TEODOR MAGHIAR MIRCEA CĂLUGĂREANU

CONSTANTIN STĂNESCU KAROLY BONDOR

ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ

EDITURA UNIVERSITĂȚII DIN ORADEA 2001 ISBN 973-8219-76-0

CUPRINS

PREFAŢ	۲Ă8
INTROE	DUCERE10
1. DIS	POZITIVE SEMICONDUCTOARE
1.1.	Conducția electrică la semiconductoare
1.2.	Procese în joncțiunea p-n16
1.3.	Diode semiconductoare
1.4.	Tranzistoare bipolare
1.5.	Caracteristicile și parametrii tranzistoarelor bipolare
1.6.	Tranzistoare cu efect de câmp
1.6.	1. Tranzistoare cu efect de câmp cu joncțiune p-n (TEC-J)28
1.6.	2. Tranzistoare cu efect de câmp cu poartă izolată (TEC-MOS)30
1.7.	Tiristoare
1.8.	Caracteristicile functionale ale tiristoarelor
1.9.	Circuite integrate
1.10.	Dispozitive semiconductoare optoelectronice
2. REI	DRESOARE DE MICĂ PUTERE PENTRU CURENT
MONOF	5AZAT
2.1.	Schema bloc a redresorului
2.2.	Redresoare monofazate cu sarcină activă45
2.3.	Redresoare monofazate cu sarcină inductivă
2.4.	Filtre pentru redresoare de mică putere
2.5.	Funcționarea și calculul redresorului cu filtru capacitiv
2.6.	Caracteristicile externe ale redresoarelor de mică putere
2.7.	Stabilizatoare de tensiune
2.8.	Surse de alimentare cu transformarea multiplă a energiei62
3. CO	NVERTOARE DE MEDIE ȘI MARE PUTERE
3.1.	Utilizarea convertoarelor în energetică și electrotehnică
3.2.	Redresorul monofazat comandat65
3.2.	1. Funcționarea redresorului comandat monofazat în sarcină
acti	$v \check{a} (L_{\rm S} = 0)$
3.2.	2. Regimul de curent intermitent la funcționarea în sarcină
acti	v-inductivă67
3.2.	3. Regimul de curent fără întrerupere la funcționarea în sarcină
acti	v-inductivă68
3.2.	4. Comutarea curentului la redresoarele comandate
mor	10fazate69
3.3.	Invertorul dependent monofazat71
3.4.	Redresorul trifazat cu nul76
3.5.	Redresorul trifazat în punte79
3.5.	1. Funcționarea redresorului necomandat79
	3

3.5.2. Funcționarea redresorului comandat	82
3.5.3. Procese de comutație și caracteristici ale redre	sorului
trifazat în punte	83
3.6. Scheme de redresare multifazate	85
3.7. Redresoare reversibile și convertoare directe de frecvență	91
3.8. Convertoare reglabile de tensiune alternativă	95
3.9. Influența convertoarelor asupra rețelei de alimentare	99
3.9.1. Factorul de putere al convertoarelor	99
3.9.2. Convertoare cu tiristoare cu coeficient sporit de putere	107
3.9.3. Surse de putere reactivă	113
3.10. Sisteme de comandă pentru convertoare cu tiristoare	117
3.10.1. Funcțiile și structura sistemelor de comandă	117
3.10.2. Dispozitive de defazare (DDF)	120
3.10.3. Sisteme de comandă multicanal	128
3.10.4. Sisteme de comandă monocanal	131
3.11. Convertoare autonome	135
3.11.1. Metode de reglare a tensiunii continue	135
3.11.2. Blocuri de comutație a tiristoarelor monooperaționale	138
3.11.3. Invertoare de tensiune	142
3.11.4. Invertoare de curent	146
3.11.5. Invertoare de rezonanță	151
4. AMPLIFICARE CU TRANZISTOARE	154
4.1. Caracteristica de transfer a etajului de amplificare	154
4.2. Regimul de repaus la amplificatorul cu tranzistor în mor	ntaj cu
emitor comun	156
4.3. Reacția negativă și stabilizarea regimului de repaus	160
4.4. Schema echivalentă și parametrii principali ai etajului ampl	ificator
cu tranzistor în montaj emitor comun	162
4.5. Tipuri de conexiuni și deriva nulului în amplificatoarele de	curent
continuu	166
4.6. Amplificatorul diferențial	168
4.7. Etajul amplificator cu tranzistor în montaj colector comun	173
4.8. Etajul amplificator cu tranzistor cu efect de câmp în	montaj
sursă comună	175
4.9. Amplificatorul operațional	178
4.10. Amplificatorul operațional neinversor cu reacție	180
4.11. Amplificatorul operațional inversor cu reacție	183
4.12. Scneme operaționale	184
4.15. Compensarea curenților de intrare și a tensiuni	1 de
$4 14 \qquad Correctoristicile \qquad de fraction té els and the fraction te els and te el$	188
4.14. Caracteristicile de frecvența ale amplificatoarel	or şi
autoexcitația	190

	4.15.	Amplificatoare	selective	şi	generatoare	de	oscilații
	sinusoic	lale					
	4.16.	Amplificatoare c	uplate capaci	tiv			194
	4.17.	Etaje amplificato	oare de putere				
5.	CIRC	CUITE DE IMPUL	SURI				
	5.1.	Avantajele transmi	terii informaț	iei sub	forma impul	lsurilor	204
	5.2.	Regimul de comuta	ție al tranzist	orului	-		
	5.3.	Regimul neliniar	de funcționa	re a a	amplificatoru	ılui op	erațional.
	Compar	atoare					
	5.4.	Circuite RC format	oare de impu	lsuri			212
	5.4.1	. Circuite de dif	ferențiere (de	rivare)			212
	5.4.2	. Circuite de int	egrare				213
	5.5.	Circuitul bascula	nt astabil	(multi	vibrator) c	u am	plificator
	operațio	nal					214
	5.6.	Circuitul basculant	monostabil c	u amp	lificator oper	ațional	217
	5.7.	Generatoare de tens	siune liniar va	ariabilà	ũ (GTLV)		219
	5.8.	Generatoare blocki	ng				
6.	ELEC	CTRONICA DIGIT	ſALĂ				
	6.1.	Sisteme de numera	ație în electr	onica	digitală. Elei	mente o	de logică
	boolean	ă (binară) și circuit	e logice	• • • • • • • • • • • • •		•••••	
	6.1.1	Sisteme de nu	merație	• • • • • • • • • • • • •		•••••	
	6.1.2	. Operații și cire	cuite logice e	lement	are	• • • • • • • • • • • • • •	
	6.1.3	Alte circuite lo	ogice mai des	folosi	te		231
	6.1.4	. Circuite logice	e cu mai mult	de doi	ıă intrări		234
	6.1.5	Utilizarea	porții invo	ersoare	pentru	trans	formarea
	circu	itelor logice					235
	6.2.	Utilizarea circu	itelor log	jice	binare p	entru	obținerea
	funcțiile	or logice		•••••	•••••	•••••	236
	6.3.	Coduri. Codificare	și decodifica	re	••••••	•••••	
	6.3.1	Coduri	•••••		••••••	•••••	
	6.3.2	Codificatoare	·····			•••••	
	6.3.3	Dispozitive de	e afișare cu șa	pte seg	gmente	•••••	
	6.3.4	Decodificatoa	re	•••••	••••••	•••••	
	6.3.5	Afișoare cu cr	istale lichide	• •	••••••	•••••	
	6.4.	Circuite basculante	utilizate ca c	rcuite	logice	•••••	
	6.4.1	Circuite bascu	lante bistabil	e (trigg	geri)	• 1	
	6.4.2	260	suitelor bascu	lante le	ogice ca circ	uite de	memorie
	6.4.3	. Comanda circ	uitelor bascul	ante bi	stabile		
	6.5.	Numărătoare					
	6.5.1	. Numărătoare a	asincrone				
	6.5.2	. Numărătoare s	sincrone	•••••	•••••	•••••	

6.5.3.	Numărătoare inverse	.266
6.5.4.	Numărătoare cu autooprire	.267
6.6. Regi	istre de deplasare	.268
6.7. Disp	pozitive aritmetice	.270
6.7.1.	Adunarea binară	.270
6.7.2.	Semisumatoare	.271
6.7.3.	Sumatoare	.272
6.7.4.	Scăderea binară; semiscăzătoare; scăzătoare	.273
6.7.5.	Utilizarea sumatoarelor pentru scădere	.274
6.7.6.	Sumatoare cu acțiune succesivă	.275
6.7.7.	Înmulțirea binară	.276
6.7.8.	Înmulțitoare binare	.277
6.7.9.	Scrierea, adunarea și scăderea numerelor prezentate în	cod
compleme	entar	.279
6.8. Disp	pozitive de memorare	.280
6.8.1.	Memorii RAM	.280
6.8.2.	Memorii ROM; memorii programabile	.281
6.9. Men	norii externe	.282
6.10. Ca	alculatoare	.284
6.10.1.	Calculatoare personale	.284
6.10.2.	Microprocesoare	.286
6.10.3.	Scurtă istorie a calculatoarelor electronice	.293
6.11. C	onjugarea instalațiilor numerice și analogice	.295
7. MÁSURA	AREA ELECTRICÀ A MÀRIMILOR NEELECTRICE	.302
7.1. Con [•]	vertoare. Amplificatoare	.305
7.2. Insta	alații de adaptare	.307
7.3. Apa	rate de ieșire	.318
7.4. Măs	urarea amplitudinii	.321
7.5. Elen	nentele circuitelor de măsură și perturbațiile	.323
7.5.1.	Adaptarea elementelor circuitelor de măsură	.323
7.5.2.	Perturbațiile în circuitele de măsură	.325
7.6. Sche	eme rezistive de măsură	.331
7.6.1.	Scheme de măsură cu divizoare de tensiune	.331
7.6.2.	Scheme în punte	.335
7.6.3.	Schema de másura cu elemente sensibile	.341
7.6.4.	Punți cu măsurarea deviației	.343
7.6.5.	Masurarea rezistențelor traductoarelor cu amplificat	oare
operațion	ale	.345
/.6.6.	Masurarea rezistenței traductoarelor prin metoda analogio	că în
punte cu	conversie în frecvență	.346
7.6.7.	Masurarea numerica a rezistenței cu convertor în trepte	.346
/./. Elen	nente sensibile reactive	.347

7.7.1. E	lemente inductive	
7.7.2. E	Elemente sensibile cu transformator	
7.7.3. F	unți de curent alternativ pentru măsurarea inducta	nței349
7.7.4. Т	raductoare capacitive	
7.7.5. S	cheme de măsură cu traductoare capacitive	
7.8. Tradu	ctoare active electrodinamice	355
7.9. Eleme	nte sensibile piezoelectrice	357
8. TRANSMI	TEREA DATELOR	359
8.1. Instala	ații pentru obținerea și memorarea	rezultatelor
măsurătorilor		
8.2. Măsur	ători la distanță și telemetrie	
8.2.1. I	nstalații pentru măsurători la distanță	
8.2.2. 1	'ransmiterea semnalelor în curent constant	
8.2.3. P	rocedee analogice de măsurare la distanță cu tra	insformarea
informației	de tipul frecvență – structură	
8.2.4. N	Iultiplexoare de frecvență	
8.2.5. N	Iultiplexoare în timp	
9. PRELUCR	AREA ELECTRONICĂ A REZUL	TATELOR
MĂSURĂTOR	(LOR	
9.1. Apara	te de calcul	
9.1.1. A	parate de legătură	
9.1.2. A	Aparate funcționale	
9.2. Analiz	za spectrală a semnalelor de măsură	
9.3. Analiz	za de corelație a semnalelor de măsură	
BIBLIOGRAFI	Е	

PREFAŢĂ

Această lucrare a fost concepută drept suport al unui curs de Electronică Industrială, destinat studenților secțiilor de inginerie electrică. Cum un astfel de curs este unul dintre cursurile aplicative ale domeniului electronicii, s-a urmărit în primul rând o prezentare clară a aspectelor legate de problemele practice și aplicațiile din domeniu, astfel ca acestea să poată fi înțelese și însușite în modul cel mai simplu posibil. Din această cauză, este posibil ca, uneori, rigurozitatea expunerii să lase de dorit, dar acest lucru a fost făcut în scopul simplificării ei.

De altfel, acest curs își propune să se constituie drept o expunere a bazelor electronicii industriale; pentru cei care doresc să aprofundeze domeniul, există numeroase lucrări care prezintă fenomenele în tratarea lor cea mai riguroasă, unele dintre ele fiind indicate în bibliografia de la sfârșitul lucrării.

Domeniul electronicii industriale este un domeniu foarte vast și el se lărgește pe zi ce trece. Din această cauză, este practic imposibilă abordarea exhaustivă a problematicii acestei discipline, motiv pentru care, orice lucrare care abordează acest subiect, își propune tratarea numai a anumitor aspecte, în funcție de obiectivele urmărite. În acest sens, lucrarea de față este structurată pornind de la o prezentare succintă a aspectelor generale legate de dispozitivele electronice semiconductoare și continuând cu principalele domenii de aplicații industriale ale electronicii: electronica energetică, electronica digitală, măsurarea electrică a mărimilor neelectrice.

Prin conținutul ei, cartea poate fi utilă și altor categorii de cititori (studenți ai altor secții inginerești, ingineri, profesori, etc.).

Într-un domeniu care se dezvoltă foarte rapid, cum este cel al electronicii, este practic imposibil să cuprinzi într-o lucrare generală aspectele cele mai moderne ale problematicii studiate. Este necesar însă ca ea să ofere o informație clară și bine structurată privind aspectele deja complet lămurite, care să permită, prin extrapolare, abordarea celor mai noi probleme ale domeniului. Sperăm că această lucrare satisface, măcar într-o anumită măsură, această condiție. Celor care vor avea prilejul să consulte această lucrare le adresăm rugămintea de a ne semnala, pe adresa editurii, diferitele aspecte constatate, observații, propuneri, etc. Pentru aceasta, le mulțumim cu anticipație.

Unul din scopurile principale ale studiului teoretic în orice domeniu de cunoaștere constă în găsirea acelui punct de vedere, din care obiectul de studiu se reliefează în simplitatea sa extremă.

"Trebuie să mulțumim Creatorului pentru că a făcut Universul astfel încât tot ce este simplu să fie adevărat și tot ce este complicat să fie fals. Căutați simplitatea și îndoiți-vă mereu de ea."

Autorii

INTRODUCERE

Unul din domeniile importante ale științei și tehnicii este electronica, ce se ocupă cu studiul bazelor fizice, cu cercetarea, elaborarea și utilizarea aparatelor a căror funcționare se bazează pe dispozitive electronice. O caracteristică generală a acestor dispozitive constă în faptul că ele sunt elemente neliniare, această neliniaritate determinându-le utilizările.

Electronica industrială reprezintă acea parte a electronicii care se ocupă cu utilizarea în industrie a dispozitivelor electronice de diferite tipuri și cu principiile generale de realizare a schemelor electronice funcționale. Ea se împarte în două domenii generale și anume:

1. Electronica informațională, care se ocupă cu studiul sistemelor de reprezentare, prelucrare, transmitere și recepție a informației.

Caracteristica electronicii informaționale constă în complexitatea și diversitatea problemelor de rezolvat, în viteza mare de lucru și în necesitatea unei înalte siguranțe în funcționare. Ea este nemijlocit legată de utilizarea microschemelor integrate, a căror dezvoltare și perfecționare determină în mod esențial nivelul de dezvoltare al domeniului în ansamblul său.

2. Electronica energetică se referă în principal la tehnica redresoarelor și convertoarelor și se ocupă cu transformarea energiei electrice dintr-o formă într-alta, având în vedere că aproape jumătate din energia electrică este consumată sub formă de curent continuu sau de frecvență nestandardizată.

Inginerilor energeticieni și electrotehniști le este utilă pregătirea în domeniul electronicii industriale în scopul formulării corecte a condițiilor tehnice pentru elaborarea soluțiilor electronice, al exploatării corecte a acestora, al proiectării instalațiilor de transport energetic de mare putere, al utilizării documentațiilor specifice în domeniul electronicii.

Electronica se dezvoltă continuu; rezolvarea problemelor locale se poate face cu ajutorul diferitelor variante schematice, care în final sunt determinate de analiza economică. Inginerul influențează deci prin activitatea sa, asupra politicii tehnice din domeniul său de specializare.

Electronica fizică se ocupă cu studiul fenomenelor și proceselor electronice, legate de modificarea concentrației și deplasarea particulelor încărcate electric în medii și în condiții diferite. Electronica tehnică se referă la elaborarea și exploatarea aparatelor electronice și instalațiilor cu diferite destinații.

Eficacitatea aparaturii electronice este determinată de rapiditatea, precizia și sensibilitatea elementelor sale componente. Cu ajutorul dispozitivelor electronice se poate transforma, relativ ușor și cu eficiență mare în majoritatea cazurilor, energia electrică în ceea ce privește forma acesteia, mărimea și frecvența curentului sau tensiunii. Cu ajutorul dispozitivelor electronice se poate transforma energia neelectrică în electrică și invers. Diversele traductoare și aparate de măsură permit măsurarea, înregistrarea și reglarea cu mare precizie a mărimilor neelectrice – temperatură, presiune, deformații elastice, transparență, etc.

Procesele de transformare a energiei în aparatele electronice au loc cu mare viteză. Acest lucru este asigurat de inerția mică, ce permite utilizarea acestora într-un domeniu larg de frecvență, de la zero până la sute de GHz. În aceste condiții, se asigură și o sensibilitate mare, care nu poate fi obținută în aparate de alt tip. Astfel, cu aparate electronice de măsură se pot măsura curenți de ordinul 10^{-17} A și tensiuni de ordinul 10^{-14} V.

Aparatele electronice pot detecta erori în execuția instrumentelor mecanice de măsură de ordine foarte mici. Microscoapele electronice, care pot mări de milioane de ori, permit pătrunderea în structurile atomice, iar instalații speciale de radioastronomie sunt utilizate pentru cunoașterea universului. Un rol important îl ocupă electronica și în biologie, pentru studierea proceselor în sistemul activității superioare nervoase, a problemelor codului genetic, etc.

Una din caracteristicile progresului tehnic și științific este automatizarea și robotizarea activităților productive, pe baza tehnicii electronice.

O dezvoltare puternică în ultimul timp a căpătat microelectronica, domeniul electronicii care se ocupă de micro-miniaturizarea aparaturii electronice, în scopul reducerii volumului, greutății, prețului de cost, al creșterii fiabilității, pe baza unui complex de metode. Dezvoltarea electronicii tehnice a cunoscut trei etape importante: electronica cu tuburi electronice, electronica semiconductorilor și microelectronica. În anii `70 au apărut primele microscheme integrate mari, care conțin câteva mii de componente într-un singur cristal semiconductor, cu posibilității funcționale multiple. Eficiența utilizării acestor circuite este legată de apariția microprocesoarelor, care reprezintă dispozitive comandate prin programare, pentru prelucrarea informației numerice și care sunt realizate pe una sau mai multe microscheme integrate mari.

Progresul în domeniul tehnologiei de realizare a circuitelor integrate continuă în nanoelectronică, la care dimensiunile unui element separat din schema integrată sunt de ordinul nm. Astfel, o plăcuță de siliciu cu suprafața de câțiva milimetri pătrați, permite realizarea a zeci de milioane de elemente,

cu dimensiuni de circa 0,2 µm. Calculatoarele electronice sunt principalul beneficiar al circuitelor integrate pe scară largă.

Domeniile de dezvoltare a electronicii în perspectiva imediată se referă la:

- scheme integrate pe scară foarte largă (VLSI very large scale integrated)
- dispozitive optoelectronice
- dispozitive bazate pe laseri
- dispozitive holografice
- dispozitive criogenice
- dispozitive pe pelicule magnetice
- dispozitive acustoelectronice
- dispozitive bioelectronice

Este util ca, la baza studierii mijloacelor tehnice electronice, să se așeze principiul analizei soluțiilor tipice, care selectează particularitățile caracteristice ale unei anumite clase tipice de scheme, acordând atenție sensului fizic și aspectelor teoretice funcționale ale acestora. O asemenea metodă de studiu are în vedere asimilarea creatoare a materialului. Materialul trebuie de asemenea studiat sistematic în sfera schemelor logice, astfel încât informația nouă să se bazeze pe cea anterioară.

Esențialul se referă la înțelegerea sensului fizic al proceselor care au loc în aparatura electronică. Scopul principal al studiului, al școlii, constă în a învăța pe student să lucreze independent și creator, să recepționeze activ informația primită, să participe la rezolvarea și anticiparea problemelor tematicii.

1. DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

1.1. Conducția electrică la semiconductoare

Semiconductoarele sunt materiale a căror rezistivitate electrică se găsește în limitele $10^3 - 10^4 \ \Omega \cdot cm$ și care, din punct de vedere al conductivității electrice, ocupă o poziție intermediară, între metale și dielectrici.

La formarea unui cristal, nivelurile energetice discrete ale atomilor izolați se lărgesc, prin formarea unor benzi constituite din subniveluri energetice infinit apropiate. În figura 1.1 este prezentată diagrama energetică a unui semiconductor: banda de valență – V, are toate nivelurile ocupate cu electroni la temperatura de zero absolut. Banda de conducție – C reprezintă banda electronilor liberi, pe nivelurile energetice ale căreia pot să se transfere electronii prin excitare. Banda interzisă – I, de lărgime ΔW , este aceea cu valori ale energiei pe care electronii nu le pot avea. Semnificația zonei interzise se referă la faptul că transferul electronului în banda de conducție se poate face numai dacă acestuia i se transmite o energie mai mare decât ΔW .



Fig. 1. 1 – Diagrama energetică și procesele de formare a purtătorilor de sarcină liberi în semiconductorul pur (a), de tip n (b) și de tip p (c)

Metalele se caracterizează prin faptul că banda interzisă lipsește, benzile de valență și de conducție fiind învecinate. Ca urmare, electronii de valență pot trece în stări energetice superioare, adică în stare de conducție, fără a avea nevoie practic de energie. Astfel, numărul de electroni liberi este mare la metale; această situație explică nivelul înalt de conductivitate electrică și termică. La materialele izolatoare, lățimea benzii interzise este mare ($\Delta W > 3 \text{ eV}$), ceea ce face ca electronii de conducție să fie practic absenți.

La semiconductoarele utilizate frecvent în prezent, lățimea benzii interzise este de 0,72 eV la germaniu și de 1,12 eV la siliciu. Acestea se găsesc în grupa a IV-a a sistemului periodic al elementelor și au câte 4 electroni de valență. În figura 1.1, legătura covalentă dintre atomii rețelei cristaline a acestor semiconductoare este marcată cu 2 linii.

Pentru că banda interzisă la aceste semiconductoare este relativ îngustă, unii dintre electroni pot obține, chiar la temperatura mediului ambiant (T \approx 300 K), energie suficientă pentru a traversa banda interzisă și a trece în banda de conducție. În acest caz, în banda de valență apare un nivel energetic neocupat – golul. Astfel, în rețeaua cristalină se produce ruperea legăturii covalente, iar electronii liberi care apar se pot deplasa liber în cristal. Golurile, care reprezintă sarcinile electrice pozitive din nodurile rețelei, sunt lipsite de legăturile electronice respective.

Procesul de refacere a legăturilor, datorită deplasării electronilor legați de la un atom al rețelei la altul, adică în banda de valență, se poate reprezenta (înlocui) prin deplasarea în sens invers a golurilor, a căror sarcină este pozitivă. În acest fel, în cristal este posibilă deplasarea liberă a electronilor și a golurilor. Procesul de formare în cristalul pur a perechilor de electroni în banda de conducție și de goluri în banda de valență se numește generare intrinsecă a purtătorilor de sarcină electrică liberi.

În același timp, are loc și efectul de recombinare a electronilor cu golurile, adică întoarcerea electronului din banda de conducție în banda de valență și, în acest fel, de dispariție a purtătorilor de sarcină electrică liberi. De obicei, recombinarea se produce datorită defectelor din rețeaua cristalină, numite centre de recombinare.

Durata medie de timp între momentele de generare și de recombinare determină timpul de viață mediu al purtătorilor de sarcină.

Concentrația purtătorilor de sarcină în semiconductorul pur este egală pentru cele două tipuri de purtători: $n = p = n_i$. La temperatura mediului ambiant, această concentrație este mică; semiconductorul pur se apropie de dielectrici din punct de vedere al proprietăților electrice.

Introducerea unei cantități infime de impurități conduce la schimbarea radicală a caracteristicilor de conductibilitate electrică. Proporția de impurități este de ordinul a un atom de impuritate la un milion de atomi de

semiconductor. Impuritățile care dispun de un electron suplimentar de valență, se numesc donori și aparțin grupei a V-a din sistemul periodic al elementelor. Arseniul și fosforul au pe stratul de valentă câte 5 electroni. În cazul semiconductorului cu impurități de acest tip, unul din electronii de valență ai atomilor de impuritate devine liber, pentru că nu participă la legătura covalentă cu atomii învecinați ai semiconductorului. Acestui electron îi corespunde, pe diagrama energetică, un nivel energetic local, numit nivel energetic donor, dispus în partea superioară a benzii interzise, în apropierea benzii de conducție, și care, la temperatura de zero absolut, este complet. Atomii de impuritate, prin încălzire ușoară se ionizează, pentru că electronul care se găseste pe nivelul donor trece în banda de conductie, mărind numărul existent de electroni liberi. În acest fel, în rețeaua cristalină a semiconductorului apar ioni de impurități cu sarcină pozitivă și electroni liberi. Schimbul de electroni dintre atomii de impuritate este imposibil, pentru că, la temperatura ambiantă, toti acestia sunt ionizati. Ionizarea atomilor de impurități nu duce astfel la creșterea concentrației golurilor, care apar numai la ruperea legăturilor dintre atomii semiconductorului. Datorită acestui fapt, concentrația electronilor liberi în semiconductorul cu impurități donoare este mai mare decât concentrația golurilor iar conductivitatea electrică este determinată de electroni. În acest caz electronii sunt purtători majoritari, iar golurile sunt purtători minoritari. Semiconductorul se numește semiconductor de tip n, cu toate că, din punct de vedere electric, el rămâne în ansamblu neutru, pentru că sarcina suplimentară a electronilor liberi este compensată de sarcina ionilor de impurități. Astfel:

$n_n = p_n + N_d$

unde n_n este concentrația purtătorilor majoritari (electroni liberi), p_n este concentrația purtătorilor minoritari (goluri) și N_d este concentrația de impurități donoare. Pentru că p_n este mică, $n_n \approx N_d$.

În domeniul temperaturilor de lucru, concentrația n_n nu depinde de temperatură, pentru că toți atomii de impurități sunt ionizați.

În cazul când în semiconductor se introduc impurități de tip acceptor, din grupa a III-a a sistemului periodic al elementelor (aluminiu, bor sau indiu), în banda interzisă apare un nivel energetic suplimentar, neocupat la temperatura zero absolut, situat în apropierea zonei de valență, numit nivel energetic acceptor. Atomul de impuritate dispune numai de trei electroni de valență, deci el are tendința de a capta încă un electron, pentru a-și completa octetul și a realiza toate legăturile covalente cu atomii vecini. Astfel, prin preluarea unui electron, se formează un ion negativ de impuritate, iar în locul electronului captat, la atomul căruia i-a aparținut, apare o sarcină pozitivă – golul. Nivelul energetic acceptor este dispus în apropierea benzii de valență și preia ușor electronii din această bandă, procesul conducând la formarea golurilor. Purtătorii de sarcină electrică liberi majoritari sunt în acest caz

golurile, iar purtătorii minoritari sunt electronii. Sarcina suplimentară a golurilor este echilibrată de sarcina ionilor negativi, astfel încât se menține neutralitatea semiconductorului. Semiconductorul cu impurități de tipul acceptor se numește semiconductor de tip p, iar:

$$p_p = n_p + N_a \approx N_a$$

unde N_a este concentrația impurităților acceptoare.

Conductivitatea electrică a semiconductorului este egală cu:

 $\sigma = en\mu_n + ep\mu_p$

unde: e este sarcina electrică elementară, n și p sunt concentrațiile electronilor, respectiv golurilor și μ_n și μ_p sunt mobilitățile electronilor, respectiv golurilor.

Mobilitatea purtătorilor este o mărime numeric egală cu raportul dintre viteza medie de mișcare dirijată (viteza de drift) a purtătorilor de sarcină și intensitatea câmpului electric.

La semiconductorul de tip n, $n_n \gg p_n$ și, din această cauză, $\sigma_n = en_n\mu_n$. La semiconductorul de tip p, $p_p \gg n_p$ și, deci $\sigma_p = en_p\mu_p$.

Prin creșterea temperaturii, se mărește amplitudinea oscilațiilor termice ale rețelei cristaline, din care cauză se micșorează mobilitatea purtătorilor de sarcină. Deoarece concentrația purtătorilor majoritari la semiconductorii cu impurități este constantă la temperaturile obișnuite de lucru, conductivitatea lor electrică scade lent prin creșterea temperaturii, pentru că se micșorează mobilitatea.

1.2. Procese în joncțiunea p-n

În dispozitivele semiconductoare se utilizează cristale semiconductoare cu două sau mai multe straturi care se deosebesc prin natura tipului de conducție (n sau p). De obicei, la structura cu două straturi de tip n și de tip p, concentrația impurităților este asimetrică în straturi, adică $N_a >> N_d$ sau $N_d >> N_a$. Ca urmare, unul din straturi are concentrația mai mare a purtătorilor majoritari și, ca urmare și conductivitatea electrică mai mare. În figura 1.2 este prezentată schematic structura cu două straturi, în care $N_a >> N_d$, $p_p >> n_n$.

Zona semiconductorului dispusă în apropierea suprafeței de separare dintre straturile p și n, în care are loc o schimbare bruscă de conducție, se numește joncțiune p-n.

În absența unui câmp electric exterior, în joncțiunea p-n, datorită diferenței de concentrație a purtătorilor majoritari în straturile p și n, se produce procesul de difuzie prin joncțiune a purtătorilor de sarcină din zona cu concentrație superioară în zona cu concentrație inferioară. Purtătorii majoritari din zona p, adică golurile, vor difuza în zona n, iar purtătorii

majoritari din zona n, adică electronii, vor difuza în zona p. Curentul de difuzie prin joncțiune va fi egal cu: $I_d = I_{dif-p} + I_{dif-n} \approx I_{dif-p}$, pentru că $p_p >> n_n$.



Fig. 1. 2 – Joncțiunea p-n în lipsa câmpului electric exterior (a), la aplicarea unei tensiuni directe (b) și respectiv inverse (c)

Datorită forțelor de difuzie, purtătorii de sarcină majoritari trec dintr-o zonă în alta și se recombină cu purtătorii majoritari din cealaltă zonă. Prin plecarea purtătorilor majoritari dintr-o zonă și recombinarea acestora în cealaltă, în apropierea suprafeței de separare dintre zona n și zona p apare o zonă sărăcită în purtători majoritari, care are deci o rezistență mare, constituind astfel un strat de baraj (de blocare). În acest strat de baraj se strică echilibrul dintre sarcinile pozitive și negative, datorită faptului că, prin micșorarea concentrației purtătorilor liberi, sarcina de volum a ionilor de impurități stabili (negativi în zona p și pozitivi în zona n) devine necompensată. Acest strat electric dublu produce un câmp electric E_0 , care provoacă apariția pe curba de distribuție a potențialului din semiconductor a unei bariere de potențial, φ_0 . Câmpul electric care apare în interiorul stratului de baraj provoacă deplasarea dirijată a purtătorilor prin joncțiune (curent de drift), în sens invers față de componenta de difuzie a curentului prin joncțiune. Curentul de drift prin joncțiune este egal cu $I_{dr} = I_{dr-p} + I_{dr-n}$.

Difuzia purtătorilor conduce la creșterea câmpului electric și a barierei de potențial, ceea ce provoacă creșterea curentului de drift. Creșterea stratului electric dublu încetează atunci când curentul însumat prin joncțiune se anulează, adică atunci când $I_{dif} = -I_{dr}$.

Regimul stabilizat corespunde stării de echilibru a joncțiunii p-n în lipsa unui câmp electric extern. În acest caz, curentul prin joncțiune devine:

 $I_a = I_{dif} - I_{dr} = I_{dif-p} + I_{dif-n} - I_{dr-p} - I_{dr-n} = 0$ (1.1)

Lărgimea stratului de baraj în zonele p și n depinde de concentrația ionilor de impurități din aceste straturi și este cu atât mai mică cu cât

concentrația este mai mare. Dacă $N_a >> N_d$, joncțiunea se compune dintr-un strat electric stabil, a cărui lățime în zona n este mai mare (figura 1.2.a).

Dacă pe joncțiunea p-n se aplică o tensiune U_a directă (figura 1.2.b), adică plusul pe zona p și minusul pe zona n, întreaga tensiune se aplică pe stratul de baraj, care are rezistență mare. Sensurile câmpurilor electrice, exterior E_a și interior E_0 sunt opuse, câmpul electric rezultant în stratul de baraj se micșorează și bariera de potențial devine egală cu $\varphi = \varphi_0 - U_a$.

Din această cauză, se mărește componenta de difuzie a curentului I_{dif} prin joncțiune, pentru că o cantitate mai mare de purtători de sarcină care au energie suficientă pot depăși bariera de potențial.

Componenta de drift a curentului nu se modifică însă, pentru că ea este determinată numai de cantitatea purtătorilor minoritari care ajung la stratul de baraj în procesul de difuzie, iar acești purtători vor fi în continuare atrași de câmpul joncțiunii. În acest fel, curentul de drift I_{dr} nu depinde de valoarea tensiunii externe aplicate pe semiconductor. Curentul total prin joncțiune este curentul direct $I_a = I_{dif} - I_{dr} > 0$.

Bariera de potențial ϕ_0 se măsoară în zecimi de volt. Micșorarea acesteia face ca sarcina spațială să se reducă, ca și lățimea stratului de baraj.

În cazul aplicării unei tensiuni inverse pe joncțiune (figura 1.2.c), se mărește câmpul rezultant din stratul de baraj și se mărește valoarea barierei de potențial $\varphi = \varphi_0 + U_a$.

Curentul prin semiconductor este determinat de curentul de drift, pentru că difuzia purtătorilor prin stratul de baraj este blocată:

$$\mathbf{I}_{a} = \mathbf{I}_{dif} - \mathbf{I}_{dr} = -\mathbf{I}_{dr}.$$

În acest caz, câmpul în joncțiunea p-n atrage toți purtătorii minoritari de sarcină, indiferent de valoarea barierei de potențial, astfel încât prin joncțiune trece practic numai curentul purtătorilor minoritari, adică un curent de goluri din zona n în zona p și de electroni din zona p în zona n.

Acest curent invers este însă mult mai mic decât curentul direct prin joncțiunea p-n, când tensiunea externă aplicată are același sens (plus la stratul p și minus la stratul n), deoarece numărul purtătorilor minoritari în semiconductor este mic.

Raportul dintre valorile curentului direct și invers în joncțiunea p-n arată că dispozitivul are conducție direcțională (unilaterală), adică poate funcționa ca redresor. Curentul invers a purtătorilor minoritari $I_{inv} = I_{dr}$ se numește curent de saturație, sau de origine termică, pentru că el depinde de temperatură datorită faptului că prin încălzirea semiconductorului se amplifică procesul de generare a purtătorilor minoritari. Astfel, curentul termic se dublează prin încălzire cu 8 °C a dispozitivelor cu germaniu și cu 10 °C a dispozitivelor cu siliciu.

În cazul polarizării inverse a joncțiunii p-n, intensitatea câmpului electric rezultant din joncțiune crește, din care motiv crește și sarcina stratului electric dublu și lățimea stratului de baraj.

Variația curentului prin joncțiunea p-n în funcție de tensiunea aplicată, $I_a = f(U_a)$ se numește caracteristica joncțiunii p-n.



Fig. 1. 3 – Caracteristica joncțiunii p-n ideale (a) și reale (b)

La aplicarea unei tensiuni directe U_a de mică valoare, prin dispozitiv trece un curent mare. La tensiuni inverse mari, curentul de origine termică este mic. Proprietățile joncțiunii p-n sunt apropiate de cele ideale ale diodei, adică pe dispozitiv căderea de tensiune este practic nulă în cazul polarizării directe și curentul este nul în cazul aplicării tensiunii inverse. În caz real situația este prezentată în figura 1.3.b.

1.3. Diode semiconductoare

Dioda semiconductoare constă dintr-un cristal semiconductor cu două straturi cu tip de conducție diferit, montată într-o capsulă prevăzută cu două borne de ieșire pentru cuplarea în circuitul exterior. Caracteristica diodei reale se deosebește de caracteristica ideală a joncțiunii p-n. Astfel, căderea de tensiune directă pe diodă este mai mare decât tensiunea pe joncțiunea p-n cu o valoare egală cu căderea de tensiune pe straturile p și n ale semiconductorului, rolul principal fiind jucat de căderea de tensiune în stratul n pentru cazul analizat în paragraful anterior (figura 1.3.b, curba 2).

Ramura inversă a caracteristicii diodei este caracterizată de trei zone și anume: în zona I diferențierea față de caracteristica joncțiunii p-n este datorată existenței unui curent superficial la suprafața cristalului. În zona a IIa se remarcă existența străpungerii electrice a joncțiunii când, la schimbarea lentă a tensiunii, curentul electric crește vertiginos. În cazul diodelor redresoare, este caracteristic procesul de străpungere în avalanșă, care constă în faptul că, sub influența câmpului electric puternic, purtătorii minoritari care ajung în joncțiune, pe durata de timp corespunzătoare timpului mediu dintre două ciocniri consecutive cu nodurile rețelei cristaline, capătă o energie suficientă pentru ionizarea prin ciocnire a atomilor. Se formează astfel o pereche de purtători de sarcină electrică liberi, care, la rândul lor, accelerați în câmpul dat, pot provoca alte ionizări. Procesul de străpungere în avalanșă este, în anumite condiții, reversibil.

O altă formă a procesului de străpungere reversibil în zona a II-a este efectul Zener (tunel). Acest proces apare în joncțiunile subțiri, la intensități mari de câmp electric, când energia necesară pentru ruperea legăturilor din rețeaua cristalină se micșorează, ceea ce face să sporească generarea purtătorilor minoritari de sarcină și deci să crească rapid curentul invers.

În zona a III-a are loc străpungerea termică, atunci când, prin creșterea intensității câmpului electric invers, crește curentul prin diodă precum și puterea disipată în joncțiunea p-n. Creșterea temperaturii cristalului amplifică generarea purtătorilor minoritari, ceea ce face să crească curentul invers, datorită căruia crește puterea, temperatura joncțiunii la rândul ei crește și ea, ceea ce în final face ca joncțiunea p-n să se distrugă.

Alegerea dispozitivelor se face pe baza cataloagelor de firmă în funcție de parametrii necesari diodei pentru cazurile concrete de utilizare. Parametrii de bază ai diodelor redresoare sunt:

- valoarea medie a curentului maxim admis, determinată de încălzirea admisă a dispozitivului la aplicarea tensiunii directe;
- valoarea tensiunii inverse sub forma impulsurilor repetabile, care este egală cu aproximativ 0,7 din valoarea tensiunii de străpungere şi care limitează valorile admise de tensiune inversă pe diodă;
- valoarea impulsului de tensiune directă, ce caracterizează diferențierea față de situația reală a curbei directe a caracteristicii și se determină pentru cazul valorii maxime admise a curentului mediu direct;
- curentul maxim invers, ce caracterizează existența zonei a III-a pe curba inversă a caracteristicii:

De regulă, în cataloage se mai indică și alți parametri, necesari pentru realizarea funcționării la suprasarcini de scurtă durată, specifici situațiilor de avarie.

Diodele redresoare sunt de două tipuri: cu germaniu și cu siliciu; ultimele au căpătat o largă răspândire deoarece temperatura lor de lucru admisă este de 120°C (față de 55°C la germaniu), au curenți inverși mai mici și admit tensiuni inverse mai mari. De remarcat faptul diodele cu siliciu au o cădere de tensiune directă mai mare, de circa 1 V, față de 0,3 V la germaniu, pentru că parametrii diodelor cu siliciu sunt determinați de lărgimea mai mare a benzii interzise, în comparație cu diodele cu germaniu.

Din punct de vedere al puterii disipate, diodele redresoare se împart în diode de mică putere, la care curentul direct este până la 0,3 A, diode de putere medie, când curentul direct poate lua valori între 0,3 și 10 A și diode de mare putere, curentul direct putând lua valori de peste 1000 A. Valoarea maximă a tensiunii inverse poate atinge câteva mii de volți în cazul diodelor de siliciu.

Diodele cu avalanșă de mare putere au căpătat utilizări frecvente datorită faptului că, prin execuție tehnologică deosebită, se obține o joncțiune p-n omogenă, în care sunt eliminate scurgerile de curent de suprafață pe marginile structurii semiconductorului, în condițiile menținerii constante a densității de curent prin toată secțiunea joncțiunii. Se obține astfel reducerea încălzirii dispozitivului și reducerea probabilității de străpungere.

O variantă specială a diodelor semiconductoare o reprezintă diodele de frecvență înaltă de impulsuri. Datorită construcției speciale, se asigură valori mici pentru capacitățile interne și durate mici de timp pentru comutarea între starea de conducție și de blocare.

Diodele Zener sunt diode cu siliciu, special destinate pentru stabilizarea tensiunii. Intervalul de lucru pe caracteristica acestor diode îl reprezintă zona

a II-a (fig 1.3), care se caracterizează prin tensiunea de stabilizare și este limitat de valorile minimă și maximă ale curentului. La valori mici a tensiunilor de străpungere electrică, puterea care se disipă în dispozitiv în zona a II-a a caracteristicii nu este mare si. din această cauză, este posibilă funcționarea îndelungată dispozitivului. a Modificarea tensiunii de stabilizare cu valoarea ΔU , la variația curentului, ΔI , prin dispozitiv este caracterizată prin rezistența dinamică a diodei:



 $r_{st} = \frac{\Delta U}{\Delta I}$

Fig. 1. 4 – Simbolul de reprezentare în scheme a diodei redresoare (a) și a diodei Zener (b)

Ideal, $r_{st} = 0$. În afara limitelor intervalului al II-lea, dioda Zener poate fi considerată ca o diodă obișnuită.

Diodele Zener se fabrică la tensiuni de stabilizare în domeniul de la 4 la 200 V, pentru curenți maximi de 0,01 - 10 A.

În figura 1.4 se prezintă simbolul diodei redresoare și al diodei Zener. Electrodul care se leagă la zona p se numește anod, iar electrodul legat la zona n - catod.

1.4. Tranzistoare bipolare

Aceste dispozitive sunt destinate pentru comanda prin curent și amplificarea semnalelor. Tranzistorul bipolar constă dintr-un cristal de

semiconductor, compus din trei straturi cu conducție care alternează, cuplate

la trei borne pentru legarea la schema electrică exterioară. În figura 1.5.a, b sunt prezentate simbolurile tranzistoarelor de tipul p-n-p și n-pn. Straturile de laterale se numesc emitor și colector, între care se află stratul numit bază. În această triplă structură există două joncțiuni: joncțiunea emitor-bază (E-B) și joncțiunea colector-bază (C-B). Materialul pentru realizarea tranzistoarelor este germaniul sau siliciul. La construcția tranzistoarelor se respectă următoarele două condiții:



Fig. 1. 5 – Simbolul de reprezentare în scheme a tranzistorului bipolar p-n-p (a) și n-p-n (b)

- grosimea bazei, adică distanța dintre joncțiunile E-B și C-B trebuie să fie mică în comparație cu lungimea de difuzie a purtătorilor de sarcină;
- concentrația impurităților și deci a purtătorilor majoritari în emitor trebuie să fie mult mai mare decât cea din bază, adică N_a >> N_d în tranzistorul de tip p-n-p.

Tranzistorul se cuplează în serie cu rezistența de sarcină R_C în circuitul sursei de alimentare a colectorului E_C . La intrarea tranzistorului se aplică tensiunea de comandă, E_B (figura 1.6.a).



Fig. 1. 6 – Distribuția curenților (a) și a potențialelor (b) în tranzistorul bipolar de tip p-n-p

Schema cu emitor comun este acea schemă în care circuitele de intrare compus din E_B și R_B și de ieșire, compus din E_C si R_C au un punct comun – emitorul. În situația când E_B și E_C sunt egale cu zero, joncțiunile E-B și C-B se găsesc în stare de echilibru iar curenții prin aceste joncțiuni sunt nuli. Ambele joncțiuni au câte un strat dublu, compus din ioni de impuritate și barieră potențială ϕ_0 , diferită ca valoare pentru fiecare din ele.

În figura 1.6.b, cu linie punctată se arată distribuția potențialelor în tranzistor în lipsa tensiunilor.

Polaritatea surselor externe E_B și E_C face ca joncțiunea E-B să fie polarizată direct, adică minusul sursei E_B se aplică pe bază, iar plusul pe emitor, iar joncțiunea C-B să fie polarizată invers, adică minusul sursei E_C se aplică pe colector iar plusul pe emitor, astfel încât $|U_{CE}| > |U_{BE}|$.

Distribuția potențialelor în tranzistorul polarizat este prezentată prin linie continuă în fig 1.6.b. Bariera de potențial din joncțiunea E-B se micșorează iar bariera de potențial la joncțiunea de colector se mărește.

Datorită aplicării pe joncțiunea E-B a unei tensiuni directe, se produce difuzia puternică și injecția golurilor din emitor în bază. Componența electronică a curentului de difuzie prin joncțiunea E-B este stabilită anterior de $N_a >> N_d$. Astfel, curentul de emitor este egal cu $I_E \approx I_{E \text{ dif } p}$.

Sub influența forțelor de difuzie, ca rezultat al scăderii concentrației dea lungul bazei, golurile se deplasează de la emitor la colector. Cea mai mare parte a golurilor injectate de către emitor ajung la joncțiunea de colector, fără să pătrundă în centrele de recombinare, datorită faptului că baza tranzistorului este foarte subțire. Aceste goluri sunt captate de câmpul joncțiunii C-B, polarizată invers, astfel încât acest câmp este accelerator pentru purtătorii minoritari, adică golurile în baza de tip n. Curentul de goluri, care ajunge din emitor în colector, se închide prin circuitul extern la sursa E_C . În acest fel, prin creșterea curentului emitorului cu mărimea ΔI_E , curentul colectorului crește cu valoarea $\Delta I_C = \alpha \cdot \Delta I_E$.

Datorită probabilității mici de recombinare în baza subțire a tranzistorului, factorul de transfer al curentului emitorului, numit factor de amplificare în curent în montaj bază comună este:

$$\alpha = \frac{\Delta I_{\rm C}}{\Delta I_{\rm E}} = 0.9 - 0.99$$

O mică parte din golurile injectate din emitor, se recombină totuși în bază și, în scopul refacerii neutralității de sarcină a bazei, în aceasta sunt preluați electroni din circuitul extern al sursei E_B . Din această cauză, curentul bazei este curentul de recombinare $I_{rec} = I_E(1 - \alpha)$. Pe lângă aceste componente ale curentului prin tranzistor, datorate purtătorilor majoritari, există posibilitatea transferului purtătorilor minoritari care apar în bază și în colector ca rezultat al generării de purtători, prin joncțiunea C-B, pe care se

aplică tensiune inversă. Acest mic curent, datorat transferului de goluri din bază în colector și al electronilor din colector în bază, analog curentului invers prin joncțiunea p-n, se numește curent invers al joncțiunii de colector sau curent termic și se notează cu I_{CB0} (figura 1.6.a).

Curentul total de colector este astfel determinat de deplasarea tuturor purtătorilor de sarcină prin joncțiunea de colector:

 $I_{\rm C} = \alpha \cdot I_{\rm E} + I_{\rm CB0} \tag{1.2}$

Pentru că $I_E = I_B + I_C$, expresia (1.2) se transformă în:

 $I_B = (1 - \alpha)I_E - I_{CB0}$ care arată că în tranzistor curenții sunt în relație liniară.

(1.3)

(1.4)

Din expresia (1.3) se obține: $I_E = \frac{I_B + I_{CB0}}{1 - \alpha}$ și, având în vedere expresia

(1.2), rezultă:

$$I_{\rm C} = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_{\rm B} + \frac{\alpha}{1-\alpha} I_{\rm CB0} + I_{\rm CB0}$$

Dacă se notează $\beta = \frac{\Delta I_{\rm C}}{\Delta I_{\rm B}} = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ (numit factor de amplificare în curent

în montaj emitor comun) și $I_{CE0} = I_{CB0}(1 + \beta)$, atunci:

$$I_C = \beta \cdot I_B + I_{CE0}$$

Se consideră că I_{CE0} este mic iar $\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \approx \frac{I_C}{I_B}$. Atunci, expresia (1.4) se

transformă în:

$I_C = h_{21E} \cdot I_B$

unde $h_{21E} \approx -\beta$ reprezintă este factorul de transfer în curent în montaj emitor comun.

Prin modificarea curentului de intrare din bază cu valoarea ΔI_B , se modifică curentul de ieșire I_C și căderea de tensiune pe sarcină, cu valoarea $\Delta I_C R_C$, precum și puterea care se disipă pe rezistența R_C . În acest fel, prin modificarea unui curent mic, I_B , în circuitul sursei de tensiune mică, E_B , se modifică puterea preluată din sursa E_C de către R_C , în condițiile când $\Delta I_C >> \Delta I_B$ și $\Delta I_C R_C >> U_{BE}$.

În cazul cuplării tranzistorului în schema cu bază comună, curentul de intrare este curentul emitorului, iar prin sarcină trece curentul de colector, în condiția când $I_C < I_E$.. Prin modificarea unei tensiuni mici pe joncțiunea E-B, se poate modifica curentul în circuitul sursei E_C și, astfel, să se obțină creșterea tensiunii pe sarcină, $\Delta I_C R_C >> \Delta U_{EB}$, adică se amplifică semnalul în tensiune. Absența amplificării în curent reprezintă cauza pentru care schemele cu bază comună sunt puțin utilizate în practica industrială.

Modul de funcționare a tranzistorului n-p-n este similar, deosebirea constând în inversarea sensului curenților purtătorilor de sarcină și a polarității tensiunilor aplicate.

1.5. Caracteristicile și parametrii tranzistoarelor bipolare

Funcționarea tranzistorului cuplat în schema cu emitor comun este determinată de familiile caracteristicilor de intrare și ieșire.

Variația curentului de colector în funcție de tensiunea colector-emitor, $I_C = f(U_{CE})$, când curentul în bază este constant, $I_B = ct$. se numește caracteristică de ieșire sau de colector. Această caracteristică este neliniară. Când $U_{CE} \ge U_{CES}$, curentul de colector nu depinde practic de tensiunea U_{CE} . Tranzistorul lucrează în regimul în care pe joncțiunea E-B se aplică tensiune directă iar pe joncțiunea C-B tensiune inversă. El funcționează ca sursă comandată de curent: sursa de curent I_C , a cărei valoare este comandată de curentul din bază, I_B . Variația curentului din bază se face prin modificarea tensiunii E_B ; prin creșterea, de exemplu, a acesteia, crește tensiunea directă pe joncțiunea E-B și injecția purtătorilor de sarcină din emitor în bază iar curentul emitorului I_E crește cu valoarea ΔI_E .



Fig. 1. 7 – Caracteristicile de ieșire (a) și de intrare (b) la tranzistorul bipolar

Creșterea curentului în bază se datorează măririi numărului de recombinări ale golurilor în baza de grosime mică $\Delta I_B = \Delta I_{rec} = \Delta I_E \cdot (1 - \alpha)$. Partea principală din creșterea curentului de emitor, $\alpha \cdot \Delta I_E$ provoacă creșterea curentului de colector $\Delta I_C = \alpha \cdot \Delta I_E = \beta \cdot \Delta I_B$. Valoarea lui β este în limitele de la 10 la 1000 pentru diferite tipuri de tranzistoare. Înclinarea ușoară a curbei caracteristicii de ieșire se explică prin faptul că, datorită creșterii tensiunii 25 U_{CE} , crește tensiunea pe joncțiunea C-B și astfel se lărgește stratul de baraj al acestei joncțiuni, ceea ce face ca grosimea bazei să se micșoreze. Reducerea grosimii bazei, la rândul ei face ca probabilitatea de recombinare a purtătorilor să scadă și astfel să crească puțin valorile factorilor de transfer a curentului, α și β . Din relația (1.4) se obține că, prin creșterea lui β , curentul de colector se mărește.

În cazul când $U_{CE} < U_{CES}$, caracteristica de ieșire are o pantă mare de variație. Prin micșorarea lui U_{CE} , se micșorează și tensiunea U_{CB} și, atunci când $U_{CE} = U_{CES} = U_{BE}$, tensiunea $U_{CB} = U_{CE} - U_{BE}$ își schimbă semnul. Prin micșorarea în continuare a lui U_{CE} până la zero, pe joncțiunea C-B se aplică tensiune directă. Din această cauză, apare deplasarea purtătorilor majoritari, adică a golurilor, din colector în bază, împotriva sensului de deplasare a curentului de goluri din emitor în colector. La aceste valori mici ale lui U_{CE} , curentul de colector scade vertiginos. Porțiunea caracteristicii de ieșire care are panta rapidă arată că tranzistorul nu mai este capabil să funcționeze ca element de amplificare. Acest regim de lucru se folosește însă în tehnica impulsurilor.

Creșterea rapidă a curentului de colector I_C când pe tranzistor se aplică valori mari de tensiune U_{CE} , se produce datorită înmulțirii în avalanșă a purtătorilor în joncțiunea B-C și în continuare a străpungerii electrice a acesteia. În vederea preîntâmpinării străpungerii ireversibile a tranzistorului se iau măsuri de limitare a tensiunii pe colector și a puterii care se disipă pe joncțiunea B-C. În cataloage se indică valoarea limită a curentului de colector, peste care factorul de amplificare β se micșorează. Variația curentului din bază în funcție de tensiunea bază-emitor, $I_B = f(U_{BE})$ în condiția menținerii constante a tensiunii de colector, U_{CE}, se numește caracteristica de intrare a tranzistorului.



Fig. 1. 8 – Dependența modulului factorului de amplificare β în funcție de frecvență

Când $U_{CE} = 0$, ambele joncțiuni ale tranzistorului lucrează la tensiuni directe și curenții de colector și de emitor se însumează în bază. În acest caz, caracteristica de intrare reprezintă caracteristica a două joncțiuni p-n cuplate în paralel (figura 1.7.b). La $U_{CE} > U_{CES}$ pe joncțiunea B-C apare o tensiune inversă, iar pe joncțiunea B-E se păstrează tensiunea directă. Curentul bazei, determinat de procesul de recombinare a purtătorilor minoritari, este egal cu diferența dintre curenții de emitor și de colector. Caracteristica de intrare a tranzistorului este determinată de una dintre caracteristicile joncțiunii B-E, dar valoarea curentului se micșorează cu coeficientul (1 – α), care arată că curentul bazei reprezintă doar componenta de recombinare a curentului de emitor.

Curenții prin tranzistori sunt puternic influențați de temperatura mediului de lucru. Odată cu creșterea temperaturii, crește curentul I_{CB0} , pentru că se mărește concentrația purtătorilor minoritari în straturi. De asemenea, factorul de amplificare β se mărește prin creșterea temperaturii, datorată faptului că centrele de recombinare localizate pe defectele rețelei cristaline se completează, ceea ce face să scadă probabilitatea de recombinare a purtătorilor în bază și să crească astfel factorii de amplificare α și respectiv

 $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$. Modificarea lui I_C poate ajunge la câteva zeci de procente prin creșterea temperaturii cu 20 – 30 °C. Factorii α și β depind de asemenea de

frecvența de lucru a tranzistorului, pentru că procesele care au loc în tranzistor prin trecerea purtătorilor de sarcină prin stratul bazei precum și schimbarea concentrației purtătorilor în bază prin difuzia purtătorilor minoritari spre colector sunt caracterizate de inerție. Datorită acestei inerții, variația curentului de ieșire suferă o întârziere de fază în raport cu variația curentului de intrare. La frecvență mare de repetiție a impulsurilor, pe durata impulsului curentul de colector nu reușește să ajungă la valoarea sa maximă și, prin creșterea frecvenței, amplitudinea impulsurilor scade.

Factorul β se exprimă formă complexă care depinde de frecvență, sub forma:

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + i\frac{f}{f_{\beta}}}$$
(1.5)

unde β_0 este valoarea coeficientului β în domeniul frecvențelor joase și medii și f_{β} este frecvența pentru care $|\beta| = \frac{\beta_0}{\sqrt{2}}$.

În cataloage este indicată frecvența limită a factorului de amplificare în curent, f_{lim} , pentru care $\beta = 1$. Prin introducerea valorii $f = f_{\text{lim}}$ în relația (1.5), se determină $|\beta|$, având în vedere că $f_{\text{lim}}/f_{\beta} >> 1$ și se obține:

 $\begin{array}{l} f_{lim}=\beta_0 \cdot f_\beta & (1.\ 6)\\ Valoarea \ lui \ f_\beta, \ care \ arată \ capacitatea \ tranzistorului \ de \ a \ amplifica\\ semnale \ de \ înaltă \ frecvență, \ este \ la \ tranzistorele \ moderne \ de \ f_\beta = \ 10^6 - \ 10^7\\ Hz. \ În \ cazul \ când \ este \ necesară \ amplificarea \ semnalelor \ la \ frecvențe \ mai \ mari\\ decât \ f_\beta, \ se \ folosește \ schema \ de \ cuplare \ a \ tranzistorului \ cu \ baza \ comună, \ ceea\\ ce \ permite \ obținerea \ amplificării \ până \ la \ valoarea \ maxim \ posibilă, \ de \ f_{lim}. \end{array}$

Tranzistoarele bipolare sunt comandate în curent și deci consumă putere din circuitul de intrare, motiv pentru care nu pot fi utilizate pentru amplificarea semnalelor de putere mică.

1.6. Tranzistoare cu efect de câmp

Tranzistoarele cu efect de câmp sunt dispozitive semiconductoare care practic nu consumă curent din circuitul de intrare și se împart în două tipuri, deosebite din punct de vedere al principiului de funcționare: cu joncțiune p-n și metal – dielectric – semiconductor.

1.6.1. Tranzistoare cu efect de câmp cu joncțiune p-n (TEC-J)

Acestea au structura constructivă prezentată în figura 1.9. Stratul cu conducție de tip \mathbf{p} se numește canal și este prevăzut cu două borne pentru cuplare în circuitul extern și anume: drena (D) și sursa (S). Straturile cu conducție de tip \mathbf{n} care mărginesc canalul de ambele părți sunt unite la o singură bornă denumită grilă sau poartă (G) pentru cuplarea în circuitul exterior. Există și tranzistoare cu efect de câmp la care canalul este de tip \mathbf{n} ; reprezentarea schematică a acestora se prezintă în figura 1.9.c. Principiul de funcționare la tipurile \mathbf{n} și \mathbf{p} este același; deosebirea constă în aceea că direcția curenților și polaritatea tensiunilor aplicate sunt opuse.



Fig. 1. 9 – Structura (a), reprezentarea în schemă (b – canal p, c – canal n) și caracteristicile de drenă (d) ale tranzistorului cu efect de câmp cu joncțiune p-n

În figura 1.9.d este prezentată familia caracteristicilor de drenă (de ieșire) a TEC-J, $I_D = f(U_{DS})$, în condiția când $U_{GS} = ct$.

Funcționarea tranzistorului cu efect de câmp este determinată de procesele care au loc la joncțiunea dintre canal și straturile vecine.

Astfel, când tensiunea de comandă $U_{GS} = 0$ și se cuplează o sursă de tensiune între drenă și sursă, U_{DS} , prin canal trece un curent a cărui valoare este determinată de rezistența canalului.



Fig. 1. 10 – Îngustarea canalului tranzistorului cu efect de câmp la aplicarea tensiunii U_{DS}

Tensiunea U_{DS} se distribuie uniform pe lungimea canalului, astfel încât tensiunea inversă mai mare pe joncțiune se găsește în zona apropiată de drenă, iar în apropierea sursei joncțiunea **p–n** se află în stare de echilibru. Această tensiune provoacă lărgirea stratului de baraj al joncțiunii **p–n** și îngustarea canalului (figura 1.10.a). În mod deosebit, lărgirea joncțiunii apare în apropierea drenei, unde există tensiune inversă mai mare pe joncțiune. Lărgirea joncțiunii **p-n** determină îngustarea canalului conductor de curent al tranzistorului și astfel rezistența acestuia crește; datorită creșterii rezistenței canalului la creșterea U_{DS}, caracteristica de drenă a tranzistorului cu efect de câmp este neliniară (figura 1.9.d). Pentru o anumită valoare a lui U_{DS}, canalul se închide complet, iar creșterea curentului I_D încetează prin mărirea valorii lui U_{DS} (figura 1.10.b).

Când se aplică o tensiune pozitivă pe grilă ($U_{GS} > 0$), joncțiunea **p–n** se lărgește și mai mult în zona tensiunii inverse, ca rezultat canalul conductor de curent se îngustează mai pronunțat și curentul de drenă I_D se micșorează în mod corespunzător (figura 1.9.d). În acest fel, rezistența canalului și deci curentul de drenă pot fi comandate de tensiunea U_{GS} aplicată pe poartă. Pentru o anumită valoare a lui U_{GS} , care se numește tensiune de blocare, curentul de drenă practic se anulează, ca urmare a închiderii complete a canalului.

Se definește panta caracteristicii de drenă: S = $\frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}\Big|_{U_{DS}=ct.}$

Spre deosebire de tranzistoarele bipolare, cele cu efect de câmp sunt comandate în tensiune, iar în circuitul de grilă trece numai un mic curent, de origine termică I_G, al joncțiunii **p**–**n**, care este polarizată invers. Caracteristicile de drenă au două sectoare distincte ca și caracteristicile de colector de la tranzistoarele bipolare, unul de creștere rapidă și altul de creștere lentă. Sectorul de creștere rapidă al caracteristicii se folosește în schemele de comutație, iar sectorul al doilea pentru amplificarea semnalelor.

Curentul de drenă al tranzistorului cu efect de câmp este puternic influențat de temperatura de funcționare, pentru că, pe măsura creșterii temperaturii, conductivitatea electrică a semiconductoarelor cu impurități în gama temperaturilor de lucru se micșorează. De asemenea, prin încălzire, lățimea joncțiunii **p–n** se micșorează, iar canalul se lărgește. Ca rezultat al acțiunii combinate a acestor doi factori, prin încălzirea tranzistorului, la U_{GS} = ct., curentul de drenă se poate modifica în ambele sensuri, adică poate să crească sau să se micșoreze.

Frecvențele de lucru sunt mari, de ordinul MHz, valoarea acestora fiind limitată de capacitatea joncțiunii p-n, a cărei suprafață este relativ mare.

1.6.2. Tranzistoare cu efect de câmp cu poartă izolată (TEC-MOS)

Aceste tranzistoare se numesc astfel pentru că sunt constituite din suprapunerea a trei straturi: metal, oxid (dielectric) și semiconductor – MOS. La suprafața cristalului semiconductor care reprezintă suportul (baza) cu conducție de tip **p** sunt formate două zone cu conductivitate de tip **n**, legate între ele printr-o punte subțire care reprezintă canalul. Zonele de tipul **n** sunt prevăzute cu borne pentru cuplarea în circuitul electric exterior (drena și sursa). Cristalul semiconductor este acoperit de o peliculă de oxid dielectric, pe care se dispune grila metalică **G**, legată în circuitul exterior. În acest fel grila este izolată din punct de vedere electric de circuitul drenă – sursă (figura 1.11.a).

Suportul (baza) se leagă cu sursa, legătura făcându-se fie în interiorul dispozitivului, fie în exteriorul acestuia. Caracteristicile de drenă (de ieșire), $I_D = f(U_{DS})$ pentru $U_{GS} =$ ct. sunt prezentate în figura 1.11.b. În lipsa tensiunii de comandă, când $U_{GS} = 0$, prin canal între zonele de tipul **n** trece curentul I_D . Prin creșterea tensiunii sursei, U_{DS} , joncțiunea **p**–**n** dintre bază și canal se lărgește în sens invers, astfel încât tensiunea inversă mai mare pe joncțiune se realizează în apropierea drenei și astfel se îngustează canalul care conduce curent. Pe măsura creșterii U_{DS} , rezistența canalului se mărește, creșterea canalului prin creșterea lui U_{DS} , curentul I_D se saturează. În acest timp de funcționare, procesele care au loc în tranzistorul TEC-MOS sunt similare proceselor care au loc în tranzistorul TEC-J.

Când se aplică o tensiune pozitivă pe grilă, se produce o atragere a electronilor din bază, care se acumulează în zona canalului, rezistența acestuia se micșorează iar curentul de drenă crește (regimul de îmbogățire, pe caracteristica din figura 1.11.b, pentru $U_{DS} > 0$). În cazul când pe grilă se aplică o tensiune negativă, câmpul electric respinge electronii din canal în suport, rezistența canalului crește, iar curentul I_D scade (regimul de sărăcire).



Fig. 1. 11 – Structura (a) și caracteristicile de drenă (b – cu canal inițial, c – cu canal indus) la tranzistoarele MOS

În acest fel, prin modificarea tensiunii de comandă U_{GS} , se modifică curentul de ieșire al tranzistorului, I_D . Se definește panta caracteristicii de drenă, la fel ca la TEC-J. Datorită faptului că grila este izolată de restul circuitului, curentul acesteia, I_G , este foarte mic, fiind determinat numai de rezistența izolației, motiv pentru care puterea necesară pentru comanda tranzistoarelor MOS este practic nulă. În mod analog funcționează și tranzistoarele MOS cu canal de tip **p**, la care suportul este de tip **n**, sensul curenților și polaritatea tensiunilor fiind însă inverse față de cazul analizat anterior (TEC-MOS de tip **p**). Simbolurile folosite în scheme pentru TEC-MOS de tip **n** și **p** sunt prezentate în figura 1.12.a și respectiv 1.12.b. Ambele tipuri de tranzistoare au canalul încorporat.

O variantă constructivă a tranzistoarelor MOS se este cea prezentată în figurile 1.12.c și 1.12.d, cu canal indus de tip \mathbf{n} sau \mathbf{p} . În construcția

acestor dispozitive nu există un canal special între zonele de drenă și sursă, astfel că, pentru $U_{GS} = 0$, curentul de drenă este nul.



Fig. 1. 12 - Reprezentarea în schemă a tranzistoarelor MOS

Acest tip de dispozitiv poate funcționa numai în regim de îmbogățire, când câmpul grilei atrage purtătorii de sarcină corespunzători, ce realizează canalul conductor dintre zonele sursei și drenei. Familia caracteristicilor de drenă ale tranzistoarelor MOS cu canal indus de tipul **n** este prezentată în figura 1.10.c. În cazul când tensiunea pe grilă este mai mică decât tensiunea de deschidere, curentul I_D este practic nul.

1.7. Tiristoare

Tiristoarele sunt dispozitive semiconductoare comandate, realizate din patru sau mai multe straturi de semiconductor cu tip de conducție diferit, așezate alternant, care sunt capabile, sub influența semnalelor de comandă, să comute din starea de blocare în starea de conducție. Se realizează mai mult variantele constructive de tiristoare compuse din patru straturi, având structura **p**–**n**–**p**–**n**. Caracteristicile acestora sunt prezentate în figura 1.13.a, iar în figura 1.13.b este prezentat simbolul folosit în scheme pentru tiristor, care are trei electrozi: A – anodul, K – catodul și EC – electrodul de comandă (poarta). Schema de cuplare a tiristorului se prezintă în fig 1.13c.



Fig. 1. 13 – Caracteristica (a), reprezentarea în schemă (b) și schema de cuplare (c) a tiristorului monooperațional

În situația când pe electrodul de comandă semnalul este zero, curentul în circuitul dispozitivului este nul. Acest lucru este datorat faptului că rezistența limitorului este foarte mare în starea inițială blocate.

Dacă pe electrodul de comandă al tiristorului se aplică un impuls de deblocare cu polaritate pozitivă, atunci tiristorul se deschide și prin rezistența de sarcină R_s apare un curent. Datorită faptului că pe tiristor cade o tensiune foarte mică (punctul 2 pe sectorul II al caracteristicii din figura 1.13.b), curentul anodic după cuplare se determină astfel:

$$I_a = \frac{E_a}{R_s} \tag{1.7}$$

Deschiderea tiristorului se poate produce și în lipsa semnalului de comandă, dacă tensiunea de alimentare E_a depășește valoarea corespunzătoare deschiderii tiristorului, U_d , așa cum se observă din figura 1.13.a. În acest caz, punctul de lucru din domeniul I al caracteristicii se deplasează în domeniul II, evitând domeniul III de cădere. O asemenea cuplare a tiristorului trebuie evitată în practică, pentru că ea poate duce la distrugerea dispozitivului.

Particularitatea funcționării tiristorului constă în aceea că, după cuplare, el rămâne deschis, indiferent dacă mai există sau nu tensiune de comandă pe electrodul de comandă. Decuplarea tiristorului se poate face numai prin reducerea tensiunii U_a până la zero și chiar pentru valori negative ale acesteia ($U_a \leq 0$) sau prin întreruperea curentului anodic. Circuitul de comandă al tiristorului servește deci numai pentru deschiderea acestuia. Aceste tipuri de tiristoare se numesc monooperaționale. Soluția constructivă a acestui tiristor este prezentată în figura 1.14.a.



Fig. 1. 14 – Repartiția curenților în tiristor (a) și schema echivalentă cu doi tranzistori a tiristorului (b)

La aplicarea pe tiristor a unei tensiuni directe, adică plusul la anod și minusul la catod, această tensiune va polariza direct joncțiunile p_1-n_1 și p_2-n_2 și invers joncțiunea n_1-p_2 . O asemenea structură poate fi considerată ca fiind compusă din două tranzistoare de tipul $p_1-n_1-p_2$ și respectiv $n_1-p_2-n_2$ (figura 1.14.b). La ambele tranzistoare, joncțiunea n_1-p_2 este joncțiunea bazăcolector, iar joncțiunile p_1-n_1 , respectiv n_2-p_2 sunt joncțiuni emitor-bază. În 33 domeniul I al caracteristicii din figura 1.13.a, joncțiunea p_1 - n_1 este polarizată direct, iar joncțiunea n_1 - p_2 invers, motiv pentru care tranzistorul p_1 - n_1 - p_2 lucrează în regimul prezentat în paragraful 1.4, iar curenții sunt determinați de relația (1.2). Prin joncțiunea polarizată direct, din emitorul p_1 în baza n_1 difuzează golurile, din care o parte se recombină în bază, formând curentul $(1 - \alpha_p) \cdot I_a$, restul fiind atrase de câmpul electric al joncțiunii n₁-p₂, ajungând astfel la colectorul p₂, unde formează curentul $\alpha_p I_a$ (figura 1.14.a). În același regim funcționează și cel de al doilea tranzistor. Joncțiunea p₂-n₂ a tranzistorului n_1 - p_2 - n_2 este de asemenea polarizată direct, iar joncțiunea p_2 - n_2 invers. Prin joncțiunea p_2 - n_2 trece curentul total $I_a + I_c$, unde I_c este curentul electrodului de comandă (porții). O parte din electronii ce formează acest curent se recombină în bază, formând curentul $(1 - \alpha_n)(I_a + I_c)$, iar cealaltă parte ajunge până la jonctiunea n_1 - p_2 , unde sunt captați de câmpul acesteia și pătrund la colectorul din stratul n₁. Pe lângă aceste componente de tranzistor ale curentului joncțiunii n_1 - p_2 , determinate de curenții joncțiunilor p_1 - n_1 și p_2 n₂, prin joncțiunea n₁-p₂ trece și curentul purtătorilor minoritari din straturile n_1 și p_2 , adică $I_{CB0} = I_{C0p} + I_{C0n}$. Astfel, $I_a = I_K$, unde I_K este curentul total prin joncțiunea n₁-p₂, adică curentul însumat de colector al ambelor tranzistoare:

 $I_{K} = I_{a} = \alpha_{p}I_{a} + \alpha_{n}(I_{C} + I_{a}) + I_{C0p} + I_{C0n} \tag{1.8} \label{eq:1.8}$ de unde:

$$I_{K} = I_{a} = \frac{I_{CB0} + \alpha_{n} I_{C}}{1 - (\alpha_{p} + \alpha_{n})}$$
(1.9)

Factorii de transfer în curent ai ambelor tranzistoare, α_p și α_n , depind de probabilitatea de recombinare a purtătorilor în bazele n₁ și p₂. Prin creșterea curentului I_a, procesul de recombinare încetinește pentru că centrele de recombinare se încarcă complet în fiecare act de recombinare, ceea ce provoacă creșterea factorilor α_p și α_n . Joncțiunea n_1 - p_2 este blocată până când $\alpha_p + \alpha_n < 1$, adică tiristorul rămâne în stare blocată, prezentând o foarte mare rezistență pentru curentul Ia, corespunzător regiunii I a caracteristicii din figura 1.13.a. Prin creșterea curentului Ia datorită creșterii curentului de comandă I_{com} sau a tensiunii U_a, crește valoarea sumei $\alpha_p + \alpha_n$ și, când $\alpha_p + \alpha_n$ $\alpha_n \rightarrow 1, I_a \rightarrow \infty$, as a cum rezultă și din relația (1.9). În acest fel, se produce deschiderea tiristorului, rezistența lui se micșorează brusc iar tensiunea pe tiristor, U_a se micșorează. Practic, tiristorul se deschide, curentul stabilizându-se în conformitate cu relația (1.7) pe secțiunea a II-a a caracteristicii din figura 1.13 a. Procesul de deschidere a tiristorului este determinat de existența reacției pozitive interne și se desfășoară în avalanșă (proces regenerator). Când se aplică curentul de comandă I_C, se produce creșterea curentului prin joncțiunea p₂-n₂ precum și a componentei acestuia, $\alpha_n(I_a + I_c)$, care, pentru tranzistorul de tip p-n-p, reprezintă curentul de bază 34

și, din această cauză, se mărește contribuția curentului de colector, $\alpha_p I_a$. Curentul total, IK crește, astfel încât, în baza tranzistorului n-p-n pătrunde un curent mare din stratul n1, care la rândul său produce din nou creșterea curentului de colector al tranzistorului n-p-n. Prin creșterea curentului I_a, valorile factorilor de transfer α_p și α_n se măresc și numitorul în expresia (1.9) devine zero. Datorită creșterii rapide a curentului Ia, crește căderea de tensiune pe rezistorul R_s (figura 1.13.c), iar căderea de tensiune pe tiristor se micșorează. Dacă, după deschiderea tiristorului, se micșorează curentul de comandă I_C până la zero, dispozitivul rămâne totuși în stare deschisă, de conducție, pentru că, datorită curentului I_a mare, se menține valoarea nulă a numitorului din expresia (1.9). Tiristorul se poate bloca (închide) numai prin aplicarea unei tensiuni U_a inverse sau prin întreruperea circuitului curentului sursei Ea. Prin aplicarea tensiunii inverse, tiristorul se menține în stare blocată, pentru că joncțiunile p₁-n₁ și n₁-p₂ sunt polarizate invers. Ramura inversă a caracteristicii tiristorului, în regiunea tensiunilor negative din figura 1.13.a este asemănătoare ramurii tensiunilor inverse a caracteristicii diodei semiconductoare.

1.8. Caracteristicile funcționale ale tiristoarelor

Parametrii de bază ai tiristoarelor sunt tensiunea de cuplare (de deschidere), U_d și tensiunea de străpungere, U_s de pe ramura tensiunilor inverse a caracteristicii. Dacă tensiunea de alimentare are valori în limitele celor doi parametri, atunci, pentru $I_C = 0$, tiristorul va fi întotdeauna blocat. Respectarea acestei condiții se face de regulă în practică prin menținerea valorii tensiunii la nivelul de maxim 70 % din valoarea celei mai mici dintre tensiunile U_d și U_s . Pentru diferite tipuri de tiristoare, această valoare este indicată în cataloage și se găsește în limitele 100 – 4000 V.

Tiristoarele sunt caracterizate de asemenea și de următorii parametri de catalog: valoarea maxim admisă a curentului, tensiunea directă în impuls și curentul invers maxim, care au de fapt același sens ca și la diode. Există tiristoare de putere la care curentul mediu direct admis ajunge la 2 000 A. Prin micșorarea curentului anodic până la valoarea curentului de menținere, tiristorul poate trece singur în regim de blocare. Această valoare a curentului de menținere a tiristorului când curentul de comandă $I_C = 0$, este de asemenea indicată în fișa de catalog. Determinarea parametrilor semnalului necesar pentru funcționarea tiristorului se face pe baza valorilor curentului și tensiunii de comandă necesare pentru deschiderea fermă a acestuia chiar pentru tensiuni mici (5 – 10 V), ale tensiunii U_a, precum și pe baza valorii temperaturii celei mai scăzute, care reprezintă condițiile cele mai nefavorabile pentru deschiderea tiristorului. Un parametru dinamic important pentru funcționarea tiristoarelor îl reprezintă viteza critică de creștere a

curentului anodic, $\left(\frac{di}{dt}\right)_{max}$ la cuplarea tiristorului. Depășirea acestei valori poate provoca supraîncălzirea locală a structurii semiconductoare și topirea joncțiunii. La tiristoarele obișnuite, $\left(\frac{di}{dt}\right)_{max} = 10 - 100 \text{ A/}\mu\text{s}$, iar la cele rapide, de impulsuri, $\left(\frac{di}{dt}\right)_{max} = 500 - 1000 \text{ A/}\mu\text{s}$. Un alt parametru este

timpul de decuplare, ce reprezintă intervalul de timp minim de la întreruperea curentului anodic până la aplicarea tensiunii directe, fără ca, prin aceasta, să se redeschidă tiristorul. Timpul de decuplare la tiristoare de joasă tensiune este de 100 - 500 µs iar pentru cele rapide de 10 - 100 µs. Parametrul

 $\left(\frac{du}{dt}\right)_{max}$, care reprezintă viteza de creștere a tensiunii anodice directe maxim

admisă, constituie o limitare determinată de existența capacităților joncțiunilor, deoarece trecerea curentului prin aceste capacități la creșterea rapidă a tensiunii anodice poate provoca autodeschiderea tiristorului. Valoarea acestui parametru la tiristoarele obișnuite este de $20 - 100 \text{ V/}\mu\text{s}$, iar la tiristoarele rapide de $200 - 500 \text{ V/}\mu\text{s}$. Domeniul de utilizare a tiristoarelor monooperaționale este electronica energetică unde, pentru puteri mari, tiristorul reprezintă dispozitivul de fortă comandat cel mai important. Tiristoarele de putere mică se folosesc și în schemele de impulsuri din electronica informatională.

Variantele constructive ale tiristoarelor sunt următoarele:

- 1. Dinistorul este tiristorul fără electrod de comandă. Dispozitivul este similar tiristorului obișnuit dar la care nu se aplică semnal pe electrodul de comandă. Deschiderea dinistorului se face când tensiunea aplicată depășește valoarea tensiunii de deschidere. Prin aplicarea unei tensiuni inverse, dinistorul este întotdeauna închis.
- 2. Triacul este dispozitivul de comutare compus din mai multe staturi, la care caracteristica este simetrică pentru tensiune directă și inversă (figura 1.15.a). El este capabil să comute curentul indiferent de sens și poate înlocui circuitul compus din două tiristoare obișnuite cuplate în paralel și în sens opus (figura 1.15.b; simbolul este cel din figura 1.15.c).
- 3. Tiristorul bioperational, este un dispozitiv care se poate bloca prin aplicarea unui impuls negativ pe electrodul de comandă. Puterea necesară pentru blocarea curentului anodic este mult mai mare în comparație cu puterea impulsului de deschidere. Există tiristoare bioperaționale pentru curenți până la 1000 – 2000 A și tensiuni până la 1000 – 2000 V. Utilizarea lor este în domeniul electronicii energetice pentru puteri mici și medii.


Fig. 1. 15 – Caracteristica triacului (a), cuplarea în paralel a două tiristoare pentru obținerea unui triac (b) și simbolul triacului (c)

1.9. Circuite integrate

Circuitul integrat reprezintă dispozitivul electronic ce poate realiza o anume funcție de transformare și prelucrare a semnalelor și care are o densitate mare de cuprindere a elementelor de circuit, putând fi considerat ca un tot unitar, și fiind construit într-un singur proces tehnologic și încorporat într-o capsulă închisă ermetic. Aparatura electronică elaborată cu circuite integrate are următoarele calități importante:

- siguranță mare în funcționare pentru că, datorită procesului tehnologic automatizat, se reduce numărul lipiturilor, care reprezintă pentru aparatura electronică unul din elementele cele mai nesigure; circuitele integrate sunt mai sigure decât schemele cu elemente discrete pentru că se reduc de asemenea și erorile de montaj; de fapt, circuitele integrate au permis realizarea sistemelor mari de calcul;
- aparatura realizată cu circuite integrate are gabarit mic;
- la realizarea aparaturii cu circuite integrate se reduce substanțial timpul necesar pentru elaborarea produselor, pentru că se folosesc subansamble şi blocuri deja existente, care simplifică şi procesul de introducere în fabricație.

Reducerea prețului de cost se referă nu numai la prețul unui circuit integrat în comparație cu schema similară realizată cu circuite discrete, dar și la prețul produsului în ansamblul său, pentru că acesta se realizează cu o tehnologie mai eficientă din punct de vedere productiv.

Realizarea aparaturii cu circuite integrate simplifică organizarea producției prin micșorarea numărului de operații și reducerea numărului de subansamble de completare. Se poate considera că aparatura electronică informațională se realizează în prezent numai cu circuite integrate. De asemenea, se evidențiază tendința de introducere a microelectronicii tot mai mult în electronica energetică.

Microschemele integrate se împart în două clase de bază: integrate cu semiconductoare și integrate hibride.

Circuitul integrat pe bază de semiconductor constă dintr-un cristal semiconductor (cip), în grosimea căruia sunt realizate toate componentele schemei, cum sunt diode, tranzistoare, rezistoare, etc. Suprafața semiconductorului se acoperă cu strat izolant de oxid, pe care, în locuri determinate, se depune stratul de metal care asigură legăturile dintre elementele schemei.

În fig 1.16.a este reprezentat un fragment dintr-un circuit integrat semiconductor, compus dintr-un rezistor, o diodă și un tranzistor, iar în figura 1.16.b secțiunea prin cristalul semiconductor, în adâncimea căruia sunt realizate elementele schemei respective. Izolarea elementelor între ele se realizează cu ajutorul joncțiunilor p-n polarizate invers. În acest scop, pe suportul de tip p, se aplică un potențial mai negativ. După realizarea stratului de oxid pe suprafață și depunerea contactelor, cristalele de semiconductor se introduc într-o capsulă ermetică, prevăzută cu ieșirile necesare în circuitul exterior.



Fig. 1. 16 – Un segment de schemă și realizarea acesteia sub forma integratului semiconductor

Circuitele integrate semiconductoare au următoarele particularități:

- în cristalul semiconductor pot fi realizate dispozitive cum sunt: diode, tranzistoare bipolare, tranzistoare cu efect de câmp precum şi rezistoare; condensatoarele cu capacitatea de până la 200 – 400 pF se realizează pe baza joncțiunilor p-n polarizate invers. Pentru microschemele integrate sunt preferate dispozitivele care ocupă o suprafață mică pe cristal, în
- 38

primul rând de tip TEC-MOS. În componența circuitelor integrate nu se includ condensatoare de capacitate mare, elemente magnetice cum sunt transformatoare, etc.

- reproductibilitatea parametrilor la circuitele integrate nu este mare, însă parametrii acelorași elemente realizate pe același cristal sunt practic identici.
- deoarece cheltuielile de introducere în fabricație a circuitelor integrate sunt relativ mari, sunt justificate serii de peste 10^4 de exemplare.
- gabaritul circuitelor integrate este foarte mic; astfel, pe un cristal de siliciu cu dimensiunea de câțiva mm² se pot dispune zeci și chiar sute de mii de elemente discrete ale schemei electronice.

Circuitele integrate hibride se realizează prin procedeul pelicular, fiind compuse dintr-o plăcuță de dielectric pe suprafața căreia se depun componentele schemei și conexiunile corespunzătoare, sub formă de peliculă cu grosimea de ordinul 1 μ m. Prin această metodă se realizează ușor conexiunile, rezistoarele și condensatoarele peliculare. Rezistoarele cu valori de până la 10⁵ Ω se realizează sub formă de meandre (figura 1.17.a).



Fig. 1. 17 – Componentele integratelor peliculare: a – rezistor; b – condensator; c - inductanță

Condensatoarele se realizează din trei straturi peliculare (figura 1.17.b): metal-dielectric-metal. Datorită stratului dielectric pelicular foarte subțire, capacitatea condensatoarelor poate depăși 10000 pF. Bobinele (inductanțele) se realizează sub formă de spirală (figura 1.17.c); se pot obține inductanțe relativ mici, de ordinul 100 μ H. Dispozitivele semiconductoare fără carcasă, condensatoarele cu capacități de valori mari și elementele magnetice se încorporează în circuitele hibride prin suspendare; aceste elemente se lipesc pe placă în locuri determinate; ele sunt conectate la elementele schemei peliculare, după care placa cu schema peliculară și cu elementele spațiale este încapsulată ermetic, având bornele de ieșire necesare.

Circuitele hibride au următoarele caracteristici:

- încorporează componente pasive, rezistoare şi condensatoare; numărul acestora în construcția spațială este totuşi mic; realizarea lor necesită manoperă multă;
- precizia reproducerii parametrilor la circuitele hibride este mult mai mare în comparație cu circuitele integrate semiconductoare; ajustarea valorilor la realizare se face cu precizie prin decuparea corespunzătoare a peliculei rezistive;
- tehnologia de realizare a circuitelor integrate hibride este mult mai simplă în comparație cu tehnologia circuitelor integrate semiconductoare; circuitele hibride se împart în circuite cu pelicule subțiri la care peliculele se realizează prin metoda pulverizării termice în vid şi în circuite cu pelicule groase, la care peliculele se realizează prin depunerea prin şablon cu coacerea ulterioară; tehnologia circuitelor integrate hibride cu pelicule groase este relativ simplă şi poate fi realizată în condiții de laborator;
- pregătirea de fabricație a circuitelor hibride este mai puțin costisitoare în comparație cu cea a circuitelor integrate semiconductoare, motiv pentru care organizarea producției pentru serii mici, de ordinul sutelor și chiar zecilor de exemplare, poate fi rentabilă;
- numărul de elemente care pot fi încorporate în circuitele integrate hibride nu depăşeşte de regulă câteva zeci.



Fig. 1. 18 – Dependența costului relativ, C/N în funcție de nivelul de integrare pentru diferite generații de circuite integrate

Circuitele integrate semiconductoare se fabrică sub forma unor elemente de uz general, cu utilizări în domenii diferite, principala lor calitate fiind destinația cu caracter foarte general. Circuitele integrate hibride sunt de preferat numai pentru scopuri dedicate.

Numărul componentelor încorporate în circuitele integrate hibride, adică nivelul N de integrare al acestora, determină prețul lor de cost C. În figura 1.18 se prezintă cantitativ variația C/N = f(N) pentru diferite generații de circuite integrate.

Curbele evidențiază existența unui minim optim din punct de vedere al eficienței economice. Creșterea lui N peste valoarea optimă este costisitoare pentru că se măresc cheltuielile legate în principal de încapsulare și conexiunile interioare. Pe de altă parte, prin creșterea complexității circuitelor integrate semiconductoare, ele devin mai specializate, ceea ce reduce cantitatea fabricată. De asemenea, odată cu creșterea lui N se mărește substanțial și suprafața plachetei de semiconductor.

1.10. Dispozitive semiconductoare optoelectronice

Optoelectronica reprezintă partea electronicii în care sunt studiate problemele de generare, prelucrare, transmitere și memorare a informației pe baza folosirii în comun a fenomenelor electrice și optice. Dispozitivele optoelectronice folosesc radiația electromagnetică din domeniul optic (infraroșu, vizibil și ultraviolet). Utilizarea canalelor optice de comunicație permite asigurarea izolației electrice ferme la oricare sistem, eliminarea componentelor reactive și de conexiune mari și costisitoare, mărirea siguranței în funcționare, creșterea capacității de transmisie a canalului, etc.



Fig. 1. 19 – Simbolurile folosite în schemele electronice pentru dioda luminescentă (a), fotodiodă (b), fototranzistor (c), fototiristor (d) și optocuplor (e)

Elementele de bază în optoelectronică sunt:

- 1) Sursele optice, care transformă un semnal electric în semnal optic
- 2) Fotoreceptorii, care transformă semnalul optic în semnal electric

3) Dispozitivele pentru izolație electrică la transmiterea informației prin canale optice (optocuploare)

4) Conductorii optici (cablurile)

Cele mai obișnuite surse semiconductoare de lumină sunt diodele luminescente. Emisia fotonilor (cuante de energie) se produce datorită recombinării purtătorilor de sarcină prin revenirea electronilor din banda de conducție în banda de valență. Recombinarea cea mai puternică se produce în apropierea joncțiunii p-n, când purtătorii majoritari, depășind bariera de potențial, pierd energia cinetică și probabilitatea de recombinare crește. Constructia diodelor luminescente se face pe baza materialelor semiconductoare complexe, la care emisia cuantei de energie are loc în domeniul optic vizibil sau infraroșu. Asemenea materiale sunt GaP, GaAs, SiC, etc. Emisia se produce datorită trecerii prin jonctiune a curentului electric în sens direct. Construcția dispozitivului asigură transmiterea luminii de la jonctiunea p-n fără pierderi semnificative în adâncimea semiconductorului. Caracteristica diodelor luminescente este similară caracteristicilor diodelor cu siliciu și germaniu. Diodele luminescente sunt realizate sub forma elementelor discrete sau matriciale, în scopul reprezentării informației sub forma literelor, cifrelor și simbolurilor. De asemenea, ele intră în compunerea optocuploarelor. Diodele luminescente se reprezintă în scheme ca în figura 1.19.a.

Grupa fotoreceptoarelor se compune din fotodiode, fototranzistoare, fototiristoare și alte dispozitive. Prin acțiunea luminii asupra stratului de semiconductor se produce generarea optică a purtătorilor de sarcină electrică. Ca rezultat al creșterii numărului purtătorilor minoritari se mărește conductivitatea materialului; apare astfel efectul de fotoconducție. Prin iluminarea joncțiunii p-n, se mărește curentul purtătorilor minoritari, adică se mărește curentul invers al acestei joncțiuni: $I_{inv} = f(\Phi)$ unde Φ este fluxul luminos. Fotodioda se reprezintă în schemele electrice conform figurii 1.19.b.

Funcționarea fototranzistorului se bazează de asemenea pe efectul de fotoconducție. De regulă, fototranzistorul are baza neconectată în circuitul exterior, deci $I_B = 0$ și curentul I_C , în concordanță cu relația (1.4) are expresia: $I_C = (\beta+1)I_{CB0}$. Când baza sau zona joncțiunii colector-bază sunt luminate, curentul purtătorilor minoritari este $I_{CB0} = f(\Phi)$ și, proporțional, se modifică și I_C . La montajul cu emitor comun, curentul I_{CB0} se mărește de ($\beta+1$) ori, din care motiv, puterea semnalului poate fi mai mare decât în cazul fotodiodei, pentru același nivel al tensiunii sursei de alimentare E. Reprezentarea fotorezistorului în scheme este cea din figura 1.19.c.

Principiul de funcționare a fototiristorului, care în scheme se reprezintă conform figurii 1.19.d, se bazează de asemenea pe modificarea curentului invers prin joncțiune sub acțiunea radiației optice. În cazul

absenței electrodului de comandă, $I_C = 0$ și curentul prin tiristor se determină cu expresia următoare, dedusă din relația (1.9): $I_a = \frac{I_{CB0}}{1 - (\alpha_p + \alpha_n)}$.

Curentul fototiristorului este proporțional cu intensitatea fluxului optic. La creșterea acestuia crește I_{CB0} și curentul anodic I_a . În acest caz, factorii α_p și α_n își măresc valoarea, iar atunci când α_p și $\alpha_n = 1$, tiristorul se deschide. Creșterea curentului, datorată creșterii fluxului optic, stimulează deschiderea tiristorului. Curentul tiristorului deschis poate fi mult mai mare decât valoarea lui I_{CB0} .

În acest fel, dispozitivele semiconductoare comandate, cum sunt tranzistoarele și tiristoarele, pot folosi radiația luminoasă drept semnal de comandă.

Optocuploarele se compun din emițător - diodă luminescentă și fotoreceptor - fotodiodă, fototranzistor sau fototiristor, între care este dispus canalul optic, care transmite lumina de la emițător la receptor. Reprezentarea în scheme a optocuplorului, compus din dioda luminescentă și fotodiodă este cea din figura 1.19.e. În optocuploare nu există legătură electrică sau magnetică între emițător și receptor.

Stabilitatea electrică a materialelor din care sunt confecționate optocuploarele permite transmiterea semnalelor la diferențe de potențial de ordinul a 10^3 V între emițător și fotoreceptor, în condițiile absenței complete a canalelor parazitare de transmitere a informației prin capacități proprii, câmp magnetic, etc.

Dificultatea utilizării optocuploarelor cu diodă constă în valoarea mică factorului de transfer în curent, $A_i = \frac{\Delta I_{ies}}{\Delta I_{int}}$, neajuns ce poate fi înlăturat

prin utilizarea optocuploarelor cu fototranzistor. Un alt neajuns al optocuploarelor este reprezentat de în neliniaritatea acestora.

2. REDRESOARE DE MICĂ PUTERE PENTRU CURENT MONOFAZAT

2.1. Schema bloc a redresorului

Redresoarele se construiesc pe baza schemei clasice, de redresor cuplat la rețea prin transformator, sau fără transformator și a cărui funcționare se bazează pe transformarea multiplă a energiei electrice. Pentru început, să analizăm schema tradițională, care se compune din următoarele: (figura 2.1):

- T transformator ridicător sau coborâtor de tensiune, în funcție de raportul dintre tensiunea la ieșirea sursei de alimentare și tensiunea rețelei;
- R grup redresor, care servește la transformarea curentului alternativ în curent continuu (de sens unic);
- F filtru pentru netezirea pulsațiilor tensiunii redresate;
- ST stabilizator de tensiune continuă, care asigură valoarea constantă a tensiunii de ieșire la variația rezistenței sarcinii, a tensiunii de alimentare, etc.



Fig. 2. 1 - Schema bloc a sursei de tensiune continuă de putere mică (a) și diagramele de timp pentru tensiunile din sursă

În figura 2.1 sunt reprezentate și diagramele tensiunii în diferite părți ale schemei redresorului pentru două valori ale tensiunii de rețea. Partea principală a dispozitivului este grupul redresor, ce conține un grup de elemente neliniare, cu conducție unilaterală (într-un singur sens). Ca dispozitive redresoare, la sursele de alimentare de putere mică se folosesc de obicei diodele cu siliciu și, mai rar, cele cu germaniu. Celelalte elemente ale schemei pot să lipsească în cazuri particulare.

2.2. Redresoare monofazate cu sarcină activă

Să analizăm funcționarea redresorului monofazat cu punct de nul al transformatorului (figura 2.2.a). Când polaritatea tensiunii alternative este cea indicată în figura 2.2, pe dioda D_1 se aplică tensiunea directă (plus la anod, minus la catod).



Fig. 2. 2 - Schema redresorului monoalternanță cu nul și sarcină activă (a) și diagrama de timp pentru curenții și tensiunile redresorului (b)

Dioda D₁ conduce curentul i_a, care se închide prin sarcina R_S și semiînfășurarea superioară a secundarului transformatorului. Se consideră că diodele sunt ideale, adică au cădere de tensiune nulă la trecerea curentului direct prin acestea și curentul invers este nul când pe acestea se aplică tensiune inversă. Astfel, se poate considera că anodul și catodul diodei sunt scurtcircuitate pentru curentul în sens direct, iar în cazul aplicării pe diodă a unei tensiuni inverse, circuitul acesteia se consideră întrerupt. În legătură cu această aproximare, tensiunea pe sarcină, u_d , în semiperioada $[0, \pi]$ (figura 2.2.b) se consideră egală cu tensiunea la bornele semi-înfășurării superioare a secundarului transformatorului: $u_d(t) = e_2(t)$. În acest timp, dioda D_2 este polarizată invers și nu permite trecerea curentului. În a doua semiperioadă, $[\pi, 2\pi]$, datorită schimbării polarității tensiunii alternative în înfășurările secundare ale transformatorului, se deschide dioda D_2 și pe sarcină se aplică tensiunea semi-înfășurării inferioare. În continuare, lucrurile se repetă periodic și, prin deschiderea succesivă a diodelor, tensiunea u_d constă din semisinusoide pozitive care se succed (figura 2.2.b).

Tensiunea pe sarcină, u_d , este constantă ca sens, dar nu este constantă ca mărime. Pulsația tensiunii, adică variația acesteia, atestă existența unei componente variabile în curba tensiunii redresate și indică faptul că redresarea este incompletă. Cum tensiunea de ieșire, u_d , reprezintă o funcție periodică, ea poate fi descompusă în serie Fourier, adică sub forma: u_d (t) =

 $U_d + u_p(t)$, unde $U_d = \frac{1}{T} \int_0^T u_d(t) \cdot dt$ este componenta continuă utilă sau

valoarea medie a tensiunii pe o perioadă a curbei u_d , iar $u_p(t)$ este componenta variabilă, egală cu suma tuturor componentelor armonice. În figura 2.3 este reprezentată descompunerea grafică a curbei tensiunii $u_d(t)$ în două componente. Se poate considera că, pe sarcină, acționează tensiunea constantă ca mărime și formă, U_d , distorsionată de componenta alternativă, u_p . Caracteristica de bază a tensiunii redresate este valoarea medie. Ea este egală cu înălțimea dreptunghiului a cărui suprafață este egală cu suprafața limitată de curba tensiunii, axa absciselor și două drepte verticale situate la distanța egală cu o perioadă (figura 2.3). În schema analizată, perioada

tensiunii de ieşire este egală cu π , din care cauză, $U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{dm} \cdot \sin \theta \cdot d\theta$,

unde $\theta = \omega t$. Având vedere că valoarea maximă a tensiunii pe sarcină, U_{dm}, este egală cu amplitudinea $E_{2m} = \sqrt{2} E_2$, unde E_2 este valoarea efectivă a tensiunii e_2 la bornele înfășurării secundare a transformatorului, rezultă:

$$U_{d} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} \sqrt{2} E_{2} \cdot \sin \theta \cdot d\theta = \frac{2\sqrt{2}E_{2}}{\pi} = 0, 9 \cdot E_{2}$$
(2.1)

Cea mai mare valoare a amplitudinii în curba tensiunii redresate o are armonica I, a cărei frecvență ω_p este de 2 ori mai mare decât frecvența tensiunii de alimentare. Această armonică este cel mai greu de atenuat cu filtre, motiv pentru care, pe baza valorii acesteia, se face o apreciere asupra distorsionării tensiunii redresate. În figura 2.3, cu linie punctată este reprezentată armonica I a componentei alternative a tensiunii redresate, u_{p1} , amplitudinea acesteia fiind U_{p1m} .

Pulsația tensiunii redresate se caracterizează prin factorul de ondulație, γ , egal cu raportul dintre amplitudinea tensiunii primei armonici a componentei alternative și valoarea tensiunii componentei continue:

$$\gamma = \frac{U_{plm}}{U_d} \tag{2.2}$$

Din descompunerea în serie Fourier a curbei tensiunii redresate, se obține formula:

$$\gamma = \frac{2}{m^2 - 1}$$
(2.3)

unde m este factorul de multiplicare a frecvenței componentei alternative a tensiunii redresate în raport cu frecvența rețelei, care depinde de schema de redresare și se numește pulsația redresorului.



Fig. 2. 3 – Descompunerea grafică a tensiunii redresate în componenta continuă și cea alternativă

Pentru redresoarele monofazate analizate, cum este cel din figura 2.2.a, m = 2, iar γ = 0,67. Pentru alegerea diodelor în schema din figura 2.2.a, se determină valoarea medie a curentului prin acestea. Pe baza diagramelor de timp din figura 2.2.b, se constată că:

$$I_{a} = \frac{I_{d}}{2} = \frac{U_{d}}{2R_{s}}$$
(2.4)

Pe dioda blocată, se aplică tensiunea a două înfășurări secundare. Din această cauză, tensiunea inversă maximă pe diodă, având în vedere relația (2.1), este:

$$U_{\text{inv nul}} = 2 \cdot E_{2m} = 2 \sqrt{2} \cdot E_2 = \pi \cdot U_d$$
 (2.5)

Pe baza valorilor calculate ale lui I_a și U_{inv} , se aleg diodele convenabile. Puterea activă totală transmisă în sarcină, în schema din figura 2.2.a,

este determinată de valoarea efectivă E_2 : $P = \frac{E_2^2}{R_s}$. Puterea activă transmisă sub forma componentei continue a curentului, este determinată de valoarea medie $U_d = 0.9 \cdot E_2$: P' = $\frac{U_d^2}{R_s} = 0.81 \cdot P$. Prin urmare, în schema din figura 2.2.a, o parte substanțială din puterea activă se transmite în sarcină sub forma componentei alternative (neredresate), ceea ce confirmă insuficiența redresării.

2.3. Redresoare monofazate cu sarcină inductivă

Să analizăm funcționarea redresorului monofazat în punte (figura 2.4.a). Pentru semiperioada pozitivă a tensiunii electromotoare e₂ (intervalul $[0, \pi]$) și pentru polaritatea indicată în figura 2.4.a, curentul redresat trece prin dioda D_1 , sarcina R_s - L_s și dioda D_4 . Diodele D_3 și D_2 sunt polarizate invers și nu conduc curent. Prin schimbarea polarității tensiunii alternative (intervalul $[\pi, 2\pi]$), se deschid diodele D₂ și D₃, însă curentul în sarcină își menține sensul anterior. Dacă sarcina este activă ($L_s = 0$), atunci curentul I_d repetă forma tensiunii în sarcină; curenții bobinelor primară și secundară, i1 și i₂ au formă sinusoidală (figura 2.4.b). Dacă în circuitul sarcinii există o inductanță ($L_s \neq 0$), ea se opune variației curentului în sarcină și acesta nu reușește să urmărească tensiunea u_d, astfel încât curentul I_d se va netezi (figura 2.4.c). Când inductanța este mare ($X_L = \omega_p \cdot L_S > 10 \cdot R_S$), datorită pulsațiilor mici, curentul în sarcină poate fi considerat constant (adică netezit total), caz în care transmiterea puterii active în sarcină de către componentele alternative ale curentului lipsește. În acest regim, curentul prin diode, i_a, curentul i2 în secundar și curentul i1 în primarul transformatorului capătă forma impulsurilor dreptunghiulare.



Fig. 2. 4 - Schema redresorului monoalternanță în punte (a) și diagrama de timp pentru curenții și tensiunile redresorului (b, c d)

În cazul sarcinii activ-inductive, durata stării de conducție a diodelor, λ , ca și în cazul sarcinii active, rămâne egală cu π , motiv pentru care, în orice moment de timp, tensiunea pe sarcină repetă forma tensiunii în secundar, e₂ (figura 2.4.c), iar valoarea acesteia se determină din expresia (2.1). Calculul schemei de redresare în punte, care permite să se aleagă tipul diodelor și să se determine parametrii transformatorului pe baza parametrilor cunoscuți ai sarcinii, se face astfel: se neglijează pierderile în bobina de netezire L_s, în diode și în transformator și se consideră curentul sarcinii ca fiind netezit ideal: $i_d(t) = I_d$. Valoarea medie a tensiunii de ieșire la redresoarele cu nul și în punte se determină în cazul sarcinii inductive în același mod ca și în cazul sarcinii active și este egală, conform relației (2.1), cu:

$$\mathbf{U}_{\mathrm{d}} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} \mathbf{u}_{\mathrm{d}} \cdot \mathrm{d}\boldsymbol{\theta} = \mathbf{0}, \mathbf{9} \cdot \mathbf{E}_{2}$$

Din aceasta, se determină valoarea efectivă a tensiunii: $E_2 = 1,11 \cdot U_d$.

Pentru că s-a presupus că bobina nu are pierderi, valoarea medie a curentului în sarcină este $I_d = \frac{U_d}{R_s}$.

Diodele conduc pe durata unei semiperioade atât pentru schema cu nul cât și pentru cea în punte, din care cauză I_a se poate calcula cu relația 2.4. Valoarea maximă a curentului diodelor în cazul netezirii ideale este $I_{am} = I_d$. La schema în punte, valoarea amplitudinii tensiunii inverse pe diode este egală cu amplitudinea tensiunii e_2 , pentru că dioda blocată se cuplează în paralel pe înfășurarea transformatorului (prin dioda care conduce curent), și prin urmare:

$$U_{\text{inv. punte}} = E_{2m} = \sqrt{2} \cdot E_2 = \frac{\pi}{2} U_d$$
 (2.5')

Din compararea relațiilor (2.5) și (2.5), se vede că la schema în punte tensiunea inversă pe diodă pentru aceeași U_d este de două ori mai mică în comparație cu schema de redresare cu nul. Pe baza valorilor I_a și U_{inv}, se aleg diodele necesare. La utilizarea transformatorului (la schema cu nul utilizarea acestuia este indispensabilă, pe când la schema în punte el poate lipsi) este necesară cunoașterea puterii calculate a înfășurărilor acestuia. La schema în punte, valoarea efectivă a curentului în înfășurarea secundară, I_{2 punte}, se

determină având în vedere că $i_d(t) = I_d$. Prin definiție: $I_{2 \text{ punte}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_2^2 \cdot dt}$.

Deoarece $i_2(t) = \pm I_d$, prin înlocuire se obține:

$$I_{2 \text{ punte}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} I_{d}^{2} \cdot d\theta} = I_{d}$$
(2. 6)

Puterea calculată a secundarului la schema în punte este:

$$S_{2 \text{ punte}} = E_2 \cdot I_{2 \text{ punte}} = 1, 11 \cdot P_d$$

unde P_d este puterea în sarcină, egală cu $U_d \cdot I_d$.

La schema în punte, curenții și tensiunile în înfășurările primară și secundară au aceeași formă, deci $S_{1 \text{ punte}} = S_{2 \text{ punte}}$. Puterea calculată a transformatorului la schema în punte în cazul sarcinii activ-inductive este:

$$S_{T punte} = \frac{S_{1punte} + S_{2punte}}{2} = 1,11 \cdot P_d$$
 (2.7)

În mod similar, se poate analiza funcționarea în sarcină RL și pentru schema cu nul. Procesele de bază în ambele scheme sunt similare, deosebirea fiind numai că la schema cu nul tensiunea inversă pe diode este de două ori mai mare decât la schema în punte, iar curentul înfășurării secundare a transformatorului repetă forma curentului diodei, I_a, și valoarea sa efectivă este:

$$I_{2 \text{ nul}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} I_{d}^{2} \cdot d\theta} = \frac{I_{d}}{\sqrt{2}}$$
(2.6')

Rezultatele calculului parametrilor de bază ai schemelor de redresare cu nul și în punte la funcționarea în sarcină R și RL sunt prezentate în tabelul 2.1.

Schema de redresare	Tipul sarcinii	$\frac{\overline{U}_{d}}{\overline{E}_{2}}$	$\frac{I_a}{I_d}$	$\frac{U_{inv}}{U_{d}}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{I_1}{k_{tr}I_d}$	$\frac{\mathbf{S}_{\mathrm{T}}}{\mathbf{P}_{\mathrm{d}}}$
cu nul	R	0,9	0,5	3,14	0,79	1,11	1,48
	RL	0,9	0,5	3,14	0,7	1	1,34
în punte	R	0,9	0,5	1,57	1,11	1,11	1,23
	RL	0,9	0,5	1,57	1	1	1,11

Tabel 2.1 – Parametrii principali ai redresoarelor monoalternanță

Raportul de transformare la ambele scheme este: $k_{tr} = \frac{E_2}{E_1} = 1,11\frac{U_d}{E_1}$

Se pot trage următoarele concluzii:

- la tensiuni de ieșire relativ mici, când important este randamentul schemei (de exemplu, când $U_d < 50 \div 100$ V), iar tensiunea inversă aplicată pe diode nu prezintă importanță, este de preferat schema cu nul, la care curentul în sarcină trece printr-o singură diodă și, din această cauză, pierderile sunt de două ori mai mici;
- în toate celelalte cazuri, este de preferat schema în punte, la care, atunci când există transformator, acesta este mai simplu și puterea necesară este mai mică. Ultima situație se explică prin faptul că prin înfășurarea

secundară curentul circulă pe durata întregii perioade, în timp ce, la schema cu nul, numai pe durata unei semiperioade.

2.4. Filtre pentru redresoare de mică putere

La ieșirea grupului redresor se cuplează un filtru, care are rolul reducerii componentei alternative u_p . Componenta utilă constantă, U_d , trebuie să fie transmisă în sarcină pe cât posibil fără pierderi. Cele mai utilizate sunt filtrele de netezire de tipul L (figura 2.5.a), LC (figura 2.5.b), C (figura 2.5c) și RC (figura 2.5.d). Prin cuplarea filtrelor, se formează filtre multiple: LC-LC, C-RC, LC-RC, etc.



Fig. 2. 5 – Scheme de filtre de netezire (a – d) și schema echivalentă a filtrelor pentru componenta continuă (e) și cea alternativă (f)

Mărimea caracteristică a unui filtru este factorul de netezire, egal cu raportul factorilor de ondulație la intrarea, respectiv la ieșirea filtrului:

$$\delta = \frac{\gamma_1}{\gamma_2} = \frac{\frac{U_{plm}}{U_d}}{\frac{U_{s-plm}}{U_s}}$$
(2.8)

unde U_d este tensiunea de ieșire a grupului redresor, $U_{s,p1m}$ este amplitudinea primei armonici a pulsațiilor la ieșirea filtrului și U_s este valoarea medie a tensiunii la ieșirea filtrului.

În figura 2.5.e este prezentată schema echivalentă pentru componenta continuă a filtrelor simple L și LC, unde r este rezistența activă a înfășurării bobinei filtrului. Tensiunea constantă la ieșirea filtrului este egală cu tensiunea pe ramura inferioară a divizorului compus din rezistențele r și R_s :

 $U_{s} = \frac{U_{d}R_{s}}{r+R_{s}}$. În figura 2.5.f este prezentată schema echivalentă pentru

componenta alternativă (armonica I, $\omega_p = 2 \cdot \omega_{rețea}$): \underline{Z}_S este impedanța elementului serie a filtrului, iar \underline{Z}_P este impedanța elementului paralel al filtrului, care include și rezistența de sarcină. Amplitudinea primei armonici a componentei alternative a tensiunii pe sarcină, U_{Sp1m} este egală cu căderea de tensiune pe \underline{Z}_P datorită curentului alternativ I_{p1m} . Acesta depinde de tensiunea alternativă la intrarea filtrului, U_{p1m} și de mărimile \underline{Z}_S și \underline{Z}_P . Cu cât este mai mare \underline{Z}_S și cu cât este mai mic \underline{Z}_P , cu atât este mai mică componentea alternativă la ieșire și este mai mare factorul de netezire.

Pentru filtrul L: $|\underline{Z}_{P}| = R_{S}$; $|\underline{Z}_{S}| = \omega_{p} \cdot L$, de unde:

$$U_{Sp1m} = I_{p1m} \cdot R_S = \frac{U_{p1m}R_S}{\sqrt{(\omega_p L)^2 + R_S^2}}$$

Din aceasta, se obține factorul de netezire:

$$\delta_{\rm L} = \frac{U_{\rm p1m}}{U_{\rm d}} \frac{U_{\rm S}}{U_{\rm S-p1m}} = \frac{\sqrt{(\omega_{\rm p}L)^2 + R_{\rm S}^2}}{R_{\rm S} + r}$$

În practică sunt adevărate relațiile: $R_S >> r$ și $\omega_p \cdot L >> R_S$ și atunci:

$$\delta = \frac{\omega_{\rm p} L}{R_{\rm s}} = \frac{\left|\underline{Z}_{\rm s}\right|}{\left|\underline{Z}_{\rm P}\right|}$$

Se observă că la schemele ce funcționează cu curenți mari (când R_S este mic), eficacitatea filtrării crește.

La filtrul LC, condensatorul șuntează sarcina în componenta alternativă, deoarece $X_C = \frac{1}{\omega_p C} < 0, 1 \cdot R_S$, din care cauză $|\underline{Z}_P| = \frac{1}{\omega_p C}$ și $\delta_{LC} = \frac{|\underline{Z}_S|}{|\underline{Z}_P|} = \frac{\omega_p L}{\frac{1}{\omega_p C}} = \omega_p^2 LC$

Din aceasta, cunoscând δ_{LC} , se determină LC.

Exemplu de calcul:

Să se calculeze redresorul cu nul monofazat cu filtru LC, cunoscându-se valorile $U_S = 25$ V, $I_S = 0,5$ A, $\gamma_2 = 0,05$. Se neglijează pierderile în bobină și în diode. Să se determine tensiunea și curentul înfășurărilor secundare ale transformatorului, U_2 și I_2 , puterea sa calculată S_T , parametrii diodelor I_a , I_{am} , U_{inv} și valorile L și C.

Rezolvare:

$$U_d = U_S = 25 \text{ V}$$
 ; $U_2 = 1,11 \cdot U_d = 1,11 \cdot 25 = 27,5 \text{ V}$; $I_d = I_S = 0,5 \text{ A}$

$$\begin{split} I_2 &= I_d/\sqrt{2} = 0.5/\sqrt{2} = 0.35 \ A \quad ; \quad S_T = 1.34 \cdot U_d I_d = 1.34 \cdot 25 \cdot 0.5 = 16.75 \ VA \quad ; \\ I_{am} &= I_d = \!\! 0.5 \ A \quad ; \quad I_a = I_d/2 = 0.5/2 = 0.25 \ A \quad ; \quad U_{inv} = \ \pi \cdot U_d = 3.14 \cdot 25 = 78 \ V; \\ \gamma_1 &= 2/(2^2 - 1) = 0.67 \quad ; \quad \delta = \gamma_1/\gamma_2 = 0.67/0.05 = 13. \end{split}$$

Se consideră că $X_C = 0, 1 \cdot R_S = 0, 1 \cdot U_S / I_S = 0, 1 \cdot 25 / 0, 5 = 0, 5$.

Atunci, C = $1/(\omega_p X_C) = 1/(2 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 5) = 300 \ \mu\text{F}$. L = $\delta/\omega_p^2 C = =13/(2 \cdot 2\pi \cdot 50)^2 \cdot 300 \cdot 10^{-6} = 0,1 \ \text{H}$.

2.5. Funcționarea și calculul redresorului cu filtru capacitiv

Când sarcina consumă curenți relativ mici de la redresor, se folosesc de obicei filtre cu condensator. La cuplarea redresorului din fig. 2.6.a, tensiunea pe condensator și pe sarcină, u_d, crește de la o perioadă la alta (fig. 2.6.b). În intervalele când $e_2 > U_d$, de exemplu când $0 < \theta < \theta_1$, dioda D_1 se deschide și condensatorul se încarcă cu curentul de impuls i_{a1} (fig. 2.6.c).



Fig. 2. 6 – Schema redresorului monoalternanță cu nul cu filtru capacitiv (a) și diagramele de timp ale tensiunilor și curenților redresorului (b, c)

Astfel, diferența tensiunilor $e_2 - u_d$ se aplică pe rezistența r, egală cu suma dintre rezistența diodei, a secundarului transformatorului și cea a primarului reflectată în secundar. Când $e_2 < u_d$ și $\theta_1 < \theta < \theta_2$, dioda se blochează și condensatorul se descarcă parțial pe sarcină. Pe măsura creșterii tensiunii u_d , durata impulsului de curent de încărcare a condensatorului se micșorează, iar timpul de descărcare a condensatorului se mărește, din care motiv, după un timp oarecare, tensiunea u_d începe să oscileze în jurul valorii medii stabilizate U_d . Datorită timpului scurt de conducție în regim stabilizat, valoarea amplitudinii curentului diodei I_{am} poate fi de 5 \div 7 ori mai mare decât valoarea sa medie, I_a (fig. 2.6.c). La cuplarea sursei de alimentare, această depășire este și mai mare și, pentru limitarea saltului inițial al

curentului de încărcare a condensatorului, se introduce uneori o rezistență suplimentară de limitare, r care, împreună cu condensatorul, formează filtrul RC (fig.2.5.f). Cu cât este mai mare rezistența de sarcină R_S, cu atât mai mare este constanta de timp a circuitului de încărcare a condensatorului $\tau = C \cdot R_S$ și, de asemenea, U_d, care la mersul în gol (R_S = ∞) este egală cu U_{d∞} = E_{2∞} = $\sqrt{2}$ E₂. Odată cu creșterea lui τ , se micșorează pulsațiile tensiunii de ieșire. În acest fel, când sarcina redresorului este capacitivă, se pot distinge următoarele particularități în comparație cu redresorul cu sarcină activă: durata mică și amplitudinea mare a curentului anodic; creșterea tensiunii de ieșire; pulsații mici ale tensiunii de ieșire; dependența puternică a valorii medii a tensiunii de ieșire în funcție de rezistența sarcinii.

Calculul redresorului cu filtru capacitiv se face astfel: se neglijează pulsațiile tensiunii de ieșire, având în vedere că redresorul funcționează la tensiunea constantă U_d (figura 2.7.a). Pentru o asemenea aproximare, impulsul de curent anodic este simetric. Se notează durata acestuia cu 2 Θ , unde unghiul Θ se numește unghiul de tăiere a curentului anodic. Valoarea instantanee a curentului anodic poate fi determinată pe baza căderii de tensiune e₂ – u_d pe rezistorul r, prin care trece acest curent:

$$I_a = \frac{e_2 - u_d}{r} \tag{2.9}$$



Fig. 2. 7 – Diagramele de timp ale tensiunilor și curenților în cazul funcționării redresorului la tensiuni inverse (a) și dependența coeficienților de calcul de parametrul A (b)

Tensiunea la bornele înfășurării secundare a transformatorului este: $e_2 = \sqrt{2} \ E_2 \cdot cos \theta$

iar tensiunea pe sarcină poate fi exprimată prin unghiul de tăiere (fig. 2.7.a). Se introduce în relația (2.9) valoarea: $U_d = \sqrt{2} E_2 \cdot \cos\Theta$. Atunci:

$$i_a = \frac{\sqrt{2}}{r} E_2 \cdot (\cos\theta - \cos\Theta) = \frac{U_d}{r} \left(\frac{\cos\theta}{\cos\Theta} - 1 \right).$$

Valoarea medie a curentului de sarcină este:

$$I_{d} = \frac{1}{\pi} \int_{-\Theta}^{\Theta} i_{a} d\theta = \frac{U_{d}}{\pi r} \int_{-\Theta}^{\Theta} \left(\frac{\cos \theta}{\cos \Theta} - 1 \right) d\theta = A \frac{2U_{d}}{\pi r}$$
(2.10)

unde A este un coeficient de calcul care depinde de Θ .

Din relația (2.10), rezultă: A =
$$\frac{\pi r I_d}{2U_d} = \frac{\pi r}{2R_s}$$

Succesiunea de calcul a redresorului este următoarea: cunoscând R_S și r, se determină A; se calculează Θ ; se determină toți curenții și tensiunile în redresor.

Pentru comoditatea calculului, se pot folosi coeficienții ajutători B, F și D, care sunt funcții de coeficientul A. Relațiile de calcul pentru redresoarele monofazate au forma următoare:

Schema cu nul	Schema în punte		
$E_2 = B \cdot U_d$	$E_2 = B \cdot U_d$		
$U_{inv} = \sqrt{2} E_2$	$U_{inv} = \sqrt{2} E_2$		
$I_a = I_d/2$	$I_a = I_d/2$		
$I_{am} = F \cdot I_a$	$I_{am} = F \cdot I_a$		
$I_2 = D \cdot I_a$	$I_2 = \sqrt{2} D \cdot I_a$		
$k_t = E_2 / E_1$	$k_t = E_2 / E_1$		
$I_1 = \sqrt{2} k_t \cdot I_2$	$I_1 = k_t \cdot I_2$		
$S_t = 1, 7 \cdot P_d$	$S_t = 1, 4 \cdot P_d$		

Factorul de ondulație al tensiunii de ieșire se determină prin coeficientul H: $\gamma = \frac{H}{Cr}$, unde C este exprimat în µF. În figura 2.7.b se prezintă variația coeficienților B, D, F și H în funcție de coeficientul A.

Exemplu de calcul:

Să se calculeze redresorul monofazat în punte cu filtru C, dacă: $E_1 = 220$ V, $U_S = 100$ V, $I_S = 0,1$ A, $\gamma_2 = 0,05$ și r = 0,1·R_S. Să se determine parametrii diodelor I_a , I_{am} , U_{inv} , ai transformatorului, I_2 , I_1 , E_2 , k_t , S_t și capacitatea filtrului, C.

Rezolvare:

A = $\pi r/2R_s = \pi \cdot 0.1 \cdot R_s/2R_s = 0.157$. Din grafice, pentru A = 0.157 se determină: B = 0.9; D = 2.3; F = 7; H = 250. Atunci: E₂ = B·U_d = B·U_s = 0.9·100 = 90 V; U_{inv} = $\sqrt{2}$ E₂ = $\sqrt{2}$ ·90 = 127 V;

$$\begin{split} I_a &= I_d/2 = I_S/2 = 0, 1/2 = 0,05 \text{ A}; \\ I_2 &= \sqrt{2} \ D \cdot I_a = \sqrt{2} \ \cdot 2, 3 \cdot 0,05 = 0,16 \text{ A}; \\ k_t &= E_2/E_1 = 90/220 = 0,4; \\ I_1 &= k_t \cdot I_2 = 0,4 \cdot 0,16 = 0,064 \text{ A}; \\ C &= H/(\gamma_2 r) = 250/(0,05 \cdot 0,1 \cdot 100/0,1) = 50 \ \mu F \end{split}$$

Redresoarele cu filtru capacitiv se recomandă a fi utilizate pentru sarcini cu rezistență mare, când constanta de timp mare $\tau = R_S \cdot C$ se obține pentru valori relativ mici ale lui C; în acest caz se asigură componența armonică bună a tensiunii de ieșire a redresorului.



Fig. 2. 8 - Schema dublorului de tensiune

O varietate constructivă a redresoarelor cu filtru C este cea a redresoarelor cu multiplicarea tensiunii, care se folosesc atunci când sarcina are rezistență mare. Aceste dispozitive permit obținerea în sarcină a tensiunilor de câteva ori mai mari în comparație cu tensiunile furnizate de redresoarele analizate mai sus. În figura 2.8, este prezentată schema cu dublare de tensiune. Pe alternanța pozitivă a tensiunii de rețea, tensiunea pe anodul lui D₁ este pozitivă, dioda D₁ este deschisă și, prin aceasta, se încarcă condensatorul C₁ până la o tensiune apropiată de amplitudinea tensiunii rețelei, $\sqrt{2}$ E_{1r}. Descărcarea condensatorului C₁ prin circuitul de sarcină are loc foarte încet, pentru că acest circuit are rezistență mare. Când alternanța tensiunii de rețea este negativă, este deschisă dioda D₂ și condensatorul C₂ se încarcă de asemenea până la o tensiune apropiată de amplitudinea tensiunii rețelei, $\sqrt{2}$ E_r. În acest fel, tensiunea pe sarcină atinge U_s = $2\sqrt{2}$ E_r. Multiplicatoarele de tensiune, care conțin circuite suplimentare cu diode și condensatorare, permit obținerea de tensiuni și mai mari în sarcină.

2.6. Caracteristicile externe ale redresoarelor de mică putere

Prin modificarea rezistenței de sarcină, se modifică curentul în sarcină, I_S , ceea ce face să se modifice și tensiunea de ieșire U_S . Caracteristica externă, sau de sarcină a redresorului este relația dintre valoarea medie a tensiunii redresate și valoarea medie a curentului în sarcină: $U_S = f(I_S)$ (figura 2.9). Pentru sursa de tensiune de alimentare ideală, caracteristica sa externă este o dreaptă orizontală, $U_S = ct.$ (curba 1). La redresoarele fără filtru și cu filtru L, caracteristicile externe sunt aproape liniare și au înclinare mică. Ecuația caracteristicii externe în acest caz are forma:

$$U_{\rm S} = E_{\rm S} - N \cdot \Delta U_{\rm a} - I_{\rm S} \cdot R_{\rm int}$$
(2.11)

unde $E_S = U_{S\infty} = 0,9 \cdot E_2$ este tensiunea a redresorului, egală cu valoarea efectivă a tensiunii de ieșire a sursei ideale de alimentare, N este numărul diode care conduc curent în același timp, ΔU_a este valoarea medie a căderii de tensiune pe o diodă care conduce curent, R_{int} este rezistența internă a redresorului.



Fig. 2. 9 - Caracteristicile externe ale redresoarelor de mică putere

În regimurile analizate, diodele redresorului conduc curent pe durata intervalului unghiular $\lambda = \pi$, din care cauză, la ieșirea grupului redresor se obține tensiunea u_d(t), arătată în figura 2.2.b. Micșorarea valorii medii a tensiunii pe sarcină la creșterea curentului este determinată de pierderile în transformator, în diode și în bobina de netezire (curba 2 din figura 2.9). Un alt caracter, de cădere abruptă, are caracteristica externă a redresorului în cazul funcționării cu filtru capacitiv. Tensiunea de ieșire la mersul în gol este $U_{S\infty} = \sqrt{2} E_2$. Prin micșorarea lui R_S , se produce descărcarea rapidă a condensatorului în pauzele dintre impulsurile de curent și micșorarea

tensiunii U_S. Acest regim se caracterizează prin faptul că λ depinde de sarcină și $\lambda < \pi$.

Când se lucrează cu filtru LC și $I_S < I_{Scr}$, curentul de intrare al filtrului are caracter intermitent, $\lambda < \pi$ și, în regim de mers în gol, la fel ca și la funcționarea cu filtru C, $U_{S\infty} = \sqrt{2} E_2$. La utilizarea practică a surselor de alimentare, acest sector de cădere abruptă a caracteristicii externe este nedorit (curba 3 din figura 2.9). Dacă $I_S > I_{Scr}$, caracteristica externă a redresorului cu filtru LC are o înclinare mică și este definită de formula (2.11), curentul de intrare al filtrului în acest caz fiind neîntrerupt, $\lambda = \pi$, iar la intrarea filtrului se aplică o tensiune a cărei formă este arată în figura 2.2.b.

2.7. Stabilizatoare de tensiune

Tensiunea de ieșire a unui stabilizator depinde atât de tensiunea de intrare a acestuia, cât și de circuitul de sarcină (circuitul de ieșire), astfel încât, variația tensiunii de ieșire poate fi scrisă:

$$dU_{ies} = \frac{\partial U_{ies}}{\partial U_{int}} dU_{int} + \frac{\partial U_{ies}}{\partial I_{ies}} dI_{ies}$$

de unde:

$$\frac{\mathrm{d}\mathrm{U}_{\mathrm{ies}}}{\mathrm{U}_{\mathrm{ies}}} = \frac{\partial\mathrm{U}_{\mathrm{ies}}}{\partial\mathrm{U}_{\mathrm{int}}} \frac{\mathrm{U}_{\mathrm{ies}}}{\mathrm{U}_{\mathrm{int}}} \frac{\mathrm{d}\mathrm{U}_{\mathrm{int}}}{\mathrm{U}_{\mathrm{int}}} + \frac{\partial\mathrm{U}_{\mathrm{ies}}}{\partial\mathrm{I}_{\mathrm{ies}}} \frac{\mathrm{I}_{\mathrm{ies}}}{\mathrm{U}_{\mathrm{ies}}} \frac{\mathrm{d}\mathrm{I}_{\mathrm{ies}}}{\mathrm{I}_{\mathrm{ies}}}$$



Fig. 2. 10 - Caracteristica ideală (1) și reală (2) a diodei stabilizatoare

Introducând notații și trecând la variații finite, se obține:

$$\frac{\Delta U_{ies}}{U_{ies}} = \frac{1}{k_{st}} \frac{\Delta U_{int}}{U_{int}} + \frac{R_{ies}}{R_s} \frac{\Delta I_{ies}}{I_{ies}}$$

unde $k_{st} = \frac{\frac{\Delta U_{int}}{U_{int}}}{\frac{\Delta U_{ies}}{U_{ies}}}$ este factorul de stabilizare, egal cu raportul variațiilor

relative ale tensiunilor de intrare și ieșire și $R_{ies} = \frac{\Delta U_{ies}}{\Delta I_{ies}} \bigg|_{U_{int}=ct}$ este rezistența

internă a stabilizatorului (rezistența de ieșire).

Stabilizatoarele se împart în două categorii: stabilizatoare parametrice și stabilizatoare cu compensare.

Stabilizatorul parametric se bazează pe utilizarea unui element cu caracteristică neliniară, de exemplu o diodă stabilizatoare (Zener), a cărei caracteristică este cea din figura 2.10. În cazul când tensiunea de străpungere este mică, puterea care se disipă în dispozitiv în domeniul II al ramurii de polarizare inversă a caracteristicii este mică, motiv pentru care este posibilă funcționarea îndelungată a dispozitivului. Acest regim de funcționare se folosește la stabilizatoare cu diode cu siliciu, special destinate pentru stabilizarea tensiunii. Domeniul de lucru este domeniul II, care se caracterizează prin tensiunea de stabilizare și este limitat de valorile maximă și minimă de curent la variația tensiunii de stabilizat, ΔU . Se definește rezistența dinamică a stabilizatorului: $r_{st} = \frac{\Delta U}{\Delta I}$. Ideal, această rezistență dinamică ar trebui să fie egală cu zero.

Schema stabilizatorului parametric este prezentată în figura 2.11. Tensiunea de intrare a stabilizatorului trebuie să fie mai mare decât tensiunea de stabilizare (străpungere) a diodei stabilizatoare, U_{st} . Pentru limitarea curentului prin stabilizator, se montează un rezistor de balast, R_b . Tensiunea de ieșire se culege la bornele diodei stabilizatoare. O parte din tensiunea de intrare U_{int} se pierde pe rezistorul R_b , iar cealaltă parte se aplică pe sarcină.

 $U_{int} = (I_{st} + I_{ies})R_b + U_{ies}$. Dacă se are în vedere că $I_{ies} = U_{ies}/R_s$ se obține:

 $U_{int} = (I_{st} + U_{ies}/R_S)R_b + U_{ies} = I_{st}R_b + U_{ies}(R_b/R_S + 1) \Longrightarrow$

$$\Rightarrow I_{st} = \frac{U_{int} - U_{ies} \left(\frac{R_b}{R_s} + 1\right)}{R_b}$$

Curentul maxim prin dioda stabilizatoare, I_{max} , trece atunci când se îndeplinesc condițiile: $U_{int} = U_{int max}$ și $R_s = \infty$, iar curentul minim prin dioda stabilizatoare, I_{min} , trece când $U_{int} = U_{int min}$ și $R_s = R_{s min}$

$$I_{max} = \frac{U_{int max} - U_{ies}}{R_b} \quad ; \quad I_{min} = \frac{U_{int min} - U_{ies} \left(\frac{R_b}{R_{s min}} + 1\right)}{R_b}$$

Dacă se asigură condițiile: $I_{max} < I_{st max}$, $I_{min} > I_{st min}$, în care cei doi curenți, $I_{st max}$ și $I_{st min}$ sunt curenții diodei stabilizatoare care limitează sectorul de stabilizare, unde tensiunea pe sarcină este stabilă și egală cu U_{st} , din formula lui I_{min} rezultă: $R_b = \frac{U_{int min} - U_{st}}{I_{st min} + \frac{U_{st}}{R_{s min}}}$. Prin creșterea U_{int} , crește

curentul I_{st}, se mărește căderea de tensiune pe R_b , $U_{ies} = U_{st}$. Prin creșterea rezistenței de sarcină R_s , se micșorează curentul de sarcină, crește cu aceeași valoare curentul prin diodă, căderea de tensiune pe R_b și pe sarcină rămânând neschimbate.



Fig. 2. 11 – Schema stabilizatorului parametric (a), schema echivalentă (b) și caracteristica redresorului (c) cu stabilizator (curba 2) și fără stabilizator (curba 1)

Pentru determinarea lui k_{st} și R_{ies} , se folosește schema echivalentă a stabilizatorului, din figura 2.11.b. Elementul neliniar funcționează în sectorul de stabilizare, unde rezistența lui în curent alternativ, $r_{st} = \frac{\Delta U_{st}}{\Delta I_{st}}$ reprezintă parametrul dispozitivului. Se obține: $\frac{\Delta U_{ies}}{\Delta U_{int}} = \frac{r_{st} ||R_s|}{R_b + r_{st} ||R_s|}$. Având în vedere

că $r_{st} \ll R_s$ și $r_{st} \ll R_b$, se obține: $k_{st} = \frac{R_b}{r_{st}} \frac{U_{ies}}{U_{int}}$. Pentru determinarea rezistenței la ieșirea stabilizatorului R_{ies} , se folosește teorema generatorului echivalent și se consideră $\Delta U_{int} = 0$; atunci, $R_{ies} = r_{st} \parallel R_b \approx r_{st}$.

Formulele pentru k_{st} și R_{ies} arată că parametrii stabilizatorului sunt determinați de parametrii diodei stabilizatoare utilizate. De obicei, pentru stabilizatorul parametric, k_{st} nu este mai mare de $20 \div 40$, iar R_{ies} se găsește în limitele de la câțiva ohmi până la câteva sute de ohmi. În unele cazuri, acești parametri sunt insuficienți și atunci se folosesc stabilizatoarele cu compensare.



Fig. 2. 12 - Schema stabilizatorului cu compensare cu amplificator operațional

În figura 2.12 se prezintă una dintre schemele cele mai simple de stabilizator cu compensare, la care sarcina se cuplează la sursa tensiunii de intrare printr-un element neliniar de reglare, un tranzistor. Pe baza tranzistorului se aplică prin amplificatorul operațional AO semnalul de reacție negativă. La intrarea AO se aplică tensiunea de la divizorul de tensiune, $U_{ies} \cdot R_2/(R_1 + R_2) = U_{ies} \cdot \gamma$ și tensiunea de referință (etalon), U_0 . Considerând că tensiunea U_{int} crește, datorită cărui fapt crește și U_{ies} , la intrarea inversoare a AO se aplică o tensiune mărită cu $\Delta U_{ies} \cdot \gamma$, iar la ieșirea AO apare o scădere a tensiuni, ΔU_b . Pe joncțiunea emitor-bază a tranzistorului T se aplică tensiunea $U_b - U_{ies}$.

În regimul variabil, $\Delta U_{BE} = \Delta U_B - \Delta U_{ies} < 0$, curentul de colector al tranzistorului T scade și tensiunea U_{ies} se reduce până la valoarea inițială. În mod similar se prelucrează și variația lui U_{ies} când se mărește sau se micșorează R_s: prin modificarea lui U_{ies} , apare o variație ΔU_{BE} de semn corespunzător și, drept urmare, se modifică curentul de colector al tranzistorului, I_{ies}. Tensiunea dintre intrările AO în mod practic este egală cu zero. În stabilizatoare, funcționarea circuitului de reacție negativă menține egalitatea $U_{ies} = U_0/\gamma$. Cu cât este mai mare amplificarea AO, cu atât mai 61

precis se îndeplinește aceasta egalitate, cu atât este mai mare factorul de stabilizare k_{st} (care poate atinge valori de 10^3) și cu atât este mai mică R_{ies} a stabilizatorului ($R_{ies} = 10^{-2} \div 10^{-3} \Omega$).

Ca sursă de tensiune de referință, la stabilizatoarele cu compensare se folosește schema stabilizatorului parametric cu diodă stabilizatoare. Stabilitatea lui U_0 este foarte mare pentru că, în procesul de funcționare, regimul de lucru al diodei stabilizatoare practic nu se modifică și curentul prin aceasta este stabil.

Stabilizatoarele cu compensare se fabrică sub formă integrată, cuprinzând elementul neliniar de reglare, amplificatorul operațional, AO și eventual tranzistorul T.

2.8. Surse de alimentare cu transformarea multiplă a energiei

Dimensiunile relativ mari ale surselor de alimentare sunt determinate în principal de transformator și de bobinele filtrelor, care sunt calculate pentru funcționarea la frecvență scăzută a rețelei.

În schema sursei de alimentare (figura 2.13), grupul redresor GR_1 se cuplează nemijlocit la rețea, iar pentru netezirea pulsațiilor se folosește filtrul C_1 . Rezistorul r, de valoare mică, poate fi cuplat pentru limitarea amplitudinii curentului în diodele grupului GR_1 . Tensiunea redresată obținută, U_p , se aplică convertorului de tensiune, realizat cu tranzistoarele $T_1 - T_4$.

Pe durata unei semiperioade de frecvență înaltă se aplică curenții de comandă în bazele tranzistoarelor T_1 și T_4 (dispozitivul de formare a acestor curenți nu este prezentat în figură), tranzistoarele se saturează și pe înfășurarea primară a transformatorului de frecvență înaltă se aplică tensiunea U_p de polaritatea indicată în figură (semnele fără paranteze).



Fig. 2. 13 – Sursă de alimentare cu transformarea multiplă a energiei (schemă simplificată)

Pe durata celei de-a doua semiperioade, se aplică curenții de comandă și se saturează T₂ și T₃, iar la înfășurarea primară a transformatorului se aplică tensiunea U_p, cu polaritatea indicată în paranteze. Frecvența de comutare a comutatorului de polaritate realizat cu tranzistoarele T₁, T₂, T₃, T₄ se alege de ordinul $(1 \div 2) \cdot 10^4$ Hz și chiar mai mult. Tensiunea dreptunghiulară din înfășurarea primară a transformatorului se transferă în circuitul secundar, unde este redresată de grupul redresor GR₂ și este netezită cu ajutorul filtrului LC₂. Gabaritul transformatorului și cel al bobinei filtrului, L, sunt mici, pentru că, în acest caz, acestea se calculează pentru frecvențe mari. Deficiențele acestei scheme constau în reducerea randamentului datorită creșterii pierderilor prin transformarea multiplă a energiei electrice și în creșterea prețului de cost, ca urmare a utilizării în comutatorul de polaritate a unor tranzistoare de tensiune mare (care trebuie să suporte tensiunea U_p). Cu toate acestea, în anumite aplicații, aceste scheme sunt de preferat.

3. CONVERTOARE DE MEDIE ȘI MARE PUTERE

3.1. Utilizarea convertoarelor în energetică și electrotehnică

Domeniile de bază pentru utilizarea convertoarelor sunt cele privind transformarea energiei electrice de tensiune alternativă de frecvență standard, $f_s = 50$ Hz, în energie electrică de altă formă: curent continuu sau curent alternativ de frecvență nestandardizată sau de frecvență variabilă. Pentru alimentarea consumatorilor care folosesc o astfel de energie electrică, se folosesc diferite convertoare de frecvență cu diode sau tiristoare. Acestea pot fi directe, în care se realizează conversia singulară a energiei electrice (de obicei, la ieșire se obține tensiune de frecvență inferioară, f < 50 Hz) și convertoare cu grup de curent continuu, care se compun dintr-un redresor care transformă curentul alternativ în curent continuu și dintr-un invertor autonom, care transformă curentul continuu în curent alternativ de frecvență mai mică sau mai mare de 50 Hz, sau variabilă.

Un număr mare de consumatori de energie electrică de putere mare se cuplează la rețeaua industrială prin convertoare de diferite tipuri. Convertoarele reprezintă pentru rețea sarcini neliniare și funcționarea acestora influențează puternic regimul rețelei și calitatea energiei electrice. Un domeniu important de utilizare a convertoarelor îl reprezintă liniile de transport electric în rețelele și sistemele electrice. Este vorba despre liniile de transport în curent continuu a energiei electrice la distanțe mari. O astfel de linie de transport are la intrare un redresor de putere cu tiristoare, care transformă curentul alternativ de frecvență de 50 Hz în curent continuu. La ieșirea liniei, se instalează invertorul, care transformă curentul continuu în curent alternativ.

Al doilea domeniu de utilizare al convertoarelor în electroenergetică este cel al surselor de putere reactivă cu tiristoare, care permit producerea și reglarea puterii reactive pentru compensarea deficitului acesteia în sistemul energetic.

Al treilea domeniu este utilizarea convertoarelor pentru asigurarea funcționării agregatelor de bază ale centralelor electrice, în mod particular pentru excitarea turbogeneratoarelor sau hidrogeneratoarelor sincrone și a compensatoarelor (schemele de excitare cu tiristoare), pentru pornirea generatoarelor de mare putere (de exemplu hidrogeneratoare).

Convertoarele sunt, de asemenea, necesare pentru sursele neconvenționale de energie electrică cum sunt bateriile solare, generatoarele magneto-hidro-dinamice, etc.

3.2. Redresorul monofazat comandat

În instalațiile energetice, redresoarele au o serie de caracteristici particulare cum sunt:

- 1. sarcina are caracter activ-inductiv; la curenți mari, inductanța rețelei care leagă convertorul cu sarcina, devine comparabilă cu rezistența sarcinii.
- 2. este necesar să se ia în considerație inductanța de dispersie a bobinelor transformatorului.
- 3. de obicei, redresoarele de putere mare se realizează trifazic, pentru că parametrii tehnici ai redresoarelor trifazate sunt superiori şi acestea asigură încărcarea uniformă a reţelei trifazice. Deseori este necesară reglarea sau stabilizarea tensiunii la ieşirea redresoarelor sau a puterii transferate în sarcină, ceea ce necesită utilizarea redresoarelor comandate.



Fig.3. 1 – Redresor comandat cu nul (a); curenții și tensiunile în circuitul de curent continuu la funcționarea ca sursă (c) sau consumator de energie (b)

În figura 3.1.a este prezentată schema redresorului monofazat comandat, cu punct median al transformatorului (schema cu nul). Acest redresor se deosebește de redresorul necomandat prin faptul că diodele se înlocuiesc cu tiristoare.

3.2.1. Funcționarea redresorului comandat monofazat în sarcină activă ($L_s = 0$)

Când polaritatea tensiunii rețelei este cea indicată în figura 3.1.a, tiristorul T₁ poate conduce curent dacă la electrodul său de comandă se aplică semnalul de comandă i_{C1}. Acesta se aplică cu o defazare în raport cu momentul de deschidere normală a lui T₁, la unghiul α , numit unghi de comandă (figura 3.2.a). Momentul de apariție a tensiunii pozitive pe anodul tiristorului se numește moment de deschidere naturală (în figura 3.2, pentru tiristorul T₁, acesta este momentul $\theta = 0$). Până la cuplarea tiristorului T₁ (pentru $\theta < \alpha$), tensiunea pe sarcină este u_d = 0. La cuplarea tiristorului, în

momentul $\theta = \alpha$, tensiunea u_d crește brusc până la valoarea u_d = e₂, pentru că pe tiristorul deschis u_a ≈ 0 . Curentul trece prin semi-înfășurarea superioară a transformatorului, prin tiristorul T₁ și sarcină: $i_2(t) = i_a(t) = i_d(t)$. În cazul sarcinii active, curentul reproduce forma tensiunii (figura 3.2.a). La trecerea curentului prin sarcină, în aceasta se disipă putere activă.

Când $\theta = \pi$, curentul prin diodă și curentul în sarcină devin egali cu zero și tiristorul T₁ se închide. Până la deschiderea tiristorului T₂, apare în sarcină o pauză fără curent, pe durata intervalului $[\pi, (\pi + \alpha)]$. În momentul $\theta = \pi + \alpha$, se aplică impulsul de comandă pe tiristorul T₂, acesta se deschide și, în acest interval, u_d = - e₂, adică pe sarcină se aplică tensiunea de la bornele semi-înfășurării inferioare a transformatorului. Curentul trece prin semi-înfășurarea inferioară, tiristorul T₂ și sarcină, păstrând sensul anterior.



Fig.3. 2 – Diagramele de timp ale curenților și tensiunilor în redresorul comandat cu nul, în cazul funcționării în sarcină activă (a) și activ-inductivă (b, c); regim cu întrerupere de curent (b); regim fără întrerupere de curent (c)

În momentul $\theta = 2\pi$, se produce blocarea tiristorului T₂. În intervalul de funcționare a unui tiristor, pe tiristorul închis, u_a = 2e₂. Valoarea efectivă a tensiunii redresorului, egală la mersul în gol cu valoarea efectivă a tensiunii de ieșire, este:

$$E_{d} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} \sqrt{2} E_{2} \sin \theta \cdot d\theta = \frac{\sqrt{2} E_{2}}{\pi} (-\cos \theta) \Big|_{\alpha}^{\pi} = E_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (3.1)$$

unde $E_{d0} = 0.9 \cdot E_2$ este valoarea efectivă a tensiunii la ieșirea redresorului necomandat. Variația lui U_d în funcție de unghiul de comandă este reprezentată în diagramele de timp din figura 3.3.



Fig.3. 3 – Forma tensiunii de ieșire la redresorul monofazat comandat cu sarcină activă, pentru diferite unghiuri de comandă

Odată cu creșterea lui α , crește intervalul de pauză fără curent, când nu se transmite în sarcină putere din rețea. Dependența $u_d = f(\alpha)$ se numește caracteristică de reglare pentru sarcina activă și este reprezentată în figura 3.4.a.

3.2.2. Regimul de curent intermitent la funcționarea în sarcină activ-inductivă

Inductanța L_S se opune creșterii curentului i_d (diagramele de timp din figura 3.2.b). După cuplarea tiristorului T₁, în momentul $\theta = \alpha$, puterea se transmite din rețea în sarcină, iar sensul tensiunii și curentului în sarcină coincid (figura 3.1.b). Energia se acumulează în inductanța sarcinii.



Fig.3. 4 – Caracteristicile de reglare la redresorul monofazat comandat (a) și caracteristicile externe ale redresorului de putere medie și mare (b)

În momentul $\theta = \pi$, tensiunea $u_d(\theta) = e_2(\theta)$ își modifică sensul, dar inductanța L_S tinde să întârzie scăderea curentului $i_d = i_a$ și T_1 continuă să conducă curent. Acum, sensurile tensiunii și curentului în sarcină sunt opuse (figura 3.1.c). Aceasta înseamnă că sarcina reprezintă o sursă de energie, adică întoarce energia acumulată în inductanță în rețeaua de alimentare. În această situație, o parte din această energie se pierde pe rezistența activă R_S . În momentul $\theta = \alpha + \lambda$, energia acumulată în inductanță este egală nulă, curentul $i_d = i_a$ scade la zero și T_1 se blochează. După pauza fără curent, în momentul $\theta = \pi + \alpha$, se aplică impulsul de comandă pe tiristorul T_2 și procesele se repetă. Acest regim, când între intervalele de conducție ale tiristoarelor există pauze fără curent, se numește regim de curent intermitent. Apariția sectoarelor negative pe curba u_d , pe timpul revenirii energiei din sarcină în rețea, conduce la faptul că valoarea efectivă a tensiunii devine mai mică decât valoarea determinată cu formula (3.1).

$$E_{d} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + \lambda} \sqrt{2} E_{2} \sin \theta \cdot d\theta \qquad (3.2)$$

Tensiunea de ieșire depinde nu numai de unghiul de comandă, dar și de caracterul sarcinii (adică de $\omega_p \cdot L_S/R_S$), pentru că durata etapei de revenire a energiei acumulate în inductanță depinde de raportul dintre inductanța și rezistența activă a sarcinii. Prin creșterea inductanței sau prin micșorarea lui R_S , durata pauzei fără curent se micșorează, iar la atingerea egalității, $\lambda = \pi$ redresorul trece în regim de curent neîntrerupt.

3.2.3. Regimul de curent fără întrerupere la funcționarea în sarcină activ-inductivă

Acest regim este caracteristic pentru redresoarele de putere, la care, de obicei, $\omega_p \cdot L_S >> R_S$. Pentru asemenea raport al parametrilor, curentul de sarcină este continuu și bine netezit, valoarea sa instantanee fiind egală cu valoarea efectivă i_d = I_d (figura 3.2.c). În intervalele de timp [α , π] și [($\alpha + \pi$), 2π], sensurile curentului și tensiunii în sarcină coincid, energia se transmite din rețea în sarcină și o parte a acestei energii se acumulează în inductanță. În intervalele [0, α] și [π , ($\pi + \alpha$)], energia acumulată în inductanță se întoarce în rețeaua de alimentare, dar, în momentul cuplării tiristorului următor, energia acumulată în inductanță nu este încă egală cu zero. În regimul de curent neîntrerupt, durata de trecere a curentului prin diodă este $\lambda = \pi$, adică în orice moment de timp sarcina este cuplată la una din semi-înfășurările transformatorului. Valoarea efectivă a tensiunii redresorului în regim de curent neîntrerupt este:

$$E_{d} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} \sqrt{2} E_{2} \sin \theta \cdot d\theta \qquad (3.2')$$

de unde, $E_d = E_{d0} \cdot \cos\theta$.

Caracteristica de reglare a redresorului în regim de curent fără întrerupere este prezentată în figura 3.4.a, ea reprezentând o cosinusoidă.

Pentru valori ale unghiului de comandă $\alpha > \alpha_{cr}$, energia acumulată în inductanță devine insuficientă pentru menținerea fără întrerupere a curentului în sarcină și redresorul trece în regim de curent intermitent, când se micșorează sectorul negativ al curbei $u_d(t)$ și crește u_d . În cazul funcționării pe sarcină pur inductivă, $\alpha_{cr} = \pi/2$, adică durata etapei de acumulare a energiei în inductanță [α , π] este egală cu durata etapei de revenire a energiei din sarcină în rețea. Alegerea tiristoarelor și calculul transformatorului la redresoarele comandate se face pe baza acelorași relații ca și pentru redresoarele necomandate, pentru că cei mai mari curenți și tensiuni pe elementele schemei corespund regimului $\alpha = 0$.

3.2.4. Comutarea curentului la redresoarele comandate monofazate

Să analizăm particularitățile regimului de funcționare a redresorului în regim de curent fără întreruperi cu transformatoare reale.



Fig.3. 5 – Curentul și tensiunile la redresorul monofazat când se au în vedere procesele de comutație (a) și schema de aplicare a tensiunii pe sarcină în intervalul de comutație (b)

La transformatoarele de putere medie și mare, reactanțele înfășurărilor X_{S1} și X_{S2} determinate de fluxurile de disipare, sunt mult mai mari decât rezistențele lor active. Se transferă reactanțele inductive ale bobinelor primară și secundară ale transformatorului în circuitele anodice ale tiristoarelor: $X_a = \omega L_a = X_{S2} + X'_{S1}$, unde X'_{S1} este reactanța inductivă a bobinei primare, transferată în bobina secundară. În paragraful 3.2.3, s-a presupus că, la X = 0, curentul tiristoarelor are formă dreptunghiulară. Dacă $X_a \neq 0$, reactanța X_a se opune variației rapide a curentului în tiristoare; când se aplică impulsul de comandă la tiristorul T_2 , curentul tiristorului T_1 va scădea pe durata de timp corespunzătoare unghiului de comutare γ (figura

3.5.a). Pe durata aceluiași interval, va crește curentul tiristorului T₂. În intervalul de comutație cele două tiristoare conduc curentul în același timp și transformatorul devine cuplat la sarcină, așa cum se vede din schema echivalentă din figura 3.5.b. Din această schemă, rezultă că $u_d = e_2 - X_a \frac{di_{a1}}{d\theta}$

și, în același timp, $u_d = -e_2 - X_a \frac{di_{a2}}{d\theta}$. Dacă în sarcină curentul este netezit

ideal, $\frac{di_{a1}}{d\theta} = -\frac{di_{a2}}{d\theta}$. Atunci, se obține că, în intervalul de comutație, tensiunea pe sarcină este egală cu semisuma tensiunilor electromotoare pe bobinele care conduc curent.

La redresorul monofazat (figura 3.5.a): $u_d = \frac{e_2 + (-e_2)}{2} = 0$. Pentru că,

în intervalul de comutare, valoarea instantanee a tensiunii de ieșire scade cu valoarea u_x , valoarea efectivă de asemenea se micșorează:

$$U_{d} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha+\gamma}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} E_{2} \sin \theta \cdot d\theta = E_{d} - U_{x},$$

unde E_d se determină cu ajutorul formulei (3.2'), iar $U_x = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} u_x \cdot d\theta$.

Având în vedere că $u_x = L_a \frac{di_a}{dt}$, $d\theta = d(\omega t) = \omega \cdot dt$, iar $\omega \cdot L_a = X_a$ și

schimbând limitele de integrare, pentru că atunci când $\theta = \alpha$, $i_a = 0$, iar când $\theta = \alpha + \gamma$, $i_a = I_d$, se obține: $U_x = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{I_d} X_a \cdot di_d = \frac{X_a I_d}{\pi}$

Prin urmare, datorită existenței inductanțelor transformatorului, valoarea efectivă a tensiunii pe sarcină se micșorează odată cu creșterea curentului I_d , pentru că, în acest caz, crește durata intervalului de comutare, γ . În acest fel, la redresorul monofazat:

$$U_d = E_d - \frac{X_a I_d}{\pi}$$
(3.3)

În figura 3.4.b sunt reprezentate caracteristicile externe ale redresorului comandat monofazat, construite pe baza formulelor (3.3). Spre deosebire de redresoarele de putere mică, panta caracteristicilor externe ale redresoarelor de putere medie și mare este determinată de procesele de comutare în regim de curent neîntrerupt în sarcină. Se poate constata din această figură că, atunci când $\alpha = 60^{\circ}$, la creșterea lui R_S (și micșorarea lui I_d) redresorul trece în regim de curent intermitent și tensiunea U_d se mărește, în conformitate cu forma caracteristicilor de reglare (figura 3.4.a).

Deficiența redresoarelor comandate în raport cu cele necomandate constă în creșterea pulsațiilor tensiunii de ieșire la creșterea unghiului de comandă, ceea ce se poate observa din compararea diagramelor de timp din figurile 3.3 și 3.2. Descompunerea în serie Fourier a curbei tensiunii de ieșire u_d permite determinarea primei armonici. În regim de curent fără întreruperi, când se neglijează procesele de comutație, raportul dintre amplitudinea primei armonici și valoarea efectivă E_d, determinate pe baza formulei (3.2), definește factorul de ondulație: $\gamma(\alpha) = \gamma_0 \sqrt{1 + m^2 \cdot tg^2 \alpha}$, unde γ_0 este factorul de ondulație când $\alpha = 0$, calculat cu ajutorul formulei (2.3). Expresia lui $\gamma(\alpha)$ este valabilă și pentru alte scheme de redresare, la care m > 2. Redresorul monofazat comandat poate fi realizat în schema în punte (figura 2.4.a), caz în care toate diodele se înlocuiesc cu tiristoare. Procesele de bază la redresoarele cu nul și în punte la redresoarele monofazate sunt similare.

3.3. Invertorul dependent monofazat

Invertorul dependent transmite energia din rețeaua de curent continuu în rețeaua de curent alternativ, în care tensiunea și frecvența sunt determinate de alte surse de curent alternativ mai puternice. Schema cu nul monofazată a invertorului dependent este prezentată în figura 3.6.



Fig.3. 6 - Invertor monofazat dependent

Compararea acesteia cu schema redresorului comandat din figura 3.1.a arată totala similitudine a elementelor acestora; deosebirea constă numai în aceea că, în locul rezistorului de sarcină R_s , la invertor se cuplează sursa de curent continuu, $E_{sursă}$, a cărei polaritate este inversă în raport cu tensiunea de ieșire a redresorului. Din această cauză, aceeași schemă cu tiristoare poate fi utilizată atât în regim de redresare cât și în regim de

invertor, dar problema constă nu atât în diferența convertoarelor, ci în convertorul redresor-invertor, capabil să funcționeze în cele două regimuri arătate, care se deosebesc prin sensul fluxului de energie; la redresor, energia din rețeaua de curent alternativ ajunge în circuitul de curent continuu (u_d, i_d); la invertor, din rețeaua de curent continuu (u_d, i_d), energia trece în rețeaua de curent alternativ. Tensiunea u_d și curentul i_d la invertor se numesc tensiune, respectiv curent de întoarcere. Să analizăm în continuare diagramele de timp din figura 3.2.a. În intervalul [α , π], polaritățile lui u_d(t) și i_d(t) coincid (figura 3.1.b), prin urmare, puterea se transmite din circuitul de curent alternativ în sarcină. În intervalul [0, α], curentul își păstrează sensul, iar tensiunea u_d își schimbă sensul; prin urmare, circuitul de curent continuu întoarce energia în rețeaua de curent alternativ (figura 3.1.c). Evident, în regim de invertor, al doilea interval, în care energia se transmite în rețeaua de curent alternativ, trebuie să fie mai lung decât primul, adică

$$(\alpha - 0) > (\pi - \alpha) \Leftrightarrow \alpha \ge \frac{\pi}{2}$$
(3.4)

Expresia (3.4) reprezintă prima condiție de realizare a regimului de invertor. A doua condiție se referă la funcționarea circuitului de curent continuu în regim de sursă de energie, în care scop polaritatea tensiunii u_d și sensul curentului i_d trebuie să fie de inverse.

Cuplarea sursei E_{Sursă} cu minusul la catozii tiristoarelor face să crească durata λ , de trecere a curentului prin tiristoarele invertorului și, când $\lambda = \pi$, se realizează regimul de curent fără întrerupere. În figura 3.7.a, sunt prezentate diagramele de timp la funcționarea invertorului dependent fără a lua în considerație procesele de comutare ($X_a = 0$, $\gamma = 0$). Compararea diagramelor din figurile 3.7.a și 3.2.c arată că la aceste diagrame sunt diferite numai valorile unghiului de comandă; $\alpha < \pi/2$ la redresor și $\alpha > \pi/2$ la invertor. În momentul $\theta = \alpha$, se aplică impulsul de comandă pe tiristorul T₁; la deschiderea tiristorului, $u_d = e_2$, curentul trece prin semi-înfășurarea superioară a transformatorului, tiristorul T1 și circuitul de curent continuu Ld- $E_{Surså}$. În acest caz, tensiunea u_d și curentul i_d au același sens și energia se transmite din circuitul de curent alternativ în circuitul de curent continuu. În momentul $\theta = \pi$, se modifică polaritatea, $e_2 = u_d$ și începe transmiterea energiei din circuitul de curent continuu în circuitul de curent alternativ. Menținerea curentului prin dispozitivul de redresare când tensiunea pe anod este negativă, se asigură prin aplicarea pe catod a potențialului negativ al sursei, E_{sursa}. În momentul $\theta = \pi + \alpha$, impulsul de comandă se aplică la T₂ și procesul se repetă.

În figura 3.8.a este prezentată caracteristica completă de reglare a convertorului cu tiristoare în regim de curent fără întrerupere. Când $\alpha < \frac{\pi}{2}$,
$U_d > 0$ și convertorul este redresor; când $\alpha > \frac{\pi}{2}$, $U_d < 0$, se realizează regimul invertor. La analiza invertorului, se utilizează notațiile: $\beta = \pi - \alpha$ (conform figurii 3.7.a) este unghiul de avans și $E_{d\beta} = -E_d$ este tensiunea inversă a invertorului.



Fig.3. 7 – Diagramele de timp ale curenților și tensiunilor în invertorul dependent monofazat, pentru $X_a = 0$ (a) și $X_a \neq 0$ (b)

Dacă în ecuația caracteristicii de reglare (3.2) se introduce $\alpha = \pi - \beta$, se obține $E_d = E_{d0} \cdot \cos(\pi - \beta) = -E_{d0} \cdot \cos\beta = -E_{d\beta}$. Dependența $E_{d\beta} = E_{d0} \cdot \cos\beta$ se numește caracteristica de reglare a invertorului condus de rețea (dependent, figura 3.8.b); ea este reprezentarea simetrică a părții hașurate din caracteristica din figura 3.8.a. În lipsa pierderilor în bobina L_d , valoarea efectivă a tensiunii $U_{d\beta} = -U_d$ trebuie să fie egală cu tensiunea sursei, $E_{sursā}$. 73 Când crește $E_{sursă} > E_{d\beta}$, crește curentul I_d. Se ia în considerație influența inductanțelor de anod (vezi paragraful 3.2.4) asupra proceselor de comutație. Diagramele de timp sunt arătate în figura 3.7.b. Inductanțele transformatorului, X_a, împiedică variația curenților anodici, din care cauză, pe durata unghiului de comutație, γ , T₁ și T₂ sunt deschise în același timp și astfel u_d(t) = 0. La fel ca și la redresorul comandat, scăderea tensiunii de comutare, u_a, micșorează partea pozitivă a lui u_d. Valoarea efectivă U_d scade cu creșterea lui I_d și a lui γ , iar U_{dβ} = – U_d crește. U_d se calculează cu formula (3.3), pentru că formula respectivă este valabilă în regim de curent fără întrerupere pentru oricare α . Introducând în (3.3) valoarea $\alpha = \pi - \beta$, se obține:

$$\begin{split} U_{d} &= E_{d0} \cdot \cos(\pi - \beta) - X_{a} I_{d} / \pi = - \left(E_{d0} \cdot \cos\beta + X_{a} I_{d} / \pi \right) = - U_{d\beta} \quad \text{sau} \\ U_{d\beta} &= E_{d0} \cdot \cos\beta + X_{a} I_{d} / \pi \end{split}$$
(3.5)



Fig.3. 8 – Caracteristica de reglare a convertorului redresor-invertor în regim de curent fără întrerupere (a), de reglare (b), de intrare și limitatoare (c) a invertorului condus de rețea

Relația $U_{d\beta} = f(I_d)$ (figura 3.8.c) se numește caracteristica de intrare a invertorului (I_d și U_d se numesc curent de intrare, respectiv tensiune de intrare). Expresia (3.5) exprimă legătura dintre tensiunea sursei, $E_{sursă}$, și valoarea efectivă a lui $U_{d\beta}$:

$U_{d\beta} = E_{d0} \cdot \cos\beta + X_a I_d / \pi = E_{surs\check{a}}$

La creșterea lui $E_{sursă}$ când $\beta = ct.$, se mărește I_d și crește puterea transmisă în rețeaua de curent alternativ. Dacă la creșterea lui $E_{sursă}$ este necesară menținerea lui I_d constant, trebuie mărit α , adică micșorat β ; în acest caz, crește puterea transmisă de la intrarea invertorului în rețeaua de curent alternativ. Valoarea maximă a puterii de inversare se obține atunci când $\alpha = \pi$ ($\beta = 0$). Însă acest regim, la invertoarele reale cu tiristoare mono-74

operaționale, după cum se arată în continuare, nu este realizabil și unghiurile de comandă sunt limitate de valorile $\alpha_{max} = \pi - \beta_{min}$.

Să analizăm curba tensiunii anodice pe tiristorul T₁, în diagramele de timp din figura 3.7.b. Pentru realizarea blocării ferme a tiristorului după ce prin acesta a trecut curentul, este necesar ca pe durata unui interval de timp nu mai mic de t_B, pe tiristor să se aplice o tensiune inversă. Timpul de decuplare, t_B, reprezintă un parametru de catalog al tiristorului. Din diagrama din figura 3.7.b, se vede că tensiunea anodică negativă se menține pe tiristor în intervalul unghiular ($\beta - \gamma$). Prin urmare, blocarea fermă a tiristorului se face în condiția în care ($\beta - \gamma$) $\geq \omega t_B$, care limitează unghiul la valoarea $\beta_{min} = \omega t_B + \gamma$. Când această condiție nu se îndeplinește, la apariția pe anod a tensiunii pozitive, tiristorul se deschide din nou fără semnal de comandă. Conducția în același timp a două tiristoare în invertor face să se scurtcircuiteze transformatorul și sursa de curent continuu, comutarea în continuare a tiristoarelor devenind imposibilă și apare regimul de avarie, numit răsturnarea invertorului.

După cum se observă din descrierea funcționării invertorului, comutația tiristoarelor, adică decuplarea unuia dintre acestea la deschiderea celuilalt și transferul pe acesta al curentului i_d , se face la fel ca la redresor, datorită tensiunii alternative a rețelei. Dacă această tensiune, din motive oarecare lipsește, de exemplu la un scurtcircuit în rețea, comutația devine imposibilă și se produce răsturnarea invertorului. Această dependență a funcționării invertorului de tensiunea rețelei este reflectată și de denumirea acestuia: "invertor condus de rețea" sau "invertor dependent".

În regimul $I_d = 0$, unghiul de comutație $\gamma = 0$, $\beta_{min} = \omega t_B$ și valoarea maximă E_d pentru care este posibilă comutația este $E_{dm} = E_{d0} \cdot \cos(\omega t_B)$. Odată cu creșterea curentului I_d , crește unghiul de comutație γ , crește și $\beta_{min} = \omega t_B +$ γ și se micșorează $U_{d\beta,M} = U_{d\beta}(\beta_{min})$. Funcția $U_{d\beta,M} = f(I_d)$ se numește caracteristica de limitare a invertorului condus, ea fiind reprezentată în figura 3.8.c. Stabilitatea funcționării invertorului fără pericol de răsturnare este posibilă numai când se aleg asemenea valori ale curentului I_d și unghiului β , care corespund valorilor U_d care se găsesc sub caracteristica de limitare CL: $U_{d\beta} < U_{d\beta,M}$.

Invertoarele conduse de rețea se utilizează pe larg în tehnica de conversie. Pe lângă invertoare care funcționează continuu (de exemplu, la capătul de recepție a liniei de transport în curent continuu), există convertoare care funcționează alternativ în regim de redresare și de invertor. Astfel, la acționarea locomotivelor electrice cu motor de curent continuu, trecerea convertorului în regim de invertor permite realizarea frânării acestui motor.

3.4. Redresorul trifazat cu nul

Utilizarea redresoarelor multifazate permite realizarea sarcinii uniforme pe toate fazele rețelei, micșorarea pulsației tensiunii redresate, reducerea puterii calculate a transformatorului, creșterea factorului de putere.

În figura 3.9.a este prezentată schema de redresare trifazată cu nul. La realizarea ei cu tiristoare, se obține redresorul comandat, iar prin înlocuirea tiristoarelor cu diode se obține redresorul necomandat. Sarcina se cuplează între nulul stelei formate din bobinele transformatorului și catozii tiristoarelor. Să analizăm regimul de funcționare caracteristic convertoarelor de putere cu sarcină activ-inductivă, considerând că inductanța L_S este mare $(\omega_p L_S > R_s)$.

În figura 3.9.b este prezentat sistemul trifazic al tensiunilor secundare, e_{2A} , e_{2B} , e_{2C} . Curbele tensiunilor secundare determină modificarea potențialelor anozilor tiristoarelor cuplate la aceste faze, în raport cu punctul de nul al stelei, φ_a . Pe diagramele de timp se arată regimul de funcționare al redresorului când $\alpha = 0$ (funcționarea redresorului necomandat). Transformatorul și tiristorul se consideră ideale. Momentele θ_1 , θ_2 , θ_3 , corespunzătoare punctelor de intersecție a două sinusoide de tensiuni secundare, reprezintă momente de deschidere naturală. Dacă la momentul θ_1 se aplică impuls pozitiv de comandă pe tiristorul T₁, la deschiderea acestuia apare curentul $i_2(t) = i_a(t) = i_d(t)$ și pe sarcină se stabilește tensiunea $u_d = e_{2A}$.



Fig.3. 9 – Redresorul trifazat cu nul (a) și diagramele de timp ale curenților și tensiunilor când $\alpha = 0$ (b)

Dacă redresorul este realizat cu diode, dioda D_1 , cuplată la faza e_{2A} , se deschide automat în momentul θ_1 pentru că în acest moment potențialul anodului acesteia devine mai mare decât potențialele anozilor diodelor D_2 și D_3 . Potențialul catodului tiristorului care conduce, T_1 (și al tuturor celorlalte tiristoare) în raport cu punctul de nul al stelei este $\varphi_k = e_{2A}$. Prin urmare, la catozii tuturor tiristoarelor se aplică cea mai pozitivă tensiune e2A și tiristoarele T₂ și T₃ sunt închise în intervalul $\theta_1 - \theta_2$. În momentul θ_2 , cea mai pozitivă devine tensiunea secundară e_{2B} și se deschide dioda D₂ sau, dacă T₂ este tiristor, atunci pe aceasta, în momentul θ_2 , se aplică impulsul de comandă. La deschiderea lui T₂, $u_d = e_{2B}$ și $\phi_k = e_{2B}$; cu acest potențial pe catod, se închid ferm T₁ și T₃. În momentul θ_3 , apare posibilitatea deschiderii lui T₃ și, pe sarcină, se stabilește $u_d = e_{2C}$. În acest fel, în fiecare moment conduce tiristorul al cărui potențial pe anod este cel mai pozitiv, iar în punctele de deschidere naturală se produce trecerea curentului de la un tiristor la altul. Tensiunea u_d este reprezentată de curba formată din segmentele de sinusoidă a tensiunilor de fază, care au în intervalul dat cel mai pozitiv potențial. Perioada lui u_d este de trei ori mai mică față de perioada tensiunii rețelei: $\omega_p = 3\omega_{rețea}$. Factorul de ondulație al tensiunii poate fi calculat pe baza formulei (3.3), unde m = 3; se obține γ = 0,25. Pulsația tensiunii de ieșire la redresoarele trifazate este mai mică decât la cele monofazate, iar frecventa pulsatiilor este mai mare, ceea ce permite netezirea pulsațiilor cu un filtru cu elemente reactive de mai mică putere. Să determinăm valoarea efectivă a tensiunii de ieșire E_d pe o perioadă. În sistemul de coordonate arătat în figura 3.9, perioada de pulsație este cuprinsă

în intervalul
$$\left(-\frac{\pi}{3};\frac{\pi}{3}\right)$$
. Amplitudinea este $E_{dm} = E_{2m} = \sqrt{2} E_2$; atunci:

$$E_d = \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} \sqrt{2} E_2 \cos\theta \cdot d\theta = 1,17 \cdot E_2 \qquad (3.6)$$

În cazul când inductanța din circuitul de sarcină este mare, curentul de sarcină este bine netezit, $i_d = I_d$, iar curentul prin tiristoare și înfășurările secundarului, $i_a = i_2$, are forma impulsurilor dreptunghiulare de amplitudine I_d și durată $\lambda = 2\pi/3 = 120^\circ$. Pentru alegerea tiristoarelor în funcție de curentul suportat, se determină valoarea efectivă a curentului într-o perioadă:

$$I_a = \frac{I_d}{3} \tag{3.7}$$

Pentru alegerea tiristoarelor în funcție de tensiune, se determină tensiunea inversă. Pentru tiristorul care nu funcționează (de exemplu, T₂ când T₁ este deschis) potențialul anodului este: $\phi_A = e_{2B}$, iar potențialul catodului este: $\phi_K = u_d$, deci tensiunea pe tiristor este:

 $u_a=\phi_A-\phi_K=e_{2B}-u_d=e_{2B}-e_{2A}$

În acest fel, pe tiristorul care nu funcționează se aplică o tensiune liniară și valoarea sa maximă, având în vedere relația (3.6), este egală cu:

$$U_{inv} = \sqrt{3} E_{2m} = \sqrt{3}\sqrt{2} E_2 = 2,09 \cdot E_d$$
(3.8)

Curentul în înfășurarea secundară a transformatorului, $i_2 = i_a$, are componenta continuă care se determină cu formula (3.7). Componenta continuă nu se transferă în bobina primară, din care cauză curentul în bobina

primară, i₁ (figura 3.9.b), se determină cu relația: i₁ = $\left(i_2 - \frac{I_d}{3}\right) \cdot k$, unde k

este raportul de transformare.

Existența componentei continue în curenții secundari ai transformatorului conduce la magnetizarea miezului magnetic, datorită cărui fapt se mărește curentul de magnetizare. Această situație împiedică utilizarea redresoarelor trifazate cu nul în instalațiile de putere, însă acestea își găsesc utilizare largă ca parte componentă a redresoarelor mai complicate.



Fig.3. 10 – Diagramele de timp ale tensiunii u_d la redresorul trifazat comandat cu nul și la invertorul dependent (regimul de curent fără întrerupere)

După cum s-a arătat, în cazul redresorului cu tiristoare, regimul de funcționare analizat, ilustrat de diagramele din figura 3.9.b, corespunde valorii nule a unghiului de comandă, $\alpha = 0$. La aplicarea impulsurilor de comandă pe tiristoarele schemei din figura 3.9.a întârziate în raport cu

momentele deschiderii naturale cu unghiul α , apare posibilitatea reglării valorii efective a tensiunii de ieșire, U_d. Când funcționează T₁, u_d = e_{2A}, la cuplarea lui T₂, u_d = e_{2B}, iar la funcționarea lui T₃, u_d = e_{2C}. În regimul curentului fără întrerupere în sarcină, $\lambda = 120^{\circ}$ și tensiunea pe sarcină în fiecare moment de timp corespunde tensiunii electromotoare a uneia dintre fazele transformatorului, e_{2A}, e_{2B}, e_{2C} (diagramele de timp u_d pentru diferite unghiuri de comandă sunt prezentate în figura 3.10). Valoarea efectivă a tensiunii de ieșire când $\alpha \neq 0$ în regim de curent fără întrerupere este:

$$E_{d} = \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} \sqrt{2}E_{2}\cos\theta \cdot d\theta = E_{d0} \cdot \cos\alpha$$

unde $E_{d0} = 1, 17 \cdot E_2$

Ultima expresie este identică cu relația (3.2) în regim de curent fără întrerupere. Caracteristica de reglare a redresorului are caracter cosinusoidal indiferent de numărul de faze ale redresorului. Diagramele analizate în figura 3.9 permit să se concluzioneze:

- sectoarele negative în curba u_d apar când $\alpha \ge 30^\circ$, regimul de curent intermitent este imposibil pentru orice sarcină, inclusiv pentru cea reactivă.
- când $\alpha > 90^{\circ}$, este posibil regimul de invertor, dacă în circuitul de curent continuu se introduce o sursă cu polaritate inversă polarității lui U_d a redresorului analizat mai sus.

3.5. Redresorul trifazat în punte

Schema de redresare trifazică în punte este cea mai răspândită în domeniul puterilor medii și mari. În figura 3.11.a este prezentată schema redresorului comandat, cu tiristoare. La înlocuirea tiristoarelor cu diode, se obține schema redresorului trifazat în punte necomandat. Tiristoarele schemei formează două grupe: T_1 , T_3 , T_5 – grupul de catod (la acestea catozii sunt uniți) și T_2 , T_4 , T_6 grupul de anod.

Dacă se consideră că potențialul punctului comun al stelei bobinei secundare a transformatorului este nul, se poate aprecia că tensiunea pe sarcină este suma tensiunilor de ieșire a două redresoare trifazice cu schemă cu nul, realizate pe grupele de tiristoare de catod și de anod. Tensiunea pe sarcină este $u_d(t) = \phi_{KK} - \phi_{AA}$, unde ϕ_{KK} este potențialul catozilor tiristoarelor din grupa catodică, iar ϕ_{AA} este potențialul anozilor tiristoarelor din grupa anodică.

3.5.1. Funcționarea redresorului necomandat

În figura 3.11.b sunt prezentate diagramele de timp ale curentului și tensiunilor în acest regim. Ca și la redresorul trifazic cu nul, în fiecare

moment de timp un singur tiristor al grupei catodice, la care tensiunea pe anod este cea mai pozitivă și respectiv un singur tiristor din grupa anodică, la care tensiunea pe catod este cea mai negativă se află în conducție. Momentele de deschidere naturală a tiristoarelor din fiecare grupă reprezintă punctele de intersecție a sinusoidelor e_2 pentru tensiunile pozitive, pentru tiristoarele din grupa anodică, respectiv punctele de intersecție ale acelorași sinusoide pentru tensiuni negative, pentru tiristoarele din grupa catodică.



Fig.3. 11 – Redresorul trifazat în punte (a) și diagramele de timp ale curenților și tensiunilor când $\alpha = 0$ (b)

Din momentele deschiderii naturale, se măsoară unghiurile de comandă α . În momentul θ_1 , de exemplu, conduc T_1 și T_2 , iar curentul se închide prin circuitul format de bobina $e_{2A} - T_1 - sarcină - T_2 - bobina e_{2C}$. În funcție de care două tiristoare sunt în conducție, sarcina se cuplează la o anumită tensiune, de exemplu, când funcționează T_1 și T_2 - la tensiunea u_{AC} .

La întreruperea funcționării lui T_1 și deschiderea lui T_3 , pe sarcină se aplică tensiunea continuă u_{BC} și așa mai departe.

În acest fel, tensiunea de ieșire are valoarea egală cu amplitudinea tensiunii pe bobina secundară a transformatorului: $U_{dm} = \sqrt{3}\sqrt{2}E_2$, unde E_2 este valoarea efectivă a tensiunii de fază. În figura 3.11.b este reprezentată curba tensiunii de ieșire, $u_d = \phi_{KK} - \phi_{AA}$, unde ϕ_{KK} și ϕ_{AA} , reprezintă

înfășurătorile inferioară și superioară ale sinusoidelor e_2 . Perioada tensiunii u_d în cazul reprezentat în figură este cuprinsă între $-\pi/6$ și $+\pi/6$, iar valoarea efectivă a tensiunii de ieșire a redresorului este:

$$E_{d} = \frac{6}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{3}\sqrt{2}E_{2}\cos\theta \cdot d\theta = 2,34 \cdot E_{2}$$
(3.9)

În comparație cu relația (3.6), E_d a crește de două ori, ceea ce este de așteptat, dacă se are în vedere că pe sarcina din schema în punte se însumează tensiunile a două redresoare cu nul. Pulsația este $\omega_p = 6 \cdot \omega_{rețea}$, iar factorul de ondulație se determină cu formula (3.3), pentru m = 6 : $\gamma = 0,06$. Reducerea pulsațiilor tensiunii de ieșire și creșterea frecvenței acesteia înseamnă îmbunătățirea calității tensiunii de ieșire la redresorul trifazat în punte, în comparație cu redresorul cu nul. Pe aceeași diagramă de timp este reprezentat curentul i_d(t). În regimul tipic pentru convertoarele de putere, $\omega_p \cdot L_s/R_s > 10$, curentul în sarcină este constant: $i_d = I_d$; pe diagramă sunt reprezentate numerele tiristoarelor prin care trece curentul de sarcină.

Amplitudinea curentului anodic este $I_{am} = I_d$, iar durata de trecere a acestuia este $\lambda = 2\pi/3 = 120^\circ$. La fel ca și la schema cu nul, $I_a = I_d/3$.

Pentru alegerea tiristoarelor, este necesar să se cunoască și U_{inv}. Tensiunea pe tiristorul care nu funcționează, din grupa catodică (anodică), este determinată cu ajutorul relației : $u_a = \phi_A - \phi_K$, unde potențialul anodului (catodului) în raport cu punctul comun al stelei este determinat de tensiunea bobinei secundare a transformatorului, legată la tiristorul dat, iar potențialul catodului (anodului) tuturor tiristoarelor din grupa dată este egal cu potențialul ϕ_{KK} (ϕ_{AA}), adică cel mai pozitiv (cel mai negativ) din e₂. În figura 3.11.b este hașurată tensiunea u_a. Amplitudinea tensiunii inverse pe tiristor este:

$$U_{inv} = E_{2m} = \sqrt{3}\sqrt{2} E_2 = 1,05 \cdot E_d$$
(3.10)

Comparând relația (3.10) cu relația (3.8), se observă că, pentru aceeași E_d , la schema redresorului în punte U_{inv} este de două ori mai mică, însă și tiristoarele sunt de două ori mai multe decât la schema cu nul.

Curentul bobinei secundare a fazei A se compune din curentul tiristoarelor T_1 și T_4 și are forma arătată în figura 3.11.b. Curentul nu are componentă continuă și, din această cauză, magnetizarea transformatorului nu se produce; forma curentului bobinei primare este aceeași ca și în secundar: $i_1 = k \cdot i_2$, unde k este raportul de transformare.

Pentru calculul transformatorului, se determină valoarea efectivă a curentului I₂, având în vedere că acest curent are forma unor impulsuri dreptunghiulare de polaritate diferită, cu amplitudinea I_d și durata o semiperioadă, 120° :

$$\mathbf{I}_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} \mathbf{i}_2^2 \cdot \mathbf{d}\theta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\frac{2\pi}{3}} \mathbf{I}_{d}^2 \cdot \mathbf{d}\theta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \mathbf{I}_{d}$$

În schema dată, forma curenților i_1 , i_2 și a tensiunilor e_1 , e_2 în bobinele primară și secundară este aceeași, din care cauză sunt egale și puterile calculate ale acestor bobine. Puterea calculată a transformatorului, având în vedere relația (3.9), este:

$$S_{\rm T} = S_1 = S_2 = 3I_2E_2 = 3I_d\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{E_d}{2,34} = 1,05P_d$$
 (3.11)

Printre avantajele schemei în punte, în comparație cu schema cu nul, se pot menționa amplitudinea mică și frecvența mare a pulsațiilor, valoarea calculată mică a puterii și lipsa magnetizării transformatorului, precum și valoarea de două ori mai mică, în comparație cu schema cu nul, a raportului U_{inv}/E_d , ceea ce permite obținerea tensiunilor suficient de înalte pentru E_d , când se utilizează tiristoare de aceeași clasă.

3.5.2. Funcționarea redresorului comandat



Fig.3. 12 – Diagramele de timp ale tensiunii u_d la redresorul trifazat comandat în punte și la invertorul dependent

La aplicarea impulsurilor de comandă pe tiristoarele redresorului (figura 3.11.a) cu întârziere în raport cu momentele de deschidere naturală la unghiul de comandă α în regiuni de curent fără întrerupere, curba tensiunii de ieșire se compune din segmente de tensiune liniară pe bobina secundară a transformatorului. Diagramele de timp u_d pentru diferite unghiuri de comandă sunt prezentate în figura 3.12. Valoarea efectivă a tensiunii electromotoare de ieșire a redresorului se determină prin integrarea acestor curbe:

$$E_{d} = \frac{6}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha} \sqrt{3}\sqrt{2}E_{2}\cos\theta \cdot d\theta = E_{d0} \cdot \cos\alpha$$

unde $E_{d0} = 2,34 \cdot E_2$.

În regim de curent fără întrerupere, $E_d = f(\alpha)$, caracteristica de reglare a redresorului, este definită de relația (3.2) și are caracter cosinusoidal.

La unghiuri de comandă $\alpha < 60^{\circ}$, sectorul negativ lipsește în curba $u_d(t)$ și redresorul funcționează în regim de curent fără întrerupere pentru orice fel de sarcină.

Când $\alpha > 90^\circ$, este posibilă funcționarea convertorului în regim de invertor, în care scop, în circuitul de curent continuu se cuplează o sursă de energie a cărei polaritate este opusă celei a tensiunii de ieșire a redresorului.

3.5.3. Procese de comutație și caracteristici ale redresorului trifazat în punte

La transformatoarele reale de putere mare este necesar să se ia în considerație inductanța de disipare a bobinelor. Ca și la redresorul monofazat, inductanța de disipare a bobinelor primară și secundară în circuitul secundar este: $X_a = X_{s2} + X'_{s1}$. Inductanța bobinei transformatorului împiedică modificarea în salt a curenților i_2 și i_a , din care cauză acești curenți au formă trapezoidală (diagramele de timp ale tensiunilor și curenților la redresorul în punte când se ia în considerație X_a sunt prezentate în figura 3.13). Ca rezultat al influenței inductanțelor anodice, curentul se transferă de la tiristor la tiristor nu instantaneu ci pe intervalul determinat de unghiul de comutare γ , când curentul trece prin două tiristoare ale aceleiași grupe în același timp. În momentul θ_1 , arătat în figura 3.13, curentul în T₃ crește, iar în T₁ scade, iar la funcționarea lor simultană potențialul $\phi_{KK} = (e_{2A}+e_{2B})/2$.

În intervalul de comutare γ , tensiunea de ieșire a convertorului scade cu valoarea u_x, această tensiune, u_x fiind aplicată pe inductanța anodică. În intervalele dintre comutări curentul trece printr-un singur tiristor, iar forma tensiunii de ieșire rămâne neschimbată. Valoarea efectivă a tensiunii de ieșire scade datorită proceselor de comutație:

$$U_d = E_{d0} \cdot \cos \alpha - U_x$$

Valoarea U_x poate fi determinată ca valoare efectivă a lui u_x în intervalul de repetiție, egal cu $2\pi/6$, pentru că la redresorul trifazat în punte, într-o perioadă a tensiunii rețelei au loc șase comutări: trei în grupa anodică și trei în grupa catodică a tiristoarelor. Prin urmare, U_x = $\frac{6}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} u_x \cdot d\theta$. Având în

vedere că $u_x = L_a \cdot \frac{dI_a}{dt}$, $d\theta = d(\omega t) = \omega \cdot dt$ și $\omega L_a = X_a$ și schimbând limitele de integrare, (la $\theta = \alpha$, $i_a = 0$, iar la $\theta = \alpha + \gamma$, $i_a = I_d$), se obține:

$$U_{x} = \frac{6}{2\pi} \int_{0}^{I_{d}} X_{a} \cdot dI_{d} = 3 \frac{X_{a}I_{d}}{2\pi} \quad \text{si}$$
$$U_{d} = E_{d0} \cdot \cos\alpha - 3 \frac{X_{a}I_{d}}{2\pi} \quad (3.12)$$



Fig.3. 13 – Curenții și tensiunile la redresorul trifazat în punte când se iau în considerație procesele de comutație

Caracteristica externă, $U_d = f(I_d)$ la redresorul trifazat are aceeași formă ca cea a redresorului monofazat (figura 3.4.b), deosebirea cantitativă constând numai în valoarea tensiunii de mers în gol, E_{d0} și în înclinarea curbelor, care depinde de pulsația tensiunii de ieșire. În figura 3.13 este 84

prezentată și forma curentului i₁, absorbit de redresor din rețea. Această curbă are două proprietăți esențiale. Astfel, curentul consumat de redresor din rețea este nesinusoidal, fapt caracteristic și altor tipuri de redresoare, care, din această cauză, pot fi considerate ca sarcini neliniare pentru rețeaua de alimentare. A doua particularitate constă în defazarea curentului primar în raport cu tensiunea rețelei, ceea ce este caracteristic pentru toate redresoarele comandate. Ambele aceste caracteristici au un rol important în tehnica convertoarelor si în energetică, ele determinând influenta convertoarelor cu tiristoare asupra rețelei de alimentare. Agregatele de putere redresoareinvertoare se folosesc în particular pentru alimentarea bobinelor de excitație a hidrogeneratoarelor sincrone. Bobina de excitatie reprezintă o sarcină inductivă cu pierderi mici; necesarul de putere pentru excitare reprezintă 0,3 \div 3 % din puterea mașinii sincrone. Excitatorul sincron montat pe axul mașinii sincrone este cuplat cu bobina de excitație prin redresor, al cărui curent, I_d se reglează prin schimbarea unghiurilor de comandă a tiristoarelor în funcție de mărimea și caracterul sarcinii generatorului. În funcție de curentul de excitare, se poate modifica puterea reactivă a generatorului. Regimul pentru care puterea reactivă este nulă se numeste regim de excitare completă sau normală. La creșterea curentului de excitare (regim de supraexcitație), mașina sincronă generează putere reactivă pentru rețeaua activ-inductivă. În regimul de mers în gol, un astfel de generator este echivalent pentru rețea cu o capacitate și se numește compensator sincron. Pentru întreruperea rapidă a curentului de excitație, agregatul convertor trece în regim de invertor ($\alpha > \pi/2$), în care caz energia acumulată în bobina de excitație se întoarce în rețeaua de alimentare. În acest fel, prin comanda schemei de excitare cu ajutorul convertorului cu tiristoare comandat, este posibilă realizarea regimurilor de bază de functionare a generatorului sincron.

3.6. Scheme de redresare multifazate

La realizarea redresorului trifazat în punte cu șase diode, în sarcină se poate obține curentul cel mai mare $I_d = 3I_a$, tensiunea redresată fiind $U_d =$ 0,96·U_{inv}. Cu diode de putere mare se pot obține în sarcină puteri de ordinul megawaților. Însă în electrotehnică și energetică sunt necesare redresoare și invertoare dependente, a căror putere trebuie să fie cu câteva ordine de mărime mai mare, cum sunt, de exemplu, convertoarele cu diode pentru liniile de transport de curent continuu. La convertoarele destinate curenților mari ($I_d > 1$ kA), se utilizează cuplarea în paralel a tiristoarelor sau diodelor, iar la convertoarele pentru tensiuni mari ($U_d > 1$ kV) cuplarea în serie a acestora. La cuplarea în paralel a diodelor, pe acestea se aplică aceeași tensiune directă. Rezistențele diodelor la trecerea curentului direct au valori diferite și, din această cauză, curentul direct în ramurile paralele se poate

distribui neuniform, ceea ce conduce la o suprasarcină în curent și ieșirea din funcțiune a diodei care are rezistența cea mai mică. Pentru echilibrarea curenților în regimuri statice și dinamice, se folosesc divizoarele inductive de curent (figura 3.14.a).



Fig.3. 14 – Schemele de cuplare în paralel (a) și în serie (b) a tiristoarelor (diodelor) semiconductoare de putere

La cuplarea în serie a diodelor sau tiristoarelor, prin acestea trece același curent invers. Rezistențele diodelor în sens invers sunt de valori diferite, din care cauză tensiunea inversă se distribuie neuniform pe acestea, cea care are rezistența inversă cea mai mare primește partea cea mai mare din tensiune și, din acest motiv, se poate străpunge. Pentru egalarea tensiunilor în regimuri statice și dinamice se folosesc divizoarele de tensiune. Un astfel de divizor este prezentat în figura 3.14.b.

Divizoarele de curent și tensiune reduc randamentul convertorului, datorită pierderilor în elementele active. Ele nu asigură completa egalare a tensiunilor și curenților și, din această cauză, parametrii tiristoarelor în convertor se aleg cu rezervă mare, ceea ce conduce la creșterea numărului acestora și creșterea prețului convertorului. În domeniul puterilor mari, se folosesc frecvent cuplările în paralel și în serie față de sarcină a câtorva seturi de diode de același tip, ceea ce permite nu numai obținerea tensiunii și curentului necesare (U_s , I_s) în sarcină, dar oferă și alte avantaje.

Să analizăm variantele de bază ale convertoarelor (analiză limitată la funcționarea redresoarelor necomandate) În figura 3.15.a este prezentat redresorul dublu trifazat cu reactanță de egalizare, care se compune din două redresoare trifazate cu nul, care funcționează pe aceeași sarcină comună. Cuplarea bobinelor secundare ale transformatorului pe schema în stea dublă asigură defazarea tensiunii $e_{2(1)}$ a primului redresor cu nul (T_1 , T_2 , T_3) în raport cu tensiunea $e_{2(2)}$ a celui de-al doilea redresor cu nul (T_4 , T_5 , T_6) cu 60°. La funcționarea primului redresor cu nul se formează tensiunea de ieșire u_{d1} și curentul i_{d1} , a căror formă este prezentată în diagrama de sus din figura 86

3.15.b. În a doua diagramă este prezentată forma tensiunii $u_{d2}\,$ și a curentului i_{d2} ale celui de-al doilea redresor cu nul. La trasarea curenților s-a avut în vedere că $\omega_p L_s >> R_s$. Curenții ambelor redresoare sunt egali: $i_{d1} = i_{d2}$, prin sarcină trecând curentul însumat $I_d = I_{d1} + I_{d2} = 6I_a$.

Forma tensiunilor u_{d1} și u_{d2} și valorile lor efective, E_d sunt, de asemenea identice, însă aceste tensiuni sunt defazate una față de alta cu 60° și valoarea lor instantanee este diferită. Diferența dintre aceste valori instantanee, $u_{REA} = u_{d1} - u_{d2}$ este preluată de reactanța L_{REA} , iar tensiunea pe aceasta, u_{REA} este prezentată în figura 3.15.b. Valoarea instantanee a tensiunii

pe sarcină este: $u_s = \frac{u_{d1} + u_{d2}}{2}$ și valoarea sa efectivă $U_s = E_{d1} = E_{d2} = 1,17 \cdot E_2$

Forma lui u_s este prezentată în figura 3.15.b. Frecvența pulsațiilor acestei tensiuni este egală cu $\omega_p = 6 \cdot \omega_{retea}$. Factorul de ondulație, γ , obținut prin introducerea în formula (3.3) a valorii m = 6, este egal cu 0,06, deci calitatea tensiunii de ieșire este aceeași ca și la schema redresorului trifazic în punte. În bobina primară a transformatorului se produce însumarea curenților induși din bobinele secundare; ca rezultat, curentul i_s (fig. 3.15.b) este simetric în raport cu axa θ , iar magnetizarea permanentă a transformatorului nu apare în această schemă.



Fig.3. 15 - Redresorul dublu trifazat cu reactanță de egalizare (a) și diagramele de timp ale curenților și tensiunilor în redresor (b)

Redresorul dublu trifazat cu reactanță de egalizare seamănă cu redresorul trifazat în punte, numai că în aceasta seturile de diode se cuplează la sarcină nu în serie ci în paralel. Din această cauză, astfel de redresoare își găsesc o utilitate largă pentru funcționarea în sarcini care consumă curenți mari la tensiuni relativ mici.

Redresoarele compuse, cu 12 pulsuri (m = 12) pot fi realizate prin cuplarea în paralel sau în serie a două redresoare trifazate în punte (figurile 3.16. a, b). La redresorul realizat cu schema 3.16.a, seturile de diode sunt cuplate pe sarcină în serie, din care cauză tensiunea pe sarcină este egală cu suma tensiunilor a două punți:

$$U_{\rm S} = U_{\rm d1} + U_{\rm d2}$$

Curentul de ieșire al primei punți trece prin sarcină, circuitul închizându-se prin cea de a doua punte, din care cauză valorile instantanee ale curenților sunt $i_S = i_{d1} = i_{d2}$.



Valorile efective ale curenților sunt date de relația $I_S = I_{d1} = I_{d2} = 3I_a$.

Fig.3. 16 – Redresoare cu 12 pulsuri, realizate prin cuplarea punților în serie (a) și în paralel (b)

La redresoarele din figura 3.16 se utilizează schemele de cuplare a seturilor de diode prin transformator cu două bobine secundare, dintre care una este legată în triunghi și cea dea doua în stea.

Egalitatea valorilor medii ale tensiunilor de ieșire, $U_{d1} = U_{d2}$, este asigurată de alegerea numărului de spire ale bobinelor secundare, legate în stea și în triunghi, în raportul $N_{2-tr}/N_{2-stea} = \sqrt{3}$.

Sistemul tensiunilor secundare a, b, c este defazat în raport cu sistemul tensiunilor secundare a', b', c' cu un unghi de 30°. Din această cauză și tensiunile de ieșire ale seturilor de diode, u_{d1} și u_{d2} , sunt defazate cu 30°, diagramele de timp ale acestor tensiuni fiind reprezentate în fig. 3.17, cu pulsația $\omega_p = 12 \cdot \omega_{rețea}$. Factorul de ondulație, în conformitate cu relația (2.3),

când m = 12, este γ = 0,014, prin urmare, calitatea tensiunii de ieșire este mai bună decât la schema în punte analizată în paragraful 3.5.

Având în vedere relația (3.10), tensiunea inversă maximă pe diode este egală cu amplitudinea tensiunii din bobinele secundare ale transformatorului: $U_{inv} = 1,05 \cdot U_{d1,2} = 0,525 \cdot U_S$. Schema din figura 3.16.a este utilizată frecvent la redresoarele cu valori mari a tensiunii de ieșire. Pentru valori mari ale curentului de ieșire se folosește schema din figura 3.16.b, la care punțile de diode sunt cuplate în paralel pe sarcină. Prin sarcină trece suma curenților a două punți, $i_S = i_{d1} + i_{d2}$. Aceeași relație leagă și valorile efective ale curenților, $I_S = I_{d1} + I_{d2} = 6I_a$. Datorită defazării cu 30°, valorile instantanee ale tensiunilor u_{d1} și u_{d2} nu sunt egale (figura 3.17), diferența dintre acestea, $u_{REA} = u_{d1} - u_{d2}$ aplicându-se pe reactanța L_{REA} .



Fig.3. 17 – Diagramele de timp ale tensiunilor și curenților la redresoarele cu 12 pulsuri

Valoarea instantanee a tensiunilor pe sarcină este reprezentată în figura 3.17: $u_s = \frac{u_{d1} + u_{d2}}{2}$.

Valoarea efectivă a tensiunii pe sarcină este $U_S = U_{d1} + U_{d2} = 2,34 \cdot E_2$, unde E_2 este valoarea efectivă a tensiunii de fază pe înfășurările secundare ale transformatorului. La fel ca și la redresorul trifazic în punte, la schema din figura 3.16.b, $U_{inv} = 1,05 \cdot U_S$. Calitatea tensiunii de ieșire la schemele cu cuplare a punților în paralel și în serie este identică.

În figura 3.17 sunt reprezentați, de asemenea, curenții în bobinele secundare ale ambelor seturi (ei au aceeasi formă în fiecare din schemele din figura 3.16). La legarea bobinelor secundare în stea, curentul $i_{(2)1}$ corespunde figurii 3.11.b. Curentul în bobinele legate în triunghi are forma dreptunghiulară, arătată în figura 3.17 (curentul $i_{2(2)}$). Diagrama de timp a curentului i₁, din primar, este reprezentată și ea în figura 3.17, sub forma unei linii în trepte, mai asemănătoare cu o sinusoidă decât forma curenților primari, analizati mai sus, ai convertoarelor. Din această cauză, convertoarele de 12 pulsuri, în raport cu rețeaua, reprezintă o sarcină a cărei caracteristică este apropiată de cea liniară. La convertoarele cu 12 pulsuri din figura 3.16 se obține nu numai creșterea puterii transmise în sarcină în comparație cu puterea unui set, dar si îmbunătătirea compozitiei armonice a tensiunii si curentului de ieșire, consumate din rețea. Aceste avantaje justifică utilizarea frecventă a redresoarelor compuse cu 12 pulsuri în domeniul puterilor mari. In tabelul 3.1 sunt prezentate datele referitoare la convertoarele cu diode de diferite tipuri.

Numărul de diode este cel minim, fără a lua în calcul posibilitatea legării acestora în serie sau în paralel.

$$ ruber 5.1 parametri principan ar redresourcior ($R_L = 0$, $\alpha = 0$)								
Schem	Tip redresor	Pulsaț	Num	γ	Ia	Uinv	ST	
a din		ie m	ăr de		\mathbf{I}_{d}	U_d	P_d	
figura			diode					
6.1.a	Monofazat cu nul	2	2	0,67	0,50	3,14	1,34	
5.4.a	Monofazat în	2	4	0,67	0,50	1,57	1,11	
	punte							
6.9.a	Trifazat cu nul	3	3	0,25	0,33	2,09	1,34	
6.11.a	Trifazat în punte	6	6	0,06	0,33	1,05	1,05	
6.15.a	Dublu trifazat cu	6	6	0,06	0,17	2,09	1,26	
	reactanță de							
	egalizare							
6.16.a	cu 12 pulsuri	12	12	0,014	0,33	0,52	1,05	
6.16.b	cu 12 pulsuri	12	12	0,14	0,17	1,05	1,05	

Tabel 3.1 – parametrii principali ai redresoarelor ($R_L = 0, \alpha = 0$)

3.7. Redresoare reversibile și convertoare directe de frecvență

Se numesc reversibile convertoarele care permit schimbarea polarității tensiunii și curentului continuu în sarcină. Convertoarele reversibile se folosesc în principal la acționările electrice pentru schimbarea sensului de rotație al motoarelor de curent continuu. Schema de structură a redresorului reversibil este prezentată în figura 3.18.a.



Fig.3. 18 – Convertor reversibil (a) și diagrama curenților și tensiunilor în sarcină și unghiurile de comandă a seturilor la inversare (b)

Convertorul se compune din două seturi de diode (două celule redresoare), CR_1 și CR_2 , cuplate paralel față de sarcină. Fiecare din seturi poate fi realizat pe baza oricăreia din schemele de redresoare comandate analizate anterior. La funcționarea CR_1 , curentul în sarcină circulă în sens pozitiv. La funcționarea CR_2 polaritatea curentului se inversează. În funcție de metoda de comandă a seturilor de diode, convertoarele reversibile pot fi de două tipuri:

- 1. Convertoare reversibile cu comandă separată, la care impulsurile de comandă se aplică numai la unul din seturile care conduc curent. În acest timp, impulsurile de comandă la cel de al doilea set nu se aplică și diodele acestuia sunt blocate. Reactanța L_{REA} poate să lipsească din schemă.
- 2. Convertoare reversibile cu comandă adaptată, la care impulsurile de comandă se aplică în același timp ambelor seturi de diode cu un unghi de comandă determinat de adaptare: $\alpha_1 = 180^\circ \alpha_2$, unde α_1 și α_2 sunt unghiuri de comandă a CR₁ și respectiv CR₂. În schema din figura 3.18 reactanța L_{REA} este necesară.

Să analizăm functionarea convertorului reversibil cu comandă separată, presupunând că, în locul sarcinii R_s, se folosește motorul de curent continuu M, cu excitație independentă (figura 3.18.a). La deschiderea CR₁ $(\alpha_1 < 90^\circ)$, polaritatea tensiunii și sensul curentului corespund celor arătate în figura 3.18.a. Pentru inversarea curentului, în momentul t_1 (figura 2.17.b), se întrerup impulsurile de comandă de la CR1. În acest caz, curentul is scade până la zero cu o viteză determinată de inductanta bobinei de netezire, L_s. După un timp de pauză, suficient pentru anularea completă a curentului is, când $t = t_2$, se aplică impulsurile de deschidere pe CR₂ cu unghiul de comandă $\alpha_2 > 90^\circ$. Datorită inerției motorului, frecvența de rotație n și tensiunea pe statorul E pe durata pauzei practic nu se modifică. Pentru că atunci când $\alpha_2 > 90^\circ$, CR₂ funcționează în regim de invertor, motorul trece în regim de generator, adică devine sursă de energie. Curentul Id2, din CR2, produce în mașină un moment de frânare, ceea ce face să scadă rapid turația n și tensiunea electromotoare în circuitul statorului E. Frânarea motorului cu transferul energiei în rețeaua de alimentare, acumulată în masele de rotație, se numeste regim de recuperare. Viteza de scădere a unghiului de comandă α_2 la frânare se alege deseori astfel încât regimul de invertor în condițiile scăderii E să corespundă curentului nominal I_{d2}. La momentul t₃, când $\alpha_2 = 90^\circ$, n = 0, E = 0, adică motorul se oprește. Continuând micșorarea lui α_2 , se accelerează motorul până la viteza nominală în sens invers de rotație (momentul t_4). În acest caz, CR₂ funcționează în regim de redresare și polaritatea tensiunii de ieșire se schimbă. Pentru frânarea motorului este necesar acum să se întrerupă aplicarea impulsurilor de comandă pe CR₂ și, așteptând trecerea pauzei, să se cupleze CR₁ în regim de invertor, pentru $\alpha_1 > 90^\circ$. În intervalul $0 - t_1$ (figura 3.18.b), CR₁ funcționează în regim de redresor, în intervalul $t_2 - t_3$ CR₂ funcționează în regim de invertor, iar în intervalul $t_3 - t_4$, CR₂ funcționează ca redresor și așa mai departe. Când comanda este separată, între intervalele de funcționare a CR₁ și CR₂ este necesară o pauză fără curent, pe durata căreia se refac proprietățile de blocare a tiristoarelor. În lipsa pauzei, este posibilă aparitia unui scurtcircuit, datorită cuplării simultane a CR₁ și CR₂. Elementele necesare schemei de comandă a convertoarelor reversibile cu comandă separată sunt traductoarele de curent în sarcină, care permit fixarea cu precizie a momentului de scădere a curentului până la 0 și, astfel, eliminarea posibilității scurtcircuitării diodelor convertorului. În cazul comenzii adaptate, impulsurile de comandă se aplică în același timp pe CR₁ și CR₂, astfel încât, pentru unghiurile de comandă a seturilor se îndeplinește egalitatea $\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ$. Unul din seturi funcționează în regim de redresor, iar celălalt în același timp funcționează în regim de invertor. Tensiunile electromotoare ale seturilor sunt egale, însă opuse ca semn și, având în vedere sensurile din figura 3.18.a, care indică polaritatea considerată pozitivă a lui E_{d1} și E_{d2}:

 $E_{d1} = E_{d0} \cdot \cos\alpha_1 = E_{d0} \cdot \cos(\pi - \alpha_2) = -E_{d0} \cdot \cos\alpha_2 = -E_{d2}$

Pentru că tensiunile lui CR₁ și CR₂ sunt egale și opuse ca semn, curentul continuu în circuitul care cuprinde ambele seturi este nul pentru orice valoare a tensiunii, însă valorile instantanee u_{d1} și u_{d2} sunt diferite datorită diferenței dintre unghiurile de comandă α_1 și α_2 . Diferența valorilor instantanee ale tensiunilor se aplică reactanței de egalizare L_{REA}, care are aproximativ aceeași funcție ca și în schemele 3.15.a, 3.16.b.

Dacă, datorită măririi momentului pe axul motorului, acesta începe să se frâneze, turația n și tensiunea electromotoare se micșorează. Astfel, $E_{d1} > E$ și, în circuitul statorului, se mărește curentul CR₁. Acest curent va produce un moment suplimentar de rotire și motorul se accelerează. Ca rezultat, orice tendință de scădere a turației este compensată și motorul va funcționa în regim stabilizat, când momentul de rotație este egal cu momentul rezistent pe ax. În acest caz, CR_1 funcționează în regim de redresare, CR_2 este închis, pentru că $|E_{d2}| < E$. La micșorarea unghiului de comandă α_1 crește tensiunea E_{d1} și, prin urmare, crește curentul, momentul de rotire a motorului, turația acestuia și tensiunea E. La creșterea rapidă a unghiului α_1 , tensiunea contraelectromotoare a statorului, E devine mai mare decât E_{d1} și se va opune trecerii curentului prin tiristoarele CR1, curentul Id1 scăzând la zero. În continuare, intră în funcțiune CR₂, la care tensiunea electromotoare $|E_{d2}|$ se micșorează. În acest caz, setul CR_2 funcționează ca invertor și curentul I_{d2} trece prin mașină în direcția indicată în figura 3.18.a, creând un moment de frânare, ce determină scăderea turației și a lui E. La comanda adaptată, sarcina apare ca și cum ar fi montată între două surse de tensiune E_{d1} și E_{d2} , care actionează sarcina.

Dacă valoarea E se mărește peste valoarea dată, $E > E_d$ (de exemplu, la micșorarea momentului de rezistență pe ax), mașina va transmite energie printr-unul din seturile de diode (în funcție de sensul de rotație), care funcționează ca invertor. Dacă însă E se micșorează, atunci motorul primește energie de la celălalt set de diode, care funcționează ca redresor. În acest fel, în convertorul reversibil cu comandă adaptată, tensiunea în sarcină urmărește valoarea efectivă a tensiunii interne a seturilor de diode.

Schema analizată din figura 3.18.a poate funcționa în regim ciclic, în care tensiunea internă a convertorului variază sinusoidal. În acest caz, se obține convertorul direct de frecvență. Să analizăm funcționarea acestuia cu comandă separată a seturilor de diode. Tensiunea internă a ambelor seturi, în conformitate cu relația (3.2), este:

 $E_{s} = E_{d0} \cdot \cos \alpha_{1}$ (pentru CR1); $E_{s} = -E_{d0} \cdot \cos \alpha_{2}$ (pentru CR2)

Pentru ca tensiunea de ieșire a convertorului să varieze sinusoidal, conform relației $E_S = v \cdot E_0 \sin(\omega_{ies}t)$, este necesară variația unghiurilor de comandă a seturilor de diode conform legii: $\alpha_1 = \arccos(v \cdot \sin \omega_{ies}t)$ (pentru

 CR_1); $\alpha_2 = \arccos(-v \cdot \sin \omega_{ies} t)$ (pentru CR_2), unde factorul v determină valoarea tensiunii de ieșire.



Fig.3. 19 – Diagramele de timp ale curenților, tensiunilor și unghiurilor de comandă la convertorul direct de frecvență cu comandă separată (f_{ies} = 16,67 Hz)

În figura 3.19 sunt reprezentate tensiunea electromotore de ieșire, curentul de ieșire I_S al convertorului direct de frecvență și unghiurile de comandă ale CR₁ și CR₂. Datorită caracterului inductiv al sarcinii, curentul în aceasta este defazat în urma tensiunii E_S cu unghiul φ . Din această cauză, CR₁ funcționează în regim de redresor din momentul intrării lui în funcțiune până în momentul t₁, după care $\alpha_1 > 90^\circ$ și tensiunea la bornele CR₁ își schimbă sensul. CR₁ începe să funcționeze în regim de invertor, iar energia acumulată în elementele reactive ale circuitului de sarcină se întoarce în rețeaua de alimentare. Când t = t₂, curentul în sarcină scade până la 0, intră în funcțiune CR₂ în regim de redresor și curentul începe să crească, dar de acum în sens contrar.

În momentul t₃, sensul tensiunii interne a CR₂ se modifică ($\alpha_2 > 90^\circ$), dar curentul continuă să treacă în același sens și CR₂ funcționează în regim de invertor.

Din figura 3.19, se vede că valorile instantanee ale tensiunilor interne ale CR₁ și CR₂ au pulsații, care se măresc când scade raportul f_{retea}/f_{ies} . La alimentarea convertorului direct de frecvență de la rețeaua de frecvență industrială, gama frecvențelor de ieșire se întinde de la 0 la 20 ÷ 21 Hz. Peste

aceste frecvențe, calitatea tensiunii de ieșire se înrăutățește, iar când $f_{ies} > 50$ Hz, funcționarea convertorului direct de frecvență devine imposibilă; la aceste frecvențe, diodele trebuie să se decupleze de câteva ori în decursul unei perioade, iar la comutarea naturală a tiristoarelor monooperaționale acest lucru este imposibil.

Convertorul direct de frecvență cu ieșire trifazată se realizează pe baza a trei convertoare directe de frecvență, cu ieșire monofazată (figura 3.18.a), defazarea reciprocă a tensiunilor de ieșire fiind asigurată de către sistemul de comandă. Convertoarele directe de frecvență își găsesc utilitatea la acționările electrice la mașinile asincrone și sincrone, precum și pentru alimentarea instalațiilor electronice de putere. Puterea convertoarelor reversibile și a convertoarelor directe de frecvență poate ajunge la câteva zeci de MW.

3.8. Convertoare reglabile de tensiune alternativă

Modificarea puterii furnizate consumatorilor de curent alternativ de frecvență industrială se face cu ajutorul convertoarelor reglabile de tensiune alternativă (figura 3.20.a).



Fig.3. 20 – Convertor reglabil de tensiune alternativă: a – schema electronică; b – diagramele de timp în cazul reglării prin lățimea impulsului; c – e - diagramele de timp în cazul reglării de fază

Convertorul se compune din două tiristoare, cuplate în paralel. În funcție de metoda de comandă a convertorului (de legea de formare a impulsurilor de comandă pentru deschiderea tiristoarelor) sunt posibile două metode de reglare: a lățimii impulsului și a fazei. În cazul metodei de reglare în lățimea impulsului, la frecvență scăzută ambele tiristoare se găsesc în stări cuplate sau decuplate pe durata unor intervale mai mari decât perioada frecvenței tensiunii de alimentare, deci convertorul funcționează în regim "cuplat-decuplat" (figura 3.20.b). Când se aplică impulsurile de comandă pe tiristoare, ele conduc ambele alternanțe de tensiune în sarcină și îndeplinesc rolul de comutator, care conduce curentul în două sensuri. Când dispar impulsurile de comandă de pe tiristoare, acestea nu se cuplează; comutatorul este deschis, tensiunea și curentul în sarcină sunt egale cu zero. La cuplarea și decuplarea rară a sarcinii, convertorul îndeplinește funcția de pornire pentru cuplarea diferiților consumatori: motoare, instalații electrotehnice, etc. La cuplarea și decuplarea periodică a comutatorului apare posibilitatea reglării puterii în sarcină, datorită schimbării duratei stării de cuplare a tiristoarelor, t_{cup} , în raport cu perioada de repetare a ciclurilor de repetare T: $\tau = t_{cup}/T$

Puterea în sarcină pentru o perioadă T este: $P_S = P_{Smax} \cdot \tau$, unde P_{Smax} . este puterea în sarcină în lipsa reglării. O astfel de reglare a puterii se realizează, de exemplu, la încălzitoarele electrice, care au constantă termică de timp mare.

La reglarea de fază se modifică faza impulsurilor de comandă în raport cu momentul de deschidere naturală a diodelor, caz în care, de asemenea, se reglează durata de cuplare a sarcinii la rețeaua de alimentare (figura 3.20.c-e), dar această durată nu depăşește jumătate din perioada frecvenței rețelei. Această metodă permite obținerea unei reglări mai rapide a puterii și se folosește la aparatele de sudură, pentru reglarea iluminării, comanda motoarelor asincrone, reglarea tensiunii în primarul transformatorului la redresoarele de tensiune înaltă realizate cu diode, etc.

Să analizăm funcționarea convertorului de tensiune alternativă, cu comandă de fază, în cazul sarcinii active ($Z_s = R_s$). Când alternanța tensiunii rețelei e_r este pozitivă, tiristorul T_2 este sub tensiune inversă și nu conduce curent. Tiristorul T_1 este sub tensiune directă și se deschide numai în momentul $\theta = \alpha$ (figura 3.20.c); în acest moment, sarcina se cuplează la rețea și $u_s = e_r$. Tensiunea u_s crește în salt, iar curentul repetă forma tensiunii. În momentul $\theta = \pi$, polaritatea tensiunii rețelei se schimbă, curentul scade la zero și tiristorul T_1 se blochează.

Până la deschiderea lui T_2 , în momentul $\theta = \pi + \alpha$, în sarcină nu există curent și tensiune. La aplicarea, în acest moment, a impulsului de comandă pe T_2 , acesta se deschide, tensiunea pe sarcină u_s devine din nou egală cu tensiunea rețelei, e_s . În momentul $\theta = 2\pi$, se produce blocarea lui T_2 .Când lucrează T_1 sau T_2 , puterea se transmite din rețea în sarcină. Când 96

tiristoarele sunt blocate, din rețea nu se consumă putere. Puterea în sarcină activă poate fi calculată cu ajutorul valorii efective a tensiunii pe sarcină, U_s :

$$P_{\rm S} = \frac{U_{\rm S}^2}{R_{\rm S}}, \text{ unde:}$$
$$U_{\rm s} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (\sqrt{2}E_{\rm r} \sin \theta)^2 d\theta} = E_{\rm r} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}$$
(3.13)

Când se mărește unghiul de comandă, intervalul de transmitere a puterii din rețea în sarcină se micșorează, iar puterea în sarcină scade. Caracteristica de reglare a convertorului de tensiune variabilă, $U_s = f(\alpha)$, este prezentată în figura 3.21.



Fig.3. 21 - Caracteristicile de reglare ale convertorului de tensiune variabilă

Dacă sarcina este activ-inductivă ($Z_s = R_s + i\omega L_s$), atunci inductanța sarcinii se opune variației rapide a curentului și prelungește durata trecerii curentului prin tiristor, $\lambda = \pi - \alpha$. În figura 3.20.d sunt prezentate diagramele de timp ale tensiunilor și curenților în convertor, când $\alpha > \phi$, unde $\phi = arctg(\omega L_s/R_s)$. În momentul $\theta = \alpha$, impulsul de comandă se aplică pe T₁, acesta se deschide, pe sarcină se stabilizează tensiunea $u_s = e_r$ și începe creșterea curentului în sarcină, $i_s = i_a = i_r$. În intervalul [α, π], puterea se transmite din rețea în sarcină și se acumulează parțial în inductanță. În momentul $\theta = \pi$, tensiunea rețelei își schimbă sensul, dar inductanța întârzie scăderea curentului și T₁ rămâne deschis. Începând din acest moment, sensurile tensiunii și curentului în sarcină redă energia acumulată. În momentul $\theta = \alpha + \lambda$, energia din inductanță se epuizează și curentul i_s Se anulează. Până la cuplarea lui T₂ urmează o pauză fără curent (regim de curent cu întreruperi). În momentul $\theta = \pi + \alpha$, impulsul de comandă se aplică pe

tiristorul T₂. În intervalul $[(\pi + \alpha), 2\pi]$, energia se transmite din nou din rețeaua de alimentare în sarcină.

La creșterea unghiului de comandă, α , intervalul în care energia se transmite în sarcină se micșorează și valoarea efectivă a tensiunii în sarcină scade. La micșorarea unghiului de comandă, intervalul în care în sarcină se transmite energia din retea creste; când $\alpha = \varphi$, tensiunea pe sarcină pe durata întregii perioade este $u_s = e_r$ și pauza fără curent dispare. Curentul în sarcină are formă sinusoidală și este defazat în raport cu tensiunea cu φ ; tiristoarele sunt deschise pe rând pe durata $\lambda = \pi$ si sarcina este cuplată direct în retea. În acest fel, în regimul de curent fără întrerupere, actiunea de comandă a convertorului dispare. La micsorarea în continuare a lui α , când $\alpha < \varphi$, nu este posibilă modificarea mărimii și formei curentului, pentru că, în orice moment de timp, sarcina este legată în rețea. Curentul prin T₁ începe să treacă în momentul $\theta = \phi$, iar prin T₂ în momentul $\theta = \pi + \phi$. Pentru funcționarea normală a convertorului este necesar ca, în aceste momente, pe tiristoarele respective să fie aplicate impulsurile de comandă care, prin urmare, trebuie să aibă o durată suficient de mare. În caz contrar, tiristorul nu se deschide și funcționarea convertorului este perturbată. Când în procesul de funcționare, caracterul sarcinii se modifică, se schimbă și unghiul φ , din care cauză, pentru eliminarea întreruperii funcționării convertorului la aplicarea impulsurilor de comandă în momentele $\alpha < \phi$, sistemul de comandă formează impulsuri largi (figura 3.20.c). În acest regim, tiristoarele nu se cuplează în momentele de aplicare a impulsurilor ci în momentele când curentul are valoarea zero. Din această cauză, domeniul unghiurilor $\alpha < \phi$ nu poate fi utilizat pentru reglarea tensiunii în sarcină.

Caracteristicile de reglare ale convertorului de tensiune variabilă pentru funcționarea în sarcină activ-inductivă sunt prezentate în figura 3.21. La funcționarea în sarcină inductivă, $\varphi = \pi/2$ și domeniul de reglare a tensiunii în sarcină cuprinde unghiurile de comandă $\alpha = \pi/2 - \pi$. În acest caz, impulsurile de comandă trebuie să aibă durata mai mare de $\pi/2$. Valoarea efectivă a tensiunii pe sarcină la funcționarea pe sarcină activ-inductivă este:

$$U_{s} = \sqrt{\frac{1}{\pi}} \int_{\alpha}^{\alpha+\lambda} \left(\sqrt{2}E_{r} \sin \theta\right)^{2} d\theta$$
. Această tensiune depinde nu numai de tensiunea

rețelei și de unghiul de comandă, ci și de caracterul sarcinii: cu cât este mai mare unghiul φ , cu atât este mai mare intervalul de timp λ , cât trece curentul prin tiristor, cu atât este mai mare intervalul de timp cât tensiunea pe sarcină repetă tensiunea rețelei și cu atât mai mare este U_s. Dependența tensiunii de ieșire este caracteristică pentru funcționarea convertoarelor în regim de curent intermitent (paragraful 3.2.2). Pentru calculul parametrilor tiristoarelor, necesari pentru alegerea acestora, trebuie cunoscute valorile maxime ale

tensiunii și curentului în sarcină. Curentul mediu prin tiristoare se calculează pe baza regimului curentului maxim prin sarcină în regimul $\alpha = \phi$ și se consideră că i_s are formă sinusoidală; atunci:

$$I_{a} = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\pi} \sqrt{2} I_{s} \sin \theta \cdot d\theta = 0,45 \cdot I_{s} = \frac{0,45 \cdot E_{r}}{|Z_{s}|_{min}}$$

Tensiunea maximă pe tiristoare este egală cu valoarea maximă a tensiunii rețelei: $U_{inv} = \sqrt{2} E_r$.

3.9. Influența convertoarelor asupra rețelei de alimentare

3.9.1. Factorul de putere al convertoarelor

În multe rețele și sisteme electrice, convertoarele cu tiristoare sau diode reprezintă unul din tipurile principale de sarcină, o sarcină neliniară a cărei funcționare are influență asupra regimului de funcționare a rețelei, în special dacă puterile convertorului și rețelei sunt comparabile. Din această cauză, atât la proiectarea rețelelor electrice, cât și a convertoarelor, este necesar să se aibă în vedere influența acestora din urmă asupra primelor. Numai în acest caz se pot elabora instalații cu indicatori tehnico-economici corespunzători. În general, convertorul cu diode, ca sarcină pentru rețea, poate fi caracterizat de factorul de putere:

$$\chi = \frac{P}{S} \tag{3.14}$$

unde P este puterea activă, consumată de convertor din rețea, $S = U_1I_1$ este puterea aparentă, sau totală, absorbită din rețea, U_1 și I_1 sunt valorile efective ale tensiunii și curentului rețelei.

Puterea activă este $P = P_s + P_p$, unde P_s este puterea activă a sarcinii, ce caracterizează efectul de transformare a energiei, iar P_p este puterea pierderilor în convertor. Se poate scrie că $P_s = P \cdot \eta$, unde, η este randamentul convertorului. Pentru că, de obicei randamentul convertorului este mare, se poate considera că $P \approx P_s$.

Puterea aparentă, S, este determinată de valorile efective ale tensiunii și curentului în rețeaua de alimentare. Valorile mari ale lui S impun creșterea puterii stabilite pentru rețea, inclusiv a transformatorului, creșterea secțiunii conductoarelor, sporirea rezistenței izolației, etc. Din această cauză, la proiectarea convertoarelor cu diode se pune problema creșterii factorului de putere al acestora până la valoarea limită $\chi = 1$.

Cele de mai sus se referă nu numai la convertoarele cu diode, dar și la oricare elemente de sarcină ale rețelelor electrice. Pentru evidențierea

particularităților convertoarelor cu diode ca sarcini neliniare pentru rețea, să comparăm procesele schimbului de energie dintre sarcină și rețea, pentru sarcinile liniare și pentru convertoarele cu diode.



Fig.3. 22 – Schema (a) și diagramele de timp ale curentului și tensiunii (b) și a puterii instantanee (c), la funcționarea sursei (rețelei) de tensiune variabilă în sarcină activă

La funcționarea în sarcină activă (figura 3.22.a), curentul i_1 și tensiunea u_1 sunt în fază, polaritatea acestora coincide în oricare moment de timp și energia se transmite continuu din rețea în sarcină (figura 3.22.b). Curba puterii instantanee (figura 3.22.c) are o singură polaritate. Puterea activă este:

$$P = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} u_{1} i_{1} dt$$
 (3.15)

unde T este perioada de variație a puterii, π . Atunci,

$$\mathbf{P} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{1} \sqrt{2} \mathbf{U}_{1} \sin \theta \cdot \sqrt{2} \mathbf{I}_{1} \sin \theta \cdot d\theta = \mathbf{U}_{1} \mathbf{I}_{1}$$

Astfel, P = S, iar factorul de putere este $\chi = 1$.

La funcționarea în sarcină activ-inductivă (figura 3.23.a), pe curbele tensiunii și curentului (figura 3.23.b), se pot selecta intervalele de timp $[t_2, t_3]$ și $[t_4, t_5]$, când polaritatea tensiunii și curentului coincid, energia transmițându-se din rețea în sarcină; valorile puterii instantanee, $p = u_1i_1$ (figura 3.23.c), în aceste intervale sunt pozitive. În intervalele $[t_1, t_2]$ și $[t_3, t_4]$, polaritățile tensiunii și curentului sunt opuse, sarcina întoarce energie în rețea, valoarea puterii instantanee în aceste intervale fiind negativă (figura 3.23.c). Puterea activă se poate determina pe baza formulei (3.15), dacă se înlocuiește

$$u_1 = \sqrt{2} U_1 \cdot \sin \theta$$
 si $i_1 = \sqrt{2} I_1 \cdot \sin(\theta - \phi)$, unde $\phi = \operatorname{arctg}(\omega L/R)$.

Pentru explicarea proceselor fizice, să considerăm curentul i_1 sub forma sumei a două componente: curentul $i_{1,0}$, în fază cu tensiunea u_1 și curentul $i_{1,\pi/2}$, defazat în urma tensiunii u_1 cu unghiul $\pi/2$ (figura 3.23.d).

Curba puterii instantanee, $p = u_1 \cdot i_1$, poate fi reprezentată, de asemenea, sub forma unei sume:



 $p = p_0 + p_{\pi/2} = u_1 \cdot i_{1,0} + u_1 \cdot i_{1,\pi/2}$ (3. 16)

Fig.3. 23 – Schema și diagramele de timp ale curentului, tensiunii și puterii instantanee, la funcționarea sursei (rețelei) de tensiune variabilă în sarcină activ-inductivă

Curbele $p_0(\theta)$ și $p_{\pi/2}(\theta)$ sunt reprezentate în figurile 3.23.e și 3.23.f. Să determinăm puterea activă, pe baza formulei 4.2, având în vedere relația (3.16):

$$P = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} u_{1} i_{1} d\theta = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{T} \sqrt{2} U_{1} \sin \theta \cdot \sqrt{2} I_{1} \cos \varphi \cdot \sin \theta \cdot d\theta + \frac{1}{\pi} \int_{0}^{T} \sqrt{2} U_{1} \sin \theta \cdot \sqrt{2} I_{1} \sin \varphi \cdot \sin \left(\theta - \frac{\pi}{2} \right) \cdot d\theta$$

Rezultatul integrării termenului al doilea este egal cu 0, deoarece curba $p_{\pi/2}$ nu are componentă continuă, caracterizând schimbul inutil de energie dintre rețea și sarcină. Astfel,

$$\mathbf{P} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} \mathbf{u}_{1} \mathbf{i}_{1,0} d\mathbf{\theta} = \mathbf{U}_{1} \mathbf{I}_{1} \cdot \cos \varphi$$

adică transmiterea puterii active în sarcină este determinată de componenta în fază cu tensiunea a intensității curentului, $i_{1,0}$. În conformitate cu relația (3.15),

$$\chi = \frac{U_1 I_1 \cos \varphi}{U_1 I_1} = \cos \varphi \tag{3.17}$$

Sarcina consumă din rețea nu numai putere activă, ci și reactivă.



Fig.3. 24 – Schema și diagramele de timp ale curentului, tensiunii și puterii instantanee, la funcționarea redresorului necomandat pe sarcină activ-inductivă

Să analizăm în continuare funcționarea rețelei în sarcină neliniară. În figura 3.24.a este arătată cuplarea la rețea a redresorului monofazat necomandat cu sarcină RL. Considerăm că inductanța din circuitul de sarcină 102

al redresorului este mare, și neglijăm procesele de comutare în diode. În figura 3.24.b sunt reprezentate curbele tensiunii rețelei, u_1 și curentului consumat de redresor, i_1 , care are forma impulsurilor dreptunghiulare, de polarități diferite. Pentru determinarea puterii active din această schemă este suficient să se folosească formula (3.15), însă pentru analizarea proceselor fizice ale schimbului de energie dintre rețea și sarcină se are în vedere descompunerea curentului i_1 în serie Fourier:

$$i_1 = i_{1,1} + i_{1,3} + i_{1,5} + \dots = \sum_{k=1,3,5\cdots}^{\infty} \sqrt{2} I_{1,k} \sin k\theta$$
 (3.18)

unde $I_{1,k}$ este valoarea efectivă a armonicii k a curentului i_1 .

În figura 3.24.c este reprezentată prima armonică a curentului consumat de redresor din rețea, $i_{1,1}$, iar în figura 3.24.d, suma componentelor armonicelor superioare ale aceluiași curent, $i_{1,sup} = \sum_{k=3,5,7\cdots}^{\infty} i_{1,k}$. Curba puterii

instantanee poate fi de asemenea descompusă în două componente:

$$p = u_1 i_1 = u_1 i_{1,1} + u_1 i_{1,.sup} = p_1 + p_{sup}$$

reprezentate în figurile 3.24.e,f. Pe baza formulei 3.15, având în vedere relația 3.18, puterea este:

$$p = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} u_{1} i_{1} \cdot d\theta = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} \sqrt{2} U_{1} \sin \theta \sqrt{2} I_{1,1} \sin \theta \cdot d\theta + \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} \sqrt{2} U_{1} \sin \theta \left(\sum_{k=3.5.7...}^{\infty} I_{1,k} \sin k\theta \right) d\theta$$

Rezultatul integrării celui de al doilea termen este egal cu zero, pentru că termenul p_{sup} nu are componentă continuă și, de asemenea, caracterizează schimbul inutil de energie dintre rețea și sarcină. În acest fel: $P = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} u_{1} i_{1,1} \cdot d\theta = v U_{1} I_{1}, \text{ unde } v = I_{1,1}/I_{1} \text{ este raportul dintre valoarea efectivă}$

a primei armonice a curentului $i_{1,1}$ și valoarea efectivă a curentului i_1 și se numește factor de distorsiune al curentului i_1 .

Factorul de putere al redresorului necomandat, conform relației (3.15), este:

$$\chi = \frac{v U_1 I_1}{U_1 I_1} = v \tag{3.19}$$

Astfel, transferul în sarcină a puterii active este determinat numai de prima armonică a curentului, I_{1,1}, componentele armonice superioare producând numai schimbul inutil de energie dintre rețea și sarcină. Puterea aparentă la funcționarea rețelei pe redresor necomandat poate fi reprezentată sub forma: $S = \sqrt{P^2 + T^2}$, unde $T = U_1 I_1 \sqrt{1 - \theta^2}$ este puterea distorsiunilor.

La fel ca și puterea reactivă, puterea distorsiunilor produce reducerea χ , iar rezultatele nedorite ale acestei scăderi au fost menționate mai sus. În afară de aceasta, la funcționarea convertorului de la rețeaua de putere comparabilă apar efecte negative suplimentare, determinate de distorsionarea curentului consumat de acesta.

Curenții nesinusoidali ai convertoarelor produc pe rezistența interioară a rețelei de putere limitată o cădere de tensiune nesinusoidală, distorsionarea curbei de producând astfel tensiunii alimentare. Nesinusoidalitatea tensiunii retelei are influentă negativă asupra multor consumatori de energie: se măresc pierderile în mașinile electrice, în transformatoare și în rețele, crește încălzirea părților conductoare de curent și uzura izolației, se reduce siguranța în funcționarea instalațiilor de automatizare și de protecție, se înrăutățește funcționarea comunicațiilor. Metodele de reducere a influenței negative a convertoarelor cu diode asupra calității energiei electrice vor fi prezentate ulterior.



Fig.3. 25 – Schema și diagramele de timp ale curentului și tensiunii, la funcționarea redresorului comandat în sarcină activ-inductivă

În continuare, să analizăm cazul cel mai general de funcționare a convertorului comandat cu tiristoare și sarcină RL. Schema este prezentată în figura 3.25.a, iar în figura 3.25.b sunt reprezentate curbele tensiunii u_1 și curentului i_1 consumat de redresorul monofazat din rețea. Curentul i_1 are formă nesinusoidală, prima sa armonică (figura 3.25.c) fiind defazată în raport cu tensiunea u_1 la unghiul $\varphi = \alpha + \gamma/2$, unde α este unghiul de comandă al redresorului, iar γ este unghiul de comutare. Pentru determinarea puterii active consumate de convertor se folosește relația (3.16). Puterea activă se transmite în sarcină numai din componenta trifazată a primei armonici a curentului consumat:

$$\mathbf{P} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} \mathbf{u}_{1} \mathbf{i}_{1} d\theta = \mathbf{v} \mathbf{U}_{1} \mathbf{I}_{1} \cos \varphi$$

Prin urmare, factorul de putere al redresorului comandat este:

$$\chi = \frac{v U_1 I_1 \cos \varphi}{U_1 I_1} = v \cos \varphi \tag{3.20}$$

unde primul factor caracterizează nesinusoidalitatea curentului consumat, iar cel de-al doilea – defazarea primei armonici a curentului i_1 . Puterea aparentă este:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + T^2}$$

deci convertoarele cu tiristoare consumă din rețea pe lângă puterea activă și puterea reactivă pentru prima armonică și putere de distorsiune. Factorul de putere al convertorului cu tiristoare depinde de schema sa, de natura sarcinii și de regimul de funcționare. În cel mai tipic regim de funcționare al redresorului, care este cu sarcină RL, când curentul de ieșire este neîntrerupt și pentru orice număr de faze n ale redresorului, tensiunea de ieșire se determină cu relația (3.2): $E_d = \frac{E_{d0}}{\cos \alpha}$, la stabilirea căreia nu s-au avut în vedere procesele de comutare (v = 0). În acest caz, cos $\varphi = \cos \alpha = \frac{E_d}{E_{d0}}$.

Dependența cos $\phi = f\left(\frac{E_d}{E_{d0}}\right)$ este reprezentată în figura 3.26.



Fig.3. 26 – Dependența $\cos \varphi = f(E_d/E_{d0})$ pentru redresorul fără tiristor de nul (1), pentru redresorul monofazat cu tiristor de nul și pentru redresoarele asimetrice cu două punți (2) și cu patru punți (3)

Această dependență arată că, la reglarea tensiunii de ieșire a redresorului, E_d , factorul de putere al acestuia se micșorează substanțial, datorită creșterii unghiului de comandă și a puterii reactive, consumate de convertor. Valoarea mică a factorului de putere și dependența acestuia de regimul de funcționare reprezintă deficiențe serioase ale redresoarelor cu comandă de fază. Posibilitățile de eliminare a acestor deficiențe sunt analizate în paragrafele următoare. Valoarea factorului de putere al convertorului depinde de asemenea de factorul de nesinusoidalitate a curentului, v.

În regim de curent fără întreruperi, curbele curentului consumat pentru diferite scheme de redresare au forma arătată în figurile 3.2.c, 3.9.b, 3.11.b, 3.15.b și 3.17. Descompunerea în serie Fourier a curentului primar al redresoarelor cu număr diferit de faze permite determinarea valorii v pentru aceste redresoare. Rezultatele calculelor, executate fără a lua în considerare procesele de comutație, sunt prezentate în tabelul 3.2.

numar diferit de faze							
Tip redresor	Schema din	m	Factor de				
	figura		nesinusoidalitate				
Monofazat cu nul	3.1.a	2	0,9				
Monofazat în punte	2.4.a	2	0,9				
Trifazat cu nul	3.9.a	3	0,83				
Trifazat în punte	3.11.a	6	0,955				
Dublu trifazat cu reactanță de	3.15.a	6	0,955				
egalizare							
Cu 12 pulsuri	3.16.a, 3.16.b	12	0,9886				

Tabel 3.2	Factorul	de distorsiuni	v al	curentului	primar	la redresoare	le cu
număr diferit de faze							

La creșterea numărului de pulsații n, pe durata perioadei curentului rețelei, în curba tensiunii de ieșire a redresoarelor, se îmbunătățește compoziția spectrală a curentului consumat din rețea și crește n. Aceasta reprezintă o calitate a convertoarelor multifazate. Factorul de putere al invertoarelor comandate de rețea poate fi determinat pe baza relației (3.20). Pentru că în regim de invertor $\alpha > \pi/2$, calculul pe baza relației (3.20), când se înlocuiește $\varphi = \alpha$, dă o valoare negativă a lui χ . Factorul de putere la convertoarele cu tiristoare de alte tipuri se determină pe baza aceleiași metode, ca și pentru redresoare. Pentru calcul, este necesar să se determine compoziția armonică a curentului consumat din rețea și să se determine valoarea efectivă a primei sale armonici. Aceasta permite găsirea factorului de distorsiuni γ . Defazarea primei armonici a curentului în raport cu tensiunea rețelei, permite găsirea valorii cos φ . Să determinăm factorul de putere la convertoarele reglabile de tensiune variabilă, analizate în paragraful 3.8. 106 Analiza se referă la redresorul cu sarcină activă. La reglarea tensiunii U_{ies} cu impulsuri de lățime, puterea activă în sarcină este:

$$P_{S} = \frac{U_{ies}^{2}}{R_{s}} = U_{ies} \cdot I_{1}$$
(3.21)

unde I_1 este valoarea efectivă a curentului consumat din rețea și care trece prin circuitul de sarcină. Dacă se neglijează pierderile active în convertor, atunci $P = P_C$:

$$\chi = \frac{P}{S} = \frac{U_{ies}I_1}{U_1I_1} = \frac{U_{ies}}{U_1}$$
(3.22)

În figura 3.20.b se prezintă forma tensiunii u_{ies} , forma curentului i_1 repetând forma tensiunii. Datorită caracterului activ al sarcinii, defazarea curentului în raport cu tensiunea rețelei lipsește, cos $\varphi = 1$, puterea reactivă nefolosindu-se de către convertor. Curentul i_1 consumat din rețea este nesinusoidal, curba sa conținând componente armonice de frecvență mai mică decât frecvența rețelei, cea mai scăzută fiind f = 1/T (T este perioada tensiunii u_{ies} –figura 3.20.b). În acest fel, puterea distorsiunilor la reglarea cu ajutorul impulsurilor de lățime este determinată de existența componentelor de frecvență joasă și spectrul curentului i_1 . Aceste distorsiuni ale curentului produc reducerea factorului de putere $v \neq 1$.

La reglarea de fază a convertorului de tensiune variabilă, puterea activă a sarcinii se determină cu relația (3.21), iar factorul de putere se determină cu relația (3.22). Totuși, componentele factorului de putere sunt acum altele. Curba i₁(t) (figura 3.20.c) este defazată în raport cu tensiunea la un unghi oarecare, care depinde de unghiul de comandă α , din care cauză cos $\phi \neq 1$ și convertorul consumă din rețea putere reactivă. Nesinusoidalitatea curentului i₁ produce consumul puterii distorsiunilor, $v \neq 1$.

3.9.2. Convertoare cu tiristoare cu coeficient sporit de putere

Convertoarele cu tiristoare analizate până acum au factorul de putere de valori relativ mici, în special în cazul reglării profunde a tensiunii de ieșire. În scopul eliminării acestei deficiențe s-au proiectat numeroase convertoare cu factor sporit de putere. Pentru obținerea valorii limită de $\chi =$ 1, este necesar să se proiecteze convertoare cu tiristoare care să consume din rețea curent de formă sinusoidală, în fază cu tensiunea rețelei. Convertoarele cu factor de putere ridicat pot fi împărțite în două clase:

- a) cu comutație naturală a tiristoarelor;
- b) cu tiristoare complet comandate sau cu comutația artificială a tiristoarelor monooperaționale.

Dintre convertoarele cu comutație naturală a tiristoarelor, să analizăm redresorul cu diodă de nul, schema monofazată în punte a redresorului cu diodă de nul (de șuntare) fiind prezentată în figura 3.27.a iar diagramele de

timp ale tensiunilor și curenților redresorului fiind prezentate în figurile 3.27.b,c (se consideră că L_s este mare).



Fig.3. 27 – Redresor monofazat cu diodă de nul: schema (a); diagramele de timp ale tensiunilor și curenților (b)

În momentul $\theta = \alpha$, se aplică impulsurile de comandă pe tiristoarele T₁ și T₂; curentul circulă prin sarcină și pe aceasta se aplică o tensiune egală cu u_d(t) = u₁(t), astfel că sensul polarității lui u_d și cel al lui i_d coincid, prin urmare energia se transmite din rețea în sarcină. Dioda D este blocată datorită tensiunii u_d, aplicate pe aceasta. În această etapă, procesele au loc ca într-un redresor obișnuit. În momentul $\theta = \pi$, polaritatea tensiunii u_d(t) = u₁(t) se schimbă și se deschide dioda de șuntare D. Curentul de sarcină se închide prin dioda D, i_d(t) = i₀(t) și energia acumulată în inductanță se disipă pe rezistența R_S. Prin cuplarea diodei D, curentul prin tiristoarele T₁ și T₂ se întrerupe și i₁ = 0. În momentul $\theta = \pi + \alpha$, se cuplează tiristoarele T₁ și T₂ și procesele în schemă se repetă. În acest fel, curentul primar i₁ se întrerupe la schimbarea semnului tensiunii u₁. Defazarea primei armonici a curentului (reprezentată punctat în figura 3.27.b) în raport cu tensiunea rețelei u₁ este egală cu $\varphi = \alpha/2$, adică este mai mică decât valoarea lui φ la redresorul obișnuit pentru același unghi de comandă.

Curba tensiunii de ieșire a redresorului, u_d are aceeași formă ca și în cazul funcționării redresorului cu sarcină activă și nu conține porțiuni de tensiune negativă. Valoarea medie este:

$$E_{d} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} \sqrt{2} E_{2} \sin \theta \cdot d\theta = E_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

care corespunde relației (3.1).

Dependența $\cos \varphi = f(E_d/E_{d0})$ pentru redresorul monofazat cu diodă de nul este prezentată în figura 3.26 (curba 2). Micșorarea duratei de trecere a curentului i₁ micșorează unghiul de defazare φ , astfel încât $\cos \varphi$ și χ se măresc. La schemele de redresoare multifazate, creșterea lui χ se obține cu
schemele asimetrice cu punți multiple. În figura 3.28.a este prezentată schema redresorului cu două punți.



Fig.3. 28 – Redresor asimetric cu două punți: schema (a); diagramele de timp ale curenților (b)

Unul dintre seturi este realizat cu tiristoare, celălalt cu diode. Tensiunea de ieșire a redresorului este suma tensiunilor electromotoare a la ieșirea seturilor CR_1 și CR_2 , iar valoarea sa medie, având în vedere relația (3.2), este:

$$E_{d} = E_{d,CR1} + E_{d,CR2} = E_{d0,CR} \cdot \cos \alpha + E_{d0,CR} = E_{d0} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

unde $E_{d0,CR} = E_{d0}/2$ se determină cu relația (3.9). Curentul consumat din rețea, i₁, reprezintă suma a doi curenți: curentul i_{1,CR1}, consumat de setul comandat CR₁, a cărui primă armonică este defazată în raport cu tensiunea u₁ cu unghiul $\varphi_1 = \alpha$ (figura 3.28.b) și curentul setului necomandat CR₂, i_{1,CR2}, a cărui primă armonică este în fază cu tensiunea u₁ (figura 3.28.c) (durata proceselor de comutare se consideră nulă).

Curentul rezultat, consumat din rețea de redresorul cu două punți, este reprezentat în figura 3.28.d, defazarea primei sale armonici în raport cu tensiunea fiind $\varphi = \alpha/2$. Dependența $\cos\varphi = f(E_d/E_{d0})$ pentru schema din figura 3.28.a este reprezentată în figura 3.26 (curba 2) și ea arată că în schemă se obține aceeași creștere a factorului de putere ca și la schema monofazată cu diodă de nul din figura 3.27.a.

În figura 3.29 este prezentată schema redresorului asimetric, a cărui tensiune de ieșire este egală cu suma tensiunilor de ieșire a patru seturi, două comandate, CR_1 și CR_3 și două necomandate, CR_2 și CR_4 . Pe CR_1 se aplică impulsurile de comandă cu unghiul de comandă α_1 , iar pe CR_3 cu unghiul de 109

comandă α_3 . Valoarea medie a tensiunii electromotoare la redresorul cu patru punți este (având în vedere relația 3.2) egală cu:

$$E_{d} = E_{d,CR1} + E_{d,CR2} + E_{d,CR3} + E_{d,CR4} = E_{d0} \frac{2 + \cos \alpha_{1} + \cos \alpha_{3}}{4},$$

unde $E_{d0} = E_{0CR}$.

Curentul consumat de redresor din rețea se compune din suma curenților consumați de cele patru seturi de diode, astfel încât curenții consumați de CR₂ și CR₄ nu au defazare față de tensiune, iar curenții consumați dee CR₁ și CR₃ sunt defazați cu unghiurile $\varphi_1 = \alpha_1$ și $\varphi_3 = \alpha_3$.



Fig.3. 29 - Redresor asimetric cu patru punți

Când $E_d \ge E_{d0}/2$, tensiunea de ieșire se reglează prin variația unghiului de comandă al CR₁, α_1 , iar unghiul de comandă al CR₃ este $\alpha_3 = 0$. Defazarea 110

componentei fundamentale a curentului consumat de redresorul cu 4 punți din rețea este cauzată de defazarea curentului prin CR₁ la unghiul $\varphi_1 = \alpha_1$. Cu ajutorul unor transformări simple se poate obține că: $\varphi = \arctan \frac{\sin \alpha_1}{3 + \cos \alpha_1}$.

Dacă $E_d \leq E_{d0}/2$, tensiunea de ieșire a redresorului se reglează prin variația unghiului de comandă al CR₃, α_3 , iar unghiul de comandă al CR₁ este $\alpha_1 = \max$ (când sunt neglijate procesele de comutare și diodele sunt considerate ideale, $\alpha_{1max} = \pi$). Unghiul de fază al componentei fundamentale a curentului consumat de redresorul cu 4 punți din rețea, este, în acest regim, $\phi = \alpha_3/2$. În figura 3.26 (curba 3), este arătată dependența cos $\phi = f(E_d/E_{d0})$, pentru schema cu patru punți a redresorului din figura 3.29, care arată că acest redresor are un factor de putere de valoare mărită.

Creșterea factorului de putere cu ajutorul redresoarelor asimetrice cu punți multiple se folosește frecvent la convertoarele de putere mare, unde este justificată utilizarea schemelor de redresare compuse. Avantajul acestor metode de creștere a factorului de putere constă în aceea că schemele acestor convertoare de putere nu conțin elemente suplimentare și, la realizarea lor, nu cresc cheltuielile față de cele pentru convertoarele simetrice de aceeași putere. Însă, la convertoarele cu diode cu comutare naturală, nu se obține sincronizarea perfectă a componentei fundamentale a curentului consumat din rețea cu tensiunea de alimentare, din care cauză nu se poate obține un factor de putere egal cu unitatea. Se menține întotdeauna și abaterea de la forma sinusoidală a curentului consumat din rețea.



Fig.3. 30 – Redresor cu comutație artificială a tiristoarelor; a – schema simplificată; b – diagramele de timp ale curenților și tensiunilor

Posibilitatea obținerii valorii $\cos \varphi = 1$ când forma curentului i₁ este simetrică în raport cu tensiunea u₁ există la redresoarele care utilizează dispozitive redresoare total comandate sau la redresoarele cu comutare artificială. Puterea în cazul dispozitivelor redresoare complet comandate

(tranzistoare, tiristoare bioperationale) este limitată. Datorită faptului că problema aceasta interesează în domeniul puterilor mari, prezintă importanță convertoarele cu tiristoare cu circuite artificiale de comutatie. Schema simplificată a redresorului trifazat cu nul și cu comutare artificială este prezentată în figura 3.30.a, iar diagramele de timp sunt reprezentate în figurile 3.30.b și 3.30.c. La aplicarea, în momentul θ_1 , a impulsului de comandă întârziat cu unghiul α fată de momentul comutației naturale pe tiristorul T₁, acesta se deschide și tensiunea la ieșirea redresorului este $u_d(t) =$ u_{2A} . În momentul θ_2 , T_1 este blocat cu ajutorului blocului special de comutare artificială, BCA, în care scop, în acest moment, pe tiristor se aplică o tensiune inversă de la condensatorul încărcat în prealabil, ce intră în componența BCA. În intervalul $\theta_2 - \theta_3$, datorită energiei acumulate în inductanța circuitului sarcinii, curentul trece prin dioda D și această energie se disipă în rezistența de sarcină. În momentul θ_3 , se cuplează tiristorul T₂ care se blochează în momentul θ_4 sub acțiunea BCA și, din nou se cuplează dioda D. În intervalul $\theta_5 - \theta_6$ funcționează T₃. Momentele de blocare a tiristoarelor, θ_2 , θ_4 , θ_6 și așa mai departe, sunt translatate la stânga, cu unghiul α față de momentele corespunzătoare comutației naturale, astfel încât curbele curenților tiristoarelor și, prin urmare, ale curenților primari, consumați din rețea, sunt simetrice în raport cu sinusoidala tensiunii u_r, a rețelei. Datorită acestui fapt, $\cos \varphi = 1$ și puterea reactivă pe prima armonică nu se consumă de către convertorul cu tiristoare pentru orice valoare a lui α. Astfel, factorul de putere, determinat numai de nesinusoidalitatea curentului i₁, este mare.

Tensiunea de ieșire a redresorului din figura 3.30.a este:

$$E_{d} = \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}-\alpha} U_{dm} \cos\theta \cdot d\theta = E_{d0} \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3}-\alpha\right)}{\sin\frac{\pi}{3}}$$

În acest fel, redresoarele cu comutare artificială permit creșterea factorului de putere până la valori mari, datorită eliminării complete a consumului de putere reactivă pe prima armonică de către convertor. Aceasta reprezintă o calitate esențială a acestor convertoare, care atrag un interes deosebit. Convertoarele cu tiristoare cu comutare artificială au însă și serioase deficiențe: introducerea elementelor suplimentare mărește substanțial prețul și gabaritul acestora. Realizarea schemelor fiabile de comutare artificială la nivelul puterilor mari ridică probleme dificile. De asemenea, schemele cu comutare artificială nu asigură sinusoidalitatea curentului consumat, datorită cărui fapt nu se pot obține valorile limită $\chi = 1$ și rămâne valabilă dependența lui χ de regimul de funcționare. Din această cauză, convertoarele cu tiristoare cu factor de putere sporit și comutație artificială nu și-au găsit încă o largă utilizare.

3.9.3. Surse de putere reactivă

În paragraful anterior s-au menționat dificultățile care apar la realizarea convertoarelor cu tiristoare cu factor de putere ridicat. O altă metodă de creștere a factorului de putere constă în utilizarea surselor de putere reactivă și a dispozitivelor de filtrare-compensare, a căror cuplare la intrarea convertorului permite creșterea factorului de putere al oricărui circuit, însă utilizarea acestora împreună cu convertoarele cu tiristoare are specificul său, determinat de caracterul neliniar al rezistenței de intrare și de nesinusoidalitatea curentului de intrare al convertorului, consumat din rețea.

Sursele de putere reactivă se pot realiza prin metode diferite; cele mai frecvent utilizate în tehnica convertoarelor sunt cele de tipul condensator (necomandate) și cele de tipul tiristor-condensator (comandate). Să analizăm posibilitatea creșterii factorului de putere cu ajutorul sursei de putere reactivă, care constă din așa numitele condensatoare de cosinus (figura 3.31.a).



Fig.3. 31 – Cuplarea condensatoarelor de compensare la convertorul cu tiristoare (a) și diagrama fazorială a curenților (b)

Setul de condensatoare este cuplat în paralel la intrarea convertorului, din care cauză curentul i, consumat din rețea, este egal cu suma dintre curentul convertorului i₁ și a curentului de compensare i_k. În figura 3.31.b este reprezentată diagrama fazorială a curenților, unde fazorul I_{1,1} corespunde componentei fundamentale a lui i₁. Se descompune curentul I_{1,1} în componentele sale. I_{1,1,0} și I_{1,1, $\pi/2$} (vezi paragraful 1.9.1). Dacă prin setul de condensatoare circulă curentul I_k = I_{1,1}·sin ϕ , curentul i este în fază cu tensiunea de alimentare și instalația din figura 3.31.a nu consumă din rețea putere reactivă. Puterea reactivă consumată de convertor în acest caz, este compensată datorită puterii reactive furnizate de condensatoare. Curentul prin

fiecare condensator din schemă este $I_c = \frac{I_k}{\sqrt{3}}$. Tensiunea pe fiecare condensator este $U_c = U_{1\ell} = \sqrt{3} U_1$. În acest fel, $C = \frac{I_c}{\omega U_c} = \frac{I_k}{3\omega U_1}$.

Când compensarea puterii reactive a convertorului pe componenta fundamentală este totală, $C = \frac{\nu I_1 \sin \phi}{3\omega U_1}$.

Pentru protecția la încălzire a condensatoarelor, datorită armonicilor superioare ale curentului, generate de convertor, în schemă se introduc inductanțe mici (figurate punctat în schema 3.31.a).

Așa cum s-a arătat anterior, convertorul cu tiristoare consumă putere reactivă din retea, care depinde de unghiul α de comandă, de mărimea și de caracterul sarcinii. Pentru că puterea reactivă a convertorului se modifică în procesul de funcționare, compensația totală a puterii reactive este posibilă în această schemă numai pentru unul dintre regimuri. În alte regimuri este posibilă numai compensarea parțială a puterii reactive sau generarea în rețea a puterii suplimentare reactive. Alegerea capacității condensatoarelor este determinată de regimul de funcționare al convertorului și rețelei, precum și de considerații economice, pentru că mărirea capacității condensatorului mărește prețul de cost al instalației. În scopul reducerii nivelului componentelor armonice superioare în rețea, la funcționarea convertoarelor cu tiristoare, la rețea se cuplează dispozitive de compensație cu filtre. În figura 3.32 este prezentată schema unui asemenea dispozitiv, care conține un sistem de circuite LC oscilante multifazate cu rezonantă de tensiune. Frecventa de rezonanță a fiecăruia dintre aceste circuite corespunde frecvențelor celor mai puternice componente armonice superioare ale tensiunii rețelei, cauzate de funcționarea convertoarelor (sau a altei sarcini neliniare). În sistemele trifazate, armonicele multiple de trei, datorită simetriei, de obicei lipsesc. Cele mai intense armonice sunt cele de frecvență mai joasă. Frecvența de rezonanță a circuitului L_5C_5 este $\omega_5 = 5\omega$ și, pentru această configurație este valabilă relația: $\sqrt{3C_5L_5} = \frac{1}{5\omega}$. La circuitul L₇C₇, rezonanța apare la

frecvența $\omega_7 = 7\omega$, din care cauză: $\sqrt{3C_7L_7} = \frac{1}{7\omega}$.

La rezonanță, impedanța de intrare a fiecăruia dintre circuite este egală cu zero (dacă sunt neglijate pierderile în L şi C) și prin acestea se închid componentele armonice ale curenților, generați de convertor, evitându-se astfel rețeaua de alimentare. Datorită acestui fapt, distorsionarea curbei tensiunii de rețea se reduce substanțial. La frecvența rețelei, ω , reactanța circuitelor L₅C₅ și L₇C₇ are caracter capacitiv și condensatoarele C₅ și C₇

compensează puterea reactivă, consumată de convertor, la fel ca și condensatoarele din schema 3.31.a. Din această cauză, dispozitivul cu filtre de compensare analizat permite nu numai reducerea distorsiunilor formei tensiunii de alimentare din rețea, dar și micșorarea consumului de putere reactivă pe componenta fundamentală, din care cauză acest dispozitiv poate fi considerat de asemenea ca o sursă de putere reactivă.



Fig.3. 32 – Schema de cuplare a dispozitivului cu filtre de compensare

Menținerea factorului de putere la nivel maxim când puterea reactivă consumată de convertoare se modifică este posibilă prin utilizarea surselor de putere reactivă de tip condensator-tiristor. Schema unui astfel de dispozitiv monofazat este prezentată în figura 3.33.a. În rețelele trifazate se folosesc trei scheme similare.

Sursa de putere reactivă comandată se compune din circuitele arătate în figura 3.32, acordate pe frecvențele celor mai intense componente armonice parazitare și din convertorul reglabil de tensiune variabilă cu două tiristoare T_1 și T_2 (figura 3.20.a), care are sarcina inductivă L și care frecvent se numește regulator inductiv cu tiristoare. Dacă tiristoarele T_1 și T_2 nu sunt deschise de impulsurile de comandă, dispozitivul atenuează distorsiunile armonice ale tensiunii rețelei pe armonicele 5 și 7, iar condensatoarele C_5 și C_7 generează puterea reactivă Q_C .

Să analizăm funcționarea convertorului de tensiune variabilă cu tiristoare pe sarcină inductivă. Dacă $\alpha \le \pi/2$ și impulsurile de comandă ale convertorului sunt largi, acesta lucrează în regim de curent fără intermitență, când $\lambda = \pi$ și, alternativ, se deschide câte un tiristor. Prin inductanță trece un curent sinusoidal (figura 3.33.b) de forma:

$$i_{\rm L} = \frac{\sqrt{2}U_1}{\omega L} \sin\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) = I_{\rm m} \sin\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right)$$

La creșterea lui α (figurile 3.33.c și 3.33.d), energia acumulată în intervalul $\alpha - \pi$ în inductanță se micșorează și scade și intervalul în care inductanța retransmite energie în rețea. Curba curentului în inductanță rămâne simetrică în raport cu axa absciselor, iar unghiul în limitele căruia tiristoarele conduc este $\lambda = \pi - 2\alpha$. Între impulsurile de curent apar întreruperi (figurile 3.33.c,d). Prima armonică a curentului în inductanță este defazată în raport cu tensiunea u₁ la unghiul $\pi/2$ pentru oricare unghi de comandă $\alpha \ge \pi/2$. Curentul în inductanță este egal cu suma componentelor forțată și liberă ale procesului: $i_L = I_m \cdot \sin\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) + I_0$.



Fig.3. 33 – Sursă reglabilă de putere reactivă (a), diagramele de timp ale curenților și tensiunilor la convertorul reglabil de tensiune variabilă cu sarcină inductivă (b, c, d) și dependența puterii reactive în funcție de unghiul de comandă (e)

Având în vedere că la cuplarea tiristoarelor $\theta = \alpha$, iar $i_L = 0$, se obține: $i_L = I_m \left[sin \left(\theta - \frac{\pi}{2} \right) - sin \left(\alpha - \frac{\pi}{2} \right) \right] = I_m (cos\alpha - cos\theta)$

Prin descompunerea acestui curent în serie Fourier, se determină prima armonică:

$$\mathbf{i}_{\mathrm{L1}} = \mathbf{I}_{\mathrm{m}} \left[1 - \frac{2\left(\alpha - \frac{\pi}{2}\right)}{\pi} - \frac{\sin(2\alpha - \pi)}{\pi} \right] \cdot \sin\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right)$$
(3. 23)

Puterea reactivă consumată de circuitul format din două tiristoare cuplate în paralel înseriate cu o inductanță, $Q_L = U_1 I_{L1}$, se micșorează prin creșterea unghiului de comandă α (dependența este arătată în figura 3.33.e). Astfel, la modificarea unghiului de comandă α , circuitul analizat îndeplinește rolul de inductanță comandată:

$$L_{echiv} = L \left[1 - \frac{2\left(\alpha - \frac{\pi}{2}\right)}{\pi} - \frac{\sin(2\alpha - \pi)}{\pi} \right]$$

Puterea reactivă rezultantă în schema din figura 3.33.a este dată de relația: $Q = Q_C - Q_L$. Dacă se alege $Q_{Lmax} = Q_C$, puterea reactivă Q va avea întotdeauna caracter capacitiv. Dependența lui Q de unghiul α este prezentată în figura 3.33.e. În acest mod, sursa de putere reactivă analizată generează putere reactivă și realizează reglarea acesteia, atenuând distorsiunile armonice în rețea. Din această cauză, sursele de putere reactivă își găsesc o largă utilizare pentru creșterea factorului de putere la convertoarele cu tiristoare și la alte instalații.

3.10. Sisteme de comandă pentru convertoare cu tiristoare

3.10.1. Funcțiile și structura sistemelor de comandă

Convertoarele cu tiristoare se compun din partea de forță (PF), a cărei funcționare a fost analizată în paragrafele anterioare și din sistemele de comandă (SC). Partea de forță a convertorului comandat, realizată cu dispozitive comandate (tiristoare, tranzistoare de putere), poate funcționa numai când pe electrozii de comandă se aplică în momente de timp determinate impulsurile care asigură cuplarea tiristoarelor respective. La convertoarele cu tiristoare și cu comutare artificială, SC asigură în plus și decuplarea tiristoarelor la momente de timp determinate. În continuare, să analizăm metodele de realizare a sistemelor de comandă ale convertoarelor cu tiristoare cu comutare naturală. Sistemele de comandă sunt uneori instalații complicate pentru prelucrarea informației și sunt deosebite în funcție de tipul convertorului și de domeniul de utilizare a acestuia, însă funcțiile SC pot fi grupate pentru rezolvarea a două probleme esențiale și anume:

 determinarea momentelor de timp în care trebuie cuplate anumite tiristoare. Aceste momente de timp sunt stabilite de semnalul de comandă care se aplică la intrarea SC şi care determină funcționarea acestora, şi, în

cele din urmă, definesc valorile parametrilor convertorului (de exemplu, valoarea medie a curentului sau tensiunii la ieșirea redresorului);

2) formarea impulsurilor de comandă, transmise în momentele de timp necesare pe electrozii de comandă ai tiristoarelor şi care au amplitudinea, puterea, durata corespunzătoare, iar în unele cazuri şi o anumită formă necesară a curbei de variație în timp.

Pe lângă acestea, sistemele de comandă pot îndeplini și alte funcții: realizarea pornirii și opririi agregatului, realizarea protecției în regimuri de avarie, etc. Realizarea acestor funcții suplimentare se reduce însă de asemenea la determinarea momentelor de timp de aplicare a impulsurilor de comandă pe tiristoarele convertorului sau la blocarea formării impulsurilor de comandă.

Prima funcție a SC este tipică pentru electronica informațională: transformarea semnalului de comandă (tensiune, curent sau cod) în interval de timp. La convertoarele cu tiristoare cu comutație comandată, momentul de cuplare a tiristoarelor se măsoară în raport cu momentul de comutare naturală. Această problemă informațională se reduce la determinarea unghiului de comandă α , adică a deplasării de fază a impulsului de comandă în raport cu momentul de comandă în raport cu momentul de comandă care îndeplinește rolul de transformare a semnalului de comandă în interval unghiular α , se numește dispozitiv de defazare (DDF).



Fig.3. 34 – Schema-bloc a sistemului de comandă a convertorului cu tiristoare ireversibil (a) și reversibil (b)

A doua funcție îndeplinită de SC, constă în formarea impulsului de comandă în ceea ce privește forma, durata și amplitudinea acestuia. Această problemă este rezolvată de către blocurile sistemului de comandă, care se numesc formatoare de ieșire (FI). Deseori, se formează impulsuri de comandă de formă dreptunghiulară. Durata, amplitudinea și puterea acestor impulsuri este determinată în conformitate cu parametrii tiristoarelor de putere și cu regimurile de funcționare a convertorului cu tiristoare. Formarea impulsurilor dreptunghiulare se face cu ajutorul multivibratoarelor, iar amplificarea impulsurilor în putere se face în cascadă. La realizarea formatoarelor de impulsuri este importantă obținerea unei stabilități înalte la perturbații, pentru că în partea de fortă a convertorului au loc salturi de tensiune de amplitudine mare, care, prin capacitățile parazite, pot pătrunde în SC. Din această cauză, legătura dintre SC și electrozii de comandă ai tiristoarelor se face prin canale optice (optocuploare). Schema bloc a convertorului cu tiristoare cu sistem de comandă este prezentată în figura 3.34.a. Ea se compune din partea de fortă (PF) și din sistemul de comandă (SC). Acesta din urmă include DDF, la intrarea căruia se aplică semnalul de comandă u_C, și din FI, de la ieșirile căruia se culeg impulsurile de comandă IC. Se poate include circuitul de legătură inversă LI, la intrarea căruia se aplică un parametru oarecare de ieșire al convertorului sau al obiectului care primește de la convertor alimentarea (tensiune, curent, frecvența de rotație a mecanismului de acționare, temperatura încălzitorului, etc.). La ieșirea blocului LI se formează tensiunea uLI, care din nou se aplică la intrarea SC sub forma semnalului de reacție negativă, care permite stabilizarea parametrilor de ieșire ai convertorului și corecția erorilor ce apar la funcționarea acestuia. În acest caz, la intrarea DDF se aplică semnalul $u = u_{C} - u_{LI}$. Convertoarele cu tiristoare care au circuit de reacție ce cuprinde partea de forță a convertorului, se numesc convertoare cu circuit de comandă închis. O structură mai complicată are SC al convertorului reversibil cu tiristoare sau convertorul direct de frecvență (CDF) (paragraful 3.7). Fiecare dintre seturile de tiristoare ale acestor convertoare are blocuri principale de comandă DDF și FI, care, independent unul față de celălalt, realizează comanda acestora în conformitate cu semnalul de comandă u_C, comun pentru ambele seturi. La comanda separată a seturilor, se realizează funcționarea alternativă a acestora, în funcție de sensul curentului în circuitul de sarcină i_{ies} . Schema bloc a SC pentru convertorul reversibil cu comandă separată este prezentată în figura 3.34.b. Primul set de tiristoare este legat la DDF_1 și FI_1 , al doilea set este comandat de DDF2 și FI2. La intrarea ambelor formatoare de ieșire sunt prevăzute elemente logice legate de dispozitivul de comandă separată (DCS). Dacă semnalul logic la ieșirea DCS $R_1 = 1$, atunci FI₁ transmite impulsurile de comandă la tiristoarele primului set, care formează curentul de ieșire al convertorului de polaritate pozitivă. Când semnalul la ieșirea DCS $R_2 = 1$,

intră în funcționare CR2, impulsurile de comandă se aplică pe tiristoarele celui de-al doilea set, care formează polaritatea negativă a curentului de ieșire. Cuplarea simultană a seturilor este interzisă prin introducerea blocării logice $R_1R_2 = 0$.

Dispozitivul de comandă separată (DCS) reprezintă o instalație logică, la intrarea căreia se aplică informația despre polaritatea curentului de ieșire a convertorului i_{ies}. La inversarea sensului curentului de la pozitiv la negativ DCS stabilește $R_1 = 0$, când s-a ajuns la valoarea nulă a curentului și astfel cuplarea tiristoarelor primului set este interzisă. După un timp de întârziere suficient pentru refacerea proprietăților de comandă la tiristoarele primului set, la ieșirea DCS se formează $R_2 = 1$ și se cuplează tiristoarele celui de-al doilea set.

3.10.2. Dispozitive de defazare (DDF)

Dispozitivul de defazare este un convertor al semnalului de comandă u_C în unghi de comandă α , măsurat din momentul deschiderii naturale. Sunt frecvent utilizate DDF, la care se introduce informația despre valoarea curentă a fazei tensiunii rețelei.

Funcționarea acestor DDF se sincronizează nemijlocit cu rețeaua de alimentare și acestea se numesc sincrone. DDF sincrone se pot utiliza atât la SC deschise, cât și la convertoarele cu circuit închis de comandă. În acest caz, la intrarea DDF se aplică semnalul $u = u_C + u_L$. Există o serie de metode de realizare a DDF sincrone. Utilizare mai mare au căpătat DDF cu semnal de desfășurare, care uneori se mai numesc și DDF de tip vertical.



Fig.3. 35 – Schema DDF de tip vertical (a) și diagramele de timp ale tensiunii când forma tensiunii de referință a semnalului este cosinusoidală (b), respectiv liniară (c)

Aceste DDF depăşesc calitativ alte instalații similare în ceea ce privește cele mai importante caracteristici. DDF de tip vertical se compun din generatorul tensiunii de desfășurare (de referință), GTR, a cărui funcționare

este sincronizată cu tensiunea rețelei de alimentare și din comparatorul K, la intrarea căruia se aplică impulsurile de comandă $u_{\rm C}$ și tensiunea de referință u_{tr}. Schema bloc a unui asemenea dispozitiv este prezentată în figura 3.35.a.

Comparatorul compară u_C și u_{tr}; în momentul când acestea sunt egale el comută, astfel că formatorul de ieșire al SC elaborează impulsul de comandă, care se transmite la electrodul de comandă al tiristorului. La DDF de tip vertical se folosesc două forme pentru tensiunile de referință. În cazul formei cosinusoidale (figura 3.35.b),

$$u_{tr}(\theta) = U_{m} \cdot \cos\theta \qquad (3.24)$$

unde $\theta = 0$ este momentul de comutare naturală a tiristorului i.

În momentul $\theta = \alpha$, tensiunile de referință și de comandă sunt egale: (3.25)

 $U_m \cdot \cos\theta = u_C$

Din formula (3.25), se obține:

 $\alpha = \arccos(u_C/U_m)$

(3.26)

Dependența (3.26) se numește caracteristică de fază a DDF și este reprezentată în figura 3.36 (curba 1).



Fig.3. 36 - Caracteristica de fază a DDF

O astfel de formă a caracteristicii de fază se numește arccosinusoidală.

Convertorul cu tiristoare cu număr de faze oarecare, ce funcționează de la rețeaua simetrică de alimentare, în cazul când lipsesc distorsiunile de comutare a tensiunii de iesire în regim de curent fără întrerupere în sarcină, este caracterizat prin caracteristica cosinusoidală de reglare dată de relația (3.2). Dacă se introduce (3.26) în (3.2) se obtine:

$$E_{d} = E_{d0} \frac{U_{C}}{U_{m}}$$
 (3. 27)

Dependența $\frac{E_d}{E_{d0}} = f\left(\frac{U_C}{U_m}\right)$ este în același timp caracteristica de reglare

a PF și a SC. La caracteristica de fază arccosinusoidală, caracteristica de reglare (3.27) este liniară (figura 3.36, curba 2), ceea ce asigură realizarea optimă a dispozitivului de comandă automată a proceselor în circuitul de ieșire. Tensiunea de referință de formă cosinusoidală (3.24) poate fi tensiunea de rețea. În acest scop, tensiunea de rețea este transformată de un filtru care atenuează componentele armonice superioare din tensiunea de alimentare si realizează defazarea necesară. Când nesinusoidalitatea în rețeaua de alimentare este pronuntată, filtrarea distorsiunilor armonice ale tensiunii de retea nu este de calitate, iar defazarea introdusă de filtru este instabilă. Acest fapt introduce erori mari în funcționarea DDF. În acest caz, este utilă folosirea DDF cu forma liniară a tensiunii de referință (figura 3.34.c)



 $u_{tr}(\theta) = U_m \left(1 - \frac{2\theta}{\pi}\right)$ (3.28)

Fig.3. 37 - Caracteristica de reglare a convertorului cu tiristoare

GTR se realizează sub forma unui generator de tensiune liniar crescătoare, a cărei funcționare este sincronizată cu rețeaua de alimentare, adică începutul desfășurării se produce în momentul comutației naturale a tiristorului i. În momentul $\theta = \alpha$, tensiunile de comandă și de referință la intrarea comparatorului sunt egale, de unde caracteristica de fază a DDF cu tensiune de referintă liniară este:

$$\alpha = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{U_{\rm C}}{U_{\rm m}} \right) \tag{3.29}$$

Caracteristica de fază $\alpha = f\left(\frac{U_C}{U_m}\right)$ este reprezentată în figura 3.36 (curba 2), ea numindu-se lineară. Dacă se introduce (3.29) în (3.2), se obține caracteristica de reglare a convertorului împreună cu SC, $\frac{E_d}{E_{d0}} = f\left(\frac{U_C}{U_m}\right)$ care este reprezentată în figura 3.37 (curba 2). Se observă că, în acest caz,

este reprezentată în figura 3.37 (curbă 2). Se observa că, în acest căz, caracteristica de reglare este neliniară, însă ea este totuși apropiată de caracteristica liniară. Din această cauză, proprietățile convertoarelor cu caracteristici de fază arccosinusoidală și liniară sunt apropiate.

Avantajul metodei verticale constă în viteza maximă de reacție a SC, pentru că semnalul de comandă se aplică pe comutator fără mediere și întârziere.



Fig.3. 38 – Schema DDF de tip vertical cu circuite integrate

Să analizăm cazul simplu al DDF de tip vertical realizat cu circuite integrate (figura 3.38). Pentru formarea tensiunii cosinusoidale de referință, comutatorul Com se fixează în poziția 1. Comparatorul A₁, realizat cu un amplificator operațional, fixează polaritatea tensiunii rețelei (figura 3.39,a): când alternanța tensiunii de rețea este pozitivă, la ieșirea comparatorului tensiunea u' este negativă și comutatorul realizat cu tranzistorul cu efect de câmp T este închis. Tensiunea rețelei este integrată în integratorul realizat cu amplificatorul operațional A₂ și, când se alege R₁C = $1/\omega$:

$$u_{I}(t) = \frac{-1}{\omega R_{1}C} \int_{0}^{\theta} U_{m} \sin \theta \cdot d\theta = U_{m}(1 - \cos \theta)$$
(3.30)

unde U_m este amplitudinea tensiunii u_r (figura 3.39.b).

La ieșirea integratorului, u_I se însumează pe rezistoarele R_2 cu tensiunea continuă U_m , și astfel se obține tensiunea de referință de formă cosinusoidală:

$$u_{tr}(\theta) = U_m + u_I(\theta) = U_m \cdot \cos \theta$$

ceea ce corespunde cu relația (3.24) (figura 3.39.c)

În comparatorul realizat cu amplificatorul operațional A_3 se compară tensiunea de referință u_{tr} și cea de comandă, u_C, iar când acestea sunt egale comparatorul comută (figura 3.39.d). La comutarea comparatorului, se pornește formatorul de ieșire, care elaborează impulsul pe electrodul de comandă a tiristorului de forță. În figura 3.39.e este reprezentată tensiunea de ieșire a redresorului monofazat, care funcționează în sarcină RL, în regim de curent fără întrerupere.



Fig.3. 39 – Diagramele de timp ale tensiunilor în schema din figura 3.37

În a doua jumătate a perioadei, la ieșirea comparatorului A_1 este tensiune pozitivă, care deschide comutatorul realizat cu tranzistorul cu efect de câmp. Acesta scurtcircuitează condensatorul C, astfel că $u_I(t) = 0$. Când tensiunea rețelei este negativă, impulsul de comandă pe tiristor nu se formează și nu se produce funcționarea comparatorului A_3 (figura 3.39.c,d). În acest timp, în redresor se cuplează alte tiristoare (figura 3.39.e), pentru cuplarea cărora se folosesc alte canale de comandă, realizate pe baza schemei din figura 3.37. În regimul analizat în schema din figura 3.37, GTR este realizat pe integratorul A_2 , care realizează în procesul de integrare defazarea tensiunii rețelei cu $\pi/2$ și filtrează tensiunea de rețea în cazul existenței distorsiunilor. La comutarea Com în poziția 2, aceeași schemă formează o tensiune de referință liniară (figura 3.35.c), corespunzătoare expresiei (3.5). În acest caz. la ieșirea integratorului A_2 se formează tensiune liniar descrescătoare:

$$u_{I}(t) = \frac{-1}{R_{1}C} \int_{0}^{t} U_{0} \cdot dt = -\frac{U_{0}t}{R_{1}C}$$
(3.31)

Amplitudinea acestei tensiuni trebuie să fie egală cu $2U_m$ și, pentru aceasta, este necesară îndeplinirea egalității obținute din (3.31), când se fac înlocuirile: $u_I = -2U_m$; t = T/2, unde $T = 1/f_r$, f_r fiind frecvența tensiunii de rețea. Atunci, tensiunea sursei, U_0 , având în vedere că $R_1C = 1/\omega$, se alege egală cu $U_0 = \frac{2}{\pi}U_m$. La ieșirea integratorului A_2 se formează tensiunea de referință $u_{tr} = u_I + U_m$, care se compară cu tensiunea de comandă în comparatorul A_2 . În a doua jumătate a perioadei, schema funcționează la fel ca și la formarea tensiunii cosinusoidale de referință. În regimul analizat, GTR constă dintr-un generator de tensiune linear variabilă, realizat de asemenea pe integratul A_2 .

Sistemele numerice de comandă a redresoarelor cu tiristoare prezintă diferite avantaje cum sunt: fiabilitate înaltă, absența erorilor provocate de deriva nulului și de instabilitatea elementelor, nu necesită reglare, etc. Convertoarele cu tiristoare se cuplează deseori în complexe industriale mari, a căror comandă se realizează cu calculatoare numerice. Adaptarea SC numerice cu calculatorul se face mai bine decât în cazul SC realizate cu elemente analogice.



Fig.3. 40 – Schema și diagramele de timp ale DDF numeric de tip vertical

Să analizăm construcția unui DDF numeric. Un SC performant se realizează pe baza principiului vertical de comandă. Același principiu stă și la baza DDF numerice. La SC numerice se face prelucrarea semnalelor sub forma tensiunilor sau curenților sau sub forma codurilor. Semnalul de comandă sub forma codului de rangul n poate căpăta 2^n valori. În figura

3.40.a este reprezentată schema unui DDF numeric când n = 4. Codul de comandă în acest caz are 16 valori, de la 0000 până la 1111 și se aplică pe ranguri la schema numerică de comparare (SNC) sub forma codului paralel K_c. Semnalul de referință este prezentat sub forma codului. La SC numerice se folosește de obicei forma liniară a semnalului de referință. Acestei forme îi corespunde variația codului de referință Kr(t) de la valoarea 1111 până la valoarea 0000. Codul de referință capătă de asemenea 2ⁿ valori. Codul de referință liniar descrescător K_r și codul de comandă K_C sunt reprezentate în figura 3.40.c sub forma echivalentului de pondere a codului (adică sub forma codului numărului înregistrat de codul binar) și sub forma codului propriu binar, notat în partea de jos a diagramei. Codul de referință se formează de către numărătorul de scădere NS, care are intrarea 1 cuplată cu multivibratorul MV. Impulsurile dreptunghiulare, formate de MV (figura 3.40.b), provoacă micșorarea codului numărătorului cu o unitate. După cum se vede din figura 3.35.c, modificarea codului de referintă de la valoarea maximă până la cea minimă (în total sunt 2ⁿ valori) se produce pe durata jumătății de perioadă a frecvenței rețelei fr. Din această cauză, frecvența impulsurilor MV este necesar să se aleagă astfel încât pe o jumătate de perioadă să treacă 2^n impulsuri, adică:

 $f_{MV} = 2 \cdot 2^n \cdot f_r = 2^{n+1} \cdot f_r$

(3.32)

Începutul formării codului de referință corespunde momentului comutatiei naturale a tiristorului părtii de fortă a convertorului. Acest moment se fixează de către blocul de sincronizare la intrarea căruia se aplică tensiunea rețelei. La schimbarea semnului tensiunii de alimentare, blocul de sincronizare, SINC, elaborează la intrarea corespunzătoare a NS semnalul 1 și în numărător se înregistrează simultan codul maxim de referință (1111). În continuare, să comparăm figurile 3.35.c și 3.40.c. În ambele este evidențiat momentul de egalitate a tensiunilor de referință și de comandă, moment ce corespunde unghiului de comandă α. SNC fixează pe ranguri egalitatea codurilor de comandă și de referință. În acest fel, la ieșirea SNC se formează semnalul 1 logic Q. Acest semnal se aplică la formatorul de ieșire al SC si, după amplificare, se transmite la electrodul de comandă al tiristorului. Compararea DDF din figurile 3.35.a și 3.40.a arată că la DDF numeric sunt realizate aceleasi blocuri functionale: comparatorul analog K este înlocuit de SNC, iar GTR este realizat sub forma NS. Cu toate că soluțiile sunt în general aceleași, SC numerice se deosebesc prin particularitățile următoare:

a) unghiul de comandă α poate avea numai 2ⁿ valori; astfel, de exemplu, când n = 4, există 16 valori ale unghiului de comandă. La modificarea lentă a semnalului de comandă, unghiul de comandă se modifică în salturi de 11,25° = 180/16°. Pentru micșorarea discretizării unghiului de comandă este necesar să se mărească n, ceea ce poate conduce la creșterea cheltuielilor pentru realizarea SC numeric;

b) cu toate că blocurile numerice nu introduc instabilități în formarea unghiurilor de comandă, funcționarea acestora depinde de precizia de definire şi de stabilitatea frecvenței multivibratorului MV. Când egalitatea (3.32) se realizează imprecis, unghiurile de comandă formate vor fi definite imprecis. Este de menționat faptul că realizarea surselor de impulsuri a căror frecvență este mai mare decât frecvența rețelei de un număr întreg de ori este o problemă dificilă, în special dacă se consideră că frecvența rețelei industriale se modifică în anumite limite.

Particularitățile de mai sus trebuie avute în vedere la alegerea tipului SC al convertorului cu tiristoare, având în vedere regimurile acestuia de funcționare, metodele de reglare, stabilizarea parametrilor de ieșire ai convertorului, condițiile de exploatare. Cheltuielile cu aparatura pentru realizarea SC analogice și numerice sunt comparabile.

Pe lângă DDF sincrone există și DDF asincrone, la care sincronizarea nemijlocită a funcționării DDF cu rețeaua lipsește, ceea ce permite evitarea dificultăților legate de formarea semnalelor de referință.

DDF asincrone pot funcționa numai când există un circuit de comandă închis, care să asigure constanța parametrilor de ieșire (tensiunii sau curentului) la schimbarea regimului de funcționare a convertorului și în prezența distorsiunilor (procese de comutație, nesinusoidalitatea tensiunii rețelei, etc.). Schema cea mai simplă a DDF asincron este prezentată în figura 3.41.a. Pentru realizarea caracteristicii liniare de reglare a convertorului este necesar să se asigure condiția $u_d = kU_c$, unde k este un coeficient de proporționalitate. Ultima expresie se poate înlocui cu:

$$\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} u_d(t) \cdot dt = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} k U_C \cdot dt \iff \int_{t_1}^{t_2} [u_d(t) - k U_C] \cdot dt = 0$$

unde t_1 și t_2 sunt momentele i și (i+1) de comutare a tiristoarelor în convertor. Această expresie reprezintă formularea matematică a funcționării DDF asincron. Tensiunile $u_d(t)$ și kU_c ajung la sumator, iar apoi sunt integrate de către integrator (diagramele de timp sunt prezentate în figura 3.41.b).



Fig.3. 41 – Schema de structură a dispozitivului de defazare asincron (a) și diagramele de timp ale funcționării acestuia (b)

Când tensiunea de ieșire a integratorului atinge valoarea nulă, funcționează comparatorul K. În acest moment se formează impulsul de comandă pe tiristorul următor al convertorului (momentul t₂). Liniaritatea caracteristicii de reglare nu se alterează la distorsiunile formei tensiunii de ieșire u_d a convertorului. Dezavantajele SC asincron sunt legate de insuficiențele acestuia. Ca la oricare sistem de reglare închis, în sistemul asincron pot să apară oscilații ale unghiurilor de comandă elaborate de acesta în raport cu o valoare medie. În cazul când caracterul acestor oscilații este fără atenuare, funcționarea SC este instabilă, iar utilizarea unui asemenea SC este imposibilă. Astfel, SC din figura 3.41.a este instabil când $\alpha \ge \pi/2$, adică în regim de invertor. Asigurarea funcționării stabile a SC necesită introducerea unor elemente suplimentare și complicarea SC, iar în unele cazuri ea se obține cu prețul înrăutățirii unei serii de alți indicatori ai unor astfel de sisteme. Dificultăți similare apar și la realizarea SC sincrone cu circuit de comandă închis. Rezolvarea acestor deficiente se poate face pe analiza de detaliu a acestor sisteme, care sunt sisteme neliniare de impuls de reglare automată.

3.10.3. Sisteme de comandă multicanal

Domeniul limită de variație a unghiului de comandă la convertoarele cu tiristoare este $\alpha = 0 \div 180^{\circ}$. Durata intervalului între comutații la convertoare este egală cu $2\pi/m$.

În figura 3.42.a este reprezentată tensiunea de ieșire la redresorul trifazat în punte (vezi figura 3.11.a), în figura 3.42.b este reprezentată tensiunea de comandă u_C și sistemul tensiunilor de referință de formă cosinusoidală, u_{ri} , iar în figura 3.42.c sunt reprezentate impulsurile de comandă a fiecărui tiristor al redresorului. Pentru asigurarea funcționării fiecărui tiristor, se formează tensiunea sa de referință, al cărei început corespunde momentului de comutare naturală a tiristorului dat. Momentul de intersecție a tensiunii de referință i cu semnalul de comandă u_C corespunde momentului de elaborare a impulsului de comandă la tiristorul i. În figura 3.42.b se poate observa că, în fiecare moment de timp, se formează trei tensiuni de referință (pe diagramă este selectat un moment oarecare de timp t_0). Un asemenea principiu de funcționare se realizează în sistemul de comandă multicanal, care se compune din câteva canale ce funcționează independent.

Schema bloc a SC multicanal al redresorului trifazat în punte este reprezentată în figura 3.43. Fiecare DDF realizează principiul de comandă vertical și se construiește conform schemei 3.35.a, a cărei funcționare a fost analizată în paragraful 3.10.2.

La funcționarea schemei de redresare în punte, curentul trece în același timp prin două tiristoare – unul din grupa anodică, celălalt din grupa

catodică (vezi diagramele de timp din figura 3.11.b). În regimul de curent fără întrerupere, pentru funcționarea normală a redresorului este suficientă cuplarea o singură dată a tiristorului, care va conduce curent pe durata unghiului $2\pi/3$ (procesele de comutație sunt neglijate). Impulsurile de comandă în acest regim sunt reprezentate în figura 3.42.c (impulsurile hașurate). În regimul de curent intermitent, în sarcină există o pauză fără curent. Astfel, tiristorul i, care a funcționat în pereche cu tiristorul (i – 1), se închide. Dacă el rămâne în stare închisă, atunci, în momentul aplicării impulsului de comandă pe tiristorul (i + 1), acesta rămâne închis, perechea de tiristoare care conduc nu se formează și funcționarea redresorului este alterată.



Fig.3. 42 – Diagramele de timp ale tensiunilor în sistemul de comandă multicanal al redresorului trifazat în punte

Pentru evitarea întreruperii funcționării redresorului în regim de curent cu întreruperi, concomitent cu aplicarea impulsurilor de comandă pe tiristorul (i + 1), se aplică impulsul de comandă repetat pe tiristorul i. 129 Impulsurile repetate sunt reprezentate în figura 3.42.c punctat. În acest fel, pentru funcționarea stabilă a redresorului trifazat în punte în toate regimurile este necesară aplicarea impulsurilor de comandă duble. În acest scop, în schema din figura 3.43, DDF al canalului (i + 1) se leagă cu formatoarele de ieșire ale canalelor i și (i + 1). Avantajul sistemelor de comandă multicanal constă în simplitatea maximă a schemei DDF și a formatorului de ieșire al fiecărui canal. Când se utilizează principiul de comandă vertical, se obține viteza maximă de reacție, deoarece canalele elaborează impulsurile de comandă succesiv, urmărind continuu schimbarea semnalului de comandă.



Fig.3. 43 – Schema de structură a sistemului de comandă multicanal al redresorului trifazat în punte

Totuși sistemele de comandă multicanal au serioase deficiențe. Orice asimetrie în funcționarea canalelor de comandă conduce la asimetria impulsurilor de comandă care se aplică la tiristoarele de forță. Din această cauză, se înrăutățește forma tensiunii redresate și cresc pulsațiile. Sursa principală de asimetrie se află în generatoarele tensiunilor de referință. La formarea tensiunilor de referință din tensiunea de rețea, la filtrare se introduce o defazare care poate fi substanțial diferită în canalele de comandă. Cu cât este mai mare nesinusoidalitatea rețelei, cu atât sunt mai mari cerințele de atenuare a armonicelor, cu atât mai mare este eroarea de fază. Acest lucru se explică prin aceea că, la filtrele de atenuare puternică a armonicelor superioare dependența defazării în funcție de frecvență este foarte puternică.

În acest caz, este necesar să se folosească forma liniară a semnalelor de referință, însă este destul de greu din punct de vedere tehnic să se asigure formarea identică a acestora în m canale ale SC, pentru că generatorul de tensiune liniar variabilă din fiecare canal are caracteristici de precizie și stabilitate limitate. SC multicanal al convertoarelor cu tiristoare au căpătat utilizarea cea mai largă, lucru explicabil nu numai prin avantajele proprii acestora, dar în unele cazuri și prin tradiție. Utilizarea SC monocanal moderne permite în unele cazuri realizarea unor sisteme de comandă mai performante, ce prezintă precizie sporită, dar nu rareori sunt și mai compacte.

3.10.4. Sisteme de comandă monocanal

În SC monocanal, momentele de cuplare a tuturor tiristoarelor de forță sunt determinate de un singur DDF. Schema de structură a SC monocanal este prezentată în figura 3.44. Impulsurile de la ieșirea DDF se aplică la distribuitorul de impulsuri DI, care realizează repartizarea impulsurilor pe canalele de comandă în ordine ciclică. La ieșirile DI se cuplează formatoarele de ieșire FI ale canalelor. Funcționarea distribuitorului la unele SC monocanal este sincronizată cu tensiunea rețelei de alimentare. La SC monocanal actuale se realizează principiul de comandă vertical (paragraful 3.2). Astfel, DDF conține GTR – generatorul tensiunii de referință unic pentru toate tiristoarele convertorului, și comparatorul K.



Fig.3. 44 - Schema de structură a sistemului de comandă monocanal de tip vertical

Funcționarea GTR se sincronizează cu tensiunea rețelei de alimentare. Pentru explicarea principiului de realizare a SC monocanal de tip vertical pentru comanda redresorului (figura 3.11.a), să analizăm figura 3.42.b. În momentul t₀ funcționează T₂ și se pregătește cuplarea tiristorului T₃. În acest scop, se determină momentul de egalitate a tensiunii de referință u_{r3} și a tensiunii de comandă u_c . După elaborarea impulsului de comandă IC₃,

observarea tensiunii de referință u_{r3} nu mai este necesară; din momentul de deschidere a tiristorului i informația despre tensiunea de referință devine nefolositoare. Acum atentia se îndreaptă la tensiunea de referintă u_{r4}: când u_{r4} și u_C se intersectează, se formează IC₄. Astfel, informația utilă se referă la curba tensiunii de referință i numai din momentul de cuplare a tiristorului (i -1) până la intersecția u_{ri} cu u_C, adică până la cuplarea tiristorului i. Din această cauză, se poate forma o tensiune de referință unică, compusă din segmente de cosinusoidă între momentele de cuplare a tiristoarelor (i - 1) și i. Acest principiu stă la baza funcționării SC monocanal. Un astfel de sistem este prezentat în figura 3.45.a. Tensiunea de alimentare trifazică se aplică la filtrele F, care realizează defazarea și atenuează componentele armonice superioare. Pe înfășurările secundare ale transformatorului Tr se formează sistemul de șase faze al tensiunilor de referință u_{r1} - u_{r6} . Aceste tensiuni se aplică prin comutatoarele Com_1 - Com_6 la o intrare a comparatorului realizat cu amplificatorul operational A. La cealaltă intrare a comparatorului se aplică tensiunea de comandă $u_{\rm C}$. Tensiunea de ieșire a comparatorului se aplică la distribuitorul de impulsuri DI pe 6 canale. Ieșirile DI sunt legate cu formatoarele de iesire ale SC (FI) si cu circuitele de comandă a comutatoarelor Com_1 - Com_6 . Diagramele de timp ale semnalelor din schema figura 3.45.a sunt prezentate în figurile 3.45.b,c. În diagrama din figura 3.45.b sunt reprezentate tensiunile pe înfășurările secundare ale transformatorului Tr, $u_{r1} - u_{r6}$ și este evidențiată tensiunea de referință unică u_{ru}, compusă din segmente u_{ri}.



Fig.3. 45 – Schema de structură a dispozitivului de defazare asincron (a) și diagramele de timp ale funcționării acestuia (b)

Este reprezentată de asemenea tensiunea de comandă u_c . În momentul t_0 distribuitorul elaborează semnalul logic "1" la prima ieșire. Astfel, se închide Com₂ (numărul comutatoarelor la care se aplică impulsurile de la ieșirea distribuitorului este arătat în figura 3.45.c unde sunt reprezentate semnalele logice la șase ieșiri ale distribuitorului, $W_1 - W_6$).

La închiderea comutatorului Com₂, la comparatorul A se aplică u_{r2}. În momentul când $u_{r2} = u_C$ comparatorul comută, impulsul pozitiv de la ieșirea acestuia comută distribuitorul, semnalul "1" există acum la cea de a doua ieșire a distribuitorului ($W_2 = 1$). Acest semnal se aplică la formatorul de ieșire al celui de-al doilea tiristor al redresorului și, în același timp, la circuitul de comandă a Com₃. Comutatorul Com₂ se decuplează. Din această cauză, la comparatorul A se aplică u_{r3} și comparatorul revine în starea anterioară (figura 3.45.d) ($u_k = 0$). La comparator se face compararea u_{r3} și u_{C} , în momentul când $u_{r3} = u_{C}$, impulsul pozitiv de la ieșirea comparatorului comută distribuitorul în starea $W_3 = 1$. În acest fel, se aplică impulsul de comandă la al treilea tiristor al redresorului și se închide comutatorul Com₄. Astfel, la fiecare comutare a distribuitorului, se cuplează următorul formator de ieșire al tiristorului care intră în funcțiune. În același timp, Com comută, asigurând astfel alegerea segmentului necesar u_{ri} pentru formarea tensiunii unice de referință u_{ru}. Schema din figura 3.45.a are toate avantajele SC multicanal, care realizează principiul de comandă vertical și conține un singur element de comparație – comparatorul.

La funcționarea convertorului de la o rețea cu nivel mare al distorsiunilor armonice, formarea tensiunii de referință din tensiunea de alimentare conduce la erori în funcționarea SC. Această deficiență este specifică atât SC multicanal, cât și SC monocanal. În aceste regimuri, se obțin rezultate mai bune dacă se utilizează SC monocanal de tip vertical cu forma liniară a semnalului de referință. Este de menționat faptul că, în special la SC monocanal numerice, se pot evidenția avantajele esențiale. Să analizăm SC numeric monocanal al redresorului trifazat în punte, a cărui schemă este prezentată în figura 3.46.a.

În instalație se folosesc principiile care stau la baza funcționării DDF numeric (figura 3.40.a). Semnalul de referință se formează sub forma codului de micșorare a numărătorului CT₁, a cărui intrare "1" este legată cu multivibratorul MV. Numărul maxim care se înscrie în numărătorul CT₁ este $K_m = 3 \cdot 2^n$. În intervalul unei perioade a tensiunii rețelei de alimentare, multivibratorul generează de asemenea $6 \cdot 2^n$ impulsuri, adică frecvența MV se alege egală cu $f_{MV} = 6 \cdot 2^n \cdot f_r$.În acest fel, numărătorul CT₁ conține (2 + n) ranguri. La ieșirea rangului superior CT₁ se cuplează triggerul T. Ieșirile n de rang mai mic ale numărătorului sunt legate cu prima schemă numerică de comparare DNC₁, la intrările doi ale căreia se aplică rangurile mai mici ale codului de comandă K_C.

Următoarele două ranguri ale numărătorului sunt legate cu cea de a doua schemă de comparație DNC_2 , la intrările doi ale căreia se aplică rangurile superioare ale codului de comandă K_C. Codul de comandă capătă astfel $3 \cdot 2^n$ valori. Ieșirea DNC_1 se cuplează la intrarea "1" a distribuitorului pe șase canale, care se compune din numărătorul CT₂, și din decodificator.



Fig.3. 46 – Sistemul de comandă monocanal numeric de tip vertical (a) și diagramele de timp ale semnalelor în sistem (b)

Schema funcționează în felul următor: în momentul comutației naturale a primului tiristor (spre exemplu T_1 din figura 3.11.a), acționează blocul de sincronizare Sinc, astfel că la intrarea corespunzătoare a numărătorului CT_1 se aplică impulsul care înscrie numărul maxim K_m în numărător. Sinc pune 134 triggerul în starea Y = 1. Apoi fiecare impuls al multivibratorului micșorează codul K_r , înscris în numărătorul CT_1 , cu o unitate (figura 3.46.b). După o jumătate de perioadă a rețelei codul se reduce până la valoarea nulă.

În a doua jumătate a perioadei codul de referință repetă aceleași valori (de la K_m până la 0), însă se modifică starea triggerului T de la 1 la zero (figura 3.46.c). Codul de referință K_r și codul de comandă K_C se aplică pe ranguri la DNC₁ și la DNC₂. În momentul t₁ acționează în același timp ambele DNC, pentru că se constată egalitatea $K_r = K_C$. În acest caz, Y = 1 și semnalele 1 de la ieșirile DNC₁ și DNC₂, care se aplică la intrarea elementului ȘI, fac să apară la ieșirea acestuia a semnalului 1 logic, care se aplică la intrarea corespunzătoare a numărătorului CT₂ din compunerea distribuitorului.

În acest caz, distribuitorul se stabilește în poziția în care la prima ieșire apare impulsul unitar, datorită căruia formatorul de ieșire FI, elaborează impulsul de comandă pentru primul tiristor al redresorului (figura 3.46.d). Mai departe, codul de referință va continua să se micșoreze. După 1/6 din perioada rețelei, multivibratorul elaborează 2ⁿ impulsuri și, ca rezultat, în momentul t₂ în rangurile inferioare ale numărătorului CT₁ se va înscrie din nou aceeași valoare ca și în momentul t₁. Această valoare coincide cu valoarea rangurilor mai mici ale codului de comandă, ceea ce se fixează de către DNC₁. La acționarea DNC₁ se aplică impulsul pozitiv, la intrarea "1" a distribuitorului și el comută în starea în care impulsul de comandă se formează în FI₂ pentru cuplarea celui de al doilea tiristor al redresorului. Când K_C nu se modifică, următoarea comutare a distribuitorului la acționarea DNC1 are loc după încă 1/6 din perioada rețelei. Astfel, se formează succesiv impulsurile de comandă pe toate cele şase tiristoare ale schemei de forță a redresorului. Schema din figura 3.46.a are viteză de reacție maximă. Astfel, la creșterea codului de comandă K_C, se mărește valoarea rangurilor sale mai mici, și DNC₁ fixează egalitatea mai devreme, adică unghiul de comandă α la tiristorul următor se micsorează. Calculele arată că schema figura 3.46.a este avantajoasă pentru funcționarea de la rețeaua asimetrică, fapt explicabil, deoarece codul de referință se sincronizează numai de la o singură fază a rețelei. Cheltuielile cu aparatura pentru realizarea SC monocanal nu se modifică practic prin mărirea numărului de faze ale convertorului, ceea ce face ca realizarea SC monocanal să fie deosebit de avantajoasă pentru comanda convertoarelor multifazate.

3.11. Convertoare autonome

3.11.1. Metode de reglare a tensiunii continue

Convertoarele autonome nu sunt legate cu rețeaua electrică de putere de curent alternativ; ca sursă de energie, convertoarele autonome folosesc

sursele de curent continuu. O astfel de sursă se poate constitui dintr-un redresor, care transformă energia rețelei de curent alternativ, din acumulatoare sau din alte surse de curent continuu. Convertoarele autonome funcționează în sarcină de curent continuu sau alternativ, fiind folosite acolo unde sarcina se află departe de alte surse de energie. Tipurile de bază de convertoare autonome sunt convertoarele de impuls de tensiune continuă la care, la intrare și la ieșire, este tensiune continuă și invertoarele – care sunt convertoare de curent continuu în curent alternativ.

La alimentarea de la surse de tensiune continuă, pentru reglarea cu randament ridicat a puterii de curent continuu în sarcină se folosesc convertoarele de impuls (regulatoare) de tensiune continuă cu regim de funcționare comutabil.



Fig.3. 47 – Schema și diagramele de timp la convertorul de impuls de tensiune continuă în cazul funcționării pe sarcină activă (a), respectiv activ-inductivă (b)

În figura 3.47.a este prezentată schema unui astfel de convertor cu comutator ideal, care este cuplat în serie cu sarcina (activă). La comutarea periodică a Com, tensiunea pe sarcină capătă forma impulsurilor dreptunghiulare cu amplitudinea egală cu tensiunea electromotoare de alimentare, E.

Raportul dintre perioada de repetiție a impulsurilor, T și durata acestor impulsuri, t_i se numește porozitate: $Q_i = \frac{T}{t_i} > 1$. Mărimea, inversă porozității

se numește coeficient de umplere: $\gamma = \frac{1}{Q_i} = \frac{t_i}{T}$. Prin schimbarea duratei stării

de cuplare și decuplare a comutatorului K se poate modifica valoarea medie și cea efectivă a tensiunii pe sarcină. Tensiunea medie pe sarcină este:

$$U_{s \text{ med}} = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} u_{s} dt = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} E dt = E \frac{t_{i}}{T} = \gamma E$$
(3.33)

Valoarea efectivă a tensiunii este:

$$U_{s ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{0}^{T} u_{s}^{2} dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{0}^{T} E^{2} dt} = E \sqrt{\frac{t_{i}}{T}} = \sqrt{\gamma} E$$
(3.34)

Ca exemplu de sarcină activă pot fi considerate becurile electrice cu filament și încălzitoarele electrice cu rezistență. La acestea, prezintă importanță valoarea efectivă a tensiunii.



Fig.3. 48 – Diagramele de timp ale tensiunii și curentului din schema din figura 6.1.b pentru diferite metode de reglare a tensiunii

La sarcinile de tipul motorului de curent continuu, bateriei de acumulatoare sau la cele care funcționează cu filtre de netezire, prezintă importanță valoarea medie a tensiunii. Dacă sarcina are caracter inductiv (de exemplu conține o inductanță pentru netezirea tensiunii redresate, sau pentru limitarea pulsațiilor curentului statorului la motorul de curent continuu), este necesar ca atunci când circuitul se întrerupe să nu apară supratensiuni periculoase, motiv pentru care sarcina se șuntează cu dioda D (figura 3.47.b). Astfel, curentul în sarcină devine continuu, trecând fie prin sursa E, când

comutatorul este închis (în intervalul t_i energia se acumulează în sarcină), fie prin dioda șunt, când comutatorul este deschis (în intervalul T – t_i o parte din energia acumulată în sarcină se disipă). În cazul comutatorului ideal, tensiunea pe sarcină u_s are forma impulsurilor dreptunghiulare, iar curentul i_s pulsează, modificându-se conform dependenței exponențiale cu constanta de

timp $\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$. Astfel, valorile medie și efectivă ale tensiunii se determină cu

aceleași formule ca și în cazul sarcinii active. Când sarcina este activă sau activ-inductivă valoarea medie a curentului în sarcină se determină pe baza

valorii medii a tensiunii în sarcină: $I_{s med} = \frac{U_{smed}}{R_s}$

Există două metode de reglare a tensiunii de ieșire:

- a) reglarea în durată a impulsurilor, când pentru modificarea valorii medii a curentului şi tensiunii în sarcină se modifică durata stării închise a comutatorului (t_i = variabil), în condițiile menținerii constante a perioadei de repetiție (T = ct.) (figura 3.48.a,b);
- b) reglarea în frecvență a impulsurilor, când se modifică frecvența de repetiție în condițiile menținerii duratei constante a impulsurilor ($t_i = ct.$, T = variabil, fig. 3.48.a,c).

În ambele cazuri se acționează asupra lui γ , ceea ce face să se modifice valorile medie și efectivă ale tensiunii în sarcină în conformitate cu relațiile (3.33) și (3.34).

Drept comutatoare, la convertoarele de impulsuri de tensiune continuă se pot folosi tranzistoare, tiristoare bioperaționale și monooperaționale, înzestrate cu blocuri de comutație impusă (scheme și elemente care să asigure cuplarea tiristoarelor în momente date de timp).

3.11.2. Blocuri de comutație a tiristoarelor monooperaționale

Se pot deosebi blocuri de comutație paralelă și serie. În ambele cazuri, pentru decuplarea tiristoarelor, pe acestea se aplică o tensiune inversă, sub acțiunea căreia se întrerupe curentul anodic al tiristorului și se refac capacitățile sale de blocare. Sursa tensiunii de comutare este, de obicei, un condensator care în prealabil este încărcat la tensiunea și cu polaritatea necesară. La comutația paralelă, prin comutatorul care se închide, condensatorul se cuplează fie în paralel cu tiristorul de putere (figura 3.49.a), fie în paralel cu sarcina (figura 3.49.b).

Când condensatorul se cuplează în paralel pe tiristor, tensiunea pe acesta în timpul comutației este $u_{ainv} = u_C$, iar tensiunea pe sarcină este egală cu $u_S = E + u_C$. La cuplarea condensatorului în paralel pe sarcină tensiunea anodică pe tiristor este $u_{ainv} = u_C + E$, iar tensiunea pe sarcină este $u_S = u_C$. În

ambele cazuri, tensiunea pe sarcină depinde de tensiunea pe condensator, care se modifică în funcție de curentul sarcinii.



Fig.3. 49 - Metode de bază pentru cuplarea condensatorului de comutare

La comutația serie, condensatorul de comutație se introduce în circuit în serie cu tiristorul, de exemplu atunci când condensatorul se cuplează în paralel pe o inductanță (figura 3.49.c). În intervalul de comutație tiristorul se găsește la tensiunea $u_{ainv} = u_C - E$, iar tensiunea pe sarcină este $u_S = 0$. Circuitul de încărcare a condensatorului nu include sarcina, din care cauză, la comutația serie, tensiunea pe sarcină nu depinde de procesele din intervalul de comutație, adică de condițiile de încărcare a condensatorului.



Fig.3. 50 – Schema și diagramele de timp ale curenților și tensiunilor blocului de comutare comandată a tiristorului în cazul încărcării liniare a condensatorului

În figura 3.50.a este prezentată schema convertorului cu tiristoare de impuls de tensiune continuă cu bloc de comutație paralelă, în care

condensatorul de comutație C_k se cuplează în paralel pe sarcină. În blocul de comutație a tiristorului de putere T_C intră condensatorul C_k, care comută tiristorul Tk și circuitul pentru încărcarea oscilatorie a condensatorului, compus din inductanța L_k și dioda D. Polaritatea și mărimea tensiunii pe condensatorul C necesare pentru comutația tiristorului T_C se obțin după cuplarea la momentul t = t₁ a tiristorului T_C, când prin circuitul T_C – D – L_k – C_k se produce încărcarea condensatorului C_k până la tensiunea $V_{C0} > E$ (fig. 3.50.b). Astfel, pe sarcină se aplică tensiunea $u_s = E$. În afara curentului de sarcină i_s, prin tiristorul T_C , în momentul t = t₂ se aplică impulsul de comandă pe tiristorul T_k. La cuplarea acestuia, tensiunea pe sarcină devine egală cu tensiunea condensatorului încărcat C_k , $u_s = U_{C0}$, iar pe tiristorul T_C se aplică tensiunea inversă egală cu $u_a = U_{C0} - E$. Curentul prin tiristorul T_C se întrerupe, iar curentul de sarcină se închide prin circuitul $R_S - L_S - C_k - T_k$. Condensatorul se reîncarcă cu curentul de sarcină și, pentru că acest curent este bine netezit, datorită inductanței mari L_S , tensiunea pe condensator, u_C și cea pe tiristor, u_a variază liniar. Pe durata existenței tensiunii inverse, tiristorul T_C își reface proprietățile de blocare. După terminarea încărcării condensatorului, când $t = t_3$, curentul i_C devine nul, iar curentul sarcinii se închide prin dioda șunt D_0 . Acum, montajul este pregătit pentru formarea următorului impuls de tensiune pe sarcină. În momentul t₄ se aplică impulsul de comandă pe tiristorul T_C, acesta se deschide din nou și procesele se repetă. Ca durată a impulsului pe sarcină se consideră intervalul de timp dintre momentele t₁, când se aplică impulsul de comandă pe tiristorul de putere și t₂, când se aplică impulsul de comandă pe tiristorul de comutare (figura 3.50.b). Acest interval corespunde duratei stării deschise a comutatorului, adică a tiristorului T_C. Tensiunea inversă pe tiristorul T_C se menține în intervalul t_B, când condensatorul C se descarcă cu un curent egal cu cel al sarcinii de la U_{C0} până la E. Astfel, $I_s = C_k \frac{dU}{dt} = C_k \frac{U_{C0} - E}{t_{R}}$.

De aici, se obține valoarea $t_B = C_k \frac{U_{C0} - E}{I_s}$, unde $U_{C0} = (1,5 \div 1,8)E$, în funcție de pierderile din circuitul de încărcere T_k. D. L. C. În intervalul

funcție de pierderile din circuitul de încărcare $T_C - D - L_k - C_k$. În intervalul de timp t_B , tiristorul T_C trebuie să-și refacă capacitățile de comandă.

În figura 3.51.a este prezentată schema practică mai completă a convertorului de impuls pentru tensiune continuă, în care la comutație condensatorul se cuplează în paralel cu tiristorul de putere T_C . În componența blocului de comutare intră condensatorul C_k , tiristorul de comutare T_k și circuitul pentru încărcarea oscilatorie a condensatorului, format din L_k și D_1 . Când se aplică tensiunea E, condensatorul C_k se încarcă prin D_1 , L_k și circuitul de sarcină L_SR_S până la tensiunea $u_C = E$, cu polaritatea indicată în desen fără paranteze. Când $t = t_1$, pe electrodul de comandă al tiristorului T_C

se aplică impulsul de comandă i_{U,C}. Tiristorul T_C se deschide și tensiunea pe sarcină (diagrama de sus din figura 3.51.b) devine u_S = E. Pentru închiderea lui T_C, în momentul t₂, pe electrodul de comandă a lui T_k se aplică impusul de comandă i_{Ck}. Tiristorul T_k se deschide și condensatorul se încarcă prin circuitul C_k – T_C – L_k – T_k până la o tensiune apropiată de valoarea E, dar cu polaritate inversă (semnele din paranteză).



Fig.3. 51 – Schema și diagramele de timp ale curenților și tensiunilor blocului de comutare comandată a tiristorului în cazul încărcării oscilatorii a condensatorului

Procesul are caracter oscilatoriu, iar curentul condensatorului i_C are formă sinusoidală, cu durata unei semiperioade $t_0 = \pi \sqrt{L_k C_k}$. După încărcarea condensatorului, la $t = t_3$, T_C se află la tensiune inversă, iar ca rezultat curentul direct prin acesta, ia, se întrerupe. Condensatorul se încarcă la curentul continuu al sarcinii, iar tensiunea pe acesta scade liniar. Când t = t_4 , condensatorul s-a descărcat până la tensiunea zero. Intervalul de la t_3 la t_4 este egal cu timpul de aplicare pe tiristorul de putere a tensiunii inverse, timp de decuplare necesar tiristorului T_C pentru ca acesta să-și refacă proprietățile de comandă. Când t = t_5 condensatorul se încarcă din nou până la tensiunea inițială, egală cu E, iar tensiunea pe sarcină us devine egală cu zero. În intervalul de timp de la t₅ la t₆ curentul de sarcină trece prin dioda D₀, iar tensiunea de ieșire este $u_s = 0$. Prin modificarea timpului de întârziere a impulsului de comandă pe tiristorul de comutație, $t_C = t_2 - t_1$, se poate modifica coeficientul de umplere al tensiunii și valorile medie și efectivă ale acesteia. Timpul de decuplare, t_B, se determină astfel: se notează tensiunea pe condensator cu k_zE, unde k_z este coeficientul de încărcare a condensatorului

 $(k_z = 0.8 \div 0.9)$, și se consideră că prin sarcină circulă un curent constant, cu care se încarcă condensatorul. Atunci,

$$I_s = C_k \frac{\Delta U}{\Delta t} \Rightarrow \Delta t = C_k \frac{\Delta U}{I_s}$$
, de unde $t_B = C_k \frac{k_z E}{I_s}$

La modificarea curentului în sarcină, i_s, se modifică viteza de încărcare a condensatorului și, din această cauză, se schimbă forma și valoarea medie a tensiunii de ieșire u_s. Pentru micșorarea influenței curentului sarcinii asupra tensiunii de ieșire, adică pentru stabilizarea caracteristicii externe U_s = f(I_s) și a timpului pentru închiderea tiristoarelor, tiristorul de putere T_c se șuntează cu dioda D₂. În acest fel, încărcarea condensatorului în intervalul t₃ – t₅ are caracter oscilatoriu. Curentul i_c reprezintă jumătate din sinusoida de aceeași frecvență ca și la încărcarea condensatorului și trece prin circuitul C_k – D₁ – L_k – D₂. În acest fel, timpul de închidere este aproximativ egal cu semiperioada proprie a circuitului t₃ ≈ t₀ = ct· $\sqrt{L_kC_k}$, iar forma tensiunii de ieșire a convertorului se apropie de cea dreptunghiulară.

3.11.3. Invertoare de tensiune

Invertoarele de tensiune sunt convertoare autonome, în care tensiunea variabilă în sarcină se formează ca rezultat al cuplării periodice a acesteia cu ajutorul comutatoarelor la sursa de curent continuu; prin intermediul lor, se asigură polaritatea alternativă a impulsurilor de tensiune în sarcină. Invertoarele de tensiune se construiesc cu dispozitive comandate (tranzistoare, tiristoare bioperaționale, monooperaționale, înzestrate cu circuite de comutație).



Fig.3. 52 – Schema și diagramele de timp ale curenților și tensiunilor invertorului monofazat în punte

În figura 3.52.a este prezentată schema invertorului monofazat în punte cu tiristoare. Când tiristoarele T_1 și T_4 sunt cuplate și T_2 și T_3 sunt decuplate,

pe sarcină este o tensiune având sensul indicat în figură. Dacă T_1 și T_4 se decuplează, iar T_2 și T_3 se cuplează, atunci tensiunea și curentul în sarcină își schimbă sensul. Când sarcina este activă ($L_S = 0$), curentul i_s în sarcină repetă ca formă tensiunea pe sarcină u_s. În figura 3.52.b sunt reprezentați cu linie punctată curentul în sarcină, i_s, și curentul de intrare al invertorului, i, când $L_S = 0$. Curentul i_s și tensiunea u_s au formă dreptunghiulară.

În cazul sarcinii activ-inductive ($L_S \neq 0$) curentul în sarcină, i's, variază exponențial, cu constanta de timp $\tau = \frac{L_s}{R_s}$. La închiderea lui T_1 și T_4 în momentul t_2 , cu toate că se aplică impulsurile de blocare pe T_2 și T_3 , datorită inductanței L_S, curentul în sarcină i's tinde să-și mențină sensul. Pentru ca, după blocarea T₁ și T₄, să se deschidă calea pentru curentul în sarcină, tiristoarele se șuntează cu diodele $D_1 - D_4$. Din această cauză, când $t_2 < \tau < t_1$, i_s trece prin D_2 și D_3 și întoarce o parte din energia acumulată în inductanță la sursa E. Când t = t₃ curentul în sarcină i'_s devine egal cu zero, iar când t > t₃ curentul începe să treacă în sens invers prin T_2 și T_3 , pe electrozii de comandă ai cărora continuă să existe semnalele de deschidere. În mod similar, în intervalul $t_0 < \tau < t_1$, adică după deschiderea lui T₂ și T₃, curentul în sarcină trece prin D₁ și D₄. Datorită duratei mici a procesului de comutare, tensiunea de ieșire a invertorului de tensiune este apropriată ca formă de cea dreptunghiulară și nu depinde de curentul în sarcină. Închiderea tiristoarelor, chiar având în vedere procesele de comutare, durează maxim 200 µs, dacă invertorul este realizat cu tiristoare monooperaționale. Caracteristica externă (de sarcină) a invertorului de tensiune, $U_S = f(I_S)$ reprezintă o linie dreaptă cu pantă foarte mică. Când $L_S \neq 0$, curentul de intrare al invertorului, i', (figura 3.52.b) devine alternativ, ceea ce atestă schimbul periodic de energie dintre circuitul sarcinii și sursa de alimentare, adică acumularea energiei în inductanța sarcinii la funcționarea tiristoarelor și întoarcerea energiei în sursă în intervalul de funcționare a diodelor. Dacă sursa de alimentare E este reprezentată de un redresor, atunci, pentru realizarea în acesta a conducției inverse, care să permită preluarea energiei de la invertor, redresorul se șuntează cu un condensator C de capacitate mare, așa cum se arată în figura 3.52.a.

Pentru determinarea expresiei curentului în sarcină, se procedează astfel: circuitul curentului i_s include E, R_s și L_s . Considerând că i_s are două componente, forțată și liberă,

$$i_{s} = i_{s,f} + i_{s,\ell} = I_0 + A \cdot e^{-\frac{1}{\tau_s}}$$
 (3.35)

unde $\tau_{s} = \frac{L_{s}}{R_{s}}$ este constanta de timp a circuitului de sarcină, iar $I_{0} = \frac{E}{R_{s}}$

este curentul în sarcină când $t = \infty$ sau când $L_S = 0$.

Pentru că tensiunea pe sarcină se repetă periodic, atunci:

$$i_{s}(0) = -i_{s}\left(\frac{T}{2}\right)$$
 (3.36)

ceea ce permite determinarea constantei A.

După introducerea relației (3.35) în (3.36) și după câteva transformări se obține:

$$i_{S} = I_{0} \begin{bmatrix} 1 - \frac{2e^{-\frac{t}{\tau_{S}}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau_{S}}}} \end{bmatrix}$$
(3.37)

Valoarea maximă a curentului în sarcină se determină din relația (6.5),

când
$$t = \frac{T}{2}$$
: $i_{Sm} = I_0 \frac{1 - 2e^{-\frac{T}{2\tau_s}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau_s}}}$.



Fig.3. 53 – Diagramele de timp ale curentului și tensiunii și intervalele de conducție a tiristoarelor din schema din figura 3.52, când tensiunea de ieșire este reglabilă
Pentru reglarea tensiunii de ieșire a invertoarelor de tensiune se modifică fie tensiunea de alimentare E, fie se folosesc așa-numitele mijloace interne, adică se modifică forma tensiunii de ieșire. În acest scop în schema din figura 3.52.a se deplasează impulsurile de comandă pe T₃ și T₄ în raport cu impulsurile de comandă de pe T₁ și T₂, cu unghiul de comandă α (pe diagramele de timp din figura 3.53 sunt prezentate intervalele de conducție ale tuturor tiristoarelor și forma curentului și tensiunii în sarcină). În intervalul t₀ < τ < t₁ sunt deschise T₁ și T₄, iar pe sarcină u_s = E.



Fig.3. 54 – Invertor de tensiune trifazat în punte (a) și diagramele de timp ale tensiunilor în invertor (b)

În momentul t₁, T₁ se închide și se aplică impulsul de comandă pe T₂, datorită cărui fapt curentul i_S se închide în circuitul T₄ – D₂ – R_S – L_S, iar tensiunea pe sarcina scurtcircuitată de T₄ și D₂ este u_S = 0. În momentul t₂ se aplică impulsul de deblocare pe T₃, T₄ își întrerupe funcționarea și sarcina se cuplează la sursa de alimentare (u_S = – E). Datorită inductanței sarcinii, la începutul intervalului t₂ – t₃ curentul i_S circulă în sensul anterior, pe circuitul

 $R_S - L_S - D_3 - E - D_2$, apoi, după scăderea curentului la zero, când t = t₃, curentul își schimbă sensul și circulă în circuitul $E - T_3 - R_S - L_S - T_2$. Astfel, în curba $u_{s}(t)$ apare o pauză reglabilă. Ordinea de aplicare a semnalelor de comandă pe tiristoarele invertorului a căpătat denumirea de algoritm de comandă. Acesta și caracterul sarcinii invertorului de tensiune determină caracterul și durata de funcționare a tiristoarelor, adică algoritmul de comutare. În figura 3.54.a este prezentată schema invertorului trifazat de tensiune. Să analizăm cel mai simplu regim, când fiecare două tiristoare ale unei faze se deschid alternativ. Considerând că potențialul bornei negative a sursei de alimentare E este nul, atunci potențialele punctelor A,B,C vor lua valori fie E, fie 0. În figura 3,54.b sunt arătate curbele de variație a potențialelor ϕ_A , ϕ_B și ϕ_C , care sunt defazate între ele la 120°, ca la sistemele de trifazate. Pe sarcină se aplică o tensiune liniară, de valoare $u_{AB} = \phi_A - \phi_B$, a cărei formă este reprezentată de asemenea în figura 3.54.b. Tensiunea de ieșire (liniară) a invertorului trifazat este, în regimul analizat, de forma impulsurilor dreptunghiulare de semn alternativ cu durata de 120°.

3.11.4. Invertoare de curent

Invertoarele de curent sunt invertoare autonome legate cu sursa de alimentare printr-o inductanță de netezire, astfel încât tiristoarele invertorului comută curentul. La invertoarele de curent se folosesc tiristoare monooperaționale. Pentru comutația tiristoarelor, de obicei se cuplează în paralel cu sarcina un condensator de comutare. În funcție de metoda de cuplare a condensatorului la sarcină, aceste invertoare se numesc paralele. În figura 3.55 este prezentată schema invertorului de curent monofazat în punte paralel. Datorită inductanței mari a filtrului de netezire, L_d, curentul de intrare al invertorului, i_d (curentul sursei E), se poate considera ideal netezit. La cuplarea lui T₁ și T₄, cu ajutorul impulsurilor de la sistemul de comandă, se formează circuitul de trecere a curentului $E_d - I_d - T_1 - R_S - T_4 - E_d$. Sensul curentului în diagonalele punții este reprezentat în figură. La cuplarea lui T₂ și T₃, curentul curentul de intrare se transformă în diagonalele punții în curent alternativ de formă dreptunghiulară (figura 6.9.b).

În cazul sarcinii active, datorită constanței curentului i = I_d , tensiunea pe condensator, $u_C = u_S$ se modifică exponențial cu constanta de timp $\tau = R_S C$ și, la sfârșitul intervalului, când sunt deschise tiristoarele T_1 și T_4 , are polaritatea arătată în figura 3.55.a. În momentul t_2 , semnalul de comandă se aplică la electrozii de comandă ai lui T_2 și T_3 . La deschiderea acestora, condensatorul de comutare C este cuplat în paralel pe ambele tiristoare, T_1 și T_4 , care anterior erau în conducție. Polaritatea tensiunii pe condensator este astfel că tensiunea pe tiristoare este în acest caz inversă, curentul prin T_1 și T_4 se întrerupe și tiristoarele își refac capacitățile lor de blocare. Când $t > t_3$,

datorită reîncărcării condensatorului, tensiunea pe tiristoare, u_a , devine din nou pozitivă. Când $t = t_4$ se produce din nou cuplarea lui T_1 și T_4 și decuplarea lui T_2 și T_3 .



Fig.3. 55 – Schema (a) și diagramele de timp (b) la invertorul de curent monofazat paralel în punte

În schema dată, are loc comutația curentului cu o singură treaptă, când curentul de la un tiristor se transferă direct pe altul. Forma și mărimea tensiunii de ieșire a invertorului și timpul de blocare a tiristoarelor depind de regimul invertorului, determinat de constanta de timp τ : cu cât este mai mare τ , cu atât mai lent variază tensiunea pe sarcină, legea de variație se apropie de cea liniară, iar forma tensiunii u_s se apropie de cea triunghiulară. Tensiunea pe diagonalele punții, u_d este egală în orice moment de timp cu tensiunea pe tiristorul închis. Astfel, când tiristorul T₂ este deschis, u_d = u_{a1} (u_{a1} fiind tensiunea pe tiristorul T₁), iar când este deschis tiristorul T₄, u_d = u_{a3}.

Valoarea medie a tensiunii u_d , când se neglijează pierderile în inductanță, este egală cu E. Având în vedere că $u_d = u_a$:

$$E_{d} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\pi} u_{a} d\theta \qquad (3.38)$$



Fig.3. 56 – Caracteristica externă (a) schemele echivalente (b, d) și diagramele de timp (c, e) ale invertorul de curent

La creșterea lui τ (spre exemplu la creșterea lui R_S) are loc creșterea palierului negativ al curbei u_a (curba hașurată din figura 3.55.b) și, datorită faptului că $E_d = ct.$, se observă creșterea palierului pozitiv și mărirea tensiunii pe sarcină, u_S . Din această cauză, caracteristica externă, $u_S = f(I_S)$, pe intervalul respectiv este rapid descrescătoare (figura 3.56.a).

Să exprimăm puterea în sarcină prin puterea cedată de sursa E, având în vedere randamentul invertorului η :

 $U_{S}I_{(1)}\cdot\cos\beta = \eta I_{d}E \tag{3.39}$

unde $I_{(1)}$ este valoarea efectivă a primei armonici a curentului dreptunghiular i (figura 3.55.b) și β este unghiul de defazare dintre curentul i și tensiunea u_s. Din descompunerea curentului i în serie Fourier se obține $I_{(1)} = 0,9 \cdot I_d$. Înlocuind această valoare în relația (3.39), se obține:

$$U_{\rm S} = 1, 1 \frac{\eta E_{\rm d}}{\cos \beta} \tag{3.40}$$

Unghiul β poate fi determinat din schema echivalentă din figura 3.56.b, care arată circuitul prin care trece curentul I₍₁₎. Diagrama fazorială pentru schema echivalentă este reprezentată în figura 3.56.c.

Se introduce coeficientul de sarcină, B, care este egal cu raportul dintre curentul în sarcină, I_S și curentul prin condensatorul C:

$$B = \frac{I_{s}}{I_{c}} = \frac{\frac{1}{R_{s}}}{\frac{1}{X_{c}}} = \frac{1}{\omega R_{s}C} = \frac{1}{\omega \tau}$$
(3.41)

Din diagrama vectorială din figura 3.56.c, rezultă:

$$\cos\beta = \frac{I_{s}}{\sqrt{I_{s}^{2} + I_{c}^{2}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{B^{2}}}}$$
(3.42)

Se introduce relația (3.42) în (3.40) și se obține ecuația caracteristicii externe (figura 3.56.a):

$$U_{\rm S} = 1, 1 \cdot \eta \cdot E_{\rm d} \sqrt{1 + \frac{1}{{\rm B}^2}}$$
(3.43)

Pe baza valorii date a lui B, se poate determina tensiunea relativă de ieșire, $\frac{U_s}{E}$ și durata de timp pentru decuplarea tiristoarelor, $t_B = \frac{\beta}{\omega}$. În același fel, se poate construi caracteristica externă a invertorului de curent pentru sarcina activ-inductivă, în care scop se construiește schema echivalentă, se determină unghiul β și valoarea cos β se introduce în relația (3.40). Se păstrează caracterul abrupt de scădere a caracteristicii externe.

Dependența puternică a tensiunii pe sarcină în funcție de caracteristicile acesteia reprezintă o deficiență a invertoarelor de curent. Pentru stabilizarea tensiunii pe sarcină se folosesc diferite soluții, dintre care mai răspândită este schema invertorului de curent cu așa-numitul regulator inductiv-tiristor (figura 3.57).



Fig.3. 57 – Invertor de curent cu regulator inductiv-tiristor

În schema invertorului de curent monofazat în punte paralel se introduce suplimentar convertorul reglabil de tensiune variabilă cu sarcină inductivă (elementele T₅, T₆, L). Curentul consumat de acesta are întotdeauna prima armonică defazată față de tensiune cu $\pi/2$. În conformitate cu relația (3.23), amplitudinea primei armonici a curentului depinde de unghiul de comandă α , care este egal cu defazarea impulsurilor de comandă pe T₅ (sau T₆) în raport cu momentul de schimbare a polarității tensiunii u_s. Din această cauză, schema respectivă a convertorului de tensiune variabilă poate fi considerată ca o inductanță comandată, cu valoarea determinată de relația ce urmează relației (3.23).

În figura 3.56.d este prezentată schema echivalentă iar în figura 3.56.e diagrama fazorială a invertorului din figura 3.57. Pe diagrama fazorială apare componenta suplimentară a curentului I_L. Prin reglarea acestuia, datorită modificării unghiului α cu ajutorul sistemului de comandă, se stabilește curentul I_L pentru care unghiul de defazare, β , dintre curentul i și tensiunea de sarcină u_S rămâne neschimbat; în acest fel, în conformitate cu expresia (3.40), tensiunea pe sarcină va fi constantă indiferent de modificarea curentului în sarcină. Comparând diagramele fazoriale din figurile 3.56.c și 3.56.e, se constată că, la cea de-a doua, curentul de sarcină scade (R_S crește), dar datorită curentului I_L, unghiul β rămâne constant și U_S = ct., ceea ce este reprezentat cu linie punctată în figura 3.56.a. La scăderea curentului în sarcină, unghiul de comandă α crește și L_{ech} se micșorează.



Fig.3. 58 - Invertor de curent trifazat în punte

La invertorul din figura 3.57 se poate stabiliza unghiul β la alt nivel, de exemplu prin mărirea sa în comparație cu valoarea arătată în diagramele din 150

figurile 3.56.c și 3.56.e. În acest caz, tensiunea de ieșire a invertorului, pentru aceeași tensiune E, va fi mai mare, însă stabilitatea sa la schimbările parametrilor sarcinii se va păstra. Invertoarele de curent se folosesc frecvent pentru funcționarea în sarcină trifazată. În figura 3.58 se arată schema invertorului de curent trifazat paralel în punte. Tiristoarele invertorului funcționează în pereche, în aceeași ordine ca și la redresorul trifazat în punte.

Invertoarele de curent cu regulator inductiv-tiristor se utilizează frecvent în industrie, de exemplu la agregatele de alimentare fără întrerupere, puterea acestora putând atinge sute de kilowați. Forma tensiunii de ieșire este apropiată de cea sinusoidală, ceea ce uneori permite utilizarea lor fără filtre în partea de curent alternativ. La construcția invertoarelor de curent cu frecvența de ieșire variabilă apar dificultăți în funcționarea la frecvențe joase, pentru că, prin micșorarea frecvenței, este necesară mărirea capacității condensatoarelor de comutație. Pentru evitarea acestor dificultăți se elaborează scheme modificate de invertoare de curent, la care comutația curentului de la un tiristor la altul se face în două etape, în care scop, în schemă se introduc tiristoare ajutătoare. Soluții mai simple se asigură însă în aceste cazuri cu invertoarele de tensiune.

3.11.5. Invertoare de rezonanță

Pentru formarea tensiunii variabile de frecvență mai mare $(0,5 \div 10 \text{ kHz})$ se folosesc invertoarele de rezonanță. Domeniul de utilizare frecventă al acestora este electrotermia, unde ele se folosesc pentru alimentarea instalațiilor de încălzire prin inducție. Invertoarele de rezonanță funcționează de obicei în sarcină monofazată. Schema invertorului de rezonanță monofazat în punte este prezentată în figura 3.59.



Fig.3. 59 – Invertor de rezonanță cu diode inverse

În circuitul de sarcină R_sL_s este cuplat în serie condensatorul C, din care cauză acest invertor se numește invertor serie. Circuitul R_sL_sC

reprezintă un circuit oscilant serie de calitate superioară (în care scop R_S trebuie să fie mic), cu frecvența de rezonanță: $f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_s C}}$.

Închiderea tiristoarelor monooperaționale la acest invertor se face la scăderea curentului la zero în circuitul oscilant. În momentul t_1 (figura 3.60.a) se aplică impulsul de comandă pe T_1 și T_4 , sensul curentului în circuitul oscilant, is fiind reprezentat în figură. Condensatorul C se încarcă până la tensiunea U_m, a cărei polaritate este reprezentată în figura 3.59. În momentul t₂, curentul i_s, care variază sinusoidal, scade la zero, astfel că T₁ și T₄ se închid. Apoi sensul curentului is se inversează, acest curent începe să circule în circuitul – $E - D_4 - R_S - L_S - C - D_1 + E$ și tensiunea pe condensator scade. În intervalul $t_2 - t_3$, pe T₁ și T₄ se aplică o tensiune inversă mică, egală cu căderea de tensiune pe diodele care conduc, D_1 și D_4 . În acest interval are loc refacerea proprietăților de blocare ale tiristoarelor T₁ și T₄. Durata intervalului $t_2 - t_3$ se alege nu mai mică decât timpul de decuplare a tiristoarelor. Apoi, în momentul t_3 se aplică impulsurile de comandă pe T_2 și T_3 și curentul se transferă de pe diode pe aceste tiristoare. În intervalul $t_3 - t_4$ curentul i_s circulă pe circuitul $+E - T_3 - R_s - L_s - C - T_2 - E$, tensiunea pe condensator își modifică sensul și atinge maximul în momentul t4, când curentul i_s se micșorează până la zero. În intervalul $t_4 - t_5$ (cu durata nu mai mică decât t_B) curentul i_s trece prin D_2 și D_3 și, în continuare, procesul se repetă. Puterea cea mai mare se disipă în sarcină la frecvența de comandă a invertorului, f, care este cea mai apropiată de frecvența de rezonanță a circuitului f_0 , însă trebuie ca întotdeauna să se respecte inegalitatea $f_0 > f$, pentru că, dacă durata intervalelor $t_2 - t_3$ și $t_4 - t_5$ va fi mai mică decât cea minimă, timpul destinat pentru decuplarea tiristoarelor va fi insuficient pentru blocarea fermă a acestora. La micșorarea frecvenței cu care se aplică impulsurile de comandă pe tiristoare, puterea care se transmite în sarcină se micșorează; la micșorarea în continuare a frecvenței f intervalele de trecere a curentului prin circuit alternează cu pauzele fără curent (regim de curent intermitent). Diagramele de timp în acest regim sunt arătate în figura 3.60.b.

În intervalul $t_1 - t_2$ funcționează tiristoarele T_1 și T_4 (sensul curentului is este arătat în figura 3.59) și puterea din sursa de alimentare se transmite în sarcină. În momentul t_2 , curentul în circuit își schimbă sensul și curentul trece prin circuitul $-E - D_4 - R_S - L_S - C - D_1 + E$. În acest caz, sarcina întoarce o parte din energia acumulată în elementele reactive, în sursa de alimentare. Tensiunea pe condensator, u_C , se micșorează, însă, datorită pierderilor din circuit, aceasta nu ajunge la valoarea nulă. În momentul t'₂ curentul prin diodă scade la zero. Pauza fără curent se prelungește până când, în momentul t_3 , nu se aplică impulsurile de comandă pe tiristoarele T_2 și T_3 . Pe durata pauzei fără curent, tensiunea pe condensator este constantă. În momentul t_3

începe să se formeze a doua semiperioadă a frecvenței de ieșire a invertorului.



Fig.3. 60 – Diagramele de timp ale curenților și tensiunilor în invertorul rezonant în regim de curent fără întrerupere (a) și cu întrerupere (b)

În acest regim de curent cu întrerupere, puterea în sarcină este mai mică, iar curbele de curent și tensiune pe sarcină diferă substanțial de o sinusoidă, mai mult decât în regim fără întrerupere. Din această cauză, regimul de curent cu întrerupere se utilizează rar. Pentru a face ca variația tensiunii pe sarcină să se apropie de o sinusoidă, uneori se cuplează în paralel cu sarcina un condensator (invertor serie-paralel).

153

4. AMPLIFICARE CU TRANZISTOARE

4.1. Caracteristica de transfer a etajului de amplificare

Definit în modul cel mai general, un amplificator este un cuadripol la intrarea căruia dacă se aplică un semnal variabil, la ieșire se obține un semnal de aceeași formă și frecvență dar cu amplitudine mai mare. Este evident că sporul de putere la ieșirea amplificatorului este obținut datorită unei surse de energie electrică cu care este prevăzut acesta.

Amplificatoarele se pot realiza cu elemente amplificatoare semiconductoare adică cu tranzistoare bipolare și cu efect de câmp. În același scop se folosesc și circuitele integrate amplificatoare care încorporează totalitatea componentelor de bază ale schemei electronice. Celula de bază cea mai simplă care realizează amplificarea se numește etaj amplificator.

Semnalele electrice la intrarea amplificatoarelor pot fi variabile continuu, în mod particular sub forma oscilațiilor armonice, sau sub forma impulsurilor de polaritate diferită. Se poate considera că, în regimuri stabilizate, majoritatea mărimilor fizice sunt constante sau lent variabile, cum sunt, de exemplu, tensiunea și frecvența rețelei. În regimuri tranzitorii și îndeosebi în caz de avarie, același mărimi se pot modifica rapid. Amplificatoarele care pot funcționa atât cu semnale variabile cât și cu semnale continue sau lent variabile sunt cele mai universale și deci și cele mai des utilizate în practică. Aceste amplificatoare se numesc de curent continuu, cu toate că ele amplifică și componenta alternativă și, în marea lor majoritate, ele sunt amplificatoare de tensiune și nu de curent.



Fig. 4. 1 – Schema de cuplare cu emitor comun a tranzistorului bipolar

În figura 4.1 este prezentată schema amplificatorului cu emitor comun cu tranzistor de tipul n-p-n. Semnalul de intrare se aplică în baza tranzistorului sub forma tensiunii u_{BE} și curentului i_B. Relația $u_{CE} = f(u_{BE})$ se numește caracteristica de transfer a etajului. Prin creșterea lui u_{BE} , crește 154 curentul i_B, precum și curentul i_C, conform relației (1.4), astfel: i_C = (β +1)I_{CB0} + β i_B. Ca rezultat, crește căderea de tensiune pe rezistorul R_C și se micșorează tensiunea u_{CE} = E_C - i_CR. Când u_{CE} ajunge la valoarea U_{CES}, creșterea în continuare lui u_{BE} nu mai provoacă modificarea tensiunii u_{CE} și a curentului i_C, care trece prin rezistența de sarcină R_C (figura 4.2). În acest regim, pe rezistența de sarcină R_C se aplică tensiunea E_C - U_{CES} și, din acest motiv, curentul de colector este egal cu i_C = I_{CS} = $\frac{E_C - U_{CES}}{P}$.



Fig. 4. 2 – Funcția de transfer a amplificatorului cu tranzistor în montaj emitor comun

Caracteristica de transfer a etajului arată că prin variația tensiunii u_{BE} sau a curentului i_B în circuitul de mică putere a sursei se semnal se pot modifica valorile curentului i_C și tensiunii u_{CE} din circuitul sursei E_C de putere mai mare. Tensiunea u_{CE} poate varia numai în limitele: $U_{CES} \le u_{CE} \le E_C$, iar curentul i_C în limitele: $I_{CB0} \le i_C \le \frac{E_C - U_{CES}}{R_C}$ care corespunde zonei a II-a pe caracteristica de transfer din figura 4.2. Pentru valori negative ale lui u_{BE} și în zona I a caracteristicii de transfer, prin tranzistor trece numai curentul mic necomandat al joncțiunii bază-colector, iar în zona a III-a, $u_{CE} = U_{CES}$, iar tranzistorul își pierde calitatea de amplificator. De asemenea, se constată din secțiunea a II-a că, prin creșterea lui u_{BE} , se micșorează u_{CE} . Amplificatorul la care variația semnalului la ieșire este de sens opus variației semnalului de la intrare se numește amplificator inversor. Regimurile de funcționare ale etajului de amplificare se numesc clase de amplificare și pot fi analizate pe baza caracteristicii de transfer. În figura 4.2, este reprezentat semnalul de intrare $u_{int}(t)$ de formă oarecare cu ambele polarități și tensiunea $u_{CE}(t)$ în diferite clase de amplificare. Clasa de amplificare B este caracterizată de egalitatea u_{BE} = u_{int.} Datorită neliniarității caracteristicii de transfer a etajului

în clasa B, la ieșirea acestuia se transmite numai alternanța pozitivă a semnalului, pentru $u_{int} > 0$. Această clasă de amplificare se folosește atunci când este necesară amplificarea impulsurilor de o singură polaritate. În cazul aplicării la intrare a unor semnale cu ambele alternanțe, forma acestuia la ieșire este distorsionată, iar o parte a informației conținute în semnal este pierdută definitiv.

În cazul funcționării etajului în clasa de amplificare A, la intrarea acestuia se aplică, pe lângă semnalul $u_{int}(t)$ și o tensiune constantă, care deplasează punctul de lucru pe caracteristica de transfer, astfel încât:

$$u_{\rm BE} = u_{\rm int} + U_d$$

Datorită tensiunii de deplasare, U_d , semnalul de intrare se poate reproduce în totalitate, fără distorsiuni de formă, pentru că valoarea lui u_{BE} corespunde în mod continuu zonei a II-a pe caracteristica de transfer. Regimul de repaus corespunde regimului de funcționare a amplificatorului când acestuia i se aplică tensiunea sursei de alimentare și tensiunea de deplasare, dar nu și o tensiune u_{int} . În acest regim, $u_{BE} = U_{BEr}$ și $i_B = I_{Br}$, iar $u_{CE} = U_{CEr}$. Când se aplică tensiunea u_{int} negativă sau pozitivă, se micșorează sau respectiv se măresc curenții i_B și i_C , precum și căderea de tensiune pe R_C în mod corespunzător, astfel încât $u_{CE} = U_{Cer} + \Delta U_{CE}$, unde $\Delta U_{CE} = u_{ieş}$ reprezintă efectul de amplificare.

În regimul de funcționare cu semnal mare la intrare, modificarea tensiunii de intrare cuprinde toate secțiunile caracteristicii de transfer (I – III), iar forma semnalului transmis este distorsionată și limitată în amplitudine. Asemenea situații sunt specifice în tehnica impulsurilor, unde limitarea amplitudinii impulsurilor dreptunghiulare nu are urmări semnificative. Alegerea clasei de amplificare și a regimului de repaus determină nu numai forma semnalului transmis, dar și pierderile de putere care produc încălzirea

tranzistorului, astfel: $P_C = \frac{1}{t} \int_0^T u_{CE} \cdot i_C \cdot dt$. Pe diagrama din figura 4.2, cu linie

punctată este reprezentată variația puterii P în regim de repaus în funcție de tensiunea de deplasare, U_{Ber} . Se constată că, alegerea valorii lui U_{Ber} în mijlocul secțiunii a II-a pe caracteristica de transfer corespunde pierderilor maxime de putere în tranzistor.

4.2. Regimul de repaus la amplificatorul cu tranzistor în montaj cu emitor comun

Pentru analiză, să considerăm că etajul cu emitor comun funcționează în clasa de amplificare A. Schema din figura 4.3 conține suplimentar față de schema din figura 4.1 rezistorul de sarcină din colector R_s , la bornele căruia se culege tensiunea de ieșire, u_{ies} , iar circuitul de intrare este reprezentat în

mod convențional sub forma cuplării în serie a două surse de tensiune, u_{int} și $U_{\text{d}}.$



Fig. 4. 3 – Amplificator în montaj emitor comun

În figura 4.4 se prezintă diagramele de timp ale tensiunilor și curenților pentru etajul de amplificare cu emitor comun. Când $u_{int} = 0$, în regimul de repaus, prin tranzistor circulă curenții continui I_{Br}, I_{Cr}, I_{Er}, iar pe baza și pe colectorul tranzistorului se aplică tensiunile continue U_{BEr} și U_{CEr} \neq 0. Pentru că, în regim de repaus, $u_{ies} = 0$, în circuitul sarcinii R_s este necesară introducerea unei surse de tensiune continuă pentru compensare: U_{comp} = U_{CEr}.

La aplicarea tensiunii de intrare, curenții și tensiunile în tranzistor se modifică cu valorile $\Delta U_{BE} = u_{int}$, ΔI_B , ΔI_C , ΔI_E , $\Delta U_{CE} = U_{ieş}$, care sunt reprezentate în figura 4.4, pentru cazul când semnalul la intrare are o formă oarecare. Valorile instantanee ale curenților și tensiunilor în tranzistor se pot determina cu ajutorul metodei grafice, care reprezintă una dintre metodele eficiente de analiză a circuitelor neliniare. Caracteristica de ieșire a schemei din figura 4.3, care conține un singur element neliniar – tranzistorul, se exprimă astfel:

 $i_{\rm C} = f(u_{\rm CE})$ pentru $I_{\rm B} = ct$.

(4.1)

Dacă se consideră că în circuitul de sarcină se cuplează sursa de tensiune de compensare, $U_{comp} = U_{CEr}$, atunci, în regim de repaus, curentul de colector este:

$$i_{\rm C} = \frac{E_{\rm C} - U_{\rm CEr}}{R_{\rm C}} \tag{4.2}$$

Pentru rezolvarea sistemului de ecuații compus din (4.1) și (4.2), se folosește metoda grafică, în care scop, pe familia caracteristicilor de ieșire ale

tranzistorului (figura 4.5), se trasează dreapta de sarcină în curent continuu, descrisă de ecuația (4.2). Astfel, se obține că, pentru $i_C = 0$, $u_{CE} = E_C$ iar pentru $u_{CE} = 0$, $i_C = \frac{E_C}{R_C}$. Prin aceste două puncte stabilite se trasează dreapta

de sarcină. Intersecția dreptei de sarcină în curent continuu cu caracteristica de ieșire a tranzistorului pentru $i_B = I_{Br}$ va corespunde soluției sistemului de ecuații, respectiv punctului de repaus, numit și punct static de funcționare, $O(U_{CEr}, I_{Cr})$ (figura 4.5). În general, condiția $U_{comp} = U_{CEr}$ nu se îndeplinește și curentul de colector se împarte, trecând și prin R_S . În acest caz, partea schemei compuse din E_C , R_C , U_{comp} , R_S se înlocuiește cu rezistența și tensiunea echivalente, R_{echiv} și E_{echiv} , care se determină pe baza teoremei generatorului echivalent astfel:

$$R_{\text{echiv}} = \frac{R_{\text{C}}R_{\text{S}}}{R_{\text{C}} + R_{\text{S}}}; E_{\text{echiv}} = \frac{R_{\text{C}}R_{\text{S}}}{R_{\text{C}} + R_{\text{S}}} \left(\frac{U_{\text{comp}}}{R_{\text{S}}} + \frac{E_{\text{C}}}{R_{\text{C}}}\right)$$

Valorile lui R_{echiv} și E_{echiv} se introduc în locul lui R_C și respectiv E_C în ecuația (4.2) și, pe această bază, se construiește dreapta de sarcină în curent continuu.



Fig. 4. 4 – Diagramele tensiunilor și curenților în amplificatorul în montaj emitor comun

Analiza grafică a etajului în prezența semnalului la intrare se face în mod analog. În acest scop, se urmărește circuitul de trecere a curentului ΔI_C . Acest curent poate trece prin R_C și E_C , precum și prin U_{comp} și R_S . Având în vedere că rezistența surselor de tensiune continuă la variația curentului ΔI ,

adică rezistența acestora în componenta alternativă a curentului este egală cu 0, se obține:

$$\Delta I_{\rm C} = \Delta U_{\rm CE} \frac{R_{\rm C} + R_{\rm S}}{R_{\rm C} \cdot R_{\rm S}}$$
(4.3)

În continuare, se rezolvă sistemul ecuațiilor (4.1) și (4.3), în care scop, pe familia caracteristicilor de ieșire ale tranzistorului (figura 4.5), se trasează dreapta de sarcină în curent alternativ, AOB, prin punctul de repaus O, în concordanță cu relația (4.3). Pentru că $R_C > \frac{R_C R_s}{R_C + R_s}$, dreapta AOB este mai

înclinată decât dreapta de sarcină în curent continuu.



Fig. 4. 5 – Calculul grafic al etajului de amplificare cu tranzistor în montaj emitor comun; dreapta de sarcină și influența variației de temperatură asupra punctului de repaus

Prin creșterea lui i_B , punctul de lucru al etajului, determinat de valorile lui u_{CE} și i_C , se deplasează în sus pe dreapta OA, curentul i_C crește, iar tensiunea u_{CE} scade. Prin micșorarea curentului bazei, punctul de lucru se deplasează pe dreapta OB, curentul i_C scade, iar tensiunea u_{CE} crește. Dreapta AOB reprezintă traiectoria punctului de lucru a etajului.

Metoda grafică de analiză permite studierea neliniarității caracteristicilor tranzistorului și analiza acțiunii semnalelor oarecare în orice clasă de amplificare. Metoda grafică este totuși greoaie și nu permite alegerea parametrilor elementelor constitutive ale etajului pe baza condițiilor inițiale date. Calitatea esențială a metodei grafice de analiză constă în aceea că oferă

o reprezentare concludentă asupra funcționării etajului ca schemă cu elemente neliniare.

Trebuie de remarcat faptul că, prin creșterea temperaturii, crește valoarea lui I_{Cr} iar caracteristica de ieșire se deplasează în sus prin menținerea egalității $I_B = I_{Br}$, așa cum se vede în figura 4.5 (reprezentare cu linie întreruptă). Punctul de repaus se deplasează în sus pe linia de sarcină în curent continuu din punctul O în O', ceea ce face ca modificările de semnal să iasă din zona a II-a a caracteristicii de transfer (figura 4.2), iar forma curbei semnalului să fie distorsionată (curba $u_{ieş}$ în cazul încălzirii în figura 4.5). Datorită acestui fapt, la amplificatoarele cu tranzistoare este necesară stabilizarea punctului de repaus; în mod practic nu se folosesc etaje cu tranzistoare fără masuri corespunzătoare de stabilizare a punctului de repaus. Această stabilizare este de asemenea necesară și pentru prevenirea situațiilor în care, prin înlocuirea tranzistoarelor, se modifică de regulă regimurile de lucru, datorită faptului că marja de variație a caracteristicilor tranzistoarelor este destul de mare în jurul datelor de catalog.

4.3. Reacția negativă și stabilizarea regimului de repaus

Pentru stabilizarea regimului de repaus se introduce o legătură inversă (reacție), care constă în transmiterea informației sau energiei de la ieșirea etajului sau sistemului la intrarea acestuia. Cu ajutorul legăturii inverse (reacției) se pot obține scheme noi, cu calități deosebite. Teoria legăturilor inverse constituie baza teoriei reglării automate. Semnalul de reacție depinde de unul din parametrii de ieșire ai sistemului: tensiune, curent, frecvență, etc. La intrarea sistemului are loc însumarea semnalului de intrare și a semnalului de reacție. Dacă aceste semnale se însumează astfel încât tensiunile lor se însumează algebric, atunci legătura inversă se numește în serie. Dacă se însumează algebric curenții, atunci legătura inversă este paralelă. Dacă la intrare se adună semnale de semne diferite (în opoziție de fază), reacția este negativă, iar semnalul rezultat este mai mic decât semnalul inițial de la intrare. În acest caz, semnalul la ieșire se micșorează, însă sporește stabilitatea mărimii de ieșire.

În cazul reacției pozitive, la intrarea sistemului se aplică suma dintre semnalul de intrare și semnalul de reacție. Semnalul la ieșire se mărește, dar stabilitatea parametrilor de ieșire scade. Reacția pozitivă se folosește pentru accelerarea proceselor tranzitorii, precum și în schemele generatoarelor și a instalațiilor cu funcționare în impulsuri.

Pentru stabilizarea punctului de repaus al etajului cu emitor comun, se introduce în scheme acestuia rezistorul R_E (figura 4.3), pe care cade tensiunea $u_E = i_E R_E \approx i_C R_E$ și care se aplică la intrarea tranzistorului astfel:

$u_{BE} = u_{int} + U_d - u_E$	(4	1.4)	
$\alpha_{\rm DE} = \alpha_{\rm IIII} + O_{\rm II} + \alpha_{\rm E}$	(,	

Tensiunea u_E reprezintă semnalul de reacție, care este proporțional cu curentul de ieșire al tranzistorului, $i_E \approx i_C$, adică, în cazul dat, reacția este în curent. La intrare, se produce scăderea tensiunilor, din care motiv reacția este de tip serie și negativă. În paragraful 1.5 s-a arătat că, prin încălzirea tranzistorului, cresc β și I_{Cr} , datorită cărui fapt crește componenta continuă a tensiunii de reacție, $U_{Er} = I_{Er}R_E \approx I_{Cr}R_E$. Conform relației (4.4), $U_{BEr} = U_d U_{Er}$ se micșorează, se reduce tensiunea directă pe joncțiunea emitor-bază și, ca rezultat, se micșorează curenții tranzistorului, I_{Br} , I_{Cr} și I $_{Er}$. Astfel, reacția stabilizează curenții tranzistorului în regim de repaus, cu atât mai mult cu cât este mai mare R_E , pentru că, în acest fel, crește semnalul de reacție. Stabilizarea punctului de repaus se face însă cu pierderi. Astfel, când la intrarea etajului se aplică un semnal de intrare pozitiv sau negativ u_{int} , se măresc sau se micșorează curenții i_E și i_C , precum și căderea de tensiune pe R_E , care reprezintă semnalul de reacție. Din expresia (4.4), se determină variația de tensiune dintre bază și emitor: $\Delta U_{BE} = u_{int} - \Delta U_E$

Tranzistorul se comandă cu tensiunea $|\Delta U_{BE}| < |u_{int}|$, din care cauză ΔI_B , ΔI_C și ΔU_{CE} devin mai mici, se micșorează astfel și $u_{ieş}$ și amplificarea etajului.

Pentru limitarea acțiunii negative a reacției asupra amplificării etajului, în practică se limitează tensiunea U_{Er} la nivelul de maximum $0,1\cdot E_C$, chiar dacă și în acest caz acțiunea reacției este suficient de mare.

Contradicția dintre cerințele de stabilitate a punctului de repaus și cele de obținere a unei amplificări cât mai mari se rezolvă în etajul diferențial.

La alegerea punctului de repaus în clasa A este necesară eliminarea distorsiunilor semnalului, în care scop traiectoria punctului de lucru trebuie limitată la sectorul AOB din figura 4.5. În acest caz, puterea disipată pe tranzistor trebuie să fie minimă. Pentru îndeplinirea acestor condiții este suficientă alegerea următoare:

$$U_{Cer} = U_{CES} + \Delta U_{Cr} + U_{iesmax}$$

$$(4.5)$$

$$I_{Cr} = (\beta + 1)I_{CB0} + \frac{U_{ies\,max}(R_C + R_S)}{R_C R_S}$$
(4.6)

unde U_{CES} este valoarea tensiunii care corespunde intersecției sectorului de creștere rapidă a caracteristicilor de ieșire a tranzistorului (figura 1.7.a), ΔU_{Cr} este rezerva la deplasarea punctului de repaus O datorită încălzirii și $U_{ieş\ max}$ este amplitudinea semnalului de ieșire.

Prin respectarea relațiilor (4.5) și (4.6), traiectoria punctului de lucru al etajului nu depășește domeniul $u_C > U_{CES}$, $I_C > (\beta + 1) \cdot I_{CB0}$, care corespunde sectorului II pe caracteristica de transfer din figura 4.2, atât pentru temperaturi minime, cât și maxime.

Când U_{comp} =U_{CEr}, I_{Cr} = $\frac{E_{C} - U_{CEr} - U_{Er}}{R_{C}}$. Rezistența din circuitul

colectorului se determină din rezolvarea acestei ecuații împreună cu (4.6) astfel: R_C = $\frac{E_{C} - U_{CEr} - U_{Er} - U_{iesmax}}{(\beta + 1)I_{CB0} + \frac{U_{iesmax}}{R_{T}}}$

4.4. Schema echivalentă și parametrii principali ai etajului amplificator cu tranzistor în montaj emitor comun

Pentru calculul parametrilor de amplificare ai etajelor de amplificare se folosește metoda bazată pe liniarizarea caracteristicilor tranzistorului.

Prin metoda liniarizării caracteristicilor neliniare se pierd informații despre elementul real și despre limitările determinate de neliniaritate. Analiza amplificatoarelor se poate face numai pentru componentele alternative de curent și tensiune în clasa de amplificare A. Pentru calculul componentelor alternative, elementul de amplificare se înlocuiește cu schema liniară echivalentă. În zona în care caracteristicile de ieșire sunt paralele cu abscisa (figura 1.7.a), tranzistorul funcționează ca sursă de curent i_C , a cărei variație

se poate scrie sub forma: $\Delta I_C = \beta \Delta I_B + \left. \frac{\Delta U_{CE}}{r_{C^*}} \right|_{r_C^*}$, unde $r_{C^*} = \left. \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} \right|_{I_B=ct}$ este

rezistența dinamică de ieșire a tranzistorului cu emitor comun, determinată de panta caracteristicilor de ieșire. Rezistența r_{C^*} este de ordinul a $10^4 \Omega$.

În acest fel, circuitul de ieșire, de colector al tranzistorului reprezintă o sursă de curent comandată, cu rezistența internă egală cu r_{C^*} .

Circuitul de intrare, din baza tranzistorului este descris de expresia: $\Delta I_{B} = \frac{\Delta U_{BE}}{r_{exp}}, \text{ unde } r_{intE} \text{ este rezistența dinamică de intrare a tranzistorului cu}$

emitor comun, determinată de panta caracteristicilor de intrare ale tranzistorului, așa cum se arată în figura 1.7.b, pentru $U_{CE} > U_{CES}$. Pentru tranzistoarele de putere mică, această rezistență are valoarea de ordinul $10^3 \Omega$, iar pentru tranzistoarele de putere mare ea este mai mică. Schema echivalentă a tranzistorului în curent alternativ este prezentată în figura 4.6.

Această schemă are o serie de avantaje față de alte scheme echivalente (figura 4.7.a,b) prin faptul că parametrii ei se determină relativ ușor din caracteristicile tranzistorului, reprezentarea elementelor din schemă corespunde unităților de măsură a mărimilor respective iar formulele de calcul sunt simple și corespund interpretării fizice.



Fig. 4. 6 - Schema echivalentă în curent alternativ a tranzistorului cu emitor comun

În tabelul 4.1 se arată corespondența dintre parametrii schemei echivalente din figura 4.6 și respectiv din figura 4.7.



Fig. 4. 7 – Schema echivalentă în curent alternativ a tranzistorului cu emitor comun: cu parametrii hibrizi (a); cu parametrii fizici (b)

Tabel 4.1 – Corespondența	dintre	parametrii	schemei	echivalente	din	figura
	4.6.	respectiv 4	.7			

Parametrii schemei	Parametrii corespondenți pentru alte scheme					
din figura 4.6	echivalente					
	schema cu parametrii	schema cu parametrii				
	hibrizi (figura 4.7.a)	fizici (figura 4.7.b)				
r _{int E}	h_{11E}	$r_{\rm B} + r_{\rm E}(\beta + 1)$				
β	h_{21E}	β				
r _{C*}		r _{C*}				
	h _{22E}					

Succesiunea de calcul pentru componentele variabile ale curenților și tensiunilor etajului este următoarea:

- 1. Se înlocuiește tranzistorul cu schema sa echivalentă din figura 4.6;
- 2. Se înlocuiește partea lineară a schemei etajului cu rezistențele echivalente pentru curentul alternativ, având în vedere că sursele de tensiune constantă (E_C, U_d, U_{comp}) pentru componenta variabilă a curentului au rezistență nulă și deci, se, pot pune în scurt circuit.

3. Se calculează, pe baza schemei echivalente a etajului, parametrii electrici ai circuitului liniar, prin metodele cunoscute.

În figura 4.8.a este prezentată schema echivalentă a etajului cu emitor comun realizată pe baza figurii 4.3. La colectorul tranzistorului se cuplează în paralel rezistoarele R_C (sursa E_C prin scurtcircuitează în curent alternativ punctele 1 și 2 din figura 4.3) și R_S (prin scurtcircuitarea U_{comp}), la emitor se cuplează rezistorul R_E , iar între bază și punctele 1 și 2 se cuplează sursa semnalului de intrare.



Fig. 4. 8 – Schema echivalentă în curent alternativ a etajului cu tranzistor cu emitor comun (a); schema echivalentă generalizată a amplificatorului (b)

Pe baza schemei echivalente din figura 4.8.a, se determină parametrii ce caracterizează calitățile de amplificator ale etajului, fără a lua în considerare influența lui r_{C^*} , datorită faptului că valoarea acesteia este mare:

1. Determinarea rezistenței de intrare
$$R_{int} = \frac{u_{int}}{i_{int}}$$
:
 $u_{int} = \Delta I_B \cdot r_{int E} + \Delta I_E \cdot R_E = \Delta I_B [r_{int E} + (\beta + 1) \cdot R_E]$
pentru că $\Delta I_E = \Delta I_B + \Delta I_C = (\beta + 1) \cdot \Delta I_B$. Astfel:
 $R_{int} = r_{int E} + (\beta + 1) \cdot R_E$ (4. 7)

Când $R_E = 0$, adică atunci când etajul amplificator nu are stabilizare a punctului de repaus, $R_{int} = r_{int E}$. Valoarea lui R_{int} la etajele cu emitor comun de putere mică este de ordinul a $10^3 \Omega$.

2. Determinarea amplificării în tensiune în regim de mers în gol, adică $A_{u0} = \frac{u_{ies}}{u_{int}}\Big|_{R_s=\infty}, \text{ se face prin exprimarea tensiunii în funcție de curenți,}$

astfel:

$$A_{u0} = \frac{\Delta I_{C} \cdot R_{C}}{\Delta I_{B} R_{int}} = \frac{\beta R_{C}}{r_{int E} + (\beta + 1) R_{E}}$$
(4.8)

Când $R_E = 0$, $A_{u0} = \beta \frac{R_C}{r_{intE}}$. Valoarea lui A_{u0} este de ordinul a 10^2 la

etajele la care $R_C >> R_E$. Relația 2.8 arată că, prin mărirea lui R_E , adică prin creșterea stabilizării punctului de repaus, amplificarea în tensiune scade mult.

3. Rezistența de ieșire R_{ies} se determină pe baza teoremei generatorului echivalent. Această rezistență se măsoară între bornele de ieșire ale amplificatorului când sunt decuplate toate sursele de semnal, adică sunt întrerupte sursele de tensiune și sursele de curent sunt scurtcircuitate. Se consideră că u_{int} = 0; atunci, $\beta \cdot \Delta I_B = 0$.

 $\mathbf{R}_{\text{ies}} = \mathbf{R}_{\text{C}} \tag{4.9}$

La amplificatoarele de putere mică, R_{ies} este de ordinul a $10^3 \Omega$.

Cu ajutorul schemei echivalente generalizate din figura 4.8.b, se pot determina și ceilalți parametri ai etajului de amplificare cu emitor comun, parametri derivați din A_{u0} , R_{int} și R_{ies} . Se consideră că generatorul de semnal E_g are rezistența internă R_g . Amplificarea în tensiune a etajului când $R_S \neq 0$ se determină astfel:

$$A_{u} = \frac{u_{ies}}{E_{g}} = A_{u0} \frac{R_{int}}{R_{s} + R_{g}} \frac{R_{s}}{R_{s} + R_{ies}} = A_{u0} \cdot \gamma_{int} \cdot \gamma_{ies}$$
(4.10)

unde: γ_{int} și γ_{ies} sunt coeficienți care iau în considerare pierderea de semnal în circuitul de intrare pe rezistența R_g și respectiv în circuitul de ieșire pe rezistența R_{ies} . Întotdeauna deci: $A_u < A_{u0}$. Amplificarea etajului în curent se determină cu relația:

$$A_{i} = \frac{i_{ies}}{i_{int}} = A_{u0} \frac{R_{int}}{R_{s} + R_{ies}}$$
(4.11)

Având în vedere că, la etajul de amplificare cu emitor comun, $A_{u0} > 1$, atunci $A_i > 1$.

Amplificarea în putere este:

$$A_{\rm P} = \frac{P_{\rm ies}}{P_{\rm int}} = A_{\rm u}A_{\rm i} >> 1$$
 (4.12)

Pentru obținerea amplificării maxime în tensiune este necesar ca $R_{int} >> R_g$ și $R_{ies} << R_g$. La etajele cu emitor comun este dificilă îndeplinirea acestor condiții. Astfel, dacă se consideră, de exemplu, că $\beta = 50$, $r_{intE} = R_S = 1 k\Omega$, $R_C = R_g = 2 k\Omega$, $R = 100 \Omega$, din expresia (4.7) se determină că $R_{int} = 6 k\Omega$. Din expresia (4.8) se determină că $A_{u0} = 16$ iar din expresia (4.10) că $A_u = 4$. Se constată că, datorită raporturilor R_{int}/R_g și R_S/R_{ies} diferite de valoarea optimă, amplificarea scade de patru ori.

4.5. Tipuri de conexiuni și deriva nulului în amplificatoarele de curent continuu

La etajele amplificatoare ce funcționează în clasa A, la intrare se aplică tensiunea de derivă și tensiunea de semnal. La colectorul tranzistorului se culege tensiunea de ieșire și componenta continuă, U_{cr}, pentru compensarea căreia se poate introduce tensiunea de compensare. Schema din figura 4.3 se poate realiza prin utilizarea surselor U_d și U_{comp} sub forma unor elemente galvanice independente. În practică însă ,pentru simplificare, se folosește schema din figura 4.9.a, în care tensiunea de deplasare U_d și U_{comp} se formează cu ajutorul divizoarelor R₁-R₂ și R₃-R₄, cuplate la sursa comună de alimentare, E_{C1}. Deficiența schemei din figura 4.9.a constă în lipsa punctului comun pentru sursa uint și pentru sarcina R_s, ceea ce reduce posibilitatea de utilizare a schemei respective. Această situație poate fi eliminată la amplificatoarele care folosesc surse duble de alimentare. Schema de cuplare a sursei de semnal la un asemenea amplificator, care a căpătat o utilizare mare, este cea din figura 4.9.b. Pentru obținerea tensiunii de deplasare, se utilizează sursa de tensiune - E_{C2}, la care se cuplează circuitul de emitor al etajului, care conține rezistența R_E. Sursa de semnal se cuplează direct între bază și conductorul comun pus la masă.



Fig. 4. 9 - Diferite metode de realizare a amplificatorului de curent continuu

Toate metodele de cuplare a sursei de semnal la amplificatorul de curent continuu, analizate conform schemelor din figurile 4.3, 4.9.a și 4.9.b au o deficiență comună, care constă în faptul că, prin sursa de semnal, trece curentul de repaus al bazei. În cazul când sursa de semnal nu permite acest lucru, este necesară utilizarea în etajul de amplificare a unui tranzistor cu efect de câmp.

Cuplarea sarcinii în schemele cu două surse de alimentare se poate face conform figurii 4.9.b. Tensiunea U_{cr} este compensată de tensiunea pe rezistorul R_1 al divizorului de tensiune R_1 - R_2 . În regim de repaus, tensiunea la ieșire este:

$$u_{ies} = U_{cr} - (U_{cr} + |E_{C2}|) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Pentru că, în regim de repaus, se urmărește obținerea valorii $u_{ies} = 0$, este necesar ca: $\frac{U_{cr}}{|E_{C2}|} = \frac{R_1}{R_2}$

Când se aplică semnalul util la intrare, u_{int}, o parte din acesta se pierde însă pe divizorul compus din rezistența R₁ și rezistența R₂||R_s. Factorul de transfer pentru acest divizor este egal cu: $\gamma = \frac{R_2 ||R_s|}{R_1 + R_2 ||R_s|}$,

Legătura amplificatorului de curent continuu cu sursa de semnal și cu sarcina reprezintă o soluție de compromis care, de regulă, se rezolvă în componența circuitelor integrate.

O caracteristică importantă a funcționării amplificatoarelor de curent continuu constă în modificarea întâmplătoare a semnalului la ieșire fără existența vreunei modificări a semnalului la intrare ($\Delta u_{int} = 0$), așa-numita derivă a nulului. Apariția derivei poate fi provocată de cauze multiple, printre care sunt: instabilitatea surselor de alimentare a amplificatoarelor și, în special, modificarea parametrilor dispozitivelor semiconductoare și a altor elemente din schemă ca rezultat al schimbării temperaturii și îmbătrânirii acestor elemente. Astfel, de exemplu, în schema din figura 4.9.a, prin creșterea tensiunii sursei de alimentare E_{C1} cu ΔE , această modificare va fi transmisă prin divizorul R₁-R₂ în baza tranzistorului, provocând creșterea curentului în baza acestuia și reducerea potențialului colectorului. Dat fiind că, în schema cu emitor comun, $A_u >> 1$, această modificare, ΔU_c , poate fi mult mai mare decât ΔE . În acest fel, pe sarcină apare modificarea negativă a tensiunii de ieșire, care reprezintă semnalul de derivă. Valoarea maximă a tensiunii la ieșirea amplificatorului provocată de deriva nulului se notează cu U_{dr-res-M}.

Valoarea $U_{dr} = \frac{U_{dr-ies-M}}{A_u}$, unde A_u reprezintă amplificarea etajului, se

numește semnalul de derivă raportat la intrare și reprezintă o mărime lent variabilă. Este necesar ca în funcționarea amplificatorului să se asigure condiția ca $U_{int} >> U_{dr}$, pentru că, în caz contrar, la ieșirea etajului, semnalul util nu mai poate fi distins de tensiunea de derivă. La amplificatoarele de curent continuu se urmărește eliminarea influenței negative a derivei. Se consideră neeficientă stabilizarea surselor de alimentare, a regimurilor de 167

funcționare și a temperaturii, pentru că orice variație mică a derivei este amplificată. Metoda eficientă de reducere a derivei constă în utilizarea etajelor realizate pe principiul punților echilibrate, dintre care o largă folosire a căpătat în practică, etajul diferențial.

4.6. Amplificatorul diferențial

După cum s-a arătat, utilizarea etajelor cu emitor comun este dificilă pentru că stabilizarea regimului de repaus cu ajutorul rezistenței R_E este însoțită de reducerea substanțială a amplificării etajului. De asemenea, cuplarea etajelor de amplificare este însoțită de micșorarea amplificării datorită pierderilor pe elementele rezistive (figura 4.9.b) pentru eliminarea scăderii amplificării fiind necesară utilizarea unei scheme cu sursă de alimentare complexă și costisitoare, totuși în condițiile de existență a derivei nulului.



Fig. 4. 10 - Etaj simetric diferențial

Dificultățile arătate pot fi substanțial reduse în etajul diferențial, a cărui schemă în forma cea mai simplă este prezentată în figura 4.10.

Tranzistoarele T₁, T₂ și rezistoarele R_{C1} și R_{C2} formează o punte pe una din diagonalele căreia se cuplează sursele de alimentare +E_{C1} și –E_{C2}, iar pe cealaltă diagonală cuplează sarcina. Etajul diferențial se mai numește și etaj paralel. Parametrii superiori se pot însă obține în condițiile asigurării simetriei înalte a punții. În etajul simetric, R_{C1} = R_{C2} = R_C iar tranzistoarele trebuie să fie identice, condiție care se poate respecta prin realizarea tranzistoarelor pe un singur cristal și cu aceeași tehnologie, motiv pentru care

etajele diferențiale se utilizează în prezent numai sub forma sau în componența circuitelor integrate. Regimul de repaus corespunde situației când $u_{int1} = u_{int2} = 0$. Tensiunea de deplasare la ambele tranzistoare este aceeași: $U_{BEr1} = U_{BEr2} = -U_E$ iar $U_{Er} = -E_C + (I_{Er1} + I_{Er2})R_E < 0$.

Datorită faptului că tensiunile pozitive de deplasare pe bazele tranzistoarelor sunt egale, curenții vor fi egali:

 $\mathbf{I}_{\mathrm{Br1}} = \mathbf{I}_{\mathrm{Br2}}, \ \mathbf{I}_{\mathrm{Cr1}} = \mathbf{I}_{\mathrm{Cr2}} \ \mathrm{si} \ \mathbf{I}_{\mathrm{Er1}} = \mathbf{I}_{\mathrm{Er2}}.$

Curenții de colector dau naștere la căderi de tensiune pe rezistoarele R_{C1} și R_{C2} , din care motiv:

 $U_{CEr1} = U_{CEr2} = E_{C1} - I_{Cr1}R_{C1} - U_{Er} = E_C - I_{Cr2}R_{C2} - U_{Er}$

La ieșirea etajului, $u_{ies} = U_{CE2} = U_{CE1} = 0$. În acest etaj se realizează stabilizarea regimului de repaus. Dacă prin încălzire I_{Cr1} și I_{Cr2} cresc, atunci crește și curentul $I_{Er1} + I_{Er2}$, care trece prin rezistența R_E iar tensiunea U_{Er} crește, $\Delta U_{Er} > 0$. Tensiunea $U_{Ber1} = U_{Ber2} = -U_{Er}$ se micșorează, joncțiunile bază-emitor ale tranzistoarelor vor permite trecerea unui curent mai mic și, ca rezultat, curenții de colector I_{Cr1} și I_{cr2} se vor stabiliza.

Tensiunea ΔU_{Er} reprezintă semnalul de reacție care stabilizează curentul total ($I_{Er1}+I_{Er2}$). La etajul diferențial, R_E este mare, datorită cărui fapt stabilizarea punctului de repaus se face cu mare precizie, astfel încât se poate considera că $I_{Er1} + I_{Er2} =$ ct. adică prin rezistorul R_E se transmite în schema etajului curent stabilizat. Funcționarea etajului nu se modifică dacă se înlocuiește R_E cu o sursă corespunzătoare de curent ($I_{Er1} + I_{Er2}$).

Pentru analiza derivei nulului, se consideră că sursa de alimentare este instabilă și că E_C se modifică prin creștere, astfel încât se mărește tensiunea pe colectoare cu valoarea $\Delta U_{CE1} = \Delta U_{CE2}$. În acest caz, deriva nulului este zero, pentru că $\Delta U_{ies} = 0$.

Dacă prin încălzire se mărește curentul de colector, $\Delta I_{C1} = \Delta I_{C2}$, pentru că tranzistoarele sunt identice. În acest caz, $\Delta U_{CE1} = \Delta U_{CE2}$, $\Delta U_{ies} = 0$ și deriva nulului este de asemenea zero. În acest fel, orice modificare simetrică ce apare în schemă nu produce deriva nulului. Este de remarcat faptul că, în realitate, simetria elementelor componente ale schemei este totuși relativă, astfel încât deriva nulului nu se anulează complet, însă ea devine atât de mică, încât semnalul pe care îl produce este mult mai mic decât semnalul de amplificat, ce se aplică la intrarea etajului diferențial.

La analiza proprietăților de amplificare, se remarcă faptul că etajul permite cuplarea surselor de semnal în diferite moduri:

a) sursa de semnal se cuplează între bazele tranzistoarelor, așa cum este reprezentat punctat în figura 4.10. La intrarea tranzistorului T₁, se aplică $u_{int1} = e/2$. Dacă e > 0. atunci, sub influența tensiunii pozitive pe bază, apare o variație pozitivă ΔI_{B1} și $\Delta I_{C1} = (\beta + 1)\Delta I_{B1}$. Creșterea curentului i_{C1} , care trece prin R_{C1}, micșorează tensiunea u_{CE1} , iar $\Delta U_{CE1} < 0$. La intrarea tranzistorului T₂ se aplică tensiunea $u_{ies2} = -e/2$, care produce 169 micșorarea curentului în bază cu ΔI_{B2} și micșorarea curentului colectorului lui T_2 cu $\Delta I_{C2} = -(\beta + 1)\Delta I_{B2}$. Tensiunea u_{CE1} se mărește: $\Delta U_{CE} > 0$. Pe sarcină, tensiunea $u_{ies} = \Delta U_{CE2} - \Delta U_{CE1} = 2\Delta U_{CE2}$. În situația când $u_{int1} = -u_{int2}$, $\Delta I_{E1} = -\Delta I_{E2}$ și, din acest motiv, $i_{E1} + i_{E2} = ct.$, adică semnalul de reacție $\Delta U_E = 0$, iar căderea de tensiune pe R_E nu influențează asupra amplificării. Se poate trage concluzia că, în etaj, este eliminată contradicția dintre necesitatea stabilizării regimului de repaus și reducerea amplificării, datorită reacției negative.

b) Sursa de semnal se cuplează numai la intrarea lui T_1 : $u_{int1} = e$, iar intrarea celui de-al doilea tranzistor se scurtcircuitează: $u_{int2} = 0$. Sub influența semnalului de intrare, se modifică curentul bazei cu $\Delta I_{B1} > 0$ când e > 0, crește i_{C1} și căderea de tensiune pe R_{C1} la colector $\Delta U_{CE1} < 0$. Prin creșterea lui i_{B1} , se mărește și i_{E1} . Reacția negativă corespunzătoare curentului ($i_{E1} + i_{E2}$) stabilizează acest curent, care trece prin rezistorul R_E , adică $i_{E1} + i_{E2} = ct.$, din care cauză $\Delta I_{E2} = -\Delta I_{E1}$. În acest fel, rezultă $\Delta I_{B2} = -\Delta I_{B1}$, $\Delta I_{C2} = -\Delta I_{C1}$, $\Delta U_{CE2} = -\Delta U_{CE1}$. Pe sarcină, tensiunea de ieșire este egală cu $u_{ies} = \Delta U_{CE2} - \Delta U_{CE1} > 0$. Astfel, prin aplicarea semnalului util numai la o intrare, se modifică tensiunile și curenții la ambele tranzistoare, datorită stabilizării curentului $i_{E1} + i_{E2}$. În același fel, se poate analiza și situația când semnalul se aplică la intrarea tranzistorului T_2 : $u_{int2} = e$, iar $u_{int1} = 0$. Când e > 0, $\Delta U_{CE1} > 0$, $\Delta U_{CE2} < 0$, iar pe sarcină, $u_{ies} = \Delta U_{CE2} - \Delta U_{CE1} < 0$.



Fig. 4. 11 – Schema echivalentă în curent alternativ a etajului diferențial simetric

Prin aplicarea semnalului la intrarea lui T_1 , polaritatea semnalului de ieșire corespunde cu polaritatea celui de la intrare, motiv pentru care intrarea lui T_1 se numește intrare neinversoare (directă). În cazul aplicării semnalului

la intrarea lui T_2 , polaritatea semnalului de ieșire este inversă celei a semnalului de la intrare, iar intrarea respectivă se numește intrare inversoare.

 c) la ambele intrări ale amplificatorului diferențial se pot cupla surse de semnal independente: u_{int1} și u_{int2}, în regim de amplificare liniară de clasă
 A. Tensiunea de ieșire se poate determina prin metoda superpoziției, pentru fiecare dintre semnale.

Pentru aprecierea cantitativă a parametrilor de amplificare ai etajului diferențial se utilizează schema echivalentă în curent alternativ (figura 4.11), construită conform metodei stabilite în paragraful 4.4. Pentru că suma curenților i_{E1} și i_{E2} este constantă, rezultă că $i_{B1} + i_{B2} = \frac{i_{E1} + i_{E2}}{\beta + 1} = \text{ct.}$, astfel încât $\Delta I_{B2} = -\Delta I_{B1}$. Variațiile curentului de intrare ΔI_{int} , datorate variațiilor

tensiunii u_{int1} trec de la T_1 la T_2 circuitul lor închizându-se prin sursa de semnal u_{int2} (figura 4.10). Pe circuitul echivalent, acest traseu este marcat cu linie punctată. Aplicând legea lui Ohm pentru acest circuit, se obține relația:

$$\Delta I_{B1} = \frac{u_{int1} - u_{int2}}{2r_{intE}} = -\Delta I_{B2}$$
(4.13)

De aici

$$\Delta I_{C1} = \beta \Delta I_{B1} = \beta \frac{u_{int1} - u_{int2}}{2r_{intE}} = -\Delta I_{C2}$$
(4.14)

Când RS = ∞ , atunci:

$$\Delta U_{CE1} = -R_{C1}\Delta I_{C1} \quad \text{si} \quad \Delta U_{CE2} = -R_{C2}\Delta I_{C2} = -\Delta U_{CE1}$$

Astfel:

$$A_{u0} = \frac{u_{ies}}{u_{int1} - u_{int2}} = \frac{\Delta U_{CE2} - \Delta U_{CE1}}{u_{int1} - u_{int2}} = \beta \frac{R_C}{r_{intE}}$$
(4.15)

Se confirmă astfel din nou că circuitul de emitor, care servește pentru stabilizarea regimului de repaus, nu influențează amplificarea etajului diferențial. În aceste etaje, nu există reacție în componenta alternativă.

Prin compararea relațiilor (4.15) și (4.8), se constată că ele coincid, dacă se consideră că $R_E = 0$.

Din relația (4.13), rezultă că:

$$R_{int} = \frac{u_{int1} - u_{int2}}{\Delta I_{int}} = 2r_{intE}$$
(4. 16)

unde $\Delta I_{int} = \Delta I_{B1}$.

Comparând relația (4.16) cu relația (4.7), se constată dublarea lui R_{int} , datorită trecerii curentului surselor de semnal prin ambele tranzistoare. Punând $U_{int1} = 0$ și $U_{int2} = 0$, se determină R_{ies} .

În cazul semnalelor de intrare nule, $\beta \Delta I_{B1} = 0$ și $\beta \Delta I_{B2} = 0$, rezistența de ieșire a etajului este:

 $\mathbf{R}_{\text{ies}} = 2\mathbf{R}_{\mathrm{C}} \tag{4.17}$

În această situație, rezistența de ieșire crește de două ori în comparație cu valoarea determinată cu relația (4.9). Valorile obținute pentru A_{u0} (fără semnal la intrare) pentru R_{int} și R_{ies} se utilizează pentru realizarea schemei echivalente generalizate a etajului diferențial (figura 4.8.b), la intrarea căruia se aplică diferența semnalelor $u_{int1} - u_{int2}$. Calculul parametrilor de amplificare ai etajului se face în continuare pe baza relațiilor 4.10 – 4.12.

Etajul diferențial amplifică diferența semnalelor de intrare și, din această cauză, semnalul la ieșire este $u_{ies} = A_u(u_{int1} - u_{int2}) = 0$, atunci când la ambele intrări ale etajului diferențial semnalele sunt egale: $u_{int1} = u_{int2}$. În această situație, amplificatorul funcționează în regim de semnale în fază. Datorită faptului că etajul nu poate fi, în principiu, absolut simetric, în condiții reale, la ieșirea acestuia în regim de semnale în fază se obține semnal diferit de zero: $u_{ies} = A_s u_{int}$, unde A_s este factorul de transfer pentru semnale în fază. Capacitatea de reducere a semnalelor în fază este caracterizată de factorul: $K_{red, sf} = 20 \cdot \log \frac{k_s}{A_u}$. Datorită bunei simetrii a etajelor realizate sub

formă integrată, se obțin valori $K_{red, sf} = 80 - 100 \text{ dB}$.



Fig. 4. 12 – Scheme practice pentru etajele diferențiale simetric (a) și asimetric (b)

În figura 4.12.a este prezentată schema etajului diferențial realizat în formă integrată.

Rezistența de valoare mare, R_E, care este dificil de realizat în componența circuitului integrat, este înlocuită cu sursa de curent (i_{E1}+i_{E2}), realizată cu tranzistorul T₃. În circuitul de emitor al acestuia, se introduce o rezistență R'_E de valoare mică, ce asigură aplicarea pe joncțiunea de emitor a semnalului de reacție negativă. La încălzire, crește tensiunea $u_E' = i_E' \cdot R_E'$, sub influența căreia curentul prin joncțiunea bază-emitor a lui T_3 scade. Dioda D servește, de asemenea, pentru stabilizarea curentului. Prin creșterea temperaturii, tensiunea pe această diodă și, ca urmare, și cea pe baza lui T_3 se reduce, micșorându-se astfel curentul prin joncțiunea bază-emitor a lui T₃. Deficienta etajului diferential constă în lipsa punctului comun dintre sursele de semnal și sarcină. Aceasta deficiență este eliminată în etajul diferențial asimetric din figura 4.12.b, la care semnalul se culege de pe colectorul lui T_2 . Schema aceasta are de asemenea stabilizarea punctului de repaus, pentru că $i_{E1+}i_{E2} = ct.$, în condițiile când la aceasta nu există reacție în componenta alternativă, pentru că nici circuitul de emitor nu influențează asupra amplificării. În amplificatoarele cu mai multe etaje, primul etaj se realizează sub forma etajului diferențial simetric, ce asigură amplificarea inițială a semnalului, practic fără derivă. Amplificarea ulterioară se poate obține întrun etaj diferențial asimetric.

4.7. Etajul amplificator cu tranzistor în montaj colector comun

Aşa cum s-a arătat, etajul amplificator în montaj cu emitor comun nu permite obținerea unei amplificări superioare în tensiune, pentru care ar trebui ca $R_{int} \rightarrow \infty$ și $R_{ies} \rightarrow \infty$.

Datorită valorii mici a lui R_{int} , aceste amplificatoare consumă o putere semnificativă din sursa de alimentare. Valoarea mare a lui R_{ies} nu permite funcționarea etajului în sarcină cu rezistență mică, datorită pierderii semnalului pe R_{ies} .

In etajul de amplificare cu tranzistor în montaj colector comun se pot obține valori mari ale lui R_{int} pentru valori mici ale lui R_{ies} . Acest avantaj se obține însă prin sacrificarea amplificării, la aceste scheme aceasta fiind subunitară, $A_u < 1$. Etajul cu colector comun nu permite amplificarea în tensiune a semnalului. Etajul se folosește numai ca etaj auxiliar, de legătură între etajul cu emitor comun și sursa semnalului de mică putere (R_g este mare), sau cu rezistență de sarcină de mică valoare. Deși rolul acestui etaj este auxiliar, utilizarea sa este totuși frecventă. Schema etajului cu colector comun este prezentată în figura 4.13.a.

Colectorul tranzistorului este cuplat la sursa de alimentare E_C . În circuitul de emitor se introduce rezistorul R_E , care formează reacția negativă de stabilizare a punctului de repaus. În clasa A de amplificare, la intrare se

aplică tensiunea u_{int} și tensiunea de deplasare, U_d . Sursa de semnal u_{int} se leagă între bază și masă, iar sarcina R_S între emitor și masă. Schema cu colector comun se mai numește și repetor pe emitor.



Fig. 4. 13 – Etaj amplificator cu tranzistor în montaj colector comun (a) și schema sa echivalentă în curent alternativ (b)

În regim de repaus, $u_{int} = 0$; tensiunea U_d determină curentul I_{Br} , în circuitul emitorului apare curentul I_{Er} , care determină o cădere de tensiune pe R_E . Este necesar ca, în regim de repaus, $u_{ies} = 0$, în circuitul de sarcină să se introducă o sursă de tensiune de compensare, $U_{comp} = U_{Er}$. În regim de repaus, pe joncțiunea bază-emitor se aplică tensiunea $U_{BEr} = U_d - U_{Er}$.

Când semnalul de intrare u_{int} este pozitiv sau negativ, curenții în bază și emitor se măresc sau se micșorează și, în mod corespunzător, se modifică și căderea de tensiune pe R_E . Polaritatea semnalelor de intrare și ieșire în schema cu colector comun coincid, etajul fiind amplificator neinversor.

Pe joncțiunea bază-emitor a tranzistorului se aplică tensiunea de comandă $\Delta U_{BE} = u_{int} - u_{ies}$. Semnalul u_{ies} se aplică la intrare ca semnal de reacție negativă: $\Delta U_r = u_{ies}$. Pentru că, întotdeauna tensiunea U_{BE} este pozitivă, $u_{ies} < u_{int}$, adică $A_u = u_{ies}/u_{int} < 1$.

Schema echivalentă a etajului cu colector comun este prezentată în figura 4.13.b. Parametrii de bază ai montajului se determină astfel:

1. Rezistența de intrare, $R_{int} = \frac{u_{int}}{\Delta I_{int}}$: $R_{int} = r_{intE} + (\beta + 1) \frac{R_E R_S}{R_E + R_S}$ (4. 18)

Când $\frac{R_E R_S}{R_E + R_S}$ este mare, R_{int} atinge valori de ordinul 10⁴ Ω .

2. Amplificarea în tensiune la mers în gol, $A_{u0} = \frac{u_{ies}}{u_{int}}$, se determină prin exprimarea tensiunilor în funcție de curenți, astfel:

$$A_{u0} = \frac{\Delta I_{E} R_{E}}{\Delta I_{B} R_{int(0)}} = \frac{(\beta + 1)\Delta I_{B} R_{E}}{\Delta I_{B} [r_{int.E} + (\beta + 1) R_{E}]} = \frac{(\beta + 1) R_{E}}{r_{intE} + (\beta + 1) R_{E}} < 1 \quad (4. 19)$$

Cum $r_{int E} \ll (\beta + 1)R_E$, $A_{u0} \approx 1$.

3. Rezistența de ieșire se determină pe baza teoremei generatorului

echivalent; consideră e_g = 0. Atunci:
$$R_{ies} = \frac{R_E \frac{\Delta U_{ies}}{\Delta I_E}}{R_E + \frac{\Delta U_{ies}}{\Delta I_E}}$$
. Pe baza
schemei echivalente: $\Delta U_{ies} = \Delta I_B(r_{int E} + R_g) = \frac{\Delta I_E}{\beta + 1}(r_{int E} + R_g)$, de

unde:

$$R_{ies} = \frac{R_{E} \frac{R_{intE} + R_{g}}{\beta + 1}}{R_{E} + \frac{R_{intE} + R_{g}}{\beta + 1}}$$
(4. 20)

La etajele cu colector comun, R_{ies} este de ordinul $10 - 10^2 \Omega$.

Ceilalți parametri de amplificare pot fi determinați pe baza expresiilor (4.10) - (4.12). Datorită faptului că semnalul de comandă în schema cu colector comun este mic, forma semnalului transmis nu este distorsionată decât pentru tensiuni de intrare foarte mari, când amplitudinea semnalului este de $(0,2 \div 0,4)E_{C}$.

4.8. Etajul amplificator cu tranzistor cu efect de câmp în montaj sursă comună

Cele mai mari valori pentru rezistența de intrare se pot obține în etajele cu tranzistoare cu efect de câmp, care sunt comandate în tensiune și, practic, nu consumă curent din circuitul de intrare în condițiile când prin sursa de semnal nu trece componenta continuă a curentului. În figura 4.14 este prezentat amplificatorul realizat cu tranzistor de câmp MOS cu canal inițial. Tranzistorul cu canal de tip n se cuplează la sursa de alimentare prin rezistorul de sarcină R_D. Sarcina este astfel cuplată între drenă și masă. Sursa tranzistorului este legată la masă prin rezistorul R_S, care se introduce în vederea realizării reacției negative de stabilizare a punctului de repaus. Semnalul de intrare se cuplează direct între grilă și masă. În regim de repaus, prin canalul tranzistorului trece curentul $I_{Dr} = I_{Sr}$, care provoacă o cădere de tensiune pe rezistorul R_S, $U_{Sr} = I_{Sr} \cdot R_S$. Tensiunea $U_{GS} = -U_{Sr}$, adică tranzistorul cu efect de câmp funcționează cu tensiune negativă mică pe grilă.

În regim de repaus, pe drenă există tensiunea U_{Dr} , astfel încât pentru asigurarea valorii nule $u_{ies} = 0$, în schemă se introduce sursa de compensare a tensiunii $U_{comp} = U_{Dr}$.



Fig. 4. 14 - Amplificator cu TEC-MOS în montaj sursă comună

Când se aplică un semnal de intrare pozitiv sau negativ pe grilă, tensiunea u_{int} crește sau respectiv scade, curenții I_D și I_S cresc și respectiv scad, crește sau respectiv scade căderea de tensiune pe rezistorul R_D și se micșorează sau respectiv crește tensiunea U_{DS} , a cărei variație reprezintă tensiunea de ieșire a etajului: $\Delta U_{DS} = u_{ies}$. Etajul cu sursă comună este amplificator inversor și el se aseamănă cu etajul cu tranzistor bipolar în montaj emitor comun. Calculul etajului se realizează în mod analog celui de la amplificatoarele cu tranzistoare bipolare.



Fig. 4. 15 – Schema echivalentă în curent alternativ a TEC-MOS (a) și a amplificatorului cu TEC-MOS în montaj sursă comună (b)

În figura 4.15.a este prezentată schema echivalentă a tranzistorului cu efect de câmp. Caracteristica de ieșire a tranzistoarelor cu efect de câmp arată că acestea reprezintă surse comandate de curent, cu rezistență internă R_i foarte mare.

$$\Delta I_D = S \cdot \Delta U_{GS} + \frac{\Delta U_{DS}}{R_i}$$
, unde $S = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}\Big|_{U_{DS}=ct}$ este parametrul ce

caracterizează influența tensiunii de intrare asupra curentului de ieșire, numit panta caracteristicii de transfer. Valoarea lui S este de ordinul a câțiva mA/V.

 $\mathbf{R}_{i} = \frac{\Delta \mathbf{U}_{DS}}{\Delta \mathbf{I}_{D}} \bigg|_{\mathbf{U}_{GS}=ct}$ este rezistența dinamică de ieșire a tranzistorului, determinată

de înclinarea porțiunii liniare a caracteristicii de ieșire a tranzistorului. Circuitul de intrare al tranzistorului cu efect de câmp, între grilă și sursă, nu permite trecerea curentului și, în schema echivalentă, este reprezentat de rezistorul r_{int} de valoare foarte mare de ordinul $10^6 \Omega$. Comparând schemele echivalente ale tranzistorului cu efect de câmp și bipolar, din figurile 4.6 și 4.15.a, se constată că ele se deosebesc prin faptul că, la tranzistorul cu efect de câmp, sursa curentului de ieșire este comandată în tensiune și nu în curent, ca la tranzistorul bipolar, precum și prin r_{int} >> r_{int E}.

Folosind metodele prezentate în paragraful 4.4, se construiește schema echivalentă a etajului cu sursă comună, din figura 4.15.b. Parametrii de intrare se determină astfel:

1. Rezistența de intrare $r_{int} = \frac{u_{int}}{i_{int}}$ la etajele pe tranzistoare de câmp este

foarte mare de ordinul $10^6 \Omega$.

2. Amplificarea în tensiune în regim de mers în gol, $A_{u0} = \frac{u_{ies}}{u}$:

$$A_{u0} = \frac{\Delta I_{D} \cdot R_{D}}{\Delta U_{GS} + \Delta I_{S} \cdot R_{S}} = \frac{S \cdot \Delta U_{GS} \cdot R_{D}}{\Delta U_{GS} + S \cdot \Delta U_{GS} \cdot R_{S}} = \frac{S \cdot R_{D}}{1 + S \cdot R_{S}} \quad (4.21)$$

Când $R_S = 0$, $A_{u0} = S \cdot R_D$, dar lipsește stabilizarea punctului de repaus. În etajul cu sursă comună se poate obține $A_{u0} >> 1$, dacă se asigură condițiile $S \cdot R_D >> 1$ și $R_D >> R_S$.

3. Rezistența de ieșire, R_{ies} se determină prin anularea $u_{int} = 0$. Rezistența de ieșire în acest caz este $R_{ies} = R_D$. Rezistența de ieșire a etajului cu sursă comună este destul de mare, de ordinul $10^3 \Omega$.

În etajele realizate cu tranzistoare cu efect de câmp de alte tipuri, cum sunt cele cu poartă joncțiune sau cu canal indus, se introduce în circuitul de intrare tensiunea de deplasare. Se pot realiza cu tranzistoare cu efect de câmp etaje diferențiale și etaje în montaj drenă comună, numite și repetor pe sursă, care sunt analoage cu repetorul pe emitor. Se folosesc, de asemenea, amplificatoare realizate pe baza combinării tranzistoarelor bipolare și a celor cu efect de câmp.

4.9. Amplificatorul operațional

Dezvoltările în domeniul tehnologiei de fabricare a circuitelor integrate au modificat metodele de proiectare și realizare a dispozitivelor amplificatoare. La proiectarea acestora, se caută utilizarea circuitelor integrate, care, din punct de vedere al eficientei economice a soluțiilor tehnice utilizate, sunt mai eficiente în comparație cu soluțiile de realizare a amplificatoarelor cu componente discrete, unde se urmărește în proiectare reducerea numărului de componente și asigurarea fiabilității în funcționare. În prezent, se realizează în producție de masă circuite integrate pentru utilizare generală, ceea ce face ca prețul acestora să scadă substanțial. De aceea, în prezent, criteriul de producție și valorificare consta în obținerea calității și generalității superioare și mai puțin în realizarea celor mai simple soluții.

Utilizarea circuitelor integrate este recomandabilă chiar și în situațiile când, în soluții concrete, nu este utilizată în totalitate capacitatea acestora. Printre cele mai frecvent utilizate circuite integrate este și amplificatorul operațional, în care sunt concentrate calitățile fundamentale ale schemelor de amplificare. Amplificatorul operațional ideal are amplificarea în tensiune

foarte mare, $A_u = \frac{u_{ies}}{u_{int}} \rightarrow \infty$, rezistența de intrare foarte mare, $R_{int} \rightarrow \infty$,

rezistența de ieșire foarte mică, $R_{ies} \rightarrow 0$.



Fig. 4. 16 – Reprezentarea în scheme (a) și schema bloc simplificată a amplificatorului operațional

Amplificatorul operațional este și amplificator de curent continuu adică este amplificator cu spectru foarte larg, în condițiile în care deriva nulului este foarte mică.

Amplificatorul operațional are intrare diferențială și tensiunea la ieșire este: $u_{ies} = A_u(u_{int1} - u_{int2})$; când semnalul se aplică la intrarea neinversoare, tensiunea la ieșire este $u_{ies} = A_u \cdot u_{int1}$, iar când semnalul se aplică la intrarea inversoare, la ieșire $u_{ies} = -A_u \cdot u_{int2}$. În figura 4.16.a este arătat modul de reprezentare a amplificatorului operațional (AO) în scheme, iar în figura 4.16.b este prezentată schema bloc a acestuia. Primul etaj se realizează pe

baza schemei amplificatorului diferențial simetric, în care se face compensarea maximă a derivei nulului. În al doilea etaj se folosește frecvent amplificatorul diferențial cu ieșire asimetrică. Ultimul etaj se realizează pe schema repetorului pe emitor (cu colector comun) ceea ce asigură o rezistență de ieșire mică. Amplificatorul operațional utilizează scheme mult mai complexe în raport cu cele analizate, elementele suplimentare având rolul de creștere a valorii rezistenței de intrare, de stabilizare suplimentară a regimului static și de creștere a amplificării. Aceste amplificatoare operaționale pot fi constituite chiar din câteva zeci de tranzistoare.



Fig. 4. 17 - Caracteristica de transfer a amplificatorului operațional

Principalii parametri ai amplificatoarelor operaționale sunt: tensiunea de alimentare E_a (± 10 ÷ 15 V) și consumul de curent I_{con} (2 ÷ 10 mA), care permit alegerea corespunzătoare a tensiunii și puterii sursei bipolare, A_u (30000 ÷ 150000), R_{int} (> 100 k Ω) și R_{ies} (< 200 Ω), care caracterizează calitățile de amplificare, I_{int} (< 1 mA), ce caracterizează curentul de repaus la intrarea amplificatorului operațional în regim static, factorul de atenuare a semnalului sinfazat, K_a sf (> 60 dB). Uneori, în datele de catalog sunt prezentați și alți parametri, cum sunt: tensiunea limită la intrări și între acestea (în cazul absenței acestor specificații în datele de catalog, se consideră că sunt egale cu ± E_a). În amplificatoarele operaționale reale, regimului u_{ies} = 0 îi corespunde o tensiune diferită de zero la intrare, numită tensiune de derivă a nulului, $U_d = u_{int1} - u_{int2}$ (< ± 5 mV). Tensiunea limită la ieșirea amplificatorului operațional este $U_{ies max}$.

Schema echivalentă generalizată a amplificatorului operațional în curent alternativ corespunde schemei prezentate în figura 4.8.b, în cazul când la intrare se aplică tensiunea $u_{int1} - u_{int2}$. În multe cazuri, în schemă nu se face reprezentarea surselor de alimentare la care se cuplează amplificatorul operațional.

4.10. Amplificatorul operațional neinversor cu reacție

Amplificatoarele operaționale nu pot fi folosite însă singure în schemele de amplificare, datorită faptului că regiunea liniară AOB pe caracteristica de transfer este limitată de valori relativ mici ale tensiunilor

 $\frac{u_{iesmax}}{A_u}$ (figura 4.17). Prin creșterea tensiunii de intrare în afara acestor limite,

tensiunea de ieșire nu se modifică, cu alte cuvinte se constată distorsionarea neliniară a semnalului.



Fig. 4. 18 – Amplificator operațional neinversor cu reacție negativă (a) și caracteristica sa de transfer (b)

De asemenea, amplificarea A_u variază în limite mari de la un exemplar la altul și ea depinde de regimul de funcționare, în special de temperatura de lucru, datorită dependenței puternice de temperatură a lui β al tranzistoarelor care compun amplificatorul operațional. Pentru îmbunătățirea parametrilor dispozitivelor de amplificare cu amplificator operațional se folosește reacția. În figura 4.18.a este reprezentată schema amplificatorului neinversor cu amplificator operațional. De la ieșirea amplificatorului operațional se culege tensiunea pentru reacția negativă, care se aplică la intrarea inversoare a amplificatorului operațional. În acest fel, la intrarea neinversoare a amplificatorului operațional acționează tensiunea de intrare, u_{int}, iar la intrarea inversoare tensiunea u_{ri}. Tensiunea la ieșirea amplificatorului operațional este determinată de diferența (u_{int} – u_{ri}), iar reacția este negativă.

Amplificarea se determină pe baza schemei din figura 4.18.a. În acest scop, se consideră că $R_S >> R_{ies}$, $R_{int} >> R_1$ și $R_2 >> R_{ies}$, condiții care sunt îndeplinite în amplificatorul operațional. Tensiunea de reacție este:

$$\mathbf{u}_{\mathrm{ri}} = \mathbf{u}_{\mathrm{ies}} \cdot \frac{\mathbf{R}_{1}}{\mathbf{R}_{1} + \mathbf{R}_{2}} = \mathbf{u}_{\mathrm{ies}} \cdot \boldsymbol{\gamma}$$
(4. 22)
Tensiunea de ieșire se determină de diferența tensiunilor la intrarea amplificatorului operațional astfel:

$$\mathbf{u}_{\text{ies}} = \mathbf{A}_{u}(\mathbf{u}_{\text{int}} - \mathbf{u}_{\text{ri}}) = \mathbf{A}_{u}(\mathbf{u}_{\text{int}} - \gamma \cdot \mathbf{u}_{\text{ies}})$$
(4. 23)

În acest fel, amplificarea amplificatorului operațional cu reacție negativă este:

$$A_{uri} = \frac{u_{ies}}{u_{int}} = \frac{A_u}{1 + A_u \gamma} < A_u$$
(4. 24)

Datorită faptului că la amplificatoarele operaționale A_u este foarte mare, din expresia (4.23), pentru $A_u \rightarrow \infty$, se obține:

$$A_{\rm uri} = \frac{1}{\gamma} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$
(4.25)

adică A_{uri} este determinată numai de raportul rezistentelor și nu depinde de valoarea lui A_u. În acest fel, introducerea reacției negative permite stabilizarea amplificării circuitului integrat. Astfel, dacă A_u se micșorează, se micșorează și u_{ies} și u_{ri}, crește diferența acestor valori, ceea ce face ca u_{ies} să crească, compensând scăderea inițială a tensiunii de ieșire. Tensiunea la ieșirea amplificatorului operațional u_{ies} $\leq U_{ies max}$, amplificarea circuitului integrat A_u $\rightarrow \infty$, de unde rezultă că u_{int} $- u_{ri} = \frac{u_{ies}}{A_u} = 0$, adică u_{int} $\approx u_{ri}$. Astfel, luând în considerare expresia (4.22), se obține expresia (4.24). În regim de amplificare liniară, tensiunea diferențială între intrările amplificatorului operațional este foarte mică, iar această calitate apare în toate schemele de utilizare a amplificatorului operațional.

Deși amplificarea schemei depinde numai de raportul rezistențelor R_1 și R_2 , rezistența minimă a lui R_1 este limitată de capacitatea de sarcină a circuitului integrat. Pe de altă parte, valoarea maximă a lui R_2 este limitată, întrucât curenții mici care trec prin rezistențe de mare valoare sunt comparabili cu cei de intrare ai amplificatorului operațional și această situație amplifică influența faptului că amplificatorul operațional nu este ideal asupra funcționării schemei. Practic, valoarea rezistenței R_2 se găsește în limitele $10^3 \div 10^6 \Omega$.

Stabilizarea amplificării amplificatorului operațional datorită introducerii reacției face ca rezistența de ieșire a schemei din figura 4.18.a să fie mai mică decât rezistența de ieșire a amplificatorului operațional însuși: $R_{ies\ ri} << R_{ies}$, ceea ce reprezintă de asemenea o calitate obținută datorită reacției. Rezistența de intrare a schemei din figura 4.18.a se determină cu relația $R_{int\ ri} = \frac{u_{int}}{i_{int}}$, unde i_{int} este curentul diferențial dintre intrările

amplificatorului operațional: $i_{int} = \frac{u_{int} - u_{ri}}{R_{int}}$, R_{int} fiind rezistența de intrare a

AO. Dat fiind că $u_{int} - u_{ri} \approx 0$, $i_{int} \approx 0$, iar rezistența de intrare se mărește substanțial: $R_{int ri} >> R_{int}$, ceea ce, de asemenea, reprezintă o calitate datorată reacției.

$$\begin{aligned} R_{\text{int ri}} &= R_{\text{int}}(1 + A_{\text{u}} \cdot \gamma); \text{ pentru } A_{\text{u}} \to \infty, R_{\text{int ri}} \to \infty \\ R_{\text{ies ri}} &= \frac{R_{\text{ies}}}{1 + \gamma \cdot A_{\text{u}}}; \text{ pentru } A_{\text{u}} \to \infty, R_{\text{ies ri}} \to 0 \end{aligned}$$

Tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional este limitată de valorile $\pm U_{ies max}$. În schema din figura 4.18.a, regimul de amplificare liniară corespunde tensiunilor de intrare limitate de valorile $\pm \frac{U_{iesmax}}{A_{uri}}$. Dat fiind că

 $A_{uri} \ll A_u$, caracteristica de transfer a amplificatorului operațional cu reacție negativă are un domeniu mare de amplificare liniară (figura 4.18.b).

Înclinarea caracteristicilor de transfer în sectorul liniar AOB este determinată de amplificarea A_{uri} : linia 1 este trasată pentru $A_{uri} = 4$, linia 2 pentru $A_{uri} = 10$. În acest fel, introducerea reacției negative permite lărgirea domeniului liniar al caracteristicilor de transfer și micșorarea distorsiunilor neliniare.



Fig. 4. 19 – Forma semnalelor la intrarea și ieșirea AO din figura 4.18 pentru diferite valori ale amplificării

În figura 4.19 este prezentată forma tensiunii de intrare u_{int} , care se aplică la intrarea AO din schema din figura 4.18.a și cea a tensiunii de ieșire, u_{ies} , pentru diferite valori ale amplificării A_{uri} : $A_{uri1} < A_{uri2} < A_{uri3}$. Lărgirea domeniului de amplificare liniară se obține datorită reducerii amplificării.

4.11. Amplificatorul operațional inversor cu reacție

Schema amplificatorului operațional inversor cu reacție negativă este prezentată în figura 4.20. Semnalul de intrare și semnalul de reacție negativă se aplică la intrarea inversoare a amplificatorului operațional, unde are loc însumarea curenților i_{int} și i_{ri}, adică se produce reacția negativă paralelă. Pentru însumarea curenților este necesară eliminarea posibilității de cuplare nemijlocită la intrarea amplificatorului operațional a surselor de alimentare, adică este necesar sa se asigure ca $R_1 \neq 0$ și $R_2 \neq 0$.



Fig. 4. 20 – AO inversor cu reacție negativă (a) și caracteristica de transfer a acestuia (b)

Pentru determinarea parametrilor de amplificare, se consideră că sunt satisfăcute condițiile: $R_S >> R_{ies}$, $R_{int} >> R_1$, $R_{ies} << R_2$, condiții care sunt realizate în mod obișnuit în amplificatorul operațional. Pentru că la circuitele integrate: $R_{int} \rightarrow \infty$, $i_{int} = -i_{ri} = i$.

Tensiunea diferențială dintre intrările amplificatorului operațional, u* este nulă pe sectorul liniar al caracteristicii de transfer. Atunci:

$$\mathbf{u}_{\text{int}} = \mathbf{i}_{\text{int}} \cdot \mathbf{R}_1 = \mathbf{i} \cdot \mathbf{R}_1 \tag{4.26}$$

 $u_{ies} = i_{ri} \cdot R_2 = -i \cdot R_2$ (4. 27) Amplificarea schemei din figura 4.20 se determină astfel:

$$A_{\rm uri} = \frac{u_{\rm ies}}{u_{\rm int}} = -\frac{R_2}{R_1}$$
(4. 28)

Semnul minus arată că polaritatea semnalelor la intrare și ieșire este diferită, ele fiind în opoziție de fază, motiv pentru care montajul este inversor. Amplificarea $|A_{uri}| \ll A_u$, dar A_{uri} depinde numai de raportul rezistențelor, datorită cărui fapt stabilitatea montajului este foarte mare.

Rezistența de intrare a AO inversor este: $R_{int ri} = \frac{u_{int}}{i_{int}}$. Folosind relația (4.25), rezultă: $R_{int ri} = R_1$. Deosebirea dintre amplificatorul operațional 183 analizat și cel din figura 4.18.a constă în faptul că valoarea rezistenței la intrare este finită.

Prin stabilizarea amplificării, rezistența de ieșire se micșorează, astfel încât R_{ies ri} << R_{ies}, ceea ce reprezintă o calitate obținută datorită reacției negative. R_{ies ri} = $\frac{R_{ies}}{1 + A_u \cdot \gamma_*}$, unde $\gamma_* = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$. Când $A_u \rightarrow \infty$, $R_{ies ri} \rightarrow 0$.

Caracteristica de transfer a amplificatorului inversor este prezentată în figura 4.20.b. Ea se deosebește de caracteristica din figura 4.18.b prin aceea că este dispusă în cadranele al II-lea și al IV-lea, ceea ce caracterizează schemele inversoare a polarității semnalului. Zona liniară a caracteristicii este limitată de tensiunile $\pm \frac{U_{iesmax}}{A_{uri}}$. Pentru că $|A_{uri}| \ll A_u$, partea liniară a

caracteristicii de transfer se lărgește datorită introducerii reacției negative, iar semnalele de amplitudine mare se transmit fără distorsiuni. În acest mod, introducerea reacției negative în schema amplificatorului operațional inversor permite îmbunătățirea parametrilor acestuia astfel: se mărește amplificării, se micșorează rezistența de ieșire, se lărgește domeniul liniar al caracteristicii de transfer și se reduc distorsiunile în cazul semnalelor mari. Aceleași rezultate se obțin și prin introducerea reacției negative în amplificatoarele operaționale neinversoare cu singura deosebire referitoare la valoarea rezistenței de intrare. Deci, cu ajutorul reacției negative, prin îmbunătățirea unui singur parametru de reducere a amplificării, se pot îmbunătăți ceilalți parametri. În cazul când se dorește amplificarea puternică a semnalelor, se folosesc mai multe etaje de amplificare, fiecare dintre etaje fiind realizat cu amplificatoare operaționale cu reacție negativă.

4.12. Scheme operaționale

Cu ajutorul amplificatorului operațional se pot construi scheme care să realizeze operații matematice asupra semnalelor de intrare: însumarea, scăderea, derivarea, integrarea, extragerea modulului funcției, etc. Aceste scheme sunt frecvent utilizate în instalațiile de control automat și constituie baza materială a calculatoarelor analogice. Dintre aceste scheme, prezintă interes deosebit schemele cu amplificator operațional pentru însumare și integrare, precum și schemele în care amplificatorul operațional se folosește în regim neliniar. În figura 4.21.a este prezentată schema sumatorului inversor realizată pe baza amplificatorului operațional cu intrare inversoare și circuit paralel de reacție negativă.

Pentru că R_{int} la AO este mare, $i_1 + i_2 + i_3 = -i_{ri}$. Ca și în schema din figura 4.20.a, $i_{ri} = \frac{u_{ies}}{R_{ri}}$. Curenții de intrare se determină având în vedere că

între intrările circuitului integrat AO tensiunea este nulă: $i_1 = \frac{u_{int1}}{R}$; $i_2 = \frac{u_{int2}}{R}$;



Fig. 4. 21 – Sumator inversor cu AO (a) și diagramele de timp ale semnalelor la intrările și la ieșirea acestuia (b)

Din relația 4.28, rezultă:
$$\frac{u_{int1} + u_{int2} + u_{int3}}{R} = -\frac{u_{ies}}{R}, \text{ de unde:}$$
$$u_{int1} + u_{int2} + u_{int3} = -u_{ies}\frac{R}{R_{ri}}$$
(4. 29)

iar dacă se alege $R = R_{ri}$,

 $u_{int1} + u_{int2} + u_{int3} = -u_{ies}$ (4.29')

Semnul minus indică faptul că, pe lângă adunarea semnalelor, se produce și inversarea polarității. În figura 4.21.b sunt prezentate diagramele de timp care ilustrează funcționarea sumatorului inversor.

În figura 4.22.a este prezentată schema sumatorului neinversor. La baza realizării acestei scheme stă AO neinversor cu reacție din figura 4.18.a. Prin înlocuirea acestuia cu schema echivalentă, care conține $R_{int ri} = \infty$ și sursa de tensiune $A_{uri} \cdot u_{sum}$ (rezistența de ieșire este nulă), se obține schema din figura 4.22.b.

Pentru că R_{int ri} = ∞, $i_1 + i_2 + i_3 = 0$ și, pe baza legii lui Ohm, rezultă: $\frac{u_{int1} - u_{sum}}{R} + \frac{u_{int2} - u_{sum}}{R} + \frac{u_{int3} - u_{sum}}{R} = 0$, de unde:

 $u_{int1} + u_{int2} + u_{int3} = 3u_{sum}$, sau, pentru n intrări, $u_{int1} + u_{int2} + u_{int3} = n \cdot u_{sum}$

Tensiunea la ieșirea AO se determină având în vedere relația (4.24), astfel:

$$u_{ies} = A_{uri} \cdot u_{sum} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{u_{int1} + u_{int2} + u_{int3}}{n}$$

Rezultă că tensiunea de ieșire este proporțională cu suma semnalelor de intrare. Factorul de transfer în tensiune al schemei din figura 4.22.a depinde însă de numărul intrărilor, n. Tensiunea de ieșire, u_{ies} , este

determinată de valoarea medie a semnalelor de la intrare: $\frac{\sum_{i=1}^{n} u_{inti}}{n}$.

În figura 4.22.c este prezentată schema scăzătorului (substractorului) de semnale, realizată cu AO. Pentru analizarea acestei scheme se folosește metoda superpoziției. Pentru început, se consideră că $u_{int0} = 0$, adică se scurtcircuitează sursa u_{int2} , în care caz, schema devine neinversoare (figura 4.18.a), la intrarea căreia se cuplează divizorul de tensiune cu coeficientul de

transfer $\gamma_{\text{int}} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$. Având în vedere relația (4.24), rezultă:

$$u'_{ies} = u_{int1} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

În continuare, se consideră că $u_{int1} = 0$, schema transformându-se astfel în amplificator operațional inversor (figura 4.20.a), deoarece cuplarea la intrarea neinversoare a rezistoarelor R_3 și R_4 nu modifică potențialul la intrarea neinversoare a AO ideal, la care curentul de intrare este foarte mic. În acest caz, în conformitate cu expresia (4.27), $u_{ies}^{"} = -u_{int2}\frac{R_2}{R_1}$. Ca rezultat al

acțiunii ambelor semnale, tensiunea de ieșire a amplificatorului operațional este egală cu:

$$u_{ies} = u'_{ies} + u''_{ies} = u_{int1} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_1 + R_2}{R_1} - u_{int2} \frac{R_2}{R_1}$$

Dacă R_1 = R_3 și R_2 = R_4, se obține:
R_2

$$\mathbf{u}_{\text{ies}} = \frac{\mathbf{K}_2}{\mathbf{R}_1} \left(\mathbf{u}_{\text{int}1} - \mathbf{u}_{\text{int}2} \right)$$

Sursa de tensiune comandată în curent se obține din schema din figura 4.20.a pentru $R_1 = 0$. În acest caz, $R_{int} = 0$ și sursa de semnal u_{int} funcționează în regim de sursă a curentului i_{int} . Tensiunea de ieșire se determină având în vedere că $u^* = 0$, astfel: $u_{ies} = =i_{ri} \cdot R_2 = -i_{int} \cdot R_2$. Sursa de curent comandată în tensiune se obține, de asemenea, din schema 4.20.a, dacă se cuplează sarcina

în locul lui R₂. Atunci: $i_{ies} = i_{ri} = -i_{int} = -\frac{u_{int}}{R_1}$. Integratorul cu amplificator operațional se realizează de asemenea pe baza AO neinversor din figura 4.23.a. În circuitul de reacție se cuplează condensatorul C, astfel încât tensiunea pe acesta este egală cu:

$$u_{C} = \frac{1}{C} \int i_{C}(t) \cdot dt$$
Pentru că R_{int} = ∞,

$$I_{C} = -i_{int} = -\frac{u_{int}}{R}$$
(4. 30)
(4. 31)



Fig. 4. 22 – Sumator neinversor cu AO (a), schema sa echivalentă (b) și scăzător (substractor) cu AO (c)

Tensiunea de intrare diferențială a AO este egală cu zero, din care motiv $u_{ies} = u_C$. Având în vedere expresiile (4.30) și (4.31), se obține:

$$u_{\text{ies}} = -\frac{1}{C} \int \frac{u_{\text{int}}(t)}{R} \cdot dt = -\frac{1}{RC} \int u_{\text{int}}(t) \cdot dt \qquad (4.32)$$

În acest fel, schema realizează operația matematică de integrare, care în formă definită, se poate scrie:

$$\mathbf{u}_{\text{ies}} = \mathbf{u}_{\text{ies}}(0) - \frac{1}{\text{RC}} \int_0^t \mathbf{u}_{\text{int}}(t) \cdot dt$$

Tensiunea de ieșire depinde de condițiile inițiale, adică de tensiunea inițială pe condensator în momentul t = 0, $u_{ies}(0)$. În figura 4.23.b sunt prezentate diagramele de timp care ilustrează funcționarea integratorului.

Când la intrarea acestuia se aplică o tensiune constantă, la ieșire se obține tensiune liniar variabilă.



Fig. 4. 23 – Integrator cu AO (a) și diagramele de timp ale semnalelor la intrarea și ieșirea acestuia (b)

4.13. Compensarea curenților de intrare și a tensiunii de deplasare a nulului

Utilizarea în practică a AO impune luarea unor măsuri speciale. Astfel, trebuie menționat faptul că, la realizarea etajelor de intrare ale AO cu tranzistoare bipolare (figura 4.12.a) curenții de bază ai tranzistoarelor de intrare trec prin circuitul de intrare al AO. În figura 4.24 se prezintă schema cu amplificator operațional inversor cu reacție, unde sunt specificați curenții de intrare, i_{int} .



Fig. 4. 24 - AO inversor cu compensarea influenței curenților de intrare

Căderea de tensiune la trecerea curenților de intrare în regim static este $u_{int} = 0$. Curentul i_{int} la intrarea inversoare trece prin rezistoarele R_1 și R_2 , ceea ce provoacă la această intrare căderea de tensiune: $U = -i_{int} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$.

Dat fiind că, la AO, A_u este mare, valoarea deși mică a tensiunii U poate provoca modificarea substanțială a tensiunii la ieșire, U_{ies} = A_u·U, ceea ce înseamnă existența unei tensiuni la ieșire când semnalul la intrare este nul, fapt care creează dificultăți de utilizare a AO. Pentru eliminarea influenței negative a curenților de intrare, la intrarea directă a AO se cuplează rezistorul $R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$. Curentul de intrare de la intrarea neinversoare creează pe R o

cădere de tensiune; semnalul de intrare se determină ca diferența tensiunilor dintre intrările neinversoare și inversoare și, când curenții de intrare sunt egali la ambele intrări, $U_{ies} = 0$. Schema din figura 4.24, cu rezistorul R, reprezintă practic schema AO inversor. Completări similare se introduc de asemenea și în schemele integratorului și sumatorului inversor. În schema din figura 4.18.a se urmărește alegerea rezistoarelor în circuitul de reacție astfel încât, pentru curenții de intrare de la intrările neinversoare și inversoare, rezistența să fie aceeași. În acest caz, se are în vedere că, la intrare neinversoare, curentul trece prin rezistența internă a sursei U_{int}.



Fig. 4. 25 – Exemple de scheme de compensare a tensiunii de deplasare a nulului

La AO reale, caracteristica de transfer este asimetrică în raport cu nulul (figura 4.17), asimetrie determinată de tensiunea de deplasare a nulului, U_d , care poate fi diferită la diferite exemplare de circuite integrate, dar limitată de valoarea indicată de catalog pentru AO respectiv. Tensiunea de deplasare a nulului U_d face ca $u_{ies} \neq 0$ atunci când la intrare semnalul este nul. Pentru compensarea influenței negative a tensiunii de deplasare a nulului, schemele realizate cu AO sunt înzestrate cu circuite speciale, care, prin reglare, pot elimina influența negativă a U_d . În figura 4.25 se prezintă pentru exemplificare schemele AO inversoare și neinversoare cu reacție, prevăzute cu circuitele corespunzătoare pentru compensarea tensiunii de deplasare a nulului; aceste scheme conțin potențiometre, care se reglează la punerea în

funcțiune a schemei. Introducerea elementelor suplimentare în schemele practice nu modifică însă concluziile analizei funcționale a AO.

4.14. Caracteristicile de frecvență ale amplificatoarelor și autoexcitația

Capacitatea de amplificare a semnalelor de înaltă frecvență în AO este limitată în realitate de inerția tranzistoarelor. Odată cu creșterea frecvenței, scade A_u și apare o defazare a semnalului de ieșire în urma celui de la intrare, ceea ce înseamnă că A_u se poate reprezenta sub formă complexă.



Fig. 4. 26 - Forma semnalelor la intrarea și ieșirea amplificatorului operațional

În figura 4.26 este prezentată forma $U_{int}(t)$ și $U_{ies}(t)$ la AO, când semnalele la intrarea acestuia sunt dreptunghiulare. Inerția tranzistoarelor distorsionează forma impulsurilor la ieșire, acestea devenind trapezoidale, iar prin creșterea la valori a frecvenței de repetiție, devin triunghiulare. La frecvențe înalte, amplitudinea impulsurilor la ieșire se micșorează, pentru că, pe durata impulsului, tensiunea nu reușește să atingă valoarea limită. Nivelul de reducere a amplificării depinde de numărul etajelor amplificatorului. În domeniul frecvențelor înalte, amplificarea etajului i, A_{ui} se micșorează de M_i ori și apare întârzierea de fază ϕ_i . La amplificatorul cu mai multe etaje, modulul amplificării se determină astfel:

$$\mathbf{A}_{\mathbf{u}} = \mathbf{A}_{\mathbf{u}1} \cdot \mathbf{A}_{\mathbf{u}2} \cdot \mathbf{A}_{\mathbf{u}3} \cdots = \frac{\mathbf{A}_{\mathbf{u}01} \cdot \mathbf{A}_{\mathbf{u}02} \cdot \mathbf{A}_{\mathbf{u}03} \cdots}{\mathbf{M}_1 \cdot \mathbf{M}_2 \cdot \mathbf{M}_3 \cdots},$$

unde A_{u01} , A_{u02} , A_{u03} , ... reprezintă modulul amplificărilor etajelor la frecvențe medii. Defazarea se acumulează de la un etaj la altul, astfel încât, la amplificatorul cu mai multe etaje: $\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + ...$

Funcția de tipul $A_u(f)$ se numește caracteristica amplitudine-frecvență a amplificatorului, iar $\phi(f)$ – caracteristica fază-frecvență a acestuia. În figura 4.27 este prezentată calitativ forma acestor funcții.



Fig. 4. 27 - Caracteristicile de frecvență ale amplificatoarelor operaționale

La caracteristicile de frecvență se pot evidenția două domenii distincte: atunci când A_u este maxim și defazarea este nulă, domeniul reprezintă domeniul spectral al benzii de trecere a amplificatorului. În domeniul frecvențelor înalte, A_u scade odată cu creșterea frecvenței, iar defazarea se mărește.

Cele două domenii sunt despărțite de valoarea lui f_i , care, de regulă, se consideră corespunzând valorii $A_u = \frac{A_{u0}}{\sqrt{2}}$, adică pentru $M = \sqrt{2}$. La utilizarea reacției, este necesar să se ia în considerație caracteristicile de frecvență. Amplificarea complexă este:

$$\underline{\mathbf{A}}_{\mathrm{uri}} = \frac{\underline{\mathbf{A}}_{\mathrm{u}}}{1 + \underline{\mathbf{A}}_{\mathrm{u}} \cdot \underline{\boldsymbol{\gamma}}} \tag{4.33}$$

La frecvența f*, din figura 4.27, rezultă că valoarea unghiului de defazare este $\varphi = 180^{\circ}$. Amplificarea A_u la această frecvență este o mărime reală, dar negativă, deci <u>A_u</u> = $-A^*$. Înlocuind această valoare în expresia (4.34), se obține:

$$A_{\rm uri}(f^*) = -\frac{A^*}{1 - A^* \cdot \gamma} \tag{4.34}$$

Deci, la frecvența f*, $|A_{uri}| > |A_u|$ adică, datorită defazării ($\varphi = \pi$), reacția negativă se transformă în reacție pozitivă, care mărește amplificarea la această frecvență. Când A*· $\gamma = 1$, din expresia (4.25) se obține $A_{uri} = \infty$, ceea ce înseamnă că, în lipsa semnalului la intrare ($u_{int} = 0$), la ieșire tensiunea nu mai este nulă. Această situație indică faptul că amplificatorul este în regim de autoexcitație, datorită reacției pozitive, când semnalul de la ieșire adus la intrare menține tensiunea de ieșire, care prin circuitul de reacție excită din nou AO. Când A*· $\gamma > 1$, tensiunea de ieșire crește până când distorsionarea formei semnalului face ca A* să scadă, astfel încât să fie îndeplinită relația A*· $\gamma = 1$. Condițiile de autoexcitație se formulează astfel:

- 1. $\phi_a + \phi_{ri} = 2\pi$, unde $\phi_a + \phi_{ri}$ reprezintă defazarea cauzată de transferul semnalului prin AO și respectiv prin circuitul de reacție. Când suma acestor defazări este egală cu 2π , înseamnă că sunt îndeplinite condițiile de fază pentru reacția pozitivă.
- 2. $A^* \cdot \gamma \ge 1$

În scopul eliminării posibilității de autoexcitație, la amplificatoare se iau diferite măsuri, astfel: se limitează numărul etajelor cuprinse în reacție, pentru că fiecare etaj introduce o defazare la înaltă frecvență. Din acest motiv, AO sunt prevăzute cu numai două etaje, ceea ce limitează posibilitatea de obținere a unor amplificări foarte mari în circuitele integrate respective. De asemenea, în scopul reducerii posibilităților de autoexcitație, se folosesc circuite RC de corecție, care se cuplează la anumite borne ale AO, ceea ce reduce la minim valoarea lui A_u la frecvența f*, pentru care condițiile de autoexcitație nu se îndeplinesc, adică A*· γ < 1 pentru $\phi = \pi$. În aceste cazuri, caracteristica amplitudine-frecventă a AO se modifică după linia punctată din figura 4.27.a.

Schemele de corecție în soluții tipizate se găsesc în literatura de specialitate. Calculul acestora se face prin metodele utilizate în teoria reglării automate pentru analiza și sinteza sistemelor automate continue și liniare. Există AO care conțin în structura circuitelor integrate respective și circuite de corecție. Trebuie remarcat faptul că banda de trecere a amplificatoarelor la care sunt luate măsurile necesare de preîntâmpinare a autoexcitației este de regulă mai mică, ceea ce reprezintă pierderea necesară pentru obținerea avantajelor substanțiale pe care le oferă reacția negativă. Reducerea benzii de trecere a amplificatorului protejat la autoexcitație este mai mare decât lărgirea benzii care se obține datorită folosirii reacției negative.

4.15. Amplificatoare selective și generatoare de oscilații sinusoidale

Un sistem care are amplificarea maximă într-o bandă de frecvență îngustă, în apropierea frecvenței f_0 , se numește amplificator selectiv. În afara limitelor acestei benzi spectrale înguste, amplificarea scade rapid. O largă utilizare au căpătat amplificatoarele selective realizate pe baza AO. După cum s-a arătat în paragrafele 4.10 și 4.11 amplificarea AO cu reacție negativă este determinat numai de parametrii circuitului de reacție. Dacă în circuitul de reacție se folosesc celule RC, ale căror factor de transfer și defazare depind de frecvență, atunci se poate asigura dependența necesară a amplificării în funcție de frecvență. În figura 4.28.a este prezentată schema amplificatorului selectiv cu punte Wien, aceasta fiind încadrată în dreptunghiul desenat cu linie punctată. Când se aplică o tensiune nesinusoidală u_{int}(t), de frecvență f₀ la intrarea amplificatorului, la ieșirea acestuia se obține un semnal sinusoidal (figura 4.28.b).



Fig. 4. 28 – Amplificator selectiv (a) și diagramele de timp ale semnalelor la intrarea și ieșirea acestuia (b)

Puntea se compune din celulele serie (C'R') și paralel (C''R''). La trecerea prin punte, semnalul de joasă frecvență se pierde pe condensatorul C', iar semnalul de înaltă frecvență se atenuează pe divizorul de tensiune compus din celule serie și paralel, pentru că, prin creșterea frecvenței, reactanța condensatorului C'' scade. În acest fel, factorul maxim de transfer al punții este corespunzător unei anumite frecvențe, f_0 .

Defazarea, introdusă de punte la frecvența f_0 este nulă. În cazul raporturilor optime C' = C" = C, R' = R" = R, $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$; la f = f₀, factorul de transfer al punții este $\gamma_p = 1/3$.

La frecvențe diferite de f_0 , factorul de transfer al punții este mic și se poate considera că semnalul la intrarea neinversoare a AO, $u_{rip} = 0$. Schema

este identică cu AO inversor din figura 4.20.a și are amplificarea determinată de relația (4.28), $A' = -\frac{R_2}{R_1}$. La frecvența f₀, factorul de transfer al punții este maxim. Prin punte, la intrare a AO se transmite semnalul de reacție pozitivă, care mărește puternic amplificarea schemei, A_m în raport cu A'. Caracteristica de frecvență a amplificatorului selectiv este reprezentată în figura 4.29.b. Cu cât este mai mare amplificarea A', cu atât este mai îngustă banda de frecvență a amplificatorului și este mai mare raportul A_m/A' .



Fig. 4. 29 – Caracteristicile de frecvență ale punții Wien (a) și ale amplificatorului selectiv (b)

Atunci când $\frac{R_2}{R_1}$ = 2, se îndeplinesc condițiile de autoexcitație iar

amplificarea schemei, A_m , la frecvența f_0 devine infinită, ceea ce înseamnă că, la ieșire, se obțin semnale sinusoidale de frecvență f_0 atunci când la intrare semnalul este nul. În această situație, schema din figura 4.28.a se transformă în generator de tensiune sinusoidală, iar circuitul sursei tensiunii de intrare poate fi decuplat. Există o multitudine de variante de realizare a amplificatoarelor selective și a generatoarelor sinusoidale pe baza altor celule RC, ale căror caracteristici depind de frecvență.

4.16. Amplificatoare cuplate capacitiv

Calitatea esențială a amplificatoarelor cuplate prin capacitate constă în lipsa derivei nulului, deoarece condensatoarele nu permit trecerea componentei continue și, implicit, a derivei nulului. În figura 4.30 este prezentat pentru exemplificare etajul realizat pe baza AO cu legătură prin sarcină. Cuplarea prin capacitate se utilizează însă rar, pentru că aceste capacități relativ mari sunt dificil de realizat în structura circuitelor integrate. Când la intrare se aplică semnal fără componenta continuă, așa cum se arată în figura 4.31.a, semnalul la ieșire reprezintă ca formă copia semnalului de intrare. În cazul aplicării la intrare a unui semnal de intrare ce conține și o componentă continuă (figura 4.31.b), aceasta din urmă nu trece prin condensatoarele C_1 și C_2 și semnalul la ieșire nu mai corespunde ca formă celui de la intrare. Limitarea spectrală specifică amplificatoarelor cuplate prin condensator reprezintă principala deficiență a acestora.



Fig. 4. 30 - Amplificator cu cuplaj capacitiv și schema sa echivalentă

Domeniul de frecvență al amplificatoarelor cuplate prin capacități se poate împărți în trei zone, astfel:

- domeniul frecvențelor medii, corespunzător benzii de trecere a amplificatorului se caracterizează prin faptul că, la aceste frecvențe, reactanțele capacitive ale condensatoarelor, $1/\omega C_1$ și $1/\omega C_2$, sunt mici, ceea ce face ca semnalul să se transmită la ieșire practic fără pierderi; amplificarea în acest domeniu spectral este constantă;
- domeniul frecvențelor înalte, în care apare influența inerției tranzistorului, amplificarea scade și se produce o defazare între semnalele de intrare, respectiv de ieșire;
- domeniul frecvențelor joase, în care reactanțele capacitive ale condensatoarelor sunt mari; o parte din semnal se pierde pe aceste reactanțe și amplificarea scade.

În figura 4.31.c sunt reprezentate caracteristicile amplitudinefrecvență și fază-frecvență ale amplificatorului cuplat prin capacități. Banda de trecere a acestuia este limitată de frecvențele f_j și f_i , pentru care amplificarea este: $|A_u| = \frac{A_{u0}}{\sqrt{2}}$.



Fig. 4. 31 – Diagramele de timp ale semnalelor la intrarea și ieșirea amplificatorului cu cuplaj capacitiv (a, b) și caracteristicile de frecvență ale acestuia (c)

Analiza amplificatorului din schema din figura 4.30.a se face pe baza schemei echivalente din figura 4.30.b. Amplificarea montajului este:

$$\underline{A}_{u} = \frac{\underline{U}_{ies}}{\underline{E}_{int}} = \underline{\gamma}_{int} \underline{A}_{u0} \underline{\gamma}_{ies}$$
(4.35)

unde $\underline{\gamma}_{int}$ este factorul de transfer al circuitului de intrare și $\underline{\gamma}_{ies}$ este factorul de transfer al circuitului de ieșire.

$$\underline{\gamma}_{int} = \frac{\underline{U}_{int}}{\underline{E}_{int}} = \frac{R_{int}}{R_g + \frac{1}{i\omega C_1} + R_{int}}$$
(4.36)

$$\underline{\underline{\gamma}}_{ies} = \frac{\underline{\underline{U}}_{ies}}{\underline{\underline{A}}_{u0}\underline{\underline{U}}_{int}} = \frac{\underline{\underline{R}}_{s}}{\underline{\underline{R}}_{ies} + \frac{1}{i\omega\underline{\underline{C}}_{2}} + \underline{\underline{R}}_{s}}$$
(4.37)

Relația (4.37) se scrie sub forma: $R_{\rm ex}$

$$\underline{\gamma}_{int} = \frac{\frac{R_{int}}{R_{int} + R_g}}{1 + \frac{1}{i\omega C_1 \left(R_{int} + R_g\right)}} = \frac{\gamma_{int0}}{1 + \frac{1}{i\omega \tau_1}}$$
(4.38)

unde $\gamma_{int0} = \frac{R_{int}}{R_{int} + R_g}$ este factorul de transfer al circuitului de intrare când

 $\frac{1}{i\omega C_1} = 0 \text{ (zona frecvențelor înalte) și } \tau_1 = C_1(R_1 + R_{int}) \text{ este constanta de timp a circuitului de încărcare a condensatorului C_1. Modulul factorului de transfer <math>\gamma_{int}$ este $|\gamma_{int}| = \frac{\gamma_{int0}}{M_1}$, unde M_1 este un indice care arată de câte ori

scade factorul de transfer al circuitului de intrare la pulsația ω . Din relația (4.39), se obține:

$$\mathbf{M}_1 = \sqrt{1 + \frac{1}{\omega \tau_0}} \tag{4.39}$$

Când frecvența scade, crește M_1 , iar γ_{int} scade, pentru că se mărește reactanța lui C_1 , pe care se pierde o parte din semnalul sursei E_{int} . În acest caz, prin circuitul $R_1 - C_1 - R_{int}$ trece un curent care provoacă o cădere de tensiune \underline{U}_{int} , care depășește E_{int} . Din relația (4.39), se obține:

$$\varphi_1 = \operatorname{arctg}\left(\frac{1}{\omega\tau_1}\right) \tag{4.40}$$

Aceeași analiză se poate face și pentru circuitul $R_{ies} - C_2 - R_S$. În acest scop, în relațiile (4.40) și (4.41), în locul lui τ_1 se introduce valoarea lui $\tau_2 = C_2(R_{ies} + R_S)$, unde τ_2 reprezintă constanta de timp de încărcare a condensatorului C_2 . În acest fel, se obțin expresiile pentru M_2 și ϕ_2 , care sunt similare cu relațiile (4.40) și (4.41). Amplificarea montajului cu cuplaj capacitiv este, în concordanță cu relația (4.36):

$$A_{u} = \frac{\gamma_{int0}}{M_{1}} A_{u0} \frac{\gamma_{ies0}}{M_{2}} = \frac{\gamma_{int0} \cdot A_{u0} \cdot \gamma_{ies0}}{M}$$

unde $M = M_1 \cdot M_2$ este coeficientul care arată de câte ori scade amplificarea în raport cu valoarea sa maximă, A_{u0} , pentru frecvența $\omega = 2\pi f$. Distorsiunile de fază introduse de cuplajul capacitiv se însumează: $\varphi = \varphi_1 + \varphi_2$.

Pe caracteristicile din figura 4.31.c se poate constata scăderea modulului amplificării și apariția defazării φ . Pentru mărirea benzii de trecere la frecvențe joase, este necesară creșterea capacității condensatoarelor C₁ și C₂, ceea ce influențează negativ asupra gabaritului amplificatorului.

Scăderea amplificării la frecvențe joase provoacă distorsionarea semnalului transmis. Din figura 4.31, se poate constata că, în cazul impulsurilor dreptunghiulare, acestea prezintă o scădere la vârf, determinată de incapacitatea amplificatorului de a transmite semnale de joasă frecvență. Aceste distorsiuni sunt cu atât mai mari, cu cât impulsurile au durată mai mare.

4.17. Etaje amplificatoare de putere

Situațiile analizate până acum s-au caracterizat de un consum mic de putere, de ordinul fracțiunilor de W. La acest nivel de putere, randamentul amplificatorului nu este esențial, importantă fiind transmiterea informației cât mai complet în banda sa spectrală.

Există însă numeroase situații când problema randamentului și cea a asigurării puterii necesare devin de primă importanță. Etajele amplificatoare de putere se deosebesc de cele analizate anterior nu numai prin alcătuirea lor, dar și prin metodele de calcul al amplificatorului. Pe baza regimului de funcționare, etajele de putere se clasifică în clase de funcționare.



Fig. 4. 32 – Amplificator de putere în clasă A: schema (a), construcția dreptei de sarcină (b) și diagramele de timp ale curenților și tensiunilor (c)

A. Etajul amplificator de putere funcționând în clasă A este prezentat în figura 4.32.a, caracteristic pentru acesta fiind cuplarea prin transformator.

Acesta nu transmite componenta continuă a semnalului, motiv pentru care caracteristica de frecvență a etajului este asemănătoare cu cea a etajelor cuplate capacitiv. În regim static (u_{int} = 0), datorită tensiunii de deplasare U_d, care curenții I_{Br} şi I_{Cr} = β I_{Br} + (β + 1)I_{CB0}. Considerând un transformator ideal (pierderi neglijabile, inductanța de magnetizare foarte mare, inductanța de disipare foarte mică), impedanța primarului transformatorului în curent continuu este nulă și, în regim static, U_{cr} = E_C. Pe caracteristicile de ieșire ale tranzistorului, dreapta de sarcină în acest caz este verticală (figura 4.32.b). Punctul static de funcționare, O, are coordonatele (U_{cr}, I_{cr}). Aplicând la intrare un semnal, u_{int}, are loc modificarea curenților bazei, Δ I_B și colectorului, Δ I_C = β \DeltaI_B. Sarcina tranzistorului este reprezentată de rezistența R'_S = $\frac{R_S n_1^2}{n_2^2}$, unde n₁ și n₂ reprezintă numărul de spire ale primarului,

respectiv secundarului transformatorului. Dreapta de sarcină în acest caz este înclinată (în funcție de R's) și trece tot prin punctul O. Când semnalul la intrare este pozitiv, crește I_C , crește astfel și tensiunea la bornele primarului 198

transformatorului, scăzând astfel tensiunea U_{CE} (segmentul OA pe dreapta de sarcină). La valori negative ale lui u_{int} , I_C scade și crește tensiunea U_{CE} (segmentul OB, pe dreapta de sarcină). Pentru valori mari ale lui u_{int} , U_{CE} atinge, la limită valoarea $2E_C$, ceea ce trebuie avut în vedere la alegerea tranzistorului. În figura 4.32.c sunt reprezentate variațiile în timp ale tensiunilor u_{int} , u_{CE} , u_{ies} și curentului i_C, pentru semnale dreptunghiulare.

Determinarea randamentului, $\eta = \frac{P_s}{P_0}$, unde P_s este puterea transmisă

în sarcină și P_0 este puterea consumată din sursa de alimentare se face astfel:

$$P_{S} = \frac{U_{iesm}^{2}}{R_{S}} = \frac{\Delta U_{CE}^{2}}{R_{S}'} = \frac{(\xi E_{C})^{2}}{R_{S}'}$$
(4. 41)

unde $\xi = \frac{\Delta U_{CE}}{E_{C}}$, iar U_{iesm} este amplitudinea tensiunii u_{ies} . În clasă A,

întotdeauna:



Fig. 4. 33 – Dependențele $\eta(\xi)$, $P_0(\xi)$ și $P_C(\xi)$ la amplificatorul de putere în clasă A

Pentru obținerea amplitudinii maxime (pentru $\xi \rightarrow 1$), după cum rezultă din figura 4.32.b, este necesară alegerea valorii $I_{cr} \cong \frac{E_C}{R'_S}$, astfel încât expresia (4.43) se rescrie sub forma:

$$P_0 = \frac{E_c^2}{R'_s}$$
 (4.43)

Din relațiile (4.42) și (4.44) se obține: $\eta = \xi^2$.

În figura 4.33, sunt reprezentate dependențele η , P_0 și $P_C = P_0 - P_S$ în funcție de ξ , de unde se pot trage următoarele concluzii:

a) randamentul maxim se obține pentru valori mari ale lui $\xi = \frac{\Delta U_{CE}}{E_{C}}$,

adică în cazul amplificării semnalelor mari;

- b) puterea consumată din sursă, P₀, nu depinde de semnalul transmis;
- c) pierderile maxime de putere, $P_C = P_0 P_S$, au loc în regim static, când $u_{int} = 0$; puterea pierdută reprezintă putere disipată sub formă de căldură pe tranzistor, astfel încât, pentru regimul în clasă A trebuie aleși tranzistori la care este îndeplinită condiția: $P_{C max} \ge P_0 = I_{cr} \cdot E_C$; în cazul unor semnale de intrare oarecare, randamentul este determinat de valoarea medie a lui ξ , care este, în acest caz, mult mai mică.



Fig. 4. 34 – Amplificator de putere în clasă B: schema (a) și diagramele de timp ale curenților și tensiunilor în circuit (b)

În concluzie, amplificatorul de putere în clasă A oferă posibilitatea transmiterii semnalelor alternative cu distorsiuni minime, dar au o serie de deficiențe: randament scăzut, în special la semnale de intrare mici, puterea consumată din sursă este independentă de semnalul de intrare și are valoare mare, utilizarea unui transformator pentru cuplajul etajului, cu influențe negative asupra caracteristicii de frecvență și gabaritului montajului.

B. Etajul amplificator de putere în clasă B este reprezentat în figura 4.34.a. În acest caz, sarcina se cuplează direct în circuitul de colector al tranzistorului.

În repaus, când tensiunea de intrare este $u_{int} = 0$, $U_d = 0$, $I_{cr} = I_{CE0} \approx 0$, $P_C = 0$, ceea ce înseamnă că tranzistorul nu disipă căldură. La aplicarea semnalului de intrare pozitiv, curentul de colector crește, $u_{ies} = i_C \cdot R_S$.

La aplicarea la intrare a unei tensiuni negative, tranzistorul se blochează și $u_{ies} = 0$. Un astfel de amplificator poate amplifica numai semnale de o singură polaritate, ceea ce elimină necesitatea utilizării unui transformator pentru cuplarea sarcinii. În figura 4.34.b sunt prezentate diagramele de timp ale curenților și tensiunilor în amplificator, pentru semnale de polaritate unică.

Puterea transmisă în sarcină se determină astfel:

$$P_{\rm S} = \frac{U_{\rm iesm}^2}{R_{\rm S}} = \frac{(\xi E_{\rm C})^2}{R_{\rm S}'}$$
(4.44)

Puterea consumată din sursa de alimentare depinde de curentul mediu ce trece prin sarcină:

$$P_0 = E_C I_C = E_C \frac{U_{iesm}}{R_s} = \xi \frac{E^2}{R_s}$$
(4.45)

Astfel, se obține:
$$n = \xi$$



Fig. 4. 35 – Dependențele $\eta(\xi)$, $P_0(\xi)$ și $P_c(\xi)$ la amplificatorul de putere în clasă B

În figura 4.35 este reprezentată dependența η , P_0 și P_C în funcție de ξ , de unde se pot face următoarele aprecieri:

 a) randamentul amplificatorului de putere în clasă B este mai mare față de cel al etajului în clasă A, în special la valori mici și medii ale semnalului de intrare;

(4.46)

- b) puterea consumată din sursa de alimentare este minimă în regim de repaus şi creşte odată cu creşterea semnalelor de intrare;
- c) pierderile de putere sun maxime la valori medii ale lui ξ , dar mult mai mici decât cele de la amplificatorul în clasă A; pentru valori mici ale lui ξ , P_C este mică, deoarece curenții prin tranzistor sunt și ei mici; la valori mari ale lui ξ , P_C este, de asemenea mică, deoarece căderea de tensiune pe R_S este mare, deci u_{CE} = E_C – u_{ies} este mică.

Se poate evidenția astfel avantajul utilizării etajelor de amplificare în putere în clasă B, singura problemă fiind aceea apărută în cazul semnalelor de ambele polarități. Aceasta poate fi rezolvată prin utilizarea, în acest caz, a două etaje în clasă B, funcționând în contratimp (figura 4.36.a).



Fig. 4. 36 - Amplificatoare de putere în clasă B în contratimp

În regim de repaus, ambele tranzistoare sunt blocate. La aplicarea unei tensiuni de intrare pozitive, crește curentul i_{C1} , în colectorul lui T_1 (n-p-n). Polaritatea tensiunii pe sarcină este reprezentată în figură. Schema funcționează la fel ca cea din figura 4.34.a. În acest timp, T₂ rămâne închis. La schimbarea polarității, $u_{int} < 0$, T_1 se blochează și funcționează partea schemei cu T₂ (p-n-p) Astfel, tranzistoarele intră în funcțiune pe rând, în funcție de polaritatea semnalului amplificat. Pe tranzistorul blocat se aplică o tensiune $u_{CE} = E_C + u_{ies}$, care, la limită, pentru ξ mari, tinde la $2E_C$, ceea ce trebuie avut în vedere la alegerea tranzistorului. Pentru schema în contratimp sunt valabile graficele din figura 4.35. Amplificatoarele în contratimp în clasă B se pot realiza și cu același tip de tranzistoare, așa cum se poate vedea în figura 4.36.b, unde sarcina este cuplată direct. Funcționarea este asemănătoare cu cea a schemei cu tranzistoare complementare. Tranzistorul T_1 este cuplat în montaj emitor comun, în timp ce tranzistorul T_2 este cuplat în montaj colector comun. Când $u_{int} > 0$, T_1 este deschis și T_2 blocat prin tensiunea – k \cdot u_{int}. Curentul de colector i_{C1} trece prin R_S, provocând căderea de tensiune u_{ies} . Când $u_{int} < 0$, T_1 se închide și T_2 se deschide datorită aplicării, pe baza sa, a tensiunii pozitive - k·uint. Pentru ca amplificarea semnalelor pozitiv, respectiv negativ să fie egală, este necesară îndeplinirea condiției: $A_{u EC} = k \cdot A_{u CC}$, unde $A_{u EC}$ este amplificarea în tensiune a părții de

montaj conținând T₁, iar A_{u CC} este amplificarea în tensiune a părții de montaj conținând T₂. Pentru îndeplinirea acestei condiții, semnalul de intrare se aplică la intrarea lui T₂ printr-un amplificator inversor, cu amplificarea k. Când este necesară decuplarea galvanică a sarcinii, schemele din figurile 4.36.a și 4.36.b pot fi modificate prin cuplarea sarcinii prin transformator, ceea ce permite și utilizarea unei singure surse de alimentare. În această schemă, ambele tranzistoare sunt montate în schema cu emitor comun, pe bazele lor aplicându-se semnalul de intrare u_{int}, respectiv – u_{int}. Graficele din figura 4.35 sunt valabile și pentru schemele din figurile 4.36.b și 4.36.c.

5. CIRCUITE DE IMPULSURI

5.1. Avantajele transmiterii informației sub forma impulsurilor

Dintre avantajele transmiterii informației sub forma impulsurilor, cele mai importante sunt:

- 1. Numeroase procese industriale au caracter de impuls.
- 2. Transmiterea informației sub forma impulsurilor permite micșorarea puterii consumate din sursa de alimentare.
- 3. Transmiterea informației sub forma impulsurilor permite creșterea substanțială a stabilității la perturbații, a preciziei și siguranței în funcționarea sistemelor electronice.



Fig. 5. 1 – Diferite metode de transmitere a informației cu ajutorul impulsurilor

Există o multitudine de metode de transmitere a semnalelor continue (figura 5.1.a) sub forma impulsurilor dreptunghiulare (figurile 5.1.b,c,d). La modulația impulsurilor în amplitudine (MIA), amplitudinea acestora este proporțională cu semnalul de intrare (figura 5.1.b), durata și frecvența de repetiție a acestora păstrându-se constante. În acest caz, se păstrează influența negativă a derivei nulului amplificatorului și cea a altor factori asupra preciziei funcționării sistemului. La modulația în durată a impulsului (MID), amplitudinea și frecvența de repetiție a impulsurilor se păstrează constante,

durata acestora fiind proporțională cu semnalul de intrare (figura 5.1.c), iar la modulația în frecvență (MIF), amplitudinea și durata impulsurilor rămân constante, frecvența de repetiție a acestora fiind proporțională cu semnalul la intrare (figura 5.1.c). La MID și MIF, deriva nulului amplificatoarelor nu influențează asupra preciziei de transmitere a semnalului de intrare, care, în acest caz, depinde numai de precizia de fixare a poziției în timp a impulsurilor.



Fig. 5. 2 - Parametrii de bază ai impulsurilor dreptunghiulare

Cea mai mare precizie și stabilitate la perturbații este asigurată prin metode numerice de impuls: informația se transmite sub formă numerică, prin care numerelor le corespunde un ansamblu determinat de impulsuri (cod). La MID și MIF, deriva nulului amplificatoarelor nu influențează asupra preciziei de transmitere a semnalului de intrare, care, în acest caz, depinde numai de precizia de fixare a poziției în timp a impulsurilor. Cea mai mare precizie și stabilitate la perturbații este asigurată prin metode numerice de impuls: informația se transmite sub formă numerică, prin care numerelor le corespunde un ansamblu determinat de impulsuri (cod). În figura 5.2.a este reprezentată succesiunea periodică a impulsurilor dreptunghiulare, iar în figura 5.2.b este reprezentat un impuls și sistemul parametrilor de definire a acestuia. Acești parametri sunt:

- U_m amplitudinea pulsului
- t_i durata impulsului
- t_p durata pauzei dintre impulsuri
- $T = t_i + t_p$ perioada de repetiție a impulsurilor
- $f = 1/t_p frecvenţa impulsurilor$
- $Q = T/t_i porozitatea impulsurilor$

- t_f timpul de creștere, definit ca fiind intervalul de timp în care tensiunea semnalului crește de la $0,1\cdot U_m$, la $0,9\cdot U_m$, pe frontul anterior al impulsului
- t_c timpul de scădere, definit ca fiind intervalul de timp în care tensiunea semnalului scade de la $0.9 \cdot U_m$, la $0.1 \cdot U_m$, pe frontul posterior al impulsului



Fig. 5. 3 – Diferite forme de semnale în impulsuri

Pentru funcționarea normală a dispozitivelor de impulsuri, este necesar ca $t_f \ll t_i$ și $t_c \ll t_i$, în caz contrar poziția în timp a impulsului neputând fi fixată cu precizie.

Pe lângă impulsurile dreptunghiulare, se folosesc frecvent impulsuri în forma de dinte de ferăstrău (figura 5.3.a), exponențiale, (figura 5.3.b), sau în formă de clopot (figura 5.3.c).

5.2. Regimul de comutație al tranzistorului

În tehnica de impulsuri au căpătat o utilizare largă etajele cu tranzistor în montaj emitor comun (figura 5.4.a) În figura 5.4.b sunt reprezentate caracteristicile de ieșire ale tranzistorului, pe care este trasată, de asemenea, dreapta de sarcină.

În regimul de comutație, tranzistorul se poate găsi în două stări:

a) starea blocată (închisă), în care, prin tranzistor trece un curent minim; starea corespunde punctului A pe diagrama din figura 5.4.b: $i_C = I_{CB0} \approx 0$, $u_C \approx E_C$. În acest caz, schema echivalentă a tranzistorului este cea din figura 5.5.a, care conține numai o sursă de curent, I_{CB0} , cuplată între bază și colector. Pentru ca tranzistorul să se găsească în stare blocată, este necesară îndeplinirea condiției (pentru tranzistoare n-p-n).

 $u_{\rm B} < 0$ (5.1)

Puterea care se pierde pe tranzistor în această stare, $P_C = u_C \cdot i_C$, este mică, deoarece i_C este mic.

b) starea de saturație, în care tensiunea minimă colector-emitor, u_{CE} este $u_{CE} = U_{CES} \approx 0$, starea corespunzând punctului B pe diagrama din figura 5.4.b. Curentul i_C este limitat de rezistorul RC și are valoarea:

$$I_{\rm CS} = \frac{E_{\rm C} - U_{\rm CS}}{R_{\rm C}} \cong \frac{E_{\rm C}}{R_{\rm C}}$$
 (5.2)



Fig. 5. 4 – Comutator cu tranzistor: schema (a) și traiectoria punctului de lucru (b)

În regim de saturație, ambele joncțiuni ale tranzistorului sunt polarizate în sens direct, din care cauză, tensiunile dintre electrozii tranzistorului sunt mici. Schema echivalentă a tranzistorului în regim de saturație este dată în figura 5.5.b, care corespunde scurtcircuitului dintre toți electrozii tranzistorului.



Fig. 5. 5 – Schema echivalentă a tranzistorului în regim blocat (a) și de saturație (b)

Regimul de saturație se obține atunci când $i_B = I_{BS} = \frac{I_{CS}}{h_{_{21E}}}$. Creșterea în continuare a curentului în bază, $i_B > I_{BS}$ nu modifică curentul de colector.

In continuare a curentului in baza, $I_B > I_{BS}$ nu modifica curentul de colector. Astfel, condiția de saturare a tranzistorului se scrie sub forma:

$$i_B \ge I_{BS} = \frac{I_{CS}}{h_{21E}}$$
 (5.3)

unde $I_{CS} \approx \frac{E_C}{R_S}$.

Pentru saturarea fermă a tranzistorului, este necesară îndeplinirea condiției (5.3) pentru $h_{21E} = h_{21E \text{ min}}$. Mărimea $S_S = \frac{i_B}{I_{BS}} \ge 1$ se numește factor de saturație al tranzistorului. În regim de saturație, puterea care se pierde pe tranzistor, $P_C = U_C \cdot i_c$ este mică, întrucât tensiunea este mică. Tensiunea U_{CES} este o dată de catalog. Pentru realizarea comutatoarelor electronice cu tranzistor, este recomandabilă alegerea unor tranzistoare cu $U_{CES} << E_C$. Trecerea tranzistorului dintr-o stare în alta are loc în salt, iar pierderile în acest caz sunt neglijabile.



Fig. 5. 6 – Comutator cu tranzistor cu două surse de alimentare (a) și schemele echivalente în regim de blocare (b) și de saturație (c)

Schema comutatorului cu tranzistor folosită în mod frecvent este cea din figura 5.6.a. La aplicarea tensiunii pozitive la intrare, u_{int} , tranzistorul intră în starea de saturație. Când $u_{int} = 0$, sursa de tensiune – E_d , din baza tranzistorului, prin rezistorul R_2 , asigură starea blocată a tranzistorului.

O utilizare largă au căpătat schemele de comutatoare cu tranzistoare cu efect de câmp. O astfel de schemă este cea din figura 5.7.a, în care se utilizează un TEC-MOS cu canal inițial n; în figura 5.7.b sunt reprezentate caracteristicile de drenă și dreapta de sarcină pentru schema respectivă.

In stare de saturație a tranzistorului, tensiunea pe tranzistor este mică, iar curentul de drenă este: $I_{DS} = \frac{E_D - U_S}{R_D} \approx \frac{E_D}{R_D}$. Acest curent se poate exprima și astfel: $I_{DS} = S(U_{GS} - U_{GSbl})$, unde S și U_{GSbl} sunt panta, respectiv tensiunea de blocare a tranzistorului. Această stare se menține prin îndeplinirea condiției:





Fig. 5. 7 – Comutator cu TEC-MOS: schema (a) și traiectoria punctului de funcționare (b)

Pentru starea de tranzistor blocat, la care $i_D = 0$, iar $u_D = E_D$, este necesar să se aplice pe grila tranzistorului o tensiune $u_G < U_{GS \ bl}$.

5.3. Regimul neliniar de funcționare a amplificatorului operațional. Comparatoare

În figura 5.8 este prezentată schema AO și caracteristica de transfer a acestuia. Când $|u_{int1} - u_{int2}| > U_{lim}$, tensiunea de ieșire a AO este limitată de valorile $\pm U_{iesmax}$. Această limitare este determinată de faptul că, la semnale mari, tranzistoarele din etajele de ieșire ale AO funcționează în regim de saturație, astfel că tensiunea limită maximă, U_{iesmax} , este doar cu puțin mai mică decât tensiunea sursei de alimentare, E_a .



Fig. 5. 8 – Comparator cu AO: schema (a) și caracteristica de transfer (b)

În acest fel, caracteristica de transfer a AO conține o regiune de saturație pozitivă ($\Delta U_{int} > U_{lim}$, $u_{ies} = U_{iesmax}$) și una de saturație negativă ($\Delta U_{int} < -U_{lim}$, $u_{ies} = -U_{iesmax}$).

Dat fiind faptul că amplificarea A_u a amplificatorului operațional este foarte mare, tensiunea $U_{lim} = \frac{U_{iesmax}}{A_u}$ este foarte mică (de ordinul mV).

Astfel, se poate considera că, dacă $u_{int1} - u_{int2} > 0$, $u_{ies} = U_{iesmax}$, iar atunci când $u_{int1} - u_{int2} < 0$, $u_{ies} = -U_{iesmax}$. Acest lucru înseamnă că AO funcționează în acest caz ca un comparator, comparând tensiunile la intrări.



Fig. 5.9 - Tensiunile la intrarea și ieșirea comparatorului

În figura 5.9 sunt reprezentate două tensiuni de intrare și tensiunea la ieșirea AO în cazul respectiv. Comparatorul comută în momentele de egalitate a tensiunilor, $u_{int1} = u_{int2}$ și tensiunea de ieșire are forma impulsurilor dreptunghiulare. Iățimea acestora, pentru o amplitudine dată a sinusoidei, depinde de valoarea u_{int2} . În schema analizată se realizează transformarea tensiunii u_{int2} în durată a impulsului. În figura 5.10.a este prezentată schema comparatorului cu reacție pozitivă, realizat cu AO, cunoscută și sub numele de trigger Schmitt. În figura 5.10.b este prezentată caracteristica de transfer a acestui comparator. Când tensiunea negativă este mare la intrarea inversoare a AO, $u_{ies} = U_{iesmax}$. Tensiunea u_{pr} , la intrarea neinversoare este determinată de acțiunea u_{int} și U_0 . Aceasta se determină prin metoda superpoziției, având în vedere că, pentru ambele tensiuni, circuitul $R_1 - R_2$ este un divizor:

$$u_{pr} = U_1^* = U_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{iesmax} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$
 (5.5)

Comparatorul se află în regim de saturație ($u_{ies} = U_{iesmax}$) atunci când $u_{int} < U_{*1}^*$. Dacă $u_{int} = U_{*1}^*$, are loc comutarea acestuia Dacă $u_{int} \approx U_{*1}^*$, tensiunea de ieșire a AO începe să scadă. Creșterea cu valori negative a lui ΔU_{ies} pe circuitul $R_1 - R_2$ de reacție pozitivă se aplică la intrarea neinversoare a AO și apare ΔU_{pr} negativă. AO amplifică această creștere și la ieșire apare $|\Delta U'_{ies}| > |\Delta U_{ies}|$, care din nou produce o modificare a tensiunii la intrarea neinversoare a AO, $\Delta U'_{pr}$. Procesul se desfășoară în avalanșă și, când U_{ies} atinge valoarea – U_{iesmax} , încetează. În acest fel, reacția pozitivă accelerează procesul de comutare a comparatorului. Această comportare accelerată a comutației la orice dispozitiv, sub acțiunea reacției pozitive se numește proces regenerativ. Când $u_{ies} = -U_{iesmax}$,

$$u_{pr} = U_2^* = U_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{iesmax} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$
 (5. 6)



Fig. 5. 10 – Comparator cu reacție pozitivă (a) și caracteristica de transfer a sa (b)

Saturația negativă a AO se menține atât timp cât $u_{int} < U^*_2$. La scăderea u_{int} la valoarea U^*_2 are loc o nouă comutare a comparatorului, procesul dezvoltându-se din nou regenerativ; tensiunea de ieșire atinge practic instantaneu valoarea U_{iesmax} . Astfel, caracteristica de transfer a comparatorului din figura 5.10 are caracter de histerezis și comutarea la creșterea sau micșorarea uint se produce pentru tensiuni diferite, U^*_1 și U^*_2 . Lățimea buclei de histerezis ($U^*_1 - U^*_2$) crește odată cu creșterea raportului R₂/R₁.

Schemele regenerative au și anumite deficiențe. Astfel, în apropierea pragului intrare în funcțiune, stabilitatea lor la perturbații este mică. O mică perturbație poate provoca creșterea lui ΔU_{ies} , care conduce la apariția procesului regenerativ de comutare.

5.4. Circuite RC formatoare de impulsuri

5.4.1. Circuite de diferențiere (derivare)

Schema circuitului RC derivator (de diferențiere) este reprezentată în figura 5.11.a.



Fig. 5. 11 – Derivator (a) și diagramele de timp ale curenților și tensiunilor în circuit (b)

La intrare se cuplează sursa de semnal dreptunghiular, u_{int} . În momentul t_1 , tensiunea u_{int} variază în salt cu valoarea $2 \cdot U_m$. În acest moment, această tensiune se regăsește în întregime pe rezistorul R, deci $u_{ies} = 2 \cdot U_m$. În continuare, începe încărcarea exponențială a condensatorului, u_C crescând de la zero spre valoarea $2 \cdot U_m$ și determinând în acest fel scăderea exponențială a tensiunii u_{ies} până la zero (în condiția în care constanta de încărcare a 212

condensatorului, $\tau = RC$ este mai mică decât durata pulsului dreptunghiular aplicat la intrare). $u_{ies}(t) = u_{int}(t) - u_C(t)$. În momentul t_2 , u_{int} scade brusc, tensiunea la ieșire având și ea un salt, de la zero la $-2 \cdot U_m$. În continuare, condensatorul se descarcă exponențial prin rezistorul R și se încarcă în sens invers, până la tensiunea $-U_m$. În continuare, fenomenele se repetă periodic. Astfel, pe rezistorul R se formează impulsuri exponențiale alternative, ale căror fronturi corespund fronturilor impulsurilor dreptunghiulare de intrare, u_{int} . Durata acestor impulsuri depinde de constanta $\tau = RC$, putând fi apreciată la valoarea $t_i = (2 \div 3)\tau$. Pentru $\tau \rightarrow 0$, u_{ies} corespunde valorii $\frac{du_{int}}{dt}$.

Deseori, la ieșire se folosesc diode pentru obținerea numai a impulsurilor de un anumit sens. Forma tensiunilor în circuit este prezentată în diagramele din figura 5.11.b.

5.4.2. Circuite de integrare

Circuitul RC poate fi folosit și conform schemei din figura 5.12.a, caz în care $u_{ies} = u_{C}$. Procesul de încărcare a condensatorului este descris de ecuația diferențială:

$$RC\frac{du_{C}}{dt} + u_{C} = E$$
(5.7)

Soluția acesteia este:

$$u_{ies} = u_C(t) = E - [E - U_C(0)] \cdot e^{-\frac{1}{\tau}}$$
 (5.8)

unde $U_C(0)$ este tensiunea pe condensator la momentul t = 0 și $\tau = RC$ este constanta de timp a circuitului. Tensiunea pe condensator crește exponențial (integrare a curentului, figura 5.12.b).



Fig. 5. 12 – Utilizarea circuitului integrator în formatoarele de interval de timp (a) și diagramele de timp ale tensiunilor (b)

În sistemele de impulsuri, circuitul din figura 5.12.a se completează deseori cu un comparator, K; la una din intrările acestuia se aplică tensiunea

de ieșire a integratorului, u_{ies} , iar la cealaltă se aplică o tensiune cu valoarea constantă, $E_0 < E$.

În momentul t_1 , $u_{ies} = u_C = E_0$ și comparatorul comută. Blocul de impulsuri din figura 5.12.a formează intervalul de timp dintre momentul de închidere a comutatorului (momentul t = 0) și momentul de acționare a comparatorului, $t_1 = t_i$. Acest interval de timp depinde de valorile E, $U_C(0)$, E_0 și τ . Astfel, în momentul t_1 , relația (5.8) se scrie sub forma:

$$\mathbf{E} - \left[\mathbf{E} - \mathbf{U}_{\mathrm{C}}(\mathbf{0})\right] \cdot \mathbf{e}^{-\frac{\mathbf{t}}{\tau}} = \mathbf{E}_{0}$$

Prin logaritmarea acestei expresii, se obține durata intervalului: $F - U_{i}(0)$

$$\mathbf{t}_{i} = \tau \cdot \ln \frac{\mathbf{E} - \mathbf{O}_{\mathrm{C}}(\mathbf{0})}{\mathbf{E} - \mathbf{E}_{0}} \tag{5.9}$$

5.5. Circuitul basculant astabil (multivibrator) cu amplificator operațional

Multivibratorul este un generator de impulsuri periodice dreptunghiulare. El este autogenerator și funcționează fără aplicarea la intrare a unei anumite tensiuni.



Fig. 5. 13 – Multivibrator cu AO (a) și diagramele de timp ale curenților și tensiunilor în circuit (b)

Schema multivibratorului cu AO este prezentată în figura 5.13.a. Condensatorul C și rezistoarele R_1 și R_2 formează un circuit RC de integrare. La încărcarea condensatorului este deschisă dioda D_1 , curentul trecând prin 214 R_1 . La descărcarea condensatorului este deschisă dioda D_2 , curentul trecând prin R_2 . Sursa de tensiune E este reprezentată de circuitul de ieșire al AO. Comparatorul este realizat cu AO cu reacție pozitivă. La comutarea acestuia, tensiunea sa de ieșire determină comutarea circuitelor de încărcare și descărcare a condensatorului C, AO îndeplinind simultan funcțiile de sursă de tensiune pentru încărcarea și descărcarea condensatorului, comparator și comutator.

Să considerăm că, la momentul t < t₁, sursa de alimentare simetrică a AO este decuplată, $E_a = -E_a = 0$. Condensatorul C este descărcat, $u_C = 0$. La momentul t₁ se cuplează sursa de alimentare a AO. Tensiunea de ieșire a acestuia, u_{ies} suferă o variație spre valori pozitive sau negative (în mod aleator). Considerăm că are loc o creștere pozitivă a lui u_{ies}, ΔU_{ies} . această creștere este amplificată în avalanșă și, drept urmare, practic la momentul t₁, u_{ies} crește în salt la valoarea U_{iesmax}. Începând din acest moment, condensatorul C se încarcă prin R₁ până la tensiunea U_{iesmax}, cu constanta de timp $\tau_1 = R_1C$. Tensiunea u_C, care crește exponențial, se aplică la intrarea inversoare a AO, la intrarea neinversoare, prin circuitul de reacție pozitivă

aplicându-se tensiunea
$$u_{ri} = U_{iesmax} \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$
.

La momentul t₂, tensiunea u_C pe condensator atinge valoarea U₀, comparatorul comută printr-un proces regenerativ care se termină atunci când u_{ies} = - U_{iesmax}. Din momentul t₂, începe încărcarea cu polaritate inversă a condensatorului prin rezistorul R₂, cu constanta de încărcare $\tau_2 = R_2C$, până la tensiunea - U₀. Acționând asupra diodelor D₁ și D₂, comparatorul realizează comutarea circuitelor de încărcare și descărcare a condensatorului.

Când $t_2 < t < t_3$, la intrarea neinversoare a AO: $u_{ri} = -U_{iesmax} \frac{R_4}{R_3 + R_4} = -U_0$.

Condensatorul C nu se încarcă până la – U_{iesmax} pentru că, în momentul t₂ tensiunea pe acesta atinge valoarea – U_0 și, din nou, se produce comutarea regenerativă a comparatorului, când se stabilizează valoarea tensiunii $u_{ies} = U_{iesmax}$, $u_{ri} = U_0$. În acest moment, începe o nouă încărcare a condensatorului prin R₁, iar când $u_C(t_4) = U_0$, comparatorul comută din nou și așa mai departe.

Procesul stabilizat începe când $t = t_2$ și se caracterizează prin modificarea tensiunii pe condensator de la valoarea U_0 la $-U_0$ și invers. Intervalul [t₃, t₄] determină durata impulsului t_i, durata pauzei fiind [t₂, t₃]. Determinarea acestor intervale se face analizând încărcarea condensatorului C de la sursa $E = U_{iesmax}$, cu constanta de timp $\tau_1 = R_1C$. Procesul începe când $u_C(0) = -U_0$ (figura 5.13, momentul t₂) și se termină când $u_C(t_i) = U_0$. Conform relației (5.9),

$$t_{i} = R_{I}C \cdot \ln \frac{U_{iesmax} + U_{0}}{U_{iesmax} - U_{0}}$$
(5.10)

Având în vedere dependența U_0 în funcție de U_{iesmax} ,

$$\mathbf{t}_{i} = \mathbf{R}_{1}\mathbf{C}\cdot\mathbf{ln}\left(1+\frac{\mathbf{R}_{4}}{\mathbf{R}_{3}}\right).$$

Intervalul pauzei, t_p se determină din analiza încărcării condensatorului C de la sursa – U_{iesmax} cu constanta de timp $\tau_2 = R_2C$.

 $u_C(0) = U_0$, $u_C(t_p) = -U_0$. Conform relației (5.9),

$$t_{p} = R_{2}C \cdot \ln \frac{U_{ies\,max} + U_{0}}{U_{ies\,max} - U_{0}} = R_{2}C \cdot \ln \left(1 + \frac{R_{4}}{R_{3}}\right)$$
(5. 11)

Perioada este:

$$T = t_i + t_p = (R_1 + R_2)C \cdot \ln\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)$$
(5.12)

iar porozitatea:

$$Q = \frac{T}{t_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$
(5.13)

Valorile lui t_i , t_p , T și Q nu depind de parametrii AO, ceea ce asigură stabilitatea frecvenței multivibratorului. La reglarea frecvenței, porozitatea nu trebuie să se modifice, în care scop, se pot folosi următoarele metode de reglare a frecvenței:

- a) prin modificarea capacității condensatorului C metodă dificilă în privința complexității soluțiilor;
- b) prin modificarea raportului R_3/R_4 (modificarea uneia din aceste rezistențe), având drept rezultat modificarea lui U_0 . De exemplu, dacă R_4 crește, crește și U_0 , și, pentru că tensiunea de încărcare a condensatorului este mai mare, cum constanta sa de încărcare este aceeași, timpul de încărcare t_i trebuie să crească. La fel se modifică t_p și deci frecvența scade.

La reglarea lui Q, este necesar să se mențină constantă valoarea lui f, adică, prin creșterea duratei impulsului, este necesar să se micșoreze durata pauzei cu aceeași valoare. În acest scop, R_1 și R_2 , din schema din figura 5.13, se realizează sub forma unui potențiometru, al cărui cursor este legat la intrarea inversoare a AO, iar capetele la catodul diodei D₁, respectiv la anodul diodei D₂. La reglare, cursorul se deplasează astfel încât suma $R_1 + R_2$ rămâne constantă (relațiile 5.12, 5.13).
5.6. Circuitul basculant monostabil cu amplificator operațional

Acest circuit formează un impuls singular de formă dreptunghiulară și durată fixă, care apare la ieșirea montajului atunci când la intrare se aplică un scurt impuls. Schema este prezentată în figura 5.14.a. Monostabilul conține un condensator C₁, legat la ieșirea comparatorului cu AO prin rezistorul R. Comparatorul este realizat pe baza schemei cu reacție pozitivă, prin circuitul $R_3 - R_5$. Și în această schemă, AO îndeplinește mai multe funcții: comparator, sursă de tensiune de încărcare a condensatorului și comutator. Dioda D₁ determină tensiunea inițială pe condensator, u_C(0). Elementele C₂, R_4 , R_5 , D₂ formează circuitul de pornire, prin acesta aplicându-se impulsul scurt de pornire, u_{int}. Circuitul C₂ – R₅ este un circuit de derivare. Diagramele de timp ale tensiunilor în montaj sunt prezentate în figura 5.14.b.



Fig. 5. 14 – Monostabil cu AO (a) și diagramele de timp ale curenților și tensiunilor în circuit (b)

Analiza funcționării pe etape a monostabilului se face astfel: etapa I (starea inițială, etapa de așteptare): $u_{int} = 0$. Considerăm comparatorul aflat în starea $u_{ies} = -U_{iesmax}$. Condensatorul C₁ este descărcat, deoarece dioda D₁ împiedică încărcarea acestuia prin rezistorul R de la tensiunea de ieșire a AO. Această stare este stabilă și poate dura teoretic la infinit, dacă $u_{ri} < u_C$, prin urmare comparatorul se găsește în starea de saturație negativă.

$$u_{\rm ri} = -U_{\rm iesmax} \frac{\frac{R_{3}R_{4}}{R_{3} + R_{4}}}{R_{2} + \frac{R_{3}R_{4}}{R_{3} + R_{4}}} = U_{01}$$
(5.14)

- etapa a II-a (formarea impulsului). Când $u_{int} > 0$, la intrarea neinversoare a AO se aplică tensiunea de intrare, care depășește valoarea tensiunii de la această intrare aplicată de la ieșire prin R₂. Cum la intrarea inversoare se menține $u_C(t_1) = 0$, comparatorul comută regenerativ și tensiunea la ieșirea acestuia atinge în salt valoarea $u_{ies} = U_{iesmax}$. În etapa de formare a impulsului nu mai este necesară menținerea tensiunii la intrare după comutarea comparatorului, pentru că saturația pozitivă a AO este menținută de către tensiunea care se aplică de la ieșirea acestuia la intrarea neinversoare, prin circuitul R₃ – R₄. Din această cauză, impulsul de intrare al monostabilului poate fi destul de scurt. Când $t > t_1$, condensatorul C₁ se încarcă prin rezistorul R, cu constanta $\tau = RC_1$. Etapa de formare a impulsului se termină în momentul t₂, când tensiunea pe condensator atinge valoarea tensiunii de reacție pozitivă la intrarea neinversoare:

$$u_{\rm C}(t_2) = u_{\rm ri}(t_2) = U_{\rm iesmax} \frac{R_4}{R_3 + R_4} = U_{02}$$
 (5.15)

În acest moment, comparatorul comută regenerativ.

etapa a III-a (refacerea stării inițiale). În momentul t_2 , se stabilește în salt $u_{ies} = -U_{iesmax}$. Condensatorul C_1 începe să se descarce prin rezistorul R cu constanta $\tau = RC_1$. În momentul t_3 , tensiunea pe condensator atinge valoarea $u_C(t_3) = 0$ și se deschide dioda D_1 , care împiedică scăderea în continuare a tensiunii pe condensator. În momentul t_3 , procesul de refacere se termină, iar monostabilul este pregătit pentru primirea unui alt impuls la intrare.

Pentru calcularea duratei impulsului, se procedează astfel: începutul formării acestuia are loc la momentul t₁ (figura 5.14.b), $u_C(0) = 0$, $E = U_{iesmax}$, constanta de timp a condensatorului, $\tau = RC_1$. În momentul de acționare a comparatorului, $u_C(t_2) = U_{02}$. Introducând aceste mărimi în relația (5.9) și având în vedere legătura dintre U_{02} și U_{iesmax} , se obține:

$$t_{i} = RC_{1} \cdot \ln \frac{U_{iesmax}}{U_{iesmax} - U_{02}} = RC_{1} \cdot \ln \left(1 + \frac{R_{4}}{R_{3}}\right)$$
(5.16)

Asemănător se calculează durata etapei de refacere, $t_{ref} = t_3 - t_2$. În acest scop, se introduc în (5.9) valorile: $U_C(0) = U_{02}$, $E = -U_{iesmax}$, $\tau = RC_1$, $u_C(t_3) = 0$. Se obține:

$$t_{ref} = -RC_1 \cdot \ln \frac{-U_{ies\,max} - U_{02}}{-U_{ies\,max}} = RC_1 \cdot \ln \frac{R_3 + 2R_4}{R_3 + R_4}$$
(5.17)

Reglarea duratei impulsului monostabilului, t_i , se poate face prin următoarele metode:

- a) modificarea lui R sau a lui C₁, modificând astfel viteza de încărcare a condensatorului C₁;
- b) modificarea raportului R_3/R_4 , modificând astfel tensiunea de acționare a comparatorului, U_{02} și, în acest fel, timpul în care tensiunea pe condensator crește până la valoarea U_{02} .

5.7. Generatoare de tensiune liniar variabilă (GTLV)

Generatoarele de tensiune liniar variabilă formează tensiuni în formă de dinte de ferăstrău. Pentru realizarea dependenței liniare a tensiunii în funcție de timp, deseori se folosește procesul de încărcare (descărcare) a unui condensator în curent continuu. În figura 5.15.a este prezentată schema unui GTLV, diagramele de timp a tensiunii fiind dată în figura 5.15.b.



Fig. 5. 15 – Schemă de formare a tensiunii liniar variabile

Când comutatorul K este în poziția 1, condensatorul se încarcă de la sursa de curent constant, I și tensiunea pe acesta crește:

$$u_{\rm C} = \frac{1}{C} \int_{0}^{t} \mathbf{I} \cdot d\mathbf{t} + U_{\rm C}(0) = \mathbf{I} \frac{\mathbf{t}}{C} + U_{\rm C}(0)$$
(5.18)

unde t = 0 este momentul de începere a încărcării condensatorului.

În momentul t_1 , comutatorul trece în poziția 2 și condensatorul începe să se descarce prin rezistorul R. După descărcarea condensatorului până la tensiunea $U_C(0) = 0$, comutatorul trece din nou în poziția 1, procesul repetându-se.

În schema integratorului analizat în paragraful 4.12, condensatorul se încarcă liniar în timp, dacă la intrarea acestuia se aplică o tensiune constantă (figura 4.18.b). Când la intrare se aplică $U_{int^*} > 0$, tensiunea la ieșire scade liniar, astfel:

$$u_{ies} = -\frac{1}{RC} \int_{0}^{t} U_{int^{*}} \cdot dt + U_{ies}(0) = -\frac{U_{int^{*}}}{RC} t + U_{ies}(0)$$
(5.19)

Când $u_{int} = -U_{int^*}$, tensiunea de ieșire crește liniar:

$$u_{ies} = \frac{1}{RC} \int_{0}^{t} U_{int^{*}} \cdot dt + U_{ies}(0) = \frac{U_{int^{*}}}{RC} t + U_{ies}(0)$$
(5.20)

În figura 5.16.a este prezentată schema unui GTLV cu comandă exterioară (u_{CO} este tensiunea de comandă) și diagramele de timp ale tensiunilor. Schema se compune dintr-un comparator și un integrator.



Fig. 5. 16 – Schema GTLV cu comandă externă (a) și diagramele de timp ale semnalelor (b)

Durata t_i a impulsului pozitiv de intrare determină durata etapei de scădere a tensiunii de ieșire, u_{GTLV} (figura 5.16.b) Durata etapei de creștere a u_{GTLV} este egală cu pauza t_p dintre impulsurile de comandă, u_{CO} . Când se aplică tensiunea de intrare, cu amplitudinea $U_{com} > E_0$, comparatorul trece în starea de saturație pozitivă, u' = U_{iesmax} . Dioda D₁ se deschide și tensiunea u_{GTLV} scade liniar. Introducând R = R₁ în relația (5.19), panta tensiunii u_{GTLV} în intervalul de scădere, [t₁, t₂] este:

$$S_{sc} = \frac{du_{GTLV}}{dt} = -\frac{U_{iesmax}}{R_1C}$$
(5.21)

La întreruperea impulsului u_{CO} , sub acțiunea tensiunii E_0 la intrarea inversoare, comparatorul trece în starea de saturație negativă, $u' = -U_{iesmax}$. Dioda D_2 se deschide și integratorul formează o tensiune liniar crescătoare. Introducând $R = R_2$ în relația (5.20), panta de creștere a u_{GTLV} în intervalul $[t_2, t_3]$ este:

$$S_{cr} = \frac{du_{GTLV}}{dt} = \frac{U_{ies\,max}}{R_2C}$$
(5. 22)

GTLV cu comandă externă are o caracteristică importantă: regimul stabilizat se obține numai în acel caz, când ΔU_{GTLV} sunt egale în etapele de 220

creștere și de scădere; în caz contrar, valoarea medie a tensiunii de ieșire începe să crească (sau să scadă), ceea ce, în final, conduce la saturația AO al integratorului. Condiția de funcționare stabilă a GTLV se reduce la:

 $-\mathbf{t}_{\mathbf{i}} \cdot \mathbf{S}_{\mathbf{sc}} = \mathbf{t}_{\mathbf{p}} \mathbf{S}_{\mathbf{cr}} \tag{5.23}$

În practică, valorile maximă și minimă ale tensiunii u_{GTLV} sunt limitate. Astfel, în schema din figura 5.16.a, pentru limitarea u_{GTLV} , se introduc diodele stabilizatoare D_3 și D_4 . Când $0 < u_{GTLV} < U_+$, pe dioda D_4 acționează tensiunea directă $U_{D4} = 0$, dioda D_3 este polarizată invers și prin circuitul acesteia trece curentul $I_0 \approx 0$. În acest fel, în acest caz, diodele stabilizatoare practic nu influențează procesul de descărcare a condensatorului.

Când se atinge valoarea $u_{GTLV} = U_+ = |U_{stD3}|$, unde U_{stD3} este tensiunea de străpungere (stabilizare) a diodei D₃, aceasta funcționează în regim de străpungere, descărcarea condensatorului încetează și curentul i_{ri} = u'/R₁ trece prin diodele stabilizatoare. În acest fel, tensiunea u_{GTLV} este limitată sus de valoarea U_+ . Într-un mod asemănător, u_{GTLV} este limitată jos de valoarea $U_- = - |U_{stD4}|$, unde U_{stD4} este tensiunea de stabilizare a lui D₄. În figura 5.16.b, se poate observa funcționarea limitatorului cu diode stabilizatoare la momentul t₅. Intervalul pauzei dintre impulsurile de comandă al doilea și al treilea este suficient de mare, motiv pentru care, la momentul t₅ u_{GTLV} atinge valoarea U_+ . Această tensiune rămâne constantă până la sosirea impulsului următor, în momentul t₆, când începe procesul de formare a scăderii tensiunii.

Există GTLV care funcționează în regim de autogenerator, deci fără semnal de comandă, așa cum este cazul schemei din figura 5.17.a, diagramele de timp ale semnalelor în acest caz fiind cele din figura 5.17.b. Această schemă se deosebește de cea analizată mai sus prin existența circuitului de reacție format de R_3 și R_4 .

Tensiunea de reacție, u_{ri} este: $u_1 + u_2$, unde u_1 este u_{ri} când $u_{GTLV} = 0$, iar u_2 este u_{ri} când u' = 0. Se obține:

$$u_{ri}(t) = u' \frac{R_3}{R_3 + R_4} + u_{GTLV} \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$
(5.24)

La momentul t_1 , comparatorul trece în starea de saturație negativă, când u' = $-U_{iesmax}$. Se deschide dioda D_2 în integrator începe procesul de formare a tensiunii liniar crescătoare, u_{GTLV} . În intervalul [t_1 , t_2], tensiunea u_{ri} crește de asemenea liniar, conform relației (5.24). La momentul t_2 , din această relație rezultă:

$$u_{ri}(t_2) = -U_{iesmax} \frac{R_3}{R_3 + R_4} + U_+ \frac{R_4}{R_3 + R_4} = E_0$$
(5.25)

În acest moment, comparatorul comută și tensiunea la ieșirea acestuia se modifică în salt la valoarea u' = U_{iesmax} . Conform relației (5,24), u_{ri} suferă,

de asemenea, un salt, procesul de comutare a comparatorului dezvoltându-se regenerativ, datorită reacției pozitive. În intervalul $[t_2, t_3]$ dioda D_1 este deschisă și integratorul formează tensiunea liniar descrescătoare u_{GTLV} . Tensiunea u_{ri} scade și ea liniar și, la momentul t_3 relația (5.24) devine:

$$u_{ri}(t_3) = U_{iesmax} \frac{R_3}{R_3 + R_4} + U_- \frac{R_4}{R_3 + R_4} = E_0$$
(5.26)

Comparatorul comută din nou regenerativ, începând să se formeze sectorul liniar crescător al u_{GTLV} .



Fig. 5. 17 – Schema GTLV autogenerator (a) și diagramele de timp ale semnalelor (b)

Schema din figura 5.17 poate fi utilizată și ca multivibrator, caz în care tensiunea de ieșire se culege de la ieșirea comparatorului.

Pe baza GTLV, se construiesc sistemele de baleiaj la osciloscoapele electronice, diferite dispozitive de conversie (tensiune-timp, tensiune-frecvență, tensiune-defazare, etc.) și altele. Pentru exemplificare, să analizăm dispozitivul a cărui schemă este cea din figura 5.18.a. El se compune din GTLV a cărui ieșire este conectată la una din intrările comparatorului K, la cealaltă intrare a acestuia aplicându-se semnalul de intrare. Comparatorul fixează egalitatea: $u_{GTLV}(t) = u_i(t)$.

În momentul t₂ (figura 5.18.b), u_{GTLV} = S_{cr}·t_i, unde t_i = t₂ - t₁. Atunci, t_i = $\frac{u_i}{S_{cr}}$. Prin comutarea comparatorului, la ieșirea acestuia se formează impulsuri dreptunghiulare, a căror durată este direct proporțională cu valoarea curentă a lui u_i. Când u_e > 0, se închide comutatorul Com și, pe sarcina R_{S2} apare pachetul de impulsuri de la ieșirea multivibratorului, al

căror număr este direct proporțional cu intervalul t_i și cu tensiunea u_i.



Fig. 5. 18 – Schema convertorului de tensiune în durata sau numărul impulsurilor (a) și diagramele de timp ale semnalelor (b)

Astfel, dispozitivul îndeplinește fie funcția de convertor al tensiunii în durata impulsurilor (u_{e1}) , fie funcția de convertor de tensiune în număr de impulsuri (u_{e2}) .

5.8. Generatoare blocking

În general, utilizarea circuitelor integrate în tehnica impulsurilor a dus la reducerea severă a folosirii elementelor magnetice, datorită condițiilor de reducere a gabaritului și de creștere a fiabilității. Totuși, există unele cazuri în care se justifică această utilizare, în special în etajele de ieșire ale dispozitivelor de impulsuri destinate să transmită în sarcină o anumită putere. Cuplarea prin transformator a sarcinii asigură decuplarea galvanică a circuitelor și adaptarea valorii tensiunii. Formatoarele regenerative magnetice de tensiuni dreptunghiulare cu tranzistoare și cu reacție pozitivă prin transformator se numesc generatoare blocking. În figura 5.19.a este prezentată schema unui astfel de generator, care funcționează în regim de așteptare, adică îndeplinește funcția de monostabil.

Când la intrare se aplică un impuls scurt de pornire, u_i, se formează la ieșire un impuls dreptunghiular, u_e, cu durata t_i. Schema este un comutator cu tranzistor, în circuitul de colector al căruia se cuplează bobina primară a transformatorului, sarcina fiind cuplată la bobina secundară a acestuia. Reacția pozitivă se realizează prin bobina de reacție și rezistorul R₁. Regimul inițial de blocare a tranzistorului este asigurat de sursa – E_d, legată în baza acestuia prin rezistorul R₂. Se pot evidenția trei etape în funcționarea generatorului:

- etapa I (starea de așteptare), când tranzistorul este blocat:

$$u_{\rm B} = I_{\rm CB0} \cdot R_2 - E_{\rm d} < 0, \ u_{\rm CE} \approx E_{\rm C}, \ u_{\rm e} = 0.$$

- etapa a II-a (formarea impulsului): la momentul t_1 , la intrare se aplică un impuls pozitiv, u_i , tranzistorul începe să se deschidă și curentul i_C trece

prin bobina primară, pe care produce o cădere de tensiune, care se transferă în bobina de reacție și determină deschiderea tranzistorului; procesul este regenerativ și se dezvoltă în avalanșă, având drept rezultat saturarea tranzistorului: $u_{CE} \approx 0$; curentul bazei care saturează tranzistorul este:

$$i_{ri} = \frac{u_{ri}}{R_1} = \frac{E_C w_{ri}}{R_1 w_1}$$
(5. 27)

unde w_{ri} și w_1 reprezintă numărul de spire ale bobinei de reacție, respectiv ale bobinei primare.



Fig. 5. 19 – Schema generatorului blocking (a), schema sa echivalentă (b) și diagramele de timp ale semnalelor (c-g)

După saturarea tranzistorului, impulsul de intrare poate lipsi, tranzistorul rămânând deschis. Curentul de colector are trei componente: $i_C = i'_i + i'_{ri} + i_{\mu}$, unde $i'_i = i_i \frac{W_2}{W_1}$, $i'_{ri} = i_{ri} \frac{W_{ri}}{W_1}$ și $i_{\mu} = \frac{E_C}{L_{\mu}} (t - t_1) (L_{\mu} - inductanța de magnetizare a transformatorului). Pe măsura magnetizării circuitului magnetic al transformatorului, curentul <math>i_{pr}$ crește, curentul i_C crescând și el, în timp ce $i_B \approx i_{ri}$ rămâne constant. Ca rezultat, la momentul t_2 condițiile de saturație a tranzistorului nu mai sunt îndeplinite și acesta începe să se închidă. Astfel, u_{CE} crește, ceea ce duce la dezvoltarea procesului regenerativ de blocare, care se termină când tranzistorul este blocat complet.

- etapa a III-a (refacerea situației inițiale); creșterea tensiunii u_{CE} poate duce la străpungerea tranzistorului, motiv pentru care în circuit este plasat grupul de protecție $R_0 - D_0$; când u_{CE} > E_C, dioda D_0 se deschide și energia acumulată în miezul magnetic al transformatorului se disipă în rezistorul R_0 . Scăderea exponențială a lui u_{CE} (figura 5.19.f) se face cu

constanta
$$\tau_{ref} = L_{\mu} \frac{R_0 + R'_s}{R_0 R'_s}$$
, unde $R'_s = R_s \frac{w_1^2}{w_2^2}$.

Modificarea lui E_d poate transforma generatorul blocking în regim de autogenerator, în care, după terminarea etapei de refacere, începe formarea unui alt impuls, fără comandă externă (u_i = 0). Trecerea în regimul de autogenerator se poate face prin creșterea spre valori pozitive a lui E_d , când, la un moment dat, nu se mai îndeplinesc condițiile de blocare a tranzistorului în starea inițială.

6. ELECTRONICA DIGITALĂ

Dispozitivele analogice sunt acele dispozitive la care semnalul la ieșire variază continuu, chiar și atunci când la intrare semnalul este variabil în trepte. Semnalele digitale (numerice), au variații în trepte și, în cele mai multe cazuri, acestea au numai două niveluri: nivelul înalt, asociat de regulă cu tensiunea de $+ (5 \div 15)$ V și nivelul scăzut, asociat valorii de 0 V.



Fig. 6. 1 – Determinarea nivelurilor logice pentru circuitele integrate TTL și CMOS

Dispozitivele la care se folosesc semnale digitale sunt dispozitive digitale, sau numerice. În general, pentru generarea și prelucrarea semnalelor digitale, se utilizează circuite integrate. Semnalul numeric reprezintă deci o succesiune a două niveluri de tensiune, bine determinate. La circuitele integrate logice de tip TTL, nivelul înalt este asociat tensiunii de + 5 V, pe când, pentru unele circuite de tip CMOS, el este asociat tensiunii de + 15 V.

Nivelurile logice pentru cele două tipuri de circuite integrate sunt reprezentate în figura 6.1. Pentru generarea semnalelor numerice se folosesc circuitele basculante monostabile, bistabile și astabile.

6.1. Sisteme de numerație în electronica digitală. Elemente de logică booleană (binară) și circuite logice

6.1.1. Sisteme de numerație

În sistemul zecimal, pentru reprezentarea numerelor, se folosesc 10 cifre, 0, 1, ... 8, 9, sistemul fiind numit și sistem de numerație cu baza 10. Electronica digitală folosește, din mai multe motive, sistemul de numerație binar (cu baza 2), cu numai două cifre, 0 și 1.

În orice sistem de numerație, cu baza b, un număr se reprezintă printro succesiune de cifre, locul fiecărei cifre fiind numit rangul r al cifrei 226 respective, acesta fiind egal cu 0, 1, 2, ..., începând cu cifra aflată la dreapta și continuând cu cele aflate la stânga ei, în ordine. Ponderea rangului este egală cu b^r . În figura 6.2.a sunt date ponderile primelor 10 ranguri în sistemul binar.



Fig. 6. 2 – Ponderea rangurilor în sistemul binar (a), transformarea numerelor binare în numere zecimale (b) și transformarea numerelor zecimale în numere binare (c)

Transformarea numerelor binare în numere zecimale se face pe baza figurii 6.2.b. Ca exemplu, este considerat numărul 110011. Începând de la punctul binar (echivalent cu virgula din scrierea numerelor zecimale), se scrie sub fiecare cifră binară ponderea rangului său, conform figurii 6.2.a, se adună aceste ponderi, rezultatul fiind numărul zecimal căutat (51). Transformarea inversă se face conform procedurii reprezentate în figura 6.2.c (unde s-a luat drept exemplu numărul zecimal 13). Numărul zecimal se împarte la 2, restul obținut fiind valoarea rangului cu ponderea 1. rezultatul împărțirii se împarte din nou la 2, noul rest fiind valoarea rangului cu ponderea 2. Se continuă în acest fel, până când rezultatul împărțirii este mai mic decât 2.



Fig. 6. 3 – Sistemul de codificare și decodificare pentru transformarea numerelor zecimale în numere binare și invers

În figura 6.3 este prezentată schema bloc a dispozitivului electronic ce realizează transformarea numerelor zecimale în numere binare, (proces numit codificare) și invers (proces numit decodificare).

În general, dispozitivele electronice digitale utilizate în calculatoarele electronice "înțeleg" numai numerele binare. Există unele situații în care se folosește sistemul de numerație cu baza 16 (hexazecimal), cu cifrele 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, A, B, C, D, E și F.

NUMĂR ZECIMAL	NUMĂR BINAR	NUMĂR ÎN BAZA 16
0	0000	0
1	0001	1
2	0010	2
3	0011	3
4	0100	4
5	0101	5
6	0110	6
7	0111	7
8	1000	8
9	1001	9
10	1010	А
11	1011	В
12	1100	С
13	1101	D
14	1110	E
15	1111	F
16	10000	10
17	10001	11

Tabel 6.1 – Echivalența numerelor binare, zecimale și hexazecimale

În tabelul 6.1 sunt reprezentate codurile binare și hexazecimale ale numerelor zecimale de la 1 la 17. Reprezentarea hexazecimală a numerelor are avantajul că, prin utilizarea acestuia, se poate realiza transformarea nemijlocită a numerelor binare cu 4 ranguri. De exemplu, F în sistemul hexazecimal corespunde numărului binar cu 4 ranguri 1111. Codurile hexazecimale se folosesc de obicei pentru reprezentarea numerelor binare multirang. Astfel, numărului hexazecimal A6, îi corespunde numărul binar cu 8 ranguri 10100110. Sistemul hexazecimal se folosește frecvent la schemele cu microprocesoare pentru reprezentarea numerelor binare cu 8 și 16 ranguri. După cum se poate constata din tabelul din figura 6.1, scrierea "10" poate

reprezenta 2, 10 sau 16 obiecte, după cum sistemul de numerație este binar, zecimal sau hexazecimal.

Pentru evitarea confuziilor în cazul utilizării concomitente a mai multor sisteme de numerație, numerele se scriu cu indicarea bazei de numerație ca indice în dreapta-jos: 10_{10} , 10_2 , 10_{16} . Transformările numerelor dintr-un sistem de numerație în altul reprezintă operații tipice în microprocesoare. Ca exemplu, se prezintă transformarea numărului C3₁₆ în număr binar (figura 6.4.a) și transformarea numărului binar 11101010₂ în număr hexazecimal (figura 6.4.b).



Fig. 6. 4 – Transformarea numerelor hexazecimale în numere binare (a) și invers (b)

Transformarea numerelor hexazecimale în numere zecimale și invers are loc conform procedeelor arătate prin exemple în figurile 6.5.a, respectiv 6.5.b.



Fig. 6. 5 –Transformarea numerelor hexazecimale în numere zecimale (a) și invers (b)

6.1.2. Operații și circuite logice elementare

Algebra booleană¹, numită și algebra logicii binare, operează cu variabile care pot avea numai două valori numerice, 0 și 1, cărora le corespund valorile logice **NU**, **FALS**, sau **NIMIC**, respectiv **DA**, **ADEVĂRAT**, sau **TOT**. Operațiile logice de bază sunt următoarele:

¹Algebra booleană a fost elaborată de matematicianul englez Boole în secolul trecut; ea a fost folosită în tehnica de calcul pentru prima dată de către Shannon, în 1938.



• **negația**, **complementul logic** sau funcția logică **NU** (**NOT**) face ca unei variabile binare A să îi corespundă variabila binară A, cu proprietatea:

 $\mathbf{A} \cdot \mathbf{A} = 1 \tag{6.1}$

Tabelul de adevăr a acestei funcții și simbolul dispozitivului care o realizează, numit inversor, sunt reprezentate în figura 6.6.



Fig. 6. 6 - Circuit inversor și tabelul de adevăr al său

• intersecția, produsul logic sau funcția logică ȘI (AND), a cărei tabelă de adevăr este dată în figura 6.7, împreună cu simbolul dispozitivului care o realizează. Funcția logică ȘI realizează operația:



Fig. 6. 7 - Circuit logic ȘI și tabelul său de adevăr

• reuniunea, suma logică sau funcția logică SAU (OR), a cărei tabelă de adevăr este dată în figura 6.7, împreună cu simbolul dispozitivului care o realizează. Funcția logică **ȘI** realizează operația:

(6.3)



Fig. 6. 8 - Circuit logic SAU și tabelul de adevăr al său

230

 $\mathbf{A} + \mathbf{B} = \mathbf{Y}$

Aceste operații logice au următoarele proprietăți:

1.	x + y + z = (x + y) + z = x + (y + z)	(6.4)
2.	$\mathbf{x} \cdot (\mathbf{y} + \mathbf{z}) = (\mathbf{x} \cdot \mathbf{y}) + (\mathbf{x} \cdot \mathbf{z})$	(6.5)
3.	$\mathbf{x} = \mathbf{x}$	(6. 6)
4.	$\overline{\mathbf{x} + \mathbf{y} + \mathbf{z}} = \overline{\mathbf{x}} \cdot \overline{\mathbf{y}} \cdot \overline{\mathbf{z}}$	(6.7)
5.	$\overline{\mathbf{x} \cdot \mathbf{y} \cdot \mathbf{z}} = \overline{\mathbf{x}} + \overline{\mathbf{y}} + \overline{\mathbf{z}}$	(6.8)

Ultimele două relații sunt cunoscute sub numele de teoremele lui *de Morgan*. Mai pot fi demonstrate și relațiile:

$6. \mathbf{x} + \mathbf{x} + \mathbf{x} + \ldots = \mathbf{x}$	(6.9)
7. $\mathbf{x} \cdot \mathbf{x} \cdot \mathbf{x} \cdot \ldots = \mathbf{x}$	(6. 10)
8. $\mathbf{x} \cdot \overline{\mathbf{x}} = 0$	(6.11)
9. $x + 0 = x$ (element neutru față de sumă)	(6. 12)
10. $\mathbf{x} \cdot 1 = \mathbf{x}$ (element neutru față de produs)	(6. 13)
$11. \mathbf{x} + (\mathbf{x} \cdot \mathbf{y}) = \mathbf{x}$	(6. 14)
12. $\mathbf{x} + (\overline{\mathbf{x}} \cdot \mathbf{y}) = \mathbf{x} + \mathbf{y}$	(6.15)

6.1.3. Alte circuite logice mai des folosite

1. Circuitul logic ŞI-NU

Circuitul logic ȘI-NU (NAND) realizează operația logică prin care se inversează operația ȘI:

 $\overline{\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}} = \mathbf{Y} \qquad (6.16)$

Reprezentarea convențională este dată în figura 6.9.a. Alături este dat și modul de obținere a operații din cele elementare (figura 6.9.b) și tabelul de adevăr (figura 6.9.c). Caracteristica particulară a circuitului ȘI-NU constă în faptul că, la ieșirea acestuia, nivelul logic zero apare numai atunci când la toate intrările sale se aplică semnal de nivelul logic 1.



Fig. 6. 9 – Circuit logic ŞI-NU (a), sinteza lui (b) și tabelul de adevăr (c)

2. Circuitul logic SAU-NU

Circuitul logic SAU-NU (NOR) realizează operația logică prin care se inversează operația SAU:

$$\mathbf{A} + \mathbf{B} = \mathbf{Y} \qquad (6.\ 17)$$



Fig. 6. 10 – Circuit logic SAU-NU (a), sinteza lui (b) și tabelul de adevăr (c)

Reprezentarea convențională este dată în figura 6.10.a. Alături este dat și modul de obținere a operații din cele elementare (figura 6.10.b) și tabelul de adevăr (figura 6.10.c). Caracteristica particulară a circuitului ȘI-NU constă în faptul că, la ieșirea acestuia, nivelul logic 1 apare numai atunci când la toate intrările sale se aplică semnal de nivelul logic 0.

3. Circuitul logic SAU-EXCLUSIV

Circuitul logic SAU-EXCLUSIV (XOR) este un circuit logic reprezentat în figura 6.11.a.

$ \begin{array}{c} A \\ B \\ C \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} A \\ A \\ \oplus B \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} A \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} A \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} A \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} A \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} A \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} A \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} A \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} A \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} A \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} A \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} A \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} A \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} A \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} A \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} A \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} A \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} $ \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \begin{array}{c} B \\ \oplus B \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \\ \end{array} \\ \end{array} \\ \\ \\ \end{array} \\ \\ \end{array} \\ \\ \\ \end{array} \\ \\ \\ \end{array} \\ \\ \end{array} \\ \\ \\ \\					
	INTR	ĂRI	IEŞ	IRE	
	А	В	SAU	SAU-NU	
			EXCLUSIV	EXCLUSIV	
	0	0	0	1	
	0	1	1	0	
	1	0	1	0	
	1	1	0	1	

Fig. 6. 11 – Circuitele logice SAU-EXCLUSIV (a), SAU-NU-EXCLUSIV (b) și tabelul de adevăr al lor (c)

Alături este dat și tabelul de adevăr (figura 6.11.c). El realizează operația logică:

 $A \oplus B = Y$

(6. 18)

4. Circuitul logic SAU-NU-EXCLUSIV (COINCIDENȚĂ)

Circuitul logic SAU-NU-EXCLUSIV (XNOR) este un circuit logic reprezentat în figura 6.11.b. Alături este dat și tabelul de adevăr (figura 6.11.c). El realizează operația logică:

 $A \oplus B = Y$

(6. 19)

Pentru obținerea altor funcții logice necesare în aplicații, în practică este mai comodă utilizarea unor circuite logice de bază. Astfel, pe baza circuitului logic ȘI-NU, se pot sintetiza toate celelalte funcții logice, așa cum se poate vedea în figura 6.12. Din acest motiv, circuitul logic ȘI-NU se mai numește poartă logică elementară, ea fiind realizată integrat, în numeroase variante constructive.



Fig. 6. 12 – Sinteza funcțiilor logice folosind poarta logică elementară (circuitul logic ȘI-NU)

6.1.4. Circuite logice cu mai mult de două intrări

În unele situații, circuitele analizate anterior pot dispune de mai multe intrări, așa cum este cazul exemplului următor, reprezentând circuitul logic ȘI cu trei intrări, expresia booleană a funcției realizate de acest circuit, reprezentarea lui și tabela de adevăr fiind date în figura 6.13.a,b.

Și în acest caz, circuitul poate fi sintetizat pe baza unor porți elementare (figura 6.13.e). În figura 6.13.g este arătată sinteza cu porți elementare a circuitului SAU cu 4 intrări, simbolul și tabelul de adevăr al acestui circuit fiind date în figura 6.13c,d. Pentru sinteza circuitului SAU cu 3 intrări se folosesc circuite SAU cu 2 intrări (figura 6.13.h), care, la rândul lor pot fi sintetizate cu porți elementare. Sinteza circuitului ȘI cu 4 intrări este prezentată în figura 6.13.i.



Fig. 6. 13 - Circuite logice cu mai multe intrări și sinteza acestora

În practică, se folosesc circuite logice cu până la 8 intrări și, mai rar, chiar mai multe, sinteza acestora realizându-se analog situațiilor prezentate.

6.1.5. Utilizarea porții inversoare pentru transformarea circuitelor logice

Uneori, în anumite situații, este mai comodă transformarea circuitelor logice de bază, pentru obținerea altor funcții logice necesare în aplicații. În figura 6.14 este prezentat un tabel reprezentând modul de transformare a unui circuit dat în alt circuit, folosind poarta inversoare. Se constată că anumite funcții logice se pot obține în mai multe moduri. Astfel, circuitele ȘI-NU și SAU-NU se pot obține atât prin inversarea intrărilor, cât și prin inversarea ieșirilor, așa cum se poate vedea în figura 6.14.



Fig. 6. 14 - Transformarea circuitelor logice utilizând porți inversoare

Circuitele logice se realizează sub formă integrată, în familii, cum este cazul integratelor din familia bipolară, sau al celor din familia CMOS, aspectul exterior fiind determinat de tipul carcasei și de modul de dispunere a terminalelor. Cea mai răspândită variantă constructivă este reprezentată în figura 6.15.a,b (capsulă TO 116), dispunerea terminalelor fiind exemplificată

în cazul circuitului TTL CDB 400 (7400), cuprinzând 4 porți elementare, în figura 6.15.c.



Fig. 6. 15 – Aspect exterior (a, b) și dispunerea terminalelor (c) la circuitul 7400

6.2. Utilizarea circuitelor logice binare pentru obținerea funcțiilor logice

Să considerăm o expresie booleană, de exemplu, de forma:

 $\overline{A} \cdot B + A \cdot \overline{B} + \overline{B} \cdot C$,

pentru care se pune problema sintezei schemei care să realizeze funcția respectivă. Primul pas în acest proces este construirea schemei logice (figura 6.16.a,b).



Fig. 6. 16 – Sinteza schemei logice care realizează funcția $\overline{A} \cdot B + A \cdot \overline{B} + \overline{B} \cdot C$

Al doilea pas este cel din figura 6.16.c. La prima intrare a circuitului SAU se introduce circuitul suplimentar ȘI cu două intrări), una dintre acestea având cuplată o poartă inversoare, în scopul formării combinației $\overline{B} \cdot C$. 236 Apoi, pentru formarea combinației $A \cdot \overline{B}$, la a doua intrare se adaugă un alt circuit ȘI (figura 6.16.d) și, în același mod, pentru formarea combinației $\overline{A} \cdot B$, la a treia intrare se adaugă încă un circuit ȘI (figura 6.16.e). Un alt exemplu este cel prezentat în figura 6.17, pentru sinteza circuitului care realizează funcția logică $Y = (A + B + C)(\overline{A} + \overline{B})$.

Din exemplele analizate, se poate trage concluzia că, în general, sinteza circuitelor logice începe cu ieșirea acestora și, prin operații de tipul celor prezentate, se ajunge la intrarea lor.



Fig. 6. 17 – Sinteza schemei logice care realizează funcția: $Y = (A + B + C)(\overline{A} + \overline{B})$

Acest mod de sinteză este însă greoi și are particularități pentru fiecare situație în parte. De aceea, este necesară găsirea unui algoritm care, prin aplicarea sa, să permită sinteza circuitelor, indiferent de cazul particular întâlnit. Pentru a construi un astfel de algoritm, să analizăm mai întâi modul de transformare a informației prezentate sub formă de tabel de adevăr în funcție logică booleană și invers.



Fig. 6. 18 – Obținerea funcției logice pe baza tabelului de adevăr (a, b) și invers (c. d)

Astfel, pentru operația logică al cărei tabel de adevăr este prezentat în figura 6.18.a, funcția logică este cea din figura 6.18.b, obținută astfel: valoarea 1 a funcției Y corespunde unui număr de două combinații: A = 1 SI B = 1 **ŞI** C = 0, **SAU** A = 0 **ŞI** B = 0 **ŞI** C = 1. Problema inversă constă în stabilirea tabelului de adevăr pe baza expresiei funcției booleene.

Luând ca exemplu expresia $Y = C \cdot A + C \cdot B \cdot A$, se stabilesc mai întâi combinațiile: A = 0 **ȘI** B = 1 **ȘI** C = 0 **SAU** A = 0 **ȘI** B = 0 **ȘI** C = 0 (figura 6.18.c) și apoi A = 0 **ȘI** B = 1 **ȘI** C = 0 **SAU** A = 0 **ȘI** B = 0 **ȘI** C = 0 **SAU** A = 1 **§I** B = 1 **§I** C = 1 (figura 6.18.d).

În general, exprimarea funcțiilor logice de mai multe variabile se face sub forma unei sume logice de termeni P sau a unui produs de termeni S, aceste forme numindu-se forme canonice.

Să considerăm următorul exemplu: se dă funcția de trei variabile A, B, C, al cărei tabel de adevăr este cel alăturat. Scrierea în formă canonică cu termeni P sau S a funcției f(A, B, C) se face astfel: pentru scrierea cu termeni P, se iau acele combinații de variabile pentru care funcția ia valoarea 1, combinațiile fiind produse ale tuturor variabilelor, negate dacă au valoarea 0 și respectiv nenegate dacă au valoarea 1; pentru scrierea cu termeni S se iau acele combinații de variabile pentru care funcția ia valoarea 0, combinațiile fiind suma tuturor variabilelor, negate dacă au valoarea 1, respectiv nenegate dacă au valoarea 0.

Α	В	С	f(A, B, C)
0	0	0	1
0	0	1	0
0	1	0	0
1	0	0	0
0	1	1	1
1	1	0	0
1	0	1	1
1	1	1	1

Astfel, pentru funcția a cărei tabelă de adevăr este cea alăturată, formele canonice cu termeni P și S sunt:

$$f_{P} = (A \cdot B \cdot C) + (A \cdot B \cdot C) + (A \cdot B \cdot C) + (A \cdot B \cdot C)$$

 $f_{S} = (A + B + C) \cdot (A + B + C) \cdot (A + B + C) \cdot (A + B + C)$

Scrierea funcției sub formă canonică permite implementarea ei într-o schemă logică. În general, aceste scheme logice rezultate sunt destul de complicate; pentru simplificarea lor, se poate face minimizarea funcției, pe baza relațiilor (6.5), (6.7), (6.8) și (6.14). Dacă numărul variabilelor nu este prea mare, se poate folosi minimizarea prin metoda diagramelor Karnaugh, aceste fiind matrice cu 2ⁿ căsuțe (n fiind numărul variabilelor), fiecare căsuță corespunzând unei anume combinații de valori ale variabilelor și având înscrisă în ea valoarea combinației respective. Rezultă că fiecărei căsuțe îi corespunde un termen P sau S (după cum a fost exprimată funcția). Pentru funcția de mai sus, diagrama Karnaugh este cea de mai sus. Pentru minimizarea functiei, se procedează astfel: se grupează câmpurile adiacente având valoarea 1 în dreptunghiuri sau pătrate cu laturile egale cu una, două sau patru căsute, urmărindu-se ca toate câmpurile cu valoarea 1 să fie cuprinse în cel puțin o grupare iar grupările să aibă suprafața maximă.

Funcția logică minimizată se obține prin însumarea termenilor corespunzători grupurilor realizate.

Pentru funcții de două variabile, diagrama Karnaugh are dimensiunea 2×2 , pentru patru variabile 4×4 iar pentru cinci variabile se construiesc două diagrame cu dimensiunea 4×4 pentru patru din cele cinci variabile, fiecare corespunzând uneia din cele două stări ale celei de-a cincea variabile.



Fig. 6. 19 – Simplificarea unei expresii booleene: funcția logică (a), schema logică ce realizează funcția (b), tabelul de adevăr (c), schema logică simplificată (d) și expresia funcției logice simplificate (e)

Să considerăm exemplul reprezentat în figura 6.19, în care se dă funcția Y de forma 6.19.a și să construim diagrama Karnaugh pentru funcția dată (figura 6.20.a).



Fig. 6. 20 – Minimizarea unei funcții logice de două variabile (a, b), trei variabile (c, d) și patru variabile (e, f), folosind diagrama Karnaugh

Aceasta se prelucrează conform celor expuse mai sus pentru minimizarea funcției, așa cum se poate vedea în figura 6.20.b și se obține funcția minimizată. Pentru funcții de trei variabile, se procedează ca în exemplul din figura 6.20.c,d, iar pentru funcții de patru variabile se procedează ca în exemplul din figura 6.20.e,f.

Există și procedee mai puțin generale de construcție a contururilor, așa cum se poate vedea în figura 6.21.a, unde diagrama se poate considera ca fiind desfășurarea unui cilindru dispus orizontal, astfel că marginea de sus se continuă cu cea de jos. Astfel, pornind de la funcția:

$$Y = \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \cdot \overline{D} + \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \cdot D + A \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \cdot \overline{D} + A \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \cdot D,$$

se ajunge la funcția simplificată $Y = B \cdot \overline{C}$. În mod similar, se poate face, unde este cazul și operația echivalentă, de înfășurare a diagramei sub forma unui cilindru vertical și, bineînțeles, combinația celor două cazuri, așa cum se poate vedea în figura 6.21.b, unde funcția logică inițială,

 $Y = \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \cdot \overline{D} + \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot C \cdot \overline{D} + A \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \cdot \overline{D} + A \cdot \overline{B} \cdot C \cdot \overline{D},$

se simplifică prin procedeul descris, sub forma $Y = B \cdot D$.

Așa cum am arătat anterior, din motive practice, este comod ca schemele logice să fie sintetizate cu porți elementare ȘI-NU, pentru a reduce numărul variantelor de circuite logice utilizate în schemă.



Fig. 6. 21 - Minimizarea funcțiilor logice în anumite situații particulare

Pentru rezolvarea problemelor logice complicate se folosește așanumitul selector de date, numit și multiplexor. Ca exemplu, să analizăm selectorul de date "1 din 8", prezentat în figura 6.22.a. El dispune de 8 intrări informaționale, sau intrări de date (0, 1, ..., 7), trei intrări de selecție, sau intrări de adrese (A, B, C) și o ieșire. Selectorul de date are drept funcție

esențială transmiterea datelor de la o anumită intrare, la ieșire. Alegerea intrării de la care se transmit datele este determinată prin codul binar aplicat la intrările de selecție. Selectorul funcționează ca un comutator rotativ (figura 6.22.b).



Fig. 6. 22 – Selector de date "1 din 8" (a) și schema echivalentă, a comutatorului rotativ cu 8 contacte (b)

Utilizarea selectorului de date este ilustrată prin exemplul prezentat în figura 6.23.



Fig. 6. 23 – Schema logică pentru realizarea funcției logice Y = A·B·C·D + $\overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \cdot \overline{D}$ + $A \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \cdot D$ + $A \cdot B \cdot \overline{C} \cdot \overline{D}$ + $\overline{A} \cdot B \cdot C \cdot \overline{D}$ + $\overline{A} \cdot B \cdot \overline{C} \cdot D$ + $\overline{A} \cdot \overline{B} \cdot C \cdot D$ (a) și realizarea acesteia cu selectorul de date (b)

Acesta prezintă sintetizarea în schemă logică a funcției logice (figura 6.23.a):

$$\begin{split} Y &= A \cdot B \cdot C \cdot D + \ \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \cdot \overline{D} \ + A \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \cdot D + A \cdot B \cdot \overline{C} \cdot \overline{D} + \overline{A} \cdot B \cdot C \cdot \overline{D} + \\ &+ \overline{A} \cdot B \cdot \overline{C} \cdot D + \ \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot C \cdot D \end{split}$$

Schema obținută nu este însă economică, o soluție mai puțin costisitoare fiind cea care utilizează selectorul de date. În acest scop, se întocmește tabelul de adevăr (figura 6.23.b).

Acestuia i se adaugă selectorul de date de tip "1 din 16", la cele 16 intrări ale căruia se aplică valoarea logică corespunzătoare, din tabelul de adevăr. La cele patru intrări de selecție se aplică combinații de cifre binare corespunzătoare diferitelor combinații ale intrărilor din tabelul de adevăr, în funcție de care se obține o anumită valoare la ieșire. De exemplu, pentru combinația 0101 aplicată la intrările de selecție, la ieșirea selectorului se obține valoarea 0, corespunzătoare intrării 5.



Fig. 6. 24 – Primul pas în rezolvarea problemei logice cu 4 variabile utilizând un selector de date "1 din 8"

În acest mod, folosind un singur circuit integrat, se poate simplifica din punct de vedere practic problema sintetizării unor circuite logice, metoda

utilizării selectorului de date fiind utilă pentru realizarea circuitelor logice care implementează funcții logice de trei, patru sau cinci variabile.

În rezolvarea problemei de mai sus, s-a utilizat un selector de date "1 din 16", dar astfel de probleme se pot rezolva și prin utilizarea unui selector mai simplu, de tipul "1 din 8", dacă se folosește așa-numita metodă de înfășurare. Pentru exemplificare, să analizăm tabelul de adevăr cu patru variabile din figura 6.24. În acest caz, ansamblul valorilor variabilelor de la intrările de selecție C, B și A pentru rândurile 0 - 7 este același ca și pentru rândurile 8 - 15 (valorile sunt grupate în contururi punctate).

În continuare, determinarea semnalelor logice care trebuie aplicate la fiecare din cele 8 intrări, $D_0 - D_7$, ale selectorului (figura 6.25).

- Semnalul la intrarea D_0 a selectorului de date (de tip 74151) este determinat conform figurii 6.25.a, în care scop, tabelul de adevăr din figura 6.24 se înfășoară astfel încât să se poată compara rândurile 0 și 8. Din figură, se observă că fiecare din variabilele de intrare C, B și A, aplicate la intrările selectorului pentru ambele rânduri au valoarea 0. Indiferent de valoarea concretă a variabilei D, la ieșirea Y trebuie să se obțină valoarea 0. Prin urmare, la intrarea D_0 a selectorului trebuie să se aplice 0 logic (intrare legată la masă, figura 6.25.i).
- Semnalul logic ce se aplică la intrarea D_1 se determină conform figurii 6.25.b. Înfășurând tabelul de adevăr conform acestei figuri, se compară rândurile 1 și 9. Și în acest caz, variabilele de intrare de selecție C, B și A au aceleași valori. La ieșirea Y trebuie să se obțină valoarea 1 indiferent de valoarea variabilei D și, ca urmare, la intrarea D_1 trebuie să avem valoarea 1 (intrare legată la + 5V, figura 6.25.i).
- Semnalul logic ce se aplică la intrarea D_2 se determină conform figurii 6.25.c. Înfășurând tabelul de adevăr conform acestei figuri, se compară rândurile 2 și 10. Și în acest caz, variabilele de intrare de selecție C, B și A au aceleași valori. La ieșirea Y însă trebuie să se obțină fie valoarea 1, dacă D are și el valoarea 1, fie valoarea 0, dacă D are valoarea 0. Ca urmare, la intrarea D_2 semnalul aplicat trebuie să fie egal cu semnalul aplicat la intrarea D (intrarea D_2 legată la D, figura 6.25.i).
- Semnalul logic ce se aplică la intrarea D_3 se determină conform figurii 6.25.d. Înfășurând tabelul de adevăr conform acestei figuri, se compară rândurile 3 și 11. Și în acest caz, variabilele de intrare de selecție C, B și A au aceleași valori. La ieșirea Y însă trebuie să se obțină fie valoarea 1, dacă D are și valoarea 0, fie valoarea 0, dacă D are valoarea 1. Ca urmare, la intrarea D_3 semnalul aplicat trebuie să fie complementar cu semnalul aplicat la intrarea D, adică \overline{D} (intrarea D_3 legată la D printr-o poartă inversoare, figura 6.25.i).



În același mod se procedează și pentru celelalte rânduri (figurile 6.25.e, f, g, h), analiza făcută în fiecare caz determinând valoarea concretă ce trebuie aplicată la intrările D_4 , D_5 , D_6 și D_7 (figura 6.25.i).



Fig. 6. 25 – Al doilea pas în rezolvarea problemei logice cu 4 variabile utilizând metoda înfășurării și un selector de date "1 din 8": determinarea datelor care se aplică la intrările $D_0 - D_7$ (a – h) și schema logică obținută (i)

Selectorul de date (multiplexorul) se folosește ca element logic universal, utilizarea acestuia oferind o metodă simplă și economică de realizare a funcțiilor logice cu număr de variabile de la trei, la cinci.

6.3. Coduri. Codificare și decodificare

6.3.1. Coduri

În electronica digitală, numerele zecimale sunt reprezentate sub forma lor binară, aplicația care stabilește legătura respectivă reprezentând așa 244 numitul cod binar-zecimal (BCD – Binar Code Decimal). Codificarea este necesară în acest caz datorită faptului că lucrul în sistemul binar, în care se operează cu numai două valori (0 și 1) este mai sigur decât în cel zecimal, în care se operează cu 10 valori (cifrele zecimale 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9). Codificarea este necesară și datorită altor motive, cum este cel privind corecția erorilor la transmiterea de date.

În practică, în funcție de aplicația respectivă, se folosesc și alte tipuri de coduri, așa cum se va vedea în continuare.

1. Codul binar-zecimal 8421

NUMĂR SUTE	ZECI	UNITĂȚI	NUMĂR ÎN 0001	SUTE	ZECI	UNITĂȚI
ZECIMAL 9	2	6		1000	0111	0001
			00000101			
NUMĂR ÎN	↓	0110	NUMĂR	↓	↓	↓
COD 8421 1001	0010		ZECIMAL 1	8	7	1
	b)			a)		

Fig. 6. 26 – Transformarea unui număr zecimal în cod 8421 (a) și a unui număr din cod 8421 în număr zecimal (b)

NUMERE ZECIMALE	NUMERE ÎN COD CU SURPLUS 3
0	0011
1	0100
2	0101
3	0110
4	0111
5	1000
6	1001
7	1010
8	1011
9	1100
14	0100 0111
27	0101 1010
38	0110 1011
459	0111 1000 1100
606	1001 0011 1001
	SUTE ZECI UNITĂȚI

Tabel 6.2 – Echivalența numerelor zecimale cu cele în cod cu surplus de 3

Prin codificarea în acest cod, unui număr zecimal îi corespunde un șir de grupe de patru cifre binare (tetrade), care, la rândul lor corespund scrierii

în sistemul binar a fiecărei cifre zecimale care formează numărul respectiv. Ordinea tetradelor corespunde rangului cifrei corespunzătoare. În figura 6.26.a este prezentat un exemplu de codificare a unui număr zecimal în cod 8421, iar în figura 6.26.b este prezentat un exemplu de decodificare a unui număr scris în codul 8421 și trecere a acestuia în forma sa zecimală.

Este de subliniat faptul că, în codul 8421 nu se utilizează niciodată tetradele următoare: 1010, 1011, 1100, 1101, 1110, 1111, deoarece ele corespund unor numere zecimale mai mari decât 9, deci nu pot reprezenta cifre zecimale. Tabelul 6.3 prezintă echivalența dintre primele 18 numere zecimale și cele în codul 8421.

in cod Oray						
NUMERE	NUMERE	NUMERE ÎN	NUMERE ÎN			
ZECIMALE	BINARE	COD 8421	COD GRAY			
0	0000	0000	0000			
1	0001	0001	0001			
2	0010	0010	0011			
3	0011	0011	0010			
4	0100	0100	0110			
5	0101	0101	0111			
6	0110	0110	0101			
7	0111	0111	0100			
8	1000	1000	1100			
9	1001	1001	1101			
10	1010	0001 0000	1111			
11	1011	0001 0001	1110			
12	1100	0001 0010	1010			
13	1101	0001 0011	1011			
14	1110	0001 0100	1001			
15	1111	0001 0101	1000			
16	10000	0001 0110	11000			
17	10001	0001 0111	11001			

Tabel 6.3 – Echivalența numerelor zecimale cu cele exprimate în cod 8421 și în cod Grav

2. Codul cu surplus (exces) de 3

Codul cu surplus de 3 este tot un cod din grupa codurilor binarzecimale, care se bazează pe faptul că, fiecărei cifre zecimale din numărul ce urmează a fi codificat i se adaugă valoarea 3, după care rezultatului i se asociază numărul binar reprezentat printr-o tetradă, ca în cazul precedent. În tabelul 6.2 este prezentată echivalența unor numerelor zecimale în codul cu surplus 3.

3. Codul Gray

Particularitatea acestui cod constă în faptul că, la trecerea de la un număr zecimal la următorul, mai mare cu o unitate, echivalentul său în codul Gray se modifică doar prin schimbarea unei cifre binare.În tabelul 6.3 este dată echivalența unor numere zecimale cu cele în cod Gray.

6.3.2. Codificatoare

Codificatorul este un circuit logic combinațional folosit pentru a transforma un număr zecimal în număr codificat într-o formă în care sistemul electronic digital îl poate utiliza, el fiind plasat la interfața între sistemul electronic digital și utilizatorul uman, pentru adaptarea sistemelor de numerație respective. Codificatorul este de fapt o matrice de circuite SAU. Schema bloc a unui astfel de codificator este prezentată în figura 6.27.a, în figura 6.27.b fiind dat tabelul de adevăr al circuitului. Pe baza acestuia, se poate concepe schema logică (figura 6.27.c), precum și schema practică, cuprinzând și diode luminescente pentru afișarea în sistem binar a numărului codificat (figura 6.27.d).



Fig. 6. 27 – Codificator pentru codificarea numerelor zecimale în numere binare (cod 8421) (a), tabela sa de adevăr (b), schema logică a codificatorului (c) și schemă de realizare practică (d)

De obicei, intrările sunt negate, deoarece activarea unei intrări (de exemplu, de la o tastatură) se face prin punerea la masă a ei.

6.3.3. Dispozitive de afișare cu șapte segmente

Acestea reprezintă dispozitive de ieșire frecvent utilizate pentru reprezentarea numerelor zecimale. Cele șapte segmente ale indicatorului, notate cu literele a, b, c, d, e, f, g (figura 6.28.a) permit, prin activarea doar a

unora dintre ele, afișarea oricăreia din cifrele zecimale (figura 6.28.b). Segmentele pot fi diode luminescente sau cristale lichide și se realizează compact, în carcase de diferite forme (figurile 6.28.c, d, e).

În figura 6.28.g este prezentat un circuit de afișare cu diode luminescente și modul de conectare a acestuia (figura 6.28.h), pornind de la schema de alimentare a unei diode luminescente (figura 6.28.f). În practică, în locul comutatoarelor din figura 6.28.h, se folosește un circuit electronic numit formator de afișare. De foarte multe ori, el este inclus în circuitul decodificatorului.



Fig. 6. 28 – Afişor cu şapte segmente: notarea segmentelor (a); tabelul segmentelor activate pentru afişarea cifrelor zecimale (b); tipuri constructive de dispozitive de afişare (c, d, e); schema de alimentare a unei diode luminescente (f); afişor cu diode luminescente cu anod comun (g); conectarea afişorului cu anod comun (h)

6.3.4. Decodificatoare

Decodificatorul (figura 6.29.a) este un circuit logic combinațional care realizează funcția inversă celei pe care o realizează codificatorul, adică trecerea numerelor binare în forma lor zecimală. Aceste circuite sunt matrice de circuite ȘI. În practică, datorită acelorași motive ca și la codificatoare, ieșirile sunt active la nivelul logic scăzut (zero), prin utilizarea circuitelor logice ȘI-NU.

Circuitul cel mai utilizat ca decodificator este circuitul TTL de tip 7447 (CDB 447), care este un decodificator-formator, el cuplându-se direct cu un circuit de afișaj cu șapte segmente (figura 6.30).

Numărul în cod 8421 care trebuie decodificat se aplică la intrările D, C, B, A, semnalele pentru comanda afișorului cu 7 segmente fiind obținute la ieșirile a, b, c, d, e, f, g ale decodificatorului.



Fig. 6. 29 – Decodificator (a); decodificator-formator (b)

Circuitul mai dispune de încă trei intrări, cu următoarele funcții:

- intrarea de stingere (BI); când la aceasta se aplică semnal de nivel scăzut, la toate ieșirile apare semnal de nivel înalt, care asigură stingerea tuturor segmentelor, indiferent de semnalele de la celelalte intrări;
- intrarea de stingere succesivă (RBI); când la aceasta se aplică semnal de nivel scăzut, intrarea LT fiind în stare de nivel înalt, iar intrările A, B, C şi D la nivel scăzut, toate ieşirile de segmente se decuplează, determinând stingerea tuturor segmentelor;
- intrarea LT; când la această intrare se aplică semnal logic 0 și intrările BI și RBI sunt cuplate la nivel logic 1, la ieșiri apare semnal logic 0.



Fig. 6. 30 – Decodificator-formator cu circuit 7447 (a) ; cuplarea decodificatorului la afișorul cu șapte segmente(b)

Schema principială a circuitului 7447 este prezentată în figura 6.31.



Fig. 6. 31 – Schema electronică a circuitului decodificator-formator 7447

În figura 6.32 este reprezentată schema de afișare pentru 6 cifre, în care se arată utilizarea intrării de stingere succesivă (RBI) pentru blocarea nulurilor în rangurile superioare ale indicatorului cu ranguri multiple.



Fig. 6. 32 – Utilizarea intrării de stingere succesivă (RBI) pentru blocarea rangurilor superioare

6.3.5. Afişoare cu cristale lichide

Dispozitivele de afișaj cu diode luminescente funcționează prin emisia unei radiații în domeniul vizibil. Pe de altă parte, dispozitivele de afișare cu cristale lichide nu emit radiație luminoasă, ci doar acționează selectiv asupra fenomenelor de reflexie, absorbție, dispersie și difuzie a luminii ambiante, motiv pentru care energia consumată în timpul funcționării este mai mică. În figura 6.33.a este prezentată construcția unui afișor cu cristale lichide cu șapte segmente, în figura 6.33.b fiind prezentată cuplarea acestui afișor cu un circuit decodificator-formator integrat de tip CMOS.

Atunci când, la un segment oarecare al afișorului se aplică o succesiune de impulsuri simetrice dreptunghiulare de frecvență joasă, segmentul respectiv își modifică aspectul și devine negru, în timp ce restul suprafeței cristalului lichid rămâne de culoare deschisă (cenușiu-argintie).

Pe placa inferioară a afișorului se aplică continuu impulsuri simetrice dreptunghiulare cu frecvența de 30 Hz. Același semnal se aplică și la una din cele două intrări ale fiecărui circuit SAU-EXCLUSIV utilizate pentru comanda afișorului.



Fig. 6. 33 – Construcția afișorului cu cristale lichide (a) și comanda acestuia cu decodificator-formator CMOS (b)

6.4. Circuite basculante utilizate ca circuite logice

6.4.1. Circuite basculante bistabile (triggeri)

Circuitele basculante sunt circuite electronice de generare a impulsurilor, caracterizate prin două sau mai multe stări cvasistabile (de acumulare), trecerea de la o stare la alta (bascularea) făcându-se foarte rapid, curenții și tensiunile din circuit având și ei variații foarte rapide. Circuitele basculante sunt, de fapt, amplificatoare cu reacție pozitivă și, după numărul stărilor stabile pe care le au, sunt de trei feluri: circuite bistabile, circuite monostabile și circuite astabile.
Circuitele logice prezentate în paragrafele anterioare, numite circuite logice combinaționale, realizează sinteza unor operații logice.



Fig. 6. 34 – Bistabil RS cu porți inversoare (a); bistabil RS asincron cu circuite SAU-NU (b) și cu circuite ȘI-NU (c); reprezentarea convențională a circuitului bistabil RS asincron

Pentru aceasta, este însă necesar ca variabilele să fie memorate (temporar sau permanent), în circuite logice specializate. Ca circuite de memorie pot fi utilizate circuitele basculante bistabile care, după modul de funcționare pot fi asincrone, la care tranzițiile la ieșire urmăresc același ritm cu cele de la intrare, indiferent de momentul producerii acestora și sincrone, când tranzițiile la ieșire au loc numai la momente de timp bine determinate de un semnal de comandă, numit semnal de tact. Circuitele basculante, mai ales când sunt folosite în circuite de memorie, pot fi realizate cu circuite logice de bază, care, la rândul lor, se pot sintetiza cu porți elementare.

Cel mai simplu bistabil se poate realiza cu două porți inversoare, ca în figura 6.34.a, el fiind însă impropriu pentru utilizarea ca memorie, întrucât el nu poate fi comandat. Pentru a rezolva această problemă, se poate utiliza schema din figura 6.34.b, cu circuite SAU-NU, sau 6.34.c, cu circuite ŞI-NU. Bistabilul astfel realizat este un **bistabil RS asincron**, el comutând la orice modificare a stării la intrare. Reprezentarea convențională în circuite a acestui bistabil este cea din figura 6.34.d.

Circuitul are două intrări, S - intrarea de setare (stabilire 1) și R - intrarea de resetare (stabilire 0) și două ieșiri complementare, Q și \overline{Q} . Funcționarea circuitului RS asincron se poate analiza pe baza tabelului de adevăr, dat în figura 6.35.b, pentru schema cu circuite ŞI-NU.

Se constată că, dacă la ambele intrări se stabilește nivel logic 0, la ambele ieșiri se stabilește nivel logic 1. În fapt, în acest caz, starea la ieșire este nedeterminată și, ca atare, această situație este interzisă și nu se

utilizează. Când S = 0 și R = 1, Q = 1, când R = 0 și S = 1, Q = 0, iar atunci când R = 1 și S = 1, circuitul este în stare de repaus, ieșirile Q și \overline{Q} păstrându-și stările logice avute anterior. Acesta este regimul de retenție.



Fig. 6. 35 – Circuit RS asincron (a), tabelul său de adevăr (b) și diagramele de timp ale semnalelor (c)

Pentru că modificarea stărilor (bascularea) circuitului RS este determinată de apariția nivelului logic 0 la una din intrările sale, se poate considera că reprezentarea mai fidelă a acestei scheme este cea din figura 6.35.a.

Descrierea funcționării se poate face pe baza diagramelor de timp ale semnalelor, prezentate în figura 6.35.c. Acestea arată nivelul tensiunii și intervalele de timp dintre semnalele de intrare și de ieșire.

În echipamentele numerice este însă nevoie ca diversele operații să se execute sincron și, pentru aceasta, se completează schema din figura 6.34.c după cum se arată în figura 6.36.b, obținându-se un **bistabil RS sincron** (cu tact), reprezentarea schematică a acestuia fiind cea din figura 6.36.a.

După cum se poate constata analizând schema de mai sus, datorită circuitelor ȘI, bascularea nu este posibilă decât dacă semnalul se aplică la intrare sincron cu semnalul de tact, aplicat la intrarea suplimentară, CLK.



Fig. 6. 36 – Circuit RS sincron: reprezentare convențională (a), schema (b) tabelul de adevăr (c) și diagramele de timp ale semnalelor (c)

Pe durata aplicării impulsului de tact, bistabilul se găsește în stare de retenție. Nedeterminarea care apărea la circuitul RS asincron se păstrează în continuare.

Pentru înlăturarea nedeterminării apărute la ieșirea acestui tip de bistabil când intrările sunt la nivel logic 0 (sau 1 la bistabilul RS fără tact), cele două intrări pot fi legate între ele prin intermediul unei porți inversoare, eliminându-se astfel posibilitatea ca cele două intrări să se afle la același nivel logic în același timp.

		۵ : ۱.۲ ۵	b		TRARE D ⁿ 0 1	IEŞ Q'	IRE **1) 1
1	REGIM DE FUNCȚIONARE	ASING	INTR CRONĂ	ĂRI SINCI	ronă	IES	IRI
	ASINCRON SETARE 1	0	1	X	x	1	0
	ASINCRON SETARE 0	1	0	x	x	0	1
c)	STARE INTERZISĂ	0	0	x	x	1	1
d)	SETARE 1 SETARE 0	1 1	1	1 1	1	1	0

Fig. 6. 37 – Bistabil latch D: schema și reprezentarea convențională (a), tabelul de adevăr (b), reprezentarea convențională a bistabilului D cu intrare de ștergere (CL – clear) (c) și tabelul de adevăr (d) al acestuia (x – stare oarecare)

Se obține în acest fel un **bistabil latch D**, cu o singură intrare de date, având schema din figura 6.37.a și tabelul de adevăr în figura 6.37.b. Așa cum se vede în acest tabel, semnalul la ieșirea Q în tactul (n + 1) repetă semnalul care a fost la intrarea D în tactul anterior, n. Bistabilul din figura 6.37.c are două intrări suplimentare: de presetare (PS) și de ștergere (CL). Nivelul logic 0 la intrarea PS determină nivelul logic 1 la ieșirea Q, iar nivelul logic 0 la CL determină nivel logic 0 la ieșirea Q. Primele trei rânduri ale tabelului de adevăr a acestui circuit (figura 6.37.d) definesc regimurile în care funcționarea circuitului este controlată de intrările asincrone, stările în care se pot găsi intrările sincrone în aceste situații fiind indiferente.

Intrările sincrone devin active la setarea în stare inactivă a intrărilor asincrone (PS = 1, CL = 1).

CI K a	J _K)		Q		•- «	5 5		CLK	0 0		c)	J PS Q CLK K P Q H	<u> </u>
	1	REGIM DE	IN	ΤI	٦Ă۶	RI				IEŞIR	I		
	FU	NCȚIONARE	CL	К	J	ĸ	Q	5	Ş	INFLU	JENŢĂ IEŞIRII	ASUPR : Q	A
b)]	RETENȚIE	5	L	0	0	F MOD	ĂRĂ DIFIC <i>À</i>	ίri	FĂR. -	Ă SCHIN BLOCA	/IBARE JRE	,
		SETARE 0	5	L	0	1	0		1	BI SETA	.OCARE RE ÎN S	: SAU TAREA	10
		SETARE 1	Г	L	1	0	1		0	SETA	re în s	TAREA	1
	С	OMUTARE	7	L	1	1	SE C	omu	ТĂ	S	CHIMBA STĂRI	AREA I	
		REGIM DE	;				INT	RĂRI					
		FUNCȚIONA	RE	A	SIN	ICR	ONĂ	SIN	ICR	ONĂ	IES	IRI	
				I	PS -		CL	CLK	J	K	Q	Q	
		ASINCRON SETARE 1	1		0		1	x	x	x	1	0	
	ASINCRON SETARE 0		1		1		0	x	x	x	0	1	
d)		STARE INTERZISÀ	<u> </u>		0		0	x	x	x	1	1	
		RETENȚIE	E		1		1	Л	0	0	FĂI MODIF	RĂ ICĂRI	
		SETARE 1			1		1	Л	0	1	0	1	
		SETARE 0			1		1	Л	1	0	1	0	
		COMUTAR	E		1		1	Л	1	1	INVER STA	SARE RE	

La circuitul bistabil D apare însă inconvenientul că, în timp ce linia de tact trece din starea logică 1 în starea logică 0, poate apărea o comutare a intrării de date.

Fig. 6. 38 – Bistabil JK: schema și reprezentarea convențională (a), tabelul său de adevăr (b), bistabil JK cu intrări asincrone (c) și tabelul de adevăr al acestuia (d)

Un alt circuit care elimină nedeterminarea de la circuitul RS este circuitul **bistabil JK**, derivat dintr-un circuit RS, așa cum se poate vedea în figura 6.38.a. Dacă intrările J și K sunt simultan la nivelul logic 1 și se aplică impulsul de tact, ieșirea își modifică starea. Funcționarea bistabilului JK și a

celui cu intrări asincrone, PS și CL (figura 6.38.c) poate fi analizată complet pe baza tabelelor de adevăr ale acestora (figura 6.38.b, d)

O variantă cu o singură intrare de date a bistabilului JK este **bistabilul T**, prezentat în figura 6.39, la care starea la ieșire nu se modifică decât dacă intrarea de date, T_d , este anterior aplicării impulsului în starea logică 1, realizându-se astfel un ciclu complet la ieșire pentru două cicluri la intrare, deci o divizare cu 2.



Fig. 6. 39 – Bistabil T: schema (a), tabelul de adevăr (b)

În practică, pentru evitarea comutării întrărilor de date în timp ce linia de tact trece de la nivelul logic 0 la nivelul logic 1, mai întâi se determină starea intrărilor, se deconectează intrările și apoi se modifică ieșirile conform stării intrărilor. Acest lucru se poate realiza prin conexiunea "master-slave"² sau prin tehnica declanșării pe front.

Circuitul bistabil RS "master-slave" este reprezentat în figura 6.40, în care este dată și tabela de adevăr. Funcționarea lui are loc astfel: când intrarea de tact trece din starea logică 0 în starea logică 1, porțile 5 și 6 se blochează, deschizându-se însă porțile 1 și 2, ceea ce permite transferul datelor de intrare către primul bistabil RS, numit "master", format de porțile 3 și 4. La tranziția intrării de tact din starea logică 1 în starea logică 0, mai întâi are loc blocarea porților 1 și 2, întrerupându-se legătura dintre intrările de date și bistabilul "master", după care se deschid porțile 5 și 6, ceea ce permite transferul conținutului ieșirilor "master"-ului către bistabilul RS, numit "slave", format de porțile 7 și 8.

Separarea completă a ieșirilor Q și Q de intrările R și S precum și comanda și transferul de date pe palierul semnalului de tact, fac ca acest bistabil să prezinte o mare imunitate la zgomot.

² stăpân-sclav", în limba engleză

²⁵⁸



Fig. 6. 40 – Bistabil RS master-slave: schema (a), tabelul de adevăr (b)

Singura problemă rămâne nedeterminarea pentru R și S simultan în starea logică 1; ea se poate rezolva prin introducerea unei reacții, obținându-se astfel **circuitul basculant bistabil JK** "master-slave", care este prezentat în figura 6.41.



Fig. 6. 41 – Bistabil JK master-slave: schema (a) și tabelul de adevăr (b)

În anumite cazuri, este necesar ca transferul unor date să se facă întârziat cu un impuls de tact³. În acest scop, se utilizează **circuitul bistabil** D^4 cu acționare pe front. Schema circuitului este prezentată în figura 6.42.

³de exemplu, la registrele de deplasare

⁴D provine de la inițiala cuvântului delay = întârziere (în limba engleză)



Fig. 6. 42 – Bistabil D cu acționare pe front

În general, circuitele bistabile de diferite tipuri, realizate sub formă integrată, sunt prevăzute în plus cu intrări asincrone de comandă, prin care se poate acționa direct asupra ieșirilor: intrarea **preset** poziționează starea inițială dorită la ieșire și intrarea **clear** șterge datele înscrise la ieșire. Aplicația lor cea mai importantă este în realizarea memoriilor pentru tehnica de calcul.

6.4.2. Utilizarea circuitelor basculante logice ca circuite de memorie

În figura 6.43 este prezentată schema bloc a unui sistem numeric. Prin comanda dată la dispozitivul de intrare (tastatură), sistemul acționează afişând cifra corespunzătoare tastei apăsate. La încetarea acțiunii comenzii, sistemul din figura 6.43.a încetează să mai afişeze cifra respectivă.



Fig. 6. 43 – Sistem numeric de afișaj: fără memorie tampon (a) și cu memorie tampon (b)

Pentru a se păstra afișajul respectiv și după ce tasta nu mai este acționată (la acționare singulară a tastei), se folosește un sistem de memorare, (memorie tampon, sau memorie buffer), plasat așa cum se vede în figura 6.43.b, al cărui rol, de memorator cu 4 ranguri, construit pe baza unor circuite bistabile, de tipul celor analizate mai sus.

Astfel, în figura 6.44 este prezentat circuitul de tip 7475 (CDB 475), alcătuit din 4 triggeri D, care poate fi folosit ca memorie tampon cu 4 ranguri. Intrarea E_{0-1} este similară intrării de tact a triggerului D și se folosește pentru comanda simultană a două triggeri, D₀ și D₁ din componența circuitului. Cealaltă intrare, E_{2-3} are același rol, pentru triggerii D₂ și D₃. Dacă nivelul logic al acestor intrări este 1, circuitul funcționează în regim de retransmitere a datelor, când semnalele la ieșirile Q repetă semnalele de la intrările corespunzătoare D. Dacă nivelul logic al intrărilor E este 0, circuitul funcționează în regim de memorare a datelor, ieșirile Q păstrând starea în care se aflau în momentul trecerii circuitului în acest regim.

6.4.3. Comanda circuitelor basculante bistabile



Fig. 6. 44 – Circuit de memorie cu 4 ranguri (a) și tabelul său de adevăr (b)

Așa cum s-a văzut în paragraful 6.4.1, circuitele basculante bistabile sincrone pot comuta comandat în două moduri, în acest fel ele și clasificându-se în două categorii:

circuite basculante bistabile cu comandă pe frontul sau căderea impulsului de tact;

- circuite basculante bistabile de tip conducător-condus, sau master-slave (MS).



Fig. 6. 45 – Diagramele de timp ale triggerilor comandați pe frontul sau căderea impulsului de tact

Diagramele de timp din figura 6.45 ilustrează funcționarea a două triggeri din prima categorie în regim de comutare, unul fiind comandat pe front, celălalt pe căderea impulsului de tact. Din aceste diagrame, se observă că triggerul comandat pe front basculează de fiecare dată în momentul trecerii frontului impulsului de tact, în timp ce triggerul comandat pe căderea impulsului basculează la trecerea acesteia. Ca atare, între momentele de basculare ale celor două triggeri există o decalare în timp. Reprezentarea convențională a celor două tipuri de circuite basculare bistabile este dată în figura 6.46.



Fig. 6. 46 – Trigger comandat pe front (a) sau pe căderea impulsului de tact (b)

Un alt mod de comandă este cel descris anterior, prin metoda "masterslave". Pentru bascularea triggerului JK-MS se folosește tot un impuls de tact (figura 6.47). Pe impulsul 1 sunt notate patru puncte caracteristice, a, b, c, d. În momentele de timp corespunzătoare acestor puncte, în triggerul JK-MS se produc următoarele procese:

- punctul a (frontul impulsului): intrările se izolează de ieșiri;
- punctul b (frontul impulsului): informația de la intrările J și K ajunge în trigger;
- punctul c (căderea impulsului): intrările J și K se decuplează;

• punctul d (căderea impulsului): informația din trigger se transmite la ieșirile acestuia.



Fig. 6. 47 - Comanda circuitului basculant JK-MS

6.5. Numărătoare

Majoritatea sistemelor numerice conțin circuite de numărare, destinația acestora fiind determinarea unui număr de evenimente sau de intervale de timp. Ele sunt circuite logice secvențiale care permit numărarea impulsurilor aplicate la intrare și memorarea lor. Ele pot fi utilizate și în alte scopuri, cum ar fi divizarea de frecvență.

6.5.1. Numărătoare asincrone

Procedurile de numărare binară și zecimală și zecimală sunt ilustrate în tabelul 6.4.

Folosind numai 4 ranguri binare (D, C, B şi A), se poate număra de la 0000 până la 1111 în sistemul binar, adică de la 0 la 15 în sistemul zecimal. Coloana A a tabelului corespunde rangului cel mai puțin semnificativ, coloana D corespunzând celui mai semnificativ rang. Un dispozitiv de numărare care numără de la 0 la 15 trebuie să aibă 16 stări de ieșire, el numindu-se numărător cu 4 ranguri. Schema funcțională a unui numărător cu 4 ranguri, alcătuit din patru circuite basculante bistabile JK este prezentată în figura 6.48.a. În momentul inițial, starea ieșirilor numărătorului corespunde numărului binar 0000 (numărătorul este șters – CLEAR). La aplicarea impulsului de tact 1 la intrarea de sincronizare (CLK) a triggerului T₁, acesta basculează (pe căderea impulsului) și la ieșirea numărătorului apare numărul binar 0001. Al doilea impuls de tact basculează triggerul T₁ în starea sa inițială (Q = 0), ceea ce, la rândul său, determină bascularea triggerului T₂ în starea Q = 1. La ieșirea numărătorului apare numărului binar 0010.

Numărătoarea continuă în acest fel, căderea fiecărui impuls determinând bascularea triggerului T_1 , T_2 basculează de două ori mai rar (o dată la două impulsuri) și așa mai departe.



Tabel 6.4 –Succesiunea de numărare pentru numărătorul cu 4 ranguri

Fig. 6. 48 – Numărător cu 4 ranguri: schema logică (a) și diagramele de timp ale semnalelor (b)

Diagramele de timp din figura 6.48.b ilustrează și ele funcționarea numărătorului la numărarea primelor 10 impulsuri.

Deoarece fiecare trigger nu poate acționa direct decât asupra celui următor (de rang imediat superior), pentru bascularea tuturor triggerilor, adică pentru parcurgerea unui ciclu de numărare este necesar un anumit interval de timp.



Fig. 6. 49 - Schema numărătorului asincron decadic

Un alt numărător asincron numărătorul decadic, construit pe baza schemei anterioare, este cel din figura 6.49, unde, în plus, este adăugat un circuit ŞI-NU cu rol de ștergere, adică de setare în stare 0 a tuturor triggerilor în momentul sosirii celui de-al zecelea impuls. Acest lucru se face ținând cont că numărul 10 în formă binară este 1010, deci numai rangurile 1 și 3 trebuie setate în 0, celelalte fiind deja în această stare. În acest fel, numărarea începe din nou, ciclul repetându-se după fiecare10 impulsuri.

6.5.2. Numărătoare sincrone

Aceste numărătoare se folosesc pentru creșterea vitezei de numărare. Schema unui numărător sincron cu trei ranguri este prezentată în figura 6.50.a. Dacă se analizează schema legăturilor intrărilor de sincronizare ale triggerilor (CLK), se observă că acestea sunt legate în paralel; impulsurile de tact se aplică nemijlocit la intrarea de sincronizare a fiecărui trigger.

Succesiunea de numărare într-un ciclu este prezentată în tabelul din figura 6.50.b. Coloana A a tabelului corespunde rangului binar 0 (rangul unităților), coloana B corespunde rangului zecilor și coloana C corespunde rangului sutelor. Pe baza schemei din figura 6.50.a și a tabelului din figura 6.50.b, se poate face analiza completă a unui ciclu de funcționare a numărătorului sincron cu trei ranguri.

	а) - J - Фоськ - К		Q			°-CB	A
	RÂND	NR. IMPULS	SUCCE DE	SIUNE I NUMĂF	BINARĂ LARE	NUMERE ZECIMALE	
	1	0	0	0	0	0	
	2	1	0	0	1	1	
	3	2	0	1	0	2	
b)	4	3	0	1	1	3	
	5	4	1	0	0	4	
	6	5	1	0	1	5	
	7	6	1	1	0	6	
	8	7	1	1	1	7	
	9	8	0	0	0	8	

Fig. 6. 50 – Numărător sincron cu trei ranguri: schema logică (a) și tabelul succesiunii de numărare (b)

6.5.3. Numărătoare inverse

Până acum s-au analizat așa-numitele numărătoare directe, sau de acumulare, care numără în sens crescător impulsurile de la intrare. Există însă și situații când este nevoie de o numărare în sens invers, descrescător, caz în care numărătorul se numește numărător invers. Schema unui numărător asincron invers cu trei ranguri este prezentată în figura 6.51.a, în tabelul din figura 6.51.b fiind prezentată succesiunea de numărare. Schema numărătorului este asemănătoare cu cea a numărătorului direct din figura 6.48, deosebirea constând numai în metoda de transfer al semnalului de la triggerul T₁ șa T₂ și de la acesta la T₃. Intrarea de sincronizare (CLK) a fiecărui trigger este legată la ieșirea complementară (\overline{Q}) a triggerului anterior.

Înaintea începerii numărării, este necesar ca acesta să fie presetat în starea 111 (numărul zecimal 9), prin intermediul intrării de preset (PS).



Fig. 6. 51 – Numărător asincron invers cu 3 ranguri: schema (a) și succesiunea de numărare (b)

6.5.4. Numărătoare cu autooprire

Numărătorul invers prezentat în paragraful anterior este un numărător ciclic. Cu alte cuvinte, când acest numărător trece în starea 000, el începe din nou numărarea de la numărul binar 111 și așa mai departe. În unele cazuri, este necesar ca numărătoarea să se oprească atunci când s-a terminat seria de numărare.



Fig. 6. 52 - Numărător invers cu 3 ranguri cu autooprire

Schema unui astfel de numărător este prezentată în figura 6.52, ea fiind obținută plecând de la schema din figura 6.51.a, la care se adaugă un circuit SAU cu 3 intrări, care stabilește valoarea 0 la intrările triggerului T_1 (cel din stânga) atunci când la ieșirile C, B A ale numărătorului apare semnalul 000. Acest numărător poate începe un nou ciclu de numărare numai dacă la intrarea de presetare se aplică nivelul logic 0.

Utilizând un element logic sau o combinație de mai multe astfel de elemente, se poate completa schema oricărui numărător, direct sau invers, pentru oprirea numărării acestuia.

6.6. Registre de deplasare

Acestea sunt circuite ce permit înscrierea (memorarea) unor informații (valori logice) și transferarea la cerere a acestora. În funcție de modul de introducere și citire a datelor, (simultan în toate celulele registrului sau succesiv, poziție cu poziție), registrele pot fi:

- cu scriere paralel (scrierea se face simultan în toate celulele) sau serie (scrierea se face succesiv, fiind comandată prin impulsurile de tact, câte unul pentru fiecare cifră binară - bit);
- cu citire paralel sau serie.

Prin combinarea acestor moduri de citire și scriere se pot obține registre cu scriere-citire de tip serie-serie, paralel-paralel, serie-paralel și paralel-serie. Modul de scriere-citire al acestora este arătat în figura 6.53.



Fig. 6. 53 – Scrierea și citirea datelor la diferitele tipuri de numărătoare

Pentru construirea registrelor se folosesc bistabili D. Un exemplu de registru cu scriere serie cu patru celule este cel din figura 6.54. Pentru înscrierea informației, mai întâi, la intrarea de reset (CL) se aplică un puls având ca efect trecerea tuturor ieșirilor în starea logică 0 (ștergere), după care, la fiecare impuls de tact se aplică concomitent la intrare biții de informație.



Fig. 6. 54 – Registru de deplasare cu scriere serială, cu 4 ranguri, realizat cu triggeri D

La primul impuls de tact, dacă primul bit este 0, ieșirea Q_1 rămâne 0, dacă aceasta este 1, Q_1 trece, de asemenea, în 1. La al doilea impuls de tact această valoare înscrisă la ieșirea primului bistabil va fi transferată la ieșirea celui de-al doilea bistabil, la ieșirea primului fiind acum înscrisă valoarea de la intrare aplicată în timpul celui de-al doilea impuls de tact. După aplicarea celui de-al treilea impuls, și a celui de-al patrulea, primul bistabil va conține informația transmisă la intrare în timpul celui de-al patrulea impuls de tact, al doilea pe cea din timpul celui de-al treilea impuls, al treilea bistabil pe cea din timpul celui de-al treilea impuls.

INTRĂRI						IEŞIRI			
Nr. rând	Ştergere	Date	Nr. impuls tact	Α	В	С	D		
1	0	0	0	0	0	0	0		
2	1	1	0	0	0	0	0		
3	1	1	1	1	0	0	0		
4	1	1	2	1	1	0	0		
5	1	1	3	1	1	1	0		
6	1	0	4	0	1	1	1		
7	1	0	5	0	0	1	1		
8	1	0	6	0	0	0	1		
9	1	0	7	0	0	0	0		
10	1	0	8	0	0	0	0		
11	1	1	9	1	0	0	0		
12	1	0	10	0	1	0	0		
13	1	0	11	0	0	1	0		
14	1	0	12	0	0	0	1		
15	1	0	13	0	0	0	0		

Tabel 6.5 – Funcționarea registrului de deplasare cu 4 ranguri

Astfel, la fiecare impuls de tact informația înscrisă într-un bistabil se deplasează la următorul, astfel de registre numindu-se **registre de deplasare**. Funcționarea completă a circuitului studiat se poate analiza pe baza tabelului 6.5. Dacă bistabilii sunt prevăzuți și cu intrări de preset (PS), acestea se pot folosi la scrierea paralelă a informației. Informația este citită în mod serial, în ritmul impulsurilor de tact, la ieșirea serie, sau paralel (figura 6.55).



Fig. 6. 55 - Registru de deplasare cu scriere paralelă, cu 4 ranguri

Unele registre permit deplasarea și în sens invers a informației, ele numindu-se **registre reversibile**; de asemenea, registrele construite în formă integrată pot fi mixte, permițând accesul la intrare și/sau ieșire atât în format serie cât și paralel. După cum se poate constata, citirea serială este distructivă, informația distrugându-se în timpul acestui proces, în timp ce citirea paralelă este nedistructivă.

6.7. Dispozitive aritmetice

6.7.1. Adunarea binară

Tabelul adunării în sistemul de numerație binar este prezentat în figura 6.56.a, unde primele trei situații sunt evidente. În cazul celei de-a patra situații (1 + 1), rezultatul este 0 plus transportul lui 1 în rangul binar superior. Acest mod de calcul este evidențiat în exemplele următoare (figura 6.56.b).

Situațiile din figura 6.56.a sunt valabile însă numai în cazul unităților (rangul 0), deoarece, în cazul rangurilor de ordin superior, mai poate apărea o 270

situație, redată în exemplul din figura 6.56.c și anume 1 + 1 + 1. Rezultatul acestei sume este 1 plus transportul unei unități în rangul imediat superior. Astfel, pentru ranguri de ordin superior celui al unităților, situațiile posibile de adunări binare sunt redate în figura 6.56.d.



Fig. 6. 56 – Adunarea binară

6.7.2. Semisumatoare

Tabelul de adunare din figura 6.56.a poate fi scris ca un tabel de adevăr, pe baza lui putându-se sintetiza circuitul logic capabil să realizeze operația de adunare binară.



Fig. 6. 57 – Semisumator: tabelul de adevăr (a); reprezentare convențională (b); schema logică (c)

Acest tabel de adevăr este prezentat în figura 6.57.a, circuitul care realizează această funcție fiind numit semisumator (figura 6.57.b, c). Acest circuit primește la intrare valorile celor două cifre binare ce urmează a fi adunate, la cele două ieșiri el prezentând suma (la ieșirea Σ) și transportul (la ieșirea T). Sinteza circuitului se poate face utilizând un circuit SAU-EXCLUSIV și un circuit ȘI, așa cum se poate vedea în figura 6.57.c.

Utilizarea circuitului SAU-EXCLUSIV este evidentă, deoarece, pentru a realiza funcția logică de adunare, conform regulilor:

0 + 0 = 0; 0 + 1 = 1; 1 + 0 = 1; 1 + 1 = 0,

aceasta trebuie să aibă expresia următoare:

 $f(A, B) = A B + A B = (A + B)(A \cdot B) = A \oplus B,$

adică aceasta este funcția SAU-EXCLUSIV (relația 6.19 și tabelul de adevăr din figura 6.11.c).

6.7.3. Sumatoare

În cazul adunării în ranguri superioare, poate interveni un al treilea termen, termenul de transport, așa cum s-a văzut în figura 6.56.d. În acest caz, circuitul ce realizează operația de adunare este un sumator, tabelul de adevăr al acestuia fiind dat în figura 6.58.a. În figura 6.58.b este dată reprezentarea convențională, în figura 6.58.c este dată schema logică, iar în figura 6.58.d este dată schema de detaliu a sumatorului. Sumatoarele și semisumatoarele se folosesc de obicei împreună. Astfel, pentru rezolvarea exemplului din figura 6.56.c, este nevoie de un semisumator pentru adunarea unităților (2^0) și două sumatoare, pentru adunarea zecilor (2^1) și sutelor (2^2). Astfel de circuite sunt folosite în primul rând în construcția unităților aritmetico-logice ale microprocesoarelor, caz în care ele sunt concepute pentru adunarea cu 8, 16 sau 32 ranguri.



Fig. 6. 58 – Sumator: tabelul de adevăr (a); reprezentare convențională (b); schema logică pe baza a două semisumatoare (c); schema de detaliu (d); sumator cu trei ranguri (e)

Pentru memorarea datelor la intrarea și la ieșirea sumatoarelor se utilizează diverse registre suplimentare, de obicei, trei: pentru operanzi și pentru sumă. Dacă unul dintre registrele pentru operanzi este folosit și ca registru pentru sumă, acest registru se numește acumulator.

6.7.4. Scăderea binară; semiscăzătoare; scăzătoare

Scăderea binară este o operație asemănătoare adunării binare, modul de realizare a acestei operații fiind arătat în figura 6.59.a, tabelul de adevăr fiind dat în figura 6.59.b.



Fig. 6. 59 – Scăderea binară (a); tabelul de adevăr (b); reprezentare convențională a semiscăzătorului (c); schema logică a semiscăzătorului (d)

Circuitul care realizează operația logică de scădere conform acestui tabel de adevăr se numește semiscăzător, reprezentarea sa grafică convențională fiind cea din figura 6.59.c, iar schema logică fiind cea din figura 6.59.d.

Circuitul semiscăzător prezintă două intrări, A și B, pentru cifrele binare ce urmează a fi scăzute și două ieșiri, D, la care se obține rezultatul scăderii (D = A \oplus B) și $\hat{I} = \overline{A} \cdot B$.



Fig. 6. 60 – Scăzător: reprezentare convențională (a); schema logică (b, c); scăzător cu patru ranguri (d)

Prin cuplarea mai multor scăzătoare se poate obține schema care realizează operația de scădere binară a două numere de ranguri multiple, așa cum se poate vedea în figura 6.60.d.

6.7.5. Utilizarea sumatoarelor pentru scădere

Realizarea unui dispozitiv de calcul care să realizeze atât adunarea cât și scăderea numerelor binare este evident utilă. Metoda de realizare este evidențiată pornind de la exemplul de calcul din figura 6.61, unde se face scăderea $10_{10} - 6_{10}$, ceea ce corespunde, în sistemul de numerație binar, scăderii: 1010 - 0110, așa cum se poate constata, în partea dreaptă a figurii, scăderea se realizează printr-un procedeu special.



Fig. 6. 61 - Metodă specială de scădere a numerelor binare

Astfel, mai întâi, al doilea termen al diferenței (scăzătorul) se rescrie prin înlocuirea tuturor cifrelor 0 cu 1 și a cifrelor 1 cu 0 (practic, acest lucru se face prin adunarea cifrei 1 la fiecare cifră a numărului respectiv).



Fig. 6. 62 – Scăzător cu transfer ciclic (a); sumator-scăzător cu transfer ciclic (b)

Analog situației de la adunare, scăderea completă se face folosind un scăzător (reprezentare grafică convențională în figura 6.60.a), realizat pe baza a două semiscăzătoare, conform schemelor din figurile 6.60.b, c.

Noul număr astfel obținut (1001) se adună cu primul număr (descăzutul) în formă nemodificată (1010), rezultatul fiind 10011. Ultimul transfer din stânga (1) se adună cu restul sumei intermediare rămas (0011), rezultatul (100) reprezentând diferența celor două numere inițiale. În mod obișnuit, această metodă, prin completare cu 1 și transfer ciclic este incomodă, dar ea se poate implementa cu circuite logice foarte simple. O astfel de schemă este prezentată în figura 6.62.a, iar în figura 6.62.b este prezentată schema unui dispozitiv combinat, ce poate realiza atât operația de adunare, cât și cea de scădere. Funcționarea acestor dispozitive se poate analiza ușor, pe baza celor discutate anterior.

6.7.6. Sumatoare cu acțiune succesivă

Așa cum s-a văzut din cele discutate până acum, la sumatoarele paralele este necesar câte un sumator pentru fiecare rang binar. Un alt procedeu de adunare este cel succesiv, unde se folosește un singur sumator, care utilizează trei registre de deplasare și un trigger D (figura 6.63.a).



Fig. 6. 63 - Sumator cu acțiune succesivă

După cum se vede în schema din această figură, la intrările A și B ale sumatorului sunt legate cele două registre de deplasare în care se introduc numerele ce urmează a fi adunate. Suma rezultată se regăsește la sfârșitul operației în registrul de deplasare de la ieșirea Σ a sumatorului. Funcționarea are loc astfel: la primul impuls de tact se adună valorile A₀ și B₀ din rangul

unităților, suma S_0 apare în registrul de ieșire în rangul cel mai mare iar transportul se aplică la intrarea unui trigger D, cu rol de întârziere cu un impuls de tact. Semnalul la ieșirea acestuia se aplică la intrarea de transport a sumatorului la cel de-al doilea impuls de tact, când, de asemenea, la intrările A și B sunt introduse valorile A₁ și B₁, din rangul zecilor, valori care se adună , rezultatul S₁ fiind depus în registrul sumei, în rangul cel mai mare, S₀ deplasându-se în rangul imediat inferior. Noua valoare a transportului este aplicată la intrarea triggerului și așa mai departe, până la adunarea tuturor rangurilor, moment când registrele de intrare sunt goale și registrul sumei conține valoarea sumei celor două numere adunate. În schema din figura 6.63, intrările de tact (care nu sunt figurate) ale celor trei registre și a triggerului sunt legate împreună, lor aplicându-se același semnal de tact.

6.7.7. Înmulțirea binară

Înmulțirea unui număr a cu alt număr b reprezintă adunarea repetată, de b ori, a numărului a cu el însuși:

$\mathbf{a} \cdot \mathbf{b} = \mathbf{a} + \mathbf{a} + \dots + \mathbf{a}$.							
	de b ori	-					
TADIA	<u> </u>	^					
ÎNMILTIRI	INMULŢIRE	INMULŢIRE					
BINARĂ	ZECHVIALA 7	BINARA					
$0 \times 0 = 0$	׌	111					
$0 \times 1 = 0$	35	<u>×101</u>					
$1 \times 0 = 0$		000					
$1 \times 1 = 1$		<u> 111 </u>					
	b)	100011					
	·						
	LTIKE INMU	LŢIŖE					
ZECI	MALA BIN	ARA					
	$\frac{27}{12}$ 11	011					
	$\underline{12}$ $\underline{\times 1}$	100					
, c) _{2'}	$\frac{24}{101}$	100					
$\frac{2}{2}$	$\frac{1}{24}$ <u>11011</u>						
3.	²⁴ 101000	100					

Fig. 6. 64 –Înmulțirea binară

Înmulțirea prin adunare succesivă nu este însă convenabilă în cazul numerelor mari, astfel încât este nevoie de o metodă mai rapidă. Pentru numerele binare, se poate folosi aceeași metodă ca și la înmulțirea numerelor zecimale, constând în calcularea produselor parțiale ale deînmulțitului cu cifrele din rangurile înmulțitorului și adunarea pe ranguri a acestora. Regulile de înmulțire sunt mai simple în acest caz, pentru că, lucrându-se cu numai două cifre, "tabla înmulțirii" este și ea mai simplă, arătând ca în figura 6.64.a. În figura 6.64.b este arătat un exemplu de înmulțire binară, din care se poate 276 constata că, dacă cifra înmulțitorului cu care se face înmulțirea este zero, se poate renunța la această înmulțire parțială, făcându-se deci numai produsele parțiale pentru rangurile înmulțitorului ale căror cifre sunt egale cu 1 (figura 6.64.c).

6.7.8. Înmulțitoare binare

Schema bloc a dispozitivului de înmulțire binară prin metoda adunării repetate este prezentată în figura 6.65. Astfel, deînmulțitul se găsește în registrul superior, legat la intrarea A a unui sumator, înmulțitorul se găsește într-un registru de decrementare (scădere), adunarea repetată făcându-se în sumator, la ieșirea căruia se găsește un registru acumulator, acesta fiind în același timp registrul de intrare la intrarea B a sumatorului.



Fig. 6. 65 – Înmulțitor prin adunare repetată

Procesul se desfășoară astfel (luăm ca exemplu, înmulțirea numerelor binare 111×100): initial, registrul acumulator este gol, valoarea înscrisă în el fiind 00000, registrul deînmultitului fiind încărcat cu valoarea 111, iar registrul înmulțitorului cu valoarea 100. La primul impuls de tact, sumatorul adună conținutul registrelor A și B (rezultatul este 00111) și înscrie rezultatul în registrul acumulator B; concomitent, registrul înmultitorului se modifică, valoarea înscrisă în el scăzând cu o unitate (noua valoare este 011). La al doilea impuls de tact, se face o nouă adunare a conținutului registrelor A și B (registrul deînmultitului, respectiv registrul acumulator), rezultatul acesteia, 01110 fiind înscris în registrul acumulator, iar registrul înmulțitorului scăzându-și valoarea cu încă o unitate, devenind deci 010. La al treilea impuls de tact se adună din nou conținutul registrelor A și B, rezultatul, 10101 fiind înscris în registrul acumulator, iar registrul înmulțitorului își scade valoarea cu o unitate, valoarea înscrisă în acesta devenind 001. La al patrulea impuls de tact se face o nouă adunare a registrelor A și B, având drept rezultat valoarea 11100, înscrisă în registrul acumulator, iar registrul înmultitorului va avea înscrisă în el valoarea 000. În acest moment, procesul ciclic se oprește, tocmai datorită faptului că valoarea registrului înmulțitorului a devenit 000. Este de observat faptul că registrul

înmulțitorului este de fapt un numărător invers, el numărând de câte ori deînmulțitul mai trebuie adunat la valoarea înscrisă în acumulator. Numărul mare de circuite necesare pentru realizarea înmulțirii prin adunări repetate poate fi redus în practică prin utilizarea unui program prin care succesiunea de operații este îndeplinită printr-o succesiune de comenzi. Astfel, partea soft a dispozitivului numeric poate înlocui o parte din hard.

Revenind la exemplul de înmulțire din figura 6.64.b, pe baza acestuia se pot stabili trei constatări:

- rezultatul înmulțirii parțiale este întotdeauna egal cu 0, dacă înmulțitorul este egal cu 0 și este egal cu deînmulțitul, dacă înmulțitorul este egal cu 1;
- numărul rangurilor în registrul produsului trebuie să fie dublu față de numărul rangurilor deînmulțitului;
- la adunarea primului produs parțial cu al doilea produs parțial, primul produs parțial se deplasează cu o poziție spre dreapta.

Pe baza acestor constatări, se poate construi un dispozitiv de înmulțire a cărui schemă este cea din figura 6.66.a și ale cărui etape de funcționare (pe exemplul de înmulțire 111×101) sunt reprezentate succesiv (prin conținutul registrelor) în figura 6.66.b. Astfel, inițial, acumulatorul se setează la valoarea 0000, registrul înmulțitorului se încarcă cu valoarea acestuia, 101 și deînmulțitul, 111, se încarcă în registrul deînmulțitului (etapa A); apoi, se adună registrul acumulator cu registrul deînmulțitului (etapa B), inițiată prin transmiterea valorii 1, reprezentând rangul cel mai mic al înmulțitorului, pe linia de comandă.



Fig. 6. 66 – Înmulțitor prin adunarea produselor parțiale și deplasare

Urmează etapa C, constând în deplasarea conținutului registrelor acumulator și al înmulțitorului cu un rang spre dreapta (în acest mod, cifra reprezentând rangul cel mai mic din registrul acumulator trece în rangul cel mai mare al registrului înmulțitorului, cifra aflată inițial în rangul cel mai mic al acestuia pierzându-se). Cum valoarea celui mai mic rang (din dreapta) al registrului înmulțitorului, prin deplasare a devenit 0, în etapa D nu se execută adunarea și se trece la etapa E. Lucrurile continuă până în momentul când din registrul înmulțitor iese și cifra reprezentând cel mai mare rang al înmulțitorului. În acest moment, rezultatul înmulțirii este conținut parțial în registrul înmulțitor, restul aflându-se în registrul acumulator (0100011). Se constată deci, că registrul acumulator și registrul înmulțitorului sunt două părți ale unui singur registru de deplasare.

6.7.9. Scrierea, adunarea și scăderea numerelor prezentate în cod complementar

Folosind codul complementar, fiecărui număr i se atribuie nu numai o valoare dar și un semn. Să considerăm un dispozitiv electronic ce lucrează cu 4 ranguri, ceea ce înseamnă că toate datele se transmit și se prelucrează pe grupe de câte 4 biți. Rangul superior este repartizat pentru semnul numărului, conform regulii: 0 = (+), 1 = (-). Pentru numerele pozitive, reprezentarea lor în cod complementar este identică cu reprezentarea lor în cod binar.



Fig. 6. 67 – Tabelul reprezentării în cod complementar a numerelor (a); transformarea unui număr zecimal în număr exprimat în cod complementar (b) transformarea inversă (c)

Reprezentarea numerelor negative se face astfel: valoarea lor absolută se trece în formă binară (de exemplu, $4_{10} = 0100_2$); rezultatul se completează până la 1 ceea ce echivalează cu înlocuirea lui 0 cu 1 și a lui 1 cu 0 ($0100 \rightarrow 1011$); numărul obținut se adună cu 1 (1011 + 1 = 1100). Rezultatul final (1100) este reprezentarea numărului inițial (4) în cod complementar. Acest procedeu este arătat în figura 6.67.b, procedeul de transformare inversă fiind reprezentar în figura 6.67.c. În figura 6.67.a este dat tabelul reprezentării în cod complementar a tuturor numerelor zecimale între – 8 și + 7.

Utilizarea largă a reprezentării numerelor în cod complementar este determinată de simplitatea realizării operațiilor de adunare și scădere a numerelor reprezentate în acest cod.

6.8. Dispozitive de memorare

Majoritatea sistemelor numerice de calcul utilizează dispozitive de memorare de două tipuri: memorie internă, de capacitate mică și viteză de operare mare și memorie externă, de capacitate mare și viteză de operare mai mică. Dispozitivele de memorare semiconductoare sunt de trei feluri:

- dispozitive de memorie cu acces aleator (RAM Random Access Memory)
- dispozitive de memorie permanentă (ROM Read Only Memory)
- dispozitive de memorie programabilă (PROM Programmable Read Only Memory, EPROM - Erasable PROM, REPROM – Reprogrammable ROM)

6.8.1. Memorii RAM

Memoria RAM este un tip de memorie în care informația poate fi memorată în timp, apelată în orice moment de timp, transferată, motiv pentru care se numește memorie cu acces aleator, sau memorie operativă. Memoria reprezintă un grup de locații, aflate la anumite adrese, în care se pot înscrie "cuvinte", alcătuite din cifre binare de mai multe ranguri (4, 8, 16, 32).

Un exemplu de organizare a unei memorii este dat în tabelul 6.6, având o capacitate de 64 biți, lungimea cuvintelor fiind de 4 biți. În acest tabel, cele 64 de dreptunghiuri (aproape toate goale) reprezintă 64 de poziții de memorie ce pot fi încărcate cu date. Ele sunt organizate în 16 grupe formând fiecare câte un cuvânt, cu 4 ranguri de informație (4 biți). Ea este o memorie 16×4 . Este evident că o astfel de memorie ar putea fi organizată sub forma 32×2 (32 cuvinte a câte 2 ranguri fiecare), sau 61×1 sau 8×8 . Celula de memorie repartizată unui cuvânt se numește adresa cuvântului. În cazul cuvântului înscris în tabelul 6.6, adresa acestuia este $3_{10} = 0011_2$.

Memoriile cu acces aleator nu pot fi utilizate la memorarea permanentă a datelor, deoarece informația înscrisă în aceste memorii se pierde la decuplarea sursei de alimentare a circuitelor de memorie respective. 280

ADRESĂ	RANG D	RANG C	RANG B	RANG A
Cuvânt 0				
Cuvânt 1				
Cuvânt 2				
Cuvânt 3	0	1	1	0
Cuvânt 4				
Cuvânt 5				
Cuvânt 6				
Cuvânt 7				
Cuvânt 8				
Cuvânt 9				
Cuvânt 10				
Cuvânt 11				
Cuvânt 12				
Cuvânt 13				
Cuvânt 14				
Cuvânt 15				

Tabel 6.6 – Organizarea memoriei RAM 16×4

Elementul de bază al memoriei RAM este circuitul basculant bistabil (triggerul), realizat cu semiconductoare.

6.8.2. Memorii ROM; memorii programabile

Acest tip de memorie permite doar citirea informației conținute în ea, ștergerea și înscrierea altor informații nefiind posibilă. Organizarea acestor memorii este similară cu cea a memoriilor RAM. Celulele de memorie ale memoriilor ROM nu sunt circuite basculante bistabile, ci anumite circuite speciale, care, în procesul de fabricație se stabilesc în stări logice 0 sau 1.

Memoriile ROM se folosesc pentru păstrarea programelor de inițiere a pornirii calculatoarelor și a altor programe de sistem cu destinație generală. Aceste circuite de memorie sunt costisitoare, ca urmare ele fiind folosite numai unde sunt strict necesare (păstrarea datelor uzuale, programe, sisteme de codificare, generatoare de simboluri, etc.).

O soluție a acestei probleme o constituie memoriile programabile, care pot fi fabricate în serii mari (nefiind impusă o anumită comandă), deci prețul lor de cost poate fi scăzut, comparativ cu cel al memoriilor ROM. Utilizatorul poate programa singur, în funcție de necesități memoria respectivă și, dacă ea este de tipul PROM, după acest proces devine o memorie ROM obișnuită. La memoriile EPROM și REPROM, informația poate fi ștearsă și apoi ele pot fi reprogramate, prin procedee specifice.

6.9. Memorii externe

Memoriile externe ale sistemelor de calcul sunt dispozitive da capacitate mare dar cu viteză de operare mică (timp de acces mare), indiferent de tipul acestora. În istoria dezvoltării sistemelor de calcul, primele tipuri de memorie externă au fost constituite de benzile de hârtie perforată și cartelele perforate, care reprezintă sisteme de memorare preluate de la mașinile mecanice cu program, cum sunt mașinile automate de țesut și de tricotat. În prezent, datorită capacității mici de stocare, a vitezei de operare reduse și a altor neajunsuri, aceste sisteme de memorare nu mai sunt folosite, ele fiind înlocuite de sistemele de memorare magnetică și optică. Sistemele de memorare folosind banda magnetică au fost și ele înlocuite, datorită timpului mare de acces (sisteme de memorare cu acces serial), locul lor fiind luat de discul magnetic, la care timpul de acces se reduce foarte mult (sisteme de memorare cu acces aleator). În același timp, discul magnetic oferă o foarte mare densitate de informație (cantitate de informație pe unitatea de suprafață).

Discurile magnetice de memorare se împart în două mari categorii:

- discuri flexibile (floppy-disk), numite așa pentru că sunt construite dintrun suport de material plastic flexibil pe care este depus stratul de material magnetic (au capacitate mică, de exemplu, 1,44 MB pentru discurile flexibile standard de 3,5" diametru);
- discuri dure (hard-disk), de capacitate mare, la care suportul este un material rigid (dur), pe care este depus materialul magnetic. De regulă, discurile dure se grupează mai multe, formând un teanc.



Fig. 6. 68 – Împărțirea în piste și sectoare a unui disc magnetic

Citirea, ștergerea și înscrierea informației pe aceste discuri se face cu ajutorul capetelor magnetice, care se pot poziționa foarte precis în dreptul 282 oricărei zone de pe suprafața discului, prin rotația acestuia și prin deplasarea radială a capului. Suprafața discului se împarte în piste și sectoare (figura 6.68).

Ca urmare a unei evoluții spectaculoase a tehnologiilor de fabricație, în prezent s-a ajuns ca să se fabrice și să se utilizeze hard-disk-uri cu capacități de 20-40 GB, având viteze mari de lucru (timpi de acces reduși).

În afara discurilor magnetice, o mare dezvoltare au luat în ultimii ani sistemele de memorie optică pe compact-discuri, care au început să fie dezvoltate de prin nul 1980.

Compact-disk-urile (CD) reprezintă mediile de stocare cele mai recent realizate. Prima variantă apărută a fost **CD-ROM**-ul care, așa cum îi spune numele, este o un mediu de memorie permanentă, care nu poate fi șters sau rescris, ci numai citit. Datele sunt stocate pe suprafața de aluminiu (sau, mai recent, coloranți organici stabili) depusă sub o folie subțire în interiorul unui disc de material plastic, (sub forma unor mici găuri corespunzând valorii 1, lipsa acestora, reprezentând 0 logic, sau invers) și citite prin reflexie cu ajutorul fasciculului emis de o diodă laser. Alte variante ulterioare sunt **CD-R** (CD-Recordable), un CD special pe care se pot înscrie și apoi citi date pe un suport organic, **CD-RW** (CD-Rewritable), și, mai nou din punct de vedere tehnologic, **DVD** (Digital Versatile Disk).

CD-RW este un disc pe care este aplicat un strat reflectorizant de aluminiu și deasupra acestuia, un strat de oxid teluric. O rază laser provenită de la o diodă laser transformă la înregistrare structura cristalină a oxidului teluric într-o fază amorfă, modificându-se astfel coeficientul de reflexie al suprafeței, ceea ce permite inscripționarea datelor. Pentru a se obține schimbarea de fază a oxidului teluric, la înregistrare suprafața respectivă este încălzită local puternic pentru o perioadă scurtă prin intermediul razei laser. Pentru ștergere, întregul strat de oxid este încălzit un timp mai lung, necesar recristalizării acestuia. Citirea se face în mod obișnuit, ca la un CD-ROM. Capacitatea unui CD (indiferent de tipul lui) este de 650 Mb, rata de transfer a datelor fiind de ordinul a 300-600 Kb/s.

DVD-ul este un disc de concepție mai recentă, care a fost și el realizat sub diferite forme (DVD, DVD-R, DVD-RAM), din necesitatea stocării unei cantități mai mari de informație, pentru a putea folosi mediul de stocare ca disc video. Astfel, DVD-RAM constă dintr-un disc cu mai multe straturi de stocare ce se pot inscripționa de mai multe ori pe ambele fețe, citirea făcându-se cu capete de citire multiple, fără a fi nevoie să se întoarcă discul de pe o parte pe cealaltă. Având o rată de transfer de 1300 Kb/s și o capacitate de 2,6 \div 17 MB, acest tip de unitate de stocare a datelor s-a impus în domeniul profesional pentru stocarea imaginilor video și ca mediu de arhivare.

6.10. Calculatoare

Schema bloc a unui calculator numeric este prezentată în figura 6.69, componentele principale ale acestuia fiind unitatea aritmetico-logică (UAL), memoria, sistemul de comandă și control, sistemul de intrare/ieșire (I/O) și echipamentele periferice.



Fig. 6. 69 – Schema bloc a unui calculator numeric

Unitatea aritmetico-logică este dispozitivul în care se execută operațiile aritmetice și cele logice, pe baza comenzilor date de sistemul de comandă și control. Aceste operații sunt executate pe baza unui program, care constituie o succesiune de comenzi pentru rezolvarea problemei date. În acest scop, sistemul folosește datele stocate în memorie, unde depune și rezultatele executării programului. Pentru ca utilizatorul să poată comunica cu calculatorul, sunt prevăzute sistemul de intrare/ieșire și echipamentele periferice, cum sunt: claviatura (tastatura), mouse-ul, dispozitivele de afișare (display) cu tub catodic sau de alt tip, imprimanta, unitățile de memorie externă de diferite tipuri, scanerul, etc. În prezent, gama acestor echipamente tinde să se extindă și să se diversifice foarte mult, în scopul ușurării accesului utilizatorilor la calculator. Astfel, există deja sisteme concepute pentru comandă vocală, sau pentru recunoașterea caracterelor scrise de mână, etc.

6.10.1. Calculatoare personale

Calculatoarele personale (PC) reprezintă o categorie de calculatoare ce s-a impus în ultimii 10-15 ani ca unul dintre sistemele cele mai flexibile în tehnica de calcul, prin posibilitățile sale de adaptare, utilizând resurse minime, în cele mai diverse situații impuse de practică.

Există 4 părți esențiale într-un calculator personal: **procesorul** (numit uneori și unitatea centrală de prelucrare, CPU - Central Processing Unit), **memoria** (care este de mai multe tipuri), **circuitele de intrare-ieșire** (I/O) și **discul de stocare a datelor**. Procesorul este un dispozitiv integrat pe scară foarte largă, care cumulează funcțiile unității aritmetico-logice și ale celei de comandă și control.



Fig. 6. 70 – Schema de principiu a componenței și funcționării unui calculator personal (PC)

Discul de stocare a datelor (hard-disk-ul) este un dispozitiv de memorie externă, inclus constructiv în calculator și care asigură o arie largă de memorie, atât pentru diferitele aplicații care rulează pe calculator, cât și pentru datele utilizate sau furnizate de acestea. Schema de principiu a funcționării unui astfel de sistem este dată în figura 6.70.

Calculatorul conține și alte componente ce asigură funcționarea celor descrise mai sus: **sursa de alimentare**, **placa de bază** (motherboard), **magistralele** și **plăcile pentru echipamentele periferice**.

Conceptul de "**placă de bază**" (motherboard) era unul nou când calculatoarele personale au început să câștige popularitate. Înainte de miniaturizarea prin introducerea circuitelor integrate, diferitele părți ale calculatoarelor erau plasate pe plăci separate sau chiar în unități separate, alcătuite din mai multe plăci. Astăzi, majoritatea componentelor care alcătuiesc calculatorul propriu-zis sunt plasate pe o singură placă cu circuite imprimate numită **placa de bază a sistemului**.

Componentele obișnuite ale plăcii de bază includ cipul procesorului principal și circuitele anexe ale acestuia, memoria, interfața I/O (portul serial, portul paralel, interfața tastaturii, interfața discului, etc.), precum și magistralele, ce permit CPU să comunice cu celelalte componente, inclusiv cu cele ce nu sunt integrate pe placa de bază (figura 6.71).



Fig. 6. 71 – Componentele unui sistem PC și legătura între ele realizată pe placa de bază

6.10.2. Microprocesoare

Microprocesorul reprezintă "creierul" unui calculator electronic, el fiind un circuit integrat pe scară foarte largă (VLSI), ce permite efectuarea operațiilor aritmetice și logice prin intermediul unui program. Schema-bloc a unui microprocesor este dată în figura 6.72.

Unitatea aritmetico-logică (UAL) este partea propriu-zisă de efectuare a operațiilor aritmetice și logice. Operația fundamentală efectuată este adunarea, efectuată prin intermediul unor circuite semisumatoare. Scăderea se face tot prin intermediul operației de adunare dar în locul numărului respectiv se adună complementul său; înmulțirea se reduce la o adunare repetată iar împărțirea se face prin scăderi repetate. O componentă importantă a UAL este un registru special, **acumulatorul** care păstrează inițial unul din operanzi și în final rezultatul operației. Alte circuite din UAL sunt **indicatorii de condiție** care memorează condițiile specifice prin care trece **sumatorul** în urma efectuării operațiilor aritmetice și logice: **indicatorul de transport** (CY), **indicatorul de rezultat zero** (Z), **indicatorul de semn** (S), **indicatorul de paritate** (P), etc.

O altă parte a microprocesorului o constituie **registrele**, conectate la magistrala de date prin intermediul unui multiplexor. Acestea sunt registre cu destinație generală, care păstrează operanzi sau rezultate intermediare, registre de adresare, dintre care cel mai important este numărătorul de adrese (care conține adresa instrucțiunii care urmează să fie executată), registre de instrucțiuni, etc.

În sfârșit, blocul cel mai complex, cu rol de generare a secvenței de semnale necesare pentru execuția fiecărei operații, este **unitatea de comandă** și control (UCC).

Modul de lucru al microprocesorului este următorul: pentru executarea unui program se execută succesiv instrucțiunile aflate în zona de memorie-program. După execuția unei instrucțiuni, numărătorul-program se incrementează cu o unitate după care, pentru execuția următoarei instrucțiuni, microprocesorul transmite pe magistrala de adrese adresa locației de memorie la care se află înscrisă această instrucțiune, citește conținutul locației (instrucțiunea), îl decodifică, generând apoi semnalele necesare pentru execuție. Astfel, microprocesorul parcurge repetat cicluri de extragere a instrucțiunii și execuție a ei, lucrând secvențial (algoritmic), ritmul de efectuare a fiecărei operații fiind dat de un generator de tact.



Fig. 6. 72 – Schema bloc a unui microprocesor

Deci, elementul de bază al unui sistem de calcul este reprezentat de **microprocesor** ce este un circuit deosebit de complex, plasat de obicei pe placa de bază a sistemului de calcul. El este elementul ce asigură procesarea datelor, adică interpretarea, prelucrarea și controlul acestora, vizează sau

supervizează transferurile de informații și controlează activitatea generală a celorlalte componente ce alcătuiesc sistemul de calcul.

Sistemul de calcul și componentele sale sunt comandate de procesor, în funcție de modificările mediului sau de informațiile ce-i parvin de la mediu (modificare de mediu poate însemna o tastă apăsată, o cerere de citire sau scriere pe hard-disk, un apel oarecare lansat de un program, etc.).

Reacția procesorului este promptă și poate fi diferită de la caz la caz, în funcție de resursele hardware și software de care poate dispune acesta în acel moment, comunicarea procesor-componente fiind permanentă.

Fiecare procesor este alcătuit intern din mai multe **micromodule**, interconectate prin intermediul unor căi de comunicație, adevărate autostrăzi informaționale, dotate cu mai multe benzi. Aceste căi de comunicație sunt numite **magistrale interne**, care pot transfera **date** și **instrucțiuni** sau **comenzi**.

Datele și instrucțiunile formează codul unui program ce este rulat pe un sistem de calcul și reprezintă informația care este procesată. Comenzile reprezintă informația ce ajută la aceste procesări, prin acțiunile hard și soft pe care le determină.

Procesorul unui sistem de calcul joacă rolul unui adevărat motor, iar arhitectura lui se bazează pe 3 componente esențiale și anume:

- motorul de execuție: reprezintă componenta principală a procesorului, asigurând prelucrarea instrucțiunilor şi datelor necesare, prin intermediul unității aritmetico-logice încorporate, precum şi furnizarea rezultatelor obținute în urma procesărilor făcute.
- 2. registrele interne: reprezintă zone de memorie interne, de mici dimensiuni, a căror accesare, de către UAL și celelalte module ale procesorului, este foarte rapidă.

Din punct de vedere fizic, registrele sunt circuite electronice realizate dintr-un număr mare de celule basculante bistabile (CBB) și au rolul de a primi, stoca și transfera informația binară. În funcție de numărul de biți manevrați de un registru, aceștia pot fi de 4, 8, 16, 32 sau 64 biți. O altă clasificare a registrelor se face după natura elementului ce realizează funcția de memorare efectivă:

• registre statice, la care funcția de memorare este realizată de CBB-urile circuitului, prin setarea (valoarea 1) sau resetarea (valoarea 0) a acestora.

• registre dinamice, la care funcția de memorare este realizată de condensatoare, iar informația este stocată sub formă de sarcină electrică pe aceste condensatoare, existența sarcinii corespunzând valorii binare 1, iar absența sarcinii corespunzând valorii binare 0.

Registrele interne ale microprocesorului sunt clasificate și folosite de microprocesor astfel:
• registre de date (generale) – sunt folosite pentru manipularea datelor; în general aceste registre sunt utilizate de instrucțiunile logice și aritmetice și pot fi de 16 biți la procesoarele 8086 și 80286, 32 de biți la procesoarele 80386 și 80486 și 64 de biți la procesoarele Pentium.

• registre de pointer și index – sunt utilizate de către instrucțiunile pentru transfer de date, adresări indexate și stivă.

• registre de segment, folosite în accesările de memorie și transferuri de date – conțin adresele de segment pentru program, date curente, extrasegment și stivă

• registrul indicator de instrucțiune – indică instrucțiunea curentă în cadrul unui program în curs de execuție

• registrul de stare, prin intermediul căruia se poate verifica efectul execuției anumitor instrucțiuni sau stări ale microprocesorului.

3. modulul interfață.

Modulul interfață (controlerul de magistrală internă) reprezintă dispozitivul ce controlează transferurile de intrare/ieșire (magistralele sistemului), lucrând similar cu un controller extern de magistrală; el "semaforizează" aceste transferuri pe bus și generează într-o zonă de memorie internă (buffer) o structură de tip stivă pentru reținerea instrucțiunilor ce vor fi procesate de modulul executor.

Magistralele interne ale microprocesorului sunt căi de comunicație între modulele ce alcătuiesc intern microprocesorul, deosebit de rapide, cu lățimi de 8, 16, 32, 64, 128 sau 256 de biți, în funcție de microprocesor, realizate la nivel microscopic.

Modul de lucru general al unui sistem de calcul este următorul: sistemul de operare (SO) încarcă programul în memoria de lucru (operativă) a calculatorului (memoria RAM), informând microprocesorul, prin intermediul modulului interfață, despre adresele la care acesta a fost plasat în RAM. Acest modul va inițializa registrele de segment la valorile corespunzătoare, setând pointerul de instrucțiune la offset-ul primei instrucțiuni a programului respectiv, în segmentul de cod.

Prin intermediul magistralelor sistemului, acest modul preia instrucțiunile și operanzii corespunzători secvențial, incrementând simultan și indicatorul de instrucțiune, astfel încât acesta să se plaseze la instrucțiunea următoare din program.

Orice acțiune internă a unui microprocesor (preluarea datelor, procesarea instrucțiunilor, etc.) este guvernată de un semnal de bază periodic, stabil în frecvență, dat de un circuit special numit ceas, sau generatorul semnalului de tact.

Acest ceas reprezintă elementul principal ce influențează viteza de lucru a sistemului în ansamblu, deoarece, crescând frecvența acestui semnal,

numărul de "acțiuni-procesor" (transferuri, procesări de instrucțiuni, etc.) într-o unitate de timp va crește proporțional.

Acest circuit conține:

- 1) cristalul de cuarț, ce este elementul ce poate genera un semnal cu frecvența de ordinul MHz;
- 2) convertorul analog-digital ce este realizat cu un cip specializat;
- 3) divizorul de frecvență, ce este un element ce asigură divizarea frecvenței primare în diverse frecvențe secundare.

Cristalul de cuarț este componenta activă principală a ceasului, generând un semnal sinusoidal (deci un semnal analogic) cu frecvență deosebit de stabilă în timp, numită frecvență master sau principală. Este folosit efectul piezoelectric, ce reprezintă fenomenul de apariție a unei tensiuni, în momentul în care un cristal de cuarț suferă o deformare mecanică; fenomenul invers apare prin aplicarea unei tensiuni la armăturile cristalului, acesta suferind o microdeformare. Semnalul analogic este preluat de circuitul convertor analog-digital, care va realiza transformarea semnalului primar analogic în semnal digital.

Divizorul de frecvență, în funcție de tip, împarte frecvența master în frecvențe secundare cu diferite valori, folosite de microprocesor și de celelalte circuite ale sistemului.

Microprocesoarele folosesc semnalul digital generat de ceas, împărțindu-l în așa-numitele cicluri instrucțiune, adică intervale de timp bine definite, în care procesorul va executa câte o instrucțiune. Un ciclu instrucțiune este divizat în trei părți numite cicluri mașină. Aceste cicluri mașină stabilesc timpul pentru:

- preluarea codului de operație (OP Code Fetch);
- citirea memoriei (Memory Read);
- scrierea memoriei (Memory Write)

Un astfel de ciclu mașină are o durată variabilă, în funcție de numărul de tacturi ce îl compun și de tipul procesorului.

Familia microprocesoarelor Intel 80X86 permite cuplarea, extern sau intern, cu unități specializate în operații matematice în virgulă mobilă, a așanumitelor coprocesoare matematice (notate i80X87) programabile prin propriul lor set de instrucțiuni.

Prin folosirea unui astfel de tandem microprocesor-coprocesor matematic, se obține sporirea vitezei de lucru, sesizabilă mai ales în situația rulării unui program ce prelucrează date în virgulă mobilă, deci calcule matematice ce se doresc foarte precise.

Microprocesoarele Intel începând cu Pentium, înglobează coprocesorul în aceeași capsulă, renunțându-se, se pare definitiv, la variantele cu coprocesor separat.

Toate instrucțiunile pe care un procesor le poate executa formează setul de instrucțiuni ale procesorului. Acest set este proiectat și optimizat pentru fiecare procesor în parte. Toate procesoarele Intel 80X86, inclusiv Pentium, au setul de instrucțiuni complet compatibil "în jos" cu versiunile anterioare.

Activitatea generală a unui procesor folosește două tehnici:

- tehnica pipeline ce utilizează înlănțuirea mai multor module ce vor prelucra în cascadă o informație (modulul M2 preia informația de procesat de la modulul anterior M1, o prelucrează și o trimite la modulul următor);
- tehnica burst, o tehnică mai nouă, folosită începând cu 80486 ce a impus introducerea în aceeaşi capsulă cu procesorul a unei memorii tip SRAM numită memorie cache, cu rol de memorie buffer, pentru mărirea vitezei de lucru.

În capsulele ceramice ce înglobează plăcuțele de siliciu pot apărea microfisuri din cauza fenomenelor de dilatare sau contractare. De aceea, microprocesorul trebuie ferit de orice variație de temperatură ce ar putea apărea la pornirea acestuia.

Ca soluții tehnice de răcire, sunt indicate mini-ventilatoarele montate deasupra capsulei microprocesorului (începând cu 80486) sau radiatoare (pentru 80386). Periodic, este recomandată verificarea funcționării coolerului, defectarea sau decuplarea acestuia nefiind semnalată de calculator.

În ceea ce privește montarea în sistem, microprocesoarele se instalează fie folosind un soclu (capsule tip PGA), fie implantându-se prin lipire pe placa de bază a calculatorului. Soclurile pot fi prevăzute cu un sistem de fixare a contactului la pinii microprocesorului, prin acționarea unei pârghii (socluri ZIF).

Microprocesoare Pentium

Un tip aparte de microprocesor din familia Intel, îl reprezintă Pentium, urmașul microprocesoarelor 80486. Intel a preferat o denumire simbolică, față de precedentele procesoare (la care se foloseau cifre), datorită problemelor legate de copierea și producția ilegală de microprocesoare, metodă folosită de alte firme. Prin utilizarea unui nume și nu a unor cifre, acesta devine o marcă și, înregistrată ca atare, poate proteja produsul în cauză.

Tehnologia de fabricare a acestor microprocesoare a realizat un salt de la 0,8 microni, la 0,35 microni, în tehnologie BiCMOS (Bipolar Complementary Metal Oxid Semiconductor).

Au fost realizate cipuri care sunt alimentate la 3,3 V (versiunile de Pentium de la 75 MHz și peste), fapt care duce la reducerea emisiei calorice - una dintre problemele de construcție a microprocesoarelor. Consumul de energie a scăzut la numai 3-6 W , față de 14÷18 W. Frecvențele de lucru

uzuale sunt de 50 MHz (un procesor nereuşit), 60, 66, 75, 90, 100, 120, 133, 166 MHz, ajungându-se în prezent la 1 GHz.

Suprafața chipului Pentium standard este de 294 mm², iar numărul de tranzistoare integrate pe acest chip este de $3,1 \div 3,3$ milioane, funcție de tip.

Producția de procesoare Pentium la frecvențe de peste 70 MHz a fost condiționată imperativ de rezolvarea problemelor legate de răcirea cipurilor. De aceea, Intel a scăzut tensiunea de alimentare la Pentium cu frecvențe de peste 75 ÷ 166 MHz de la 5 V la 3,3 V, obținând astfel și o reducere implicită a emisiei termice. Capsulele prezintă 273 de pini (PGA, la 60, 66 MHz) sau 296 de pini (SPGA) pentru versiunile de peste 75 MHz.

Pentium este un microprocesor cu structură superscalară, având, față de microprocesoarele din seria Intel 80X86 precedente, două unități aritmetice integrate pe același cip, care lucrând în paralel, pot procesa două instrucțiuni simultan. Ca tehnici de lucru, ele integrează atât tehnica pipeline cât și burst.

O altă diferență majoră față de predecesoarele din serie este dimensiunea cache-ului intern și modul de folosire al acestuia; în microprocesor sunt integrate două module de memorie cache, fiecare de 8 KB, complet separate fizic, ce pot fi accesate în mod Write Back sau Write Through. Primul modul cache este destinat memorării instrucțiunilor și comenzilor (cache de mod), iar cel de-al doilea modul este folosit ca buffer de date.

Diferența față de 80486 este semnificativă nu numai prin dimensiunea cache-ului ci și prin modul de folosire al acestuia, mult mai rapid și eficient la P5; simultan, când cache-ul de date este scris, celălalt modul cache poate fi citit. Controller-ul de memorie cache este de asemenea integrat pe cip. Cele două unități aritmetice logice preiau datele și instrucțiunile pe două magistrale pipeline de 32 de biți separate, nefiind necesare stări de așteptare între acestea, pentru încărcarea datelor și instrucțiunilor.

Codul și comenzile sunt preluate din cache-ul de cod de un buffer, prin intermediul unei magistrale pipeline pe 256 de biți, de unde cele două UAL vor încărca, secvențial, instrucțiunile plasate într-o stivă. Datele și instrucțiunile sunt încărcate în cache-ul de date respectiv și în cache-ul de instrucțiuni și comenzi, pe magistrale pipeline de 64 de biți.

Pentru accelerarea operațiilor de citire a codului se folosește suplimentar o unitate logică de predicție BTB (Branch Target Buffer) care, în cazul instrucțiunilor de salt, încearcă să încarce anticipat în memorie codul de la adresa la care se face saltul. Ținta predicției este încărcată într-un buffer până la procesarea sa efectivă.

Microprocesorul conține pe același cip și un coprocesor matematic deosebit de puternic, cu care este conectat printr-o magistrală de 64 de biți.

De asemenea, controller-ul de întreruperi APIC (Advanced Programmable Interrupt Controller) este încorporat în cip.

Integrarea microprocesoarelor Pentium în sistem se face folosind magistrale PCI.

În ceea ce privește consumul de energie, Pentium dispune de toate facilitățile oferite de SMM (System Management Mode) prin controlul frecvenței de tact.

6.10.3. Scurtă istorie a calculatoarelor electronice

Primul calculator electronic numeric a fost construit în 1944, la comanda firmei americane IBM, de către profesorul Howard Aitken, de la Universitatea Harvard. Funcționând cu relee electromecanice și tuburi electronice, el putea înmulți două numere de câte 23 de cifre în 5 secunde. Urmașul său, construit în 1946, se numea ENIAC (Electronic Numerical Integrator and Calculator) și a fost folosit în domeniul militar, la calculul traiectoriilor tragerilor de artilerie. Având în componență 18000 tuburi electronice, 70000 rezistoare și 10000 condensatoare, ocupând volumul unei camere mari, acest calculator putea realiza 5000 de adunări pe secundă. În 1947 existau în întreaga lume doar 6 calculatoare.

Odată cu inventarea, în 1948, a tranzistorului, de către Bardeen, Brattain și Shockley, s-a intrat în era dispozitivelor semiconductoare, ceea ce a permis miniaturizarea și a dat un nou impuls tehnicii de calcul. Sillicon Valley, din California, ale cărei baze au fost puse de Shockley, a devenit centrul mondial al fabricării dispozitivelor semiconductoare și locul unde (cel puțin în domeniul microelectronicii) se construia viitorul. Compania IBM a devenit liderul mondial al construcției calculatoarelor, poziție pe care o menține și în prezent, în ciuda apariției concurenței celei mai performante. Alături de ea, alte companii au adus contribuții esențiale la dezvoltarea rapidă a tehnicii de calcul. Astfel, în 1965, Digital Equipament Corporation a produs primul minicalculator, numit PDP-8, ocazie cu care s-a introdus definitiv utilizarea tastaturii ca periferic. Un pas important înainte a fost făcut în 1971, când firma Intel a realizat primul microprocesor. A urmat, în 1974 punerea la punct a microprocesorului 8008 și a lui 8080, realizat de Ed Roberts, în cadrul firmei sale, MITS. În 1975 se înființează firma Microsoft, de către William Gates și Paul Allen, prima firmă de soft, care a început să creeze programe aplicative pentru minicalculatoare în limbajul BASIC. În prezent firma Microsoft, autoarea sistemului de operare MS-DOS-Windows deține o mare parte din piata de soft iar Gates este unul din cei mai bogati oameni din lume.

Evoluția microprocesoarelor⁵ este prezentată succint în tabelul următor:

D	E /*	D	, ,	34.1	14	14	NT	D.
Procesor	Frecvența	Registru	Magis-	Magis-	Mem.	Mem.	INr.	Data
	de tact	intern	trală de	trală de	max.	cache	tranzis-	aparı-
	(MHz)	(biți)	date	adrese	admin.	(KB)	toare	ţiei
			(biți)	(biți)	(MB)	niv. I		
8088	4,77	16	8	20	1	0	29000	iunie
								1979
80286	6; 8; 10;	16	16	24	16	0	134000	feb.
	12; 16; 20							1982
386SX	16; 20; 25;	32	16	24	16	0	275000	iunie
	33							1988
386DX	16; 20; 25;	32	32	32	4000	0	275000	oct.
	33							1985
486SX	16; 20; 25;	32	32	32	4000	8	1185000	apr.
	33; 40; 50							1991
486DX	25; 33; 50	32	32	32	4000	8	1200000	apr.198
								9
486DX/2	40; 50; 66;	32	32	32	4000	8	1400000	mart.
	80							1992
486DX/4	75; 100;	32	32	32	4000	8	1600000	feb.
	120							1994
Pentium	50: 66	32	64	32	4000	16	3100000	mart.
	,							1993
Pentium	75;90;100;	32	64	32	4000	16	3300000	mart.
	120: 133:							1994
	166: 200							
Pentium	150; 180:	32	64	36	64000	16	5500000	sept.
Pro	200							1995
Pentium	233.266	32	64	36	64000	32	7500000	mai
П	235, 200	32		20	0.000	32	,200000	1977
11								1711

Tabel 6.7 – Evoluția microprocesoarelor

Odată cu evoluția microprocesoarelor a avut loc și dezvoltarea mini și microcalculatoarelor din categoria "personal computer". Astfel, în 1981, IBM lansează modelul IBM PC, cu 16 Kb memorie RAM și o unitate de floppydisk. Urmează, în 1983, modelul PC-XT (extended technology), cu 128 Kb RAM și hard-disk de 10 Mb iar în 1984, PC-AT (advanced technology), dotat cu procesor 80286 și având ca sistem de operare sistemul DOS 3.0, elaborat de Microsoft. În 1987 apare PS/2, prilej cu care produsul soft Windows, dezvoltat din 1985 de Microsoft ca o extensie a sistemului de operare DOS (Disk Operating System), s-a impus definitiv. Din acel moment, dezvoltarea s-a produs rapid, ea continuând și în prezent în același ritm. Să mai subliniem faptul că ceea ce am descris pe scurt reprezintă doar o parte din dezvoltarea tehnicii de calcul, anume cea a "home computer"-elor, existând însă și o altă

⁵Este vorba de procesoarele fabricate de cel mai mare producător din lume, firma Intel. Alături de acesta, alți doi producători, AMD și Cyrix (și mai recent al treilea, Cerber) au dezvoltat tehnologii performante și asemănătoare, de fabricare a microprocesoarelor. 294

latură, cea a computerelor de mare capacitate, care a avut și ea o dezvoltare la fel de rapidă, rămânând însă mai puțin cunoscută, datorită aplicațiilor strict științifice și profesionale.

6.11. Conjugarea instalațiilor numerice și analogice

Sistemele de conversie (convertoarele numeric-analog, CNA și convertoarele analog-numeric, CAN), care transformă semnalele numerice în semnale analogice și invers reprezintă dispozitive de interfață între aceste două tipuri de instalații: numerice și analogice.



Fig. 6. 73 – Convertor numeric-analogic: schema bloc (a) şi tabelul de adevăr (b)

Într-un sens mai larg, interfața reprezintă un complex de mijloace de conjugare între diferite părți ale unui sistem de prelucrare a datelor, care include nu numai aparatură (componenta hard), dar și anumite reguli care stabilesc principiile de interacțiune a subsistemelor (componenta soft).

În figura 6.73 este prezentată schema bloc a unui convertor numericanalog (figura 6.73.a) și tabelul său de adevăr (figura 6.73.b), convertorul realizând conversia semnalelor binare de 4 biți în tensiune de ieșire variabilă în intervalul $0 \div 3$ V.

Convertorul se compune din două părți: schema rezistivă și amplificatorul sumator. Rolul schemei rezistive este de a aprecia ponderea

semnalelor numerice de la intrarea CNA (ponderea 1 la intrarea B este de două ori mai mare decât ponderea 1 la intrarea A, ponderea 1 la intrarea C este de patru ori mai mare decât ponderea 1 la intrarea A, etc.) Aceste scheme rezistive se mai numesc și matrice rezistive. Ca amplificator sumator se folosește un amplificator operațional, care are o rezistență mare la intrare și o rezistență mică la ieșire, precum și o amplificare mare, slab dependentă de factori exteriori și a cărei valoare se poate stabili conform relației cunoscute:

 $A_u = \frac{R_r}{R_i}$, unde R_r este rezistența de reacție negativă și R_i este rezistența de

intrare. O schemă constructivă de principiu a CNA este cea din figura 6.74.



Fig. 6. 74 – Schema de principiu a unui convertor numeric-analogic

Convertorul analogic-numeric este un dispozitiv care transformă semnalul analogic (tensiunea) în cuvânt binar cu un anumit număr de ranguri. Tabelul de adevăr al unui astfel de dispozitiv este identic cu cel din figura 6.73.b, cu deosebirea că intrarea devine ieșire, iar ieșirea devine intrare.

Schema de principiu a unui convertor analogic-numeric (CAN) este prezentată în figura 6.76. Aceasta conține un comparator de tensiune (figura 6.75), care compară tensiunea de reacție, de la intrarea B, cu tensiunea analogică, aplicată la intrarea A.



Fig. 6. 75 – Schema de principiu a comparatorului de tensiuni

Dacă A > B, semnalul logic la ieșirea comparatorului este 1, iar dacă A < B, semnalul logic este 0. Semnalul de ieșire al comparatorului, împreună cu impulsurile de tact se aplică la intrările unui circuit ȘI, astfel că, dacă la ieșirea comparatorului semnalul logic este 1 (A > B), la ieșirea circuitului ȘI vom avea semnale logice 1 în ritmul impulsurilor de tact. Dacă A < B, la ieșirea circuitului ȘI semnalul logic este 0. Semnalele de la ieșirea circuitului Și sunt numărate de un numărător, la ieșirea căruia se obține cuvântul binar cu 4 ranguri, corespunzător semnalului analogic de la intrare. Figura 6.76 prezintă schema de principiu a comparatorului realizat cu AO. Dioda stabilizatoare este necesară pentru fixarea nivelurilor de tensiune de la ieșire în jurul valorilor 3,5 V și 0 V, în locul valorilor + E și – E, unde ± E este tensiunea de alimentare a amplificatorului operațional.



Fig. 6. 76 – Schema de principiu a unui convertor analogic-numeric

CAN poate fi folosit în construcția voltmetrelor numerice. Schema bloc a unui astfel de dispozitiv este prezentată în figura 6.77.



Fig. 6. 77 – Schema bloc a voltmetrului numeric construit cu CAN (a); schema de principiu a voltmetrului numeric (b).

Există și alte tipuri de CAN. Astfel, în figura 6.78, este prezentat CAN integrator, al cărui mod de funcționare seamănă cu modul de funcționare a CAN cu compensare dinamică, prezentat anterior. Singurul element de noutate este generatorul de tensiune liniar variabilă (dinte de ferăstrău), așa cum se poate vedea din figura 6.78.a. Să considerăm că, la intrarea analogică a CAN din figura 6.78.a se aplică o tensiune egală cu 3 V. Această situație este prezentată în figura 6.78.b.



Fig. 6. 78 – Schema bloc a CAN integrator (a); diagramele de timp ale semnalelor (b, c)

Tensiunea liniar variabilă începe să crească, dar, atât timp cât ea este mai mică decât tensiunea de intrare, de la intrarea A a comparatorului, la ieșirea acestuia nivelul logic este 1. În acest fel, circuitul logic SI se menține în stare deschisă, prin el trecând liber impulsurile de tact. Cu cât tensiunea la intrarea A este mai mare, cu atât mai lung va fi intervalul de timp în care această tensiune se menține mai mare decât tensiunea liniar crescătoare aplicată la intrarea B și cu atât mai multe impulsuri de tact vor trece prin circuitul ȘI spre numărător într-o perioadă a tensiunii furnizare de generatorul de tensiune liniar variabilă, GTLV. În figura 6.78.b, în intervalul în care tensiunea de intrare analogică este mai mare decât tensiunea liniar crescătoare, prin circuitul SI trec trei impulsuri, care sunt numărate de la ieșirea acestuia obținându-se numărul numărător. binar 0011. corespunzător tensiunii de 3 V la intrare. Dacă la intrare se aplică o tensiune de 6 V (figura 6.78.c), în intervalul de timp în care această tensiune este mai mare decât tensiunea liniar crescătoare prin circuitul SI trec 6 impulsuri, numărate de numărător, la a cărui ieșire se obține numărul binar 0110, corespunzător tensiunii de 6 V.

Deficiența acestui tip de CAN este datorată timpului prea mare, consumat pentru numărare (de exemplu, la ieșirea binară cu opt ranguri, este necesară numărarea unui număr de impulsuri de tact de până la 255).



Fig. 6. 79 – Schema bloc a CAN cu aproximație succesivă (a); schema logică a funcționării CAN cu aproximație succesivă (b)

Pentru accelerarea procesului, se utilizează un alt tip de convertor analogic-numeric, numit CAN de aproximare, a cărui schemă bloc este prezentată în figura 6.79.a. În componența acestui tip de CAN intră un 300 comparator de tensiune, un CNA pentru formarea semnalului de reacție, precum și un nou bloc logic, numit registru de aproximare succesivă.

Să considerăm că la intrarea analogică se aplică o tensiune de 7 V. Pentru început, CAN cu aproximare succesivă caută răspunsul cu privire la posibila valoare a tensiunii măsurate. Acest lucru este realizat prin transmiterea valorii 1 în rangul cel mai mare al numărului binar la ieșire, prin intermediul registrului cu aproximație succesivă. Rezultatul operațiunii (1000) trece prin CNA la intrarea B a comparatorului. Acesta "răspunde" la întrebarea dacă numărul 1000 este mai mare sau mai mic decât echivalentul numeric al tensiunii de intrare. Procesul complet este descris conform schemei logice din figura 6.70.b.

7. MĂSURAREA ELECTRICĂ A MĂRIMILOR NEELECTRICE

Măsurarea electrică a mărimilor neelectrice și transmiterea la distanță a rezultatelor prezintă un interes major în tehnica contemporană. Pentru rezolvarea concretă a multor probleme de măsurare nu este eficientă economic realizarea unor instalații universale, ci elaborarea unor sisteme speciale de măsură destinate rezolvării unui grup concret de probleme, cu particularitățile lor. Pentru sistemele de măsură complexe, prezintă interes deosebit instalațiile de măsurare la distanță și de transmitere a datelor privind mărimile măsurate. În tabelul 7.1 sunt prezentate câteva exemple de mărimi neelectrice măsurabile electric precum și valorile maximă, x_{max} și minimă, x_{min} ale acestora.

MĂRIME	SIMBOL	UNITATE DE MĂSURĂ	X _{min}	X _{max}
Lungime	l	m	10 ⁻⁸	10
Timp	t	S	10^{-10}	10^{3}
Temperatură	Т	K	10-6	10^{12}
Unghi de rotație	α	grad	10 ⁻⁶	360
Turație	n	rot/s	$4 \cdot 10^{-2}$	$4 \cdot 10^5$
Accelerație	а	m/s^2	10 ⁻³	10^{6}
Forță	F	Ν	$2 \cdot 10^{-8}$	$2 \cdot 10^{7}$
Presiune	р	Ра	10^{-12}	10^{9}
Alungire relativă	ε	μm/m	10^{-2}	10^{6}

Tabel 7.1 - Domeniul de variație a mărimilor neelectrice măsurate

Cu toate că din tabel rezultă valoarea raportului x_{max}/x_{min} de $10^6 - 10^{19}$, pot apărea măsurători în limite de $10^9 - 10^{28}$ și chiar până la 10^{42} . Evident că măsurarea cu un singur aparat universal în aceste limite este practic imposibilă și economic ineficientă. Sunt necesare sisteme și metode diferite de măsură nu numai pentru diferite mărimi, dar și pentru diferite domenii de valori ale aceleiași mărimi. În figura 7.1 este prezentată schema de principiu a instalației pentru măsurarea mărimilor neelectrice. Circuitele de măsură se compun din diferite elemente: traductorul T, dispozitivul de adaptare A, înregistratorul numeric sau instalația de prelucrare numerică IP, aparatul de ieșire AI. Prelucrarea rezultatelor măsurătorilor se poate face în timp real sau după înregistrarea datelor. La aprecierea metodelor de măsură se are în vedere posibilitatea adaptării mărimilor măsurate, domeniile de măsură, frecvența, sensibilitatea, gradul de perturbare a măsurării, precum și posibilitatea măsurării analogice sau numerice multicanal, transmiterea

semnalului măsurat la distanță, prelucrarea automată a rezultatelor, precizia și siguranța măsurării.



Fig. 7. 1 - Structura instalației pentru măsurări electrice ale mărimilor neelectrice: T - traductor; A - bloc de adaptare; IP - bloc de înregistrare și prelucrare a datelor; I - bloc de ieșire; SA - sursă auxiliară de energie; x - mărimea de intrare (de măsurat); y semnal de măsură și mărimea de ieșire.

Elementul sensibil (de măsură), cuplat în circuitul de măsură constă dintr-un convertor al mărimii neelectrice într-o mărime electrică.

Traductorul include elementul sensibil și toate celelalte elemente necesare pentru transformarea mărimii neelectrice într-o mărime electrică.

Convertorul de măsură (convertorul de semnal) reprezintă de obicei dispozitivul în care semnalul analog de intrare se transformă în semnal analog de ieșire, în conformitate cu caracteristicile aparatului. Din punct de vedere fizic, semnalele de intrare și de ieșire ale convertorului de măsură sunt diferite. Convertoarele se folosesc de obicei la dispozitivele de reglare a proceselor industriale, a căror schemă structurală este prezentată în figura 7.2.



Fig. 7. 2 - Schema structurală a circuitului de reglare (a) și imaginea circulației curenților (b): P – proces (modificarea energiei, deplasarea masei, etc.); R – regulator; EP – element care acționează asupra procesului; x – mărimea care se reglează (care se măsoară); y – mărimea de comandă; w – mărimea pilot; b – perturbație (bruiaj); DR – domeniu de reglare; C – convertor

Convertorul de valoare a semnalului măsurat are la intrare și la ieșire semnale de aceeași natură fizică.

Convertorul integrat (transmițătorul) are semnalul la ieșire normat într-un anumit domeniu. În convertorul integrat, compus din traductor și schema de adaptare, mărimea măsurată fizică se transformă în mărime electrică de nivel determinat. Mărimi de intrare la asemenea convertor pot fi spre exemplu: temperatura, forța, iar mărimi de ieșire – curentul, tensiunea sau frecvența.



Fig. 7. 3 - Reprezentarea traductoarelor (elementelor sensibile): a – traductor de deplasare sau unghi de rotire; b – tensotraductor rezistiv sau semiconductor; c – termorezistor cu coeficient de variație a rezistenței cu temperatura pozitiv; d – termorezistor cu coeficient de variație a rezistenței cu temperatura negativ; e – fotorezistor; f – fotodiodă; g – element de contact la instalațiile numerice

Conform standardelor, semnalele normate de curent continuu trebuie să se găsească în anumite domenii, de exemplu, $0 \div \pm 5$ V sau $0 \div \pm 20$ mA. În unele cazuri se folosesc instalații cu nul deplasat. La acestea domeniile sunt îngustate: $\pm 1 \div \pm 5$ V sau $\pm 4 \div \pm 20$ mA. Pe baza abaterii curentului de repaus de la valorile mici ale domeniilor arătate, se descoperă eventualele deranjamente, de exemplu defectarea aparatului de înregistrare sau a rețelei de alimentare, întreruperea conductorului de legătură prin care se aplică semnalul de măsurat, etc. În cazul când este necesară reglarea, limitele domeniului semnalelor de curent trebuie să se găsească în limitele: inferioară – de la 0 la 5 mA, superioară – de la 12 la 25 mA.

În instalațiile cu semnale de curent normate se acceptă utilizarea diferitelor aparate de măsură cu rezistența internă de cel mult 1 k Ω . Valorile normate ale domeniilor semnalelor de tensiune sunt $0 \div \pm 10$ V și $0 \div \pm 1$ V, iar rezistența internă a aparatelor de măsură nu trebuie să fie mai mică de 1 k Ω . Când se utilizează ca mărime de ieșire frecvența, domeniul recomandat al modificării acesteia este de 5 – 25 Hz. La sistemele pneumatice este normată presiunea gazului. Ea trebuie să se găsească în domeniul 0,02 – 0,1 MPa.

În figura 7.3 este prezentată simbolizarea grafică a traductoarelor.

7.1. Convertoare. Amplificatoare

Pentru circuitele de măsură compuse din traductoare, elemente de adaptare și aparate de măsură, există o multitudine de posibilități de combinare în diferite instalații de măsură.



Fig. 7. 4 - Posibilități de combinare a traductoarelor T, schemelor de adaptare SA și a aparatelor de ieșire, AI: 1-3 – traductoare analogice rezistiv, inductiv și capacitiv; 4-5 – traductoare analogice active generator și piezoelectric; 6 – traductor numeric pasiv; 7 – traductor numeric activ; 8 – compensator; 9 – 12

 amplificatoare cu frecvență purtătoare, de curent continuu, de sarcină electrică, de tensiune alternativă; 13 – aparat indicator analogic; 14–aparat cu autoînregistrare (compensograf, oscilograf); 15 – osciloscop electronic; 16 – magnetofon; 17 – aparat cu afișare numerică

În figura 7.4 se pot constata posibilitățile obișnuite de măsurare (reprezentate cu linie continuă) și cele utilizate numai în cazuri speciale (reprezentate cu linie întreruptă). Posibilitățile schemelor de măsură se lărgesc prin utilizarea comutării canalelor de măsură, a sumatoarelor, modulatoarelor, convertoarelor operaționale, etc. La conectarea elementelor de măsură între ele este necesară îndeplinirea condițiilor de adaptare în ceea ce privește sensibilitatea, mărimea semnalului de măsură, curentul, puterea consumată, rezistențele de intrare și de ieșire.

Convertorul integrat pentru mărimea măsurată (ca și traductorul realizat în soluție constructivă modulară) este alcătuit din elementul sensibil și schema de adaptare și este conceput pentru instalații la care mărimea fizică de intrare (de exemplu forța, presiunea, diferența presiunilor, nivelul lichidului, temperatura, etc.), se transformă prin utilizarea sursei de energie, în mărime normată de ieșire. El poate fi o combinație unitară a primilor doi termeni din circuitul de măsură arătat în figura 7.1. La convertoarele integrate, deseori se folosesc elemente sensibile care transformă mărimea măsurată în semnal proporțional cu lungimea sau forța.



Fig. 7. 5 - Convertor de deplasare s în curent normat I: TD – transformator diferențial; R_r – rezistența de reacție negativă în curent, care poate stabili, de exemplu, domeniul de măsură; AI – aparatul de ieșire; SA – sursa de alimentare

Convertoare de deplasare în curent

La convertorul din figura 7.5, deplasarea s reprezintă o mărime secundară asociată parametrului fizic măsurat, de exemplu forță sau presiune. Prin deplasarea miezului M al transformatorului diferențial se produc două tensiuni de ieșire, u'₂ și u"₂, care apoi se redresează și se scad. Tensiunea continuă obținută, U_M, se aplică amplificatorului cu reacție negativă în curent A, la a cărui ieșire se obține un curent continuu I, înregistrat de aparatul de ieșire AI. Deplasarea s este proporțională cu acest curent: s ~ U_M ~ I

Convertoare de forță în curent

La convertoarele de forță în curent (figura 7.6), care funcționează pe principiul comparării sau compensării, forța F_M reprezintă mărimea intermediară după măsurarea parametrului fizic. Forța F_M acționează asupra pârghiei P și deplasează miezul transformatorului diferențial cu mărimea Δs . Tensiunea care apare, U₂, se aplică amplificatorului A, la ieșirea căruia se obține curentul I_K. Acest curent circulă până când se obține egalitatea forței măsurate, F_M , cu cea a forței de compensare: $F_K = F_M$. În această instalație: $\Delta s \sim U_2 \sim I_K \sim F_K = F_M$.



Fig. 7. 6 - Convertor de forță în curent: DT – transformator diferențial; P – pârghie;
 A – amplificator; B – bobina mobilă în câmp magnetic; AI – aparat de ieșire; sursă auxiliară de energie; F_K – forță de echilibrare

Convertorul se utilizează pentru măsurarea mărimilor statice și cuasistatice, cum sunt deplasarea s, unghiul α , forța F, presiunea în gaze sau lichide p, presiunea diferențială Δp , nivelul lichidului h, temperatura T.

7.2. Instalații de adaptare

Instalațiile de adaptare sunt destinate adaptării semnalului de la traductor cu aparatul de ieșire. În tabelul 7.2 sunt prezentate domeniile de frecvențe șa schemele de adaptare cele mai frecvent folosite.

SCHEMA DE ΔΟΔΡΤΔΡΕ	Banda de	Frecvența	
SCHEMA DE ADAFTARE	frecvență (Hz)	purtătoare (Hz)	
Divizor de tensiune	$1 - 10^5$	0	
Compensator de tensiune continuă			
- cu compensare manuală	0	0	
- cu compensare automată	0 - 1	0	
Compensator de tensiune alternativă	0	180	
Amplificator modulator de tensiune	0 - 100	$1 - 10^3$	
Amplificator cu frecvență purtătoare			
• pentru frecvențe joase	0 - 10	220	
• standard	0 - 500	$5 \cdot 10^{3}$	
• industriale	0 - 500	10.10^{4}	
• universale	$0 - 1,5 \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^{3}$	
• pentru frecvente înalte	$0 - 15 \cdot 10^3$	50.10^{3}	
• pentru traductoare capacitive	$0 - 25 \cdot 10^3$	$465 \cdot 10^3$	
Amplificator de măsură de tensiune	$0 - 10^4$	0	
continuă			
Amplificator de măsură de sarcină	$0,1-2.10^4$	_	
electrică			
Amplificator de măsură de tensiune	$1 - 10^4$	_	
alternativă			

Tabel 7.2 - Domeniile de frecvență și valorile frecvenței purtătoare la schemele de adaptare

Compensatoare

Compensatoarele cu ieșire analogică sau numerică sunt înzestrate cu sisteme pentru cuplarea și decuplarea instalațiilor de reglare.

Amplificatoare modulatoare de măsură



Fig. 7. 7 - Schema structurală a amplificatorului modulator: U_{α} și U_{β} - mărimi de intrare, respectiv de ieșire; Φ_i , Φ_e – filtre de intrare, respectiv de ieșire, de frecvență joasă; M – modulator; A – amplificator de tensiune alternativă; DM – demodulator sensibil la fază; G – generator semnalului de modulație

Tensiunea măsurată (figura 7.7) se transformă în modulatorul M în tensiune alternativă. Semnalele de comandă provin de la generatorul G al tensiunii de modulație. Tensiunea alternativă obținută în modulator este amplificată de amplificatorul de bandă îngustă, care are derivația nulului mică, apoi este redresată în demodulatorul sensibil la fază DM, comandat de generatorul G. Filtrul RC de intrare, Φ_i interzice frecvenței înalte de la generatorul G să ajungă în circuitul de intrare. Filtrul de ieșire (circuit RC sau activ), Φ_e este necesar pentru netezirea semnalului util demodulat.

Amplificatoarele modulatoare pentru măsurarea tensiunilor continue foarte mici se deosebesc prin stabilitate înaltă, prin tensiune de derivă mică $(0,1 \ \mu V/K)$ și curent de derivă mic (1 pA/K). La frecvența de modulație de 1 kHz, domeniul frecvențelor măsurate este de la 0 la 100 Hz.

Amplificatoare cu frecvență purtătoare

La acestea, schema de intrare constă dintr-o punte de tensiune alternativă și din traductorul T, rezistiv, inductiv și capacitiv (figura 7.8)



Fig. 7. 8 - Schema structurală a amplificatorului cu frecvență purtătoare: G – generatorul frecvenței purtătoare; TP – traductor cu punte; A – amplificator de tensiune alternativă cu atenuator; DMS – demodulator sincron; Φ - filtru de frecvență joasă; AI – aparat de ieșire

Puntea se alimentează de la sursa de tensiune alternativă G de frecvența purtătoarei. Tensiunea pe diagonala punții, care apare în situația când aceasta se dezechilibrează, reprezintă semnalul de măsurat. Ea este deci o tensiune modulată în amplitudine, cu frecvența purtătoare f_p . Această tensiune se aplică amplificatorului de tensiune alternativă cu atenuator și filtru trece-bandă, A; semnalul de la ieșirea acestuia se aplică la demodulatorul sincron DMS (redresor sensibil la fază, modulator în inel, punte redresoare) care se alimentează de la sursa de aceeași frecvență purtătoare; în DMS, semnalul se redresează în funcție de polaritatea mărimii măsurate. Tensiunea demodulată după filtrarea în filtrul de frecvență joasă Φ reprezintă fie semnalul măsurat, care după prelucrare se înregistrează în aparatul de ieșire, fie mărimea de intrare din instalația de reglare. Procesul de

modulație și demodulație în amplificatorul frecvenței purtătoare este reprezentat în figura 7.9. Semnalul x(t) care apare datorită de exemplu modificării rezistenței traductorului rezistiv din schema în punte, modulează semnalul purtător, rezultând u_{mod}. La trecerea prin zero a semnalului măsurat (punctul P) faza tensiunii u_{mod} se modifică cu 180°. După redresare, având în vedere polaritatea, în demodulatorul sincron apare tensiunea demodulată U_D, care conține componentele pozitivă și negativă, care după trecerea prin filtrul de frecvență joasă se constituie în semnalul măsurat U_M, corespunzător semnalului de intrare x(t).



Fig. 7. 9 - Diagramele de timp ale semnalelor la amplificatorul cu frecvență purtătoare; a – variația mărimii măsurate, x; b – tensiunea de modulație, u_{mod}, cu punctul P de defazare cu 180° a fazei; c – tensiunea demodulată U_D a frecvenței purtătoare

În practică, pentru modularea tensiunii sinusoidale este suficientă respectarea condiției: $f_p = 5 \cdot f_{max}$, unde f_p este frecvența purtătoare și f_{max} este frecvența maximă a semnalului de măsură.

Amplificatorul de tensiune alternativă în instalația de măsură cu frecvență purtătoare trebuie să aibă banda de trecere de minim $0,2 \cdot f_p$. La filtrarea frecvenței purtătoare pentru semnale cu fronturi abrupte, raportul f_p/f_{max} poate fi mai mic de 5; de exemplu, dacă $f_p = 5$ kHz și $f_{max} = 1,5$ kHz, raportul este egal cu 3,3. La înregistrarea stroboscopică a semnalului de măsură cu frecvența f_{max} este necesar să se asigure frecvența necesară, $f_p = 2 \cdot f_{max}$. Instalațiile de măsură cu amplificatoare de frecvență purtătoare au de obicei următorii parametri:

- sensibilitatea de măsurare a alungirii relative: 10 (μm/m)/V
- tensiunea de alimentare a punții: 1 10 V
- abaterea de echilibru: > 1%
- tensiunea de ieşire: 0 − 1; 0 − 5; 0 − 100 V
- curentul de ieșire: 0 100 mA

Amplificatoare de tensiune continuă în punte

Amplificatoarele operaționale, care servesc pentru amplificarea tensiunii diagonalei punților alimentate în tensiune continuă, trebuie să aibă anumite proprietăți, arătate în tabelul 7.3. Schemele de bază de cuplare a amplificatoarelor operaționale cu reacție sunt prezentate în figura 7.10.

PARAMETRU	AMPLIFICATOR	AMPLIFICATOR
	INVERSOR (fig. 10.b)	NEINVERSOR (fig.10.c)
Curent intrare	$i_{\alpha} = i$	$i_{\alpha} \approx 0$
Curent prin R ₁	$i_1 = u/R_1$	$i_1 = u_{\alpha 1}/R_1$
Curent reacție	$i_{g} = i_{1}$	$i_{g} = i_{1}$
Tensiune de intrare		
 intrare negativă 	$u_{\alpha 1} \approx 0$	$u_{\alpha 1} \approx u_{\alpha}$
 intrare pozitivă 	0	$u_{\alpha 2} \approx u_{\alpha}$
Tensiune pe rezistența	$R_g i_g \approx -u_\beta$	$R_{\rm g}i_{\rm g} \approx u_{\alpha}R_{\rm g}/R_{\rm 1}$
reacției negative		
Tensiune de ieşire	$u_{\beta} = - u_1 R_g / R_1$	$u_{\beta} = u_{\alpha 1} + u_g \approx u_{\alpha}(1 + R_g/R_1)$
Amplificare în tensiune	$A = -R_g/R_1$	$A = 1 + R_g/R_1$

Tabelul 7.3 - Legătura dintre tensiunea u, curentul i și rezistența R la amplificatoarele operaționale inversoare și neinversoare



Fig. 7. 10 - Variantele de cuplare a amplificatoarelor operaționale cu reacție negativă și pozitivă (a), cu tensiune inversoare (b) și neinversoare (c)

Amplificator cu un terminal de intrare pus la masă

La schema de măsură în punte cu punctul median pus la masă și cu tensiune de alimentare simetrică față de masă (figura 7.11), când $R_1 = R_2 = R$ și $R_3 = R_4$, la o variație a rezistenței R_1 egală cu ΔR , apare o tensiune pe diagonala punții, egală cu 0,1 – 100 mV pentru 1 V tensiune de alimentare. Tensiunea de ieșire a amplificatorului de curent continuu când rezistența de reacție este $R_{inv} = nR = 100 \cdot R$ este de aproximativ 1V și se calculează cu formula: $U_\beta = n \frac{\Delta R}{P} \frac{U_0}{A}$



Fig. 7. 11 - Punte cu amplificator de tensiune continuă cu punerea la masă într-un punct al circuitului de intrare: u_{β} , i_{β} - tensiunea și curentul de ieșire

Amplificator cu intrare diferențială

În schema din figura 7.12, tensiunea de ieșire a amplificatorului diferențial în condiția $R_5 = R_6$ și $R_7 = R_{inv}$, este:



Fig. 7. 12 - Punte cu amplificator de tensiune continuă cu intrare diferențială: U_{α}, U_{β} - tensiuni de intrare, respectiv de ieșire ale amplificatorului

Când $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ și $R_5 = R_6 = 0$, și când $R_7 = R_{inv} = nR$, la o variație a lui R_1 egală cu ΔR , apare o tensiune de ieșire egală cu:

$$U_{\beta} \approx \frac{\frac{n}{2}}{1 + \frac{1}{2n}} \frac{\Delta R}{R} U_0$$

Puntea se poate alimenta de la o sursă de tensiune continuă. După echilibrare, înainte de începerea măsurătorilor, se cuplează în paralel pe rezistența R₃ a punții rezistența de calibrare pentru obținerea tensiunii cunoscute pentru calibrarea amplificatorului. În condiția R₁ = R₂ = R₃ = R₄ = R, tensiunea de calibrare este: $U_{cal} = \frac{R}{4R_{cal} + 2R}U_0$

Datorită complexității schemelor în punte, valoarea rezistenței de calibrare se determină în practică de obicei empiric, împreună cu calibrarea traductorului.

În tabelul 7.4 se pot studia comparativ caracteristicile amplificatoarelor de măsură de frecvență purtătoare și de tensiune continuă.

PARAMETRU	AMPIFICATOR DE MĂSURĂ		
	cu frecvență purtătoare	de tensiune	
		continuă	
Traductor	rezistiv, inductiv,	rezistiv	
	capacitiv		
Limite frecvențe măsurate	0-1,3	0 - 100	
(kHz)			
Domeniu de măsură (µm/m)	$10^2 - 10^6$	0,1 – 100	
Rezoluție relativă	10^{-6}	10 ⁻⁶	
Neliniaritate (%)	0,02	0,05	
Deriva nulului (µV/K)	0,01	0,1	
Zgomot (μ V/V)	0,05	0,5	
Atenuare perturb. sinfazice	Da	Nu	
Influență capacitate cablu			
• la măsurători statice	Da*	Nu	
la măsurători dinamice	Da**	Da	

Tabel 7.4 - Proprietățile amplificatorului de măsură cu frecvența purtătoare de 5 kHz și a amplificatorului de tensiune continuă.

* se poate compensa ; ** slabă

Din caracteristica de frecvență (figura 7.13.a) rezultă că la amplificatorul cu frecvență purtătoare, perturbările sinfazice se elimină, pentru că frecvențele acestora (de exemplu a tensiunii termoelectromotoare U_T , a tensiunii rețelei de alimentare U_R) se deosebesc mult și se găsesc în afara domeniului frecvențelor măsurate. La amplificatorul de tensiune

continuă se amplifică și perturbațiile. Tensiunea termoelectromotoare U_T , care apare la contactul dintre două metale diferite, de exemplu la cablurile de măsură, poate atinge 40 μ V/K.

Pentru că utilizarea fiecăruia dintre amplificatoarele arătate prezintă avantaje și dezavantaje, se alege metoda optimă de măsură pentru problemele concrete, având în vedere principiul de funcționare a traductorului, domeniul frecvențelor de măsurat și precizia necesară.





Amplificator de măsură a sarcinii electrice

La traductoarele piezoelectrice se folosește amplificatorul de sarcină electrică (amplificator integrator), din figura 7.14.

După determinarea curenților i și i_c în funcție de tensiunea de ieșire U_{β} , calculul tensiunii de ieșire, care se produce atunci când apare sarcina Q pe fețele cristalului piezoelectric, se face pe baza formulei:

$$U_{\beta} = -\frac{Q}{\left[\frac{C_{\alpha}}{A} + C_{1}\left(1 + \frac{1}{A}\right)\right]}$$

unde C_{α} este capacitatea de intrare, C_1 – capacitatea de reacție, A – amplificarea amplificatorului; capacitatea de intrare este: $C_{\alpha} = C_t + C_K$, C_t fiind capacitatea traductorului și C_K – capacitatea cablului.

Pentru amplificări A \geq 1000, se poate considera în calcule că $C_{\alpha} \ll C_1$ și 1/A \ll 1. Atunci, tensiunea de ieșire se poate considera că nu depinde de C_{int} și C_K : $U_{\beta} \approx -\frac{Q}{C_1}$.



Fig. 7. 14 - Schema de principiu a amplificatorului de sarcină electrică: C_{α} - capacitate de intrare; C_1 – capacitatea de trecere; Q – sarcina electrică de pe fețele opuse ale cristalului piezoelectric

Cu ajutorul valorii lui C_1 se poate modifica domeniul de măsură. Prin cuplarea în paralel pe C_1 a unui rezistor R se poate micșora constanta de timp și, în acest fel, se poate mări stabilitatea de funcționare a amplificatorului. Când constanta de timp a circuitului de măsură este mare, este necesară calibrarea statică sau cuasistatică, iar atunci când această constantă de timp este mică, trebuie făcută calibrarea dinamică. Dacă amplificarea este constantă, se poate regla sensibilitatea cu ajutorul circuitului de reacție, care determină și valoarea domeniilor de măsură.

Amplificatoare de tensiune alternativă

Amplificatoarele de măsură de tensiune alternativă cu condensator C și transformator de legătură între etaje, T (figura 7.15), se caracterizează prin valoarea mică a deviației nulului, pentru că etajele sunt decuplate între ele în componenta continuă.



Fig. 7. 15 - Schema bloc a amplificatorului de măsură de tensiune alternativă

De obicei, amplificatoarele au domeniul de frecvență 10 Hz - 100 kHz. Ele se folosesc în circuitele de măsură cu traductoare active cu bobine telescopice - elemente sensibile la măsurarea oscilațiilor sau în circuitele cu traductoare de impuls, care funcționează pe baza principiului electrodinamic sau fotoelectric pentru măsurarea frecvenței de rotire.

Cabluri de măsură

• Influența cablurilor.

Influență mare poate avea cablul care leagă traductorul cu schema de adaptare, atunci când acesta este lung, datorită rezistenței sale active și capacității, precum și a variației acestora pe timpul măsurătorilor sau calibrării. Influența constă în micșorarea valorii mărimii măsurate. Aceasta poate fi luată în considerație teoretic sau empiric dacă se determină valoarea mărimii măsurate în schema cu cablu și fără acesta.

Conductoarele de legătură ale traductoarelor

Elementele analogice pasive se leagă de obicei cu schema de adaptare prin conductoare multifilare, iar cele active prin conductoare bifilare, deseori ecranate. În funcție de principiul de funcționare al traductorului și de metoda de măsurare, lungimea cablului poate atinge câteva sute de metri și, în unele cazuri, chiar 10 km. Când cablurile sunt scurte, schemele de măsură cu traductoare pasive se alimentează de regulă cu tensiune continuă $U_0 = 1 \div 10$ V, iar când cablurile au rezistență mare sau variabilă, cu curent constant. La traductoarele active piezoelectrice se folosesc cabluri de măsură cu izolație bună și cu lungimea de maximum câțiva metri. În instalațiile la care forma semnalului este numerică sau când acesta se transmite fără cabluri, este posibilă transmiterea la orice distanță.



Fig. 7. 16 - Punți cu două conductoare de legătură (a) și cu trei conductoare de legătură: cu rezistența variabilă a două ramuri vecine (b) și cu rezistența variabilă a unei ramuri (c): R_M - rezistența traductorului; R_L – rezistența conductoarelor de legătură

• Schema cu două conductoare

În puntea care este prezentată în figura 7.16.a, rezistența conductorului, R_L se cuplează în serie cu rezistența de măsurat R_M și tensiunea relativă de ieșire a punții se micșorează conform relației:

$$\frac{U_{\rm S}}{U_{\rm 0}} = \frac{1}{4} \frac{\Delta R_{\rm M}}{R_{\rm M}} \frac{R_{\rm M}}{R_{\rm M} + 2R_{\rm L}}$$

Variația rezistenței conductoarelor datorită influenței temperaturii se percepe ca modificare a tensiunii semnalului măsurat.

• Schema cu trei conductoare

În schemele în punte prezentate în figura 7.16.b, c, când rezistența conductoarelor de legătură este aceeași, R_{L} , eroarea de măsură datorată influenței temperaturii se compensează.

• Scheme cu patru și cinci conductoare

Punțile la care toate rezistențele ramurilor sunt variabile, trebuie să aibă cel puțin patru conductoare de legătură în scopul eliminării influenței rezistenței acestora și ele se leagă cu amplificatorul de măsură prin cabluri multifilare cu de la 5 până la 7 conductoare. În schema cu cinci conductoare arătată în figura 7.17, puntea se alimentează prin două conductoare de la sursa de tensiune U_0 . Tensiunea diagonalei, U_S se aplică prin două conductoare acudicare R_L la intrarea amplificatorului diferențial AD. O asemenea cuplare a punților este de două ori simetrică față de masă.



Fig. 7. 17 - Schema de structură a instalației cu punte, amplificator de măsură cu frecvență purtătoare și cinci conductoare de legătură: R_L, R_F – rezistența conductoarelor; R_D, R_K, R_B, R_S, R_A – rezistoare cu rezistență reglabilă pentru echilibrarea și calibrarea punții, stabilirea domeniului de măsură, a sensibilității amplificatorului și a tensotraductorului

Al cincilea conductor, R_F , se leagă la oscilograful G pentru adaptarea tensiunii de alimentare a punții U_0 . Variația rezistențelor punții și a conductoarelor de legătură nu se percepe la această schemă ca semnal de măsură. Dacă conductoarele de alimentare și de măsură sunt separate și sunt în ecran pus la masă, atunci asimetria capacităților cablurilor nu influențează practic asupra echilibrării punții.

• Scheme cu şase şi şapte conductoare

Dacă pentru menținerea constantă a valorii tensiunii de alimentare a punții U_0 se folosesc două conductoare separate, iar pentru echilibrarea punții se folosește încă un conductor, atunci se obține schema în punte cu șase conductoare, la care se modifică rezistențele a două ramuri alăturate, iar în cazul modificării tuturor rezistențelor din ramuri, schema cu șapte conductoare. Aceasta se referă la alimentarea atât cu tensiune constantă, cât și cu curent constant.

7.3. Aparate de ieşire

Pentru măsurarea mărimilor statice și dinamice se folosesc aparate analogice sau numerice indicatoare sau cu înregistrare.

Aparate cu înregistrare

Pentru măsurarea mărimilor cu variație rapidă sunt necesare inscriptoare, oscilografe, osciloscoape sau aparate de înregistrare cu înscriere pe bandă magnetică, care servesc la obținerea, memorarea și prelucrarea rezultatelor măsurătorilor. Se folosesc principii mecanice, optice, magnetice și electronice de înregistrare a proceselor analogice și numerice. Aparatele de înregistrare numerice (digitale) pot fi afișoarele (display) alfanumerice (mecanice sau matriciale cu 5×7 puncte) cu memorie pe bandă magnetică, casetă, placă, tambur, în strat subțire sau pe miezuri magnetice, magnetofoane numerice, etc. (tabel 7.5).

La alegerea aparatului de înregistrare trebuie să se ia în considerație nu numai domeniul de frecvență și eroarea, ci și alte caracteristici. Astfel trebuie avute în vedere:

- metoda de înregistrare (cap de tipărire, peniță cu cerneală, magnetofon, etc.;
- viteza de baleiere (desfășurare), timpul maxim de înregistrare, numărul canalelor de înregistrare;
- costul materialelor consumabile (hârtie, bandă, peliculă), precum și prețul aparatului;
- posibilitatea de prelucrare în continuare a semnalului numeric de ieșire.

Prelucrarea în continuare a rezultatelor este mai comodă în formă numerică. Pentru aparatele de înregistrare analogice cu frecvențe de măsură

14001710		
	DOMENIU DE	EROARE
TIPUL APARATULUI	FRECVENŢĂ	(%)
	(Hz)	
Compensator tipărire în puncte	0-0,01	0,25
Galvanometru tipărire în puncte	0-0,01	1
Compensator – inscriptor	0 - 1	0,25
Galvanometru – inscriptor	0 - 20	1
Inscriptor rapid	0 - 150	2 - 5
Oscilograf cu fascicul lichid	$0 - 10^3$	2 - 5
Oscilograf cu inscriptor grafic	$0 - 15 \cdot 10^3$	2 - 5
Osciloscop electronic	$0 - 10^{7}$	1 – 5
Oscilograf stroboscopic	$\sim 10^{9}$	1 – 5
Oscilograf cu memorie	$\sim 10^{6}$	1 – 5
Aparate cu înregistrare directă a	$\sim 10^{6}$	1
semnalului analogic pe bandă		
magnetică, cu modulație de frecvență și		
impuls cod		

 f_M date și cu lungimea de undă λ pe curba înregistrată, este necesară viteza de desfășurare $v = f_M \cdot \lambda$. De obicei, se impune ca $\lambda \ge 1$ mm.

Tabel 7.5

Pentru aparatele de înregistrare care au sistemul sensibil de greutate mare (de exemplu, oscilograful cu inscriptor grafic), este importantă noțiunea de timp de relaxare T_E, care se determină ca fiind timpul necesar pentru obținerea indicațiilor cu variații limitate față de valoarea stabilizată când semnalul măsurat se modifică în salt. Între timpul de relaxare și frecvența limită superioară, f_{max}, există relația: T_E = $\frac{1}{2f_{max}}$

Pentru oscilografele cu fascicul electronic, caracteristicile de timp sunt determinate de banda de trecere (domeniul de frecvență în care aparatul funcționează cu precizia dată), f_{max} , sau de timpul de creștere T_A (intervalul de timp dintre valorile corespunzând la 10%, respectiv 90% din valoarea maximă a funcției înregistrate în trepte). Banda de trecere și timpul de creștere sunt legate între ele de relația: f_{max} . $T_A = 0,35$

De exemplu, în cazul impulsului dreptunghiular ideal, timpul de creștere la osciloscopul electronic cu banda de trecere de 10 MHz, este de 35 ns. La oscilografierea proceselor rapide tranzitorii cu timpul de creștere T_A este util să se folosească un osciloscop cu frecvența limită: $f_{max} = 5 \cdot \frac{0.35}{T_A}$

Aparatele analogice cu înregistrarea semnalului pe bandă magnetică au de obicei de la două până la opt benzi (canale) pentru lățimea benzii de 6,35 sau 12,7 mm. La lățimea benzii de 25,4 mm, numărul de piste este de 14 până la 16. Viteza de deplasare a benzii se poate modifica în șapte trepte binare (cu dublarea valorii prin trecerea la treapta următoare). Raportul maxim al vitezelor este 1: 64. Valoarea vitezelor se alege fie în domeniul de la $v_1 = 2,5$ cm/s până la $v_7 = 150$ cm/s, fie în domeniul de la $v_2 = 5$ cm/s până la $v_8 = 300$ cm/s.

		0		-
METODĂ DE		BANDA DE	FRECVENȚA	NIVEL
ÎNREGISTRARE	TIP PELICULĂ	FRECVENȚĂ, f _m	MEDIE, f _m	ZGOMOT
		(Hz)	(kHz)	(dB)
Înregistrare	Bandă medie	$f_0 = 300 - 600 \cdot 10^3$	-	37
nemijlocită		$f_1 = 200 - 5 \!\cdot\! 10^3$	-	34
	Bandă largă tip I	$f_0 = 400 - 1,6 \cdot 10^6$	-	30
		$f_2 = 400 - 25 \cdot 10^3$	-	24
	Bandă largă tip II	$f_0 = 400 - 2 \cdot 10^6$	-	22
		$f_2 = 400 - 25 \cdot 10^3$	-	19
Modulație de	Bandă îngustă	$f_0 = 0 - 20 \cdot 10^3$	108	55
frecvență	neuniformitate $\pm 40 \% \pm 5 \text{ dB}$	$f_1 = 0 - 156$	0,84	45
	Bandă medie	$f_0 = 0 - 40 \cdot 10^3$	216	54
	neuniformitate ± 40 %	$f_1 = 0 - 312$	1,6675	45
	Bandă largă tip I	$f_0 = 0 - 80 \cdot 10^3$	432	52
	neuniformitate ± 40 %	$f_1 = 0 - 625$	3,375	40
	Bandă largă tip II	$f_0 = 0 - 500 {\cdot} 10^3$	900	35
	neuniformitate \pm 30 % \pm 6 dB	$f_2 = 0 - 7,8 \cdot 10^3$	14,06	29
Modulație	_	$f_0 = 0 - 2 \cdot 10^3$	-	60
impuls - cod		$f_1 = 0 - 62,5$	-	60

Tabel 7.6. Caracteristicile magnetofoanelor de înregistrare

Viteza diferită a benzii permite extinderea timpului în limitele 1:64 sau comprimarea acestuia în raport de 64:1 și în acest fel să se realizeze transformarea frecvenței în procesul de prelucrare a rezultatelor măsurătorilor. Tensiunea de intrare la aceste aparate este de obicei de 1 - 10 V, iar tensiunea de ieșire este de circa 1V. În tabelul 7.6 se prezintă benzile de frecvență f_M, frecvențele medii f_m și raportul semnal-zgomot la vitezele de deplasare a benzii v₈, v₆, v₂ și v₁ la aparatele analogice de înregistrare cu înscriere directă, cu modulație de frecvență la frecvența medie f_m și cu modulație de impuls cod. La înregistrarea impuls cod, frecvența conversiilor analogic-numerice pe secundă și pe canal se alege de circa 5 ori mai mare decât banda de trecere a canalului. La înregistrarea de magnetofon se utilizează următoarele metode: NRZ–L, NRZ–M, NRZ–S, RZ, BIΦ–L, BIΦ–M, BIΦ–S, NBΦ–L, NBΦ–M, NBΦ–S. La magnetofoanele numerice, densitatea maximă a impulsurilor pe o singură pistă este de circa 400 bit/cm.

7.4. Măsurarea amplitudinii

Limitatoare și comutatoare

Acestea se folosesc la determinarea nivelului mărimii măsurate și la controlul acestuia în scopul realizării cuplării (de exemplu, în sistemele de supraveghere și alarmă), când mărimea măsurată crește sau scade în afara valorilor limită prestabilite. Pentru o asemenea instalație (figura 7.18.a) parametrii de ieșire d și e sunt:

- d = 1 când a + b + (-c) > 0;
- d = 0 când a + b + (-c) + H < 0;

•
$$e = d$$

unde a, b și c sunt mărimi de intrare, iar H mărimea care trebuie menținută.

La aparatele de măsură de contact pentru o anumită poziție a indicatorului se cuplează sau decuplează un releu. Se folosește în acest scop un sistem fără contacte inductiv sau optoelectronic de înregistrare a poziției săgeții indicatoare. La instalația cu contact de limită (figura 7.18.b), în blocul IC se compară permanent tensiunea semnalului măsurat (a mărimii înregistrate) u_x , cu tensiunea secundară arbitrară u_w , semnalul de ieșire $u_x - u_w$ acționează asupra comutatorului C și tensiunea u_y poate căpăta numai două valori distincte, necesare pentru menținerea valorii determinate a parametrului y în domeniul dorit.



Fig. 7. 18 - Limitator și comutator pentru mărime limită; a – simbolizarea limitatorului; b – comutator de mărime limită, cu instalație de comparare, IC și comutator, C; u_x, u_w – mărimi de intrare de măsurat; y₁ și y₂ – mărimi comutabile

Schema cea mai simplă de măsurare a tensiunii maxime constă dintrun redresor monoalternanță (figura 7.19.a). După ce tensiunea atinge valoarea maximă U_M, condensatorul C se încarcă prin dioda D, și tensiunea pe acesta, U_β, rămâne apropiată de valoarea maximă (figura 7.19.b). Dacă rezistența de sarcină R $\rightarrow \infty$, tensiunea de ieșire este constantă și egală cu valoarea maximă. Principiul de funcționare a schemelor de comparare în instalațiile stroboscopice este același ca și pentru schemele din figura 7.19. În semiperioada negativă a tensiunii, se poate descărca rapid condensatorul

pentru scurtă durată prin cuplarea pe acesta a unei rezistențe R și, în acest fel, se pregătește schema pentru funcționarea în semiperioada următoare.



Fig. 7. 19 - Măsurarea valorii maxime a impulsului cu ajutorul redresorului monoalternanță; a – schema; b – variația în timp a tensiunilor de intrare, u_{α} și de ieșire, u_{β}

Determinarea valorii medii a unei funcții variabile în timp

Valoarea medie U_m a unei funcții care variază stohastic (neregulat) în timp, u(t), într-un interval de timp relativ mare de integrare T (figura 7.20.a) este: U_m = $\frac{1}{T} \int_{0}^{T} u(t) \cdot dt$.

Dacă pentru funcția periodică timpul de integrare T_1 nu este multiplu de T_M pentru cea mai mică frecvență a semnalului măsurat (figura 7.20.b), atunci la determinarea valorii medii apar erori. Aceste erori devin neglijabile numai pentru timpi mari de integrare $T > T_M$.



Fig. 7. 20 - Funcție variabilă în timp; a – funcție stohastică cu valoarea medie U_m și valoarea efectivă U_{ef} ; b – funcție sinusoidală, cu perioada T_M și durata T; T_1 este perioada de măsurare

Determinarea valorii medii se poate face cu ajutorul dispozitivelor integratoare. Se poate de asemenea măsura valoarea medie cu ajutorul

aparatelor de măsură cu echipaj mobil având frecvența proprie de rezonanță mult mai mică decât cea mai mică frecvență din semnalul măsurat. Indicațiile aparatului corespund în acest caz valorii medii a mărimii măsurate.

7.5. Elementele circuitelor de măsură și perturbațiile

7.5.1. Adaptarea elementelor circuitelor de măsură

La cuplarea elementelor în circuitul de măsură trebuie îndeplinite anumite condiții de adaptare. Astfel, sensibilitatea traductorului S_t , a schemei de adaptare S_a și a aparatului de ieșire S_{ai} determină sensibilitatea totală a circuitului de măsură.

$S = S_t {\cdot} S_a {\cdot} S_{ai}$

Domeniile parametrilor măsurați la elementele circuitului de măsură se aleg în concordanță cu problema practică de măsurare. Forma semnalului (tensiune continuă sau alternativă, analogică sau numerică) se determină având în vedere posibilitatea de prelucrare a acestuia. Rezistențele de intrare și de ieșire în circuitele de tensiune trebuie să fie de minimum 1 k Ω , iar în circuitele de curent de maxim 1 k Ω , iar pentru elementele care impun adaptare de exemplu în putere, rezistența de ieșire trebuie să fie egală cu rezistența de intrare a elementului cu care se cuplează în continuare. Este necesar de asemenea să se ia în considerare potențialul față de pământ al traductoarelor de măsură și numărul conductoarelor de legătură, regimul de împământare la circuitul de măsură și la aparatele de ieșire precum și posibilitatea apariției perturbațiilor.

Tipuri de traductoare cu împământare și izolare a amplificatoarelor de măsură și a aparatelor de ieșire



Fig. 7. 21 - Surse U_M asimetrice față de masă: a – cu un terminal pus la masă; b – izolată față de masă; c – cu punere la masă prin sursa U_C

Sursa mărimii de măsurat poate fi reprezentată sub forma a șase scheme: trei asimetrice (figura 7.21) și trei simetrice (figura 7.22).

La schema asimetrică din figura 7.21.b este posibilă punerea la masă a terminalelor A si B, iar la schema din figura 7.21.c, punerea la masă a terminalelor nu se admite.



Fig. 7. 22 - Surse U_M simetrice față de masă: a – cu punctul median pus la masă; b – izolate față de masă; c – cu punere la masă prin sursa U_C

La schema simetrică din figura 7.22.a punerea la masă a terminalelor A și B nu este permisă, la schema din figura 7.22.b este de preferat punerea la masă a terminalului C, iar la schema din figura 7.22.c nu este posibilă punerea la masă a terminalelor A, B sau C. În figura 7.23 se prezintă tipuri diferite de amplificatoare de măsură care se utilizează frecvent în practică: asimetrice, simetrice, puse la masă, izolate și ecranate.



Fig. 7. 23 - Amplificatoare de măsură: a – asimetric pus la masă; b – asimetric izolat; c – simetric, cu punctul median pus la masă; d – simetric izolat neecranat; e – simetric izolat ecranat; f – cu transformator separator
Aparatele de ieșire se împart în două categorii; aparate cu terminal izolat față de masă (figura 7.24.a) și aparate cu terminal pus la masă (figura 7.24.b).



Fig. 7. 24 - Aparate de ieșire cu terminal izolat față de masă (a) și cu terminal pus la masă (b)

7.5.2. Perturbațiile în circuitele de măsură

Datorită influențelor interne si externe asupra semnalului util de curent sau de tensiune, pot apărea perturbații de diferite tipuri și de naturi diferite.

Perturbații electrice interne de durată mare

În circuite de curent unde se folosesc conductori din metale diferite (figura 7.25) apar tensiuni termoelectrice, dacă contactele acestora sunt la temperaturi diferite. În acest caz, peste tensiunea măsurată se adaugă valoarea tensiunii termoelectromotoare, de obicei de ordinul a $1 - 100 \,\mu\text{V}$.

Rezistența de scurgere (pierderi) a izolației, iar în curent alternativ și reactanța capacității dintre conductoare și cea față de pământ (figura 7.25.b) pot să micșoreze tensiunea măsurată, până la valoarea:

$$U_{\rm M} = \frac{U_{\infty}R_{\rm S}}{R_{\rm int} + R_{\rm sc}}$$



Fig. 7. 25 - Influența perturbațiilor interne de durată mare asupra măsurătorilor:
 a - influența tensiunii termoelectromotoare; b - influența rezistenței de scurgere; c - apariția unei surse de tensiune electromotoare

Conductorii neizolați în electrolit cu rezistență mică pot forma surse de tensiune electromotoare (elemente - figura 7.25.c). În acest caz pot apărea tensiuni de zgomot de ordinul a câtorva zecimi de volt.

Perturbații interne de scurtă durată

Acestea apar datorită proceselor tranzitorii de scurtă durată. Astfel, în scheme pot apărea influențe ale unui semnal de măsurat asupra altui semnal sau asupra traductorului său. Această influențare poate fi redusă substanțial prin modificarea schemei. La conductori apar impulsuri de curent, care, la rândul lor, pot produce perturbații care să pună în funcțiune mecanismele de execuție. Amplitudinea impulsurilor se poate micșora prin utilizarea condensatoarelor sau a diodelor. Datorită vibrațiilor mecanice și a modificării rezistențelor de contact, a capacităților și inductanțelor cablurilor, apar de asemenea perturbații (efect de microfonie). Dacă asupra dielectricului acționează forțe mecanice, la îndoirea cablului pot apărea perturbații piezoelectrice. Apar astfel acumulări de sarcini electrice și, în consecință tensiuni care pot atinge valori de zecimi de volt. La frecarea reperelor izolate din materiale diferite, a izolatoarelor și conductoarelor, precum și atunci când există fluxuri de aer care ating elementele schemelor de măsură, apar perturbații electrostatice.

Tensiunea de zgomot în rezistențe se determină folosind expresia cunoscută: U = $\sqrt{4kTR\Delta f}$. Pentru R= 1M Ω și T = 300 K, în limitele benzii de frecvență Δf = 100 Hz, se obține tensiunea de zgomot de aproximativ 1,3 μ V.

Perturbații electrice externe

Perturbațiile externe apar în circuitul de măsură sub forma tensiunilor continue datorită existenței legăturilor electrice nemijlocite sau sub forma tensiunilor alternative sau impulsurilor prin legături inductive sau capacitive de la circuite electrice învecinate.

Perturbațiile inductive pot fi eliminate prin răsucirea sau ecranarea conductoarelor (figura 7.26). Perturbațiile capacitive din schema din figura 7.26.a sunt date de căderea de tensiune pe rezistența internă a sursei semnalului de măsurat, R_i , la trecerea curentului prin capacitatea C de la sursa de tensiune U_N cu frecvența de ω .

Curenții perturbațiilor i_1 și i_2 în schema din figura 7.26.b, când $C_1 = C_2$ și în schema din figura 7.25.c, când $C_1 = C_2$ și $C_3 = C_4$ se compensează reciproc. În schema din figura 7.26.d, curentul de perturbație i_p are influență slabă, pentru că el se scurge prin ecranul E la pământ.



Fig. 7. 26 - Influența curenților capacitivi: a – apariția tensiunii perturbatoare, u_p, datorită curentului i_p; b, c – curenții i₁ și i₂ se compensează reciproc; d – influența ecranului E pus la pământ

Pentru exemplificare, să calculăm tensiunea perturbației capacitive U_s în conductorul de măsură neecranat, așezat paralel cu conductoarele de rețea U_N (figura 7.26.a). Se consideră că lungimea conductoarelor este $\ell = 10$ m, raza lor r = 0,5 mm, distanța dintre conductorul de rețea și conductorul de măsură este d = 10 mm, tensiunea rețelei U = 220 V și frecvența acestei tensiuni, f = 50 Hz. Să analizăm cazurile când R_i >>100 Ω și R_i = 10 Ω , unde R_i este rezistența internă a sursei de semnal.

Capacitatea liniei bifilare, formate de conductoarele de măsură și de semnal se calculează astfel:

$$C = \frac{\pi \epsilon \epsilon_0 \ell}{\ln \frac{d}{r}} = \frac{\pi \cdot 0,88542 \cdot 10^{-11} \cdot 10}{\ln \frac{10}{0.5}} = 92,85 \text{ pF}$$

La frecvența f = 50 Hz și pulsația ω = 314 s⁻¹, reactanța capacității C este X_c = 1/ ω C = 34,28 MΩ.

Când rezistența internă a sursei semnalului de măsurat este mică, tensiunea perturbației este: $U_g = U_N R_i \omega C = 220 \cdot 100 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 92,85 = 641 \mu V.$

Când rezistența internă a sursei este mare și cu condiția ca $R_i = X_C$, tensiunea perturbației este: $U_c = \frac{U_N}{1 - 1} = 156 V_c$ adică nepermis de mare.

tensiunea perturbației este:
$$U_g = \frac{O_N}{\sqrt{2}} = 156$$
 V, adică nepermis de mare.

Pentru reducerea perturbațiilor capacitive se pot utiliza următoarele procedee:

- 1. Mărirea distanței dintre conductoare (figura 7.26.b). În acest fel, capacitățile simetrice C_1 și C_2 se micșorează. Cu cât este mai mică capacitatea de legătură și cu cât sunt mai simetrice capacitățile C_1 și C_2 , cu atât mai slabă este perturbarea. Tensiunea perturbației se micșorează aproape invers proporțional cu pătratul distanței dintre conductoare.
- 2. Conductoarele de măsură și de rețea se torsionează (se împletesc), ceea ce face valorile capacităților de legătură să fie egale $C_1 = C_2$ și $C_3 = C_4$ (figura 7.26.c) și curenții i₁ și i₂ se compensează. (i₁ = i₂)
- 3. Se ecranează circuitul de măsură și ecranul se pune la pământ (figura 7.26.d).

Tensiunile dintre punctele de împământare

Ca rezultat al trecerii curenților prin rezistența de împământare, R_E , apare o tensiune între punctele de împământare. De exemplu, dacă distanța dintre două puncte de împământare este de 100 m, componenta alternativă a tensiunii de perturbare poate fi de 0,1 – 10V, iar componenta continuă de 10 mV – 10 V. În schema pusă la pământ din figura 7.27.a, perturbațiile se produc pe rezistența conductorului R_{L2} .

Măsurările de reducere a influenței tensiunii prin împământare constau înainte de toate în împământarea întregii scheme numai într-un singur punct, fără formarea unor bucle ale conductoarelor de împământare, precum și în ecranare (figura 7.27.b). În schema din figura 7.27.a, tensiunea între punctele de împământare, u_E , produce în bucla din pământ curentul i_p și pe rezistența R_{L2} a conductorului de măsură apare tensiunea de perturbare u_p .



Fig. 7. 27 - Scheme care explică apariția perturbațiilor în circuitele de măsură pentru cazul împământării în două puncte: a - apariția perturbațiilor u_p datorită rezistenței cablului de legătură, R_{L2} ; b – atenuarea puternică a tensiunii perturbației când ecranul E se leagă la pământ, la care nu există potențial

În schema din figura 7.27.b, curentul i_1 , produs de tensiunea u_E , trece prin ecranul Σ_2 fără să provoace perturbații, deoarece curentul i_2 , care trece prin rezistența conductorului R_{L2} și capacitatea C_2 a schemei în raport cu carcasa K sunt foarte mici.

Perturbații antifază

Tensiunea măsurată și perturbația se pot însuma în diferite moduri. Perturbațiile antifază u_D se aplică simetric la intrarea amplificatorului. Sursa de perturbație se leagă în serie cu traductorul (figura 7.28.a), iar perturbația u_p se suprapune peste tensiunea măsurată, u_M (figura 7.28.b). Perturbațiile antifază apar spre exemplu la alimentarea schemei de la un redresor cu tensiunea de ieșire pulsantă, sau datorită curentului prin capacitatea de legătură a aparatului cu rețeaua, C (figura 7.28.c).



Fig. 7. 28 - Apariția perturbațiilor u_p, care se însumează cu tensiunea măsurată, u_M:
a - schema echivalentă cu legarea în serie a surselor tensiunii de măsurat u_M şi tensiunii perturbatoare, u_p; b – modificarea tensiunii perturbației, u_p şi a tensiunii rezultante, u_{AE} la terminalele A-E ale amplificatorului de măsură; c- schemă care arată apariția tensiunii perturbatoare datorită capacității de legătură, C în puntea de măsură

Perturbațiile antifază se elimină prin ecranare prin folosirea filtrelor sau schemelor în punte dublu simetrice față de pământ și cu amplificatoare

(cu alimentarea simetrică a punții față de pământ și cu intrări diferențiale ale amplificatoarelor), precum și prin alte măsuri speciale cum ar fi medierea rezultatelor a două măsurători realizate la interval egal cu perioada tensiunii perturbației. Factorul de atenuare a perturbațiilor antifază se determină ca raport dintre tensiunea perturbației fără instalația de atenuare, U_b și tensiunea perturbației cu instalația de atenuare, U_c: $K = \frac{U_b}{U_c} \ge 1$. Acest coeficient poate ajunge până la valori de ordinul 10⁸, adică 160 dB.

Perturbații sinfazice

Perturbațiile sinfazice apar între terminalele traductorului și pământ. Ele pot fi asimetrice (figura 7.29.a) sau simetrice (figura 7.29.b). Perturbațiile simetrice față de pământ se produc datorită câmpurilor electrice și magnetice în care se pot găsi traductoarele și conductoarele de legătură, în schemele de alimentare a traductoarelor, datorită influenței capacității transformatorului de alimentare, precum și ca rezultat al trecerii curenților prin conductoarele de împământare și prin conductoarele schemei de măsură ca urmare a imperfecțiunilor izolației, sau a proceselor tranzitorii.

În cazul schemelor ideal simetrice față de pământ ale traductoarelor și intrărilor amplificatoarelor perturbațiilor sinfazice, teoretic nu trebuie să apară erori de măsură, pentru că pe ambele intrări A și B ale amplificatorului diferențial tensiunea de perturbație are aceeași valoare și fază (figura 7.29.b). În practică însă există întotdeauna o asimetrie a circuitului de măsură, a conductoarelor de legătură și a intrărilor amplificatoarelor provocată de inegalitatea rezistențelor acestora și a capacităților și, din această cauză, există o tensiune oarecare rezultantă a perturbației, provocată spre exemplu de tensiunea din bucla de împământare (figura 7.27.a). Torsionarea conductoarelor de măsură (figura 7.26.c), precum și ecranarea cablului de măsură și a intrărilor amplificatoarelor de măsură (figura 7.27.b) conduc la atenuarea puternică a perturbațiilor sinfazice. Factorul de atenuare a perturbatiilor sinfazice se determină ca raport dintre factorul de amplificare a tensiunii sinfazice, u_D (tensiune măsurată când una dintre intrările amplificatorului este pusă la masă) și factorul de amplificare a semnalelor

care coincid în fază: $K = \frac{A_D}{A_C} = \frac{\frac{U_{D\beta}}{U_{D\alpha}}}{\frac{U_{C\beta}}{U_{C\alpha}}} \ge 1$. În cazul semnalelor sinfazice egale și tensiunilor cu faze identice, $K = \frac{U_{C\alpha}}{U_{D\alpha}}$.



Fig. 7. 29 - Tensiunile sinfazice perturbatoare: a – schema sursei asimetrice a tensiunii de măsurat u_M , cuplată în serie cu sursa perturbațiilor, u_p ; b – diagramele de timp ale tensiunilor în schema din figura a; c – schema sursei simetrice a tensiunii de măsurat, u_M și a sursei perturbatoare, u_p ; d – diagramele de timp ale tensiunilor din schema din figura c

Deseori, factorul de atenuare a perturbațiilor sinfazice se determină pentru o rezistență asimetrică a sursei de semnal în circuitul de măsură egală cu 1 k Ω . Acesta se micșorează odată cu creșterea frecvenței tensiunii de lucru. În practică, amplificatoarele bune permit măsurarea diferenței de potențial de câțiva milivolți la nivelul potențialelor sinfazice de câteva sute de volți; factorul de atenuare a semnalelor sinfazice este de $10^2 - 10^8$, adică de 40 - 160 dB.

7.6. Scheme rezistive de măsură

7.6.1. Scheme de măsură cu divizoare de tensiune

În figura 7.30 se arată schemele echivalente în care se folosesc surse de tensiune continuă U (figura 7.30.a) sau de curent continuu I (figura 7.30.b).



Fig. 7. 30 - Scheme echivalente cu sursă de tensiune (a) și de curent (b); R_i – rezistența internă; R – rezistența de sarcină; U_R – căderea de tensiune pe sarcină

Divizoare de tensiune

În schemele cu divizoare de tensiune (figura 7.31) rezistența R_0 se cuplează la sursa de alimentare. Semnalul de măsură se culege de pe ramura inferioară sau de la contactul mobil al divizorului.

Când ramurile divizorului sunt legate în serie semnalul care se culege de la acesta este proporțional cu rezistența R₂₃. Tensiunea obținută de la divizor este: $U_{23} = U_0 \frac{R_{23}}{R_1 + R_{23}}$, unde $R_{23} = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}$. Pentru divizorul pus în sarcină, $\frac{U_{23}}{U_0} = \frac{\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}}{R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}}$



Fig. 7. 31 - Divizoare de tensiune cu rezistențele R_1 și R_2 (a), cu potențiometru (b) și caracteristica acestora: 1 – caracteristica divizorului când $R_3 = R_0$; 2 – caracteristica ideală.

La divizorul fără sarcină, $R_0 = R_1 + R_2$ și $R_3 = \infty$, din care cauză $\frac{U_2}{U_0} = \frac{R_2}{R_0}$, iar relația $U_2 = f(R_2)$ este liniară.

Caracteristica divizorului în sarcină

La divizorul liniar cu rezistența R_0 și tensiunea de alimentare U_0 (figura 7.31.b) distanța contactului mobil față de capătul rezistorului x, în unități relative, se modifică da la 0 la 1. Se determină raportul tensiunilor $\frac{U_{23}}{U_0}$ în funcție de aceasta. Se obține astfel: $\frac{U_{23}}{U_0} = \frac{R_2}{R_1\left(\frac{R_2}{R_2} + 1\right) + R_2}$.

Dependența tensiunii U_{23} în funcție de R_2 este neliniară (figura 7.31.c). Când

 $R_2 = x \cdot R_0$ și $R_1 = (1 - x) \cdot R_0$, se obține: $\frac{U_{23}}{U_0} = \frac{x}{1 + (x - x^2) \frac{R_0}{R_3}}$. Dacă se

introduce coeficientul de sarcină c = $\frac{R_3}{R_0}$, se poate scrie:

$$\frac{U_{23}}{U_0} = \frac{x}{1 + (x - x^2)c} = \frac{cx}{c + x - x^2}$$

Eroarea relativă a tensiunii

Abaterea $\frac{U_{23}}{U_0}$ a divizorului în sarcină față de $\frac{U_2}{U_0}$ fără sarcină, sau

eroarea relativă a tensiunii este:

$$\Delta U = \frac{U_{23}}{U_0} - \frac{U_2}{U_0} = \frac{cx}{x + x - x^2} - x = \frac{x^3 - x^2}{x + x - x^2}$$

O eroare relativă mică (în mod practic dependență liniară) se obține dacă se respectă condiția: $R_3 >> R_0$ ($I_3 << I_0$). De obicei, se respectă condiția $R_3 > 100 \cdot R_0$ și eroarea relativă a tensiunii nu depășește 0,15 %. La alegerea parametrilor divizorului de tensiune este de obicei suficientă îndeplinirea condiției $R_3 > 10 \cdot R_0$, caz în care eroarea va fi mai mică de 1,5 %. Liniarizarea caracteristicii divizorului poate fi obținută prin cuplarea în serie cu divizorul

a rezistorului suplimentar R. Atunci, notând $\frac{R}{R_0} + 1 = k$, se obține:

$$\frac{U_{23}}{U_0} = \frac{cx}{kc + kx - x^2}$$

Liniarizarea optimă se obține când R = $\frac{R_0}{2}$, adică atunci când k = 1,5.

Pentru exemplificare, să calculăm eroarea relativă ΔU_a a tensiunii divizorului în sarcină mică atunci când cursorul este plasat la mijlocul rezistenței (x = 0,5 unități relative), R₂ = 0,5·R₀ și c = R₃/R₀. Eroarea care apare este egală cu: $\Delta U = \frac{0,5^3 - 0,5^2}{100 + 0.5 - 0.5^2} = -\frac{0,125}{100.25} = -0,125 \%$

Cazul variațiilor mici ale rezistenței și tensiunilor

Căderea de tensiune U'_R pe rezistența R' în schema din figura 7.32 se modifică odată cu creșterea rezistenței R cu Δ R (R' = R + Δ R), când curentul I₀ este constant. Tensiunea pe rezistența R' este: U'_R = R'·I₀ = U_R + Δ U_R.

Pentru că $R \cdot I_0 + \Delta R \cdot I_0 = R \cdot I_0 + \Delta U_R$, atunci $\Delta U_R = \Delta R \cdot I_0$. Dacă curentul este constant $I_0 = U_R/R$, variația relativă a tensiunii este egală cu: $\Delta U_R/U_R = \Delta R/R$.

Această egalitate este adevărată atât la măsurarea mărimilor constante cât și va celor variabile în timp, în domeniile de frecvențe arătate în tabelul 7.7.

Tabel 7.7	
Proces	Domeniu de frecvență (Hz)
static	0
cuasistatic	$0 \div 1$
dinamic	$1 \div 10^6$
combinat	$0 \div 10^6$

Pentru schema de măsură din figura 7.32, când $R = 100 \Omega$, $I_0 = 10 mA$ și $\Delta R = \pm 1 \Omega$, variația absolută a tensiunii $U_R = R \cdot I_0 = 1 V$ se determină având valoarea:

$$\Delta U_{\rm R} = U_{\rm R} \frac{\Delta R}{R} = 1 \cdot \left(\pm \frac{1}{100} \right) = \pm 10 \text{ mV}.$$



Fig. 7. 32 - Măsurarea tensiunii U'_R cu voltmetrul V când există variații mici ale rezistenței ΔR și alimentarea de la sursa de curent constant I₀

Măsurarea tensiunii direct pe rezistor în cazul variațiilor mici ale rezistenței acestuia este practic imposibilă, pentru că este dificilă observarea indicațiilor voltmetrului când tensiunea de bază este $U_R = 1000 \text{ mV}$ cu o abatere de numai $\pm 10 \text{ mV}$. Înregistrarea acestei abateri cu precizie nu este posibilă practic fără compensarea tensiunii de bază. Dacă voltmetrul V (figura 7.32) este cuplat la rezistorul de măsură R prin condensatorul C, atunci tensiunea de bază nu se modifică. Deficiența acestei scheme constă în faptul că ea este utilă numai pentru înregistrarea proceselor dinamice. În afară de aceasta, orice modificare în timp a curentului de alimentare I₀ (sau a tensiunii de alimentare în schema cu divizor) va fi percepută ca mărime de

măsură. Compensarea tensiunii de bază poate fi realizată prin cuplarea sursei suplimentare de tensiune sau cu ajutorul schemelor în punte.

7.6.2. Scheme în punte

Pentru simplificarea calculelor, în schemele de măsurare în punte se folosesc anumite aproximări. Astfel, se consideră că rezistența internă a sursei de alimentare de tensiune continuă (figura 7.33) este foarte mică și se neglijează ($R_i = 0$). Rezistența din diagonala pentru R_5 este mult mai mare decât rezistența celorlalte rezistoare ale punții, $R_1 - R_4$, adică se poate considera $R_5 \sim \infty$.



Fig. 7. 33 - Schema în punte: U_0 - tensiunea de alimentare; R_i - rezistența internă a sursei de alimentare; $R_1 - R_4$ - rezistențele din ramurile punții; R_5 - rezistența diagonalei punții

În aceste condiții, ambele părți ale punții, $R_1 - R_2$ și $R_3 - R_4$ sunt divizoare de tensiune fără sarcină a sursei generale de alimentare.

Calculul tensiunii diagonalei schemei în punte

Să calculăm tensiunea diagonalei, U₅ a schemei în punte din figura 7.33. din relația U₃ + U₅ – U₁ = 0 rezultă U₅ = U₁ – U₃. Tensiunile ambelor divizoare fără sarcină sunt egale cu U₁ = U₀ $\frac{R_1}{R_1 + R_2}$ și U₃ = U₀ $\frac{R_3}{R_3 + R_4}$, de

unde $U_5 = U_0 \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right)$

Condiția de echilibru

Echilibrul punții când U₅ = 0 se determină astfel: $R_1 \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3$ sau $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$. Teoretic, când $R_3 = 0$ și respectiv $R_4 = 0$, valoarea R_1 se găsește în

limitele $0 \div \infty$.

Puntea cu rezistoare de limitare

Pentru micșorarea domeniului de reglare, puntea se realizează cu rezistoare de limitare R_{E3} și R_{E4} (figura 7.34.a), cuplate în serie cu 335 traductorul rezistiv R. Marcând distanța cursorului mobil al contactului x de la mijlocul traductorului, se obține rezistența brațelor punții:

$$R_3 = R_{E3} + R \frac{1+x}{2}$$
 și $R_4 = R_{E4} + R \frac{1-x}{2}$.

Domeniul de variație a rezistenței R_1 este în limitele de la R_{1min} până la R_{1max} . Când x = 1, se obține $R_{1max} = R_2 \frac{R_{E3} + R}{R_{E4}}$, iar când x = -1, se obține R_{1min} : $R_{1min} = R_2 \frac{R_{E3}}{R_{E4} + R}$.



Fig. 7. 34 - Schemele punților cu echilibrarea manuală (a) și automată (b)

Dacă se respectă condiția $R_{E3} = R_{E4} = R_E >> R$ atunci rezultă:

$$R_{1\text{max}} = R_2 \left(1 + \frac{R}{R_E} \right) \text{ si } R_{1\text{min}} = \frac{R_2}{1 + \frac{R}{R_E}} \approx R_2 \left(1 - \frac{R}{R_E} \right)$$

La această metodă, echilibrarea se face manual. Metoda se recomandă pentru măsurarea mărimilor statice.

Punți automate

La dezechilibrarea punții din figura 7.34.b, tensiunea diagonalei U_5 acționează prin amplificator asupra motorului de echilibrare M până când poziția contactului mobil al rezistorului R este cea potrivită. Nivelul de abatere de la echilibru corespunde dezechilibrării punții prin modificarea rezistenței traductorului. În concordanță cu metoda de echilibrare, această metodă poate fi numită metoda abaterilor. Astfel de punți automate sunt utile pentru măsurarea proceselor statice sau cuasistatice.

Schema în punte cu măsurarea tensiunii diagonalei

La măsurarea variațiilor mici de rezistență se folosește frecvent schema în punte din figura 7.35 cu înregistrarea tensiunii diagonalei cu aparatul AI. Pentru ca înaintea fiecărei măsurători să nu se ajusteze

rezistențele punții $R_1 - R_4$, schema se completează cu rezistoarele de echilibrare R_a și R_c . Pentru tensiunea diagonalei egală, de exemplu, cu ± 1 % din tensiunea sursei de alimentare se alege $R_c \ge 25 \cdot R$, iar $R = R_3 = R_4$. Pentru balansarea liniară trebuie să se respecte condiția $R_a << R_c$.



Fig. 7. 35 - Schema punții cu măsurarea tensiunii diagonalei cu ajutorul amplificatorului A și a aparatului de ieșire AI

Avantajul schemei cu un astfel de circuit de balansare constă în faptul că modificarea rezistenței în contactele rezistorului de echilibrare nu influențează practic asupra tensiunii diagonalei. Schema însă prezintă și deficiențe și reduce sensibilitatea datorită șuntării rezistoarelor R_3 și R_4 (iar reducerea sensibilității depinde de poziția contactului mobil al rezistorului R_a) și în afară de aceasta are influență rezistența conductoarelor care leagă puntea cu rezistoarele de compensare. Sarcina suplimentară a sursei de alimentare, datorată rezistoarelor de echilibrare, nu joacă rol esențial.

Puntea cu rezistența variabilă a unui braț

Să calculăm tensiunea diagonalei U_5 a punții fără a lua în considerare rezistoarele de echilibrare (figura 7.36.a)..



Fig. 7. 36 - Puntea cu rezistența variabilă a unui braț (a) și caracteristica sa (b) când $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 100 \Omega$ și $U_0 = 1 V$

La măsurarea mărimii fizice, datorită modificării rezistenței, care devine $R'_1 = R_1 + \Delta R_1$, se modifică căderea de tensiune pe aceasta și apare tensiunea de dezechilibrare a punții U₅. Se poate scrie:

$$U'_{1} = U_{0} \frac{R'_{1}}{R'_{1} + R_{2}}$$
 și $U_{3} = U_{0} \frac{R_{3}}{R_{3} + R_{4}}$

iar apoi tensiunea diagonalei:

$$U_5 = U_0 \left(\frac{R_1'}{R_1' + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right)$$

Înlocuind $\mathbf{R'}_1 = \mathbf{R}_1 + \Delta \mathbf{R}_1$ se obține:

$$U_{5} = U_{0} \left(\frac{R_{1} + \Delta R_{1}}{R_{1} + \Delta R_{1} + R_{2}} - \frac{R_{3}}{R_{3} + R_{4}} \right)$$

Ultima ecuație se poate scrie sub forma:

$$U_{5} = U_{0} \left(\frac{R_{1}(1+\delta)}{R_{1}(1+\delta) + R_{2}} - \frac{R_{3}}{R_{3} + R_{4}} \right)$$

unde $\delta = \Delta R_1 / R_1$.

Pentru simplificarea calculelor, se presupune că, înainte de măsurare, puntea este simetrică și echilibrată, adică $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$. Când $R'_1 = R + \Delta R$, apare tensiunea diagonalei:

$$U_{5} = U_{0} \left(\frac{R + \Delta R}{R + \Delta R + R} - \frac{R}{R + R} \right) = U_{0} \left(\frac{R + \Delta R}{2R + \Delta R} - \frac{1}{2} \right)$$
$$U_{5} = U_{0} \frac{2R + 2\Delta R - 2R - \Delta R}{4R + 2\Delta R} = \frac{\Delta R}{4R + 2\Delta R} U_{0}$$

În cazul în care variațiile rezistenței sunt mici ($\Delta R \ll R$), expresia finală pentru tensiune are forma: U₅ $\approx 0.25 \cdot \frac{\Delta R}{R}$

După cum se observă, pentru variații mici ale rezistenței, tensiunea diagonalei este aproximativ direct proporțională cu variația rezistenței, ΔR . La micșorarea lui R_1 cu valoarea ΔR ($R'_1 = R - \Delta R$), se obține tensiunea negativă a diagonalei. La variații mari ale lui R_1 relația $U_5 = f(R'_1)$ este neliniară (figura 7.36.b).

Punți cu rezistențele variabile a două brațe alăturate

Să calculăm tensiunea pentru puntea a cărei schemă este prezentată în figura 7.37.a.

Înainte de începerea măsurătorii, puntea este simetrică, rezistențele fiind egale ($R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$); se modifică rezistențele din două brațe

alăturate: R'₁ = R + Δ R şi R'₂ = R - Δ R (sau R₃ şi R₄, R₁ şi R₃, R₂ şi R₄). Se obține: U₅ = U'₁ - U₃ = U₀ $\left(\frac{R'_1}{R'_1 + R'_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4}\right)$ Pentru puntea simetrică (înainte de începerea măsurătorii): $U_5 = U_0 \left(\frac{R + \Delta R}{R + \Delta R + R - \Delta R} - \frac{R}{2R}\right) = \left(\frac{R + \Delta R}{2R} - \frac{1}{2}\right) U_0$ $U_5 = U_0 \frac{R + \Delta R - R}{2R} U_0 = \frac{1}{2} \frac{\Delta R}{R} U_0$ $U_5 = U_0 \frac{R + \Delta R - R}{2R} U_0 = \frac{1}{2} \frac{\Delta R}{R} U_0$

Fig. 7. 37 - Puntea cu rezistențele variabile în două brațe alăturate (a) și caracteristica sa (b) când $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R = 100 \ \Omega$ și $U_0 = 1 \ V$

Tensiunea diagonalei unei astfel de punți are dependență liniară în funcție de R'₁ (fig. 7.37.b) pentru orice variație a rezistenței. Ea este de două ori mai mare decât la puntea cu variația rezistenței într-un braț pentru aceeași modificare a rezistenței.

Puntea cu rezistențe variabile în brațe opuse

La aceeași punte, se modifică în același timp două rezistențe, de exemplu $R'_1 = R + \Delta R$ și $R'_4 = R - \Delta R$, sau rezistențele R_2 și R_3 (figura 7.33). Se obține:

$$U_5 = U'_1 - U_3 = U_0 \left(\frac{R'_1}{R'_1 + R_2} - \frac{R'_3}{R'_3 + R_4} \right)$$

Pentru puntea simetrică (înainte de măsurători)

$$U_{5} = U_{0} \left(\frac{R + \Delta R}{R + \Delta R + R} - \frac{R}{R + \Delta R + R} \right) = U_{0} \frac{\Delta R}{2R + \Delta R}$$

Pentru variații mici ale lui ΔR și $\Delta R \ll R$, $U_{5} \approx \frac{1}{2} \frac{\Delta R}{R} U_{0}$

După cum se observă, tensiunea pe diagonală are o variație aproximativ liniară în funcție de rezistența ΔR . Pentru exemplificare, să determinăm tensiunea pe diagonală pentru rezistențele variabile ale laturilor

alăturate. La puntea simetrică (înaintea măsurătorii) se modifică rezistența brațelor alăturate. Dacă $R_1 = R_2 = 120 \Omega$, curentul maxim de măsură admis este I = 20 mA, iar valoarea variației rezistenței rezistoarelor de măsură este

$$\Delta = \frac{\Delta R}{R} = 10^{-2}$$

La tensiunea de alimentare $U_0 = 2RI = 2 \cdot 120 \cdot 20 = 4.8$ V. se obține:

$$U_5 \approx \frac{1}{2} \frac{\Delta R}{R} U_0 = \frac{1}{2} 10^{-3} \cdot 4.8 = 2.4 \text{ mV}$$

Puntea cu toate rezistențele variabile

La aceasta, $R'_1 = R + \Delta R$, $R'_2 = R - \Delta R$, $R'_3 = R - \Delta R$; $R'_4 = R + \Delta R$. Se calculează tensiunea pe diagonală pentru puntea simetrică (dinaintea măsurătorii), când $R_L = 0$, $R_5 >> R$ și $U_0 = ct$. Se obține:

$$\mathbf{U}_{5} = \mathbf{U}_{1}' - \mathbf{U}_{3}' = \left(\frac{\mathbf{R}_{1}'}{\mathbf{R}_{1}' + \mathbf{R}_{2}'} - \frac{\mathbf{R}_{3}'}{\mathbf{R}_{3}' + \mathbf{R}_{4}'}\right)\mathbf{U}_{0}$$

În această punte, tensiunea diagonalei, U_5 este de două ori mai mare decât cea de la puntea din figura 7.37.a și de patru ori mai mare decât cea de la puntea din figura 7.36.a, pentru aceeași variație. Aceasta, ca și la puntea din figura 7.36.a, este direct proporțională cu variația rezistenței, ΔR . Pentru cazul când variațiile ΔR_n ale rezistenței Rn sunt mici, tensiunea pe diagonala punții se calculează pe baza expresiei următoare:

$$\frac{U_5}{U_0} \approx \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{\Delta R_4}{R_4} - \frac{\Delta R_2}{R_2} - \frac{\Delta R_3}{R_3} \right) - \frac{1}{8} \left[\left(\frac{\Delta R_1}{R_1} \right)^2 + \left(\frac{\Delta R_4}{R_4} \right)^2 - \left(\frac{\Delta R_2}{R_2} \right)^2 - \left(\frac{\Delta R_3}{R_3} \right)^2 \right]$$

În această expresie se introduc valorile pozitive sau negative $\frac{\Delta R_n}{R_n}$.

Tensiunea diagonalei, U_5 depinde de tensiunea de alimentare, U_0 . Pentru eliminarea influenței rezistențelor conductoarelor de legătură, care leagă puntea de elementele de adaptare, se folosesc de asemenea și scheme alimentate în curent constant. La modificarea rezistenței circuitului în limite determinate (de exemplu, între 0 - 1000 Ω), tensiunea de alimentare a punții din figura 7.37.a, egală cu căderea de tensiune pe rezistența R'₁ + R'₂ este constantă, chiar dacă se modifică rezistența conductorilor de legătură. În cazul tensiunii constante de alimentare a schemei de măsură, variația rezistenței conductorilor de legătură ar putea fi compensată prin reglarea tensiunii de alimentare a punții. În practica măsurătorilor se folosește frecvent noțiunea de coeficient al punții.

Tensiunea diagonalei în cazul variației diferite a rezistențelor rezistoarelor de măsură

În figura 7.38 se prezintă schema punții și diagrama vectorială a tensiunilor, care explică influența variației rezistoarelor de măsură asupra tensiunii diagonalei, pentru puntea cu rezistența variabilă a unui braț. În mod analog, se construiesc diagramele vectoriale pentru punțile cu rezistențe variabile pe două brațe alăturate sau pe două brațe opuse și respectiv cu rezistențe variabile pe toate brațele punții.



Fig. 7. 38 - Schema punții și diagrama vectorială pentru puntea cu rezistența variabilă a unui braț

Din aceste diagrame pentru două rezistențe variabile se poate deduce următoarea regulă: pentru apariția tensiunii diagonalei U_5 , variația rezistențelor rezistoarelor de pe laturile alăturate trebuie să fie opusă ca semn, iar a rezistențelor rezistoarelor de pe laturile opuse, de același semn.

Această regulă este valabilă și pentru puntea care are patru rezistoare cu rezistențe variabile. La variația rezistențelor rezistoarelor de măsură, trebuie să apară tensiunea diagonalei cauzată de mărimea măsurată și nu de către perturbații.

7.6.3. Schema de măsură cu elemente sensibile

Scheme cu măsurarea curentului

În schema din figura 7.39.a, tensiunea de alimentare pentru curentul de alimentare I este egală cu: $U_0 = (R_M + R_A + R_J + 2 \cdot R_L) \cdot I$. Din aceasta, se măsoară rezistența:

$$\mathbf{R}_{\mathrm{M}} = \frac{\mathbf{U}_{\mathrm{0}}}{\mathbf{I}} - (\mathbf{R}_{\mathrm{A}} + \mathbf{R}_{\mathrm{J}} + 2 \cdot \mathbf{R}_{\mathrm{L}})$$

Când U₀ este constant și $R_Y = R_A + R_J + 2R_L = ct.$, deplasarea măsurată este: s ~ $R_M \sim \frac{1}{I} = ct.$

Caracteristica schemei este prezentată în figura 7.39.b. Ea corespunde scalei hiperbolice a ampermetrului A. Sensibilitatea la modificarea rezistenței

(funcția de transfer) este: $S_R = \frac{\Delta I}{\Delta R_M} \neq ct.$ pentru caracteristica I(R_M) din figura 7.39.b.



Fig. 7. 39 - Măsurarea la distanță a rezistenței proporționale cu deplasarea Δ , cu ajutorul ampermetrului: a – schema de măsură; b – caracteristica schemei când $R_M = 100 \Omega$, $U_C = 1 V$, $R_Y = R_A + R_J + 2R_L = 68 \Omega$

Rezistența conducătoarelor de legătură poate influența, de asemenea, indicațiile aparatului. Pentru variații relative mari ale rezistenței rezistorului de măsură, $\Delta R_M/R_M$, variația relativă a rezistenței conductoarelor, $\Delta R_L/R_L$ are o influență slabă. La variații mici $\Delta R_M \ll R_M$, metoda schimbării curenților nu este utilă, pentru că este dificilă înregistrarea semnalului util pe fondul curentului I și, în afară de acesta, nu se mai poate neglija influența conductoarelor de legătură $\Delta R_L/R_L$ asupra indicațiilor.

Scheme cu divizor de tensiune și voltmetru

Pentru divizorul de tensiune pus în sarcină cu un curent I_V (figura 7.40), când rezistența de intrare nu este suficient de mare, deplasarea măsurată este: s ~ $R_2 \sim U_2 \neq U_V$. Caracteristica divizorului în sarcină este neliniară.

Variația rezistențelor conductoarelor de măsură $\Delta R_L/R_L$ provoacă erori de măsură. În cazul variației mari a rezistenței elementului sensibil $\Delta R_M/R_M$, sensibilitatea este $S_R = \Delta U_V/\Delta R_2 \neq ct$.



Fig. 7. 40 - Schema cu divizor de tensiune pentru măsurarea deplasării s; R_M – rezistența traductorului de măsură; R_V – rezistența voltmetrului

Când variațiile rezistenței R_M sunt mici $\Delta R_M \ll R_M$, această metodă nu poate fi utilizată datorită variației mici a tensiunii de ieșire. Dacă rezistența de intrare a voltmetrului este mare ($R_V >> R_M$ și $I_V \approx 0$), atunci divizorul este practic fără sarcină și deplasarea măsurată s este aproximativ proporțională cu tensiunea: s ~ $R_2 \sim U_2 \sim U_V$. În acest caz, sensibilitatea devine: $S_R = U_V/R_2 \approx ct$.

Scheme cu compensație

La compensatorul cu acord manual (figura 7.41.a), se reglează căderea de tensiune U_K pe rezistența compensatorului, R_K alimentat cu un curent auxiliar I_H astfel ca ea să fie egală cu tensiunea de măsură U_2 . Când curentul de sarcină $I_G = 0$, divizorul de tensiune R_M rămâne fără sarcină și atunci deplasarea măsurată este: s ~ R_2 ~ $U_2 = U_3 = U_K ~ \beta$.

Caracteristica de măsurare a deplasării, s = f(β) este liniară. Pentru orice modificare a rezistenței traductorului, $\Delta R_M/R_M$, sensibilitatea este constantă: $S_R = U_K/R_2 = ct$.



Fig. 7. 41 - Compensator cu acord manual (a) și automat (b); s – deplasarea măsurată; β – abaterea; R_M – rezistența traductorului; R_K – rezistența rezistorului de compensare; I_H – curent auxiliar; M – motor

La compensatorul automat (figura 7.41.b), motorul M deplasează cursorul rezistorului de compensare R_K , până când diferența tensiunilor comparate devine egală cu zero ($U_D = 0$), adică până când $U_2 = U_K$.

Deplasarea măsurată este: s ~ R_2 ~ β . Caracteristica este liniară, sensibilitatea $S_R = \beta/R_2$ este constantă. Rezistența conductoarelor de legătură are influență mică asupra compensării.

7.6.4. Punți cu măsurarea deviației

Punte cu variația rezistenței unui braț

În cazul variațiilor mari ale rezistenței elementului sensibil, de exemplu la măsurarea deplasării, sensibilitatea punții a cărei schemă este prezentată în figura 7.42.a și care are caracteristica din figura 7.36.b este egală cu: $S_R = \Delta U_5 / \Delta R_1 \neq ct$. Pentru variații mici $\Delta U_5 / \Delta R_M$, caracteristica este aproape lineară și sensibilitatea este: $S_R = \Delta U_5 / \Delta R_1 \approx ct$.

În schema din figura 7.42.a este necesar să se ia în considerație influența căderii de tensiune pe rezistența conductoarelor de legătură și a variației acesteia.



Fig. 7. 42 - Punți cu rezistența variabilă a unui braț (a) și a două brațe alăturate (b); R_M – rezistența traductorului; R_L – rezistența conductoarelor de legătură

Punte cu variația rezistențelor a două brațe alăturate

La schema în punte din figura 7.42.b, când variația rezistențelor alăturate, R_1 și R_2 este în același sens, caracteristica este liniară, la fel ca cea din figura 7.37.b, iar sensibilitatea este: $S_R = U_5/R_1 = ct$.

Punte cu variația rezistențelor tuturor brațelor

În figura 7.43.a este prezentată schema acestei punți și diferite scheme echivalente (figura 7.43.b, c). Pentru orice variații a rezistențelor R₁, R₂, R₃, R₄ caracteristica este liniară, și, când tensiunea de alimentare, U₀ este constantă, sensibilitatea punții este: $S_R = \frac{U_5}{\Delta R} = ct$.

R



Fig. 7. 43 - Punți cu două divizoare de tensiune

În punțile din figura 7.43, atunci când tensiunea de alimentare U_0 este constantă, rezistența internă $R_i = 0$ și rezistența diagonalei, $R_5 = \infty$ și sunt îndeplinite condițiile: $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$ și $+\Delta R_1 = -\Delta R_2$, $-\Delta R_3 = +\Delta R_4$, tensiunea diagonalei este:

$$U_{5} = \frac{R_{1}R_{4} - R_{2}R_{3} + \Delta R_{1}(R_{3} + R_{4}) - \Delta R_{3}(R_{1} + R_{2})}{(R_{1} + R_{2})(R_{3} + R_{4})}U_{0}$$

Pentru orice variație ΔR_n este necesar ca, în formula de mai sus, să se ia în considerație semnul acesteia. Schemele de măsură din figura 7.43 pot fi alimentate de la surse de tensiune sau de curent constant. Eliminarea perturbațiilor provenite de la conductorii de legătură se face cu scheme de legătură cu mai multe conductoare.

7.6.5. Măsurarea rezistențelor traductoarelor cu amplificatoare operaționale

Scheme pentru astfel de măsurători sunt prezentate în figura 7.44. Pentru schema din figura 7.44.a, când rezistența rezistorului de măsură este

 R_X și ce a conductoarelor de legătură R_L , se poate scrie: $R_X + 2R_L = R_i \frac{U_{\beta}}{U_r}$.

Tensiunea de referință U_r este furnizată de obicei de o sursă de tensiune constantă (cu tensiunea de ieșire de 1 V). Tensiunea U_β se măsoară și se înregistrează. Cea mai mică valoare a rezistenței de măsură, R_{Xmin} , este limitată de curentul de ieșire $I_{\beta max}$, iar cea mai mare valoare, R_{Xmax} , de rezistența maxim admisă a rezistorului de reacție. Rezistența conductoarelor de măsură, R_L și variația acestora au influență asupra rezultatelor măsurătorii.



Fig. 7. 44 – Scheme pentru măsurarea rezistenței R_X cu amplificator operațional: cu alimentare de la sursă de tensiune constantă (a); cu alimentare de la sursă de curent constant (b)

Schema de măsură a rezistenței, din figura 7.44.b, când alimentarea se face de la o sursă de curent constant, dă la ieșire o tensiune U_X proporțională cu căderea de tensiune pe rezistența $R_X + 2R_L$, care este amplificată de amplificatorul operațional și apoi este măsurată.

7.6.6. Măsurarea rezistenței traductoarelor prin metoda analogică în punte cu conversie în frecvență

Schema de măsură este prezentată în figura 7.45 și are în alcătuire traductorul T și convertorul de tensiune realizat sub forma unui oscilator cu punte Wien.



Fig. 7. 45 – Instalație de măsură analogică în punte cu conversie în frecvență

Puntea se cuplează simetric în raport cu pământul prin amplificatorul tensiunii de alimentare, ATA. Echilibrarea punții la variația rezistenței de măsură se face prin modificarea frecvenței oscilațiilor oscilatorului, deplasarea în frecvență care apare reprezentând un semnal analogic de frecvență. Acest semnal este amplificat în amplificatorul A, redresat în redresorul R și apoi este aplicat numărătorului electronic N, la ieșirea căruia se află aparatul de ieșire AI. Dispozitivul realizat pe baza acestei metode are stabilitate înaltă și rezoluție bună, nu este sensibil la perturbații la transmiterea semnalului și la transformarea acestuia în formă numerică. Metoda este folosită la măsurări statice și dinamice cu tensotraductoare.

7.6.7. Măsurarea numerică a rezistenței cu convertor în trepte



Fig. 7. 46 - Convertor în trepte pentru măsurarea numerică a rezistenței

În schema din figura 7.46, rezistențele se cuplează succesiv, de la 8R la R, până la obținerea echilibrului, $i_X = i_{ref}$, determinat de detectorul de nul, DN. Pentru valori mari ale rezistenței R_X , convertorul în trepte are caracteristica neliniară. Prin introducerea rezistorului R_K , se îmbunătățește liniaritatea acesteia.

7.7. Elemente sensibile reactive

7.7.1. Elemente inductive

Principiu de funcționare

Inductanța unei bobine având un singur strat cu N spire, lungimea miezului ℓ , secțiunea transversală S și permeabilitatea magnetică relativă μ_r , este dată de relația: $L = \mu_r \mu_0 \frac{N^2 S}{\ell}$, unde permeabilitatea magnetică a vidului are valoarea $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m. Prin modificarea uneia din mărimile S, ℓ , μ , are loc modificarea inductanței bobinei.





Fig. 7. 47 – Traductoare inductive cu deplasarea miezului: drosel simplu (a); drosel diferențial cu miez transversal (b); drosel diferențial cu miez longitudinal (c); s – deplasarea; ℓ_0 – dimensiunea întrefierului; L inductanța; U_S – tensiunea de ieșire

În figura 7.47 este prezentată construcția elementului sensibil inductiv pentru măsurarea deplasării s și caracteristica acestuia. La bobinele de șoc (drosel), dependența inductanței de dimensiunea întrefierului, d₀ are caracter hiperbolic: L $\sim \frac{1}{\ell_0}$. Pentru liniarizare, se poate lucra într-un domeniu de

variații mici ale lui ℓ_0 , ca măsură a deplasării.

Ca element mobil, se folosește o placă conductoare feromagnetică străbătută de fluxul magnetic. Dacă în calculul inductanței se ia în considerare numai dimensiunea întrefierului de aer, ℓ_0 (de obicei, rezistența magnetică a miezului este mică în comparație cu rezistența întrefierului și, deci poate fi neglijată, ceea ce înseamnă că $\frac{\ell}{\mu_r} \ll \ell_0$, atunci $L \approx \mu_0 N^2 \frac{S}{\ell_0}$ și,

la variația întrefierului, $\ell'_0 = \ell_0 \pm \Delta \ell_0$, inductanța este:

L'
$$\approx \mu_0 N^2 \frac{S}{\ell_0^2} (\ell_0 \forall \Delta \ell_0) = L \pm \Delta L$$

Măsurarea inductanței se face cu puntea la frecvența purtătoare sau cu circuitul oscilant de frecvență înaltă. În schemele cu frecvență purtătoare, droselele simple au inductanța de 5 sau 0,5 mH, reactanța inductivă $X_L = 157$ Ω și rezistența activă $R = 20 \div 200 \Omega$ sau $2 \div 20 \Omega$. Ele se folosesc ca traductoare fără contact pentru deplasări. La droselele diferențiale cu miez mobil transversal (figura 7.47.b) sau longitudinal (figura 7.47.d), tensiunea diagonalei punții, $U_5 = 0$, dacă înainte de începerea măsurării miezul se găsește în poziția mediană. La deplasarea miezului pe direcție axială, apare tensiunea U_5 , datorită asimetriei. Droselele cu miez mobil transversal au deplasarea nominală, s_N cuprinsă în intervalul $1 \div 20$ mm, iar droselele cu miez mobil longitudinal, au deplasarea nominală s_N cuprinsă în intervalul $1 \div$ 500 mm, deplasarea normală fiind de 0,8 din lungimea bobinei, egală cu lungimea miezului.

Droselele diferențiale se folosesc ca traductoare de deplasare și, într-o construcție specială, pentru măsurarea unghiurilor de rotație de până la 90°.

7.7.2. Elemente sensibile cu transformator

Traductorul de deplasare din figura 7.48 este alcătuit din bobina primară, alimentată cu tensiunea alternativă U₁, de frecvență purtătoare, sau de la rețea și două bobine secundare cuplate în antifază, în care se induc tensiunile U'₂ și U''₂, egale la echilibru. Tensiunea secundară la dezechilibrare, U₂ = U'₂ – U''₂ se aplică la intrarea schemei de adaptare.

Utilizarea elementelor sensibile cu transformator presupune scheme de adaptare relativ simple.



Fig. 7. 48 – Transformator diferențial – traductor inductiv de deplasare: schema (a), construcția (b) caracteristica (c)

7.7.3. Punți de curent alternativ pentru măsurarea inductanței

Schema unei astfel de punți de curent alternativ este prezentată în figura 7.49.a, unde tensiunea de alimentare a punții, U_0 , se menține constantă. Se consideră că rezistența internă a sursei de alimentare, R_i este nulă și $R_5 \rightarrow \infty$. Înainte de începerea măsurării, miezul traductorului ocupă o poziție simetrică, iar valoarea tensiunii diagonalei este ce corespunzătoare echilibrului, $U_5 = 0$. La măsurare, au loc modificările:

$$Z'_1 = Z_1 + \Delta Z_1$$
 și $Z'_2 = Z_2 + \Delta Z_2$



Fig. 7. 49 - Punți cu drosele diferențiale

Considerând un drosel ideal, $Z = R + i\omega L = i\omega L = iX_L$ (figura 7.49.b), tensiunea diagonalei, $U_5 = U'_1 - U_3$ depinde de U'₁, care este:

$$U'_{1} = \frac{i\omega L'_{1}}{i\omega L'_{1} + i\omega L'_{2}} U_{0} = \frac{L'_{1}}{L'_{1} + L'_{2}} U_{0}$$

Dacă L'_{1} = L + Δ L, L'_{2} = L - Δ L și R_g = r₄ = R, se obține:
$$U'_{1} = \frac{L + \Delta L}{L + \Delta L + L - \Delta L} U_{0} = \frac{L + \Delta L}{2L} U_{0}$$

$$U_{3} = \frac{R_{3}}{R_{3} + R_{4}} U_{0} = \frac{R}{2R} U_{0} = \frac{U_{0}}{2}$$

$$U_{5} = \left(\frac{L + \Delta L}{2L} - \frac{1}{2}\right) U_{0} = \frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L} U_{0}$$

Ultima ecuație are aceeași formă ca la puntea rezistivă la care se modifică rezistența a două brațe alăturate. La efectuarea măsurătorilor, tensiunea de alimentare trebuie să fie menținută constantă, orice modificare a acesteia provocând modificarea tensiunii U_5 , percepută ca semnal de măsură.

La puntea ideală (figura 7.49.b), diagramele fazoriale sunt prezentate în figura 7.50. Astfel, dacă L'₁ = L + Δ L, U₅ este în fază cu U₀, $\varphi = 0$ (figura 7.50.a), iar dacă L'₁ = L - Δ L, U₅ este în opoziție de fază cu U₀, $\varphi = 180^{\circ}$. Pentru puntea reală, la care bobinele au și rezistență activă, defazajul dintre U₅ și U₀ poate avea orice valoare.



Fig. 7. 50 – Diagramele fazoriale pentru puntea ideală (schema din figura 7.49.b: când L'₁ = L + Δ L, L'₂ = L - Δ L (a) și când L'₁ = L - Δ L, L'₂ = L + Δ L (b)

7.7.4. Traductoare capacitive Principiu de funcționare

Capacitatea condensatorului plan este $C = \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{S}{d}$, unde S este

suprafața comună a armăturilor, d este distanța dintre armături, ε_0 este permitivitatea electrică a vidului și ε_r permitivitatea electrică relativă a dielectricului dintre armături. Prin modificarea uneia din mărimile ε , S și d, se pot determina presiunea, unghiul de rotație, deplasarea, diferența de nivel, etc.

Construcție

În figura 7.51 sunt prezentate variante constructive ale traductoarelor capacitive și caracteristicile acestora.



Fig. 7. 51 – Traductoare capacitive și caracteristicile acestora: a – condensator plan simplu, cu deplasarea plăcilor (măsurarea distanței); b – condensator plan diferențial; c – condensator cilindric cu deplasare longitudinală; d – condensator plan cu deplasarea dielectricului; e – condensator variabil cu plăci rotitoare (măsurarea unghiului de rotație)

Condensatorul plan simplu

La efectuarea măsurătorilor (figura 7.51.a), se înregistrează modificarea capacității C' = $\varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{S}{d + \Delta d}$: $\Delta C = C' - C = \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{S}{d + \Delta d} + \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{S}{d} = \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{S}{d} \left(\frac{-\delta}{1 + \delta}\right)$ unde $\delta = \frac{\Delta d}{d}$. Variația relativă a capacității este: $\frac{\Delta C}{C} = -\frac{\delta}{1 + \delta}$.

Sensibilitatea traductorului capacitiv de deplasare este $S_d = \frac{\Delta C}{\Delta d} \neq ct$. La variații mici, $\Delta d \ll d$, caracteristica este: $\frac{\Delta C}{C} \approx -\frac{\Delta d}{d}$ și poate fi considerată aproximativ liniară.

Condensatorul plan diferențial

Condensatorul plan diferențial (figura 7.51.b) cu punte de curent alternativ are caracteristica liniară și se folosește în traductoarele sensibile la variația de presiune.

Condensatoare cu variația suprafeței armăturilor

Acestea se utilizează la măsurarea deplasării longitudinale, care provoacă variația capacității, de exemplu la condensatorul cilindric (figura 7.51.c). Caracteristica acestuia, ca și a condensatorului plan cu deplasarea dielectricului (figura 7.51.d) este liniară: $\frac{\Delta C}{C} = \frac{1 + \Delta \ell}{\ell}$. Pentru măsurarea unghiului de rotație, se utilizează condensatorul cu plăci rotitoare (figura 7.51.e), la care, prin alegerea corespunzătoare a formei armăturii mobile, se poate asigura dependența liniară a capacității în funcție de unghiul de rotație, α : $C = C_0 + k\alpha$.

Condensatoare plane și cilindrice cu deplasarea dielectricului

Să calculăm capacitatea condensatorului plan sau cilindric cu deplasarea dielectricului(figura 7.52), utilizați ca traductoare pentru măsurarea nivelului lichidului într-un recipient. Principiul de funcționare este același ca la traductorul din figura 7.51.d. Considerând volumul dintre plăci umplut cu dielectric până la înălțimea x, capacitatea totală a condensatorului este suma dintre capacitatea părții condensatorului cu aer ($\varepsilon_r = 1$) între armături, C₀ și capacitatea părții condensatorului cu dielectric ($\varepsilon_r = \varepsilon_1$) între armături, C₁.



Fig. 7. 52 – Condensatoare plan (a) și cilindric (b), cu variația umplerii x cu dielectric a spațiului dintre armături

Pentru condensatorul plan (figura 7.52.a), avem:

$$C_0 = \frac{\varepsilon_0 b(h-x)}{d}; C_1 \frac{\varepsilon_1 \varepsilon_0 bx}{d}; C = C_0 + C_1 = \frac{\varepsilon_0 b}{d} (h-x+\varepsilon_1 x), \text{ deci:}$$
$$C = \frac{\varepsilon_0 bh}{d} + \frac{\varepsilon_0 b}{d} (\varepsilon_1 - 1)x, \text{ sau } C = C_{x=0} + C(x)$$

Pentru condensatorul cilindric (figura 7.52.b), avem:

$$C_{0} = \frac{2\pi\epsilon_{0}}{\ln\frac{r_{2}}{r_{1}}}(h-x); C_{1} = \frac{2\pi\epsilon_{1}\epsilon_{0}}{\ln\frac{r_{2}}{r_{1}}}x ; C = C_{0} + C_{1} = \frac{2\pi\epsilon_{0}}{\ln\frac{r_{2}}{r_{1}}}(h-x+\epsilon_{1}x), deci:$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon_{0}h}{\ln\frac{r_{2}}{r_{1}}} + \frac{2\pi\epsilon_{0}}{\ln\frac{r_{2}}{r_{1}}}(\epsilon_{1}-1)x \text{ sau } C = C_{x=0} + C(x)$$

În relațiile de mai sus, $C_{x=0}$ reprezintă capacitatea condensatorului când x = 0. Caracteristicile ambelor traductoare, C = f(x) este similară caracteristicii din figura 7.51.d.

7.7.5. Scheme de măsură cu traductoare capacitive

Scheme cu modulație de amplitudine

La aceste scheme, măsurătorile statice și dinamice ale capacității traductorului C și variația acesteia, ΔC se fac cu ajutorul punții de curent alternativ, așa cum se arată în figura 7.53.



Fig. 7. 53 – Schema pentru măsurarea capacității traductorului prin metoda modulației de frecvență

Se consideră că puntea este simetrică:

$$C_1 = C_2 = C; R_3 = R_4 = R_4$$

La măsurare se deplasează electrodul central al traductorului cu valoarea Δd :

d' = d –
$$\Delta d$$
 și C₁ = C + ΔC , C₂ = C – ΔC
În această situație, U₃ = $\frac{R}{R+R}$ U₀ = $\frac{U_0}{2}$ și

$$U_{1} = \frac{\frac{1}{i\omega C_{1}'}}{\frac{1}{i\omega C_{1}'} + \frac{1}{i\omega C_{2}'}} U_{0} = \frac{\frac{1}{C + \Delta C}}{\frac{1}{C' + \Delta C} + \frac{1}{C' - \Delta C}} U_{0}.$$

Tensiunea diagonalei este:

$$\mathbf{U}_5 = \left(\frac{\mathbf{C} - \Delta \mathbf{C}}{2\mathbf{C}} - \frac{1}{2}\right) \mathbf{U}_0 = -\frac{1}{2} \frac{\Delta \mathbf{C}}{\mathbf{C}} \mathbf{U}_0$$

Această tensiune depinde liniar de $\frac{\Delta C}{C}$. Astfel, dacă d' scade, C₁

crește, reactanța capacitivă X_C scade și la ieșire se obține o tensiune negativă, adică fazorul tensiunii U_5 este în opoziție de fază cu fazorul tensiunii de alimentare, U_0 . Expresiile de calcul pentru tensiunea U_5 sunt aceleași ca pentru traductoarele rezistive în schemele cu variația rezistențelor brațelor alăturate, sau pentru traductoarele inductive diferențiale. Punțile RRCC au tensiunea de alimentare de frecvență mărită (până la 1 MHz), pentru că reactanța capacitivă a condensatorului traductorului cu capacitate relativ mică să fie suficient de mică.

Scheme cu modulație de frecvență

La schema din figura 7.54, condensatorul variabil și bobina de inductanță constantă L formează un circuit oscilant.

Oscilațiile produse, de amplitudine constantă, au frecvența dependentă de capacitatea condensatorului. Semnalul se aplică demodulatorului DM, de unde este introdus la aparatul de ieșire sub formă analogică.



Fig. 7. 54 – Schema bloc a instalației pentru măsurarea capacității traductorului prin metoda modulației de frecvență

În figura 7.55.a este prezentată schema principială a demodulatorului în doi timpi, compus din două circuite oscilante cuplate, C_1 - L_1 și C_2 - L_2 . Caracteristicile de frecvență sunt reprezentate în figura 7.55.b. La variația Δf

a frecvenței f_0 a semnalului măsurat, tensiunea de ieșire este $U_\beta = U_1 - U_2$. Caracteristica de ieșire în domeniul de lucru este liniară: $U_\beta \sim \Delta f$.



Fig. 7. 55 – Schema principială (a) și caracteristica (b) a demodulatorului în doi timpi

7.8. Traductoare active electrodinamice

Principiu de funcționare

La elementele sensibile care funcționează pe baza inducției electromagnetice, se induce o tensiune electromotoare într-un conductor care închide o suprafață străbătută de un flux magnetic variabil. Această tensiune este dată de legea lui Faraday: $u = -\frac{d\Phi}{dt}$, unde Φ este fluxul magnetic al câmpului magnetic prin suprafața descrisă de conductor ($\Phi = \vec{B} \cdot \vec{S}$).

În funcție de principiul de construcție al traductorului, dacă inducția are loc într-un conductor care se deplasează într-un câmp magnetic, tensiunea indusă este dată de expresia: $u = \ell Bv$, unde ℓ este lungimea conductorului, B este inducția magnetică a câmpului și v viteza de deplasare a conductorului în câmp (relația este valabilă în cazul particular când direcția de deplasare, direcția conductorului și cea a liniilor câmpului magnetic sunt perpendiculare între ele). Dacă circuitul este compus din mai mulți conductori (mai multe spire), tensiunea indusă se multiplică cu N, numărul de spire.

Construcția traductoarelor cu deplasare liniară și cu mișcare de rotație

În figura 7.56 este reprezentată construcția unui traductor electrodinamic cu deplasare liniară, folosit pentru măsurarea vitezei de deplasare la mișcarea rectilinie (de exemplu, la vibrațiile mecanice).



Fig. 7. 56 – Traductoare electrodinamice: cu bobină B mobilă și magnet permanent M fix (a); cu bobină fixă și magnet permanent mobil (b)

În figura 7.57 este prezentată construcția traductorului electrodinamic cu mișcare de rotație, în două variante (figura 7.57.a, b). Astfel de traductoare sunt folosite pentru măsurarea vitezei unghiulare de rotație sau a turației, în domeniul frecvențelor medii.



Fig. 7. 57 – Traductoare electrodinamice pentru măsurarea turației n sau a vitezei unghiulare, ω: generator de tensiune alternativă cu mai mulți poli și cu bobină fixă (a); generator de tensiune continuă (redresată) cu magnet permanent de excitație (b); caracteristica generatoarelor (c)

La traductoarele cu generarea tensiunii alternative, se poate utiliza pentru măsurarea turației sau a vitezei unghiulare, fie valoarea maximă, fie valoarea efectivă, fie valoarea medie redresată, fie frecvența f a tensiunii induse.

Pentru transmiterea rezultatelor la distanță este de preferat măsurarea frecvenței, pentru că stabilitatea la perturbații este mai bună.

7.9. Elemente sensibile piezoelectrice

Principiu de funcționare

Dacă un cristal piezoelectric (de exemplu, cuarț – SiO_2) este supus unei acțiuni mecanice (comprimare sau întindere de ordinul a câțiva µm) pe direcția axei sale polare, apare o sarcină electrică Q, egală ca mărime și de semne contrare, pe fețele opuse. La schimbarea sensului forței deformatoare, semnul sarcinii se schimbă și el. Acesta este efectul piezoelectric direct, efectul invers constând în deformarea (comprimarea sau întinderea) unui cristal piezoelectric, atunci când pe fețele opuse ale sale se aplică o tensiune electrică.



Fig. 7. 58 – Efectul piezoelectric: structura simplificată a materialului de cuarț (a); traductor piezoelectric simplu (b); traductor cu legarea în paralel a mai multor plăci piezoelectrice (c); efectul piezoelectric transversal (d)

Dacă forța deformatoare F acționează pe direcția axei polare a cristalului piezoelectric de cuarț, Ox (figura 7.58.a), electrizarea fețelor opuse are loc ca urmare a apropierii ionilor pozitivi, respectiv negativi de suprafața A, respectiv B a cristalului, sarcina electrică apărută având valoarea: $Q_x = nd_{11}F_x$, unde n este numărul de plăci de cristal piezoelectric (figura 7.58. b, c), d_{11} este constanta piezoelectrică a cristalului și F_x forța care acționează pe direcția axei Ox. Pentru obținerea unei sarcini mai mari, plăcile de cristal se dispun în coloană, pe direcția de acțiune a forței (figura 7.58.c).

Dacă forța deformatoare acționează pe direcția Oy, perpendiculară pe direcția axei polare a cristalului(figura 7.58.d), la unele cristale piezoelectrice se constată apariția unei sarcini electrice de semne opuse pe fețele laterale ale cristalului (efect piezoelectric transversal).

Cuarțul prezintă o sensibilitate piezoelectrică la efectul piezoelectric longitudinal de valoare S = 2,31 pC/N și un coeficient de variație a constantei piezoelectrice cu temperatura de $2 \cdot 10^{14}$ K⁻¹ într-un interval de temperaturi de - 200 ÷ + 200 °C; ceea ce face ca acest material să fie foarte des folosit ca

material piezoelectric. În afara lui, se mai folosesc titanatul de bariu, titanatzirconatul de plumb, etc.

Scheme de măsură

În conformitate cu figura 7.58.b, capacitatea C, determinată de capacitatea proprie a cristalului, de capacitatea cablului de măsură și de capacitatea de intrare a amplificatorului, se încarcă la apariția sarcinii Q pe cristal la tensiunea U = $\frac{Q}{C}$. Pentru asigurarea unei constante de timp de încărcare τ = RC suficient de mari, se utilizează amplificatoare cu tranzistoare cu efect de câmp, cu rezistența de intrare R > 10¹³ Ω și capacitatea de intrare mică (< 20 pF). Semnalul măsurat variază exponențial în timp, cu constanta de timp τ = RC.

Elementele sensibile piezoelectrice se pot folosi numai pentru măsurători dinamice, în domeniul de frecvență $10^{-5} \div 10^{5}$ Hz. Când τ are valoare mare ($\tau \approx 10^{5}$ s), sunt posibile calibrarea statică și măsurători cuasistatice cu durata de câteva minute. Limita inferioară a domeniului spectral de măsură este $f_i = \frac{1}{2\pi\tau}$. Limita superioară este determinată de schema de adaptare utilizată.

Traductoarele piezoelectrice au sensibilitate mare, rezoluție mare (circa 10^{-6}), deplasări mici (de ordinul a 1 µm) și frecvențe de funcționare mari (până la 10^{5} Hz), ceea ce le face apte pentru a fi folosite la măsurarea accelerației, forței, presiunii gazelor și lichidelor, a variațiilor de presiune, precum și ca traductor al vibrațiilor sonore (microfon).

8. TRANSMITEREA DATELOR

8.1. Instalații pentru obținerea și memorarea rezultatelor măsurătorilor

Instalațiile complexe de prelucrare automată a datelor se împart în două tipuri. Primul tip cuprinde instalațiile care servesc la obținerea, înregistrarea sau acumularea informației despre proces. Prelucrarea și aprecierea rezultatelor măsurătorilor se face începând cu un anume moment de timp. Pentru exemplificare, în figura 8.1.a este prezentată schema simplificată a unei asemenea instalații cu aparatul de comandă AC.



Fig. 8. 1 - Scheme-bloc simplificate pentru instalațiile de reglare, prelucrare şi înregistrare a mărimilor măsurate cu interogare ciclică şi cu transferul rezultatelor în formă numerică: a - instalație cu prelucrarea rezultatelor în orice moment ulterior, determinat de aparatul de comandă AC, în conformitate cu criteriul stabilit; b - instalație cu prelucrarea informației de către procesorul programabil P în acelaşi timp cu recepția acesteia (în timp real); x₁,... x_n - mărimi de măsurat sau de reglat; y₁,... y_n - mărimi de ieşire sau de referință; T – convertor de măsură, traductor; A – amplificator; Φ - filtru de frecvență joasă; M – multiplexor; II - instalație de interogare; CAN - convertor analog-numeric; CNA - convertor numeric-analogic; AI – aparat de ieşire (de exemplu, înregistrator pe bandă magnetică)

Instalațiile de al doilea tip sunt instalații de măsură și reglare, la care informația de la intrare se transformă, de exemplu, în semnale de comandă, care acționează nemijlocit asupra procesului, într-un anumit mod. Între momentele de obținere a datelor și de prelucrare a acestora există un interval de timp relativ mic. La aceste instalații, care funcționează în timp real, mărimile măsurate se transmit imediat și se prelucrează. În figura 8.1.b este prezentată schema simplificată a unei astfel de instalații, la care numărul circuitelor reglabile poate fi n > 100. La aceasta se introduce un procesor programabil P, pentru asigurarea reglării în timp. Pe baza datelor de intrare x, acest procesor calculează mărimile de ieșire y necesare pentru asigurarea reglării și optimizării. Cu ajutorul instalațiilor care conțin procesoare se pot prelucra atât rezultatele măsurătorilor analogice cât și numerice.

Interfețe

Comanda în timp a etapelor procesului de prelucrare a mărimilor măsurate în instalațiile cu un procesor specializat se folosește numai în instalațiile mari. La instalațiile mai mici este de preferat utilizarea unui PC, care permite nu numai modificarea programului, dar și prelucrarea în continuare a rezultatelor măsurătorilor.



Fig. 8. 2 - Sistem cu flux de informație serie și paralel pentru aparate de măsură programabile: DB – magistrală care conține opt canale pentru primirea și elaborarea informației (magistrala de date DIO 1....8); TC – magistrala de comandă; IM – magistrala de comandă obișnuită și cu interfațare: DAV – "date necesare"; NRFD – " sistemul nu este pregătit pentru primirea datelor"; NDAC – "datele nu se transmit"; ATN – "atenție"; JFC – "interfața este pregătită"; SRQ – "este necesară verificarea"; REN – "este posibilă numai servirea externă"; EOI – "final sau recunoaștere"; G_A – aparat de recepție-transmisie comenzi (de exemplu, PC); G_B - aparat de recepție-transmisie date; G_C – aparat de recepție;

G_D – aparat de transmisie
În interfața a cărei schemă principială este prezentată în figura 8.2, pot fi reunite până la 15 aparate de măsură și de calcul în sistemul de interfațare serie sau paralel, cu ajutorul magistralelor, când distanța totală de transmitere a semnalelor este de până la 20 m, la o viteză maximă de 2 Mb/s.

Toate aparatele au același tip de cuplaje standardizate pentru introducerea și extragerea semnalelor. În regim asincron, "start – stop", fiecare aparat permite comanda de la controler cu adresa sa și semnale de comandă pe trei conductoare ale magistralelor de adrese, de exemplu pentru recepția datelor necesare programării unui multimetru numeric într-un domeniu determinat de măsură pe magistralele DB.

Recepția datelor este controlată prin semnale de tact. Pentru realizarea măsurătorilor, este necesar de la început să se apeleze adresa aparatului, iar apoi, prin magistrala de comandă TC, să se transmită semnalul de începere a măsurătorii. Aparatul de comandă poate cere rezultatele măsurătorilor din aparatul de măsură numai după apariția semnalului de terminare a măsurătorilor. În acest scop, controlerul cere adresa aparatului de măsură și, prin magistrala TC, elaborează seria de comenzi codificate pentru apelarea sau memorarea intermediară a valorilor separate ale mărimii măsurate, într-o succesiune determinată în formă codificată.

Datele codificate se transmit pe opt cabluri ale magistralei de date de la aparate și spre aparate. În mod similar, se face afișarea mărimilor măsurate în instalația de ieșire de înregistrare. Cinci conductoare ale magistralei de comandă IM asigură transmiterea informației în interiorul sistemului. Simultan cu controlerul, în sistem poate funcționa numai un aparat care introduce datele în sistem și, în același timp, până la 14 receptoare de informație din sistem.

Multiplexoare

Multiplexoarele se utilizează pentru obținerea și transmiterea la distanță a mărimilor măsurate. La multiplexorul în timp se pot interoga până la 1000 de canale analogice, manual sau automat, unul după altul și se comută la ieșire. La ieșirea multiplexorului semnalul este modulat (figura 8.6.d). Durata conversiei analogic-numerice ulterioare la modulația impuls cod este menținută cu precizie de către semnalul din instalația impulsurilor de interogare. La multiplexor, fiecare canal cu traductor se comută manual sau multicanal cu timp de comutare scurt și automat, cu comutatoare caracteristici bune de comutare. Pentru sistemul de interogare al multiplexoarelor în timp este importantă teorema lui Shannon, conform căreia sunt necesare cel puțin două impulsuri de interogare pe durata perioadei semnalului sinusoidal pentru ca acesta, în condiții teoretice ideale, să poată fi reprodus în amplitudine și frecvență. În practică, se folosește de obicei o frecvență de cinci ori mai mare pentru repetarea interogației pe durata perioadei semnalului de măsurat. La alegerea multiplexoarelor se au în

vedere următoarele condiții: numărul de canale, tip de traductoare (active sau pasive), schemă de măsură (de exemplu, echilibrarea punții pentru fiecare traductor se poate face fie în scheme separate, fie într-o singură instalație centralizată cu regim programat de funcționare), forma semnalului (tensiune continuă sau alternativă cu frecvență purtătoare), domeniul tensiunilor de intrare, impedanța de intrare, amplificarea, logica de comandă (de exemplu, TTL), precizia de transmitere, posibilitatea transferului semnalului de la un circuit de bază la altul și de la un circuit la mai multe în paralel, timpul de stabilizare a regimului, frecvența regimului tranzitoriu care este invers proporțională cu timpul de stabilizare, etc.

8.2. Măsurători la distanță și telemetrie

8.2.1. Instalații pentru măsurători la distanță

La măsurări la distanță, mărimea de măsurat se transmite sub forma semnalului electric de la un punct la altul pe canale. Telemetria se referă la transmiterea semnalului măsurat de la obiectul mobil la receptorul mobil sau fix, fără cabluri, cu ajutorul undelor electromagnetice.



Fig. 8. 3 - Sistem de prelucrare a datelor; STD – sistem de transmitere a datelor;
SPD – sistem de prelucrare a datelor; C – conexiuni; STRD - stații de transmitere și de recepție a datelor; IIF – instalație a informației finale; IRS - instalație de resetare a semnalului; IFD - instalație de funcționare la distanță; I - interfață; ITD - instalație pentru transmiterea datelor; TS – transformator de semnal; IC - instalație de cuplare; LT – linie de transmisie

Un sistem de transmitere a datelor (figura 8.3) se compune din două stații STRD legate prin cablu, care conțin elemente notate conform explicațiilor din figură. Principial, instalația de măsurători la distanță conține blocuri de obținere, transformare, transmitere și recepție a semnalului măsurat, precum și decodificarea și elaborarea mărimii măsurate. Modulatorul ITD la intrarea în linie transformă semnalul în forma corespunzătoare, necesară transmiterii; demodulatorul de la capătul liniei, 362 ITD îndeplinește transformarea inversă. Asamblarea instalațiilor pentru măsurători la distanță și telemetrie depinde de diferitele metode utilizate pentru măsurare. În acest scop, se folosesc aceleași elemente ca și la instalațiile de obținere și prelucrare a rezultatelor măsurătorilor. Transmisia la distanță a mărimilor măsurate se poate face fie cu flux dirijat într-un singur sens, fie cu flux reversibil. Măsurătorile la distanță se folosesc în multe domenii de activitate, de exemplu pentru controlul și comanda proceselor tehnologice în rețele electrice și în sistemele de asigurare electroenergetică în puncte centrale de dispecerat, la comanda în transporturi, în medicină, la protecția mediului înconjurător, la controlul zborurilor cosmice, etc.

8.2.2. Transmiterea semnalelor în curent constant

La metodele de măsură analogice, în orice moment de timp se păstrează raportul evident dintre valorile mărimilor măsurate și semnal. La transmiterea semnalelor în curent constant (figura 8.4) mărimea măsurată x se transformă în mărimea y în convertorul C și apoi, după amplificarea în amplificatorul A, curentul i acționează asupra aparatelor de măsură A_0 , A_1 , A_2 . În limitele domeniului de măsură $x_{min} < x < x_{max}$, curentul este:

$$\mathbf{i} = \mathbf{S}_{\mathbf{x}}(\mathbf{x} - \mathbf{x}_{\min}) + \mathbf{i}_0 = \mathbf{f}(\mathbf{t})$$

unde S_x este sensibilitatea și i₀ curentul pentru x_{min} .

Conductoarele de transmisie pot fi linii de măsură bifilare sau telefonice. Când puterea amplificatorului este de 1 - 2 W, valoarea tensiunii pe linie nu depășește 10 V, datorită rezistenței electrice a liniei. Rezistența maximă de sarcină este:

$$R_{S} = \frac{U}{I} = \left(\frac{10}{2} \cdot 10^{-2} \div \frac{10}{5} \cdot 10^{-3}\right) = 500 \div 2000 \ \Omega.$$



Fig. 8. 4 - Instalație analogică pentru transmiterea semnalului în curent constant: x - mărimea măsurată; u – tensiunea măsurată; I – curent continuu; A₀, A₁, A₂ – aparate; G - numărător; R_L - rezistența conductoarelor; R_S - rezistența aparatului de ieșire; ℓ – lungimea conductoarelor (20 – 80 km)

În cazul transmisiei în tensiune constantă, se folosește sursa de tensiune pentru semnale de intrare conform tabelului 7.2. Datorită influenței rezistențelor conductoarelor și modificării acestora când aparatele de ieșire consumă curent, apar erori de măsură. Avantajul metodei constă în faptul că toate receptoarele pot să aibă un terminal pus la pământ.

8.2.3. Procedee analogice de măsurare la distanță cu transformarea informației de tipul frecvență – structură

Procedee cu frecvență variabilă

La această metodă, mărimea măsurată se transformă în semnal electric cu frecvența proporțională cu valoarea mărimii măsurate (procedeul analogicfrecvență). Variația frecvenței se realizează de obicei într-un circuit oscilant, prin modificarea inductanței sau capacității. În figura 8.5 este prezentată schema principială analogic-frecvență de transmitere fără contact a mărimii măsurate, la distanțe mici, când se măsoară momentul de rotație.



Fig. 8. 5 - Instalație inductivă monocanal pentru transmiterea mărimii măsurate la distanță mică: ftr - frecvență purtătoare; M - punte de măsură; U - convertor de măsură; G - oscilator; B - baterie; BIT - bobină de inducție de transmisie; BIR - bobină de inducție de recepție; R - receptor de măsură cu discriminator; AI - aparat de ieșire; R - partea aflată în rotație; S – partea staționară

Modificarea rezistenței tensotraductorului din puntea de măsură M se traduce la ieșirea aparatului în frecvență proporțională cu momentul de rotație (modulație de frecvență a frecvenței medii). Alimentarea părții R care se rotește se face de la o baterie B, încorporată în aceasta. Partea staționară S recepționează semnalul indus în bobina BIR. Semnalul la receptorul de măsură R cu discriminator se transformă în tensiune de ieșire, în domeniul \pm (1 \div 10) V sau în curent de ieșire în domeniul \pm 20 mA, măsurată de aparatul de ieșire AI.

Acest procedeu se folosește pentru transmiterea fără contact la distanță mică (1 \div 100 cm), pentru frecvența de măsură f_M = 1600 Hz, a mărimilor fizice cum sunt forța, momentul de rotație, temperatura, cu utilizarea tensotraductoarelor, traductoarelor inductive sau termoelementelor, montate pe repere rotitoare.

Procedee analogice în impuls

Mărimile de măsurat pot fi transformate în succesiune de impulsuri prin mai multe procedee.

Procedeul frecvență – impuls

Numărul de impulsuri în unitatea de timp poate servi ca măsură a mărimii măsurate (figura 8.6.a). De obicei, frecvența de repetiție a impulsurilor este de 2 - 12, 5 - 15 sau 5 - 25 impulsuri pe secundă. Pentru că, în principiu, se pot transmite impulsuri cu orice frecvență, se poate considera că sistemele analogice funcționează continuu.



Fig. 8. 6 - Procedee de transmitere la distanță a seriei de impulsuri: a - metoda frecvență-impuls; b - modulația în durată a impulsurilor; c - modulația în fază a impulsurilor; d - modulația în amplitudine a impulsurilor; T - perioada dintre impulsuri, u₀ și u_x - tensiunea impulsului, respectiv a mărimii măsurate

Modulația în durată a impulsurilor

Mărimea măsurată, u_x se transformă în impulsuri dreptunghiulare cu tensiune maximă constantă u_0 și cu durate diferite t_x , proporționale cu semnalul de măsurat: $u_x \sim t_x$ (figura 8.6.b). Pentru o perioadă T, în receptor se obține semnalul măsurat $u_x \sim t_x/T$. La generatoarele mecanice de impulsuri, frecvența de repetare a impulsurilor, f = 1/T este de obicei de 1 Hz, iar la cele electronice 10 Hz. Eroarea de transmitere nu depășește 1 %.

Modulația de fază (de poziție) a impulsurilor

La această metodă, mărimea măsurată, u_{X_i} se transformă în intervalul de timp t_X , egal cu intervalul de la primul impuls scurt până la al doilea impuls scurt (figura 8.6.c). Când lungimea liniei de transmisie crește, această metodă este preferabilă celei anterioare.

Modulația de amplitudine a impulsurilor

Semnalul analogic de măsură, $u_x = f(t)$ poate fi reprezentat sub forma unei succesiuni de impulsuri echidistante (figura 8.6.d), cu amplitudinea egală cu valoarea instantanee a semnalului. Acest semnal modulat se realizează ca și la multiplexorul în timp, de către comutatorul impulsurilor de interogare. După transmiterea semnalului și demodularea acestuia, se determină valoarea maximă a impulsului, care apoi, pentru scurt timp, se memorează dacă este necesar. Curba în trepte obținută este similară celei originale.

Modulația impuls cod

Impulsul modulat în amplitudine este transformat în formă numerică codificată în formă binară, după care semnalul se transmite în această formă. La demodulare, semnalul se transformă în convertorul numeric-analogic în semnal proporțional cu mărimea măsurată, care apoi se memorează pentru o scurtă durată. Acest procedeu se folosește în principal la multiplexoarele în timp.

8.2.4. Multiplexoare de frecvență

Instalația pentru transmiterea informațiilor măsurate conține deseori câteva canale care pot să funcționeze în același timp datorită multiplexoarelor de frecvență. În acest fel, se economisesc canale de transmitere (spre exemplu conductori). În sistemele cu modulația frecvenței subpurtătoare (figura 8.7) tensiunea semnalului măsurat provoacă modulația de frecvență în generatorul frecvenței subpurtătoare G.



Fig. 8. 7 - Schema principială a multiplexorului de frecvență cu modulația frecvenței subpurtătoare (sistemul telemetric FM - FM): u₁, ... u_n - tensiunile semnalelor măsurate; Ad - instalație de adaptare; G - generatoare de frecvență subpurtătoare; AA - amplificator amestecător; Tr - transmițător; R - receptor; D - detectorul frecvenței subpurtătoare; AI - aparat de ieșire

Toate semnalele frecvenței subpurtătoare se însumează în amplificatorul amestecător AA și semnalul rezultat modulează semnalul frecvenței de transmisie. De obicei, frecvența maximă de transmisie este 446 MHz, la puterea de circa 1 W. Pentru că, atât frecvența principală, cât și frecvența subpurtătoare sunt modulate, în acest caz procedeul se referă la dubla modulație de frecvență. În partea de recepție semnalul trebuie să fie detectat de două ori. La prima detecție, în receptor se obține suma tuturor frecvențelor subpurtătoare și, cu ajutorul filtrelor, sunt selectate frecvențele subpurtătoare. Redresarea în continuare, după fiecare filtru, dă tensiunea corespunzătoare mărimii măsurate transmise. Această tensiune cu banda de

maximum $f_M \approx 9$ kHz ajunge la aparatele de ieșire, se înregistrează pe hârtie sau bandă magnetică și poate fi utilizată pentru prelucrarea în continuare.

Multiplexoarele de frecvență pot avea canale subpurtătoare cu $f_M = 400, 800$ și 1200 Hz precum și $f_g = 37, 169, 433, 456$ și 466 MHz (aceste frecvențe se utilizează în medicină, biotelemetrie și industrie). Zona de recepție corespunde zonei vizibilității optice. Ea este egală cu aproximativ 30 km, când antena are înălțimea de 75 m. Aceste instalații, pentru erori admise de maxim 1%, sunt relativ costisitoare.

Modulația frecvenței subpurtătoare

Dacă frecvența subpurtătoare nu se modulează în frecvență ci în amplitudine, atunci dispar problemele datorate derivei nulului și oscilatoarele și demodulatoarele se simplifică. În acest caz însă erorile de amplitudine sunt percepute ca semnal de măsură.

8.2.5. Multiplexoare în timp

La acestea, canalele se cuplează pe rând, pentru transmiterea rezultatelor măsurătorilor.

În figura 8.8, este prezentată schema principială de transmitere cu multiplexare în timp cu n canale pentru transmiterea mărimilor analogice. La emițător și la receptor (la stația de comandă și la substație) se cuplează comutatorul K și respectiv comutatorul DK, la care se cuplează traductoarele tensiunilor măsurate $u_1, ..., u_n$ și respectiv aparatele de ieșire.



Fig. 8. 8 - Instalația pentru transmisia la distanță cu multiplexare în timp: x₁, ..., x_n - mărimi măsurate; u - tensiuni măsurate; Tr - transmițător; R - receptor; C - convertorul mărimii măsurate; K - comutator la emisie; M - modulator; DK - comutator la recepție; M - dispozitiv de memorie; AI - aparat de ieșire

Strobarea

În figura 8.9 se arată cazul când tensiunile de măsură, u_1 , u_2 și u_3 pe timpul ciclului de deplasare a comutatorului K se compară cu impulsul de interogare și apoi se transmit. Impulsul de sincronizare u_3 , transmis împreună cu acestea, comandă mișcarea comutatorului DK la partea de recepție.

Impulsurile de tensiune transmise, ca și la instalația din figura 8.8, se memorează pentru timp scurt în memoria canalelor separate. Cu ajutorul filtrului de frecvențe joase se reface curba originalului, care se înregistrează de aparatul de ieșire corespunzător.



Fig. 8. 9 - Strobare cu ajutorul multiplexorului în timp: a - tensiuni măsurate, variabile în timp; b - instalație cu comutator la recepție K, canal de transmisie și comutator la recepție, DK; c - forma semnalelor u transmise, cu impulsul de sincronizare, u_s

Banda de frecvență a filtrului de frecvențe joase trebuie să fie egală cu jumătate din frecvența de rotație a comutatorului.

În practică, frecvența de repetare a impulsurilor f, se alege cel puțin de două ori mai mare decât frecvența armonicii superioare, f_{max} a semnalului transmis, în mod frecvent, $f_i \ge 5 f_{max}$.

Comutația

Semnalele care se modifică rapid necesită fie comutatoare cu viteză mare de rotație și cu număr mic de canale, fie utilizarea unor subcomutatoare ale comutatorului (figura 8.10). În limitele ciclului de strobare, conform figurii 8.10.a, se poate cu ajutorul comutatoarelor rapide să se culeagă mai des semnalul de frecvență înaltă. În cazul comutației lente (figura 8.10.b), semnalul de frecvență joasă se culege după fiecare al doilea sau al treilea ciclu. Cantitatea de date în cazul comutatorului rapid în fiecare ciclu de strobare a comutatorului principal se mărește de două ori (sau mai mult).

Semnalele măsurate selectate, ca și informația care apare sporadic cum sunt comunicările, comenzile, etc., după recunoașterea lor pot fi transmise o singură dată. În funcție de importanța acestora, diferitele date se pot transmite în ordine prioritară. Multiplexorul în timp poate fi cuplat într-un canal cu multiplexorul de frecvență. Dat fiind că la strobarea impulsului de tensiune măsurat în cazul modulației de amplitudine a impulsului, apar impulsuri până la 600 Baud și aceste impulsuri nu întotdeauna pot fi transmise prin conductori (spre exemplu de telefonie) atunci se folosesc alte metode de transmitere.

Pentru exemplificarea modului de funcționare a multiplexorului în timp să determinăm frecvența de repetare a impulsurilor de interogare, atunci când numărul canalelor este n = 15, 30, 60 și 90 și frecvențele corespunzătoare de rotire a comutatorului, $f_u = 200$, 100, 50 și 33,3 Hz.



Fig. 8. 10 - Instalație pentru comutație: a - comutația a patru canale echidistante cu comutator rapid; b - comutația cu ajutorul unui comutator principal KP și a unui subcomutator SK

Frecvența de repetare a impulsurilor pentru toate canalele are valoarea $f_i = n \cdot f_u = 3$ kHz, adică pentru toate canalele există 3000 de impulsuri de interogare pe secundă semnalul de măsurat poate fi interogat pe o perioadă mai mare de timp dacă se reduce numărul canalelor comutatorului.

Multiplexoare în timp cu modulația de fază a impulsului

În aceste aparate, mărimea măsurată este determinată ca intervalul de timp dintre fronturile impulsurilor i_1 și i_2 . Primul impuls în emițător și receptor produce o tensiune liniar crescătoare. Când această tensiune est

egală cu mărimea măsurată, în emițător se generează al doilea impuls i₂, odată cu apariția căruia încetează creșterea tensiunii în receptor. Această tensiune, corespunzătoare mărimii măsurate, se introduce în memorie și se transmite la ieșire. După terminarea ultimei interogări (de exemplu, cea de-a cincea), cu ajutorul unui impuls de durată mai mare se face sincronizarea instalației de recepție. Deoarece mărimea măsurată este proporțională cu intervalul de timp dintre fronturile impulsurilor, erorile datorate proceselor oscilatorii nu apar în schemă.

Multiplexoare în timp cu modulare numerică impuls cod

La transmiterea mărimilor măsurate la distanțe mari, când numărul de canale este mare, se acordă preferință reprezentării numerice a semnalelor în modulație impuls cod.



Fig. 8. 11 - Schema de structură a instalației pentru transmiterea datelor cu modulație impuls cod: a - transmițător (modulator); b - receptor (demodulator); $x_1, ..., x_n$ - mărimi măsurate; $u_{\beta 1}, ..., u_{\beta n}$ - tensiuni de ieșire; C - convertor mărime măsurată; A Φ - preamplificator cu filtru; MP - multiplexor; DMP – demultiplexor; BI - dispozitiv pentru blocarea interogării; CAN - convertor analogic-numeric; CNA - convertor numeric-analogic; Cpar - convertor paralel-serie; Cser - convertor serie-paralel; CC - convertor de codare; GSST - generator pentru extragerea semnalelor sincrone de tact (regenerator); IG - integrator-generator; L - logica de comandă; Npar și Nser - instalații pentru elaborarea numerică paralelă și serie a semnalelor

Tensiunea măsurată, u se compară cu semnalul de interogare, se cuantizează și apoi se transmite sub forma succesiunii numerice (figura 8.11). În receptor (figura 8.11.b), fluxul de informații după instalația de sincronizare se reface în regeneratorul GSST, în convertorul serie-paralel se transformă în formă bit-paralelă și, cu ajutorul convertorului numeric-analogic CNA, se transformă în impulsuri de ieșire de strobare. Demultiplexorul DMP repartizează semnalele pe filtrele Φ și, la ieșiri se obțin tensiunile u_{βn}, corespunzătoare mărimilor măsurate. Aceste instalații se folosesc fie în sistemele pentru prelucrarea rezultatelor măsurătorilor cu întârziere în timp, fie în sistemele pentru înregistrarea numerică sincronă și prelucrarea ulterioară.

Cuantizarea

Nivelurile tensiunilor u_1 , u_2 ..., obținute în procesul de strobare la momentele t_1 , t_2 ... (figura 8.12.a), se transformă în cod binar în convertorul analogic-numeric. În acest fel, se formează cuvinte binare, care se transmit în serie (figura 8.12.b, c, d), în sistemul binar. Cuvântul cu n = 3 biți permite o rezoluție a mărimii măsurate cu $2^3 = 8$ intervale de cuantizare (trepte de amplitudine). Lungimea fiecărui cuvânt numeric cu n = 3, 8, 12, ... biți este determinantă pentru obținerea rezoluției și preciziei întregului sistem.

Dacă n = 3 biți, rezoluția corespunzătoare este de 2^3 trepte, sau rezoluția relativă este egală cu $2^{-3} = 0,125$. Eroarea de cuantizare la convertorul analog-numeric este de $\pm 0,5$ bit, însemnând o eroare relativă de $\pm 6,25\%$. Valoarea rezoluțiilor relative Q pentru diferiți pași de cuantizare, corespunzător interpretării binare n, care se pot întâlni în tehnica de măsurare este prezentată în tabelul 8.1.

PARAMETRI	n						
	7	8	9	10	11	12	14
NUMERE DE CUANTIZARE J	27	2^{8}	2^{9}	2^{10}	2^{11}	2^{12}	2^{14}
	128	256	512	1024	2048	4096	16384
REZOLUȚIE RELATIVĂ Q (%)	0,8	0,4	0,2	0,1	0,05	0,025	0,0125

Tabel 8.1. - Cuantizarea mărimilor măsurate pentru diferite numere binare n

Frecvența de interogare se alege de obicei mai mare decât frecvența maximă, f_{max} , a semnalului de măsurat. De obicei $f_p \approx 5 \cdot f_{max}$, caz în care coeficientul distorsiunilor neliniare nu depășește 1%. În intervalul $t_1 - t_2$ dintre impulsuri se pot transmite cuvintele de cod pentru alte canale de măsură. Ciclul de strobare include durata de transmitere a cuvântului de sincronizare și a unui cuvânt-număr pentru fiecare canal. Prin controlul de paritate a codului se poate obține orice precizie de transmitere dorită.

Pentru transmiterea semnalelor la multiplexoarele cu modulație numerică impuls cod, se folosesc următoarele coduri binare NRZ; NRZ-C;

NRZ-S, RZ; BiΦ-L; BiΦ-M; BiΦ-S; DM-NRZ-M; DM-NRZ-S. Cele mai utilizate sunt procedeele NRZ-C, când 1 reprezintă un anumit nivel, iar 0 cel invers (figura 8.12.c), precum și metodele BiΦ-M, cu schimbarea nivelului la fiecare început de cuvânt, astfel că 0 nu poate fi a doua schimbare a nivelului, iar după 1, a doua schimbare a nivelului se produce cu 0,5 bit mai târziu (figura 8.12.d).



Fig. 8. 12 - Cuantizarea la modulația impuls cod: a - cuantizarea cu t interogări a tensiunii de măsurat u_x în cazul a j_z zecimale sau j_N trepte numerotate ale valorilor instantanee u în sistemul binar; b - cod de cuantizare în formă binară; c - forma tensiunii în cazul codării naturale în sistemul binar NRZ - C; d - forma tensiunii în cazul codării cu schimbarea duratei impulsurilor la începutul fiecărui rang nou BiΦ-M

La metoda E-NRZ, pentru obținerea densității maxime de informație, la fel ca și la procedeul NRZ (adică în cod binar obișnuit), în fiecare grupă de informatie se introduc codurile de parităti. În acest fel, se obtine o densitate a informației pe bandă magnetică de până la 1 MB/s. Eroarea relativă care se obține în acest caz nu depășește 10^{-7} . Pentru exemplificare, să determinăm numărul maxim al pașilor de cuantizare și frecvențele maxime ale semnalului de măsurat, f_{max}, care se pot obține la transmiterea cu modulație impuls cod a cuvintelor cu $n_1 = 8$, $n_2 = 10$ și $n_3 = 12$ bit, când volumul informației de transmis este de $f_b = 3$ MB. Numărul cuantelor $j = 2^n$ și, în conformitate cu tabelul 8.1, $j_1 = 256$, $j_2 = 1024$, $j_3 = 4096$. Dacă la frecvența f_M se face numai o singură interogare, atunci este necesară cantitatea de informație $f_T = n f_M$. In practică, pe durata unei perioade se fac cel puțin cinci interogări și, din această cauză volumul informației este: $f_b = 5 \cdot n \cdot f_M$. De aici, se obține frecvența maximă, $f_{max} = f_b/5$ sau $f_{max1} = 2 \cdot 10^6/5 \cdot 8 = 50$ kHz; $f_{max2} = 40$ kHz $si f_{max3} = 33,3 \text{ kHz}.$ 372

9. PRELUCRAREA ELECTRONICĂ A REZULTATELOR MĂSURĂTORILOR

Problema principală a prelucrării rezultatelor măsurătorilor se referă la generalizarea informației și la reducerea volumului acesteia pentru obținerea datelor caracteristice determinante despre proces. În acest fel, apar următoarele probleme parțiale:

- transformarea reprezentării informației;
- transferarea mărimilor fizice și a condițiilor experimentului la cele normale;
- stabilirea legăturilor dintre semnalele măsurate și funcțiile matematice;
- determinarea legăturilor matematice dintre rezultatele obținute;
- determinarea valorilor limită a parametrilor procesului;
- alcătuirea diagramelor;
- analiza posibilităților de reducere a vitezei de primire și a cantității de informații obținute, reducerea parametrilor de influență;
- determinarea caracteristicilor procesului și a influenței acestora asupra rezultatelor finale.

Datele măsurate pot fi prelucrate în circuitele de măsură fie imediat în procesul de măsurare, fie după memorare intermediară, prin înregistrare mecanică sub forma graficelor sau pe suport magnetic. Semnalele măsurate se reprezintă deseori în formă deterministă pentru procesele variabile periodice sau continue sau în formă stohastică pentru procesele care variază neregulat.

9.1. Aparate de calcul

Acestea se utilizează în circuitele de măsură pentru prelucrarea semnalelor măsurate prin realizarea diferitelor operații de calcul cu acestea.

9.1.1. Aparate de legătură

Aceste aparate servesc pentru legătura a două sau mai multe semnale de măsură.

Adunarea și scăderea

Pentru obținerea sumei u în aparatul de adunare (figura 9.1) este necesară respectarea condiției:

$$= -A \cdot (w_1 a + w_2 b + \ldots + w_n n + \ldots)$$

unde a, b, ..., n sunt mărimile de intrare, $w_1, w_2, ..., w_n$ - sunt coeficienți de ponderare și A amplificarea. În cazul a două tensiuni de intrare, se obțin următoarele tensiuni de ieșire:

$$u_{\beta} = w_1 u_{\alpha 1} + w_2 u_{\alpha 2}$$

pentru adunare, respectiv:

$$u_{\beta} = w_1 u_{\alpha 1} - w_2 u_{\alpha 2}$$

pentru scădere.

Când la intrare se aplică n tensiuni u_{α} pe rezistențele de intrare R_{α} în cazul amplificatorului operațional ideal, sumatorul (figura 9.1.b) dă următoarea tensiune de ieșire:

$$u_{\beta} = -R_{g} \left(\frac{u_{\alpha 1}}{R_{\alpha 1}} + \frac{u_{\alpha 2}}{R_{\alpha 2}} + \dots + \frac{u_{\alpha n}}{R_{\alpha n}} \right)$$

În aparatul de scădere (figura 9.1.c), în cazul amplificatorului diferențial ideal, tensiunea de ieșire este:

$$u_{\beta} = \frac{R_{\alpha 1} + R_{g}}{R_{\alpha 1}} \left(\frac{R_{g}}{R_{\alpha 2} + R_{g}} u_{\alpha 2} - \frac{R_{g}}{R_{\alpha 1} + R_{g}} u_{\alpha 1} \right)$$

Când $R_{\alpha 2} = n \cdot R_{\alpha 1}$ și $R_{\beta} = n \cdot R_{g}$, rezultă

$$u_{\beta} = (u_{\alpha 2} - u_{\alpha 1}) \frac{R_g}{R_{\alpha 1}}$$

Dacă $R_{\alpha 1} = R_g$, se produce scăderea nemijlocită și tensiunea de ieșire este:

$$u_{\beta} = u_{\alpha 2} - u_{\alpha 1}$$



Fig. 9. 1 - Instalații analogice pentru obținerea sumei și diferenței mărimilor; a – reprezentarea sumatorului; b – amplificator operațional inversor ca sumator analogic; c – amplificator diferențial ca instalație pentru obținerea diferenței mărimilor; (u_{α} și u_{β} sunt mărimile de intrare, respectiv de ieșire)

Dacă diferența dintre tensiunile de intrare este mică, datorită inegalității amplificării pe fiecare intrare, precum și datorită inegalității rezistenței rezistoarelor cuplate la amplificatorul operațional, poate apărea o eroare mare, care poate fi micșorată utilizând schema de scădere cu două amplificatoare operaționale.

Înmulțirea și împărțirea electronică analogică

Schemele pentru înmulțire și împărțire sunt prezentate în figura 9.2.c. Pentru mărimile de intrare a și b și coeficientul w, semnalele de ieșire se pot scrie astfel:

pentru schema de înmulțire: $u = \omega ab$; pentru schema de împărțire: u = a/b



Fig. 9. 2 - Înmulțitoare și împărțitoare analogice; a, b – marcarea înmulțitoarelor și împărțitoarelor; c – schema de structură a înmulțitorului – împărțitorului cu rezistențe de intrare de valoarea $R = 90 \text{ k}\Omega$ și $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$

La schema din figura 9.2.c, tensiunile de intrare (sau curentul), după trecerea prin blocurile de logaritmare BL, se transformă în semnale proporționale: log x, log y, log z, care se aplică la schema de însumare în cazul înmulțirii sau la schema de scădere în cazul împărțirii. Schema AL de antilogaritmare dă la ieșire următoarea funcție de transfer:

$$u_{\beta} = \frac{10}{9} \frac{u_{y}u_{z}}{u_{x}} - \frac{10}{9} \frac{u_{y}u_{z}}{i_{x}}$$

Cu ajutorul acestei scheme principale este posibilă realizarea ridicării la putere și a extragerii radicalului.

Înmulțirea cu ajutorul traductoarelor Hall

Atunci când se folosesc traductoare Hall ca instalații pentru înmulțire, se utilizează o placă semiconductoare H, cu grosimea d, prin care se trece curentul de comandă i_s , plasată într-un câmp magnetic cu inducția B (figura 9.3).

Între electrozii dispuși pe placă perpendicular pe direcția curentului de comandă, apare tensiunea Hall, cu valoarea: $U_H = R_H i_S \frac{B}{d}$, unde R_H este constanta Hall. Când R_H și d sunt constante, $U_H \sim i_S \cdot B$.

Dacă una din mărimile măsurate, x_1 este proporțională cu tensiunea de comandă u_{M1} și cu i_s, iar cealaltă mărime x_2 proporțională cu i_{M2}, deci cu inducția câmpului magnetic B, ($x_1 \sim u_{M1}$ și $x_2 \sim u_{M2} \sim B$), tensiunea Hall este: $U_H \sim i_S \cdot B \sim x_1 \cdot x_2$



Fig. 9. 3 - Schema traductorului Hall; H - element semiconductor; U_x – tensiunea Hall; u_{M1} – tensiunea măsurată, proporțională cu curentul de comandă i_S ; i_{M2} – curentul măsurat proporțional cu inducția B

Banda de frecvență la înmulțirea cu ajutorul traductoarelor Hall este de circa $0 \div 200$ Hz. La frecvențe mai mari apar erori, în primul rând datorită curentului i_{M2} care produce câmpul magnetic.

9.1.2. Aparate funcționale

Aceste aparate transformă semnalul de intrare în semnal de ieșire determinat precis de o anumită formulă matematică.

Aparatul de logaritmare

Pentru obținerea și înregistrarea mărimilor măsurate care se modifică în limite mari, de câteva ordine de mărime, se folosesc amplificatoare cu caracteristică logaritmică (fig. 9.4.a).

În circuitul de reacție al amplificatorului operațional AO este legat tranzistorul T (emitor – colector). Dacă prin circuitul de colector al tranzistorului trece un curent foarte mic (0,1 ÷ 1 pA), in limita părții exponențiale a caracteristicii joncțiunii, atunci tensiunea de ieșire u_{β} este proporțională cu logaritmul tensiunii de intrare u_{α} . Caracteristica acestei instalații este liniară în limitele a 5 ÷ 9 ordine de mărime ale u_{α} . $u_{\beta} \sim \log u_{\alpha}$.



Fig. 9. 4 - Amplificator logaritmic: a – schema principială cu amplificator operațional și tranzistor; b – dependența tensiunii de ieșire u_{β} în funcție de tensiunea de intrare u_{α}

Aparate de diferențiere și integrare automată

Aceste aparate generează un semnal de ieșire, a cărui durată depinde de semnalul de intrare. La integratorul analogic obișnuit (figura 9.5.a), tensiunea de ieșire este:

$$\mathbf{u} = -\mathbf{A}\left[\mathbf{C}(\mathbf{t}=0) + \int_{0}^{t} (\mathbf{w}_{1}\mathbf{a} + \mathbf{w}_{2}\mathbf{b})d\mathbf{t}\right]$$

unde a și b sunt mărimi de intrare, w_1 și w_2 sunt coeficienți de ponderare, A amplificarea și C o constantă depinzând de condițiile inițiale.

Schema analogică de integrare prezentată în figura 9.5.b conține un amplificator operațional AO cu impedanță și amplificare mari $(A \rightarrow -\infty)$, având condensatorul C în circuitul de reacție negativă, constanta de integrare U₀, comutatorul S, prin cuplarea căruia începe procesul de integrare. Într-o astfel de schemă se obține în același timp integrala sumei a două tensiuni u_{α1} și u_{α2}:

$$u_{\beta} = -\frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} \left(\frac{u_{\alpha 1}}{R_{\alpha 1}} + \frac{u_{\alpha 2}}{R_{\alpha 2}} \right) dt + U_0$$

Tensiunea de ieșire a circuitului RC din figura 9.5.c este (dacă reactanța capacitivă este mult mai mică decât rezistența R și dacă i $\sim \frac{u_{\alpha}}{R}$):

$$u_{\beta} = \frac{1}{RC} \int u_{\alpha} dt \, .$$

La integratorul numeric (figura 9.6.a), după transformarea tensiunii măsurate în frecvență de către convertorul tensiune-frecvență, se realizează 377 integrarea cu numărătorul N, care elaborează tensiunea de ieșire. La integrarea electronică a mărimilor de intrare, de exemplu, 20 mA sau 10 V, frecvențele maxime ale impulsurilor sunt proporționale cu 100 Hz.



Fig. 9. 5 - Integratoare analogice: a - simbol; b – schema de integrare cu amplificator operațional pentru două mărimi de intrare $u_{\alpha 1}$ și $u_{\alpha 2}$; c – circuit RC de integrare

La schema de structură a instalației numerice pentru înmulțirea cu integratorul (figura 9..6.b), ambele tensiuni de intrare, $u_{\alpha 1}$ și $u_{\alpha 2}$ se compară cu impulsurile de strobare cu o frecvență de exemplu de 10 MHz, rezultatele comparării se transformă în formă numerică în convertorul analog-numeric CAN, se codează în sistemul binar, iar apoi se înmulțesc în instalația Inm (datorită adunării numerelor codificate binar).



Fig. 9. 6 - Scheme de structură ale integratorului numeric: a – instalație de integrare numerică a tensiunii măsurate cu transformarea tensiune-frecvență și numărare cu numărătorul N; b – integrator numeric cu înmulțirea a două valori de ieșire $u_{\alpha 1}$ și

 $u_{\alpha 2}$; II – instalație de integrare; CAN – convertor analogic-numeric; Inm – înmulțitor; N – numărător; AI – aparat de ieșire; Sum – sumator cu instalație de durată a integrării DI

Produsul $u_y = u_{\alpha 1}u_{\alpha 2}$ în instalația de însumare Sum comandată de instalația de durată a integrării DI, se însumează, adică are loc procesul de integrare. Prin numărătorul N, rezultatul în forma zecimală se transferă la AI. Schemele de derivare sunt aceleași ca cele din figura 9.5.b,c dar cu pozițiile schimbate între R și C, dar acestea nu sunt des utilizate la măsurătorile electrice ale mărimilor neelectrice datorită sensibilității înalte la perturbațiile de frecvență înaltă.

9.2. Analiza spectrală a semnalelor de măsură

Pentru determinarea spectrului de frecvență al semnalului măsurat u, reprezentarea temporală a acestuia, u = u(t), se transformă în reprezentare spectrală u = u(f) (figura 9.7.a,b). În acest scop, se face transformarea matematică (cu ajutorul seriilor Fourier, integralelor Fourier și Laplace) sau se face analiza spectrală cu ajutorul aparatelor. Semnalul variabil stohastic are spectrul de frecvență continuu. La analizorul spectral electronic, semnalul de intrare cu tensiunea u se trece prin diferite filtre în diferite momente de timp sau se aplică în același timp la mai multe filtre în paralel și, în acest fel, se obțin componente spectrale separate care se găsesc în benzi înguste de frecvență Δf .



Fig. 9. 7 - Schema de structură a analizatorului spectrului de frecvență u (t) tensiunea măsurată de frecvență f, f_0 – frecvența variabilă a oscilatorului G, f_I = f – f₀ – frecvența intermediară, A – amplificator, M – mixer, Φ – filtru, R – redresor, AI – aparat de ieșire, IC – instalație de comandă

În figura 9.7 se prezintă schema de structură a analizatorului spectrului de frecvență. La acesta, prin schimbarea frecvenței f_0 în procesul de analiză pe durata câtorva minute, din semnalul măsurat u(t) se extrag componentele separate de frecvență f din frecvența intermediară $f_I = f - f_0$. Amplitudinea acesteia, selectată cu ajutorul filtrului Φ și redresorului R, se înregistrează în aparatul de ieșire AI programat în funcție de principiul său de funcționare în valori ale tensiunii maxime sau efective. Oscilatorul G și aparatul de ieșire (aparat de înregistrare sau oscilograf) se sincronizează de

către instalația de comandă IC in concordanță cu componenta de frecvență f analizată. La analizoare, pe timpul măsurătorii se mențin constante fie banda Δf a filtrului, fie raportul $\Delta f/f$.

Analizoare în timp real

Transformarea Fourier foarte rapidă se realizează la analizatoarele care funcționează în timp real, în care se măsoară în același timp semnalul care trece printr-un număr mare de filtre paralele (30 - 400), de exemplu filtre cu frecvențele centrale f de la 20 Hz la 20 kHz (figura 9.8).



Fig. 9. 8 - Schema de structură a analizatorului în timp real, pentru analiza tensiunii de măsură u(t), A – amplificator de intrare; Φ - filtru; M – instalație de memorare; MP – multiplexor; AI – aparat de ieşire; IC – instalație de comandă

În fiecare canal, care conține un detector D, se determină valoarea efectivă a tensiunii măsurate și aceasta se memorează în instalația e memorare. În continuare, toate canalele, cu ajutorul multiplexorului MP, se cuplează la aparatul de ieșire AI cu afișare pe ecran.

Banda frecvențelor măsurate la analizoarele de frecvență joasă este de obicei în domeniul de la 0,1 Hz până la 100 kHz. Rezoluția în frecvență (banda de trecere a filtrului selectiv) la diferite analizoare se găsește de obicei în limitele de la 1 până la 1000 Hz, sau de la 0,1 până la 30 % din frecvența măsurată. Diferența în amplitudini la trecerea spre frecvența filtrului alăturat este de 100 dB.

Analizoarele spectrului de frecvență se folosesc în principal pentru studiul proceselor oscilante și determinarea frecvențelor rezonante și ale oscilațiilor parazite în diferite instalații.

Pentru studierea semnalelor oscilante periodice complicate din punct de vedere al formei, cu multe armonici, sunt de preferat analizoarele cu bandă de trecere constantă, iar când oscilațiile sunt instabile, sunt de preferat analizoarele cu raport constant $\Delta f/f$. Pentru realizarea studiilor obișnuite, în

general este suficientă utilizarea analizoarelor cu bandă de trecere largă, de exemplu cu filtre cu $\Delta f/f = 23$ % sau chiar cu filtre de octavă, cu $\Delta f/f = 70$ %. Analizorul cu bandă de trecere dată poate fi utilizat pentru măsurarea în altă gamă de frecvență, dacă se modifică frecvența semnalului de măsurat cu ajutorul magnetofonului prin variația vitezelor de înregistrare.

9.3. Analiza de corelație a semnalelor de măsură

Transformările Fourier pot fi utilizate atât pentru analizele de frecvență, cât și pentru cele de corelație. În acest caz, ambele metode dau aceeași informație despre semnal, dar în forme diferite.



Fig. 9. 9 - Schema de structură a corelatorului electronic pentru analiza de corelație automată și încrucișată a tensiunilor măsurate u₁ și u₂ în pozițiile comutatorului S₁ și S₂; BI – bloc de întârziere; Înm – înmulțitor; I – integrator; IC – instalație de comandă; AI – aparat de ieșire

La analizatorul electronic de corelație (figura 9.9), când comutatorul S este cuplat, semnalul măsurat $u_1(t)$ se înmulțește în instalație cu funcția $u_1(t - \tau)$, care reprezintă semnalul $u_1(t)$ deplasat în timpul τ în blocul de întârziere BI, produsul funcțiilor se aplică la integratorul I și se mediază pe durată de timp suficient de mare de integrare. În final, se obține funcția de autocorelație:

$$\Phi_{11}(\tau) = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} u_1(t) u_1(t-\tau) dt$$

În corelatorul electronic din figura 9.9, procesele de deplasare în timp, de înmulțire și mediere, corespunzătoare operațiunilor din formula de mai sus se fac automat.

Funcția $\Phi_{11}(\tau)$ are un maxim când $\tau = 0$, corespunzător valorii pătratice medie și tinde la zero odată cu creșterea lui τ , cu atât mai repede cu cât este mai greu de reglat procesul analizat.

Fiecărei armonici cu perioada T a funcției măsurate $u_1(t)$ îi corespunde de obicei maximul pozitiv al funcției de corelație când $\tau = T$, pentru că, în acest caz, se manifestă o mai mare asemănare a componentei periodice a funcției măsurate și a funcției deplasate în timp.

În figura 9.10 se arată principial formarea funcției de autocorelație $\Phi_{11}(t)$, a funcțiilor periodice $u_1(t)$ și $u_1(t - \tau)$ pentru timpii de deplasare $\tau = 0$, 0,25·T și 0,5·T.

În figura 9.10.a,c se arată de asemenea produsul $u = u_1(t) \cdot u_1(t - \tau)$ și valoarea sa medie, U_m .



Fig. 9. 10 - Autocorelația tensiunii sinusoidale u_1 cu tensiunea $u'_1 = u_1(t - \tau)$, deplasată cu τ , produsul $u_1 \cdot u'_1$ și valoarea medie, U_m a produsului pentru diferiți timpi de deplasare în raport cu perioada T: $\tau = 0$ (a); $\tau = 0,25 \cdot T$ (b); $\tau = 0,5 \cdot T$ (c) și funcția de autocorelație Φ_{11} (d)

La analiza de corelație încrucișată se obține informația despre două semnale variabile diferite, reciproc legate, $u_1(t)$ și $u_2(t)$. În analizator se determină funcția de corelație $\Phi_{12}(\tau)$ ca valoare medie a produsului funcțiilor $u_2(t)$ și $u_1(t - \tau)$.

Funcția de corelație:

$$\Phi_{12}(\tau) = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} u_1(t-\tau) \cdot u_2(t) \cdot dt = \overline{u_1(t-\tau) \cdot u_2(t)}$$

se determină în corelatorul electronic (figura 9.79). Din rezultatele măsurătorilor se determină legătura reciprocă în frecvență dintre semnale măsurate, $u_1(t)$ și $u_2(t)$.

Funcțiile $\Phi_{11}(\tau)$ și $\Phi_{12}(\tau)$ se determină în timp real sau după memorarea intermediară, de exemplu pe suport magnetic, după măsurare. Pentru analiza de autocorelație sau corelație încrucișată sunt necesare de 382 obicei 100 ÷ 1000 de puncte de măsurare. Cu ajutorul analizoarelor de corelație se face studiul autocorelației, a corelației încrucișate, a valorii medii a semnalului și a repartiției de probabilitate. Funcția de autocorelație $\Phi_{11}(\tau)$ dă informații despre componentele periodice conținute în semnalul stohastic.

Analiza automată de corelație încrucișată permite studiul proprietăților sistemelor de reglare a proceselor. Proprietățile de transmisie ale sistemelor studiate sunt determinate nu numai sub forma caracteristicii de frecvență sau a reacțiilor la salturile regimurilor din sistem, dar și sub forma informației despre comportarea sistemului la deviațiile mici de amplitudine, despre regimul perturbațiilor (cu spectrul de frecvență de la 0 Hz până la frecvențe foarte înalte, precum și la funcția treaptă). Analiza de corelație încrucișată a zgomotelor și reacției sistemului elimină influența asupra rezultatelor măsurătorilor a perturbațiilor și ușurează obținerea reacției necesare pentru sistem. Metodele de corelație sunt utile la măsurarea vitezelor și fluxurilor.

BIBLIOGRAFIE

- 1. Bizicov V.A., ş.a. *Comanda nemijlocită a convertoarelor de frecvență*, Energoatomizdat, Moscova, 1985
- 2. Cebovski D.G., ş.a. *Dispozitive semiconductoare de putere*, Energoatomizdat, Moscova, 1985
- Damachi E., ş.a., *Electronică*, Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1979
- Dascălu D., Turic L., Hoffman I., *Circuite electronice*, Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1981
- Dănilă Th., ş.a., *Dispozitive şi circuite electronice*, Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1982
- Gorbacev G.N., ş.a. *Electronica industrială*, Energoatomizdat, Moscova, 1988
- Iablonovski F.M., ş.a. *Mijloace pentru reprezentarea informației*, Şcoala Superioară, Moscova 1985
- Ionel S., Munteanu R., *Introducere practică în electronică*, Ed. Facla, Timișoara, 1988
- Rudenko V.S., ş.a. *Bazele electronicii industriale*, Şcoala Superioară, Kiev, 1985
- Spînulescu I., Pârvan R., *Principiile fizice ale microelectronicii*, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1981
- Zabrodin Y.S. *Electronica industrială*, Şcoala Superioară, Moscova, 1982