

INSTRUCTIUNI DE PROTECTIE A MUNCII IN LABORATORUL DE ELECTROALIMENTARE

Prin natura activităților ce se desfășoară în laboratorul de electroalimentare, există riscul producerii de accidente. Aceste accidente pot avea cauze electrice, mecanice sau chimice. Evitarea lor se face prin respectarea strictă a modului de lucru indicat în conținutul lucrărilor, coroborată cu o manevrare atentă a materialelor și aparaturii de laborator.

Chiar dacă în modul de lucru conținut în lucrări se indică în mod special fazele potențial periculoase, este imperios necesar să se mențină o stare de atenție pe toată durata ședinței de laborator.

Cel mai bun mijloc de protecție este executarea atentă și conștientă a operațiilor aferente lucrării.

Accidentele de natură electrică, electrocutările, pot avea urmări diverse:

- arsuri de diverse grade în locurile de contact cu conductoarele sub tensiune;
- contracții musculare, involuntare și foarte puternice, care pot produce rupturi musculare;
- stări de comă;
- stop cardiac.

Cauzele care pot duce la electrocutări sunt multiple, dar frecvent apar datorită:

- manevrării neglijente a unor circuite, aparate, materiale, aflate principial sub tensiune (cele pe care se execută determinările de laborator și care, evident, nu pot fi izolate perfect, pentru că aceasta ar face imposibile măsurătorile);
- nerespectarea ordinii de realizare a circuitului, respectiv:
 - o la montare, alimentarea cu energie electrică este ultima operație care se efectuează;
 - o la demontare, sau modificare, prima operație este întreruperea alimentării cu energie electrică.
- defectarea accidentală a aparatelor sau a cordoanelor de alimentare, deteriorarea izolației acestora. În cazul în care există chiar bănuiala că unul dintre aparate, cabluri, etc. are izolația deteriorată, va fi chemat de urgență cadrul didactic, care va lua măsurile care se impun.

VERIFICAREA PREZENȚEI TENSIUNII PERICULOASE CA URMARE A UNEI DEFECTĂRI SE EFECTUEAZĂ NUMAI CU APARATELE DE MĂSURĂ SPECIALIZATE (VOLTMETRE) și în nici un caz organoleptic.

Accidentele de natură chimică pot surveni în urma manevrării neglijente, sau spargerii cuvelor de acumulatori sau elemente galvanice și pot consta în arsuri chimice sau iritații ale epidermei. Pătrunderea substanțelor chimice în ochi pot avea urmări grave.

Accidentele mecanice pot avea ca urmări contuzii, plăgi deschise, fracturi, etc. Acestea pot surveni din următoarele cauze:

- deplasare neglijentă prin laborator;
- manevrarea neglijentă a aparaturii și materialelor, eventual cu estimarea eronată a maselor acestora;
- efecte secundare ale accidentelor de natură electrică sau chimică.

Se interzice deplasarea sau manevrarea altei aparaturi sau altor materiale, necuprinse în lucrare, dar aflate în laborator, fără indicația expresă a cadrului didactic.

Sunt interzise cu desăvârșire în laborator joaca și "glumele" care pot cauza accidente de orice fel.

În cazul accidentărilor, se vor aplica măsurile de prim ajutor cunoscute, sub îndrumarea cadrului didactic.

ACUMULATOARE ELECTRICE

Acumulatorii electrice sunt o rezolvare foarte răspândită a problemei stocării energiei electrice (desigur, în curent continuu). Aceștia pot fi considerați elemente galvanice secundare, în care procesele electrochimice sunt reversibile, sensul acestora fiind determinat de sensul curentului electric ce apare între bornele de ieșire ale acumulatorului.

Tipul cel mai răspândit de acumulator este cel acid cu electrozi de plumb. Acesta se utilizează pentru stocarea unor cantități mari de energie sau în alte aplicații pentru care prețul este un criteriu determinant. Pentru aparatură de automatizări se folosesc acumulatorii alcalini, denumiți așa după natura electrolitului (hidroxid de sodiu sau potasiu), în care electrozii sunt confecționați din nichel - cadmiu, nichel - fier, nichel - zinc, argint - zinc etc.

ACUMULATOARE ACIDE CU PLUMB

Simplificat, un element de acumulator constă dintr-o cutie confecționată dintr-un material izolator, umplută cu o soluție de acid sulfuric diluat cu apă distilată, în care sunt imersați doi electrozi sub formă de plăci, unul dintre aceștia fiind de polaritate pozitivă și denumit anod, iar celălalt de polaritate negativă și denumit catod. Între electrozi se introduc membrane microporoase dintr-un material izolator electric, care împiedică atingerea reciprocă a celor doi electrozi (Fig. 1.1).

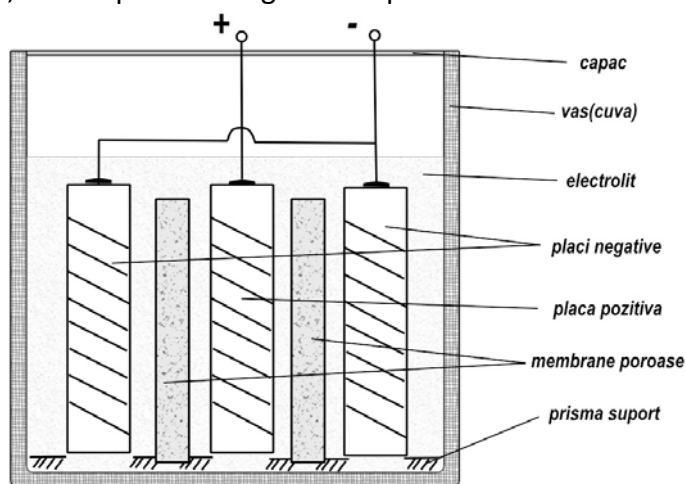
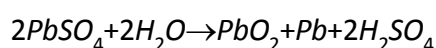


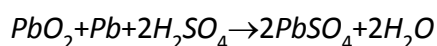
Fig. 1.1

La un element în stare încărcată, masa activă a catodului este dioxidul de plumb (PbO_2), iar la anod aceasta este formată dintr-o structură spongioasă de Pb . Electrolitul are densitatea cuprinsă între 1.27 și 1.29 g/cm^3 . În procesul de încărcare și descărcare, electrolitul ia parte activă. Pentru un element descărcat, densitatea electrolitului este cuprinsă între 1.15 și 1.26 g/cm^3 , în funcție de profunzimea descărcării. Prin încărcare, sulfatul de plumb din plăcile pozitive se transformă în acid sulfuric și dioxid de plumb, iar la plăcile negative în plumb spongios și acid sulfuric. (Reacțiile sunt cunoscute sub numele de teoria dublei sulfatări).



Combinarea a două molecule de apă cu sulfatul de plumb reface două molecule de acid sulfuric, care rămân în soluție crescându-i concentrația și duce la depunerea la electrozi de plumb atomic și de dioxid de plumb. În procesul de încărcare, tensiunea la bornele acumulatorului crește. La încărcare completă, tensiunea poate atinge 2.65 - 2.75 V/element. O încărcare prelungită peste 2.35V /element provoacă apariția unui proces secundar, de electroliză a apei și se degajă în atmosferă oxigen molecular și hidrogen molecular sub formă gazoasă. În acest fel, electrolitul crește în concentrație de acid sulfuric, fenomen nedorit care trebuie corectat prin adăugarea de apă distilată și prin limitarea tensiunii de încărcare la 2.35 V/element.

La descărcare, când se restituie energia stocată în acumulator, atât plăcile pozitive cât și cele negative se sulfatază progresiv, parțial sau total, în funcție de profunzimea descărcării. Procesul chimic este invers celui de la încărcare:



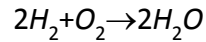
Sulfatul de plumb care se formează acoperă superficial sau profund electrozii, iar apa care apare mărește diluția electrolitului, făcând să crească rezistența internă a acestuia. Este evident că apa joacă un rol activ în exploatarea acumulatorului cu plumb și de aici rezultă importanța unei întrețineri corecte, cu completarea periodică a apei pierdute prin supraîncărcări. În procesul de încărcare, respectiv de descărcare, are loc un transfer de ioni. Acești ioni trec în ambele sensuri prin membrana separatoare dintre electrozi. Membrana, care separă mecanic electrozii (împiedică scurtcircuitul) trebuie să aibă porii suficient de mari încât să permită tranzitul ionic, dar și suficient de mici încât să blocheze trecerea particulelor metalice coloidale. În plus, membranele separatoare se caracterizează printr-o rezistență mecanică relativ mare, capabilă să suporte operațiile tehnologice și presiunea internă din exploatare. În stare încărcată, plăcile electrod au volumul minim; pe durata descărcării, sulfatul de plumb provine din combinarea plumbului atomic și al dioxidului de plumb, provoacă o creștere în volum a substanței active de 1.5 ... 1.8 ori. Suprapresiunea provocată de "dilatarea" plăcilor este suportată de membranele separatoare. Degradarea acestora provoacă apariția de scurtcircuite între plăci, ceea ce duce la scoaterea din funcție a elementului respectiv.

Unitatea de bază a unui acumulator este celula sau elementul, care se compune din două grupuri de plăci electrod, respectiv "n" plăci pozitive, cu $n \geq 1$ și $n \leq 15$, care se leagă în paralel prin intermediul unor punți de plumb, constituind grupul anodic al elementului, și "n+1" plăci negative, legate în paralel tot prin sudură cu punți de plumb, constituind grupul catodic. Cele două grupuri se montează întrețesut, astfel ca fiecare placă de un tip să se afle între două plăci de tipul complementar (cu excepția plăcilor extreme), între plăcile alăturate introducându-se membrane separatoare. Ansamblul de grupuri se introduce într-un vas izolant, confecționat din sticlă pentru acumulatorii staționare sau din materiale cu rezistență mecanică sporită pentru acumulatorii care se folosesc pe vehicule, respectiv ebonită (mai rar în prezent), polipropilenă-copolimer, ABS, polistiren, PCV plastifiat etc. La variantele moderne s-a impus polipropilena-copolimer pentru rezistența mecanică și chimică superioară, permițând totodată etanșarea.

Electrolitul se introduce astfel încât să acopere plăcile electrod complet, iar nivelul electrolitului să se ridice cu 10...20 mm peste marginea superioară a acestora. Elementul se închide cu un capac din același material cu vasul, îmbinarea celor două fiind etanșă la acumulatorii portabile. În general elementele nu se închid ermetic, ci se prevăd cu un dop neetanș care îndeplinește mai multe funcții:

- permite evacuarea gazelor reținând particulele de electrolit;
- permite controlul nivelului de electrolit și prelevări în vederea determinării concentrației acestuia;
- permite completarea electrolitului sau înlocuirea acestuia în caz de necesitate.

Pentru acumuloarele fără întreținere, dopurile au o construcție specială, favorizând recombinarea hidrogenului cu oxigenul rezultate din electroliză la supraîncărcare:



iar apa rezultată este astfel recuperată.

PARAMETRII DE BAZĂ AI ELEMENTULUI ACUMULATOR

- Tensiunea electrică;
- Capacitatea electrică;
- Randamentul.

1. **Tensiunea electrică:** Aceasta este dată de diferența de potențial între electrozii elementului.

$$U = E_+ - E_-$$

Valoarea potențialelor de electrod este dată de formule empirice ca funcție de densitatea electrolitului (a cărei valoare depinde de starea de încărcare a elementului).

$$E_+ = 1.20 + 0.8d; E_- = 0.36 - 0.2d$$

de unde:

$$U = 0.84 + d$$

Pentru starea complet încărcată când $d = 1.28 \text{ g/cm}^3$ rezultă $U = 2.12 \text{ V}$.

Tensiunea la borne, în gol, pentru un element complet încărcat ($d = 1.28 \text{ g/cm}^3$), variază cu temperatura. Se prezintă câteva valori ale funcției de dependență:

TEMPERATURA	TENSIUNEA
[grad C]	[V]
40	2.145
30	2.131
20	2.117
10	2.104
0	2.091
-10	2.079
-20	2.066
-30	2.053
-40	2.040

TEMPERATURA	TENSIUNEA
-50	2.026
-60	2.013
-70	2.000

Valori caracteristice ale tensiunii electrice se consideră:

-*Tensiunea nominală (U_n)*, reprezintă tensiunea specifică a sistemului și are valoarea de 2.0 V. Aceasta se consideră ca fiind media între starea complet încărcată și starea descărcată, dacă descărcarea se face în regim de 20 h.

-*Tensiunea în gol (în circuit deschis), notată U_0* , reprezintă tensiunea la borne, fără consumator extern, pentru elementul complet încărcat, la 2 ... 3 h după terminarea încărcării, pentru electrolitul cu densitate normală 1.28 g/cm³ cu o toleranță de 0.01 g/cm³, are valoarea normală de 2.10 ... 2.15 V/element.

-*Tensiunea în sarcină (U_s)* are valori care depind de mărimea curentului de descărcare și de nivelul de descărcare a acumulatorului. Valoarea tensiunii în sarcină este mai mică decât tensiunea în gol și mai mare sau egală cu tensiunea la care se oprește descărcarea, respectiv tensiunea finală (U_f). Tensiunea finală variază între 1.80 ... 1.00 V/element; vezi fig.1.2.

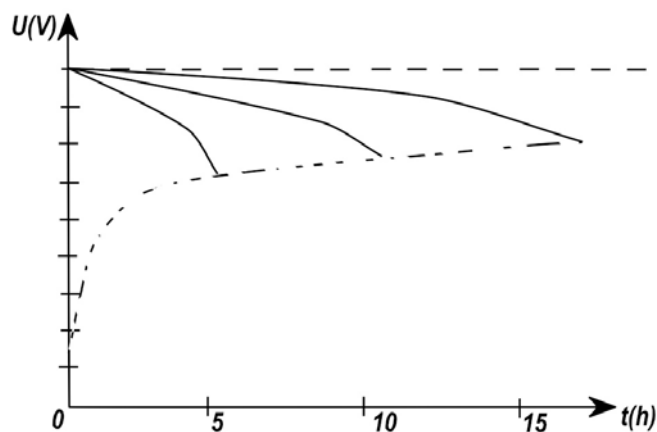


Fig. 1.2

-*Tensiunea de încărcare* depinde de sursa și metoda de încărcare; la încărcările rapide aceasta poate atinge 2.75 V/element, provocând pierderi însemnate de electrolit. In fig.1.3 se prezintă variația tipică a acestei tensiuni, pentru două regimuri de încărcare, de 3 h (curba a) și de 10 h (curba b). In încărcare rapidă, punctul critic "c" (de începere a procesului secundar de electroliză) se atinge după 1.85 h, când elementul este încărcat la 56%, în timp ce la încărcarea normală, acest punct se atinge după 7.25 h, la un grad de încărcare de 68%.

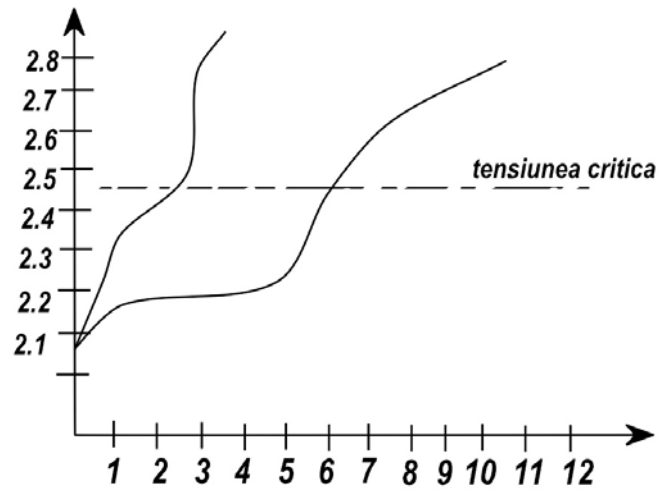


Fig. 1. 3

2. Capacitatea electrică C [Ah]:

$$C[\text{Ah}] = \int_0^t i_d d\tau = I_d t$$

depinde de următorii factori:

- Cantitatea de substanțe chimice active;
- Suprafața de lucru a plăcilor;
- Intensitatea curentului de descărcare (scade cu creșterea curentului debitat I_d);
- Temperatura mediului ambiant (crește cu temperatura);
- Viteza de autodescărcare, care exprimă pierderile în gol pe timpul depozitării.

În practică, capacitatea elementului se poate calcula cu relația empirică:

$$C_x = C_0 (I_0 / I_x)^k$$

unde:

C_x =capacitatea corespunzătoare regimului de descărcare;

C_0 =capacitatea nominală prevăzută de standarde;

I_x =curentul de descărcare;

I_0 =curentul de descărcare prevăzut de standard;

k =coeficient de calcul, egal cu 0.315 pentru

$3 \text{ h} < t_{\text{desc}} < 10 \text{ h}$.

3. **Randamentul**, referitor la cantitatea de electricitate și la energie, definit prin următoarele relații:

$$\eta_{Ah} = Q_{\text{desc}} / Q_{\text{inc}}$$

Pentru acumuloarele cu plumb, această valoare este de 0.84 ... 0.95.

$$\eta_{Wh} = W_{desc} / W_{inc}$$

Randamentul energetic este între 0.72 ... 0.85.

Rezistența internă are în general valori mici, mai mici decât în cazul acumuloarelor alcaline. Rezistența internă scade cu creșterea temperaturii și este invers proporțională cu capacitatea acumulatorului.

Regimurile de lucru ale acumuloarelor sunt:

- Încărcare - descărcare ciclică;
 - rapidă (1 ... 2 h);
 - lentă (3 ... 10 h);
 - foarte lentă ($t_{inc} = 10$ h, $t_{desc} \gg 10$ h).
- În tampon.

MATERIALE:

- Baterie de acumulatori acidă cu plumb tip auto de 12 V sau 6V;
- Element acumulator alcalin nichel - cadmiu.

APARATE DE LABORATOR:

- Voltmetru numeric de c.c. - V;
- Ampermetru de c.c. - A;
- Sursă de c.c. stabilizată max.30 V, 10 A - E;
- Redresor în punte - RP;
- Osciloscop - O;
- Reostat cu cursor - R;
- Cordoane de legătură.

MOD DE LUCRU:

1. Se studiază construcția unui acumulator cu plumb, utilizând elementul în vas de sticlă.
2. Se realizează circuitul din fig.1.4 și se reglează tensiunea maximă a sursei la 16 V și curentul maxim debitat la 5 A. Se încarcă bateria de acumuloare timp de 30 minute, notând tensiunea la borne din minut în minut. Se reprezintă grafic $U=U(t)$.

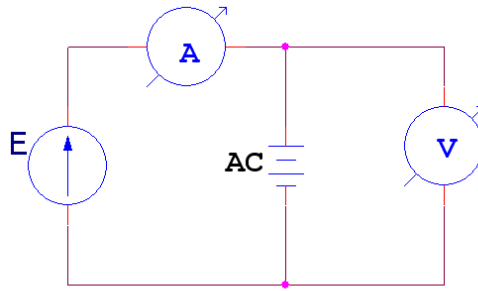


fig 1.4

Fig. 1.4

3. Se realizează montajul din fig.1.5. Se stabilește un curent de descărcare a acumulatorului de 1 A și se notează tensiunea de ieșire. Se descarcă acumulatorul cu un curent de 2 A, timp de 30 minute, notând tensiunea la borne la fiecare minut. Se reprezintă grafic $U=U(t)$. La sfârșitul descărcării se va micșora curentul de descărcare la 1 A și se va citi noua valoare a tensiunii. Se calculează rezistențele interne ale acumulatorului la începutul și sfârșitul descărcării cu relația:

$$r_i = -\Delta U / \Delta I$$

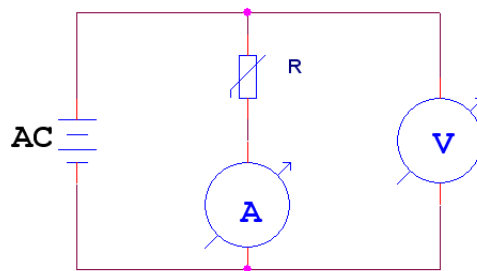


fig 1.5

Fig. 1.5

4. Se realizează circuitul din fig.1.6. Se vor vizualiza cu osciloscopul formele de undă ale tensiunii la borne și curentului de încărcare (forma curentului se va citi pe rezistența serie R, deoarece, pe rezistor, tensiunea și curentul sunt proporționale). Se determină pe osciloscop unghiul de conducție al punții.

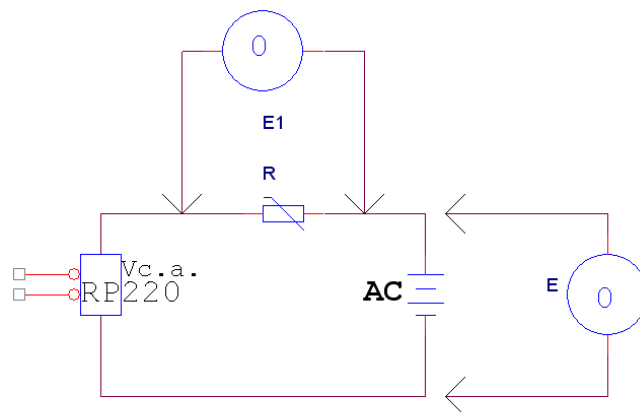


Fig 1.6

Fig. 1.6

5. Se va măsura tensiunea la borne pentru acumulatorul nichel - cadmiu.

VERIFICAREA CUNOSTINTELOR:

1. Descrieți construcția unui acumulator cu plumb.
2. Pe baza rezultatelor experimentale, apreciați gradul de încărcare al acumulatorului.
3. Cum se modifică unghiul de conducție al redresorului în funcție de încărcarea acumulatorului?
4. Scrieți relația care descrie curentul instantaneu de încărcare a acumulatorului alimentat prin puntea redresoare.
5. Calculați cantitățile de electricitate și energie vehiculate în timpul proceselor de încărcare - descărcare.
6. Observații personale.

BIBLIOGRAFIE:

- Boicu I., Stan A.I.- Electroalimentare, curs, IPB 1981.
- Stan A.I., David S.- CED și BLA, vol.1, Ed.Didactică și Pedagogică, București 1983
- Tomuța O, ș.a.- Acumulatoare pentru autovehicule, Ed.Tehnică, Buc.1990.

ELEMENTE GALVANICE

Elementele galvanice sunt surse primare de energie electrică, debitată sub formă de curent continuu. Se caracterizează printr-un singur ciclu de funcționare, procesele electrochimice care stau la baza producerii energiei electrice nefiind reversibile. Elementele galvanice sunt utilizate pe scară largă, atât în aparatura profesională cât și în cea casnică, iar domeniul de utilizare se extinde pe măsura reducerii consumului electric al echipamentelor, astfel încât devine mai eficientă soluția alimentării în această variantă, față de alimentarea de la rețea (ex. ceasuri electronice sau electromecanice, aparate de măsură portabile, etc.)

Energia electrică se obține prin transformarea directă și ireversibilă a energiei chimice. Deși se fabrică într-o gamă foarte largă de tipuri și dimensiuni, orice element galvanic este format din două conductoare de speța I, de obicei metale, imersate într-un conductor de speța a II-a, în general soluții acide, alcaline sau săruri metalice, aflat într-un vas confecționat dintr-un material electroizolant. În fig. 2.1 sunt reprezentate principalele componente ale unui element galvanic:

- 1 = diafragmă poroasă ce permite stabilirea unei legături electrice ionice;
- 2 = electrod negativ realizat dintr-un conductor de speța I electronegativ (zinc, fier, nichel ...);
- 3 = compartiment cu electrolit realizat dintr-un conductor de speța a II-a;
- 4 = electrod pozitiv realizat dintr-un conductor de speța I, electropozitiv (cupru, argint, mercur ...);
- 5 = compartiment cu electrolit (conductor de speța a II-a);
- 6 = vas din material electroizolant.

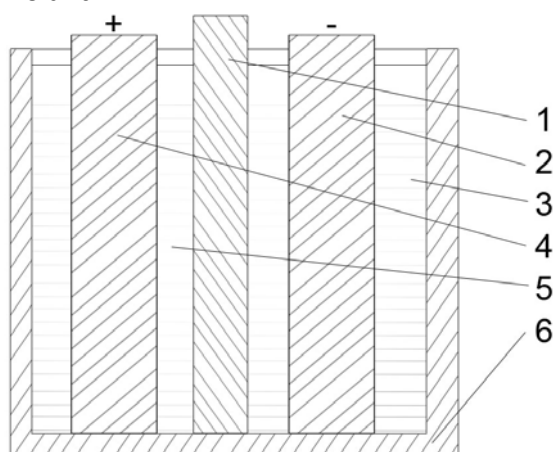


Fig. 2.1

Electrolitul, ca substanță activă, poate fi lichid, umed sau uscat. Electrozii sunt conductori electronici, metal sau cărbune, care vin în contact cu conductorul ionic, de regulă soluție ionică a metalului respectiv.

La suprafața de contact metal - soluție apare o diferență de potențial; aceasta se explică prin deosebirea de structură a celor două substanțe ce vin în contact. Metalul are rețea cristalină, constituită din ioni pozitivi, cu poziții fixe în cristal și electroni, dintre care, unii sunt ficși, iar electronii de valență sunt mobili, putându-se deplasa în cristal. Electrolitul este format din ioni pozitivi și negativi, în număr egal, mobili în soluție, obținuți în urma disociației electrolitice. Sarcinile electrice

globale, atât pentru electrozi cât și pentru electrolit, sunt nule.

La scufundarea unui metal în soluție, acesta tinde să treacă în această soluție, sub formă de ioni pozitivi (fig.2.2). Această tendință este caracterizată de tensiunea de disoluție electrolitică P , ce depinde de natura materialului. Datorită trecerii ionilor pozitivi din metal în soluție, suprafața metalului rămâne încărcată negativ, iar soluția se încarcă pozitiv. La suprafața de separație apare un strat dublu, care determină apariția unei diferențe de potențial. Acest strat dublu, cu sarcină electrică totală nulă (datorită echilibrului dinamic), prin atracția dintre sarcinile de semn contrar, împiedică trecerea altor ioni din metal în soluție, stabilindu-se astfel un echilibru, căruia îi corespunde o anumită diferență de potențial.

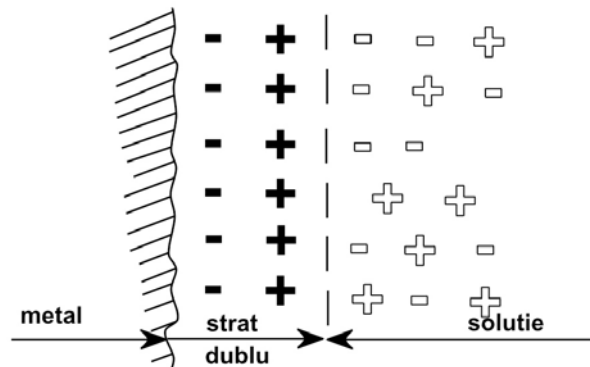


Fig. 2.2

Datorită presiunii osmotice p , ionii pozitivi din soluție tind să treacă în metal. Diferența de potențial dintre metal și soluție va depinde deci de mărimile P și p , existând trei situații posibile:

$P > p$: în metal apare un exces de electroni, deci se încarcă negativ;

$P = p$: nu există diferență de potențial;

$P < p$: în metal apare o lipsă de electroni, deci se încarcă pozitiv.

Diferența de potențial între metal și soluție se numește potențial de electrod. Electronii liberi și ionii din soluție se supun legii gazelor perfecte. Lucrul mecanic elementar al ionilor este:

$$dL = P \times dV$$

Deoarece $PV = RT$, rezultă:

$$P = RT/V$$

unde $R = 8314 \text{ J/kmol.K}$ și deci:

$$L = \int_{V_1}^{V_2} \frac{RT dV}{V} = RT (\ln V_2 - \ln V_1) = RT \ln \frac{V_2}{V_1}$$

Deoarece procesul este ireversibil:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{P}{p}$$

Rezultă:

$$L = RT \ln \frac{P}{p}$$

Mărima L reprezintă lucrul mecanic datorită presiunii osmotice la trecerea unui ion - gram din metal în soluție, fiind egal cu lucrul mecanic efectuat de un ion - gram de valență " n " într-un câmp electric (legea lui Faraday):

$$L = RT \ln \frac{P}{p} = enF$$

unde e reprezintă tensiunea electrică elementară de electrod, iar F constanta lui Faraday (9.65×10^4 C/mol).

Potențialul de electrod este deci:

$$e = \frac{RT}{nF} \ln \frac{P}{p}$$

acest potențial depinzând de:

- natura materialului (crește cu P și scade cu p);
- temperatura ansamblului electrod - electrolit (crește cu T);
- concentrația soluției (scade cu p).

Potențialul normal de electrod este acela care apare la scufundarea unui metal într-o soluție a sării metalului respectiv cu concentrația 1 n (1 normal = 1 ion-gram metal în 1 litru de soluție la 25°C). Se consideră potențial de referință și i se atribuie valoarea 0 potențialul normal de electrod al hidrogenului. În raport cu acesta se stabilesc potențialele de electrod ale altor elemente chimice. Realizarea practică a electrodului de hidrogen este foarte dificilă, astfel încât se utilizează ca electrod de referință electrodul de calomel (compus al mercurului). Potențialele de electrod ale unor elemente mai frecvent folosite în construcția elementelor galvanice sunt cuprinse în tabelul următor:

ELEMENT	POTENȚIAL [V]
Li	-3.02
Na	-2.71
Mg	-2.4
Mn	-1.05
Zn	-0.76
Fe	-0.44
Pb	-0.36
Ni	-0.25
H	0
Cu	0.34
O	0.41
Ag	0.81
Hg	0.86

ELEMENT	POTENȚIAL [V]
Cl	1.35
Au	1.5

Pentru a forma o sursă sunt necesari doi electrozi; sarcina se conectează între cei doi electrozi de potențiale diferite.

Diferența de potențial între electrodul pozitiv și electrodul negativ ai unei pile în gol se numește tensiune electromotoare. Ea depinde de aceiași factori ca potențialul normal de electrod și nu depinde de forma și mărimea electrozilor. De aceea elementele galvanice se pretează la miniaturizare. Pentru majoritatea elementelor galvanice, valoarea tensiunii electromotoare este cuprinsă între 0.8 ... 1.6 V.

La trecerea curentului prin electrolit, când în circuitul exterior al elementului galvanic a fost conectată o rezistență de sarcină, se produc fenomene de electroliză și unele reacții chimice, în urma cărora electrolitul și electrozii se consumă până la epuizare. Pentru acest motiv, elementele galvanice nu pot fi refolosite.

Datorită fenomenului de electroliză, electrodul pozitiv se acoperă cu un strat gazos care înrăutățește caracteristicile electrice prin două efecte principale:

- tensiunea electromotoare scade;
- rezistența internă a elementului galvanic crește.

Fenomenul de formare a unor bule de gaz pe suprafața electrozilor se numește polarizare și are ca efect scăderea curentului debitat și a randamentului. Pentru reducerea polarizării, în jurul electrozilor pozitivi se depune o substanță, numită depolarizant, care are rolul de a împiedica formarea bulelor de gaz.

ELEMENTUL LECLANCHE

Cel mai frecvent utilizat element galvanic este elementul Leclanche, format dintr-un electrod negativ din zinc, care formează chiar vasul elementului, un electrod pozitiv din cărbune, electrolit semiumed din soluție de clorură de amoniu și depolarizant (amestec de dioxid de mangan, grafit și negru de fum, în soluție de clorură de amoniu).

O secțiune printr-un element Leclanche este ilustrată în fig.2.3, unde se pot remarca următoarele părți componente:

- 1 – înveliș protector din carton sau plastic;
- 2 – vas cilindric de zinc (electrod negativ);
- 3 – baston de cărbune (electrod pozitiv);
- 4 – șaibă de carton;
- 5 – sac de tifon cu depolarizant;
- 6 – electrolit;
- 7 – disc de carton parafinat;
- 8 – rumeguș sau nisip;
- 9 – strat de rășină izolatoare;
- 10 – orificiu pentru evacuarea gazelor;
- 11 – capac metalic.

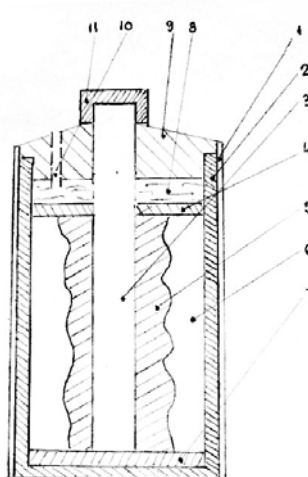


Fig. 2.3

PARAMETRI ELECTRICI PRINCIPALI

1. Tensiunea electromotoare E se determină pentru un curent debitat nul (trebuie deci măsurată cu voltmetre cu rezistență de intrare foarte mare).

2. Tensiunea la borne U_b depinde de valoarea rezistenței de sarcină și, în general, scade în timp, motiv pentru care aceasta se determină în două momente semnificative:

- U_b' - tensiune inițială la borne, care se măsoară după 10 secunde de la conectare (element galvanic nou);
- U_b'' - tensiune finală la borne care se măsoară la sfârșitul descărcării, depinzând de condițiile de exploatare.

Între tensiunea electromotoare E și tensiunea la borne U_b'' există relația evidentă:

$$U_b = E - R_i I_d$$

unde R_i reprezintă rezistența internă a elementului, iar I_d intensitatea curentului de descărcare.

3. Capacitatea de curent:

$$C[Ah] = \int_0^t I_d d\tau = \frac{1}{R_0} \int_0^t U_b d\tau$$

se poate exprima mai simplu când curentul de descărcare este constant:

$$C[Ah] = I_d t$$

Capacitatea de curent depinde de următorii factori:

- regimul de descărcare în timp (capacitatea este mai mare dacă descărcarea se face cu intermitență);
- valoarea curentului de descărcare (scade cu creșterea curentului);
- valoarea tensiunii finale la borne (pentru U_b'' mai mică, <valoare dictată de natura aplicației> capacitatea este mai mare;
- temperatura ambiantă (crește inițial cu temperatura, apoi se limitează).

MATERIALE:

-Elemente galvanice diverse și baterii de elemente galvanice;

APARATE DE LABORATOR:

-Voltmetru numeric de c.c. - V;

-Ampermetru de c.c. - A;

-Reostat de 190 ohm - R;

-Conductoare de legătură.

MOD DE LUCRU:

1. Se identifică elementele și bateriile galvanice notând datele inscripționate pe acestea: tipul, tensiunea nominală, producător, data fabricației. Aceste date vor fi înscrise într-un tabel de tipul:

Nr.	TIP	TENS.[V]	PRODUCĂTOR	DATA	TENS.MAS. [V]

2. Se măsoară cu ajutorul voltmetrului tensiunile în gol pentru toate elementele (bateriile) puse la dispoziție, iar rezultatele se trec în ultima rubrică a tabelului de mai sus.

3. Pentru un element se va realiza circuitul de descărcare prezentat în fig.2.4. Se reglează reostatul încât să se obțină un curent de descărcare de 50 mA. Se masoară tensiunea la borne din minut în minut pe o durată de 20 minute, valorile fiind trecute într-un tabel. Se va reprezenta grafic $U_b=U_b(t)$.

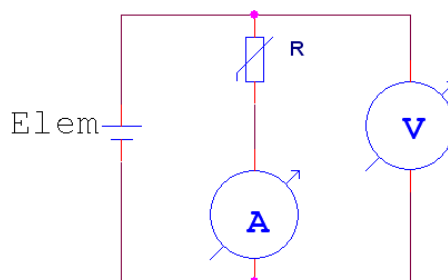


Fig 2.4

Fig. 2.4

4. La sfârșitul perioadei de descărcare se va mări curentul la 100 mA și se va citi noua valoare a tensiunii.

5. Se vor calcula valorile rezistenței interne ale elementului galvanic, înainte de descărcare și după, cu relațiile următoare:

$$r_{initial} [k\Omega] = (U_{tabel} - U_{50}) / 50mA$$

$$r_{final} [k\Omega] = (U_{50} - U_{100}) / 50mA$$

VERIFICAREA CUNOȘTINȚELOR:

1. Apreciați starea elementelor măsurate, în funcție de tensiunea la borne.
2. Care sunt elementele de identificare ale unui element galvanic?
3. Ce parametri electrici ai elementului galvanic sunt afectați de descărcare și în ce mod?
4. În ce condiții se măsoară tensiunea electromotoare a elementului galvanic? Dar tensiunea la borne?
5. Ce este capacitatea de curent a unui element galvanic și de ce depinde aceasta?
6. Observații personale.

BIBLIOGRAFIE:

- Boicu I., Stan A.I. - Electroalimentare, curs, IPB 1977;
- Stan A.I., Boicu I. - Electroalimentare, Lucrări de laborator, IPB 1975.

ELEMENTE REDRESOARE

Redresarea se efectuează cu dispozitive electronice neliniare, a căror comportare depinde de sensul curentului prin dispozitiv. Până la apariția dispozitivelor electronice au fost utilizate pentru redresare comutatoare mecanice (rotative) antrenate sincron cu tensiunea de redresat. Redresarea cu componente statice s-a realizat cu tuburi electronice vidate sau ionice, care au fost înlocuite treptat de redresoarele semiconductoare, cu cuproxid, inițial (nu se mai folosesc), cu seleniu (încă în funcțiune, pe alocuri), cu germaniu (scoase din fabricație, dar prezente încă în echipamente mai vechi) și cu siliciu.

REDRESOARELE CU SELENIU: Au fost utilizate pe scară largă, datorită anumitor avantaje:

- tehnologie simplă și ieftină de fabricație;
- răcire naturală sau cu plăci;
- suportă scurtcircuite de mică durată și suprasarcini;
- fiabilitate bună.

Există însă și dezavantaje:

- durată limitată de funcționare, peste care parametrii electrici se înrăutățesc mult;
- gamă de temperaturi restrânsă;
- dificultăți în utilizarea în medii corozive.

Redresorul cu seleniu constă dintr-o placă de oțel moale nichelat sau de aluminiu, sablată, pe care se depune seleniu, cu un grad maxim de impurificare de 0.1 - 0.2%. Electrocul pozitiv este format dintr-un aliaj de metal moale, cadmiu cu staniu sau plumb. Redresoarele cu seleniu pot fi conectate direct, fără elemente de egalizare, atât în serie cât și în paralel. Tendința este de a înlocui aceste redresoare cu diode cu siliciu.

REDRESOARELE CU GERMANIU: Au fost primele diode realizate în formă compactă, putându-se astfel obține gabarite mai reduse decât la redresoarele cu seleniu. Prezintă căderi de tensiune în sens direct relativ mici, comparabile cu redresoarele cu seleniu și curenți inverși mai mici. Au fiabilitate mai bună, dar sunt sensibile la temperaturi depășind 50 ... 60 grade C. Deoarece nu se mai fabrică, ele au fost și sunt înlocuite în echipamentele mai vechi, cu diode cu siliciu.

REDRESOARELE CU SILICIU:

Sunt foarte fiabile, cu durată de viață practic nelimitată în condițiile unor încărcări moderate. Se apropie mult de caracteristica ideală a diodei, fiind caracterizate de curenți inverși foarte mici, rezistențe directe mici. Prezintă, totuși o cădere de tensiune în sens direct mai mare decât diodele cu germaniu.

Majoritatea diodelor cu siliciu se realizează pe baza joncțiunii p-n, formată între două regiuni semiconductoare adiacente având tipul de conductibilitate diferit. În unele cazuri, joncțiunea se formează între materiale diferite (ambele semiconductoare, sau un semiconductor și un metal). Joncțiunea metal - semiconductor cu conducție unilaterală poartă numele de diodă Schottky. O comparație între diode pn și diode Schottky realizate pe același tip de semiconductor și având joncțiuni de arii egale pune în evidență faptul că, în conducție, tensiunea pe dioda Schottky este mai mică decât pe dioda pn, la același curent, în timp ce în blocare, curentul prin dioda Schottky este mai mare decât curentul prin dioda pn, la aceeași tensiune.

Clasificarea diodelor cu siliciu se poate face după mai multe criterii:

1. După tehnologia de fabricație:
 - prin aliere;
 - cu joncțiune mesa difuzată;
 - cu joncțiune planară difuzată;
 - cu joncțiune planară implantată ionic;
 - cu joncțiune metal - semiconductor (Schottky).
2. După modalitatea de montare a terminalelor pe diodă:
 - cu contacte lipite;
 - cu contacte aliate;
 - cu contacte presate;
 - variante mixte.
3. După încapsulare:
 - cu capsulă metalică;
 - cu capsulă din plastic;
 - cu capsulă din sticlă;
 - cu capsulă ceramică.
4. După viteza de comutare:
 - redresoare normale;
 - redresoare rapide (diode de comutație);
5. După puterea disipată:
 - de mică putere $P < 5W$;
 - de medie putere $5W < P < 100W$;
 - de mare putere $P > 100W$.
6. După programul de livrare:
 - pentru uz industrial;
 - pentru uz profesional;
 - în execuție THA (destinate mediilor corozive);
 - în execuție G (puternic corozive);
 - pentru uz didactic.

SOLICITĂRILE ÎN TENSIUNE ȘI CURENT ALE DIODELOR

În procesul de proiectare, prima condiție se referă la capacitatea de blocare a dispozitivului, deoarece o funcționare fiabilă impune ca tensiunile inverse de lucru să fie inferioare valorilor limită repetitive (V_{RRM} peak repetitive reverse voltage), sau nerepetitive (V_{RSM} peak reverse surge voltage), garantate de producător. Diodele semiconductoare sunt foarte sensibile la depășirea acestor valori, ele putând fi distruse în câteva microsecunde. Practic, supratensiunile pot atinge (la comutarea circuitelor inductive) valori de câteva ori mai mari decât tensiunea nominală, cu durate de zeci sau sute de microsecunde.

Redresoarele uzuale se distrug la puteri inverse mici, motiv pentru care niciodată nu trebuie atinsă tensiunea de avalanșă, exprimată, pentru utilizator (cu un coeficient de siguranță al producătorului) prin V_{RRM} sau V_{RSM} . Tensiunea inversă de lucru maxim admisibilă pentru această categorie de diode se calculează divizând V_{RRM} la un coeficient de siguranță în tensiune C_v cuprins între 1.5 ... 2.5. Valoarea minimă se alege când supratensiunile sunt cunoscute. Trebuie însă ca V_{RRM} să fie totuși superioară tensiunii de arc a siguranței din circuit (dacă aceasta există).

Coeficienții de siguranță apropiați de 2.5 sunt preferați pentru echipamentele cu diode care lucrează în medii industriale puternic afectate de perturbații electromagnetice, sau cuplate la rețele de putere mare unde pot apare supratensiuni de valori necunoscute, cazuri în care se recomandă utilizarea circuitelor de protecție la supratensiuni.

Încărcarea în curent a diodelor redresoare se evaluează în funcție de temperatura virtuală a joncțiunii. Aceasta depinde atât de puterea electrică transformată în putere termică, cât și de capacitatea diodei de a disipa (transfera către mediu) această putere. În acest sens se utilizează rezistența termică, pentru procese staționare termice (provenite dintr-o încărcare în curent continuu) și impedanța termică, pentru regimuri tranzitorii (provenite dintr-o conducție în impulsuri). Acestea se definesc prin următoarele relații:

$$R_{th} [K / W] = \frac{\Delta T}{P_{FAV}}$$

$$Z_{th}(t) = \frac{\Delta T(t)}{P_{FAV}}$$

unde: ΔT este diferența de temperatură între "bornele" rezistenței (impedanței) termice, iar P_{FAV} este puterea medie directă (mean forward power).

În regim de comutație la frecvența rețelei (sau la frecvențe inferioare, eventual c.c.), încărcarea în curent se poate calcula numai din bilanțul termic între pierderile de putere generate în conducție P_F și eficiența răcirii. În regim de durată, limitarea încărcării în curent este dată simultan de doi factori principali:

-curentul eficace maxim - admisibil al diodei I_{FRMSM} (RMS forward current), valabil pentru orice formă de undă și în orice condiții de răcire;

-temperatura maxim - admisibilă a joncțiunii T_{vjmax} .

Mărimile maxim - admisibile pentru curent sunt:

-curentul eficace maxim I_{FRMSM} , dat de elementele conductive și de contact ale capsulei (secțiunea tresei...), curent care nu trebuie depășit la regimurile de durată;

-curentul mediu redresat I_{FAVM} (maximum of mean forward current), limitat superior de I_{FRMSM} , conform relației:

$$I_{FAVM} = \frac{I_{FRMSM}}{F(\Theta)}$$

unde $F(\Theta)$ este factorul de formă, care depinde de unghiul de conducție a diodei.

-curentul mediu limită I_{FAV} , evident inferior lui I_{FAVM} și depinde de eficiența răcirii. Calculul valorii I_{FAV} necesită cunoașterea datelor termice ale ansamblului diodă-radiator și rezultă din egalarea puterii medii generate în conducție cu puterea maximă ce poate fi disipată cu sistemul de răcire.

Din diverse motive, accidental sau repetitiv, diodele redresoare pot fi supuse unor regimuri de suprasarcină. Parametrii caracteristici ai diodelor de putere se deteriorează considerabil la creșterea temperaturii joncțiunii. În caz de scurtcircuit însă, diodele pot fi solicitate de curenți de vârf de 10 ... 15 ori mai mari decât curentul nominal, dar pe durate reduse ($t_p \leq 10$ ms), până la intreruperea elementului rapid de protecție (siguranță ultrarapidă). Datorită supraîncălzirii

joncțiunii, dioda își pierde capacitatea de blocare a tensiunilor inverse, iar dacă fenomenul este de durată, dioda se distruge. Criteriul de apreciere al capacității de suprasarcină în curent a diodelor de putere îl constituie integrala de curent (i^2t) definită de relația următoare:

$$I^2t \cong \int_0^t i^2(\tau)d\tau$$

Integrala de curent nu depinde de forma curentului. Această valoare se găsește în catalog pentru $t = 10$ ms, dar există curbe de corecție pentru alte intervale de timp.

Curentul I_{FOVM} (maximum overload forward current) este valoarea de supraîncărcare accidentală, în care joncțiunea se încălzește peste valoarea maximă admisă. Acest curent este invers proporțional (evident nu liniar!) cu durata de apariție și cu tensiunea maximă inversă pe care dioda o poate bloca.

La frecvențe ridicate, pierderile de putere pe diodă se măresc: pe lângă pierderile în conducție, apar pierderi pe intervalele de comutație, când apar curenți inverși prin dioda insuficient blocată. Aceste pierderi de comutație sunt proporționale cu frecvența de lucru a dispozitivului.

MATERIALE:

- plăci cu diode diferite:
 - seleniu;
 - germaniu EFR 115;
 - siliciu 1 N 4001;
 - Schottky BS05155Y;
- diodă de putere siliciu KS 1160.
- placă cu diodă cuplată termic cu o rezistență de încălzire: F 407 și 47 ohm / 3W;
- rezistențe chimice 10 ohm, 100 ohm, 1 kohm.

APARATE DE LABORATOR:

- voltmetru numeric - V;
- ampermetru - A;
- sursă de c.c. 7.5V, 2.5A - E1;
- sursă de c.c. 30V, 10A - E2;
- transformator de rețea 220V / 15V - Tr;
- osciloscop - O;
- corderne de legătură.

MOD DE LUCRU:

1. Cu ajutorul montajului din fig. 3.1 se ridică experimental caracteristicile directe U-I pentru diodele de pe placă, completând tabelul următor, care va cuprinde tensiunile măsurate la curenții indicați:

Tip \ I=	1 mA	2 mA	5 mA	10 mA	20 mA	50 mA	100 mA	200 mA	500 mA
Se									
Ge									
Si									
Sch									

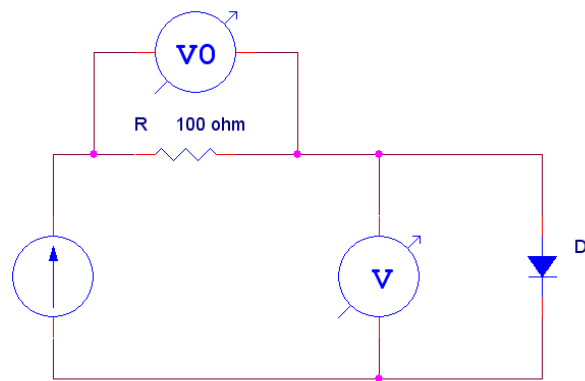


Fig 3.1

Fig. 3.1

Caracteristicile determinate vor fi reprezentate grafic, pe același sistem de coordonate.

Pentru dioda de putere se va utiliza montajul din fig. 3.2, măsurând tensiunea directă pentru următorii curenți: 50 mA, 100 mA, 200 mA, 500 mA, 1000 mA, 2000 mA. Caracteristica va fi reprezentată grafic.

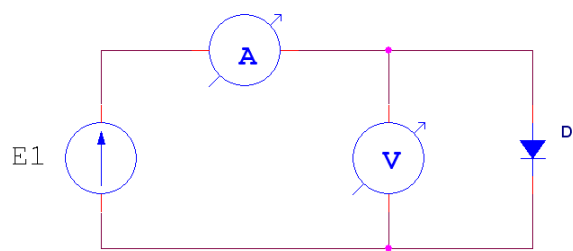


fig 3.2

Fig. 3.2

2. Se determină caracteristicile inverse ale diodelor de pe placă, cu ajutorul montajului din fig. 3.3.

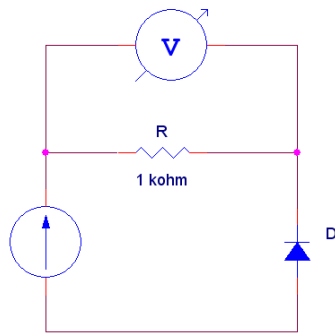


fig 3.3

Fig. 3.3

Se va completa tabelul următor :

Tip \ E ₂ =	5 V	10 V	15 V	20 V	25 V	30 V
Se						
Ge						
Si						
Sch						

În tabel se vor inscrie indicațiile voltmetrului V. Pe baza acestui tabel se vor calcula tensiunea inversă U_i și curentul invers I_i, pentru fiecare diodă și fiecare valoare a tensiunii E₂, prin relațiile următoare, urmând ca aceste date să servească la reprezentarea grafică a caracteristicilor:

$$U_i = E_2 - U_{\text{voltmetru}}$$

$$I_i [mA] = \frac{U_{\text{voltmetru}}}{R} = \frac{U_{\text{voltmetru}}}{1k\Omega}$$

3. Se determină caracteristicile directă și inversă pentru dioda cuplată termic cu rezistența, utilizând aceleași metode prezentate la punctele 1 și 2.

Se conectează sursa E₁, pe tensiune maximă (7.5V), pe rezistență și se lasă să se încălzească timp de 5 minute.

ATENȚIE! Temperatura ridicată a rezistenței poate cauza arsuri.

Se determină caracteristicile directă și inversă ale diodei F 407 la temperatură ridicată și se reprezintă pe același grafic curbele corespunzătoare temperaturii normale și crescute.

4. Pentru diodele redresoare 1 N 4001 și KS 1160 se vor determina rezistențele dinamice în sens direct, ca raport al diferențelor finite tensiune/ curent:

$$I_{dinamic} [k\Omega] = \frac{\Delta U_{direct} [V]}{\Delta I_{direct} [mA]}$$

5. Cu ajutorul circuitului din fig. 3.4 se vor observa caracteristicile curent - tensiune al diodelor de pe placă; pe abscisă va apărea tensiunea directă a diodei, iar pe ordonată, curentul direct prin diodă (cu semn schimbat - este necesar să se comute intrarea Y a osciloscopului pe "inversor").

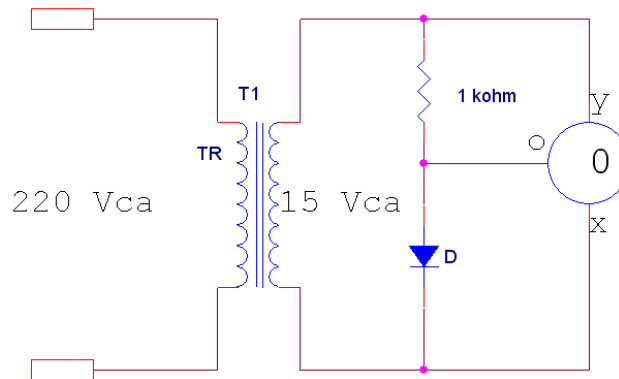


fig 3.4

Fig. 3.4

VERIFICAREA CUNOȘTINȚELOR:

1. Ce tipuri de diode se utilizează pentru redresare? Prin ce se deosebesc; ce avantaje și dezavantaje prezintă fiecare tip?
2. Ce se înțelege prin încărcare în tensiune a unei diode?
3. Ce se înțelege prin încărcare în curent a unei diode?
4. Ce suprasarcini admite o diodă și în ce condiții?
5. Faceți o comparație între caracteristicile directe și inverse ale diodelor studiate.
6. Cum se modifică caracteristica unei diode prin încălzire?
7. Caracterizați evoluția rezistenței dinamice a diodei în funcție de curentul direct.
8. Observații personale.

BIBLIOGRAFIE:

- Boicu I., Stan A.I. -Electroalimentare, curs, IPB 1977;
- Petru A.D., ș.a. - Diode cu siliciu, catalog, Ed.Tehnică, Buc., 1986;
- Kelemen A., Imecs M. -Electronică de putere, Ed.Didactică și Pedagogică, Buc. 1983.

CIRCUITE DE REDRESARE

Redresoarele sunt circuite care transformă curentul alternativ în curent continuu. După tipul dispozitivelor care redresează și după modul acestora de comandă, redresarea poate fi necomandată, (cu comutație naturală), sau comandată, (cu comutație forțată). În această lucrare se vor studia circuite de redresare necomandate. Redresarea necomandată se realizează, într-o majoritate covârșitoare de cazuri, cu diode.

Circuitele redresoare se clasifică după mai multe criterii:

-frecvența curentului alternativ:

-50 sau 60 Hz, sinus = frecvență industrială;

-400 Hz, sinus;

-frecvență oarecare, formă nesinusoidală (impulsuri).

-numărul de faze ale curentului alternativ:

-monofazat;

-trifazat;

-polifazat.

-numărul de alternanțe redresate:

-monoalternanță;

-dublă alternanță.

În prezenta lucrare se vor studia redresoare monofazate, în frecvența rețelei.

REDRESORUL MONOALTERNANȚA

Reprezintă cea mai simplă schemă de redresare (fig. 4.1).

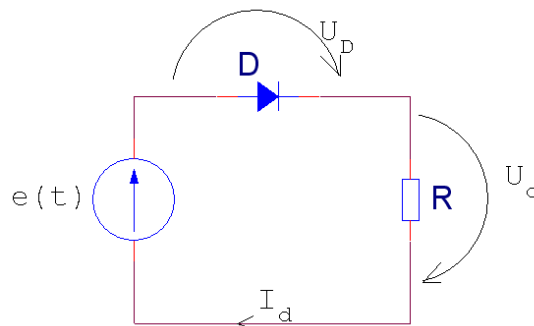


fig 4.1

Fig. 4.1

Dioda D conduce pe perioada cât este polarizată direct, adică anodul pozitiv față de catod. Acest lucru se întâmplă pe o semialternanță a tensiunii de intrare. Pentru simplificarea analizei schemei se va considera că dioda utilizată are caracteristici cvasi - ideale, ceea ce este echivalent cu:

-curent invers foarte mic, neglijabil, afirmație adevărată pentru diodele cu siliciu la temperaturi normale;

-tensiune directă neglijabilă: condiție adevărată dacă tensiunea alternativă are valori peste 10 V (căderea de tensiune în sens direct pe o diodă cu siliciu este sub 1 V, în general);

-rezistența directă neglijabilă, adică mult mai mică decât celelalte rezistențe din circuit, sau

cel puțin decât una dintre ele, care să fie înseriată cu dioda (de ex. rezistența de sarcină);

-timpul de comutare nuli, sau foarte mici față de perioada curentului alternativ de intrare, condiție îndeplinită pentru frecvențe industriale.

Cu aceste considerații, pe semialternanța pozitivă, dioda se comportă ca un scurtcircuit, iar pe semialternanța negativă, ca o întrerupere a circuitului.

Tensiunea de intrare este:

$$e(t) = E\sqrt{2} \sin \omega t$$

In timpul de conducție $t = 0 \dots T/2$:

- tensiunea aplicată pe sarcină R: $u_d = e$;

- căderea de tensiune pe diodă: $u_D = 0$;

- curentul prin sarcină: $i = e/R$.

In timpul de blocare $t = T/2 \dots T$:

- tensiunea aplicată pe sarcină: $u_d = 0$;

- căderea de tensiune pe diodă: $u_D = e$;

- curentul prin sarcină: $i = 0$.

Atât tensiunea cât și curentul redresat sunt funcții periodice de perioadă T, care se pot descompune în serie Fourier:

$$u_d(t) = U_{d0} + \sum_{n=1}^{\infty} U_n \sqrt{2} \sin(n\omega t + \varphi_n)$$

unde U_n este valoarea maximă a armonicii de ordinul n. Expresia se poate rescrie înlocuind funcția sinus cu fază nenulă prin două componente ortogonale în sinus și cosinus:

$$u_d(t) = b_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos n\omega t$$

Coefficienții seriei Fourier se definesc prin:

$$b_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u(t) d(\omega t)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(t) \sin(n\omega t) d(\omega t)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(t) \cos(n\omega t) d(\omega t)$$

în care $n = 1, 2, 3, \dots$

Calculând coeficienții, se obține următoarea relație pentru tensiunea pe sarcină:

$$u_d(t) = \frac{E\sqrt{2}}{\pi} \left(1 + \frac{\pi}{2} \sin \omega t - \frac{2}{3} \cos 2\omega t - \frac{2}{15} \cos 4\omega t \dots \right)$$

în care se observă că prima armonică are frecvența tensiunii de intrare.

Prezintă un interes deosebit raportul U_n / U_{d0} , deoarece permite analizarea formei tensiunii pe sarcină. Valorile sale, pentru primele 6 componente armonice, sunt tabelate mai jos:

n	1	2	3	4	5	6
U_n/U_{d0}	1.1107	0.4714	0	0.0943	0	0.0404

Față de valoarea efectivă a tensiunii de intrare E , componenta continuă U_{d0} este:

$$U_{d0} = \frac{E\sqrt{2}}{\pi} \approx 0.45E$$

Curentul maxim prin sarcină, ca de altfel și prin diodă:

$$I_{d\max} = \frac{E\sqrt{2}}{R}$$

Tensiunea inversă maximă pe diodă:

$$U_{inv.\max} = E\sqrt{2} = \pi U_{d0}$$

REDRESAREA DUBLĂ ALTERNANTĂ CU PRIZĂ MEDIANĂ:

Este prezentată în fig. 4.2. Reprezintă punerea laolaltă a două scheme de redresare monoalternanță, la care tensiunile de intrare sunt defazate între ele cu 180° . Această configurație se poate utiliza doar la redresoarele precedate de transformator, caz în care se obțin ușor cele două tensiuni în antifază.

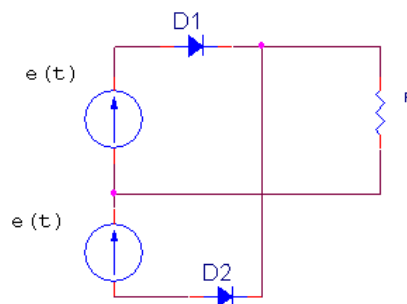


fig 4.2

Fig. 4.2

REDRESAREA DUBLĂ ALTERNANȚĂ ÎN PUNTE:

Se utilizează 4 diode redresoare conectate ca în fig. 4.3, acestea putând fi dispozitive individuale sau o punte monobloc.

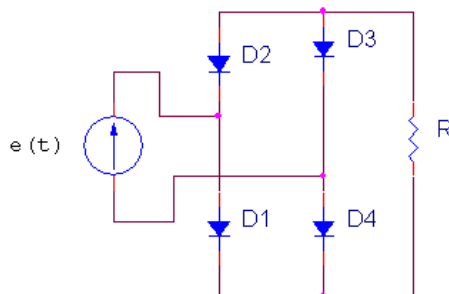


fig 4.3

Fig. 4.3

Pentru semialternanța pozitivă conduc diodele 1 și 3, iar pe semialternanța negativă,

diodele 2 și 4. Curentul de intrare este sinusoidal (În condițiile de caracteristici cvasi-ideale pentru dispozitivele redresoare), iar curentul, ca și tensiunea de ieșire reprezintă modulul curentului, respectiv tensiunii de intrare.

Tensiunea inversă maximă pe diode este:

$$U_{inv.max} = E\sqrt{2} = \frac{\pi}{2}U_{d0}$$

Față de redresarea monoalternanță, componenta continuă este dublă la aceeași tensiune de intrare, iar componenta pe frecvența tensiunii de intrare este nulă! Din această cauză, coeficientul de pulsații al tensiunii redresate dublă alternanță este mai mic decât la redresorul monoalternanță.

REDRESAREA PE SARCINA R - C:

Sarcinile RC în ieșirea redresoarelor apar ca urmare a introducerii unor capacități în paralel cu rezistența de sarcină, în scopul de a micșora pulsațiile tensiunii redresate pe sarcină. Pe timpul de conducție al diodei (fig. 4.4) există un curent de încărcare a capacității I_c și un curent prin rezistența de sarcină. Curentul care parcurge dioda este:

$$i_D = i_C + i_d$$

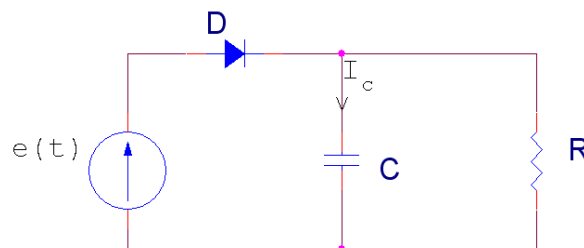


fig 4.4

Fig. 4.4

Pe perioada de blocare, când tensiunea sursei este mai mică decât tensiunea pe condensator, deci dioda, fiind polarizată invers, nu conduce, sursa nu mai debitează curent, iar condensatorul se descarcă pe rezistența după o lege exponențială. Între curentul prin condensator și cel din rezistența de sarcină există următoarea relație:

$$-i_C = i_D$$

În ciclul următor, conducția diodei reîncepe în momentul în care tensiunea sursei depășește tensiunea de pe condensator. În funcție de valoarea produsului RC și raportul acestuia cu perioada tensiunii alternative de intrare, apar două situații:

- $RC \ll T$: condensatorul se descarcă total pe timpul de blocare al diodei, deci următoarea perioadă de conducție începe la trecerea prin 0, către tensiuni pozitive, a tensiunii alternative;

- $RC \geq T$: condensatorul nu se descarcă decât parțial, astfel încât după un timp de regim tranzitoriu, se stabilește un regim permanent, în care tensiunile de ieșire și reintrare în conducție ale diodei se păstrează la valori constante, evident cu stabilizarea unghiurilor de intrare și ieșire în conducție.

În schema dublă alternanță, fenomenele descrise anterior se petrec principial identic; totuși timpii de blocare sunt inferiori deoarece conducția redresorului se face pe ambele semialternanțe ale tensiunii de intrare. Din acest motiv, excursia de tensiune, determinată de descărcarea condensatorului pe rezistența de sarcină, se micșorează.

REDRESAREA CU DUBLARE DE TENSIUNE:

În fig. 4.5 se prezintă una din variantele de redresor cu dublare de tensiune. Se observă conectarea a două redresoare monoalternanță, cu sarcină capacitivă, dintre care unul pentru semialternanțele pozitive (cu D_1 și C_1) și celălalt pentru semialternanțele negative (cu D_2 și C_2).

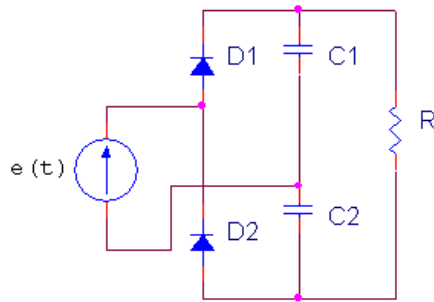


fig 4.5

Fig. 4.5

Dacă rezistența de sarcină este infinită (ieșirea redresorului în gol), condensatorul C_1 se va încărca cu o tensiune continuă și pozitivă egală cu amplitudinea tensiunii de intrare, adică $+\sqrt{2}E$, iar condensatorul C_2 cu o tensiune continuă dar negativă egală cu $-\sqrt{2}E$, ambele tensiuni fiind exprimate față de masă. Din modul de reprezentare a tensiunilor, tensiunea de ieșire va fi diferența celor două:

$$U_0 = \sqrt{2}E - (-\sqrt{2}E) = 2\sqrt{2}E$$

valoare dublă față de cea obținută prin redresarea monoalternanță.

MATERIALE:

-placă cu componente, configurată ca în fig. 4.6.

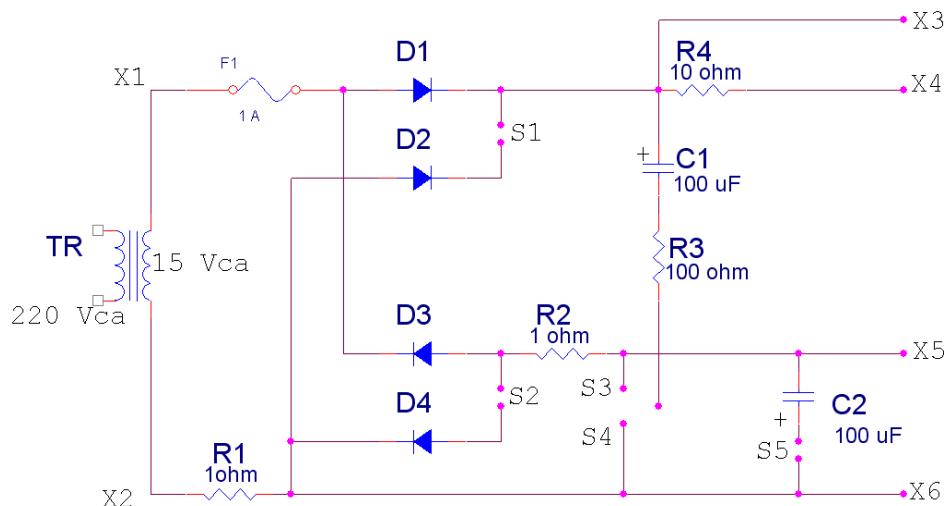


fig 4.6

Fig. 4.6

APARATE DE LABORATOR:

-osciloscop - O;

- voltmetru c.c. și c.a. - V;
- transformator coborâtor 220V / 15V - Tr;
- reostat 1500 ohm - R;
- conductoare de legătură.

MOD DE LUCRU:

1. Se identifică componentele și traseele montajului în conformitate cu fig. 4.6. Alimentarea plăcii se face dintr-un transformator de rețea, coborâtor, de pe înfășurarea secundară de 15V.

ATENȚIE! Transformatorul poate avea bornele primare neizolate, deci se va lucra cu atenție pentru evitarea electrocutărilor.

Conexiunile în montaj se vor face cu transformatorul scos din priză.

Alimentarea plăcii se face cu 15V, alternativ, pe bornele X_1 și X_2 .

2. Studiul funcționării redresorului monofazat, monoalternanță, pe sarcină rezistivă. Se înlătură toate ștrapurile de pe placă ($S_1 \dots S_5$). Se conectează reostatul R între bornele X_4 și X_6 . Masa osciloscopului se leagă la borna X_6 , considerată masă. Reostatul va fi reglat pe o poziție medie. Rezistența de sarcină constă în grupul serie $R + r_4$. Se alimentează transformatorul de rețea. Cu ajutorul osciloscopului se vor vizualiza:

- tensiunea de intrare - borna X_1 ;
- tensiunea de ieșire - borna X_3 ;
- curentul prin circuit - borna X_2 . Curentul prin circuit va fi vizualizat pe rezistența r_1 , cu valoare de 1 ohm, utilizată ca traductor curent - tensiune. Datorită sensurilor alese în circuit, oscilograma pe r_1 reprezintă o tensiune de semn contrar curentului din circuit. Aprecierea cantitativă a curentului se face datorită proporționalității U-I, prin rezistența de 1 ohm, deci la 1V corespunde 1A.

Se vor măsura cu voltmetrul tensiunile de intrare și ieșire ale redresorului.

3. Stabilind legătura S_4 , se studiază redresorul monoalternanță, monofazat, cu sarcină RC. Se repetă măsurătorile de la punctul anterior. Suplimentar, se va vizualiza pe rezistența r_3 , curentul prin condensator. Sensul pozitiv corespunde încărcării acestuia.

Determinările se vor efectua în trei situații:

- cursorul potențiometrului la maxim;
- cursorul potențiometrului la mijloc;
- cursorul potențiometrului la minim.

4. Redresorul monofazat, dublă alternanță, în punte se obține stabilind legăturile S_1, S_2 . Se întreprinde S_4 . Sarcina se conectează între X_4 și X_5 , ultima devenind masa circuitului; pe această bornă se va conecta și masa osciloscopului. Se fac determinările cerute la pct. 2, ținând cont că rezistența de citire a curentului este r_2 .

5. Se stabilește legătura S_3 , prin care condensatorul C_1 se conectează în paralel pe rezistența de sarcină. Pentru redresorul în punte cu sarcină RC se vor face determinările de la pct. 3.

6. Pentru obținerea redresorului cu dublare de tensiune se fac următoarele legături: S_4 și S_5 , celelalte se desfac. Reostatul se leagă între X_4 și X_5 . X_6 este masa montajului.

Se măsoară cu voltmetrul tensiunile în X_3 și X_5 , pentru:

- reostat deconectat;
- reostat la valoare medie;
- reostat la valoare minimă.

Se vizualizează cu osciloscopul tensiunile în X_3 și X_5 , pentru cele trei cazuri anterioare.

Toate oscilogrammele vor fi trecute în lucrare!

Se va avea grijă ca oscilogrammele să reflecte atât valorile de c.c., cât și valorile ondulatorii.

VERIFICAREA CUNOSTINTELOR:

1. Ce influență are modificarea rezistenței de sarcină asupra curentului din circuitul redresorului monoalternanță?

2. Cum se modifică tensiunea de ieșire a redresorului cu sarcină RC în funcție de valoarea produsului RC?

3. Comparați, ca formă și valoare, tensiunile obținute prin redresare monoalternanță și dublă alternanță.

4. Ce legătură există între ariile pozitive și cele negative descrise de oscilograma curentului prin condensator?

5. Ce modificări apar în oscilograma tensiunii la redresorul cu dublare de tensiune, când variază rezistența de sarcină?

6. Observații personale.

BIBLIOGRAFIE:

-Boicu I., Stan A.I. - Electroalimentare, curs, IPB 1977;

-Lozneau S., Laczko A. -Memoratorul radiotehnicianului, Ed. Junimea, Iași, 1985.

Lucrarea 5. EA

TIRISTOARE

Tiristoarele sunt comutatoare statice, caracterizate de două regimuri stabile: conducția, când se comportă aproximativ ca un contact închis, și blocarea, când se comportă ca un contact deschis. În lipsa comenzii pe electrodul de poartă, tiristorul nu permite trecerea curentului electric, cu excepția unui mic curent rezidual de ordinul miliamperilor, indiferent de polaritatea tensiunii aplicate între ceilalți doi electrozi, numiți anod, respectiv catod, dacă aceasta nu depășește o valoare limită specificată, $V_{RRM}=V_{DRM}$. Depășirea tensiunii limită V_{RRM} , atunci când anodul este polarizat negativ față de catod (regim invers), determină o creștere rapidă a curentului rezidual. Depășirea tensiunii limită V_{DRM} , atunci când anodul este polarizat pozitiv față de catod (regim de blocare), determină trecerea necontrolată a tiristorului din blocare în conducție. Ambele situații pot duce la distrugerea tiristorului, motiv pentru care trebuie evitate.

$$V_{AC} \in (V_{RRM}, V_{DRM})$$

Relația de mai sus reprezintă condiția ca tiristorul să funcționeze în zona normală. Fig. 5.1 este caracteristica tip tensiune anod-catod și curent anodic, în care se observă influența curentului de poartă asupra tensiunii anodice de deschidere (i_G = curent de poartă, i_R = curent

rezidual invers, i_D = curent rezidual direct, V_{BR} = tensiune de străpungere în sens invers <breakdown reverse voltage>, V_{BD} = tensiune de străpungere în sens direct <breakdown direct voltage>).

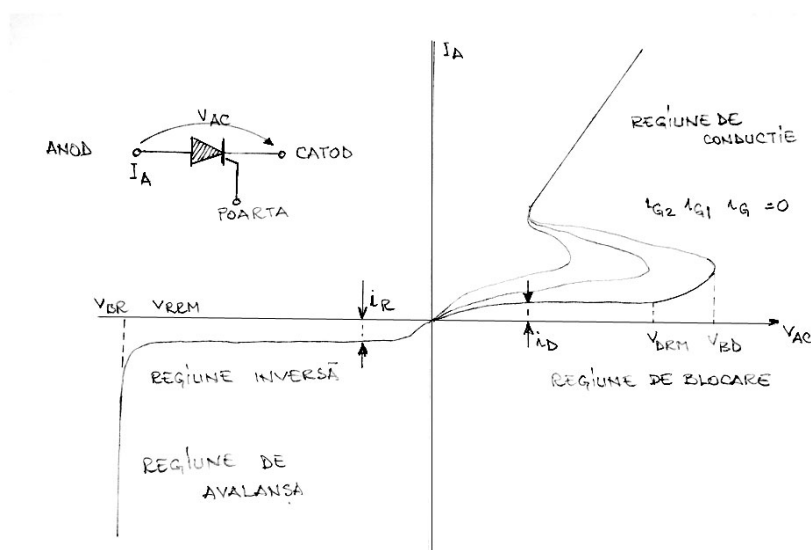


Fig. 5.1

Curenții reziduali cresc cu creșterea temperaturii.

Trecerea tiristorului din blocare în conducție se face prin aplicarea unui impuls de comandă pe poartă, respectiv a unei tensiuni pozitive între poartă și catod. Conducția se menține și după dispariția impulsului de comandă, atât timp cât se păstrează polarizarea pozitivă a anodului față de catod și prin tiristor circulă un curent suficient de mare.

Din caracteristica ilustrată de fig. 5.1 se observă că tiristorul conduce doar în cadranul I.

Structura internă a tiristorului cuprinde trei joncțiuni J_1 , J_2 și J_3 , care separă patru zone semiconductoare PNPN. În fig. 5.2 se reprezintă o secțiune prin structura tiristorului, iar în fig. 5.3 schema echivalentă structurii PNPN, formată din două tranzistoare complementare PNP cu NPN, într-o conexiune în care joncțiunea colector - bază este comună celor două tranzistoare. Fiecare tranzistor alimentează prin curentul său de colector baza celui alt tranzistor. Poarta este baza P a tranzistorului NPN.

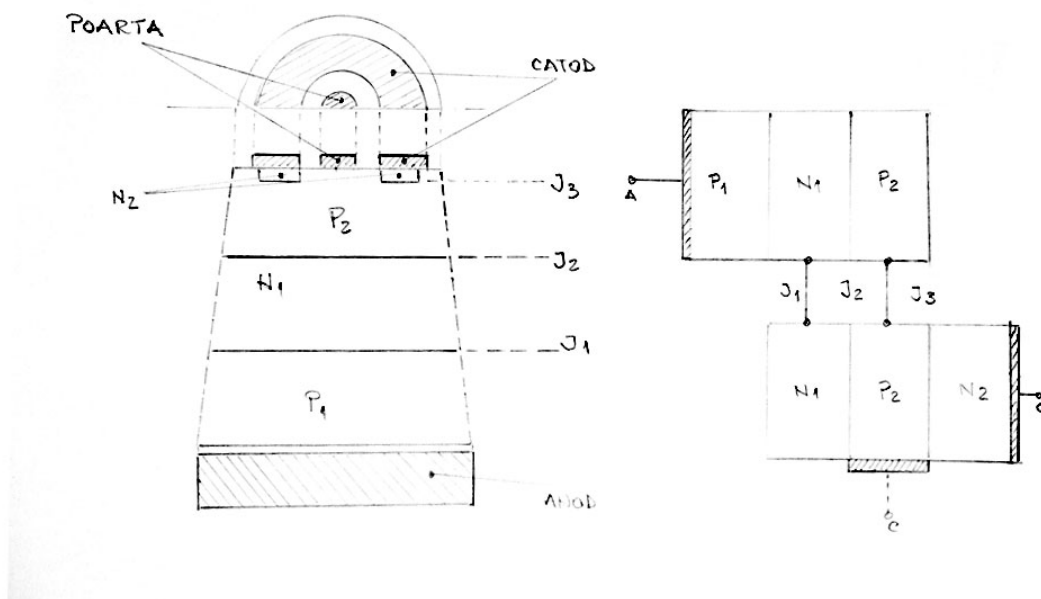


Fig. 5.2

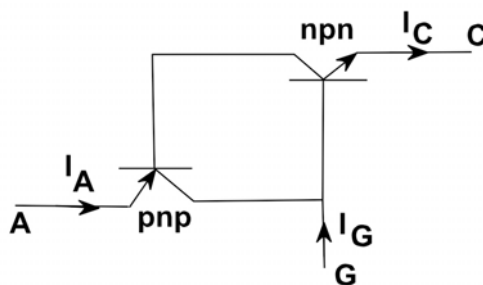


Fig. 5.3

În polarizare inversă, (anod -, catod+) joncțiunile J_1 și J_3 sunt polarizate invers și nu pot fi aduse în conducție, decât distructiv, prin străpungere. În regim de blocare, anodul este polarizat pozitiv, joncțiunile J_1 și J_3 sunt în conducție, dar J_2 este blocată, astfel încât prin tiristor trece doar curentul rezidual i_D , de valoare mică. Aplicând o tensiune pozitivă suficient de mare pe poartă față de catod, catodul injectează electroni în baza P a tranzistorului NPN și astfel apare un curent de colector al tranzistorului NPN. Acest curent iese din baza tranzistorului PNP, deci îl aduce și pe acesta în conducție, respectiv apare un curent de colector al tranzistorului PNP, care trece către catod prin joncțiunea bază - emitor a tranzistorului NPN. Tiristorul este astfel proiectat încât, dacă curentul de comandă pe poartă este suficient de mare, amplificarea în buclă închisă a celor două tranzistoare este suficientă pentru a le aduce rapid în saturație.

$$\beta_{NPN} \cdot \beta_{PNP} \geq 1$$

În afara tiristorului descris anterior au fost dezvoltate alte dispozitive asemănătoare:

-Tiristorul RCT (Reverse Conducting Thyristor), care funcționează ca un tiristor convențional având antiparalel o diodă. Caracteristica directă a acestui tiristor este identică cu cea a tiristorului convențional, iar în polarizare inversă, datorită diodei care intră în conducție, are caracteristică de

diodă polarizată direct.

-Tiristorul GTO (Gate Turn-Off) trece în conducție ca tiristorul obișnuit prin aplicarea unei comenzi în tensiune pozitivă pe poartă, dar poate fi comutat din conducție în blocare prin aplicarea pe poartă a unui impuls de curent negativ puternic, sau prin reducerea curentului anodic. Spre deosebire de tiristoarele convenționale, structura tiristoarelor GTO are o geometrie orizontală și verticală, care permite extragerea cu eficiență maximă a purtătorilor de sarcină electrică din baza P a tranzistorului NPN și astfel încetarea conducției prin blocarea acestui tranzistor. Jonctiunea poartă - catod are o formă interdigitată, poarta pătrunzând pe o mare parte din suprafața destinată conducției. În afara facilității de stingere pe poartă, tiristoarele GTO funcționează foarte bine la frecvențe ridicate. Deocamdată, însă, nu se fabrică pentru puteri foarte mari, iar costul este ridicat.

-Triacul are caracteristică simetrică, putând conduce în ambele sensuri.

SOLICITARILE TIRISTOARELOR:

Atât în conducție, cât și în blocare, în tiristoare apare o *pierdere de putere activă* care duce la încălzirea acestora.

Pierderile în blocare se produc în sens direct, datorită i_D și în sens invers, datorită i_R :

$$P_D = i_D U_{AC}; P_R = i_R U_{AC}$$

Pierderile în conducție reprezintă puterea pierdută pe tiristorul în conducție:

$$P_{TAV} = V_{OT} I_{TAV} + r_T I_{TRMS}^2 = V_{OT} I_{TAV} + r_T I_{TAV}^2 F^2$$

unde

V_{OT} : tensiunea de prag;

r_T : rezistența echivalentă în conducție;

I_{TAV} : curentul mediu în conducție;

F: factorul de formă;

I_{TRMS} : curentul efectiv.

Pierderile în comutație sunt neglijabile pentru tiristoarele care lucrează la frecvența rețelei (40 ... 60 Hz). Calculul exact al acestor pierderi se face ținând cont de forma, timpii de creștere și descreștere ai tensiunii și curentului, întârzierile în comutație, frecvență, etc. În practică se utilizează diagrame de calcul care se construiesc pe baza unor ipoteze simplificatoare, dar acoperitoare.

Pierderile de poartă reprezintă puterea degajată în circuitul poartă - catod. Se utilizează frecvent P_{GM} - puterea maximă de poartă și puterea medie pe un ciclu P_{GAV} .

Capabilitatea de blocare a tiristoarelor:

Aceasta se exprimă prin parametrii V_{DRM} și V_{RRM} și trebuie să fie suficientă pentru ca tiristorul să suporte atât tensiunile repetitive de blocare, cât și tensiunile tranzitorii de vârf, accidentale, estimate din calculul circuitului. Coeficientul de siguranță în tensiune C_V ia valori între 1.7 ... 2.0, mai mic decât la diode, deoarece circuitele cu tiristoare conțin obligatoriu rețele de protecție la supratensiuni.

Capabilitatea de curent a tiristoarelor:

Se specifică capabilitatea de curent mediu I_{TAVM} , bazată pe un curent semisinusoidal și capabilitatea în curent eficace I_{TRMSM} , identică în general cu încărcarea maximă în curent continuu.

Frecvent se utilizează I_{TRMSM} , deoarece forma de undă este dependentă de unghiul de conducție.

COMANDA PE POARTĂ:

Principial există două metode de comandă în poartă:

- comanda în curent continuu, orizontală;
- comanda în impulsuri, verticală, care la rândul său poate fi:
 - permanentă;
 - în fază.

Comanda pe orizontală este varianta cea mai simplă; se bazează pe dependența tensiunii anodice de deschidere de tensiunea (curentul) de poartă (vezi fig. 5.1). Deoarece funcția de dependență se modifică substanțial cu temperatura, comanda pe orizontală se utilizează practic doar în circuitele pentru care puterea pe sarcină trebuie să ia doar două valori: 0 și 100% (cazul contactoarelor statice). Pentru controlul puterii pe sarcină într-o plajă continuă, se folosește comanda în impulsuri, cu sincronizarea fazei impulsurilor de comandă cu tensiunea anodică (sau, pentru circuitele de curent continuu, cu impulsurile de stingere).

Catodagele de tiristoare oferă date de proiectare cu ajutorul cărora se pot dimensiona circuitele de amorsare pe poartă. Pentru comanda în curent continuu trebuie respectate două condiții:

-amorsarea sigură: se realizează dacă pe poartă se aplică o tensiune $V > V_{GT}$, unde V_{GT} este tensiunea de amorsare pe poartă (catalogul specifică valoarea maximă) (Gate Trigger Voltage), și dacă în circuitul de poartă circulă un curent $I > I_{GT}$, unde I_{GT} este curentul de amorsare pe poartă (valoare maximă de catalog) (Gate Trigger Current). Evident, V și I nu sunt independente ca valori, ci sunt legate prin caracteristica circuitului poartă - catod. Dacă ambele mărimi depășesc valorile de catalog, amorsarea este sigură.

Există o limitare în impunerea acestor valori: produsul lor nu trebuie să depășească puterea maximă disipată pe poartă P_{GM} :

$$V \times I \leq P_{GM}$$

-blocarea sigură: se obține dacă tensiunea pe poartă $V < V_{GD}$, unde V_{GD} este tensiunea de neamorsare pe poartă (valoare minimă în catalog) (Gate Non-Trigger Voltage).

Amorsarea tiristorului se mai poate întâmpla în încă două împrejurări nedorite:

- la depășirea tensiunii de amorsare maximă V_{BDM} ;
- creșterea tensiunii anodice în blocare cu o viteză prea mare: catalogul specifică valoarea critică pentru dv/dt .

Deoarece aceste două moduri de trecere în conducție pot determina alterarea structurii interne a tiristoarelor, se iau măsuri de protecție:

- supratensiunile se preiau de diode cu avalanșă controlată, supresoare cu seleniu, varistoare, grupuri RC pentru regimuri tranzitorii;
- limitarea vitezei de creștere se face cu grupuri RC, RLC, RC cu diode, etc.

BLOCAREA TIRISTOARELOR:

Alimentate în curent continuu, tiristoarele rămân în conducție chiar după încetarea comenzii pe poartă, datorită reacției pozitive formate între cei doi tranzistori complementari ai structurii PNP, dacă tensiunea anodică este mai mare decât tensiunea de prag $V_A > V_{TO}$

(Threshold Voltage) și curentul anodic este mai mare decât curentul de menținere cu poarta deconectată $I_A > I_H$ (Holding Current).

Blocarea tiristoarelor convenționale se poate face:

-natural, dacă tensiunea de alimentare este alternativă (nu neapărat periodică), caz în care blocarea se face la trecerea tensiunii către valori negative;

-forțat, prin circuite speciale, care șuntează tiristorul în momentul blocării, preluând curentul anodic al acestuia, sau cel puțin, scăzându-l sub valoarea de menținere, sau care aplică o tensiune inversă pe tiristorul care trebuie blocat, ceea ce are ca efect tot scăderea curentului anodic și chiar inversarea acestuia pe un timp foarte scurt, până la blocarea tiristorului. Acțiunea circuitelor de blocare trebuie să dureze cel puțin cât timpul de dezamorsare prin comutarea circuitului t_q (Circuit Commutated Turn-Off Time). Acesta poate varia cu temperatura și cu natura sarcinii, rezistivă, capacitivă, inductivă, combinată. Timpul de blocare diferă după tipul tiristorului; tiristoarele rapide blochează într-un timp aproximativ cu un ordin de mărime mai mic decât tiristoarele normale. Timpul de blocare limitează funcționarea tiristoarelor la frecvență ridicată.

Tiristoarele GTO se pot bloca analog cu tiristoarele convenționale sau prin comandă pe poartă cu o tensiune negativă. Comanda de blocare necesită o putere superioară celei de amorsare.

COMANDA ÎN FAZĂ A TIRISTOARELOR

Localizarea exactă a amorsării tiristorului nu se poate face prin comandă în curent continuu pe poartă, deoarece dependența tensiunii de amorsare pe poartă de tensiunea anodică este puternic influențată de temperatură, și în plus, în apropierea punctului de amorsare, circuitul este foarte sensibil la perturbații. Din acest motiv, în circuitele în care se cere un control riguros al momentului de trecere a tiristorului în conducție, se utilizează comanda în impulsuri. Fig. 5.4 ilustrează principiul comenzii în impulsuri.

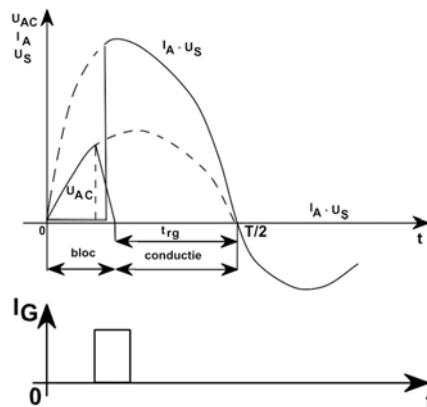


Fig. 5.4

Durata (întârzierea) între momentul aplicării comenzii și momentul în care tensiunea anodică scade la 10% din valoarea sa inițială reprezintă timpul total de amorsare pe poartă și este dat de suma dintre timpul de întârziere la amorsare t_{gd} și timpul de intrare în conducție t_{gr} . Timpul de intrare în conducție depinde de viteza de creștere a curentului anodic (di_T/dt), care la rândul său este dictată de natura impedanței de sarcină.

Impulsul de comandă trebuie să asigure amorsarea în bune condiții a tiristorului, dar trecerea în conducție a acestuia se face diferit, în funcție de temperatură și de natura impedanței de sarcină: rezistivă, inductiv - rezistivă, rezistiv - capacitivă, etc.

Forma impulsului de comandă este dictată de tipul aplicației. Se disting două tipuri de comandă:

-impulsuri "tari", utilizate în aplicațiile în care viteza de creștere a curentului de conducție (di/dt) ia valori mari:

- invertoare și choppere cu sarcină capacitivă;
- anumite aplicații industriale cu control de fază;
- controlul factorului de putere;
- sisteme care lucrează în medii puternic perturbate;
- legarea tiristoarelor în serie sau paralel.

-impulsuri "slabe", folosite în circuite cu sarcini inductive sau rezistiv - inductive, în care viteza de creștere a curentului de conducție este relativ mică ($< 2A/\mu s$).

Fig. 5.5 ilustrează impulsurile de comandă "slabe" și "tari".

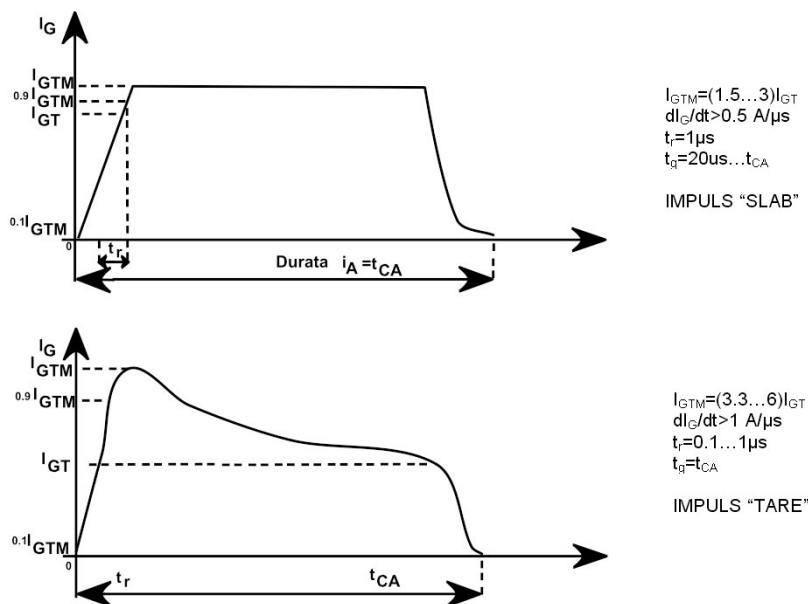


Fig. 5.5

Formarea impulsurilor reprezintă una din problemele comenzii în fază; un alt aspect care trebuie controlat este sincronizarea generatorului de impulsuri cu tensiunea de alimentare anodică, respectiv, cu tensiunea rețelei.

Pentru comanda în fază a tiristoarelor se utilizează circuite pasive (cu rezultate slabe), sau active (cu componente discrete - diace, tranzistoare bipolare, tranzistoare unijonțiune, sau cu circuite integrate - de uz general sau specializate).

Impulsuri "slabe" de comandă se pot obține prin defazarea RC a tensiunii alternative a rețelei, momentul de amorsare fiind dictat de depășirea pragului de amorsare pe poartă, sau, o precizie superioară, se poate obține prin introducerea unor dispozitive cu prag (diode Zener) sau circuite cu prag.

Pentru obținerea impulsurilor "tari" se folosesc circuite cu diace (vezi "Lucrarea 6.EA - TRIACE"), sau tranzistoare unijonțiune (TUJ).

În fig. 5.6 sunt prezentate simbolul TUJ, structura de principiu a unui TUJ și caracteristica acestuia.

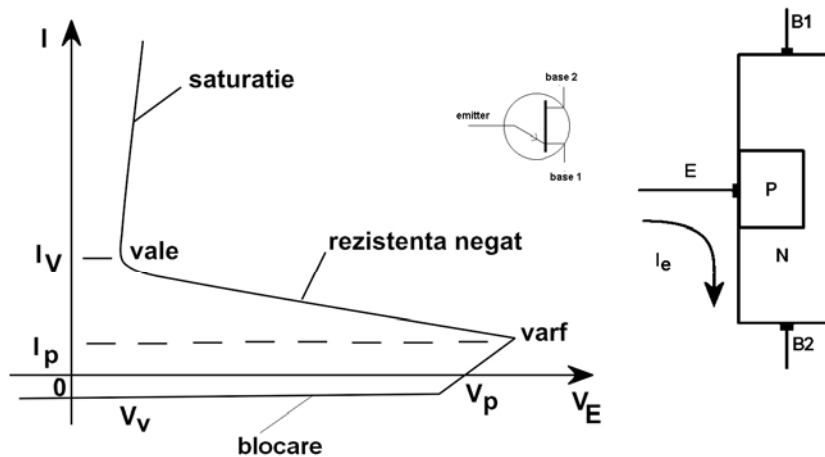


Fig. 5.6

La capetele zonei "n", uniform dopate, există două contacte ohmice, denumite BAZA 1 și BAZA 2. Joncțiunea pn situată aproximativ la mijloc între B1 și B2, se numește joncțiune de emitor, iar contactul ohmic pe zona "p" este EMITOR. Static, TUJ-ul este echivalent cu o diodă conectată cu anodul la E și catodul în punctul comun a două rezistențe care sunt conectate cu celelalte terminale la B1, respectiv B2 (fig. 5.7).

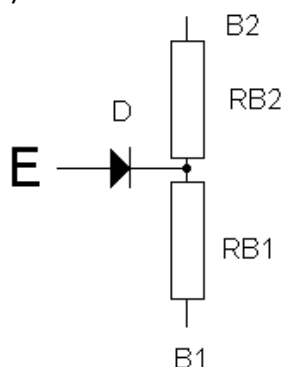


Fig. 5.7

Caracteristica curent tensiune a TUJ-ului are trei regiuni distincte: de rezistență mare, specifică stării de blocare, menținută cât timp dioda din schema echivalentă este polarizată invers (B2 polarizat pozitiv față de B1, $V_{B2-B1} = 5 \dots 15V$), de rezistență negativă, zonă instabilă provocată de o multiplicare în avalanșă a purtătorilor de sarcină când dioda devine polarizată direct, și de rezistență joasă, când prin circuitul emitor - baza 1 trece un curent relativ mare.

Trecerea TUJ-ului din rezistență mare în rezistență joasă se face prin deschiderea diodei echivalente, deci creșterea tensiunii emitorului la o valoare egală cu suma dintre tensiunea în punctul de inserție a catodului diodei și tensiunea de deschidere a joncțiunii. Tensiunea în catodul diodei este dată de divizarea rezistivă a tensiunii dintre baze:

$$V_A = V_{BB} \frac{R_{B1}}{R_{B2} + R_{B1}} = V_{BB} \frac{R_{B1}}{R_{BB}} = \eta V_{BB}$$

Parametrul "eta" poartă denumirea de raport de divizare intrinsec (Stand-Off Ratio), și are valori tipice de 0.5 ... 0.8:

$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{R_{B1}}{R_{BB}}$$

TUJ-ul se utilizează frecvent în construcția oscilatoarelor de relaxare, cu semnale de ieșire dinte de fierăstrău, sau impulsuri scurte.

Deoarece pragurile de comutare ale TUJ-ului depind direct de tensiunea de alimentare, oscilatorul cu TUJ se sincronizează ușor cu tensiunea rețelei, dacă tensiunea sa de alimentare se anulează concomitent cu tensiunea rețelei. Acest lucru se poate obține alimentând oscilatorul în tensiune redresată și limitată sus, dar nefiltrată! (vezi fig. 5.8).

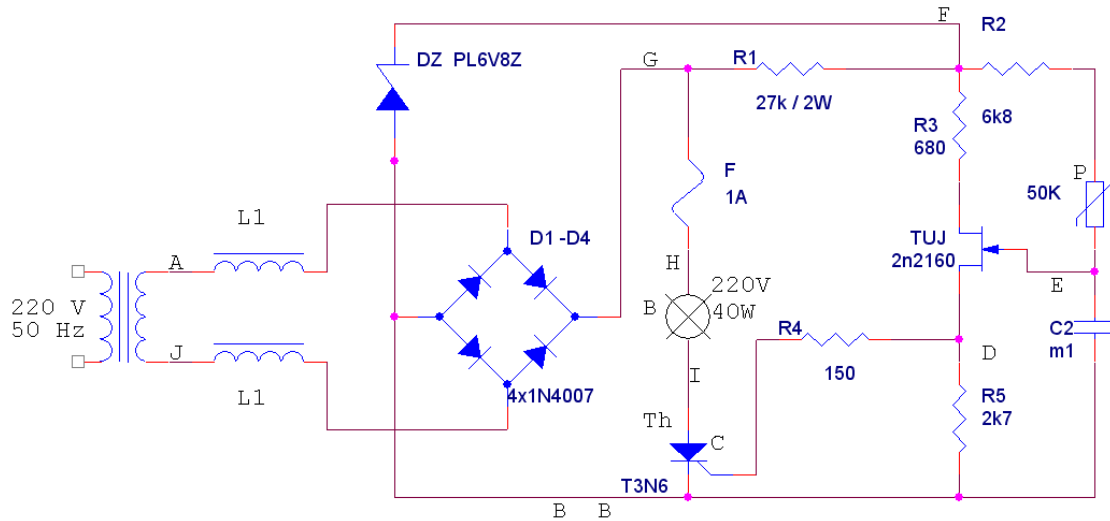


Fig. 5.8

MATERIALE:

- placă cu tiristor, având configurația din fig. 5.9;
- placă cu tiristor și rețea RC de defazare, fig. 5.10;
- placă cu tiristor și TUJ, fig. 5.11;
- foaie de catalog pentru tiristorul T16N8.

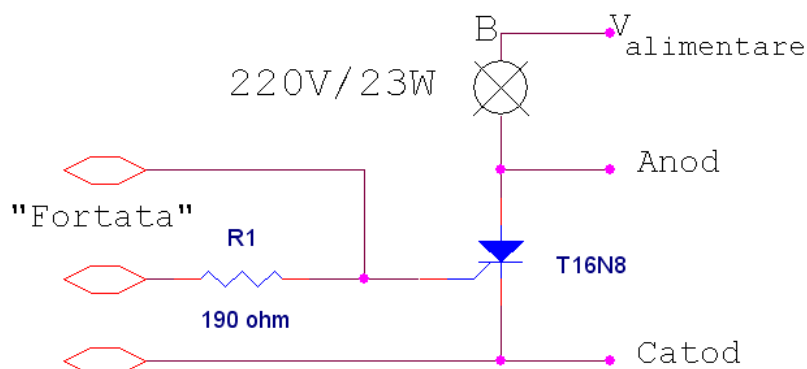


Fig. 5.9 Placă cu tiristor

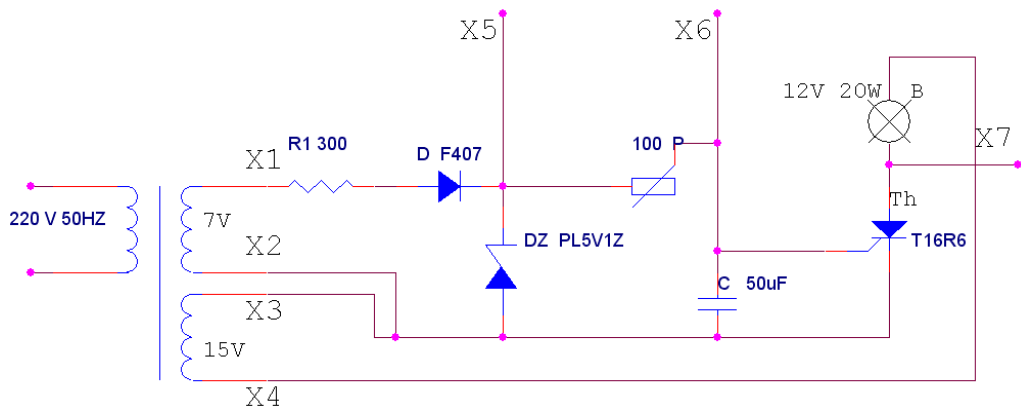


Fig. 5.10 Placă cu tiristor și rețea RC de defazare

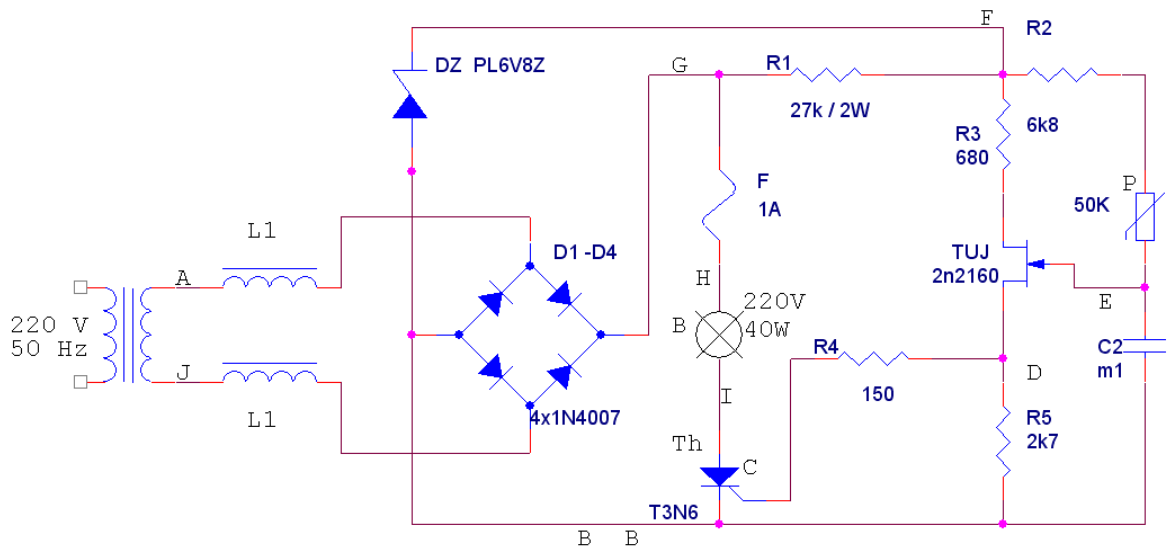


Fig. 5.11 Placă cu tiristor și TUJ

APARATE DE LABORATOR:

- voltmetru numeric - V;
- ampermetru - A;
- transformator separator de rețea 220V/220V - Tr;
- transformator coborâtor 220V/15V și 7V - Tc;
- osciloscop - O;
- sursă de tensiune continuă 7.5V, 2.5A - E₁;
- sursă de tensiune continuă 40V, 1A - E₂;
- sondă atenuator 10:1 pentru osciloscop - ATN;
- corderne de legătură.

MOD DE LUCRU:

1. Se studiază foaia de catalog a tiristorului T16N8, notându-se valorile semnificative.
2. Cu ajutorul montajului din figura de mai jos se determină caracteristica de poartă a tiristorului.

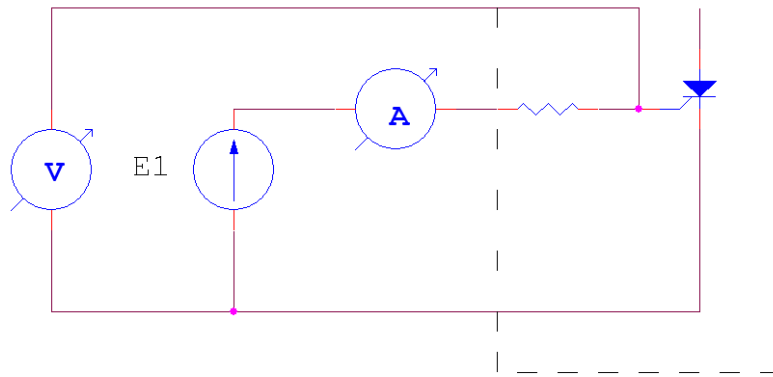


Fig. 5.12 Montaj pentru determinarea caracteristicii de poartă a tiristorului

Se completează următorul tabel:

I_G (mA)	1	2	5	10	20	50	100
U_G (V)							

Caracteristica va fi reprezentată grafic.

3. Se realizează montajul din figura de mai jos, cu ajutorul căruia se vor determina tensiunile de amorsare pe poartă, pentru diferite valori ale tensiunii anodice.

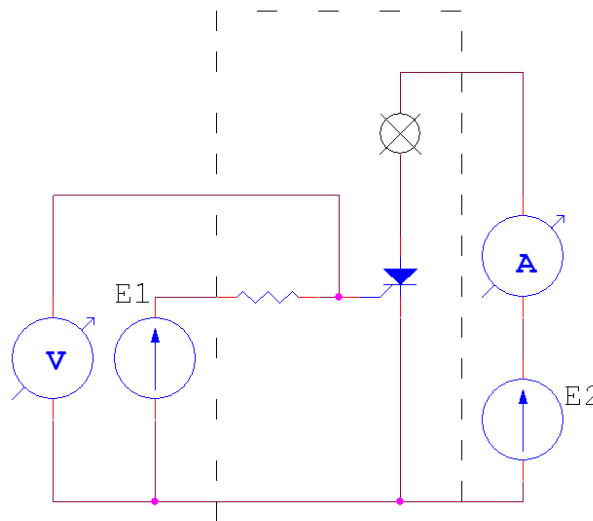


Fig. 5.13 Montaj pentru determinarea tensiunilor de amorsare pe poarta tiristorului

Se va completa tabelul următor, iar dependența va fi reprezentată grafic:

$U_{AC}=E_2$ (V)	10	20	30	40
V_{GT} (V)				

4. Se alimentează placa cu tiristor din transformatorul separator, conform figurii de mai jos:

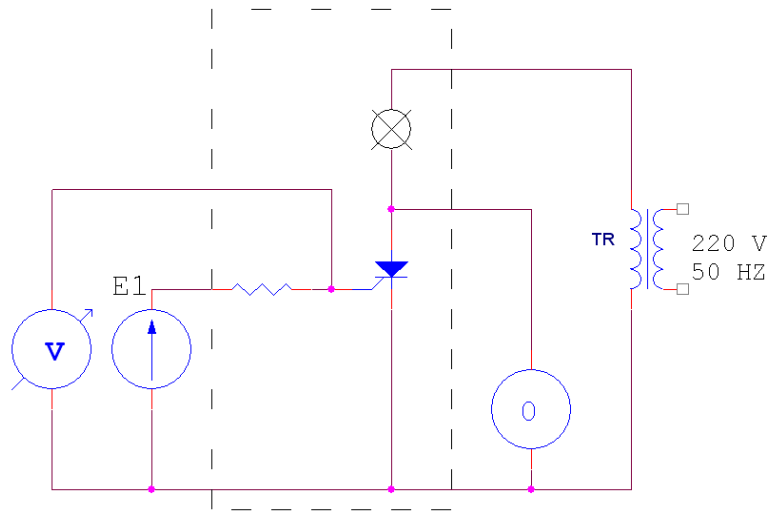


Fig. 5.14 Montaj pentru determinarea unghiului de amorsare a tiristorului

Se vizualizează cu osciloscopul tensiunea anod - catod a tiristorului, modificând lent tensiunea de comandă în poartă. Se determină limitele unghiului de amorsare a tiristorului. Se va utiliza sonda cu atenuator 1:10 pentru osciloscop.

ATENȚIE: La punctele 1-4 se utilizează placa cu tiristor (fig. 5.9) și se lucrează cu tensiuni periculoase (220Vca), deci se vor lua măsuri de precauție la manevrarea plăcii și a cordoanelor de legătură! Se va urmări gradul de iluminare al becului care constituie sarcina tiristorului.

5. Se alimentează circuitul pentru comandă în fază cu defazare RC, conform fig. 5.10. Se oscilografiază următoarele tensiuni din montaj:

- U. anodică
- U. poartă;
- U. intrare 7V.

Masa osciloscopului va fi conectată la catodul tiristorului.

Se inversează faza pe alimentarea cu 7V și se repetă oscilografierea. Formele de undă se vor vizualiza pentru trei poziții ale potențiometrului (extreme + mediană).

6. Se alimentează cu tensiune 220V prin transformatorul separator circuitul cu tiristor comandat în fază cu TUJ, conform fig. 5.11.

Se vizualizează cu osciloscopul tensiunile în montaj:

- la ieșirea punții redresoare - cu ATN;
- pe dioda Zener de 6.8V;
- în emitorul TUJ;
- în baza 1 a TUJ;
- în poarta tiristorului;
- în anodul tiristorului - cu ATN.

Oscilogramele vor fi desenate astfel încât să se poată pune în evidență corespondența momentelor semnificative.

Se vor vizualiza formele de undă pentru pozițiile extreme ale potențiometrului de reglaj, notând limitele de variație ale unghiului de amorsare a tiristorului.

ATENȚIE! Tensiuni periculoase!

VERIFICAREA CUNOSTINTELOR:

1. Care este structura internă a unui tiristor? Cum se explică conducția și blocarea acestuia?
2. Care sunt solicitările tiristorului?
3. Cum se amorsează un tiristor?
4. Cum se blochează un tiristor?
5. Între ce limite variază unghiul de conducție a tiristorului alimentat în tensiune sinusoidală și comandat în curent continuu?
6. Ce înseamnă comandă orizontală a amorsării?
7. Ce rol au componentele din fig. 5.10?
8. Ce rol au componentele din fig. 5.11?
9. Cum funcționează un oscilator cu TUJ?
10. Evaluați limitele raportului dintre puterea obținută pe sarcină prin circuitele din fig. 5.10 și 5.11 și puterea nominală a sarcinii.
11. Observații personale.

BIBLIOGRAFIE:

- Bodea M, ș.a. - Diode și tiristoare de putere, Ed.Tehnică, Buc.1989;
- Iosif N., ș.a. - Tiristoare și module de putere, Catalog, Ed.Tehnică, Buc.1984;
- Kelemen A., Imecs M. - Electronică de putere, Ed.Didactică și Pedagogică, Buc.1983.

TRIACE

Denumirea triacului provine din Triode A.C. Switch. Triacul este un întrerupător bidirecțional, având o structură internă formată din șase straturi semiconductoare, care delimitează cinci joncțiuni pn. (fig.6.1). Acest dispozitiv constă din integrarea pe aceeași structură a două tiristoare convenționale, conectate în antiparalel: tiristorul A ($p_1n_1p_2n_2$) și tiristorul B ($p_2n_1p_1n_4$). Metalizările emitorilor n_2 și n_4 se extind peste straturile p_2 și respectiv p_1 , astfel încât pot servi ca terminale de contact atât pentru emitorul de catod, cât și pentru cel de anod. Funcționarea ambelor tiristoare este controlată de un singur terminal de comandă (poarta G). Joncțiunea de poartă J_4 este formată din straturile semiconductoare p_2 și n_3 . Prezența joncțiunii de poartă permite controlul conducerii curentului prin dispozitiv în ambele sensuri, prin aplicarea semnalelor bipolare între terminalul G și unul dintre celelalte două terminale.

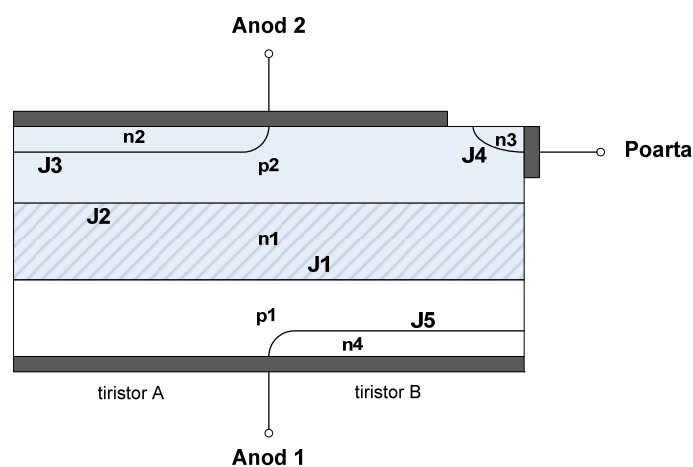


Fig. 6.1 Structura internă a triacului

Caracteristica U - I statică a triacului este simetrică față de origine (fig.6.2), fiind rezultată din caracteristicile celor două tiristoare antiparalel. Datorită conducerii atât în cadranul I, cât și în cadranul III, triacele de curent alternativ, aplicațiile cele mai frecvente fiind în comanda vitezei motoarelor, a temperaturii, a iluminării etc.

Pe caracteristica ilustrată în fig.6.2 se disting:

-două zone de blocare:

-în sens direct B_{dir} ;

-în sens invers B_{inv} ;

-două zone de conducție:

-directă C_{dir} ;

-inversă C_{inv} .

sensurile direct sau invers fiind raportate la tensiunea aplicată între cei doi anodi:

- $U_{A1} > U_{A2}$ = sens direct;

- $U_{A1} < U_{A2}$ = sens invers.

Tensiunea anodică de trecere din blocare în conducție depinde de curentul stabilit în circuitul poartă - anod 2, fiind maximă, în valoare absolută, pentru curent de poartă nul.

După încetarea comenzii pe poartă, triacul rămâne în conducție până la scăderea curentului anodic (în valoare absolută) sub valoarea de menținere I_H .

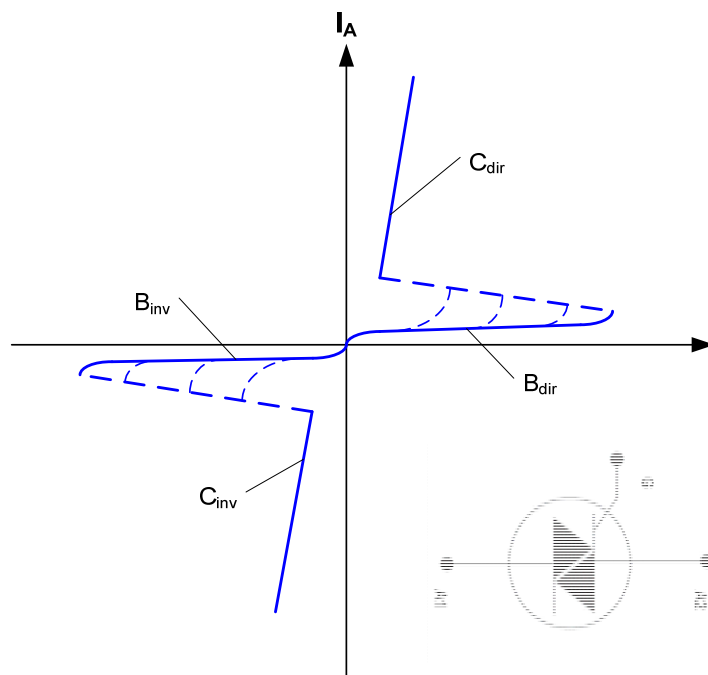


Fig. 6.2 Caracteristica curent-tensiune a triacului

În funcție de polaritățile tensiunilor aplicate pe terminale, există patru modalități de comandă a trecerii triacului în conducție:

U_{A1-A2}	U_{G-A2}	CADRAN	PUTERE PE POARTĂ
+	+	I	100%
+	-	I	300%
-	+	III	400%
-	-	III	200%

Se observă că prima combinație necesită puterea minimă de comandă pe poartă, iar a treia, puterea maximă, între cele patru cazuri diferind atât tensiunea cât și curentul de poartă.

Asemănător cu tiristorul, triacul poate fi comandat în poartă în curent continuu, pe orizontală, sau în impulsuri, în fază, sau nesincronizat; metodele de comandă ale triacului păstrează avantajele și dezavantajele celor utilizate pentru tiristor.

La blocare, Funcționarea triacului diferă de cea a două tiristoare conectate antiparalel. Dacă tiristoarele alimentate în tensiune alternativă sinusoidală au la dispoziție, pentru blocare, câte o semisinusoidă (cea în care sunt polarizați invers), integrarea celor două tiristoare pe aceeași structură creează dependențe între acestea, ceea ce face ca timpul disponibil de trecere în blocare să fie intervalul în care curentul anodic variază între I_H și $-I_H$, într-un sens, sau în celălalt. Pe sarcini rezistive, la frecvențe industriale, 40 ... 60Hz, blocarea triacului se realizează fără probleme, dar pe sarcini inductive, există riscul ca triacul să nu se blocheze. Acest fenomen limitează utilizarea triacelor în frecvențe ridicate.

Comanda triacelor în curent continuu este limitată la circuitele în care acestea înlocuiesc contacte mecanice. Pentru reglarea puterii pe un consumator, alimentat în tensiune alternativă sinusoidală, se utilizează exclusiv comanda în fază, deoarece, după cum s-a arătat în tabelul anterior, caracteristica de comandă a triacelor este foarte neuniformă, ceea ce ar duce la apariția unor componente continue în curentul de sarcină.

O variantă foarte simplă și răspândită de comandă în fază, sincronizată pe tensiunea anodică, utilizează diacul.

Diacul (Diode A.C. Switch) este un dispozitiv cu două terminale, format din două structuri PNPN (diode Schockey), legate antiparalel (fig.6.3).

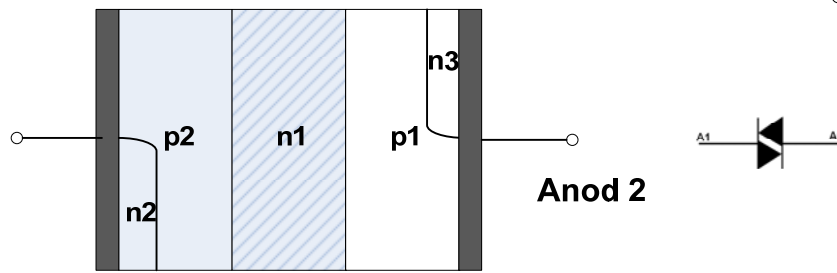


Fig. 6.3 Structura internă a diacului

Diacul este un dispozitiv bidirecțional, prezentând câte o zonă de blocare și câte una de conducție pentru ambele polarizări. Caracteristica sa curent - tensiune este simetrică față de origine (fig.6.4).

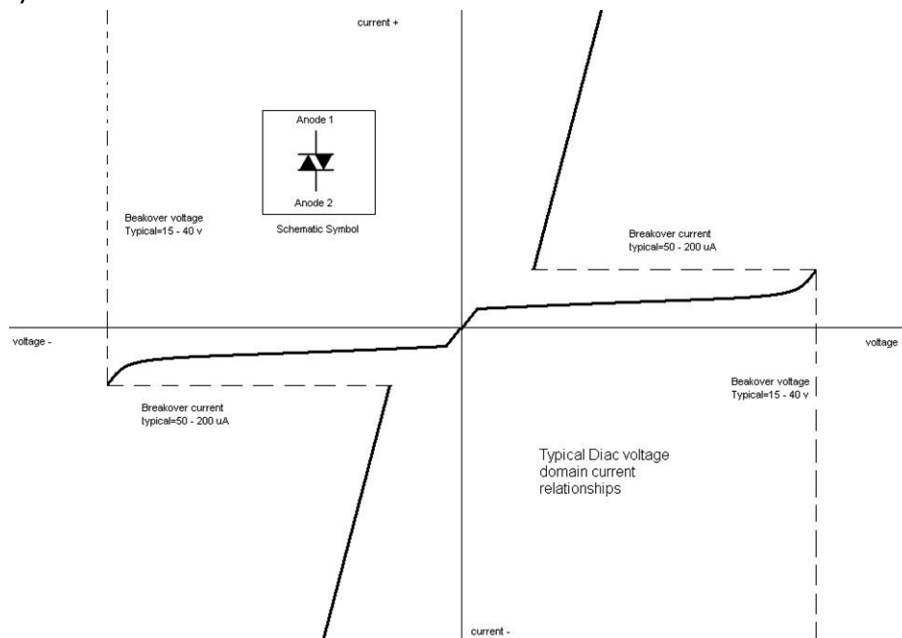


Fig. 6.4 Caracteristica current-tensiune a diacului

Diacul blochează tensiunile aplicate de ambele polarități și conduce în direct în ambele sensuri. Trecerea din blocare în conducție se face prin depășirea tensiunii de străpungere; trecerea propriu-zisă este un fenomen instabil, în care diacul se comportă cu o caracteristică de rezistență negativă. Trecerea din conducție în blocare se face tot printr-un proces instabil, la scăderea curentului prin diac (în valoare absolută) sub valoarea de menținere. Deci, diacul se caracterizează prin doar două stări stabile: conducția și blocarea.

Diacul se utilizează și în schemele de comandă a tiristoarelor, în configurații asemănătoare. Tensiunile de deschidere ale diacelor sunt în intervalul 25 ... 50V.

Fig. 6.5 reprezintă schema tipică de aplicație pentru comanda triacului cu diac. Becul B reprezintă sarcina triacului. Circuitul se alimentează în tensiune alternativă sinusoidală.

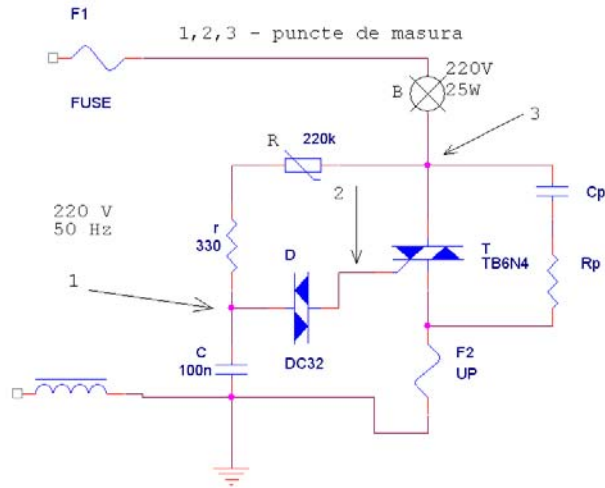


Fig. 6.5

La trecerea tensiunii de alimentare prin zero, triacul se blochează. Tensiunea pe condensator este aproximativ nulă. Pe semisinusoida care urmează, condensatorul C începe să se încarce prin grupul serie R și r. Diacul este blocat, prin urmare prin el nu trece curent, deci circuitul de încărcare al condensatorului este simplu. Rezistențele R și r sunt mult mai mari decât rezistența becului (sarcinii), motiv pentru care se neglijează căderea de tensiune pe bec. Inițial condensatorul este descărcat la 0. Tensiunea pe condensator se modifică pe durata unei semisinusoidale, crescând în valoare absolută, urmărind relația:

$$u_C(t) = \frac{\omega_0 - 2\tau^2 \omega_0^2}{1 - \tau^2 \omega_0^2} \cos \omega_0 t + \frac{\tau \omega_0^2}{1 - \tau^2 \omega_0^2} \sin \omega_0 t + \frac{1}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}}$$

unde :

$$\tau = (R + r)C$$

$$\omega_0 = 2\pi f = 100\pi [s^{-1}]$$

pentru frecvența rețelei de 50Hz.

Când tensiunea pe condensator atinge valoarea:

$$U_C = U_{Bdiac} + V_{GT}$$

diacul se deschide, trece brusc în conducție, ceea ce crează un impuls de curent în poarta triacului, datorită descărcării condensatorului pe circuitul format din înscrierea diacului cu circuitul de poarta-catod. Triacul trece și el în conducție. Curentul prin poarta triacului are valori relativ mari; în primul moment el nu este limitat decât de rezistența dinamică a diacului în conducție (mică), rezistența dinamică a circuitului poartă - catod al triacului (mică) și rezistențele conexiunilor (foarte mici). Din această cauză, comanda de deschidere este foarte bună, permițând inițierea conducției pe toată suprafața structurii triacului. Curentul de comandă este mult mai mare decât curentul de încărcare al condensatorului, energia acumulându-se lent prin încărcarea în curent mic și degajându-se rapid prin descărcarea într-un circuit de mică rezistență.

Diacul se va bloca atunci când curentul care îl parcurge scade sub valoarea de menținere, datorită descărcării condensatorului. Rezistențele R și r se dimensionează astfel încât curentul prin ele înseriate, la tensiune maximă de alimentare să se afle sub valoarea curentului de menținere a diacului. După blocarea diacului, condensatorul continuă să se descarce prin triacul aflat în conducție.

Procesul se repetă la fiecare semisinusoidă. Dacă suma R+r este de valoare mare,

tensiunea pe condensator nu mai atinge valoarea de amorsare a diacului, care rămâne blocat în permanență, menținând blocat și triacul. În acest caz, după un regim tranzitoriu, tensiunea pe condensator va reprezenta o sinusoidă defazată în urma tensiunii rețelei (cu o amplitudine sub tensiunea de străpungere a diacului), respectiv suma primilor doi termeni din expresia tensiunii pe condensator (mai sus menționată).

În afara componentelor menționate, în schemă apar și altele:

-L: inductanța de filtrare contra perturbațiilor care apar în procesul de comutare a triacului;
-F₁: siguranță fuzibilă, cu rol de protecție la supracurent (scurtcircuitarea rezistenței de sarcină). Protecția este eficientă doar pentru circuitul de alimentare, nu și pentru triac;

-F₂ - UR: siguranță fuzibilă ultrarapidă, cu rolul de a proteja triacul la scurtcircuitarea sarcinii. Există posibilitatea de a monta F₂ în locul F₁, caz în care siguranța ultrarapidă protejează atât triacul, cât și sursa de alimentare. Alegerea acesteia se face după valoarea integralei de curent a triacului, adică se alege o siguranță cu integrală de curent mai mică; în plus curentul nominal al siguranței trebuie să fie superior curentului efectiv maxim din circuit;

-R_p și C_p: grupul serie R-C este un circuit de protecție la supratensiuni în impuls. Impulsurile scurte de tensiune ridicată sunt aplatizate și lățite, ca efect al condensatorului, rezistența limitând curentul de descărcare a condensatorului prin triac, la comutarea în conducție. Pe sarcini inductive, prezența condensatorului cu rezistență de limitare accelerează comutarea în conducție.

MATERIALE:

- placă cu triac, bec și două rezistențe (fig.6.6);
- placă cu diac, triac, potențiomtru, rezistență, condensator și bec.

APARATE DE LABORATOR:

- sursă de tensiune continuă, dublă, 2x40V, 1A, - E₁ și E₂;
- sursă de tensiune continuă, 7.5V, 2A - E₃;
- voltmetru numeric - V;
- ampermetru - A;
- osciloscop - O;
- atenuator 10:1 pentru osciloscop - ATN;
- transformator coborâtor 220V/15V - Tr;
- transformator de separare 220V/220V - TrS;
- cabluri de legătură.

MOD DE LUCRU:

1. Se identifică placa corespunzătoare fig. 6.6 și se completează cu aparatele din fig. 6.7.

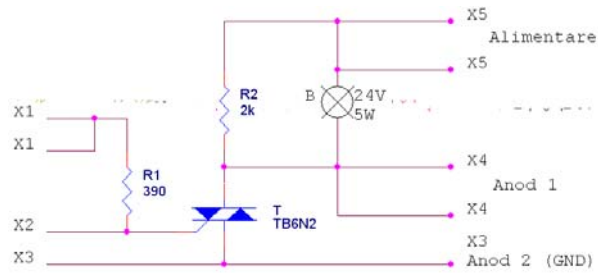


Fig. 6.6

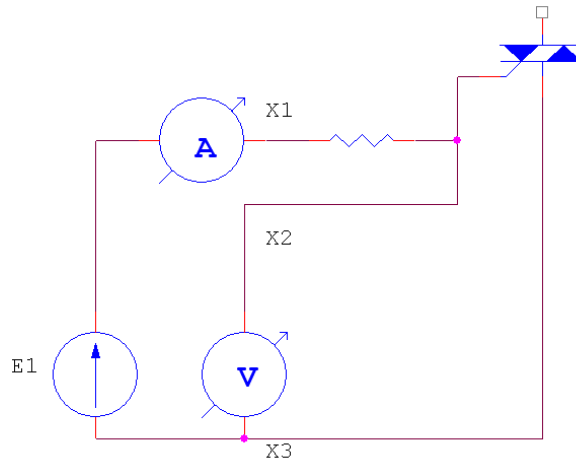


Fig. 6.7

Pe acest circuit se va determina caracteristica $U - I$ a porții triacului. Se variază tensiunea sursei E_1 de la 0 la 24V, cu pas de 2V, notând tensiunea pe poartă, indicată de voltmetrul V, și curentul de poartă, măsurat de ampermetrul A. Se inversează polaritatea sursei E_1 și se repetă măsurătorile. Se reprezintă pe același grafic cele două curbe. Se completează tabelul următor:

$E_1[V]$	-24	-22	-20	...	0	2	...	22	24
$U_G[V]$									
$I_G[mA]$									

2. Se realizează montajul din fig. 6.8, cu ajutorul căruia se vor determina tensiunile și curenții de poartă de amorsare.

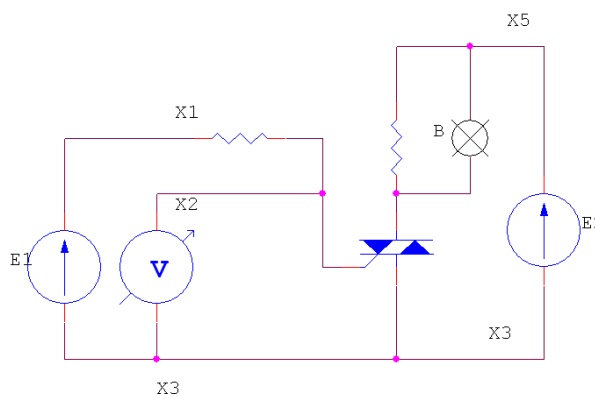


Fig. 6.8

Circuitul de poartă și circuitul anodic vor fi alimentate cu tensiuni pozitive și negative, încât să rezulte cele patru cazuri de conducție. Sursa E_2 va fi reglată pe valorile 10V, 20V, 30V și prin

inversarea bornelor de alimentare -10V, -20V, -30V. Sursa E_1 va fi adusă la 0V înaintea fiecărei măsurători. Înaintea fiecărei măsurători se va deconecta, pentru câteva secunde, fișa de alimentare de pe borna X_5 , pentru a bloca sigur triacul (triacul amorsat la măsurătoarea precedentă nu se blochează prin anularea tensiunii de comandă în poartă). După blocarea triacului, se crește treptat și continuu tensiunea E_1 urmărind indicațiile voltmetrului și ampermetrului, până la trecerea triacului în conducție, fapt semnalizat prin iluminarea becului de pe placă și prin creșterea curentului debitat de sursa E_2 , vizibil pe ampermetrul de pe panoul frontal al sursei. Se completează tabelul următor:

-30V	-20V	-10V	$E_2[V]$	10V	20V	30V
			$U_G[V]$			
			$I_G[V]$			

Se reprezintă grafic dependențele $U_G = f(U_{A1-A2})$ și $I_G = f(U_{A1-A2})$, considerând că, pentru triacul blocat, $E_2 = U_{A1-A2}$.

3. Cu ajutorul montajului din fig. 6.9 se va determina caracteristica U - I a circuitului anodic al triacului.

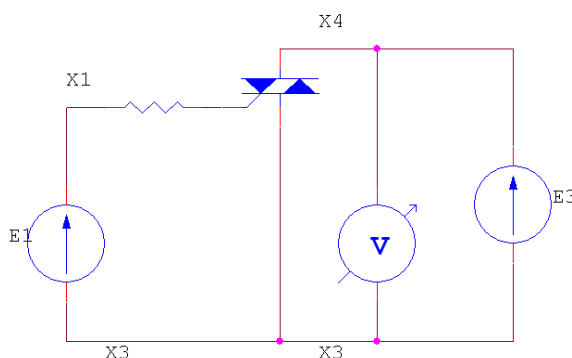


Fig. 6.9

Se vor studia ambele cazuri: comandă pozitivă pe poartă și apoi tensiune negativă de comandă. Sursa E_1 se va regla la maximul valorii obținute la punctul precedent + 3V (în valoare absolută), pentru o deschidere sigură. Potențiometrul de tensiune al sursei E_3 va fi reglat pentru o tensiune în gol de 5V. Curentul anodic al triacului va fi modificat prin acționarea potențiometrului reglaj curent limitat al sursei. Se va porni de la valori mari de curent 2A spre 0, cu pas 0.2A. Măsurătorile vor fi repetate după schimbarea polarității alimentării din sursa E_3 . Se va reprezenta grafic dependența $I_A = f(U_{A1-A2})$.

Se va calcula rezistența dinamică a triacului în conducție, prin aproximarea acesteia cu raportul diferențelor finite dintre tensiunile, respectiv curenții, obținuți la pași consecutivi.

Se va completa următorul tabel, cuprinzând tensiunile și curenții prin triacul în conducție:

-2	-1.8	...	-0.2	$I_A[A]$	0.2	...	1.8	2.0
				$U_{A1-A2}[V]$				

Relația de calcul pentru rezistența dinamică:

$$r_k = \frac{U_{AA:k+1} - U_{AA:k-1}}{I_{A:k+1} - I_{A:k-1}}$$

unde "k" este numărul de ordine al determinării.

4. Se alimentează montajul în curent alternativ, conform fig. 6.10, din transformatorul coborâtor, cu tensiune secundară de 15V (A NU SE CONFUNDA TRANSFORMATORUL COBORĂTOR CU TRANSFORMATORUL SEPARATOR). Se vor studia posibilitățile de comandă în curent continuu a deschiderii triacului. Cu ajutorul osciloscopului se pot măsura unghiurile de deschidere și de blocare ale triacului, când pe poarta acestuia se aplică tensiuni continue, lent variabile în timp, atât pozitive, cât și negative.

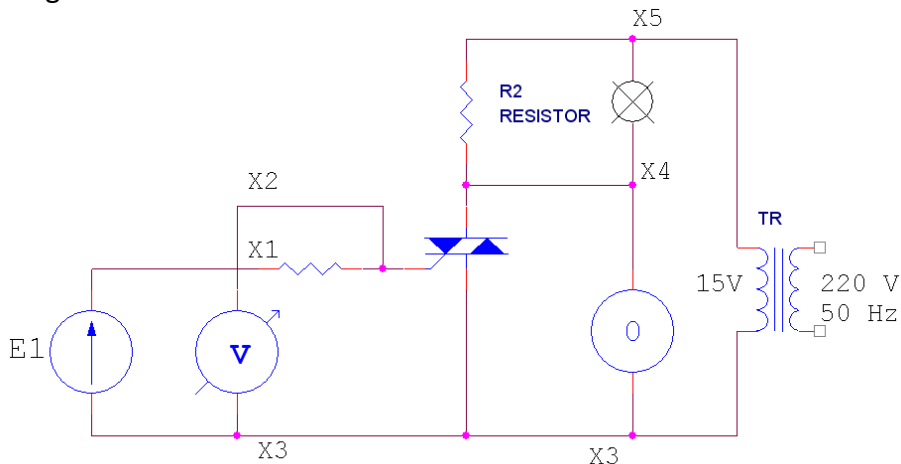


Fig. 6.10

5. Comanda triacului prin diac (comandă în fază) se studiază pe schema din fig. 6.5. Se va desena schema reală a circuitului realizat pe placă, acesta fiind mai simplu decât cel din fig. 6.5 (Se va utiliza, evident, cealaltă placă!).

Se va conecta secundarul transformatorului separator la bornele X_1 și X_2 , iar apoi se va alimenta primarul transformatorului de la rețea.

ATENȚIE! Acest montaj funcționează la tensiunea rețelei, deci există pericol de electrocutare. Se va lucra cu atenție sporită.

Cu ajutorul osciloscopului se vor vizualiza tensiunile marcate pe schemă:

1	2	3
---	---	---

sunt puncte de conectare a osciloscopului cu borna "caldă". Masa osciloscopului se va conecta la anodul 2 al triacului.

ATENȚIE! Pentru vizualizarea tensiunii în punctul "3" se va utiliza obligatoriu atenuatorul 10:1, altfel se poate defecta intrarea osciloscopului.

Formele de undă se vor reprezenta pentru minimum trei situații: cursorul potențiometrului la cele două capete și într-o poziție mediană.

VERIFICAREA CUNOȘTINȚELOR:

1. Să se descrie structura internă a triacului.
2. Comparați posibilitățile de comandă ale triacului, în funcție de polaritățile tensiunilor aplicate.
3. Cum se blochează un triac în conducție?

4. Comparați funcționarea tiristorului și triacului.
5. Desenați formele de undă ale tensiunii pe sarcină pentru circuitele studiate la pct. 4 și 5.
6. Calculați, cunoscând unghiurile de conducție și blocare ale triacului din circuitele de la pct. 4 și 5, raportul dintre puterea pe sarcină și puterea maximă care s-ar obține pe sarcină, dacă triacul ar conduce permanent.

$$r = \frac{\int_{t_{cond}^+}^{t_{bl}^+} u_s^2(\tau) d\tau + \int_{t_{cond}^-}^{t_{bl}^-} u_s^2(\tau) d\tau}{\int_0^T u_s^2(\tau) d\tau}$$

7. Care sunt avantajele și dezavantajele schemei de comandă din fig. 6.5?

BIBLIOGRAFIE:

- Bodea M., ș.a. - Diode și tiristoare de putere, Manual de utilizare, Ed.Tehnică, Buc.1989;
- Iosif N., ș.a. - Tiristoare și module de putere, Catalog, Ed.Tehnică, Buc.1984.

STABILIZATOARE PARAMETRICE

Elementele folosite în stabilizatoarele parametrice sunt dispozitive neliniare, a căror caracteristică $U - I$ tinde către o paralelă la axa tensiunilor sau la axa curenților (fig.7.1). Cu ajutorul acestor elemente se construiesc scheme de stabilizare a tensiunii sau a curentului, în configurații complementare (fig.7.2). Aceste scheme de stabilizare reprezintă sisteme de reglare automată cu ciclul de reglare deschis (fără reacție); performanțele electrice (stabilizarea, în special) sunt inferioare stabilizatoarelor cu reacție, dar sistemele cu ciclul de reglare deschis nu sunt susceptibile de a autooscila.

Neliniaritatea caracteristicii $U - I$ poate fi determinată de mecanismul de trecere a curentului și, în acest caz, elementul nelinier se numește varistor. Din această categorie fac parte tuburile electronice și ionice, stabilovoltii, celulele semiconductoare, rezistoarele cu tirit, vililit sau carborund, bobinele cu miez de fier, condensatoarele cu dielectric din sare Seignette, etc.

Caracteristica $U - I$ neliniară poate fi determinată și de efectul termic al curentului care circulă prin dispozitiv; acestea sunt componente de tipul termistoarelor: becuri cu incandescență, semiconductoare cu coeficient negativ de temperatură, termistoarele propriu-zise, etc.

Prin dezvoltarea tehnologiilor semiconductoarelor, gama dispozitivelor neliniare utilizate practic s-a restrâns, încât, în prezent se folosesc predominant diode "Zener", termistoare, VDR (Voltage Dependent Resistor), și rar, elemente cu filament (becuri, baretoare) și foarte rar, tuburi ionice sau electronice. Bobine și condensatoare neliniare se utilizează în aplicații speciale, relativ pe scară restrânsă.

Elementele neliniare a căror caracteristică $U - I$ este simetrică față de origine pot fi folosite atât în curent continuu, cât și în alternativ. Alimentate în curent alternativ acestea produc, în general, deformări ale tensiunii alternative, care se traduc în apariția armonicelor superioare, fenomen nedorit ce trebuie înlăturat prin filtrare în anumite aplicații mai pretențioase.

DIODE STABILIZATOARE DE TENSIUNE CU SILICIU:

Numite și diode "Zener", aceste dispozitive se fabrică într-o gamă foarte largă de tensiuni și puteri, încât sunt cele mai folosite dispozitive neliniare discrete de stabilizare. Aceste diode funcționează în zona de străpungere a caracteristicii curent - tensiune, regiune în care tensiunea rămâne practic constantă la variații apreciabile ale curentului. Domeniul tensiunilor de lucru al diodelor stabilizatoare este de aproximativ 3 ... 300V, sub această gamă utilizându-se diode polarizate direct, existând diode de referință în sens direct (DRD), și peste 300V putându-se înseria diode stabilizatoare. Puterile disipate se găsesc în domeniul 0.4W ... 50W.

Denumirea de diode "Zener" este improprie (dar intrată în uzul curent), deoarece efectul Zener (tunelarea purtătorilor de sarcină din banda de valență în cea de conducție sub acțiunea unui câmp electric intens) explică numai funcționarea diodelor cu tensiuni de stabilizare până la circa 5.5V. La tensiuni mai mari de stabilizare, funcționarea diodelor se bazează pe efectul de multiplicare în avalanșă (purtătorii de sarcină sunt accelerați de câmpul electric și capătă energii suficient de mari încât pot să ionizeze, prin ciocnire, atomii rețelei). Granița dintre cele două mecanisme de conducție în polarizare inversă nu este netă, la diodele cu tensiuni de stabilizare în zona de separație, străpungerea datorându-se ambelor fenomene.

În polarizare directă, caracteristica diodei Zener este similară cu cea a unei diode

redresoare cu Si, diferența între cele două caracteristici apărând în polarizare inversă, în zona de străpungere. Fig.7.3. ilustrează caracteristica U - I a unei diode Zener. Diodele Zener acceptă curenți importanți de străpungere, notați I_Z , iar tensiunea de străpungere V_Z este controlată fin tehnologic, pentru a se obține valoarea dorită.

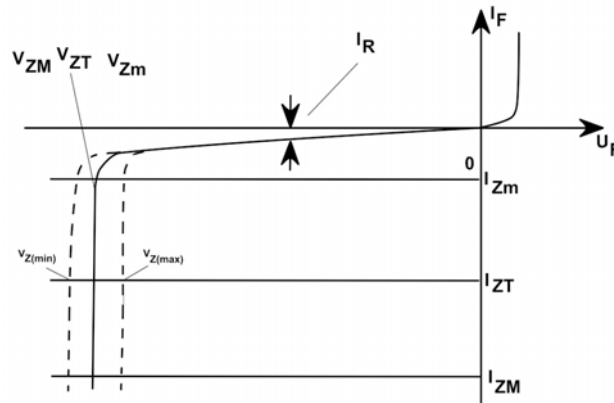


Fig. 7.1

Principalele caracteristici ale diodelor stabilizatoare sunt:

-Tensiunea de stabilizare V_{ZT} :

V_{ZT} este parametrul principal al diodelor stabilizatoare. În datele de catalog, V_{ZT} este specificată la curentul de măsură I_{ZT} , dependent de tipul diodei.

În utilizarea unei diode trebuie avute în vedere câteva aspecte:

- există o dispersie de natură tehnologică a valorilor tensiunii V_{ZT} în jurul valorii nominale;
- valorile de catalog (nominale, minime sau maxime) sunt garantate pentru cazul în care temperatura joncțiunii este egală cu temperatura ambiantă de referință T_0 (în general $T_0 = 25^\circ\text{C}$). Această proprietate rezultă din necesitatea sortării unui număr mare de diode într-un timp rezonabil, ceea ce impune testarea în regim de impulsuri, pentru ca temperatura să nu se modifice.

Tensiunea de stabilizare a diodei la altă temperatură, față de cea de referință, și/sau pentru condiții de polarizare care implică încălzirea diodei, se poate calcula cu relația următoare:

$$V_Z(T) = V_Z(T_0) [1 + \alpha_{VZ}(T - T_0)]$$

Dependența de temperatură este considerată liniară, prin coeficientul de temperatură al tensiunii de stabilizare.

-Rezistența diferențială pe caracteristica de stabilizare:

În cazul general, această rezistență r_Z , este formată din două componente: rezistența diferențială a joncțiunii pentru condiții izoterme, r_{Zj} , și o rezistență diferențială de natură termică, r_{Zth} :

$$r_Z = \frac{dV_Z}{dI_Z} = \left(\frac{\partial V_Z}{\partial I_Z} \right)_{T=const} + \left(\frac{\partial V_Z}{\partial T} \right)_{I_Z=const} \frac{dT}{dI_Z}$$

Primul termen reprezintă r_{Zj} și cel de-al doilea r_{Zth} , adică:

$$r_Z = r_{Zj} + r_{Zth}$$

Variațiile rapide ale curentului nu pot fi urmărite de temperatura joncțiunii; în acest caz rezistența totală diferențială este r_{Zj} . Foile de catalog înscriu chiar această valoare ca rezistență diferențială, măsurarea fiind efectuată la frecvență de 1kHz, deci suficient de mare încât variațiile de temperatură ale joncțiunii să fie neglijabile.

Creșterea curentului Zener I_Z atrage după sine scăderea rezistenței r_z , pentru aceeași diodă.

-Curentul minim de stabilizare I_{Zm} :

Este curentul minim la care dioda funcționează încă în regim de stabilizare. Curentul I_{Zm} nu este indicat în foile de catalog, el fiind impus de aplicația concretă prin valoarea maximă admisă pentru rezistența diferențială.

-Curentul maxim de stabilizare I_{ZM} :

Este impus de regimul termic staționar al diodei Zener, astfel încât $T_{vj} < T_{vj,max}$. Catalogul indică valorile curentului maxim de stabilizare corespunzătoare puterii maxime disipate de diodă, în regim staționar. În regim de impulsuri de scurtă durată, curentul I_{ZM} poate fi depășit. Valoarea maximă în impuls se determină, în dependența de forma și durata impulsului, tot din condiția ca temperatura joncțiunii să nu depășească valoarea sa maximă, ținând cont de impedanță termică a diodei.

- Coeficientul de temperatură al tensiunii de stabilizare:

Reprezintă variația procentuală a tensiunii de stabilizare cu temperatura joncțiunii:

$$\alpha_{VZ} = \frac{1}{V_Z} \left(\frac{\partial V_Z}{\partial T} \right)_{I_Z = const.} \quad [\% / ^\circ C]$$

Coeficientul de temperatură are valori negative pentru diodele cu $V_{ZT} < 5.5 \dots 6V$ și pozitive pentru celelalte. Schimbarea de semn este cauzată de trecerea de la străpungerea prin efect Zener la străpungerea prin multiplicare în avalanșă. Practic, pentru diodele cu $V_{ZT} = 5 \dots 6V$, coeficientul de temperatură este minim.

-Curentul rezidual invers:

Este curentul invers al diodei stabilizatoare, măsurat la o tensiune mai mică decât tensiunea de stabilizare. Curentul invers are valori inferioare pentru diodele care se străpung în avalanșă $V_{ZT} > 6V$, și la diodele fabricate în tehnologie planară (ex. DZ1 ... DZ51, ZP1 ... ZP100).

Dependența de temperatură a curentului invers este mare, acesta dublându-se la o creștere de temperatură de aproximativ $10^\circ C$.

-Zgomotul diodelor stabilizatoare de tensiune:

Este mai pronunțat la diodele cu străpungere prin avalanșă, datorită chiar mecanismului statistic de străpungere și apariției de microplasmе.

La creșterea curentului I_Z , tensiunea echivalentă de zgomot prezintă maxime și minime, datorită apariției de puncte suplimentare de străpungere.

Pentru reducerea zgomotului propriu al diodelor se folosesc mai multe metode, printre care:

-alegerea unui curent de polarizare I_Z suficient de mare pentru a fi evitată zona de cot, unde zgomotul este foarte mare;

-cuplarea în paralel pe diodă a unui condensator de cca. $100nF$, neinductiv, caz în care tensiunea echivalentă de zgomot scade de aproximativ 10 ori. Deoarece caracteristica de polarizare inversă a diodelor stabilizatoare nu prezintă zone de rezistență negativă, nu există pericolul autooscilațiilor.

În utilizarea diodelor stabilizatoare se va ține cont de puterea maximă care poate fi disipată de dispozitiv, în funcție de temperatura ambiantă; valoarea maximă a puterii este indicată în catalog.

V.D.R.:

Numite și varistoare, prezintă o neliniaritate pronunțată între tensiunea și curentul aplicate la borne. Sunt rezistențe comandate în tensiune. Acestea sunt fabricate din materiale neomogene, cu proprietăți de redresare la contactul dintre particule. Materiale utilizate în fabricația VDR: carburi de siliciu, oxid de zinc, oxid de titan, etc. Caracteristicile electrice sunt determinate de rețeaua complexă de contacte cristaline cu proprietăți redresoare.

Se folosesc frecvent ca soluții ieftine și fiabile de protecție a dispozitivelor semiconductoare, circuitelor electronice, colectoare de motoare, contacte de releu, etc. contra supratensiunilor și consecințelor acestora.

Relația dintre tensiune și curent pentru VDR:

$$V = CI^\beta$$

unde V este tensiunea în volți, I curentul în amperi, iar C și "beta" sunt constante.

VDR nu are efect directiv; caracteristica U - I este simetrică față de origine. Relația de legătură între tensiune și curent este valabilă doar pentru valori instantanee, și nu poate fi aplicată pentru valori medii, efective, etc. în cazul utilizării VDR în circuite de curent alternativ.

Coeficienții C și "beta" depind de compoziția materialului și de dimensiunile volumului activ; "beta" ia uzual valori între 0.02 ... 0.40, iar C, între 14 și câteva mii.

TERMISTOARE:

Sunt rezistoare a căror rezistență variază cu temperatura într-o proporție superioară rezistoarelor convenționale. Se disting două categorii de termistoare: NTC (Negative Temperature Coefficient), a căror rezistență variază invers proporțional cu temperatura, și PTC (Positive Temperature Coefficient), la care variația este direct proporțională.

Termistoarele NTC sunt rezistoare construite din oxizi ai elementelor din grupa fierului (crom, mangan, cobalt sau nichel). Acești oxizi au rezistivitate mare în stare pură, dar pot fi transformați în semiconductoare prin adăugarea de materiale cu altă valență.

Conductivitatea materialului este:

$$\sigma = n * e * \mu$$

unde e este sarcina electronului, n și μ reprezintă concentrația și mobilitatea purtătorilor de sarcină electrică. Ultimele două mărimi depind de temperatură:

$$\mu \propto \frac{e^{-\frac{q_2}{KT}}}{T}$$

$$n \propto \frac{e^{-\frac{q_1}{KT}}}{T}$$

unde q₁ și q₂ sunt energii caracteristice purtătorilor de sarcină electrică.

Dependența conductivității de temperatură este următoarea:

$$\sigma \propto T^{-c} e^{-\frac{(q_1+q_2)}{kT}}$$

(\propto = direct proportional cu)

unde q_2 poate fi 0. În practică exponențiala este valoarea hotărâtoare, încât, pentru un domeniu de temperaturi, rezistența unui termistor NTC se aproximează prin relația:

$$R = Ae^{\frac{B}{T}}$$

Termistoarele PTC:

Se folosesc ca limitatoare de curent, senzori de temperatură, compensatoare de temperatură, temporizatoare, etc. Prezintă coeficient pozitiv de dependență cu temperatura într-o anumită gamă de temperaturi, în rest acesta fiind nul sau negativ. Se fabrică din titanat de bariu sau stronțiu ($BaTiO_3$, $SrTiO_3$), care se impurifică cu alte substanțe.

Rezistența termistoarelor PTC este:

$$R_b \propto \frac{1}{a} e^{\frac{eV_b}{kT}}$$

unde a este dimensiunea cristalitelor, V_b este potențial electric de barieră.

Pentru domenii limitate de temperatură, rezistența poate fi scrisă:

$$R_T = A + Ce^{BT}$$

și prin diferențiere se poate calcula coeficientul de temperatură:

$$\alpha = 100B\%/^{\circ}C$$
$$\alpha = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} = \frac{BCe^{BT}}{A + Ce^{BT}}$$

ultima relație fiind valabilă pentru acea porțiune a caracteristicii pentru care $R_T \gg A$. În general în practică această condiție se îndeplinește rar, ceea ce duce la folosirea unor metode grafice sau numerice de proiectare.

BARETOARE:

Sunt un caz particular de termistoare PTC, a căror element activ este constituit dintr-un filament de fier în atmosferă inertă. Pentru un anumit domeniu de tensiuni aplicate la borne, acestea se comportă ca stabilizatoare de curent (generatoare de curent constant). Datorită inerției termice a filamentului, nu pot fi folosite în aplicații unde există variații rapide ale mărimilor electrice din circuit.

Becurile uzuale cu incandescență au caracteristici asemănătoare, dar stabilizarea obținută este inferioară.

În caracterizarea elementelor stabilizatoare se definesc:

$$R_{st} = \frac{U}{I} \text{ (rezistența statică)}$$
$$R_d = \frac{dU}{dI} \text{ (rezistența dinamică)}$$

MATERIALE:

-placă cu diode Zener – fig. 7.4;

- placă cu termistoare și VDR – fig. 7.5;
- placă cu baretor – fig. 7.6;
- placă cu becuri – fig. 7.7.

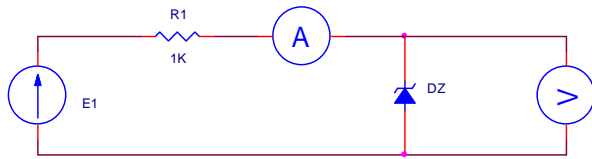


Fig. 7. 2

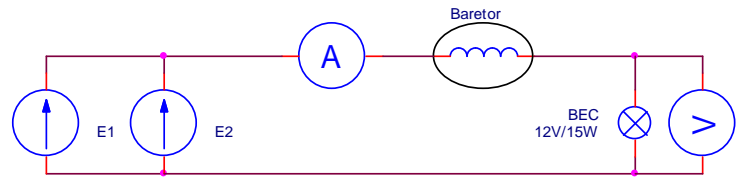


Fig. 7. 3

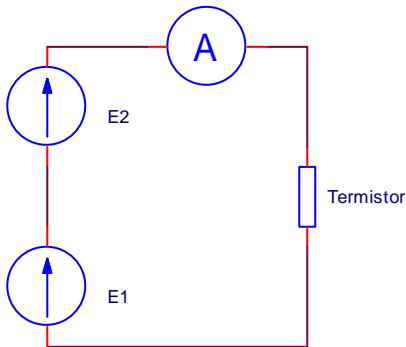


Fig. 7. 4

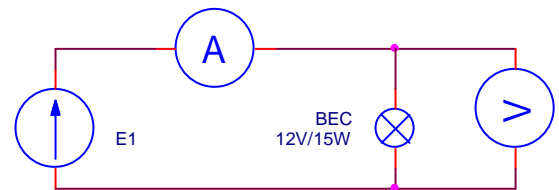


Fig. 7. 5

APARATE DE LABORATOR:

- voltmetru numeric - V;
- ampermetru - A;
- ohmmetru - Ω;
- sursă de tensiune continuă 2x(40V, 1A) - E₁, E₂;

MOD DE LUCRU:

1. Se identifică diodele de pe placă și se caută caracteristicile acestora în catalog. Se determină experimental dependența curent - tensiune, în polarizare inversă pentru toate diodele. Se va utiliza montajul din fig. 7.4. Se completează tabele de tipul următor:

I _Z (mA)	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20			
V _Z (V)													

Se reprezintă grafic rezultatele măsurătorilor.

2. Se polarizează diodele, pe rând, cu jumătate din tensiunea V_{ZT}, în sens invers, și se măsoară curentul rezidual.

3. Se calculează rezistențele dinamice ale diodelor în zona de stabilizare, conform relației:

$$r_d = \frac{\Delta V_Z}{\Delta I_Z} = \frac{\Delta V_Z}{2mA} [k\Omega]$$

4. Se măsoară cu ohmmetrul rezistența termistoarelor, la temperatura camerei.

Termistorul de 0.3A va fi alimentat, conform fig.7.5. cu o tensiune de 80V, obținută prin

înscrierea celor două jumătăți ale sursei duble. Se vor nota tensiunea și curentul la fiecare 10 s, timp de 5 min, sau până când curentul atinge 0.3A.

ATENȚIE! Tensiune periculoasă!

ATENȚIE! Termistorul se încălzește puternic!

Se reprezintă grafic dependența curent - tensiune.

5. Se alimentează VDR cu tensiune continuă între 0V și 80V, cu pas 10V, și se măsoară curentul prin dispozitiv. Se reprezintă grafic dependența obținută.

6. Se determină caracteristica de stabilizare a baretorului, alimentându-l ca în fig.7.6., cu tensiuni între 0V și 27V, din volt în volt, notând curentul prin circuit și tensiunea pe sarcină. Se reprezintă grafic funcțiile $I = f(U_{alim})$ și $U_s = f(U_{alim})$.

7. Se determină și se reprezintă grafic dependența curent tensiune, și se calculează rezistența dinamică, pentru un bec cu incandescență, alimentat între 0V și 13V, din volt în volt, ca în fig. 7.7.

VERIFICAREA CUNOSTINTELOR:

1. Care sunt parametrii electrici caracteristici ai unei diode Zener?
2. Cum se definește și cum se măsoară rezistența dinamică a unui dispozitiv stabilizator? Ce diferență există față de rezistența statică?
3. Ce sunt termistoarele? Câte tipuri există?
4. Ce este VDR?
5. Ce proprietăți prezintă baretorul? Comparați-le cu cele ale unui bec cu incandescență.
6. Observații personale.

BIBLIOGRAFIE:

- Boicu I., Stan A.I. - Electroalimentare, curs, IPB 1977;
- Stan A.I., Boicu I. - Electroalimentare, Indrumar de laborator, IPB 1975;
- Petru A.D., ș.a. - Diode cu siliciu, Catalog, Ed.Tehnică, Buc.1986;
- *** - MBLE, Components and materials, Non-linear resistors, Part 11, 1979.

CONTACTOARE

Contactoarele sunt dispozitive mecanice, electromecanice sau electronice care închid sau deschid circuitele electrice. Din punct de vedere cronologic, primele contactoare folosite au fost cele mecanice; în urma introducerii schemelor de acționare la distanță și de automatizare au apărut contactoarele electromecanice, iar ca urmare a dezvoltării tehnologiei semiconductoarelor s-au răspândit contactoarele electronice.

CONTACTOARE MECANICE ȘI ELECTROMECHANICE:

Sunt cele mai frecvent utilizate contactoare, acoperind aplicații în toate gamele de tensiuni, curenți și puteri. Se folosesc pentru conectarea și deconectarea circuitelor electrice, sau pentru comutarea acestora.

Principial, un contactor mecanic este compus dintr-unul sau mai multe contacte electrice, acționate prin intermediul unui mecanism, care poate cuprinde pârghii, came, angrenaje cu roți dințate, etc. Contactoarele electromecanice posedă suplimentar un element de execuție electromecanic (electromagnet, motor electric), care transformă comanda electrică în deplasare sau rotație mecanică, acționând astfel asupra mecanismului de comandă a contactorului mecanic. Există și contactoare la care între partea de comandă electrică și partea de execuție mecanică se intercalează dispozitive pneumatice sau hidraulice.

Clasificarea contactoarelor se face după:

- tensiunea nominală suportată de contacte:
 - de joasă tensiune, sub 500V,
 - de tensiune înaltă, peste 500V,
 - de foarte înaltă tensiune, pentru zeci de mii V;
- după tipul tensiunii:
 - de curent continuu,
 - de curent alternativ;
- după numărul de contacte;
- după modul de comandă:
 - mecanică,
 - electrică,
 - pneumatică,
 - hidraulică;
- după viteza de acționare:
 - normale,
 - rapide;
- după tipul de protecție;
- după utilizare:
 - butoane și comutatoare,
 - chei,
 - manipulatoare,
 - selectoare,

- limitatoare de cap de cursă,
- senzori de poziție,
- contactoare electromagnetice, etc.

LIMITATORII CAP DE CURSĂ:

Sunt dispozitive cu acționare mecanică montate pe mecanisme, având rolul de a sesiza sfârșitul domeniului permis de deplasare pentru organele mobile. În general se montează pe părțile fixe ale mecanismului, din considerente de cablare, dar pot fi amplasate și pe piesele mobile, fiind atunci racordate prin conductoare flexibile. Sesizarea deplasării se face direct pe piesa mobilă (variantă evitată, de regulă), sau prin acțiunea unei came solidare pe piesa în mișcare. Cama (1) este în contact cu un palpator mecanic (3), care poate fi prevăzut cu o roată (2) pentru a micșora uzura datorată frecărilor. Palpatorul poate fi montat într-un lagăr de alunecare, sau de rotație. Translația sau rotația, după caz, a palpatorului, antrenează deplasarea unuia sau mai multor contacte electrice (4), izolate între ele și față de carcasa (5) limitatorului (fig.8.1). Contactele pot fi de lucru (normal deschise ND, sau NO - normal open), de repaus (normal închise NI, sau NC - normal close), sau contacte comutatoare, în care borna comună se notează COM, sau similar.

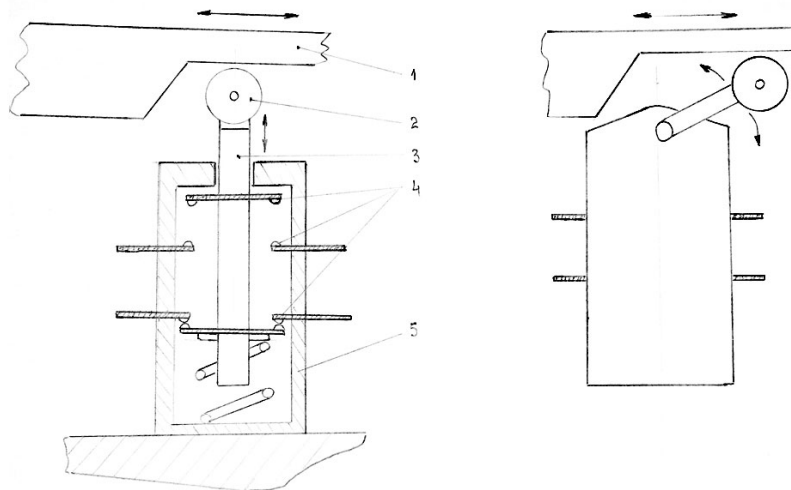


Fig. 8. 1

Limitatorii cap de cursă se fabrică într-o gamă foarte largă, atât ca domenii electrice de tensiuni și curenți, cât și ca forme constructive și clase de izolație.

Comanda elementului de execuție se poate face direct, sau prin mijlocirea unor relee, în scheme de repetoare sau în configurații complexe de automatizare.

O variantă este utilizarea unor limitatori fără contact mecanic, interacțiunea producându-se prin câmp magnetic. Pe piesa fixă se amplasează o fiolă cu contact REED (tub de sticlă vidat sau umplut cu gaz inert, în care se găsește un contact electric, format din lamele feromagnetice), iar pe organul mobil, în locul camei, se montează un magnet permanent, care, la deplasarea piesei mobile, ajunge în imediata vecinătate a fiolei Reed (fig.8.2).

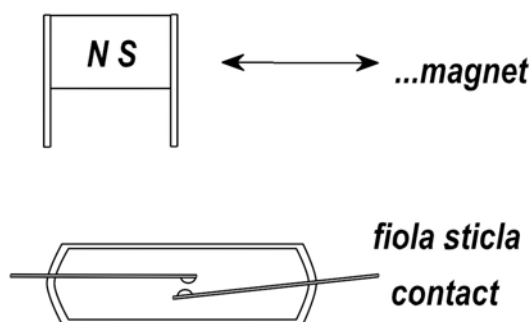


Fig. 8.2

Contactoare mecanice cu protecții:

Sunt contactoare cu acționare mecanică (manuală), în care se introduc elemente de sesizare a supracurentului și de deconectare, astfel încât contactorul îndeplinește și funcția de siguranță.

Sistemele electromecanice de protecție sunt bazate pe două tipuri de elemente:

- lamele bimetalice (cu încălzire directă sau indirectă), utilizate pentru suprasarcini mici dar de durată. La încălzire, lamelele bimetalice se curbează, acționând printr-un sistem de pârghii mecanismul de deconectare al contactorului. Au acțiune lentă, fiind bazate pe un proces termic.

- electromagneți, a căror bobină este parcursă de curentul de sarcină, și a căror armătură mobilă acționează mecanismul de deconectare al contactorului. Au acțiune rapidă, dar funcționează doar la suprasarcini mari.

Cele două tipuri de protecții se pot utiliza separat, dar de regulă sunt combinate, încât deconectarea să se realizeze atât la suprasarcini mici, cât și mari, în timp util.

Contactoare electromagnetice:

Sub acest nume sunt cunoscute contactoarele formate din electromagneți a căror armătură mobilă acționează grupe de contacte. Diferența față de relee este minimă, costând în special în funcția îndeplinită (ultim element de comandă într-o schemă de automatizare) și de intensitatea curenților comutați. Suplimentar pot fi prevăzute cu dispozitive de stingere a arcului electric care se poate forma între contacte.

Constructiv, contactoarele ale căror bobine sunt excitate în curent continuu se deosebesc de cele cu excitație în curent alternativ. Excitația în curent alternativ prezintă un avantaj major: inițial, circuitul magnetic are întrefier mare deoarece armătura mobilă este depărtată; inductanța bobinei este mică, deci curentul prin aceasta este mare, ceea ce implică forță mare de atragere. Pe măsură ce armătura mobilă se apropie de cea fixă, inductanța bobinei crește, curentul scade, forța se păstrează suficient de mare (variază direct proporțional cu curentul și invers proporțional cu întrefierul). Când armătura este complet apropiată, curentul are valoare minimă, ceea ce implică o disipație minimă de căldură pe rezistența bobinei. La contactoarele excitate în curent continuu această scădere a curentului nu se produce, motiv pentru care bobina este proiectată să reziste în regim permanent la curentul de atragere, sau se realizează circuite auxiliare de limitare a curentului prin înfășurare. Fig.8.3 prezintă o secțiune prin electromagnetul unui contactor cu excitație în curent alternativ. Sunt vizibile armătura mobilă (1), cea fixă (2), înfășurarea (3), spira în scurtcircuit (4), cu rol de defazare a fluxului magnetic într-o coloană magnetică a miezului, pentru ca forța de atracție să nu se anuleze, respectiv electromagnetul să funcționeze fără trepidații.

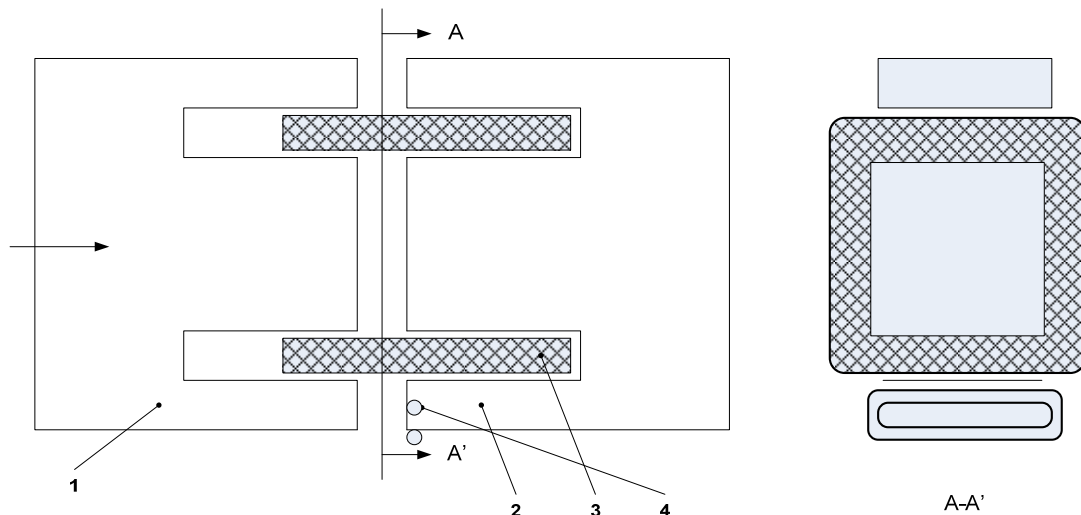


Fig. 8.3

CONTACTOARE ELECTRONICE (STATICHE):

Durata de viață a contactoarelor (electro-) mecanice este invers proporțională cu frecvența conectărilor și deconectărilor. Uzual, în cataloage se indică numărul mediu de comutări suportate de contactor.

Înlocuirea contactelor mecanice prin dispozitive electronice, cu două stări: conducție și blocare, fără piese în mișcare, a permis construcția unor contactoare cu o fiabilitate superioară. Totuși, contactoarele statice, deși prezintă avantajul incontestabil al duratei de viață, la care se adaugă posibilitatea obținerii unor frecvențe mari de comutare, au și dezavantaje față de contactoarele convenționale:

- deși, în condiții normale de funcționare, au durată superioară de viață, sunt mult mai sensibile la suprasarcini;
- prezintă o cădere de tensiune "pe contact" mult mai mare decât contactoarele mecanice;
- în blocare au rezistență inferioară celor mecanice.

În trecut s-au utilizat ca dispozitive electronice tuburi electronice sau ionice; în prezent contactoarele statice se bazează în exclusivitate pe semiconductoare, tranzistoare, tiristoare (inclusiv GTO), triace, completate uneori cu diode.

Contactoarele statice pot fi construite pentru curent continuu sau pentru curent alternativ, existând variante care funcționează în ambele situații.

Se pot utiliza tranzistoare de comutație, care sunt comandate încât să funcționeze în saturație sau în blocare. Trebuie asigurate comenzi puternice, astfel încât tranzistoarele să comute cât mai rapid în vederea minimizării pierderilor de putere în comutație. Pentru tensiuni și curenți mici, tranzistorul poate lucra și în curent alternativ, dar pentru tensiuni superioare (> 10V), este necesară conectarea tranzistorului în diagonala de curent continuu a unei punți redresoare, ca în fig.8.4, pentru a obține un comutator bilateral.

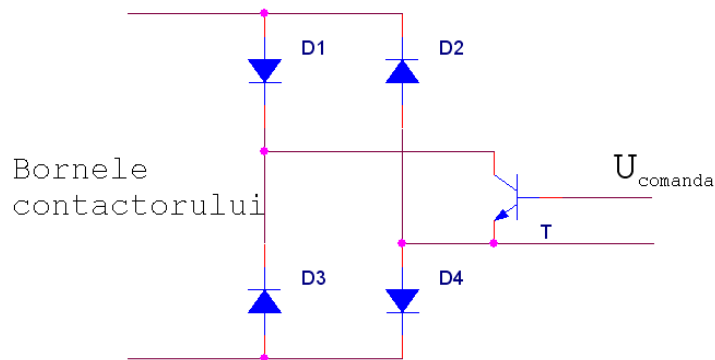


Fig. 8.4

Tiristoarele pot echipa contactoare de curent continuu, dar trebuie prevăzute circuite de stingere (de blocare) - pentru tiristoarele convenționale. În curent alternativ, stingerea este asigurată, dar trebuie conectate câte două tiristoare antiparalele, pentru a asigura conducția bilaterală.

Triacele pot fi utilizate în contactoarele de curent alternativ, nefiind folosite pentru curent continuu.

Contactorul cu tiristoare de 16A, tip CFR:

În instalațiile SCB se utilizează în mod curent, circuite de cale cu codificare în impulsuri, la care semnalul de control este o tensiune alternativă sinusoidală de 75Hz, modulată în amplitudine, cu grad de modulație 100%, de un semnal dreptunghiular generat de emițătorul de cod KPT-10 (codul este generat prin contacte acționate de came rotite de un electromotor printr-un reductor; sunt disponibile două semnale de comandă identice ca formă și defazate între ele).

Puterea consumată în circuitele de cale este superioară cu mult celei pe care o pot comuta contactele generatorului de cod. În varianta clasică, fiecare circuit de cale este alimentat de un releu transmițător, cu contacte întărite, comandat de generatorul de cod. Deși special concepute pentru comutări repetate pe sarcini inductive, releele transmițătoare au o fiabilitate scăzută, fiind necesare lucrări de verificare și întreținere la fiecare 3 - 6 luni.

Eliminarea releelor transmițătoare s-a făcut prin introducerea contactoarelor statice; acestea sunt în număr de maximum 6 pe stație (câte unul pe fiecare secvență în stație și, similar, pentru blocul de linie automat din capătul X și Y), minimum 2, în stațiile mici, față de releele transmițătoare, câte unul pe fiecare secțiune (respectiv câteva zeci).

Schema contactorului static de 16A este ilustrată în fig. 8.5.

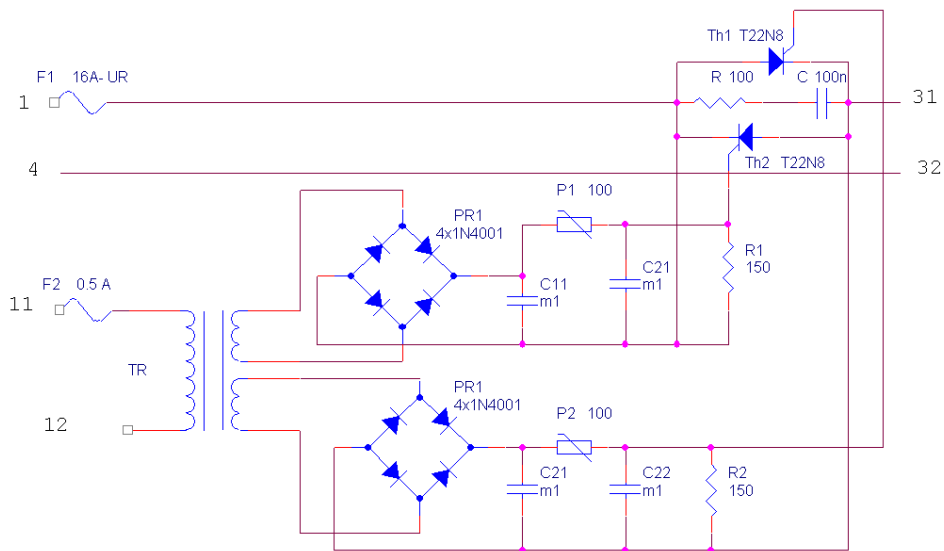


Fig. 8.5

Pentru funcționare în curent alternativ, contactorul este format din două tiristoare, montate antiparalel, Th_1 și Th_2 . Acestea sunt comandate în curent continuu. Tensiunea de comandă, 220V 75Hz, în impulsuri, se aplică pe primarul unui transformator coborâtor, Tr, care are două înfășurări secundare, identice, separate galvanic, uneori prezentând și prize mediane pentru reglajul brut al tensiunii de ieșire. Tensiunile alternative furnizate de înfășurările secundare sunt redresate de două punți redresoare PR_1 și PR_2 , și apoi filtrate prin celulele "PI", formate din C_{11} , P_1 , C_{12} , respectiv, C_{21} , P_2 , C_{22} , astfel obținându-se tensiunile continue de comandă în poartă pentru tiristoare. Rezistențele R_1 și R_2 , conectate între poarta și catodul fiecărui tiristor, descarcă condensatoarele din celulele de filtrare pe perioadele de pauză ale codului, împiedicând totodată stocarea sarcinilor electrice în porțile tiristoarelor, ceea ce asigură menținerea fermă în blocare a acestora. Potențiometrele P_1 și P_2 , montate ca rezistențe variabile, permit un reglaj fin și individual al curenților de comandă în porțile tiristoarelor. Grupul RC, conectat în paralel pe cele două tiristoare, le protejează pe acestea împotriva supratensiunilor în impuls care pot apare în circuit, datorită sarcinilor inductive, iar la amorsare, asigură viteza necesară de creștere a curentului anodic. Contactorul conține două siguranțe fuzibile, F_1 , ultrarapidă, înseriată cu tiristoarele, și F_2 , normală, montată în primarul transformatorului.

Datorită utilizării a două tiristoare antiparalel, cu circuite de comandă individuale, există posibilitatea să apară o componentă de curent continuu în curentul anodic, datorită deschiderii întârziate a unuia dintre tiristori (respectiv, unul dintre tiristoare poate să nu conducă pe semialternanța care îi corespunde, sau să conducă pe mai puțin de 180°). Deoarece contactorul poate fi amplasat și în dulapurile blocului de linie automat, fiind alimentat printr-un cablu cu lungime de ordinul kilometrilor, tensiunea minimă pentru funcționarea normală trebuie să fie de 150 ... 180V. Potențiometrele se reglează astfel încât la tensiunea minimă ambele tiristoare să fie deschise complet, iar diferența între tensiunile de deschidere totală a tiristoarelor să nu fie mai mare de 20V.

Schema prezentată are unele neajunsuri:

- necesită reglaj individual pe fiecare tiristor;
- comanda nu este discretă "conducție" - "blocare", tensiunea în poartă variind destul de lent între aceste două stări, la granița dintre impuls și pauză, ceea ce duce la apariția unor regimuri

tranzitorii necontrolate, cu efecte negative asupra tiristoarelor;

-reglarea potențioanelor la valoare minimă provoacă curenți mari de comandă prin tiristoare, ducând la îmbătrânirea prematură a acestora și a altor elemente de circuit.

Contactorul poate fi simplificat, conform fig. 8.6, în care tensiunea de comandă este preluată din tensiunea anodică. Nu sunt necesare reglaje individuale, iar puterea disipată pe poartă scade mult. Dezavantajul metodei este că nu se mai pot comanda mai mulți contactori de același contact al emițătorului de cod, deoarece nu se mai asigură separare galvanică între circuitele de comandă și cele de sarcină.

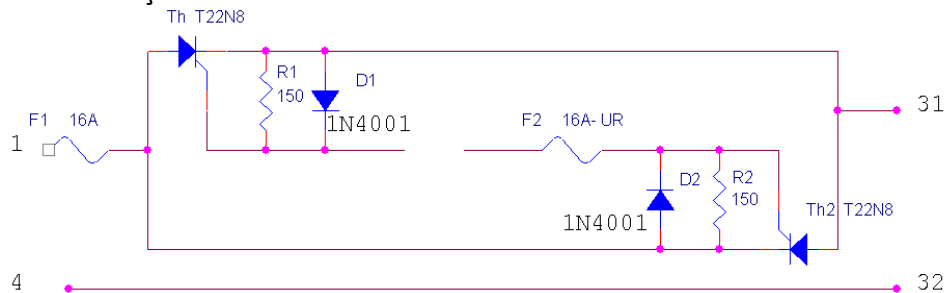


Fig. 8.6

MATERIALE:

- limitatoare cap de cursă 2 buc.;
- micrometru;
- contactor cu protecție tip AMRO;
- contactor electromagnetic TC 32;
- contactor static cu tranzistor în punte de diode;
- contactor static cu tiristoare tip CFR;
- contactor cu tiristoare, modificat;
- becuri: 220V / 100W, 12V / 5W;
- catalog Electroaparataj;
- cabluri de legătură.

APARATE DE LABORATOR:

- autotransformator reglabil - AT;
- transformator tip "L" - TL;
- transformator tip "E" - TE;
- transformator coborâtător, 220V / 12V - TC;
- sursă de c.c. 7.5V / 2A - E;
- ampermetru de c.a. 30A - A;
- osciloscop - O;
- sondă cu atenuator 10:1 - Atn;
- voltmetru numeric - V.

MOD DE LUCRU:

ATENȚIE! În această lucrare se folosesc tensiuni periculoase.

1. Se identifică limitatorii cap de cursă. Se demontează și se studiază construcția mecanică.
2. Pentru limitatorul de interior, se determină, cu ajutorul micrometrului, pozițiile de conectare și de deconectare, și se calculează diferența dintre acestea.
3. Se studiază construcția contactorului tip AMRO și se caută în catalog caracteristicile acestuia.
4. Se realizează circuitul din fig.8.7. Se verifică acționarea protecției cu lamele bimetalice, pentru curenți de 10, 15 și 20A, cronometrând timpul de răspuns.

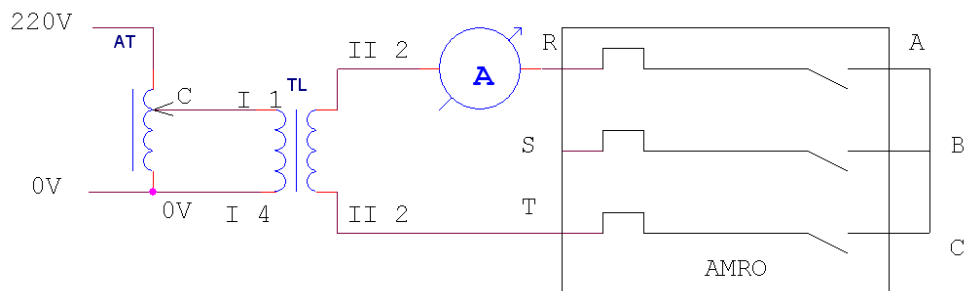


Fig. 8.7

5. Se studiază construcția contactorului TC 32, amplasarea bobinei, numărul și tipul contactelor, articularea contactelor.
6. Se alimentează contactorul tip TC 32, conform fig.8.8 și se verifică atragerea acestuia, în condiții normale, sau cu corp străin între armături. Nu se va menține alimentat contactorul peste 5 secunde!

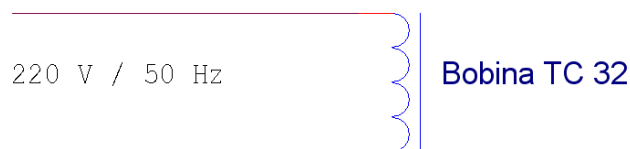


Fig. 8.8

7. Contactorul static cu tranzistor se alimentează conform schemei din fig.8.9. Sursa E va fi reglată la 7.5V! Se vizualizează cu osciloscopul forma tensiunii pe sarcină (bec) și pe contactor.

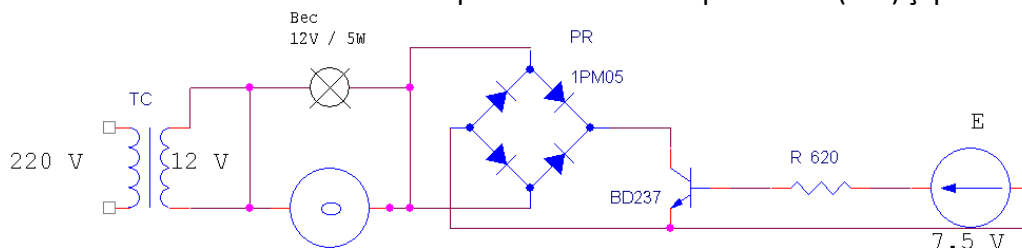


Fig. 8.9

8. Se realizează circuitul din fig.8.10, care cuprinde contactorul tip CFR. Se reglează autotransformatorul încât voltmetrul să indice 150V. Se reglează potențiometrele, evitând poziționarea acestora la minim, pentru a obține deschiderea completă a tiristoarelor la această tensiune, iar diferența tensiunilor de deschidere totală să nu depășească 20V. Deschiderea tiristoarelor se va observa pe osciloscop.

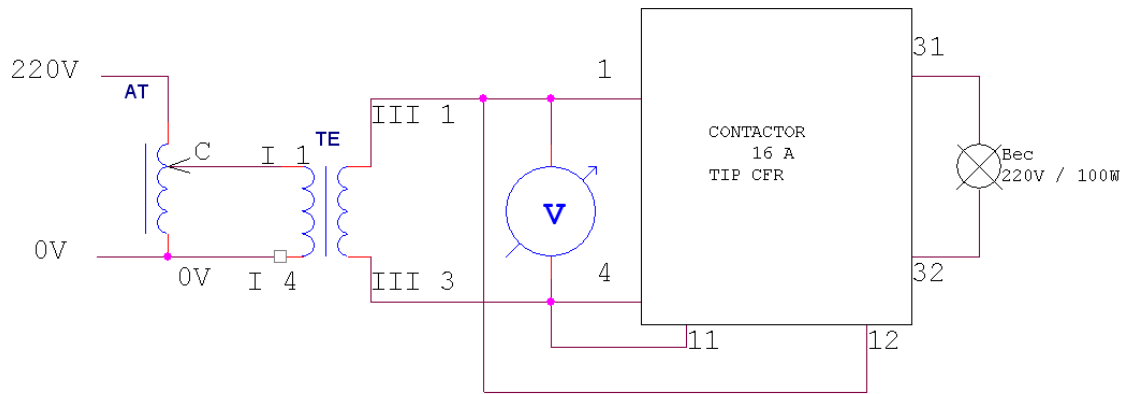


Fig. 8.10

9. Se vizualizează forma tensiunii pe contactorul în conducție.

10. Se alimentează contactorul cu tiristoare modificat, ca în fig.8.11. Se vizualizează formele de undă pe sarcină și pe contactorul în conducție.

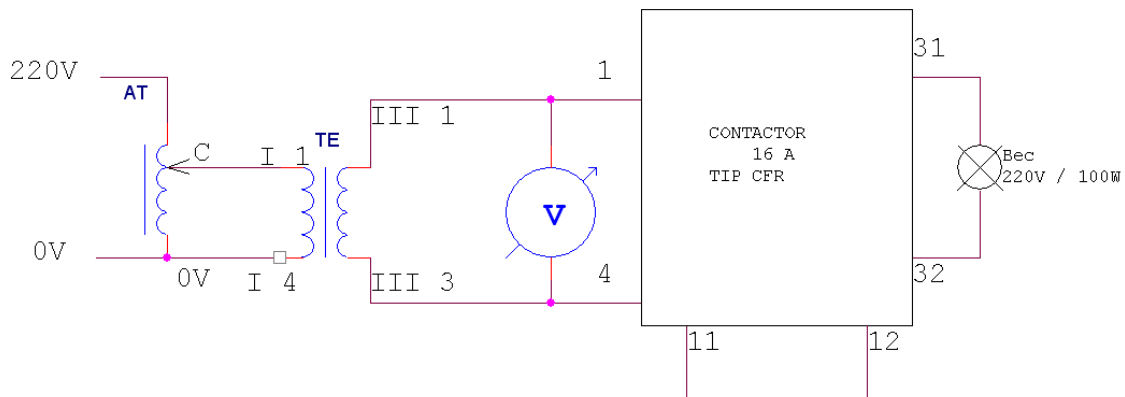


Fig. 8.11

VERIFICAREA CUNOSTINTELOR:

1. Să se explice funcționarea mecanică a contactoarelor mecanice, identificând rolul pieselor.
2. Cum variază timpul de deconectare cu coeficientul de suprasarcină la contactorul tip AMRO?
3. Ce se întâmplă dacă armătura unui contactor electromagnetice nu se închide perfect?
4. Interpretați formele de undă vizualizate pe contactoarele statice în conducție.
5. Calculați pierderea de putere datorată amorsării întârziate, pentru contactorul modificat, față de contactorul tip CFR.
6. Observații personale.

BIBLIOGRAFIE:

- Boicu I., Stan A.I. -Electroalimentare, curs, IPB 1977;
- Stan A.I., David S. -Centralizări electrodinamice și bloc de linie automat, Ed.Didactică și pedagogică, Buc. 1983;
- Bureștea L.D. -Două metode de creștere a fiabilității contactoarelor statice cu tiristoare, Buletin informativ, MTTc, DLI, 1987.

AMPLIFICATOARE MAGNETICE

Amplificatorul magnetic, sau bobina cu miez saturabil, este un dispozitiv utilizat pentru reglarea curentului alternativ sinusoidal, de regulă, în frecvențe industriale. Termenul "amplificator" este folosit impropriu, acest dispozitiv neavând o caracteristică de amplificator convențional, la care semnalul de ieșire este proporțional cu semnalul de intrare, adică:

$$s_{out}(t) = K_s * s_{in}(t)$$

în care K_s este factorul de amplificare. Pentru amplificatorul magnetic, semnalele de intrare și ieșire au forme diferite (cel de intrare este un curent continuu, sau lent variabil în timp, iar semnalul de ieșire este un curent alternativ). Sensul de amplificator poate fi justificat doar prin considerente energetice, respectiv, cu puteri de ordinul 1 ... 20W se pot comanda variații ale puterii în circuitul de ieșire de ordinul 1 ... 10kW.

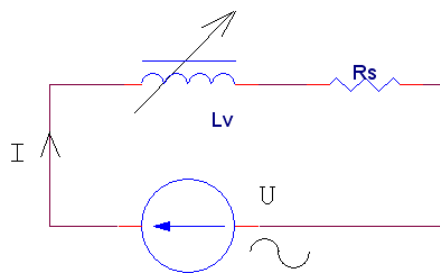


Fig. 9.1

În circuitul din fig.9.1, rezistența de sarcină R_L este alimentată în curent alternativ de la o sursă de tensiune U , constantă ca valoare efectivă, în serie cu o bobină de inductanță L_v , variabilă și de valoare considerabilă. Se neglijează rezistența înfășurării bobinei, aceasta fiind mult mai mică decât rezistența de sarcină și decât reactanța bobinei. Curentul prin sarcină este dat de relația:

$$I = \frac{U}{\sqrt{(\omega L_v)^2 + R_L^2}}$$

Dacă se modifică, printr-un mijloc oarecare, inductanța bobinei L_v , atunci curentul în sarcină se va modifica la rândul său. Pentru ca modificarea curentului la sarcină să fie cât mai pronunțată, este necesar ca reactanța bobinei să fie cât mai mare în raport cu rezistența de sarcină.

Inductanța bobinei este mare dacă are miez de fier. Valoarea inductanței se poate modifica acționând asupra permeabilității relative a materialului din care este confecționat miezul magnetic.

Inductanța unei bobine cu miez magnetic din fier este dată de relația:

$$L = \frac{n^2 S}{l} \mu_0 \mu_r$$

în care, "n" este numărul de spire al bobinei, "S" este secțiunea miezului, "l" lungimea medie a liniilor de câmp magnetic, $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ H/m este permeabilitatea absolută, iar μ_r permeabilitatea relativă a miezului bobinei.

Pentru a comanda din exterior valoarea inductanței bobinei, deci a μ_r , se folosește o înfășurare suplimentară parcursă de un curent continuu, I_c , ca în fig.9.2. Deoarece acest curent

este continuu, iar caracteristica de magnetizare nu este liniară, prezentând atât saturație cât și histerezis, creșterea curentului de comandă duce la intensificarea câmpului magnetic, ceea ce are ca efect scăderea permeabilității miezului.

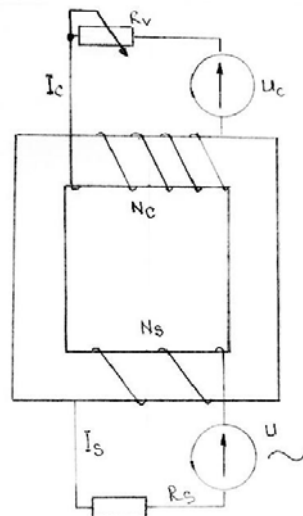


Fig. 9.2

Micșorarea permeabilității miezului provoacă scăderea inductanței, respectiv creșterea curentului prin circuitul de sarcină.

Curentul de comandă are o valoare sub 1A, cu o tensiune pe înfășurarea de comandă, de ordinul volților, iar curentul în sarcină variază cu zeci de amperi, provocând variații de tensiune de zeci sau sute de volți, ceea ce înseamnă că amplificatorul magnetic are amplificarea în putere de ordinul miilor sau zecilor de mii.

Circuitul din fig.9.2 reprezintă cel mai simplu amplificator magnetic, având comanda în curent continuu și sarcina în curent alternativ. Această schemă nu se utilizează practic deoarece curentul de sarcină I_s induce o tensiune alternativă în înfășurarea de comandă, tensiune care se suprapune peste tensiunea de comandă și duce la modificarea curentului de comandă. De aceea, în practică, se recurge la înfășurări multiple, în antifază, prin care să se anuleze inducerea unei componente alternative peste tensiunea de comandă. O variantă în care se folosesc două înfășurări de sarcină, montate pe coloanele laterale ale unui miez în formă E + I, este prezentată în fig.9.3. Înfășurările sunt astfel fazate, încât câmpul indus în coloana centrală este nul. În amplificatoarele magnetice de putere mare se separă prin diode alternanțele curentului alternativ.

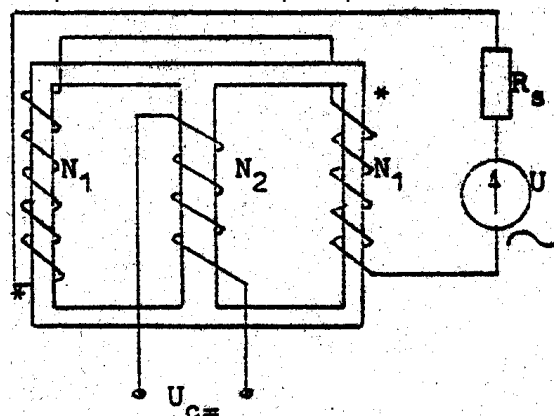


Fig. 9.3

În fig.9.4 este ilustrată caracteristica $B = f(H)$ pentru materiale magnetice. Caracteristica desenată este idealizată, în sensul că pierderile prin histerezis în material au fost neglijate, iar graficul a fost liniarizat.

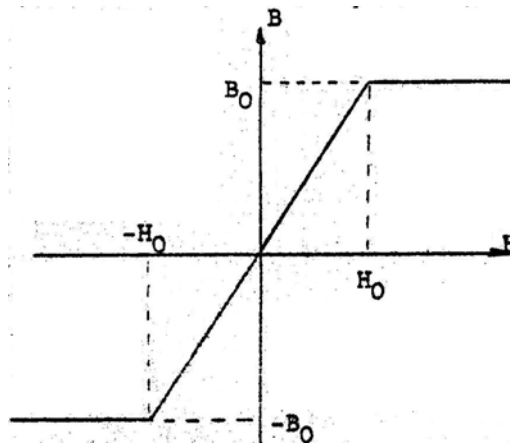


Fig. 9.4

Tensiunea maximă care se poate aplica unei înfășurări de bobină astfel încât miezul să nu intre în saturație:

$$U = 4.44 * N_1 * S_m * B_0 * f$$

Pentru această tensiune curentul prin înfășurare este:

$$I_x = \frac{H_0 l_m}{N_1}$$

unde:

- U , I_x : valorile maxime efective ale tensiunii, respectiv curentului pentru care miezul nu intră în saturație;
- l_m , S_m : lungimea, respectiv secțiunea circuitului magnetic;
- N_1 : numărul de spire ale înfășurării;
- f : frecvența tensiunii aplicate.

Creșterea curentului de comandă prin înfășurarea N_2 conduce la creșterea curentului efectiv de sarcină I_{1ef} prin înfășurările N_1 . Atunci când miezul este saturat pe toată perioada curentului de sarcină, acesta din urmă atinge valoarea sa maximă, denumită valoare de scurtcircuit $I_{sc.ef}$, sau, dacă curentul de sarcină este redresat, se pot utiliza valorile medii ale curenților (redresați!).

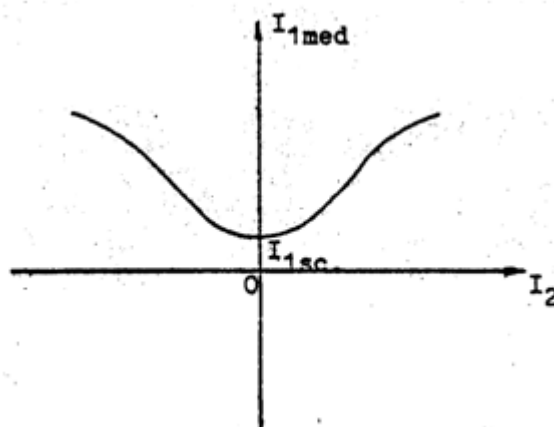


Fig. 9.5

În fig.9.5 este reprezentată caracteristica tip a unui amplificator magnetic:

$$I_{1.med}^* = f(I_2^*)$$

în care cu asterisc sunt notate valorile normate ale curenților (normarea reprezintă împărțire la

curentul de scurtcircuit și reflectare la înfășurarea de sarcină):

$$I_{1.med}^* = \frac{I_{1.med}}{I_{sc.med}}$$

$$I_{1.ef}^* = \frac{I_{1.ef}}{I_{sc.ef}}$$

$$I_2^* = \frac{I_2}{I_{sc.med}} \frac{N_2}{N_1}$$

$$I_x^* = \frac{I_{x.med}}{I_{sc.med}}$$

Din caracteristica tip se pot determina:

- Factorul de amplificare al amperspirelor:

$$\lambda = \frac{I_{1.med}^*}{I_2^*} = \frac{I_{1.med} N_1}{I_2 N_2}$$

- Factorul de amplificare în curent:

$$K_i = \frac{\Delta I_{1.med}}{\Delta I_2} = \frac{\Delta I_{1.med}^* N_2}{\Delta I_2^* N_1}$$

sau:

$$K_i = \frac{\Delta I_{1.ef}}{\Delta I_2} = \frac{\Delta I_{1.ef}^* N_2}{\Delta I_2^* N_1}$$

Factorul de amplificare în curent, care, uzual are valori de ordinul zecilor, crește în cazul utilizării reacției pozitive. Pentru a obține reacția, curentul de sarcină, sau o parte din el, se aplică redresat pe o înfășurare amplasată similar cu înfășurarea de comandă. În funcție de sensul înfășurării de reacție, reacția este pozitivă pentru cadranul I al caracteristicii și negativă pentru cadranul II, sau invers.

Curentul de comandă devine prin aplicarea reacției:

$$I_{cc}^* = I_2^* \pm K_s K_p I_{1.med}^*$$

În această relație:

K_s : raportul numerelor de spire al înfășurărilor de reacție, respectiv, de sarcină;

K_p : raportul dintre curentul care intră în bucla de reacție și curentul de sarcină.

Produsul $K_s K_p = K_r$ este coeficientul de reacție. Dacă tot curentul de sarcină intră în bucla de reacție:

$$K_r = \frac{N_r}{N_l}$$

Factorul de amplificare în curent al amplificatorului magnetic cu reacție este:

$$K_{i,r} = \frac{K_i}{1 - \lambda K_r}$$

Amplificarea devine infinită pentru valori care anulează numitorul. În acest caz, amplificatorul magnetic se comportă ca un bistabil.

MATERIALE:

-placa cu amplificator magnetic, având configurația din fig.9.6.

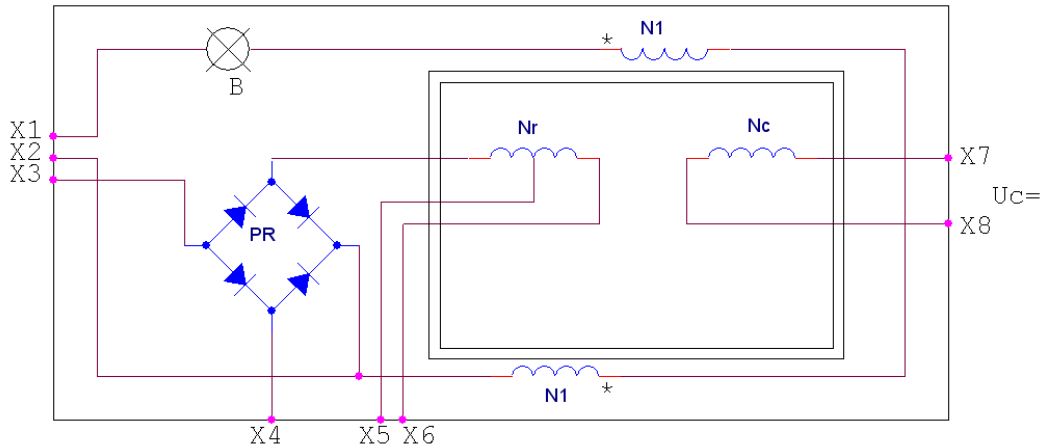


Fig. 9.6

APARATE DE LABORATOR:

- transformator coborâtător 220V/15V - Tr;
- ampermetru de curent alternativ - A;
- sursă de curent continuu 7.5V, 2A - E;
- conductoare de legătură.

MOD DE LUCRU:

1. Se identifică montajul, conform planșei 9.6.
2. Se realizează circuitul amplificatorului magnetic fără reacție, conform fig.9.7. Se determină caracteristica amplificatorului magnetic, pentru un curent de comandă variind între -400mA și 400mA, cu pas 50mA, reglat din sursa E și citit pe ampermetrul sursei. Pe ampermetrul A se va citi curentul de sarcină.

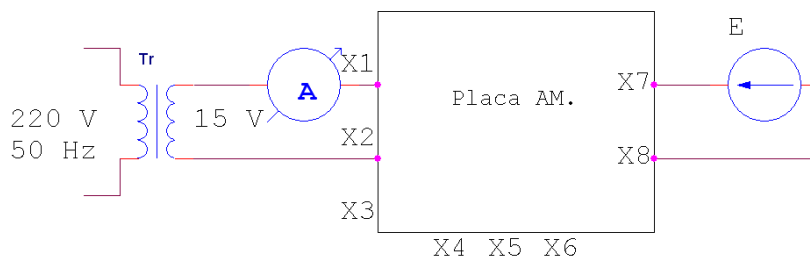


Fig. 9.7

Se completează următorul tabel:

I_c (mA)	-400	-350	...	-50	0	50	...	350	400			
I_s (mA)												

Se reprezintă grafic această caracteristică.

3. Se modifică circuitul pentru a obține conexiunile din fig.9.8.

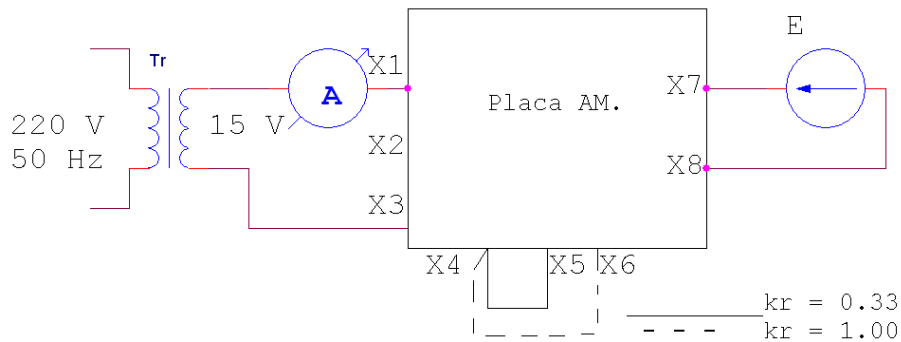


Fig. 9.8

Se repetă determinările de la punctul anterior, pentru coeficient de reacție 0.33 (conexiune între X4 și X5) și apoi pentru coeficient de reacție 1.00 (conexiune între X4 și X6). Pentru coeficient de reacție 1.00, măsurătorile se vor efectua în ambele sensuri, de la -400mA către +400mA și de la +400mA către -400mA, cu atenție, manevrând potențiometrul sursei E într-un singur sens. (altfel este posibil să nu se poată pune în evidență histerezisul).

Se reprezintă grafic.

VERIFICAREA CUNOȘTINTELOR:

1. Descrieți principiul de funcționare a unui amplificator magnetic.
2. Cum se obține reacția într-un amplificator magnetic? În ce mod influențează funcționarea amplificatorului magnetic? Ce este coeficientul de reacție?
3. Calculați amplificarea în curent a amplificatorului magnetic.

BIBLIOGRAFIE:

- Boicu I., Stan A.I. - Electroalimentare, curs, IPB 1977;
 - Stan A.I., Sandu D. - Centralizări electrodinamice și bloc de linie automat, Ed.Didactică și pedagogică, Buc.1983;
 - Lozneau S., Arpad L. - Memoratorul radiotehnicianului, Ed. Junimea, Iași, 1985;
 - Popescu V. - Stabilizatoare de tensiune în comutație, Ed. de Vest, Timișoara, 1992.
- ***

CIRCUITE INTEGRATE PENTRU COMANDA ÎN FAZĂ A TIRISTOARELOR SI TRIACELOR

În practică se utilizează o mare varietate de circuite de comandă pentru tiristoare sau triace, tipul adoptat pentru o aplicație dată fiind dictat de particularitățile circuitului comandat. Circuitele simple de comandă pot fi realizate cu componente discrete, dar creșterea pretențiilor utilizatorilor în privința performanțelor electrice ale circuitelor, concomitent cu scăderea costului de fabricație și dezvoltarea tehnologiilor de integrare, au condus inevitabil la apariția unor circuite integrate specializate. În prezent toți producătorii de circuite integrate au în fabricație cel puțin o variantă de circuit de comandă în fază pentru tiristoare și triace, majoritatea prezintă o întreagă gamă de astfel de produse, care se deosebesc între ele prin unele opțiuni suplimentare funcției de bază și chiar micii producători posedă licențe de fabricație. Avantajele utilizatorului pentru a recurge la circuite integrate specializate constă în reducerea costului produsului final datorită simplificării schemelor prin micșorarea numărului de componente și obținerea unei calități superioare.

Simpla amorsare a unui tiristor sau triac necesită circuite de mică complexitate. Prin utilizarea circuitelor integrate specializate se poate controla puterea disipată pe sarcină.

Din punctul de vedere al amorsării, funcționarea circuitelor integrate produse de diverse firme se aseamănă: sunt furnizate impulsuri de curent (pozitive sau negative) pe poarta tiristorului (triacului). Circuitele se deosebesc, însă, prin modalitatea de control a puterii disipate pe sarcină. Din această perspectivă, există trei soluții de comandă a puterii pe sarcină:

1. Comandă prin fază;
2. Comandă prin zero cu referință constantă în timp;
3. Comandă prin zero cu referință liniar variabilă în timp.

Variantele 2 și 3 de comandă sunt cunoscute sub denumirea de "comandă cu undă plină" ("two-points driver", respectiv "proportional driver").

Fig.10.1 pune în evidență tensiunile și curenții care caracterizează comenzile 1, 2, și 3, pe un circuit schematic.

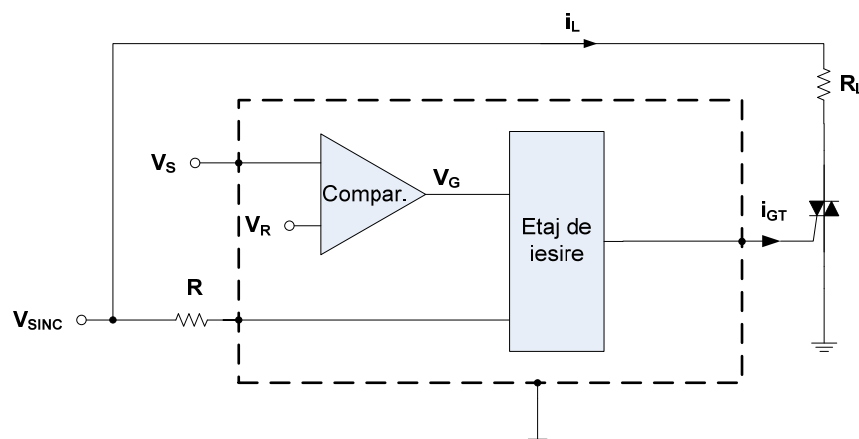


Fig.10. 1

- v_s = tensiune proporțională cu puterea disipată în sarcină. Această tensiune poate fi

utilizată la închiderea unei bucle de reacție negativă care să stabilizeze puterea pe sarcină;

- v_R = tensiune internă de referință, cu care se compară tensiunea v_S ;
- v_G = tensiunea de ieșire a comparatorului, adică rezultatul comparației dintre v_S și v_R ;
- i_{GT} = pulsul de curent pentru comutarea în conducție, care poate fi validat sau nu de v_G ;
- v_{SINC} = tensiunea de sincronizare (în majoritatea aplicațiilor, aceasta este tensiunea alternativă a rețelei).

1.COMANDA PRIN FAZA:

Caracteristica acestui tip de comandă este tensiunea de referință liniar variabilă, cu perioada egală cu cea a rețelei și sincronizată cu aceasta. Impulsurile de amorsare se generează la coincidența rampei tensiunii de referință v_R cu tensiunea v_S . Formele de undă ilustrate în fig.10.2 demonstrează că se poate regla puterea pe sarcină cu o finețe ridicată, fiind posibile variații foarte mici de putere. Dezavantajele acestei metode de comandă constau în regimul puternic deformant care duce la apariția de armonici superioare, precum și în posibilitatea obținerii unei componente continue prin sarcină.

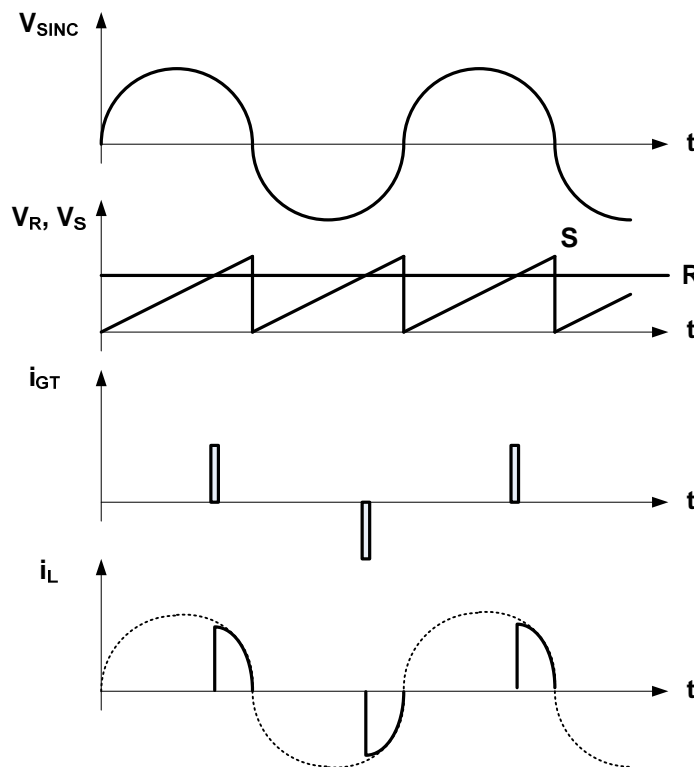


Fig.10.2

2.COMANDA PRIN ZERO CU REFERINȚĂ FIXĂ:

În această variantă, v_R este o tensiune de valoare fixă și în intervalul de timp în care $v_S < v_R$, la fiecare trecere prin zero a tensiunii rețelei și implicit a tensiunii de sincronizare, se generează impulsuri de amorsare. În acest fel, curentul prin sarcină i_L cuprinde un număr întreg de semiperioade, de unde și denumirea de comandă cu "undă plină". Fig.10.3 pune în evidență principalele forme de undă ale acestui tip de comandă; se observă că modificarea puterii pe sarcină

nu se mai poate face continuu, ca în varianta precedentă, ci este cuantizată, variația minimă care se poate obține fiind puterea asociată unei semiperioade.

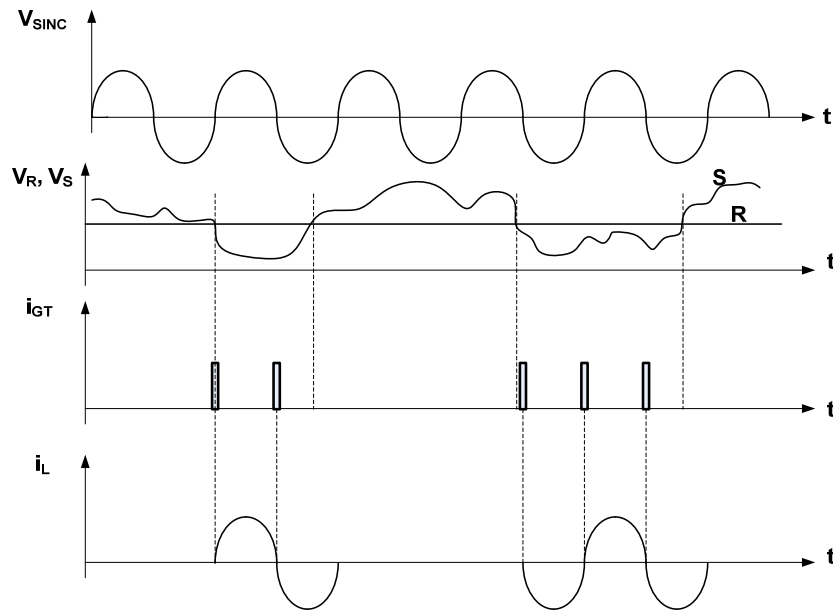


Fig.10.3

Deoarece v_R este o tensiune fixă, variația tensiunii v_S este interesantă doar în măsura în care curba acesteia intersectează curba tensiunii de linie tensiunii de referință, respectiv contează două situații: $v_S < v_R$, sau $v_S > v_R$, celor două cazuri asociindu-li-se comanda sau non-comanda dispozitivelor de putere. Denumirea de "two-points driver" este generată de criteriul binar de comandă. Rezoluția limitată inferior a puterii disipate pe sarcină și timpul mare necesar obținerii unui regim staționar micșorează domeniul de aplicație al acestui tip de comandă la procese foarte lente, de exemplu termice.

3.COMANDA PRIN ZERO CU REFERINTA VARIABILA:

Această variantă de comandă îmbină caracteristicile celor două anterioare; tensiunea de referință este liniar variabilă, dar perioada sa este de ordinul zecilor de perioade ale rețelei, impulsurile de amorsare sunt generate la trecerile prin zero ale tensiunii de sincronizare cu condiția ca $v_S < v_R$. Cu cât tensiunea v_S este mai mare, cu atât intersecția sa cu referința v_R este mai întârziată și, prin urmare, impulsurile de amorsare se produc pe un interval mai scurt. Se obține astfel o reacție negativă intrinsecă de stabilizare a puterii pe sarcină, evitându-se eventualele supracreșteri ale acesteia, ce pot apărea în modul de comandă cu undă plină anterior.

Comanda este proporțională cu diferența dintre v_S și v_R , ceea ce permite alimentarea sarcinii cu doze de energie cu atât mai mari cu cât regimul de funcționare este mai îndepărtat de cel prescris. Denumirea de "proportional driver" se justifică prin afirmația anterioară.

Principalele forme de undă sunt prezentate în fig. 10.4.

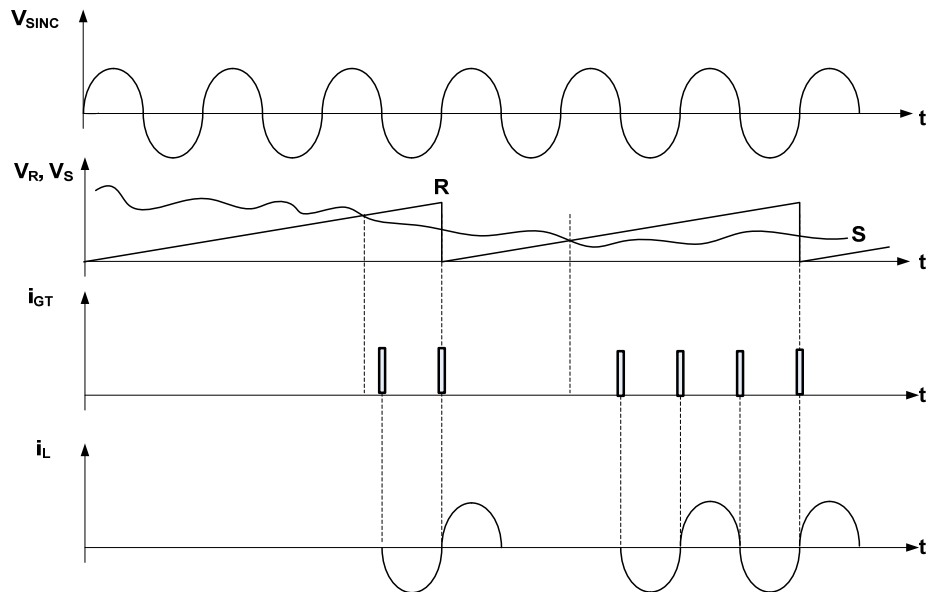


Fig.10.4

Circuitele integrate pentru comanda tiristoarelor sau triacelor se pot clasifica după tehnologia de fabricație în: bipolare sau unipolare și după facilitățile oferite:

- numărul și tipul surselor de alimentare;
- nivelul și polaritatea semnalelor de ieșire;
- protecția la scurtcircuit pe poarta dispozitivului comandat;
- posibilitatea inhibării impulsurilor de comandă;
- posibilitatea detecției momentului anulării curentului anodic al tiristorului (triacului), pentru a controla optim comutația pe sarcini inductive;
- posibilitatea reglării duratei impulsurilor de comandă.

CIRCUITUL BAA 145:

Fabricat de mulți producători de semiconductoare (UAA 145 - AEG Telefunken), acest circuit este destinat comenzii prin fază a tiristoarelor și triacelor, în frecvență industrială. Este unul din circuitele relativ simple, dar cu performanțe bune în utilizare. BAA 145 poate comanda un tiristor, două tiristoare, câte unul pe fiecare semialternanță, sau un triac. Schema bloc este prezentată în fig. 10.5, circuitul integrat aflându-se în interiorul chenarului "linie - punct". Numerele din cercurile de pe chenar reprezintă numărul terminalului circuitului integrat.

- Detectorul de nul: sesizează trecerile prin zero ale tensiunii de sincronizare, limitând totodată semnalul pe terminalul 9 la $-0.65 \dots +0.65V$. La fiecare trecere prin zero, detectorul generează la terminalul 16, impulsuri cu amplitudinea de $+8V$. Divizorul extern format din R_5 și R_6 fixează o valoare potrivită pentru viteza de variație a tensiunii de sincronizare în intervalul $-0.65 \dots +0.65V$. O viteză prea mare determină nedeclanșarea circuitului, iar o viteză prea mică provoacă o incertitudine în sesizarea trecerii prin zero, care duce la erori în comanda unghiului de amorsare. R_5 limitează curentul care circulă prin terminalul 9 la o valoare permisă de circuit.

- Generatorul de rampă: încarcă rapid capacitatea externă C_3 la $+8V$ la fiecare impuls produs de detectorul de nul pe terminalul 16 și o lasă să se descarce lent prin R_7 și P_2 , către $-8V$, tensiune care există pe terminalul 15. Descărcarea se întinde pe intervalul dintre două treceri prin zero (10 ms

pentru 50Hz). Se obține pe terminalul 7 o tensiune variabilă căzătoare (pantă). Această tensiune se aplică intern pe intrarea neinversoare a comparatorului.

- Comparatorul: se alimentează între $+V^+$ și $-8V$. Pe intrarea neinversoare are tensiunea variabilă în pantă și pe intrarea inversoare tensiunea de comandă și de reglaj a unghiului de conducție, care se aplică pe terminalul 8. Când tensiunea pe terminalul 7 coboară sub tensiunea de pe terminalul 8, comparatorul își schimbă starea, declanșând monostabilul. Pe acest timp, tiristorul (triacul) este blocat, amorsarea acestuia producându-se ca efect al declanșării monostabilului. Terminalul 6 servește la inhibarea impulsurilor de comandă.

- Monostabilul: fixează durata impulsului de aprindere prin constanta de timp a grupului C_1 , P_1 și R_3 . La fiecare trecere prin zero, detectorul de nul încarcă C_1 la valoarea tensiunii de alimentare pozitive $+V^+$.

- Blocul logic și etajele de ieșire: au rolul de distribui impulsul negativ furnizat de monostabil către ieșirea 14 (corespunzătoare semialternanței pozitive) sau către ieșirea 10 (corespunzătoare semialternanței negative). Cele două ieșiri nu sunt active simultan. Ieșirile sunt "colector în gol", necesitând rezistențe către tensiunea pozitivă de alimentare (R_2 și R_4).

În schema din fig.10.5 există în afara componentelor deja amintite, următoarele:

- un bloc de alimentare, cuprinzând un transformator de rețea Tr_1 , puntea redresoare PR, condensatoarele de filtraj C_4 și C_5 , stabilizatoarele paralel formate din $R_{12}-D_3$ și $R_{13}-D_4$, siguranța F. Tensiunile obținute din acest bloc sunt: 220V alternativ, separat galvanic de rețea, $+12V$ și $-12V$ curent continuu;

- rezistențe de balast pentru diodele Zener interne circuitului R_8 și R_1 ;

- condensatorul de decuplare C_2 ;

- diodele D_1 și D_2 , care prin tensiunea lor de deschidere împiedică circulația de curent din rezistențele R_2 și R_4 prin înfășurările primare ale transformatoarelor de impulsuri Tr_2 și Tr_3 , când tranzistoarele de ieșire ale circuitului (terminalele 14 și 10) sunt saturate;

- transformatoarele de impulsuri Tr_2 și Tr_3 , care sunt coborâtoare și separatoare galvanic;

- rezistențele de limitare a curenților de poartă R_{11} și R_{10} ;

- tiristoarele în montaj antiparalel Th_1 și Th_2 ;

- becul cu incandescență, folosit ca rezistență de sarcină.

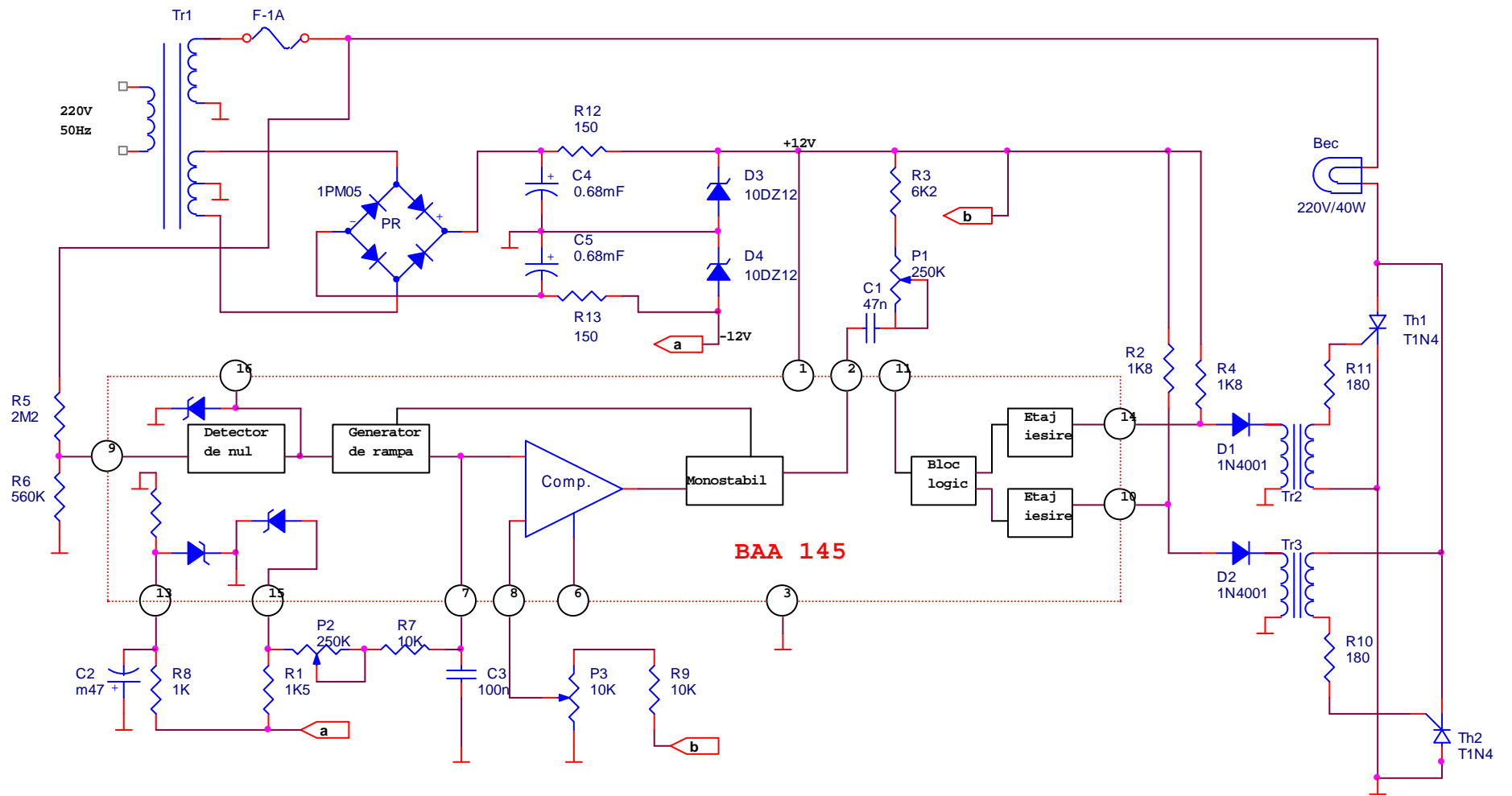


Fig.10.5

CIRCUITUL MMP 708:

Este realizat în tehnologie PMOS și îndeplinește mai multe funcții decât BAA 145. MMP 708 este un circuit programabil pentru comanda tiristoarelor, triacelor sau tranzistoarelor. Schema bloc este prezentată în fig. 10.6. Circuitul poate fi utilizat pentru comanda în fază sau cu undă plină, cu referință fixă. Referința de tensiune se generează intern și are valoarea $-3 \dots -5V$. Pentru comanda în fază se conectează la IOTSY o rețea RC cu ajutorul căreia se formează o tensiune liniar variabilă. Întârzierea la amorsare se modifică prin valoarea R. Această întârziere se transmite conectând pinul IV la IOTSY. Pentru reglaje în buclă de reacție negativă, rezistența se înlocuiește cu un tranzistor în configurație de generator de curent comandat în tensiune.

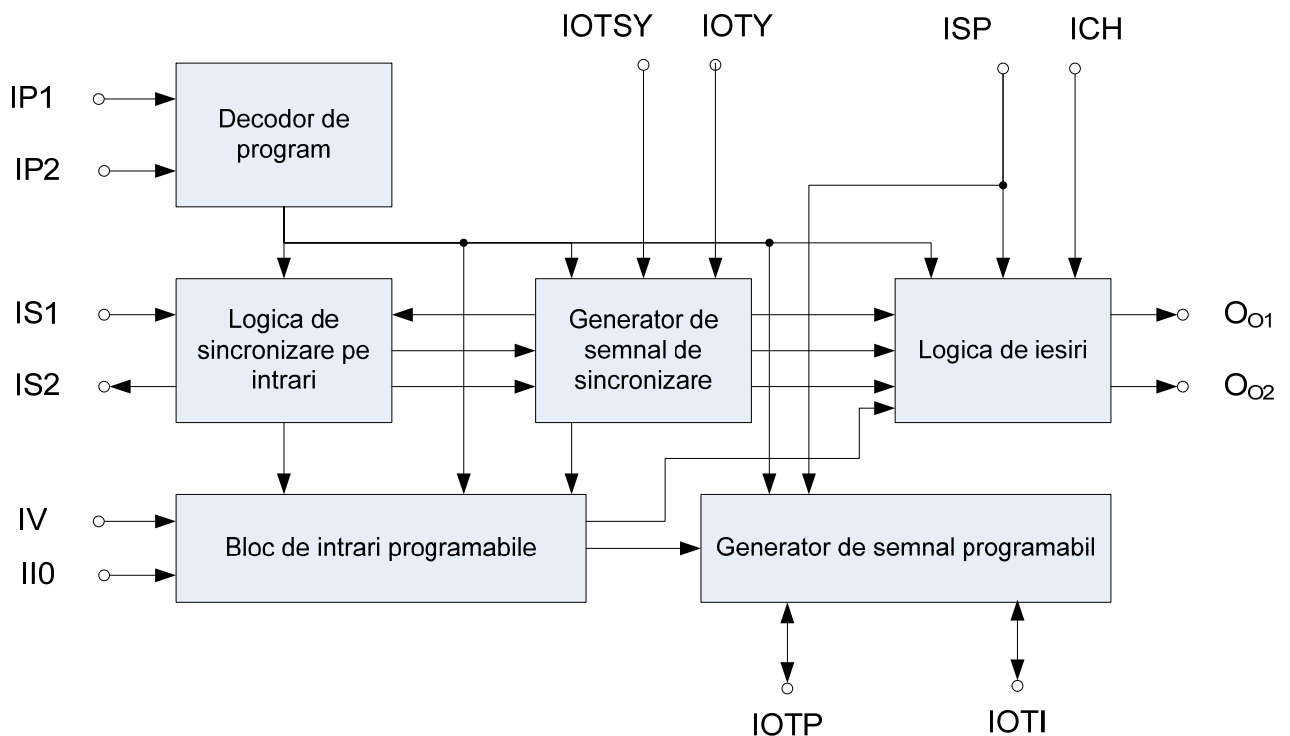


Fig.10. 6

Circuitul poate lucra în "undă plină" în vederea reducerii componentelor continue din curentul de ieșire, ceea ce se obține în programele de funcționare P010, P011, P10, când se obține conducția doar pe un număr par de semisinusoide.

În programele P011 și P10 la ieșirile O_1 și O_2 se generează impulsuri pentru comanda triacelor, putând fi comandate simultan două sarcini independente.

Programul P011 asigură comanda pentru conducție pe un număr par de semisinusoide.

În P10, O_1 produce impulsuri pentru comanda în fază a unui triac, iar O_2 funcționează ca în programul P011.

MATERIALE:

- placă pe care se află componentele din fig. 10.5.

APARATE DE LABORATOR:

- osciloscop - O;
- sondă cu atenuator 10:1 pentru osciloscop - ATN;
- cordoane de alimentare.

MOD DE LUCRU:

1. Se identifică componentele din planșă cu cele de pe placă. Se identifică punctele de măsură de pe placă și se trec pe desen.

2. Se reglează P_2 astfel încât panta tensiunii să aibă amplitudine maximă și durata de o semiperioadă. Forma tensiunii în pinul 7 trebuie să fie triunghiulară, cu frontul de creștere foarte abrupt.

3. Se vor oscilografia tensiunile din placă, conectând masa osciloscopului la masa montajului, în următoarele puncte:

- pin 9;
- pin 16;
- pin 7;
- pin 8;
- pin 2;
- pin 11;
- pin 14;
- pin 10;
- poarta Th_1 ;
- cu sonda atenuator! anod Th_1 .

Se va remarca influența modificărilor potențimetrului P_3 asupra unghiului de conducție și ale potențimetrului P_1 asupra duratei impulsurilor de comandă.

VERIFICAREA CUNOSTINTELOR:

1. Ce moduri de comandă pentru tiristoare și triace se folosesc? Prin ce se caracterizează fiecare?

2. Explicați schema bloc a CI BAA145.

3. Descrieți funcționarea circuitului din fig.10.5, precizând rolul componentelor externe integratului.

4. Să se deseneze forma tensiunii pe bec, cunoscând forma tensiunii în anodul Th_1 .

5. Să se calculeze raportul dintre puterea pe sarcină și puterea maximă pe sarcină, în funcție de unghiul de conducție.

6. Să se calculeze conținutul în armonici al tensiunii pe sarcină, în funcție de unghiul de conducție.

$$u_L(t) = 0, \omega t \in [0, \alpha) \cup [\pi, \pi + \alpha)$$
$$u_L(t) = \sin \omega t, \omega t \in [\alpha, \pi) \cup [\pi + \alpha, 2\pi)$$

Să se determine maximele ca funcție de "alfa" ale acestor armonici.

7.Observații personale.

BIBLIOGRAFIE:

- Bodea M., ș.a. - Circuite integrate lineare, Manual de utilizare, vol.IV, Ed.Tehnică, Buc. 1985;

- *** - Data book, Microelectronica, MOS Integrated Circuits, Second Edition 1989;

- Kelemen A., ș.a. - Electronică de putere, Ed.Didactică și pedagogică, Buc. 1983.
