

### 13.5.3 Simularea sistemului de acționare cu m.c.c in mediul MATLAB

#### 13.5.3.1 Lansarea în execuție

SIMULINK-ul este parte integrată a pachetului soft MATLAB. In general pentru început, se lansează programul MATLAB din mediul Windows prin selecția pictogramei aferente. La lansare, va apărea pe ecranul monitorului sigla “MATLAB for WINDOWS” cu înscrierea versiunii, a licenței și a utilizatorului. In figura 13.21 se prezintă fereastra de comenzi a MATLAB-ului sub WINDOWS.

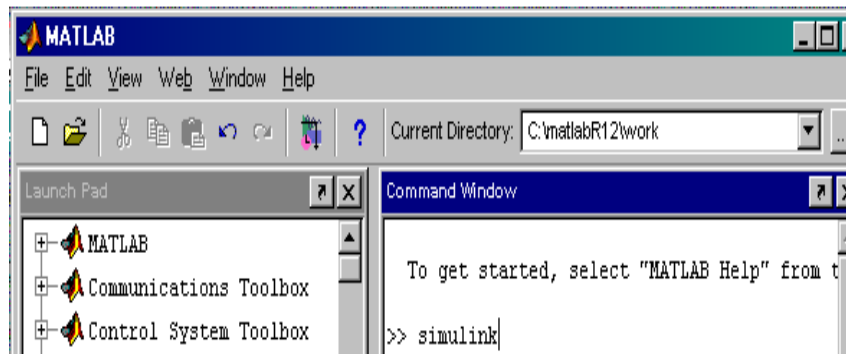


Fig. 13.21

Selectând comanda **File** din meniul principal, prin [Alt]+F, sau prin poziționarea mouse-ului în dreptul acestuia, se obține un subdomeniu ca cel prezentat în figura 13.22.

**New** provoacă deschiderea unui alt sub-meniu, care are opțiunile “**M-file**” sau “**Figure**”. Alegerea primei opțiuni va deschide o fereastră de editare a unui fișier **M**, în

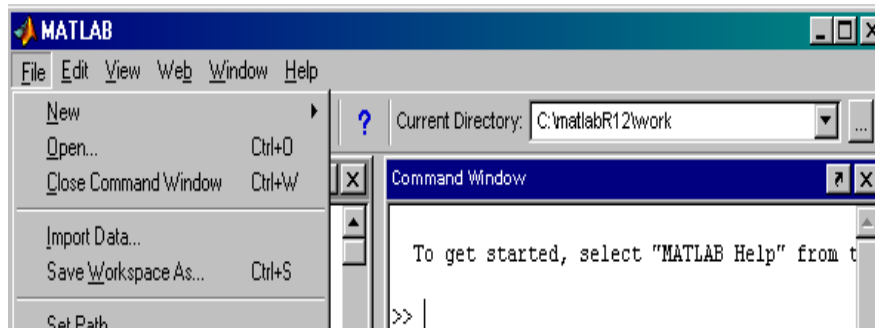


Fig. 13.22

timp ce a doua opțiune deschide o fereastră grafică nouă.

**Open M-file ...** deschide o fereastră de dialog pentru a selecta un fișier care va deveni fișier de lucru.

**Run M-file ...** deschide o fereastră de dialog pentru a selecta un fișier care

urmează a fi lansat în lucru.

Am prezentat câteva noțiuni introductive privind lansarea softului MATLAB în lucru și care se utilizează și pe parcursul **lucrului în SIMULINK**.

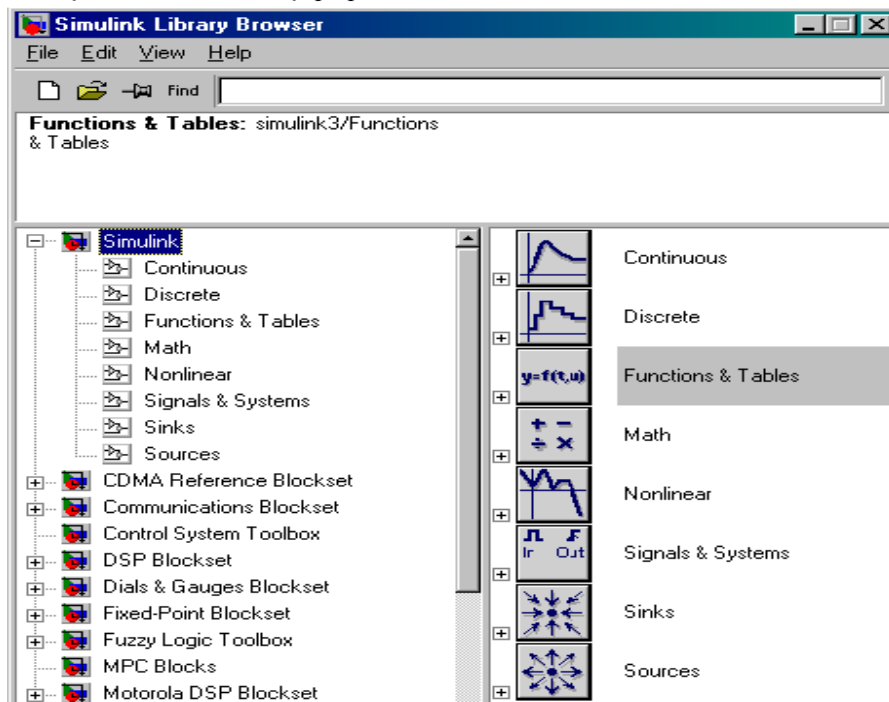


Fig. 13.23

Prin tastarea, în dreptul cursorului din MATLAB *simulink* în funcție de varianta aflată la dispoziție se deschide fereastra de lucru sub SIMULINK (fig.13.23).

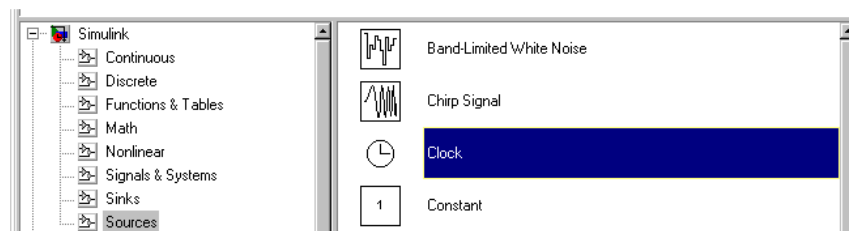


Fig. 13.24

Fereastra rezultată conține o serie de pictograme care formează “biblioteca” standard a programului. Fiecare subsistem bloc- Sources, Sinks, Discrete, Linear, Nonlinear, Connections, Extras - asigură deschiderea unei ferestre cu bibliotecii proprii de modele (prin dublu clic pe pictogramă). In figura 13.24 se prezintă fereastra obținută prin deschiderea blocului SOURCES.

O nouă fereastră goală care se va constitui în noul fișier de lucru se poate obține selectând **New...** din subdomeniul **File**. În fereastra de lucru se pot copia modelele necesare din fiecare submeniu bloc deschis. În figura 13.25 se prezintă fereastra de lucru în care au fost copiate modelele: blocul pentru o mărime constantă, un generator de tact, un generator de semnal. Fișierul a fost salvat sub numele **ex\_1.m**.

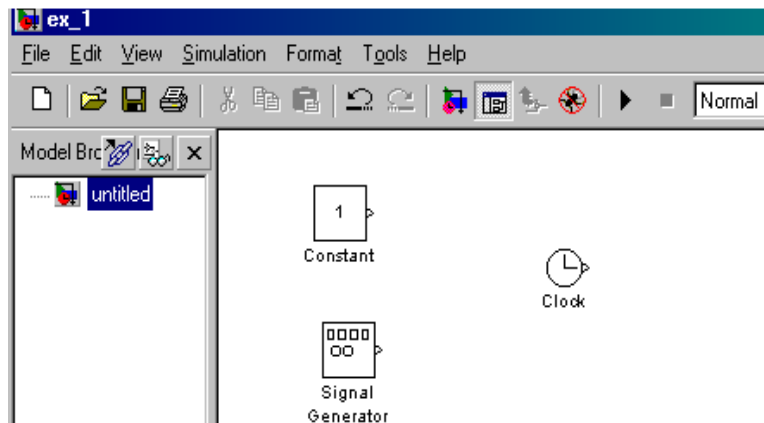


Fig. 13.25

Fiecare bloc este copiat în fișierul de lucru cu parametrii inițiali. Prin execuția unui dublu-clic pe pictograma blocului este posibilă modificarea parametrilor la valoarea dorită. După modificările de rigoare se închide fereastra de dialog prin butonul **OK** aferent. Se prezintă în figura 13.26 fereastra de dialog pentru fixarea parametrilor generatorului de semnal. Frecvența (**Frequency**) și amplitudinea semnalului (**Peak**) sunt cei doi parametri care se pot fixa la valoarea dorită din domeniul (**Range**) propus. În acest mod poate fi abordată selecția și modificarea parametrilor doriți la oricare dintre blocurile aferente blocului **Sources**.

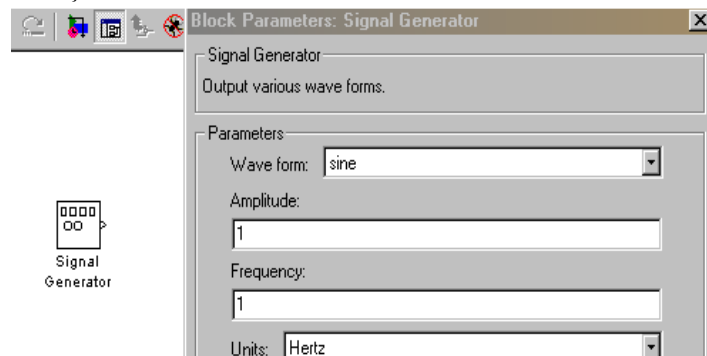


Fig. 13.26

Blocul **Sinks** permite utilizatorului să observe semnalul în timp ce simularea

este în desfășurare. În figura 13.27 este prezentată fereastra de lucru a fișierului **ex\_1m**, în care au fost copiate blocurile **Signal Gen.** și **Scope**. Semnul unghiular (>) de pe **Signal Generator** are semnificația portului de ieșire iar de pe blocul **Scope** semnificația portului de intrare. Conectarea celor două blocuri se realizează prin utilizarea butonului stâng, apăsat al mouse-ului între semnele celor două blocuri.

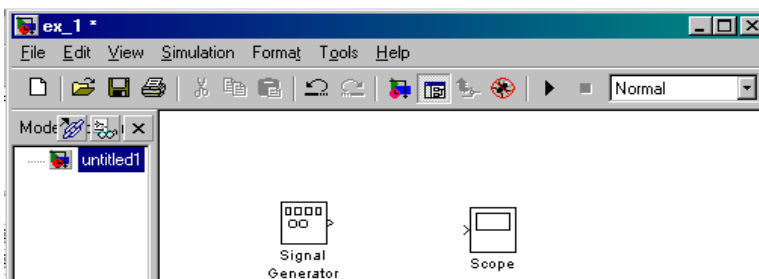


Fig. 13.27

Prin deschiderea blocului **Scope** este pusă în evidență reprezentarea grafică a ecranului unui osciloscop printr-o fereastră care poate fi poziționată într-o zonă adecvată a monitorului.

După conectarea blocurilor există posibilitatea lansării și simulării. În acest sens se stabilește tehnica de integrare și valoarea parametrilor de simulare. Se utilizează în acest scop subdomeniul **Parameters** din cadrul opțiunii **Simulation**. Simularea devine efectivă prin lansarea comenzii **Start** din cadrul aceleiași opțiuni ale meniului principal.

Blocul **Continuous** conține o serie de blocuri care facilitează simularea unor operații diverse: derivate, integrale, spațiul stărilor, funcția de transfer etc. și este prezentat în figura 13.28.

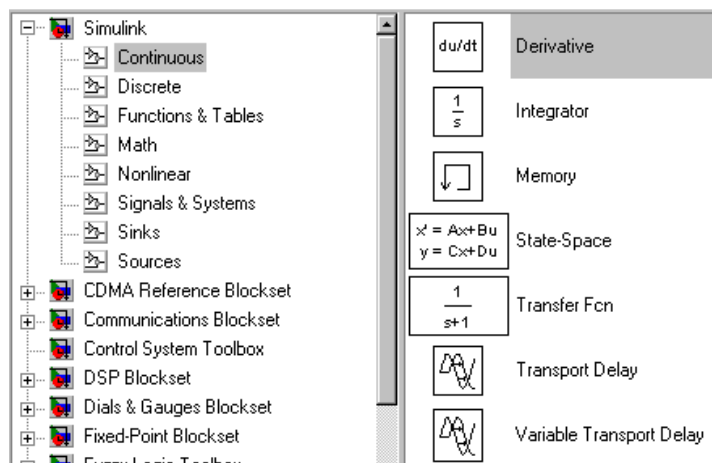


Fig. 13.28

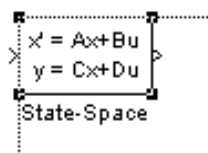


Fig. 13.29

Modificarea dimensiunilor unui bloc, copiat în fereastra de lucru, este posibilă în mod manual prin selectarea blocului (butonul drept al mouse-ului) și antrenarea unui colț al conturului (fig.13.29).

Facilități asemănătoare sunt incluse și restul bibliotecii standard. Astfel problemele neliniare (frecare, histereză, etc.) sunt incluse în blocul **Nonlinear** s.a.m.d.

### 13.5.3.2 Modele Simulink pentru sistemul de acționare cu m.c.c.

Utilizând facilitatea acestui mediu de lucru se prezintă în fig. 13.30 schema bloc pentru simularea legilor de mișcare pentru o accelerație de tip treaptă.

Prin cele trei blocuri **Step** este simulată accelerația (fig.13.31) în intervalul de timp 0...20 s. Mărimile parametrilor cinematici viteză și spațiu, se obțin prin integrare succesivă și se vizualizează prin blocuri independente.

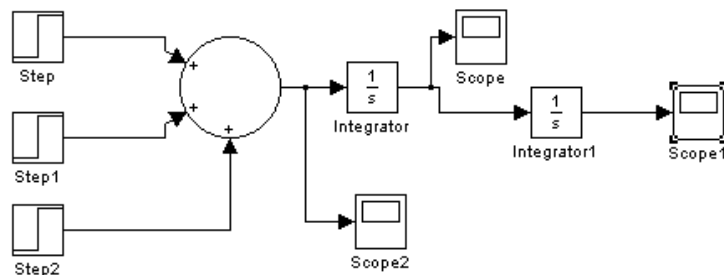


Fig. 13.30

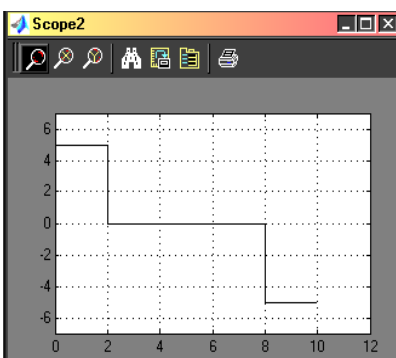


Fig. 13.31

În figura 13.32 se prezintă schema bloc de simulare a sistemului de acționare cu m.c.c. cu excitație separată, pe baza softului MathLAB / Simulink. Se urmărește

determinarea modulului de răspuns al servomotorului la un semnal de intrare de tip treaptă. Semnalul de intrare în tensiune este simulat prin blocul “Step Input” iar semnalul de ieșire - viteza unghiulară - este vizualizat pe bază blocului “Scope”.

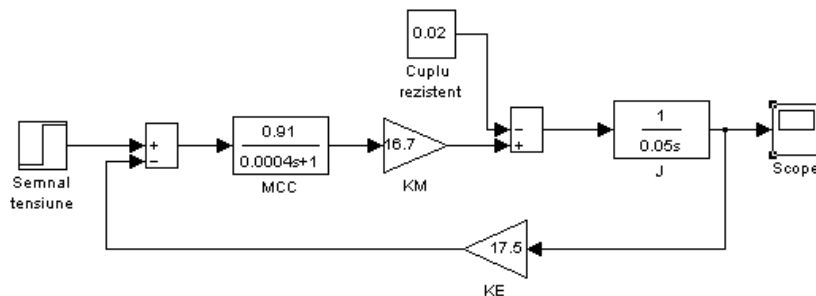


Fig. 13.32

Motorul s-a echivalat cu un element de ordinul 1 având constanta de timp electrică  $\tau_e = 4 \cdot 10^{-4}$  și rezistența indusului  $R = 0,91 \Omega$ . Constanta de cuplu a motorului s-a admis  $K_M = 16,7$  Ncm/A iar constanta electrică a mașinii  $K_E = 17,5$  V/rot/min. Blocul “Sum 1” oferă o intrare pentru un semnal perturbator, echivalent momentului rezistent  $M_R = 0,02$  Ncm. Momentul de inerție s-a considerat de valoare constantă  $J = 50 \cdot 10^{-3}$  kgcm<sup>2</sup>. În schema prezentată nu s-a luat în considerare frecarea vâscoasă. Constanta de timp electrică este comparabilă ca ordin de mărime cu cea mecanică  $\tau_M = 1,55 \cdot 10^{-4}$  s astfel că aceasta din urmă nu este neglijată în procesul de simulare. Semnalul de răspuns este ilustrat în figura 13.33. Se remarcă asemănarea calitativă cu reprezentarea din figura 13.19a.

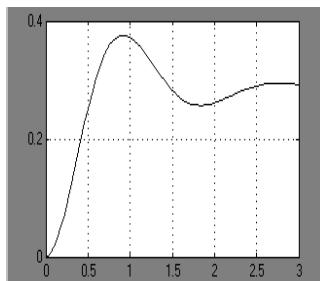


Fig. 13.33

Metoda permite, într-un mod simplu, sugestiv și rapid, sesizarea influențelor parametrilor sistemului de acționare asupra comportării dinamice a acestuia.

Varianta schemei bloc cu luarea în considerare a celor două aspecte este prezentată în figura 13.34. Coeficientul de frecare vâscoasă este  $K_F = 1,5$  Ncm/rot/min.

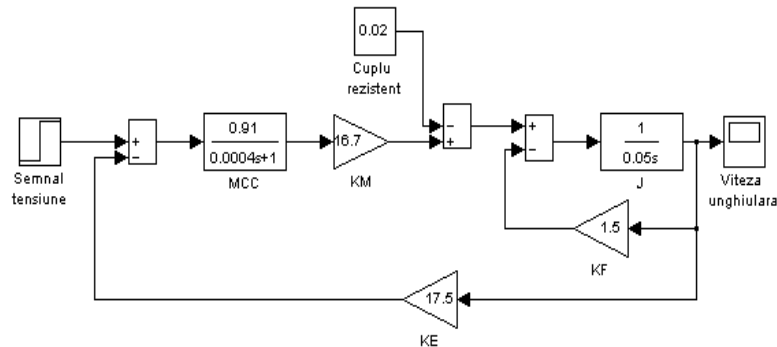


Fig. 13.34

În același timp metoda permite luarea în considerare a diverselor neliniarități care apar în cadrul sistemului.

### 13.5.3.3 Modelarea unor componente mecatronice ale sistemului de acționare

Așa cum arătam în paragrafele anterioare, modelarea SA în mediul SIMULINK are avantajul posibilității luării în considerare a neliniarităților care caracterizează componenta analizată.

Astfel, modelul m.c.c poate admite, pe lângă frecare, ca neliniarități rezistența indusului, constanta de cuplu, constanta electrică a mașinii. Se obțin astfel rezultate mai apropiate de reala funcționare a motorului. Un rol esențial îl joacă estimarea parametrilor inițiali ai m.c.c.

**Tahogeneratorul de c.c.** - traductor de viteză - este montat în general direct pe arborele servomotorului din SA și are semnalul de ieșire în tensiune proporțional cu viteza unghiulară:

$$U_G = K_{TG} \cdot \Omega \quad (13.23)$$

unde  $K_{TG}$ , este constanta tahogeneratorului iar  $\Omega$  este viteza arborelui. Această dependență este bineînțeles în cazul ideal.

Performanțele tahogeneratorului sunt exprimate prin trei factori:

- Liniaritate
- Dependența de temperatură
- Zgomotul în tensiune datorat comutației.

Pornind de la aceste aspecte literatura de specialitate prezintă modelul tahogeneratorului dependent de zgomotul în tensiune. Din cauza numărului limitat de lamele de colector tensiunea de ieșire are un caracter pulsator. Schema bloc al modelului (fără a lua în considerare influența temperaturii) este prezentată în fig.13.35 iar zgomotul în tensiune este definit prin relația:

$$\Delta U = \frac{K_R}{100} \cdot \Omega \cdot K_{TG} \cdot \cos(N \cdot \Omega \cdot t) \quad (13.24)$$

unde  $K_R$  coeficientul de ondulație (dependent de numărul lamelelor de colector: 4.89% pentru cinci lamele și 0.73 % pentru 13 lamele) iar  $N$  este numărul de ondulații pe rotație.

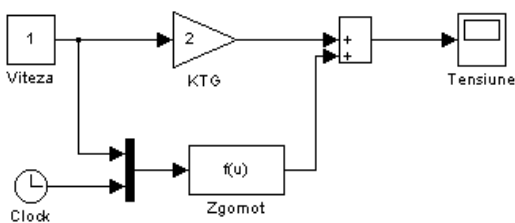


Fig. 13.35

**Transmisia mecanică** (de tip reductor cu roți dințate) este des întâlnită în sistemele de acționare și are rolul corelării caracteristicii mecanice motoare cu caracteristica mecanică rezistentă. Având în vedere că transmisia mecanică vine cu propria sa inerție mecanică, cu o frecare fluidă suplimentară sau cu histereză mecanică se poate spune că această componentă necesită luarea în considerare a neliniarităților în special la viteze și accelerații ridicate.

În figura 13.36 este prezentată schema bloc a modelului care include frecarea fluidă și inerția. Modelul se apelează în cadrul structurii analizate.

În figura 13.37 este prezentat modelul elastic generalizat al unei cuple cinematice conducătoare din structura unui RI. Elasticitatea cuplei este luată în considerare prin constanta de elasticitate „K” și constanta de amortizare „C”. Uzual

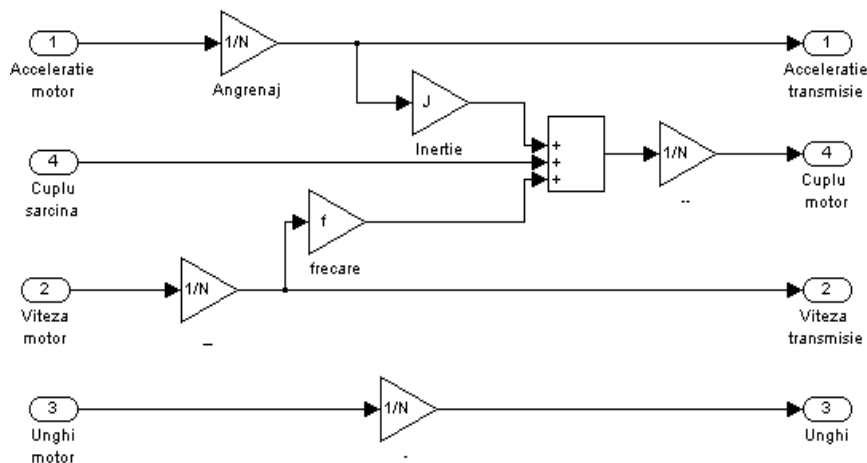


Fig. 13.36



modelul servosistemului include una sau două mase inertiiale. Elasticitatea elementului "i" care intră în componența cuplei poate fi abordată prin metode analitice, metoda elementului finit, metode aproximative de echivalare etc.

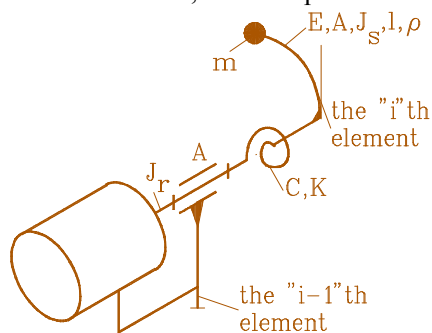


Fig.13.37

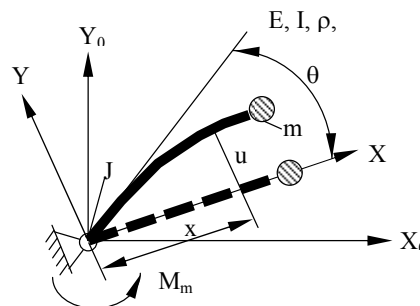


Fig.13.38

Metoda analitică este bazată pe un sistem de ecuații diferențiale care iau în considerare parametrii geometrici și de material ai elementului corelat cu cuplul motor și momentul de inerție redus la arborele motorului.

$$y(x, t) = u(x, t) + x \cdot \theta(t) \quad (13.25)$$

$$EI \frac{\partial^4 y}{\partial x^4} + \rho \frac{\partial^2 y}{\partial t^2} = 0 \quad (13.26)$$

$$EI \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} \Big|_{x=0} + M_m - J_r \frac{\partial^2 \theta}{\partial t^2} = 0 \quad (13.27)$$

$$y(0, t) = 0 \quad (13.28)$$

$$EI \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} \Big|_{x=L} = 0 \quad (13.29)$$

$$EI \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} \Big|_{x=L} = m_t \frac{\partial^2 y}{\partial t^2} \Big|_{x=L} \quad (13.30)$$

Pornind de la aceste ecuații se poate realiza modelul Simulink al elementului elastic din cupla cinematică a robotului.

### 13.5.4 Reglarea vitezei servomotoarelor de c.c.

#### 13.5.4.1 Introducere

Electronica de putere cuprinde echipamentul realizat prin utilizarea

dispozitivelor semiconductoare pentru comutația, comanda, reglarea și convertirea energiei electrice.

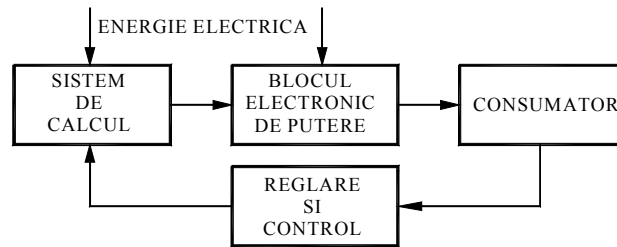


Fig. 13.39

Componentele electronice din blocul electronic de putere se deosebesc de cele din partea de comandă și de reglare. În blocul de putere apar tiristoare, diode semiconductoare și tranzistoare de putere în timp ce în partea de comandă apar diode, tranzistoare și circuite integrate.

În literatura de specialitate blocul electronic de putere este cunoscut sub diverse denumiri: mutator, convertor static, etc.

#### 13.5.4.2 Funcțiile convertoarelor statice

Așa cum arătăm convertoarele statice sunt dispozitive electronice care convertesc și comandă energia electrică prin utilizarea componentelor electronicii de putere.

Posibilități de conversie a energiei electrice și denumirea convertorului static aferent sunt prezentate în figura 13.40

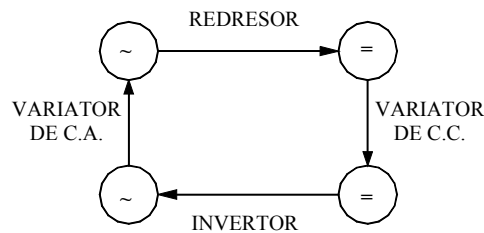


Fig. 13.40

Rețeaua electrică de joasă tensiune oferă consumatorului o alimentare în curent alternativ trifazic sau monofazic la o frecvență de 50 Hz și o tensiune de 380/220 V.

**Redresorul** realizează convertirea curentului electric alternativ (c.a.) cu parametrii specificați în curent electric continuu (c.c.).

**Variatorul de c.c.** realizează convertirea curentului continuu de tensiune și polaritate dată într-un curent de tensiune și polaritate cerută (valabilă).

**Invertorul** realizează transformarea curentului continuu într-un curent alternativ cu parametrii ceruți.

**Variatorul de c.a.** realizează convertirea curentului alternativ cu parametrii dați (frecvență, tensiune, număr faze) într-un curent alternativ cu parametrii ceruți.

Funcțiile de bază pot fi realizate practic în diferite moduri și cu diverse tipuri de convertoare.

#### 13.5.4.3 Componente electronice din electronica de putere

Componentele electronice cu rol esențial în construcția convertoarelor sunt diodele, tranzistoarele de putere și tiristoarele.

Componentele electronice de comutație se consideră într-o ipoteză idealizată prin două stări limită: starea de conducție când căderea de tensiune pe acestea se consideră zero, indiferent de curentul de sarcină și starea de blocare cu un curent rezidual nul indiferent de tensiunea pe element. Vom considera astfel în mod ideal că fiecare proces de comutație este o trecere simplă dintr-o stare în cealaltă. Dacă pentru comutație se utilizează tensiunea “naturală” a rețelei se vorbește despre o comutație naturală. Dacă tensiunea de comutație se obține dintr-o sursă de acumulare a energiei (de ex. condensator) sau prin mărirea valorii unei rezistențe care micșorează curentul prin circuitul analizat, spunem că avem o comutație forțată.

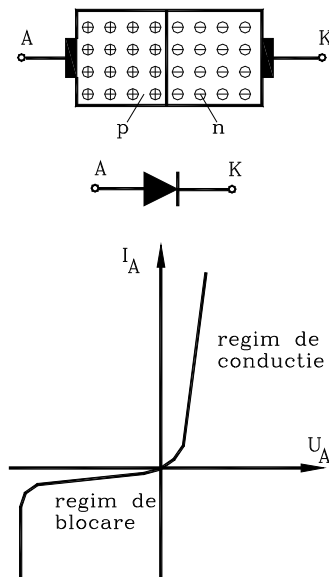


Fig. 13.41

• **Dioda semiconductoră** are la bază o joncțiune semiconductoră “p-n”. În figura 13.41 se prezintă structura diodei, simbolul și caracteristica statică a acesteia. Dioda are doi electrozi: anodul A poziționat pe stratul “p” și catodul localizat pe stratul “n”. Dioda este în conducție și permite trecerea unui curent apreciabil pentru un potențial pozitiv al anodului în raport cu catodul. Când catodul este pozitiv, dioda este blocată, curentul invers având valori extrem de reduse.

• **Tranzistorul de putere** are la bază o structură compusă dintr-un cristal semiconductor în trei straturi: “p-n-p” sau de tip “n-p-n”. Structura și modul de reprezentare în schemele electronice sunt prezentate în figura 13.42. Caracteristicile tranzistorului sunt prezentate în figura 13.43. În zona de saturație, care se obține prin creșterea curentului de bază  $I_B$ , curentul de colector atinge valori apreciabile chiar la o tensiune mică colector-emitor  $U_{CE}$ .

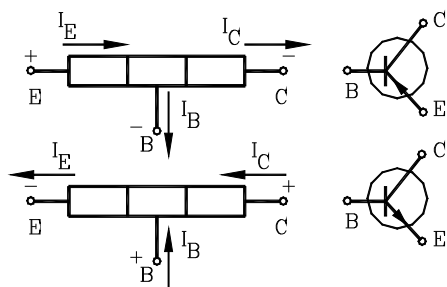


Fig. 13.42

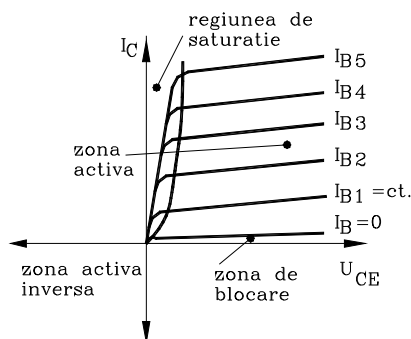


Fig. 13.43

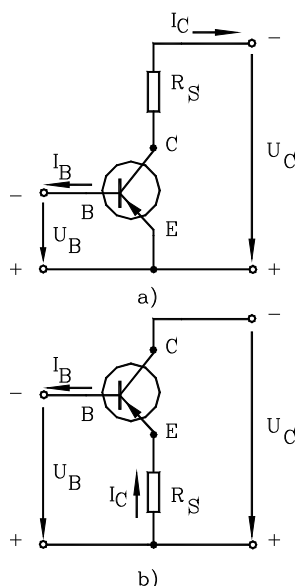


Fig. 13.44

Schemele mai importante de comutație sunt prezentate în figura 13.44: schema cu emitor comun (a) și respectiv schema cu colector comun (b).

• **Tiristorul** se compune din patru straturi semiconductoră în serie pn-pn. În construcție normală acesta are trei electrozi: anodul A poziționat pe stratul marginal "p", catodul K poziționat pe stratul "n" marginal și electrodul de comandă sau grila G care este în contact cu stratul intern "p" (dinspre catod). Structura și modul de reprezentare sunt date în figura 13.45.

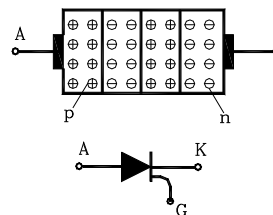


Fig. 13.45

Tiristorul este amorsat prin injectarea unui curent prin electrodul G în joncțiunea grilă-catod. În mod accidental amorsarea poate avea loc prin depășirea tensiunii de polarizare în lipsa curentului de comandă sau în cazul unei pante mari de creștere a tensiunii de polarizare directă. Ambele cazuri trebuie evitate întrucât există pericolul distrugerii structurii. Pentru a preveni încălzirea grilei, tiristorul se comandă de obicei în impulsuri.

• **Triacul** este realizat dintr-o structură multiplă de straturi pn și are doi electrozi principali  $E_1, E_2$  și un electrod de comandă G (fig.13.46). Acest dispozitiv semiconductor poate conduce în ambele direcții dacă i se aplică un impuls de comandă pozitiv sau negativ.

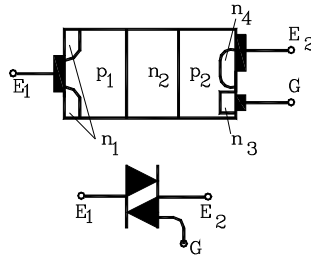


Fig. 13.46

Aceste componente sunt protejate prin siguranțe ultrarapide împotriva curentului de scurtcircuit (în literatură se întâlnesc și sub denumirea de supracurenți de scurtă durată), la supracurenți (suprasarcina de durată) prin relee termice, la supratensiuni.

*Observație: din cele patru componente electronice prezentate, dioda semiconductoră este necomandată în timp ce restul sunt comandate.*

#### 13.5.4.4 Redresoare

În foarte multe aplicații industriale și nu numai, este necesară alimentarea unor instalații în curent continuu în timp ce sursa de alimentare cu energie este în general de curent alternativ. Transformarea energiei electromagnetice de c.a. în energie electromagnetice de c.c. se face cu ajutorul circuitelor redresoare. Schema bloc de principiu a unui redresor este prezentată în figura 13.47.

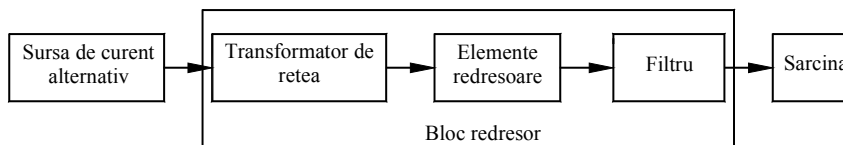


Fig. 13.47

**Transformatorul de rețea** are rolul de a asigura o gamă largă de tensiuni de alimentare.

**Elementele redresoare** sunt din categoria celor prezentate anterior (§13.5.4.3) și realizează în mod practic această conversie.

**Filtru** de netezire are rolul de a reduce pulsațiile tensiunii redresate astfel încât tensiunea furnizată sarcinii (consumatorului) să fie apropiată de cea continuă.

În funcție de posibilitatea de a furniza sau nu o tensiune reglabilă, redresoarele se împart în redresoare necomandate - furnizează o tensiune fixă la ieșire - și redresoare comandate care furnizează o tensiune reglabilă.

În funcție de numărul de faze ale transformatorului de alimentare redresoarele se clasifică în redresoare monofazate - folosite până la puteri de 1 kW - și redresoare polifazate pentru puteri de peste 1 kW.

În figura 13.48 este prezentată schema principală a redresorului monofazat

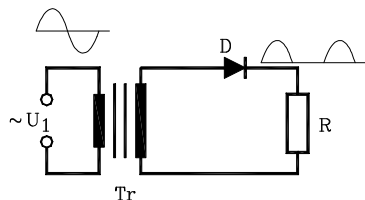


Fig.13.48

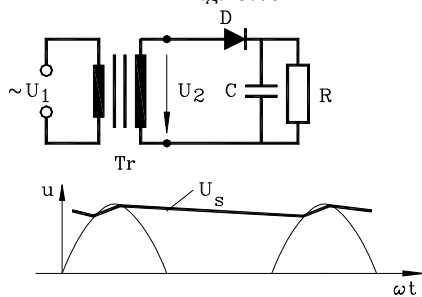


Fig.13.49

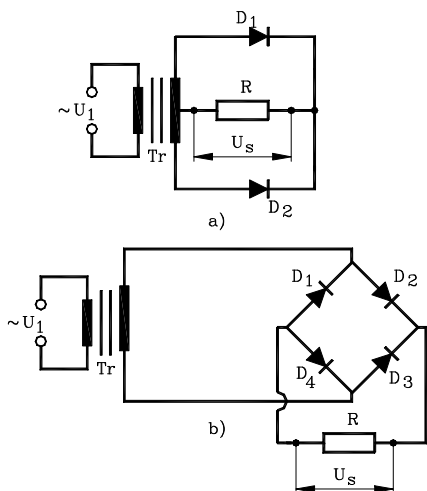


Fig. 13.50

monoalternanță necomandat cu sarcină rezistivă R. În semialternanța negativă dioda D este blocată și astfel toată tensiunea  $u_2$  se află pe electrozii săi (este egală cu amplitudinea  $\sqrt{2}U_2$ ).

Valoarea medie a tensiunii pe sarcină se determină cu relația de definiție

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u_2(t) dt \quad (4.31)$$

și are valoarea:

$$U_0 = \frac{U_{2\max}}{\pi} \quad (4.32)$$

Tensiunile și curenții rezultați prin redresarea monofazată sunt funcții periodice (nesinusoidale). Într-un număr mare de aplicații curentul prin sarcină nu poate avea forma pulsatorie rezultată prin redresare simplă. În aceste cazuri se introduc filtre de netezire.

În figura 13.49 se prezintă schema unui redresor monofazat cu **filtru** cu intrare pe capacitate și forma de undă pentru tensiunea pe sarcină.

În figura 13.50 se prezintă schemele principale ale două redresoare monofazate dublă alternanță: cu transformator cu priză mediană (a) și respectiv în punte (b). Redresarea ambelor alternanțe îmbunătățește funcționarea redresorului prin reducerea factorului de ondulație.

În cazul redresoarelor de putere, pentru o repartizare simetrică a sarcinii pe fazele rețelei de alimentare, pentru reducerea factorului de ondulație și pentru mărirea valorii medii a tensiunii redresate se construiesc redresoare polifazate.

În figura 13.51 se prezintă schema principală pentru redresorul trifazic în punte (a) și secvențele de conducție ale diodelor. Fiecare diodă conduce numai în intervalul de timp în care tensiunea fazei pe care se află este mai mare decât tensiunea pe ramura curentului redresat.

Pentru simplificarea modului de reprezentare în figura 13.51 nu a fost reprezentat primarul transformatorului de rețea.

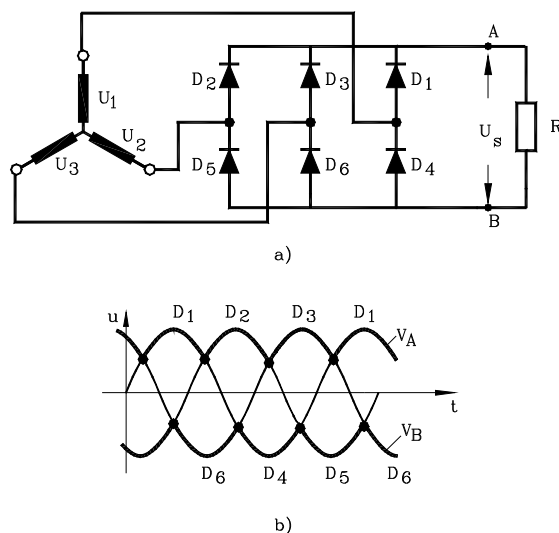


Fig.13.51

#### 13.5.4.5 Amplificatoare finale

Comanda servomotorului de c.c. depinde de tipul amplificatorului final sau, mai general, de tipul convertorului static care alimentează indusul.

Din acest punct de vedere se deosebesc două categorii de amplificatoare:

- Amplificatoare liniare, sau de clasa "A";
- Amplificatoare cu impulsuri, sau de clasa "B".

**Amplificatoarele liniare** se caracterizează prin aceea că formele de undă ale tensiunii și curentului furnizat indusului sunt perfect netede. Comanda liniară sau de "clasa A" se realizează prin intermediul unui tranzistor (simplu sau compus) care lucrează în regim de amplificare.

Schema principală de comandă cu amplificator liniar este prezentată în figura 13.52. Varianta de comandă este nereversibilă în circuit

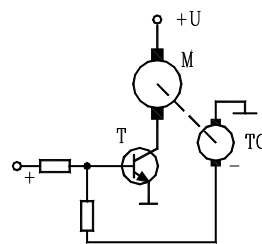


Fig. 13.52

închis, funcție de viteza tahogeneratorului TG. Deși reprezintă cele mai simple sisteme de reglare a vitezei servomotoarelor de c.c., schemele cu amplificatoare liniare sunt limitate pentru puteri mici, din cauza puterii disipate pe tranzistorul final.

**Amplificatoarele cu impulsuri** se caracterizează prin forme de undă discontinue ale tensiunii și curentului prin indus. Etajele finale de amplificare lucrează în regim de comutație, definit prin două stări limită: saturație (conducție) și blocate (întrerupere).

Procedeul de comandă nominalizat mărește puterea sarcinii amplificatorului, iar caracteristicile servomotorului depind de valorile medii ale tensiunii și curentului prin indus.

Există trei categorii de amplificatoare cu impulsuri reprezentând tot atâtea metode de comandă:

- Amplificatoare cu lățimea variabilă a impulsurilor PWM (**P**ulse - **W**idth - **M**odulated amplifiers);
- Amplificatoare cu frecvența variabilă a impulsurilor PFM (**P**ulse - **F**requency - **M**odulated amplifiers);
- Amplificatoare pe bază de tiristoare.

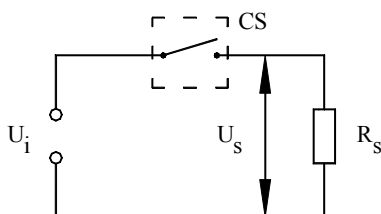


Fig. 13.53

Una din cele mai moderne metode de reglare a vitezei servomotoarelor de c.c. este bazată pe utilizarea variatoarelor de c.c. de tip chopper.

Acest variator permite modificarea unei tensiuni  $U_i$  continue într-o tensiune variabilă a cărei valoare medie se poate varia între zero și valoarea nominală a tensiunii continue aplicată la intrare.

Schema de principiu a unui chopper este prezentată în figura 13.53. O sursă de tensiune

continuă poate fi aplicată sarcinii prin intermediul unui întreruptor comandat. Dacă se închide întreruptorul un timp  $T_C$  (timp de conducție) și se deschide un timp  $T - T_C$  unde  $T$  este perioada impulsurilor, se aplică sarcinii o tensiune a cărei valoare medie va fi:

$$U_s = \frac{1}{T} \int_0^{T_C} u_{s(t)} dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_C} u_i dt = \frac{U_i \cdot T_C}{T} = k \cdot U_i \quad (13.33)$$

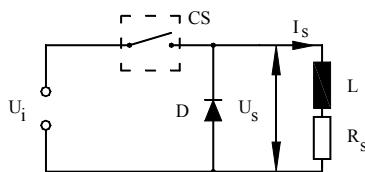


Fig. 13.54

unde  $k = \frac{T_C}{T}$  reprezintă factorul de comandă a chopperului. Această variantă corespunde amplificatorului PWM.

Sarcina care este alimentată prin chopper constă dintr-o inductivitate  $L$  și un rezistor  $R$  (cazul unui servomotor de c.c.) (fig.13.54). Modul de variație al curentului prin sarcină



este prezentat în figura 13.55. Dioda D poartă denumirea de diodă de mers în gol și permite închiderea pe durata de blocare (pauză) a chopperului.

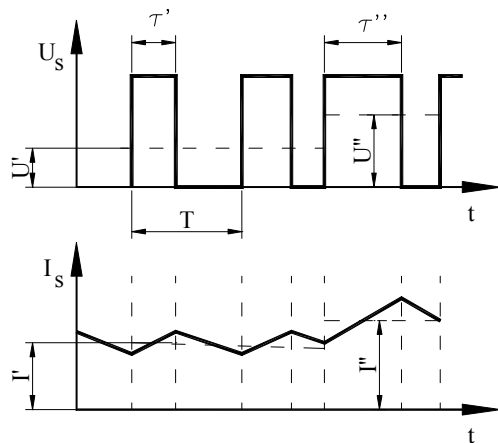


Fig. 13.55

În cazul variantei de chopper cu frecvență variabilă (lățimea impulsurilor rămânând constantă) valoarea medie a tensiunii aplicată sarcinii este dată de expresia:

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u_s(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{T_0} U_i dt = \frac{T_0}{T} \cdot U_i = f \cdot T_0 \cdot U_i \quad (13.34)$$

unde  $f$  este frecvența impulsurilor.

Modul de variație al curentului este ilustrat în figura 13.56.

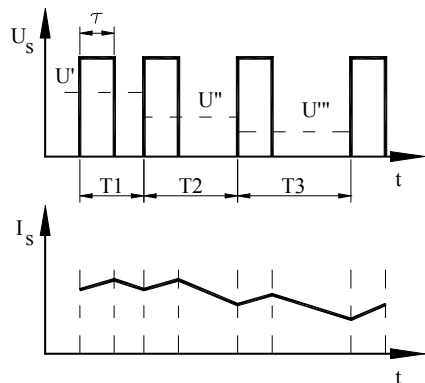


Fig. 13.56

În cazul chopperelor cu reglare pozițională, curentul de sarcină este acela care determină comanda chopperului (fig.13.57a).

Traductorul de curent TC are rolul de a măsura valoarea curentului în sarcină și astfel prin intermediul circuitului de comandă CC, este posibilă acționarea chopperului. Funcționarea chopperului este ilustrată în diagrama din figura 13.57b.

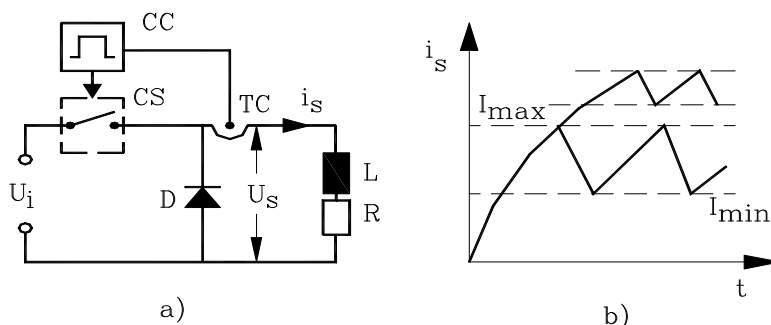


Fig. 13.57

Valoarea curentului se modifică într-o plajă  $\Delta I - I_{\max} - I_{\min}$ , astfel că în momentul în care se atinge valoarea  $I_{\max}$  întreruptorul CS se deschide, curentul închizându-se prin dioda de mers în gol. Curentul are o variație după o lege exponențială:

$$i_s = I_{\max} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (13.35)$$

unde  $\tau = \frac{L}{R}$  este constanta de timp a circuitului iar  $I_{\max}$  este valoarea maximă atinsă de curentul de sarcină în momentul închiderii întrerupătorului.

La atingerea valorii minime  $I_{\min}$ , moment semnalizat de traductorul TC, circuitul de comandă CC realizează închiderea întreruptorului CS, iar curentul prin sarcină va crește după relația:

$$i_s = \frac{U_i}{R} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (13.36)$$

Cu cât diferența  $\Delta I$  este mai mică, cu atât curentul este menținut la o valoare mai constantă ceea ce implică o frecvență de comutație mare având drept urmare pierderi, prin comutație, mai mari.

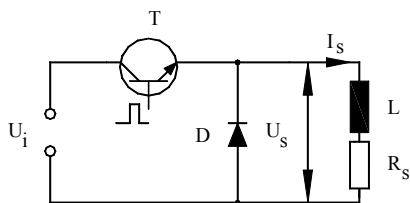


Fig. 13.58

Întreruptorul static se realizează în general pe bază de tranzistor de putere sau pe bază de tiristor.

Întreruptorul static realizat pe bază de tranzistor de putere poate fi deconectat printr-un impuls de comandă aplicat pe baza tranzistorului (fig.13.58). Curentul i scade liniar spre zero de la valoarea I.

Varianta unui chopper echipat cu tiristor este prezentată în figura 13.59. Tiristorul nu este în stare de conducție decât la

aplicarea unui impuls pe poarta de comandă. După intrarea în stare de conducție, tiristorul nu mai poate fi blocat prin modificarea tensiunii pe poartă, ci numai prin micșorarea sub o valoare limită a curentului ce îl străbate (adică prin micșorarea tensiunii anod-catod). Pentru “stingerea” tiristorului trebuie prevăzut un circuit auxiliar. Acest circuit are în componență un condensator care înmagazinează energia necesară procesului de stingere.

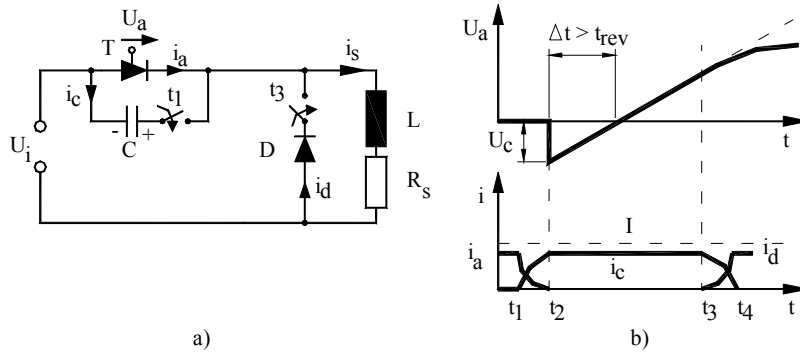


Fig. 13.59

În figura 13.59b se prezintă întreruperea curentului printr-un tiristor cu ajutorul unui condensator de stingere. Se presupune că inițial condensatorul de stingere este încărcat la tensiunea  $U_C$  cu polaritatea indicată în figură. După închiderea întreruptorului la momentul  $t_1$ , condensatorul este conectat pe tiristor și întrerupe curentul acestuia într-un timp scurt. Durata de blocare  $\Delta t$  prin tensiune negativă, trebuie să fie mai mare decât timpul de revenire  $t_{rev}$  al tiristorului. În caz contrar, la apariția tensiunii pozitive pe anod tiristorul va intra în conducție, fără impuls de comandă. După stingerea tiristorului, curentul de sarcină va curge în continuare prin condensatorul de stingere pe care îl polarizează în stare inversă. La momentul  $t_3$  tensiunea pe dioda de mers în gol devine pozitivă, astfel că aceasta intră în conducție.

Din acest moment curentul de sarcină se amortizează după o funcție exponențială.

Modalitățile de conectare ale condensatorului cât și complexitatea circuitului de stingere sunt diverse. În figura 13.60 se prezintă varianta cu condensatorul  $C$ , tiristorul secundar  $T_S$ , inductivitatea  $L$  și dioda  $D_1$ .

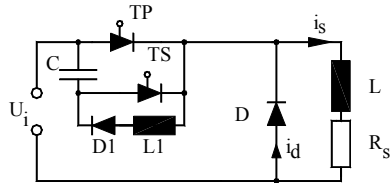


Fig. 13.60

În funcție de modul de combinare a tiristoarelor în schemele de montaj se pot realiza scheme de funcționare în 1.....4 cadrane (Is-Us).

**Observație**

Condiția de funcționare fără întreruperi de curent este satisfăcută prin micșorarea perioadei impulsurilor sub valoarea constantei de timp electrice a motorului. La motoarele de c. c. de putere convenționale, constanta de timp electrică fiind de ordinul a  $0,01... 0,1$  s, condiția de mai sus se poate realiza cu convertoare statice cu tiristoare. In cazul servomotoarelor de c.c., din cauza constantei de timp electrice mai reduse ( $10^{-6}...10^{-3}$  s), condiția amintită. se poate realiza numai cu tranzistoare de putere.

In cazul **amplificatoarelor SCR**, forma de undă a tensiunii aplicată indusului reprezintă porțiuni de lățime variabilă ale alternanțelor pozitive ale tensiunii alternative de la rețea. Este cazul binecunoscut al motoarelor de c.c. convenționale alimentate prin redresoare comandate cu tiristoare.

In figura 13.61a,b sunt arătate două scheme de alimentare directă de la rețeaua de c.a. a servomotorului de c.c. Varianta "a" este cea mai simplă și este caracterizată de un curent  $I_s$  prin indus de frecvență constantă (50 Hz) și durată reglabilă. A doua variantă cu redresare dublă - alternanță, curentul prin indus are frecvență dublă (100 Hz). In ambele cazuri amplitudinea curentului depinde de unghiul de aprindere  $\alpha$  cuplul rezistent la arbore și valoarea t.e.m. rotorice.

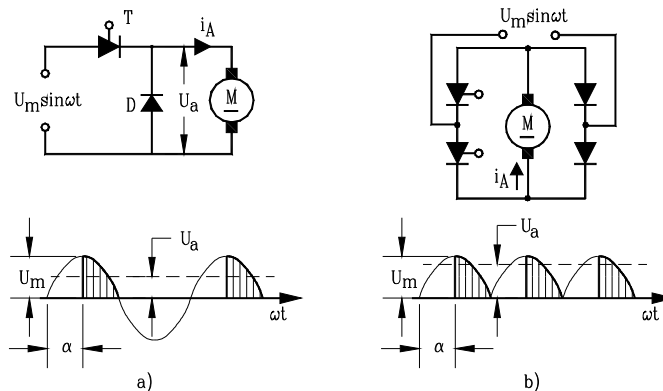


Fig. 13.61

**Observație**

Deși reprezintă cel mai simplu sistem de reglare, comanda în circuit închis cu impulsuri de la rețeaua de c.a. a servomotorului de c.c. nu se bucură de performanțe dinamice deosebite. Datorită regimului de conducție întreruptă sistemul de reglare prezintă un timp „mort” care afectează comportarea sa dinamică. Aceasta poate cauza, la viteze joase și la apariția unor perturbații, momente de instabilitate.

**13.5.4.6 Caracteristicile mecanice ale servomotorului de c.c. în regim de reglarea vitezei**

Viteza motorului în regim de curent neîntrerupt este dată de relația clasică:

$$\Omega = \frac{\alpha \cdot U_0}{k \cdot \Phi} - \frac{R_A}{k \cdot \Phi} \cdot I_A \quad (13.37)$$

caracteristicile mecanice fiind drepte paralele.

Valorile extreme ale curentului din indus, depind de sarcina motorului. Există valori limită ale curentului de sarcină sub care instalația intră în regim de curent întrerupt. În aceste cazuri curentul prin indus se anulează în perioada de pauză înainte de o nouă închidere a contactorului static (fig.13.62).

Notând cu  $\beta T$  durata de conducție a diodei de mers în gol expresia caracteristicii mecanice devine în acest caz:

$$\Omega_1 = \frac{\alpha \cdot U_0}{k \cdot \Phi \cdot (\alpha + \beta)} - \frac{R_A}{k \cdot \Phi \cdot (\alpha + \beta)} \cdot I_{Ai} \quad (13.38)$$

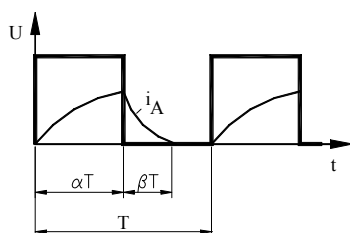


Fig.13.62

Introducând noțiunea de caracteristică mecanică limită, expresia vitezei limită devine:

$$\Omega_1 = \frac{\alpha}{(\alpha + \beta)} \quad (13.39)$$

sau în unități relative:

$$v_1 = \frac{\alpha}{(\alpha + \beta)} \quad (13.40)$$

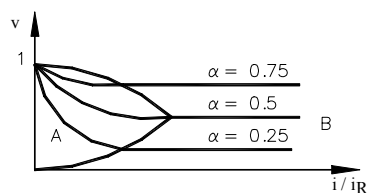


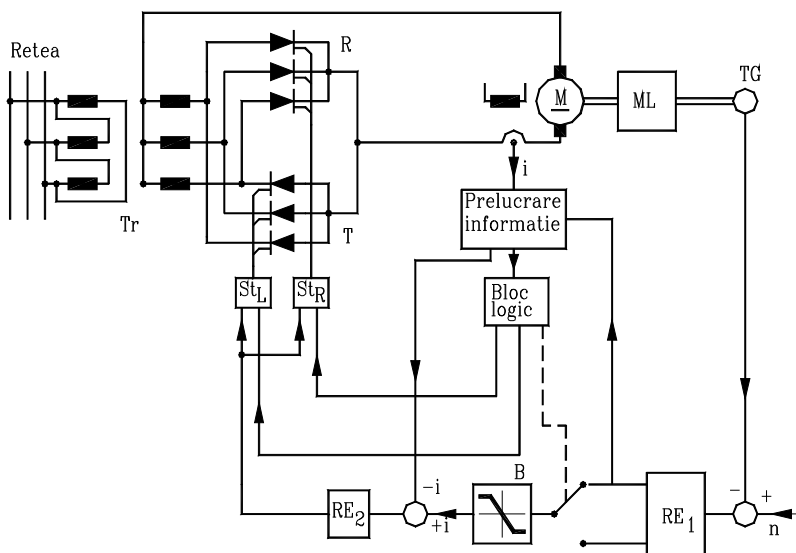
Fig. 13.63

Caracteristicile mecanice universale ale motoarelor de curent continuu cu excitație independentă alimentat prin impulsuri sunt prezentate în figura 13.63. Zona “A” desemnează zona de funcționare în regim de curent întrerupt iar zona “B” pe cea a curentului neîntrerupt. Pentru ca instalația să nu intre în regim de curent întrerupt curentul de sarcină trebuie să fie de valoare mai mare decât cea critică.

#### 13.5.4.7 Scheme de reglare a turației

În figura 13.64 este prezentată schema de principiu a unei acționări reversibile. Energia, obținută de la rețeaua de curent trifazat, este redresată și apoi transmisă spre motorul de curent continuu cu excitație separată. Turația rotorului este măsurată cu ajutorul unui tahogenerator TG care furnizează un semnal în tensiune proporțional cu această turație. Valoarea prescrisă a turației se fixează de asemenea sub forma unei tensiuni continue. Elementul de execuție constă dintr-un mutator reversibil cu tiristoare, cu schema trifazată în antiparalel. Acesta este format din două grupe de tiristoare conectate în stea, care conduc curentul în sens opus. Fiecare grupă poate fi

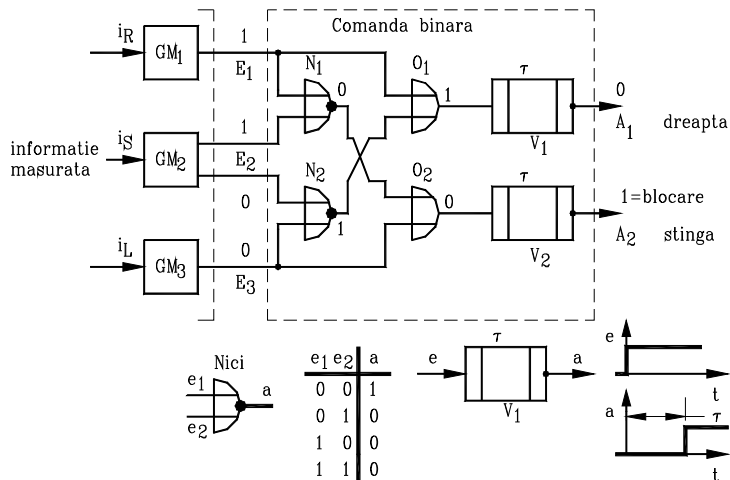
folosită în afară de aceasta în schemă de redresor sau de inverter. Cu această schemă motorul poate funcționa în regim de patru cadrane. Acționarea funcționează în regim de turație variabilă.



**Error!**

Fig. 13.64

Pentru a evita curentul de circulație între cele două grupe de tiristoare “R” și “T” se folosește schema logică din figura 13.65.



**Error!**

Fig. 13.65

Comanda pentru schimbarea sensului de rotire pornește de la valoarea prescrisă a turației. Instalația de reglare a turației RE<sub>1</sub> este echipată cu două ieșiri de semn contrar.

O schimbare de semn a valorii prescrise este constatată prin măsurare la ieșirea  $RE_1$  și prelucrată în mod corespunzător în sistem binar. Pe figură sunt prezentate aceste semnale, care caracterizează mișcarea spre “dreapta”. La comanda “mers spre stânga” grupa de tiristoare K este comandată înapoi” prin intermediul echipamentului de reglare  $RE_2$  a curentului rotoric după o comparare în prealabil cu valoarea prescrisă.

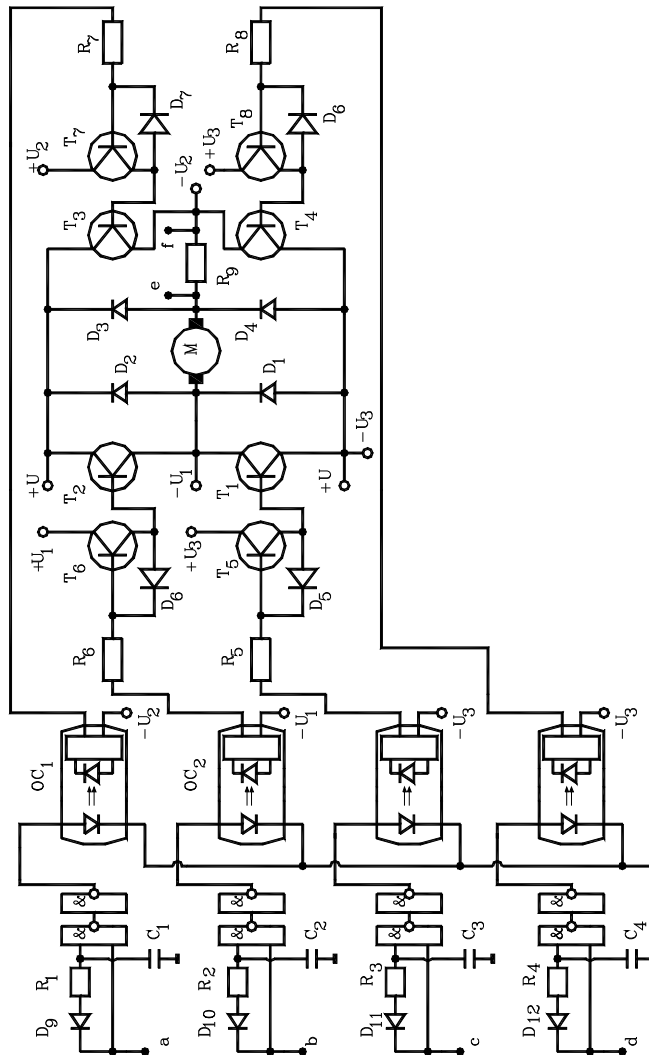


Fig. 13.66

Anularea curentului rotoric este semnalată suplimentar prin elementul  $GM_1$  ca semnal binar. Din analiza sistemului logic se deduce că mai întâi se blochează, prin

intermediul lui  $V_1$ , grupa de tiristoare R, iar după un timp de întârziere potrivit  $\tau$  se anulează semnalul de blocare A2. Prin aceasta se poate “comanda înainte” grupa de tiristoare T”. Curentul acestei grupe crește până la atingerea valorii prescrise.

În figura 13.66 este prezentată schema de “forță” pentru alimentarea unui servomotor de c.c. din componența unui sistem de acționare a unei cuple cinematice conducătoare a unui RI. Este reprezentată separarea galvanică (prin optocuploare) între circuitele de forță și circuitele logice de comandă. Reglarea vitezei se realizează prin intermediul contactoare statice pe bază de tranzistoare ( $T_1...T_2$ ). Diodele de putere ( $D_1..D_4$ ) au rol de protecție a tranzistoarelor și pe perioada de comutație de pe un tranzistor pe altul. Diodele ( $D_5 .. D_8$ ) asigură blocarea rapidă a tranzistoarelor.

Patru circuite cu diodele  $D_9 — D_{12}$ , rezistoarele  $R_1-R_4$ , condensatoarele  $C_1 — C_4$  și elementele logice sunt incluse la intrarea optocuploarelor  $OC_1 — OC_4$  având rolul de a asigura decalajul în timp în transferul potențialelor de referință. Elementele logice realizează funcția “SI- NU”.

Schema reprezentată în figura 13.66 este destinată să lucreze cu o frecvență de comutație a tranzistoarelor de până la  $f = 5$  kHz.

În serie cu înfășurarea indusului se găsește montată rezistența  $R_9$  cu bornele “e” și “f”. Semnalul în tensiune preluat la aceste borne este proporțional cu curentul indusului și totodată cu cuplul dezvoltat de servomotor. Acest semnal servește la comanda servomotorului.

#### ***13.5.4.8 Comente de comandă și reglare automată în sistemul de acționare pentru roboții industriali***

Echipamentele de acționare electrică reglabilă trebuie să asigure toate condițiile care permit atingerea parametrilor cinematici (viteza, accelerați), a parametrilor electrici și tehnologici care caracterizează sistemul în care este inclus SA.

La ora actuală, echipamentele de acționare reglabila utilizează module tipizate atât din punct de vedere al semnalelor cât și din cel al construcției. Această soluție este avantajoasă atât pentru proiectant cât și pentru fabricant, utilizator și depanator. S-a putut realiza astfel o metodologie unitară de elaborare a schemelor reprezentative. Aceste scheme se compun din două părți distincte funcțional:

- ***partea de forță*** compusă din electronica de putere, aparatele de protecție și comutație transformatoare, etc.
- ***partea de reglare*** care este compusă din reglatoare, sistemul de comandă, semnalizare, etc.

Complexitatea acestor echipamente depind de caracterul uni - sau bidirecțional al acționării, de puterea instalată, de regimul dinamic impus de aplicația tehnologică. Pentru a putea face referiri la sistemele de comandă și de reglare ale acționărilor electrice pentru roboți industriali este necesar să prezentăm elemente principale ce stau la baza conducerii roboților industriali.

Literatura de specialitate clasifică operațiile tehnologice robotizate în trei



categorii după modelele definite în modelarea acestora:

- **operații tehnologice cu model geometric;** scopul realizării modelului geometric constă în determinarea parametrilor geometrici care descriu deplasările relative ale elementelor din structura robotului industrial, la poziții cunoscute ale punctului caracteristic din obiectul manipulat.

- **operații tehnologice cu model cinematic;** scopul realizării modelului constă în determinarea vitezei și accelerației (parametri cinematici) elementelor dispozitivului de ghidare în condițiile cunoașterii vitezei și accelerației obiectului manipulat.

- **operații tehnologice cu model dinamic;** realizarea modelului dinamic urmărește determinarea forței generalizate motoare în condițiile cunoașterii parametrilor cinematici ai mișcării obiectului manipulat și a forțelor ce acționează asupra acestuia.

Analiza modelelor mecanice ale operațiilor robotizate arată că la baza conducerii (comenzii) roboților industriali stau trei algoritme; algoritmul geometric (comanda în poziție), algoritmul cinematic (comanda în viteză) și algoritmul dinamic (comanda în forță).

Înțelegerea modului de lucru a sistemului de acționare se bazează pe elementele de bază privind aceste algoritme. Vom exemplifica un singur caz referitor la comanda în poziție.

Considerăm că spațiul operațional al robotului industrial are 6 dimensiuni și permite descrierea poziției și orientării efectorului final printr-o ecuație de forma:

$$\underline{X}(R_0) = F(\theta) \quad (13.41)$$

Ecuația (13.41) descrie modelul geometric direct. Acesta se poate exprima fie sub o formă matriceală neomogenă (3 x 1), când se utilizează matrici de trecere neomogene (3 x 3), fie sub o formă omogenă (4 x 4).

#### Exemplu

Fie schema cinematică a unui robot cu 5 grade de mobilitate (de exemplu MINI MOVER) reprezentată în figura 13.67

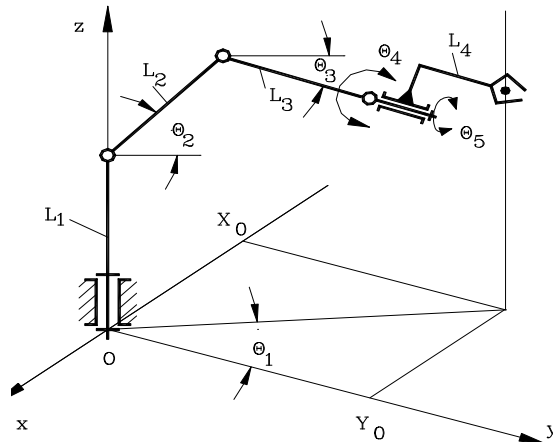


Fig. 13.67

Pe baza schemei anterioare și utilizând notațiile din figură, modelul geometric direct, reprezentat printr-o ecuație de forma (13.41), este următorul:

$$\underline{X}(R_0) = |X_0 \quad Y_0 \quad Z_0 \quad \alpha \quad \beta|^t \quad (13.42)$$

$$F(\underline{\theta})_{(5 \times 1)} = \begin{vmatrix} - (L_2 \cdot \cos \theta_2 + L_3 \cdot \cos \theta_3 + L_4 \cdot \cos \theta_4) \cdot \sin \theta_1 \\ (L_2 \cdot \cos \theta_2 + L_3 \cdot \cos \theta_3 + L_4 \cdot \cos \theta_4) \cdot \cos \theta_1 \\ L_1 + L_2 \cdot \sin \theta_2 + L_3 \cdot \sin \theta_3 + L_4 \cdot \sin \theta_4 \\ \theta_4 \\ \theta_1 - \theta_5 \end{vmatrix} \quad (13.43)$$

Pe baza modelului cinematic direct se poate determina modelul cinematic invers. Această determinare se poate realiza printr-un calcul analitic (pe baza matricilor de trecere omogene și a parametrilor Denavit-Hartenberg sau a matricilor neomogene) sau un calcul numeric (prin liniarizarea matricii de trecere omogene sau prin metoda matricii inverse a lui Jacobi). Modelul exprimă dependența dintre coordonatele generalizate corespunzătoare fiecărei cuple cinematice și vectorul care descrie configurația spațială a efectorului:

$$\underline{\theta} = F^{-1}(\underline{X}) \quad (13.44)$$

### Exemplu

Utilizând modelul geometric direct din exemplul anterior se pot scrie relațiile pentru modelul geometric invers:

$$\underline{\theta} = |\theta_1 \quad \theta_2 \quad \theta_3 \quad \theta_4 \quad \theta_5|^t \quad (13.45)$$

$$F^{-1}(\underline{X}(R_0))_{(5 \times 1)} = \begin{vmatrix} -\operatorname{arctg} \frac{X_0}{Y_0} \\ \operatorname{arctg} \frac{Y_1}{D_1} + \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{4L_2^2}{D_1^2 + Y_1^2} - 1} \\ \operatorname{arctg} \frac{Y_1}{D_1} + \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{4L_2^2}{D_1^2 + Y_1^2} - 1} \\ \alpha \\ \theta_1 - \alpha \end{vmatrix} \quad (13.46)$$

unde:

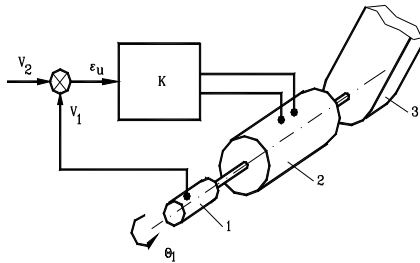
$$Y_1 = Z_0 - L_1 - L_4 \cdot \sin \theta_4 \quad (13.47)$$

$$D_1 = \sqrt{Y_0^2 + X_0^2} - L_4 \cdot \cos \theta_4 \quad (13.48)$$

Impunându-se starea inițială  $X_i$  și cea finală  $X_f$  a efectorului, se pot obține pe baza modelului geometric invers, coordonatele generalizate corespunzătoare celor două

stări extreme ale efortului. Aceste valori definesc variația fiecărei coordonate generalizate care trebuie realizată prin intermediul sistemului de acționare. Sistemul de comandă prescrie un semnal electric (analogic sau digital)  $V_i$ , pentru fiecare dintre coordonatele generalizate, funcție de variația acesteia. Acest semnal va sta la baza

**Error!**

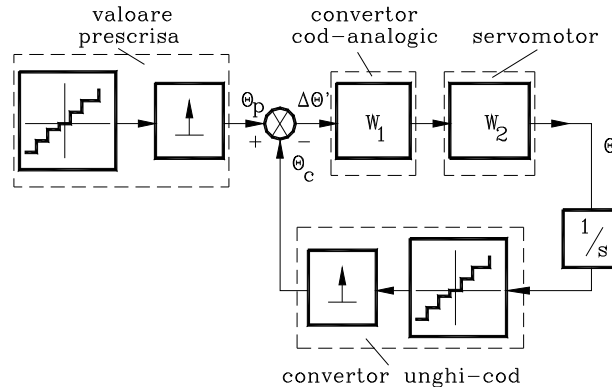


comenzii servomotorului electric din fiecare cuplă cinematică conducătoare.

Schema principială a comenzii unei cuple cinematice conducătoare este prezentată în figura 13.68 (1- traductor de deplasare; 2- servomotor și transmisia aferentă; 3- element mobil). Axa cuplei cinematice conducătoare de rotație este

solidară ca cea a traductorului de deplasare. Acest traductor furnizează un semnal în tensiune ( $V_1$ ) proporțional cu unghiul de rotație  $\theta_1$ , (echivalent coordonatei generalizate din modelul geometric). Acest semnal este comparat cu semnalul de comandă în tensiune ( $V_2$ ). Mișcarea continuă până când diferența celor două semnale se anulează  $\epsilon_u = 0$ .

Rezolvarea practica a acestor probleme este descrisă pe baza schemei bloc prezentate în figura 13.69. S-a luat în considerare o reglare numerică a poziției și s-au presupus cunoscute elementele care corespund reglării curentului vitezei (primul și al doilea contur dintr-o schema generală). Pentru transformarea semnalului analogic într-un semnal numeric, se utilizează o cuantificare după nivel și timp. Semnalul numeric eroare  $\Delta\theta'$ , egal cu diferența dintre valoarea numerică prescrisă  $\theta_p$  și valoarea controlată  $\theta_c$ , se transferă convertorului cod-analogic având funcția de transfer  $W_1$ .



**Error!**

Fig. 13.69

În acest caz sistemul este neliniar iar tratarea sa se poate aborda prin prisma teoriei sistemelor neliniare.

O simplificare a metodei prezentate se poate obține dacă se renunță la cuantificarea după nivel. In acest caz sistemul devine liniar și metodele de studiu sunt cele corespunzătoare din teoria reglării automate.

O schemă transformată a celei anterioare este prezentată în figura 13.70. Este inclus regulatorul de poziție cu funcția de transfer  $W_p$ , momentul exterior aplicat la arborele motorului  $\sum M_r$ , și coeficientul static "K" al traductorului, de poziție.

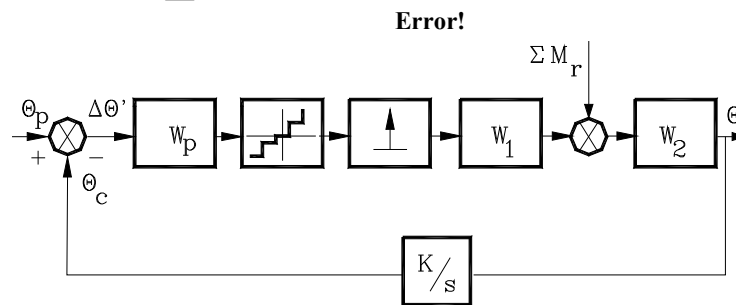


Fig. 13.70

### 13.6 Verificarea la încălzire a motorului

Pierderile în motorul electric de curent continuu se compun din:

- pierderi prim efect Joule în înfășurarea indusului și inductorului (dacă inductorul este pe bază de magneți permanenți, contribuția termică a acestuia este nulă);
- pierderi prin histereză (proporționale cu viteza) și prin curenți Foucault (proporționale cu pătratul vitezei)
- pierderi mecanice prin frecare uscată și ventilație.

Aceste pierderi pot fi descrise prin relația:

$$\sum p_i = RI^2 + \alpha \cdot \Omega + \beta \cdot \Omega^2 \quad (13.49)$$

Determinarea acestor pierderi este extrem de importantă prin prisma influențelor negative ale temperaturii asupra elementelor componente ale motorului și în special a izolației. Practic servomotoarele de curent continuu sunt din clasa de izolație F pentru care temperatura limită este de 150 °C.

La ora actuală se utilizează două scheme de calcul funcție de omogenitatea construcției motorului.

**Schema cu un singur nod** se aplică motoarelor omogene: motoare clasice și motoare cu magneți permanenți având indus bobinat pe circuit feromagnetic. Schema echivalentă este prezentată în figura 13.71.

Notațiile au următoarea semnificație:

- $C_{Th}$  – capacitatea termică a motorului [J/°C]
- $R_{Th}$  – rezistența termică a motorului [°C/W]

- $\tau_{Th} = R_{Th} C_{Th}$  - constanta de timp termică a motorului
- $\Theta_a$  - temperatura mediului ambiant [ $^{\circ}C$ ]

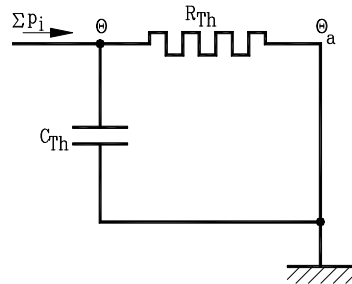


Fig. 13.71

Pe baza schemei de calcul și utilizând notațiile anterioare, se poate scrie ecuația diferențială ce descrie procesul tranzitoriu al încălzirii motorului:

$$\sum p_i = C_{Th} \frac{d\theta}{dt} + \frac{\theta - \theta_a}{R_{Th}} \quad (13.50)$$

După rezolvarea ecuației și definirea condițiilor inițiale (motorul se găsește la temperatura mediului ambiant la momentul  $t = 0$ ) variația temperaturii motorului este:

$$\Delta\theta = \left( \sum p_i \right) \cdot R_{Th} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_{Th}}} \right) \quad (13.51)$$

**Schema cu două noduri** se aplică motoarelor de construcție neomogenă: motoare cu rotorul în forma de pahar, motoarelor cu întrefier axial (fig.13.72).

Notațiile au semnificațiile anterioare cu specificarea: indicele “i” se referă la indus, “c” la carcasă iar “a” la mediul ambiant.

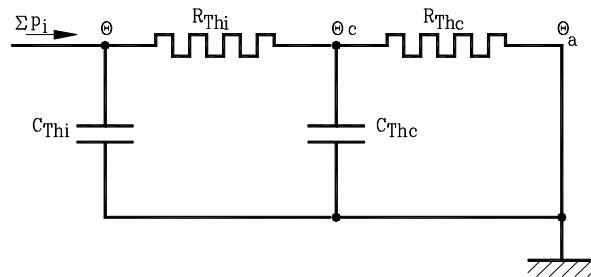


Fig. 13.72

Schema este caracterizată de două constante de timp termice corespunzătoare celor două circuite: indus și carcasă.

Ecuațiile diferențiale pentru schema prezentată, sunt următoarele:

$$\sum p_i = C_{Thi} \cdot \frac{d\theta_i}{dt} + \frac{\theta_i - \theta_c}{T_{Thi}} \quad (13.52)$$

$$\frac{\theta_i - \theta_c}{R_{Thi}} = C_{Thc} \cdot \frac{d\theta}{dt} + \frac{\theta_c - \theta_a}{R_{Thc}} \quad (13.53)$$

Introducând încălzirea indusului și respectiv a carcasei (inductorului) prin notațiile  $\Delta\theta_i = \theta_i - \theta_c$  și  $\Delta\theta_c = \theta_c - \theta_a$  soluția generală a ecuațiilor diferențiale anterioare se prezintă sub forma:

$$\Delta\theta_i(t) = (R_{Thc} + R_{Thi}) \cdot \sum p_i + k_1 \cdot e^{-\frac{t}{\tau_1}} + k_2 \cdot e^{-\frac{t}{\tau_2}} \quad (13.54)$$

$$\Delta\theta_c(t) = R_{Thc} \cdot \sum p_i + K_1 \cdot e^{-\frac{t}{\tau_1}} + K_2 \cdot e^{-\frac{t}{\tau_2}} \quad (13.55)$$

unde:

- $\tau_1$  și  $\tau_2$  sunt soluțiile reale ale ecuației:

$$\tau_{Thi} \cdot \tau_{Thc} \cdot \tau^2 + \left( \tau_{Thi} + \tau_{Thc} + \frac{R_{Thc}}{R_{Thi}} \cdot C_{Thi} \right) \cdot \tau + 1 = 0 \quad (13.56)$$

- $k_1, k_2, K_1, K_2$  sunt constante care verifică condițiile inițiale termice (de ex. la momentul inițial  $t = 0, \Delta\theta_i = \Delta\theta_c = 0$ ) și relațiile:

$$K_1 = k_1 \cdot \left( 1 - \frac{\tau_{Thi}}{\tau_1} \right) \text{ și } K_2 = k_2 \cdot \left( 1 - \frac{\tau_{Thi}}{\tau_2} \right) \quad (13.57)$$

Parametrul termic cel mai important al motorului este încălzirea indusului care este mult mai mare decât cea a carcasei.

Regimul de funcționare intermitent impune o serie de considerații din punctul de vedere al variației în timp a puterii disipate.

### **Observația 1.**

Pentru regimuri de funcționare de lungă durată ( $t > \tau_{Th}$ ) relațiile (13.54) și (13.55) devin:

$$\Delta\theta_i = (R_{Thc} + R_{Thi}) \cdot \sum p_i \quad (13.58)$$

$$\Delta\theta_c = R_{Thc} \cdot \sum p_i \quad (13.59)$$

**Exemplu de calcul.** Pentru un servomotor cu rotorul în formă de pahar ce funcționează într-un mediu cu temperatura  $\theta_a = 40^\circ\text{C}$ , rezistențele termice au valorile:  $R_{Thi} = 25^\circ\text{C/W}$  și  $R_{Thc} = 8^\circ\text{C/W}$ . Dacă puterea cedată la arbore este  $P_2 = 2\text{W}$  iar randamentul  $\eta = 0,76$ , atunci pierderile de putere sunt:

$$\sum p_i = p_2 \cdot \left( \frac{1}{\eta} - 1 \right) = 2 \cdot \left( \frac{1}{0,76} - 1 \right) = 0,63\text{W} \quad (13.60)$$

Temperatura indusului (rotorului) va fi pentru un ciclu de funcționare de lungă durată:

$$\theta_i = 40 + 0,63(8 + 25) = 60,8 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (13.61)$$

**Observație 2.**

Pentru pierderi periodice, cu perioada aproximativ egală cu constanta de timp termică, încălzirea se determină cu ajutorul relațiilor (13.54), (13.55). Firmele constructoare recomandă relația:

$$\Delta\theta_i = I^2 R \cdot \left[ R_{Thi} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right) + R_{Thc} \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}} \right) \right] \quad (13.62)$$

**Exemplu de calcul.** Pentru servomotorul anterior se consideră că ciclul de funcționare are o durată de 10 s iar constantele de timp (deduse din catalog) au valorile:  $\tau_{Thi} = 7,16$  s și respectiv  $\tau_{Thc} = 690$  s. Temperatura rotorului va fi:

$$\theta_i = 40 + 0,63 \cdot \left[ 8 \cdot \left( 1 - e^{-\frac{10}{7,16}} \right) + 25 \cdot \left( 1 - e^{-\frac{10}{690}} \right) \right] = 44,25 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (13.63)$$

**Observația 3.**

Capacitățile termice ale carcasi și indusului se pot considera în general de valori constante. În același timp însă rezistența termică depinde de viteza de rotație, de modul de fixare a motorului, de ventilația auxiliară (de ex.  $R_{Thc} = 0,225 \text{ } ^\circ\text{C/W}$  la o ventilație de 6 l/s și respectiv  $R_{Thc} = 0,115 \text{ } ^\circ\text{C/W}$  la o ventilație de 6 l/s). Rezistența termică pentru un servomotor cu întrefier axial se poate considera constantă dacă este bine ventilat și este montat pe un soclu metalic care permite evacuarea căldurii prin conducție.

**Observația 4.**

Termenul „ $RI^2$ ” în formula pierderilor este valabil sub forma prezentată pentru curent continuu sau dacă frecvența de variație (de ex. cazul alimentării prin convertoare pe baza de tiristoare) este mult mai mare decât frecvența fenomenelor mecanice și termice din motor.

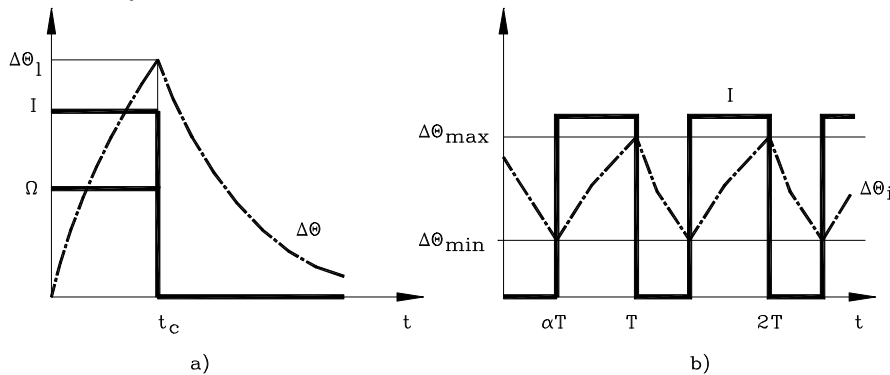


Fig. 13.73

Funcție de serviciile de funcționare (fig.13.73) - continuu, de scurtă durată,

intermitent - calculul încălzirii capătă aspecte diverse. Din condiția nedepășirii încălzirii maxim admisibile a rotorului în ciclul de scurtă durată (fig.13.73a), se poate determina durata limită a acestuia. Timpul de staționare este suficient de lung pentru ca temperatura rotorului să atingă valoarea mediului ambiant. Duratele de timp standardizate pentru întreg ciclul (cuplare și pauză) sunt de 10, 30, 60 și 90 minute.

Pentru ciclul de funcționare intermitent, pe durata conectării la rețea [ $\alpha T, T$ ] motorul nu atinge temperatura staționară iar pe perioada de deconectare  $[0, \alpha T]$  nu atinge temperatura mediului ambiant. Încălzirea celor două componente ale motorului se calculează pe baza relațiilor (13.54) și (13.55) pentru acele intervalele de timp considerate.

**Observația 5** Metoda analitică prezentată anterior se poate aplica dacă nu se ia în considerare regimul tranzitoriu al curentului și vitezei. Metodele numerice permit o abordare globală a aspectului încălzirii. Ecuațiilor termice anterioare se atașează în acest sens și ecuația de mișcare a sistemului de acționare.

**Observația 6** Dacă fenomenele electrice și mecanice tranzitorii au o durată mult inferioară constantei de timp termice cea mai mică, este posibilă definirea unui regim echivalent de un curent:

$$I_e = \sqrt{\frac{\sum_i I_i^2 \cdot \Delta t_i}{\sum_i \Delta t_i}} \quad (13.65)$$

### 13.7 Limite funcționale impuse motorului de curent continuu sub aspect mecanic

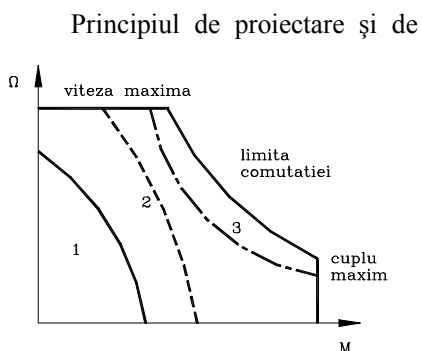


Fig. 13.74

Principiul de proiectare și de realizare a motorului de curent continuu se bazează pe respectarea anumitor limite de funcționare

Arborele este dimensionat pentru un cuplu maxim care este valoric superior cuplului care poate fi dezvoltat la curent maxim. Limitarea curentului asigură astfel și respectarea rezistenței arborelui. Viteza de rotație a rotorului este limitată superior pe considerente de rezistență a îmbinărilor solicate de forțe centrifuge. Se realizează motoare cu până la 10000 rot/min. În figura 13.74 se prezintă zone limită de funcționare pentru servomotoare de curent continuu cu excitație prin magneți permanenți. Zona „1” corespunde regimului permanent și este limitată de o curbă limită corespunzătoare regimului termic. Zona „2” nu poate fi atinsă decât în regim intermitent sau temporar și corespunde unei zone termice cu ventilație. Se definește uneori zona utilizabilă în faza



de accelerare sau decelerare. Zonele “1” și “2” sunt modificabile prin montajul termic al motorului și prin ventilație. Firmele constructoare furnizează aceste curbe pentru fiecare motor în parte. Unele firme indică și caracteristicile mecanice naturale și artificiale ale motorului. Modul de definire depinde de constructor. În figura 13.75 se prezintă o altă variantă de prezentare a acestor curbe caracteristice.

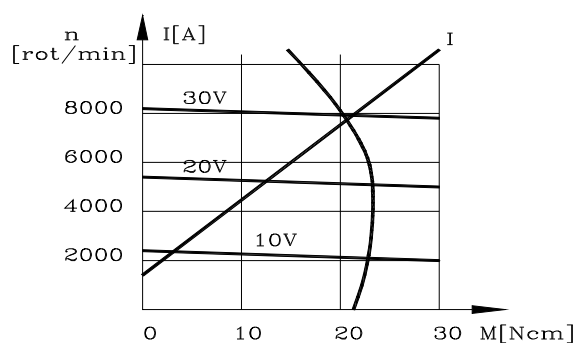


Fig.13.75

### Întrebări recapitulative

- Un servomotor de curent continuu cu excitație separată are turația  $n = 500 \text{ rot/min}$  și este alimentat la tensiunea de  $U_0 = 230 \text{ V}$ . Momentul rezistent de la arborele motorului este proporțional cu pătratul vitezei. Curentul prin indus la turația dată este  $I_0 = 32 \text{ A}$  iar rezistența indusului este  $R_i = 0.7 \Omega$ . Turația de mers în gol este  $n_0 = 550 \text{ rot/min}$ .
  1. Să se calculeze care este tensiunea necesară pe indusul motorului astfel ca viteza să se reducă la jumătate. Motorul funcționează la echilibru dinamic.
  2. Care este ecuația caracteristicii mecanice rezistente?
  3. Care este viteza unghiulară de mers în gol?
  4. Care este ecuația caracteristicii motoare?
  
- Un motor de c.c. este alimentat la o tensiune  $U_0 = 200 \text{ V}$ . Rezistența indusului este  $R_i = 0.68 \Omega$ . Curentul de sarcină este  $I_a = 24 \text{ A}$  la o turație de  $1000 \text{ rot/min}$ . Se cere să se determine:
  1. Tensiunea electromotoare indusă;
  2. Puterea dezvoltată;
  3. Cuplul motor.

## 210 Sisteme de acționare

---

- Un motor de c.c. cu randamentul  $\eta = 0,8$  furnizează o putere mecanică  $P = 100\text{W}$  fiind alimentat la o tensiune  $U_0 = 12\text{ V}$ . Se cere să se determine:
  1. Intensitatea curentului electric din indus;
  2. Rezistența electrică a indusului;
- Un motor de c.c. are următorii parametri  $U_{1n} = 26\text{V}$ ,  $I_{1n} = 6,7\text{A}$ ,  $R_i = 1,1\Omega$ ,  $n_n = 3000\text{ rot/min}$  la un flux magnetic de excitație nominal. Se cere să se determine constanta electrică  $K_E$  a motorului.
- Puterea la arborele unui motor de curent continuu este  $P = 2\text{kW}$  la turația  $n = 1200\text{rot/min}$  și tensiunea de alimentare  $U = 110\text{V}$ . Pierderile din motor se consideră ca fiind următoarele: pierderi prin comutație  $0,5\% P$ , pierderile mecanice  $1\% P$ , pierderile în înfășurarea indusului  $4\% P$ . Se cere să se determine:
  1. Randamentul motorului;
  2. Curentul prin indus;
  3. Rezistența indusului;
  4. Căderea de tensiune la perii;
  5. Tensiunea electromotoare indusă;
  6. Constanta electrică a motorului;
  7. Viteza unghiulară de mers în gol;
  8. Cuplul electromagnetic la turația dată;
  9. Să se reprezinte grafic caracteristica mecanică a motorului.