

C U R S U L 11

15.3.3 Comanda și alimentarea motorului pas cu pas

15.3.3.1. Introducere

Performanțele unui m.p.p. și implicit al sistemului de acționare depind într-o mare măsură de schema de comandă și de alimentare.

Comanda unui m.p.p. are la bază un dispozitiv electronic de putere care alimentează într-o anumită succesiune înfășurările motorului corespunzător unei logici impuse de sistemul de comandă.

În figura 15.7 se prezintă schema bloc de comandă și de alimentare a unui m.p.p. Pe baza impulsurilor standard de comandă și respectiv sens, distribuitorul de

impulsuri “1” asigură alimentarea amplificatoarelor “2”, convertoarelor “3” și implicit ale fazelor motorului, într-o succesiune impuse de program.

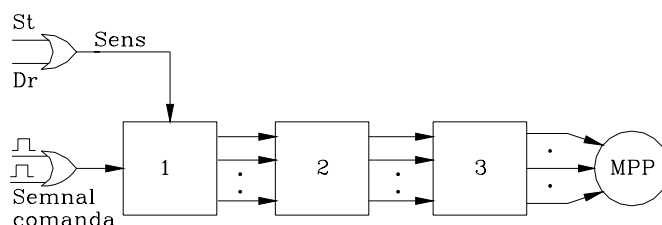


Fig.15. 7

Impulsurile de comandă se pot obține de la un generator de impulsuri propriu sau de la un calculator numeric de proces, prin intermediul unui filtru digital (pentru calibrarea distanței dintre impulsuri). Comanda se poate realiza în circuit deschis sau în circuit închis. Comanda în circuit deschis necesită în general folosirea unor tehnici speciale de accelerare-frânare astfel încât să nu apară pierderi de pași.

15.3.3.2. Controlul accelerării în circuit deschis

Eliminarea posibilităților de pierdere de pași unghiulari este posibilă prin controlul legilor de variație a frecvenței. Acest control se poate materializa prin diverse scheme:

a) Oscilatorul cu rampă liniară. Principala caracteristică a acestei scheme este modul liniar de variație a frecvenței în timp. Forma pantei de accelerare-frânare trebuie să fie corelată cu caracteristicile cuplu-frecvență (fig.15.8).

Un dezavantaj al acestei variante este timpul lung de accelerare, ceea ce poate introduce dificultăți în depășirea punctelor de rezonanță.

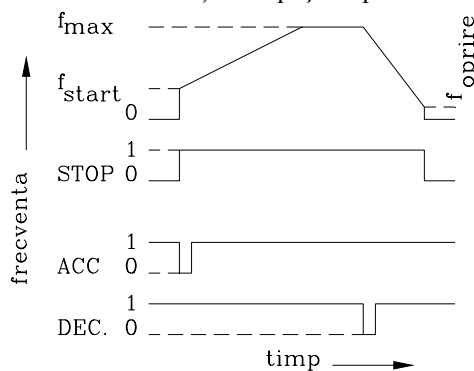


Fig.15.8

Motorul este pornit la o frecvență scăzută f_{START} , este accelerat la viteza dorită, frânat la o viteză scăzută corespunzătoare unei frecvențe f_{oprire} (astfel ca motorul să poată fi oprit la poziția dorită) și oprit. Pentru a realiza un tren de impulsuri de frecvență proporțională cu tensiunea de intrare, este folosit un oscilator liniar comandat în tensiune. Timpii de creștere și descreștere ai pantei sunt ajustați independent unul față de celălalt.

b) Oscilator cu rampă exponențială. Profilul accelerării și frânării cu profil

exponențial este prezentat în figura 15.9. Descreșterea exponențială a frecvenței are dezavantajul pericolului de pierdere de pași.

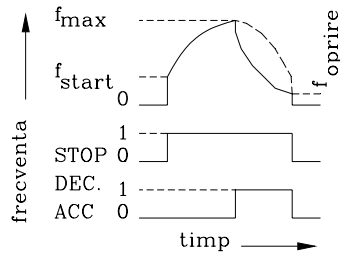


Fig. 15.9

O soluție mai acceptabilă este cea a unei pante de decelerare cu profil invers exponențial (forma simetrică a profilului de accelerare).

15.3.3.3 Distribuitorii de impulsuri.

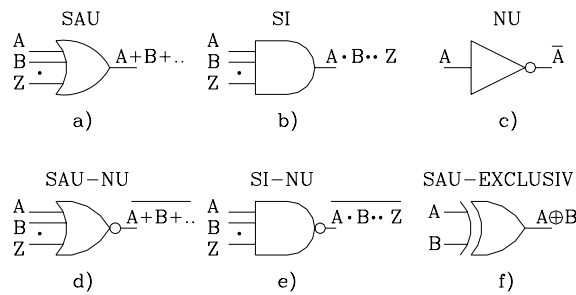


Fig. 15.10

Distribuitorii de impulsuri sunt blocuri care preiau trenul de impulsuri de comandă standard, împreună cu comenzile de sens și furnizează la ieșire “m” trenuri de impulsuri - corespunzătoare celor “m” înfășurări - decalate unele față de altele cu un unghi ($\theta_{pe}=2\pi/m$) denumit pasul electric. Realizarea blocurilor se bazează pe bistabile și circuite logice.

A	B	$A+B$	A	B	$A \cdot B$	A	\bar{A}
0	0	0	0	0	0	0	1
0	1	1	0	1	0	1	0
1	0	1	1	0	0		
1	1	1	1	1	1		

a) b) c)

A	B	$\overline{A+B}$	A	B	$\overline{A \cdot B}$	A	B	$A \oplus B$
0	0	1	0	0	1	0	0	0
0	1	0	0	1	1	0	1	1
1	0	0	1	0	1	1	0	1
1	1	0	1	1	0	1	1	0

d) e) f)

Fig. 15.11

Circuitele electronice numerice se bazează pe funcționarea în regim de comutație a dispozitivelor electronice semiconductoare.

Algebra circuitelor de comutare utilizează diverși operatori: NU, SAU, ȘI, SAU-NU, ȘI-NU, SAU-EXCLUSIV. Modul de simbolizare este prezentat în figura 15.10 iar tabelele de adevăr în figura 15.11.

Dintre circuitele logice secvențiale un rol important îl prezintă “bistabilul”. Bistabilul RS asincron este prezentat în figura 15.12 prin simbolul corespunzător

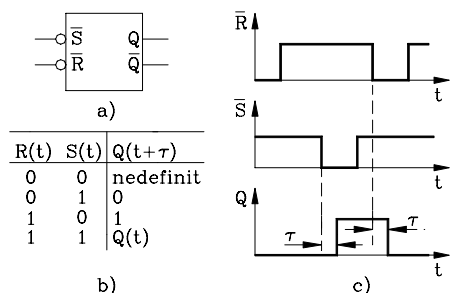


Fig. 15.12

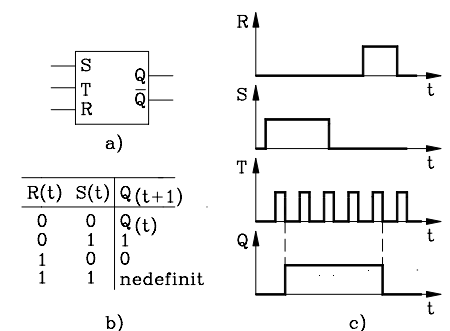


Fig. 15.13

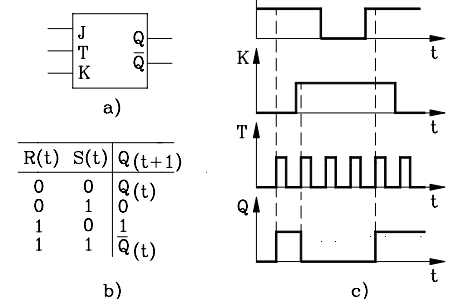


Fig. 15.14

și starea bistabilului la momentul de timp $t - Q(t)$ - sau după o întârziere τ . Această întârziere τ este caracteristică bistabilului și este egală cu timpul necesar pentru propagarea semnalului de la intrare la ieșire.

Cele două intrări ale bistabilului, \bar{R} și \bar{S} , sunt active dacă pe acestea se aplică un semnal logic "0". Intrarea \bar{R} se numește intrare de ștergere iar intrarea \bar{S} se numește intrare de înscriere. Acest bistabil are o stare nedefinită prin aplicarea simultană a semnalului de înscriere și ștergere pe cele două intrări.

Spre deosebire de bistabilul anterior, bistabilul sincron RS își schimbă starea la ieșire dacă se aplică impulsul de sincronizare T . Simbolul și funcționarea temporală este descrisă în figura 15.13.

Starea nepermisă a bistabilului RS este eliminată prin modificarea structurii acestuia, obținându-se structura de bistabil JK. Simbolizarea și tabelul de adevăr cu diagrama temporală, pentru un JK cu basculare pe frontul pozitiv, este prezentată în figura 15.14.

Pe baza unor astfel de circuite se pot realiza schemele corespunzătoare pentru distribuitorii de impulsuri.

Dacă rotorul motorului pas cu pas are întotdeauna același sens de rotație, atunci distribuitorul este nereversibil iar dacă se cer ambele sensuri de rotație, distribuitorul trebuie să fie reversibil.

Pentru un m.p.p. cu reluctanță variabilă bifazat, logica semnalelor este luată direct de la un bistabil. Ieșirea Q a bistabilului comandă o fază iar ieșirea \bar{Q} cea de-a doua fază. Pentru un m.p.p. cu patru faze sunt necesari doi bistabili. Prin decodificarea ieșirii bistabililor cu porți logice, pot fi obținute patru semnale logice. Pentru un m.p.p. cu trei faze, schema distribuitorului este prezentată în figura 15.15a iar tabela de adevăr în figura 15.15b. Prin utilizarea porților în mod adecvat s-au obținut trei stări, corespunzătoare unei alimentări în

secvență simplă (A-B-C-A...).

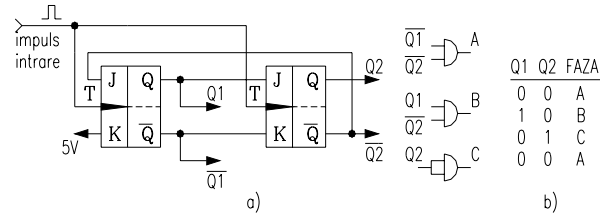


Fig. 15.15

Distribuitoarele nereversibile pentru trei și patru faze pot fi ușor transformate pentru funcționare bidirecțională prin adăugarea unor porți logice de sens.

Pentru un mpp cu patru faze este prezentată diagrama temporală a impulsurilor aplicate pe cele patru înfășurări (fig.15.16), în secvență simplă, iar distribuitorul aferent este prezentat în figura 5. 17. Bistabilul utilizat este de tip JK. Pentru secvență dublă sau mixtă distribuitorul este asemănător celui anterior.

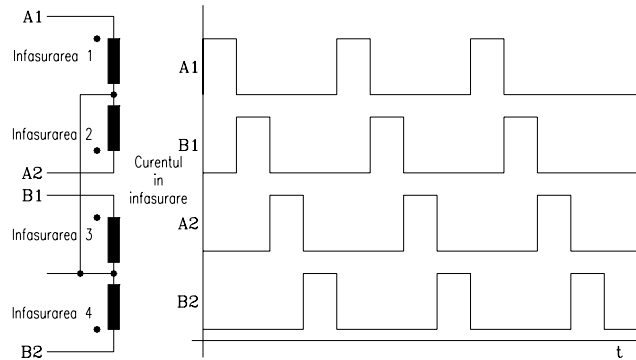


Fig.15. 16

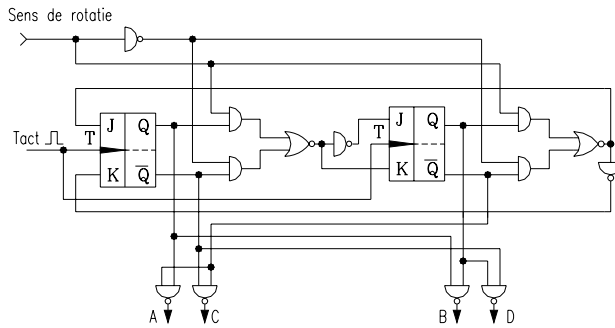


Fig. 15.17

Semnalele rezultate din schemele logice prezentate, se aplică amplificatoarelor de ieșire.

15.3.3.4. Alimentarea motoarelor pas cu pas

Modul de conectare a distribuitorului și fazei motorului prin intermediul întrerupătorului de fază este ilustrat în figura 15.18.

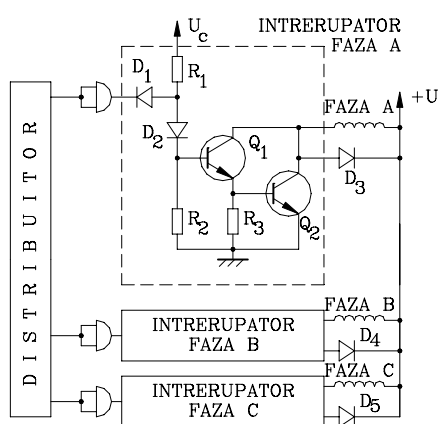


Fig.15.18

Când semnalul de la intrare de la distribuitor, pe una din faze, este "1" logic, comanda este aplicată pe tranzistoarele Q_1 și Q_2 prin rezistența R_1 . Saturarea lui Q_1 asigură alimentarea fazei motorului la tensiunea U . Când semnalul de intrare de la distribuitor este "0" logic, baza lui Q_1 este pusă la masă prin poarta logică și astfel tranzistorul este blocat. Ca urmare este blocat și tranzistorul Q_2 . Dioda D_2 asigură izolarea între alimentarea de joasă tensiune a distribuitorului și alimentarea motorului de tensiune ridicată. Diodele $D_3 - D_5$ asigură limitarea supratensiunilor la blocarea tranzistoarelor, datorită curentului de mers în "gol", și se numesc și diode

supresoare.

Înfășurarea unui mpp este o sarcină rezistiv - inductivă sub o tensiune de alimentare U . Schema echivalentă a unei înfășurări este prezentată în figura 15.19. Curentul prin faza motorului are expresia:

$$i(t) = \frac{U_1}{R_m} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{T_m}}) \quad (15.5)$$

unde T_m este constanta de timp a fazei iar U_1 este tensiunea continuă de alimentare. Pentru ca m.p.p. să lucreze la frecvențe cât mai mari, este necesar ca durata constantei de timp să fie cât mai redusă.

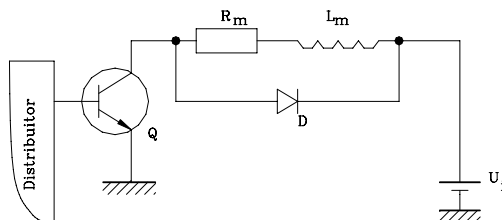


Fig. 15.19

Frecvența maximă de lucru se recomandă să fie inferioară valorii:

$$f_{\max} = \frac{1}{t_1} = \frac{1}{3 \cdot T_m} \quad (15.6)$$

unde timpul t_1 corespunde duratei de creștere a curentului la 95% din valoarea nominală.

În figura 15.20 se prezintă modul de variație al curentului prin înfășurare, funcție de frecvența de lucru.

Pentru frecvențe reduse de lucru, curentul are practic forma impulsului tensiune. Acest lucru se explică prin faptul că perioada acestor impulsuri este mult mai mare decât constanta de timp a înfășurărilor. La frecvențe mai ridicate, perioada impulsurilor devine de același ordin de mărime cu constanta de timp sau chiar mai mică. Ca urmare curentul nu mai poate atinge valorile anterioare. Acest aspect are implicații negative asupra momentului motor dezvoltat.

Această valoare a frecvenței nu corespunde cerințelor în toate aplicațiile. Din acest motiv se impune utilizarea unor metode specifice pentru reducerea timpului de creștere a curentului în înfășurare.

Dintre metodele cele mai întâlnite se pot aminti:

- forțarea prin rezistență serie,
- forțarea prin rezistență și condensator,
- forțarea prin tensiune,
- forțarea tip “chopper”.

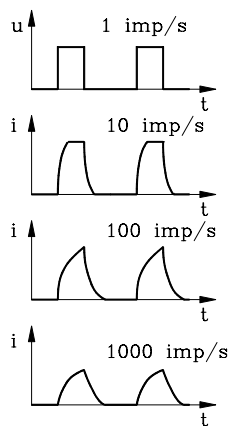


Fig. 15.20

Forțarea prin rezistență serie este cea mai simplă și mai ieftină metodă și se bazează pe micșorarea constantei de timp prin înserierea unei rezistențe pe fiecare înfășurare a motorului. Constanta de timp devine:

$$T_m = \frac{L_m}{R + R_m} \quad (15.7)$$

Dezavantajul acestei metode constă în surplusul de putere disipată pe rezistența suplimentară.

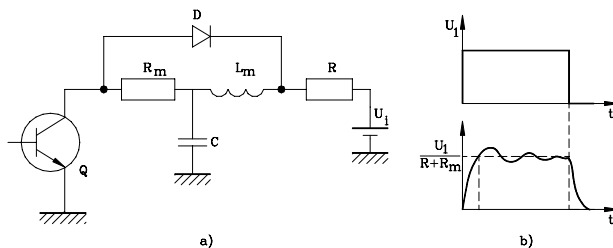


Fig. 15.21

Forțarea cu rezistență și condensator introduce o componentă capacitivă a curentului prin înfășurarea motorului. Schema de principiu a unei faze și formele de variație a impulsului de tensiune și curent, pe baza metodei prezentate, sunt ilustrate în figura 15.21.

Panta curentului prin faza motorului crește datorită curentului de descărcare a

condensatorului prin înfășurare.

Dezavantajul acestei metode constă în aspectul oscilant al curentului, care afectează stabilitatea.

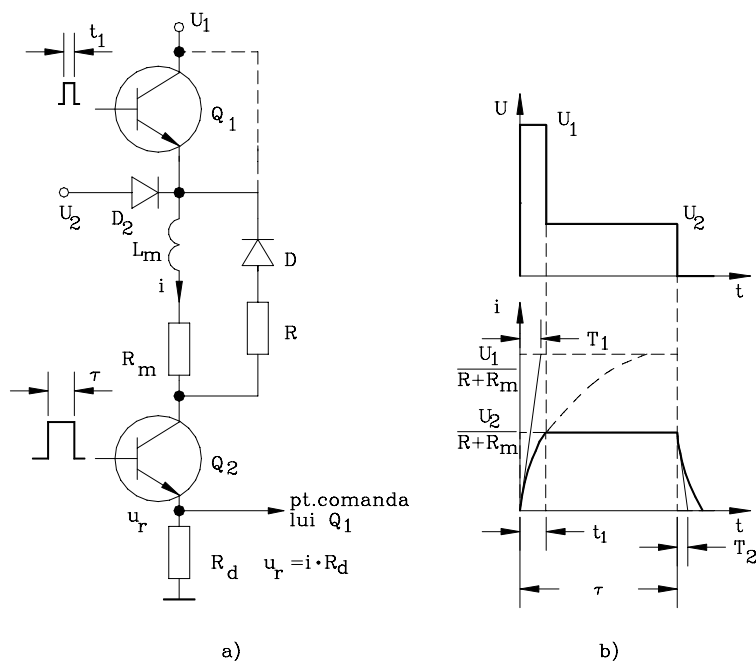


Fig. 15.22

Forțarea prin tensiune constă în utilizarea a două surse de alimentare pentru cele două perioade de variație ale curentului. Pe perioada de forțare a curentului este cuplată sursa de tensiune ridicată. Schema de principiu și formele de variație a tensiunii și a curentului sunt prezentate în figura 15.22.

Inițial sunt deschise ambele tranzistoare: Q_1 prin impulsul de durată t_1 sau prin reacție de curent cu ajutorul rezistenței R_d iar Q_2 prin impulsul de comandă de durată τ .

În perioada de timp t_1 curentul tinde să crească la o valoare mare $\frac{U_1}{R+R_m}$. Când

curentul ajunge la valoarea nominală $\frac{U_2}{R+R_m}$, tranzistorul Q_1 este blocat iar alimentarea

este comutată pe sursa de joasă tensiune. Curentul rămâne la o valoare constantă până când este blocat tranzistorul Q_2 după care are loc o scădere exponențială cu constanta de timp T_2 . Dioda D_2 are rolul de a izola sursa de joasă tensiune la comutarea alimentării sursei de tensiune ridicată.

Forțarea de tip "chopper" se bazează pe utilizarea unei singure surse de tensiune U_1 de valoare ridicată și o schemă electronică pentru conectarea și

deconectarea acestei tensiuni cu o frecvență ridicată. Curentul va oscila astfel în jurul unei valori nominale.

Tensiunea de alimentare, de valori ridicate, va asigura o creștere rapidă a curentului la fel ca în cazul alimentării duble. În momentul în care curentul atinge valoarea nominală, se comandă blocarea tranzistorului Q_2 , tranzistorul Q_1 rămânând în conducție. Curentul scade de la valoarea I la valoarea I' când se deschide din nou tranzistorul Q_2 . Procesul continuă cu o frecvență de lucru 1-30 kHz.

Schema principală și formele de variație ale curentului și tensiunilor sunt prezentate în figura 15.23.

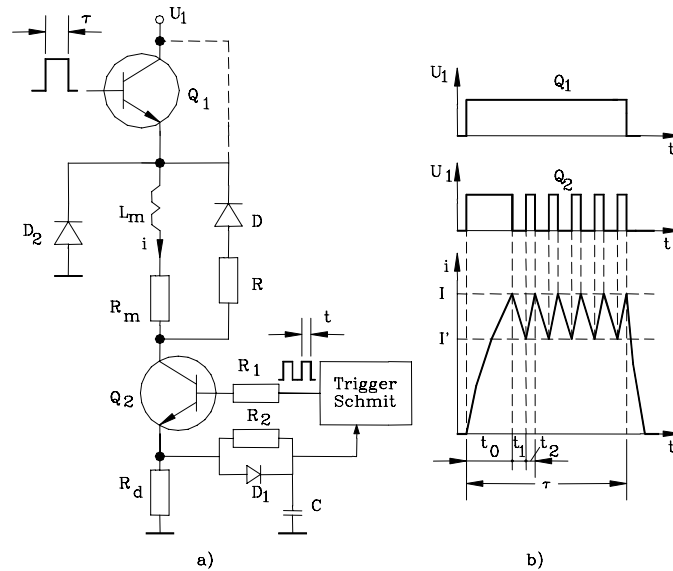


Fig.15.23

Deși schema de alimentare și de forțare a curentului este relativ mai complicată, ea oferă posibilitatea reglării curentului în faza m.p.p. și astfel a momentului motor dezvoltat.