

Structura generală a unui sistem de acționare electrică

Noțiunea de acționare presupune efectuarea unui lucru mecanic. Prin acționare electrică se înțelege faptul că energia mecanică se obține de la un motor electric. În sensul clasic o acționare electrică cuprinde:

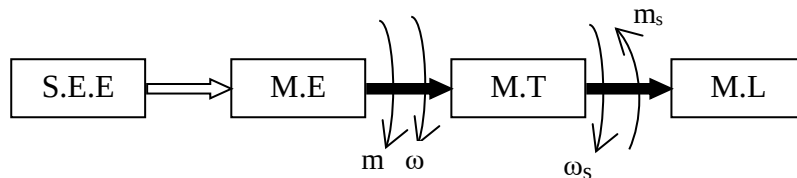
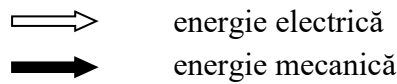


Fig.1 Schema bloc a unei acționări electrice



S.E.E. – sursa de energie electrică, ce furnizează energia electrică având parametrii corespunzători funcționării motorului electric.

M.E. – motorul electric transformă energia electrică în energie mecanică cu anumiți parametrii. De regulă această energie se materializează printr-o mișcare de rotație astfel încât parametrii ce o caracterizează sunt:

m – cuplu [$\text{N}\cdot\text{m}$]

ω – viteza unghiulară [rad/s]

$p = m \cdot \omega$ [W]

M.T. – mecanismul de transmisie. Are rolul de a adapta parametrii energiei mecanice furnizate de motorul electric la cerințele mașinii de lucru [M.L]. Uneori poate schimba și tipul mișcării (de exemplu mecanismul bielă-manivelă care transformă mișcarea de rotație în mișcare de translație sau invers). Parametrii ce caracterizează mecanismul de translație sunt:

$i = \omega / \omega_s$ – raportul de transmisie

$\eta_{M.T}$ - randamentul mecanismului de transmisie

M.L. – mașina de lucru, reprezintă instalația care transformă energia mecanică în lucru util sau produs finit. Exemple: tramvaiul, locomotiva, mașini-unelte, roboții, roboții casnici, etc.

Acționările electrice au ponderea cea mai mare în consumul de energie electrică. Se precizează că peste 60% din energia electrică produsă este folosită în acționările electrice.

Dezvoltarea electronicii de putere și a electronicii de comandă a determinat apariția unui flux informațional foarte important dar și completarea structurii energetice astfel încât în prezent se discută despre sisteme de acționare electrică.

Schema bloc a unui sistem de acționare electrică este prezentată în figura 2:

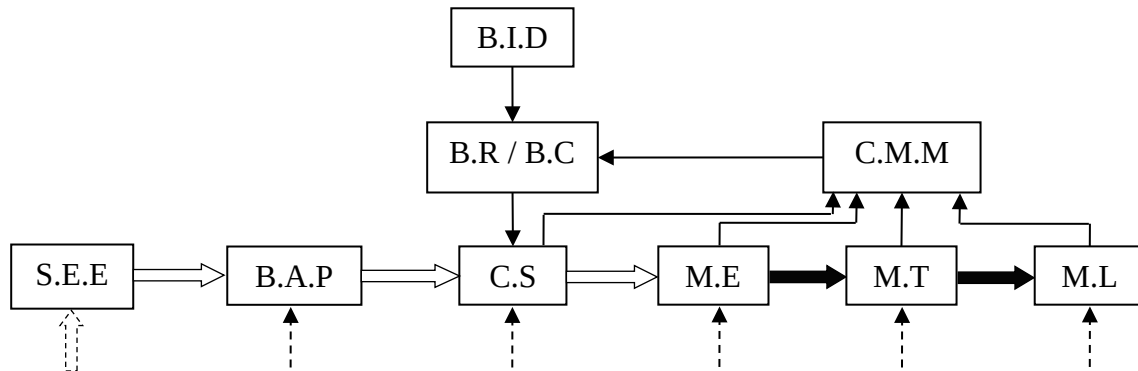


Fig.2 Schema bloc a unui sistem de acționare electrică

Pe fluxul energetic constatăm apariția a două noi blocuri:

B.A.P. – bloc de adaptare și protecție, care are rolul de a adapta parametrii energiei electrice (de ex. transformatoarele electrice) și îndeplinește anumite funcții de protecție (exemplu: protecția la scurtcircuit, la supratensiuni)

C.S. – convertor static, transformă energia electrică de un anumit tip (c.c. sau c.a.) având de regulă parametrii constanți tot într-o energie electrică ai cărei parametri pot fi modificați prin comandă.

Convertoarele statice sunt echipamente electrice realizate cu elemente specifice electronicii de putere (diode, tiristoare, tranzistoare) având și o parte de comandă importantă.

Partea de comandă are rolul de a furniza și distribui semnalele de comandă în funcție de topologia părții de forță astfel încât să se comande puterea electrică transmisă motorului.

Astfel, convertoarele statice (C.S.) au într-un sistem de acționare o importanță cel puțin egală cu cea a motorului electric.

Pe fluxul informațional (săgeata continuă simplă) avem:

B.I.D – bloc de introducere a datelor. Acesta poate fi constituit dintr-un sistem de chei și butoane, poate fi terminalul de intrare pentru un sistem de calcul (tastatură, unitate de disc, etc.). Are rolul de a introduce în sistem datele primare necesare funcționării acestuia.

B.R. – blocul regulator, are rolul de a realiza o anumită lege de comandă în funcție de tipul reguletoarelor componente. Funcționează pe baza erorii dintre mărimile prescrise (dorite) primite de la blocul de introducere a datelor și mărimile reale existente în sistem.

În sistemele moderne între B.I.D. și C.S. se interpune un bloc de calcul (B.C.). Blocul de calcul conține un microsistem sau un calculator specializat ce realizează sub formă numerică inclusiv legea de comandă. Se vorbește în acest caz de un sistem de conducere numerică directă.

Pe fluxul informațional invers avem:

C.M.M. – convertor al mărimilor măsurate – are rolul de a culege din sistem anumite mărimi (tensiune, curent, cuplu, viteza, etc.) și de a le transforma în mărimi electrice de nivel și formă corespunzătoare și apoi le transmite către B.R. sau B.C.

Acesta conține un set de traductoare, convertoare analog-numerice, blocuri de eșantionare, de memorare, etc.

În concepția modernă C.M.M. are structura unui sistem de achiziție și prelucrare de date.

Pe lângă fluxul informațional util apar în sistemele de acționare o serie de mărimi independente de voința noastră care își exercită influența asupra acestuia. Aceste mărimi poartă denumirea de mărimi perturbatoare. Exemple de perturbații: temperatura mediului ambiant, fenomene atmosferice (descărcări), variații ale energiei primită de la sursa primară, cuplul static ca perturbație asupra motorului electric, etc.

Clasificarea sistemelor de acționare electrică (S.A.E.) în funcție de convertorul static

Noțiuni generale – caracterizarea energiei electrice la ieșirea convertorului static

Convertorul static furnizează energia electrică ai cărei parametri au forme de undă diferite față de cele ale surselor clasice. Astfel energia de c.c. nu este caracterizată în regim permanent/staționar de tensiune și curent constante în timp, iar energia de c.a. nu este caracterizată de tensiune și curent sinusoidal.

Din acest motiv caracterizarea din punct de vedere energetic se face prin valorile prezentate mai jos:

I. Energia de curent continuu

Sursa clasică de c.c. este caracterizată de valorile U , I (fig.1.3)

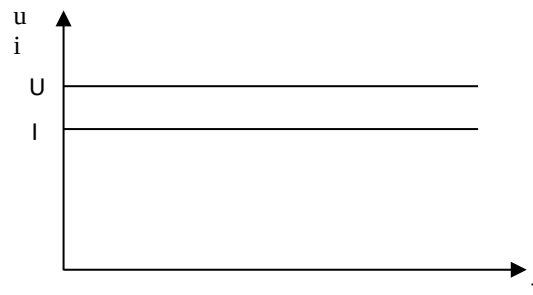


Fig.1.3. Formele de undă ale curentului și ale tensiunii ce caracterizează sursa clasică

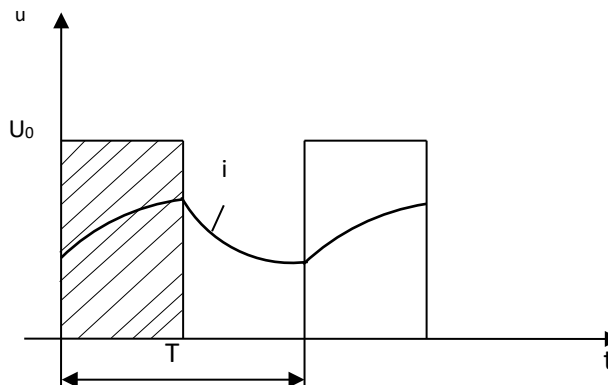


Fig 1.4. Formele de undă ale curentului și ale tensiunii ce caracterizează convertoarele statice

Convertoarele statice cu ieșirea în c.c. dau tensiune și curent variabile în timp, dar periodice (fig.1.4). Astfel, energia de c.c. de la ieșirea unui convertor static este caracterizată de valorile medii ale tensiunii și curentului.

Tensiunea medie se notează cu U_d și este definită astfel:

$$U_d = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u dt \quad (1.1)$$

- II. *Energia de curent alternativ clasică* este caracterizată de valorile tensiunii și curentului ce au variații sinusoidale.

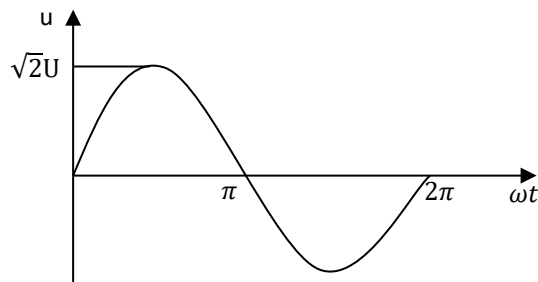


Fig 1.5. Forma de undă a tensiunii ce caracterizează sursa clasică

Astfel:

$$\begin{aligned} u &= \sqrt{2}U \sin \omega t \\ i &= \sqrt{2}I \sin(\omega t + \alpha) \end{aligned} \quad (1.2)$$

unde:

u, i – valori instantanee;

U, I – valori efective sau eficace;

$\sqrt{2}U, \sqrt{2}I$ – amplitudinea tensiunii respectiv curentului;

ω – pulsația, definită ca fiind:

$$\omega = 2\pi f = 2\pi \frac{1}{T} \quad (1.3)$$

α - faza inițială a curentului

În cazul convertoarelor cu ieșire în c.a., curentul și tensiunea nu mai au variații sinusoidale, dar sunt alternative și simetrice (fig.1.6).

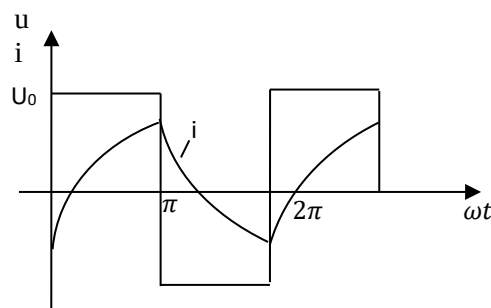


Fig 1.6. Formele de undă ale curentului și ale tensiunii ce caracterizează convertoarele statice

În acest caz tensiunea și curentul sunt caracterizate de:

- valoare efectivă a fundamentalei;

- valoare efectivă globală sau totală;
- factorul total de distorsiune armonică.

O tensiune sau curent cu variație periodică și simetrică se poate descompune în serie Fourier :

$$u = \sum_{k=1}^{\infty} (A_k \sin k\omega t + B_k \cos k\omega t) = \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} U_k \sin(k\omega t + \varphi_k) \quad (1.4)$$

Se constată că:

- termenii de sub sumă au pulsațiile: $\omega, 2\omega, 3\omega, \dots, n\omega$ (pulsațiile sunt multipli ai pulsației fundamentale); pulsația fundamentală corespunde frecvenței tensiunii reale care se descompune.
- A_k, B_k se numesc amplitudinile componentelor în sinus și respectiv în cosinus.

$$\begin{aligned} A_k &= \frac{2}{T} \int_0^T u * \sin(k\omega t) dt \\ B_k &= \frac{2}{T} \int_0^T u * \cos(k\omega t) dt \end{aligned} \quad (1.5)$$

Termenii corespunzători lui $k = 1, 2, 3, \dots, n$ se numesc armonici.

Pentru: $k = 1$ – armonică fundamentală;

$k > 1$ – armonică superioară.

U_k – reprezintă valoarea efectivă a armonicii de ordinul k și este:

$$U_k = \sqrt{\frac{A_k^2 + B_k^2}{2}} \quad (1.6)$$

φ_k - faza inițială a armonicii de ordinul k

$$\varphi_k = \arctg \frac{B_k}{A_k} \quad (1.7)$$

Valoarea efectivă (totală sau globală) se definește astfel:

$$U_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt} \quad (1.8)$$

Factorul total de distorsiune armonică caracterizează gradul de deformare al unde respective (tensiune sau curent) față de unda sinusoidală.

$$THD = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}{U_1^2}} = \sqrt{\frac{U_{ef}^2 - U_1^2}{U_1^2}} = \sqrt{\left(\frac{U_{ef}}{U_1}\right)^2 - 1} \quad (1.9)$$

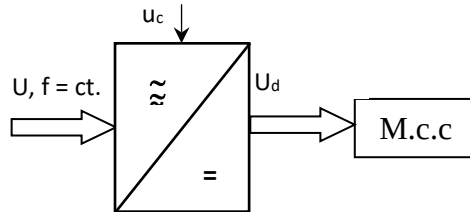
O definiție mai veche care există încă în unele standarde este:

$$THD^{(v)} = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}{U_{ef}^2}} = \sqrt{1 - \left(\frac{U_1}{U_{ef}}\right)^2} \quad (1.10)$$

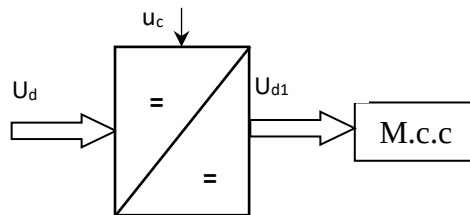
Clasificarea S.A.E.

1. Sisteme de acționare cu motoare de curent continuu

- a. Sisteme de acționare electrică cu motoare de curent continuu și redresor complet comandat

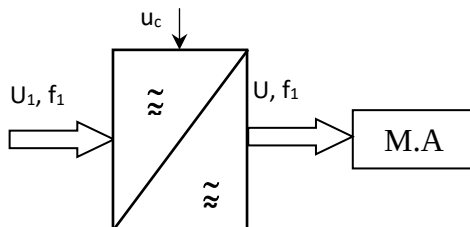


- b. Sisteme de acționare electrică cu motoare de curent continuu și variator de tensiune continuă (V.T.C.)



2. Sisteme de acționare electrică cu motoare asincrone și/sau S.A.E cu motoare sincrone

- a. Sisteme de acționare electrică cu motor asincron și variator de tensiune alternativă



- b. Sisteme de acționare cu motor asincron și convertor static de tensiune și frecvență

Atât valoarea efectivă a tensiunii „U” cât și frecvența „f” corespunzătoare energiei de curent alternativ care alimentează motorul asincron pot fi modificate prin comandă.

Această categorie de sistem s-a dezvoltat mult în ultima perioadă și are cea mai mare răspândire. Aceste sisteme se clasifică:

- b.1 - S.A. cu M.A. și C.S.T.F. direct (cicloconvertor) – acesta realizează conversia energiei de c.a. tot în energie de c.a. în mod direct fără a se trece prin forma de energie de c.c.
- b.2 - S.A. cu M.A. și C.S.T.F. indirect

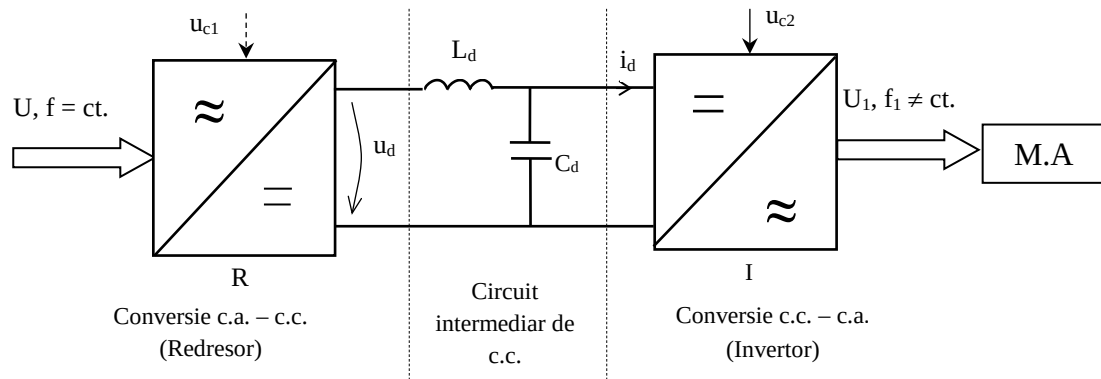


Fig.1.7. Schema de principiu a S.A.E. cu M.A. și convertor static de tensiune și frecvență indirect

În consecință un C.S.T.F. indirect este format dintr-un redresor, un invertor și un circuit intermediar C.I. de curent continuu care face legătura dintre redresor și invertor. În general circuitul intermediar este caracterizat de o bobină de inductivitate „ L_d ” și un condensator de capacitate „ C_d ”.

- După caracterul circuitului intermediar aceste sisteme se clasifică:
 - b.2.1 – S.A. cu M.A. și C.S.T.F. indirect sursă de tensiune: - În acest sistem circuitul intermediar are caracter de sursă de tensiune caracter ce este determinat de valoarea importantă a capacității condensatorului „ C_d ” (bobina „ L_d ” are o valoare nesemnificativă).
 - b.2.1’ – S.A. cu M.A. și C.S.T.F. indirect sursă de curent: - În acest sistem circuitul intermediar are caracter de sursă de curent, caracter ce este imprimat de bobina „ L_d ” de valori importante (condensatorul „ C_d ” are valoare nesemnificativă sau poate lipsi din circuit).
- După modul cum se reglează valoarea efectivă de tensiune de la bornele motorului asincron, S.A. cu M.A. și C.S.T.F. indirect se clasifică astfel:
 - b.2.2 – S.A. cu M.A. și C.S.T.F. indirect cu modulație în amplitudine
 - valoarea efectivă a tensiunii ce alimentează motorul se reglează prin modificarea amplitudinii treptelor din care tensiunea este formată. Amplitudinea treptelor este proporțională cu valoarea medie a tensiunii din circuitul intermediar. În consecință aceasta trebuie să se modifice din redresor și prin urmare redresorul trebuie să fie comandat.
 - b.2.2’ – S.A. cu M.A. și C.S.T.F. indirect cu modulație în durată
 - valoarea efectivă a tensiunii ce alimentează motorul se reglează prin modificarea duratei pulsurilor din care este formată (amplitudinea pulsurilor este constantă). În consecință redresorul din acest sistem este necomandat iar din comanda invertorului se reglează valoarea efectivă a tensiunii cât și frecvența.

1. Cinematica acționărilor electrice

Prin cinematică se înțelege studiul elementelor de mișcare. În cadrul acționărilor electrice întâlnim două tipuri de mișcare:

- Mișcarea de rotație – caracterizată de mărimile:
 - α – spațiul unghiular [rad]
 - ω – viteza unghiulară [rad/s]
 - ε – accelerația unghiulară [rad/s²]
 - s – șocul [rad/s³]
- Mișcarea liniară – caracterizată de mărimile:
 - x – spațiul [m]
 - v – viteza [m/s]
 - a – accelerația [m/s²]
 - s' – șocul [m/s³]

Șocul – mărime cinematică specifică acționărilor electrice și caracterizează eforturile dinamice de scurtă durată ce apar în elementele de transmitere a mișcării.

Între aceste mărimi specifice unui anumit tip de mișcare există succesiv relații de tip diferențial sau integrator. Aferent mișcării de rotație aceste relații sunt:

$$\omega = \frac{d\alpha}{dt} ; \varepsilon = \frac{d\omega}{dt} ; S = \frac{d\varepsilon}{dt} \text{ - de tip diferențial}$$

$$\alpha = \int \omega dt ; \omega = \int \varepsilon dt ; \varepsilon = \int s dt \text{ - de tip integrator}$$

Datorită acestor relații pentru a caracteriza complet o acționare electrică este necesar să cunoaștem o singură mărime și o serie de condiții inițiale și finale. De cele mai multe ori se pornește de la variația în timp a vitezei care poartă numele de tahogramă.

După forma geometrică există o mare varietate de tahograme:

- triunghiulare
- trapezoidale
- parabolice
- cu șoc limitat, etc.

Considerăm o tahogramă trapezoidală ca în figura de mai jos.

Există 3 timpi (intervale):

- t_a – un interval (timp) de accelerare
- t_s – un interval (timp) de funcționare în regim staționar
- t_d – un interval (timp) de decelerare

Un ciclu complet de funcționare este descris de timpul de ciclu „ t_c ” care conține și timpul de pauză „ t_0 ”.

$$t_l = t_a + t_s + t_d \text{ - timpul de lucru}$$

$$t_c = t_l + t_0 \text{ - timpul de ciclu.}$$

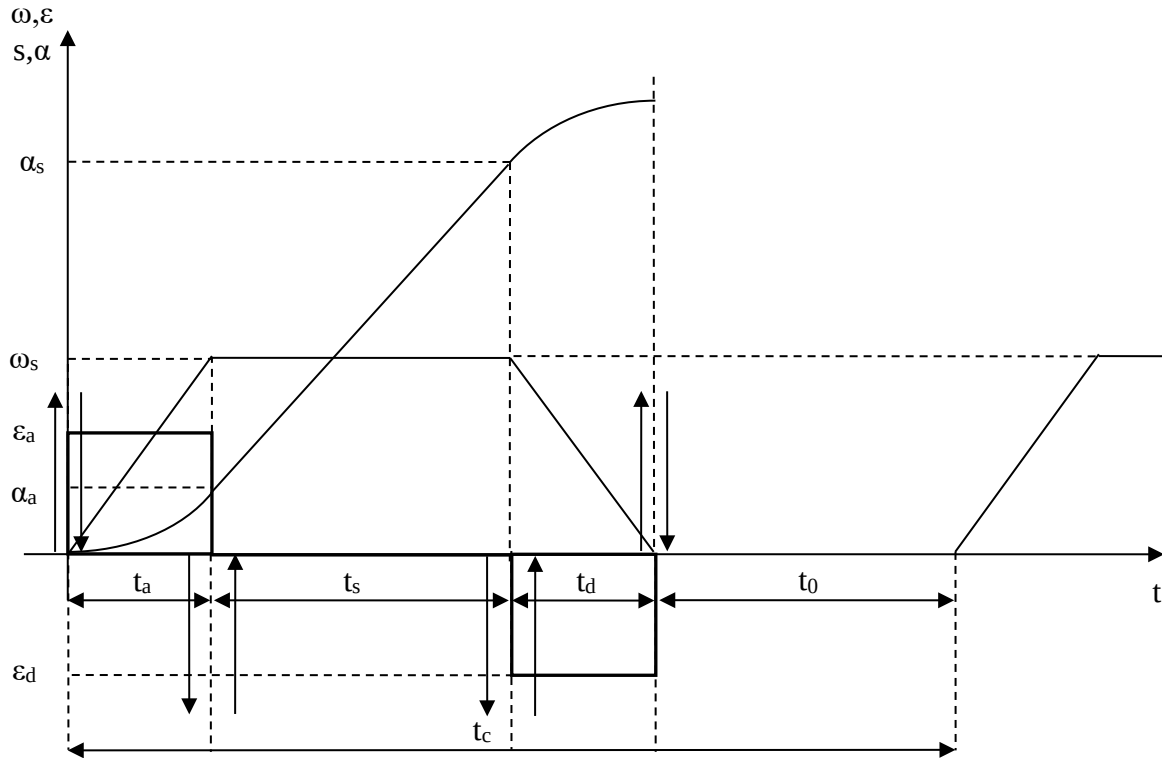


Fig. 2.1 Diagrammele cinematicii unui sistem de acționare electrică

Se consideră evoluția mărimilor pe cele trei intervale:

- pe intervalul $t \in (0, t_a)$;

Pe acest interval mișcarea este uniform variată iar accelerația este constantă ($\varepsilon = ct$) și este egală cu $\varepsilon = \varepsilon_a$

$$\text{Cum } \varepsilon_a = \frac{d\omega}{dt} = ct \Rightarrow s = \frac{d\varepsilon}{dt} = 0$$

Deci șocul este nul. Ținând cont de expresia ce descrie evoluția vitezei se obține:

$$\omega = \int \varepsilon dt = \varepsilon_a \int dt = \varepsilon_a \cdot t + C_1$$

Dar în punctul de origine a sistemului de axe, evoluția vitezei este nulă $\omega(0) = 0$. Punând această condiție inițială va rezulta valoarea constantei de integrare $C_1=0$. Se obține astfel

$$\omega = \varepsilon_a \cdot t$$

Ținând cont de expresia ce descrie evoluția spațiului se obține:

$$\alpha = \int \omega dt = \int \varepsilon_a t dt = \varepsilon_a \int t dt = \varepsilon_a \frac{t^2}{2} + C_2 = \frac{1}{2} \varepsilon_a t^2 + C_2$$

Dar în punctul de origine a sistemului de axe, evoluția spațiului este nulă $\alpha(0) = 0$. Punând această condiție inițială va rezulta valoarea constantei de integrare $C_2=0$.

Evoluția spațiului din punct de vedere grafic reprezintă o parabolă convexă cu vârful în origine.

Pentru a determina evoluția șocului în punctele în care accelerația este discontinuă se calculează următoarele limite:

$$s(0_+) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta \varepsilon}{\Delta t} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\varepsilon(0_+) - \varepsilon(0)}{\Delta t} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\varepsilon_a - 0}{\Delta t} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\varepsilon_a}{\Delta t} = +\infty$$

$$s(t_{a-}) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta \varepsilon}{\Delta t} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\varepsilon(t_a) - \varepsilon(t_{a-})}{\Delta t} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{0 - \varepsilon_a}{\Delta t} = -\infty$$

- pe intervalul $t \in (t_a, t_a + t_s)$

Pe acest interval viteza este constantă și este egală cu viteza de regim staționar, iar accelerația și șocul sunt nule.

$$\omega = \omega_s = ct, \quad \varepsilon = \frac{d\omega}{dt} = 0, \quad s = \frac{d\varepsilon}{dt} = 0$$

Ținând cont de expresia ce descrie evoluția spațiului se obține:

$$\alpha = \int \omega dt = \int \omega_s dt = \omega_s \int 1 dt = \omega_s t + C_3$$

În punctul de coordonate $(t_a, 0)$, spațiul are valoarea $\alpha(t_a) = \alpha_a$

$$\text{Dar } \alpha(t_a) = \omega_s \cdot t_a + C_3 \Rightarrow C_3 = \alpha_a - \omega_s t_a$$

Deci evoluția spațiului este data de expresia $\alpha = \omega_s(t - t_a) + \alpha_a$ și din punct de vedere grafic reprezintă o dreaptă.

- pe intervalul $t \in (t_a + t_s, t_l)$

Pe acest interval mișcarea este uniform variată iar accelerația este constantă ($\varepsilon = ct$), egală cu $\varepsilon = \varepsilon_d$ și este negativă. În modul accelerația este egală cu cea de pe primul interval $|\varepsilon_d| = |\varepsilon_d|$

$$\text{Cum } \varepsilon_d = \frac{d\omega}{dt} = ct \Rightarrow s = \frac{d\varepsilon}{dt} = 0$$

Deci șocul este nul. Ținând cont de expresia ce descrie evoluția vitezei se obține:

$$\omega = \int \varepsilon dt = \varepsilon_d \int dt = \varepsilon_d \cdot t + C_4$$

În punctul de coordonate $(t_a + t_s, 0)$, viteza are valoarea $\omega(t_a + t_s) = \omega_s$

Dar $\omega(t_a + t_s) = \varepsilon_d \cdot (t_a + t_s) + C_4$ Punând această condiție inițială va rezulta valoarea constantei de integrare $C_4 = \omega_s - \varepsilon_d \cdot (t_a + t_s)$. Se obține astfel expresia evoluției vitezei $\omega = \omega_s + \varepsilon_d \cdot (t - t_a - t_s)$.

Ținând cont de expresia ce descrie evoluția spațiului se obține:

$$\alpha = \int \omega dt = \int (\omega_s + \varepsilon_d \cdot (t - t_a - t_s)) dt = \omega_s t + \varepsilon_d \left[\frac{t^2}{2} - (t_a + t_s)t \right] + C_5$$

În punctul de coordonate $(t_a + t_s, 0)$, spațiul are valoarea $\alpha(t_a + t_s) = \alpha_s$

Punând această condiție va rezulta valoarea constantei de integrare

$$C_5 = \alpha_s - \omega_s(t_a + t_s) + \frac{1}{2} \varepsilon_d \cdot (t_a + t_s)^2. \text{ Se obține astfel expresia evoluției spațiului}$$

$$\alpha = \frac{\varepsilon_d}{2} (t - t_a - t_s)^2 + \omega_s(t - t_a - t_s) + \alpha_s$$

Evoluția spațiului din punct de vedere grafic reprezintă o parabolă concavă.

Se constată că în punctele în care accelerația este discontinuă șocul are teoretic valori infinite, în realitate datorită inerției mecanice șocul nu poate fi infinit. Are însă o valoare foarte mare care solicită puternic elementele de transmitere a mișcării și provoacă efecte fiziologice neplăcute asupra persoanei.

2. Cupluri

Cuplul este o mărime fizică ce se măsoară în [N.m]

Într-o acționare electrică intervin trei categorii de cupluri:

- Cupluri motoare – m
- Cupluri statice - m_s
- Cupluri dinamice - m_d

- **Cuplurile motoare** – cuplurile pe care motoarele electrice le dezvoltă la arborii lor. Aceste cupluri pot întreține mișcarea sau pot să se opună mișcării. În funcție de aceasta se pot defini regimurile energetice de funcționare a unei acționări electrice.

Există astfel:

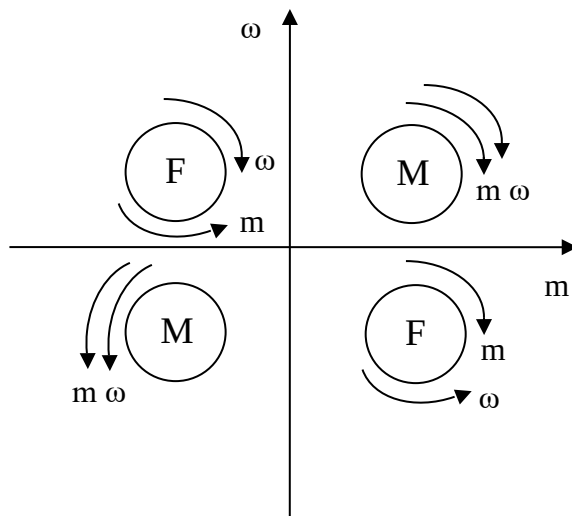


Fig. 2.2 Regimurile de funcționare ale motoarelor electrice de acționare

- a) **Regimul motor** – regimul în care energia mecanică se transmite de la motorul electric la mașina de lucru.

$p > 0$, $m \cdot \omega > 0 \Rightarrow$ că viteza unghiulară și cuplul motor au același semn, regimul de motor se găsește în cadranele 1 și 3.

- b) **Regimul de frână** – acest regim nu este caracterizat de evoluția vitezei. În acest caz energia mecanică se transmite de la mașina de lucru spre motorul electric.

$p < 0$, $m \cdot \omega < 0 \Rightarrow$ regimul de frână se găsește în cadranele 2 și 4
Viteza unghiulară și cuplul motor au semne diferite.

Regimul de frână poate avea ca obiective următoarele:

- oprirea acționării
- reducerea vitezei de funcționare
- menținerea constantă a vitezei de funcționare.

- **Cupluri statice** – sunt acele cupluri pe care mașinile de lucru le dezvoltă la arborii lor.

Există două categorii mari de cupluri statice:

- cupluri statice utile
- cupluri statice de frecări (de pierderi):

Din punct de vedere energetic cuplurile statice pot fi:

- cupluri statice active
- cupluri statice pasive

Cuplurile statice active – sunt cuplurile care conțin sursă de energie mecanică. Aceste cupluri pot să întrețină mișcarea sau să se opună mișcării. Apar în general la deplasarea în câmp gravitațional sau la mașinile de lucru ce dezvoltă forțe elastice.

- De exemplu:
- la ridicarea unei greutate cuplul static se opune mișcării iar la coborârea greutății cuplul întreține mișcarea
 - la deplasarea unui vehicul în rampă cuplul static se opune mișcării și la deplasarea unui vehicul în pantă cuplul întreține mișcarea

Cuplurile statice pasive nu conțin sursă de energie mecanică deci se opun tot timpul mișcării.

- De exemplu:
- cuplurile statice de frecări
 - cuplurile statice dezvoltate de mașinile de lucru ce produc o mișcare de deformare neelastică (mașinile de lucru de așchiere)

Convenție de semne.

Comparativ cu viteza, convenția de semn pentru cuplurile statice este inversă decât pentru cuplurile motoare.

- m_s – se opune mișcării $\Rightarrow m_s$ are același semn cu ω
- m_s – întreține mișcarea $\Rightarrow m_s$ are semn opus cu ω

Consecințe:

- cuplurile statice active se întâlnesc în toate cele patru cadrane
- cuplurile statice pasive se întâlnesc în cadranele I și III

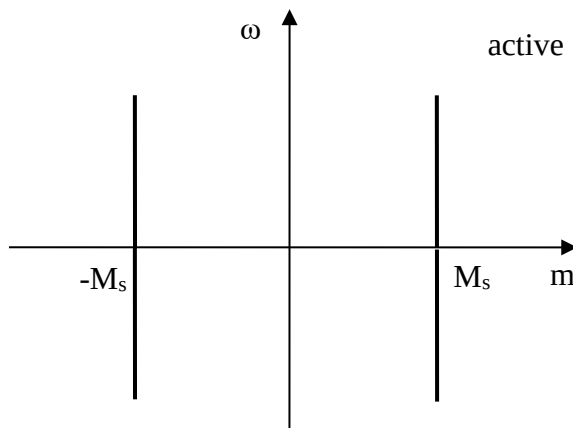


Fig. 2.3 Cadrane - Cupluri statice active

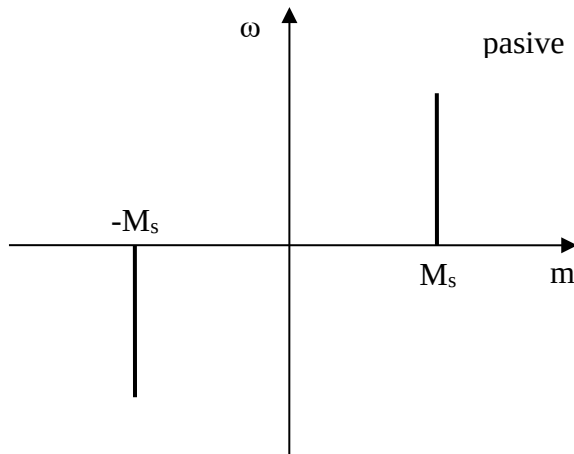


Fig. 2.4 Cadrane - Cupluri statice pasive

• **Cupluri dinamice** – apar numai în regim tranzitoriu. Reprezintă diferența dintre cuplul motor și cel static.

$$m_d = m - m_s$$

Din punct de vedere al echilibrului energetic, o acționare electrică poate funcționa în următoarele regimuri:

– *Regim staționar* - este regimul care la orice moment de timp energia furnizată în sistem este egală cu energia consumată în consecință toate mărimile ce intervin în funcționarea acționării sunt constante în timp.

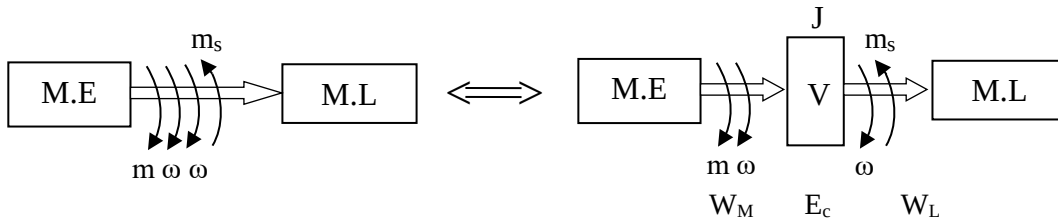
– *Regim tranzitoriu* (dinamic) – este regimul în care apare dezechilibrul între energie furnizată în sistem și energia consumată. În consecință mărimile ce descriu funcționarea acționării sunt variabile în timp.

Datorită utilizării convertoarelor statice în acționările electrice s-a introdus noțiunea de *regim cvasistaționar*, regim în care echilibrul energetic se realizează între valorile medii, pe o perioadă, ale mărimilor ce descriu funcționarea acționării.

1. *Ecuatia fundamentală a mișcării*
2. *Raportarea cuplurilor statice și a momentelor de inerție*
3. *Stabilitatea statică a acționării electrice*

1. *Ecuatia fundamentală a mișcării*

Se va considera acționarea electrică în care motorul electric este cuplat direct pe același arbore cu mașina de lucru (M.L.)



Pentru a putea fi luată în considerație și energia maselor aflate în mișcare se va considera că aceste mase sunt concentrate într-un volant V.

W_M – energia mecanică furnizată de motor la arborele motorului

W_L – energia mecanică furnizată de mașina de lucru la arborele acesteia

E_C – energia cinetică înmagazinată în masele aflate în mișcare

J – momentul de inerție total al acționării [$\text{kg} \cdot \text{m}^2$]

$$W_M = \int m \cdot \omega \, dt$$

$$W_L = \int m_s \cdot \omega \, dt$$

$$E_C = J \cdot \frac{\omega^2}{2}$$

Dacă energia se transmite de la motorul electric spre mașina de lucru atunci între aceste energii există relația:

$$W_M = E_C + W_L \Leftrightarrow \int m \cdot \omega \, dt = J \cdot \frac{\omega^2}{2} + \int m_s \cdot \omega \, dt \quad \left| \frac{1}{dt} \right|_{J=ct}$$

$$\Leftrightarrow m \cdot \omega = J \cdot \frac{2\omega}{2} \cdot \frac{d\omega}{dt} + m_s \cdot \omega \quad | : \omega \neq 0$$

$m = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + m_s$ reprezintă ecuația fundamentală a mișcării în ipoteza $J = ct$

Ecuatia poate fi scrisă sub forma:

$$J \cdot \frac{d\omega}{dt} = m - m_s$$

unde, $m_d = J \frac{d\omega}{dt}$ se definește ca fiind cuplul dinamic.

Dacă:

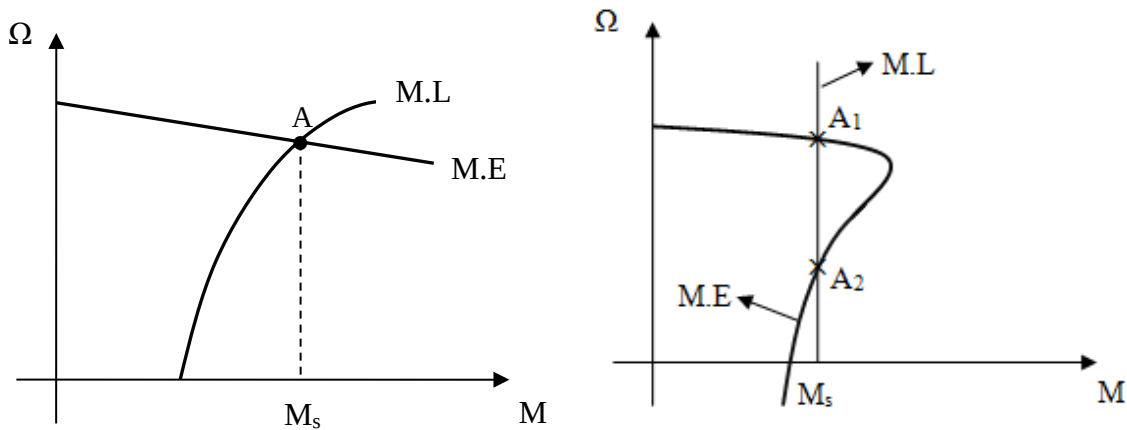
$$m > m_s \Rightarrow \frac{d\omega}{dt} > 0, \omega \uparrow \text{ viteza crește, deci apare regimul de accelerare}$$

$$m < m_s \Rightarrow \frac{d\omega}{dt} < 0, \omega \downarrow \text{ viteza scade, deci apare regimul de decelerare}$$

$$m = m_s \Rightarrow \frac{d\omega}{dt} = 0, \omega = \text{ct} \text{ viteza este constantă, deci apare regimul staționar}$$

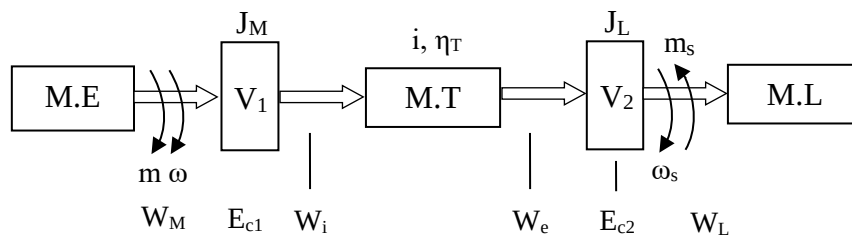
Cuplul dinamic este un efect al acțiunii cuplului motor și cuplului static.

Într-un regim staționar în regimul de coordonate $\omega = f(m)$ punctele staționare de funcționare se găsesc la intersecția dintre caracteristica mecanică a motorului electric și caracteristica mecanică a mașinii de lucru.



2. Raportarea cuplurilor statice și a momentelor de inerție

De regulă între motorul electric și mașina de lucru se interpune un mecanism de transmisie ceea ce face ca vitezele și implicit cuplurile la arborele motorului și la arborele mașinii de lucru să fie diferite. În acest caz ecuația fundamentală a mișcării nu mai poate fi aplicată ca atare. Ecuația fundamentală a mișcării reprezintă echilibrul celor 3 cupluri la arborele comun.



Operația prin care toate cuplurile și toate momentele de inerție sunt calculate (văzute) la același arbore poartă numele de raportare. De cele mai multe ori raportarea se face la arborele motorului.

În figura de mai sus avem:

V_1 este un volant fictiv (de calcul), caracterizat de momentul de inerție J_M și corespunde tuturor maselor aflate în mișcare pe arborele motorului.

V_2 este un volant fictiv (de calcul), caracterizat de momentul de inerție J_L și corespunde tuturor maselor aflate în mișcare pe arborele mașinii de lucru.

i – raport de transmisie, η_T – randamentul transmisiei

$$i = \frac{\omega}{\omega_s}, \quad \eta_T = \frac{W_e}{W_i} \Rightarrow W_i = \frac{W_e}{\eta_T}$$

Energiile corespunzătoare sunt:

W_M – energia mecanică furnizată de motor la arborele motorului

W_L – energia mecanică furnizată de mașina de lucru la arborele acesteia

E_c – energia cinetică înmagazinată în masele aflate în mișcare

W_i – energia mecanică la intrarea mecanismului de transmisie

W_e – energia mecanică la ieșirea mecanismului de transmisie

unde,

$$E_{c1} = J_M \cdot \frac{\omega^2}{2} \qquad E_{c2} = J_L \cdot \frac{\omega_s^2}{2}$$

$$W_M = \int m \cdot \omega \, dt \qquad W_L = \int m_s \cdot \omega_s \, dt$$

Dacă energia se transmite de la motorul electric spre mașina de lucru atunci între aceste energii există relațiile:

$$W_M = E_{c1} + W_i$$

$$W_e = E_{c2} + W_L$$

Dar,

$$\left. \begin{array}{l} W_i = \frac{W_e}{\eta_T} \\ W_M = E_{c1} + W_i \end{array} \right\} \Rightarrow W_M = E_{c1} + \frac{W_e}{\eta_T} = E_{c1} + \frac{1}{\eta_T} (E_{c2} + W_L)$$

Și înlocuind concret expresiile energiilor se obține:

$$\int m \cdot \omega \cdot dt = J_M \cdot \frac{\omega^2}{2} + \frac{1}{\eta_T} \left(J_L \cdot \frac{\omega_s^2}{2} + \int m_s \cdot \omega_s \cdot dt \right) \bigg|_{J_M, J_L = ct} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow m \cdot \omega = J_M \cdot \omega \cdot \frac{d\omega}{dt} + \frac{1}{\eta_T} \left(J_L \cdot \omega_s \frac{d\omega_s}{dt} + m_s \cdot \omega_s \right)$$

Ținând cont de expresia raportului de transmisie se obține:

$$\omega_s = \frac{\omega}{i} \Rightarrow \frac{d\omega_s}{dt} = \frac{1}{i} \cdot \frac{d\omega}{dt}$$

Înlocuind, rezultă

$$\Rightarrow m \cdot \omega = J_M \cdot \omega \cdot \frac{d\omega}{dt} + \frac{1}{\eta_T} \left(J_L \frac{\omega}{i} \cdot \frac{1}{i} \cdot \frac{d\omega}{dt} + m_s \frac{\omega}{i} \right) \quad | : \omega \neq 0$$

Împărțind expresia la viteza unghiulară diferită de zero va rezulta relația următoare

$$\Rightarrow m = \left(J_M + J_L \cdot \frac{1}{i^2} \cdot \frac{1}{\eta_T} \right) \frac{d\omega}{dt} + \frac{m_s}{i \cdot \eta_T}$$

Unde, notându-se astfel,

$$m_{sr} - \text{cuplul static raportat} \quad m_{sr} = \frac{m_s}{i \cdot \eta_T}$$

$$J_{Lr} - \text{momentul de inerție raportat al mașinii de lucru} \quad J_{Lr} = \frac{J_L}{i^2 \cdot \eta_T}$$

$$J_t - \text{momentul de inerție total} \quad J_t = J_M + J_{Lr}$$

și identificându-se cu ecuația fundamentală a mișcării corespunzătoare unui arbore comun va rezulta următoarea formă a ecuației:

$$J_t \cdot \frac{d\omega}{dt} = m - m_{sr}$$

Din expresia cuplului static raportat se constată că în regim staționar, motorul electric poate să învingă un cuplu al mașinii de lucru cu atât mai mare cu cât raportul de transmisie este mai mare.

Este și acesta un motiv pentru care se utilizează reductorul de turație pentru regimul staționar $m = m_{sr}$.

Exemplu:

Pentru valorile $i = 10$ și $\eta_T = 1$ motorul electric dezvoltă un cuplu de 10 de ori mai mic decât cuplul mașinii de lucru.

În continuare, ori de câte ori scriem ecuația fundamentală a mișcării ne referim la faptul că toate mărimile sunt raportate la același arbore, respectiv arborele motorului

$$m = m_{sr} + J_t \cdot \frac{d\omega}{dt}$$

De multe ori pentru simplitate se omit indicii „r” de la cuplul static și „t” de la momentul de inerție.

3. Stabilitatea statică a acționării electrice

Punctul static de funcționare -este punctul care se găsește la intersecția dintre caracteristica mecanică a motorului electric și caracteristica mecanică a mașinii de lucru.

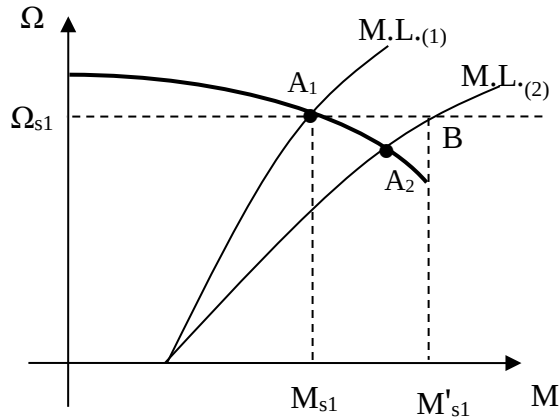
Un punct static de funcționare este *static stabil* dacă la apariția unei perturbații mici și lent variabile în timp, punctul se deplasează într-un nou punct static de funcționare.

Dacă punctul de funcționare oscilează continuu sau se deplasează în sens contrar noului punct staționar de funcționare, acest punct se numește **static instabil**.

Orice perturbație din punct de vedere al stabilității statice are ca efect modificarea, fie a caracteristicii mecanice a motorului, fie a caracteristicii mașinii de lucru, fie a ambelor.

Pentru analiza stabilității statice se utilizează o metoda grafo-analitică și o metodă analitică.

Ex: 1) Fie o acționare cu caracteristica din figura următoare:



Rezultă un singur punct staționar de funcționare A_1 pe care îl analizăm d.p.d.v al stabilității statice.

Presupunem că apare o perturbatie care modifica caracteristica M.L. și căreia îi corespunde un nou punct staționar de funcționare A_2 . Perturbația poate fi creșterea densității aerului.

Analiza stabilității

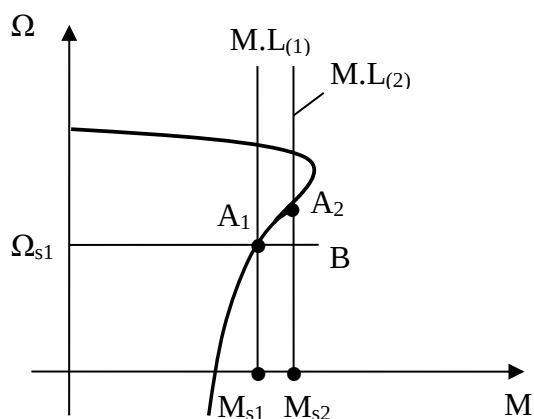
Datorită inerției în momentul inițial, viteza nu se modifică, iar pe caracteristica M.L.(2), vitezei Ω_{s1} îi corespunde M'_{s1}

Pentru $\Omega_{s1} \rightarrow m = M_{s1} ; m_s = M'_{s1}$

$$m_d = J \frac{d\omega}{dt} = m - m_s = M_{s1} - M'_{s1} < 0 \Rightarrow \omega \downarrow$$

$\Rightarrow$ punctul staționar B se deplasează spre $A_2 \Rightarrow$ punctul A_1 analizat este un punct static stabil.

Ex: 2) Presupunem că apare o perturbație care modifică tot caracteristica mașinii de lucru ca în figura următoare.



Corespunzător vitezei unghiulare Ω_{s1} , cuplul motor este $m = M_{s1}$ iar cuplul static $m_s = M_{s2}$.

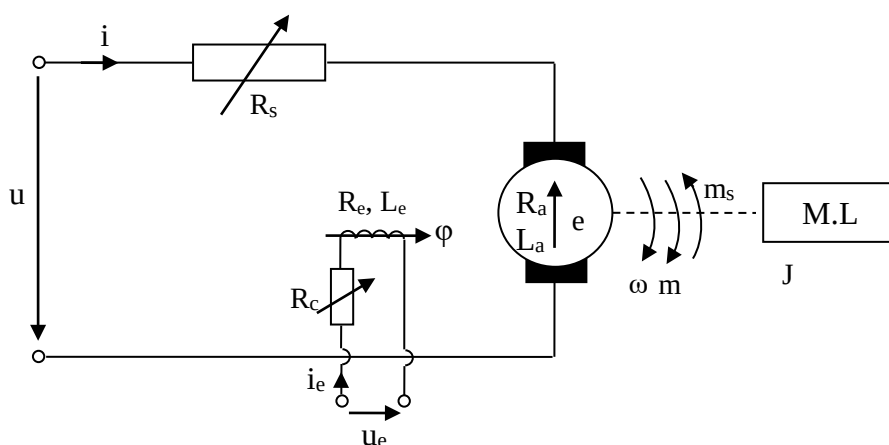
Pe baza ecuației generale a mișcării $J \frac{d\omega}{dt} = m - m_s = M_{s1} - M_{s2} < 0 \Rightarrow \omega \downarrow$ se observă că viteza scade iar punctul de funcționare analizat, A_1 , este un punct static instabil (pentru că punctul de funcționare nu se deplasează spre A_2 ci în sens contrar).

- I. Acționări electrice cu motoare de curent continuu cu excitație separată
- Ecuatiile de funcționare. Schema structurală bloc
 - Funcționarea în regim staționar. Ecuația caracteristicilor electromecanice

a. Ecuatiile de funcționare. Schema structurală bloc

Dacă sursa de alimentare are o putere mult mai mare decât a motorului, (tensiunea de alimentare nu variază cu sarcina), nu există deosebiri funcționale între un motor de c.c. cu excitație separată și unul cu excitație derivație.

Schema de principiu a acestei acționări evidențiază cele două circuite ale motorului cu rezistențele și inductivitățile corespunzătoare precum și mașina de lucru a cărei interacțiune cu motorul este dată de ecuația generală a mișcării.



Se notează astfel:

u, i - tensiunea de alimentare a indusului și curentul prin indusul motorului;

u_e, i_e - tensiunea de alimentare a înfășurării de excitație și curentul prin înfășurarea de excitație;

φ - fluxul magnetic util pe un pas polar;

e - tensiunea electromotoare indusă în înfășurarea rotorului;

R_a, L_a - rezistența totală a înfășurării indusului, respectiv inductivitatea acesteia $L_a = \text{ct}$

R_e, L_e - rezistența respectiv inductivitatea înfășurării de excitație, $L_e = \text{ct}$.

R_s - rezistența suplimentară variabilă în timp, înseriată cu indusul. Are rol la reglarea vitezei în timpul procesului de pornire sau frânare a motorului.

R_c - rezistența de câmp, de regulă variabilă în timp înseriată cu înfășurarea de excitație, are rol de a regla valoarea curentului de excitație implicit valoarea fluxului.

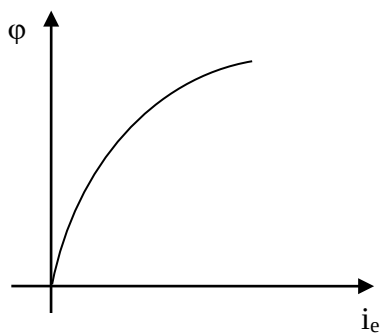
Întotdeauna se alimentează prima dată înfășurarea de excitație. Astfel în circuitul de excitație apare curentul „ i_e ” a cărui evoluție în timp este dată de teorema a II-a a lui Kirchoff.

$$u_e = R_c i_e + R_e i_e + L_e \frac{di_e}{dt} \Rightarrow u_e = (R_c + R_e) i_e + L_e \frac{di_e}{dt} \Rightarrow$$

$$u_e = R_{et} i_e + L_e \frac{di_e}{dt} \quad (1)$$

Acest curent i_e produce un flux φ care dacă motorul este complet compensat nu depinde de curentul prin indus. Funcția f este tocmai curba de magnetizare a motorului în regim tranzitoriu și este o funcție neliniară.

$$\varphi = f(i_e) \quad (2)$$



Când se alimentează înfășurarea indusului apare curentul „ i ” a cărei evoluție în timp este dată de teorema a II-a lui Kirchoff pe circuitul indusului:

$$u = R_s i + R_a i + L_a \frac{di}{dt} + e \quad \Rightarrow u = (R_s + R_a) i + L_a \frac{di}{dt} + e \quad \Rightarrow$$

$$u = R i + L_a \frac{di}{dt} + e \quad (3)$$

Curentul „ i ” parcurgând conductoarele indusului interacionează cu fluxul φ și determină apariția unui cuplu electromagnetic:

$$m = k \varphi i \quad (4)$$

unde k este o constantă și are expresia $k = \frac{p}{a} \frac{1}{2\pi} N$

p – numărul de perechi de poli;

a - numărul căilor de curent în paralel;

N - numărul total de conductoare al înfășurării indusului;

Cuplul determină punerea în mișcare a rotorului, evoluția vitezei obținându-se din ecuația generală a mișcării.

$$J \frac{d\omega}{dt} = m - m_s \quad (5)$$

Deoarece conductoarele indusului se rotesc într-un câmp magnetic, în ele se induc tensiuni electromotoare având sens invers curentului, tensiunea electromotoare echivalentă „ e ” la perile motorului fiind determinată de relația:

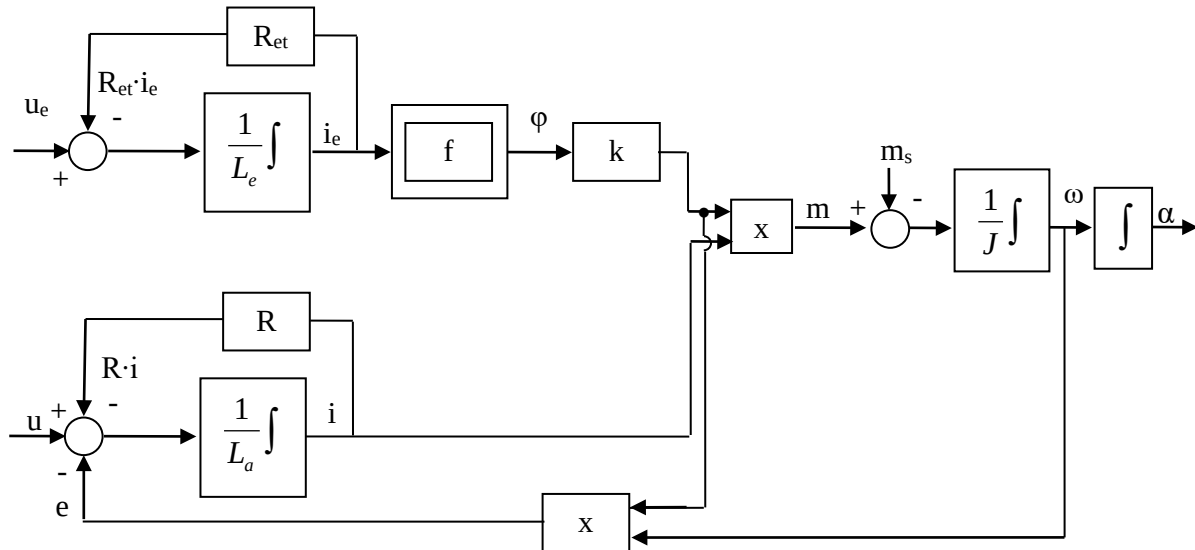
$$e = k \varphi \omega \quad (6)$$

Cele șase relații reprezintă ecuațiile de funcționare ale motorului de curent continuu cu excitație separată.

Schema structurală utilizează blocuri ce simbolizează diverse operații și evidențiază grafic modul în care diversele mărimi ce descriu funcționarea unei instalații interacionează între ele. De asemenea evidențiază mărimile de intrare, mărimile de comandă, mărimile de ieșire, mărimile de stare, etc.

Pentru întocmirea schemei structurale se consideră că în fiecare ecuație se explicitează derivata unei mărimi.

$$\frac{di_e}{dt} = \frac{1}{L_e} (u_e - R_{et} i_e); \quad \frac{di}{dt} = \frac{1}{L_a} (u - R i - e); \quad \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (m - m_s)$$



Din schema structurală se evidențiază următoarele:

- Mărimi de intrare sunt: u_e , u , m_s
 u , u_e - mărimi de comandă
 m_s - mărime perturbatoare
- Mărimi de ieșire: ω , m , α
- Mărimi de stare: i , i_e , ϕ
- Parametrii: R_{et} , R , L_e , L_a , k , J

Dintre acești parametrii pot fi folosiți pentru comanda R prin R_s și R_{et} prin R_c .

b. Funcționarea în regim staționar. Ecuația caracteristicilor electromecanice

Ecuațiile de funcționare în regimul staționar se obțin din ecuațiile generale prin anularea derivatelor în raport cu timpul.

$$(1) \Rightarrow U_e = R_{et} I_e \quad (7)$$

Se observă cum curentul staționar prin înfășurarea de excitație este determinat de U_e și R_e

$$(2) \Rightarrow \Phi = f(I_e)$$

$$(3) \Rightarrow U = R I + E \quad (8)$$

Se observă cum curentul prin înfășurarea indusului este determinat de U , R și E

$$(4) \Rightarrow M = k \Phi I \quad (9)$$

$$(5) \Rightarrow M = M_s \Rightarrow k\Phi I = M_s \Rightarrow I = \frac{M_s}{k\Phi} \Rightarrow I_s = \frac{M_s}{k\Phi} \quad (10)$$

În regim staționar curentul prin indus depinde numai de cuplu static și de flux.

$$(6) \Rightarrow E = k \Phi \Omega \quad (11)$$

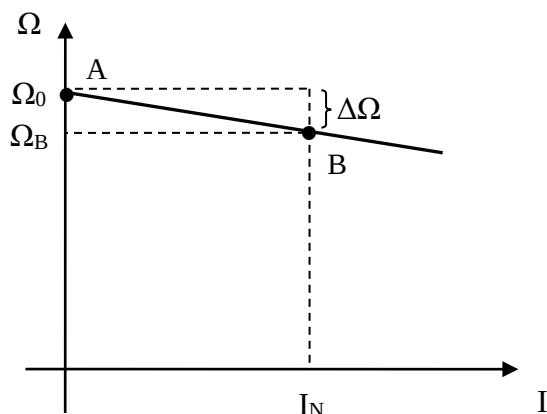
Caracteristicile electromecanice se definesc ca fiind dependența dintre viteza unghiulară și curentul prin indusul motorului, în regim staționar, în condițiile în care toți parametrii sunt constanți.

Înlocuind rel. (11) în rel. (8) și explicitând viteza unghiulară se obține ecuația caracteristicilor electromecanice:

$$U = R I + k \Phi \Omega \Rightarrow \Omega = \frac{U}{k\Phi} - \frac{R}{k\Phi} I$$

Caracteristicile electromecanice reprezintă $\Omega = f(I)$ $\left\{ \begin{array}{l} U = ct \\ R = ct \\ \Phi = ct \end{array} \right.$

$$\Omega = \frac{U}{k\Phi} - \frac{R}{(k\Phi)^2} M \rightarrow \text{ecuația caracteristicilor mecanice.}$$



Din punct de vedere grafic caracteristicile electromecanice sunt drepte descrescătoare. Pe orice caracteristică există 2 puncte distincte și anume:

- Punct de mers în gol ideal
punct A : $I=0 \Rightarrow \Omega_0 = \frac{U}{k\Phi} \rightarrow$ viteza de funcționare în gol ideal
- Punct corespunzător curentului de sarcină nominal

$$\text{punct B : } I = I_N \Rightarrow \Omega_{(IN)} = \Omega_B = \frac{U}{k\Phi} - \frac{R}{k\Phi} I_N$$

Căderea statică de viteză este al doilea termen din relație: $\Delta\Omega = \frac{R}{k\Phi} I$

Poartă această denumire deoarece arată cu cât scade viteza pentru o anumită valoare a curentului I față de viteza de funcționare în gol ideal.

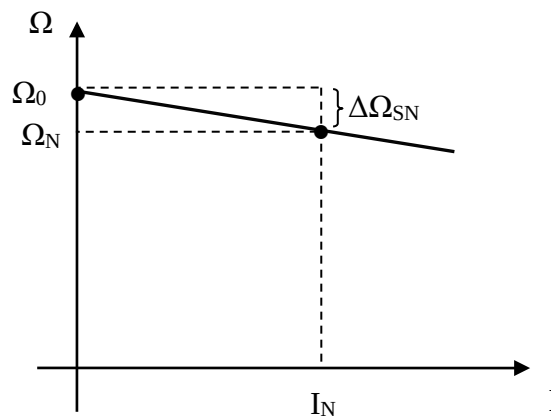
A. Caracteristicile electromecanice**B. Comanda acționării cu motor de curent continuu cu excitație separată****A. Caracteristicile electromecanice****1. Caracteristica electromecanică naturală**

Caracteristicile electromecanice se definesc ca fiind dependența dintre viteza unghiulară și curentul prin indusul motorului, în regim staționar, în condițiile în care toți parametrii sunt constanți. Caracteristica electromecanică naturală este unică deoarece corespunde mărimilor nominale pentru care motorul a fost proiectat.

$$\Omega = f(I) \left| \begin{array}{l} U = U_N \\ R = R_a \quad (R_s = 0) \\ \Phi = \Phi_N \end{array} \right.$$

Ecuția caracteristicii electromecanice naturale are forma:

$$\Omega = \frac{U_N}{k\Phi_N} - \frac{R_a}{k\Phi_N} I,$$



unde $\Omega_0 = \frac{U_N}{k\Phi_N}$ viteza de funcționare în gol ideal, iar $\Delta\Omega_{SN} = \frac{R_a}{k\Phi_N} I_N$ căderea statică de viteză.

Se fac următoarele precizări:

- este o caracteristică liniară;
- este o caracteristică rigidă deoarece căderea statică de viteză corespunzătoare curentului nominal reprezintă între 3-5% din viteza nominală;
- punctul nominal de funcționare (un punct caracterizat de mărimile I_N și Ω_N) se găsește pe această caracteristică.

Datele nominale ale unui motor de c.c. cu excitație separată sunt: puterea nominală, curentul nominal, tensiunea nominală, turația nominală, și uneori se indică și rezistențele înfășurărilor.

Dacă pentru înfășurarea de excitație nu se indică o valoare a tensiunii de alimentare, înseamnă că aceasta este egală cu cea de alimentare a indusului. Toate aceste valori se găsesc pe o plăcuță aplicată pe motor. Pe baza datelor nominale se poate trasa complet caracteristica electromecanică naturală.

2. Caracteristicile electromecanice artificiale

Caracteristicile electromecanice artificiale se obțin atunci când cel puțin unul dintre parametrii ce intervin în ecuația caracteristicilor are valoarea diferită de valoarea nominală. Rezultă astfel că există trei familii de caracteristici la care diferă doar un parametru și anume:

- caracteristicile electromecanice artificiale de tensiune $U \neq U_N$
- caracteristicile electromecanice artificiale reostatice $R_s \neq 0$
- caracteristicile electromecanice artificiale de flux $\Phi < \Phi_N \Rightarrow I_e < I_{eN}$

a. Caracteristicile electromecanice artificiale de tensiune $U \neq U_N$

Caracteristicile electromecanice artificiale de tensiune se definesc ca fiind dependența dintre viteza unghiulară și curentul prin indusul motorului obținută pentru $U \neq U_N$.

$$\Omega = f(I) \left| \begin{array}{l} U \neq U_N \\ R = R_a \quad (R_s = 0) \\ \Phi = \Phi_N \end{array} \right.$$

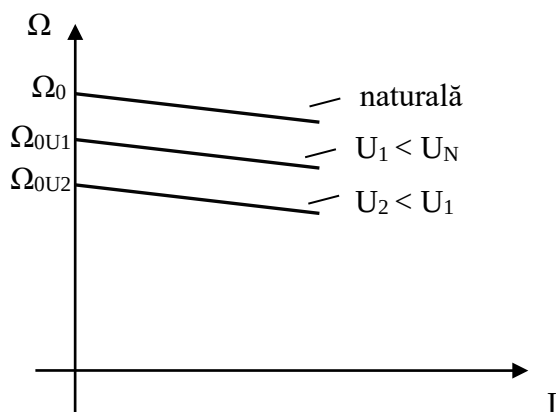
Ecuația caracteristicilor electromecanice artificiale de tensiune are forma:

$$\Omega = \frac{U_x}{k\Phi_N} - \frac{R_a}{k\Phi_N} I$$

Din considerente practice $U < U_N$.

$$\Omega_{0U} = \frac{U_x}{k\Phi_N} < \Omega_0$$

$$\Delta\Omega_{sU} = \frac{R_a}{k\Phi_N} I = \Delta\Omega_{sN}$$



Se observă din punct de vedere grafic caracteristicile electromecanice artificiale de tensiune sunt drepte paralele cu caracteristica electromecanică naturală.

b. Caracteristicile electromecanice artificiale reostatice $R_s \neq 0$

Caracteristicile electromecanice artificiale reostatice se definesc ca fiind dependența dintre viteza unghiulară și curentul prin indusul motorului obținută pentru $R_s \neq 0$.

$$\Omega = f(I) \left| \begin{array}{l} U = U_N \\ R = R_a + R_s \\ \Phi = \Phi_N \end{array} \right.$$

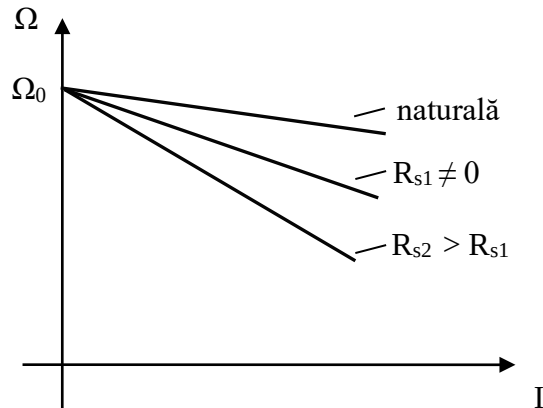
Ecuția caracteristicilor electromecanice artificiale reostatice are forma:

$$\Omega = \frac{U_N}{k\Phi_N} - \frac{R_a + R_s}{k\Phi_N} I$$

Unde:

$$\Omega_{0R} = \frac{U_N}{k\Phi_N} = \Omega_0$$

$$\Delta\Omega_{sR} = \frac{R_a + R_s}{k\Phi_N} I > \Delta\Omega_{sN}$$



Caracteristicile artificiale reostatice sunt un fascicul de drepte care trec prin punctul de coordonate $(0, \Omega_0)$. Din relația căderii statice de viteză rezultă că aceste caracteristici sunt cu atât mai căzătoare cu cât rezistența suplimentară este mai mare.

c. Caracteristicile electromecanice artificiale de flux

Caracteristicile electromecanice artificiale de flux se definesc ca fiind dependența dintre viteza unghiulară și curentul prin indusul motorului obținută pentru $\Phi < \Phi_N$

$$\Omega = f(I) \left| \begin{array}{l} U = U_N \\ R = R_a \quad (R_s = 0) \\ \Phi \neq \Phi_N \end{array} \right.$$

Ecuția caracteristicilor electromecanice artificiale de flux are forma:

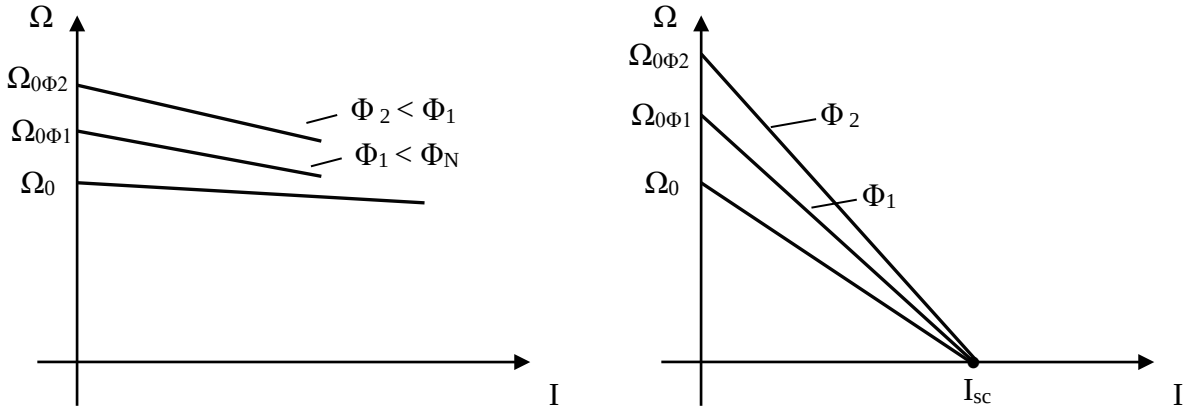
$$\Omega = \frac{U_N}{k\Phi} - \frac{R_a}{k\Phi} I$$

Unde: $\Omega_{0\Phi} = \frac{U_N}{k\Phi} > \Omega_0$, viteza de funcționare în gol ideal corespunzătoare caracteristicii electromecanice artificiale de flux este mai mare decât cea corespunzătoare caracteristicii electromecanice naturale iar referitor la căderea statică de viteză se poate concluziona aceeași observație $\Delta\Omega_{s\Phi} = \frac{R_a}{k\Phi} I > \Delta\Omega_{sN}$.

Caracteristicile artificiale de flux:

- sunt situate deasupra caracteristicii electromecanice naturale;
- sunt mai puțin rigide, rigiditatea lor scăzând odată cu scăderea fluxului.

Se observă că la viteză nulă $\Omega = 0 \Rightarrow \frac{U_N}{k\Phi} = \frac{R_a I}{k\Phi}$ curentul are expresia $I = \frac{U_N}{R_a} = I_{sc}$ și este independent de flux. Deci caracteristicile artificiale de flux reprezintă un fascicul de drepte care trec prin punctele ($I_{sc}, 0$).



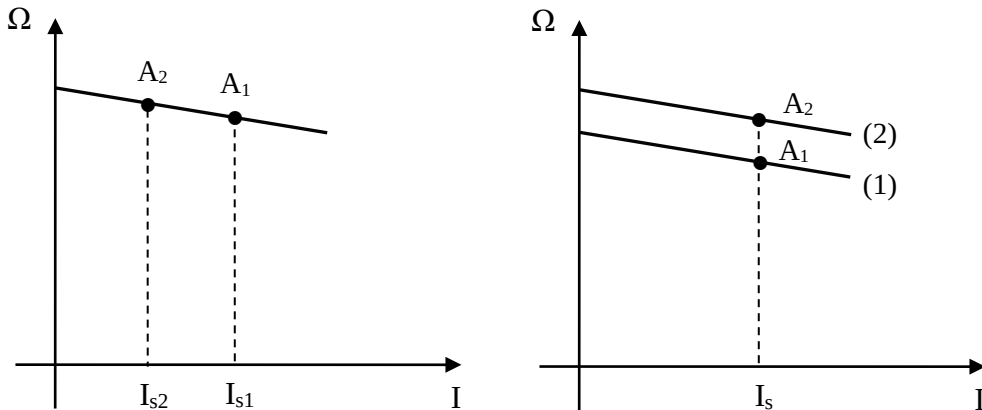
B. Comanda acționării cu motor de curent continuu cu excitație separată

Prin comanda unei acționări se înțeleg procesele de:

- 1) Pornire;
- 2) Reglare a vitezei;
- 3) Frânarea;
- 4) Reversarea sensului de rotație.

Prin pornire se înțelege procesul de trecere a acționării din starea de repaus ($I = 0, \Omega = 0$) într-un punct staționar de funcționare aflat de regulă pe caracteristica naturală.

Reglarea vitezei constituie procesul de modificare voită a vitezei de funcționare prin trecerea punctului static de pe o caracteristică pe alta. Modificarea vitezei datorită modificării cuplului static prin deplasarea punctului de funcționare pe o singură caracteristică nu se numește reglaj de viteză.



Frânarea reprezintă procesul de trecere a acționării din regim de motor în regim de frână și apoi funcționarea în acest regim.

Frânarea poate avea două obiective:

1. Oprirea acționării;
2. Limitarea vitezei de funcționare.

Reversarea sensului de rotație se referă la procesele ce au loc atunci când se schimbă sensul de rotație. Reversarea este formată dintr-un proces de frânare până la oprire urmat de o pornire în sens invers.

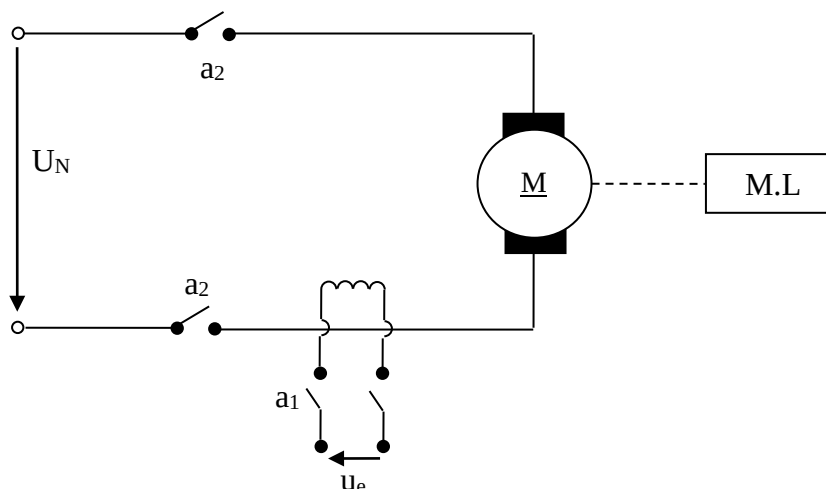
1) Pornirea

Există trei metode de pornire:

- 1.1) Pornirea prin cuplare directă;
- 1.2) Pornirea cu tensiune redusă;
- 1.3) Pornirea reostatică.

1.1. Pornirea prin cuplarea directă

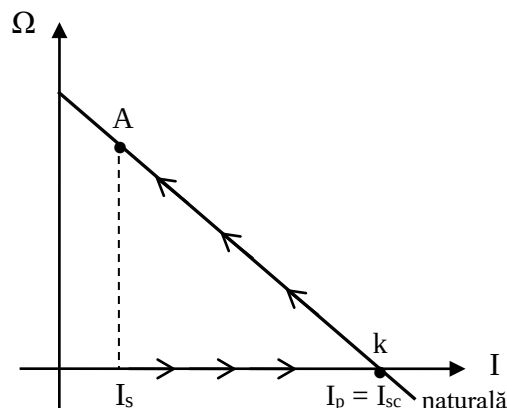
Pornirea prin cuplare directă constă în conectarea în mod direct a indusului la o sursă de alimentare care îi furnizează tensiunea nominală. În paralel se alimentează înfășurarea de excitație. În orice proces, vizând această acționare, înfășurarea de excitație se alimentează prima și se deconectează ultima.



Inițial motorul nu este alimentat ($a_1 = 0$; $a_2 = 0$). Apoi se cuplează contactorul a_1 ($a_1 = 1$) după care contactorul a_2 ($a_2 = 1$).

Motorul pornește pe caracteristica electromecanică naturală, curentul teoretic de pornire fiind curentul de scurtcircuit.

În planul caracteristicii electromecanice deplasarea punctelor de funcționare se face în primul moment la viteză constantă (datorită inerției mecanice) până întâlnește caracteristica de funcționare. Inițial punctul de funcționare este în origine. După închiderea contactorului a_2 , punctul de funcționare se deplasează pe abscisă până întâlnește caracteristica electromecanică naturală în punctul k, apoi accelerează pe aceasta. În final se stabilește în punctul A corespunzător curentului static.



Plecând de la expresia caderii statice de viteză corespunzătoare curentului nominal,

$$\Delta\Omega_{sN} = \frac{R_a}{k\Phi_N} I_N \approx (0,03 \div 0,05) \Omega_N \approx (0,03 \div 0,05) \frac{P_N}{M_N} \approx (0,03 \div 0,05) \frac{U_N I_N}{k\Phi_N I_N}$$

$$R_a I_N \approx (0,03 \div 0,05) U_N \quad | : R_a$$

se obține valoarea curentului de pornire

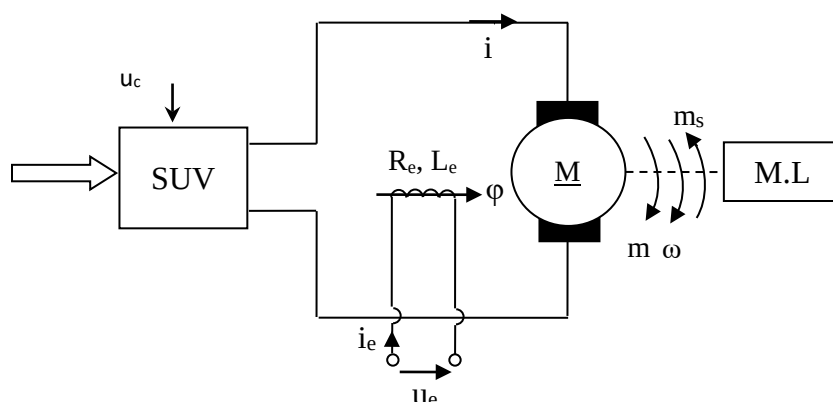
$$\frac{U_N}{R_a} = I_{sc} = \frac{I_N}{(0,03 \div 0,05)} = (20 \div 33) I_N$$

Valoare mare a curentului de pornire are trei efecte importante:

- căderea tensiunii sursei de alimentare;
- creșterea pierderilor în motor;
- în interiorul motorului apar forțe electrodinamice care pot distruge bobinajul.

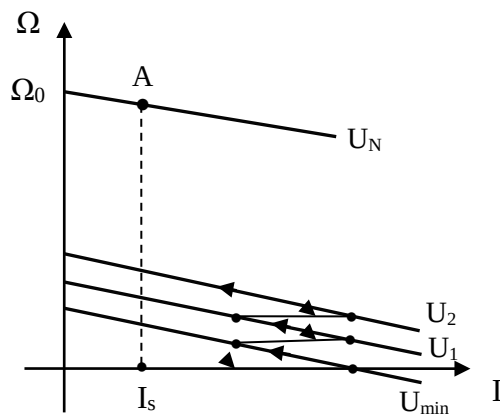
Din aceste motive pornirea prin cuplare directă se aplică numai la motoarele de putere mică. Celelalte două metode de pornire au ca obiectiv principal limitarea curentului de pornire la valori acceptabile; de regulă până la $2,5 I_N$.

1.2. Pornirea cu tensiune redusă



În acest caz motorul este alimentat de la o sursă de tensiune variabilă. Prin sursa de tensiune variabilă se înțelege fie un redresor, fie un variator de tensiune continuă.

Motorul pornește pe caracteristici artificiale de tensiune, tensiunea crescând de la valoarea $U_{\min}$ până la valoarea nominală corespunzătoare caracteristicii naturale. În consecință, punctul static de funcționare evoluează pe caracteristici artificiale de tensiune, practic suprapuse deoarece tensiunea se modifică continuu.



Într-un sistem de reglare automată a vitezei se poate găsi o relație între viteză și tensiune pentru a menține curentul constant în timpul pornirii.

1. Reglarea vitezei acționării cu motor de curent continuu cu excitație separată

2. Frânarea acționării cu motor de curent continuu cu excitație separată

1. Reglarea vitezei acționării cu motor de curent continuu cu excitație separată

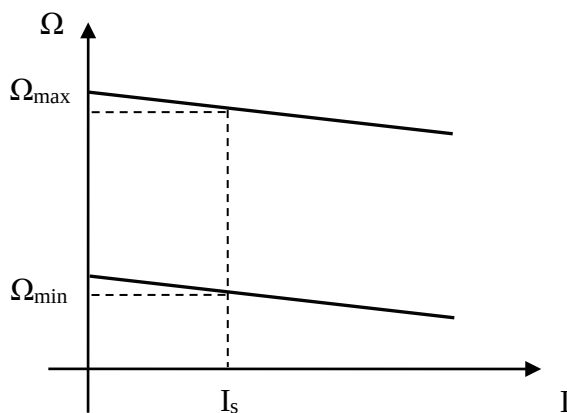
Prin reglarea vitezei se înțelege modificarea în mod voit a vitezei de funcționare a acționării prin comandă, astfel încât punctul static de funcționare se deplasează de pe o caracteristică pe alta.

Metodele de reglare a vitezei sunt caracterizate de indici de calitate. Cei mai importanți indici sunt:

- D - gama de reglare $D = \frac{\Omega_{max}}{\Omega_{min}}$

Unde Ω_{max} , Ω_{min} sunt vitezele maxime și minime ce se pot obține prin metoda respectivă de reglare.

Rezultă astfel că viteza minimă Ω_{min} aparține celei mai de jos caracteristici, iar viteza maximă Ω_{max} celei mai de sus caracteristici. De regulă, gama de reglare se exprimă ca un raport 2:1; 3:1; 10:1 etc.



- K_f - finețea reglajului

$$K_f = \frac{\Omega_i}{\Omega_{i+1}}$$

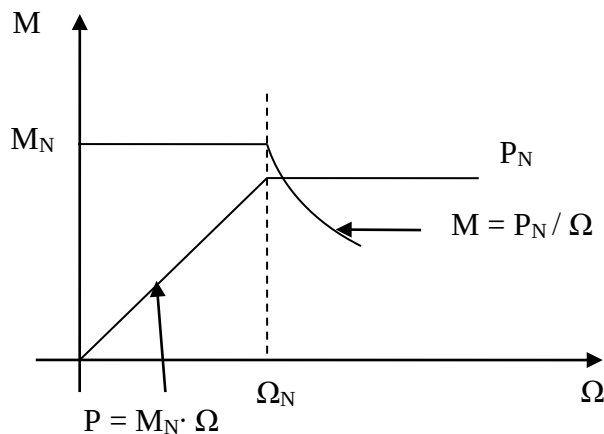
unde Ω_i , Ω_{i+1} sunt vitezele pe 2 caracteristici alăturate. Se vorbește astfel de un reglaj foarte fin sau continuu dacă k_f tinde spre 1 și de un reglaj în trepte când $k_f < 1$.

- Domeniul reglajului - se referă la vitezele ce pot fi obținute comparativ cu cele obținute pe caracteristica naturală. Rezultă astfel că există reglaj sub caracteristica naturală sau deasupra caracteristicii naturale.
- Felul reglajului - are în vedere moduri particulare de variație a cuplului și puterii în tot domeniu de reglaj al vitezei.

Cel mai frecvent mod de reglare este la cuplu constant sub caracteristica naturală sau la putere constantă deasupra acestei caracteristici naturale. Valorile aferente cuplului și puterii sunt valori maxime admisibile în regim de lungă durată astfel încât să nu se depășească solicitările termice și mecanice nominale.

În cazul particular menționat, variațiile cuplului și puterii în funcție de viteză vor fi:

$$P = M \cdot \Omega$$



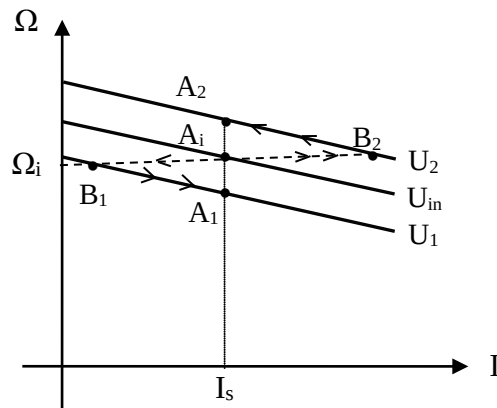
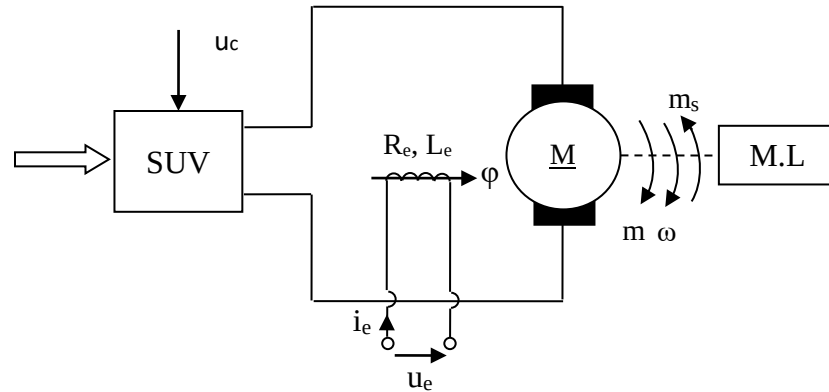
- Indicele economic are în vedere două aspecte:
 - primul aspect se referă la pierderile suplimentare introduse de respectiva metodă;
 - cel de al doilea aspect se referă la cheltuielile de investiție pentru materializarea metodei respective. De regulă acest al doilea aspect se exprimă prin creșterea puterii instalației.

Metode de reglare a vitezei

- Reglarea vitezei prin modificarea tensiunii de alimentare ;
- Reglarea vitezei prin introducerea unei rezistențe în circuitul rotorului;
- Reglarea vitezei prin modificarea fluxului.

a. Reglarea vitezei prin modificarea tensiunii de alimentare

Acționarea funcționează pe caracteristici artificiale de tensiune obținute prin alimentarea indusului de la o sursă de tensiune variabilă.



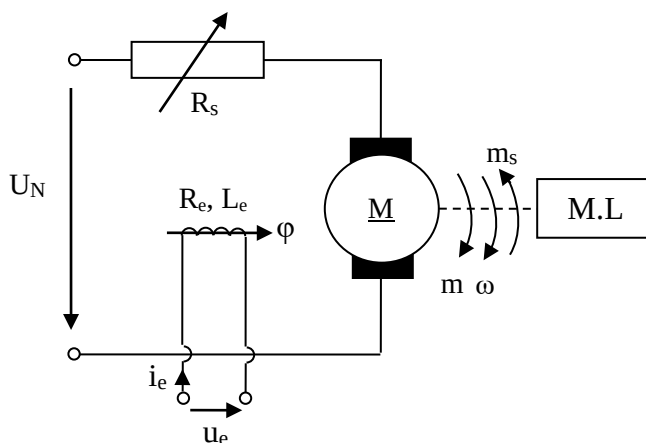
Se presupune că inițial punctul de funcționare este A_i . Dacă tensiunea scade la valoarea U_1 punctul de funcționare se deplasează la viteză constantă $\Omega = \Omega_i$ până întâlnește noua caracteristică în punctul B_1 , apoi viteza scade deplasându-se pe această caracteristică până se stabilește A_1 , similar dacă tensiunea crește la U_2 .

Indicii de calitate obținuți sunt:

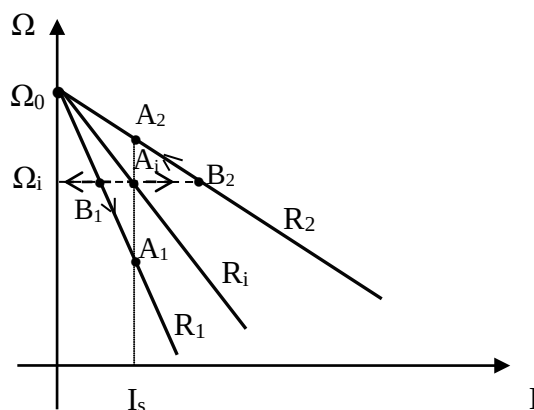
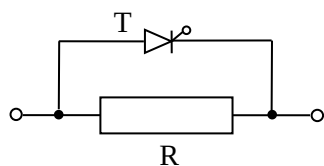
- D este: -10:1 în circuit deschis
-100:1 în circuit închis
- Finețea reglajului: $K_f \rightarrow 1$ - reglaj fin
- Domeniul reglajului este sub caracteristica naturală.
- Felul reglajului este la cuplu constant.
- Indicele economic - nu apar pierderi suplimentare semnificative, se dublează puterea instalației.

b. Reglarea vitezei prin introducerea unei rezistențe suplimentare în circuitul rotoric

Schema de principiu este următoarea:



Rezistența suplimentară poate fi modificată continuu sau în trepte. O posibilitate de modificare continuă este pe cale electronică.



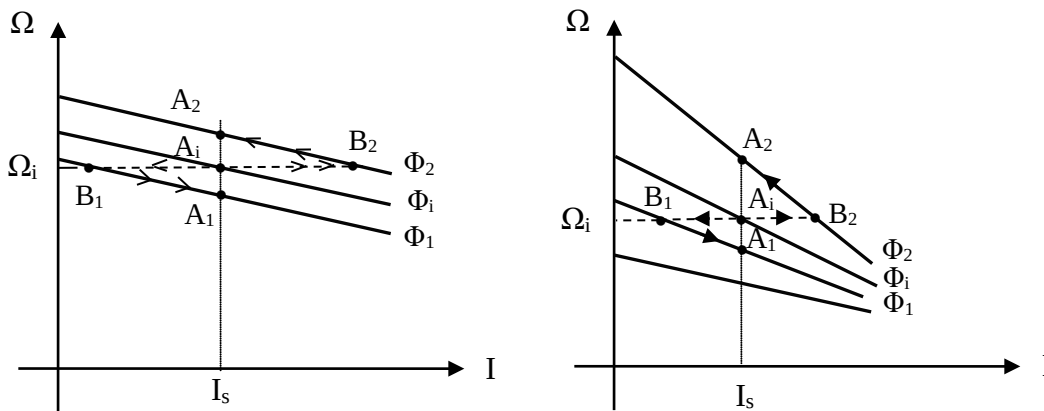
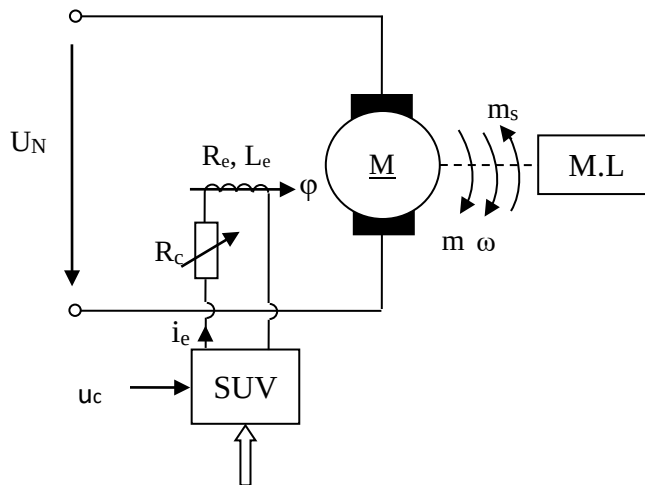
Acțiunea funcționează pe caracteristici artificiale reostatice. Indicii de calitate sunt:

- Gama de reglaj este 2:1 sau 3:1, este limitată deoarece o gamă de reglare mare conduce la stabilitatea statică redusă (variații mari ale vitezei, la variații mici a cuplului static) ;
- finețea reglajului $K_f \rightarrow 1$, dacă rezistența se reglează continuu (pe cale electronică) și $K_f < 1$, dacă rezistența se reglează în trepte ;
- Domeniul reglajului este sub caracteristica naturală;
- Felul reglajului este la cuplu constant ;
- Indicele economic - apar pierderi suplimentare importante; se poate arăta că randamentul acționării este mai mic decât $\frac{1}{D}$, fiind al doilea motiv pentru care se limitează gama de reglare.

c. Reglarea vitezei prin modificarea fluxului

Modificarea fluxului se face modificând curentul de excitație. Pentru aceasta există două posibilități:

- se inserează o rezistență reglabilă în circuitul de excitație ;
- se alimentează înfășurarea de excitație de la o sursă de tensiune variabilă



Acțiunea funcționează pe caracteristici artificiale de flux. Indicii de calitate sunt:

- gama de reglaj este de 2:1, limitată în special de viteza maxim admisibilă;
- finețea reglajului $K_f \rightarrow 1$, dacă reglajul curentului de excitație este continuu și $K_f < 1$, dacă reglajul curentului de excitație este în trepte;
- domeniul reglajului este deasupra caracteristicii mecanice naturale;

- felul reglajului se face la putere constantă;
- indicele economic este avantajos din ambele puncte de vedere deoarece puterea necesară circuitului de excitație este uzual de până la 3 % din puterea nominală.

2. Frânarea acționării cu motor de current continuu cu excitație separată

Prin frânare se înțelege regimul în care puterea mecanică circulă de la mașina de lucru spre motorul electric. Rezultă că viteza și cuplul electromagnetic au semne contrare și că punctele staționare de funcționare se găsesc în cadranele 2 și 4.

Există următoarele metode de frânare:

- frânarea cu recuperare ;
- frânarea dinamică;
- frânarea contracurent.

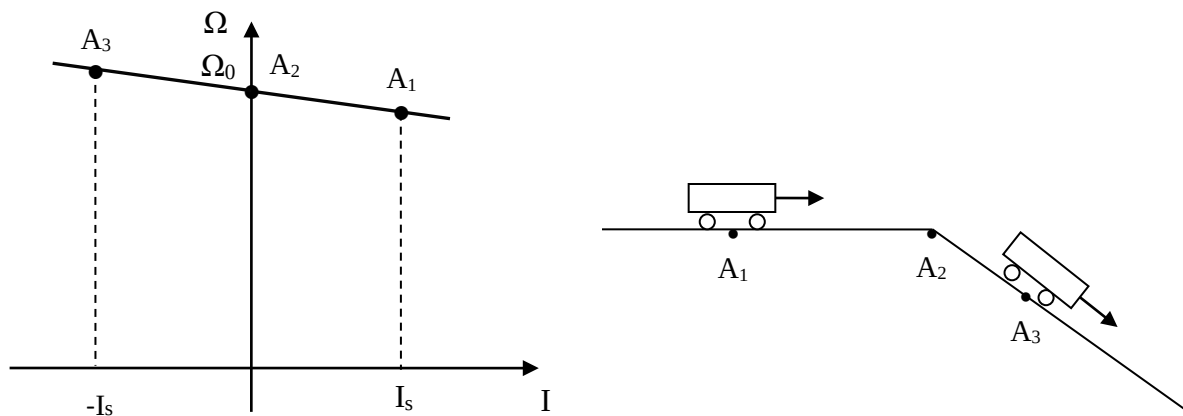
Frânarea cu recuperare

Are loc atunci când viteza de funcționare a motorului este mai mare decât viteza de mers în gol ideal corespunzătoare caracteristicii pe care motorul lucrează.

$\Omega > \Omega_0$ - această condiție se realizează în două moduri care corespund la două variante de frânare recuperativă.

a. frânarea recuperativă sub acțiunea cuplului static activ

$\Omega_0 = \text{constant}, \Omega_0 = \frac{U}{k\Phi_N} \Rightarrow U = \text{constant}$. Cum tensiunea este constantă acționarea funcționează pe o singură caracteristică.



Se presupune un vehicul acționat electric ce se deplasează în aliniament și apoi în pantă. Inițial vehiculul este în punctul A1, acționarea funcționând în regim de motor. În punctul A2

începe să coboare panta. Pe măsură ce vehiculul coboară forța rezistentă este anulată de componenta tangențială a greutății care apare și care acționează în sensul de mers. În acest caz curentul și cuplul sunt nule respective punctul de funcționare este A2. Când întregul vehicul este pe pantă, forța rezistentă este în direcția de mers și determină creșterea vitezei, apărând astfel un curent negativ și un cuplu de frânare. În final punctul de funcționare se stabilește în A3 (regim de frână cadranul II). Dacă se explicitează curentul din ecuația caracteristicilor electromecanice

$$\Omega = \frac{U}{k\Phi_N} - \frac{R_a}{k\Phi_N} I \quad \Omega_0 = \frac{U}{k\Phi_N} \quad I = \frac{K\Phi_N(\Omega_0 - \Omega)}{R_a}$$

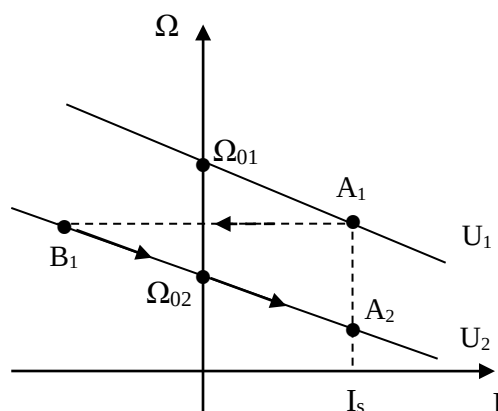
și știind că viteza de funcționare a motorului este mai mare decât viteza de mers în gol ideal ($\Omega > \Omega_0$), va rezulta un curent negativ ($I < 0$) iar cuplul a cărui expresie este $M = K \Phi I < 0$ va rezulta tot negativ.

În acest regim motorul primește energie mecanică de la cuplu static activ pe care o transformă în energie electrică, iar după acoperirea pierderilor din circuitul indusului e transmisă sursei de alimentare. Rezultă că o condiție de realizare a frânării este posibilitatea sursei de alimentare de a accepta un curent negativ.

b. frânarea cu recuperare prin micșorarea tensiunii

Plecând de la principiul frânării cu recuperare și anume că viteza de funcționare a motorului este mai mare decât viteza de mers în gol ideal $\Omega > \Omega_0$ și ținând cont de expresia vitezei de mers în gol ideal $\Omega_0 = \frac{U}{k\Phi_N}$ va rezulta că dacă vom scădea tensiunea ($U \downarrow$) implicit va scădea și viteza de mers în gol ideal ($\Omega_0 \downarrow$)

Se consideră funcționarea acționării la cuplu static constant, pe o caracteristică de tensiune suficient de mare.



Deci dacă tensiunea scade ($U \downarrow$), $U_2 < U_1$, deplasarea punctului static de funcționare pe noua caracteristică are loc în felul următor:

- la viteză constantă corespunzătoare punctului A_1 , trece pe noua caracteristică în punctul B_1 , apoi viteza scade punctual deplasându-se pe această caracteristică până în A_2 ;
- constatăm că pe caracteristica de tensiune U_2 există o porțiune cuprinsă între B_1 și ordonată în care vitezele de funcționare sunt mai mari decât viteza de funcționare în gol ideal. Rezultă că atâta timp cât punctul static de funcționare se află în această zonă acționarea lucrează în regim de frână cu recuperare.

Observație!

Dacă înainte ca punctul de funcționare să ajungă la viteza Ω_{02} , se scade din nou tensiunea și se continuă în acest fel, punctul de funcționare rămâne numai în cadranul 2, fiind posibilă frânarea cu recuperare până la oprirea acționării. Toate celelalte elemente precizate la prima metodă referitoare la condițiile de realizare și aspectele energetice rămân valabile.

Pentru ca regimul de frânare să fie sigur, frânarea cu recuperare este întotdeauna dublată de o frânare dinamică.

Reversarea sensului de rotație

Pentru a obține schimbarea sensului de rotație este necesară să se schimbe sensul cuplului electromagnetic : $M=K\phi I$

Există două modalități de reversare a sensului:

- Prin schimbarea semnului fluxului, respectiv schimbarea sensului curentului de excitație;
- Prin schimbarea semnului curentului prin indus care se realizează prin inversarea polarității tensiunii de alimentare.

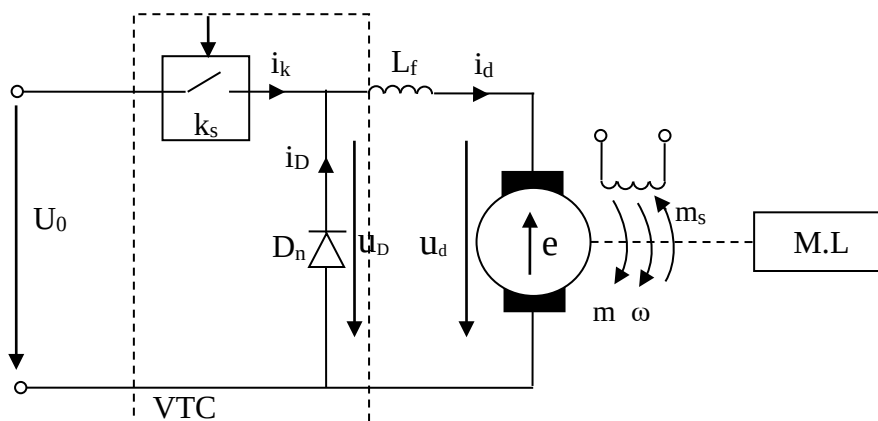
Datorită constantelor de timp mai mici, schimbarea rapidă a sensului de rotație se realizează prin cea de a doua metodă.

Sistem de acționare cu m.c.c. și V.T.C.

Principiul, schema de principiu, regimul de curent neîntrerupt

Principiul de comandă al acestui sistem este principiul comenzii în tensiune, respectiv reglarea prin comandă a tensiunii de alimentare a indusului.

Schema de principiu



Variatorul de tensiune continuă este format dintr-un contactor static (k_s) și dioda de nul D_n . Între variatorul de tensiune continuă și indusul motorului se montează o inductivitate de filtrare, L_f , care are dublu rol:

- limitarea pulsațiilor curentului prin motor;
- evitarea funcționării sistemului în regim de curent întrerupt.

Variatorul de tensiune continuă este alimentat de la o sursă de tensiune continuă de valoare U_0 presupusă constantă și practic transformă această tensiune într-un tren de impulsuri dreptunghiulare a căror durată și/sau frecvență pot fi modificate.

Presupunem următoarele ipoteze de lucru:

- a) Momentul de inerție J al motorului și mașinii de lucru este suficient de mare astfel încât într-o perioadă de comandă a VTC-ului
 $\omega = \omega_m = ct$
- b) VTC-ul este comandat cu o frecvență constantă, iar contactorul static este închis într-un timp $t_1 = ct$ ($f = ct$, $t_1 = ct$).

Într-o perioadă de comandă $T = \frac{1}{f}$, contactorul static are 2 stări:

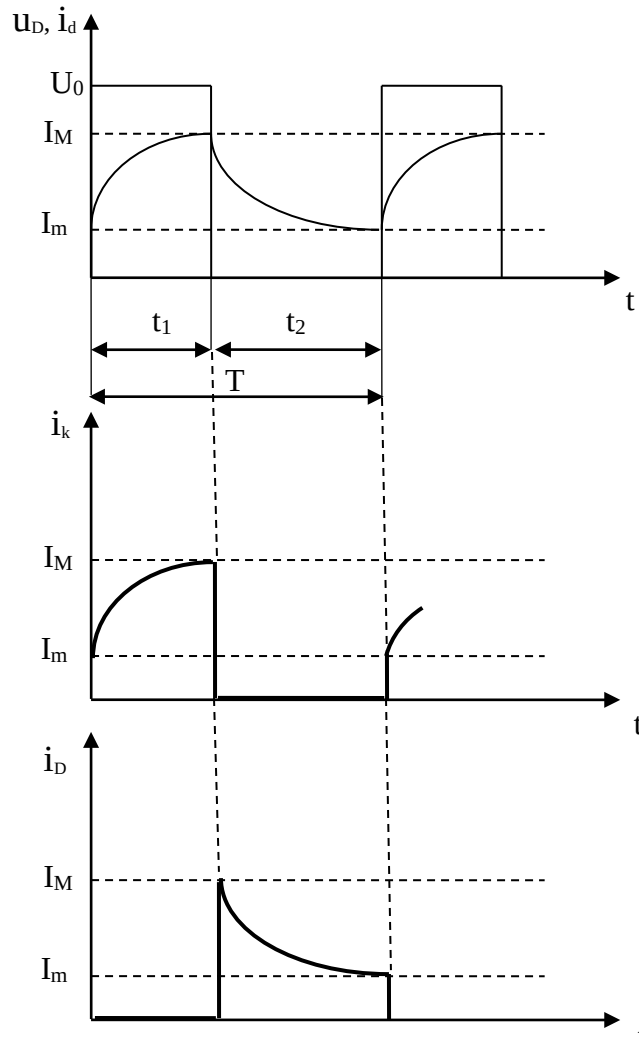
$$k_s = \begin{cases} 1 & \text{pe durata } t_1 \\ 0 & \text{pe durata } t_2 \end{cases} ; T = t_1 + t_2$$

Presupunând că sistemul a funcționat un timp suficient de lung, pe durata unei perioade rezultă următoarele:

$$\bullet \quad t \in (0, t_1) \Rightarrow k_s = „1”$$

Indusul motorului este alimentat de la sursa de tensiune U_0 , iar datorită caracterului inductiv al indusului, curentul crește aproximativ exponențial. D_n este polarizată în sens invers și este blocată.

$$i_D = 0; i_k = i_d$$



- $t \in (t_1, T) \Rightarrow k_s = „0”, i_k = 0$

Indusul nu mai este alimentat și atunci curentul are tendința de scădere. În inductivitățile din circuit L_f și inductivitatea proprie a indusului se induc tensiuni electromotoare de autoinducție, de același sens ca și curentul i_d . Acestea deblochează dioda D_n , iar curentul de sarcină care scade exponențial se închide prin L_f , indus și dioda de nul.

$i_D = i_d$; $u_D = 0$ (deoarece D_n este în conducție)

Acesta este rolul diodei de nul: de a permite existența curentului prin motor când k_s este deschis.

Aplicăm teorema a 2-a a lui Kirchhoff pe circuitul D_n – indus și va rezulta:

$$u_D = u_d + L_f \frac{di_d}{dt} \quad \Big| \quad * \frac{1}{T} \int_0^T$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T u_D dt = \frac{1}{T} \int_0^T u_d dt + L_f \frac{1}{T} \int_0^T \frac{di_d}{dt} dt$$

$$\underbrace{\hspace{1.5cm}}_{U_D} \quad \underbrace{\hspace{1.5cm}}_{U_d}$$

unde:

U_D – valoarea medie a tensiunii la bornele diodei de nul;

U_d – valoarea medie a tensiunii la bornele indusului

$$\int_0^T \frac{di_d}{dt} dt = \int_{i_d(0)}^{i_d(T)} di_d = i_d(T) - i_d(0) = I_m - I_m = 0$$

$$U_D = U_d$$

Valoarea medie a tensiunii la bornele indusului este egală cu valoarea medie a tensiunii la bornele diodei de nul.

$$u_D = \begin{cases} U_0, & t \in (0, t_1) \\ 0, & t \in (t_1, T) \end{cases}$$

$$U_D = \frac{1}{T} \int_0^T u_D dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} U_0 dt = \frac{1}{T} U_0 \int_0^{t_1} dt = \frac{1}{T} U_0 t_1 = \frac{t_1}{T} U_0$$

$$\varepsilon = \frac{t_1}{T} \rightarrow \text{factor de comandă (semnal)}$$

$$\Rightarrow u_D = U_D = \varepsilon U_0 ; \quad \varepsilon \in [0, 1]$$

Caracteristicile electromecanice ale acestui sistem reprezintă dependența dintre valoarea medie a vitezei unghiulare și valoarea medie a curentului prin indus la valori constante ale factorului de comandă.

$$\omega_m = f(I_d) \mid \varepsilon = \text{ct} ; k\phi_N = C_e ; e = k\phi_N \omega = C_e \omega$$

Aplicăm teorema a 2-a a lui Kirchhoff pe circuitul indusului motorului rezultând:

$$u_d = R_a i_d + L_a \frac{di_d}{dt} + e \mid * \frac{1}{T} \int_0^T ;$$

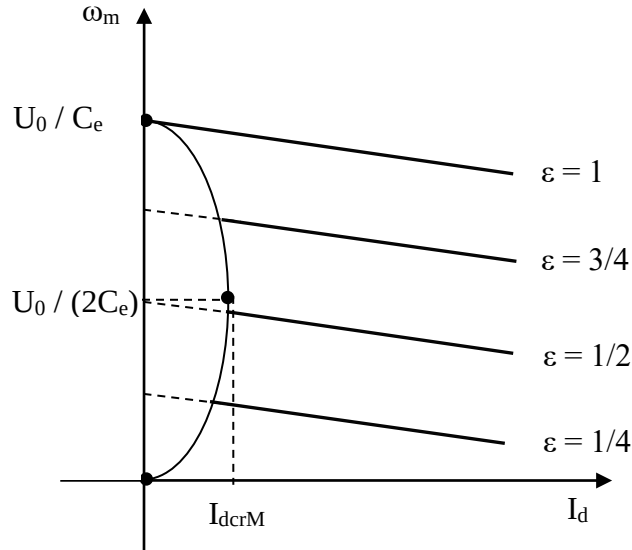
$$\underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T u_d dt}_{U_d} = R_a \underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T i_d dt}_{I_d} + L_a \underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T \frac{di_d}{dt} dt}_{=0} + \underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T C_e \omega dt}_{C_e \omega_m}$$

$$U_d = R_a I_d + L_a 0 + C_e \omega_m \Rightarrow U_d = R_a I_d + C_e \omega_m \Rightarrow \omega_m = \frac{U_d}{C_e} - \frac{R_a}{C_e} I_d \mid \Rightarrow$$

$$U_d = \varepsilon U_0$$

$$\Rightarrow \omega_m = \varepsilon \frac{U_0}{C_e} - \frac{R_a}{C_e} I_d$$

Caracteristicile electromecanice de funcționare sunt drepte paralele cu panta negativă:



Referitor la comanda sistemului se pot preciza următoarele aspecte:

- Comanda sistemului se realizează prin modificarea factorului de comandă ε ;
- Deoarece factorul de comandă ia valori în intervalul $\varepsilon \in [0,1]$ rezultă că sistemul poate funcționa numai în regim de motor;
- Prin comanda sistemului se realizează pornirea și reglarea de viteză pe caracteristici artificiale de tensiune.

În funcție de cum se modifică factorul de comandă ε , există trei metode de comandă:

1. Comanda în durată ($t_1 = \text{variabil}$, $T = \text{ct}$)
2. Comanda în frecvență ($t_1 = \text{ct}$, $T = \text{variabil}$)
3. Comanda în durată și frecvență ($t_1 = \text{variabil}$, $f = \text{variabil}$)

Sistem de acționare cu m.c.c. și V.T.C.

1. Expresia curentului prin motor

Pentru a găsi curba care separă regimul de curent neîntrerupt și regimul de curent întrerupt trebuie să cunoaștem expresia curentului prin motor, pentru a vedea când acesta se anulează.

Față de ipotezele făcute anterior neglijăm căderea de tensiune rezistivă.

$$R_a \approx 0$$

$$U_D = R_a I_d + E \Rightarrow U_D = E; E = C_e \omega_m \Rightarrow \varepsilon U_0 = U_D = C_e \omega_m$$

Considerăm că momentul de inerție J este foarte mare :

$$J \uparrow \Rightarrow \omega = \omega_m$$

Aplicăm teorema a II -a lui Kirchhoff pe circuitul indusului :

$$u_D = L_a \frac{di_d}{dt} + E \Leftrightarrow u_D = L_a \frac{di_d}{dt} + C_e \omega_m$$

Rezolvăm ecuația în raport cu curentul pentru fiecare din cele 2 intervale:

$$a) \quad t \in [0, t_1], \quad u_D = U_0$$

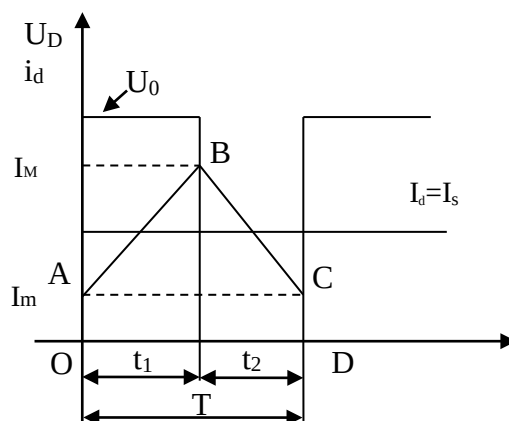
$$\varepsilon = \frac{t_1}{T} \Rightarrow t_1 = \varepsilon T$$

$$\Rightarrow L_a \frac{di_d}{dt} = U_0 - C_e \omega_m = U_0 - \varepsilon U_0 = U_0(1 - \varepsilon)$$

$$\Rightarrow i_d = \frac{U_0}{L_a} (1 - \varepsilon) \cdot t + C_1$$

$$i_d(0) = I_m; \quad i_d(0) = C_1 \Rightarrow C_1 = I_m$$

$$\Rightarrow i_d = \frac{U_0}{L_a} (1 - \varepsilon) \cdot t + I_m \quad (1)$$



$$b) \quad t \in [\varepsilon T, T], \quad u_D = 0$$

$$\Rightarrow L_a \frac{di_d}{dt} = -C_e \omega_m = -\varepsilon U_0$$

$$i_d = \frac{-\varepsilon U_0}{L_a} \cdot t + C_2$$

$$i_d(\varepsilon T) = I_M; \quad i_d(\varepsilon T) = \frac{-\varepsilon U_0}{L_a} \cdot \varepsilon T + C_2 \Rightarrow$$

$$C_2 = I_M + \frac{\varepsilon U_0}{L_a} \cdot \varepsilon T$$

$$i_d = I_M - \frac{\varepsilon U_0}{L_a} (t - \varepsilon T) \quad (2)$$

Relațiile (1) și (2) trebuie să satisfacă condiția de continuitate a curentului:

$$i_{d(1)}(\varepsilon T) = I_M$$

$$\Rightarrow I_M - I_m = \frac{U_0}{L_a} (1 - \varepsilon) \cdot \varepsilon T \quad (3)$$

Pentru ca relațiile (1) și (2) să fie complet determinate trebuie cunoscute I_m și I_M în funcție de parametrii de comandă și de sarcina motorului.

Pentru a face legătura cu sarcina motorului se consideră ecuația generală a mișcării:

$$m = C_e i_d = m_s + J \frac{d\omega}{dt} \left| \frac{1}{T} \int_0^T \right.$$

$$C_e \underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T i_d \cdot dt}_{I_d} = \underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T m_s \cdot dt}_{M_s} + J \cdot \underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T \frac{d\omega}{dt} \cdot dt}_0$$

$$\Rightarrow C_e I_d = M_s \Rightarrow I_d = \frac{M_s}{C_e} \quad \left| \quad \begin{array}{l} \Rightarrow I_d = I_s \\ \frac{M_s}{C_e} = I_s \end{array} \right.$$

Pentru a calcula curentul mediu se folosește interpretarea geometrică a integralei:

$$I_d = \frac{1}{T} \int_0^T i_d \cdot dt = \frac{1}{T} S_{OABCD} = \frac{1}{T} \left[T \cdot I_m + \frac{1}{2} T (I_M - I_m) \right] = I_m + \frac{1}{2} I_M - \frac{1}{2} I_m = \frac{I_M + I_m}{2}$$

$$\Rightarrow I_M + I_m = 2 \cdot I_s \quad (4)$$

Din (3) și (4) :

$$\Rightarrow I_M = I_s + \frac{U_0}{2 \cdot L_a \cdot f} \varepsilon (1 - \varepsilon)$$

(5)

$$I_m = I_s - \frac{U_0}{2 \cdot L_a \cdot f} \varepsilon (1 - \varepsilon)$$

Sistem de acționare cu m.c.c. și V.T.C.

1. Limitarea regimului de curent întrerupt și elemente de dimensionare

Dacă valoarea medie a curentului static I_s scade, diferența dintre I_M și I_m rămâne constant, dar și I_M și I_m se reduc cu aceeași cantitate, respectiv din punct de vedere grafic cele 2 variații liniare se deplasează spre abscisă. Există o valoare a curentului de sarcină numită critică pentru care $I_m = 0$. Din punct de vedere al funcționării înseamnă că la sfârșitul fiecărei perioade de comandă curentul de sarcină se anulează, iar dioda de nul se blochează natural. În același moment însă se dă o nouă comandă de închidere a contactorului static, iar curentul crește din nou.

Acest regim în care curentul prin motor se anulează la sfârșitul fiecărei perioade se numește regim limită sau regim critic.

Pentru a găsi curentul de sarcină critic se pune condiția:

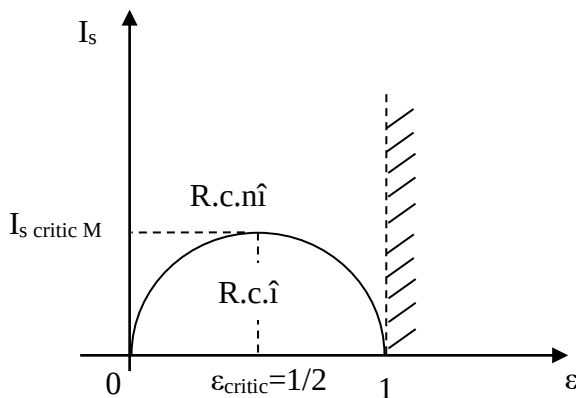
$$I_m = 0 \Rightarrow I_{s \text{ critic}} = \frac{U_0}{2 \cdot L_a \cdot f} \varepsilon(1 - \varepsilon)$$

Din punct de vedere grafic este o parabolă cu vârful de coordonate $\left(\frac{1}{2}, I_{s \text{ critic } M}\right)$

$$I_{s \text{ critic}} = f(\varepsilon)$$

$$\frac{dI_{s \text{ critic}}}{d\varepsilon} = 0 \Rightarrow \varepsilon_{\text{critic}} = \frac{1}{2}$$

$$\text{Pentru } \varepsilon_{\text{critic}} = \frac{1}{2} \Rightarrow I_{s \text{ critic } M} = \frac{U_0}{8 \cdot L_a \cdot f}$$

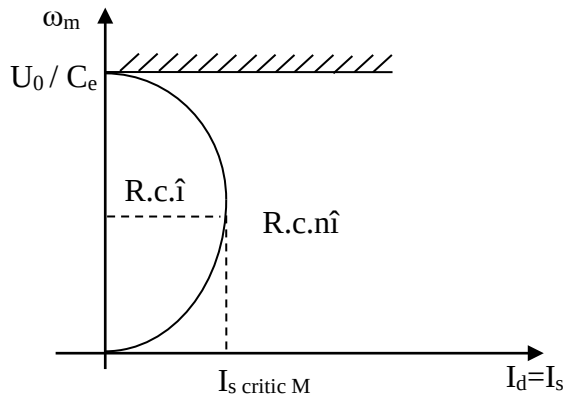


Pentru a găsi curba de limitare în planul caracteristicilor electromecanice înlocuim pe ε din relația:

$$U_D = \varepsilon U_0 = C_e \omega_m \Rightarrow \varepsilon = \frac{C_e \omega_m}{U_0}$$

$$\Rightarrow I_{s \text{ critic}} = \frac{U_0}{2 \cdot L_a \cdot f} \cdot \frac{C_e \omega_m}{U_0} \left(1 - \frac{C_e \omega_m}{U_0}\right)$$

$$I_{s \text{ critic}} = \frac{C_e \omega_m}{2 \cdot L_a \cdot f} \left(1 - \frac{C_e \omega_m}{U_0} \right)$$



Pentru a se micșora cât mai mult zona de curent întrerupt, $I_{s \text{ critic } M}$ trebuie să fie cât mai mic. Acest lucru se poate obține măbind produsul $L \cdot f$, rezultă avantajul comenzii cu frecvență mare (limita maximă permisă de elementele semiconductoare folosite și eventual de circuitul de stingere folosit).

Expresia (3) reprezintă amplitudinea pulsațiilor curentului.

Deoarece pulsațiile curentului determină și pulsațiile cuplului electromagnetic, amplitudinea lor trebuie limitată.

Pulsațiile sunt maxime tot pentru $\varepsilon = \frac{1}{2}$ și $\Delta I_{dM} = \frac{U_0}{4 \cdot L_a \cdot f}$

Se pune condiția ca $\Delta I_{dM} \leq \Delta I_{d \text{ admisibil}} = p [\%] I_{dN}$

$$\Rightarrow L \geq \frac{U_0}{4 \cdot f \cdot p [\%] \cdot I_{dN}}$$

Se constată că și din punct de vedere al limitării pulsațiilor, efectul frecvenței de comandă mari este pozitiv.

Concret, la o valoare impusă a pulsațiilor este necesară o inductivitate cu atât mai mică cu cât frecvența de comandă este mai mare.

Pentru a se evita funcționarea în regim de curent întrerupt se pune condiția ca valoarea maximă a curentului critic să fie mai mică decât valoarea minimă a curentului de sarcină.

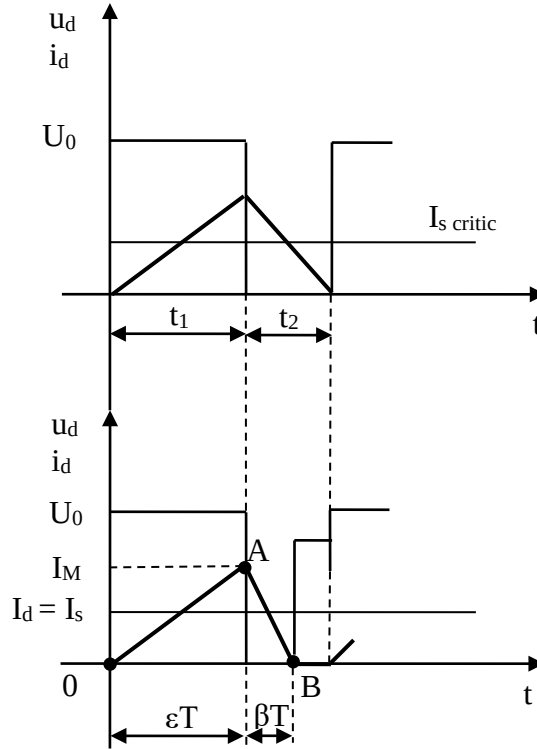
$$I_{s \text{ critic max}} \leq I_{s \text{ min}} \Rightarrow L' \geq \frac{U_0}{8 \cdot f \cdot I_{s \text{ min}}}$$

Se adoptă că: $L = \max(L, L')$

2. Regimul de curent întrerupt

Dacă valoarea medie a curentului de sarcină I_s scade astfel încât $I_s < I_{s \text{ critic}}$, curentul prin dioda de nul se anulează înainte de sfârșitul perioadei, astfel încât există un interval de timp în care curentul prin motor este nul.

$$u_D = \begin{cases} U_0, & t \in [0, \varepsilon T] \\ 0, & t \in [\varepsilon T, (\varepsilon + \beta)T] \\ E = C_e \omega_m, & t \in [(\varepsilon + \beta)T, T] \end{cases}$$



$$U_D = \frac{1}{T} \int_0^T u_D dt = \frac{1}{T} \int_0^{\varepsilon T} u_0 dt + \frac{1}{T} \int_{(\varepsilon + \beta)T}^T C_e \omega_m dt$$

$$\Rightarrow U_D = U_0 \cdot \frac{1}{T} \cdot \varepsilon T + \frac{1}{T} \cdot C_e \cdot \omega_m [T - (\varepsilon + \beta) \cdot T]$$

$$U_D = \varepsilon \cdot U_0 + C_e \cdot \omega_m (1 - \varepsilon - \beta)$$

Din ecuația caracteristicilor $U_D = E = C_e \cdot \omega_m$

$$C_e \cdot \omega_m = \varepsilon \cdot U_0 + C_e \cdot \omega_m (1 - \varepsilon - \beta)$$

$$C_e \cdot \omega_m (\varepsilon + \beta) = \varepsilon \cdot U_0 \quad (6)$$

Considerând ecuația curentului pe intervalul $t \in [\varepsilon T, (\varepsilon + \beta)T]$,

$$U_D = 0 \Rightarrow L_a \frac{di_d}{dt} = -C_e \cdot \omega_m$$

$$\Rightarrow i_d = -\frac{C_e \cdot \omega_m}{L_a} \cdot t + C_1$$

$$\Rightarrow C_1 = I_M + \frac{C_e \omega_m}{L_a} \cdot \varepsilon T$$

$$i_d(\varepsilon T) = I_M$$

$$\Rightarrow i_d = I_M - \frac{C_e \omega_m}{L_a} \cdot (t - \varepsilon T)$$

$$i_d[(\varepsilon + \beta)T] = 0$$

$$0 = I_M - \frac{C_e \omega_m}{L_a} \cdot \beta T$$

$$\Rightarrow I_M = \frac{C_e \omega_m}{L_a} \cdot \beta T \quad (7)$$

$$I_s = I_d = \frac{1}{T} S_{OAB} = \frac{1}{T} \cdot \frac{(\varepsilon + \beta)T \cdot I_M}{2}$$

$$\Rightarrow I_M = \frac{2 \cdot I_s}{\varepsilon + \beta} \quad (7')$$

Înlocuind (7') în (7):

$$\Rightarrow \frac{2I_s}{\varepsilon + \beta} = \frac{C_e \omega_m}{L_a} \cdot \beta T \quad (8)$$

Între relațiile (6) și (8) se elimină β :

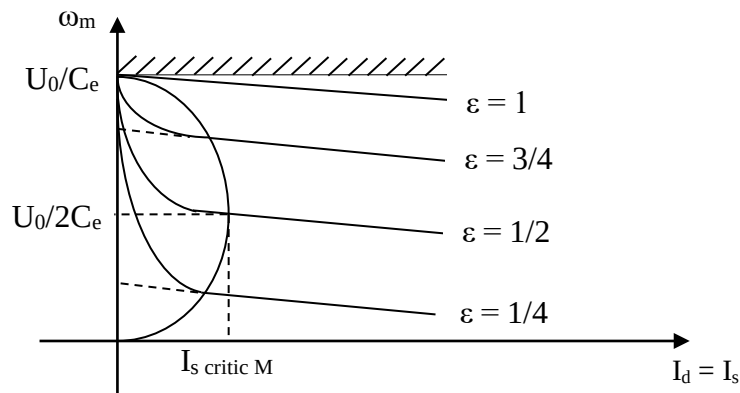
$$\Rightarrow \varepsilon + \beta = \frac{\varepsilon \cdot U_0}{C_e \omega_m} \Leftrightarrow \frac{2 \cdot I_s \cdot C_e \omega_m}{\varepsilon \cdot U_0} = \frac{C_e \omega_m}{L_a \cdot f} \cdot \beta \Rightarrow$$

$$\beta = \frac{2 \cdot L_a \cdot f \cdot I_s}{\varepsilon \cdot U_0}$$

$$\omega_m = \frac{\frac{\varepsilon \cdot U_0}{C_e}}{\varepsilon + \frac{2 \cdot f \cdot L_a \cdot I_s}{\varepsilon \cdot U_0}}$$

Din punct de vedere grafic caracteristicile sunt hiperbole concurente în punctul de coordonate $(0, \frac{U_0}{C_e})$.

Astfel, caracteristicile electromecanice în toată zona de variație a curentului arată ca mai jos:



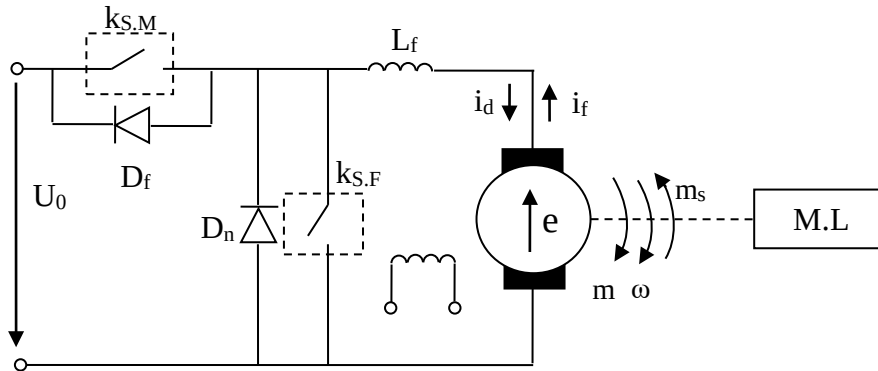
Se constată caracterul puternic neliniar al caracteristicilor electromecanice în regim de curent întrerupt care se traduce practic prin ambalarea motorului la scăderea curentului.

Tendința de ambalare este cu atât mai puternică cu cât valorile lui ε sunt mai mici. Este al doilea aspect pentru care sistemul nu trebuie să funcționeze în regim de curent întrerupt.

Sistem de acționare cu m.c.c. și V.T.C.: funcționarea în regim de frână

Valoarea medie a tensiunii la ieșirea V.T.C. - ului nu poate fi făcută negativă, rezultă că pentru obținerea regimului de frână trebuie creată posibilitatea existenței unui curent în sens invers față de regimul de motor.

Pentru aceasta antiparalel cu $k_{S,M}$ se montează o diodă:



În acest fel dacă tensiunea electromotoare depășește tensiunea U_0 , dioda D_f e polarizată în sens direct și poate intra în conducție.

Existența unui curent și a regimului de frână este condiționată de sursa ce asigură tensiunea U_0 , ea trebuind să permită existența unui curent invers (ex: baterie de acumulatori).

Tensiunea electromotoare depășește valoarea U_0 numai dacă viteza depășește valoarea ω_0 . Pentru a obține frânarea și la viteze mici, inclusiv oprirea acționării în paralel cu motorul se conectează un $k_{S,F}$ cu rol de frânare.

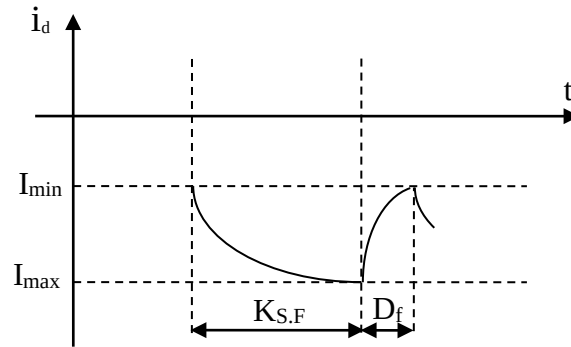
Pentru trecerea în regim de frână se parcurg următoarele etape:

- Se suprimă comanda lui $k_{S,M}$ (rămâne deschis)
- Se închide $k_{S,F}$. Acesta scurtcircuitază indusul motorului, prin L_f apărând un curent dat de t.e.m., de sens invers față de cel în regim de motor. Acest curent crește exponențial până când se atinge o valoare maximă prestabilită.
- Se deschide $k_{S,F}$.

La tendința de scădere a curentului i_f , pe inductivitățile din circuit ($L_a + L_f$) apar t.e.m. de autoinducție de același sens cu e . Împreună cu aceasta se depășește valoarea U_0 , se deblochează D_f , curentul închizându-se prin motor, D_f și sursă, scăzând exponențial în timp.

Când se atinge o valoare minimă prestabilită se închide iar $k_{S,F}$ și fenomenele se repetă.

Considerând funcționarea cu un cuplu static activ ce întreține mișcarea după un număr suficient de mare de cicluri, curentul variază periodic între cele 2 valori prestabilite.

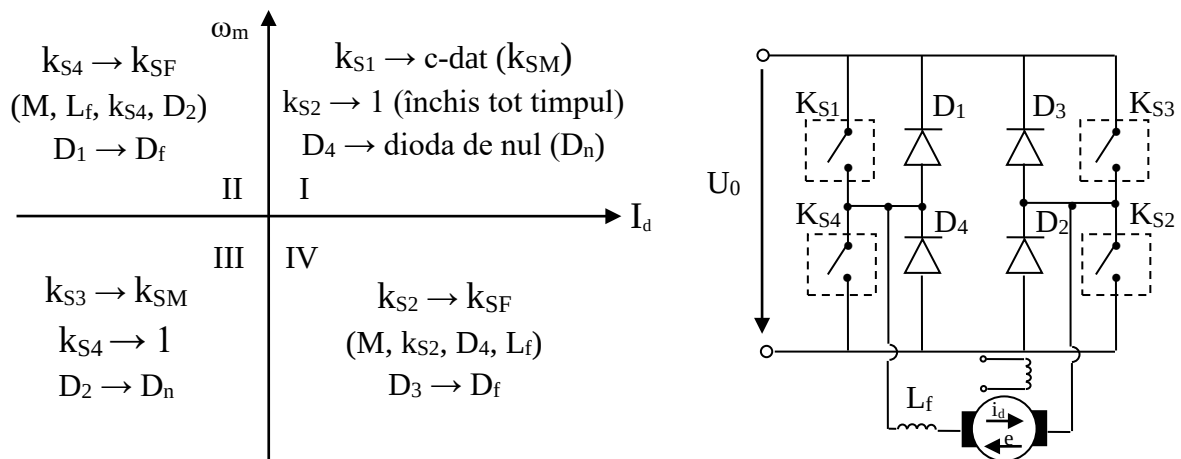


Obs. În intervalul cât conduce $K_{S,F}$ acționarea funcționează în regim de frână dinamică, iar când conduce D_f în regim de frână cu recuperare. Limitele $I_{\min}$ și $I_{\max}$ depind și de curentul de sarcină, respectiv de cuplul care trebuie frânat. Comanda $k_{S,F}$ se face în funcție de curent deci se modifică atât frecvența de comandă a acestuia cât și durata de închidere.

Funcționarea S.A. cu m.c.c. și V.T.C. în 4 cadrane (S.A reversibile)

Pentru obținerea unui astfel de sistem care să funcționeze în toate cele 4 cadrane ale sistemului de coordonate (ω_m, I_d) , trebuie să existe posibilitatea de a obține atât ambele polarități ale tensiunii la bornele motorului cât și ambele sensuri pentru curent.

Un astfel de sistem folosește 4 VTC-uri.



Considerând că sensul tensiunii și curentului corespund funcționării în cadranul I, elementele din schema îndeplinesc rolurile următoare:

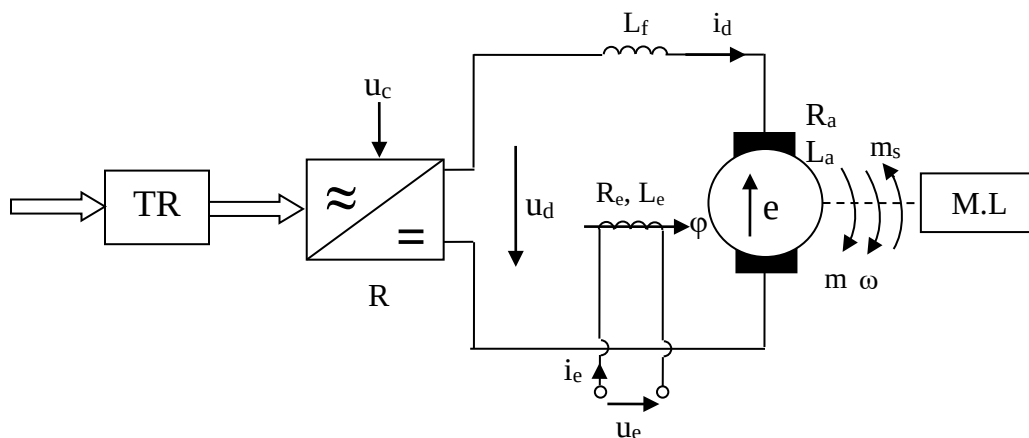
- $k_{S1} \rightarrow \text{c-dat } (k_{SM})$
- $k_{S2} \rightarrow 1$ (închis tot timpul)
- $D_4 \rightarrow \text{dioda de nul } (D_n)$

Sistem de acționare cu m.c.c. cu excitație separată și redresor complet comandat

1.Principiu, schema de principiu

Sistemul de acționare materializează principiul de comandă al motorului de curent continuu prin modificarea tensiunii de alimentare a circuitului indusului și/sau diminuarea fluxului prin modificarea tensiunii de alimentare a circuitului de excitație.

Schema de principiu:



unde,

TR - transformator de rețea care are dublu rol:

- de a adapta tensiunea de alimentare a rețelei la tensiunea cerută de motor;
- de a limita puterea de scurtcircuit a rețelei, limitare necesară deoarece tiristoarele din partea de forță a redresorului au o capacitate de suprasarcină redusă putând suporta un curent accidental de șoc limitat (10 ms).

Dacă nu este necesară adaptarea tensiunii de alimentare a rețelei se folosește un transformator având un raport de transformare 1:1. Pentru a limita puterea de scurtcircuit, transformatoarele care alimentează un redresor au o tensiune de scurtcircuit între 5-12 %.

R - redresor, transformă energia de curent alternativ în energie de curent continuu prin comanda sa modificându-se valoarea medie a tensiunii de la ieșirea sa. Acționând asupra tensiunii de comandă se modifică unghiul de comandă α și deci tensiunea medie redresată.

Lf - inductivitatea de filtrare cu dublu rol:

- limitarea pulsațiilor curentului
- evitarea funcționării sistemului în regim de curent întrerupt

2. Caracteristicile electromecanice în regim de curent neîntrerupt

Aplicăm teorema a 2-a a lui Kirchhoff pe ieșirea redresorului și pe circuitul indusului:

$$u_d = R i_d + L \frac{di_d}{dt} + e, \quad (1) \quad \text{unde} \quad R = R_a + R_f, \quad L = L_a + L_f$$

Se consideră ipotezele $M_s = ct$, $J = ct$, $\alpha = ct$

În aceste condiții tensiunea redresată este periodică, având perioada $T = \frac{2\pi}{p}$

p - numărul de pulsuri redresate într-o perioadă a tensiunii de alimentare
 $T' = \frac{1}{fp}$, f - frecvența tensiunii de alimentare

Dacă în ecuația 1 se împarte prin T' și se integrează pe perioada T' se obține:

$$\frac{1}{T'} \int_0^{T'} u_d dt = R \frac{1}{T'} \int_0^{T'} i_d dt + L \frac{1}{T'} \int_0^{T'} \frac{di_d}{dt} dt + \frac{1}{T'} \int_0^{T'} e dt$$

În acest fel s-au pus în evidență valorile medii ale mărimilor care intervin, respectiv:

$$U_d = \frac{1}{T'} \int_0^{T'} u_d dt \Leftrightarrow U_d = U_{d0} \cos \alpha - R_\gamma I_d$$

$$U_{d0} = \sqrt{2} U_s \frac{\sin \frac{\pi}{p}}{\frac{\pi}{p}} \rightarrow \text{valoarea medie a tensiunii redresate la mers în gol și unghi de}$$

comandă nul

R_γ - rezistența fictivă datorată procesului de comutație din redresor

Pentru un sistem dat R_γ este o constantă deoarece depinde de inductivitatea de dispersie a transformatorului de alimentare și tipul redresorului.

$$I_d = \frac{1}{T'} \int_0^{T'} i_d dt \rightarrow \text{valoarea medie a curentului}$$

$$E = \frac{1}{T'} \int_0^{T'} e dt = \frac{1}{T'} \int_0^{T'} C_e \cdot \omega dt = C_e \cdot \frac{1}{T'} \int_0^{T'} \omega dt = C_e \cdot \omega_m \rightarrow \text{valoarea medie a tensiunii}$$

electromotoare

Deoarece și curentul este periodic, se arată similar ca la variatorul de tensiune continuuă că:

$$\frac{1}{T'} \int_0^{T'} \frac{di_d}{dt} dt = 0$$

Ecuația (1) devine:

$$U_d = R I_d + 0 + C_e \omega_m$$

$$U_d = R I_d + C_e \omega_m \Rightarrow \omega_m = \frac{U_d}{C_e} - \frac{R}{C_e} I_d \quad \text{sau} \quad \omega_m = \frac{U_{d0}}{C_e} \cos \alpha - \frac{R_t}{C_e} I_d, (2)$$

Unde $R_t = R + R_\gamma$

Această ecuație (2) reprezintă ecuația caracteristicilor electromecanice ale acestui sistem definită ca dependența dintre valoarea medie a vitezei unghiulare a rotorului și valoarea medie a curentului prin indus când unghiul de comandă este constant

$$\omega_m = f(I_d) \mid \alpha = ct$$

Caracteristicile sunt drepte mai puțin rigide decât în cazul motorului alimentat de la o sursă ideală deoarece rezistența totală care intervine este mai mare decât R_a . Aceste caracteristici corespund regimului de curent neîntrerupt.

În regim de curent întrerupt caracteristicile sunt neliniare iar cele două regimuri sunt separate în planul (I_d, ω_m) de o elipsă.

Referitor la unghiul de comandă se precizează că $\alpha \in [\alpha_{\min}, \alpha_{\max}]$ cu observația că:

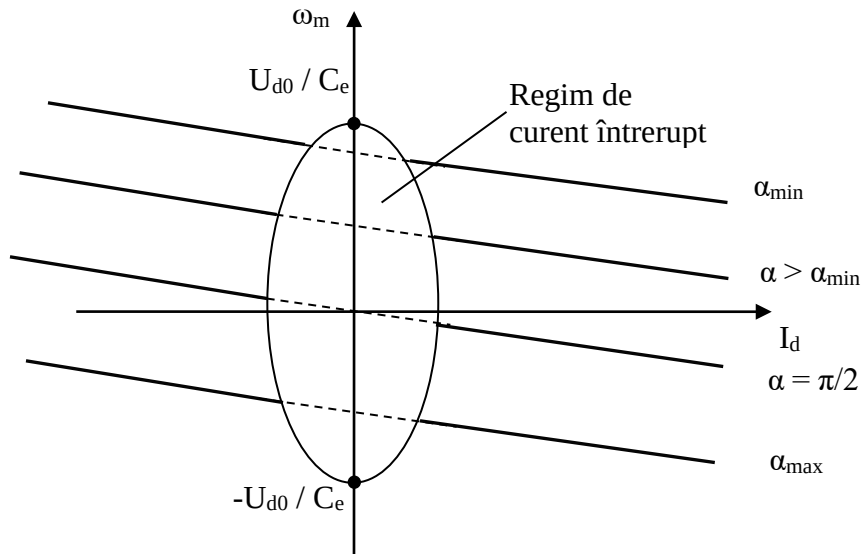
$$\begin{cases} 0 < \alpha_{\min} < \frac{\pi}{2} \\ \frac{\pi}{2} < \alpha_{\max} < \pi \end{cases}$$

Atunci când redresorul alimentează o sarcină pasivă unghiul de comandă ia valori între $(0, \pi)$. În cazul motorului, unghiul minim de comandă este determinat de condiția de polarizare în sens direct a tiristoarelor redresorului.

$$\alpha_{\min} \begin{cases} 33^\circ, & p = 2 \\ 10^\circ, & p = 6 \end{cases}$$

Unghiul maxim de comandă este determinat de necesitatea de realizare a comutației (blocarea unui tiristor atâta timp cât el este polarizat în sens invers); acoperitor $\alpha_{\max} = 150^\circ$

Aliura grafică a caracteristicilor este următoarea:



Deoarece în regim de curent întrerupt caracteristicile sunt puternic neliniare (viteza crește mult odată cu scăderea curentului), inductivitatea de filtrare se dimensionează astfel încât la funcționarea în gol $I_d=0$, să fie evitat regimul de curent întrerupt.

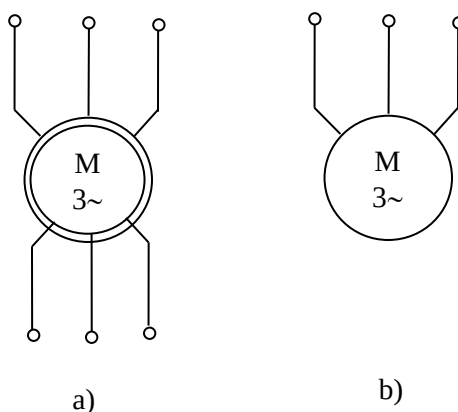
Grafic, înseamnă că elipsa ce separă cele 2 regimuri are axa de pe abscisă foarte mică.

Acționarea cu motoare asincrone trifazate

1. Noțiuni generale

Din punct de vedere constructiv motoarele asincrone sunt de 2 tipuri:

- Cu rotor bobinat (cu inele, (a))- înfășurarea rotorică este conectată în stea cu noul neaccesibil și cu 3 borne de acces la începutul înfășurărilor celor 3 faze prin intermediul unui sistem de perii și inele colectoare
- Cu rotorul în scurtcircuit (în colivie, (b)) - în fiecare creștătură a rotorului se găsește câte un conductor de tip bară din aluminiu sau alamă, bare care sunt scurtcircuitate la ambele capete cu câte un inel de scurtcircuitare.



Viteza de sincronism Ω_1 reprezintă viteza de rotație a câmpului magnetic învârtitor din întrefier și este dată de expresia:

$$\Omega_1 = \frac{2\pi f_1}{p}$$

unde:

p - numărul de perechi de poli

f_1 - frecvența tensiunii de alimentare

$n_1 = \frac{60f_1}{p}$ - turația de sincronism

Turația nominală de sincronism are pentru frecvența industrială $f=50$ Hz următoarele valori standardizate: $n_1 \in \{3000; 1500; 1000; 750; 500; \text{etc.}\}$

Motorul asincron nu poate funcționa ca motor astfel încât viteza rotorului să fie egală cu viteza de sincronism.

Alunecarea „s” reprezintă viteza relativă (în unitati relative) dintre câmpul magnetic învârtitor și rotor.

$$s = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} = \frac{n_1 - n}{n_1} \Rightarrow s = 1 - \frac{n}{n_1}$$

Ω - viteza rotorului

$$\Omega = \Omega_1(1 - s)$$

2. Caracteristicile mecanice

Caracteristicile mecanice sunt definite ca dependența dintre viteza unghiulară și cuplul $\Omega=f(M)$ în regim staționar și în condițiile în care toți parametrii de comandă sunt constanți.

Datorită unei expresii matematice mai simple, în cazul acționării se utilizează foarte frecvent caracteristicile mecanice de forma $M=g(s)$, unde cu litera “s” s-a notat alunecarea.

Pentru puteri medii și mari, caracteristicile mecanice sunt analizate printr-o relație simplificată, numită relația lui Kloss:

$$M = \frac{2M_k}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}}$$

Relația lui Kloss permite obținerea de puncte ale caracteristicilor mecanice $\Omega=f(M)$ pornind de la dependența $M=f(s)$.

Cuplul critic (M_k) reprezintă cea mai mare valoare a cuplului pe care mașina o poate dezvolta și este dat de expresia:

$$M_k = C_1 \left(\frac{U}{f_1} \right)^2,$$

unde C_1 este o constantă.

Cuplul critic depinde de valoarea efectivă a tensiunii de alimentare și de frecvența tensiunii de alimentare.

Alunecarea critică (s_k) este alunecarea pentru care se obține cuplul critic și este dată de expresia:

$$s_k = C_2 \cdot \frac{R_2}{f_1},$$

unde C_2 este o constantă ce depinde de motor.

Alunecarea critică (s_k) depinde de rezistența totală pe o fază a înfășurării rotorice și de frecvența tensiunii de alimentare.

Aliura caracteristicilor mecanice se observă din formula lui Kloss considerând două cazuri extreme:

- 1) Când alunecarea este mult mai mică decât alunecarea critică

$$s \ll s_k \Rightarrow \frac{s}{s_k} \approx 0 \Rightarrow M = \frac{2M_k}{\frac{s}{s_k}} \Leftrightarrow M = \frac{2M_k}{s_k} \cdot s$$

Se observă că dependența $M=f(s)$ este liniară.

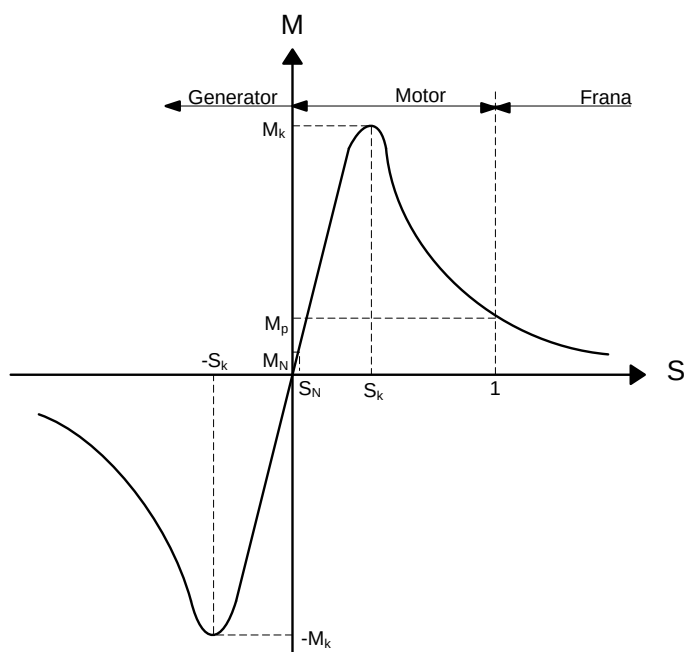
- 2) Când alunecarea este mult mai mare decât alunecarea critică

$$s_k \ll s \Rightarrow \frac{s_k}{s} \approx 0 \Rightarrow M = \frac{2M_k}{\frac{s}{s_k}} \Leftrightarrow M = \frac{2M_k}{s} \cdot s_k$$

Se observă că dependența $M=f(s)$ este hiperbolică.

Plecând de expresia alunecării $s = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} \Rightarrow \Omega = \Omega_1(1 - s)$ se determină cele trei domenii de variație ale alunecării corespunzătoare regimurilor de funcționare ale mașinii asincrone (generator, motor, frână electromagnetică) ce sunt prezentate în continuare și anume:

- a) Regimul de motor când $s \in (0,1) \Rightarrow \Omega \in (\Omega_1, 0)$
- b) Regimul de frână cu recuperare de energie (generator) când $s < 0 \Rightarrow \Omega > \Omega_1$.
- B) Regimul de frână electromagnetică (frână contracurent) când $s > 1 \Rightarrow \Omega < 0$



Caracteristica de funcționare a mașinii asincrone corespunzătoare mărimilor nominale (tensiune de alimentare, frecvență), obținută fără modificarea parametrilor înfășurărilor statorice și rotorice, se numește caracteristică naturală. În cazul în care se modifică una din mărimile menționate se obțin caracteristici artificiale.

2.1. Caracteristica mecanică naturală

Caracteristica mecanică naturală se definește astfel, în condițiile:

$$\begin{cases} U = U_N \\ f_1 = f_{1N} \\ R_2 = R_{20} \\ R_{2s} = 0 \end{cases}$$

Unde condiția, $R_{2s}=0$, ne arată că nu există elemente suplimentare în circuitul rotorice.

Astfel vom avea:

$$M_k = M_{kN}$$

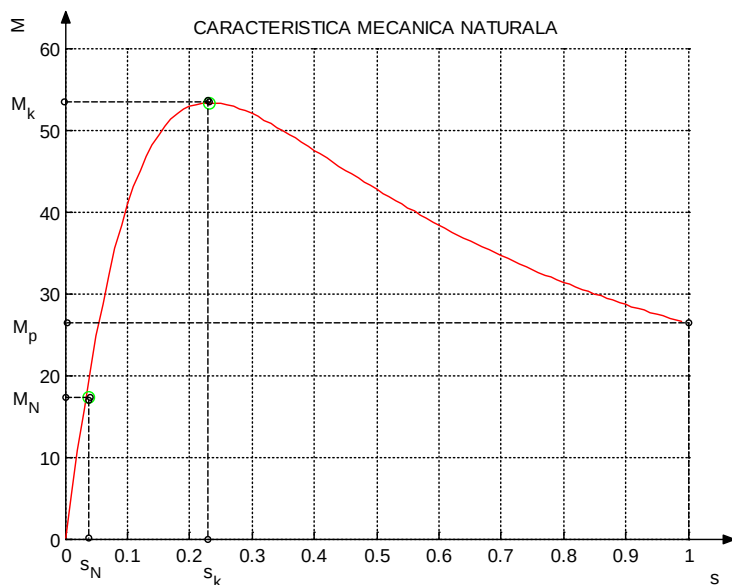
$$s_k = s_{kN}$$

Aliura caracteristicii este prezentată mai jos cu următoarele precizări:

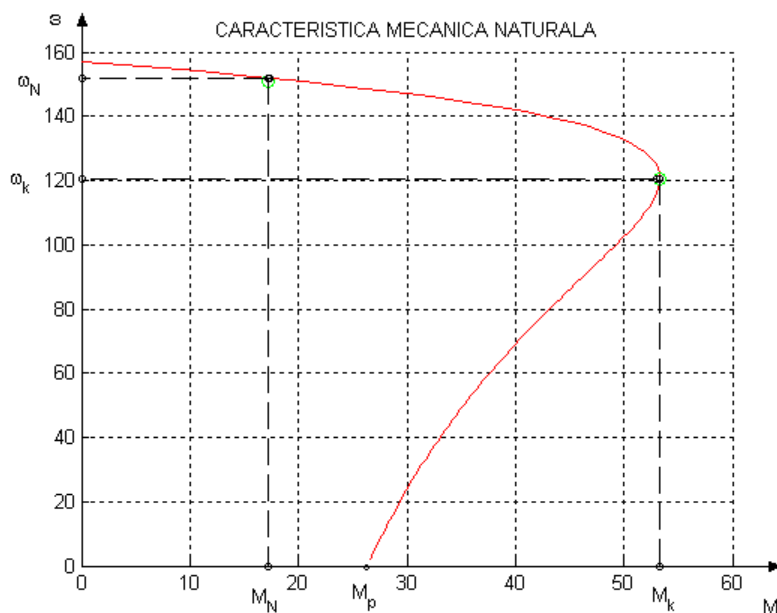
- alunecarea critică are valori uzuale $s_{kN} = (0.15 \div 0.25)$
- raportul $\lambda = M_{kN}/M_N$ se numește capacitate de suprasarcină mecanică și are valori uzuale între $\lambda = 1.8 \div 2.5$.

- cuplul dezvoltat la viteză nulă, respectiv pentru $s = 1$, se numește cuplu de pornire (M_p) și are valori uzuale între $M_p = 0,8 \div 1,3 M_N$
- alunecarea nominală s_N corespunzătoare cuplului nominal M_N are valori uzuale între $s_N = 0,03 - 0,05$;

- $M = f(s)$



- $\Omega = f(M)$



2.2. Caracteristicile mecanice artificiale de tensiune

Caracteristicile mecanice artificiale de tensiune se definesc astfel, în condițiile:

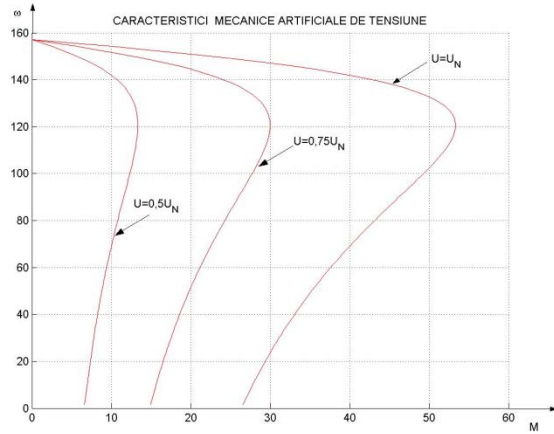
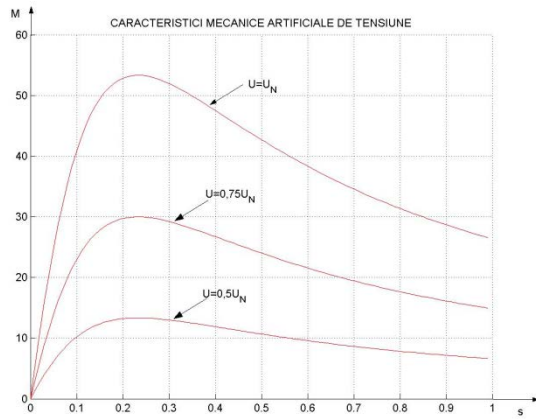
$$\begin{cases} U < U_N \\ f_1 = f_{1N} \\ R_2 = R_{20} \\ R_{2s} = 0 \end{cases}$$

Astfel vom avea:

$$M_{kU} < M_{kN}$$

$$s_{kU} = s_{kN}$$

Aliura caracteristicilor este prezentată mai jos sub formă două dependențe:



2.3. Caracteristicile mecanice artificiale reostatice

Caracteristicile mecanice artificiale reostatice se definesc astfel, în condițiile:

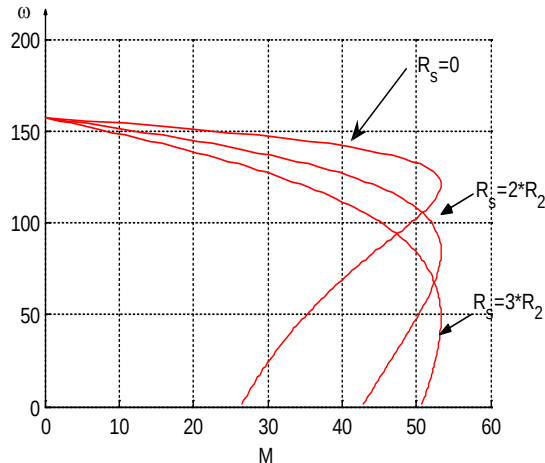
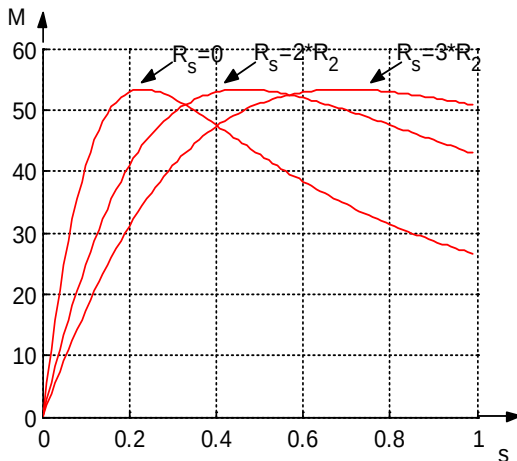
$$\begin{cases} U = U_N \\ f_1 = f_{1N} \\ R_2 = R_{20} + R_{2s} \\ R_{2s} \neq 0 \end{cases}$$

Astfel vom avea:

$$M_{kR} = M_{kN}$$

$$s_{kR} > s_{kN}$$

Aliura caracteristicilor este prezentată mai jos sub forma celor două dependențe:



2.4. Caracteristicile mecanice artificiale de frecvență

Caracteristicile mecanice artificiale de frecvență se definesc astfel, în condițiile:

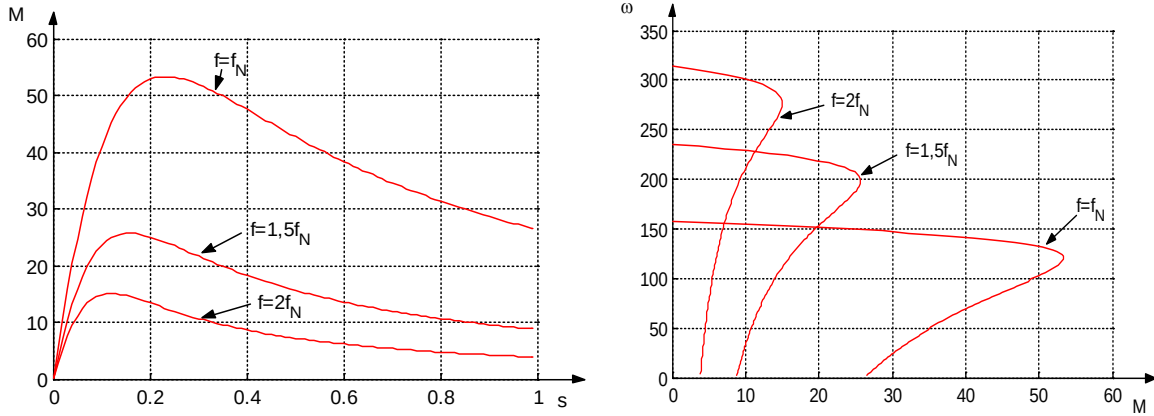
$$\begin{cases} U = U_N \\ f_1 > f_{1N} \\ R_2 = R_{20} \\ R_{2s} = 0 \end{cases}$$

$$M_{kf} < M_{kN}$$

Astfel vom avea: $s_{kf} < s_{kN}$

$$\Omega_{1f} > \Omega_{1N}$$

Aliura caracteristicilor este prezentată mai jos sub forma celor două dependențe:

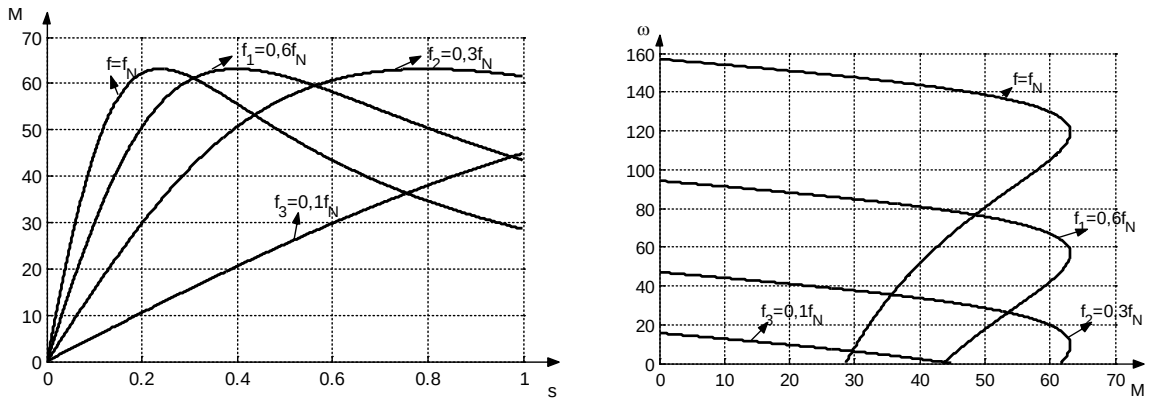


2.5. Caracteristicile mecanice artificiale de tensiune și frecvență

Caracteristicile mecanice artificiale de tensiune și frecvență se definesc astfel, în

condițiile:

$$\begin{cases} U < U_N \\ f_1 < f_{1N} \\ R_2 = R_{20} \\ R_{2s} = 0 \end{cases}$$



Aliura caracteristicilor depinde de corelația care se pastrează între tensiune și frecvență.

O corelație frecvent utilizată este aceea în care $\frac{U}{f_1} = ct = \frac{U_N}{f_{1N}}$.

Aceste caracteristici pastrează practic cuplu critic constant până la frecvențe de 15-20 Hz, apoi acesta scade deoarece căderea de tensiune pe rezistența rotorică devine comparativă cu cea de pe reactanța statorică de dispersie.

Acționarea electrică cu motor asincron trifazat

Comanda

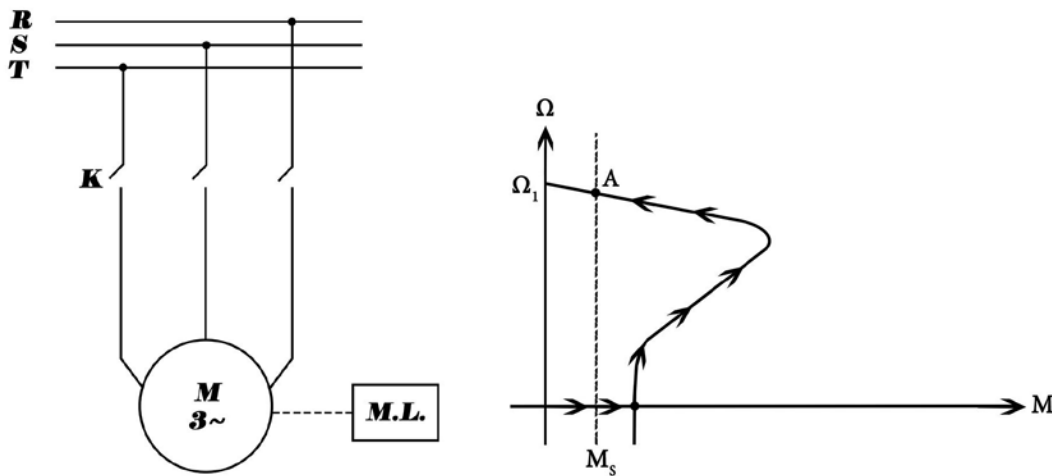
Ne vom referi numai la comanda acționării cu motor asincron cu rotorul în scurtcircuit.

Pornirea:

- 1) Pornirea prin cuplare directă;
- 2) Pornirea cu tensiune redusă;
- 3) Pornirea pe caracteristici artificiale de tensiune și frecvență.

1) *Pornirea prin cuplare directă*

Pornirea se realizează prin simpla închidere a contactelor K. Motorul este alimentat la parametri nominali și accelerează pe caracteristica mecanică naturală.



Punctul A corespunde cuplului static.

Deși este cea mai simplă metodă, poate conduce la curenți de pornire foarte mari care au următoarele efecte negative:

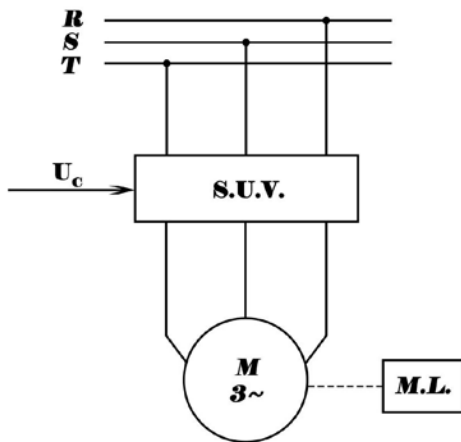
- suprasolicitarea termică a motoarelor
- suprasolicitarea mecanică datorită forțelor electrodinamice care apar
- căderea de tensiune în rețeaua de alimentare și perturbarea celorlalți consumatori

Din acest motiv, există reglementări foarte stricte în legătură cu puterea corelată cu tensiunea de alimentare a motoarelor ce pot fi pornite prin cuplare directă.

2) Pornirea cu tensiune redusă

Motorul se alimentează cu o tensiune redusă care poate proveni de la o sursă de tensiune reglabilă sau prin conectarea motoarelor în stea atunci când conexiunea de funcționare este triunghi.

Alimentându-se inițial motorul cu o tensiune suficient de mică, se poate reduce curentul de pornire la valori rezonabile.



Principial, motorul pornește pe caracteristicile artificiale de tensiune, numărul acestora fiind dat de modalitatea în care se reglează tensiunea (în trepte/continuu).

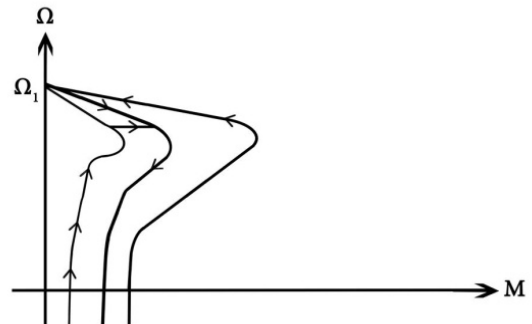
Cuplul de pornire scade o dată cu tensiunea, ceea ce înseamnă că metoda se aplică numai în cazul pornirilor în gol sau cu sarcină mică.

Sursa de tensiune variabilă:

- Autotransformator
- Variator de tensiune alternativă.

O variantă practică a acestei metode este pornirea stea/triunghi. Dacă motorul este proiectat să funcționeze în conexiune triunghi, se pornește cu înfășurarea statorică conectată în stea. În consecință avem:

$$U_{PY} = \frac{U_N}{\sqrt{3}} \rightarrow M_{PY} = \frac{M_p}{3}, \quad I_P = \frac{I_p}{3}.$$



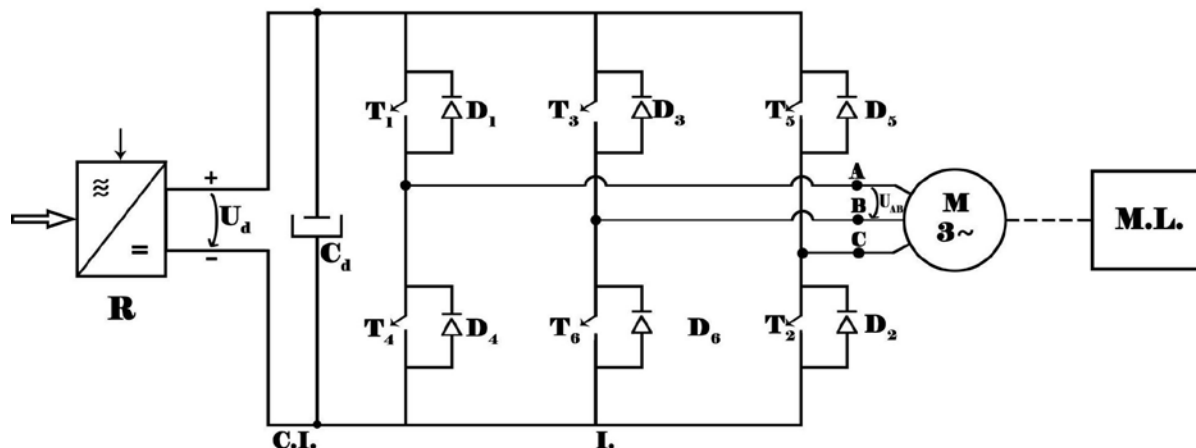
3) Pornirea pe caracteristici artificiale de tensiune și frecvență

Este cea mai avansată pornire deoarece permite atât reducerea curentului de pornire cât și obținerea unui cuplu de pornire mare.

Sistem de acțiune electrică cu motor asincron trifazat și CSITF cu modulație în amplitudine și sursă de tensiune

Convertorul static indirect de tensiune și frecvență este constituit din:

- Redresor comandat (R)
- Circuit intermediar (CI)
- Invertor (I)



Circuitul intermediar conține condensatorul C_d de valoare mare care dă convertorului caracter de sursă de tensiune.

Prin comanda redresorului comandat se reglează valoarea medie a tensiunii din CI și implicit valoarea efectivă a tensiunii de alimentare a motorului. De aici vine denumirea de „modulație în amplitudine”.

Invertorul conține trei brațe (ramuri, faze) identice. T1, T2,...T6 sunt elemente semiconductoare de putere complet comandate:

- tranzistoare
- tiristoare cu blocare pe poartă
- tiristoare obișnuite având fiecare câte un circuit de stingere

Diodele D1, D2,...D6 sunt conectate în antiparalel cu fiecare element T și se numesc diode de curenți inverși, deoarece preiau curentul pe o fază a motorului când acesta are sens invers elementului T închis. De exemplu: când T1 este închis, curentul negativ prin faza A se va închide prin dioda D1.

Comanda invertorului

Pentru obținerea unui sistem trifazat și simetric de tensiuni, comanda respectă următoarele cerințe:

- nu este permisă închiderea simultană a elementelor de pe același braț (fază) (s-ar scurtcircuita CI)

- se comandă succesiv un element de pe partea pozitivă și un element de pe partea negativă (T2,T4,T6)
- defazajul între semnalele de comandă a două elemente succesive este de $\frac{\pi}{3}$ radiani ($\frac{2\pi}{6} = \frac{\pi}{3}$)

Rezultă două consecințe:

- a) defazajul între zonele de comandă succesive a două elemente de pe aceeași parte este $\frac{2\pi}{3}$
- b) defazajul între semnalele de comandă ale elementelor de pe o fază este de π radiani

Sunt posibile două succesiuni de comandă:

1. T1,T2, T3, T4, T5, T6
2. T1, T6, T5, T4, T3, T2

Acestor două succesiuni le corespund succesiunile directe și inverse ale sistemului trifazat de tensiuni ce alimentează motorul. Schimbarea succesiunii de comandă determină sensul de rotație al rotorului.

Pentru utilizarea rațională a convertorului, fiecare element T rămâne închis pe perioada π radiani (aproximativ).

Pentru $\omega t \in \left(0, \frac{2\pi}{3}\right) \rightarrow T1 \equiv "1", T6 \equiv "1",$ de pe fazele A și B și aplicând TKII pe circuitul T1, faza A, faza B, T6 și C_d va rezulta că tensiunea de linie $u_{AB} = U_d$. Când $\omega t \in \left(\frac{2\pi}{3}, \pi\right) \rightarrow T1 \equiv "1", T3 \equiv "1" \rightarrow u_{AB} = 0$

Aplicând din nou TKII pe același circuit dar pe intervalul $\omega t \in \left(\pi, \frac{5\pi}{3}\right) \rightarrow T4 \equiv "1", T3 \equiv "1"$ va rezulta că tensiunea de linie are valoare $u_{AB} = -U_d$

În general, tensiunea de linie este nulă pe intervalul când sunt închise elementele de pe aceeași parte de pe fazele respective și este $\pm U_d$ pe intervalul când sunt închise elementele ale fazelor respective, de pe părți diferite.

Tensiunile de fază sunt determinate de cele de linie, ținându-se seama că:

$$u_{AB} = u_A - u_B \quad (1)$$

$$u_{BC} = u_B - u_C \quad (2)$$

$$u_{CA} = u_C - u_A$$

$$u_A + u_B + u_C = 0 \quad (3) \xRightarrow{(3)} u_C = -u_A - u_B$$

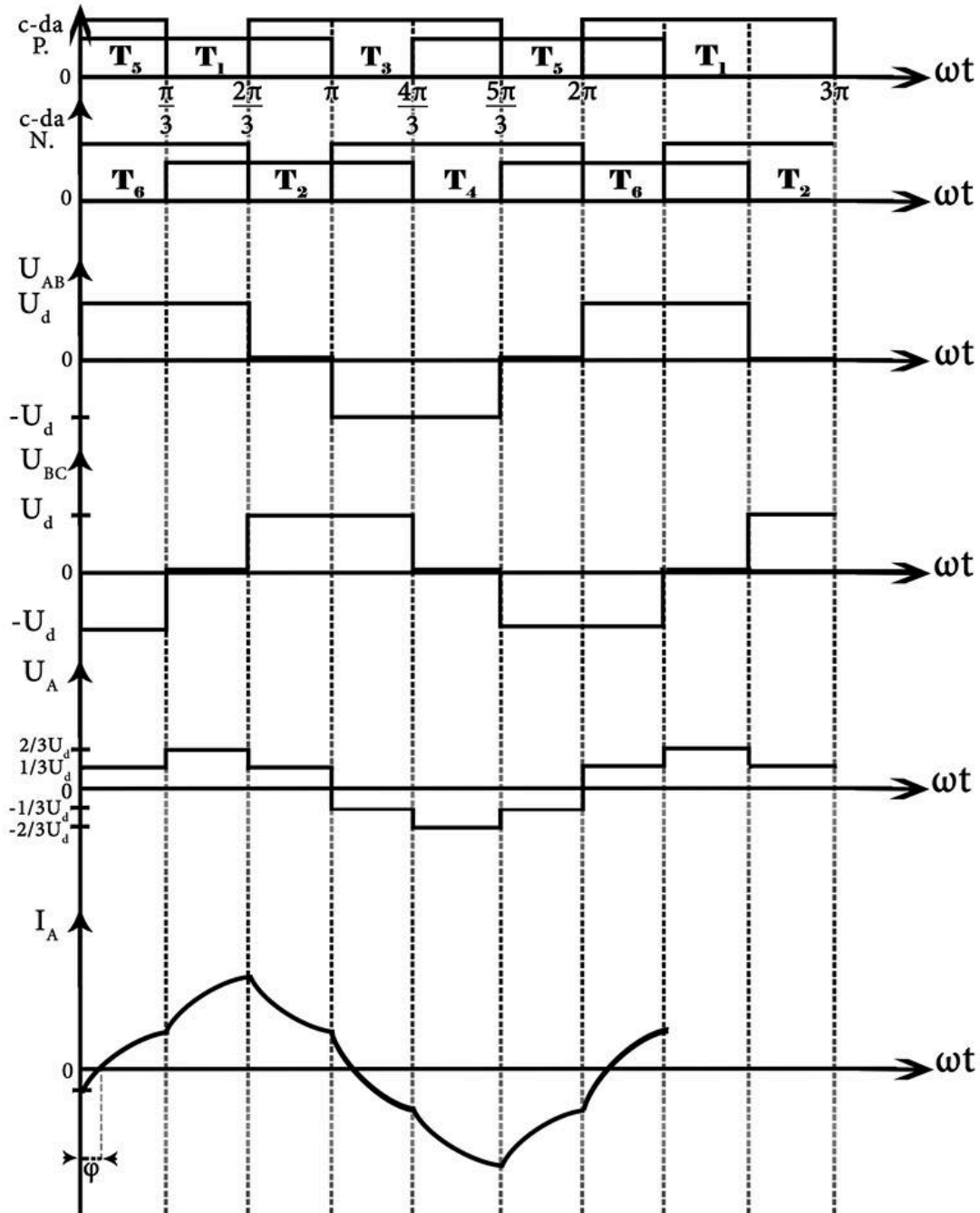
$$\text{Înlocuind în relația (2) } u_C, \text{ va rezulta că } u_{BC} = u_B + u_A + u_B = u_A + 2u_B \quad (4)$$

Eliminând din (1) și (4) pe u_B va rezulta că $2u_{AB} + u_{BC} = 2u_A - 2u_B + u_A + 2u_B$, și calculând mai departe $2u_{AB} + u_{BC} = 3u_A$ Astfel tensiunea pe faza A este dată de expresia $u_A = \frac{1}{3}(2u_{AB} + u_{BC}) \quad (5)$

Aplicând relația (5), pe următoarele două intervale vor rezulta următoarele valori ale tensiunii de fază:

$$\omega t \in \left(0, \frac{\pi}{3}\right) \rightarrow u_{AB} = U_d, \quad u_{BC} = -U_d \xRightarrow{(5)} u_A = \frac{1}{3}(2U_d - U_d) = \frac{1}{3}U_d$$

$$\omega t \in \left(\frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}\right) \rightarrow u_A = \frac{1}{3}(2U_d + 0) = \frac{2}{3}U_d$$



În acest fel, pe fiecare fază se obține o tensiune alternativă, dreptunghiulară simetrică formată din trepte de amplitudine $\frac{U_d}{3}, \frac{2}{3}U_d$, pe fiecare alternanță. Considerând că motorul are caracter RL, curentul pe fază este format din arcuri de exponențiale pe fiecare treaptă de tensiune. Caracterul inductiv al sarcinii determină defazarea trecerilor prin zero ale curentului față de trecerile prin zero ale tensiunii, în urmă cu unghiul φ . Fiecare element conduce într-o perioadă $(\pi - \varphi)$ radiani, iar fiecare diodă un unghi φ

Alegerea și verificarea motoarelor electrice

Încălzirea motoarelor electrice în regim staționar

Cauza încălzirii unui motor electric o constituie pierderile care se produc în acesta.

În general, din punct de vedere al exploatarei unui motor electric, se consideră că pierderile au două componente:

$$p = p_c + p_v$$

unde:

p_c = sunt pierderile constante, care nu depind de încărcare, deci de curentul absorbit de motor. Acestea sunt: pierderile în fier, pierderile mecanice și cele de ventilatie.

În cazul acționării cu m.c.c. cu excitație serie și al acționării cu motor asincron, care nu funcționează la flux constant, denumirea de pierderi constante este generică, deoarece pierderile în fier depind de curentul de sarcină.

p_v = sunt pierderi variabile, care depind de curentul de sarcină, respectiv pierderi prin efect Joule.

Încălzirea ME se studiază în ipotezele:

- Cuplul static se consideră constant $M_s = ct$
- Viteza unghiulară constantă $\Omega = ct$
- Motorul se consideră un corp omogen și izotrop (la un moment dat, în orice punct din masa sa, temperatura este aceeași, iar căldura se propagă identic în orice direcție din masa motorului).

c = căldura specifică ce caracterizează global motorul electric [J/Kg/°C].

- Se neglijează căldura cedată prin radiație, luându-se în calcul numai cea cedată prin convecție.

k = coeficientul de cedare al căldurii prin convecție [J/m²/°C/s].

Ecuatia corespunzătoare procesului de încălzire se determină scriind bilanțul energetic din punct de vedere termic pentru energiile elementare:

$$dq_d = dq_i + dq_c$$

Unde: dq_d este căldura elementară dezvoltată în motor și este determinată de expresia

$$dq_d = p dt$$

dq_i = căldura elementară înmagazinată în motor

$$dq_i = m c d\theta$$

m = masa motorului

θ = supratemperatura

$$\theta = \tau - \theta_a$$

τ -temperatura absolută

θ_a -temperatura mediului ambiant

dq_c = căldura elementară cedată mediului exterior prin convecție

$dq_c = k \cdot S \cdot \theta dt$ k =coeficient de cedare a căldurii prin convecție [J/kg/° C].

S = suprafata prin care se cedează căldură.

Coeficientul k depinde in principal, de natura si viteza fluidului de racire .

Ecuatia calorimetrică devine:

$$p dt = mc d\theta + kS\theta dt \quad | \cdot \frac{1}{kSdt}$$

$$\Rightarrow \frac{mc}{kS} \cdot \frac{d\theta}{dt} + \theta = \frac{p}{kS}$$

$$T = \frac{mc}{kS} - \text{constanta termică de timp}$$

Pentru un motor dat, T depinde doar de k , care depinde de conditiile de ventilatie. Deci, in general, constanta termică de timp la încălzire e diferită de cea de la răcire.

Diferenta dintre T_i si T_r este semnificativă la motoarele cu autoventilatie si mică la motoarele cu ventilatie forțată.

$$\theta_s = \frac{p}{kS} - \text{valoarea de regim stationar a supratemperaturii}$$

Se observă ca, θ_s poate fi redusă (la pierderi p constante) prin cresterea lui k , respectiv îmbunătățirea condițiilor de răcire. De asemenea, un motor dat poate fi încărcat mai mult dacă se îmbunătățesc condițiile de răcire (crește k).

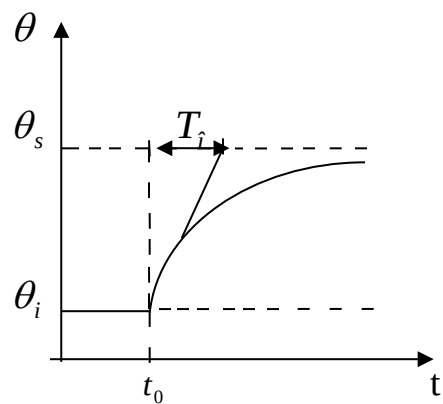
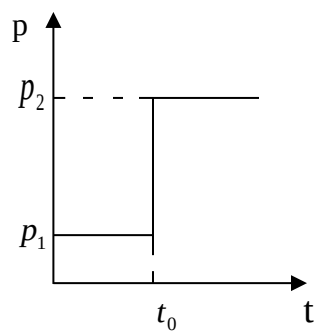
$$T \frac{d\theta}{dt} + \theta = \theta_s$$

$$\theta = C e^{-\frac{t}{T}} + \theta_s$$

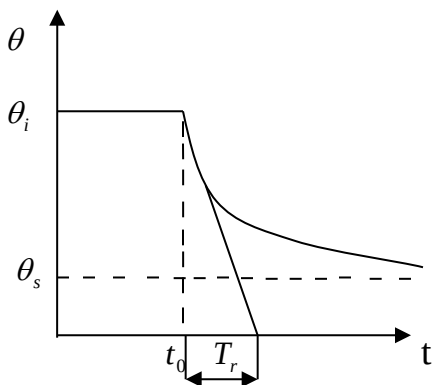
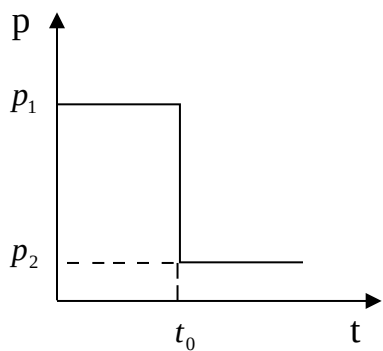
Constanta C se determină din conditia inițială $\theta(0) = \theta_i \Rightarrow C = \theta_i - \theta_s$

$$\theta = \theta_s + (\theta_i - \theta_s) e^{-\frac{t}{T}} - \text{solutia ecuatiei}$$

Variatia supratemperaturii este exponential crescătoare la încălzire ($\theta_s > \theta_i$) si exponential descrescătoare la răcire ($\theta_s < \theta_i$).



Încălzire



Răcire

Alegerea motorului electric

Motorul electric ales trebuie să constituie o soluție cât mai bună, în sensul satisfacerii complete a cerințelor mașinii de lucru, cu cheltuieli de investiții și exploatare minime.

În acest sens trebuie să se țină seama de:

1. puterea cerută de mașina de lucru;
2. serviciul tip în care va funcționa motorul;
3. necesitățile de comandă (pornire, reglare de viteză, frânare, etc.);
4. felul tensiunii și curentului de care se dispune;
5. altitudinea locului unde va funcționa motorul;
6. natura mediului ambiant.

Alegerea puterii motoarelor electrice

Pentru estimarea inițială a puterii pe care trebuie să o aibă motorul electric, se are în vedere puterea necesară la funcționarea în regim staționar și, printr-o majorare a acesteia, se ține seama și de puterea dinamică necesară.

Astfel, dispunând de diagrama cuplului static, $m_s = f(t)$, se calculează cuplul static mediu:

$$M_{smed} = \frac{1}{t_c} \int_0^{t_c} m_s dt$$

Ținând seama că, de multe ori, variația în timp a cuplului static rezultă grafic și are forme neregulate, este util ca această variație reală să fie înlocuită cu o variație în trepte. Acest proces de înlocuire a cuplului static printr-o variație sintetică în trepte se numește echivalare.

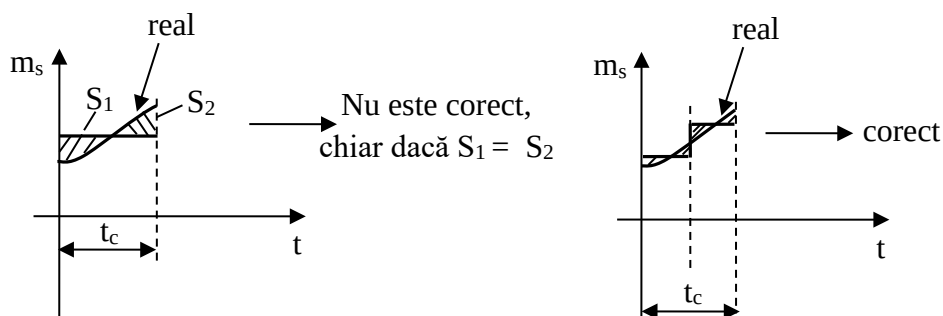
Echivalarea trebuie făcută astfel încât să se respecte 2 criterii:

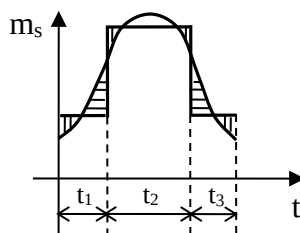
- să se conserve valoarea medie;
- valoarea echivalentă („valoarea efectivă”) să nu fie mai mică.

Știind că integrala definită reprezintă o arie, pentru a se conserva valoarea medie a cuplului static, echivalarea trebuie făcută pe criteriul ariilor egale ($S_1 = S_2$).

Pentru a nu se diminua valoarea echivalentă, este necesar ca fiecărei variații în curba reală să îi corespundă o variație în curba echivalentă.

Ex:





Prin echivalare, integrala de definiție a cuplului static mediu se transformă într-o sumă, rezultând:

$$M_{smed} = \frac{\sum_{k=1}^n M_{sk} t_k}{t_c}, \text{ unde:}$$

t_k – intervalele de timp rezultate după echivalare;

M_{sk} – valoarea cuplului static aproximată pe intervalul t_k .

Se calculează puterea statică medie:

$$P_{smed} = M_{smed} \cdot \Omega_b, \text{ unde:}$$

Ω_b – viteza de bază (viteza la care funcționează mașina de lucru când motorul electric funcționează pe caracteristica mecanică naturală).

Se alege un motor având:

$$P_N = (1,1:1,3) P_{smed}$$

Coeфициntul (1,1:1,3) ține seama că, în decursul unui ciclu de funcționare, motorul trebuie să dezvolte, pe lângă puterea statică, o putere dinamică care nu a fost luată în calcul.

Verificarea motoarelor electrice de acționare

În general, sunt necesare 3 verificări:

- la încălzire;
- la cuplul de pornire;
- la suprasarcină mecanică.

1. Verificarea motoarelor electrice la încălzire

O metodă generală de verificare la încălzire presupune utilizarea diagramei de sarcină care reprezintă variație în timp a cuplului dezvoltat de motor. Pentru întocmirea acesteia, se pornește de la diagrama cuplului static $m_s(t)$ și de la tahograma $\omega(t)$, pe fiecare interval de variație a vitezei și cuplului static determinându-se cuplul dezvoltat de motorul electric:

$$m = m_s + J \frac{d\omega}{dt}$$

Pentru aceasta se parcurg următoarele etape:

- se determină raportul de transmisie necesar:

$$i_{nec} = \frac{\Omega_N}{\Omega_b}$$

- se alege un raport de transmisie standardizat $i_s \approx i_{nec}$ și un reductor (sau alt organ de transmisie) având puterea nominală aproximativ egală cu P_N a motorului ($P_{rN} \geq P_N$). În mod normal reductorului îi corespunde și un anumit randament η_t ;

- pe fiecare interval de timp, t_k , rezultat din echivalarea diagramei cuplului static, caracterizat de o valoare constantă M_{sk} a cuplului static și de un anumit mod de variație a vitezei, se calculează valorile raportate la arborele motorului ale: cuplului static, momentului de inerție, vitezei și accelerației unghiulare.

$$M_{srk} = \frac{M_{sk}}{\eta_t \cdot i_s}; \quad J_{srk} = \frac{J_{sk}}{\eta_t \cdot i_s^2}; \quad \omega_{kr} = i_s \cdot \omega_k; \quad \varepsilon_{kr} = i_s \cdot \varepsilon_k$$

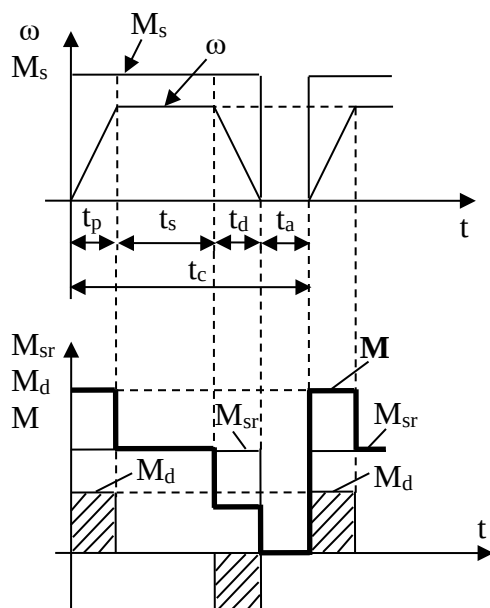
- aplicând ecuația mișcării pe fiecare interval, se calculează cuplul total dezvoltat de motor pe intervalul respectiv:

$$M_k = M_{srk} + \underbrace{(J_m + J_{srk}) \varepsilon_{rk}}_{\text{Cuplul dinamic dezvoltat pe intervalul respectiv}}$$

Reprezentarea în timp a variației cuplurilor M_k reprezintă diagrama de sarcină.

Exemplu:

Se consideră $M_s = ct$, $J_s = ct$ și o tahogramă trapezoidală.



t_p – timp de pornire;
 t_s – timp de funcționare în regim staționar;
 t_d – timp de decelerare;
 t_0 – timp de pauză;
 t_c – durata ciclului.

hașurat – aria delimitată de M_d ;
 $M_{dk} > 0$ dacă $\varepsilon_k > 0$ (ω_k crește);
 $M_{dk} < 0$ dacă $\varepsilon_k < 0$ (ω_k scade).

Presupunând că în acest caz $10\% < DA < 80\%$ și $FI > 2$, încadrarea se face în serviciul S₄, deoarece se constată că motorul nu funcționează în regim de frână (cuplul total dezvoltat de motor și viteza au întotdeauna același semn).

Metode de verificare la încălzire a motoarelor electrice

a) Metoda pierderilor medii

Este cea mai precisă metodă deoarece utilizează pierderile care reprezintă cauza directă a încălzirii, dar este mai laborioasă întrucât necesită cunoașterea valorii randamentului pe fiecare interval de timp.

În general, verificarea la încălzire are drept scop asigurarea că, în condițiile concrete de lucru, supratemperatura motorului electric nu depășește valoarea maxim admisibilă.

θ_s - valoarea de regim staționar a supratemperaturii:

$$\theta_s = \frac{p}{h \cdot s}$$

Valoarea medie pe un ciclu a lui θ_s este:

$$\theta_{med} = \frac{1}{t_c} \int_0^{t_c} \theta_s dt = \frac{1}{h \cdot s} \cdot \underbrace{\frac{1}{t_c} \int_0^{t_c} p dt}_{p_{med}} = \frac{p_{med}}{h \cdot s}$$

p_{med} – pierderile medii pe un ciclu de funcționare

În regim nominal: $\theta_N = \frac{p_N}{h \cdot s}$;

unde: p_N – pierderile nominale pe un ciclu de funcționare.

Condiția de verificare: $\theta_{med} \leq \theta_N$ devine deci: $p_{med} \leq p_N$

Dacă pierderile sunt constante pe intervale și condițiile de răcire sunt diferite de la un interval la altul, p_{med} se calculează astfel:

$$p_{med} = \frac{\sum_{k=1}^n p_k t_k}{\sum_{k=1}^n \beta_k t_k}, \text{ unde:}$$

n – numărul de intervale de timp;

β_k – coeficient ce ține seama de înrăutățirea condițiilor de răcire pe intervalul k .

Dezavantajul este că necesită cunoașterea curbei randamentului, atât funcție de încărcare, cât și de viteza de funcționare.

Pierderile p_k se determină cu relația:

$$p_k = P_k \left(\frac{1}{\eta_k} - 1 \right), \text{ unde:}$$

P_k – puterea mecanică medie pe intervalul k

$$P_k = M_k \cdot \Omega_{med k}$$

b) Metoda curentului echivalent

Se poate aplica atunci când pierderile în fier, de ventilație și mecanice (denumite pierderi constante ale motorului electric) sunt aproximativ constante în raport cu sarcina. Este vorba de funcționarea motorului electric la flux constant (m.c.c. cu excitație separată fără diminuare de flux, motor asincron comandat la $U/f = ct$).

Exprimând pierderile:

$$p = p_{C_N} + p_v, \text{ unde:}$$

p_{C_N} - pierderi constante nominale;

p_v - pierderi variabile.

și aplicând operatorul valoare medie, se obține:

$$p_{med} = p_{C_N} + \frac{1}{t_c} \int_0^{t_c} p_v dt$$

Dar, $p_v = k_1 I^2$, deci:

$$p_{med} = p_{C_N} + \frac{k_1}{t_c} \int_0^{t_c} I^2 dt,$$

unde k_1 – constantă de proporționalitate.

Cum $\frac{1}{t_c} \int_0^{t_c} I^2 dt = I_{ech}^2$ - curentul echivalent $\Rightarrow$:

$$p_{med} = p_{C_N} + k_1 I_{ech}^2$$

Similar, în regim nominal, $p_N = p_{C_N} + k_1 I_N^2$.

Relația de verificare la încălzire $p_{med} \leq p_N$ devine astfel:

$$I_{ech} \leq I_N$$

Dacă avem curentul constant pe intervale și se ține seama și de condițiile de ventilație:

$$I_{ech} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n I_k^2 t_k}{\sum_{k=1}^n \beta_k t_k}}$$

c) Metoda cuplului echivalent

Metoda se poate aplica dacă pierderile numite constante (în fier, mecanice, de ventilație) nu depind de sarcină (ca la metoda curentului echivalent) și, în plus dacă cuplul este proporțional cu curentul absorbit (m.c.c. cu excitație separată și flux nediminuat, motorul asincron funcționând la $U/f = ct$ și $\cos\varphi = ct$).

$$M = k_2 \cdot I, \text{ unde:}$$

k_2 – constanta de proporționalitate $\Rightarrow$:

$I = \frac{M}{k_2}$ și înlocuind în relația de verificare, prin metoda curentului echivalent, se obține:

$$\sqrt{\frac{1}{t_c} \int_0^{t_c} \frac{M^2}{k_2^2} dt} \leq \frac{M_N}{k_2} \Rightarrow M_{ech} \leq M_N$$

$$\Rightarrow \sqrt{\frac{1}{t_c} \int_0^{t_c} M^2 dt} = M_{ech} - \text{cuplul echivalent}$$

Pentru o variație în trepte a cuplului, ținând seama și de condițiile de ventilație:

$$M_{ech} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n M_k^2 t_k}{\sum_{k=1}^n \beta_k t_k}}$$

d) Metoda puterii echivalente

Se aplică dacă, în plus, față de ipotezele metodei cuplului echivalent, puterea este proporțională cu cuplul ($\omega \approx \text{ct} \rightarrow$ căderea statică de viteză să nu depășească 5÷8%). Este cazul funcționării motorului pe o caracteristică suficient de rigidă.

$P = M \cdot \Omega \Rightarrow M = \frac{P}{\Omega}$ și înlocuind în relația de verificare prin metoda cuplului echivalent se obține:

$$P_{ech} \leq P_N - \text{relația de verificare,}$$

unde: $P_{ech} = \sqrt{\frac{1}{t_c} \int_0^{t_c} p^2 dt}$, iar dacă p este constant pe interval și se ține seama de ventilație:

$$P_{ech} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n P_k^2 t_k}{\sum_{k=1}^n \beta_k t_k}}$$

2. Verificarea motorului electric la cuplul de pornire

Se face numai pentru motoarele asincrone care pornesc prin cuplare directă la rețea. Pentru celelalte cazuri, la calculul pornirii, se are în vedere deja relația de verificare, sau verificarea este inclusă în verificarea la suprasarcină mecanică.

Relația de verificare:

$$M_{p \text{ diagrama}} \leq 0,85 \cdot M_{p \text{ catalog}}$$

$$M_{p \text{ diagrama}} = M_{sr}(0+) + J_{tr} \cdot \varepsilon_r(0+) - \text{se calculează din diagrama neechivalentă}$$

Coeficientul 0,85 ține seama de posibilitatea de reducere a tensiunii de alimentare cu 5% față de tensiunea nominală, posibilitate prevăzută în norme.

3. Verificarea la suprasarcină mecanică

Are 2 forme specifice m.c.c. și motorului de c.a.

Pentru motoarele de c.c. în relația generală de verificare:

$$M_{\max \text{ diagrama}} < M_{\max \text{ catalog}}$$

se ține seama că o suprasarcină este condiționată în primul rând nu de considerente mecanice, ci din motive de comutație.

De aceea, relația de verificare este legată de curent:

$$I_{\max \text{ diagrama}} \leq I_{\max \text{ adm}}$$

Dacă în catalog nu se indică $I_{\max \text{ adm}}$, se verifică relația:

$$\frac{I_{\max \text{ diagrama}}}{I_N} \leq (1,5 \div 2)$$

Pentru motoarele de construcție specială, acest raport poate fi mai mare:

- pentru motoarele de c.a (asincrone și sincrone), verificarea constă în:

$$\frac{M_{\max \text{ diagrama}}}{M_N} \leq 0,85 \lambda_c, \text{ unde:}$$

λ_c – coeficient de suprasarcină mecanică, indicat în catalog.

Corectarea puterii motorului

Puterea nominală a unui motor electric corespunde serviciului nominal tip și temperaturii mediului ambiant considerate la proiectare.

Atunci când condițiile de lucru diferă de cele luate în calcul la proiectare, este necesară corectarea puterii nominale.

1. *Corectarea funcție de temperatura mediului ambiant*

$$P_{N_c} = P_N \sqrt{1 - \frac{\theta_a - \theta_{ap}}{\theta_{iz}} (1 + a)} \text{ - relația de corectare, unde:}$$

P_{N_c} - puterea nominală corectată;

θ_{ap} - temperatura mediului ambiant luată în calcul la proiectare, $\theta_{ap} = 40^\circ \text{C}$;

θ_a - temperatura mediului ambiant în care funcționează motorul;

θ_{iz} - supratemperatura clasei de izolație în care a fost construit motorul;

$a = \frac{P_{vN}}{P_{cN}}$ - raportul dintre pierderile variabile nominale și cele constante nominale, care

trebuie să fie o dată de catalog sau, dacă nu, se estimează.

Pentru climatul temperat, dacă $\theta_a \leq \theta_{ap}$, nu se face corecție.

2. *Al 2-lea mod de recorectare* a P_N apare când motorul electric funcționează în alt serviciu decât cel pentru care a fost construit.