

Structura generală a unui sistem de acționare electrică

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

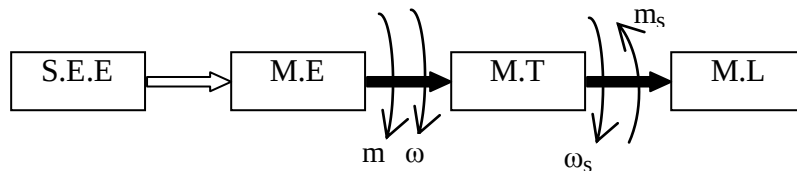
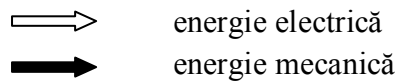


Fig.1 Schema bloc a unei acționări electrice



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 [$N \cdot m$]

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 – raportul de transmisie

$$i = \frac{\omega}{\omega_s}$$

$\eta_{M.T.}$ – 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 ca 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:

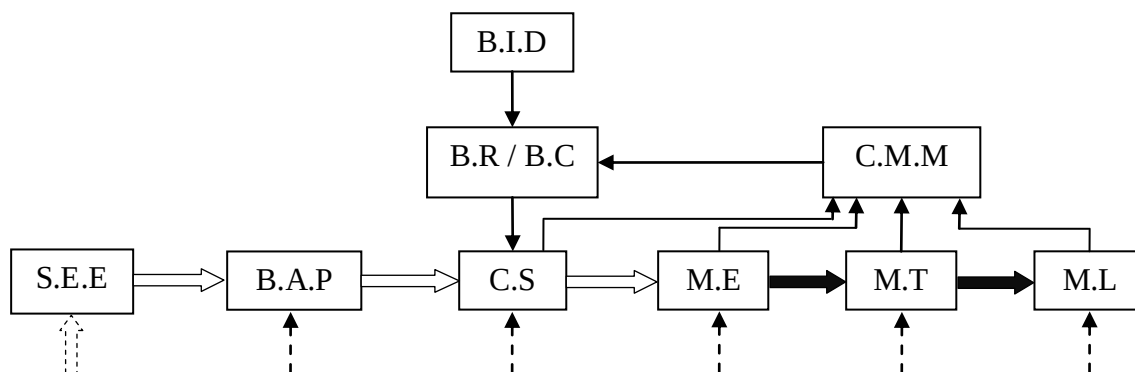


Fig.2 Schema bloc a unui sistem de acționare electrică

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 despre 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, viteză, 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)

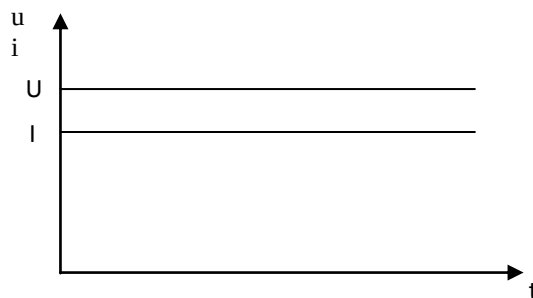


Fig.1.3. Formele de undă ale curentului și ale tensiunii ce caracterizează sursa clasică

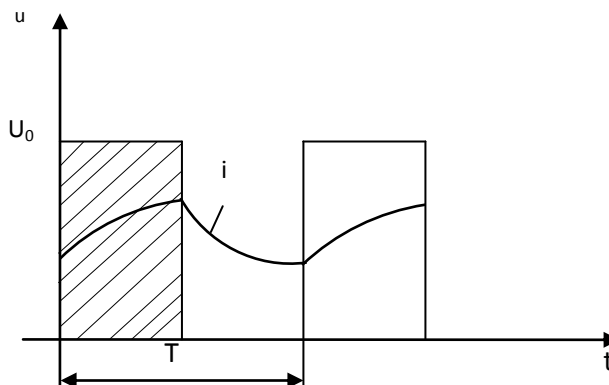


Fig 1.4. Formele de undă ale curentului și ale tensiunii ce caracterizează convertoarele statice

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.

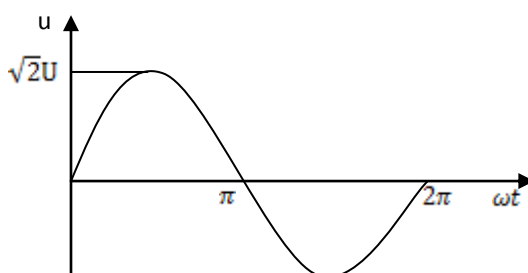


Fig 1.5. Forma de undă a tensiunii ce caracterizează sursa clasică

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;

$\sqrt{2}U, \sqrt{2}I$ - amplitudini;

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).

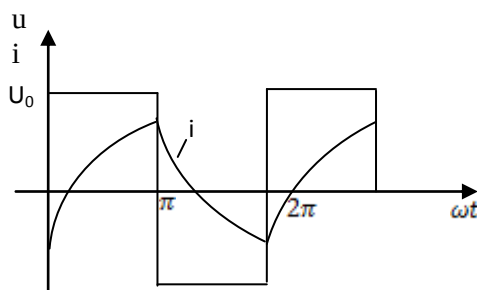


Fig 1.6. Formele de undă ale curentului și ale tensiunii ce caracterizează convertoarele statice

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.

$$A_k = \frac{2}{T} \int_0^T u \cdot \sin k\omega t \cdot dt \quad (1.5)$$

$$B_k = \frac{2}{T} \int_0^T u \cdot \cos k\omega t \cdot dt$$

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.

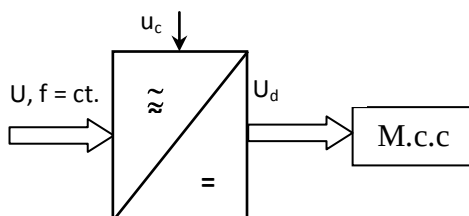
$$THD = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}{U_1^2}} = \sqrt{\frac{U_{ef}^2 - U_1^2}{U_1^2}} = \sqrt{\left(\frac{U_{ef}}{U_1}\right)^2 - 1} \quad (1.9)$$

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

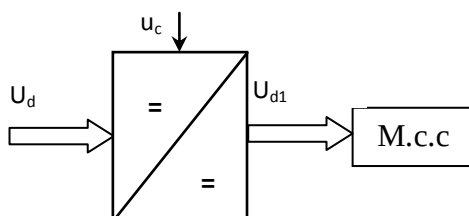
$$THD^{(v)} = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}{U_{ef}^2}} = \sqrt{1 - \left(\frac{U_1}{U_{ef}}\right)^2} \quad (1.10)$$

Clasificarea S.A.E.*1. Sisteme de acționare cu motoare de curent continuu*

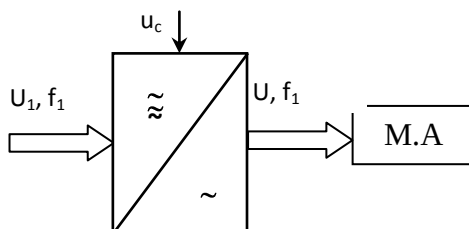
- a. Sisteme de acționare electrică cu motoare de curent continuu și redresor complet comandat



- 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

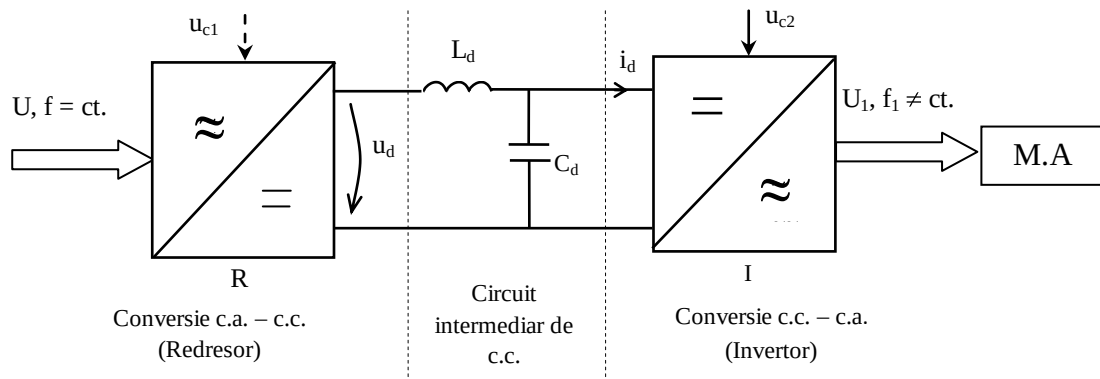


Fig.1.7. Schema de principiu a S.A.E. cu M.A. și convertor static de tensiune și frecvență indirect

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 pusurilor 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 acțiunilor electrice

Prin cinematică se înțelege studiul elementelor de mișcare. În cadrul acțiunilor 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 acțiunilor 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 acțiune 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.

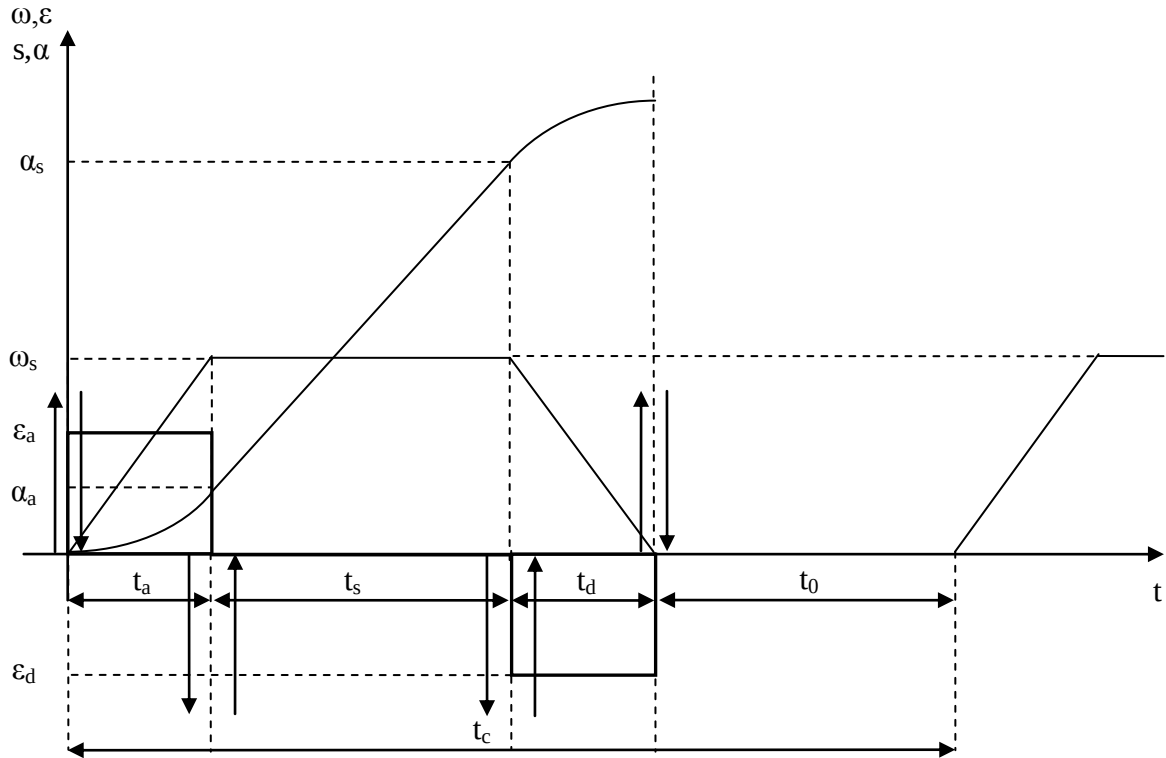
Există 3 timpi (intervale):

- 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 ”.

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

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



Se considera evoluția marimilor pe cele trei intervale:

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

Pe acest interval mișcarea este uniform variată ($\varepsilon = ct$) iar accelerația este constantă 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:

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

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

- 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 ($\varepsilon = ct$) iar accelerația este constantă, 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 soliciță puternic elementele de transmitere a mișcării și provoacă efecte fiziologice neplăcute asupra persoanei.

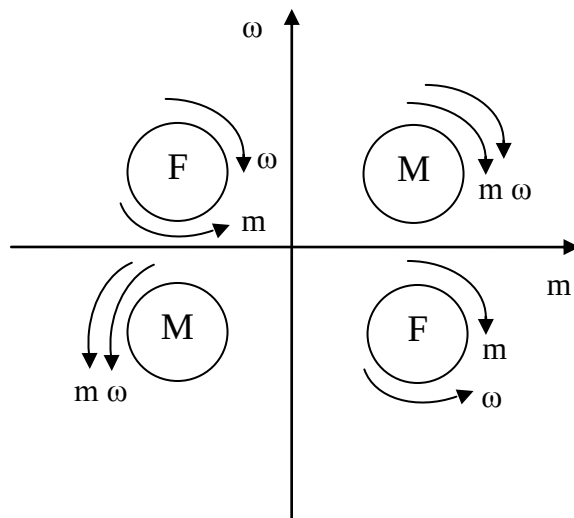
2.Cupluri

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:



- 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 greutateii 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.

- a) m_s – se opune mișcării $\Rightarrow m_s$ are același semn cu ω
- b) 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

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

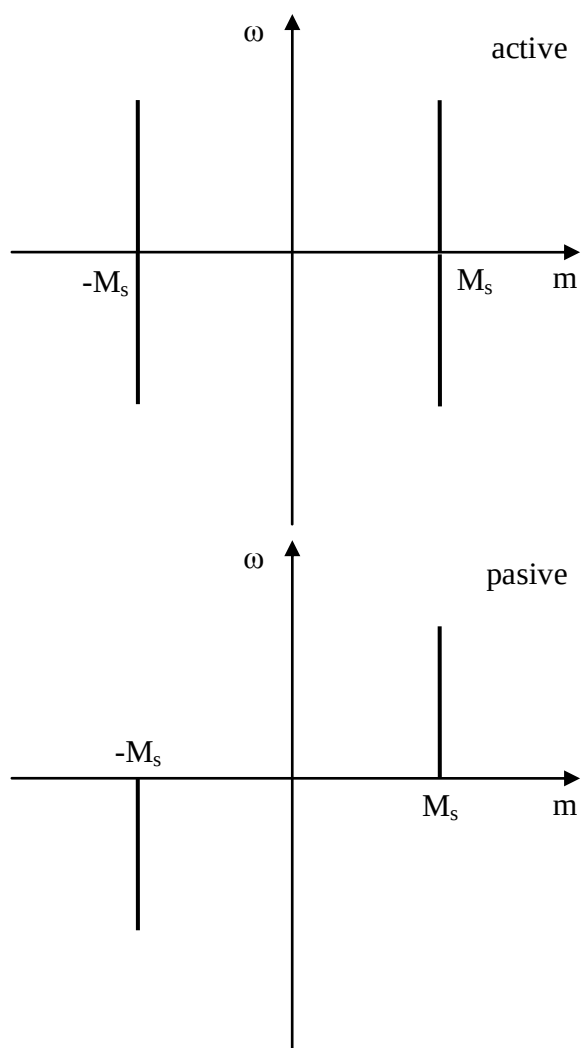
$$m_d = m - m_s$$

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.

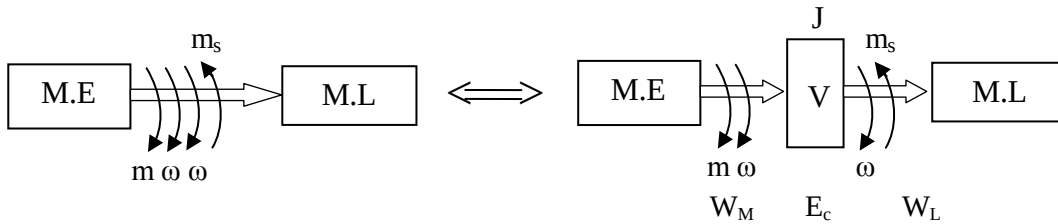
Datorită utilizării convertoarelor statice în acționările electrice s-a introdus noțiunea de *regim cvasistaționar*, regim în care echilibrul energetic se realizează între valorile medii, pe o perioadă, ale mărimilor ce descriu funcționarea acționării.



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 consideră 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 consideră 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:

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

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

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

Ecuatia poate fi pusă 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:

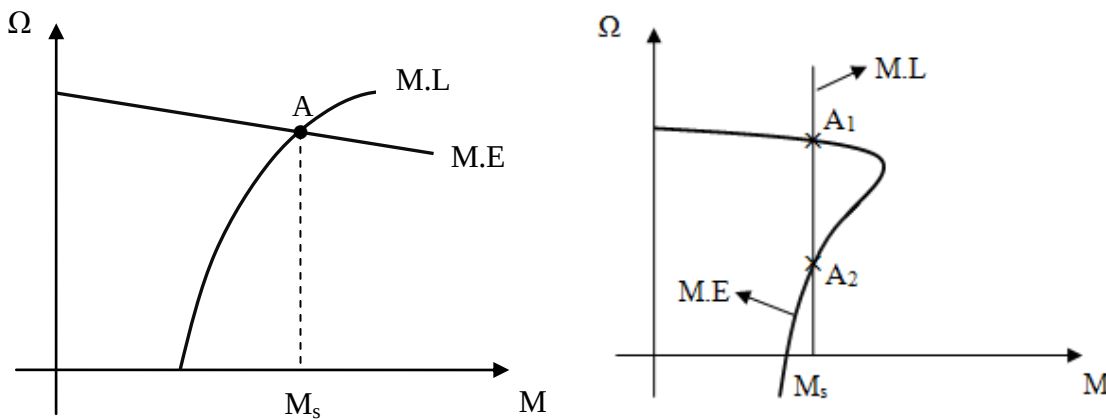
$$m > m_s \Rightarrow \frac{d\omega}{dt} > 0, \omega \uparrow \text{ apare regimul de accelerare}$$

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

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

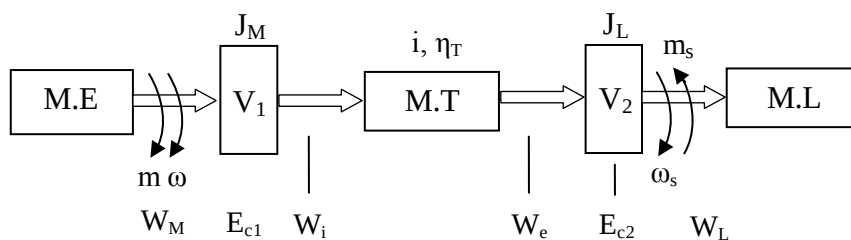
Cuplul dinamic este un efect al acțiunii cuplului motor și cuplului static.

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:

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

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

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 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} – cuplul static raportat

$$m_{sr} = \frac{m_s}{i \cdot \eta_T}$$

J_{Lr} – momentul de inerție raportat al mașinii de lucru

$$J_{Lr} = \frac{J_L}{i^2 \cdot \eta_T}$$

J_t = momentul de inerție total

$$J_t = J_M + J_{Lr}$$

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: $i = 10$ 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.

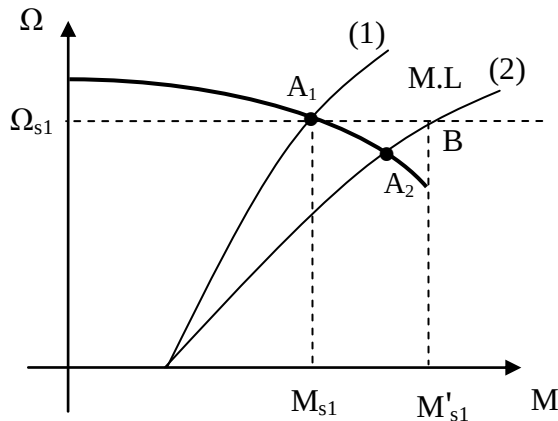
Un punct static de funcționare este *static stabil* dacă la apariția unei perturbatii mici și lent variabile în timp, punctul se deplasează într-un nou punct static de funcționare.

Daca punctul de functionare oscileaza continuu sau se deplaseaza in sens contrar noului punct stationar de functionare, acest punct se numeste static instabil.

Orice perturbatie din punct de vedere al stabilitatii statice are ca efect modificarea, fie a caracteristicii mecanice a motorului, fie caracteristicii masinii de lucru, fie a ambelor.

Pentru analiza stabilitatii statice se utilizeaza o metoda grafo-analitica si o metoda analitica.

Ex: 1) Fie o actionare cu caracteristica din figura urmatoare:



Rezulta un singur pct. stationar de functionare A_1 pe care il analizam d.p.d.v al stabilitatii statice.

Presupunem ca apare o perturbatie care modifica caracteristica M.L. si careia ii corespunde un nou pct. stationar de funct. A_2 . Perturbatia poate fi cresterea densitatii aerului.

Analiza stabilitatii

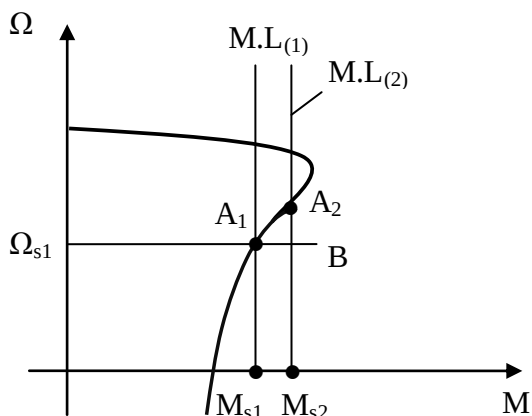
Datorita inertiei in momentul initial, viteza nu se modifica, iar pe caracteristica M.L.(2), vitezei Ω_{s1} ii corespunde M'_{s1}

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 de stationare B se deplaseaza spre $A_2 \Rightarrow$ punctul A_1 analizat este un punct static stabil.

Ex: 2) Presupunem ca apare o perturbatie care modifica tot caracteristica masinii de lucru ca in figura urmatoare.



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

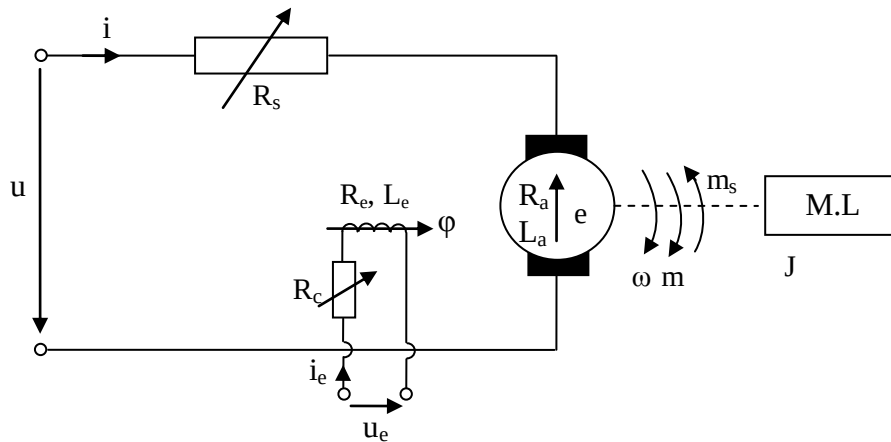
$\Rightarrow A_1$ punct static instabil (pentru ca punctul de functionare nu se deplaseaza spre A_2 ci in sens contrar.

- 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 $L_a = ct$

R_e, L_e - rezistența respectiv inductivitatea înfășurării de excitație, $L_e = ct$.

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.

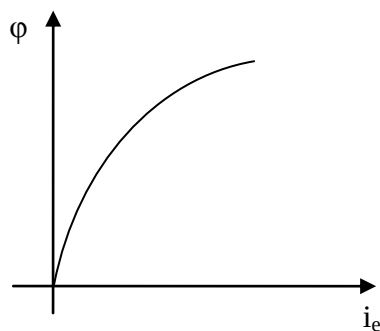
Întotdeauna se alimentează prima dată înfășurarea de excitație. Astfel în circuitul de excitație apare curentul „ i_e ” a cărui evoluție în timp este dată de teorema a II-a a lui Kirchoff.

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

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

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 Kirchhoff pe circuitul indusului:

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

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

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 - nr de perechi de poli

a - nr căilor de curent în paralel

N - nr 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:

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

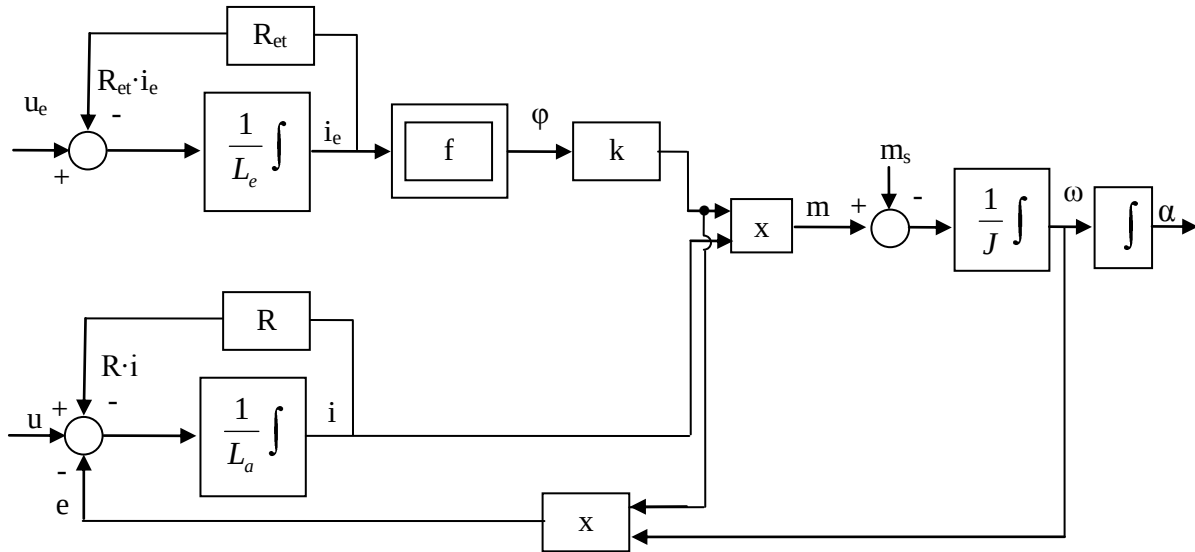
Cele șase relații reprezintă ecuațiile de funcționare ale motorului de curent continuu cu excitație separată.

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
- Mărimi de stare: i , i_e , ϕ
- Parametrii: R_{et} , R , L_e , L_a , k , J

Dintre acești parametri 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.

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

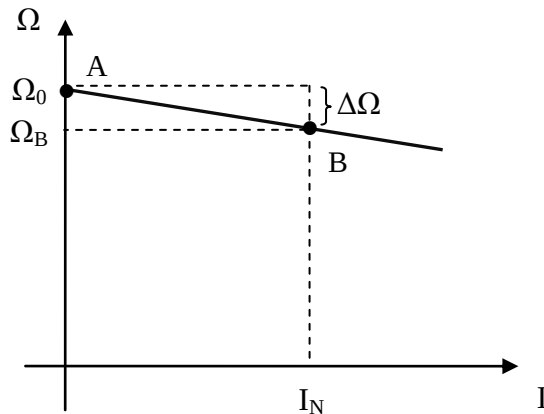
Caracteristicile electromecanice se definesc ca fiind dependența dintre viteza unghiulară și curentul prin indusul motorului, în regim staționar, în condițiile în care toți parametrii sunt constanți.

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
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.

$$\Delta \Omega = \frac{R}{k \Phi} I \rightarrow \text{cădere statică de viteză}$$

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

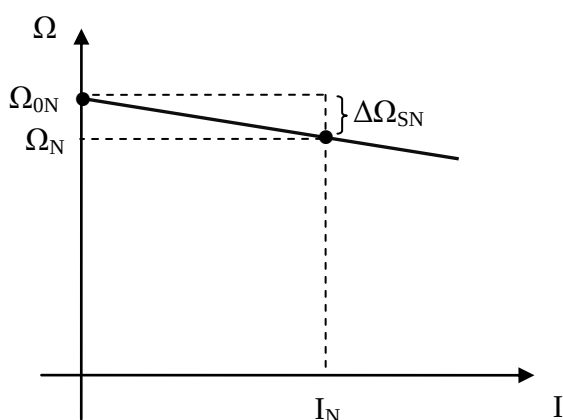
1. Caracteristica electromecanică naturală

Această caracteristică electromecanică este unică deoarece corespunde mărimilor nominale pentru care motorul a fost proiectat.

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

Ecuția caracteristicii electromecanice naturale are forma:

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



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

$$\Omega_{0N} = \frac{U_N}{k\Phi_N} \quad \Delta\Omega_{SN} = \frac{R_a}{k\Phi_N} I_N$$

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

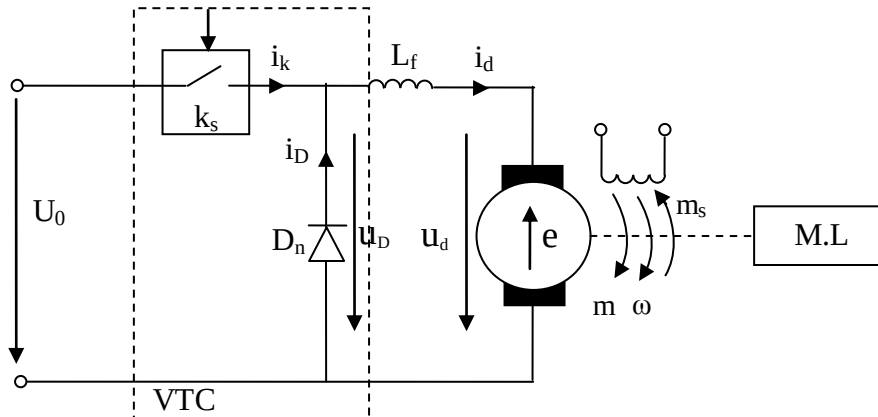
Dacă pentru tensiunea de alimentare a înfășurărilor de excitație nu se indică nici o valoare, atunci aceasta se alimentează de la o tensiune egală cu tensiunea de alimentare a indusului. Datele nominale se găsesc pe o plăcuță aplicată pe motor. Pe baza acestor date se poate trasa complet caracteristica electromecanică naturală.

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 transform 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:

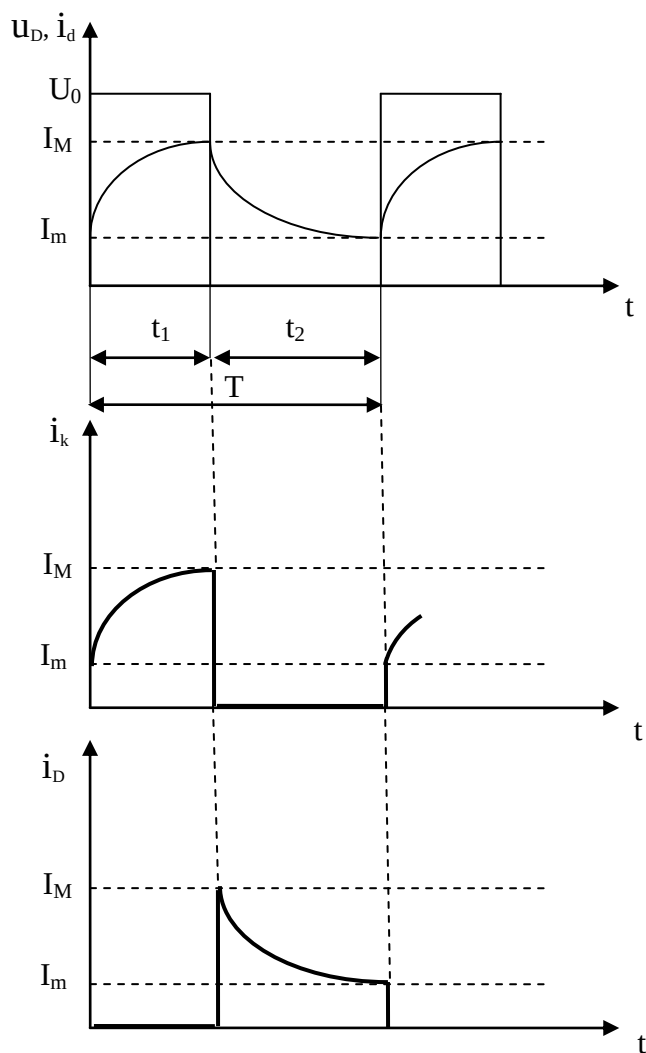
$$k_s = \begin{cases} 1 & \text{pe } t_1 \\ 0 & \text{pe } t_2 \end{cases} ; \quad T = t_1 + t_2$$

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.

$$i_D = 0; \quad i_k = i_d$$



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

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:

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

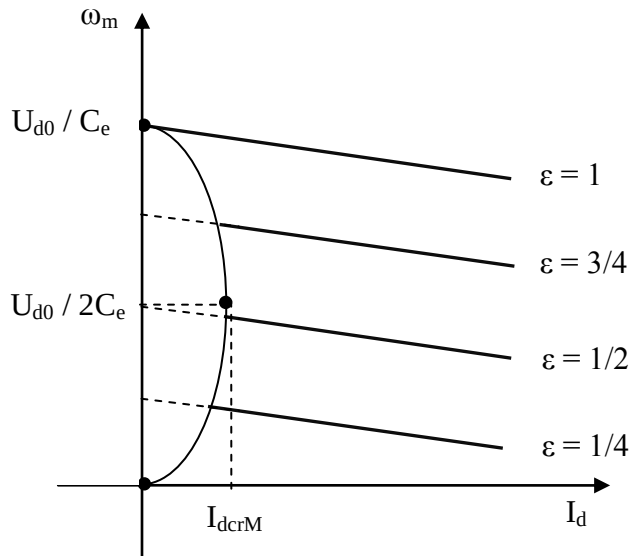
$$\underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T u_d dt}_{U_d} = R_a \underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T i_d dt}_{I_d} + L_a \underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T \frac{di_d}{dt} dt}_{=0} + \underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T C_e \omega dt}_{C_e \omega_m}$$

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

$$U_d = \varepsilon U_0$$

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

Caracteristicile sunt drepte paralele cu panta negativă:



Comanda sistemului:

- se realizează prin modificarea factorului de comandă ε ;
- deoarece $\varepsilon \in [0,1] \Rightarrow$ sistemul poate funcționa numai în regim de motor;
- se realizează pornire și reglare de viteză pe caracteristici artificiale de tensiune.

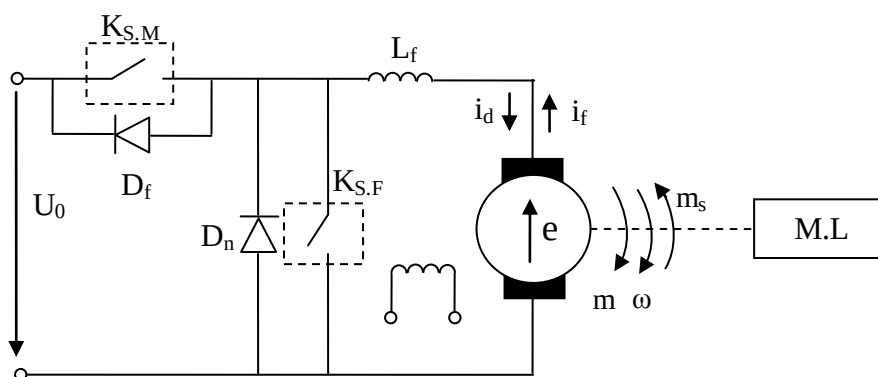
În funcție de cum se modifică ε , există 3 metode de comandă:

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.: 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.

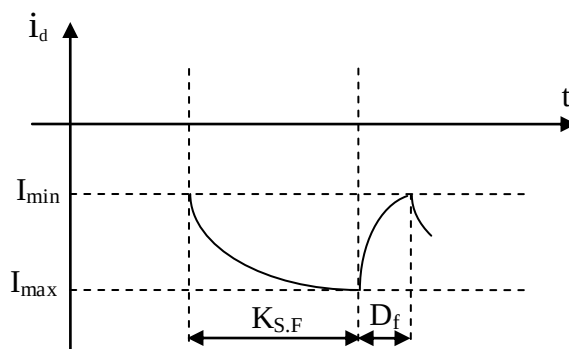
Pentru trecerea în regim de frână se parcurg următoarele etape:

- 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.

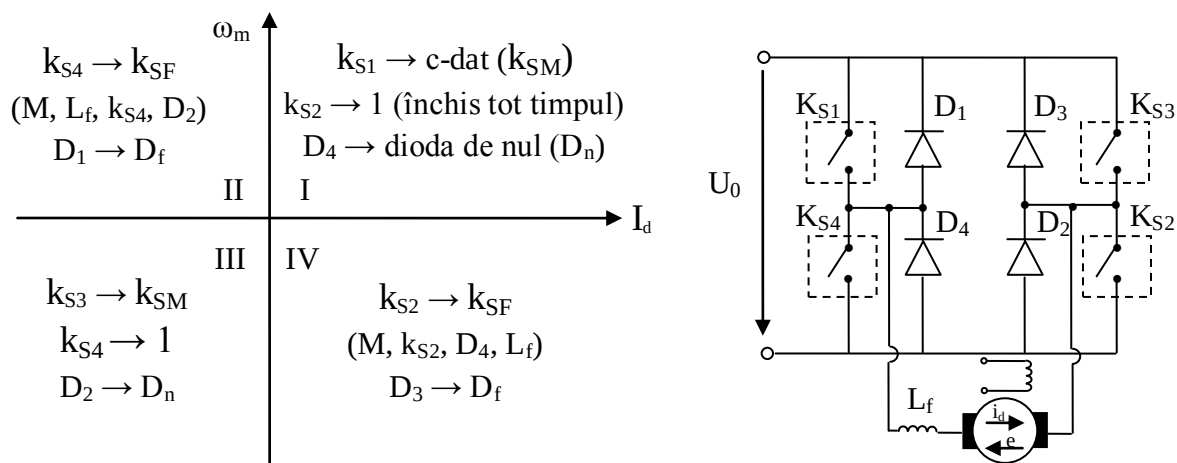


Obs. În intervalul cât conduce $K_{S,F}$ acționarea funcționează în regim de frână dinamică, iar când conduce D_f în regim de frână cu recuperare. Limitele $I_{\min}$ și $I_{\max}$ depind și de curentul de sarcină, respectiv de cuplul care trebuie frânat. Comanda $K_{S,F}$ se face în funcție de curent 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)
- $D_4 \rightarrow \text{dioda de nul } (D_n)$

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 exploatării unui motor electric, se considera că pierderile au două componente:

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

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 ventilație.

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 = pierderi variabile, care depind de curentul de sarcină, respective pierderi prin efect Joule.

Încălzirea ME se studiază în ipotezele:

- Cuplul static se consideră constant $M_s = \text{ct}$
- Viteza unghiulară constantă $\Omega = \text{ct}$

Motorul se considera 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 $[\text{J/Kg}^\circ\text{C}]$.

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

k = coeficientul de cedare al căldurii prin convecție $[\text{J/m}^2/^\circ\text{C/s}]$.

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

$$dq_d = dq_i + dq_c$$

dq_d = căldura elementară dezvoltată în motor $dq_d = p dt$

dq_i = căldura elementară înmagazinată în motor $dq_i = m c d\theta$

m = masa motorului

θ = suprațimperatură

dq_c = căldura elementară cedată mediului exterior prin convecție

$$dq_c = k S \theta dt \quad k = \text{coeficient de cedare a căldurii prin convecție}$$

S = suprafața prin care se cedează căldura

Coeficientul k depinde în principal, de natura și viteza fluidului de răcire.

Ecuatia calorimetrică devine:

$$p dt = m c d\theta + k S \theta dt \quad | \quad 1/k S dt$$

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

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

Pentru un motor dat, T depinde doar de k , care depinde de conditiile de ventilatie. Deci, in general, constanta termica de timp la incalzire e diferita de cea de la racire.

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

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

Se observa ca, θ_s poate fi redusa (prin pierderi constante) prin cresterea lui k , respectiv imbunatatirea conditiilor de racire. De asemenea, un motor dat poate fi incarcat mai mult daca se imbunatatesc conditiile de racire.

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

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

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

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

Variatia supratemperaturii este exponential crescatoare la incalzire ($\theta_s > \theta_i$) si exponential descrescatoare la racire ($\theta_s < \theta_i$).

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.

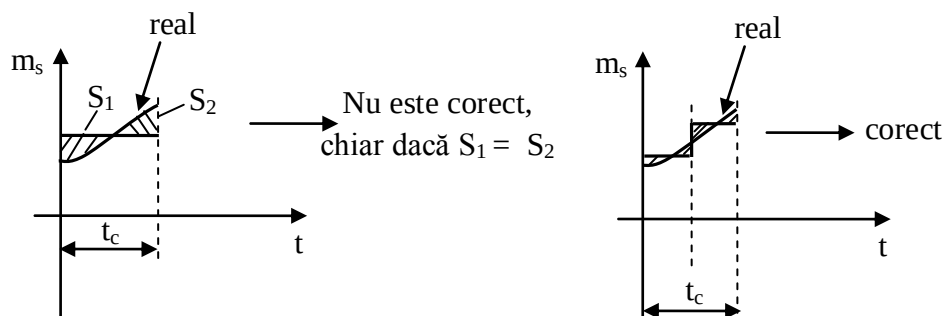
Echivalarea trebuie făcută astfel încât să se respecte 2 criterii:

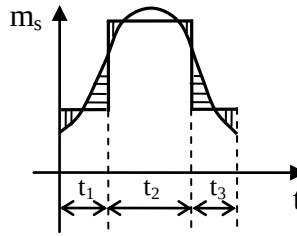
- să se conserve valoarea medie;
- valoarea echivalentă („valoarea efectivă”) să nu fie mai mică.

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:

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

Coefficientul (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.

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

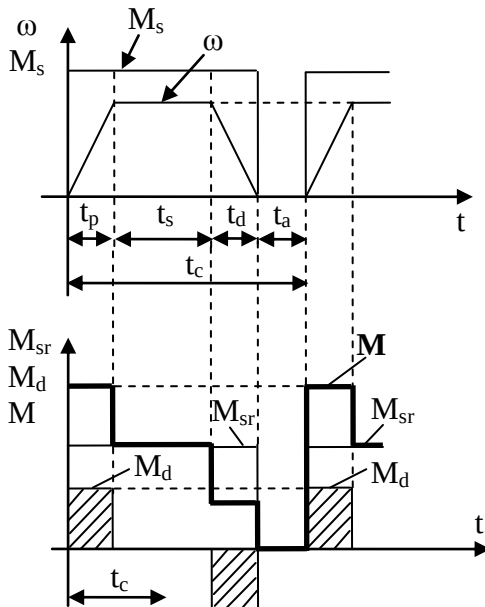
- aplicând ecuația mișcării pe fiecare interval, se calculează cuplul total dezvoltat de motor pe intervalul respectiv:

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

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 S_4 , 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 viteză 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

$$P_k = M_k \cdot \Omega_{medk}$$

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 $U/f = \text{ct}$).

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 $U/f = \text{ct}$ și $\cos\varphi = \text{ct}$).

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

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:

$$\frac{I_{\max \text{ diagrama}}}{I_N} \leq \left[5 \div 2 \right]$$

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

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

P_{N_c} - puterea nominală corectată;

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

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.