

Problemele speciale ale mașinilor electrice

Domeniul: Inginerie Electrica
Specializarea de Sisteme Electrice
Anul 3

Sef. Lucrări Vîrlan Bogdan
Universitatea Tehnica Gheorghe Asachi din Iasi
Facultate de Inginerie Electrica, Energetica si Informatica Aplicata

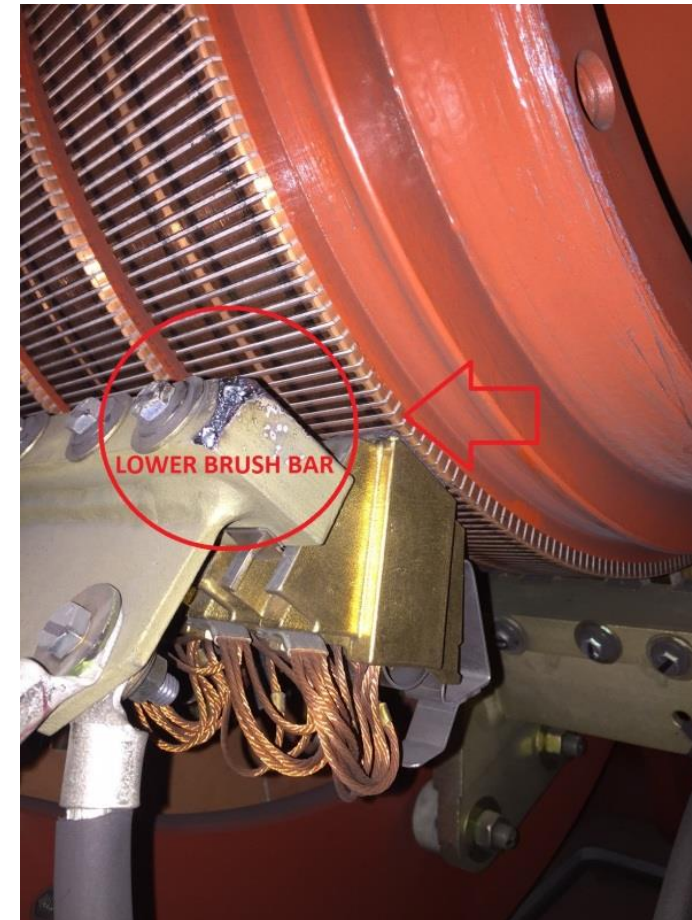
Problemele speciale ale mașinilor electrice

Cursul numărul 1

Sef. Lucrări Vîrlan Bogdan

Tematica și importanța cursului

- . Probleme specifice la mașina de curent continuu:*
 - Înfășurările multiple și combinate ale indusului mașinii de c.c.*
 - Reacția indusului și comutația: influența asupra expresiei tensiunii induse și a cuplului electromagnetic, mijloace de ameliorare.*
 - Motoare de c.c. excitate electromagnetic și cu magneti permanenți: scheme, pornire, caracteristici, reglajul vitezei.*



Tematica și importanța cursului

Probleme specifice privitoare la mașina de inducție:

- Particularități de construcție ale mașinilor de inducție, înfășurări speciale bifazate și trifazate, cu pas scurtat, cu q fracționar, in bare, pentru schimbarea numărului de perechi de poli, inclinarea creștăturii, factor de înfășurare.*
- Armonicile de ordin superior – cupluri parazite*
- Construcții neconvenționale: cu rotor cu creștătura în pană, cu rotor cu dubla colivie, cu rotor exterior, metode speciale de creștere a cuplului de pornire,*
- Metode și strategii speciale de reglare a turației motoarelor asincrone*



Tematica și importanța cursului

Probleme specifice conversiei electromecanice la mașina sincronă

- *Sisteme moderne de excitație,*
- *Ecuatii, diagrama curentului, reglajul puterilor active și reactive*
- *Generatoare sincrone de mare putere, particularități de construcție,*
- *Motoare sincrone cu excitație prin magneți permanenți și hibride, reglajul vitezei motorului sincron cu și fără senzor de poziție*
- *Stabilitatea statică și stabilitatea dinamică a mașinii sincrone.*

Transformatoare de măsură

- *Transformatoare de curent;*
- *Transformator de tensiune.*

Transformatoare cu trei înfășurări

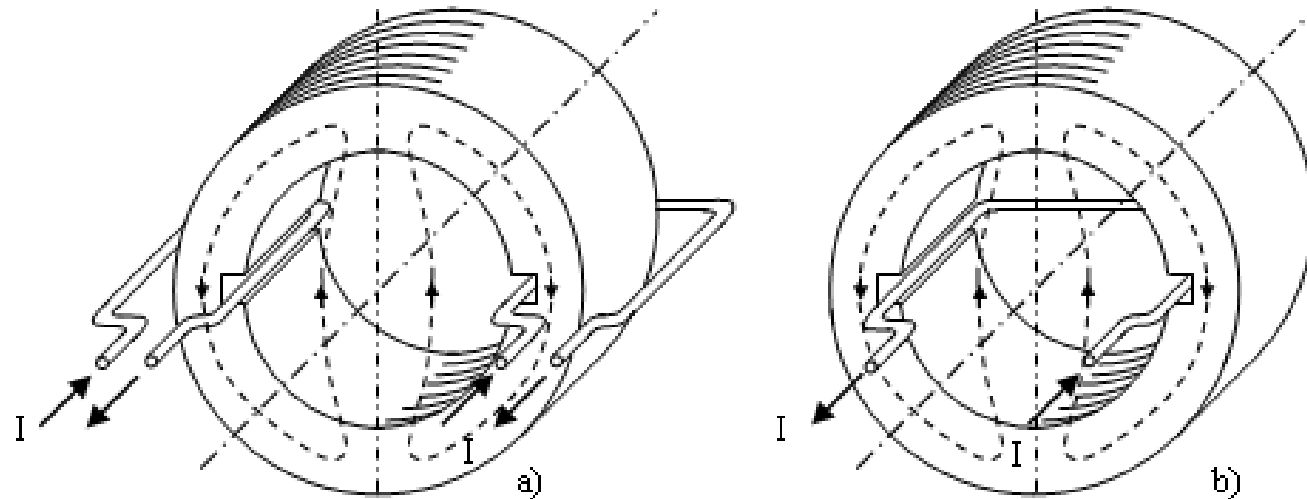
Autotransformatoare

Regimul deformant al transformatoarelor.



Tipuri de înfășurări utilizate în construcția mașinilor electrice

- Conductorul activ face parte dintr-o spirală, care cuprinde:
- 2 conductoare orientate pe direcția axială (unul sau ambele fiind plasate în creștături, deci active)
 - două laturi aproximativ perpendiculare pe precedentele care constituie părțile frontale ale spirei, cu rol numai de a închide circuitul electric al spirei



Tipuri de înfășurări utilizate în construcția mașinilor electrice

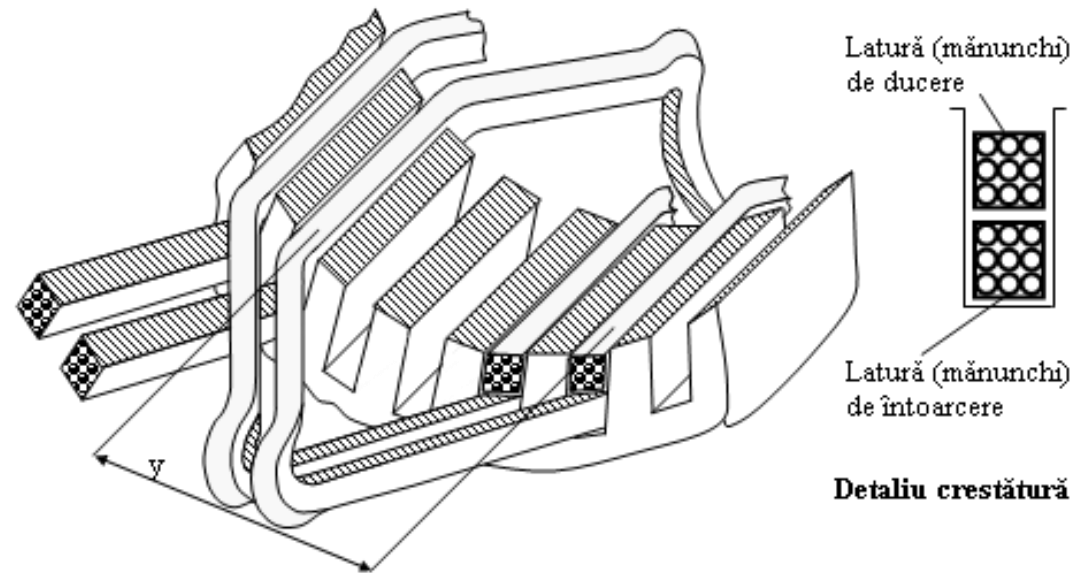
Se definește numărul de creștături pe pol și fază și se notează cu mărimea (care decurge din definiție):

$$q = \frac{Z}{2pm}$$

Z - număr de creștături
2p - număr de poli
m - număr de faze

Acest număr arată câte bobine, situate în creștături vecine, cuprinde înfășurarea unei faze.

q=1 - înfășurări cu q întreg
q≠1 - înfășurări cu q fracționar



Tipuri de înfășurări utilizate în construcția mașinilor electrice

$$y \cong \tau = \frac{Z}{2p}$$

$$y = \tau$$

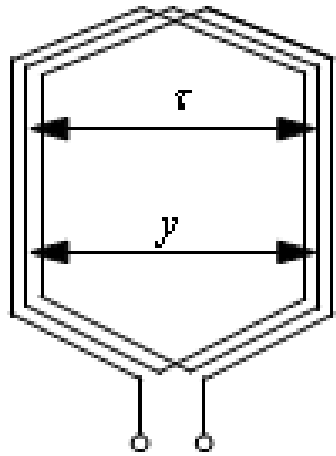
Înfășurare cu pas diametral

$$y > \tau$$

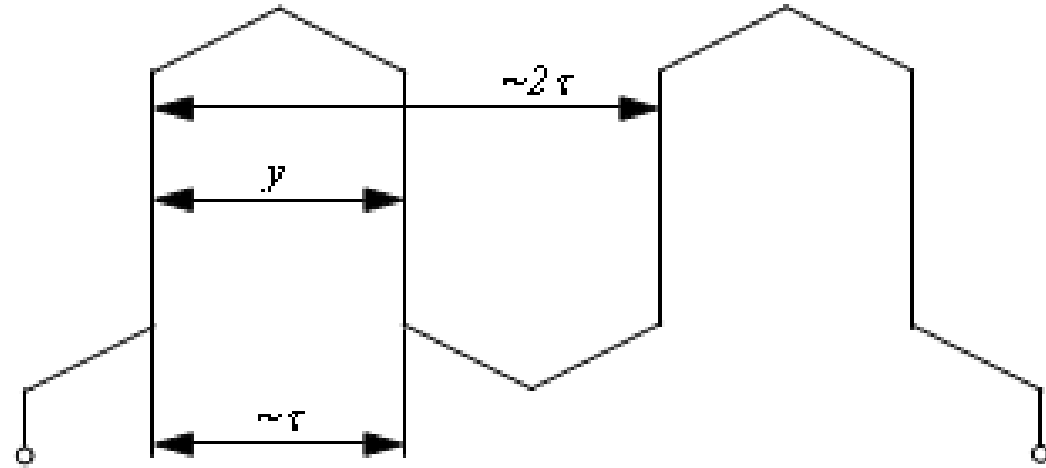
Înfășurare cu pas alungit

$$y < \tau$$

Înfășurare cu pas scurtat

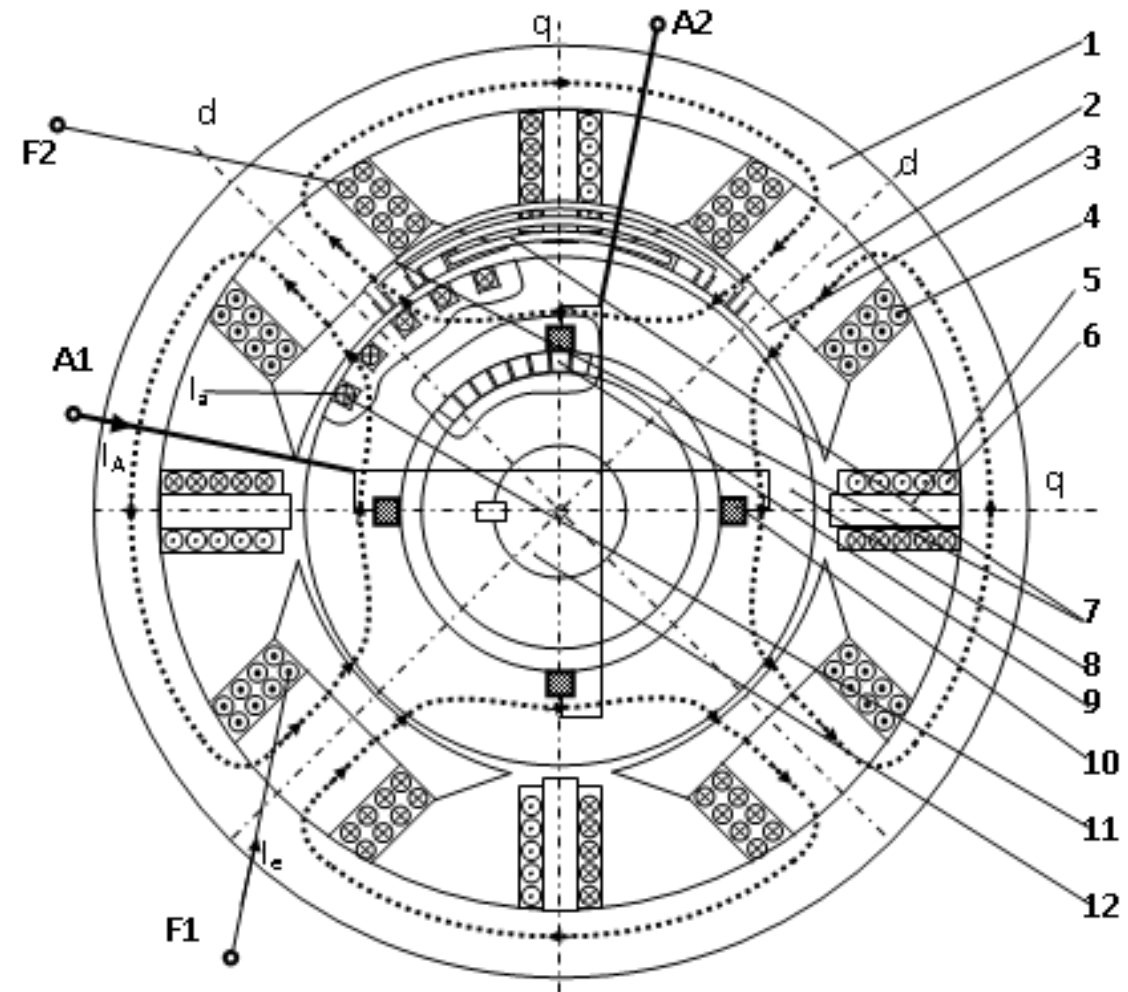


a) $w_s=3$ (buclată)

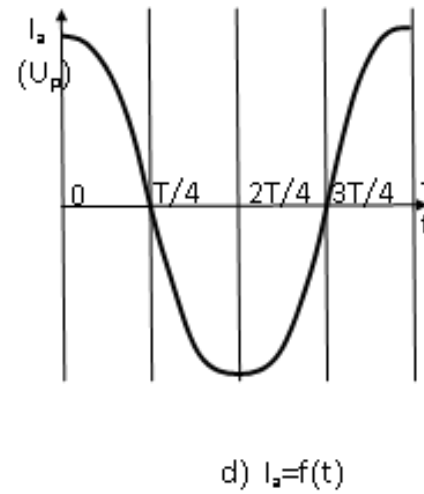
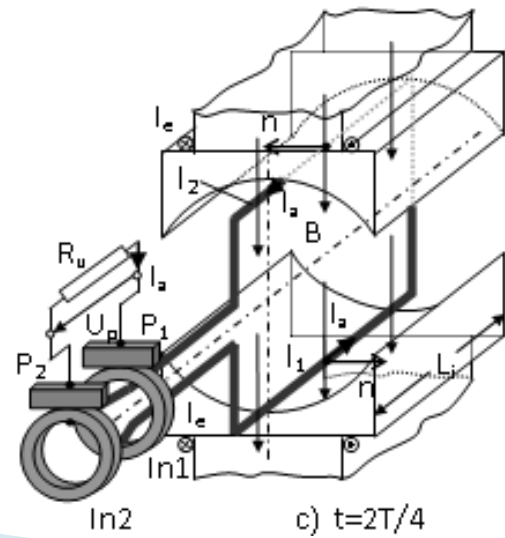
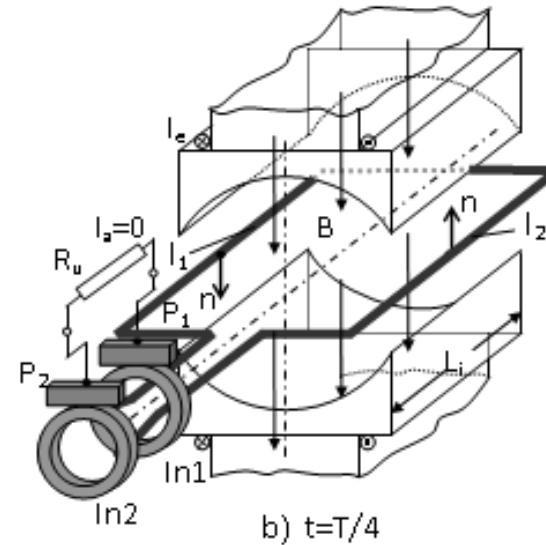
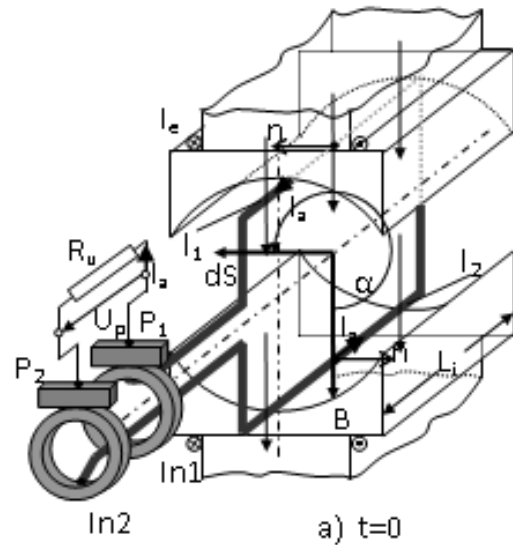


b) $w_s=1$ (ondulată)

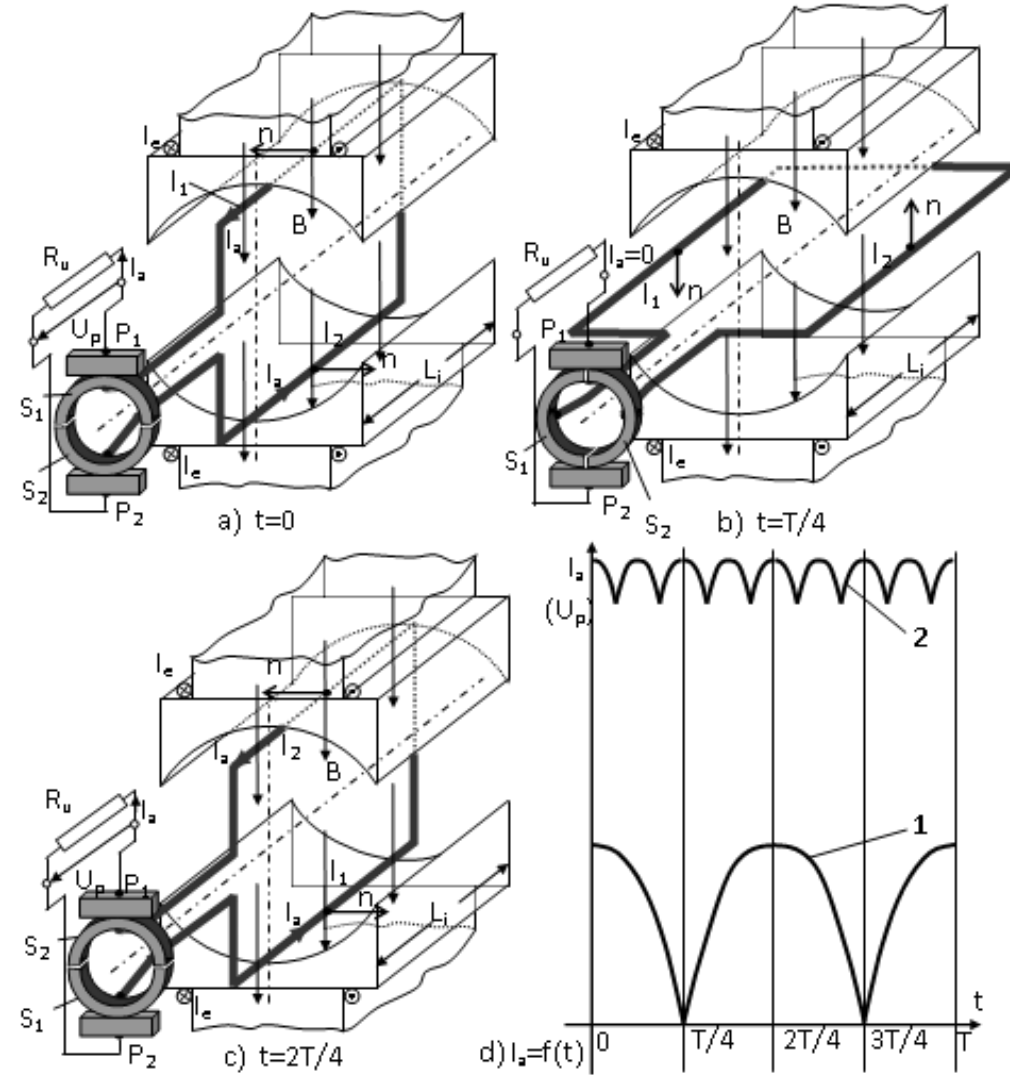
Construcția mașinii de curent continuu



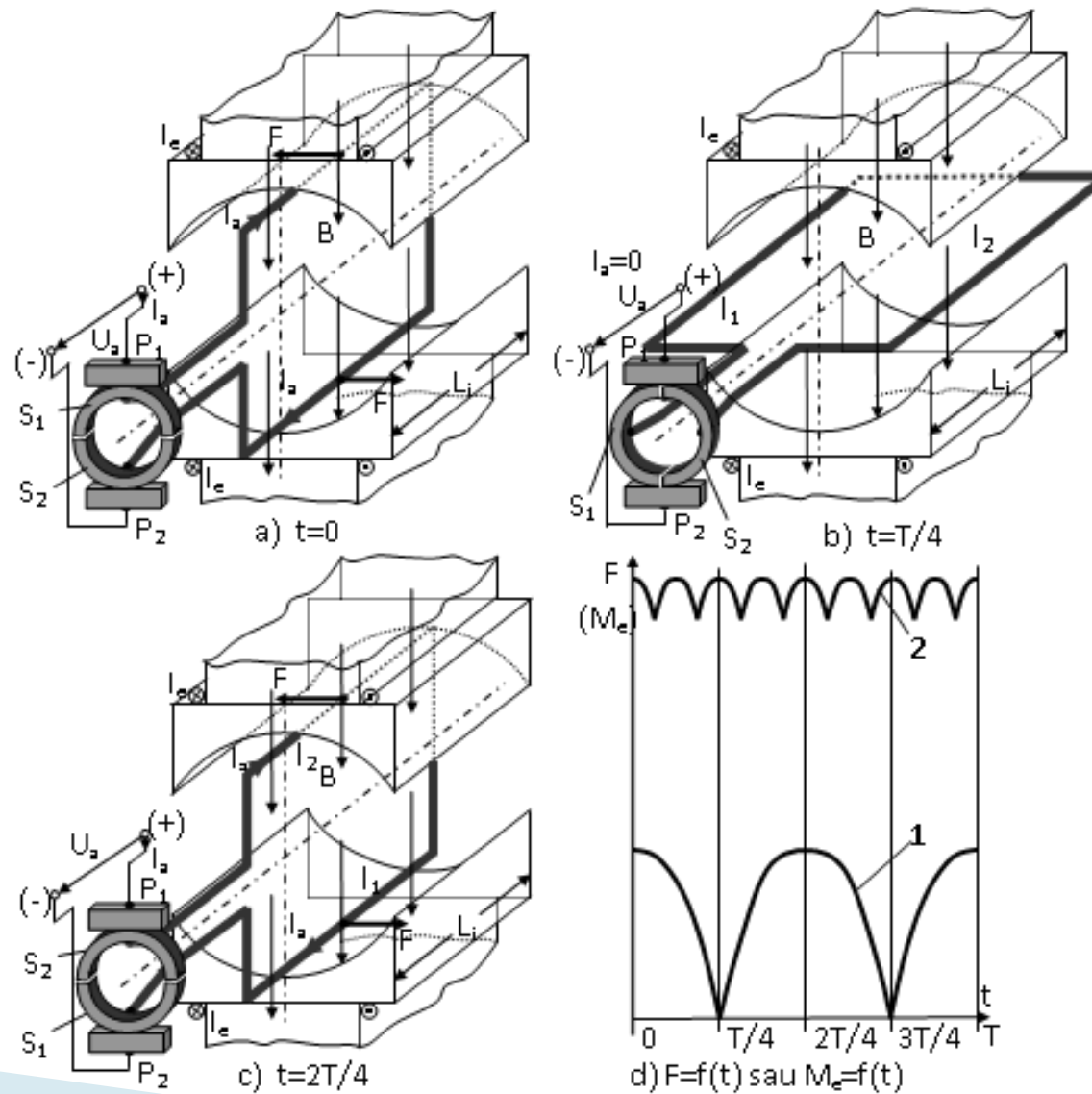
Funcționarea mașinii de c.c. în regim de generator de c.a.



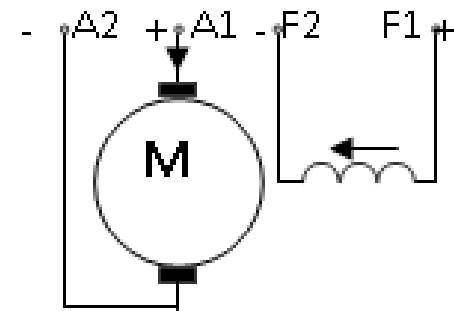
Funcționarea mașinii de c.c. în regim de generator de c.c.



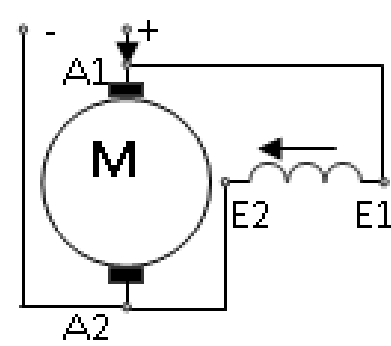
Funcționarea mașinii de c.c. în regim de motor de c.c.



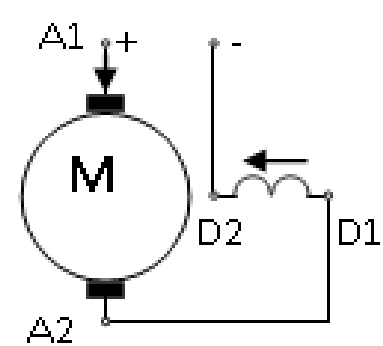
Simbolizarea mașinii de curent continuu



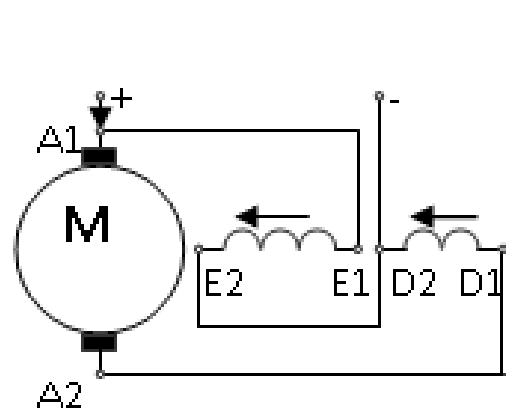
a)



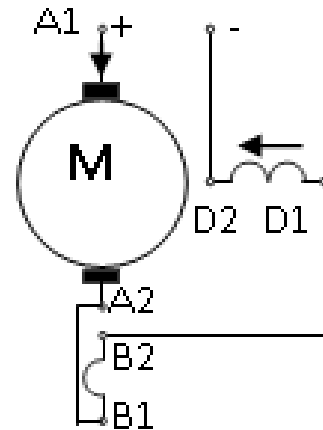
b)



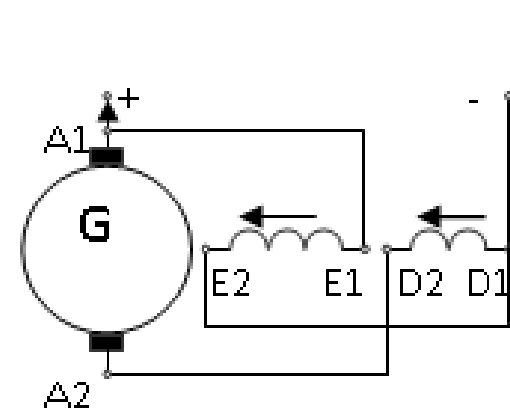
c)



d)



e)



f)

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

Z_e - număr de crestături elementare

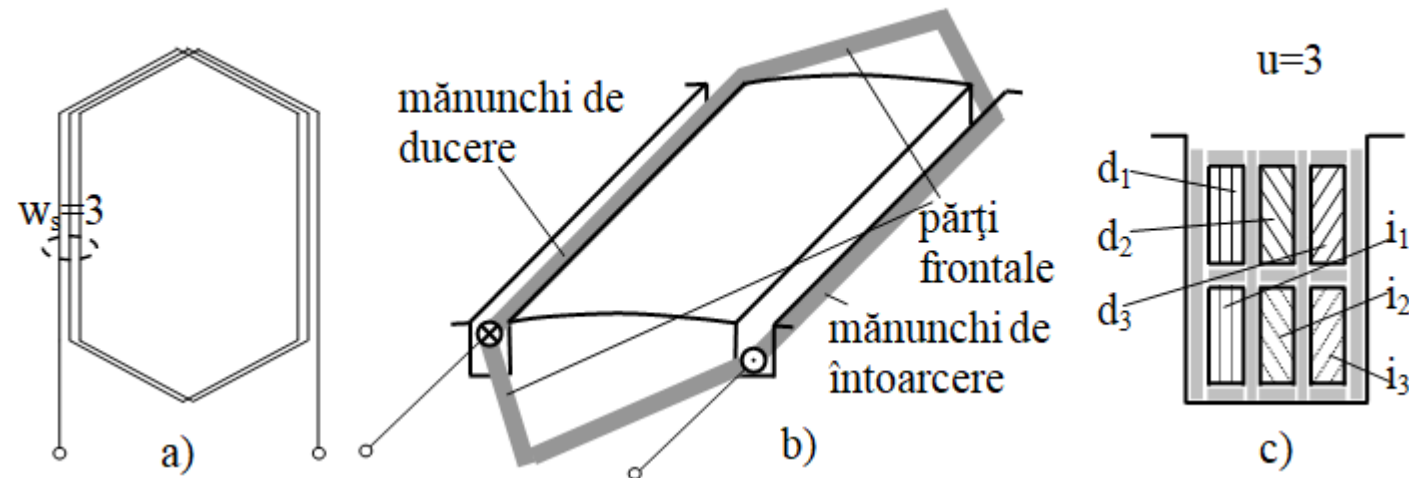
$$Z_e = u * Z$$

u = număr întreg

Z - număr de crestături fizice

$$Z_e = K = S$$

K - număr de lamele la colector.



Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

Pasul polar al mașinii al mașinii de cc.

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} \text{ in } [m], \text{ sau: } \tau = \frac{Z_e}{2p} \text{ [fara unitate]}$$

Distanța dintre un mănunchi de ducere și cel de întoarcere corespunzător secției se numește pas în spate și se notează cu y_1 :

$y_1 = t$ - pas diametral

$y_1 > t$ - pas alungit

$y_1 < t$ - pas scurtat

unde: ε este apropiat de 0.

$\varepsilon = 0$ înfășurarea este cu pas diametral,

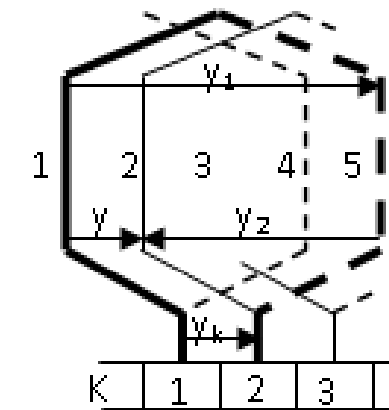
$\varepsilon < 0$ înfășurarea este cu pas scurtat,

$\varepsilon > 0$ înfășurarea este cu pas alungit.

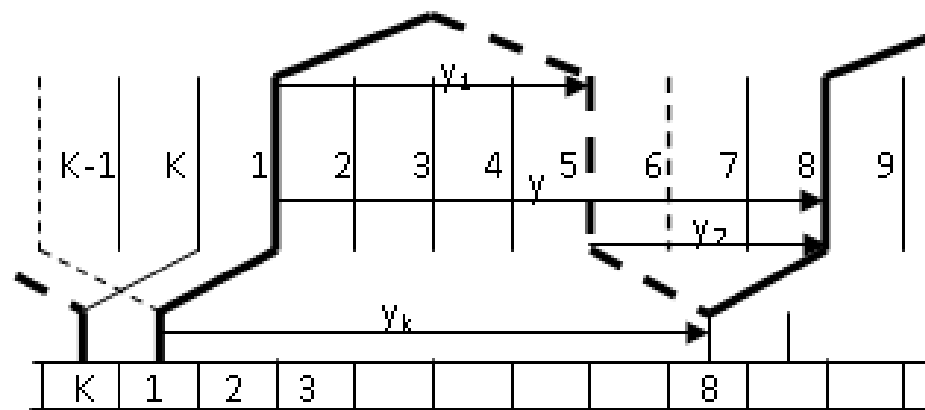
$$y_1 = \frac{Z_e}{2p} + \varepsilon, \quad \varepsilon \in \mathbb{N}$$

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

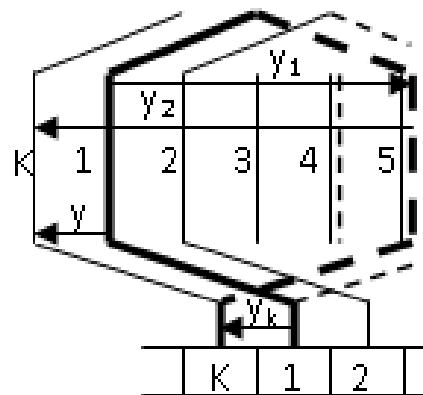
Pasul polar al mașinii al mașinii de cc.



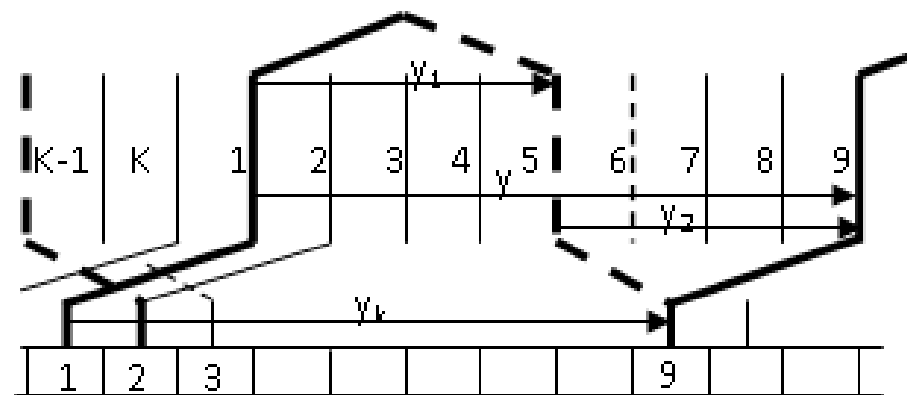
a₁) buclă neîncrucișată



b₁) ondulație neîncrucișată



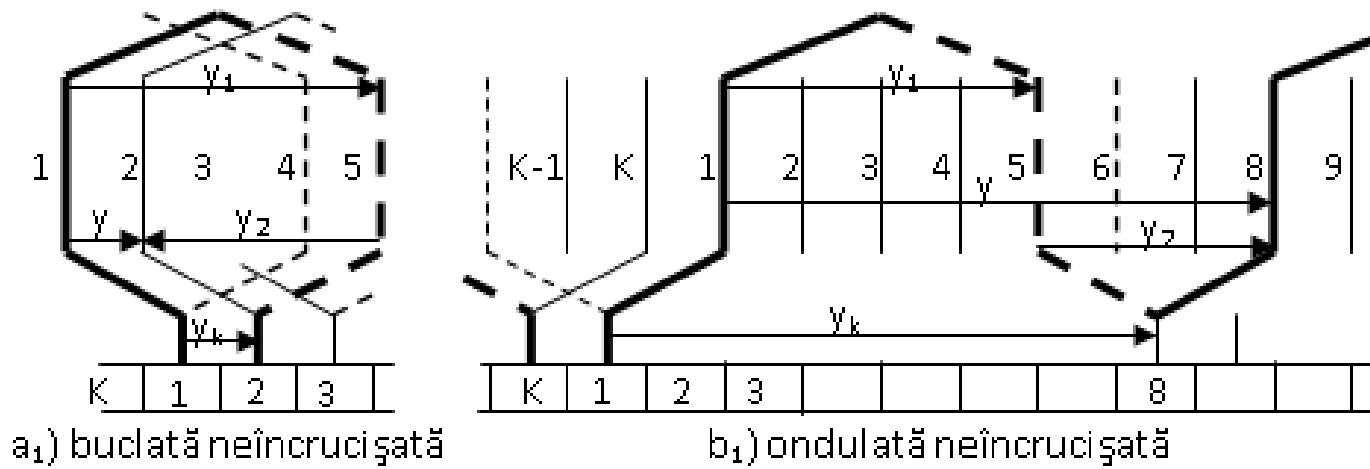
a₂) buclă încrucișată



b₂) ondulație încrucișată

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

Pasul polar al mașinii de cc.



$$y = +1$$

$$y_k = +1$$

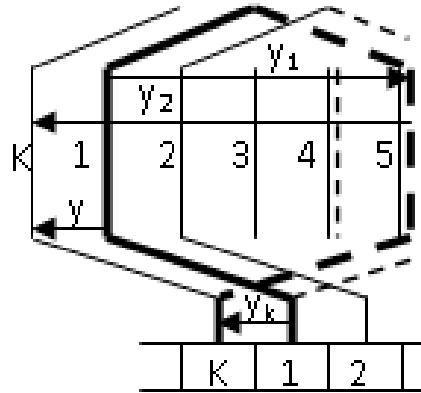
$$y = \pm ?$$

$$y_k = +7$$

$$y = y_1 + y_2$$

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

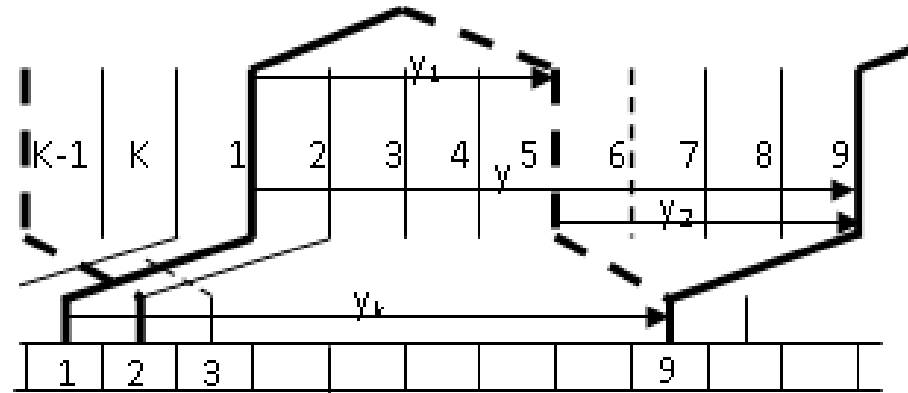
Pasul polar al mașinii de cc.



a₂) buclată încrucișată

$$y = ?$$

$$y_k = ?$$



b₂) ondulată încrucișată

$$y = ?$$

$$y_k = ?$$





$$y = y_1 + y_2$$

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

Reprezentarea în plan a înfășurării:

După cum pasul rezultat al unei înfășurări buclate este $y_k = \pm 1$ sau este $y_k = \pm m$ (2,3,...) aceasta se numește: înfășurare buclată simplă sau înfășurare buclată multiplă de ordinul m .

Înfășurarea buclată de de ordin m :

$Z_e = K, 2p$ și m  $y = y_k = m$,  se adoptă ε ,  y_1 ,
 $y_2 = y - y_1$.

- Mănunchiurile de ducere se reprezintă prin linie plină
- Mănunchiurile de întoarcere prin linie întreruptă.
- În fiecare creștătură elementară se află 2 mănunchiuri, unul de ducere și altul de întoarcere.

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

Reprezentarea în plan a înfășurării:

Înfășurările ondulate pot fi simple sau multiple:

$$y = y_k = \frac{Z_e \pm m}{p}, \quad \in \mathbb{N}$$

m=1 - înfășurarea este ondulată simplă,

m=2, 3, ... înfășurarea este ondulată multiplă, de ordin 2, 3 etc

Cele două tipuri de înfășurări: buclate (sau paralel) și ondulate (sau serie) pot fi folosite simultan pe aceeași armătură rotorică și se obține o a treia categorie de înfășurări numite mixte sau combinate (serie-paralel)

Problemele speciale ale mașinilor electrice

Cursul numărul 2

Sef. Lucrări Vîrlan Bogdan

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

Exemplu de înfășurare buclată simplă

Se impun:

$$Z_e = K = S = 16$$

$$2p = 4$$

Prin faptul că s-a impus din problema înfășurarea buclată simplă rezultă ca pasul este diametral adică:

$$y = y_k = m = 1.$$

Se determină pasul în spate:

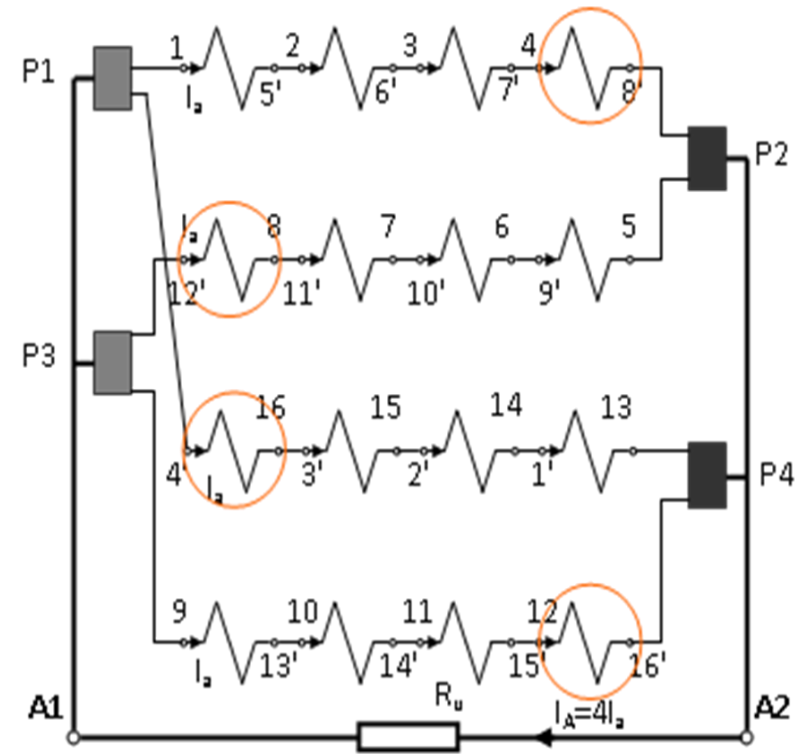
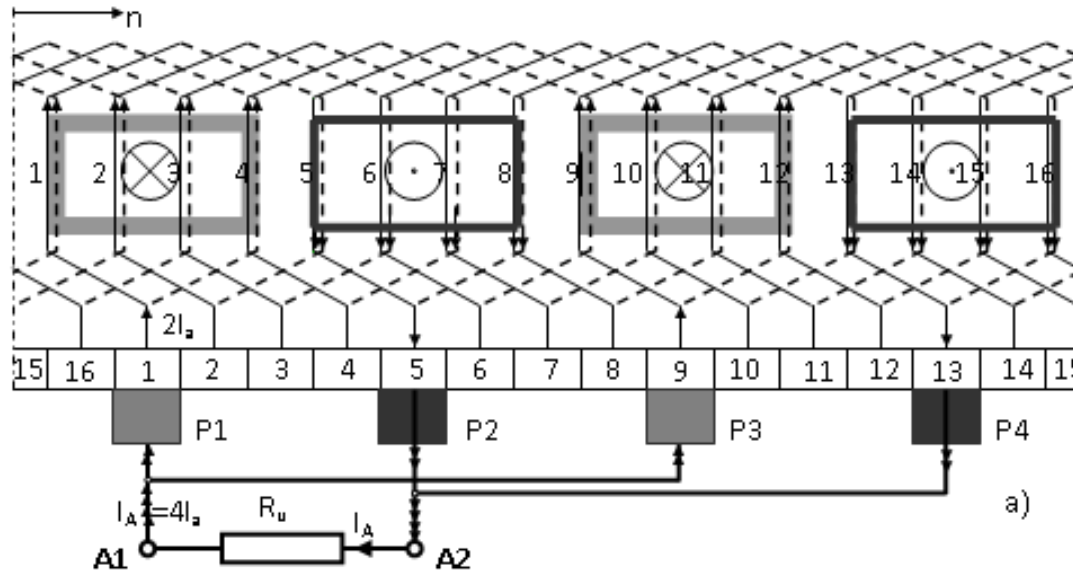
$$y_1 = \frac{Z_e}{2p} + \varepsilon = \frac{16}{4} + 0 = 4, \quad \varepsilon \in \mathbb{N}, \quad \text{unde } \varepsilon = 0$$

Se determină pasul în față:

$$y_2 = y - y_1 = 1 - 4 = -3$$

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

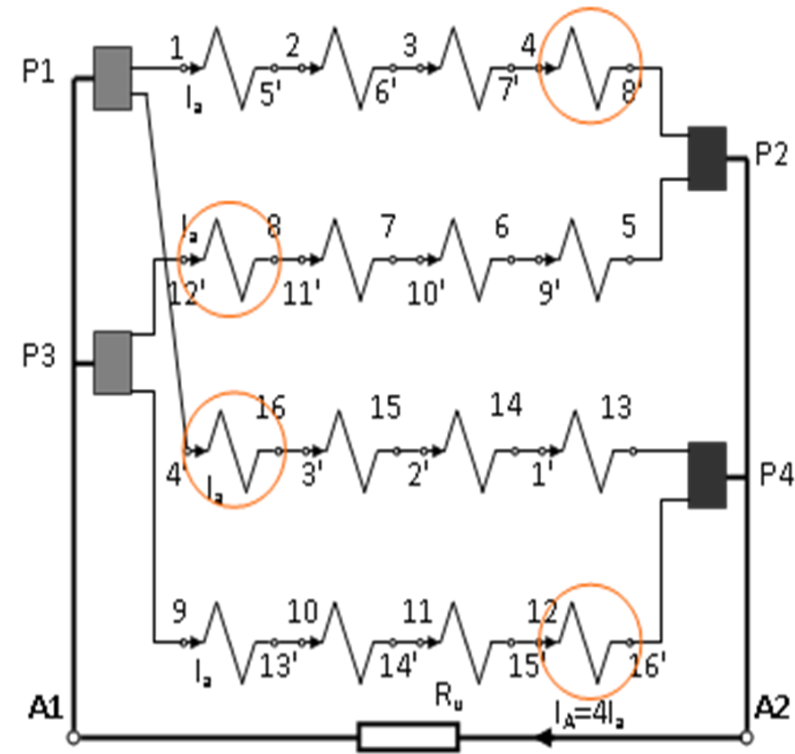
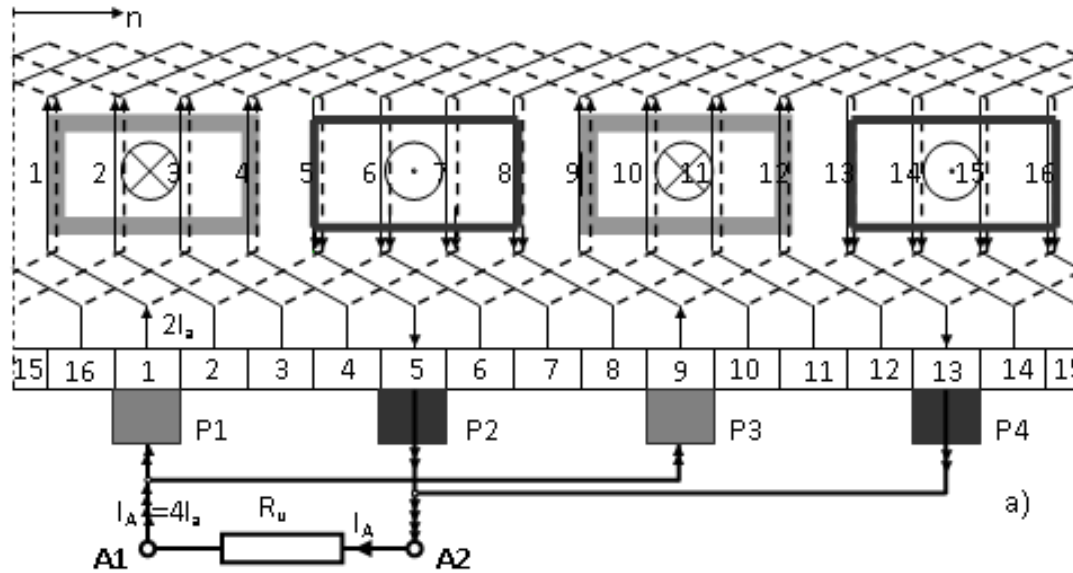
Exemplu de înfășurare buclată simplă



($Z_e=16=K=S$, $2p=4$) cu pas diametral: la $t=0$

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

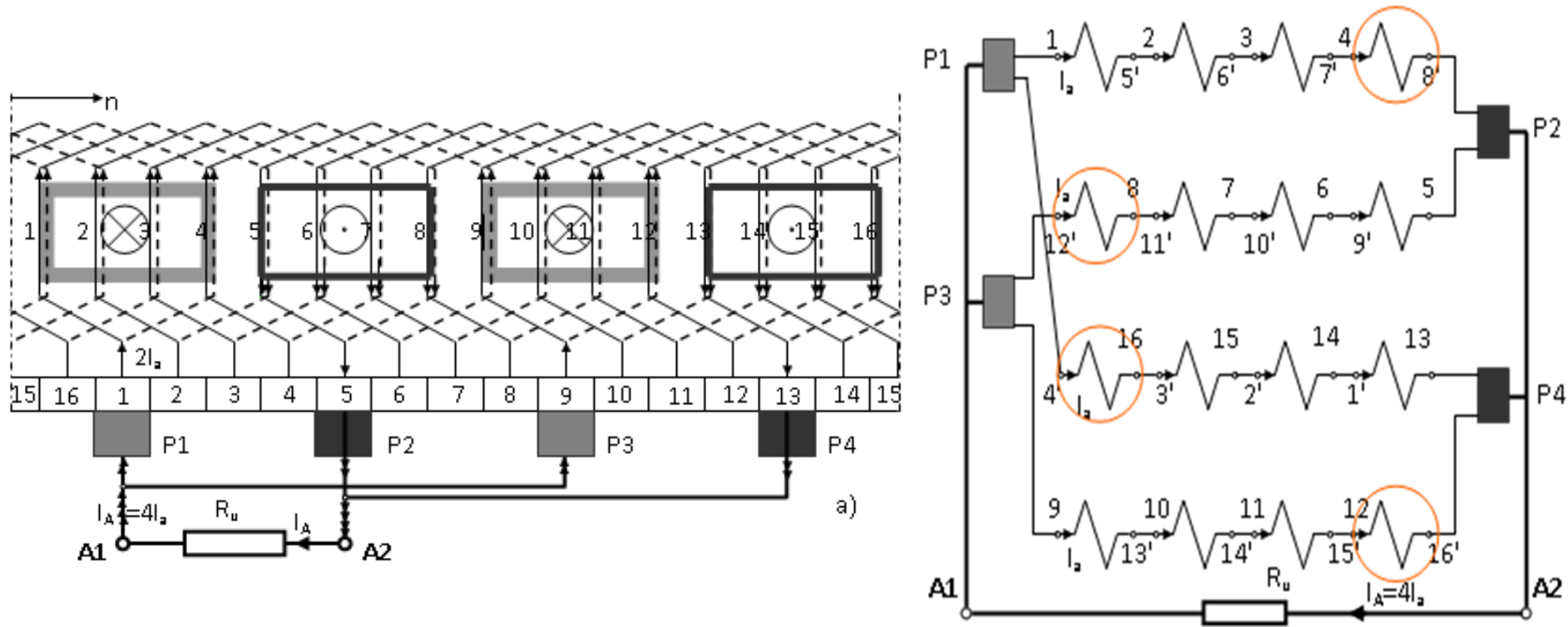
Exemplu de înfășurare buclată simplă



($Z_e=16=K=S$, $2p=4$) cu pas diametral: la $t=0$

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

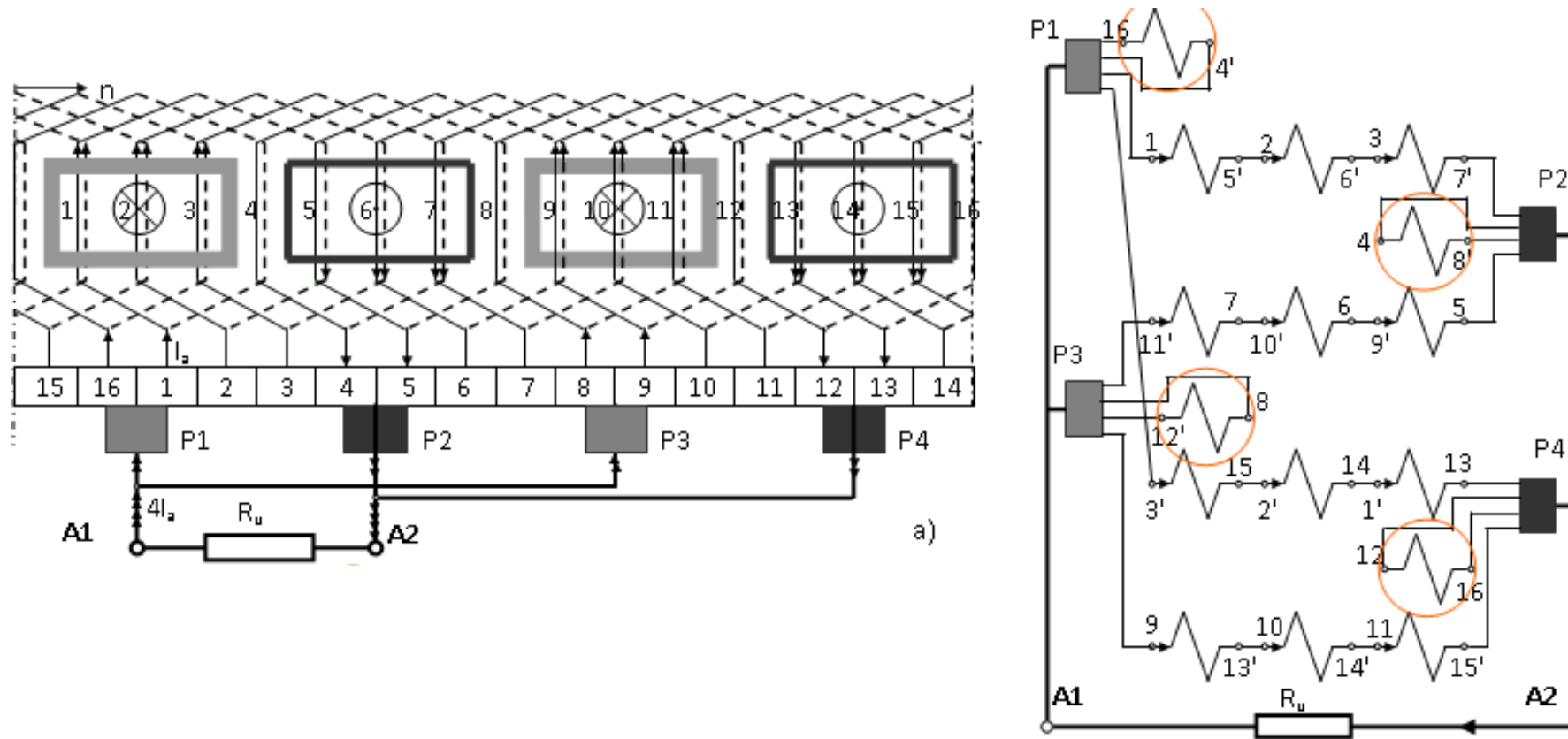
Exemplu de înfășurare buclată simplă



($Z_e = 16 = K = S$, $2p = 4$) cu pas diametral: la $t = 0$

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

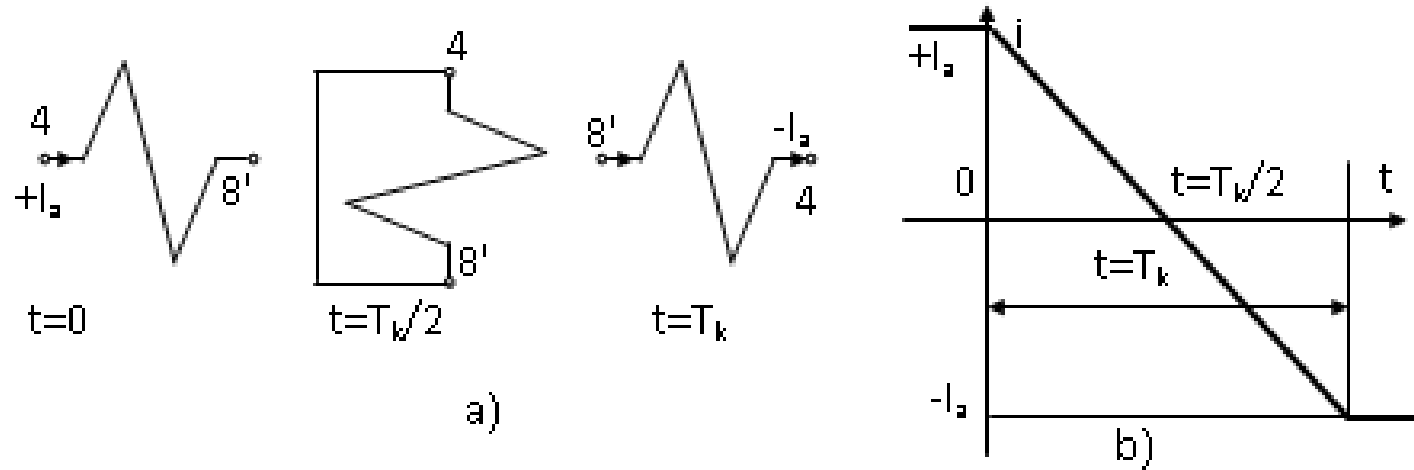
Exemplu de înfășurare buclată simplă



($Z_e=16=K=S$, $2p=4$) cu pas diametral: la $t=t_K/2$

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

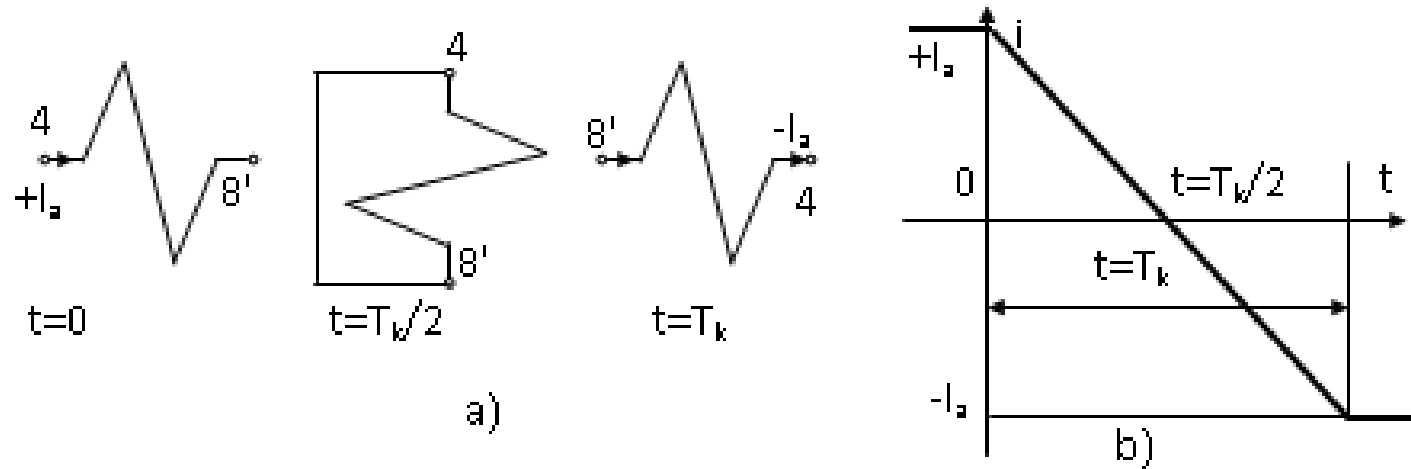
fenomenul de comutație.



($Z_e=16=K=S, 2p=4$) cu pas diametral: la $t=t_k/2$

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

fenomenul de comutație.



($Z_e=16=K=S$, $2p=4$) cu pas diametral: la $t=t_k/2$

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

Exemplu de înfășurare buclată multiplă

Se impun:

$$Z_e = K = 16$$

$$2p = 4$$

Prin faptul că s-a impus din problema înfășurarea buclată multiplă rezultă ca pasul este diametral adică:

$$y = y_k = m = 2.$$

Se determină pasul în spate:

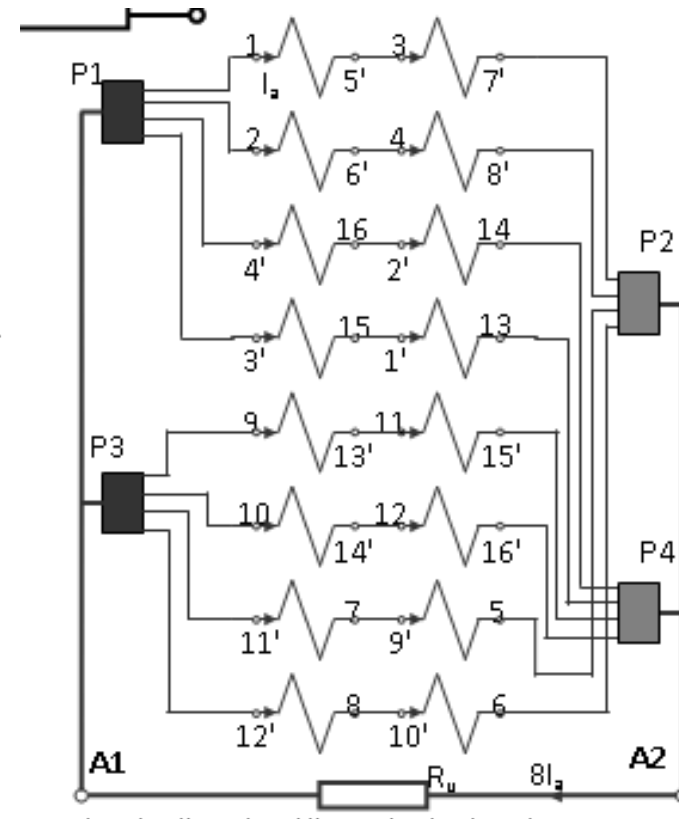
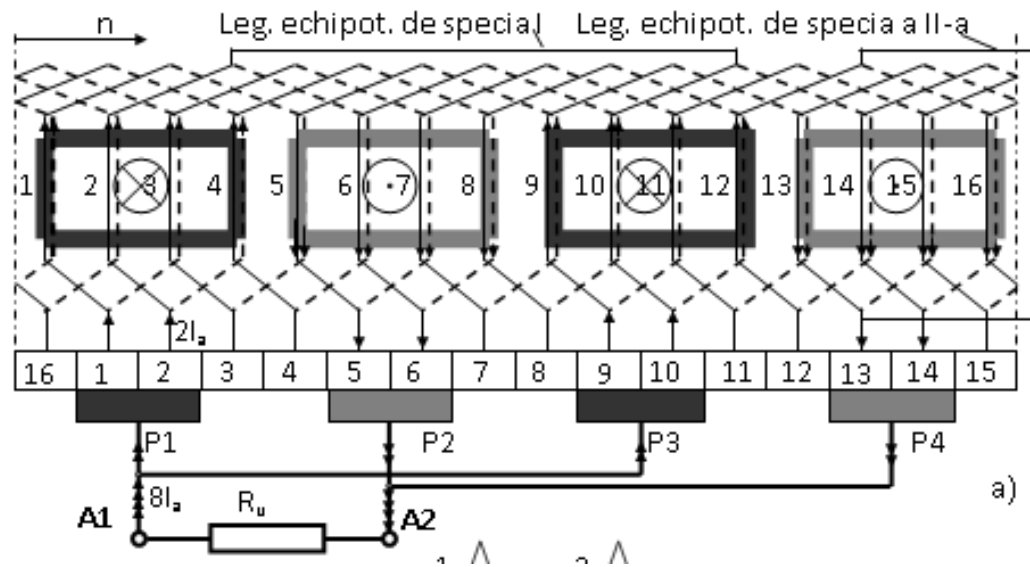
$$y_1 = \frac{Z_e}{2p} + \varepsilon = \frac{16}{4} + 0 = 4, \quad \varepsilon \in \mathbb{N}, \quad \text{unde } \varepsilon = 0$$

Se determină pasul în față:

$$y_2 = y - y_1 = 2 - 4 = -2$$

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

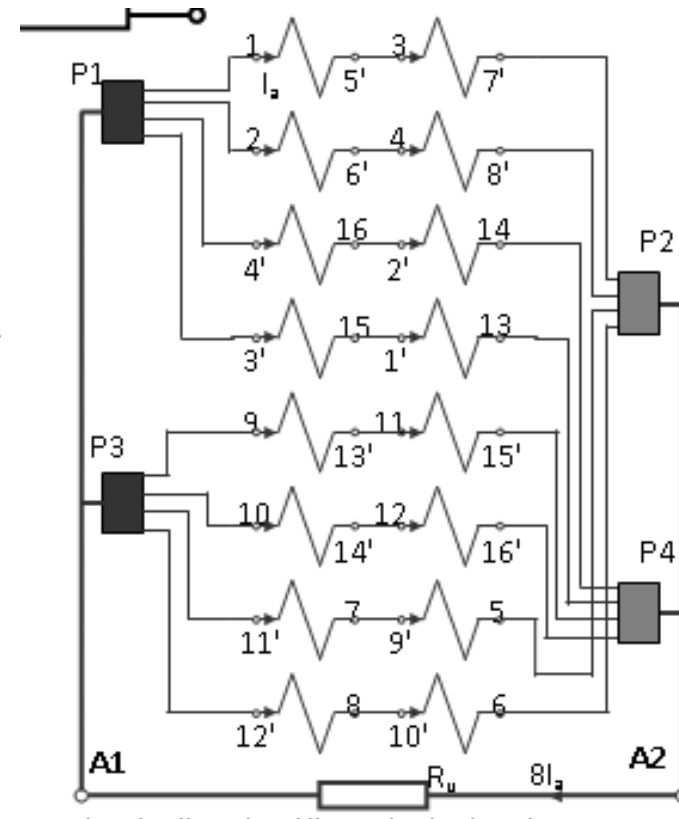
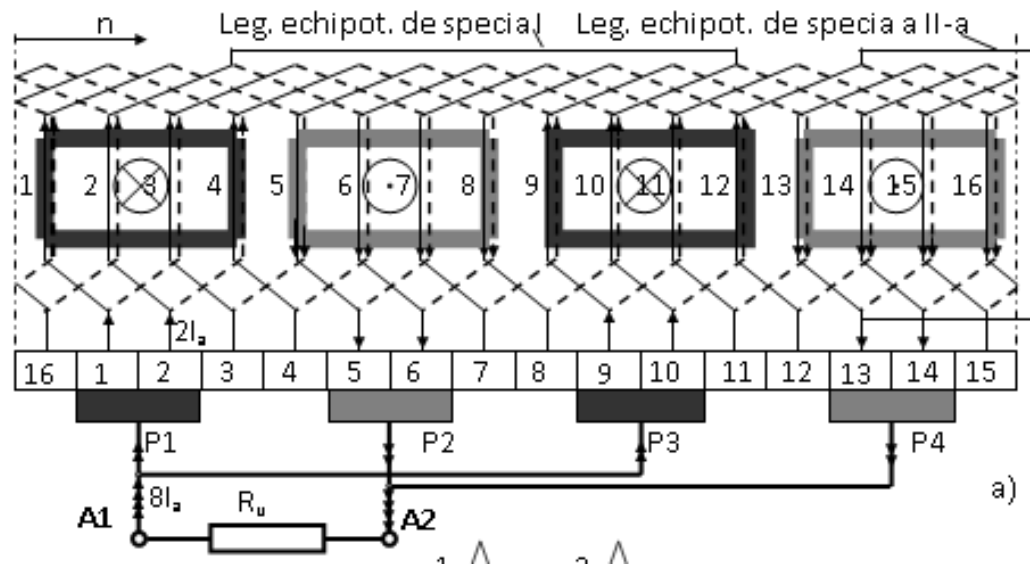
Exemplu de înfășurare buclată multiplă



($Z_e=16=K=S$, $2p=4$) cu pas diametral: la $t=0$

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

Exemplu de înfășurare buclată multiplă



($Z_e=16=K=S$, $2p=4$) cu pas diametral: la $t=0$

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

Exemplu de înfășurare buclată multiplă

Se impun:

$$Z_e = K = 17$$

$$2p = 4$$

Prin faptul că s-a impus din problema înfășurarea buclată multiplă rezultă ca pasul este diametral adică:

$$y = y_k = m = 2.$$

Se determină pasul în spate:

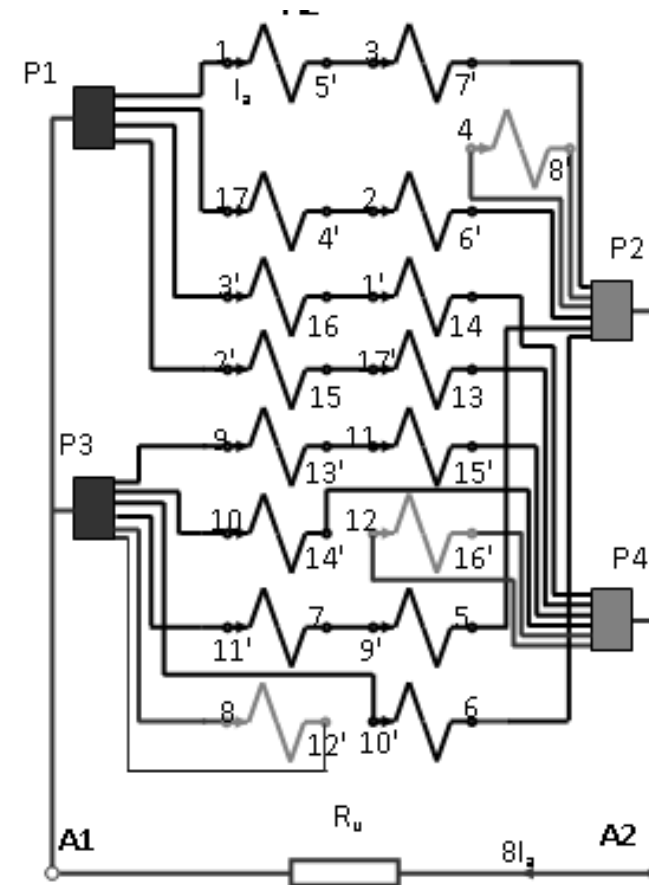
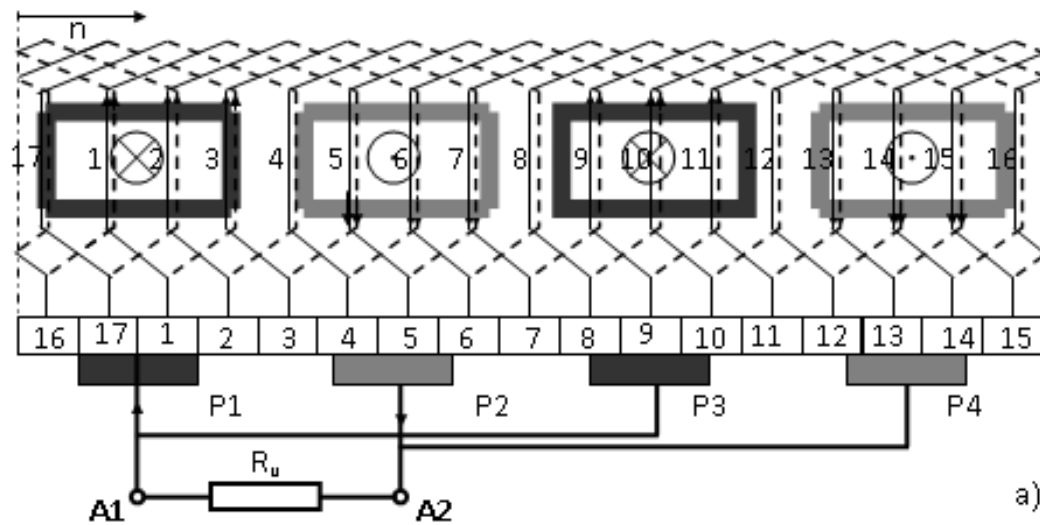
$$y_1 = \frac{Z_e}{2p} + \varepsilon = \frac{16}{4} + 0 = 4, \quad \varepsilon \in \mathbb{N}, \quad \text{unde } \varepsilon = 0$$

Se determină pasul în față:

$$y_2 = y - y_1 = 2 - 4 = -2$$

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

Exemplu de înfășurare buclată multiplă



($Z_e=16=K=S$, $2p=4$) cu pas diametral: la $t=0$

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

Reprezentarea în plan a înfășurării:

Înfășurările ondulate pot fi simple sau multiple:

$$y = y_k = \frac{Z_e \pm m}{p}, \quad \in \mathbb{N}$$

m=1 - înfășurarea este ondulată simplă,

m=2, 3, ... înfășurarea este ondulată multiplă, de ordin 2, 3 etc

Cele două tipuri de înfășurări: buclate (sau paralel) și ondulate (sau serie) pot fi folosite simultan pe aceeași armătură rotorică și se obține o a treia categorie de înfășurări numite mixte sau combinate (serie-paralel)

Problemele speciale ale mașinilor electrice

Cursul numărul 3

Sef. Lucrări Vîrlan Bogdan

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

Exemplu de înfășurare ondulată simplă

Se impun:

$$Z_e = K = 17$$

$$2p = 4$$

Prin faptul că s-a impus din problema înfășurarea ondulată simplă rezultă ca, pentru $m = 1$ pasul rezultat este :

$$y = y_k = A = \frac{Z_e \pm m}{p} = 8 \in N.$$

Se determină pasul în spate:

$$y_1 = \frac{Z_e}{2p} + \varepsilon = 4 \in N, \text{ deci } \varepsilon = -1/4$$

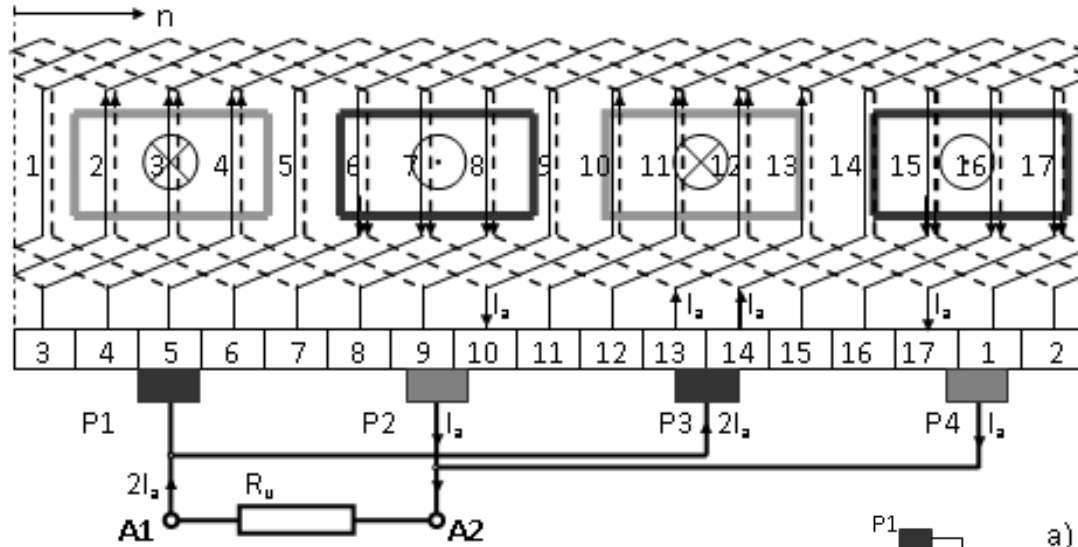
Rezultă astfel că înfășurarea este cu pas scurtat.

Se determină pasul în față:

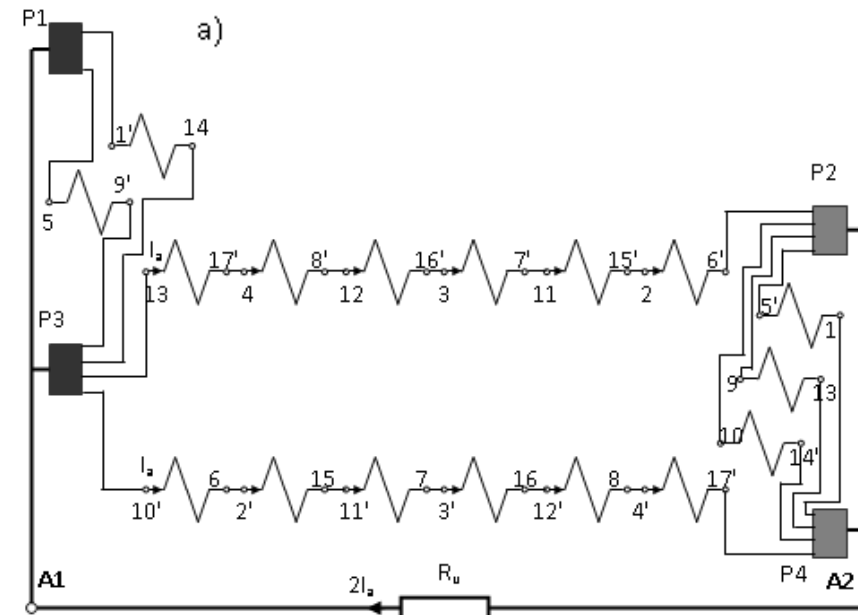
$$y_2 = y - y_1 = 8 - 4 = 4$$

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

Exemplu de înfășurare ondulată simplă



$(Z_e=17=K=S, 2p=4)$ cu pas scurtat: la $t=0$



Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

Exemplu de înfășurare ondulată multiplă de ordin 2 cu o singură închidere

Se impun:

$$Z_e = K = 16$$

$$2p = 4$$

Prin faptul că s-a impus din problema înfășurarea ondulată multiplă rezultă ca, pentru $m = -2$ pasul rezultat este :

$$y = y_k = \frac{Z_e \pm m}{p} = \frac{16 \pm m}{2} \in N \text{ deci } y = y_k = 7$$

Se determină pasul în spate:

$$y_1 = \frac{Z_e}{2p} + \varepsilon = 4 \in N, \text{ deci } \varepsilon = 0$$

Rezultă astfel că înfășurarea este cu pas diametral.

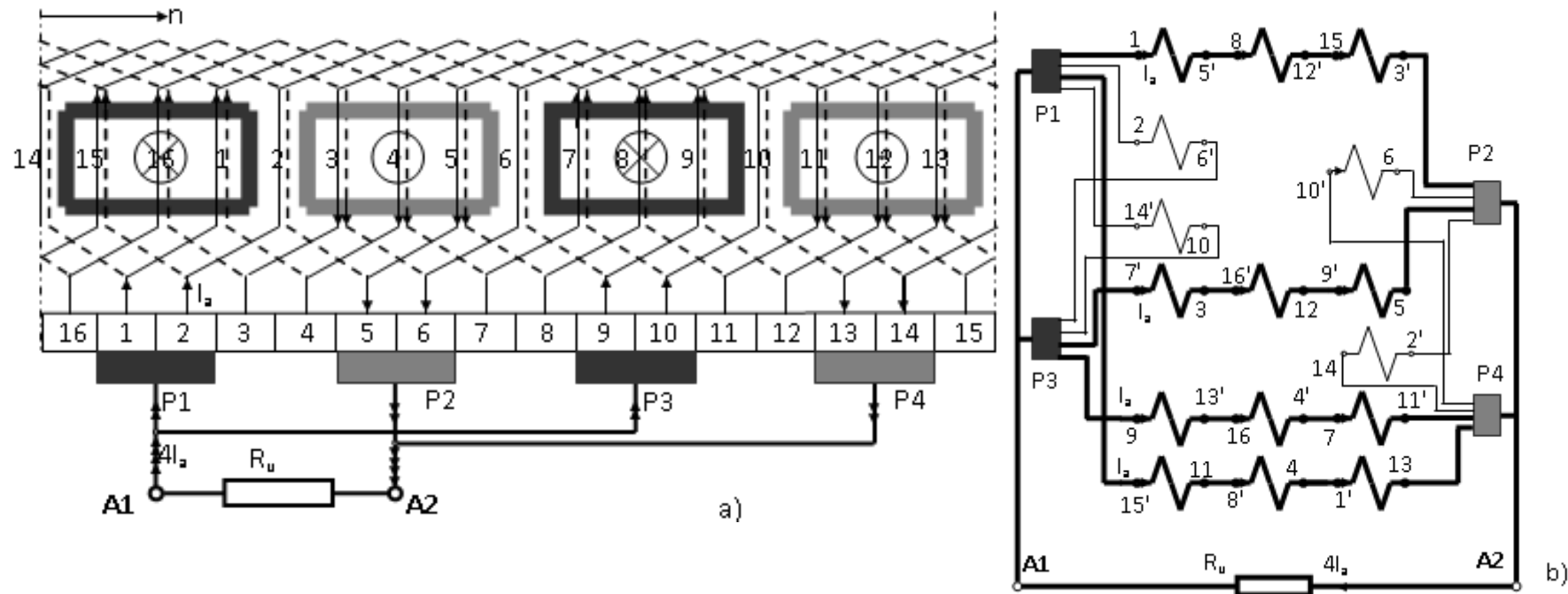
Se determină pasul în față:

$$y_2 = y - y_1 = 7 - 4 = 3$$

$$I_A = 2 \cdot 2I_a \quad \text{sau, in general: } I_A = m \cdot 2 \cdot I_a \quad \text{adica: } 2a = 2m$$

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

Exemplu de înfășurare ondulată multiplă $m=2$ și o singură închidere.



$$I_A = 2 \cdot 2I_a \quad \text{sau, in general: } I_A = m \cdot 2 \cdot I_a \quad \text{adica: } 2a = 2m$$

($Z_e=16=K=S$, $m=2$, $2p=4$) cu pas diametral: la $t=0$

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

Exemplu de înfășurare ondulată multiplă de ordin 2 cu o dublă închidere

Se impun:

$$Z_e = K = 18$$

$$2p = 4$$

Prin faptul că s-a impus din problema înfășurarea ondulată multiplă rezultă ca, pentru $m = -2$ pasul rezultat este :

$$y = y_k = \frac{Z_e \pm m}{p} = \frac{18 \pm m}{2} \in N \text{ deci } y = y_k = 8$$

Se determină pasul în spate:

$$y_1 = \frac{Z_e}{2p} + \varepsilon = 4 \in N, \text{ deci } \varepsilon = -1/2$$

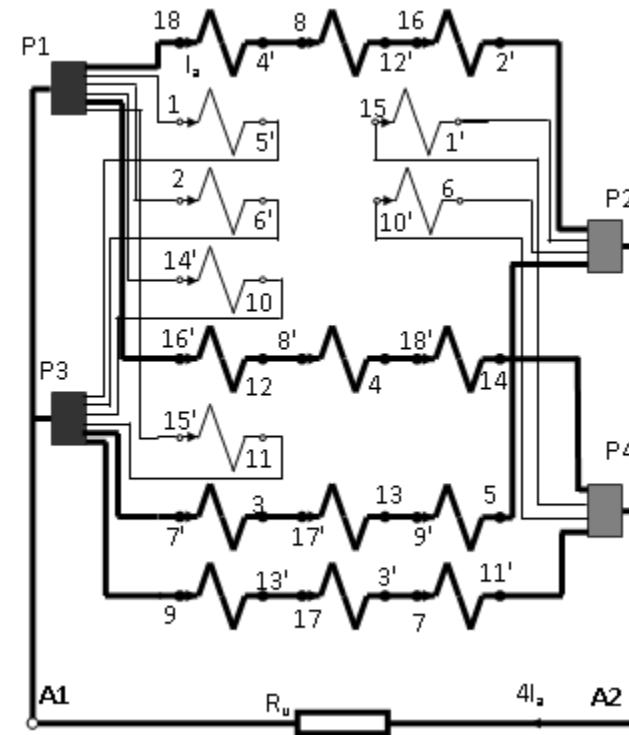
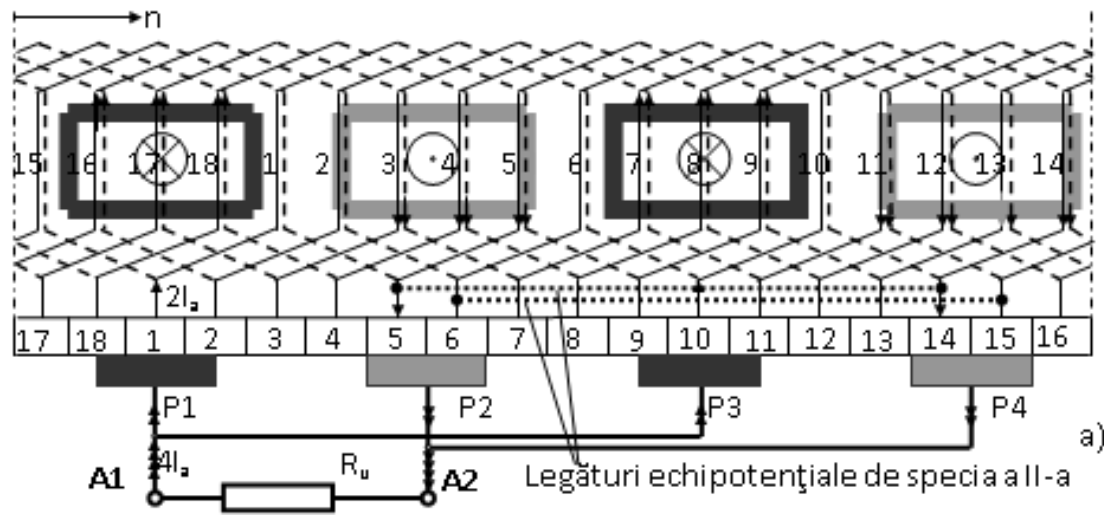
Rezultă astfel că înfășurarea este cu pas scurtat.

Se determină pasul în față:

$$y_2 = y - y_1 = 8 - 4 = 4$$

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

Exemplu de înfășurare ondulată multiplă



($Z_e=18=K=S$, $2p=4$) cu pas diametral: la $t=0$

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

Exemplu de înfășurare combinată (mixtă) – buclată simplă și ondulată multiplă

Se impun:

$$Z_e = K = 14$$

$$2p = 4, \quad 2a = 4$$

Prin faptul că s-a impus din problema înfășurarea ondulată multiplă rezultă ca pasul este diametral adică:

$$y = y_k = \frac{Z_e \pm m}{p} = \frac{14 \pm m}{2} \in \mathbb{N} \text{ deci } y = y_k = 6, \quad m = -2.$$

Se determină pasul în spate:

$$y_{1m} = \frac{Z_e}{2p} + \varepsilon = 3 \in \mathbb{N}, \text{ deci } \varepsilon = -1/2 - \text{pas scurtat}$$

Se determină pasul în față:

$$y_{2m} = y_m - y_{1m} = 6 - 3 = 3$$

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

Exemplu de înfășurare combinată (mixtă) – buclată simplă și ondulată multiplă

Se impun:

$$Z_e = K = 14$$

$$2p = 4, \quad 2a = 4$$

Prin faptul că s-a impus din problema înfășurarea buclată simplă rezultă ca pasul este adică:

$$y_b = y_{kb} = 1.$$

Se determină pasul în spate:

$$y_{1b} = y_b - y_{k2m} = 1 + 3 = 4,$$

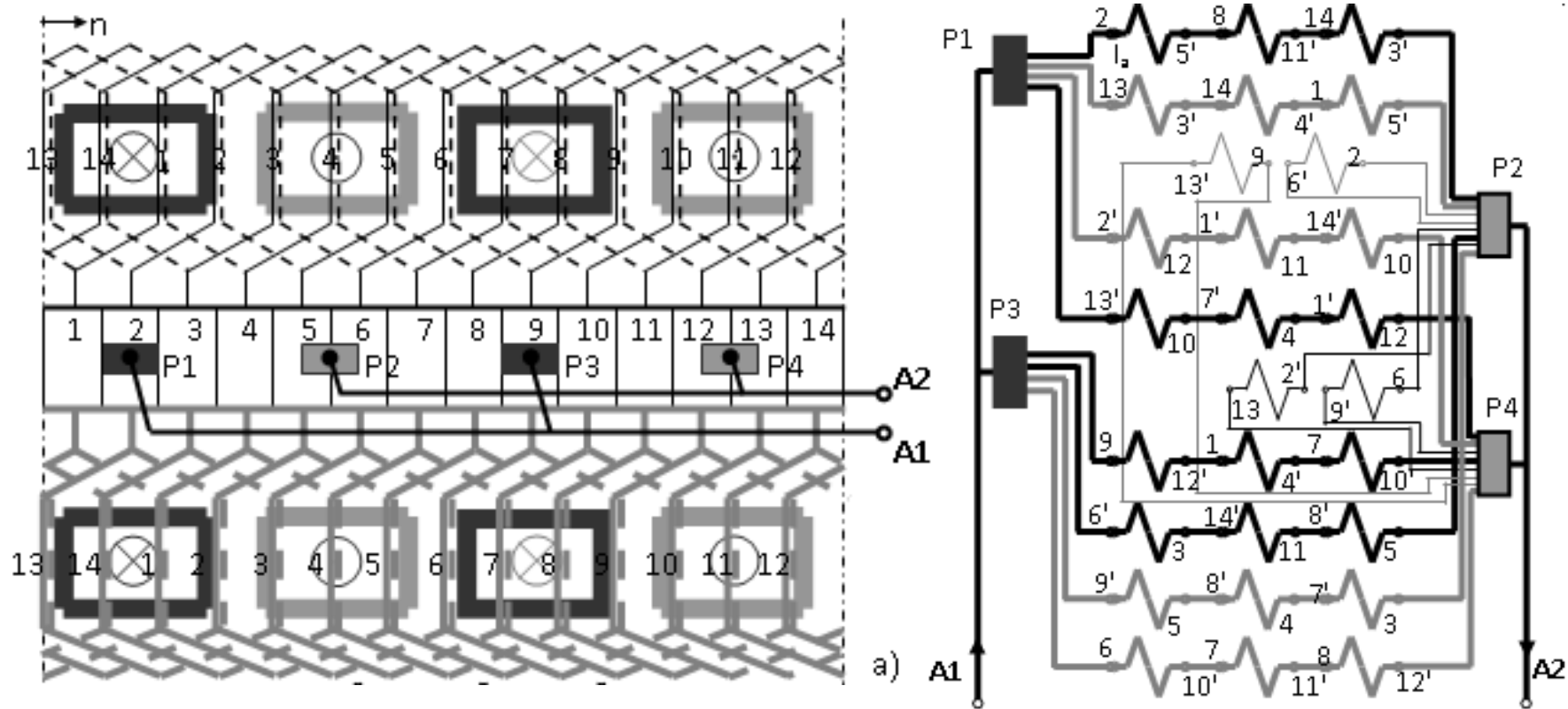
$$y_{1m} = \frac{Z_e}{2p} + \varepsilon = 4 \in N \text{ deci } \varepsilon = +1/2 - \text{pas alungit}$$

Se determină pasul în față:

$$y_{2m} = -y_{2m} - y_{1m} = -3$$

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

Exemplu de înfășurare buclată multiplă



($Z_e=16=K=S$, $2p=4$) cu pas diametral: la $t=0$

Înfășurările indusului mașinii de curent continuu

Tipul înfășurării	Pasul rezultat $y=y_k$	Pasul în spate, y_1	Pasul în față, y_2	Căi de crt, 2a	Domenii de folosire frecventă în practică
Buclată simplă	± 1	$\frac{Z_e}{2p} \mp \varepsilon$	$\pm 1 - y_1$	2p	Mașini de putere mijlocie (50-500kW) și de tensiune normală (110-220V) sau de putere mare (> 500kW) și tens. ridicată (440-600V)
Buclată multiplă	$\pm m$	$\frac{Z_e}{2p} \mp \varepsilon$	$\pm m - y_1$	2mp	Mașini de putere mică (sub 50kW) și de tensiune deosebit de mică (sub 24V) sau de putere mare și tensiune normală (110-220V), coborâtă (60-80V) sau mică (24V)
Ondul. simplă	$\frac{K+1}{p}$	$\frac{Z_e}{2p} \mp \varepsilon$	$y - y_1$	2	Mașini de putere mică (sub 50kW) și tensiune normală (110-220V), sau de putere medie și tensiune ridicată (440-600V) sau -înaltă (=,>750V)
Ondul. multiplă	$\frac{K \mp a}{p}$	$\frac{Z_e}{2p} \mp \varepsilon$	$y - y_1$	2m	Mașini de putere mijlocie (50-500kW) și tensiune ridicată (440-600V)
Mixtă (bucl. simplă + ond. mult.)	± 1 și $\frac{K \mp a}{p}$	y_{1b+} $+y_{1m}$ $= \frac{K}{p}$	$y_{2b}=y_{2m}$	2p	Mașini de putere mare (>500kW)

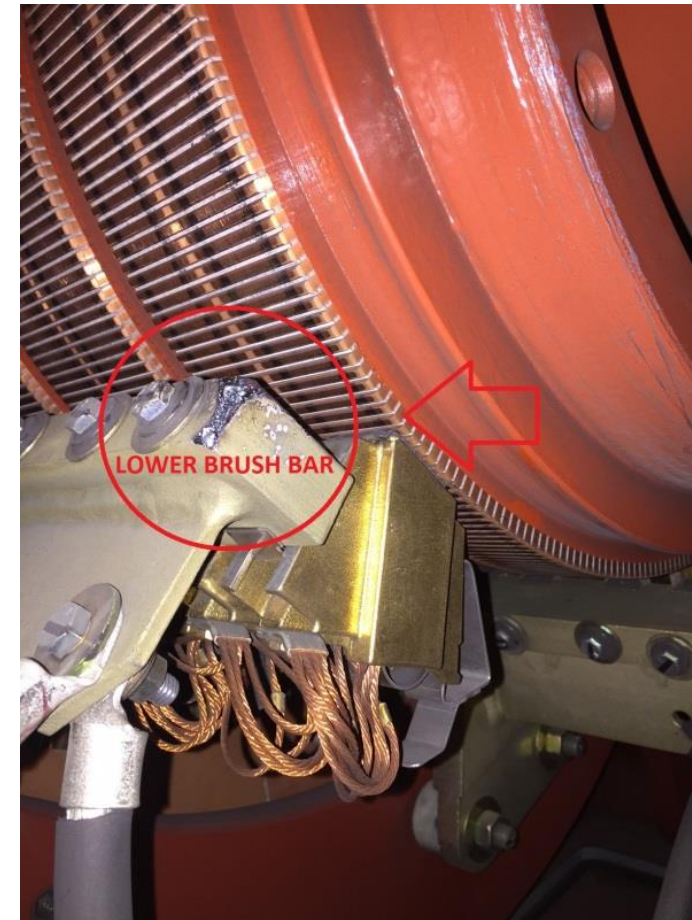
Problemele speciale ale mașinilor electrice

Cursul numărul 4

Sef. Lucrări Vîrlan Bogdan

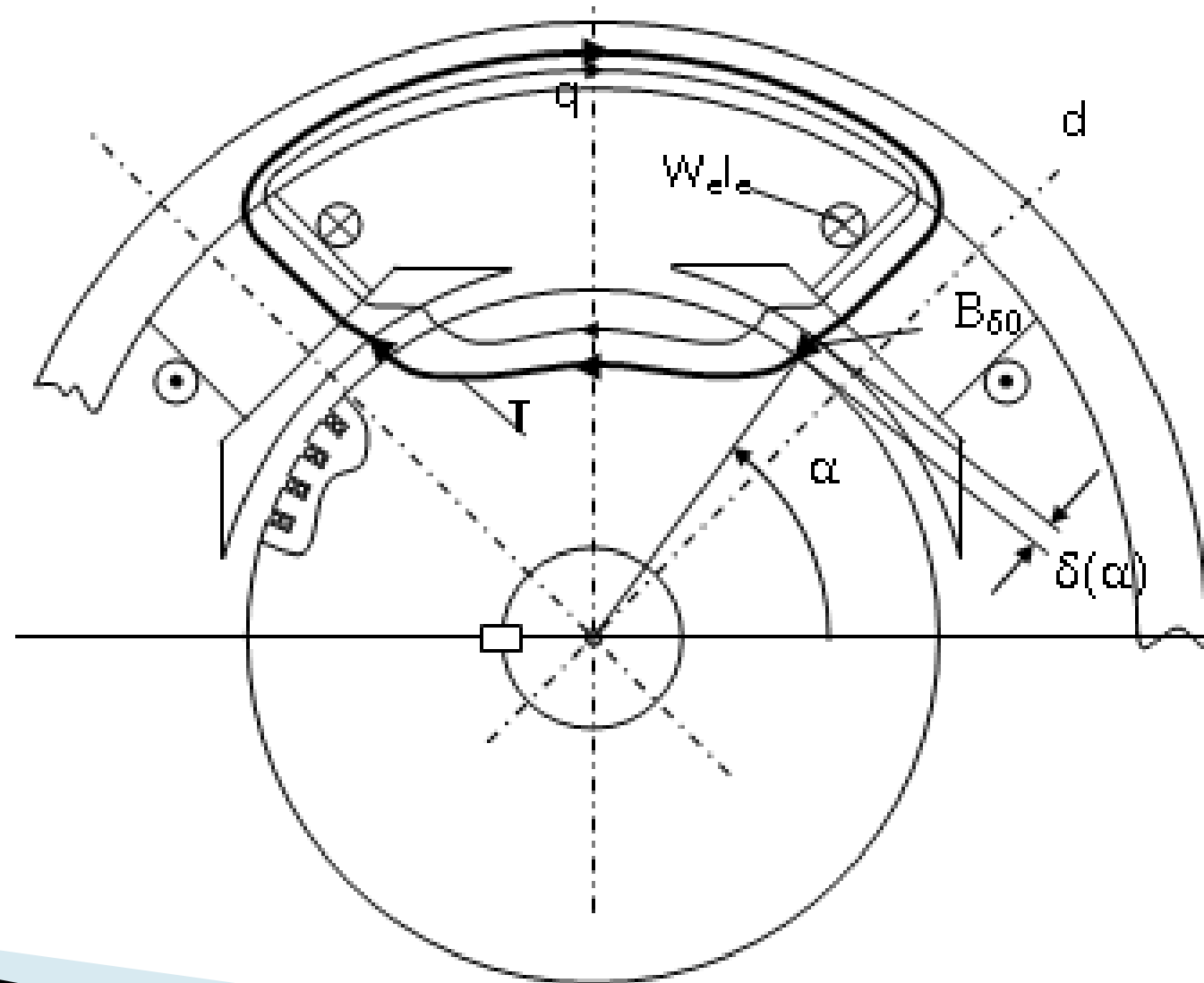
Reacția indusului

- . Probleme specifice la mașina de curent continuu:*
- Înfășurările multiple și combinate ale indusului mașinii de c.c.*
- Reacția indusului și comutația: influența asupra expresiei tensiunii induse și a cuplului electromagnetic, mijloace de ameliorare.*
- Motoare de c.c. excitate electromagnetic și cu magneti permanenți: scheme, pornire, caracteristici, reglajul vitezei.*



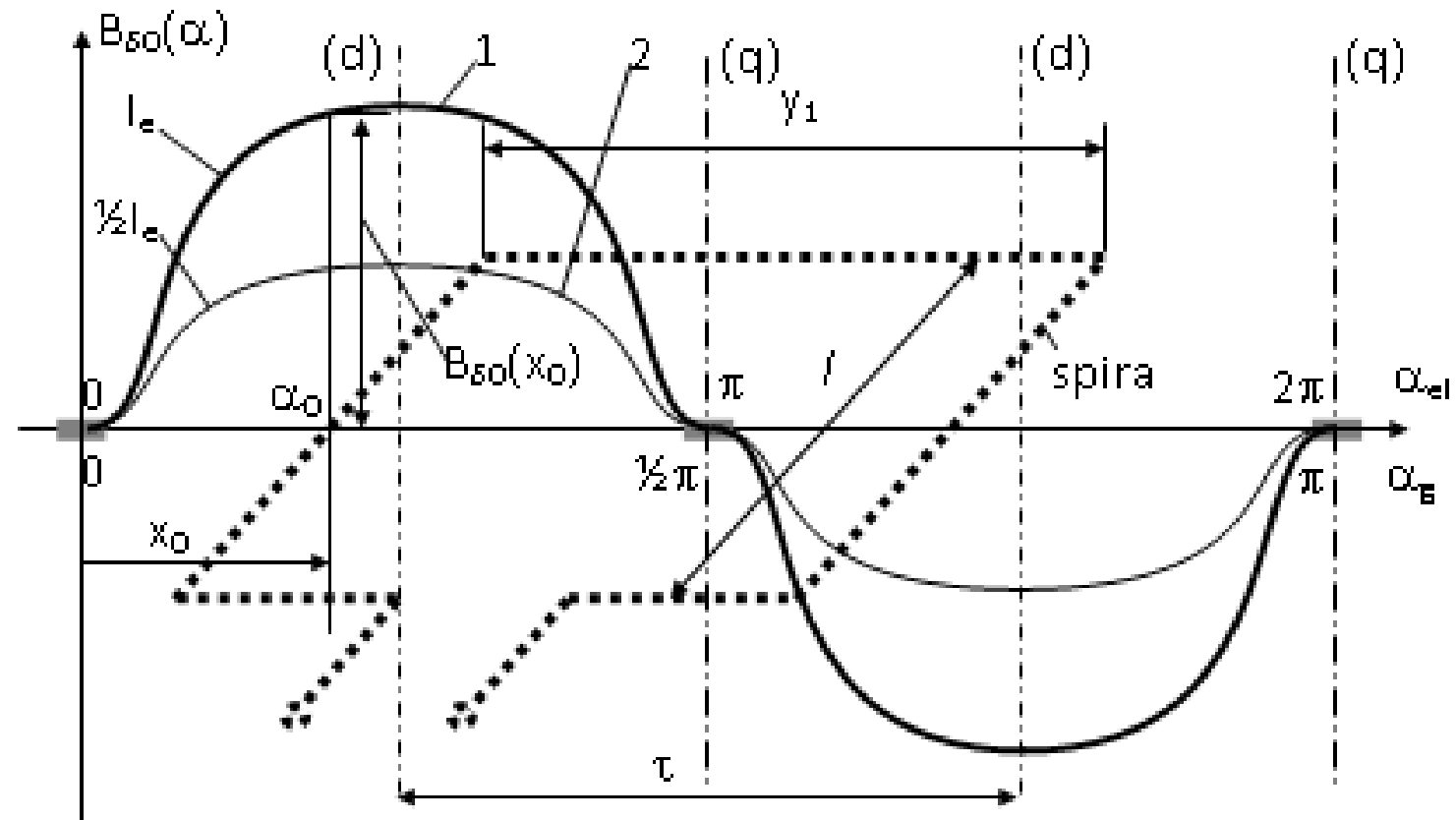
Reacția indusului

Câmpul inductor la mașina de curent continuu



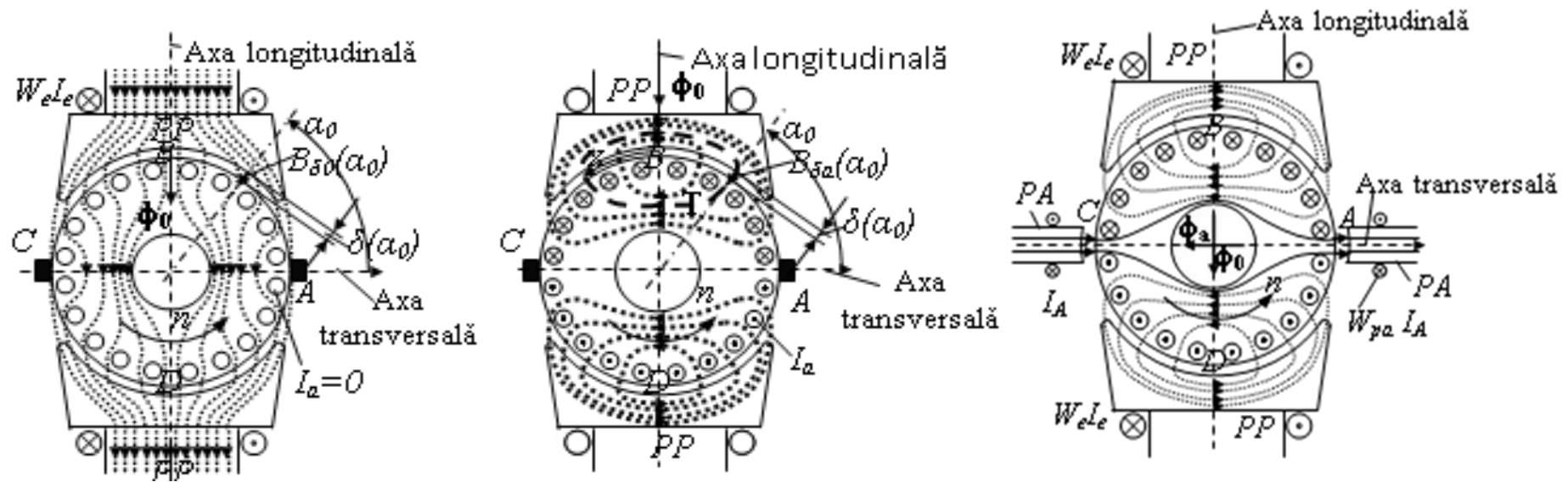
Reacția indusului

Câmpul inductor la mașina de curent continuu



Reacția indusului

Câmpul creat de indusul mașinii de curent continuu



Reacția indusului

Câmpul creat de indusul mașinii de curent continuu - motor

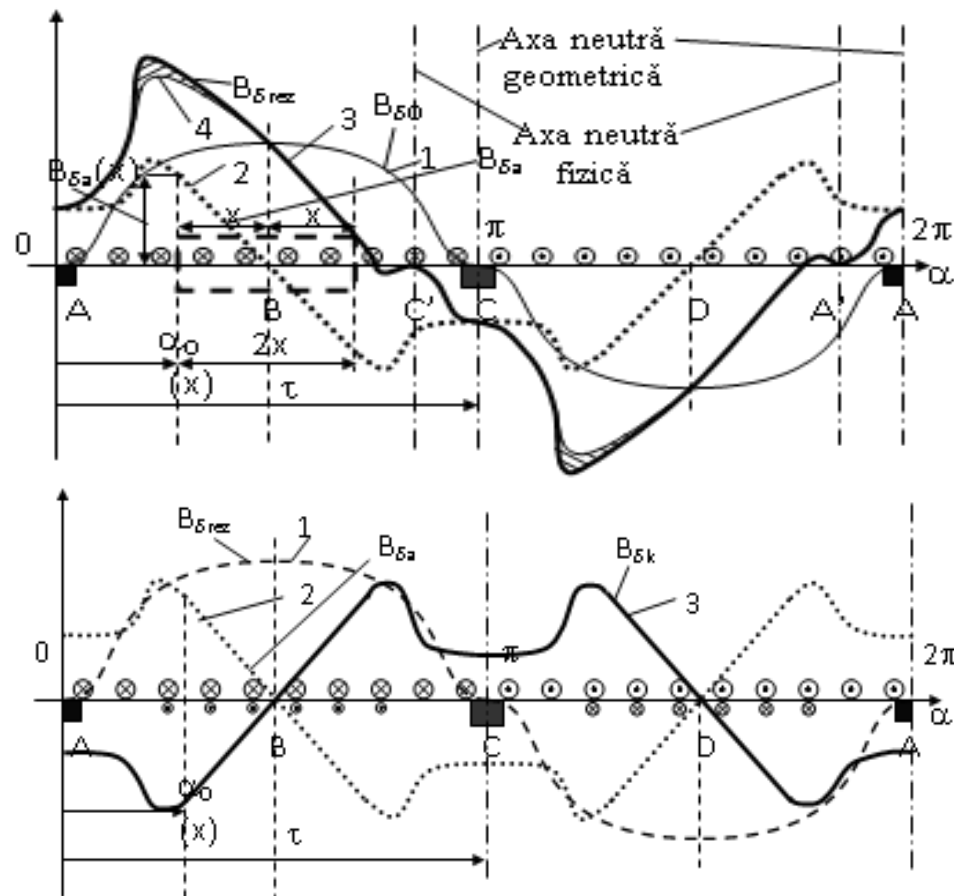
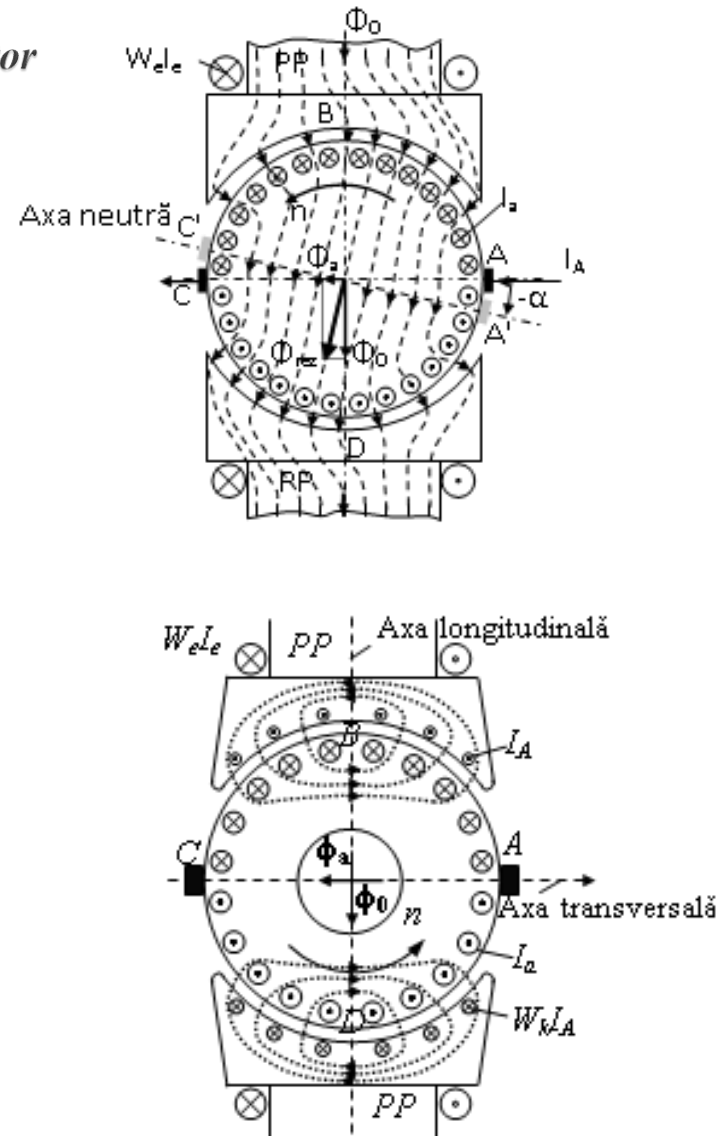
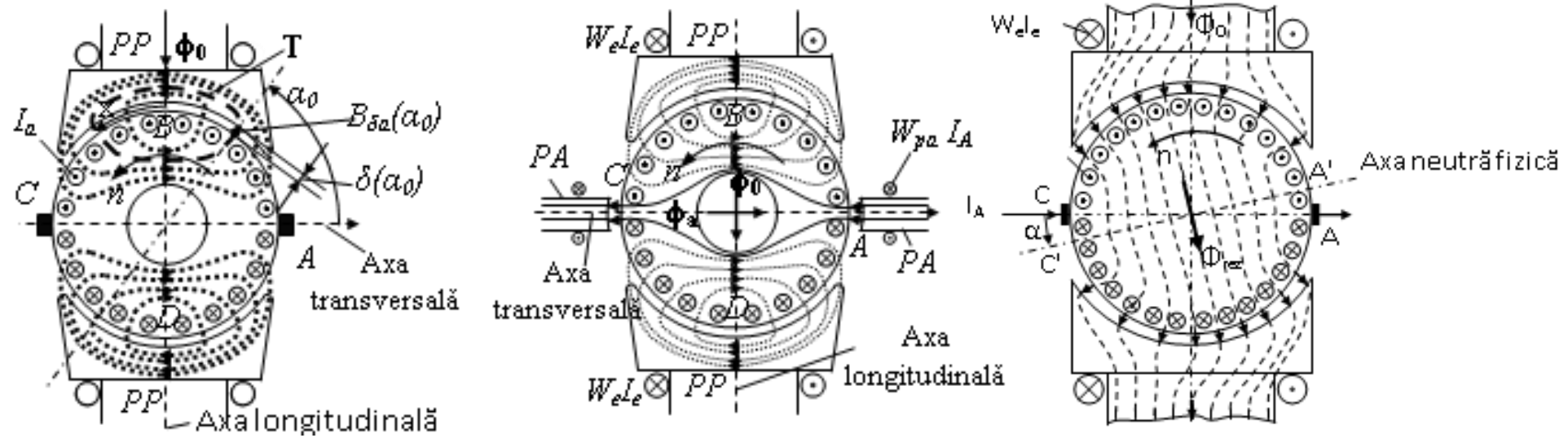


Fig. 7.4.4 Câmpul rezultat, rolul înfășurării de compensație la motorul de curent continuu



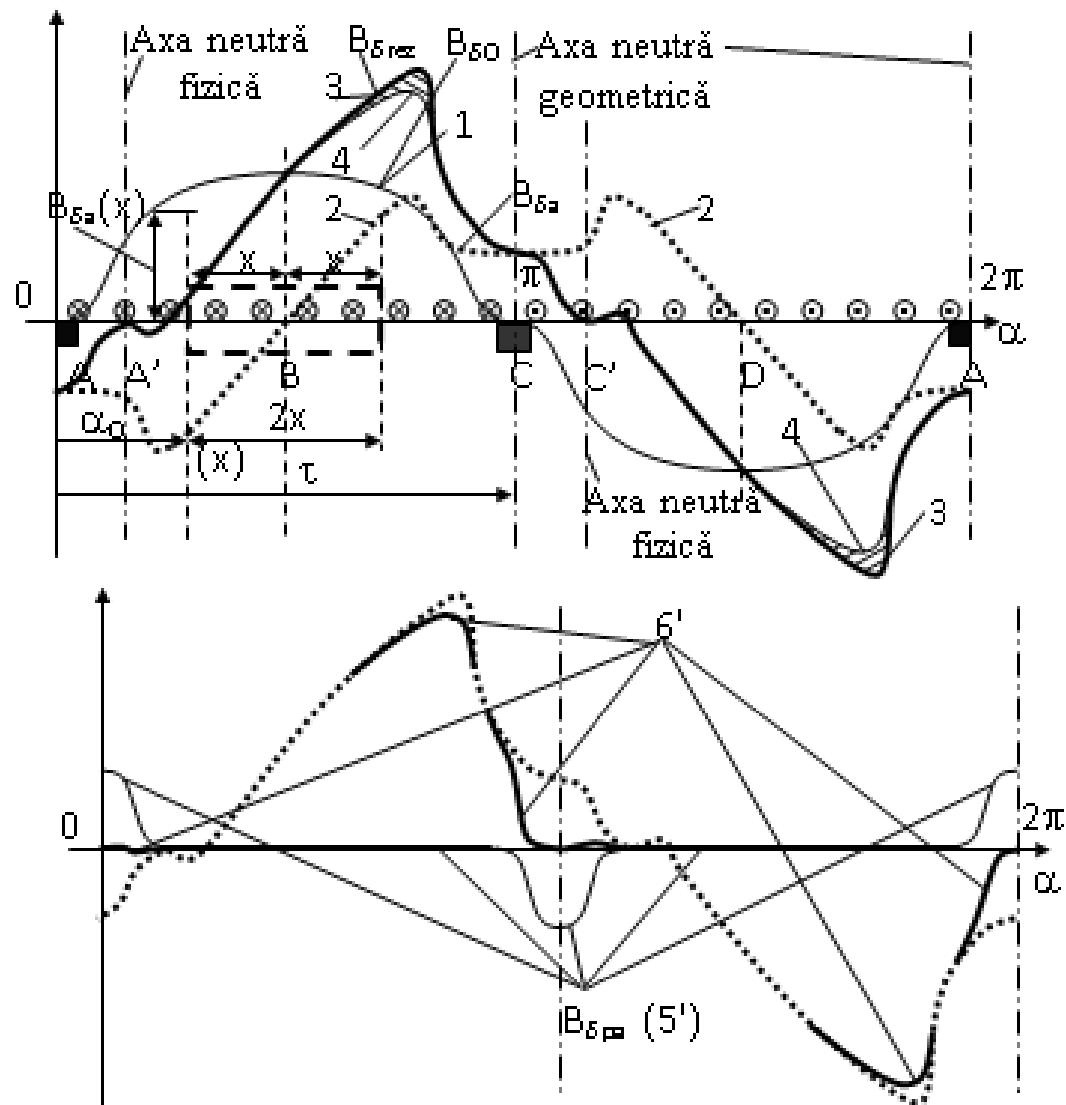
Reacția indusului

Câmpul creat de indusul mașinii de curent continuu - generator



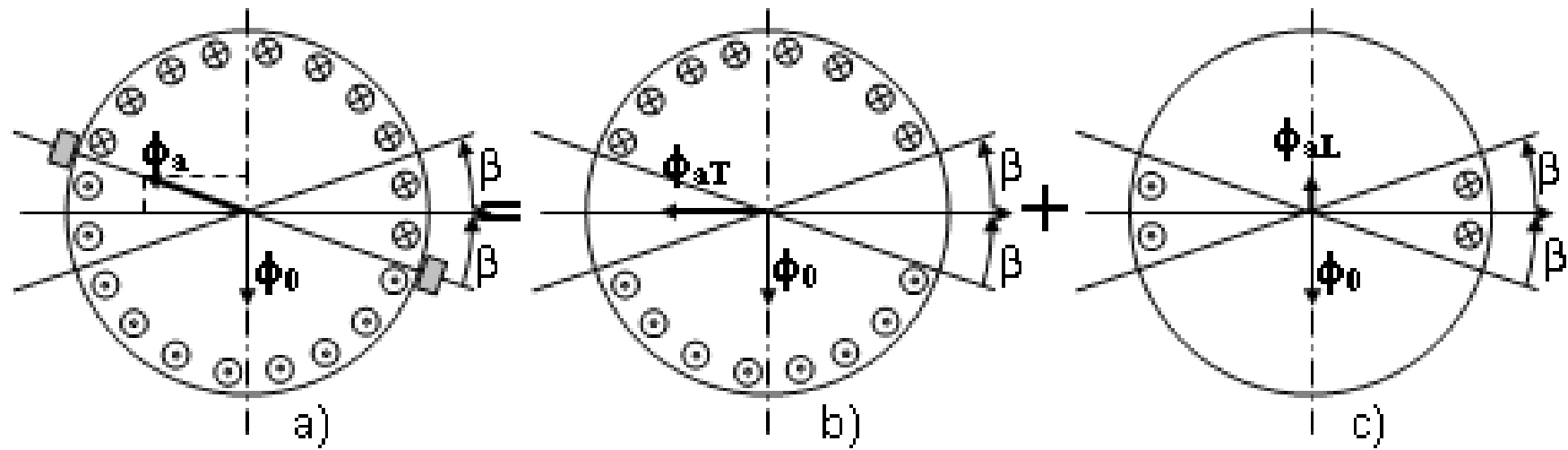
Reacția indusului

Câmpul creat de indusul mașinii de curent continuu - generator

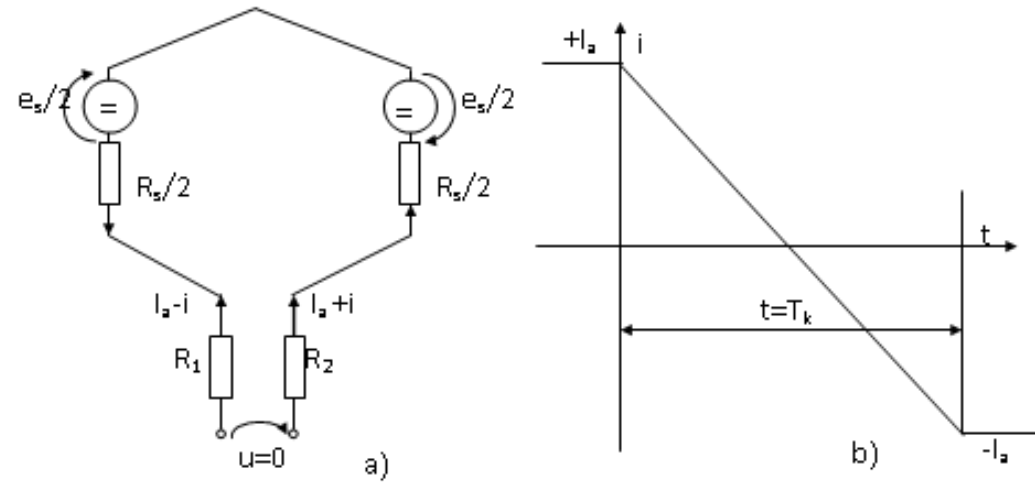
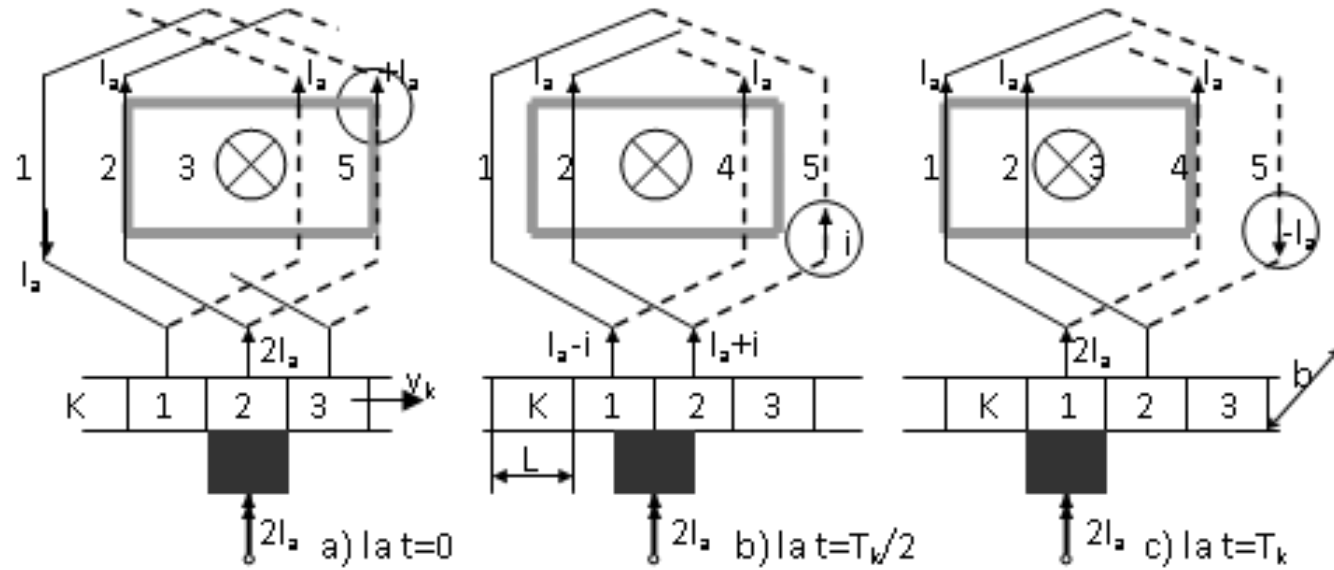


Reacția indusului

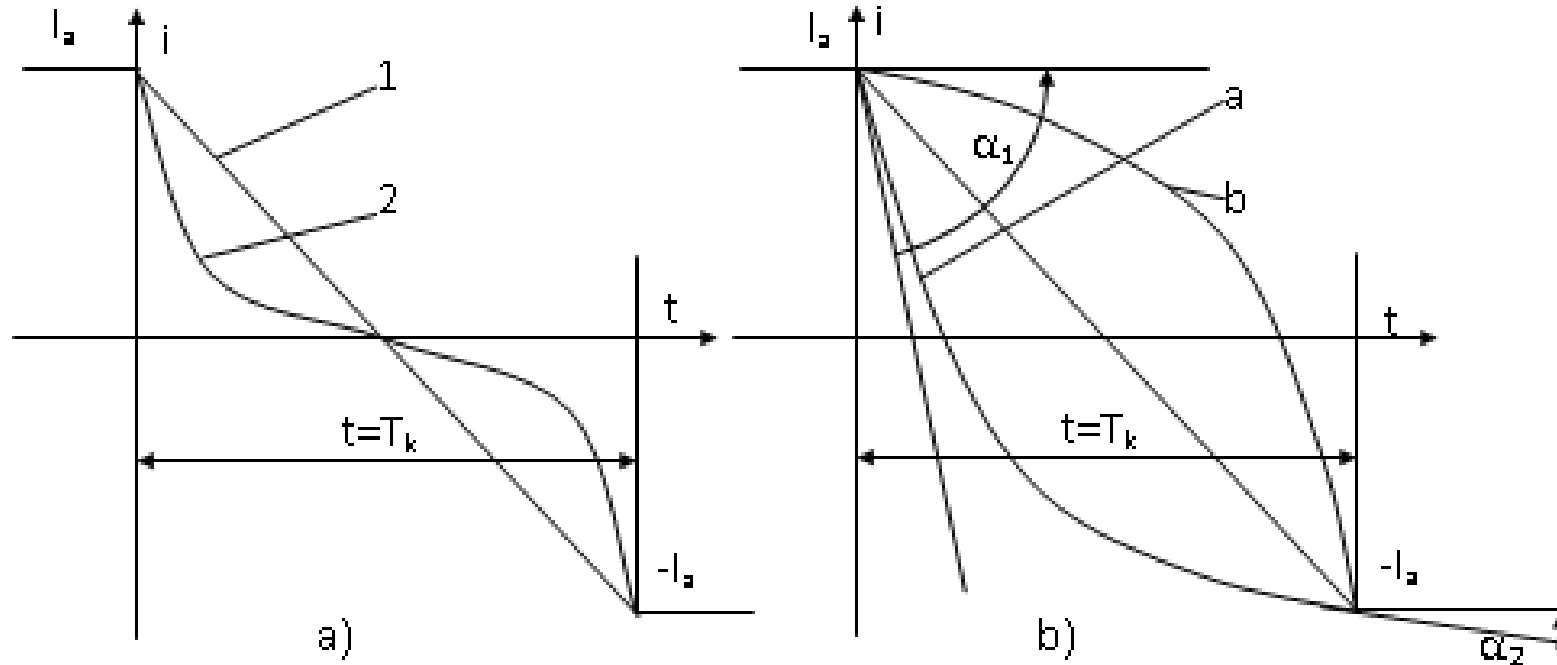
Câmpul creat de indusul mașinii de curent continuu



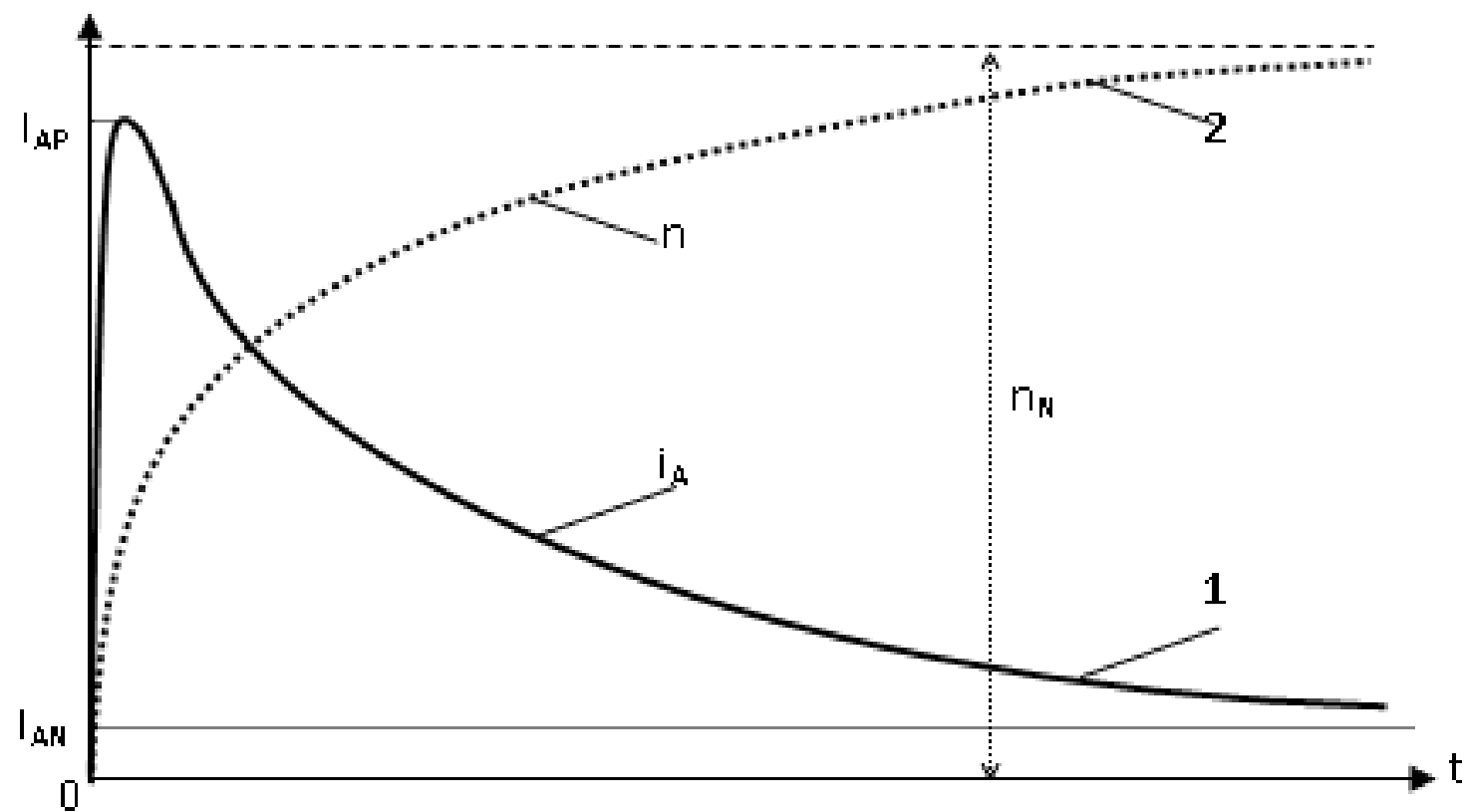
Comutația curentului la mașina de c.c.



Comutația curentului la mașina de c.c.

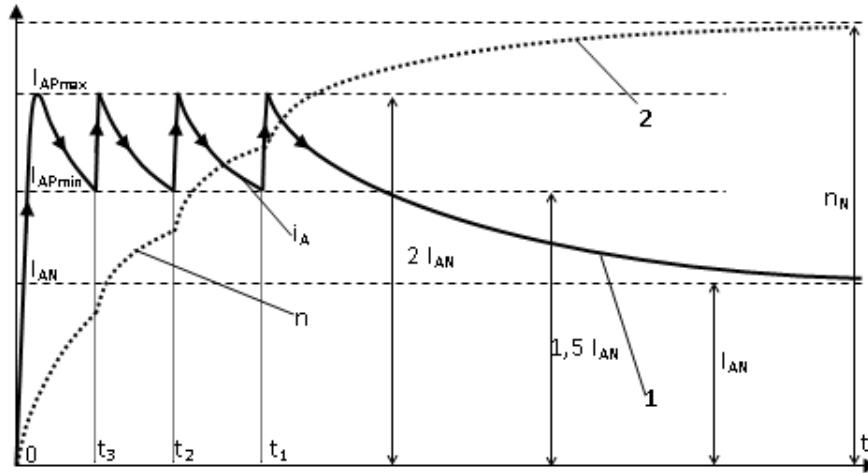
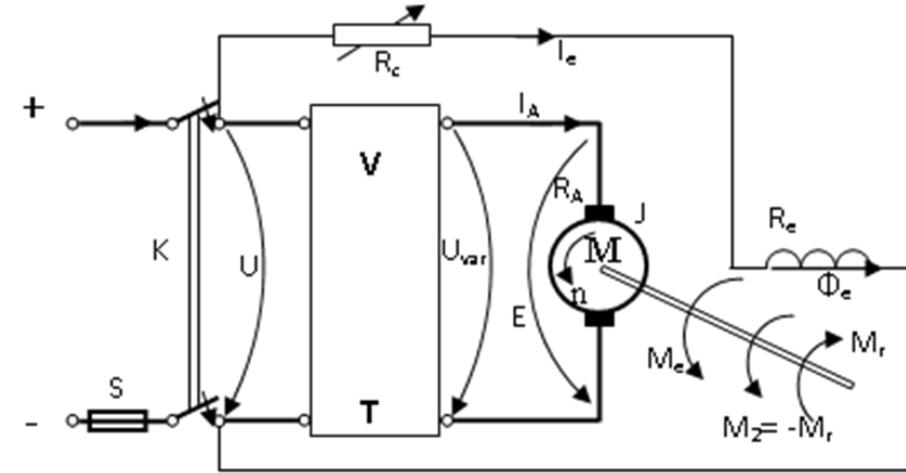
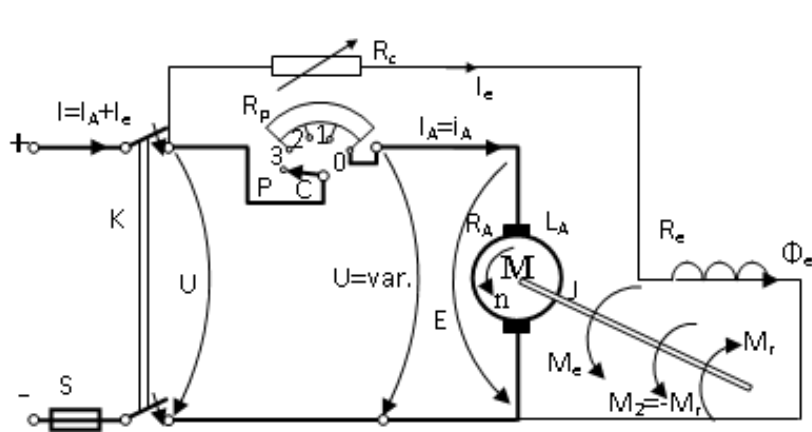


Pornirea motoarelor de curent continuu cu excitație derivație



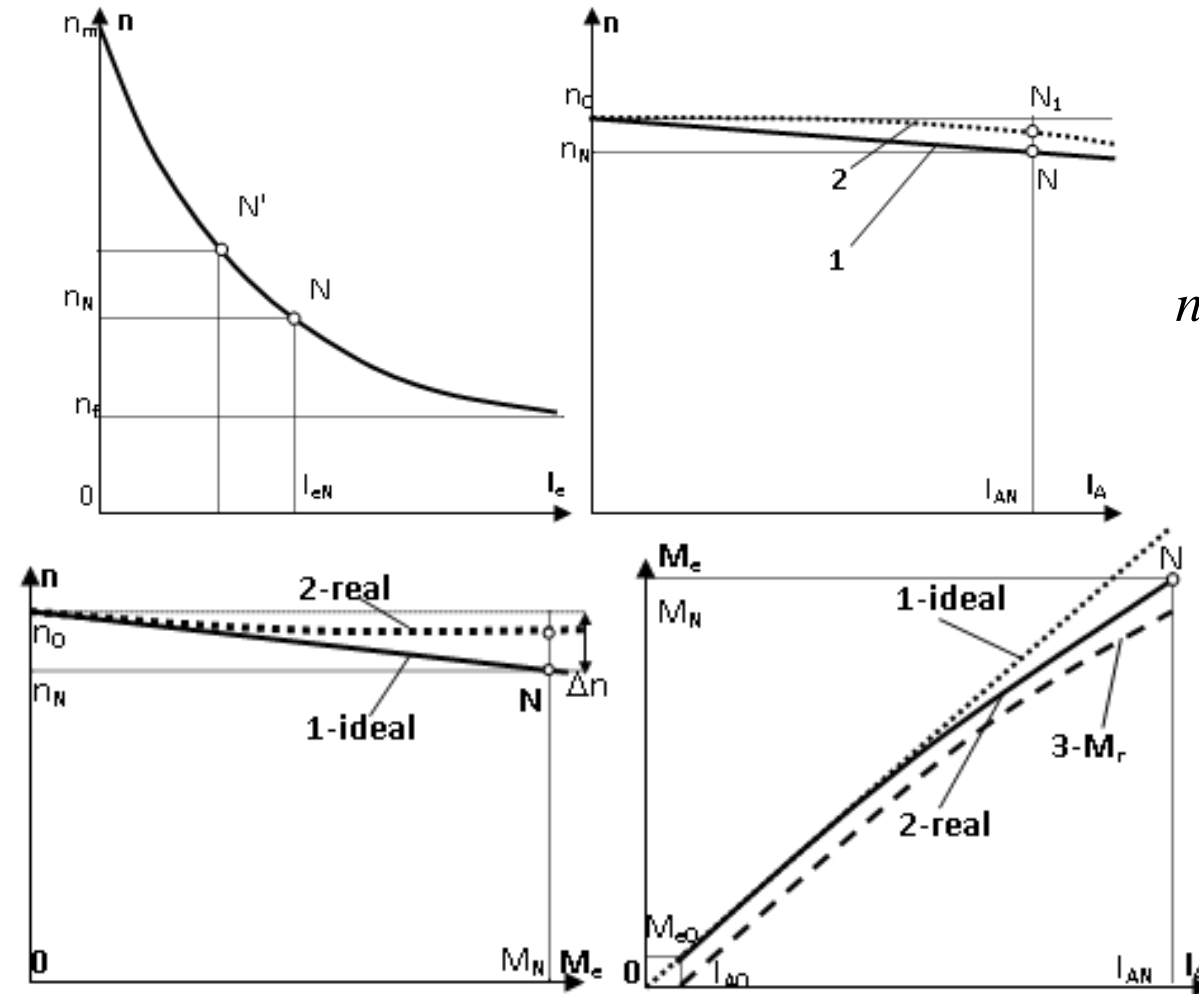
$$M_e = k_m \cdot \Phi_e \cdot I_A; \quad E = k_e \cdot \Phi_e \cdot n = k_m \cdot \Phi_e \cdot \Omega; \quad \text{cu: } \Phi_e = \Phi_{e0} - \Phi_a$$

Pornirea motoarelor de curent continuu cu excitație derivație



$$I_{AP} = \frac{U_{\text{var}} - E(n)}{R_A}$$

Caracteristicile motorului de curent continuu cu excitație derivație



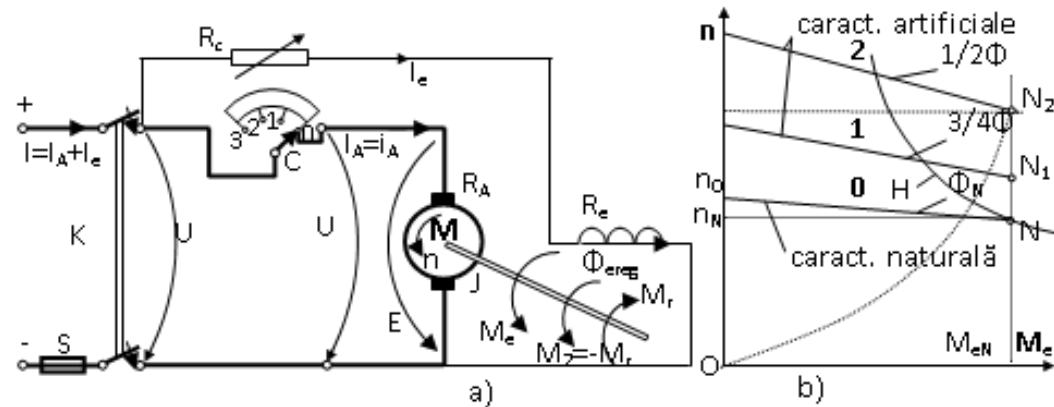
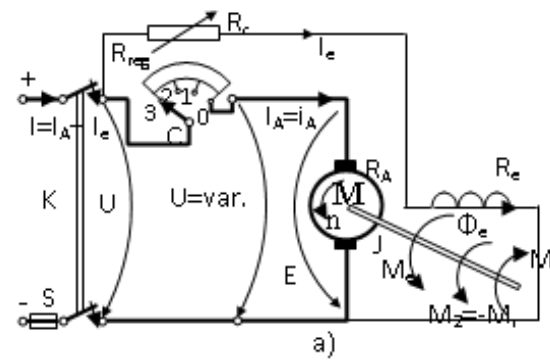
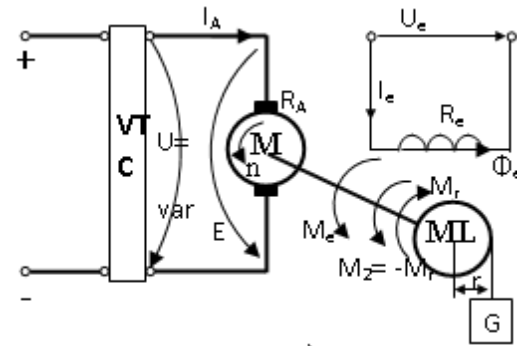
$$n = \frac{U}{k_e \cdot \Phi_e} - \frac{R_A}{k_e \cdot k_m \cdot \Phi_e^2} \cdot M_e$$

$$M_e = k_m \Phi_e \cdot I_A$$

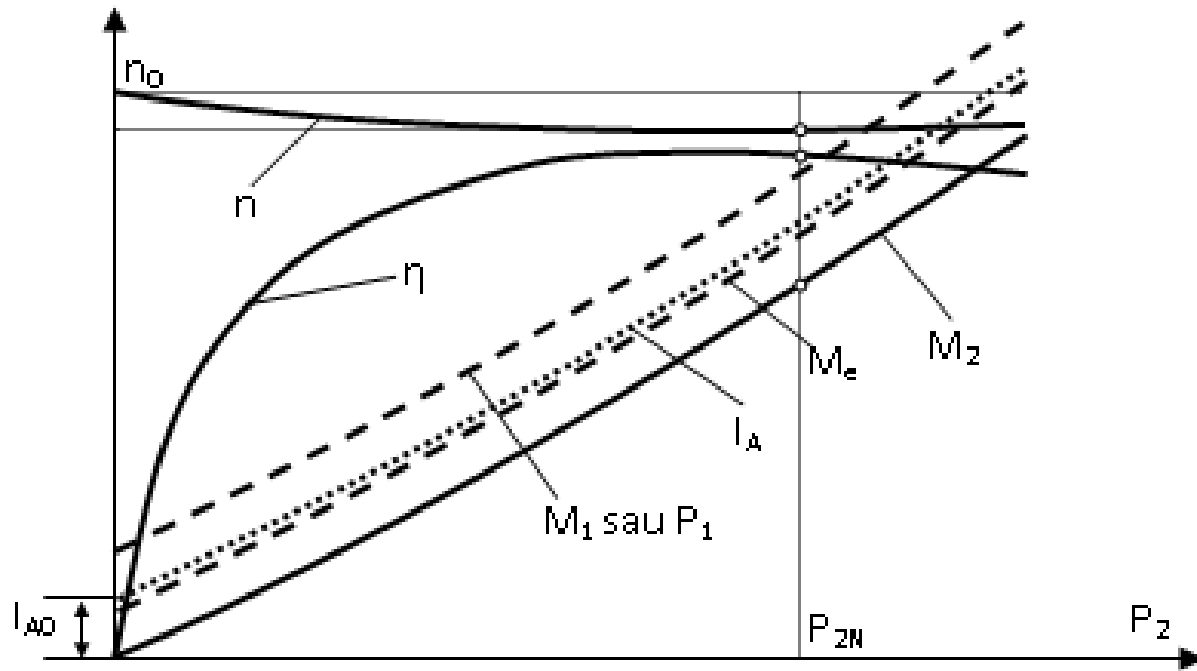
Reglajul vitezei motorului de curent continuu cu excitație derivație

$$n = \frac{U}{k_e \cdot \Phi_e} - \frac{R_A}{k_e \cdot k_m \cdot \Phi_e^2} \cdot M_e$$

$$M_e = k_m \Phi_e \cdot I_A$$



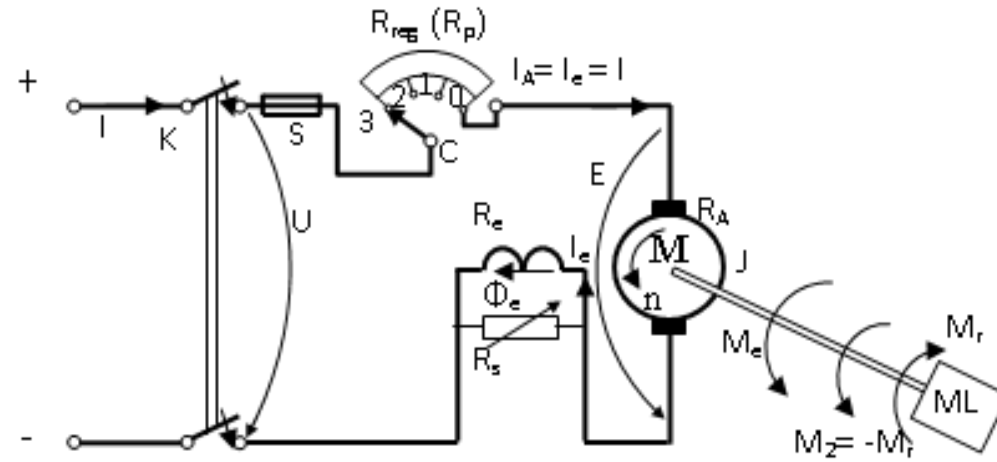
Caracteristicile motorului de curent continuu cu excitație derivație



$$n = \frac{U}{k_e \cdot \Phi_e} - \frac{R_A}{k_e \cdot k_m \cdot \Phi_e^2} \cdot M_e$$

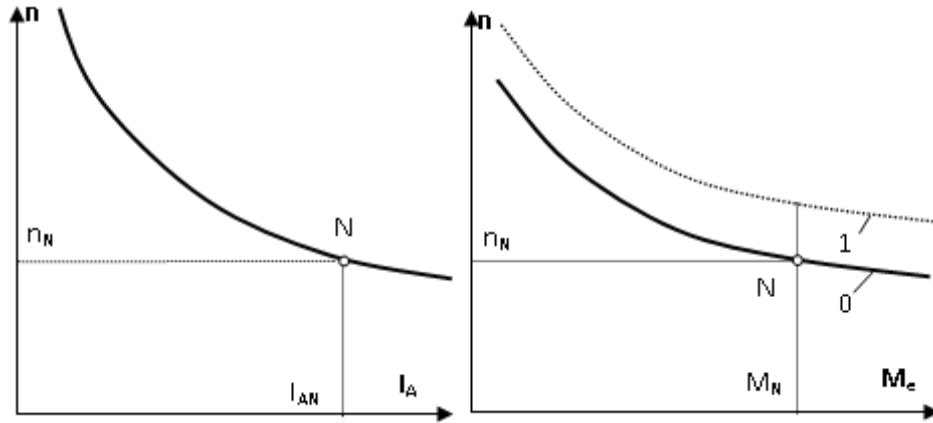
$$M_e = k_m \Phi_e \cdot I_A$$

Pornirea motoarelor de curent continuu cu excitație serie

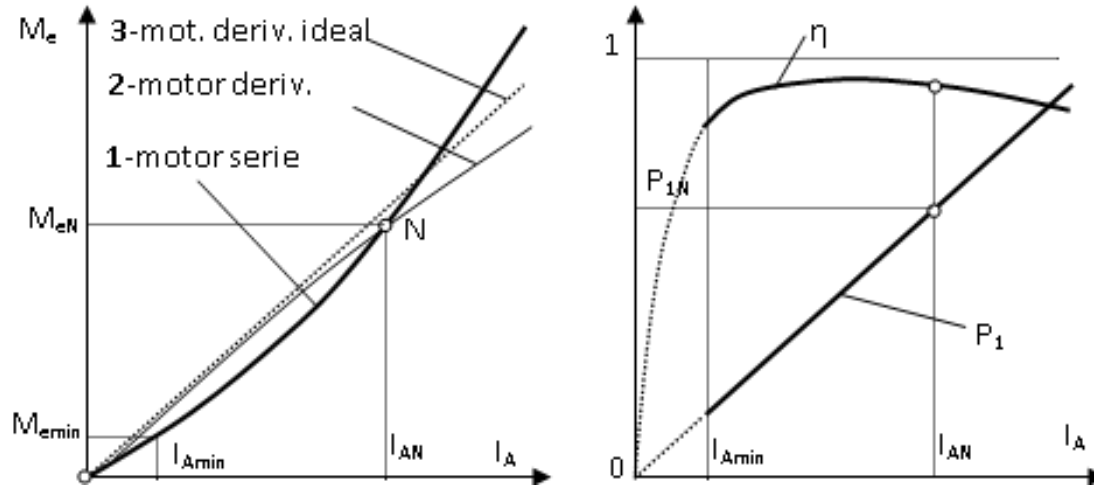


$$U = E + (R_p + R_A + R_e) \cdot I_A$$
$$I_{Ap} = \frac{U}{R_A + R_e + R_p} \cong 2 \cdot I_{AN}$$

Reglajul vitezei motorului de curent continuu cu excitație serie

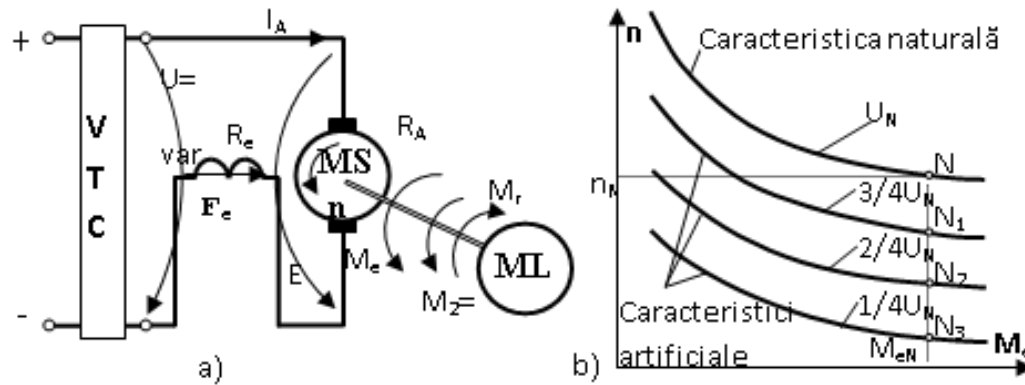


$$n = \frac{U}{k_e \cdot \Phi_e} - \frac{R_A}{k_e \cdot k_m \cdot \Phi_e^2} \cdot M_e$$

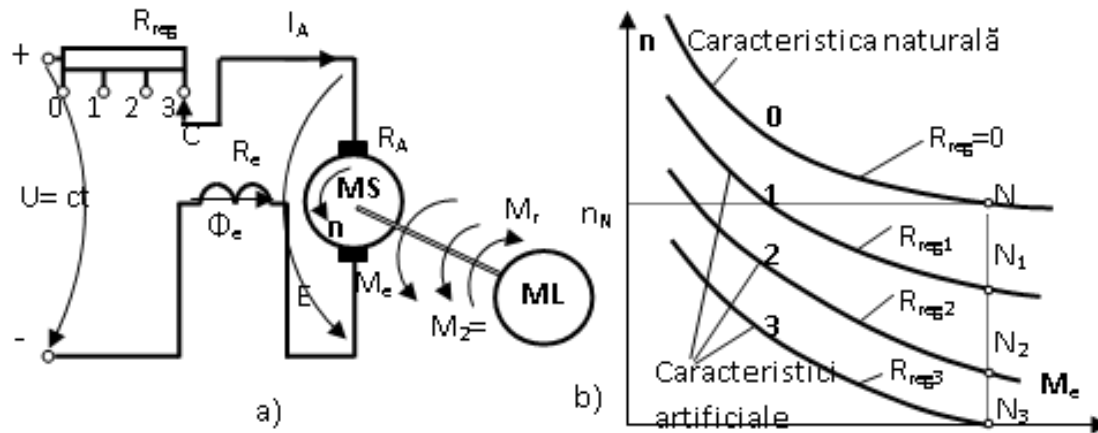


$$M_e = k_m \Phi_e \cdot I_A$$

Caracteristicile motorului de curent continuu cu excitație serie

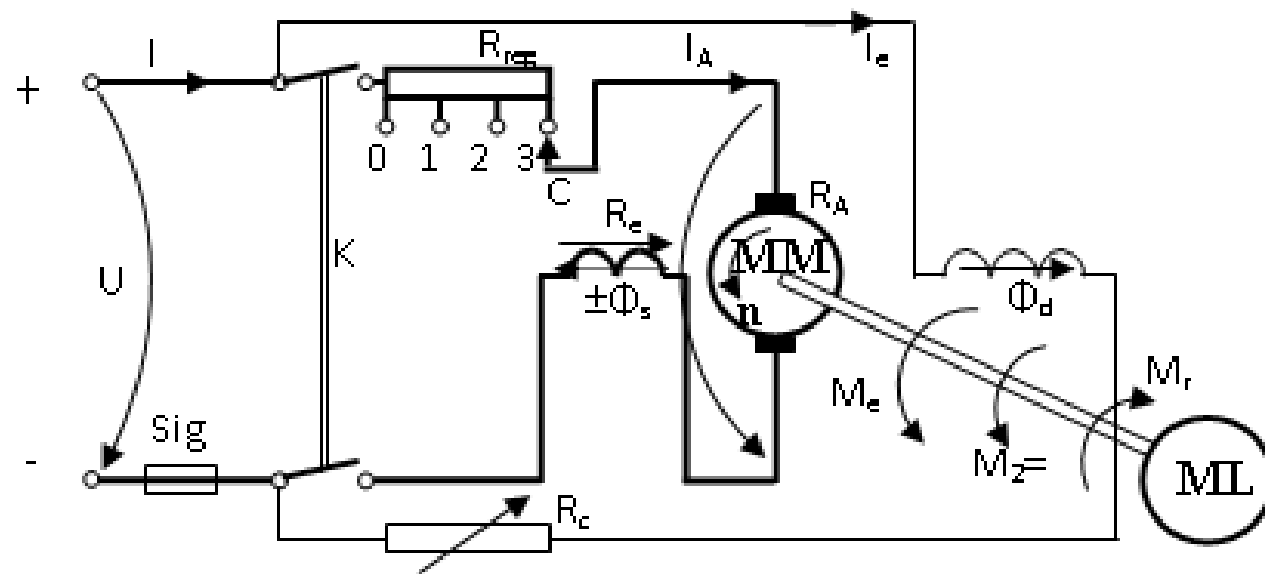


$$n = \frac{U}{k_e \Phi_{esat}} - \frac{\Sigma R_A}{k_e k_m \Phi_{esat}^2} \cdot M_e$$

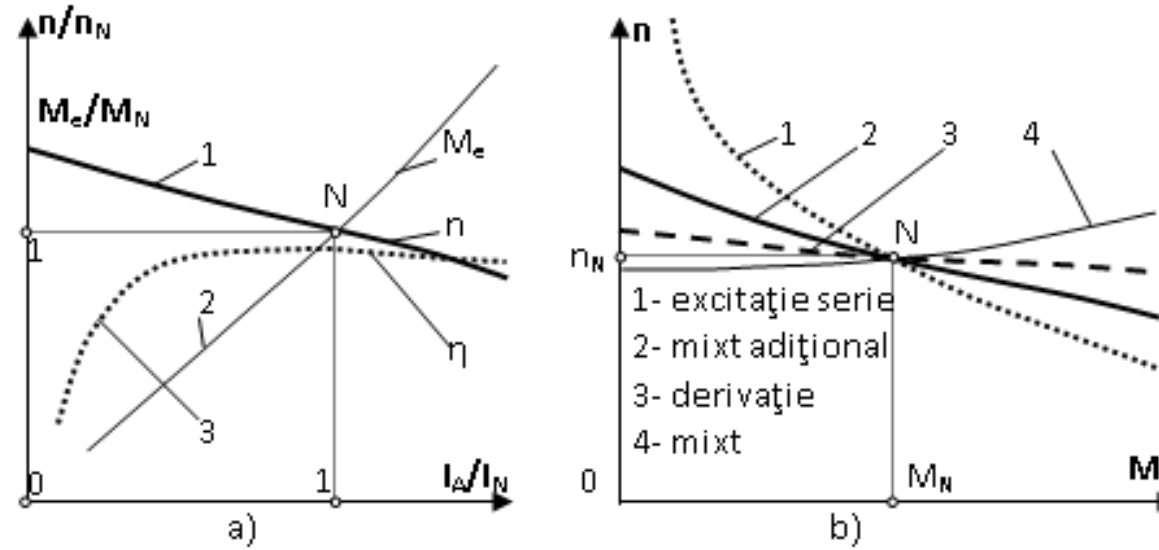


$$n = \frac{U}{k_e \Phi_{esat}} - \frac{\Sigma R_A + R_{reg}}{k_e k_m \Phi_{esat}^2} \cdot M_e$$

Schema unui motor de curent continuu cu excitație mixtă



Caracteristicile motorului de curent continuu cu excitație mixtă



$$n = \frac{U}{k_e (\Phi_d \pm \Phi_s)} - \frac{R_t}{k_e (\Phi_d \pm \Phi_s)} I_A$$

$$M_e = k_m \cdot (\Phi_d \pm \Phi_s) \cdot I_A$$

Problemele speciale ale mașinilor electrice

Cursul numărul 5

Sef. Lucrări Vîrlan Bogdan

Tematica și importanța cursului

Probleme specifice privitoare la mașina de inducție:

- Particularități de construcție ale mașinilor de inducție, înfășurări speciale bifazate și trifazate, cu pas scurtat, cu q fracționar, în bare, pentru schimbarea numărului de perechi de poli, inclinarea creștăturii, factor de înfășurare.*
- Armonicile de ordin superior – cupluri parazite*
- Construcții neconvenționale: cu rotor cu creștătura în pană, cu rotor cu dubla colivie, cu rotor exterior, metode speciale de creștere a cuplului de pornire,*
- Metode și strategii speciale de reglare a turației motoarelor asincrone*



Particularitățile constructive ale mașinilor asincrone

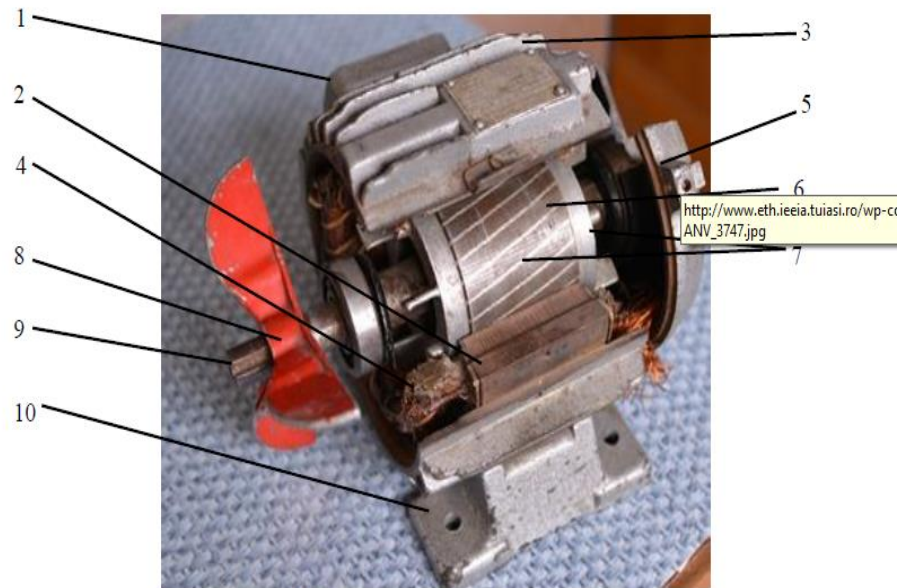


Fig. 1. Mașină asincronă cu rotor în scurtcircuit

1 – placă de borne; 2- jug statoric; 3 – carcasă cu aripioare de răcire; 4 – înfășurare statorică;
5 – capac cu suport lagăr; 6 – rotor; 7 – înfășurare rotorică; 8 – ventilator; 9 – ax; 10 – talpa de susținere.

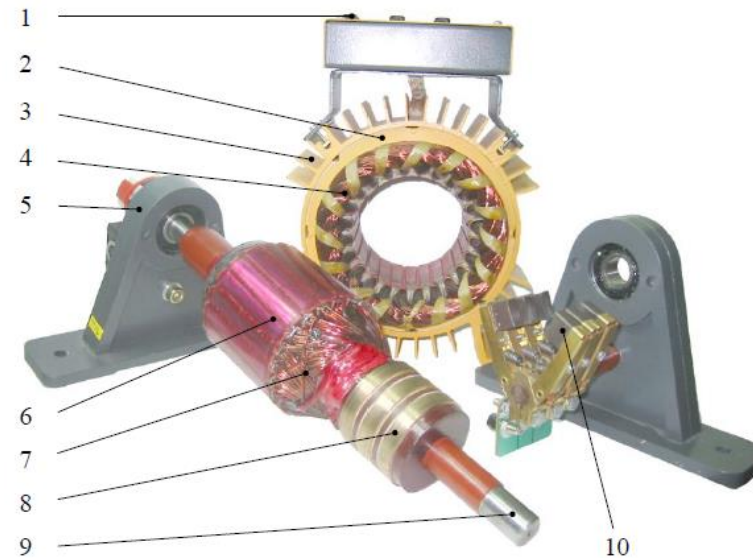
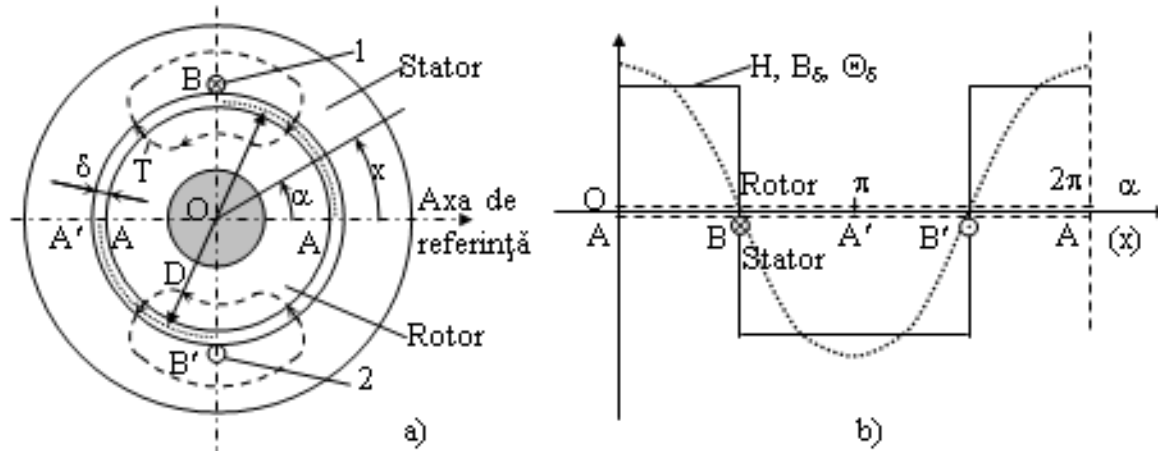


Fig. 2. Mașină asincronă cu rotor bobinat – variantă didactică

1 – placă de borne; 2- jug statoric; 3 – aripioare de răcire; 4 – înfășurare statorică;
5 – suport lagăr; 6 – rotor; 7 – înfășurare rotorică; 8 – inele; 9 – ax; 10 – perie.

Câmpul magnetic creat de înfășurări



$$\Theta = WI = \oint_T \overline{H} \cdot \overline{dl}$$

$$W \cdot I = 2 \cdot H \cdot \delta = 2\Theta_\delta$$

$$\Theta_\delta = \frac{W \cdot I}{2} = ct$$

$$H = \frac{W \cdot I}{2\delta}$$

$$B_\delta = \mu_0 \cdot H = \mu_0 \frac{W \cdot I}{2 \cdot \delta} = ct$$

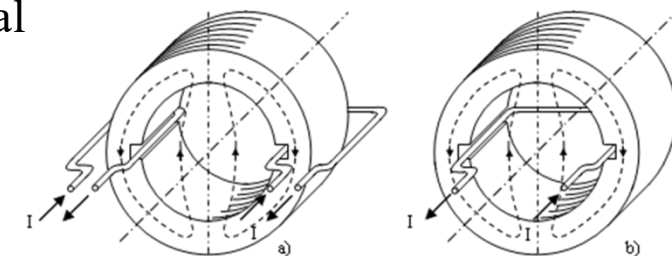
$\tau = \frac{\pi D}{2}$ - numită pas polar, egală cu distanța luată la nivelul întrefierului, dintre axele celor 2 zone de nume contrare,

y - distanța dintre cele două mănunchiuri ale bobinei (înfășurării), atunci:

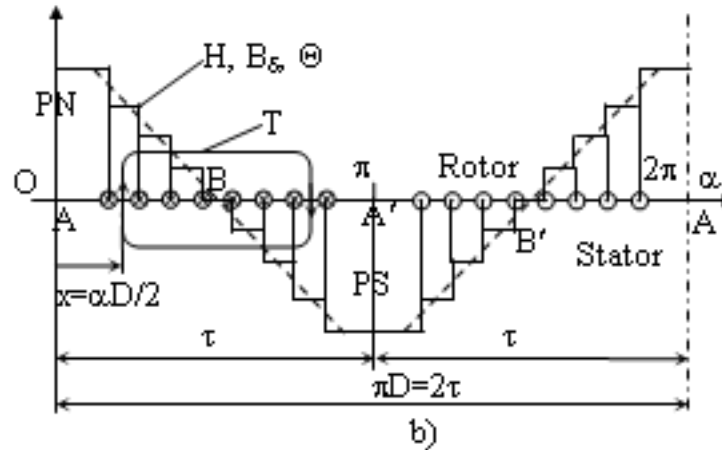
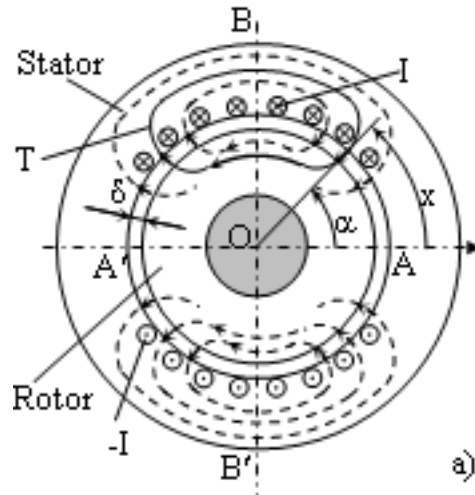
$y = \tau$ Înfășurare cu pas diametral

$y > \tau$ Înfășurare cu pas alungit

$y < \tau$ Înfășurare cu pas scurtat

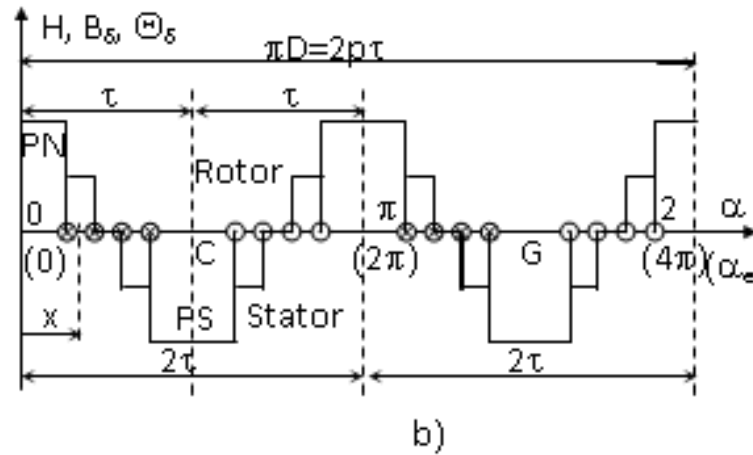
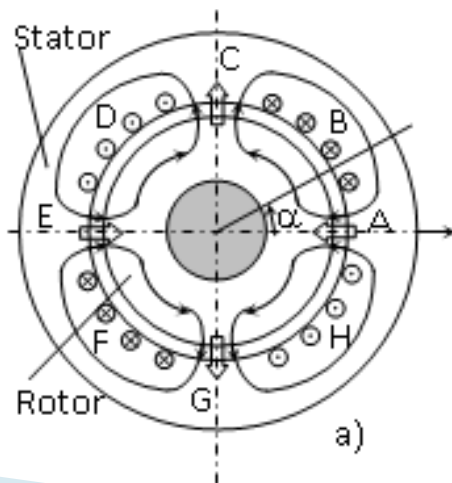


Câmpul magnetic creat de înfășurări



$$\alpha = 2\pi [\text{rad}]$$

$$\alpha_{el} = 2\pi [\text{rad}]$$



$$\alpha = 2\pi [\text{rad}]$$

$$\alpha_{el} = 4\pi [\text{rad}]$$

$$\alpha_{el} = p \cdot \alpha$$

Înfășurări monofazate

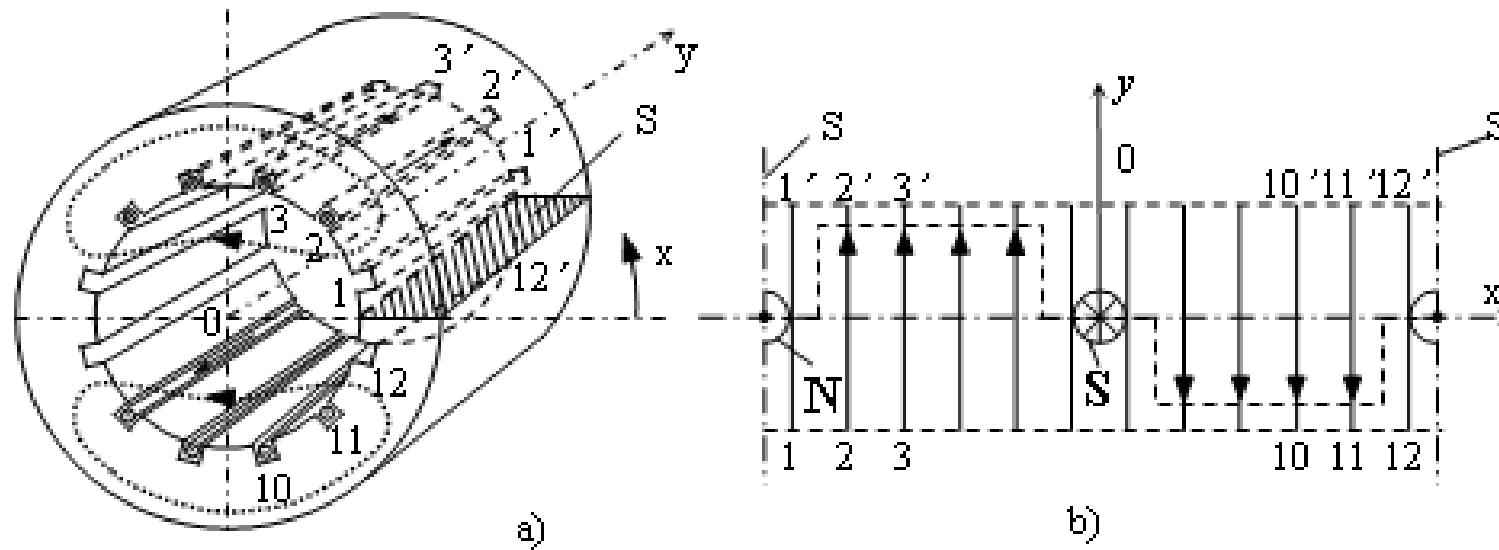
Înfășurări monofazate într-un singur strat.

$Z = 12$ - Numărul de creștături

$2p = 2$ - Numărul de poli

$\tau = \frac{Z}{2p} = \frac{12}{2} = 6$ - Pasul polar

$y = \tau = 6$ - Pasul înfășurării



Înfășurări monofazate
Înfășurări
monofazate într-un
singur strat.

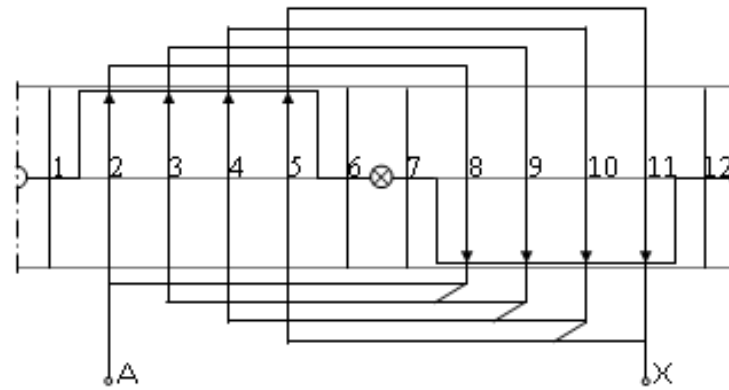


Fig. 3. 39 a) Înfășurare monofazată – varianta 1

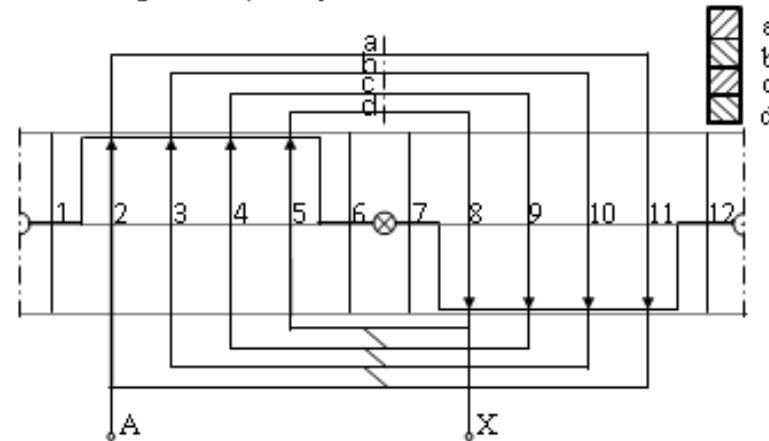


Fig. 3. 39 b) Înfășurare monofazată – varianta a 2-a

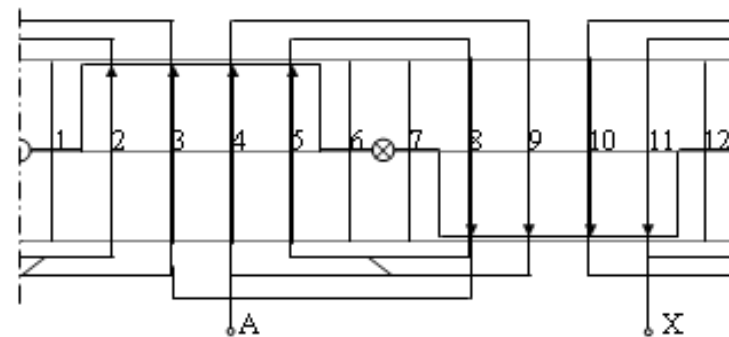
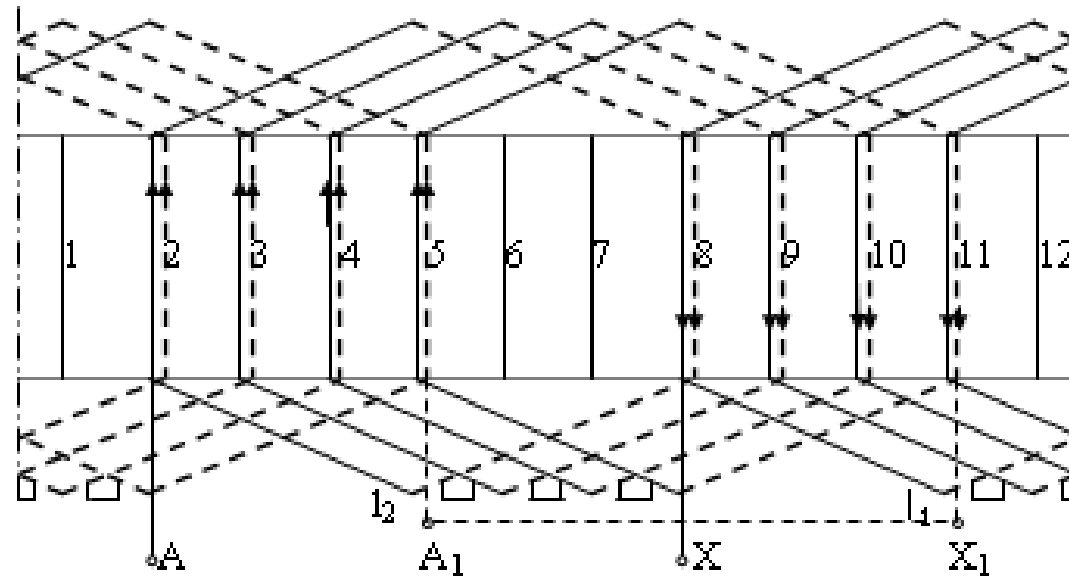


Fig. 3. 39 c) Înfășurare monofazată – varianta a 3-a

Înfășurări monofazate

Înfășurări monofazate în dublu strat



Steaua creștărilor

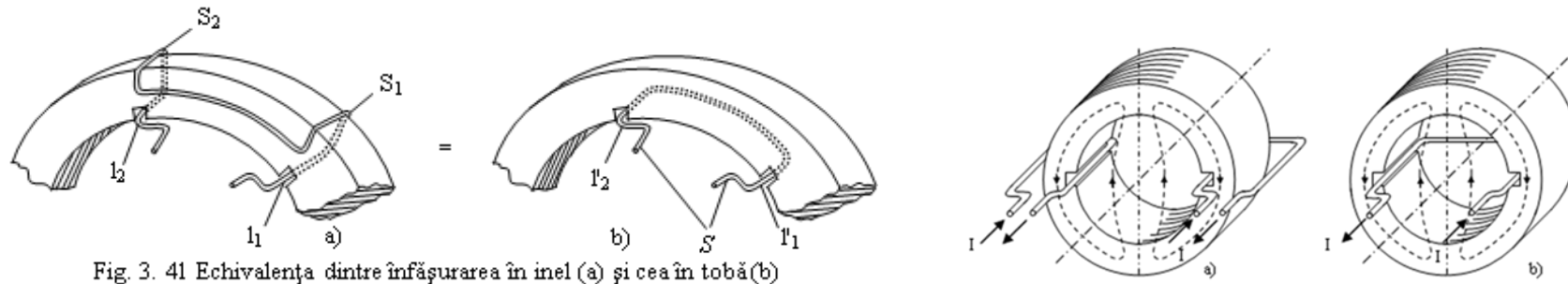


Fig. 3. 41 Echivalența dintre înfășurarea în inel (a) și cea în tobă (b)

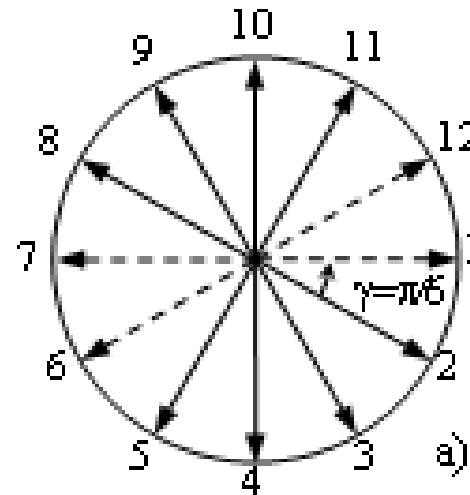
$$\gamma = \frac{2\pi}{Z} \quad [rad] \quad - \text{Unghiul dintre tensiunile induse în spire aflate în } Z \text{ creștături}$$

Exemplu:

$$Z = 12$$

$$2p = 2$$

$$\gamma = \frac{2\pi}{12} = \frac{\pi}{6} \quad [rad]$$



Steaua creștăturilor pentru o înfășurare trifazată

În cazul unei armături cu p – perechi de poli, dacă numărul de creștături este Z atunci unui dublu pas polar îi va corespunde un număr de:

$$Z_p = \frac{Z}{p} \quad - \text{Numărul de creștături aferente fiecărei perechi de poli}$$

$$\gamma = \frac{2\pi}{Z_p} = p \frac{2\pi}{Z} \quad - \text{Unghiul dintre tensiunile induse în spire aflate în } Z_p \text{ creștături}$$

Exemplu:

$$Z = 24 \quad 2p = 4 \quad \gamma = p \cdot 2\pi / 24 = 2 \cdot 2\pi / 24 = \pi/6$$

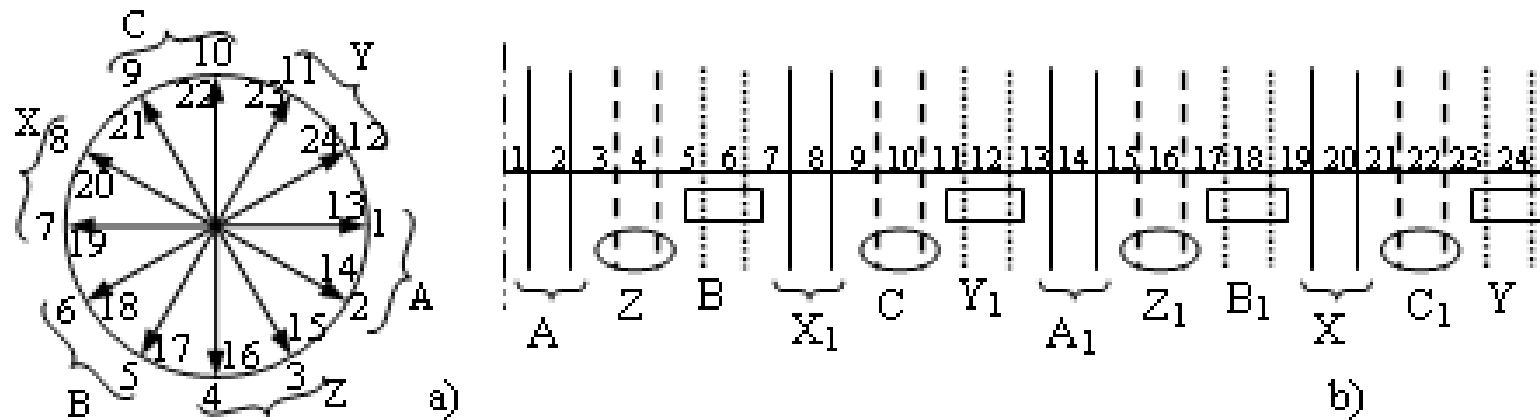


Fig. 3. 43 Armătură cu $Z=24$; $2p=4$: a) Steaua creștăturilor; b) Reprezentarea desfășurată în plan a armăturii și distribuția pe faze a creștăturilor

Înfășurări trifazate într-un singur strat sau cu q întreg

$q = Z/(2pm)$, $m = 3$ - Numărul de creștături pe pol și fază

Exemplu:

$$Z = 24 \quad 2p = 4 \quad \gamma = p \frac{2\pi}{Z} = \frac{\pi}{6}$$

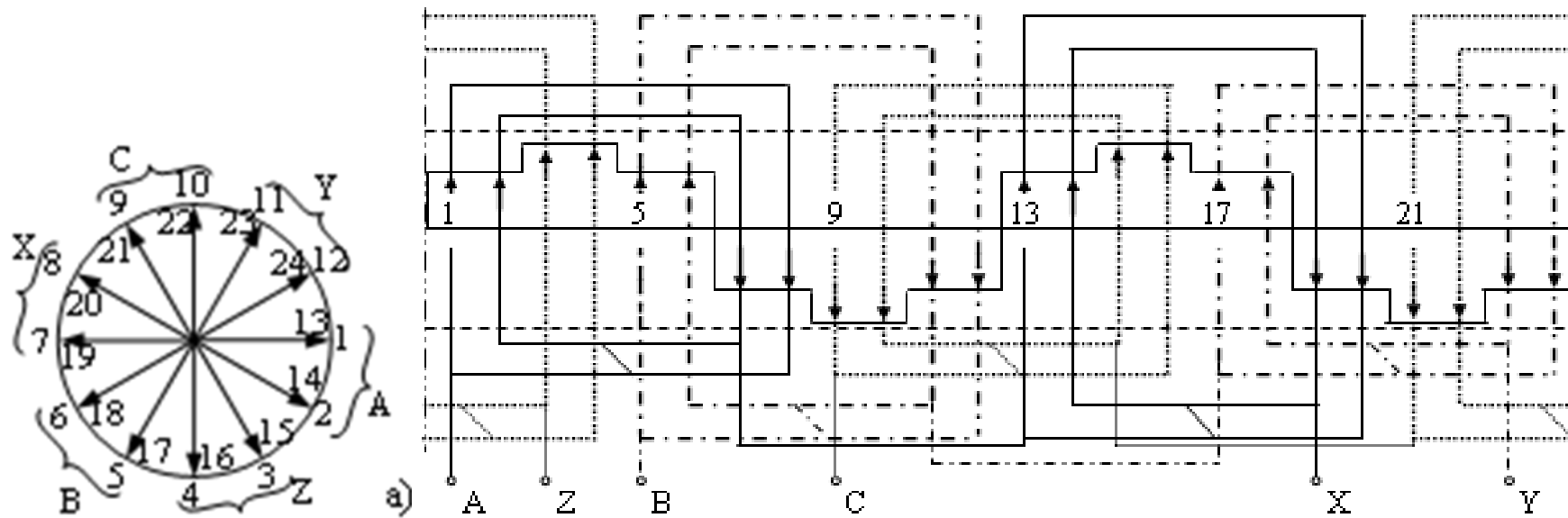


Fig. 3.44 Înfășurare trifazată în două etaje cu bobine concentrice

Înfășurări trifazate într-un singur strat sau cu q întreg

$q = Z/(2pm)$, $m = 3$ - Numărul de creștături pe pol și fază

Exemplu:

$$Z = 24 \quad 2p = 4 \quad \gamma = p \frac{2\pi}{Z} = \frac{\pi}{6} \quad q = \frac{Z}{2pm} = 2$$

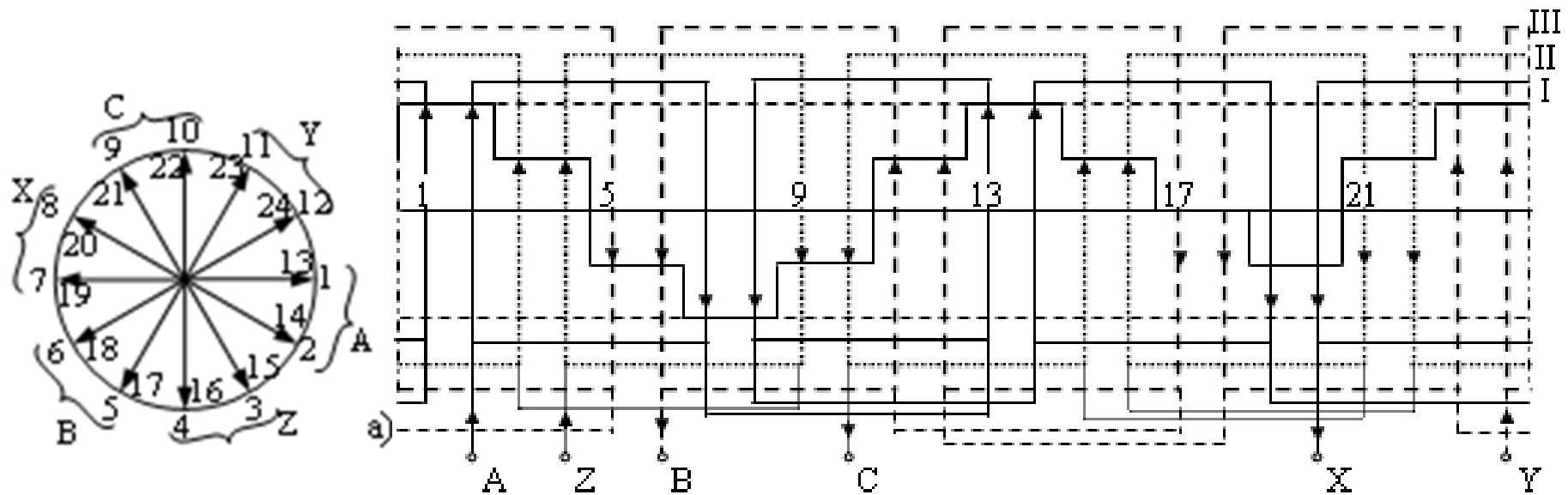


Fig. 3.46 Înfășurare trifazată în trei etaje: $Z=24$, $2p=4$

Înfășurări trifazate într-un singur strat sau cu q întreg

$q = Z/(2pm)$, $m = 3$ - Numărul de creștături pe pol și fază

Exemplu:

$$Z = 24 \quad 2p = 4 \quad \gamma = p \frac{2\pi}{Z} = \frac{\pi}{6} \quad q = \frac{Z}{2pm} = 2$$

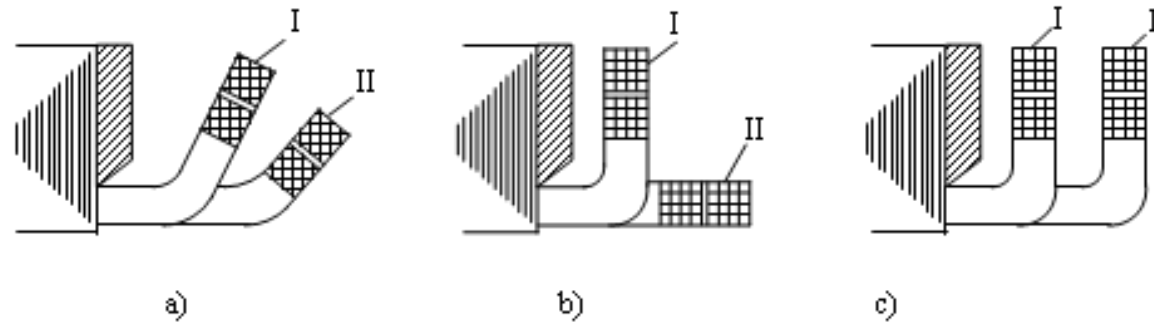


Fig. 3. 45. Forme ale capetelor de bobine la înfășurări în 2 etaje

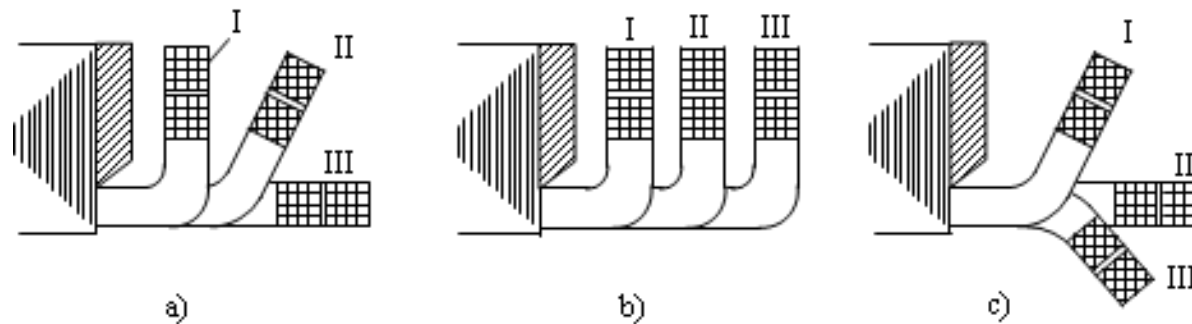


Fig. 3. 47. Dispunerea capetelor de bobine la înfășurări în 3 etaje

Înfășurări trifazate într-un singur strat sau cu q întreg

$q = Z/(2pm)$, $m = 3$ - Numărul de creștături pe pol și fază

Exemplu:

$$Z = 24$$

$$2p = 4$$

$$\gamma = p \frac{2\pi}{Z} = \frac{\pi}{6}$$

$$q = \frac{Z}{2pm} = 2$$

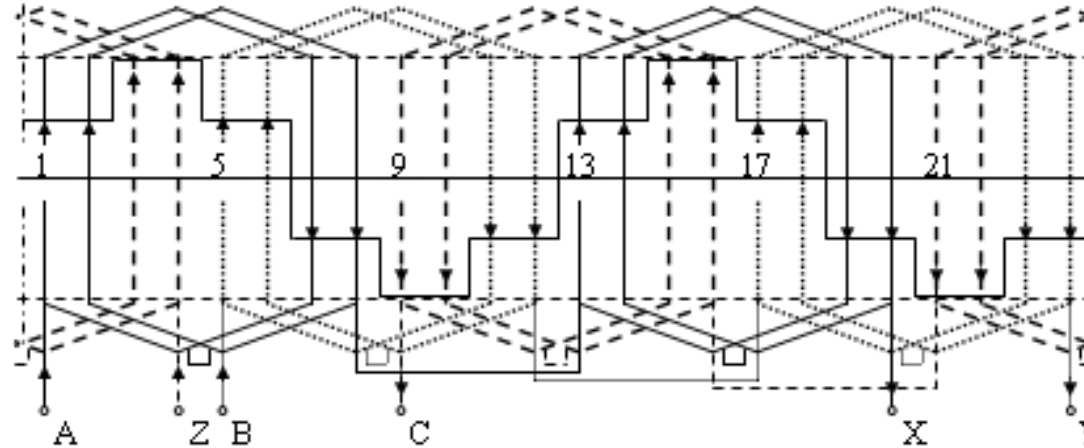


Fig.3.49 Înfășurare trifazată cu bobine identice (în manta): $Z=24$, $2p=4$, $a=1$, $t_1=5T/12$

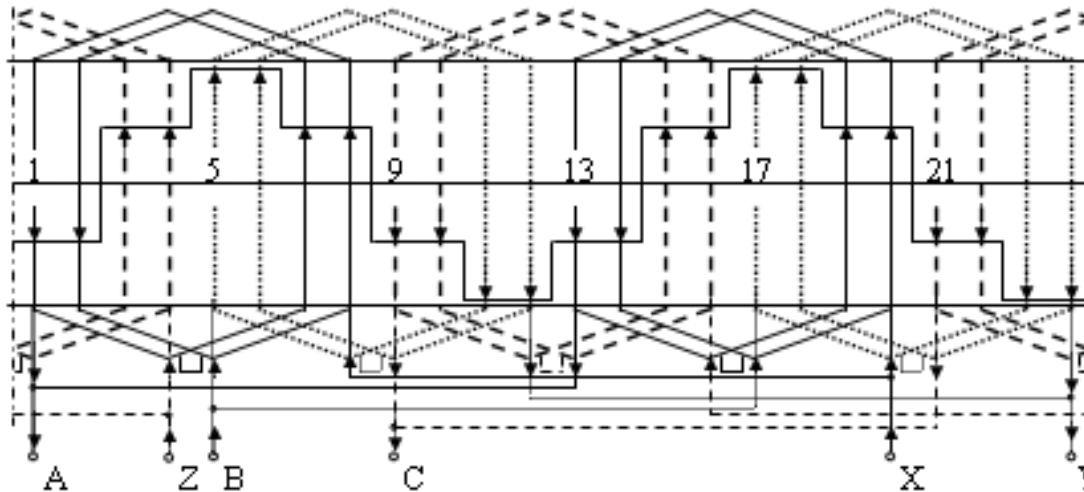


Fig. 3.52 Înfășurare trifazată cu bobine identice (în manta): $Z=24$, $2p=4$, $a=2$, $t_3=7T/12$

Problemele speciale ale mașinilor electrice

Cursul numărul 6

Sef. Lucrări Vîrlan Bogdan

Tematica și importanța cursului

Probleme specifice privitoare la mașina de inducție:

- Particularități de construcție ale mașinilor de inducție, înfășurări speciale bifazate și trifazate, cu pas scurtat, cu q fracționar, in bare, pentru schimbarea numărului de perechi de poli, inclinarea creștăturii, factor de înfășurare.*
- Armonicile de ordin superior – cupluri parazite*
- Construcții neconvenționale: cu rotor cu creștătura în pană, cu rotor cu dubla colivie, cu rotor exterior, metode speciale de creștere a cuplului de pornire,*
- Metode și strategii speciale de reglare a turației motoarelor asincrone*



Înfășurări trifazate

Înfășurări trifazate într-un singur strat fracționare (cu q fracționar)

$Z = 30$ - Numărul de creștături

$2p = 4$ - Numărul de poli

$q = Z / 2pm = 30 / 2 \cdot 2 \cdot 3 = 2.5$ - Numărul de creștături pe pol și fază

$$\gamma = p \frac{2\pi}{Z} = 2 \cdot \frac{2\pi}{30} = \frac{\pi}{7.5} = 24 \text{ gr.el}$$

$$\tau = \frac{Z}{2p} = \frac{30}{4} = 7.5$$

$$y = \frac{Z}{2p} = \frac{30}{4} = 7,5$$

$y = 7$ - pentru grupul de 3 bobine

$y = 8$ - pentru grupul de 2 bobine

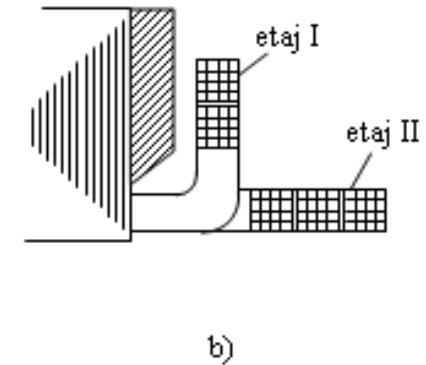
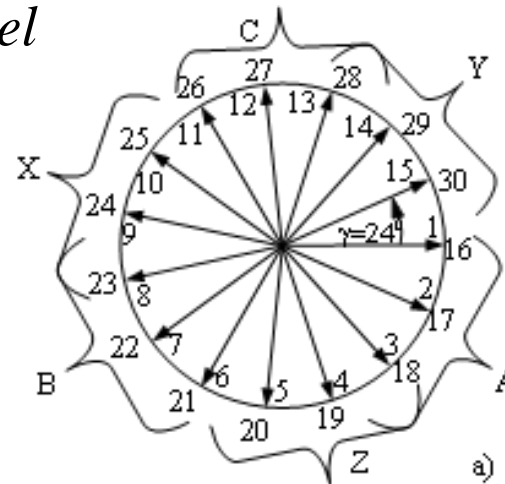


Fig. 3. 54. a) Steaua creștăturilor ; b) Dispunerea capetelor de bobine la înfășurarea trifazată într-un strat: $Z=30$; $2p=4$; $q=2,5$

Înfășurări trifazate

Înfășurări trifazate într-un singur strat fracționare (cu q fracționar)

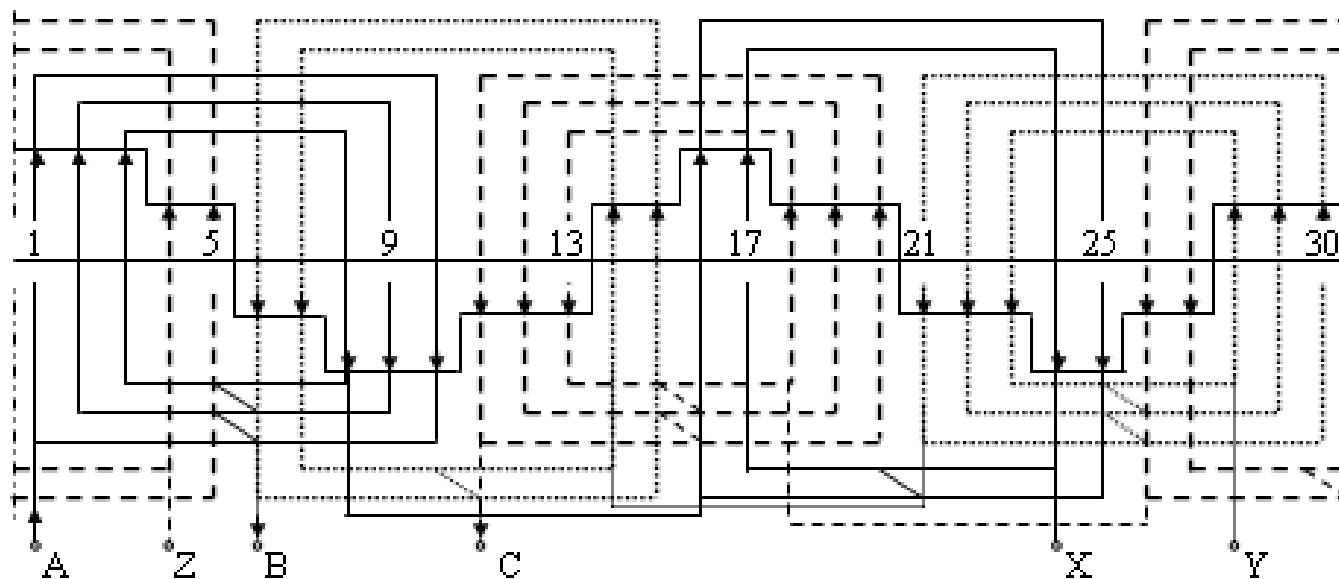


Fig. 3. 55 Înfășurare trifazată cu q fracționar (2,5) într-un strat: $Z=30$, $2p=4$, $t_2=3T/12$

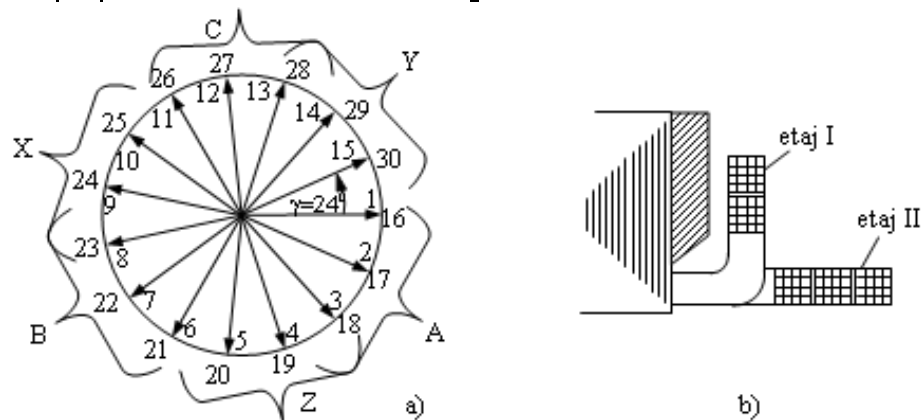


Fig. 3. 54. a) Steaua creștăturilor ; b) Dispunerea capetelor de bobine la înfășurarea trifazată într-un strat: $Z=30$; $2p=4$; $q=2,5$

Înfășurări trifazate

Înfășurări trifazate în dublu strat întregi (cu q întreg)

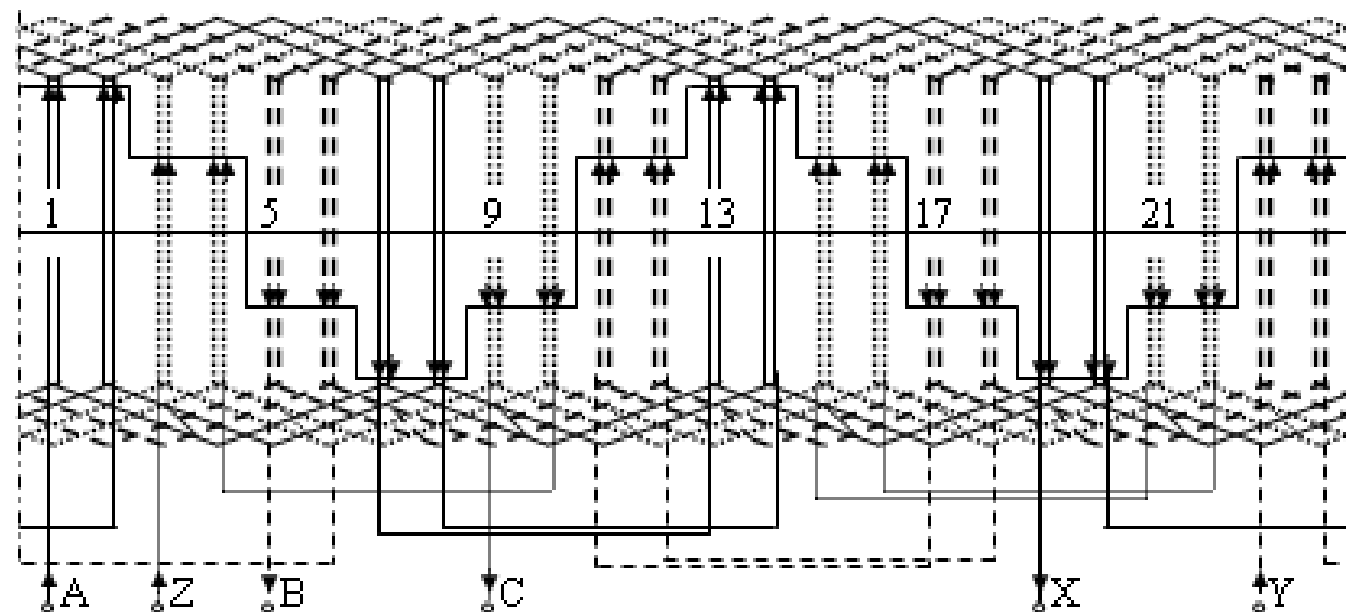
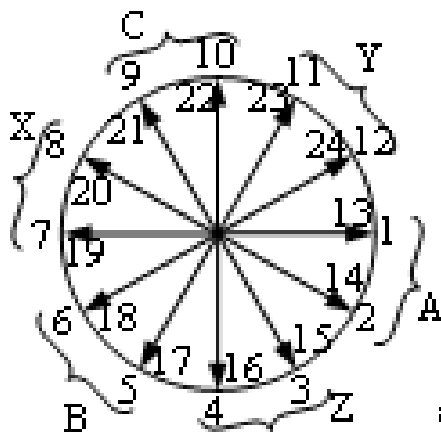
$Z = 24$ - Numărul de crestături

$2p = 4$ - Numărul de poli

$q = Z / 2pm = 24 / 2 \cdot 2 \cdot 3 = 2$ - Numărul de crestături pe pol și fază

$$\tau = \frac{Z}{2p} = \frac{24}{4} = 6$$

$$y = \frac{Z}{2p} = \frac{24}{4} = 6$$



a) Fig. 3. 57 Înfășurare trifazată în 2 straturi cu pas diametral: $Z=24$, $2p=4$, $t_2=3T/12$

Înfășurări trifazate

Înfășurările trifazate în dublu strat cu pas scurtat

$Z = 24$ - Numărul de creștături

$2p = 4$ - Numărul de poli

$q = Z / 2pm = 24 / 2 \cdot 2 \cdot 3 = 2$ - Numărul de creștături pe pol și fază

$$\tau = \frac{Z}{2p} = \frac{24}{4} = 6$$

$$y = \frac{5 \cdot \tau}{6} = \frac{5 \cdot 6}{6} = 5$$

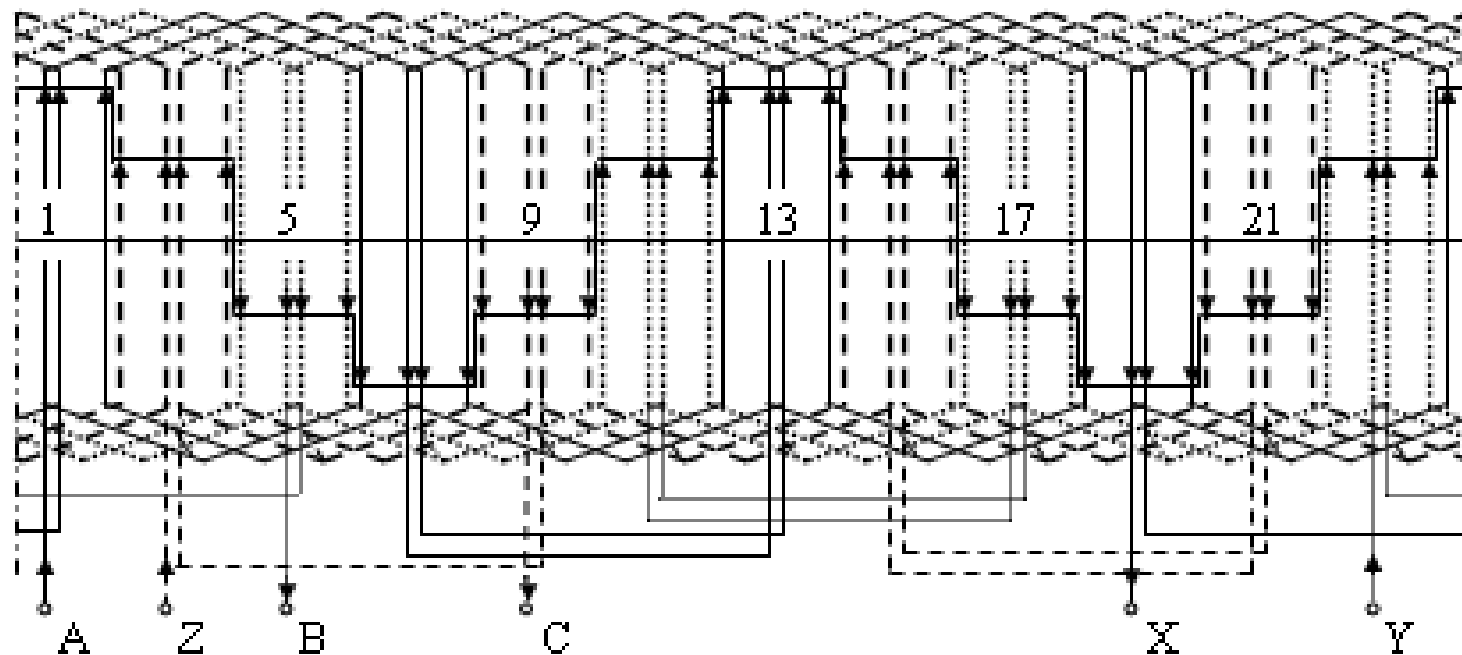
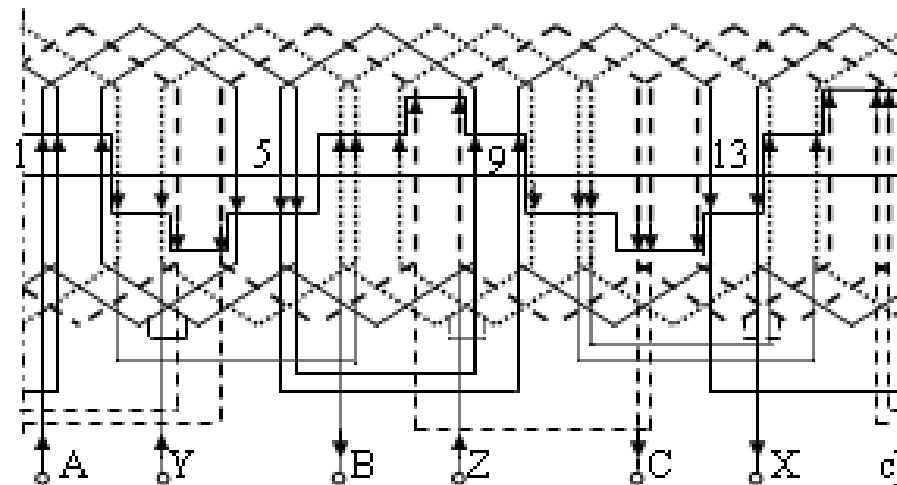
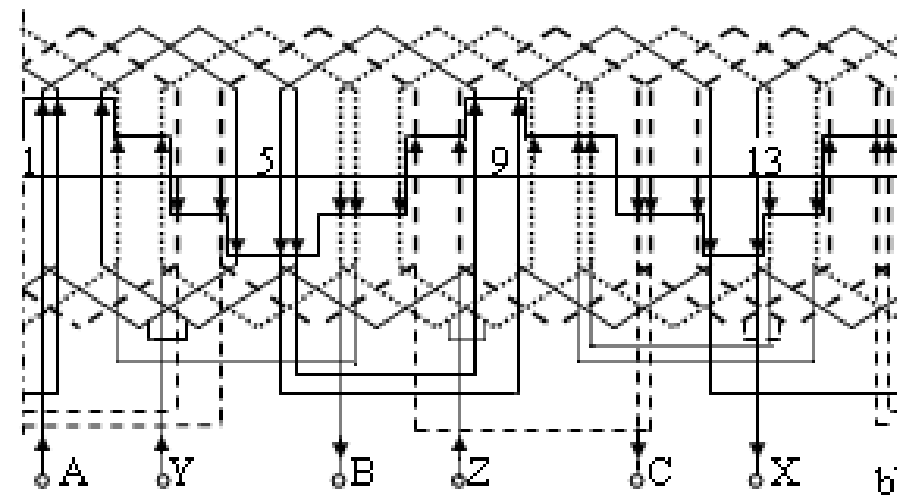
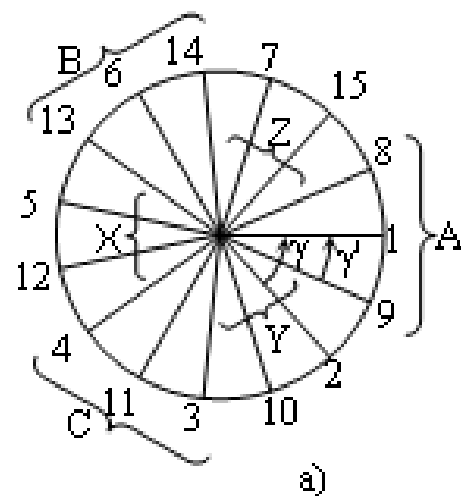


Fig. 3. 58 Înfășurare trifazată cu pas scurtat, în 2 straturi: $Z=24$, $2p=4$ ($t_2=3T/12$)

Înfășurări trifazate

Înfășurări trifazate în dublu strat fracționare (cu q fracționar)



$$Z = 15; 2p = 4;$$

$$q = \frac{Z}{2pm} = \frac{15}{12} = \frac{5}{4} = 1\frac{1}{4}$$

Fig. 3. 59 Înfășurare trifazată cu pas scurtat și q fracționar: $Z=15$, $2p=4$, $m=3$;

a) Steaua tensiunilor; b), c) Pătura de curenți la $t=t_2=3T/12$, respectiv la $t=t_1=5T/12$.

Înfășurări trifazate

Înfășurări trifazate în dublu strat fracționare (cu q fracționar)

$$Z = 30; 2p = 6$$

$$q = \frac{Z}{2pm} = \frac{30}{63} = \frac{5}{3} = 1\frac{2}{3}$$

$$y = \tau = \frac{Z}{2p} = \frac{30}{6} = 5$$

$$\gamma = \frac{2\pi}{Z_p} = \frac{2\pi}{30/3} = \frac{2\pi}{10}$$

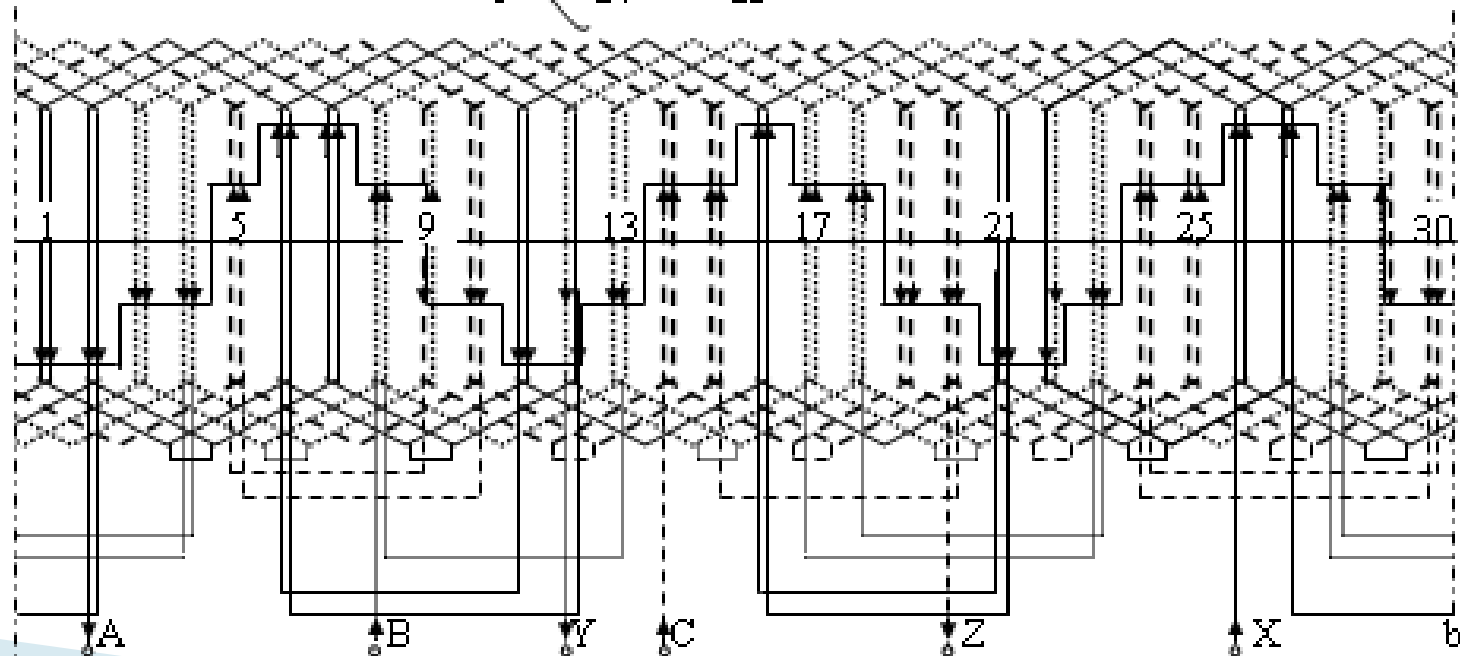
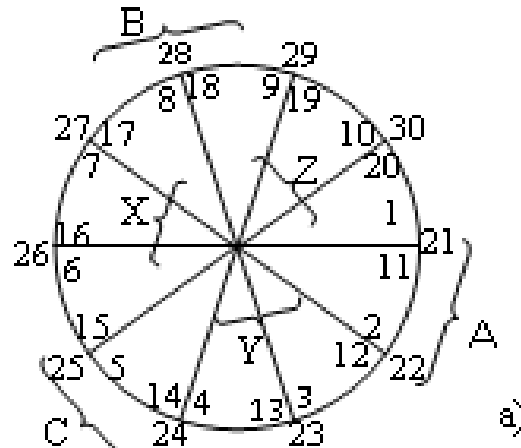


Fig. 60. a) Steaua tensiunilor; b) Schema înfășurării cu $q=5/3, Z=30, 2p=6, m=3$

Înfășurări trifazate
Înfășurări trifazate în bare

$$Z = 24; 2p = 4$$

$$y = \tau = \frac{Z}{2p} = \frac{24}{4} = 6$$

$$q = \frac{Z}{2pm} = \frac{24}{2 \cdot 2 \cdot 3} = 2$$

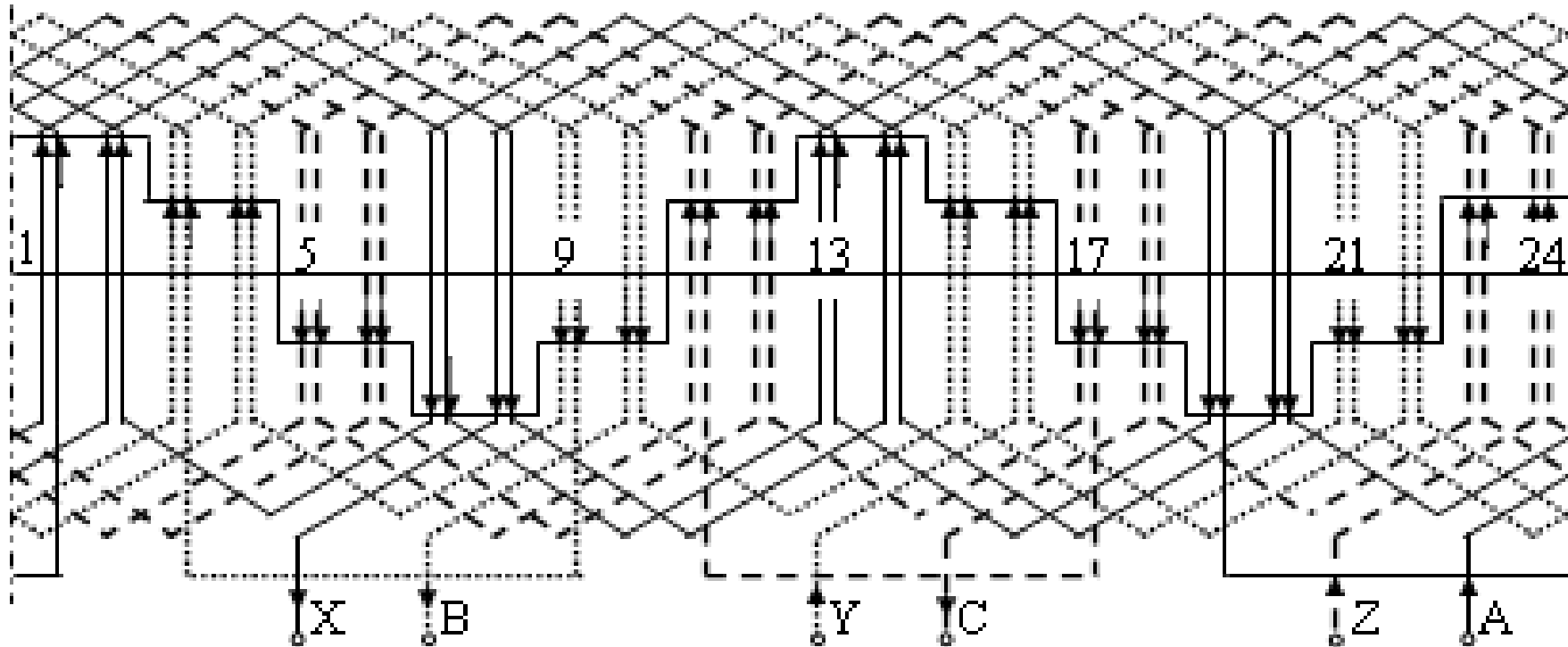


Fig. 3. 61 Înfășurare trifazată ondulată în bare, pentru rotor: $Z=24$, $2p=4$, $y=6$

Înfășurări bifazate

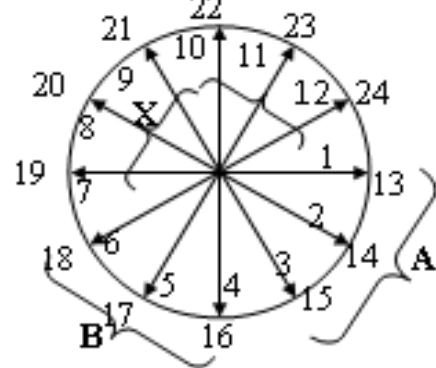


Fig. 3. 62 a) Steaua creștăturilor

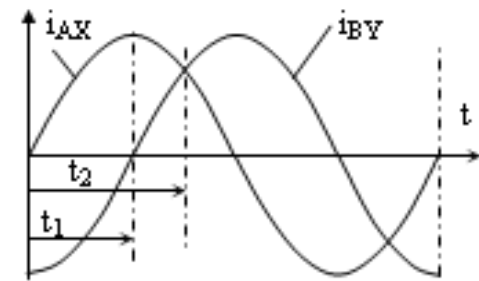


Fig. 3. 62 c) Variația curenților

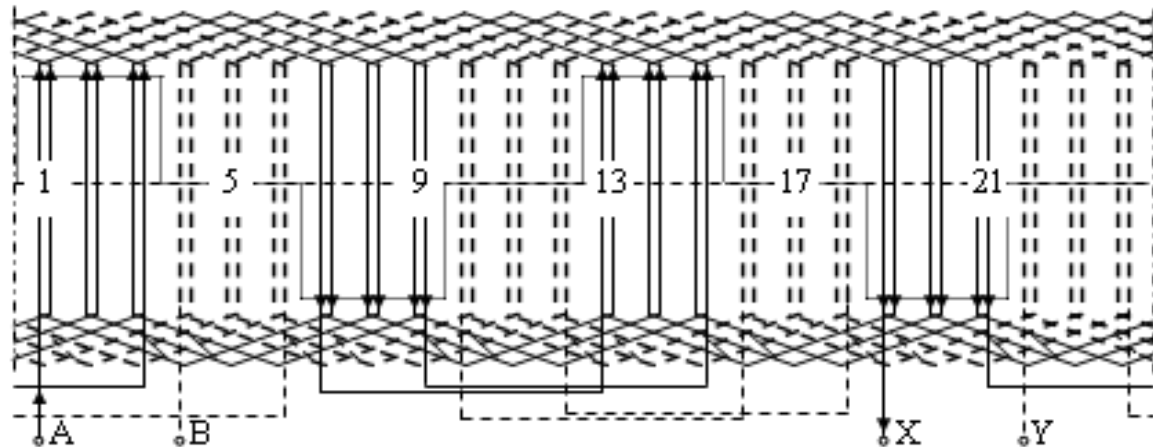


Fig. 3. 62 b) Înfășurare bifazată cu bobine identice: $Z=24$, $2p=4$ ($i_A=I_{max}$, $i_B=0$)

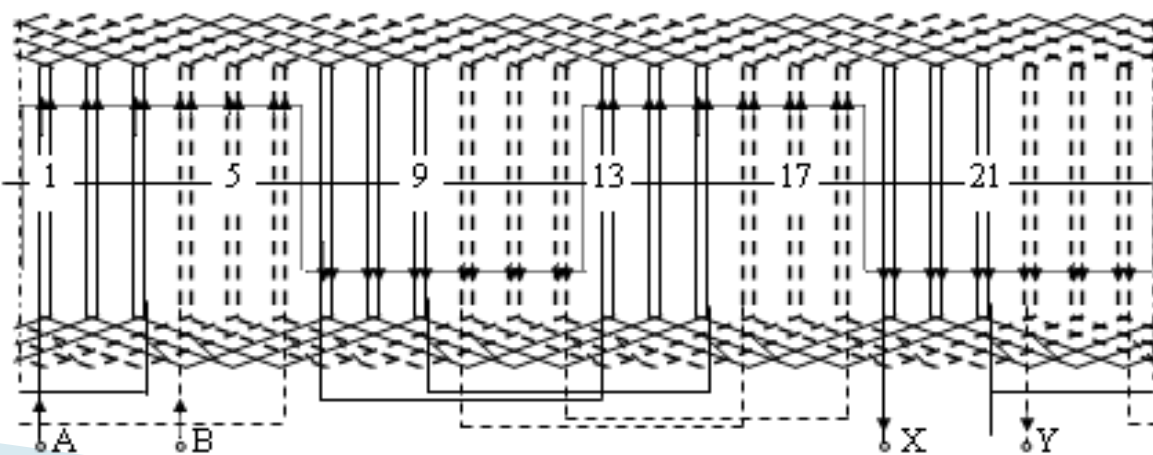


Fig. 3. 62 d) Înfășurare bifazată în 2 straturi: $Z=24$, $2p=4$ ($i_A=i_B=0,707 I_{max}$)

Problemele speciale ale mașinilor electrice

Cursul numărul 7

Sef. Lucrări Vîrlan Bogdan

Tematica și importanța cursului

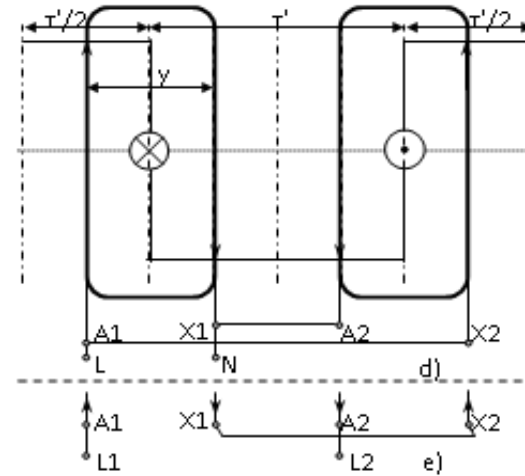
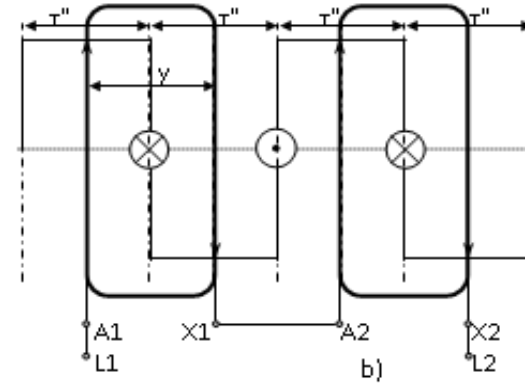
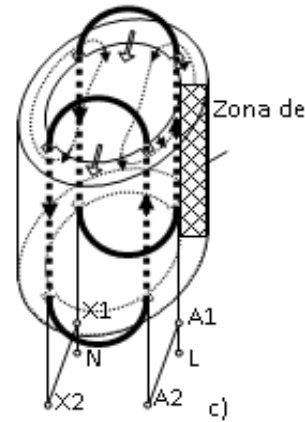
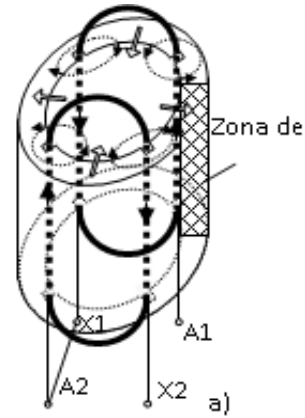
Probleme specifice privitoare la mașina de inducție:

- Particularități de construcție ale mașinilor de inducție, înfășurări speciale bifazate și trifazate, cu pas scurtat, cu q fracționar, în bare, pentru schimbarea numărului de perechi de poli, inclinarea creștăturii, factor de înfășurare.*
- Armonicile de ordin superior – cupluri parazite*
- Construcții neconvenționale: cu rotor cu creștătura în pană, cu rotor cu dubla colivie, cu rotor exterior, metode speciale de creștere a cuplului de pornire,*
- Metode și strategii speciale de reglare a turației motoarelor asincrone*



Înfășurări trifazate pentru schimbarea numărului de poli

$$n = (1 - s)n_1 = (1 - s)\frac{60f_1}{p}$$



Înfășurări trifazate pentru schimbarea numărului de poli

Scheme Dahlander

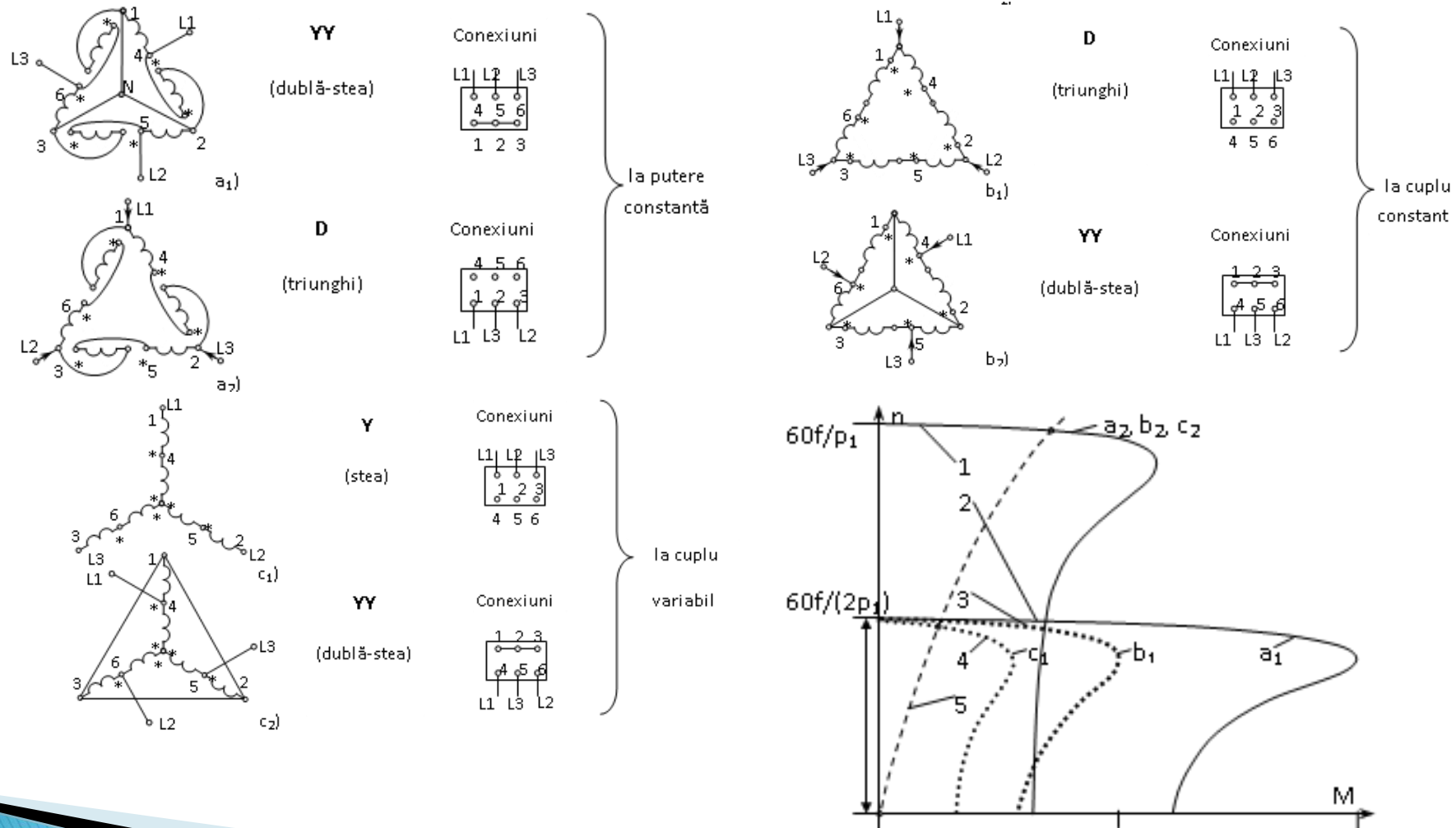
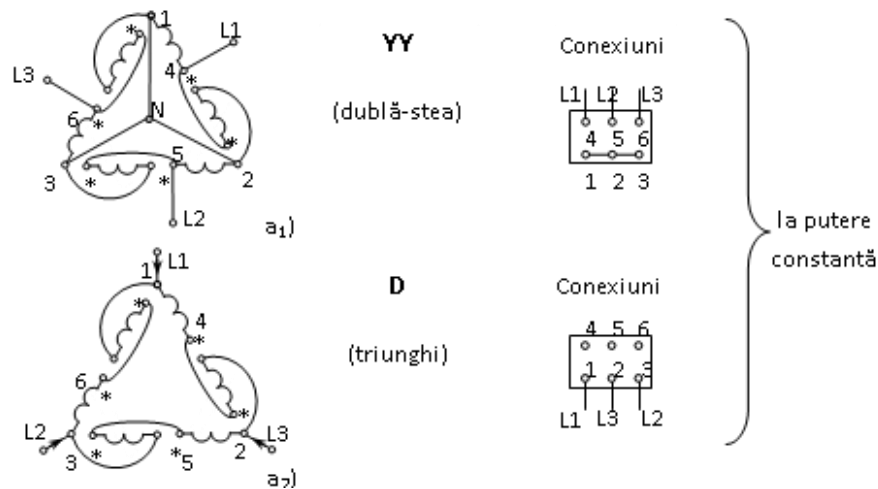


Fig. 5.44 Caracteristici mecanice la diverse tipuri de conexiuni Dahlander

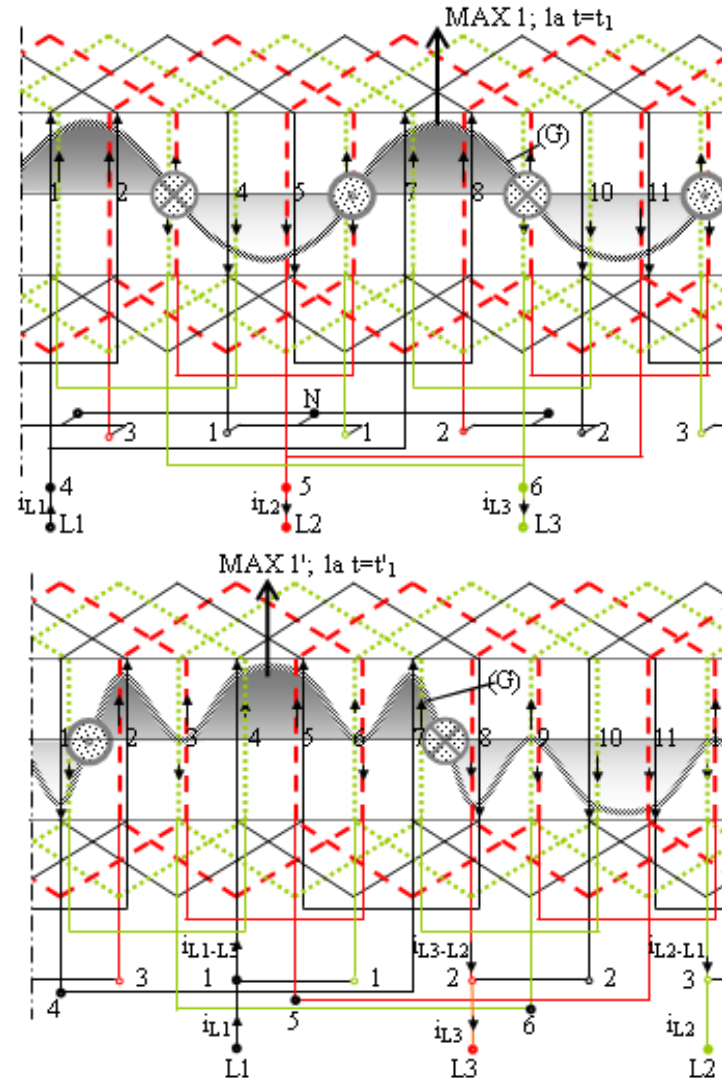
Înfășurări trifazate pentru schimbarea numărului de poli



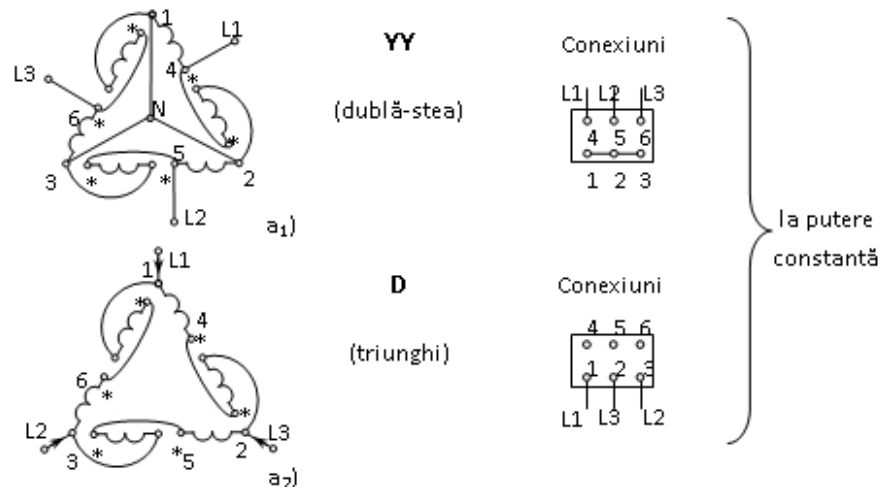
$Z = 12$ - Numărul de creștături
 $2p = 4$ - Numărul de poli
 $q = Z / 2pm = 12 / 2 \cdot 2 \cdot 3 = 1$

$$\tau = \frac{Z}{2p} = \frac{12}{4} = 3$$

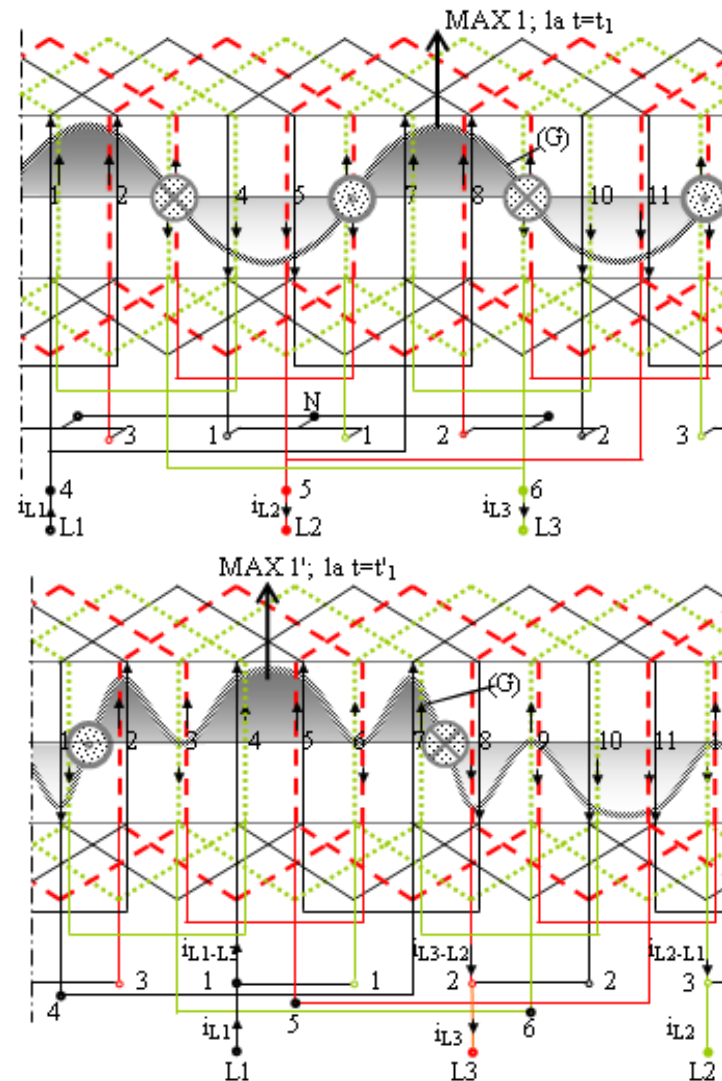
$$y = \frac{Z}{2p} = \frac{12}{4} = 3$$



Înfășurări trifazate pentru schimbarea numărului de poli



$Z = 12$ - Numărul de creștături
 $2p = 2$ - Numărul de poli
 $q = Z / 2pm = 12 / 2 \cdot 1 \cdot 3 = 2$
 $\tau = \frac{Z}{2p} = \frac{12}{2} = 6$
 $y = \frac{Z}{2p} = \frac{12}{2} = 6$



Înfășurări trifazate pentru schimbarea numărului de poli

Modificarea numărului perechilor de poli în raport diferit de 1/2

$Z = 18$ - Numărul de creștături

$2p = 4$ - Numărul de poli

$$q = Z / 2pm = 18 / 2 \cdot 2 \cdot 3 = 1 \frac{1}{2}$$

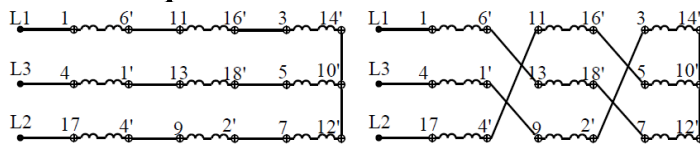
$$\tau = \frac{Z}{2p} = \frac{18}{4} = 4.5 \quad y = \frac{Z}{2p} = \frac{18}{4} = 4$$

$Z = 18$ - Numărul de creștături

$2p = 6$ - Numărul de poli

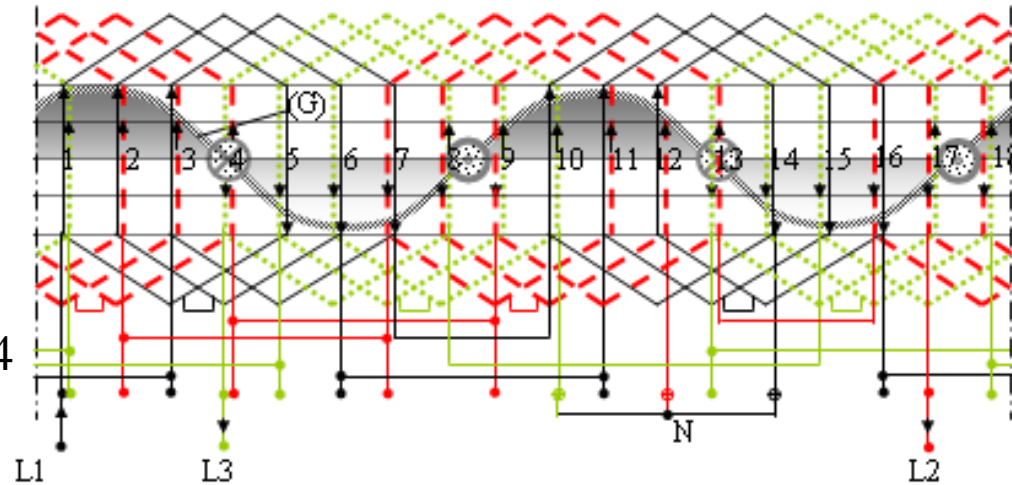
$$q = Z / 2pm = 18 / 2 \cdot 3 \cdot 3 = 1$$

$$\tau = \frac{Z}{2p} = \frac{18}{6} = 3 \quad y = \frac{Z}{2p} = \frac{18}{6} = 3$$

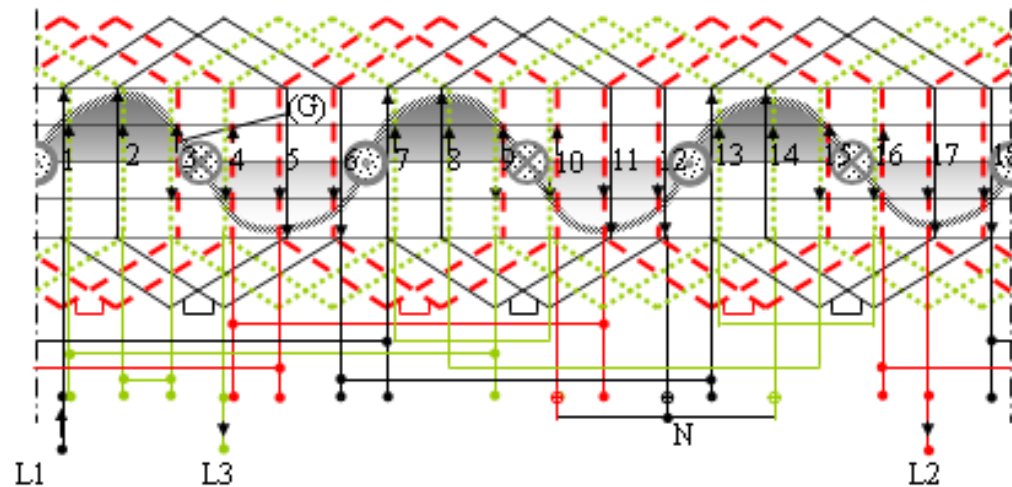


c1) $p_1=2$. Conexiuni la borne

c2) $p_2=3$. Conexiuni la borne



a) $p_1=2$. Densitatea liniară de curent la $t=t_1$ - formarea a 4 poli magnetici



b) $p_2=3$. Densitatea liniară de curent la $t=t_1$ - formarea a 6 poli magnetici

Fig. 5. 45-1 Schimbarea numerelor de perechi de poli de la $p_1=2$ la $p_2=3$, la $t=t_1$

Cuplurile parazite în funcționarea mașinilor asincrone

Cuplurile parazite la mașina asincronă sunt produse de :

- ▶ Armonicile de ordin superior ale solenației care produc câmpul magnetic suprapus peste fundamentală.
- ▶ Armonicile dentare care apar în curba câmpului magnetic la nivelul întrefierului;
- ▶ Numărului de creștături rotorice în raport cu numărul de creștături statorice care conduc la fenomenul de lipire a rotorului de stator.

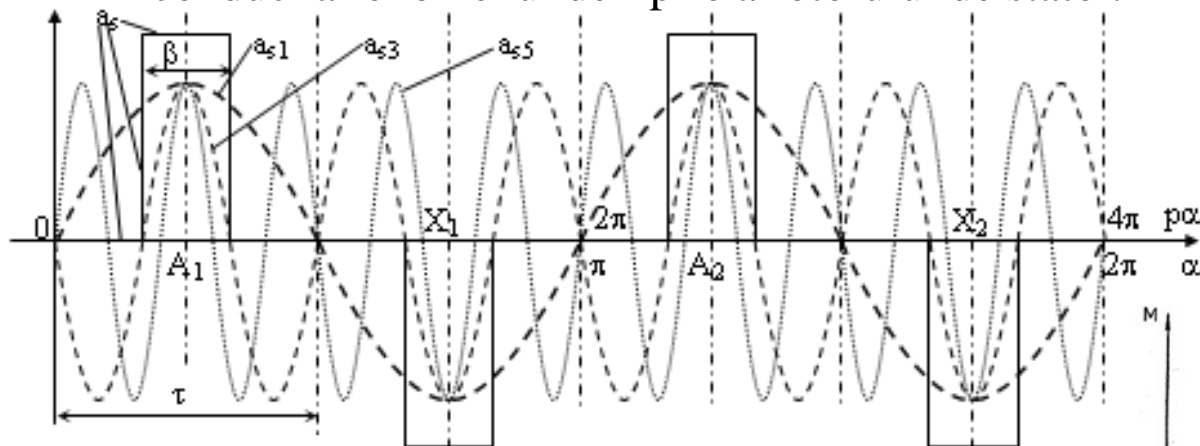


Fig. 3.14 Explicativă la densitatea de curent pentru $2p=4$

$$\begin{aligned}
 a_s &= a_{s1} + a_{s3} + a_{s5} + \dots \\
 &= A_{s1\max} \sin p\alpha - A_{s3} \sin 3p\alpha + A_{s5} \sin 5p\alpha = \\
 &= \sum_v (-1)^k A_{sv\max} \sin vp\alpha, \\
 v &= 2k+1, k \in N,
 \end{aligned}$$

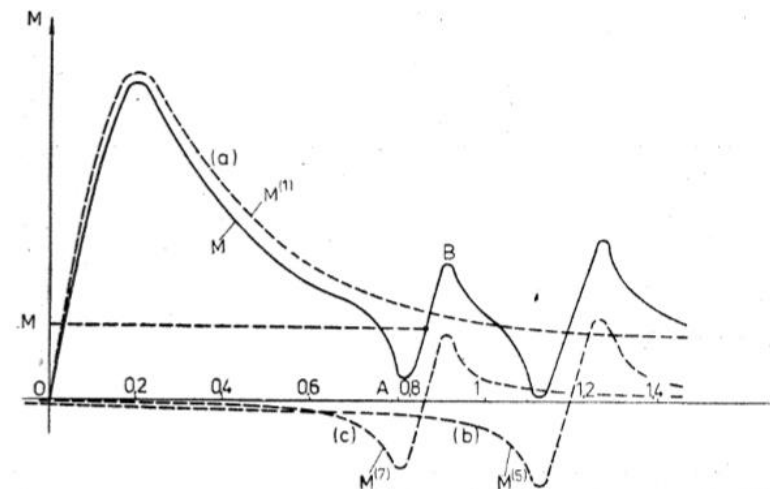


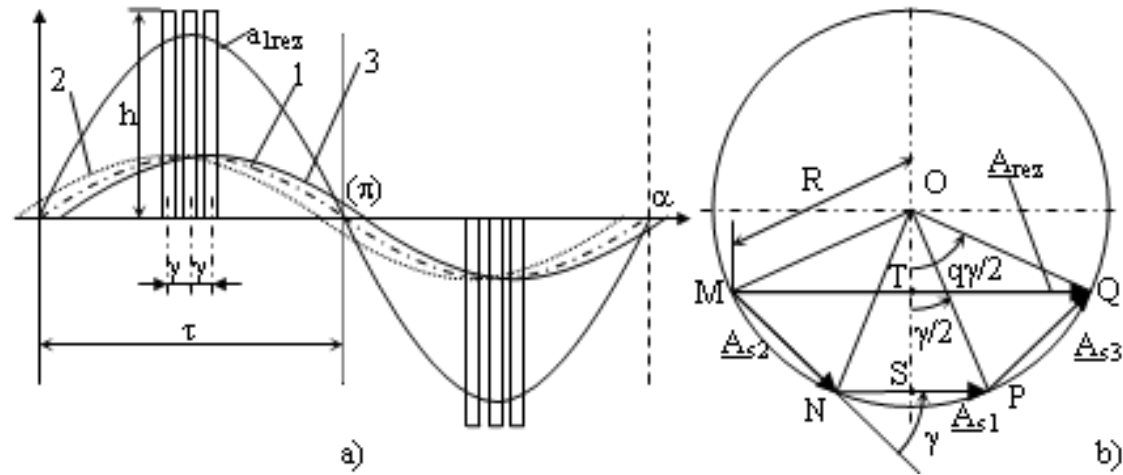
Fig. 10.20. Caracteristica mecanică $M=f(s)$ cu evidențierea cuplurilor parazite asincrone ale armonicilor de ordinul 5 și 7.

Cuplurile parazite în funcționarea mașinilor asincrone

Factorul de distribuție

$$\gamma = \frac{2\pi}{Z}; Z = 2pm_1q; m_1 = 3$$

$$p\gamma = \frac{\pi}{3q} = \frac{2\pi}{Z/p} = \frac{2\pi}{Z_p}$$



$$\frac{\overline{MQ}}{qNP} = \frac{|A_{1rez}|}{q|A_{s1}|} = \frac{2|TQ|}{2q|SP|} = \frac{R \sin(qp\gamma/2)}{qR \sin(p\gamma/2)} = \frac{\sin \pi/6}{q \sin \frac{\pi/6}{q}} = k_{q1}$$

$$k_{qv} = \frac{\sin(v\pi/6)}{q \sin[v\pi/(6q)]}$$

q	k_{q1}	k_{q3}	$k_{q3}/3$	k_{q5}	$k_{q5}/5$	k_{q7}	$k_{q7}/7$
2	0,966	0,707	0,269	0,259	0,052	-0,259	-0,037
3	0,960	0,667	0,222	0,218	0,043	-0,177	-0,028
4	0,958	0,654	0,218	0,205	0,041	-0,158	-0,023
5	0,955	0,646	0,215	0,200	0,040	-0,149	-0,021

Cuplurile parazite în funcționarea mașinilor asincrone

Eliminarea cuplurilor parazite datorate armonicilor de ordin superior ale câmpului magnetic creat de solenație

$$a_{s\tau} = A_{s1max} \sin \omega t \sin p\alpha - A_{s3max} \sin \omega t \sin 3p\alpha + A_{s5max} \sin \omega t \sin 5p\alpha + \dots$$

$$\tau (= Z / 2p)$$

$$y < \tau$$

$$g = \tau - y$$

$$\frac{g}{\tau} = \frac{\alpha_g}{\alpha_\tau}; \alpha_g = \frac{g}{\tau} \frac{\pi}{p}; p\alpha_g = \frac{g}{\tau} \pi$$

$$a_{sy} = \frac{1}{2} A_{s1max} \sin \omega t [\sin p\alpha + \sin p(\alpha - \alpha_g)] - \frac{1}{2} A_{s3max} \sin \omega t [\sin 3p\alpha +$$

$$+ \sin 3p(\alpha - \alpha_g)] + \frac{1}{2} A_{s5max} \sin \omega t [\sin 5p\alpha + \sin 5p(\alpha - \alpha_g)] - / + \dots =$$

$$= A_{s1max} \sin \omega t \cdot \sin p\alpha \cdot \cos \frac{g}{\tau} \frac{\pi}{2} - A_{s3max} \sin \omega t \cdot \sin 3p\alpha \cdot \cos 3 \cdot \frac{g}{\tau} \frac{\pi}{2} +$$

$$+ A_{s5max} \sin \omega t \cdot \sin 5p\alpha \cdot \cos 5 \cdot \frac{g}{\tau} \frac{\pi}{2} - \dots = \sum (-1)^{\frac{v-1}{2}} A_{svmax} \sin \omega t \cdot \sin vp\alpha \cdot k_{yv}$$

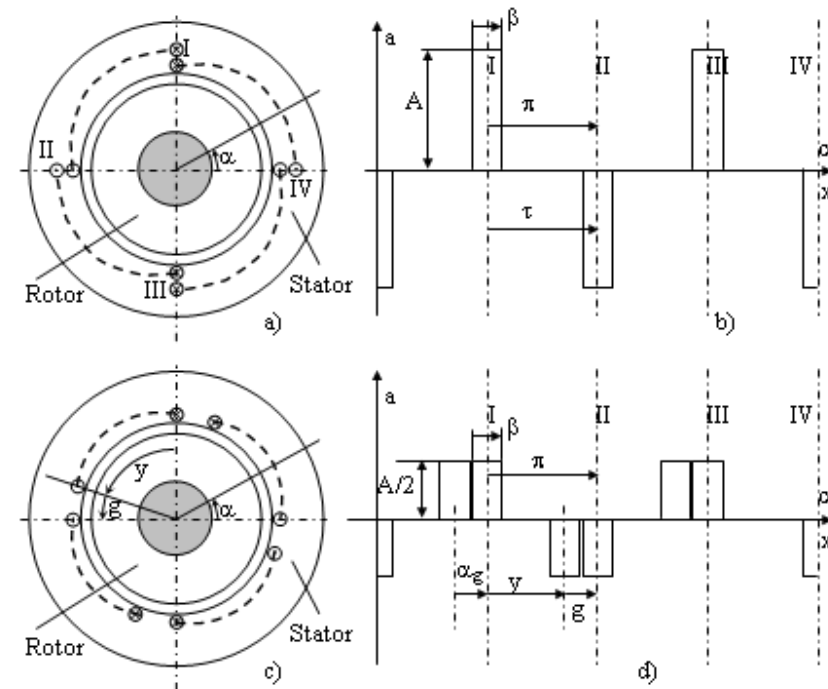


Fig. 3.16 Scurtarea pasului la înfășurarea trifazată cu $q=1$; $2p=4$

k_{yv} se numește factor de scurtare a pasului pentru unda armonică de ordin v

Cuplurile parazite în funcționarea mașinilor asincrone

Eliminarea cuplurilor parazite datorate armonicilor de ordin superior ale câmpului magnetic creat de solenație

$$k_{y\nu} = \cos \nu \frac{g}{\tau} \frac{\pi}{2} = \sin\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\nu g}{\tau} \frac{\pi}{2}\right) = \sin \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{g}{\tau \nu}\right) = (-1)^{\frac{\nu-1}{2}} \sin\left(\frac{\nu y}{\tau} \frac{\pi}{2}\right) \quad g = \tau - y$$

g / τ	k_{y1}	k_{y3}	k_{y5}	k_{y7}	k_{y11}
0	1	1	1	1	1
0,12	0,98	0,84	0,59	0,25	0,48
0,17	0,96	0,70	0,23	0,17	0,98
0,22	0,94	0,51	0,16	0,75	0,79
0,28	0,90	0,25	0,59	0,99	0,13
0,33	0,87	0	0,85	0,88	0,84

$$y = \frac{\nu - 1}{\nu} \tau$$

$$A_{s1max} = 0,94A \cdot k_{q1} \cdot k_{y1}; \quad A_{s3max} = 0,94A \cdot k_{q3} \cdot k_{y3}; \dots A_{s\nu max} = 0,94A \cdot k_{q\nu} \cdot k_{y\nu}$$

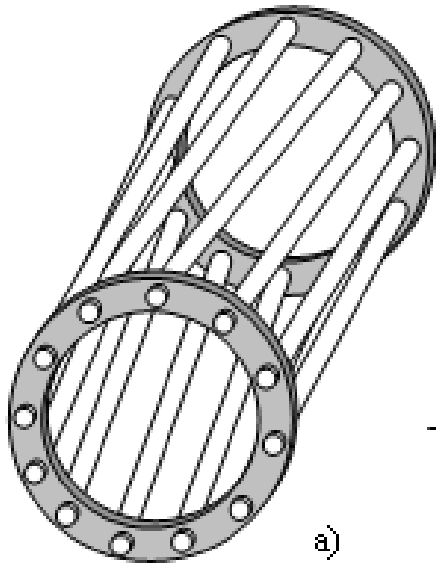
$$k_{q1} \cdot k_{y1} = k_{w1}; \quad k_{q3} \cdot k_{y3} = k_{w3}; \dots; \quad k_{q\nu} \cdot k_{y\nu} = k_{w\nu}$$

$k_{y\nu}$ se numește factor de scurtare a pasului pentru unda armonică de ordin ν

Cuplurile parazite în funcționarea mașinilor asincrone

Eliminarea cuplurilor parazite datorate armonicilor dentare

$$B_{vmax} = \frac{2\mu_0}{\pi} \frac{WI\sqrt{2}}{\delta(\alpha)p} \frac{k_{\omega v}}{\nu}$$



$$k_{i1} = \frac{\sin p\varepsilon}{p\varepsilon}$$

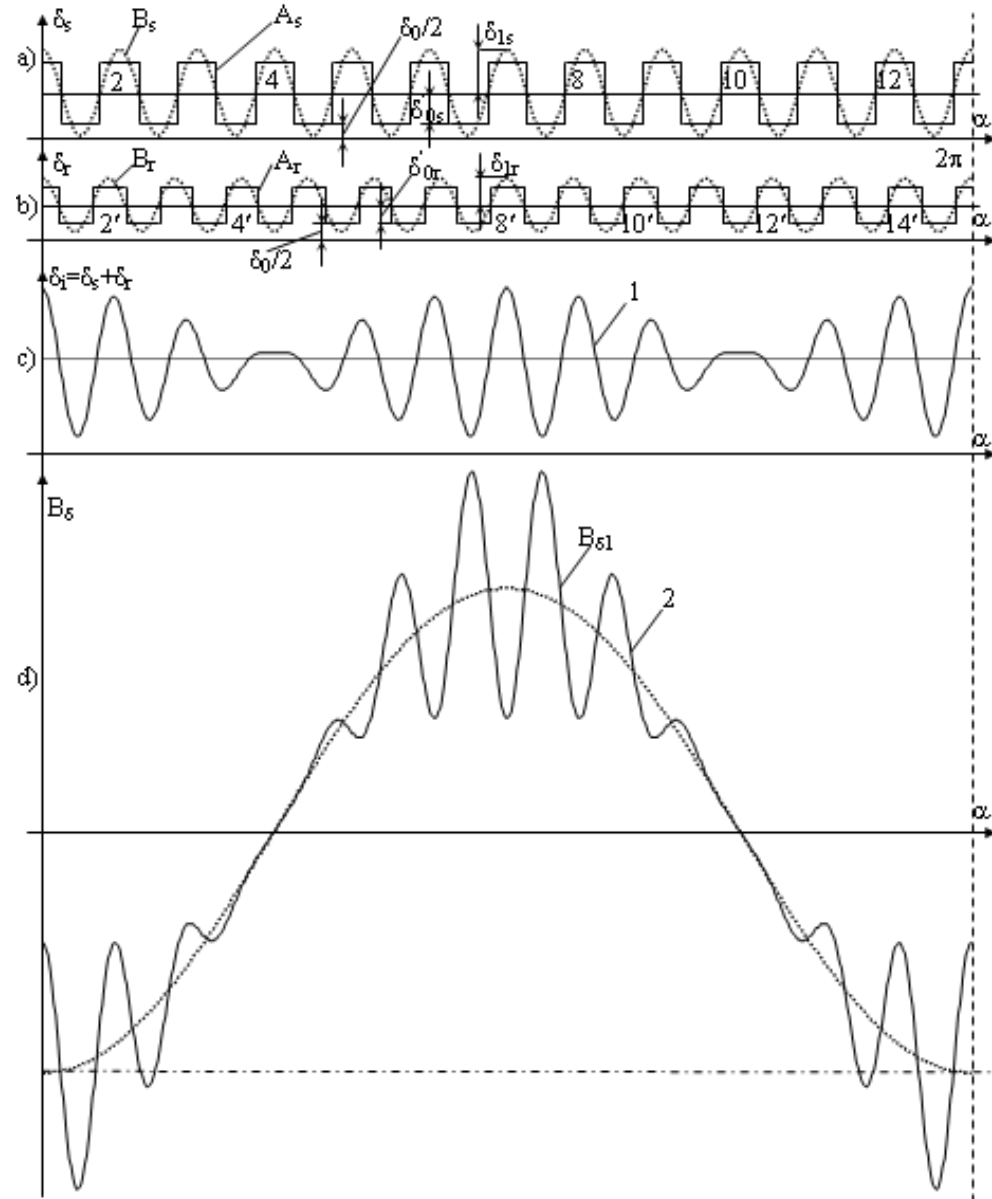
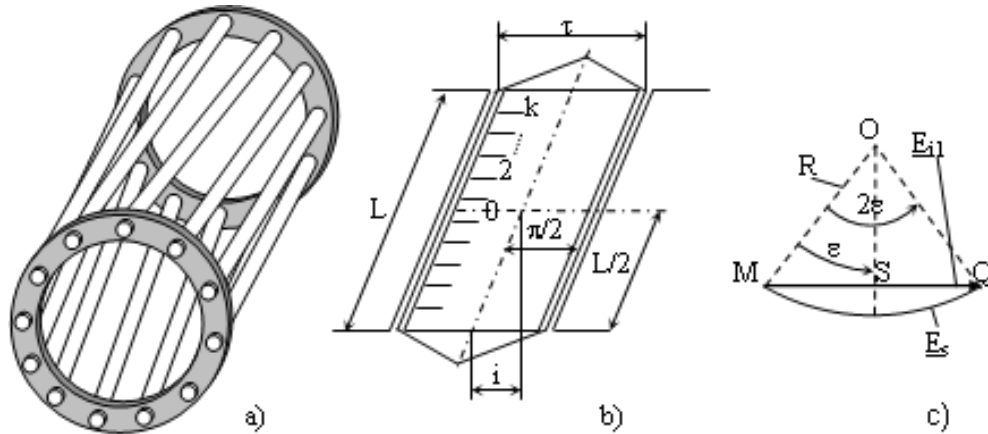


Fig. 3. 21 Armonicile superioare de crestături (de dinți)

Cuplurile parazite în funcționarea mașinilor asincrone

Eliminarea cuplurilor parazite datorate armonicilor dentare



$$\frac{|E_{i1}|}{E_s} = \frac{|MQ|}{|\text{arc}(MQ)|} = \frac{R \sin[(2k+1)\gamma/2]}{\lim[(2k+1) \cdot R \sin(\gamma/2)]} =$$

$$= \frac{\sin \varepsilon}{\lim[(2k+1) \sin \frac{\varepsilon}{2k+1}]} = \frac{\sin \varepsilon}{\varepsilon} = k_{i1}$$

$$E_1 = 4,44 \cdot f \cdot \Phi_m \cdot k_{w1} \cdot W; k_{q1} \cdot k_{y1} \cdot k_{i1} = k_{w1}$$

$$k_{i1} = \frac{\sin p\varepsilon}{p\varepsilon}$$

De obicei, la mașinile cu creștături înclinate se adoptă o înclinare cu până la un pas de creștătură. Prin înclinarea creștăturilor se obține o „uniformizare” a inducției magnetice de un pas polar.

Problemele speciale ale mașinilor electrice

Cursul numărul 8

Sef. Lucrări Vîrlan Bogdan

Tematica și importanța cursului

Probleme specifice privitoare la mașina de inducție:

- Particularități de construcție ale mașinilor de inducție, înfășurări speciale bifazate și trifazate, cu pas scurtat, cu q fracționar, in bare, pentru schimbarea numărului de perechi de poli, inclinarea creștăturii, factor de înfășurare.*
- Armonicile de ordin superior – cupluri parazite*
- Construcții neconvenționale: cu rotor cu creștătura în pană, cu rotor cu dubla colivie, cu rotor exterior, metode speciale de creștere a cuplului de pornire,*
- Metode și strategii speciale de reglare a turației motoarelor asincrone*



MASINA DE INDUCȚIE

După tipul constructiv al rotorului deosebim:

ROTOR BOBINAT

ROTOR IN SCURTCIRCUIT

COLIVIE NORMALA

COLIVIE BARE INALTE

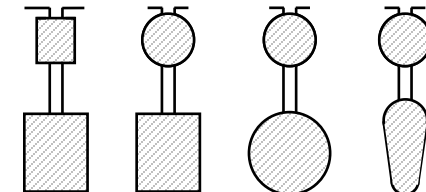
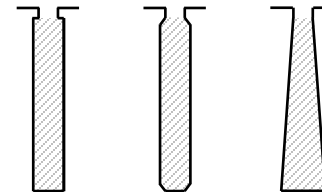
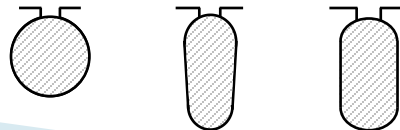
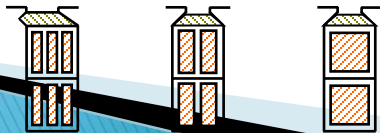
DUBLA COLIVIE

se utilizează la motoarele de puteri mijlocii și mari.
- Prezintă dezavantajul prezenței colectorului și necesității întreținerii periilor.

❖ se utilizează la *motoarele de puteri mici*, unde caracteristicile de pornire nu sunt prea severe;

❖ se utilizează la *motoarele de puteri mijlocii și mari*, având caracteristici de pornire normale;

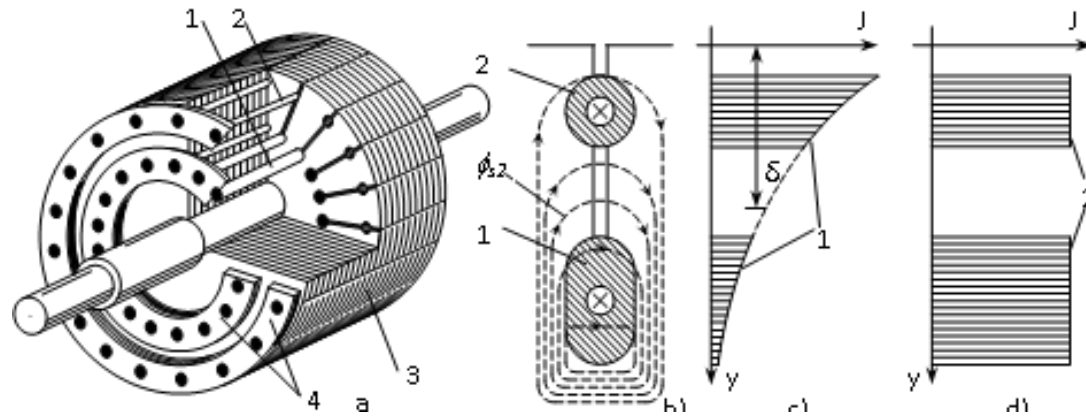
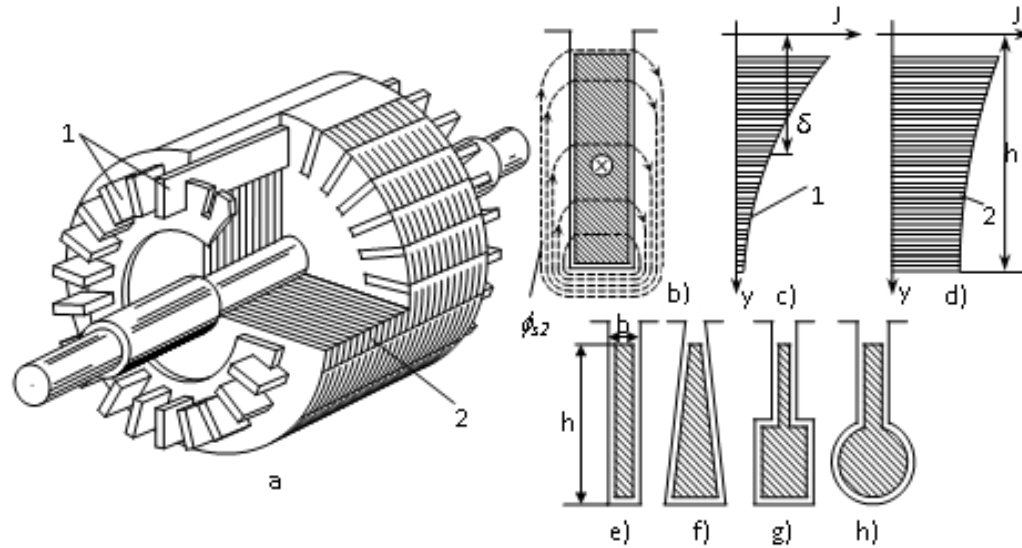
❖ se utilizează la *motoarele de puteri mari*, având caracteristici de pornire superioare;



Mașini asincrone de construcție specială
Motoare asincrone cu cuplu mare de pornire

$$M_p = \frac{m_1 * R'_2 * I_{2p}'^2}{\Omega_1}$$

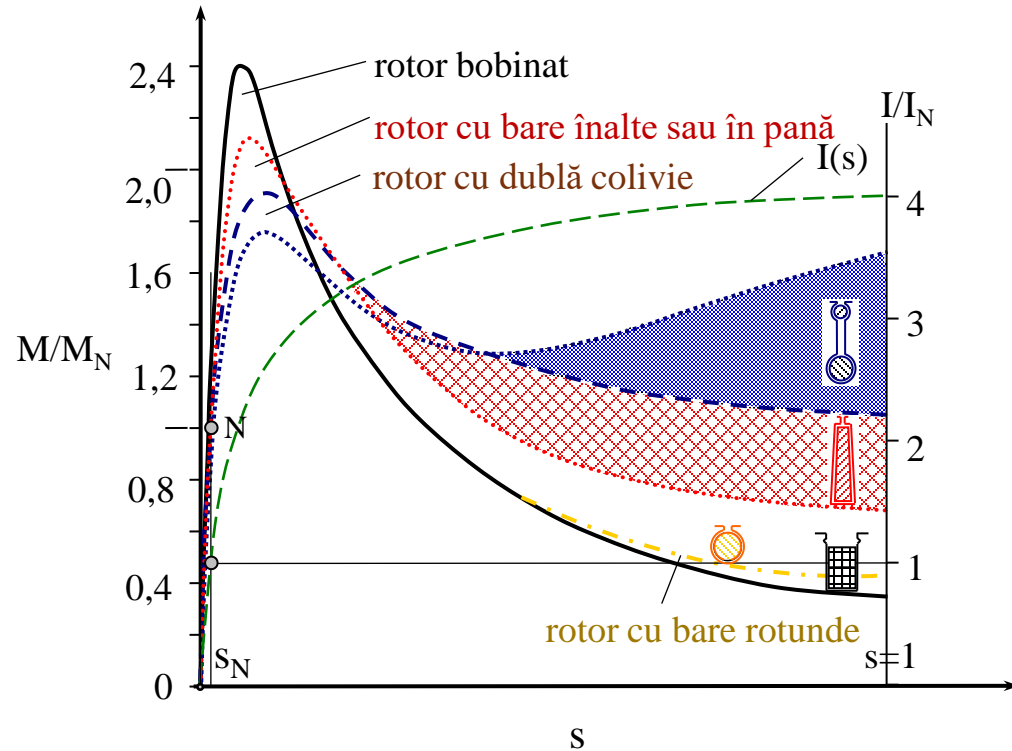
$$I_{2p}' = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + c_{1s} * R'_2)^2 + (X_{\sigma 1s} + c_{1s} * X'_{\sigma 2s})^2}}$$



Mașini asincrone de construcție specială

Motoare asincrone cu cuplu mare de pornire

Performanțele specifice mașinii de inducție pentru diverse tipuri de rotoare

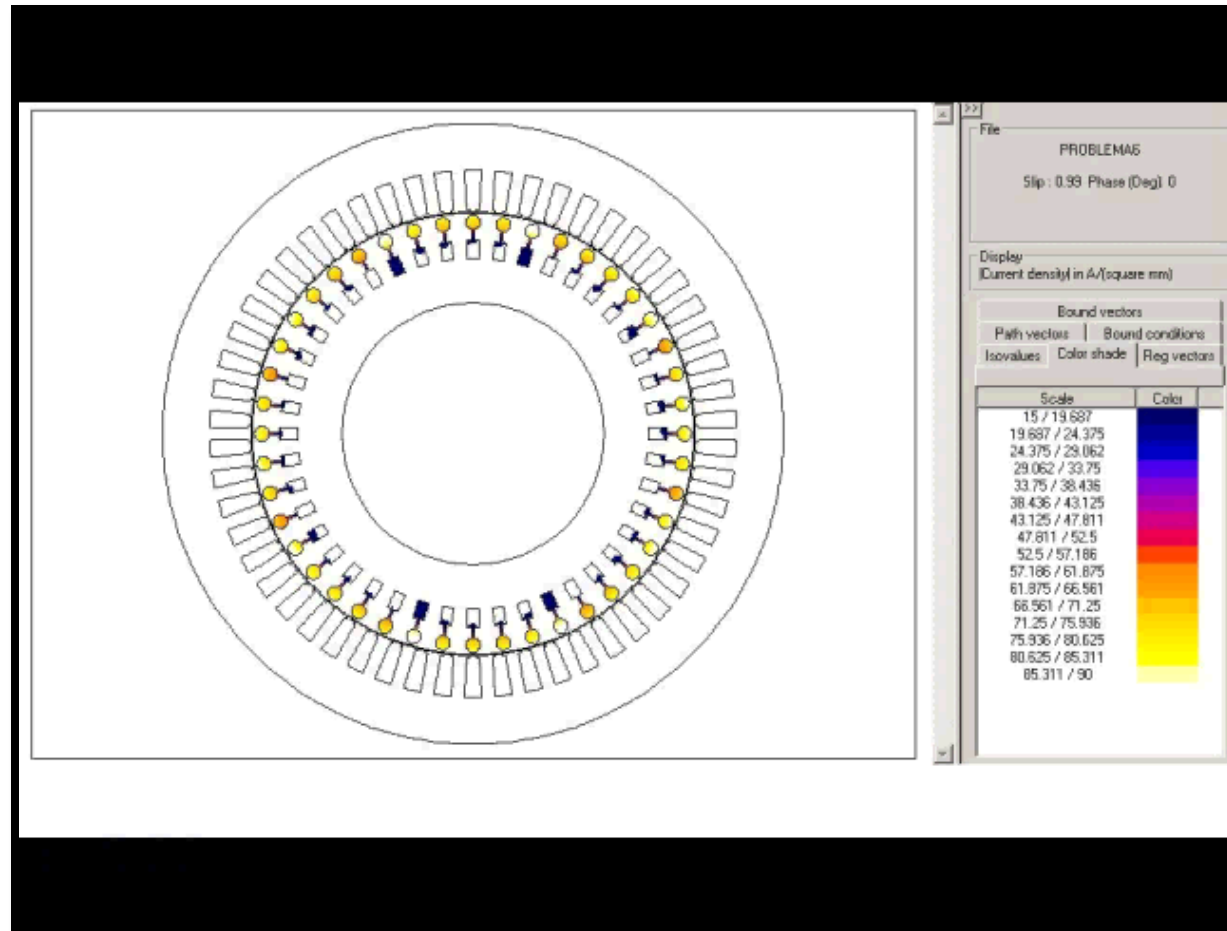


Caracteristica mecanică $M = f(s)$ diferă, mult în funcție de construcția rotorului.

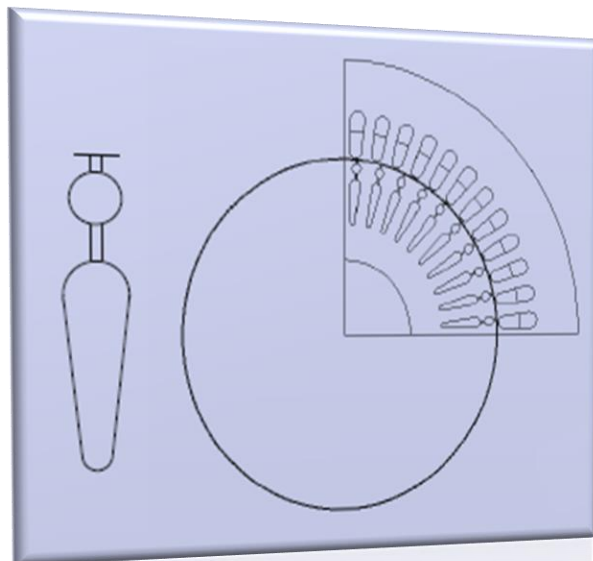
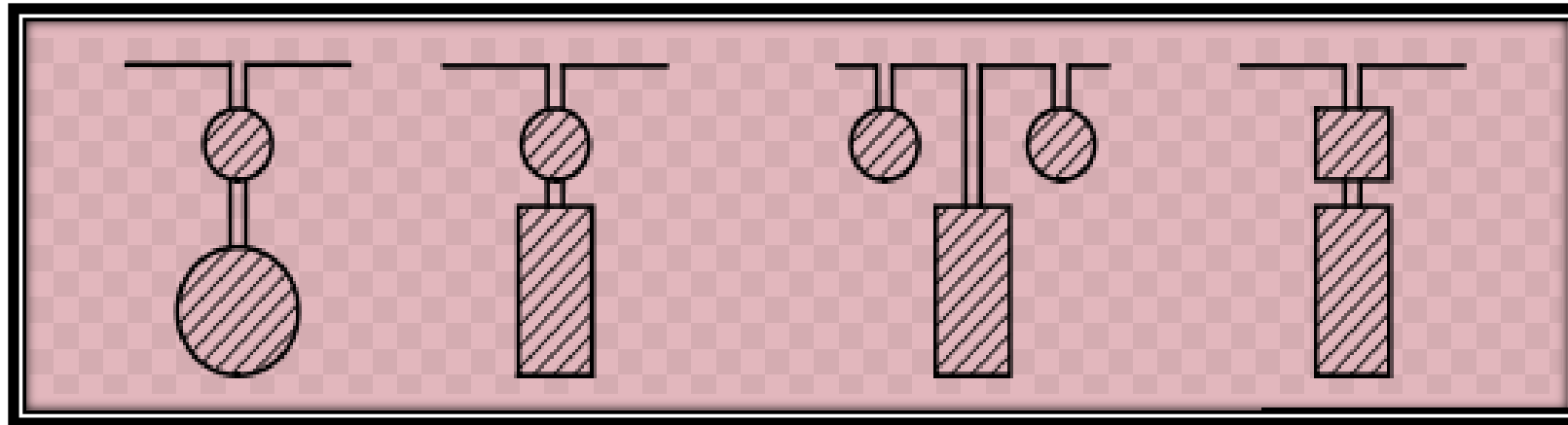
La motoarele cu dublă colivie cuplul de pornire este destul de apropiat ca valoare de cuplul critic, în timp ce la motoarele cu colivie normală, cu bare rotunde, acesta este redus, situându-se la 40% din valoarea nominală.

Caracteristicile motoarelor asincrone pentru diverse tipuri de rotoare

Refularea curentului



Forme ale creștăturilor pentru dubla colivie



*Mașini asincrone de construcție specială
Motoare asincrone cu cuplu mare de pornire*

*Pa
an
be
tra*



*Antrenarea
compresoarelor și
pompelelor cu debite
mari*

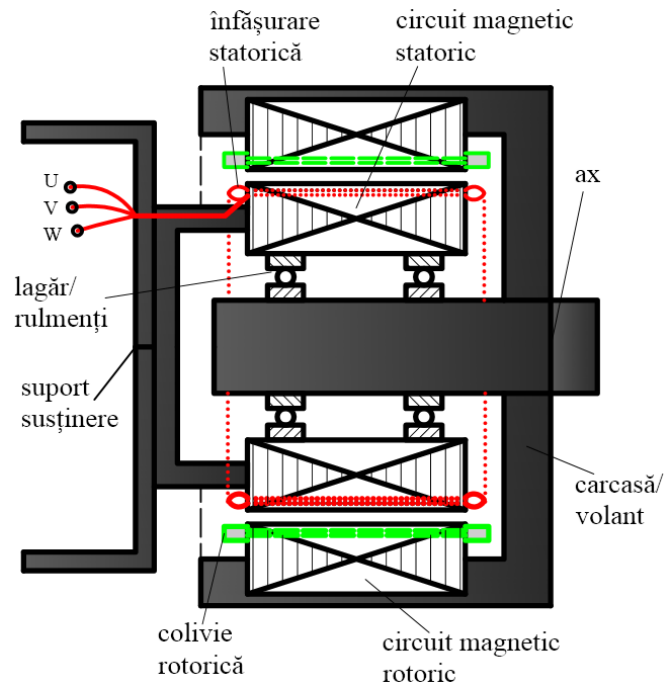


În construcția



Mașini de inducție de construcție specială

Motorul de inducție cu rotor exterior



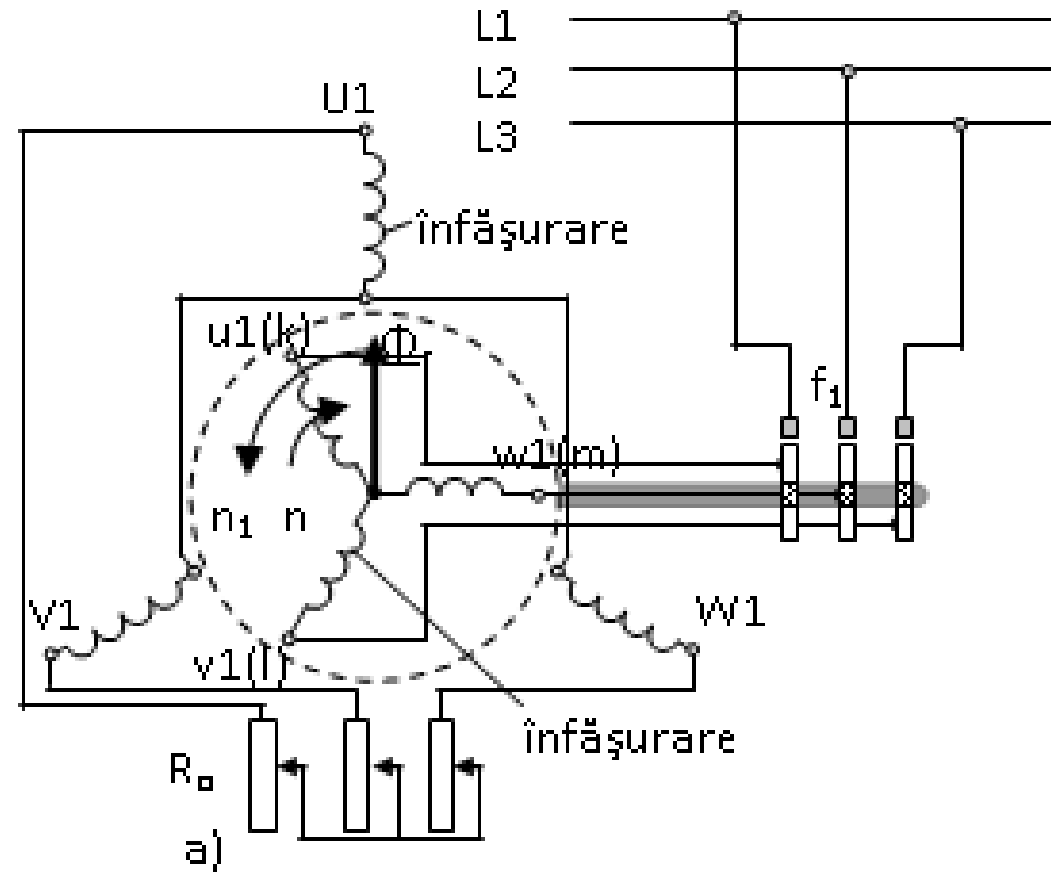
Avantaje motorului în construcția ventilatorului:

- sunt compacte pentru a ocupa un spațiu de lucru mai mic;
- echilibrează mașina, paletele fixate pe rotor făcând parte dintr-un singur ansamblu de lungime mai mică, în cazul ventilatoarelor;
- este asigurată foarte eficient răcirea datorită suprafeței de contact mare pe care o realizează rotorul în mișcarea sa de revoluție;



Mașini de inducție de construcție specială

Motorul de inducție cu alimentare rotorică



Variația turației motorului asincron

Expresia turației mașinii asincrone, dedusă din , sugerează care sunt modalitățile de modificare a acesteia, anume:

$$n = (1 - s)n_1 = (1 - s)\frac{60f_1}{p}$$

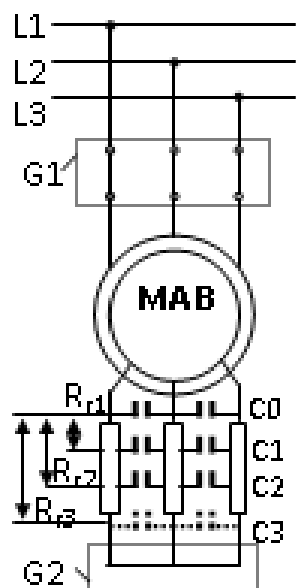
- prin variația alunecării s ,
- prin modificarea numărului de perechi de poli p ,
- prin schimbarea frecvenței de alimentare, f_1 .

Variația turației motorului asincron

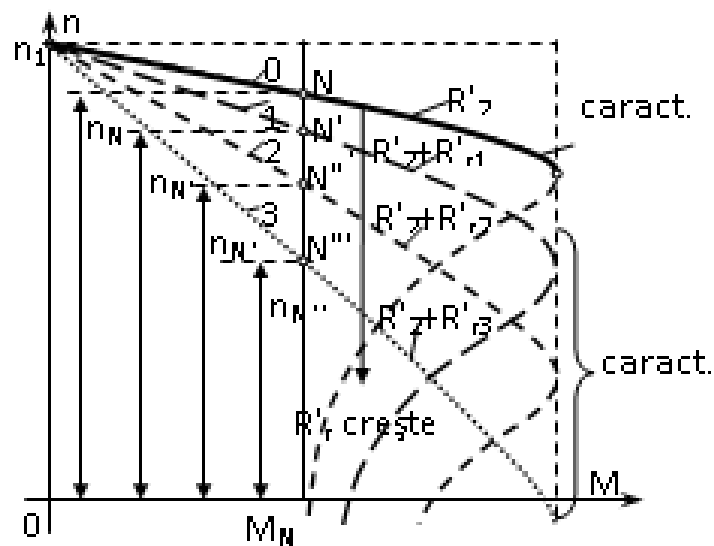
Expresia turației mașinii asincrone, dedusă din , sugerează care sunt modalitățile de modificare a acesteia, anume:

-prin variația alunecării s ,

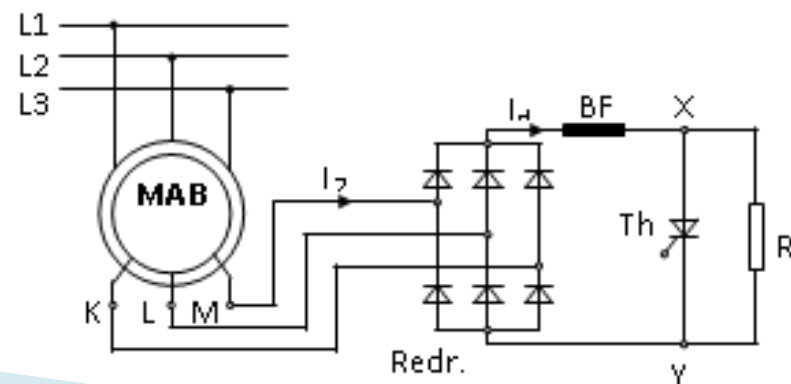
$$n = (1 - s)n_1 = (1 - s)\frac{60f_1}{p}$$



a)



b)

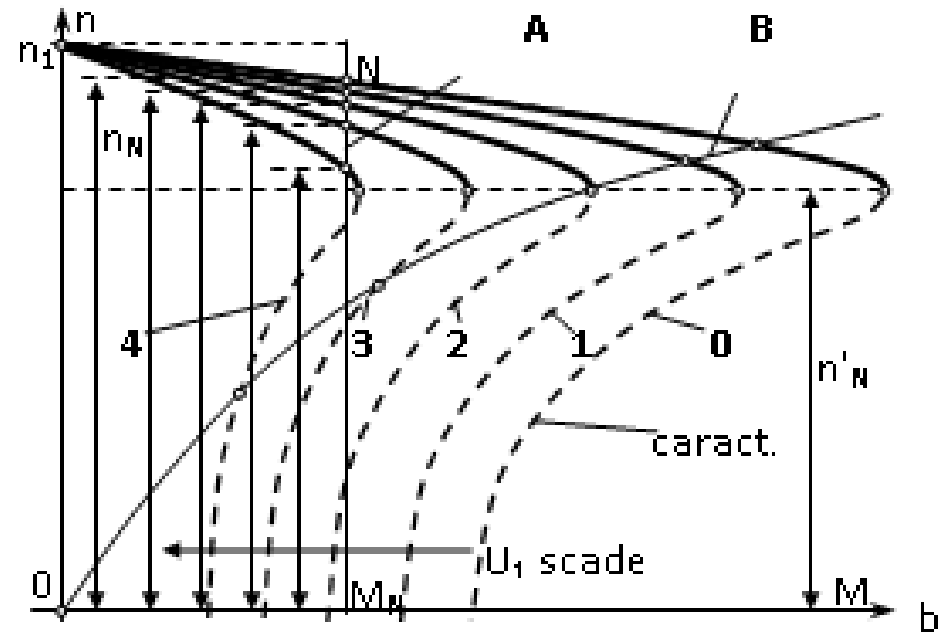
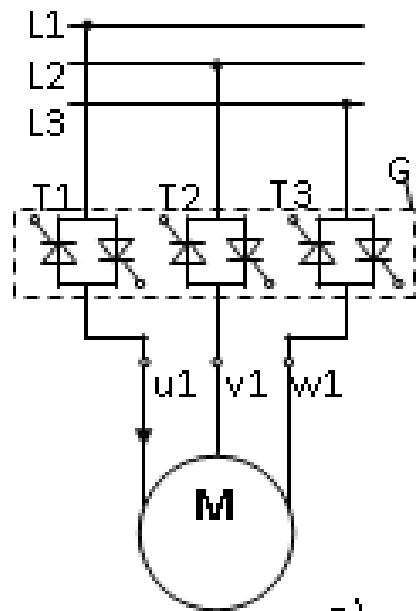


Variația turației motorului asincron

Expresia turației mașinii asincrone, dedusă din , sugerează care sunt modalitățile de modificare a acesteia, anume:

-prin variația alunecării s ,

$$n = (1 - s)n_1 = (1 - s)\frac{60f_1}{p}$$



Variația turației motorului asincron

Expresia turației mașinii asincrone, dedusă din , sugerează care sunt modalitățile de modificare a acesteia, anume:

-prin modificarea numărului de perechi de poli p,

$$n = (1 - s)n_1 = (1 - s)\frac{60f_1}{p}$$

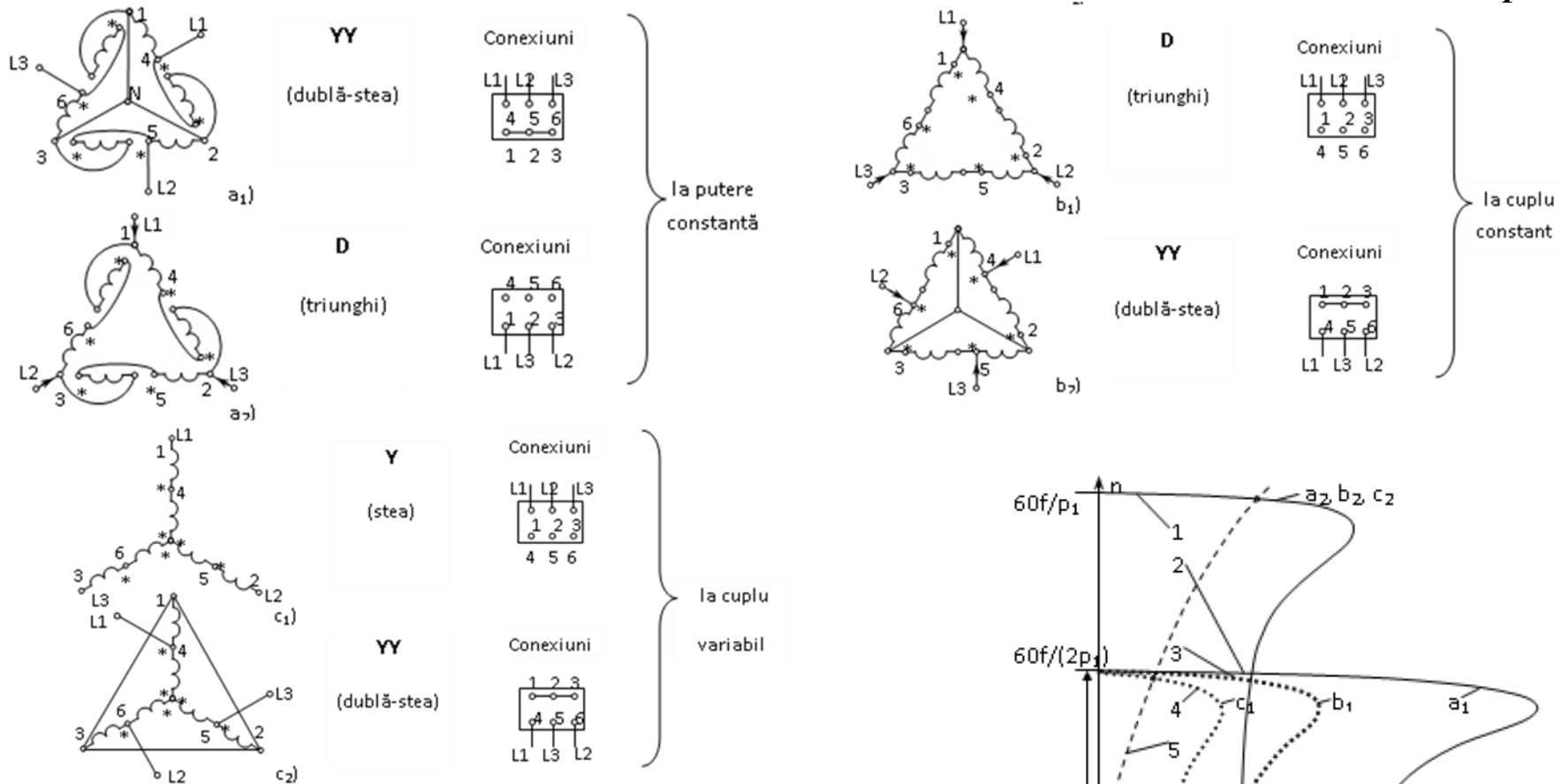


Fig. 5. 44 Caracteristici mecanice la diverse tipuri de conexiuni Dahlander

Variația turației motorului asincron

Expresia turației mașinii asincrone, dedusă din , sugerează care sunt modalitățile de modificare a acesteia, anume:

- prin schimbarea frecvenței de alimentare, f_1 .

$$n = (1 - s)n_1 = (1 - s)\frac{60f_1}{p}$$

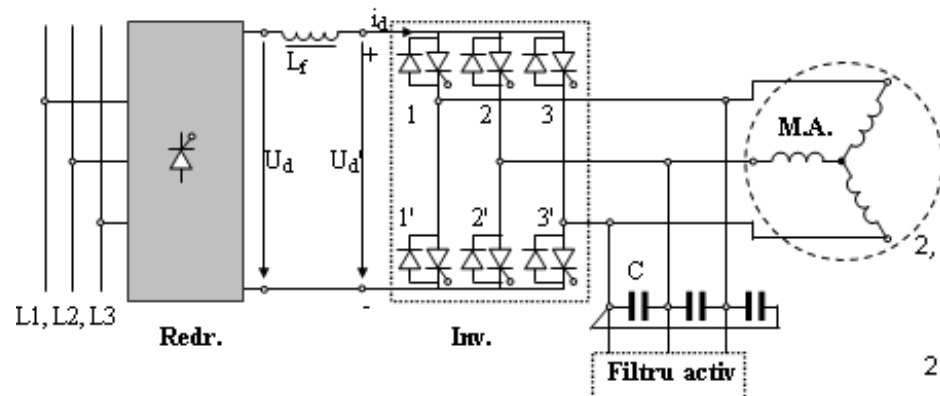
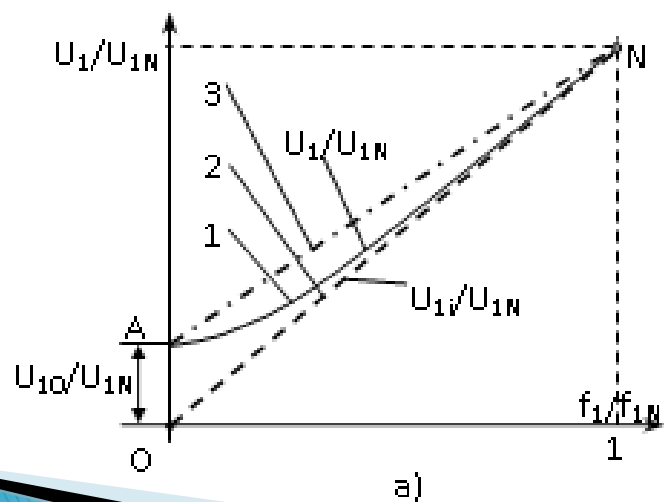
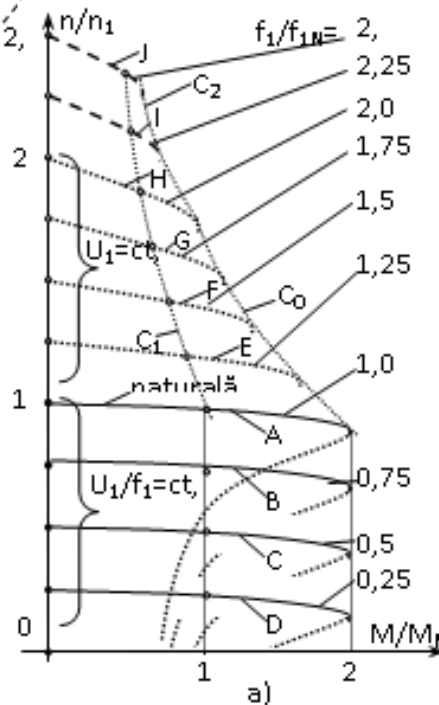


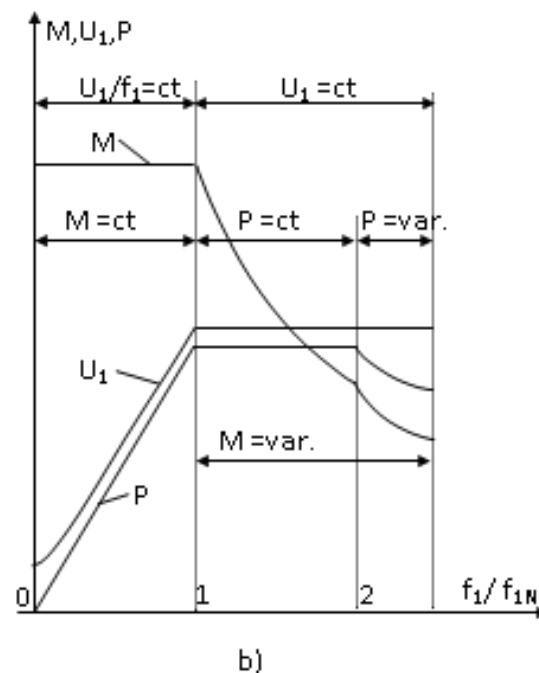
Fig. 5.47 Schemă de alimentare a motorului asincron cu inverter de curent



a)



a)



b)

Fig.5.51 Caracteristicile motoarelor asincrone la comanda în frecvență

Variația turației mașinii asincrone prin alimentarea rotorului cu frecvență reglabilă

$$n = n_1(1 - s) = n_1 \left(1 - \frac{f_2}{f_1} \right) = \frac{60f_1}{p} \left(1 - \frac{f_2}{f_1} \right)$$

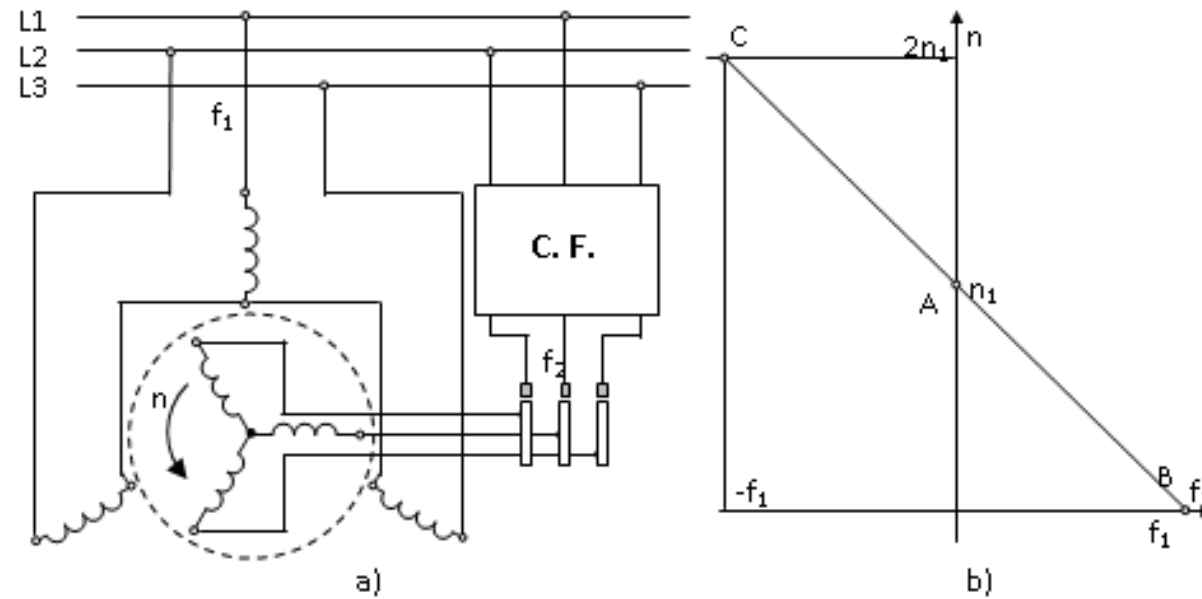


Fig. 5. 53 Reglajul vitezei prin frecvență rotorică variabilă

Variația turației mașinii asincrone prin alimentarea rotorului cu frecvență reglabilă

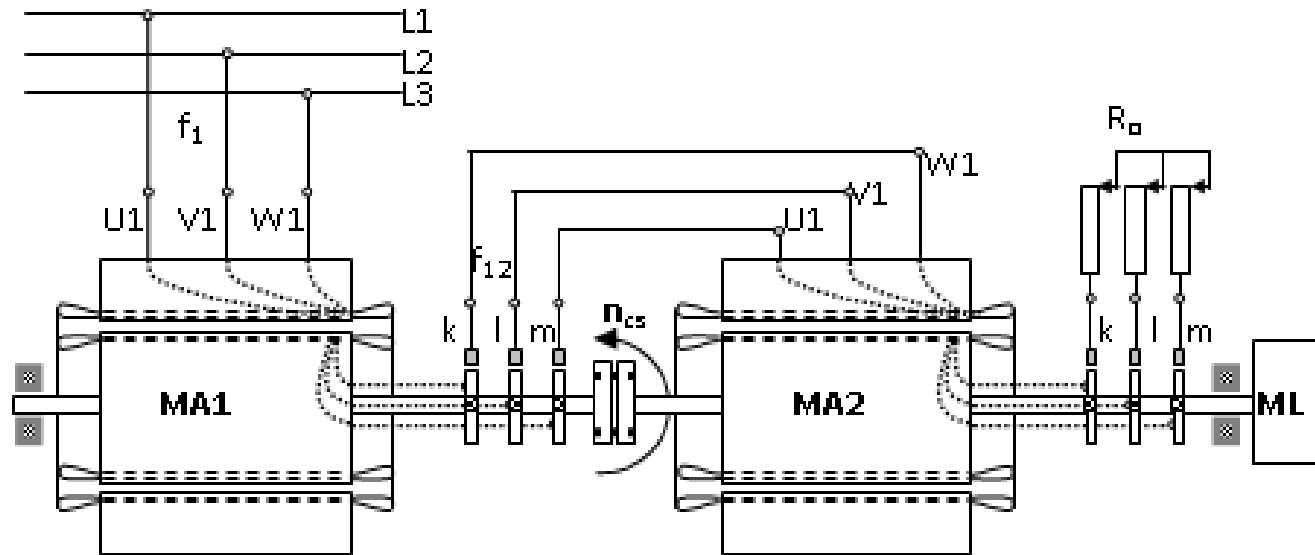


Fig. 5. 54 Reglajul vitezei prin cuplarea în cascadă a mașinilor asincrone

Un caz concret, cu $p_1=4$; $p_2=6$ arată că se obțin trei viteze de sincronism în această cascadă:

- când este conectat la rețea numai MA1, $n_{cs}=60f_1/p_1=750\text{rot}/\text{min}$;
- când este conectat numai MA2, $n_{cs}=60f_1/p_2=500\text{rot}/\text{min}$;
- când sunt conectate MA1 și MA2 în cascadă, $n_{cs}=60f_1/(p_1+p_2)=300\text{rot}/\text{min}$.

În scopul creșterii numărului de viteze posibile se adoptă cascade cu trei motoare. Soluția este totuși neeconomică întrucât folosește motoare scumpe, iar pierderile mecanice sunt mari.

Problemele speciale ale mașinilor electrice

Cursul numărul 9

Sef. Lucrări Vîrlan Bogdan

Tematica și importanța cursului

Probleme specifice conversiei electromecanice la mașina sincronă

- *Sisteme moderne de excitație,*
- *Ecuatii, diagrama curentului, reglajul puterilor active și reactive*
- *Generatoare sincrone de mare putere, particularități de construcție,*
- *Motoare sincrone cu excitație prin magneți permanenți și hibride, reglajul vitezei motorului sincron cu și fără senzor de poziție*
- *Stabilitatea statică și stabilitatea dinamică a mașinii sincrone.*

Transformatoare de măsură

- *Transformatoare de curent;*
- *Transformator de tensiune.*

Transformatoare cu trei înfășurări

Autotransformatoare

Regimul deformant al transformatoarelor.



Sisteme moderne de excitație la mașinile sincrone

Mașina sincronă

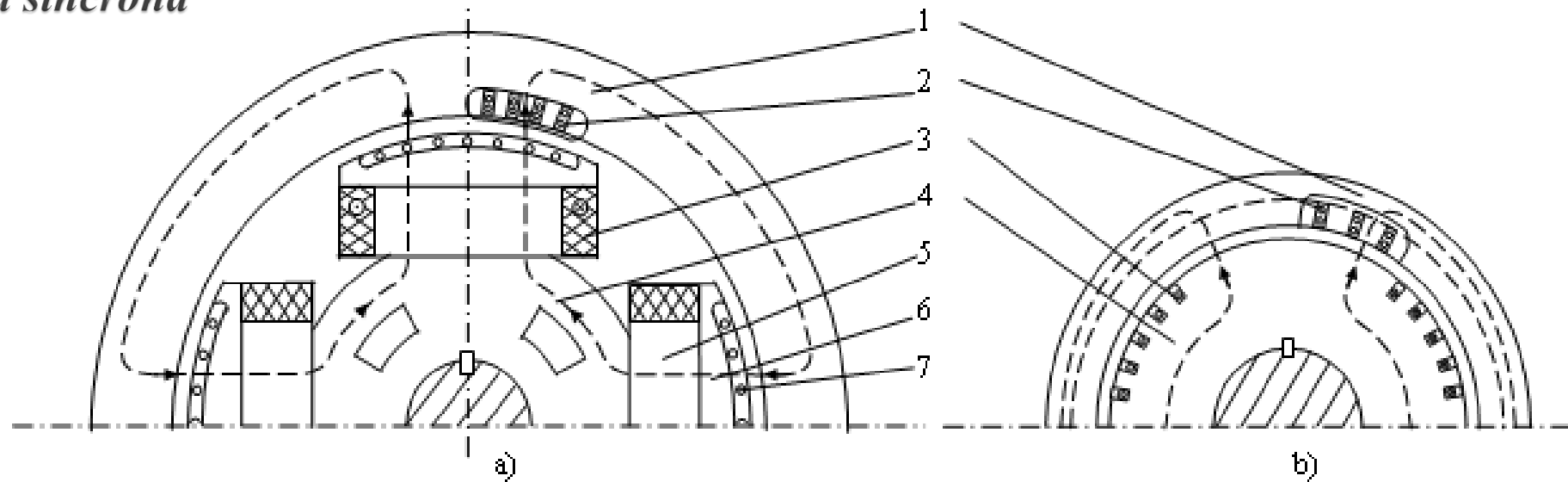


Fig. 4.1. Elemente constructive de bază ale mașinilor sincrone:

a) cu poli aparenti, b) cu poli înecați.

1. Jug statoric, 2. Înfășurare statorică (indusă),
3. Înfășurare rotorică (inductoare), 4. Jug rotoric,
5. Pol rotoric, 6. Piesă polară, 7. Înfășurare de amortizare

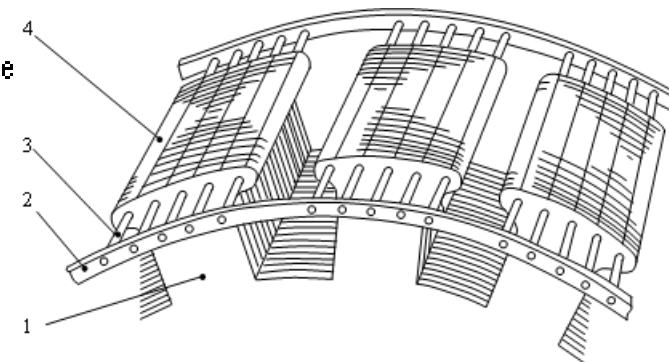


Fig. 4.4 Detaliu înfășurare de amortizare

- Miez pol rotoric, 2 - Inel de scurtcircuitare, 3 - Bară de colivie, 4 - Piesă polară

Sisteme moderne de excitație la mașinile sincrone

Scheme de principiu

Sistemele de excitație cu mașină de curent continuu se împart astfel:

- sisteme de excitație cu mașini de c.c. funcționând ca generator de c.c.;*
- sisteme de excitație cu mașini de c.c. amplificatoare;*
- sisteme de excitație cu mașini de c.c. survoltoare - devoltoare.*

Sistemele de excitație cu mașină de curent alternativ se împart astfel:

- sisteme cu reglarea excitației generatorului principal;*
- sisteme cu reglarea excitației generatorului auxiliar;*

Sistemele de excitație statice se împart în:

- sisteme cu reglarea excitației prin circuite magnetice;*
- sisteme cu redresare necomandate;*
- sisteme cu redresare comandate.*

Sisteme moderne de excitație la mașinile sincrone

Scheme de principiu

- Excitatoare sau sisteme de excitație în curent continuu (sisteme rotative);
- Excitatoare sau sisteme de excitație în curent alternativ (sisteme rotative);
- Excitatoare sau sisteme de excitație statice

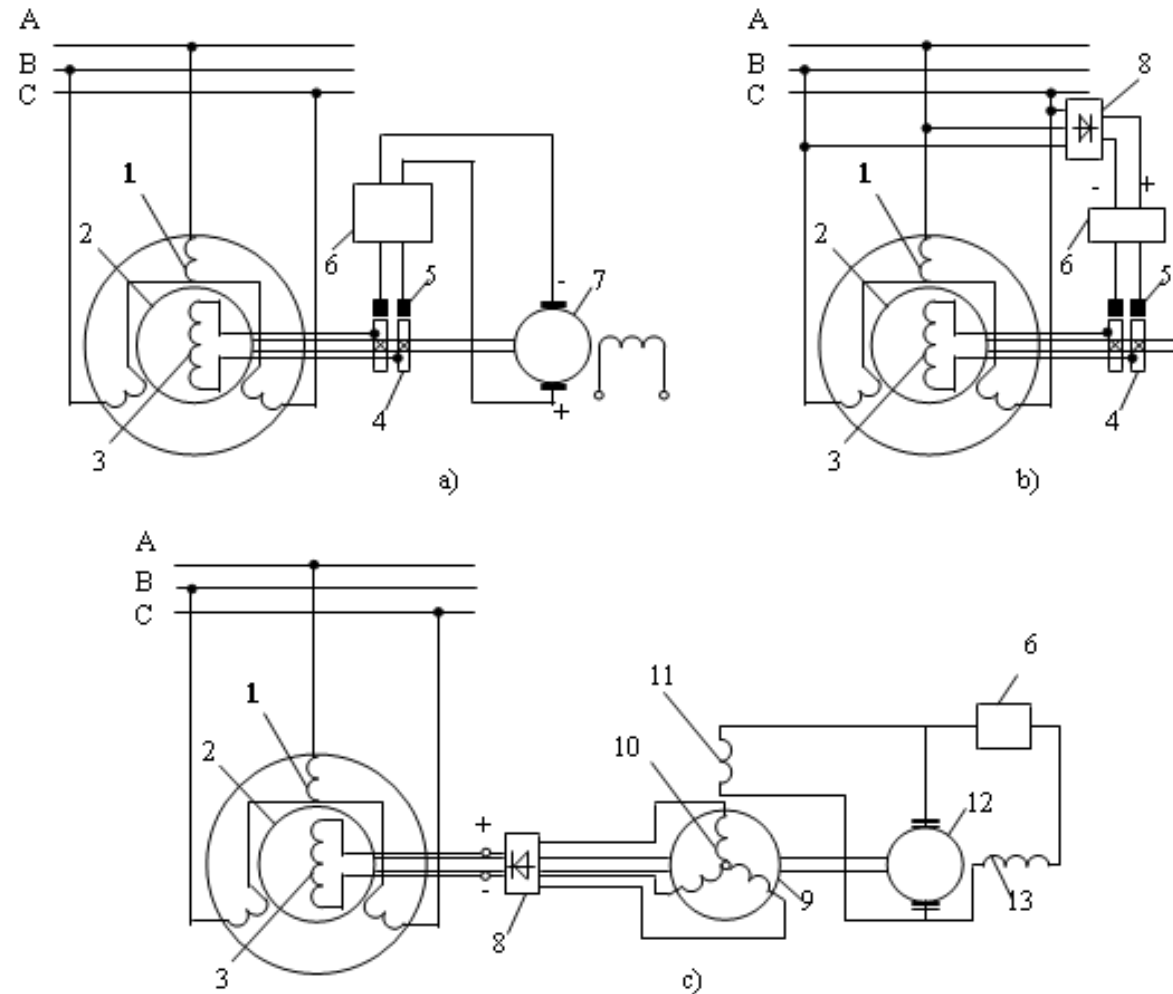


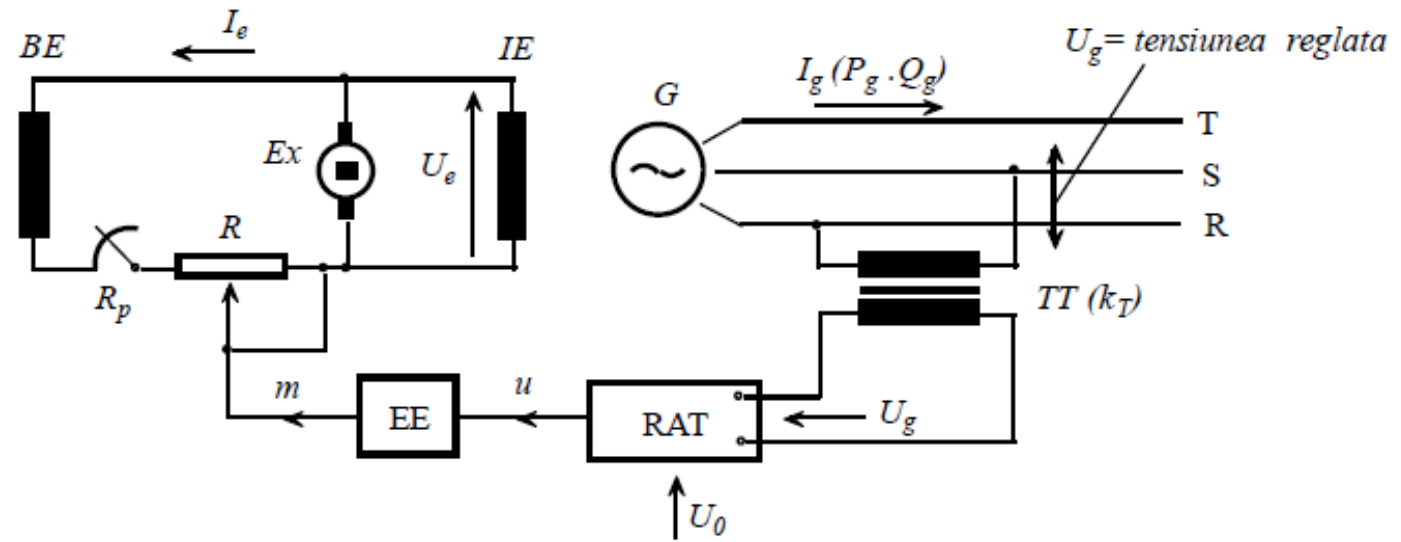
Fig. 4.7 Sisteme de excitație a mașinii sincrone

1. Înfășurare statică, 2. Rotor generator sincron, 3. Înfășurare de excitație, 4. Inele rotorice, 5. Perii, 6. Regulator de tensiune, 7. Excitator, 8. Redresor, 9. Rotor excitator, 10. Înfășurare indusă a excitatorului, 11. Înfășurare de excitație a excitatorului, 12. Subexcitator, 13. Înfășurare de excitație a subexcitatorului.

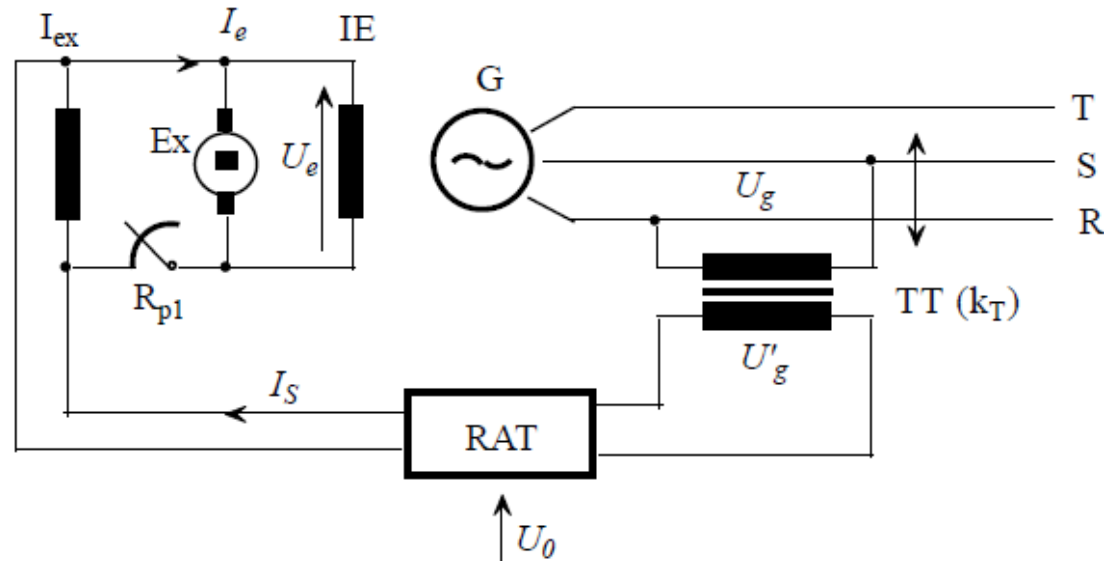
Sisteme moderne de excitație la mașinile sincrone

Sisteme de excitație cu mașini de curent continuu.

****prin variația rezistenței suplimentare din circuitul de excitație**



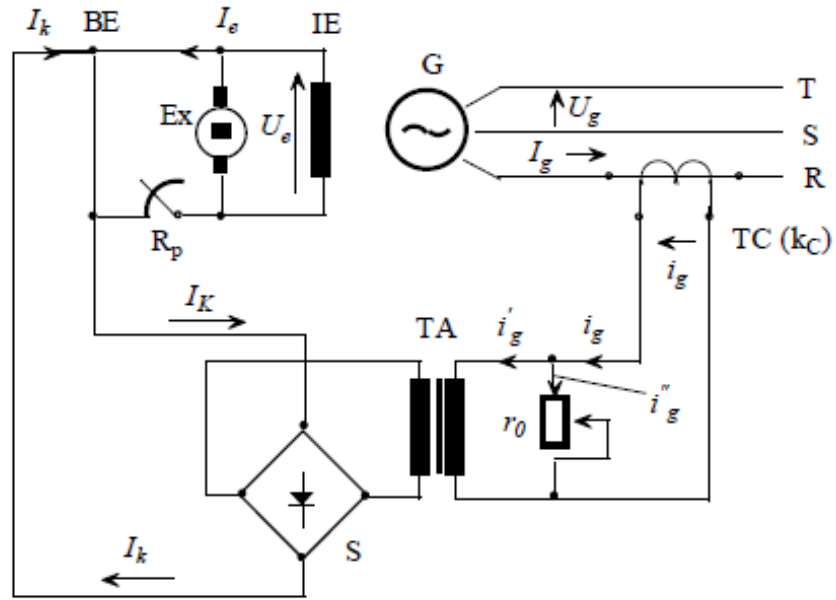
****prin curent sau tensiune suplimentară pentru excitație**



Sisteme moderne de excitație la mașinile sincrone

Sisteme de excitație cu mașini de curent continuu.

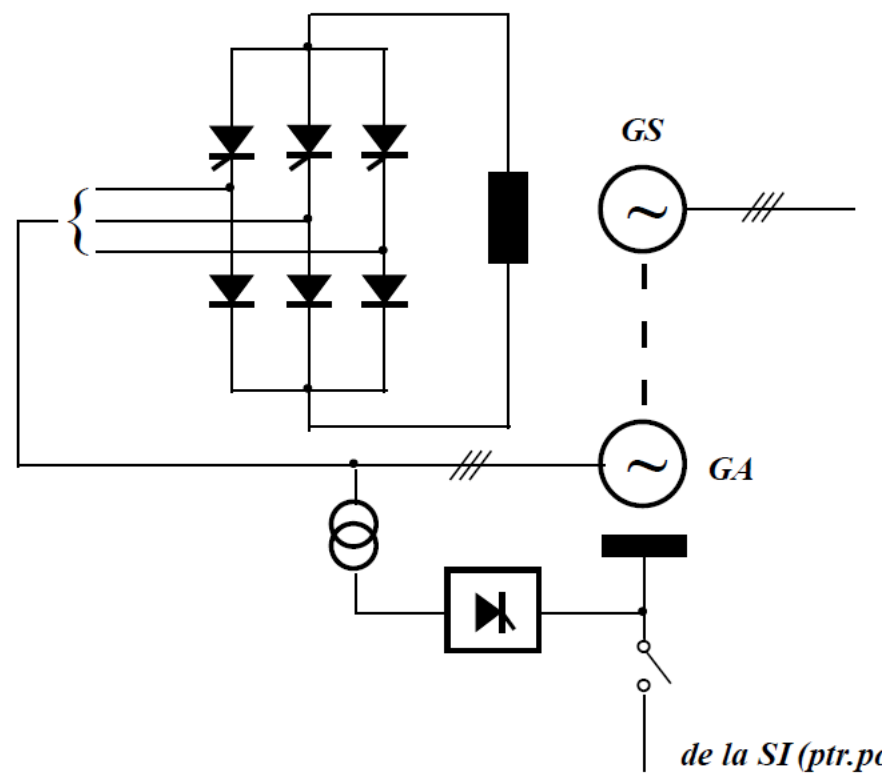
**** prin
compundare**



Sisteme moderne de excitație la mașinile sincrone

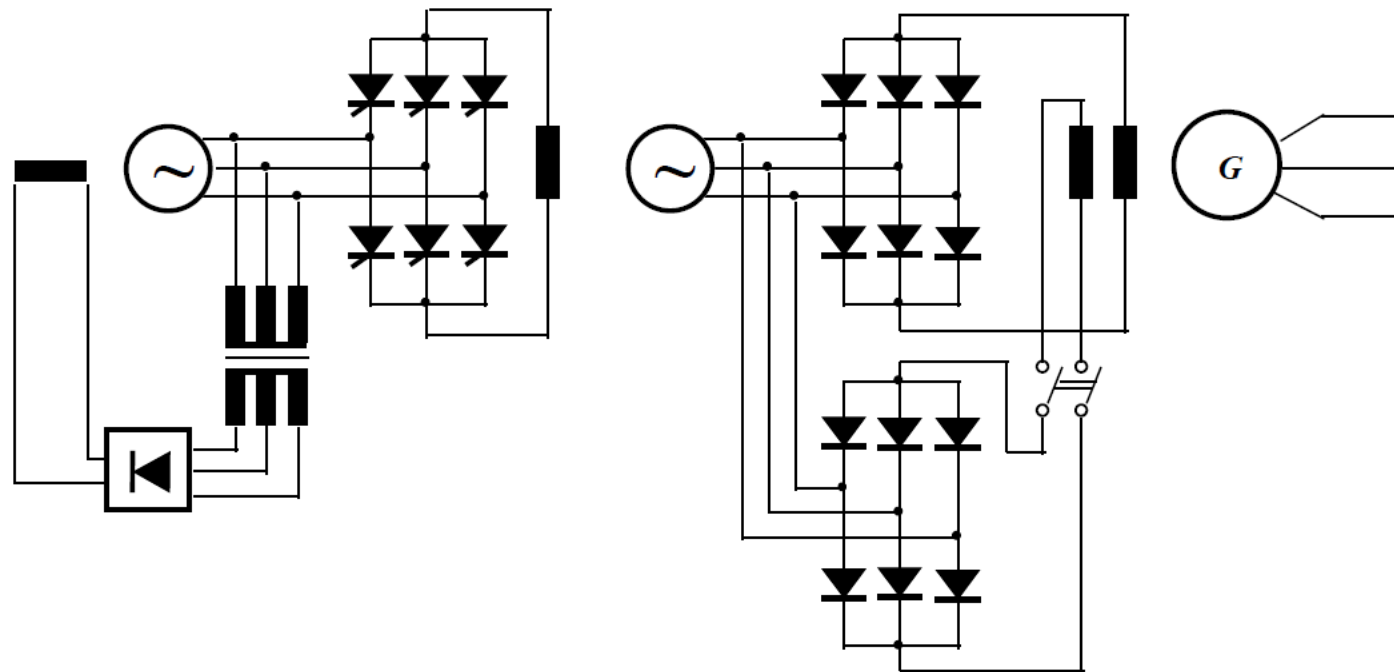
Sisteme de excitație cu mașini de curent alternativ

*** prin reglarea directă a excitației generatorului*



Sisteme moderne de excitație la mașinile sincrone
Sisteme de excitație cu mașini de curent alternativ

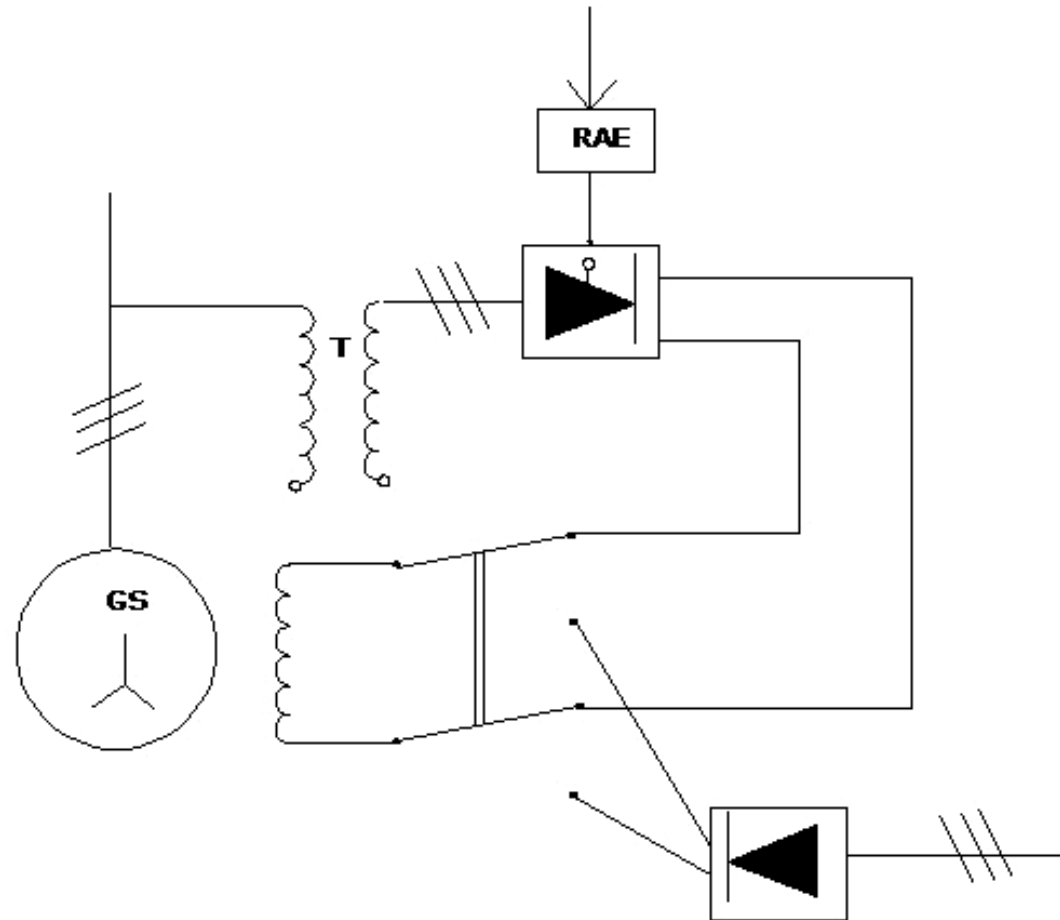
*** prin reglarea excitației
generatorului auxiliar*



Sisteme moderne de excitație la mașinile sincrone

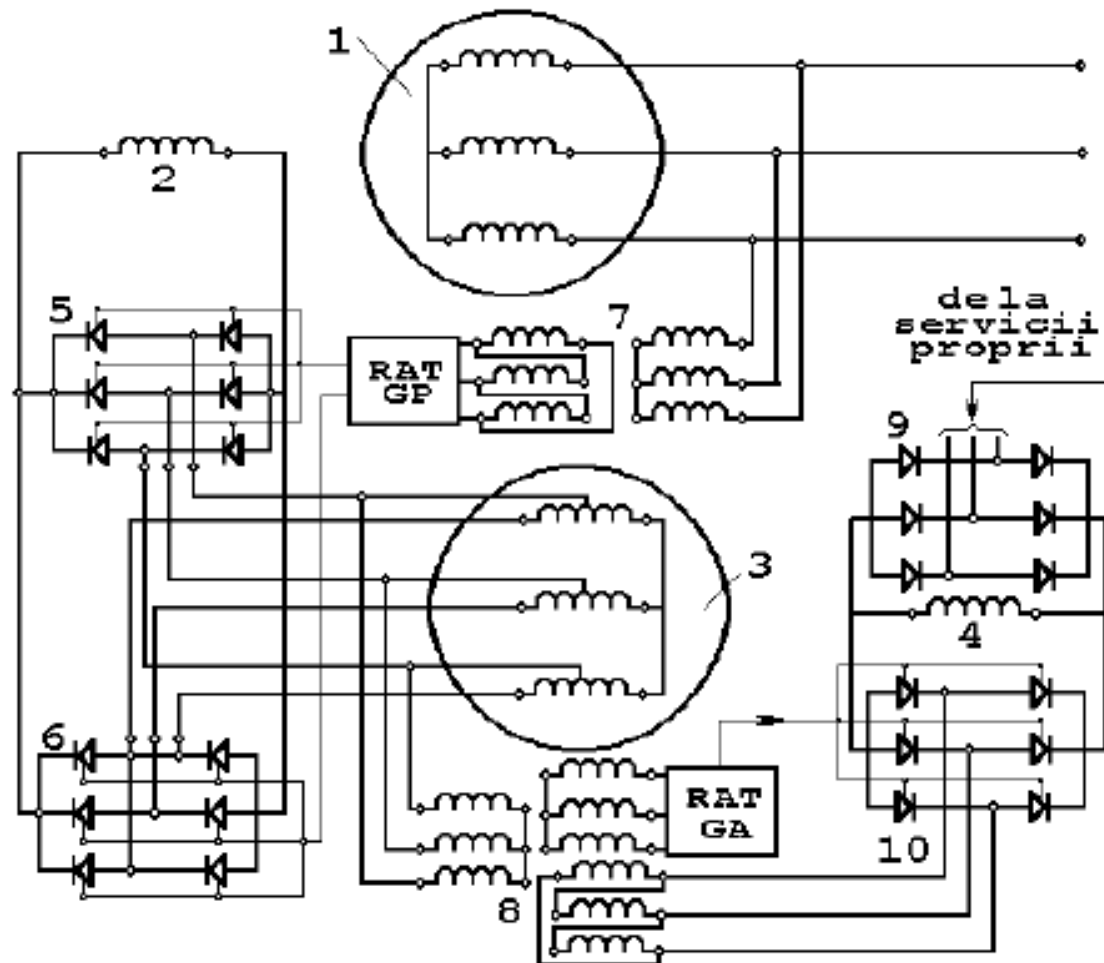
Sisteme de excitație cu sisteme de excitație statice

**** prin reglarea excitației
generatorului auxiliat**



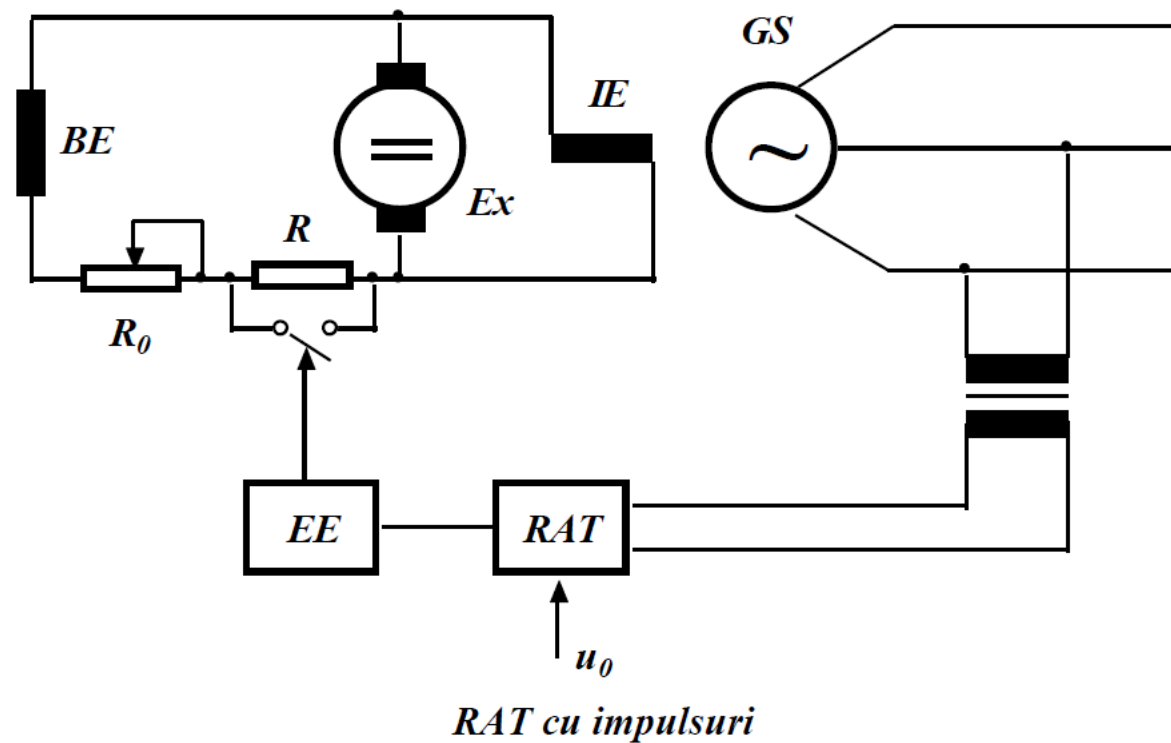
Sisteme moderne de excitație la mașinile sincrone

**** Exemplu sistem de excitație al unui generator 190 MVA - Porțile de fier**



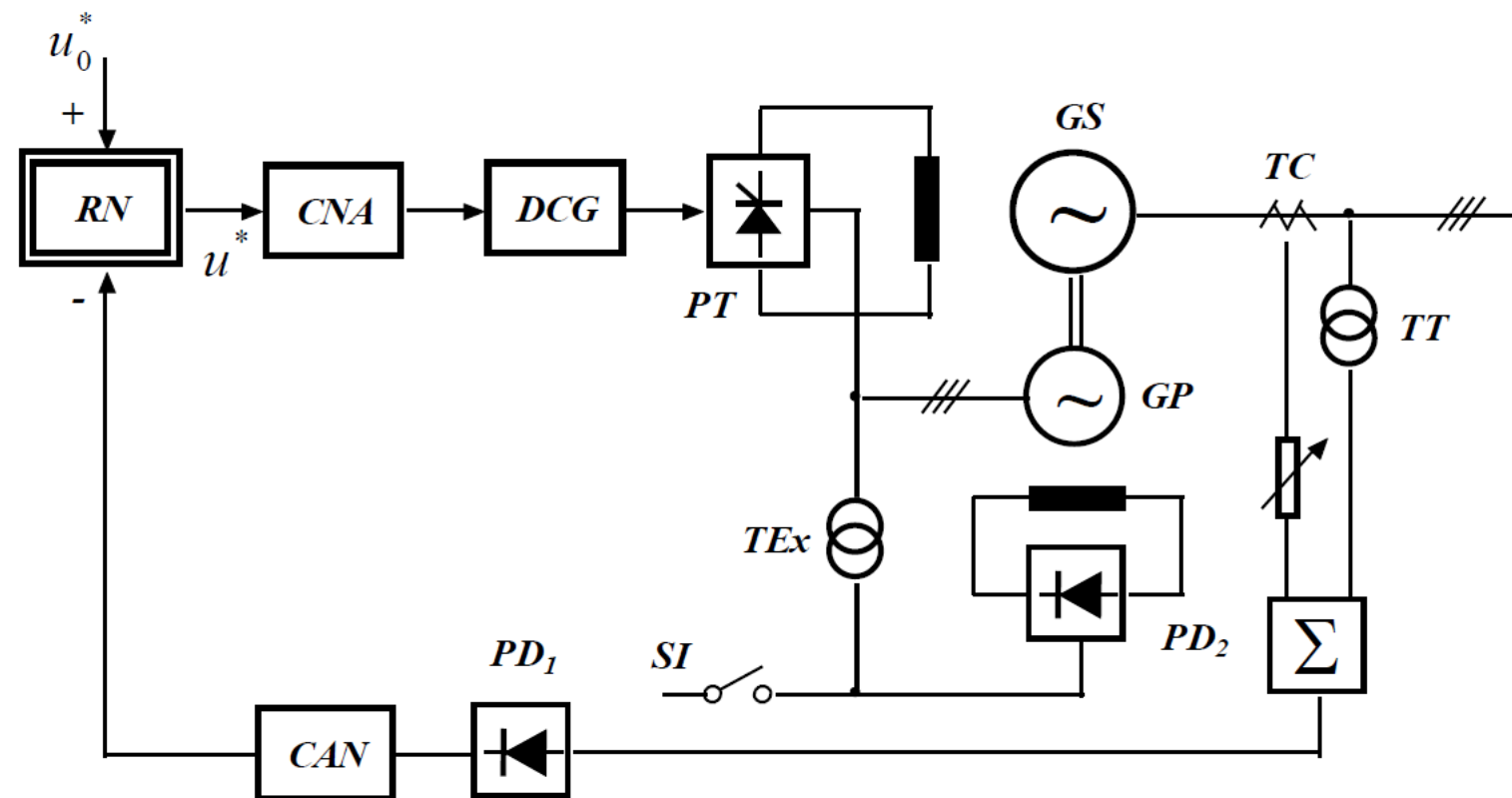
Sisteme moderne de excitație la mașinile sincrone

**** Sistem de excitație cu impulsuri**



Sisteme moderne de excitație la mașinile sincrone

** Sistem de excitație numeric



RAT numeric

*Ecuatii, diagrama curentului, reglajul puterilor active și reactive
Generatorul sincron cu poli înecați. Ecuatii, diagrame*

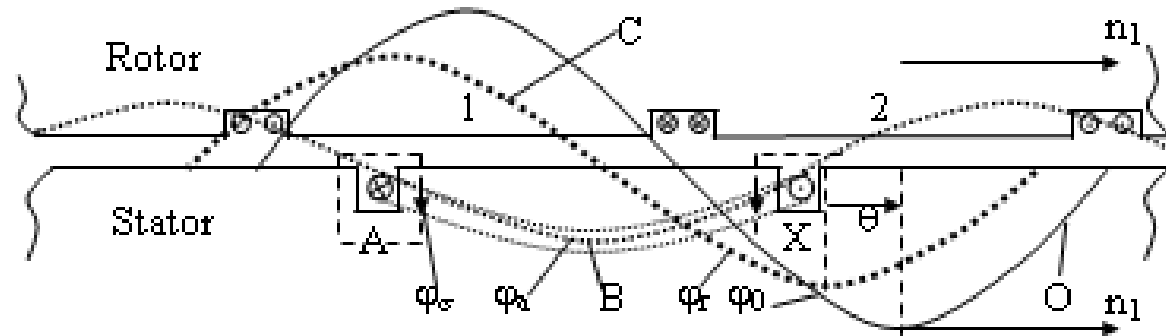


Fig. 4.11 Reacția indusului la un generator sincron cu poli înecați în sarcină activ-inductivă

$$u - e_t - Ri_a = 0$$

$$e_t = W_{1ef} \frac{d(\varphi_0 + \varphi_a + \varphi_\sigma)}{dt} = W_{1ef} \frac{d\varphi_0}{dt} + \frac{d(W_{1ef}\varphi_a)}{dt} + \frac{d(W_{1ef}\varphi_\sigma)}{dt} =$$

$$= e_0 + L_a \frac{di_a}{dt} + L_\sigma \frac{di_a}{dt}, \quad L_a = \frac{W_{1ef}\varphi_a}{i_a}, \quad L_\sigma = \frac{W_{1ef}\varphi_\sigma}{i_a}$$

$$u = e_0 + L_a \frac{di_a}{dt} + L_\sigma \frac{di_a}{dt} + Ri_a$$

*Ecuatii, diagrama curentului, reglajul puterilor active și reactive
Generatorul sincron cu poli înecați. Ecuatii, diagrame*

$$u = e_0 + L_a \frac{di_a}{dt} + L_\sigma \frac{di_a}{dt} + Ri_a$$

$$\underline{U} = \underline{E}_0 + jX_a \underline{I}_a + jX_\sigma \underline{I}_a + R \underline{I}_a$$

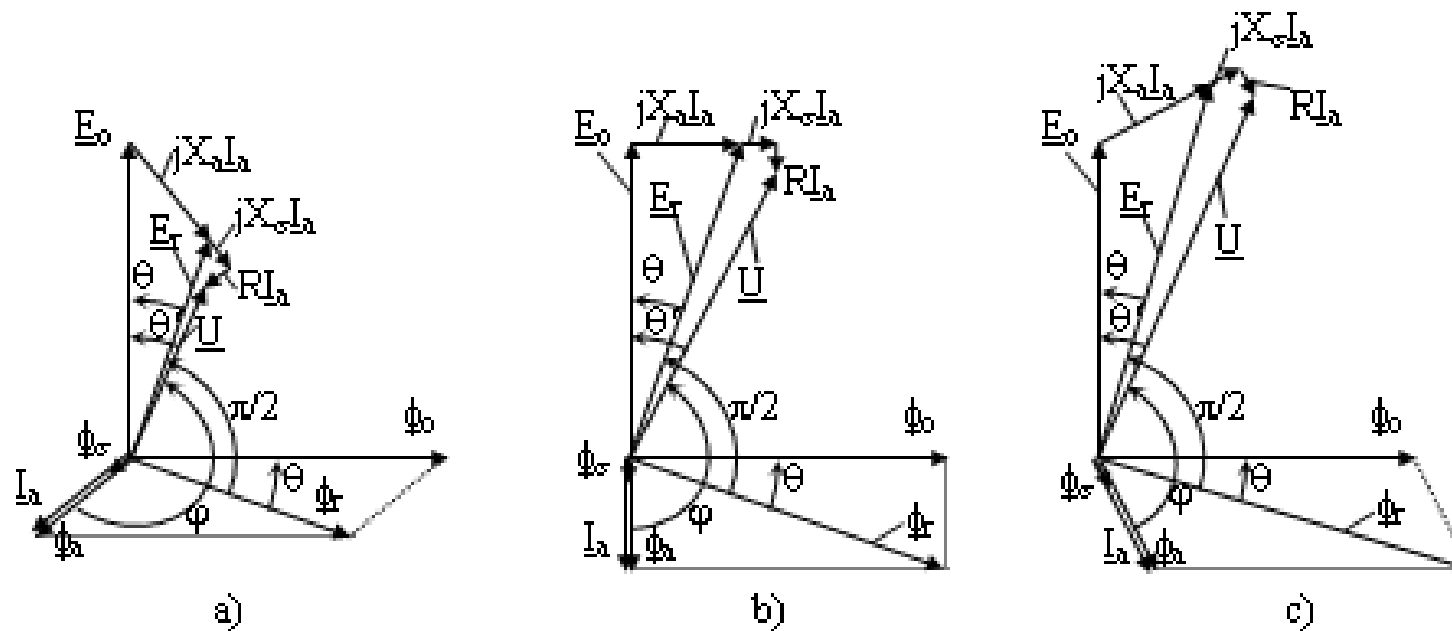


Fig. 4.13 Diagramele fazoriale ale unui generator sincron:
a) în sarcină activ-inductivă, b) în sarcină activă, c) în sarcină activ-capacitivă

*Ecuatii, diagrama curentului, reglajul puterilor active și reactive
Generatorul sincron cu poli aparenti. Ecuatii, diagrame*

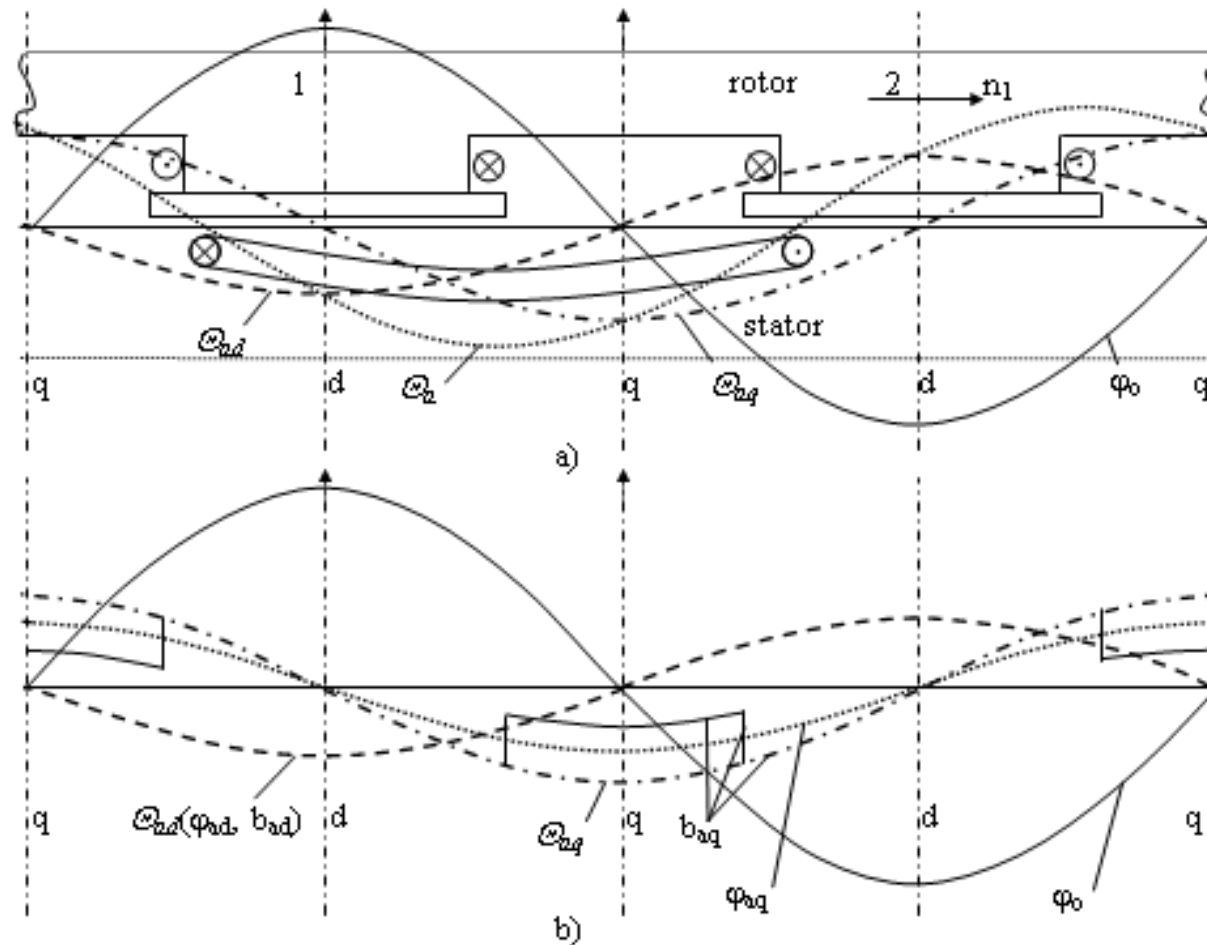


Fig. 4.15 Solenațiile și fluxurile unui generator sincron cu poli aparenti în sarcină activ-inductivă

*Ecuatii, diagrama curentului, reglajul puterilor active și reactive
Generatorul sincron cu poli aparenti. Ecuatii, diagrame*

$$u = e_t + Ri_a, \quad \text{unde} \quad e_t = W_{1ef} \frac{d}{dt} (\varphi_0 + \varphi_{ad} + \varphi_{aq} + \varphi_\sigma)$$

$$u = e_0 + L_{ad} \frac{di_{ad}}{dt} + L_{aq} \frac{di_{aq}}{dt} + L_\sigma \frac{di_a}{dt} + Ri_a$$

$$\begin{cases} \underline{I}_a = \underline{I}_{ad} + \underline{I}_{aq} \\ \underline{U} = \underline{E}_0 + jX_{ad}\underline{I}_{ad} + jX_{aq}\underline{I}_{aq} + jX_\sigma\underline{I}_a + R\underline{I}_a \end{cases}$$

*Ecuatii, diagrama curentului, reglajul puterilor active și reactive
Generatorul sincron cu poli înecați. Ecuatii, diagrame*

$$\begin{cases} \underline{I}_a = \underline{I}_{ad} + \underline{I}_{aq} \\ \underline{U} = \underline{E}_0 + jX_{ad}\underline{I}_{ad} + jX_{aq}\underline{I}_{aq} + jX_{\sigma}\underline{I}_a + R\underline{I}_a \end{cases}$$

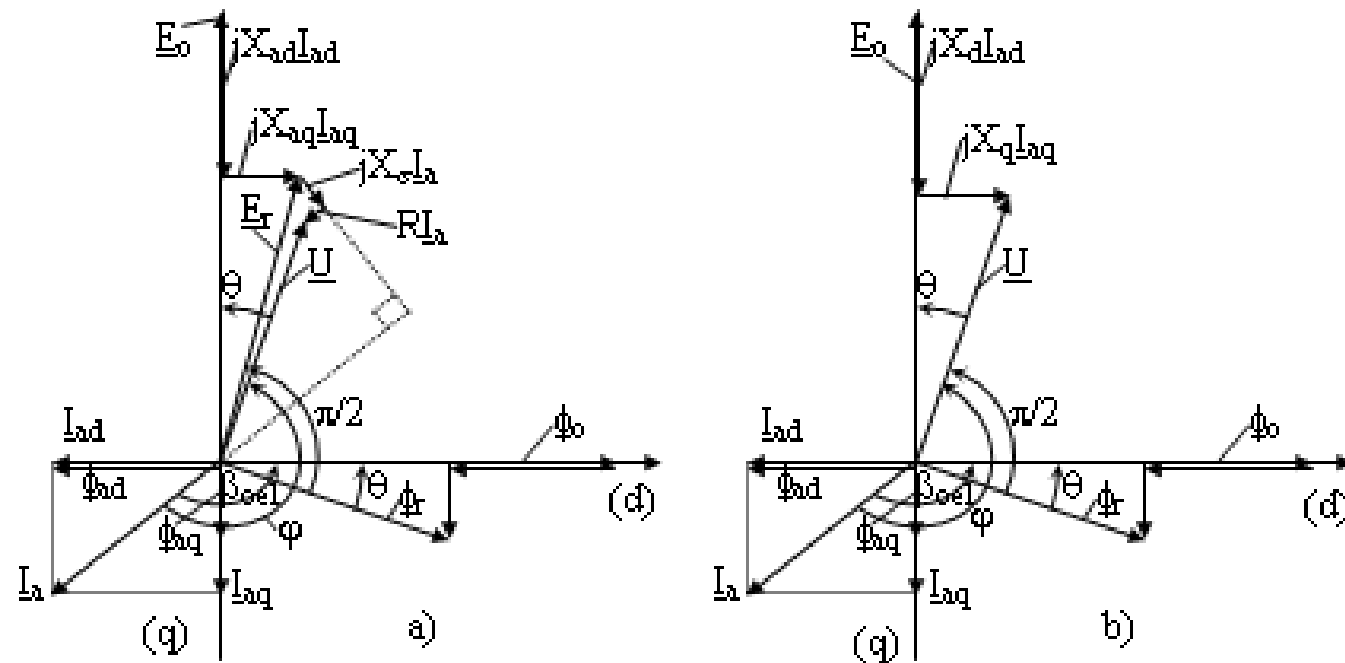
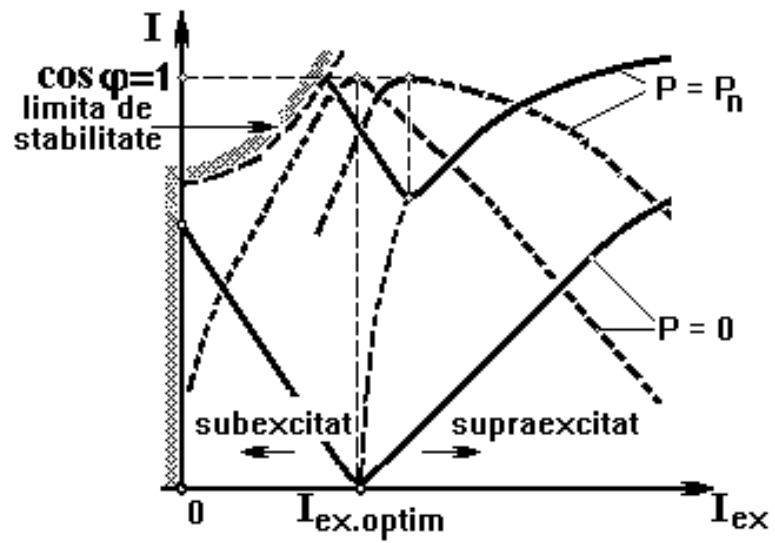
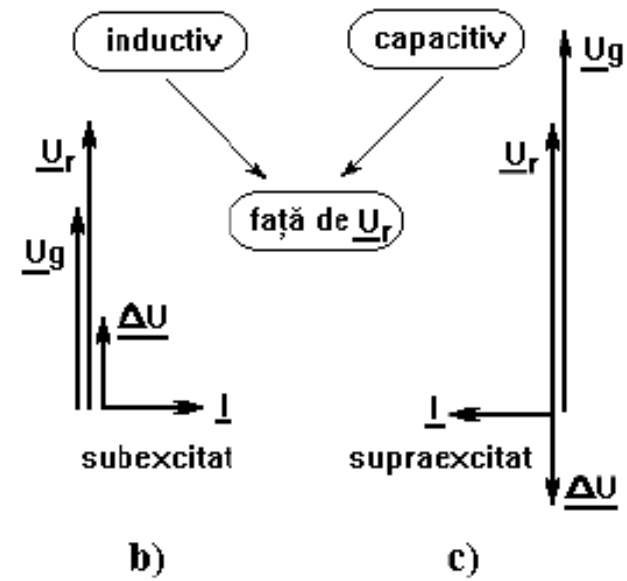
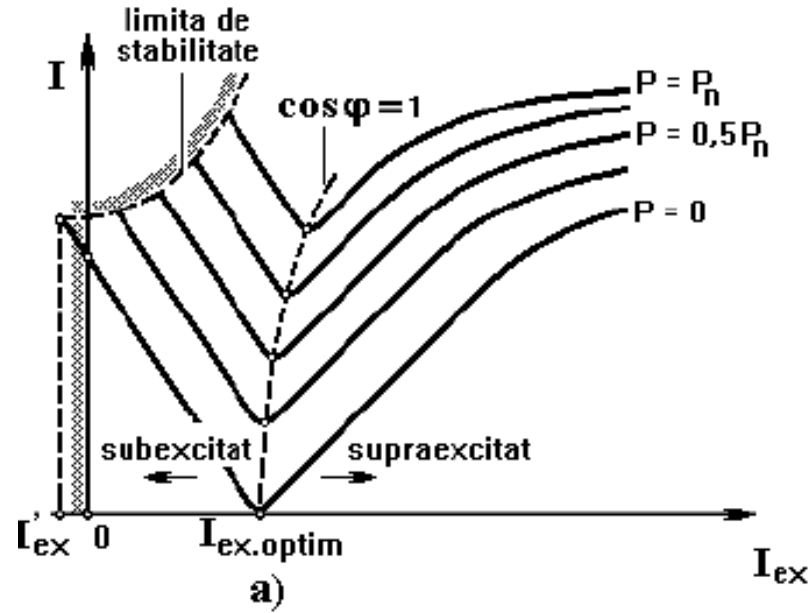


Fig. 4.16 Diagramele fazoriale ale unui generator sincron cu poli aparenti în sarcină activ-inductivă: a) în formă exactă, b) în formă simplificată

Ecuatii, diagrama curentului, reglajul puterilor active și reactive



Bibliografie

1. Note de curs RAT (Reglarea automata a tensiunii), S.I.dr.ing. Nicoleta ARGHIRA, Prof.dr.ing. Sergiu Stelian ILIESCU – http://shiva.pub.ro/new/wp-content/uploads/2016/04/Note_curs_RAT1.pdf
2. Mașini electrice – Vol 3, Mașina Sincronă, Prof. Alecsandru Simion
3. Mașini electrice – Mașina sincronă, Conf. Mircea Gogu, https://www.mircea-gogu.ro/html/masini_electrice_cuprins.html
4. STABILITATEA SI CONTROLUL SISTEMELOR ELECTROENERGETICE – Prof. Mihai Gavrilaş http://iota.ee.tuiasi.ro/~mgavril/SCSEE/SCSEE_01.pdf

Problemele speciale ale mașinilor electrice

Cursul numărul 10

Sef. Lucrări Vîrlan Bogdan

Tematica și importanța cursului

Probleme specifice conversiei electromecanice la mașina sincronă

- *Sisteme moderne de excitație,*
- *Ecuatii, diagrama curentului, reglajul puterilor active și reactive*
- *Generatoare sincrone de mare putere, particularități de construcție,*
- *Motoare sincrone cu excitație prin magneți permanenți și hibride, reglajul vitezei motorului sincron cu și fără senzor de poziție*
- *Stabilitatea statică și stabilitatea dinamică a mașinii sincrone.*

Transformatoare de măsură

- *Transformatoare de curent;*
- *Transformator de tensiune.*

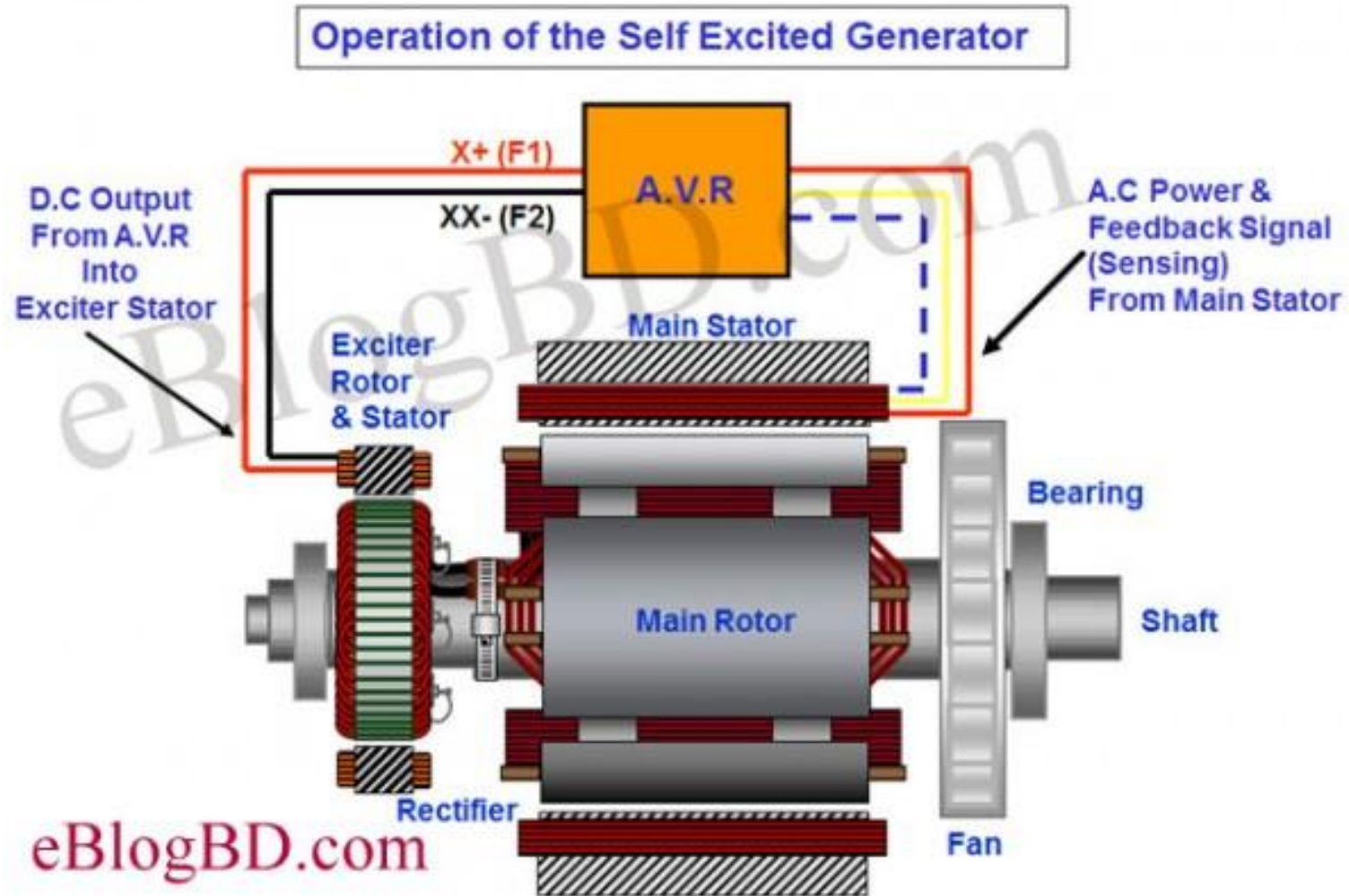
Transformatoare cu trei înfășurări

Autotransformatoare

Regimul deformant al transformatoarelor.



Generator sincron autoexcitat



Stabilitatea statică și stabilitatea dinamică a generatorului sincron

$$P_2 = -\frac{3UE_0}{X_s} \sin\theta$$

În condițiile când $I_e = \text{ct.}$, se poate modifica puterea activă trimisă de generator spre rețea, prin modificarea unghiului intern θ ,

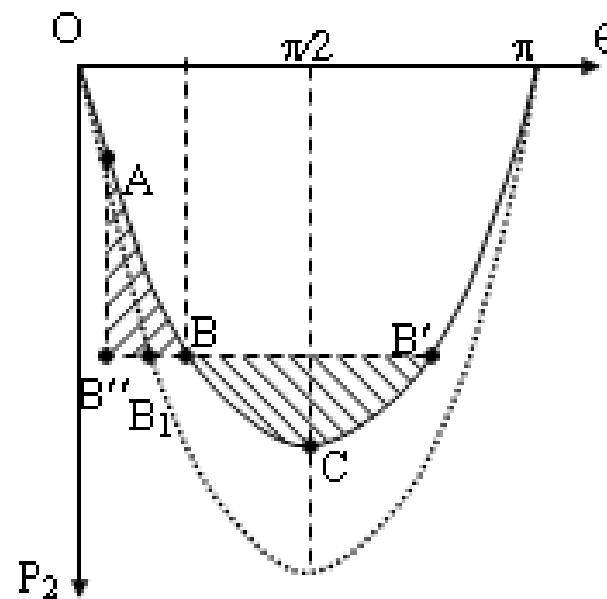
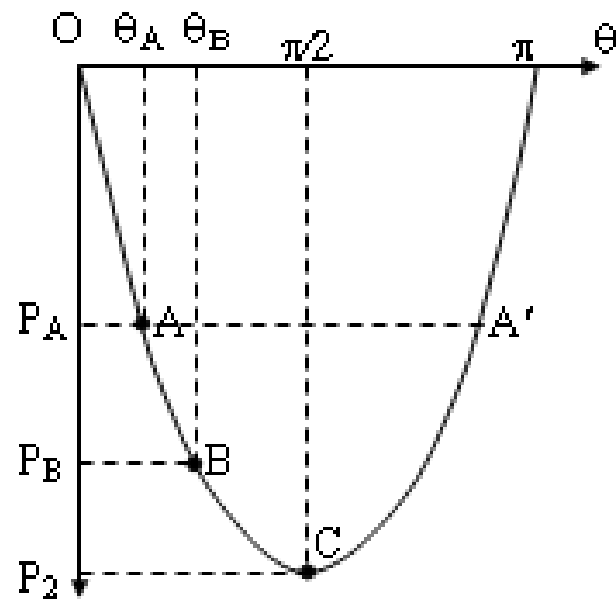
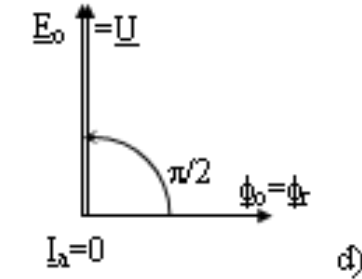
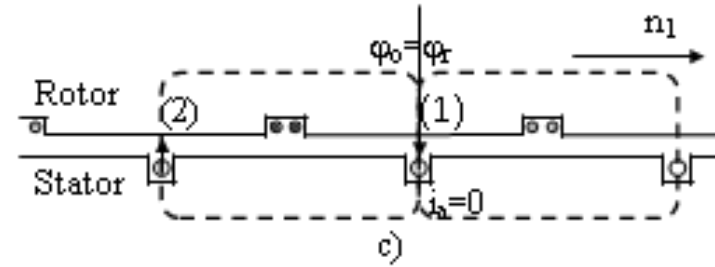
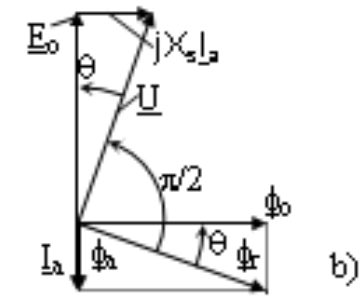
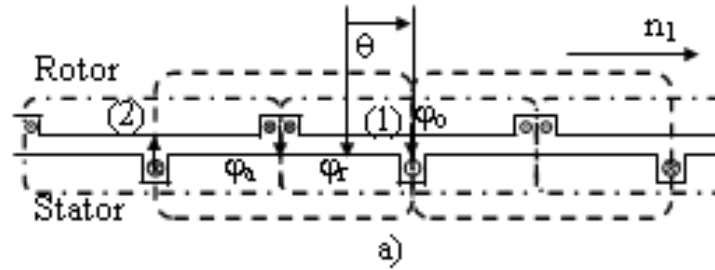


Fig. 4.29 Caracteristica unghiulară a G.S. Fig. 4.30 Stabilitatea statică la G.S.

Motorul sincron

Generator



Motor

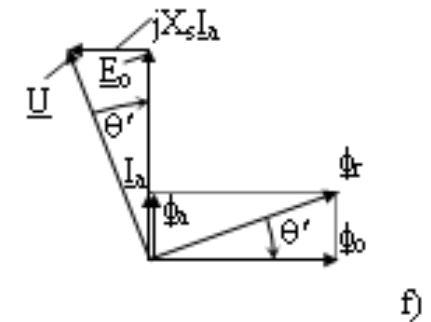
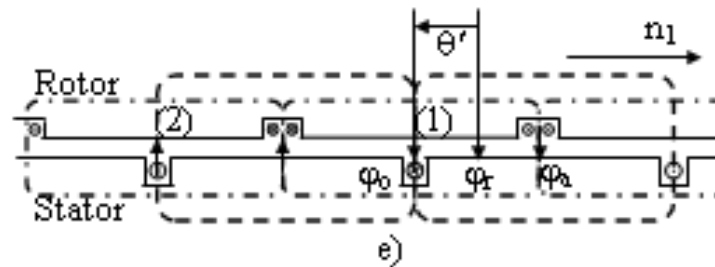


Fig. 4.33 Trecerea mașinii sincrone din regim de generator în regim de motor

*Ecuatii, diagrama curentului, reglajul puterilor active și reactive
Motorul sincron cu poli înecați. Ecuatii, diagrame*

$$\underline{U} = \underline{E}_0 + jX_s \underline{I}_a + R \underline{I}_a \quad , \quad X_s = X_a + X_\sigma$$

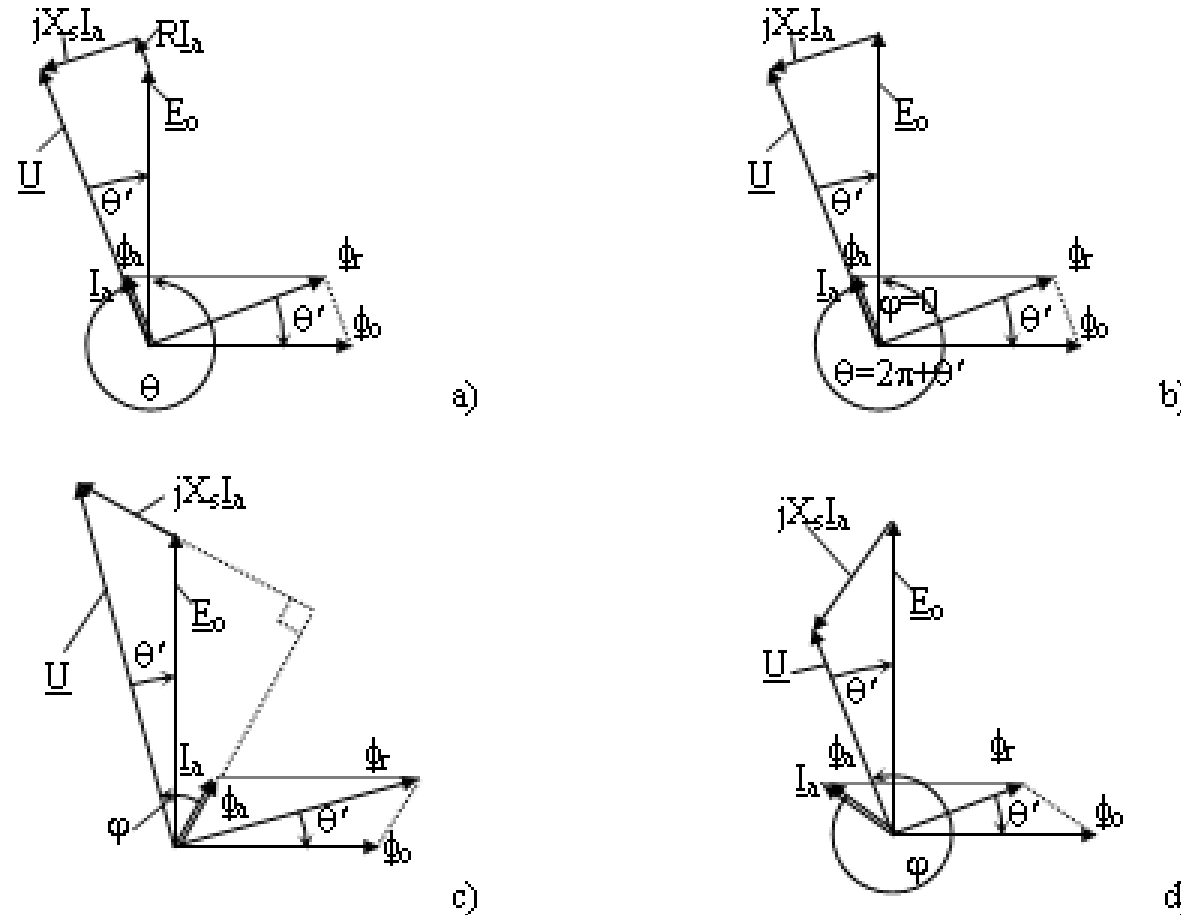


Fig. 4.34 Diagramele fazoriale la un motor sincron cu poli înecați

*Ecuatii, diagrama curentului, reglajul puterilor active și reactive
Motorul sincron cu poli aparenti. Ecuatii, diagrame*

$$\underline{U} = \underline{E}_0 + jX_d \underline{I}_{ad} + jX_q \underline{I}_{aq}$$

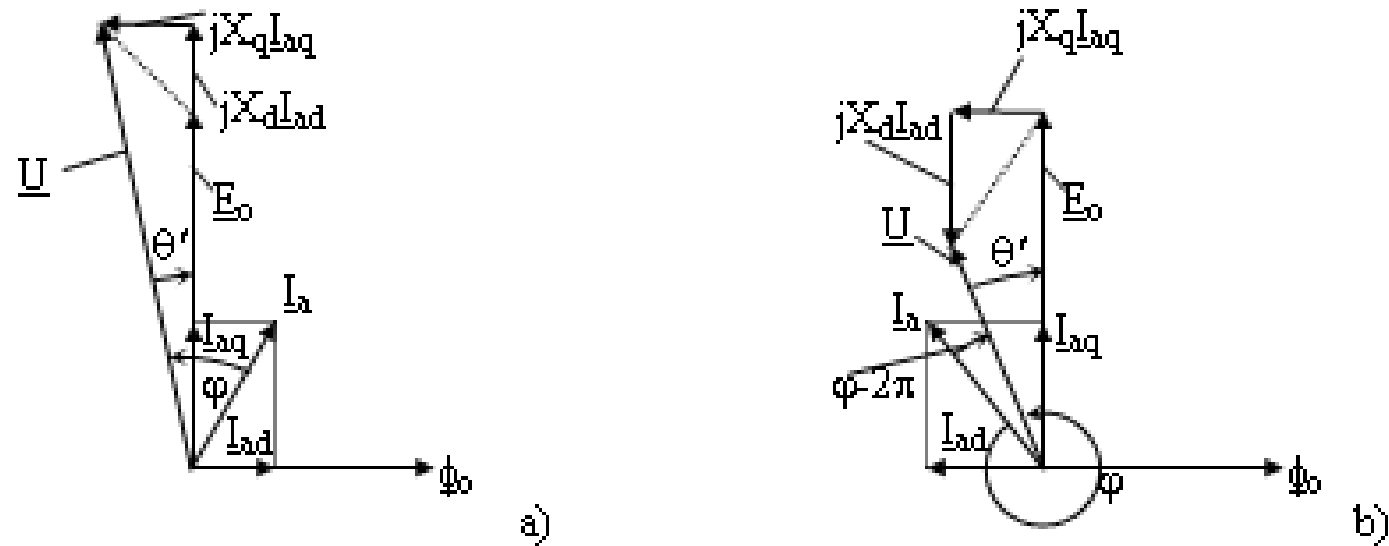
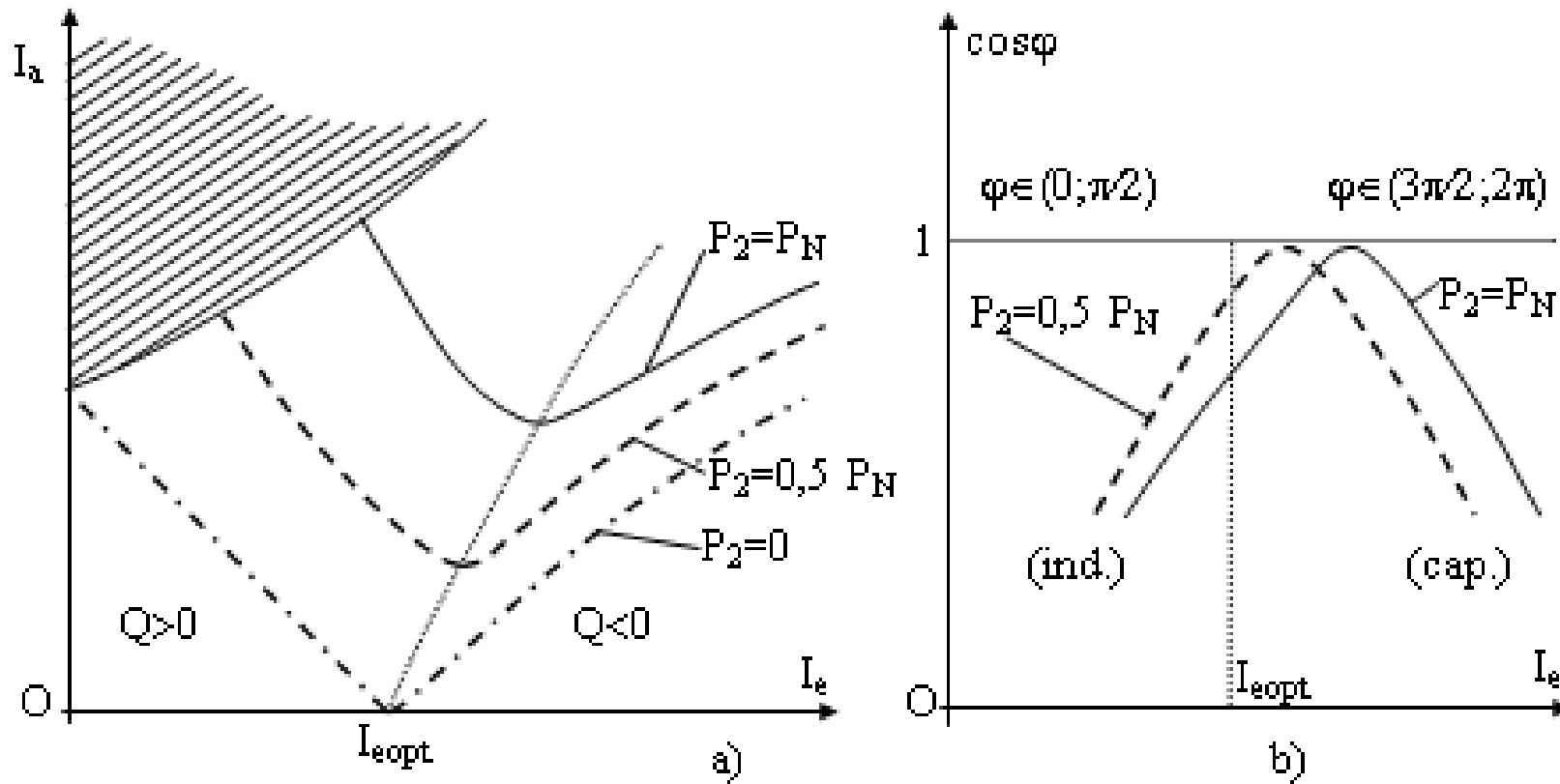


Fig. 4.35 Diagramele fazoriale la un motor sincron cu poli aparenti: a) în regim subexcitat, b) în regim supraexcitat

Motorul sincron

Ecuatii, diagrama curentului, reglajul puterilor active și reactive



Motorul sincron

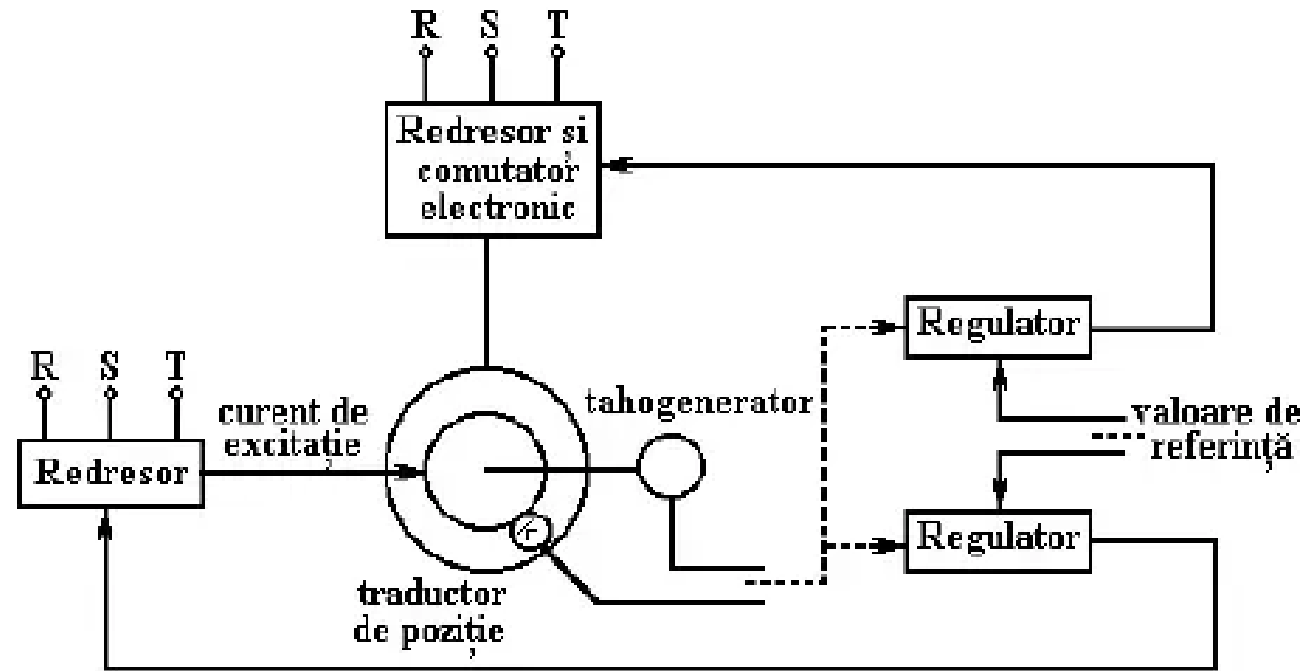
Variația vitezei – fără senzori de poziție rotorică

Viteza motorului sincron este $n_1 = 60f_1 / p$ indiferent de sarcină (până la valoarea cuplului maxim admis). Pentru o rețea de frecvență constantă singura posibilitate de reglare a vitezei constă în modificarea numărului de perechi de poli, când s-ar obține un reglaj în trepte. Practic, acest procedeu este greu de aplicat întrucât este necesară modificarea numărului de poli atât în stator cât și în rotor.

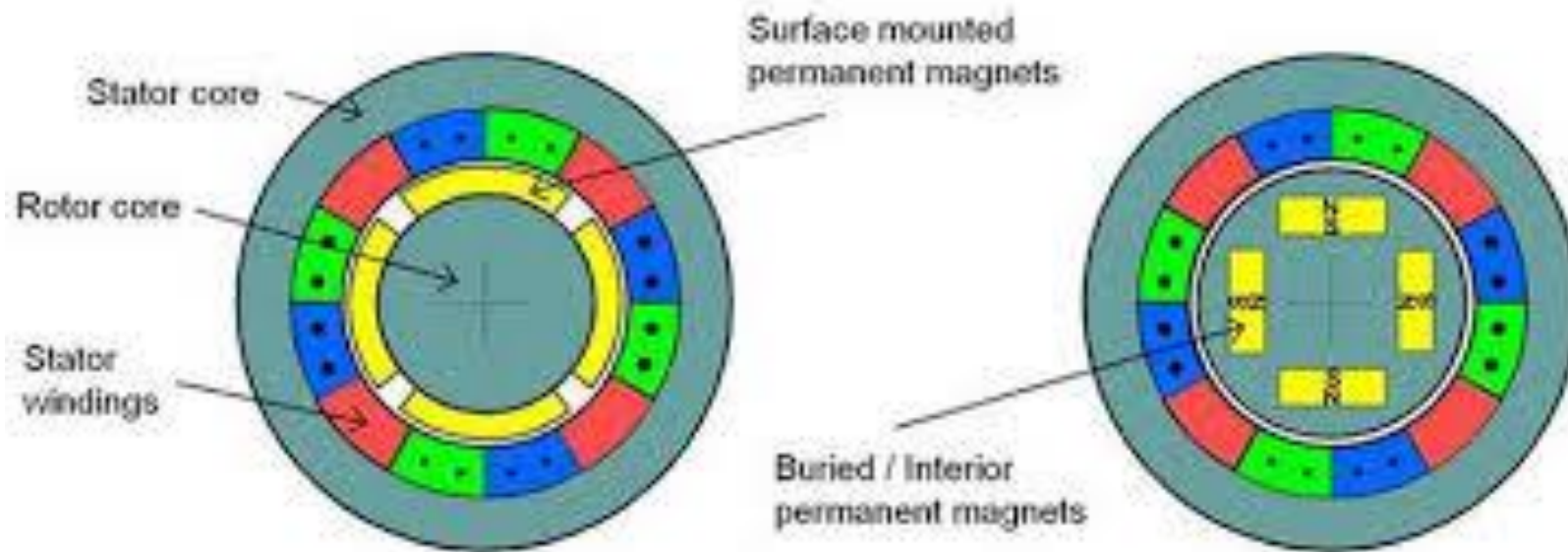
În ultimul timp, o dată cu dezvoltarea impetuoasă a electronicii de putere, se aplică tot mai des procedeu de reglaj al vitezei motoarelor sincrone cu ajutorul convertizoarelor statice de frecvență construite cu tiristoare, tiristoare cu stingere pe poartă GTO, IGBT sau tranzistoare de putere.

Motorul sincron

Variația vitezei – cu senzor de turație și senzor de poziție rotorică

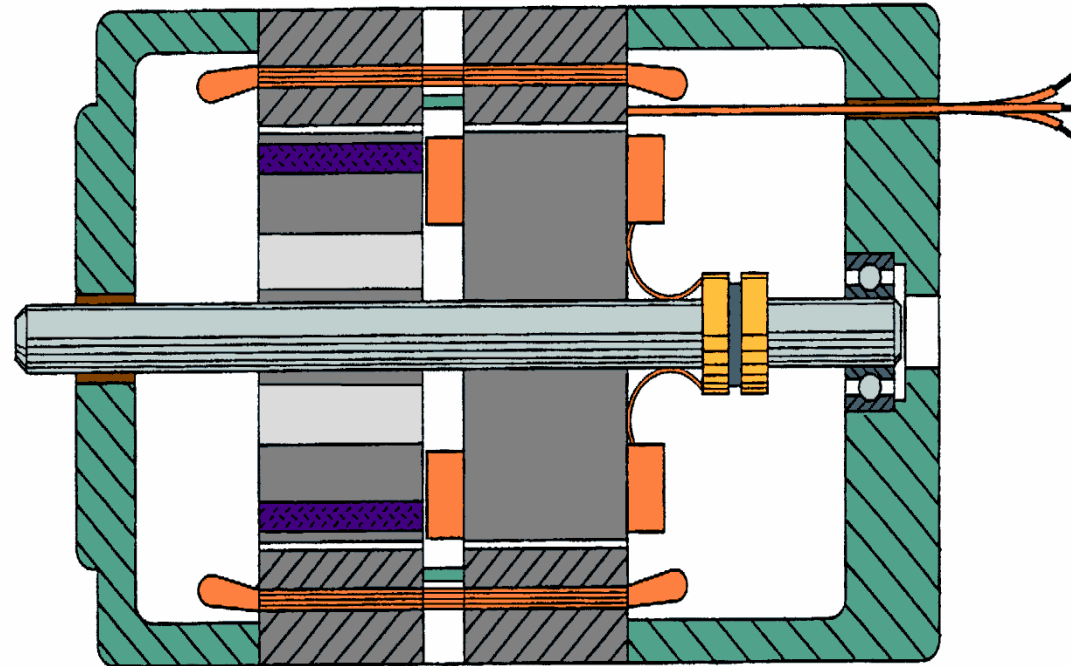


Motorul sincron cu magneți permanenți

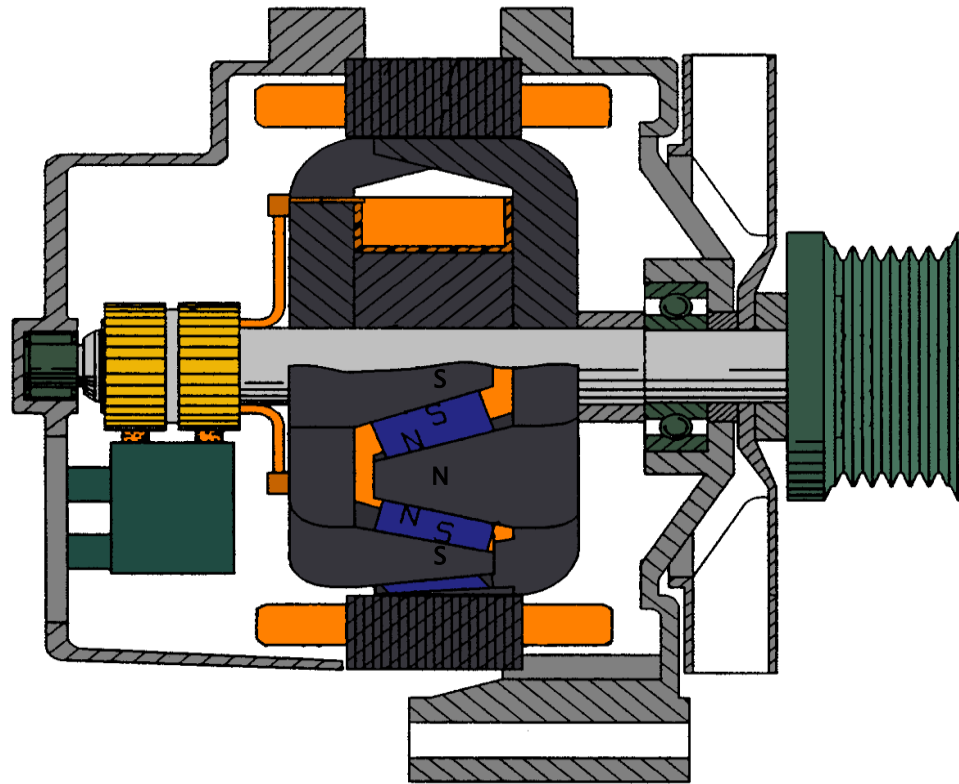


Generatoarele sincrone hibride realizat de Charles D. Syverson, US Patent 5747909 / 5 May 1998

Prin înlocuirea, fie și parțială, a excitației electromagnetice cu magneți permanenți, s-a reușit diminuarea (până la eliminarea) pierderilor ce se produc în înfășurarea destinată creării câmpului magnetic de excitație necesar fenomenelor de conversie. Diminuarea acestor pierderi, precum și alte efecte subiacente de compactitate a miezurilor magnetice sunt avantaje tehnico-economice evidente ale utilizării alternatoarelor hibride de acest gen.

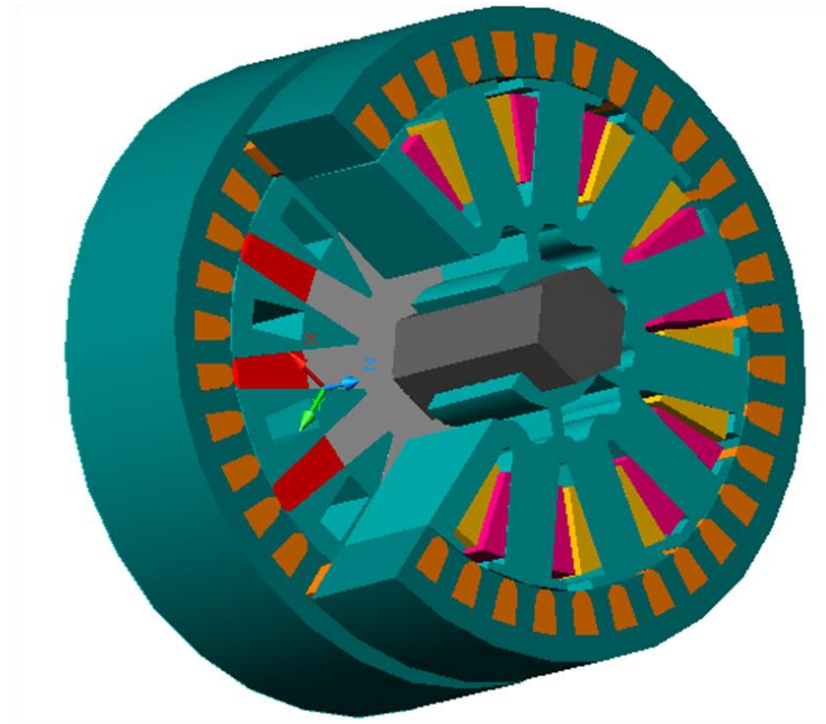
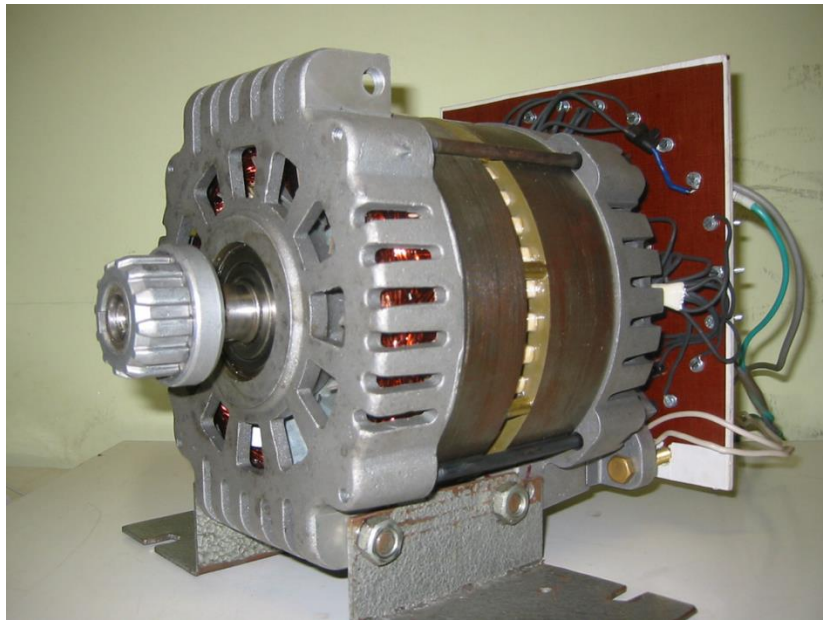


*Soluții constructive privind ameliorarea performanțelor
alternatoarelor pol-gheară*



*Alternator hibrid cu magneți permanenți inserați între polii-
gheară rotorici, brevetat de Thomas A. Radomski, prin US
Patent 4959577 /25 Sep. 1990*

Motorul sincron cu excitație hibridă



Bibliografie

1. Note de curs RAT (Reglarea automata a tensiunii), S.I.dr.ing. Nicoleta ARGHIRA, Prof.dr.ing. Sergiu Stelian ILIESCU – http://shiva.pub.ro/new/wp-content/uploads/2016/04/Note_curs_RAT1.pdf
2. Mașini electrice – Vol 3, Mașina Sincronă, Prof. Alecsandru Simion
3. Mașini electrice – Mașina sincronă, Conf. Mircea Gogu, https://www.mircea-gogu.ro/html/masini_electrice_cuprins.html
4. STABILITATEA SI CONTROLUL SISTEMELOR ELECTROENERGETICE – Prof. Mihai Gavrilaş http://iota.ee.tuiasi.ro/~mgavril/SCSEE/SCSEE_01.pdf

Problemele speciale ale mașinilor electrice

Cursul numărul 11

Sef. Lucrări Vîrlan Bogdan

Tematica și importanța cursului

Transformatoare de măsură

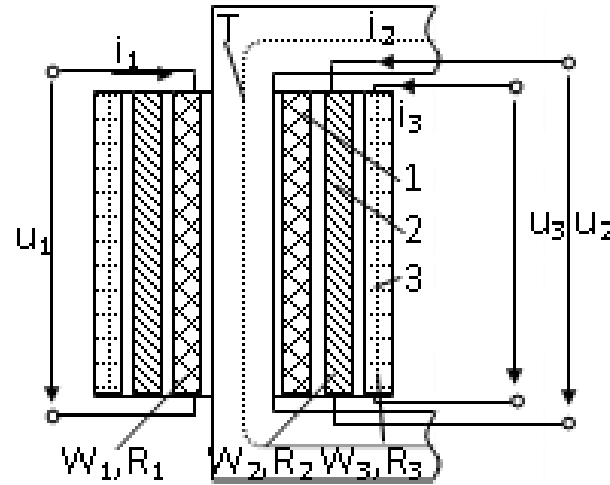
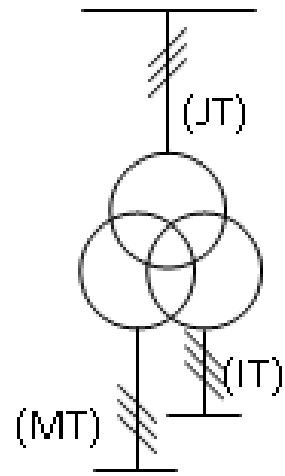
- *Transformatoare de curent;*
- *Transformator de tensiune.*

Transformatoare cu trei înfășurări

Autotransformatoare

Regimul deformant al transformatoarelor.

Transformatorul cu trei înfășurări



$$k_{12} = \frac{U_1}{U_{20}} = \frac{W_1}{W_2};$$
$$k_{13} = \frac{U_1}{U_{30}} = \frac{W_1}{W_3}$$

a) Reprezentare simbolică b) Secțiune printr-o coloană

Fig. 2. 71 Transformatorul cu trei înfășurări

În general, transformatorul cu trei înfășurări se folosește la interconectarea a trei rețele de tensiuni diferite, dintre care una este de înaltă tensiune (I.T.), una de medie tensiune (M.T.) și a treia de joasă tensiune (J.T.).

Transformatorul cu trei înfășurări

Se utilizează, în practică, înfășurările transformatorului având puteri relative, după cum sunt prezentate în tabel.

Înfășurarea 1	1	1	1	1
Înfășurarea 2	1	2/3	1	2/3
Înfășurarea 3	1	1	2/3	2/3

Faptul că aceste înfășurări sunt plasate pe cilindri diferiți, conduce la spații, în general mai mari pentru închiderea fluxurilor de scăpări; de exemplu inductanța totală de scăpări a transformatorului în condițiile când înfășurarea 1 este primară, iar înfășurarea 3 este conectată pe receptor, la sarcină nominală, (2 fiind în gol) este mult mai mare decât la un transformator cu două înfășurări, 1 și 2. Așadar, căderile de tensiune relative în sarcină depind de poziția pe miez a înfășurării alimentate - primare și de repartizarea sarcinii (curenților), între înfășurările considerate secundare. Dacă înfășurarea primară este la mijloc atunci căderile de tensiune relative, pe cele două înfășurări secundare 1 și 3, considerate din proiectare de puteri egale, vor fi aproximativ egale, atunci când vor fi încărcate în mod egal.

Transformatorul cu trei înfășurări

Randamentul transformatorului cu trei înfășurări se definește astfel, pentru o anumită circulație de puteri:

$$\eta = \frac{|P_2| + |P_3|}{P_1} = \frac{|U'_2 \cdot I'_2 \cos \varphi_2| + |U'_3 \cdot I'_3 \cos \varphi_3|}{U_1 \cdot I_1 \cos \varphi_1}$$

unde: la numărător se adună modulele puterilor generate, iar la numitor este puterea activă absorbită de la rețea (rețele).

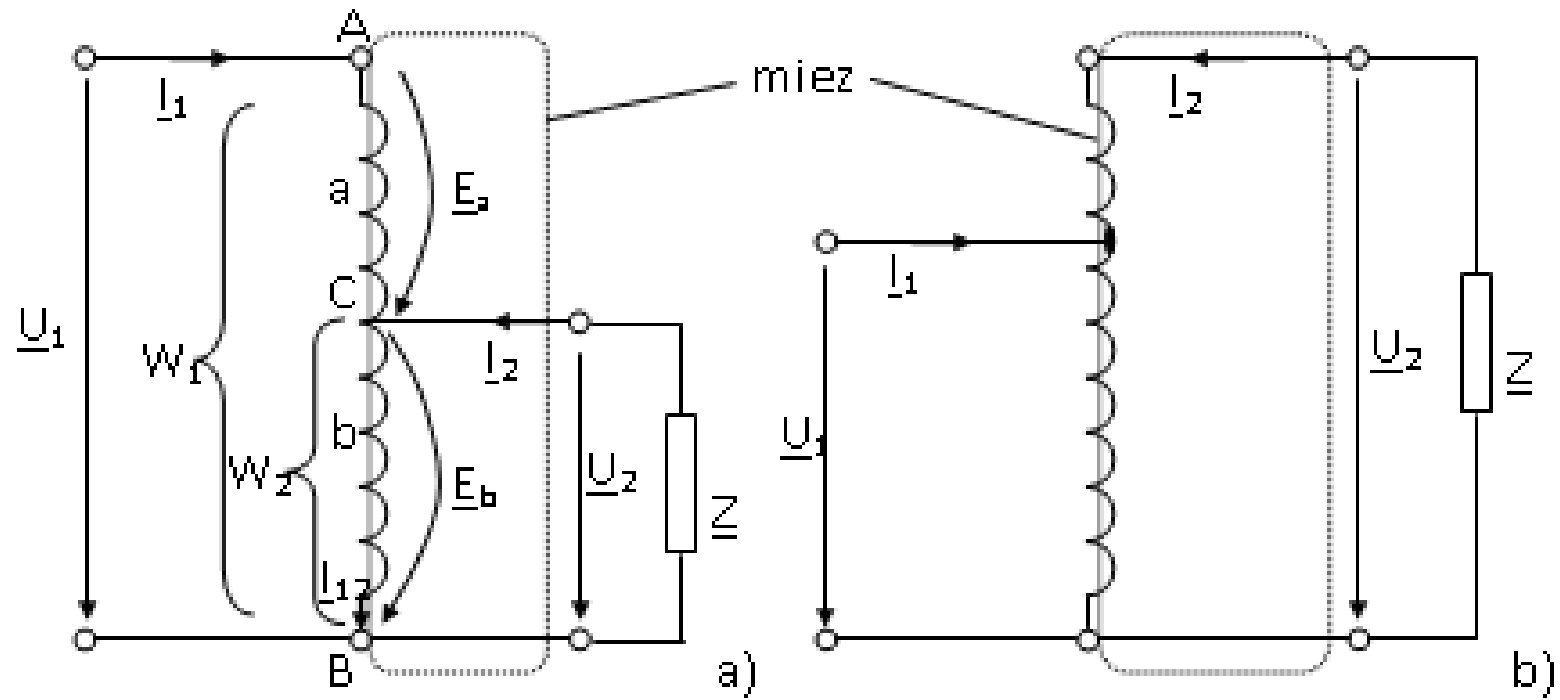
Bilanțul puterilor active se exprimă astfel:

$$P_1 + P_2 + P_3 = \sum p$$

adică, suma algebrică a puterilor active aferente înfășurărilor transformatorului este egală cu suma pierderilor de putere (în fier și prin efect electrocaloric în înfășurări).

Schemele de conexiuni utilizate în mod obișnuit la transformatoarele trifazate cu trei înfășurări sunt: D y 11 y 11 și YN yn 0 d 11, unde literele mari simbolizează conexiunea pe partea de I.T., iar cifrele arată deplasarea unghiulară.

Autotransformatorul



Autotransformatorul

Fluxul ce se stabilește în miez este ϕ_m , adică

$$\varphi = \phi_m \cos \omega \cdot t, \varphi \Leftrightarrow \underline{\phi} = \phi \cdot e^{j \cdot 0}$$

În cazul funcționării la gol ($I_2=0$, Z - infinit), se pot scrie valorile tensiunilor în funcție de numerele de spire:

$$U_1 = 4,44 \cdot f \cdot W_1 \cdot \phi_m = E_1; U_{20} = 4,44 \cdot f \cdot W_2 \cdot \phi_m = E_2,$$

și se deduce raportul de transformare:

$$k = \frac{U_1}{U_{20}} = \frac{W_1}{W_2}$$

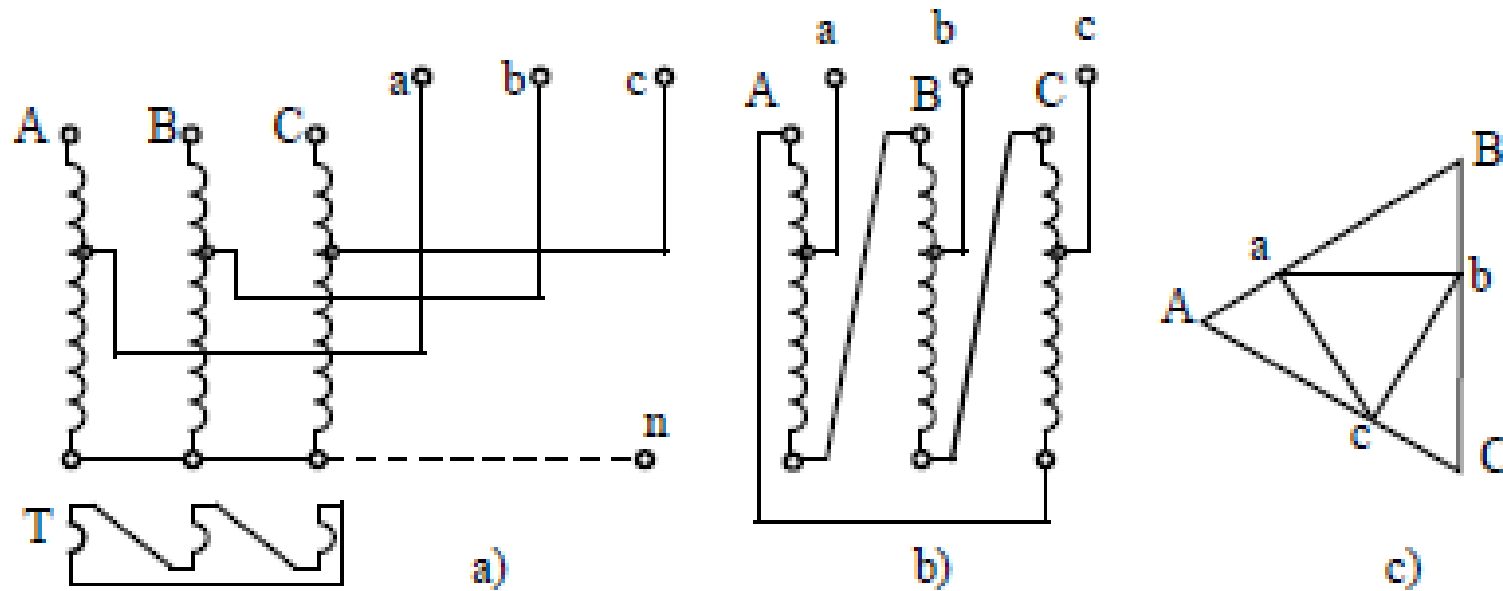
În sarcină, neglijând căderile de tensiune, se obține:

$$U_2 = \frac{U_1}{k} \text{ sau } U_2 = \frac{U_1 \cdot W_2}{W_1}$$

adică, modificând poziția cursorului C pe înfășurare, se poate varia tensiunea aplicată sarcinii, întrucât se modifică numărul de spire W_2 .

$$S = U_1 \cdot I_1 = U_2 \cdot I_2; I_2 = I_1 \cdot k$$

Autotransformatorul trifazat



Transformatoare de măsură – de tensiune

$$\underline{U}_{20i} = \frac{W_2}{W_1} \cdot \underline{U}_1 = \frac{U_1}{k}$$

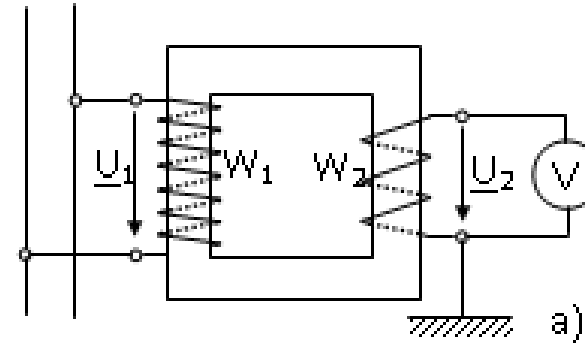
$$\underline{U}_{20i} - \frac{U_1}{k} = \underline{U}_{20i} - \underline{U}_2 = \Delta \underline{U}_2$$

eroarea de raport sau eroarea de tensiune a T.T.:

$$\varepsilon_U = \frac{k \cdot U_2 - U_1}{U_1} \cdot 100[\%]$$

eroarea de defazaj:

$$\varepsilon_\delta = \varphi_{U_2} - \varphi_{U_1}$$



Clasa de precizie	Domeniul de utilizare	ε_U [±%]	ε_δ [±minute]
0,1	0,8 ÷ 1,2 · U _N	0,1	5
0,5		0,5	20
1		1	40

Transformatoare de măsură – de curent

$$W_1 \cdot \underline{I}_1 + W_2 \cdot \underline{I}_2 = 0,$$

$$\underline{I}'_1 + \underline{I}_{2i} = 0;$$

$$\underline{I}'_1 = \underline{I}_1 (W_1/W_2) \quad I_1 = k \cdot I_2$$

$$\underline{I}_s = -\underline{I}_{2i} = \frac{W_1}{W_2} \cdot \underline{I}_1$$

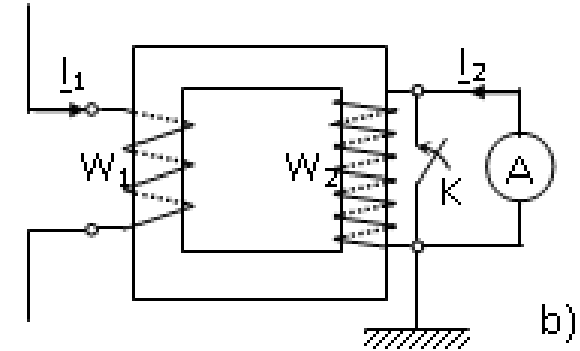
eroarea de raport sau eroarea de tensiune a T.T.:

$$\varepsilon_I = \frac{k \cdot I_2 - I_1}{I_1} \cdot 100[\%]$$

eroarea de defazaj:

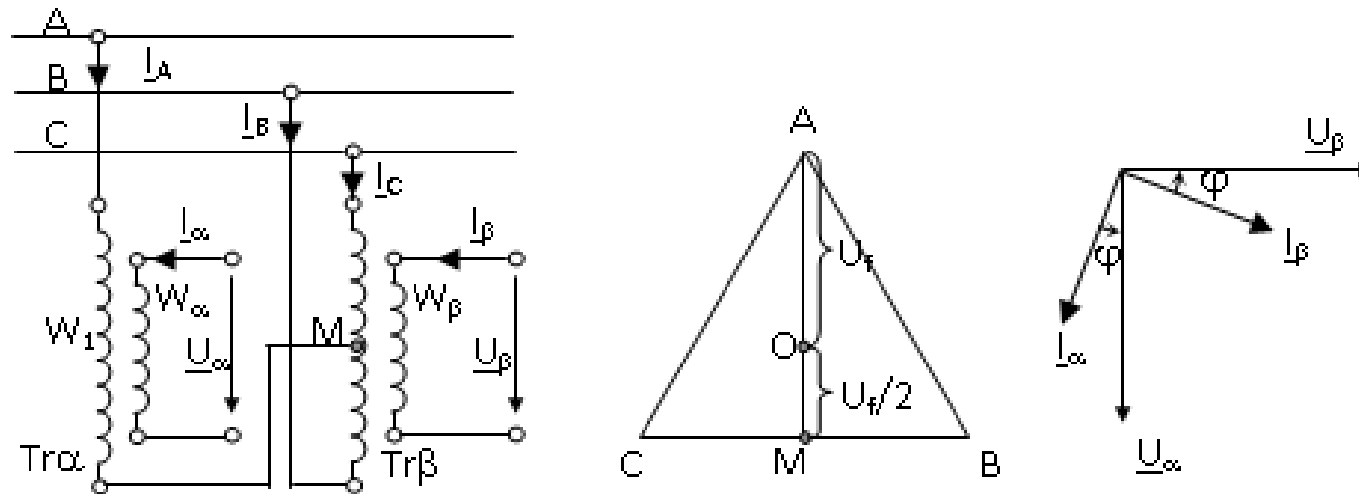
$$\varepsilon_\delta = \varphi_{I2} - \varphi_{I1}$$

Circuitul secundar nu trebuie nicidecum deschis când circulă curent în primar, întrucât fluxul primar nu este compensat de I_2 și pot apărea tensiuni periculoase pentru operator.



Transformatorul pentru schimbarea numărului de faze

Pentru trecerea de la un sistem trifazat simetric la unul bifazat se utilizează schema cu două transformatoare monofazate conectate conform figurii 2.79 a) (montaj Scott).



$$U_{sp\alpha} = \frac{U_{AM}}{W_1} = \frac{1,5 \cdot U_f}{W_1}, \quad U_{sp\beta} = \frac{U_{BC}}{W_1} = \frac{\sqrt{3} \cdot U_f}{W_1}$$

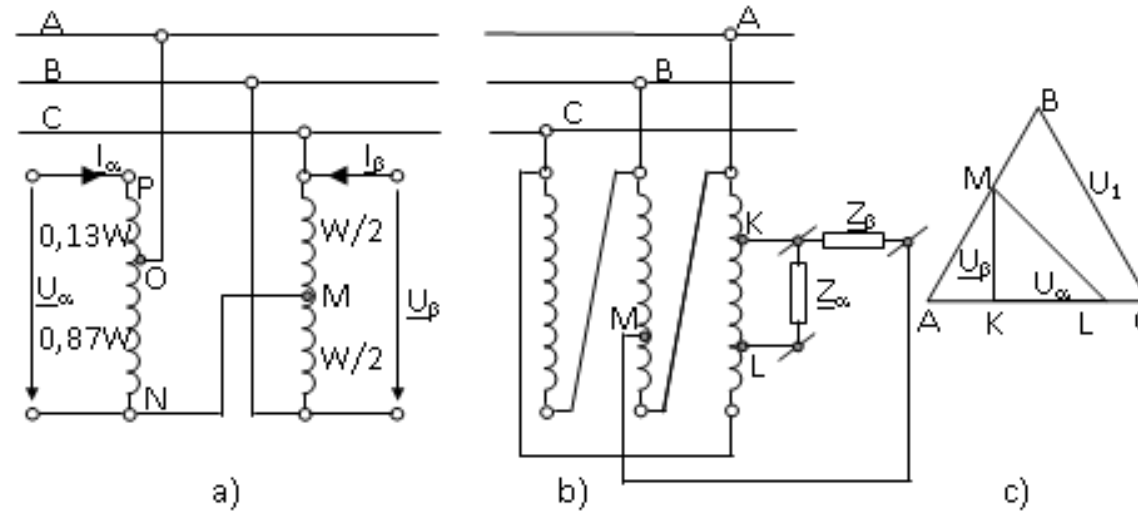
$$U_\alpha = W_\alpha \cdot U_{sp\alpha} = \frac{W_\alpha}{W_1} \cdot \frac{3}{2} \cdot U_f; \quad U_\beta = W_\beta \cdot U_{sp\beta} = \frac{W_\beta}{W_1} \cdot \sqrt{3} \cdot U_f$$

Din diagrama prezentată în figura 2.79b) rezultă că U_α este colinar cu U_{AM} , care este paralelă cu înălțimea AM a triunghiului tensiunilor ABC , iar U_β este paralelă cu UCB ; unghiul dintre U_α și U_β este de $\pi/2$. La funcționarea în sarcină simetrică, curenții I_α și I_β constituie un sistem bifazat simetric dacă $U_\alpha = U_\beta$, adică

$$\frac{W_\alpha}{W_\beta} = \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1,15$$

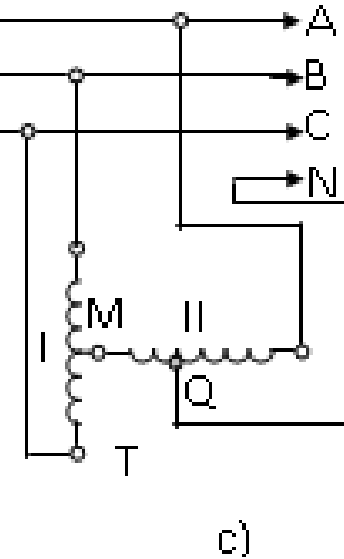
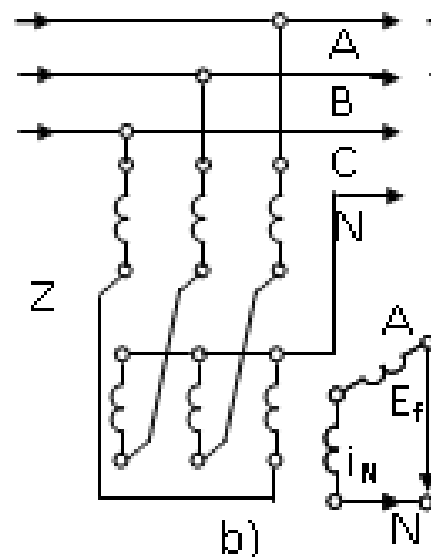
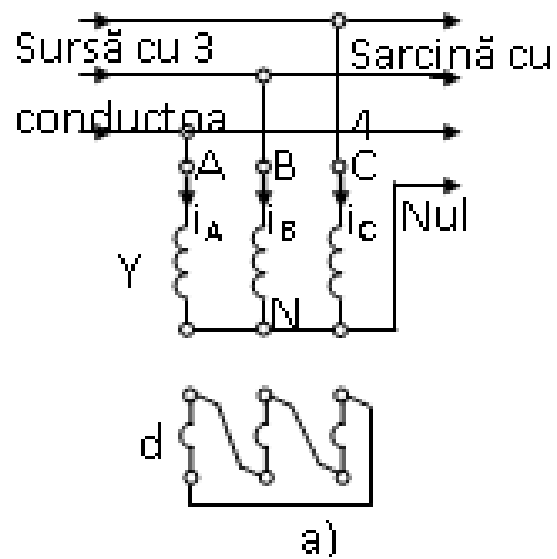
Transformatorul pentru schimbarea numărului de faze

montaj Scott cu autotransformatoare

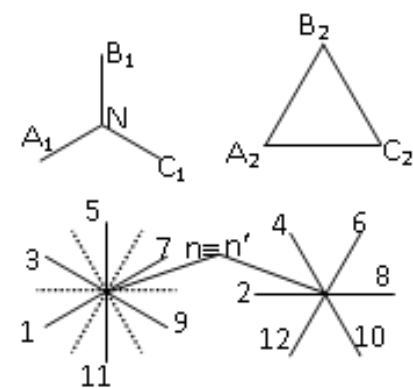
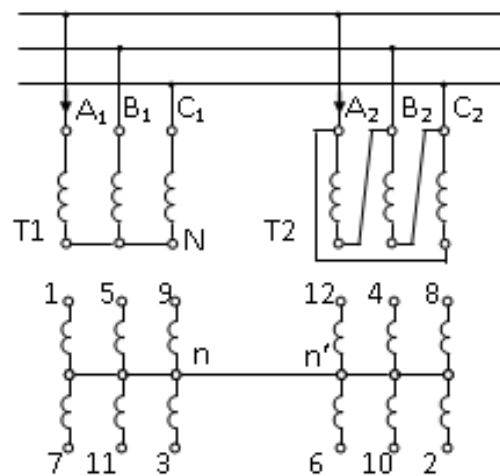
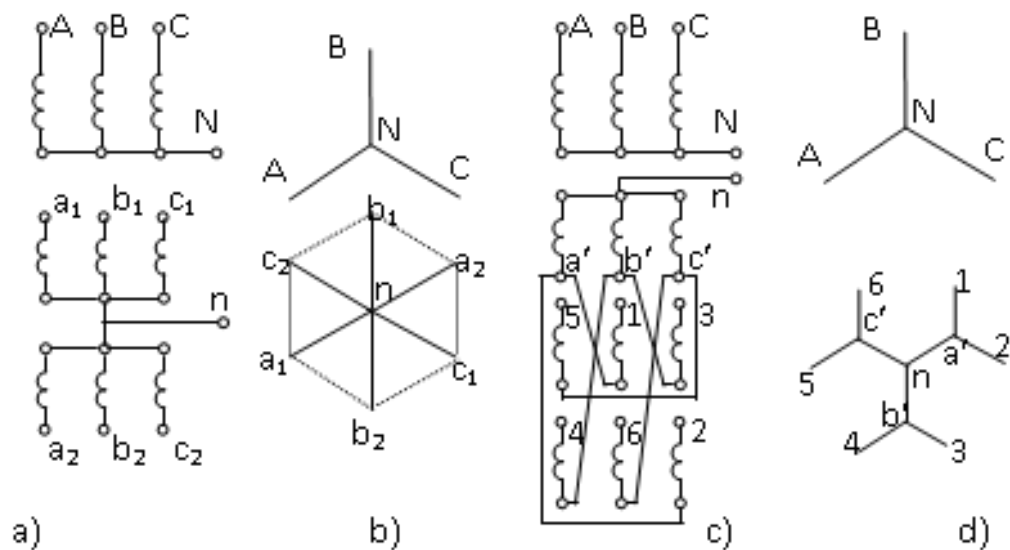


Numerele de spire ale porțiunilor ON și OP sunt $(\sqrt{3}/2) \cdot w$ respectiv $(1 - \sqrt{3}/2) \cdot w$, astfel încât tensiunile care se obțin, U_α și U_β să fie egale, pentru ca sistemul bifazat, care rezultă, să fie simetric. Se mai constată faptul că sistemul bifazat care rezultă are tensiunile de fază egale cu tensiunea de linie a sistemului trifazat. Sistemul bifazat lucrează cu patru conductoare distincte sau două circuite monofazate cu tensiuni defazate la $\pi/2$, în timp. Un astfel de sistem se utilizează, de exemplu pentru alimentarea a două motoare monofazate; întrucât alimentarea lor directă de la sistemul trifazat ar produce o încărcare nesimetrică a rețelei trifazate.

Transformatoare pentru trecerea de la un sistem trifazat cu trei conductoare la un sistem trifazat cu patru conductoare



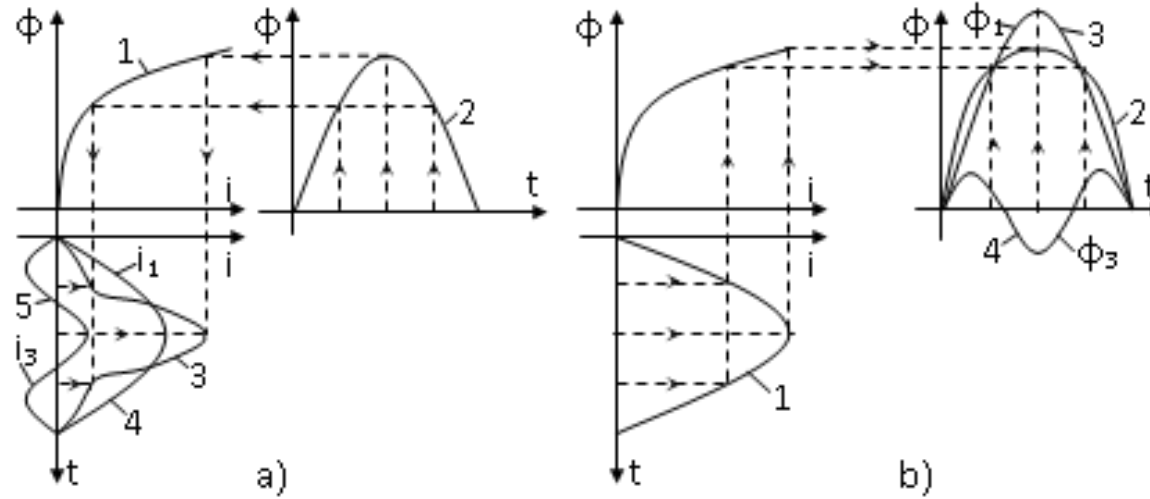
Transformatoare de trecere de la trifazat la hexafazat



a)

b)

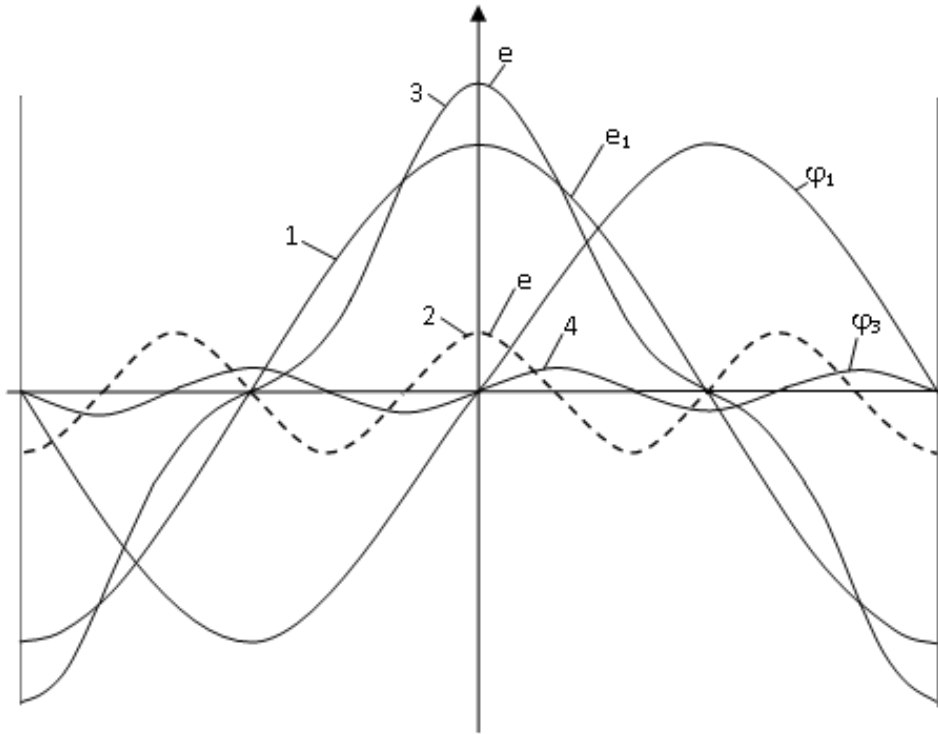
Regimul deformant al transformatoarelor monofazate



$$i_0 = i_1 + i_3 = I_{1m} \sin \omega \cdot t - I_{3m} \sin 3\omega \cdot t$$

$$\begin{aligned} e_0 &= e_1 + e_3 = W \cdot \frac{d\phi_1}{dt} + W \cdot \frac{d\phi_3}{dt} = \\ &W \cdot \frac{d(\phi_{1m} \sin \omega \cdot t)}{dt} + W \cdot \frac{d(\phi_{3m} \sin 3\omega \cdot t)}{dt} \\ &= \omega \cdot W \cdot \phi_{1m} \cos \omega \cdot t + 3\omega \cdot W \cdot \phi_{3m} \cos 3\omega \cdot t \\ &= E_{1m} \cos \omega \cdot t + E_{3m} \cos 3\omega \cdot t \end{aligned}$$

Regimul deformant al transformatoarelor monofazate



$$\begin{aligned}
 e_0 = e_1 + e_3 &= W \cdot \frac{d\varphi_1}{dt} + W \cdot \frac{d\varphi_3}{dt} = \\
 &= W \cdot \frac{d(\phi_{1m} \sin \omega \cdot t)}{dt} + W \cdot \frac{d(\phi_{3m} \sin 3\omega \cdot t)}{dt} \\
 &= \omega \cdot W \cdot \phi_{1m} \cos \omega \cdot t + 3\omega \cdot W \cdot \phi_{3m} \cos 3\omega \cdot t \\
 &= E_{1m} \cos \omega \cdot t + E_{3m} \cos 3\omega \cdot t
 \end{aligned}$$

Regimul deformant al transformatoarelor trifazate

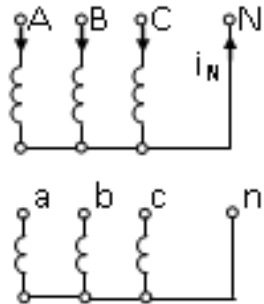
Transformatorul trifazat cu fluxuri libere

În această situație intră transformatoarele trifazate realizate din trei unități monofazate (sau cele cu cinci coloane, ori în manta). La aceste construcții fluxurile create de solenațiile primare ale fazelor au trasee proprii de închidere. Prin urmare, dacă fluxul produs este nearmonic atunci se va considera ca o suprapunere a componentelor sale ca și cum acestea ar acționa separat; analiza ce se va efectua, limitându-se la fundamentală și armonica a treia, deși în practică apar armonici impare de ordin 5, 7, etc.

Regimul deformant al transformatoarelor trifazate

Transformatorul trifazat cu fluxuri libere

Conexiunea YNyn



$$i_A = I_{1m} \sin \omega \cdot t - I_{3m} \sin 3\omega \cdot t$$

$$i_B = I_{1m} \sin(\omega \cdot t - 2\pi/3) - I_{3m} \sin 3(\omega \cdot t - 2\pi/3)$$

$$i_C = I_{1m} \sin(\omega \cdot t - 4\pi/3) - I_{3m} \sin 3(\omega \cdot t - 4\pi/3)$$

Fig.2.31 Conexiunea

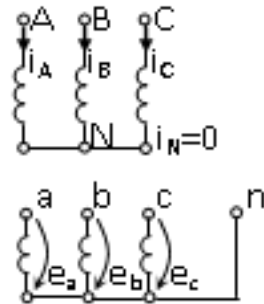
Prin conductorul neutru, conform teoremei I a lui Kirchhoff, va circula curentul:

$$i_A + i_B + i_C = i_N = -3 \cdot I_{3m} \sin 3\omega \cdot t$$

Regimul deformant al transformatoarelor trifazate

Transformatorul trifazat cu fluxuri libere

Conexiunea Yyn



$$e_{an} = E_{1m} \cos \omega \cdot t + E_{3m} \cos 3\omega \cdot t,$$

$$e_{bn} = E_{1m} \cos(\omega \cdot t - 2\pi/3) + E_{3m} \cos 3(\omega \cdot t - 2\pi/3),$$

$$e_{cn} = E_{1m} \cos(\omega \cdot t - 4\pi/3) + E_{3m} \cos 3(\omega \cdot t - 4\pi/3).$$

Fig.2.32 Conexiunea Yy_n

$$e_{ab} = e_{an} - e_{bn} = E_{1m} [\cos \omega \cdot t - \cos(\omega \cdot t - 2\pi/3)] = -\sqrt{3} \cdot E_{1m} \sin(\omega \cdot t - \pi/3)$$

Regimul deformant al transformatoarelor trifazate

Transformatorul trifazat cu fluxuri libere

Conexiunea Dyn

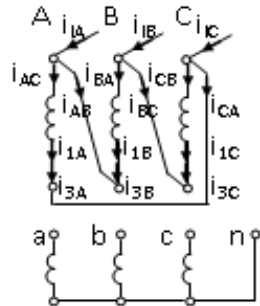


Fig.2.33 Conexiunea

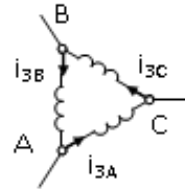


Fig.2.34 Circulația armonicii trei

$$i_{AC} = I_{1m} \sin \omega \cdot t - I_{3m} \sin 3\omega \cdot t = i_{1A} - i_{3A},$$

$$i_{BA} = I_{1m} \sin(\omega \cdot t - 2\pi/3) - I_{3m} \sin 3(\omega \cdot t - 2\pi/3) = i_{1B} - i_{3B},$$

$$i_{CB} = I_{1m} \sin(\omega \cdot t - 4\pi/3) - I_{3m} \sin 3(\omega \cdot t - 4\pi/3) = i_{1C} - i_{3C}.$$

Curenții de linie se obțin astfel:

$$i_{IA} = i_{AC} + i_{AB} = i_{AC} - i_{BA} = i_{1A} - i_{3A} - i_{1B} + i_{3B} = i_{1A} - i_{1B}$$

$$i_{IB} = i_{1B} - i_{1C}, \quad i_{IC} = i_{1C} - i_{1A}$$

Regimul deformant al transformatoarelor trifazate

Transformatorul trifazat cu fluxuri libere

Conexiunea Yd

Prezența triunghiului în secundar permite închiderea armonicilor 3 - homopolare, de curenți, create de tensiunile induse, de armonică trei. Solenațiile create de aceste armonici de curent din secundar diminuează, prin reacție, fluxurile armonică trei, produse prin miezuri de către curentul primar. Așadar, se obține o formă avantajoasă a curentului primar, care este sinusoidal, iar tensiunile secundare pe faze sunt sinusoidale.

Regimul deformant al transformatoarelor trifazate

Transformatorul trifazat cu fluxuri forțate

Particularitățile comportării diferite în regim de mers în gol al acestor transformatoare, în comparație cu cele cu fluxuri libere, decurg din faptul că armonicile de ordin trei ale fluxului produs pe o coloană, forțate să se închidă prin coloane vecine (pe unde se închid și fluxurile proprii armonice trei ale acestora, orientate în același sens, în același moment) sunt dirijate pe trasee care se închid prin exteriorul coloanelor, prin cuvă, buloane, tiranți, schelărie, etc

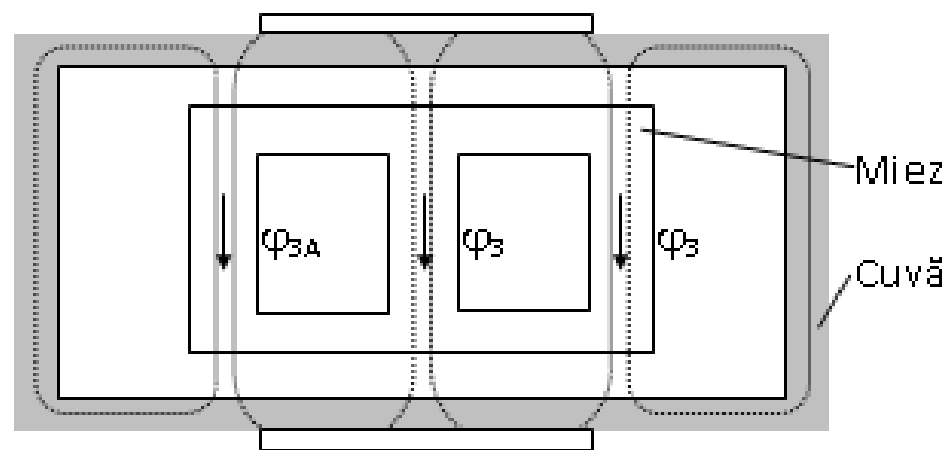


Fig.2.35 Închiderea fluxurilor armonică trei

Regimul deformant al transformatoarelor trifazate

Transformatorul trifazat cu fluxuri forțate

Conexiunea YNyn

Deoarece tensiunea aplicată pe faze în primar creează un flux armonic, va rezulta un curent sinusoidal a cărui armonică trei se închide prin nulul N. Comportarea este similară cu cazul a1), survenind dezavantajele semnalate.

Conexiunea Yyn

Absența conductorului neutru pe partea primară duce la anularea armonicilor a treia a curenților de fază (și de linie), ceea ce înseamnă menținerea formei sinusoidale a curenților, deci fluxurile prin coloane conțin, pe lângă undele fundamentale, armonice de ordinul trei. Aceste armonici de flux constituie un sistem homopolar de mărimi (sinfazice) care circulă prin cele trei coloane, fiind forțate să se închidă prin exteriorul miezului, unde traversează trasee de reluctanță mare (aer și elemente metalice masive). Reluctanța mare diminuează valoarea acestor fluxuri, deci și a tensiunilor induse de frecvență triplă; formele tensiunilor induse pe faze sunt mai apropiate de sinusoidale, prezența regimului deformant fiind mai puțin remarcată decât la transformatoarele cu fluxuri libere. În schimb, apar încălziri ale pieselor feromagnetice masive datorită armonicilor trei de flux, deci și o scădere a randamentului.

Regimul deformant al transformatoarelor trifazate

Transformatorul trifazat cu fluxuri forțate

Conexiunea Dyn

se comportă favorabil, la fel ca la transformatorul cu fluxuri libere.

Conexiunea Yyn

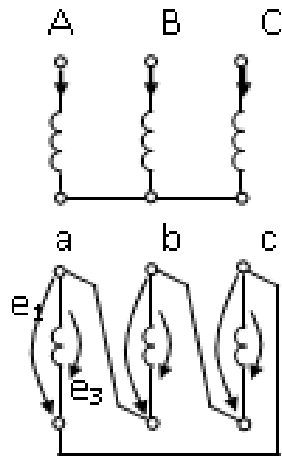


Fig.2.36 Conexiunea Yd

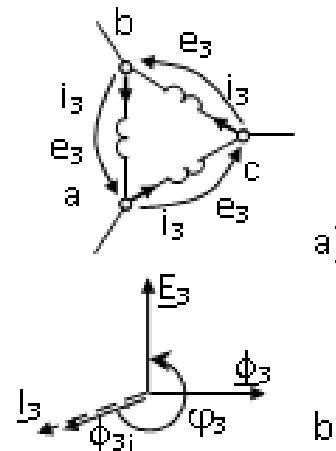


Fig.2.37 Anularea armonicilor trei

Regimul deformant al transformatoarelor trifazate

Transformatorul trifazat cu fluxuri forțate

Conexiunea Yyn cu înfășurare terțiară

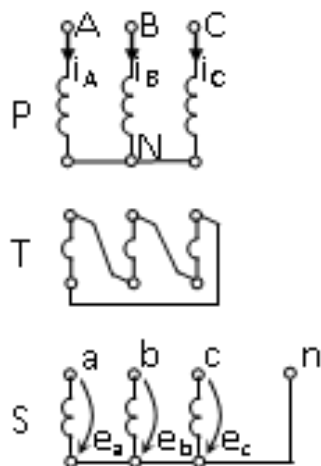


Fig. 2.38 Conexiunea Yy_n cu terțiar

În cazul când se impune, totuși, utilizarea conexiunii Yyn, la care, după cum s-a constatat la a2), se obține o tensiune de fază deformată, se adoptă ca soluție de ameliorare a regimului deformant folosirea unei înfășurări suplimentare, în triunghi, numită terțiară, T. Numărul de spire ale acestei înfășurări este redus, rolul acesteia fiind de a întreține circulația de curenți - armonică trei care, prin reacție, tind spre anularea fluxului - armonică trei de pe coloane. Intervine doar dezavantajul apariției pierderilor electrocalorice, datorate circulației acestor curenți prin înfășurarea T. Un efect similar se obține dacă se utilizează o singură spiră închisă, care înconjoară toate cele trei coloane ale miezului [11].

Regimul deformant al transformatoarelor trifazate

Transformatorul trifazat cu fluxuri forțate

Conexiunea Yzn

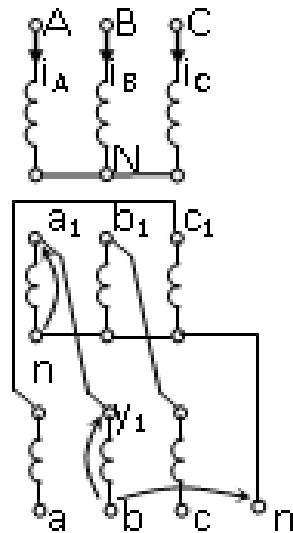


Fig.2.39 Conexiunea Yz_n

Această conexiune se utilizează la rețelele de distribuție de mică putere, unde este nevoie de 2 tensiuni: de fază și de linie, în raport de $1/\sqrt{3}$

Deoarece lipsește conductorul neutru în primar, magnetizarea se face la curent sinusoidal. În secundar apar tensiuni induse deformate, având, pe lângă fundamentală, o însemnată armonică trei, dar cele două armonici trei de pe două bobine plasate pe miezuri diferite sunt sinfazice

Problemele speciale ale mașinilor electrice

Cursul numărul 12

Sef. Lucrări Vîrlan Bogdan

Probleme de lucru

Transformator

P.2.10 Se presupune un transformator monofazat cu datele nominale:

$S_N=10$ [kVA], $U_{1N}=600$ [V], $U_{2N}=120$ [V] (la gol), $f_N=50$ [Hz].

La încercarea în gol efectuată pe partea de joasă tensiune se obțin: $U_2=120$ [V], $U_{10}=600$ [V], $I_{20}=3,43$ [A], $P_{20}=100$ [W].

În urma încercării în scurtcircuit cu alimentare pe partea de înaltă tensiune se determină mărimile: $U_{1sc}=33$ [V], $I_{1sc}=16,67$ [A], $P_{1sc}=300$ [W]. Să se determine:

- a) curenții;
- b) impedanțele, rezistențele și reactanțele atât în unități din S.I. cât și în unități relative (raportate la impedanța „de bază”, cea care corespunde situației când curenții și tensiunile au valori nominale);

Probleme de lucru

Transformator

a) Dacă se consideră partea de I.T. ca primar se obține raportul de transformare:

$$k = U_1 / U_2 = 600 / 120 = 5$$

- Curentul nominal primar: $I_{1N} = S_N / U_{1N} = 10000 / 600 = 16,67$ [A].

- Curentul secundar: $I_{2N} = S_N / U_{2N} = 10000 / 120 = 83,3$ [A].

b1) Dacă se consideră primarul alimentat la 600 [V], impedanța de bază se obține:

$$Z_{1b} = U_{1N} / I_{1N} = 600 / 16,67 = 36$$
 [Ω].

Rezistența echivalentă la scurtcircuit este:

$$R_{1sc} = P_{1sc} / I_{1sc}^2 = 300 / 16,67^2 = 1,08$$
 [Ω],

în mărime relativă este:

$$r_{1sc}^* = R_{1sc} / Z_{1b} = 0,03$$
 u.r. [unități relative].

Probleme de lucru

Transformator

b2) Dacă se consideră secundarul alimentat la 120 [V], impedanța de bază este:

$$Z_{2b} = U_{2N}/I_{2N} = 120/83,3 = 1,44 \text{ } [\Omega].$$

Rezistența echivalentă la scurtcircuit corespunzătoare secundarului alimentat este:

$$P_{1sc} = P_{2sc}$$

$$R_{2sc} * I_{2sc}^2 = R_{1sc} * I_{1sc}^2$$

$$R_{2sc} = R_{1sc} * I_{1sc}^2 / I_{2sc}^2$$

$$R_{2sc} = R_{1sc} / k^2 = 1,08 / 25 = 0,0432 \text{ } [\Omega],$$

în valoare relativă este:

$$r_{2sc}^* = R_{2sc} / Z_{2b} = 0,0432 / 1,44 = 0,03 \text{ u.r.}$$

Se ajunge astfel la faptul că, în unități relative, rezistențele, impedanțele și reactanțele privite de pe partea de I.T. sunt egale cu cele privite de pe partea de J.T.

Probleme de lucru

Transformator

Impedanța de scurtcircuit este:

$$Z_{1sc} = U_{1sc} / I_{1sc} = 33 / 16,67 = 1,98 \text{ } [\Omega]$$

în unități relative,

$$z_{1sc}^* = Z_{1sc} / Z_{1b} = 1,98 / 36 = 0,055 \text{ u.r.}$$

Reactanța de scurtcircuit pe partea de I.T. este:

$$x_{1sc}^* = \sqrt{z_{1sc}^{*2} - r_{1sc}^{*2}} = 0,046 \text{ u.r.}$$

iar în $[\Omega]$

$$X_{1sc} = 0,046 \cdot 36 = 1,66 \text{ } [\Omega].$$

În mărimi relative, pe partea de J.T.,

$$x_{2sc}^* = \sqrt{z_{2sc}^{*2} - r_{2sc}^{*2}} = 0,046 \text{ u.r.}$$

$X_{2sc}^* = 0,046$ iar

$$X_{2sc} = 0,046 \cdot 1,44 = 0,0662 \text{ } [\Omega].$$

De asemenea, se obține și defazajul de scurtcircuit:

$$\varphi_{sc} = \arccos(r_{1sc}^* / z_{1sc}^*) = 57^\circ.$$

Probleme de lucru

Transformator

Pierderile de putere se exprimă în u.r. dacă se raportează la puterea aparentă nominală $S_N=10000$ [VA], adică:

$$p_j^* = P_{sc} / S_N = 300 / 10000 = 0,03 \text{ u.r.},$$

$$P_{Fe}^* = P_{20} / S_N = 100 / 10000 = 0,01 \text{ u.r.}$$

Se verifică faptul că la curentul nominal când $i_1^*=1$ u.r. pierderile în înfășurări, care se exprimă prin $p_j^*=r_{1sc}^* \cdot i_1^{*2}=0,03$ [u.r.], au valoarea determinată mai sus.

Similar se procedează și în ceea ce privește căderea de tensiune pe rezistență, adică:

$$\Delta u_{1a}^* = r_{1sc}^* \cdot i_1^* = 0,03 \text{ u.r.},$$

în valori absolute:

$$U_{1sca} = R_{1sc} \cdot I_{1sc} = 1,08 \cdot 16,67 = 18 \text{ [V]}$$

și pe impedanță:

$$\Delta u_{11}^* = z_{1sc}^* \cdot i_1^* = u_{1scN}^* = 0,055 \text{ [u.r.]},$$

în valori absolute

$$U_{1sc} = Z_{1sc} \cdot I_{1sc} = 1,98 \cdot 16,67 = 33 \text{ [V]}.$$

Probleme de lucru

Transformator

Un transformator trifazat cu conexiunea Dz posedă pe partea de I.T. un număr de 1000 spire pe coloană. Să se determine raportul de transformare și să se realizeze schema de conexiuni $Dz_n 10$ știind că pe partea secundară, fiecare din cele 2 semibobine de pe coloane are câte 200 spire.

Se vor realiza două variante astfel ca bornele secundare să fie, într-un caz, accesibile pe partea superioară a reprezentării iar în al doilea caz, pe partea inferioară (se consideră sensurile de bobinare aceleași atât pe partea de I.T. cât și pe cea de J.T.).

Probleme de lucru

Transformator

Pentru a se realiza schema de conexiuni cu deplasarea unghiulară de 10 ore= 300° se procedează astfel:

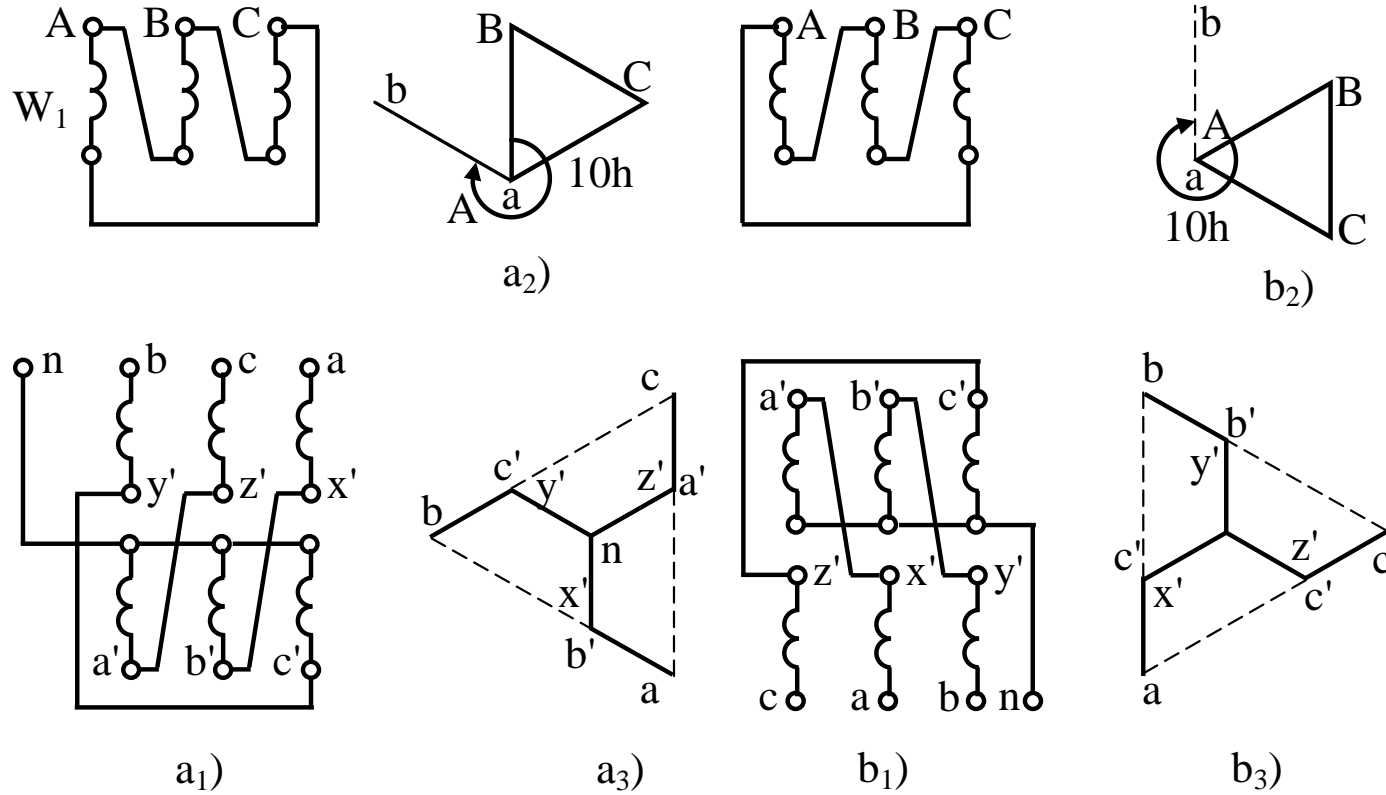


Fig. R. 2. 11 Explicativă la P.2.11

Probleme de lucru

Transformator

Raportul de transformare se determină ca U_{AB}/U_{ab} .

Fie E_{sp} tensiunea pe spiră (aceeași pentru toate înfășurările), rezultă $U_{AB}=W_1 \cdot E_{sp}$ și în continuare:

$$U_{an} = \sqrt{3} \cdot U_{ax'} = \sqrt{3} \cdot W_2 \cdot E_{sp}$$

$$U_{ab} = \sqrt{3} \cdot U_{an} = 3 \cdot W_2 \cdot E_{sp}$$

Se obține $k = U_{AB}/U_{ab} = W_1/(3 \cdot W_2) = 1000/3 \cdot 200 = 1,67$.

Probleme de lucru

Transformator

Să se realizeze schema de conexiuni $Y_{N}y_{n}5$ în cel puțin două variante și să se determine raportul de transformare, știind că numărul de spire pe fază pe partea de I.T. este de 1000 iar cele 2 semibobine secundare de pe partea de J.T. au câte 200 spire.

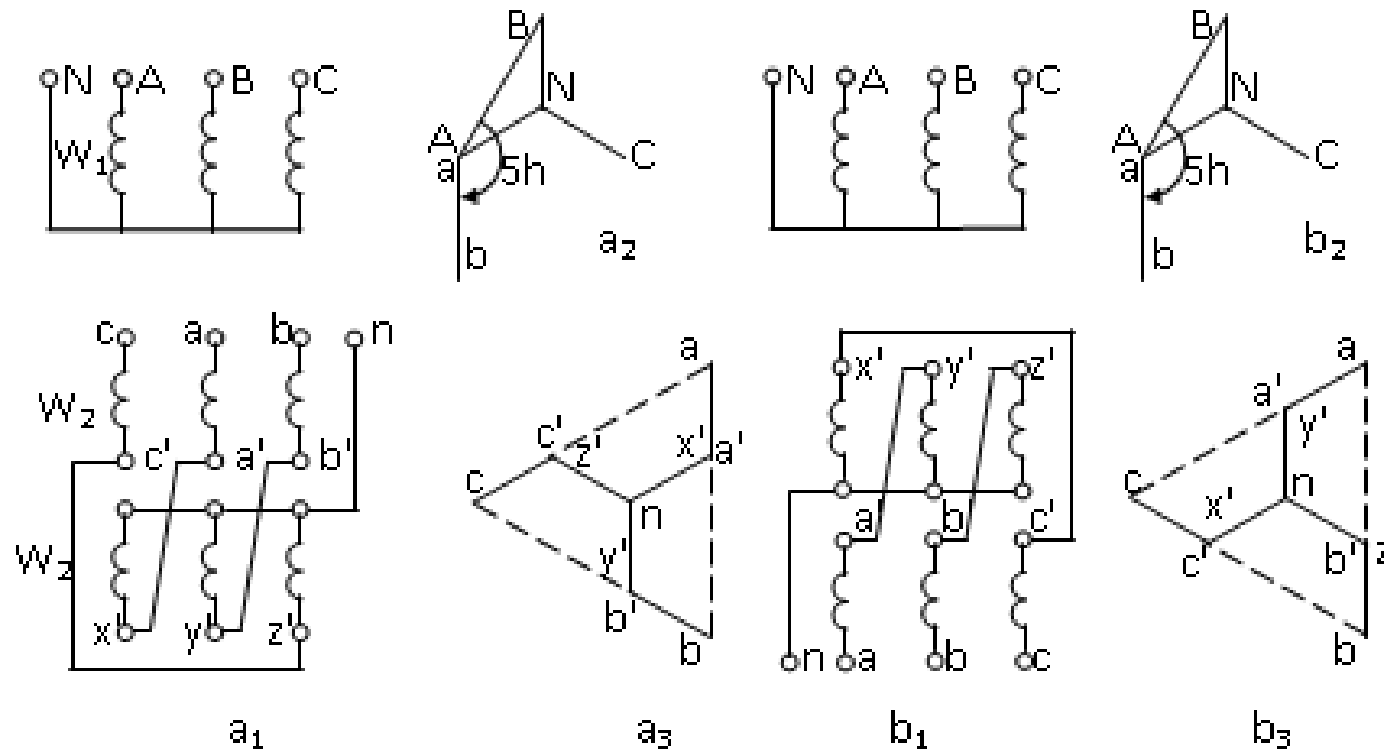


Fig. R. 2. 12 Explicativă la P.2.12

Probleme de lucru

Transformator

Din considerente geometrice, raportul de transformare, $k=U_{AB}/U_{ab}$ este:

$$k = \frac{W_1 \cdot E_{sp} \cdot \sqrt{3}}{W_2 \cdot E_{sp} \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{3}} = \frac{W_1}{W_2 \cdot \sqrt{3}} = \frac{1000}{200 \cdot \sqrt{3}} = 2,89$$