

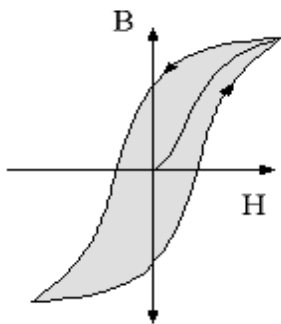
1. Kako nastanejo in kako velike so izgube v železnem jedru transformatorjev?

V železnih jedrih nastajajo izgube pri izmeničnem magnetenju, zaradi spreminjanja magnetnega polja v jedru.

Delimo jih na dva dela:

-HISTEREZNE

nastanejo kot posledica vzpostavljanja in podiranja elementarnih magnetnih področij (Weissove domene). Energija je pri enakih ciklih magnetenja enaka za vsak cikel in se spreminja v toploto. V krivulji magnetenja je to statična histerezna zanka, katere površina je proporcionalna izgubljeni energiji.



$$W = \frac{B H}{2} \cdot V$$

Histerezne izgube so dane z enačbo:

$$P_h = k_n \frac{f}{50} B^x \cdot m_{FE}$$

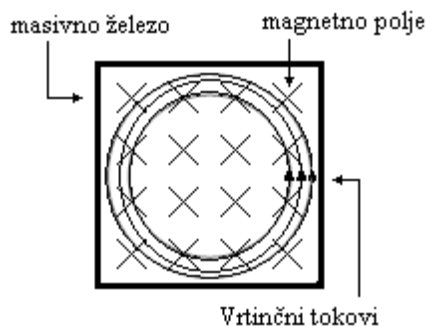
k – specifične histerezne izgube v W/kg pri $f=50\text{Hz}$ in $B=1\text{T}$.

x – eksponent je v mejah od 1,6 do 2,6 in je v povprečju 2.

Histerezna izgube zmanjšamo s primerno izbiro mehkomagnetnega materiala, predvsem magnetno orientiranih valjanih pločevin.

-VRTINČNE

Nastanejo zaradi vrtilničnih tokov pri izmeničnem magnetenju.



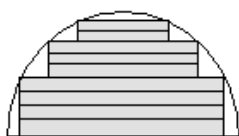
$$P = I^2 R$$

Dane so z enačbo:

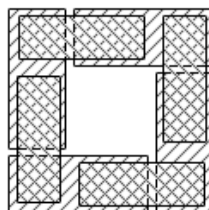
$$P_v = k_v \left(\frac{f}{50} \right)^2 B^2 \cdot m_{FE}$$

k – specifične vrtilnične izgube v W/kg pri $f=50\text{Hz}$ in $B=1\text{T}$.

Vrtilnične izgube se spreminjajo proporcionalno s kvadratom frekvence in kvadratom gostote polja B . Vrtilnični tokovi so posledica inducirane napetosti v jedru, ta pa je proporcionalna f in B . Od tod je kvadratna odvisnost vrtilničnih izgub. Omejujemo jih tako, da lameliramo jedro. Debelina lamel je od 0,1 do 0,5mm.



Lameliranje okroglih jeder.



Princip zlaganja lamel za zmanjšanje zračne reže.

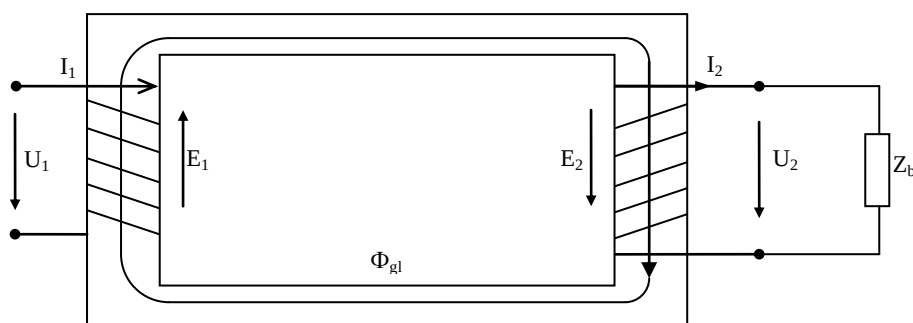
Pri elektropločevini prevladujejo histerezne izgube. Skupne izgube v jedru so tako:

$$P_{Fe} = P_h + P_v \approx p_{Fe} \frac{f}{50} B^2 m_{Fe}$$

p_{Fe} - specifične izgube v železu v W/kg pri $f=50\text{Hz}$ in $B=1\text{T}$.

Enačba ima dve poenostavitvi: vrtilni del ne narašča s f^2 in histerezni del ne narašča z B^x . Pri manjših odklilih od 50Hz in 1T dobimo dovolj dobre rezultate.

2. Napetostna in tokovna prestava transformatorja (fizikalna slika in izvajanje)



Slika 1: Transformator

V vsakem ovoju primarnega in sekundarnega navitja se inducira napetost, ki je enaka:

$$e_{ov} = 4,44 f \Phi_{gl}$$

Torej za primarno in sekundarno navitje je inducirana napetost:

$$E_1 = 4,44 N_1 f \Phi_{gl}$$

$$E_2 = 4,44 N_2 f \Phi_{gl}$$

Napetostna prestava

Razmerju induciranih napetosti v dveh navitjih pravimo napetostna prestava. Dobimo jo tako, da delimo zgornji enačbi.

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2}$$

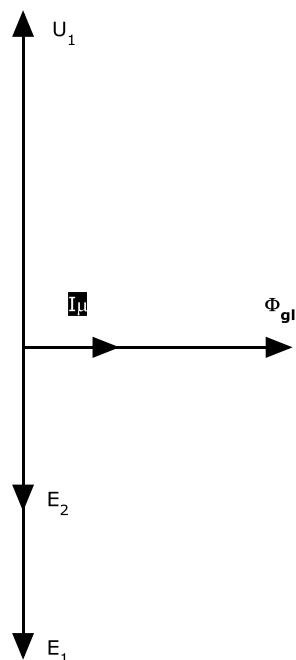
Tokovna prestava

Na izhodne sponke sekundarja priključimo zunanjo upornost bremena Z_b . Sekundarna napetost E_2 bo pognala sekundarni tok I_2 skozi Z_b . Ta tok bo še dodatno magnetil jedro. Zato se mora spremeniti Φ_{gl} , ki je bil na začetku $I_1 N_1 + I_2 N_2$. To pa pomeni, da se mora spremeniti inducirana napetost E_1 . Ker pa se le ta ne spremeni in ostaja enaka $E_1 + u_1 = 0$, pomeni da je po primarju stekel tok I_1^* . Ta tok kompenzira magnetno napetost, ki jo povzroči tok I_2 . To pomeni, da je $I_2 N_2 + I_1^* N_1 = 0$ oziroma $\Phi_1 + \Phi_2 = 0$.

Iz tega sledi tokovna prestava:

$$\frac{I_1^*}{I_2} = -\frac{N_2}{N_1}$$

Na sliki 2 je U_1 vsiljena napetost, ravnotežje ji drži E_1 , ki je za 180° premaknjen. I_μ magnetilni tok je induktiven in 90° zaostaja za U_1 . Glavni magnetilni fluks Φ_{gl} je vedno v fazi z I_μ . Gonilna napetost E_1 , inducira Φ_{gl} . E_2 je v fazi z E_1 , ki je reducirana na napetost prestave.



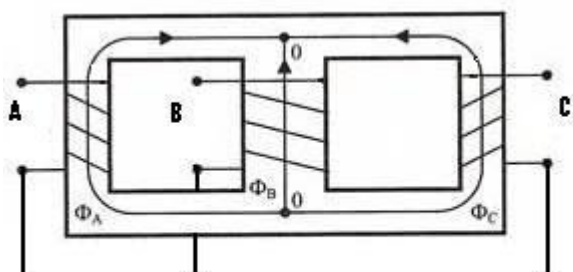
Slika 2: Kazalčni diagram napetosti in tokov

3. TRIFAZNI TRANSFORMATOR. DELOVANJE IN TIPI MAGNETNIH JEDER.

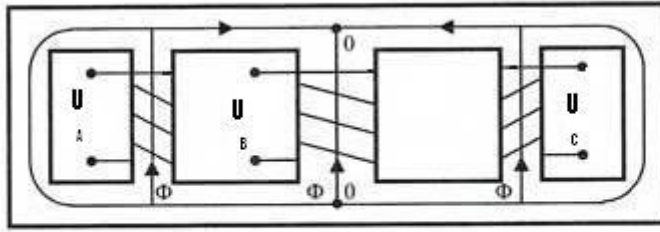
Trifazni transformatorji so glede na razmerje moč/teža najcenejši, saj je za njih potrebno manj materiala kot pri ostalih tipih transformatorjev, poleg tega pa ne rabimo magnetnega ničlovoda.

a) Jedrni tip

Pojavi se rezultančni fluks: $\Phi_A + \Phi_B + \Phi_C = 0$

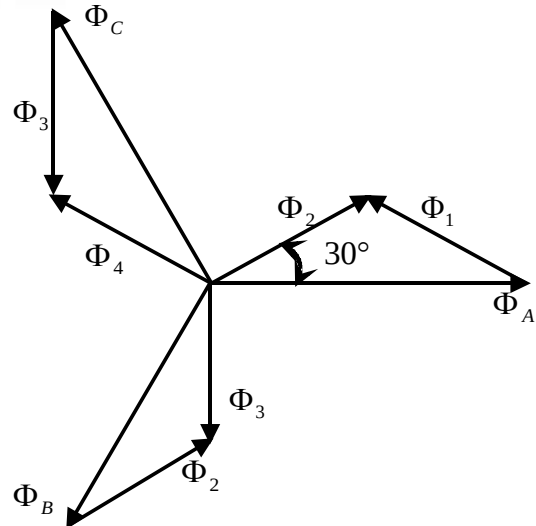


b) Stebrni tip



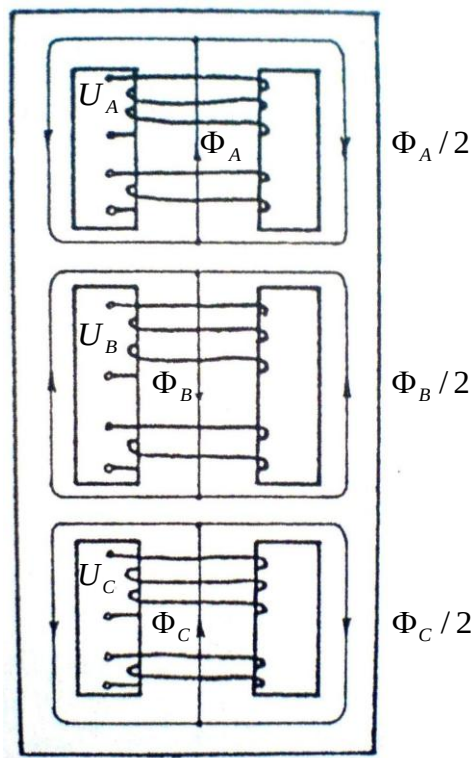
$$\Phi_A = \sqrt{3}\Phi_1$$

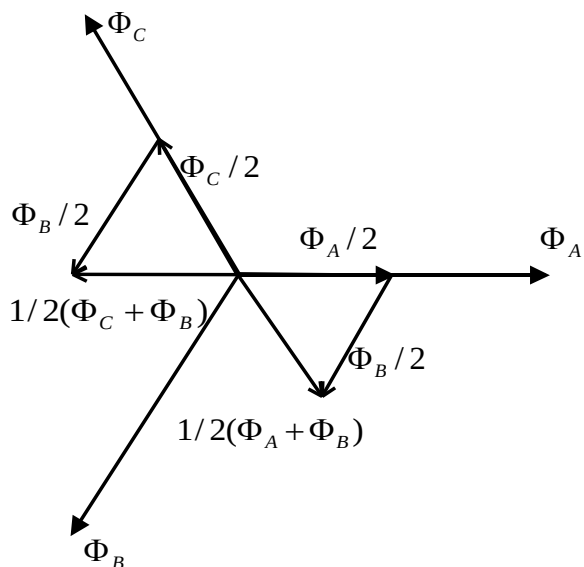
Ta tip je primeren za višje moči.



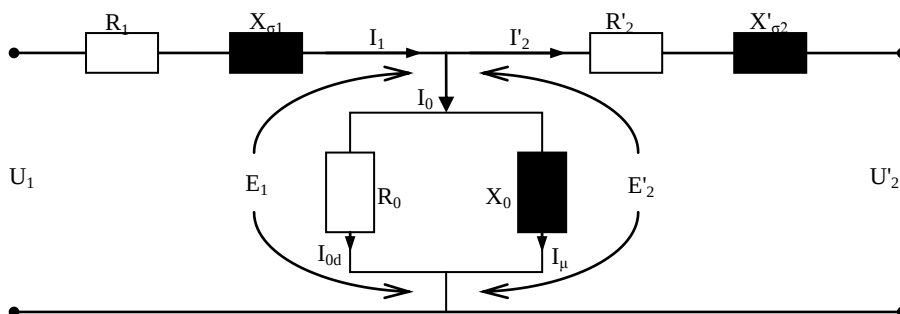
c) Plastni tip

Pri tem tipu trifaznega transformatorja je potrebno posebej paziti, da sredinsko navitje navijemo obratno od krajnjih navitij.





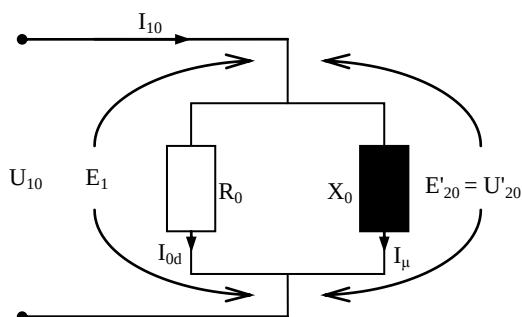
4. Komponente toka praznega teka transformatorja



Slika 3: Nadomestna shema transformatorja

Sekundarne sponke transformatorja pustimo odprte, kar pomeni, da je $Z_b = \infty$, tok $I_2 = 0$ in $E'_{20} = U'_{20}$. Tok I_0 je zelo majhen v primerjavi z nazivnim ($0,01I_n < I_0 < 0,02I_n$). V prostem teku smemo zanemariti padce napetosti na R_1 in $X_{\sigma 1}$. Zato v prostem teku velja napetostna prestava tudi za napetosti na sponkah $\frac{U_{10}}{U'_{20}} = \frac{E_{10}}{E'_{20}} = \frac{N_1}{N_2}$. Enako kot smo zanemarili padce napetosti na

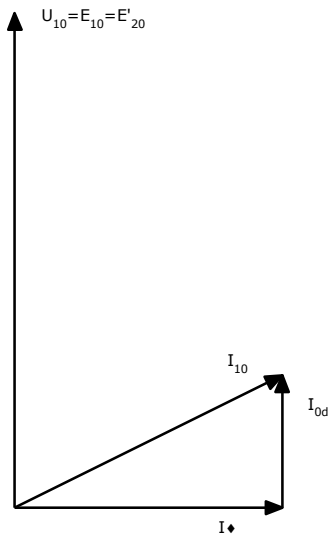
R_1 in $X_{\sigma 1}$ smemo zanemariti tudi izgube na njima. Izgube za magnetenje jedra so veliko večje proti izgubam v navitju pri praznem teku. Saj pri praznem teku, teče v transformator moč, ki je potrebna za kritje izgub v železu. $P_0 = P_{Fe}$



I_{0d} tok zaradi izgub v železu

I_μ tok potreben za magnetenje

Slika 4: Nadomestna shema transformatorja v prostem teku



Slika 5: Električni tokovi v prostem teku transformatorja

5. Segrevanje električnega stroja kot homogenega telesa.

Toplotna moč, ki nastane zaradi izgub in se sprošča v stroju, se delno akumulira v stroju, delno pa se odvaja prek površine v okolico. Akumulirana toplota dviga temperaturo stroja, odvajanje toplote s hladilnim sredstvom pa njegovo temperaturo znižuje.

Stroj ima specifično toploto c (Ws/Kg K) in maso m (kg) in proizvaja toplotno moč P_i .

Toploto odvaja s faktorjem h (W/m² K). Stroj se ohlaja s prevajanjem, sevanjem in konvekcijo, vendar je slednja najučinkovitejša. Na površini S (m²), ima stroj temperaturo ϑ , okolica pa ϑ_0 . V diferencialu časa dt se sprosti energija katere del se akumulira (temperatura se dvigne za $d\Theta$), del pa odteče v okolico. Vsak trenutek velja enakost:

$$P_i \cdot dt = m \cdot c_p \cdot d\Theta + h \cdot S \cdot \Theta \cdot dt$$

Začetna pogoja: $t = 0$, $\Theta = \Theta_0$

Ko je $d\Theta = 0$, se stroj ne segreva več.

$$Qdt = h S \Theta_{\max} dt \quad \Theta_{\max} = \frac{P_i}{S h} \quad \text{-(ni linearno)}$$

$$T = \frac{m \cdot c}{S \cdot h}$$

$$\Theta_{\max} dt = T \cdot d\Theta + \Theta \cdot dt$$

$$(\Theta_{\max} - \Theta)dt = T \cdot d\Theta$$

$$\frac{dt}{T} = \frac{d\Theta}{\Theta_{\max} - \Theta}$$

$$\frac{t}{T} = -\ln(\Theta_{\max} - \Theta) + c$$

vstavimo začetne pogoje:

$$0 = -\ln(\Theta_{\max} - \Theta_0) + c$$

$$c = \ln(\Theta_{\max} - \Theta_0)$$

$$\frac{t}{T} = \ln\left(\frac{\Theta_{\max} - \Theta_0}{\Theta_{\max} - \Theta}\right)$$

Enačba segrevanja se glasi: $\Theta = (\Theta_{\max} - \Theta_0) \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right) + \Theta_0$

Če je začetna nadtemperatura $\Theta_0 = 0$ se enačba poenostavi: $\Theta = \Theta_{\max} \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right)$

-Ohlajanje stroja:

$$0 = m \cdot c_p \cdot d\Theta + h \cdot S \cdot \Theta \cdot dt$$

$$t = 0, \quad \Theta = \Theta_{\max}$$

$$\Theta = \Theta_{\max} \cdot e^{-\frac{t}{T}}$$

6. Segrevanje in hlajenje električnega stroja. Časovna konstanta segrevanja.

Pri delovanju stroja se sprošča toplota, ker v raznih delih stroja nastajajo izgubne moči. Toplota izgub prehaja od dela, kjer nastaja, na sosednje dele, ter nazadnje do površine, na kateri stroj hladimo. Toplota vedno teče od mesta z višjo temperaturo do mesta z nižjo temperaturo. Toplota prehaja od enega do drugega mesta na 3 načine:

- S prevajanjem
- S sevanjem
- S konvekcijo

Recimo, da ima električni stroj specifično toploto c (Ws/kg °C) in maso m (kg), ter da proizvaja izgube s toplotno močjo P_i . Stroj oddaja toploto hladilni snovi s konvekcijo, sevanjem in prevajanjem. Vse tri oblike združimo v skupni faktor odvajanja toplote h (W/m² °C) na hladilni površini S (m²). Na površini ima stroj temperaturo Q , hladilna snov oziroma okolica pa temperaturo Q_0 . Temperaturo difference imenujemo nadtemperatura in označimo: $\theta = Q - Q_0$

V diferencialu časa dt se v stroju sprosti toplotna energija $P_i \cdot dt$. Del te energije $m \cdot c \cdot d\theta$, se akumulira in zato dvigne temperaturo za $d\theta$, drugi del, $S \cdot h \cdot \theta \cdot dt$, pa odteče na okolico. Vsak trenutek velja enakost teh treh toplotnih energij:

$$P_i \cdot dt = m \cdot c \cdot d\theta + S \cdot h \cdot \theta \cdot dt$$

Zgornjo diferencialno enačbo rešimo s separacijo spremenljivk in dobimo:

$$dt = \frac{\frac{m \cdot c}{S \cdot h}}{\frac{P_i}{S \cdot h - \theta}} d\theta$$

Nato integriramo levo in desno stran, da dobimo splošno rešitev:

$$t = -\frac{m \cdot c}{S \cdot h} \cdot \ln\left(\frac{P_i}{S \cdot h - \theta}\right) + C$$

Vstavimo začetne pogoje $Q(t_0) = \theta_0$

$$C = \frac{m \cdot c}{S \cdot h} \cdot \ln\left(\frac{P_i}{S \cdot h - \theta_0}\right)$$

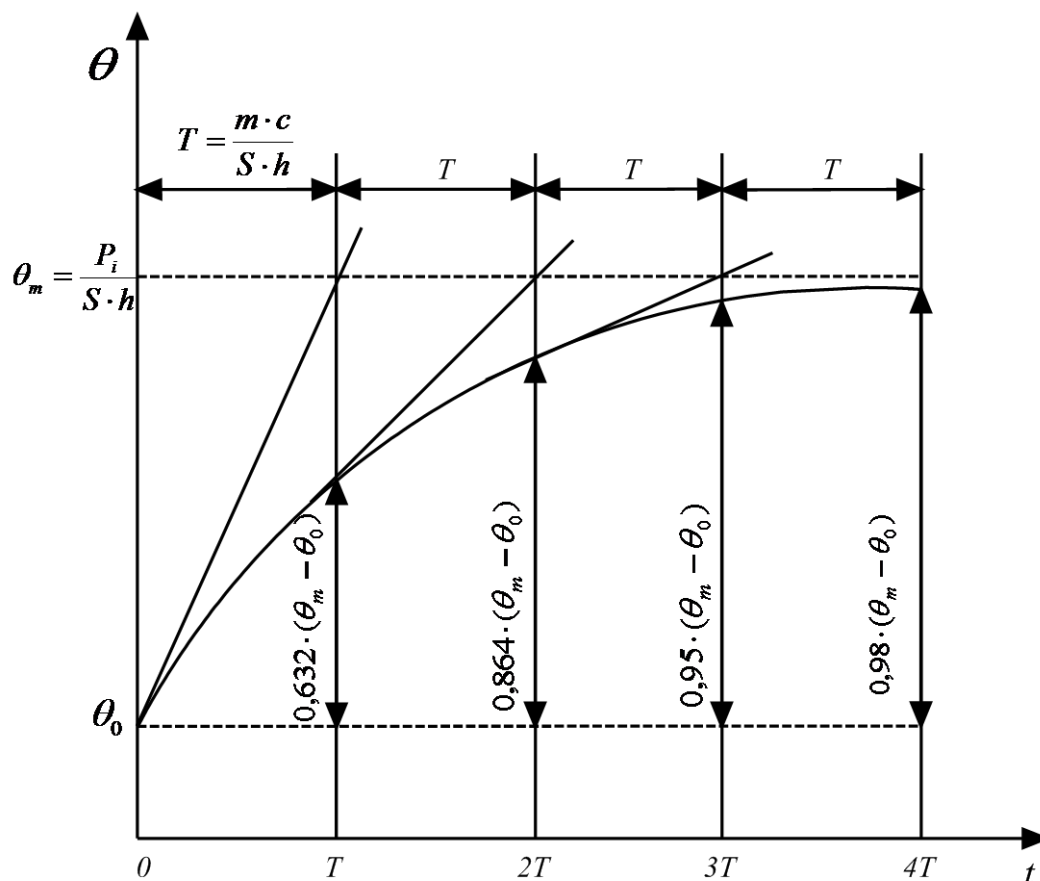
Konstanto vnesemo v splošno rešitev ter dobimo posebno rešitev za čas:

$$t = \frac{m \cdot c}{S \cdot h} \cdot \ln\left(\frac{\frac{P_i}{S \cdot h - \theta_0}}{\frac{P_i}{S \cdot h - \theta}}\right)$$

Iz izraza za čas izračunamo nadtemperaturo θ in dobimo enačbo, ki opisuje spreminjanje temperature električnega stroja.

$$\theta = \left(\frac{P_i}{S \cdot h - \theta_0}\right) \cdot \left(1 - e^{-\frac{S \cdot h}{m \cdot c} t}\right) + \theta_0$$

Zgornja enačba seveda velja za segrevanje stroja pri konstantnih izgubah in pri konstantnih pogojih hlajenja. Upošteva tudi že začetno nadtemperaturo, ko začnemo stroj opazovati.



Stroj se segreva do največje nadtemperature $\theta_m = \frac{P_i}{S \cdot h}$, ko je proizvedena toplota enaka oddani in se je nič več ne akumulira. Hitrost naraščanja temperature je dana s faktorjem v eksponentu in ga označimo s časovno konstanto $T = \frac{m \cdot c}{S \cdot h}$. Tangenta na ogrevnico odreže na premici θ_m vedno čas časovne konstante T .

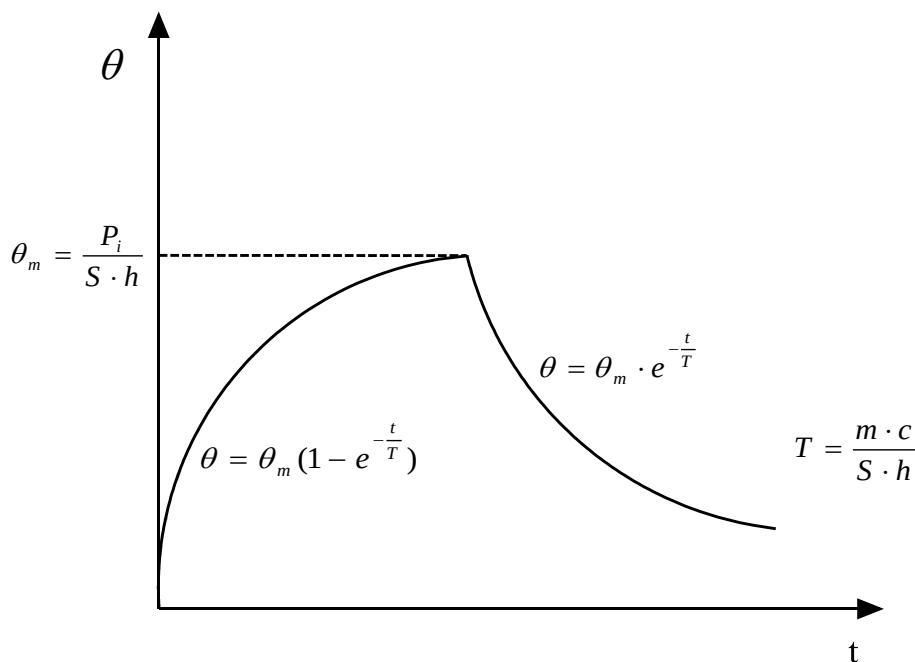
Enačba segrevanja pa se precej poenostavi, če smo začeli opazovati hladen stroj na temperaturi okolice ($\theta_0 = 0$):

$$\theta = \theta_m (1 - e^{-\frac{t}{T}})$$

Ohlajanje stroja se prične, če odklopimo izvor energije in pustimo, da se stroj od začetne temperature $\theta_m = \theta_0$ ohlaja na temperaturo okolice brez proizvodnje izgub, $P_i = 0$. V tem primeru dobimo za hlajenje:

$$\theta = \theta_m \cdot e^{-\frac{t}{T}}$$

Segrevanje in ohlajanje stroja prikazuje naslednji graf:



ČASOVNA KONSTANTA: $T = \frac{m \cdot c}{S \cdot h}$

Največja nadtemperatura θ_m se spremeni, če se spremeni moč izgub P_i . To se zgodi pri spremembi obremenitve. θ_m se spremeni tudi, če povečamo ali zmanjšamo učinkovitost hladilne naprave stroja ($S \cdot h$). Istočasno se spremeni tudi časovna konstanta T , ki je tudi odvisna od učinkovitosti hlajenja.

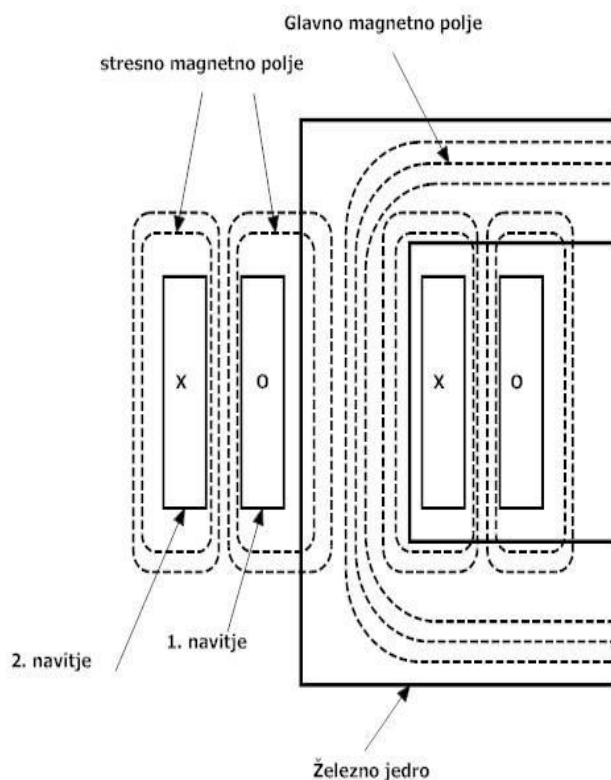
Hitrost segrevanja stroja je odvisna od stopnje obremenitve in od učinkovitosti hladilne naprave stroja. Časovne konstante segrevanja in hlajenja električnih strojev so zelo različne, od nekaj minut do nekaj ur. V splošnem imajo večji stroji daljše časovne konstante, manjši pa krajše. V stroju določa najvišjo dovoljeno temperaturo izolacija, ki se nad dovoljeno temperaturo degradira oziroma uniči.

Vsak električni stroj ima svojo nazivno moč $P_n = \sqrt{3} \cdot U_n \cdot I_n$, ki jo ne smemo preseči, sicer lahko pride do preboja izolacije in posledično do uničenja stroja. Pri prevelikem toku lahko stroj prebije, tudi če je napetost manjša od nazivne.

Ločimo 3 vrste obremenitve:

- Trajno: moč obremenitve stroja je konstantna, tako da je tudi moč izgub konstantna. Ta obremenitev mora trajati najmanj toliko časa, da doseže stroj svojo največjo nadtemperaturo $\theta_{\max}$. Čas dela mora biti večji od 4 časovnih konstant segrevanja.
- Kratkotrajno: moč obremenitve in s tem moč izgub je konstantna. Stroj dela le kratek čas, da temperatura ne doseže svoje največje vrednosti $\theta_{\max}$. Čas dela mora biti manjši od treh časovnih konstant segrevanja. Nato stroj razbremenimo, tako da nima nobenih toplotnih izgub, $P_i = 0$. Največja trajna nadtemperatura $\theta_{\max}$ je lahko višja kot dovoljena θ_d , saj je stroj ne doseže, ker ga prej razbremenimo. V kratkotrajnem obratovanju smemo torej stroj bolj obremeniti kot v trajnem.
- Prekinjeno: stroj deluje enakomerno periodično, tako da se ne segreje do trajne nadtemperature $\theta_{\max}$, niti se v premoru ne ohladi na temperaturo okolice $\theta = 0$.

7. Kaj je magnetno stresanje v transformatorju in kakšen učinek ima?



Magnetno polje znotraj el. stroja prenaša moč in energijo iz enega dela stroja v drugega s pomočjo indukcije na navitju, za transformator, ali skozi silo na vodnik, za motorje. Poskrbimo, da glavno mag. polje oklepa vsaj dve navitji skozi magnetno dobro prevodno pot. Del mag. polja se loči od glavne poti in ovije okoli navitij, ta fluks ne opravlja nobenega dela, se stresa.

Moč in energija znotraj električnega stroja se prenaša skozi magnetno polje, ali s pomočjo indukcije na navitjih, ali s silo na navitje. Glavno magnetno polje, mora za delovanje stroja oklepati vsaj dve navitji in poteka po dobro prevodni poti. Nekaj magnetnega polja se vseeno navije le okoli navitij, tako da ne oklepajo dveh navitij in s tem ne prispevajo k delovanju stroja, to polje se stresa.

V transformatorju tako poznamo glavno magnetno polje Φ_g , ki teče skozi primarno in sekundarno navitje, ter polji stresanja 1. navitja $\Phi\sigma_1$ in 2. navitja $\Phi\sigma_2$.

Stresno magnetno polje zaradi svoje izmenične narave inducira v navitju ki ga oklepa padec napetosti po enačbi:

$$u_\delta = N \frac{d\Phi_\delta}{dt} = N \frac{d\Phi_\delta}{di} \frac{di}{dt} = L_\delta \frac{di}{dt}$$

Za sinusne tokove lahko padec napetosti zapišemo s kazalci:

$$U_\delta = I \cdot X_\delta = I \cdot \omega \cdot L_\delta$$

8. KAKO VELIKE SO IN KAKO NASTANEJO IZGUBE V NAVITJIH TRANSFORMATORJEV?

Izgube v navitjih transformatorjev nastanejo zaradi tokov, ki tečejo po vodnikih. Običajno jim pravimo kar izgube v bakru, ker so vodniki bakreni. Upoštevati moramo vsa navitja v transformatorju.

Računamo jih po enačbi za joulsko moč v upor $P_{cu} = I^2 \cdot R$

Pri enosmernem toku je $R = \rho \cdot \frac{l}{A}$, $\rho_{cu} = 0,0175 \cdot 10^{-7} \Omega m$

Pri segrevanju se upornost poveča za $R_{cu} = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta \vartheta)$, kjer je temperaturni koeficient $\alpha_{cu} = 0,0039 \Omega / ^\circ C$

Drugi način za izražanje upora v toplem stanju daje $\frac{R_{\vartheta}}{R_0} = \frac{235 + \vartheta}{235 + \vartheta_0}$. Ko rabimo primerjavo računamo običajno s povprečno temperaturo navitja $75^\circ C$.

Pri konstruiranju, ko nas zanimajo izgube na enoto mase materiala uporabimo raje računanje tokovnih izgub s pomočjo tokovne gostote $J=I/A$, ker je to značilen podatek stroja.

Uporabimo enačbo $P_{cu} = (J \cdot A)^2 \cdot \rho_{cu} \cdot \frac{l_{cu}}{A}$ in enačbo za maso navitja $m_{cu} = \gamma_{cu} \cdot l_{cu} \cdot A$.

Tako dobimo izgube v bakru na enoto mase navitja $\frac{P_{cu}}{m_{cu}} = J^2 \cdot \frac{\rho_{cu}}{\gamma_{cu}}$

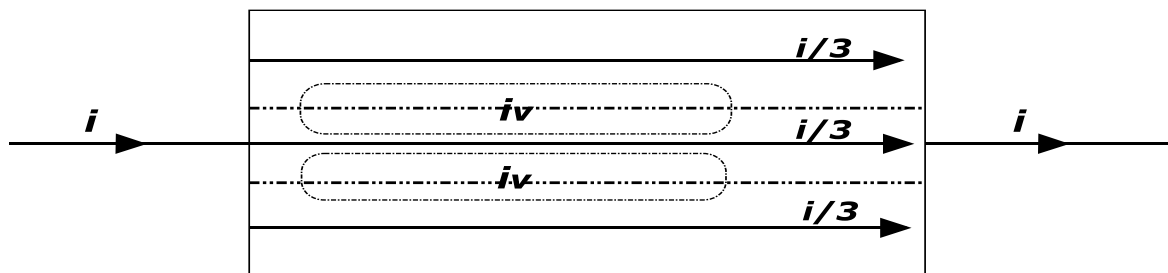
Procentualne nazivne izgube so enake nazivnemu procentualnem padcu napetosti na

uporu navitja. To se lepo vidi iz enačb $P_{cu} \% = 100 \cdot \frac{I_n^2 \cdot R}{I_n \cdot U_n}$ in $u_r \% = 100 \cdot \frac{I_n \cdot R}{U_n}$

Sledi $P_{cu} \% = u_r \%$; $u_r \%$ je v razmerju $0,04 \div 0,12$.

Če teče po navitju izmenični tok se v vodniku pojavijo tudi vrtilinčni tokovi oziroma izriv toka na površino bolj znano kot »skin efekt«

V primeru treh delnih vodnikov:



Slika: Prikaz izriva toka

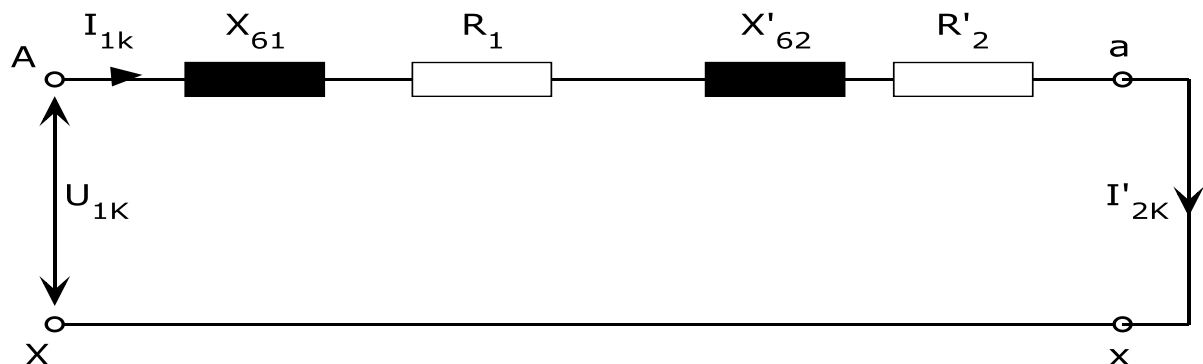
$$P_{cu} = 3R \cdot \left(\frac{i}{3} + i_v \right)^2 + 3R \cdot \left(\frac{i}{3} - 2i_v \right)^2 + 3R \cdot \left(\frac{i}{3} + i_v \right) = i^2 \cdot R \cdot \left[1 + 18 \cdot \left(\frac{i_v}{i} \right)^2 \right]$$

Iz enačbe vidimo, da smemo prispevke vrtilnih izgub računati posebej in jih potem dodati enosmernim. $R_{izm} = k_{izm} \cdot R = R_{enosm} + R_d$

Dodatni upor R_d se zmanjšuje s temperaturo enako kot se R_{enosm} povečuje, ker večji upor zmanjšuje vrtilne izgube!

Bremenska toka I_1 in I_2 , ki tečeta v nasprotnih smereh po obeh navitjih transformatorja zbudita sresano magnetno polje Φ_1 in Φ_2 . Ta dva tokova povzročita induktivna padca napetosti po enačbah: $U_{\sigma 1} = I_1 \cdot X_{\sigma 1}$ in $U_{\sigma 2} = I_2 \cdot X_{\sigma 2} = I_2 \cdot \omega L_{\sigma}$

Velikost izgub v navitjih transformatorja določimo s preiskusom kratkega stika. Glavni magnetni fluks je v kratkem stiku majhen, ker je inducirana napetost majhna, zato lahko magnetni tok I_{μ} in izgubni tok I_{0d} zanemarimo. Nadomestno vezje transformatorja poenostavimo v obliko:



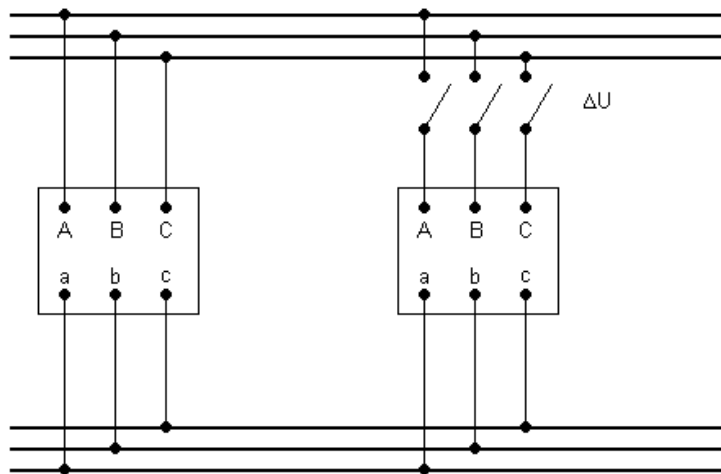
Slika: Nadomestno vezje transformatorja v kratkem stiku

$$\text{Velja } \frac{I_{1k}}{I_{2k}} = \frac{N_2}{N_1}$$

Moč v kratkem stiku so samo izgube v navitju $P_k = P_{cu} = I_k^2 \cdot R_k$; $R_k = R_1 + R_2$

9. Pogoji za paralelno obratovanje:

Transformatorji obratujejo paralelno kadar so na primarni in sekundarni strani priključeni na skupni primarni in sekundarni električni omrežji. Paralelno morajo obratovati tako, da v praznem teku med njimi ne tečejo iznačevalni tokovi in da si pri obremenitvi enakomerno porazdelijo bremenske tokove, proporcionalno svojim nazivnim močem. Iznačevalni tokovi ne tečejo, če na odprtem stikalu na sliki ni napetosti ($\Delta U = 0$)

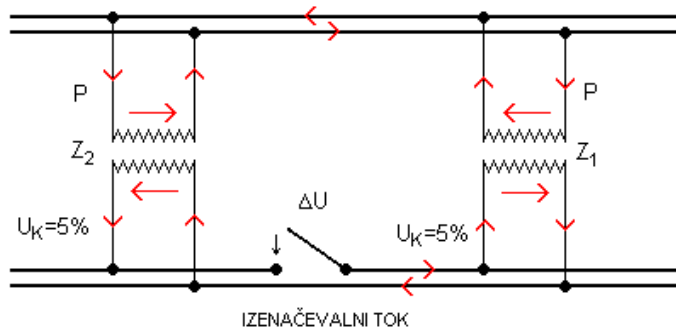


Ločimo:

- Tesno praralelno obratovnanje:
transformatorji so priključeni na iste zbiralke v transformatorski postaji in nimajo med sabo praktično nobene upornosti-
- Ohlapno paralelno obratovanje
Povezani so z deli omrežji zelo daleč z opaznimi upornostmi.

Pogoji za paralelno obratovanje:

1. Napetostna prestava obeh transformatorjev mora biti enaka. Oba transformatorja morata imeti približno enake nazivne napetosti, da različno nasičenje železnega jedra ne spremeni prestavi (10/0,38 kV ali 10,5/0,4 kV). Prestava se lahko razlikuje največ za 0,5%. Če prestavi nista enaki, steče izenačevalni tok I_i , ker so sekundarne napetosti različne.



$$\left. \begin{array}{l} +0,5\% \\ -0,5\% \end{array} \right\} \Delta u = 1\%$$

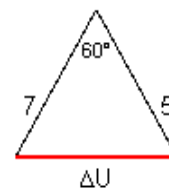
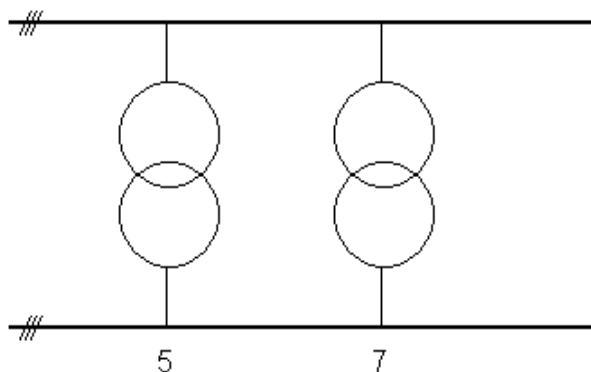
$$\Delta u = \frac{\Delta U}{U} 100$$

$$u_k = \frac{I_n \cdot Z}{U_{mf}} \cdot 100$$

$$I_i = \frac{\Delta U}{Z_1 + Z_2} = \frac{\Delta U \cdot U}{100 \cdot \frac{2U_k U}{100 I_n}} = \frac{\Delta U}{2U_k} I_n = \frac{1}{10} I_n$$

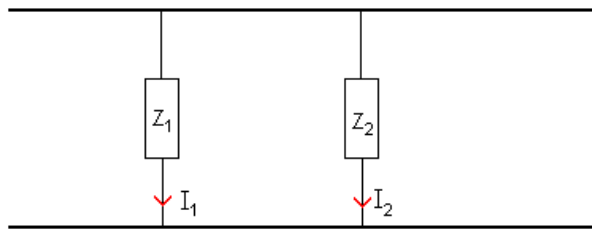
Torej že 0,5% povzroči 1/10 toka!

2. Enaki fazni številki, ali za razliko 4, ker tako med fazami ni potencialnih razlik



ΔU je enaka U_n !!!

3. Zaporedje faznih priključkov na primarni in sekundarni strani mora biti enako na obeh transformatorjih
4. Relativne vrednosti U_k morajo biti enake, saj v primeru da se razlikujejo preveč, lahko pride do primera, da je eden od transformatorjev preobremenjen, eden pa neizkoriščen, toleranca je $\pm 10\%$



$$\begin{aligned} U_k &= 10 \\ U_{k2} &= 11 \\ U_{k1} &= 9 \end{aligned}$$

$$I_1 \cdot Z_1 = I_2 \cdot Z_2 ; Z = \frac{u_k \cdot U_f}{100 \cdot I_n} \Rightarrow \frac{I_1}{I_{1n}} \cdot U_{k1} \cdot \frac{U_f}{100} = \frac{I_2}{I_{2n}} \cdot U_{k2} \cdot \frac{U_f}{100}$$

$$l_1 \cdot U_{k1} = l_2 \cdot U_{k2} , \text{ kjer je } l \text{ obremenljivost}$$

Tisti, ki ima manjšo U_k bo prevzel več bremena

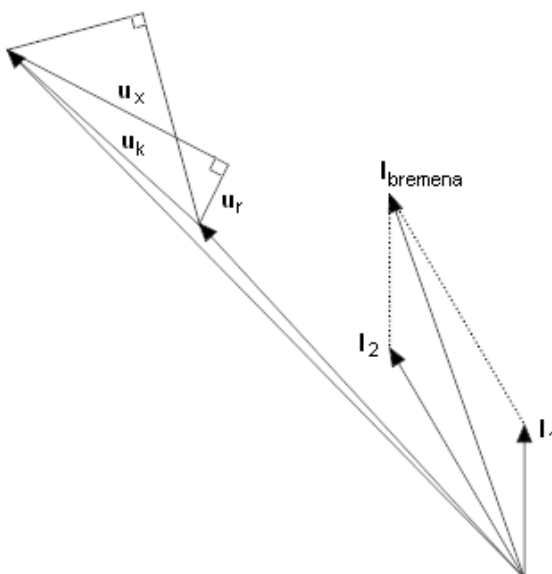
$$l_1 \cdot 9 = l_2 \cdot 11 \Rightarrow l_2 = 0,818$$

$$P_{\text{bremena}} = l_1 \cdot P_1 + l_2 \cdot P_2 = 1 \cdot P_1 + 0,818 \cdot P_1 = 1,818 \cdot P \text{ sledi da moč pade, ni 2 temveč } 1,818$$

Šolski primer, kadar je drugi transformator brezveze v mreži

$$\begin{aligned} 200 \text{ kVA} \dots 8\% & & 1 \cdot 4 \cdot l_2 = 8 \Rightarrow l_2 = 0,5 & & P = 1 \cdot 100 + 0,5 \cdot 200 = 200 \text{ kVA} \\ 100 \text{ kVA} \dots 4\% & & & & \end{aligned}$$

5. Nazivni moči transformatorjev se lahko razlikujeta največ za faktor 3, torej $P_1 \leq 3P_2$.



Če se moči preveč razlikujeta, se zgodi, da je en transformator komaj nazivno obremenjen, drugi pa je preobremenjen ali pa bo manj kot nazivno obremenjen. Tako transformatorja ne moremo polno izkoristiti, kolikor bi dopuščali njihovi nazivni moči.

10. Ekvivalentna shema transformatorjev. Diskusija posameznih elementov.

Dan transformator je zelo priročno opisati z ekvivalentnim vezjem, saj ga na ta način lažje opišemo in določimo njegove karakteristike. Z električnimi veličinami lahko zasledujemo, kaj se v transformatorju dogaja. Magnetne veličine iz vezja niso direktno razvidne, zato jih moramo preračunati iz električnih veličin. Problem pa nastane pri velikih prestavah transformatorja, saj je risanje nemogoče in tudi rezultati postanejo nepregledni. Pomagamo si s tem, da eno stran (primarno ali sekundarno) reduciramo na drugo stran, pravimo da reduciramo primarno stran na sekundarno, ali obratno. S tem pridobimo prestavno razmerje 1 in risanje ter računanje je spet mogoče. Pri označevanju se držimo pravila, da reducirano stran označimo s črtico, N' ali E' ... Seveda morajo pri reduciranju lastnosti transformatorja ostati nespremenjene.

Ovojne napetosti pri inducirani napetosti morajo ostati enake, zato:

$$E_2' = E_2 \cdot N_1 / N_2 \quad \text{oz.} \quad E_1' = E_1 \cdot N_2 / N_1$$

Pri tokovih morajo ostati nespremenjene magnetne napetosti, zato:

$$I_2' = I_2 \cdot N_2 / N_1 \quad \text{oz.} \quad I_1' = I_1 \cdot N_1 / N_2$$

Tako ostanejo moči identične, saj je $P_2 = U_2 \cdot I_2 = U_2' \cdot I_2'$ in $P_1 = U_1 \cdot I_1 = U_1' \cdot I_1'$

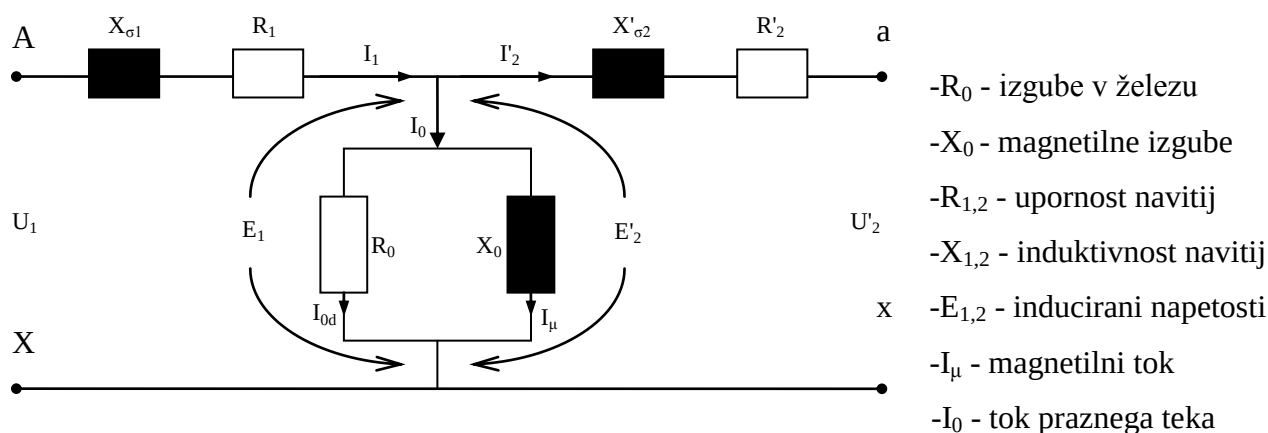
Enake pa morajo ostati tudi izgube v navitju, $I_2^2 \cdot R_2 = I_2'^2 \cdot R_2'$ iz tega sledi:

$$R_2' = R_2 \cdot (N_1 / N_2)^2 \quad \text{oz.} \quad R_1' = R_1 \cdot (N_2 / N_1)^2$$

Prav tako kot ohmske upornosti navitij, reduciramo tudi induktivne upornosti:

$$X_{\sigma 2}' = X_{\sigma 2} \cdot (N_1 / N_2)^2 \quad \text{oz.} \quad X_{\sigma 1}' = X_{\sigma 1} \cdot (N_2 / N_1)^2$$

Primer nadomestnega vezja za transformator:



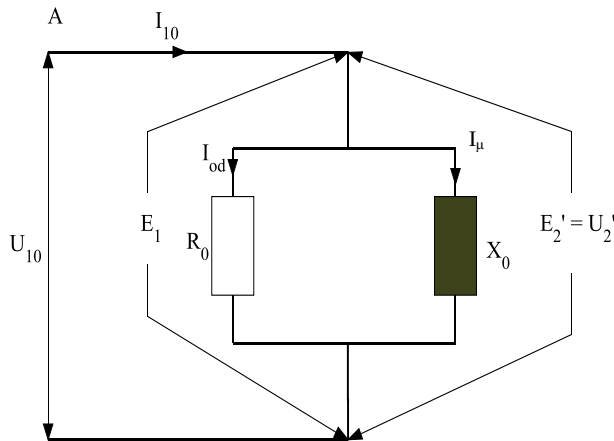
Kot vidimo sedaj, so napetosti:

$$U_1 = E_1 + I_1 \cdot R_1 + I_1 \cdot X_{\sigma 1}$$

in

$$E_2' = E_1 = U_2' + I_2' \cdot R_2' + I_2' \cdot X_{\sigma 2}$$

Nadomestna shema transformatorja v praznem teku:



Nadomestno shemo transformatorja v kratkem stiku dobimo tako, da izpustimo magnetilno vejo:

11. Redukcijski faktorji za napetosti, toke in upornosti pri transformatorju. Izvajanje.

Z redukcijskimi faktorji preračunavamo sekundarne veličine na primarne in obratno. Razlog je lažje računanje ter risanje kazalčnih diagramov pri strojih z velikimi prestavami. Lažje je da narišemo diagram za prestavo $N_1/N_2 = 1$ (reduciranje sekundarne strani na primarno).

Lastnosti transformatorja morajo ostati enake:

Ovojne napetosti morajo ostati enake:

$$E_1 = 4.44 \cdot f \cdot N_1 \cdot \Phi \rightarrow E_2' = 4.44 \cdot f \cdot N_1 \cdot \Phi'$$

$$E_2 = 4.44 \cdot f \cdot N_2 \cdot \Phi$$

$$\frac{E_2'}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} \rightarrow E_2' = E_2 \frac{N_1}{N_2} \text{ oziroma } E_1' = E_1 \frac{N_2}{N_1}$$

Pri tokovih morajo ostati magnetne napetosti enake:

$$I_2' = I_2 \frac{N_2}{N_1} \text{ oziroma } I_1' = I_1 \frac{N_1}{N_2}$$

Moči se ohranjajo preko enačb za tok in napetost:

$$P_2 = U_2 \cdot I_2 = U_2 \cdot I_2 \quad \text{in} \quad P_1 = U_1 \cdot I_1 = U_1 \cdot I_1$$

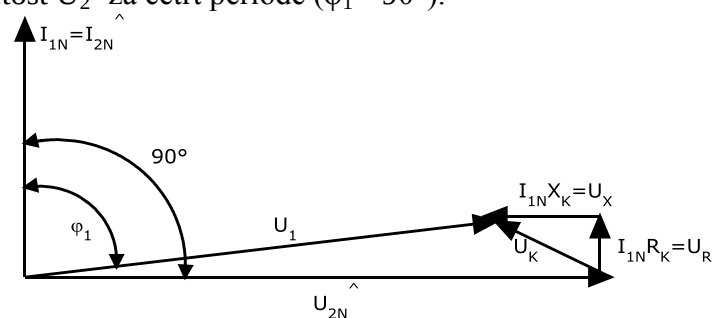
Reduciramo tudi izgube v navitju in induktivne izgube:

$$R_2' = R_2 \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad \text{in} \quad R_1' = R_1 \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2$$

$$X_{\sigma 2}' = X_{\sigma 2} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad \text{in} \quad X_{\sigma 1}' = X_{\sigma 1} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2$$

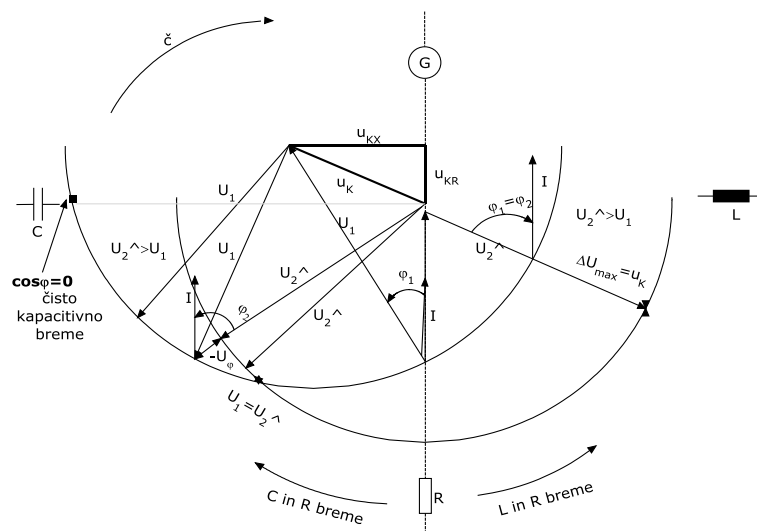
12. Kazalčni diagram pretežno kapacitivno obremenjenega transformatorja. Matematično gledanje.

Ko je transformator obremenjen s čistim kapacitivnim bremenom X_C , takrat sekundarni tok I_{2N} prehiteva napetost U_2 za četrto periodo ($\varphi_1 = -90^\circ$).

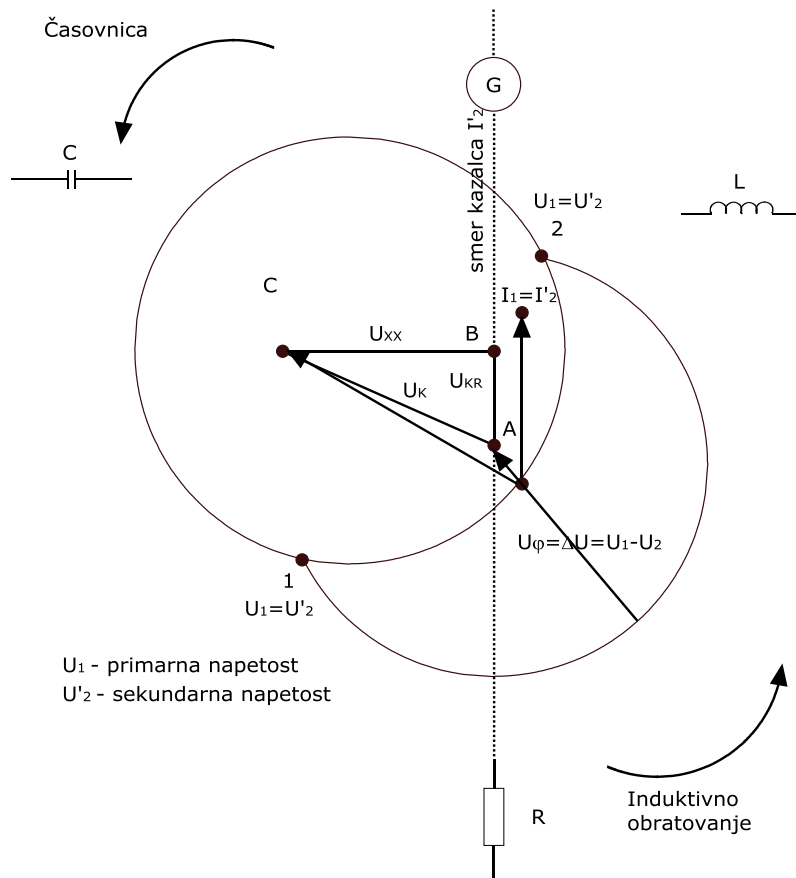


Napetosti na priključenih sponkah se med seboj praktično razlikujejo samo za induktivni padec napetosti U_X . Torej je napetost U_{2N} enaka

$$U_{2N} = U_1 + \sqrt{U_K^2 - U_R^2}$$



13. Kazalčni diagram pretežno induktivno obremenjenega transformatorja. (Matematično gledanje)

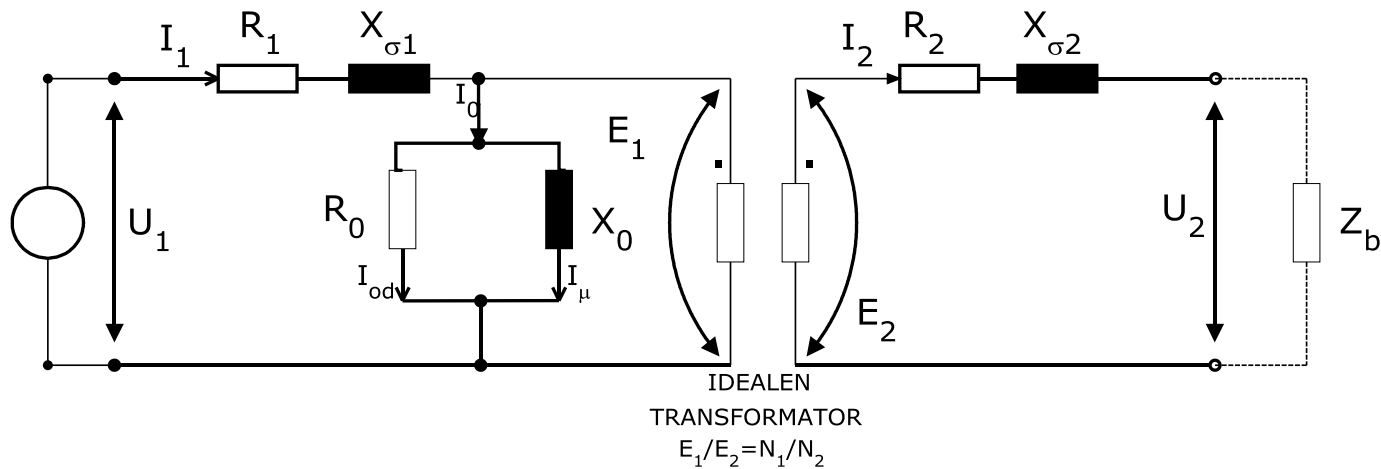


Kazalčni diagram pretežno induktivno obremenjenega transformatorja najlažje ponazorimo s Kappovim diagramom.

Pri pretežno induktivnih bremenih, je napetost U'_2 manjša od U_1 in je sprememba napetosti U_ϕ pozitivna. To je na desni strani diagrama med točkama 1 in 2.

Pri induktivnih bremenih tok I'_2 zaostaja za sekundarno napetostjo U'_2 .

14. Razlaga kazalčnega diagrama transformatorja s stališča uporabnika. Zanimaritev toka prostega teka.



Gornja slika predstavlja realen transformator, zato definirajmo njegove veličine:

Delovna komponenta toka (I_{od}) krije izgube v železu: $I_{od} = \frac{P_{Fe}}{E_1}$

Magnetilno komponento toka (I_μ) praznega teka poenostavimo s sinusnim izmeničnim tokom ter jo računamo za glavno induktivnost X_0 : $I_\mu = \frac{E_1}{X_0}$

Celotni tok prostega teka je torej seštevek magnetilnega toka in delovne komponente toka:
 $I_0 = I_{od} + I_\mu$

Seveda je potrebno opozoriti, da sta toka I_{od} ter I_μ fazno zamaknjena (za kot 90°), zato je celotni tok I_0 enak:

$$|I_0| = \sqrt{I_\mu^2 + I_{od}^2}$$

Ker imamo na sekundarni strani neko breme, teče po sekundarju tok I_2 . Zaradi tega na primarni strani inducira nek kompenzacijski tok I_1' . Celoten tok na primarni strani je torej:

$$I_1 = I_1' + I_0$$

Določimo še napetosti:

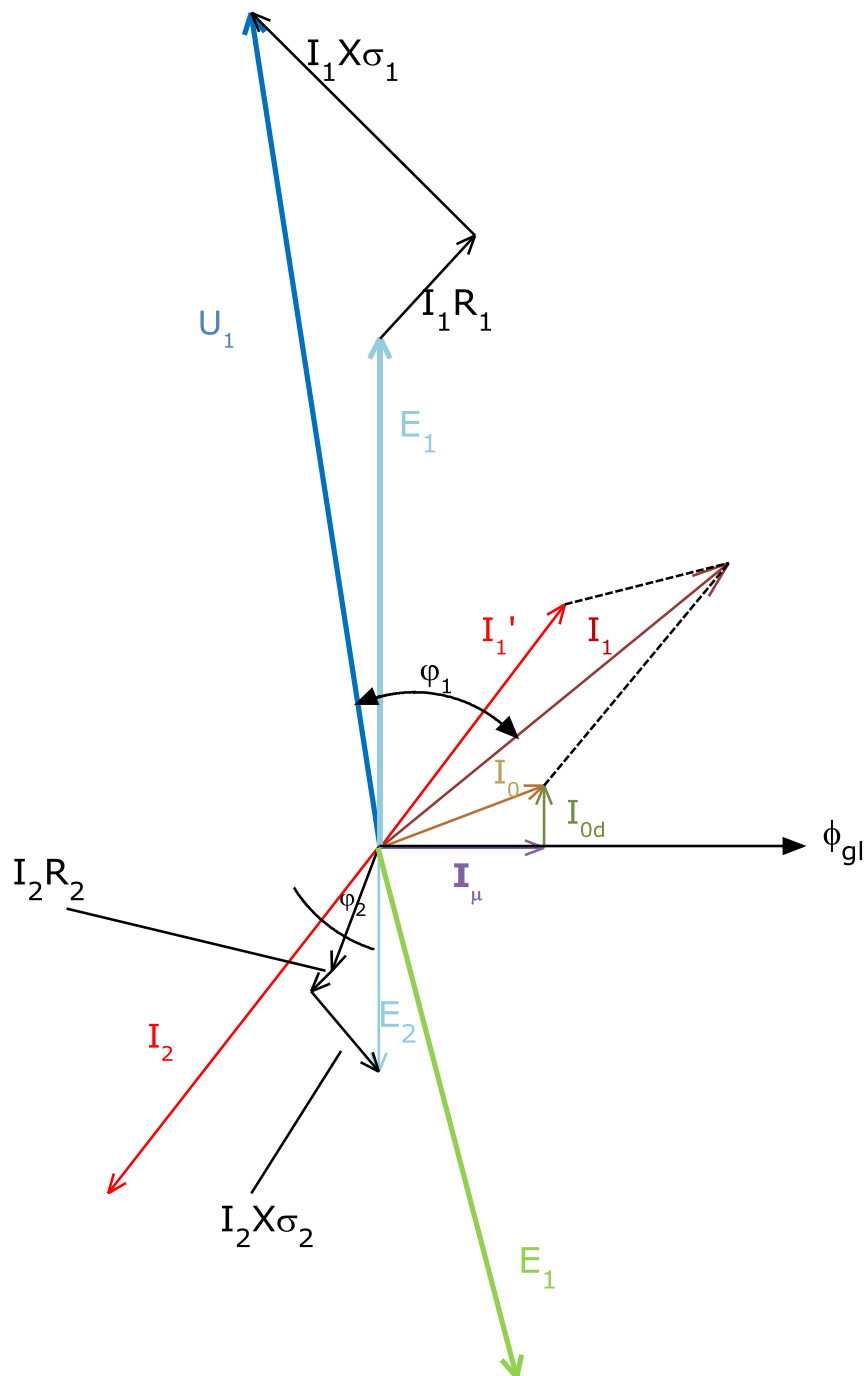
Na **primarni strani** imamo poleg napetosti U_1 in E_1 še padec napetosti na upor R_1 in padec napetosti na induktivnem upor $X_{\sigma 1}$. Za primar torej velja:

$$U_1 + E_1 = I_1 \cdot R_1 + I_1 \cdot jX_{\sigma 1}$$

Podobno je za **sekundarno stran**: Poleg inducirane napetosti E_2 imamo še padec napetosti na upor R_2 in induktivnem upor $X_{\sigma 2}$.

$$E_2 = U_2 + I_2 \cdot R_2 + I_2 \cdot jX_{\sigma 2}$$

Iz vseh teh podatkov lahko sedaj sestavimo kazalčni diagram tega realnega transformatorja:



Tak kazalčni diagram pa postane pri velikih prestavah nepregleden. Zato se odločimo za naslednjo rešitev: **Sekundarno stran reduciramo na primarno.** Je pa pomembno, da lastnosti transformatorja ostanejo enake

$$E_2' = E_2 * \frac{N_1}{N_2} \quad \text{ali} \quad E_1' = E_1 * \frac{N_2}{N_1} \quad I_2' = I_2 * \frac{N_2}{N_1} \quad \text{ali} \quad I_1' = I_1 * \frac{N_1}{N_2}$$

(ovojne napetosti in toki morajo ostati enaki). Pri tem se spremenijo nekatere enačbe:

Tudi moči se ohranjajo:

$$P_2' = U_2 * I_2 = U_2' * I_2' \quad \text{ter} \quad P_1 = U_1 * I_1 = U_1' * I_1'$$

Izgube v navitjih:

$$R_2' = R_2 * \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad \text{ali} \quad R_1' = R_1 * \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2$$

Induktivne izgube:

$$X_{\sigma 2}' = X_{\sigma 2} * \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad \text{ali} \quad X_{\sigma 1}' = X_{\sigma 1} * \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2$$

Napetosti so sedaj:

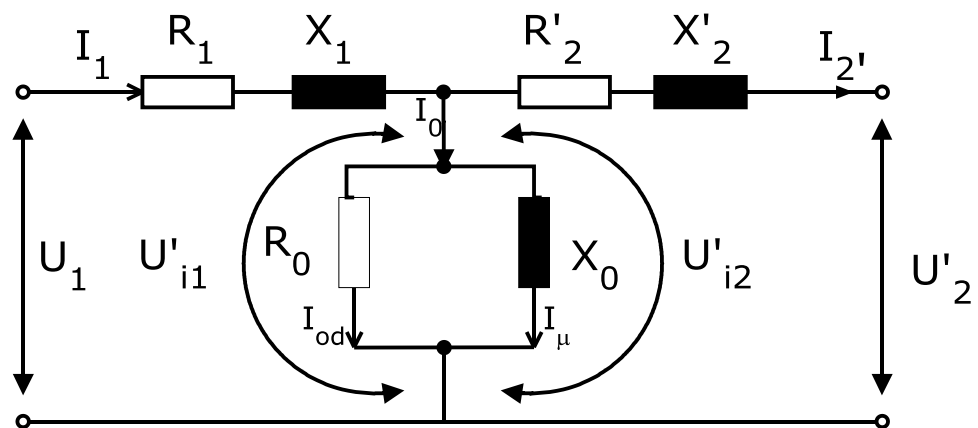
V tokokrogu primarnega navitja imamo poleg gonilne napetosti U_1 še padec napetosti na upor primarja R_1 in induktivnem upor zaradi stresanja primarja $X_{\sigma 1}$.

$$U_1 = E_1 + I_1 R_1 + I_1 X_{\sigma 1}$$

V tokokrogu sekundarnega navitja imamo poleg napetosti U_2' še padec napetosti na upor sekundarja R_2 in induktivnem upor zaradi stresanja sekundarja $X_{\sigma 2}$.

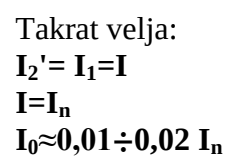
$$E_2' = E_1 = U_2' + I_2' R_2' + I_2' X_{\sigma 2}'$$

Iz teh novih podatkov, lahko sedaj narišemo nadomestno vezje in kazalčni diagram:



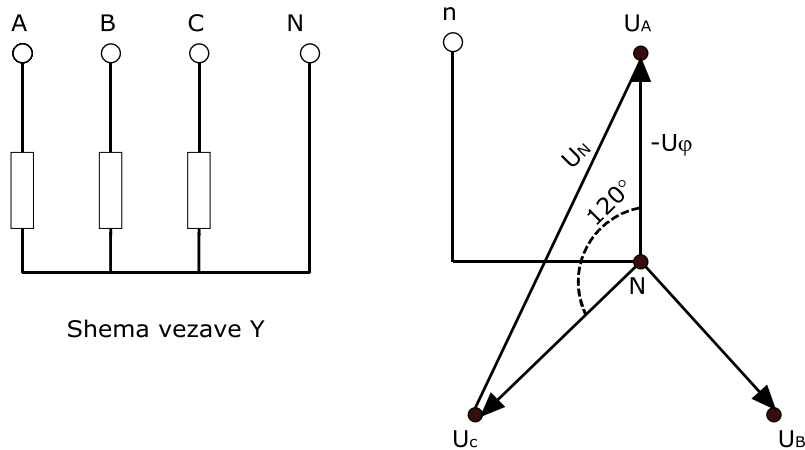
Tok primarja je sedaj $I_1 = I_0 + I_{2'}$

Kazalčni diagram nadomestnega vezja:



15. Značilnosti trifaznih vezav navitij Y, D, z. (Napetosti, toki, število ovojev, preseki žic)

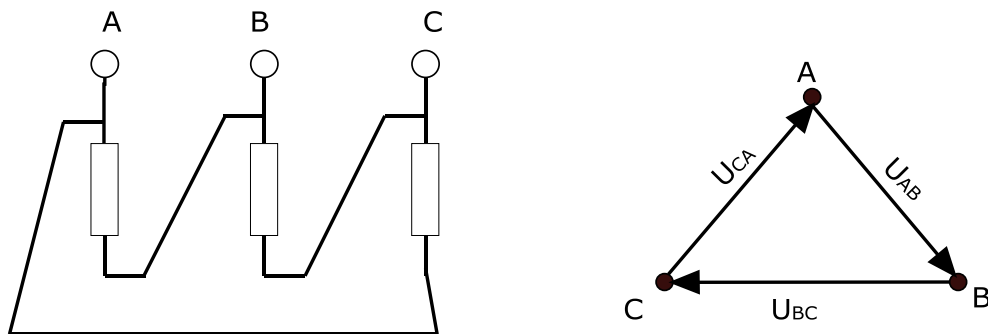
1. Vezava zvezda (Y)



Shema vezave Y

- Napetost na enem faznem navitju je fazna napetost $U_f = \frac{U_m}{\sqrt{3}}$, U_m – medfazna napetost
- Toki v navitjih pri zvezdni vezavi I_Y so isti kot toki v dovodih, $I_{dov} = I_{nav}$.
- $P = \sqrt{3} U_m I_{dov}$
- Število ovojev $u_{ov} = \text{konst.} = 4,44 \cdot f \cdot B \cdot S_{fe}$
- $N_Y = \frac{U_m}{\sqrt{3}} \frac{1}{u_{ov}}$

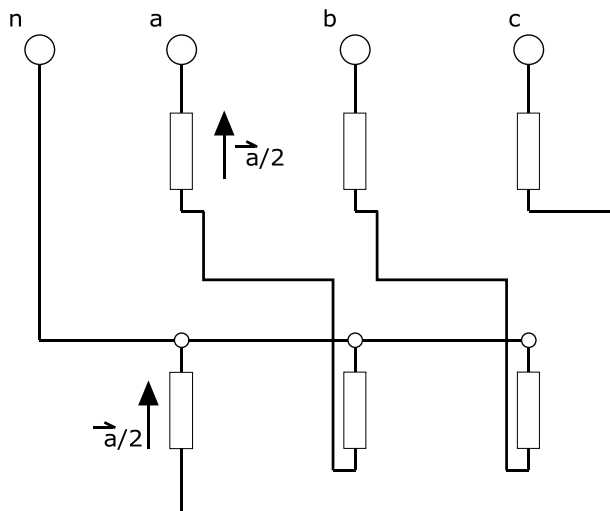
2. Vezava trikot (D)



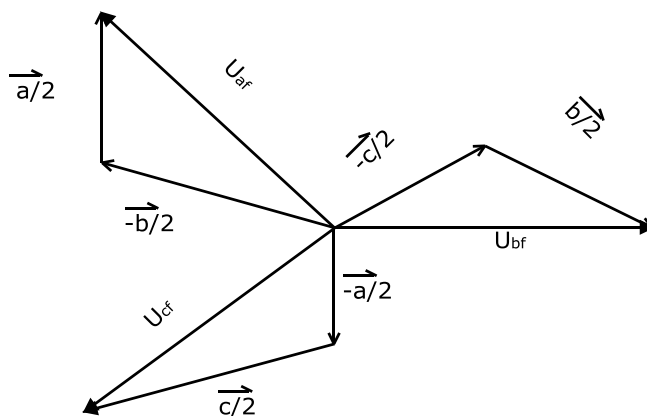
Shema vezave D

- Napetost na enem faznem navitju je medfazna napetost $U_m = U_{nav}$.
- Tok v enem faznem navitju I_{nav} je manjši od toka v dovodu $I_{dov} = \sqrt{3} I_{nav}$
- Presek bakra je pri vezavi D za $\sqrt{3}$ manjši kot pri vezavi Y, $\frac{S_Y}{S_D} = \sqrt{3}, \frac{N_D}{N_Y} = \sqrt{3}$
- Število ovojev za isto napetost mora biti pri vezavi D za $\sqrt{3}$ večja kot pri vezavi Y.
- $u_{ov} = \frac{U_m}{N_D}$

3. Vezava cik-cak ali lomljena zvezda (z)



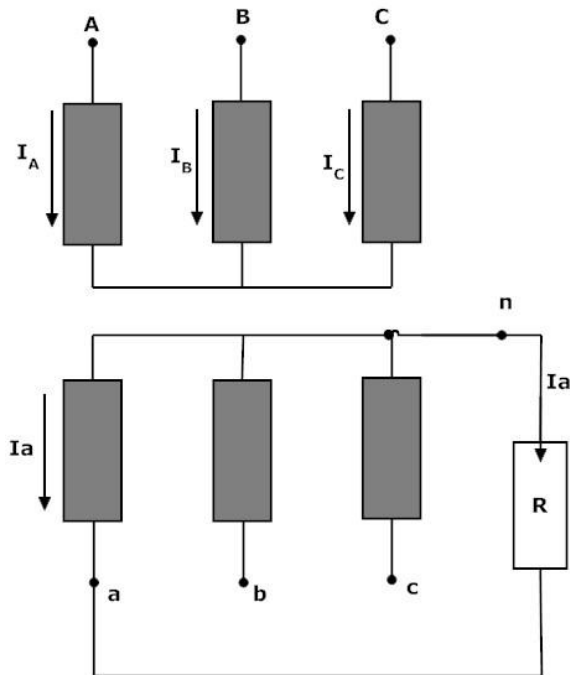
Shema navitja z



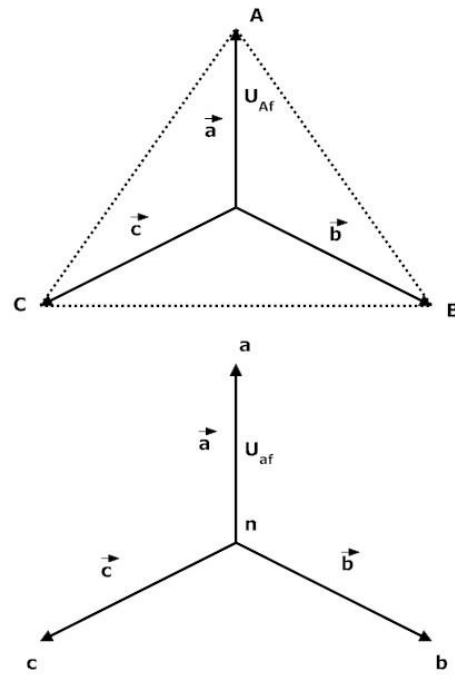
- Navitje je na vsakem stebru razdeljeno na polovico, zato če hočemo dobiti fazno napetost, jo moramo sestaviti iz dveh polovic, ki sta fazno premaknjeni. Fazna napetost je po kazalčnem diagramu $U_A = \frac{\sqrt{3}}{2} U_I$
- Toki v navitju so isti kot toki v dovodih, $I_{dov} = I_{nav}$.
- Za isto fazno napetost kot pri zvezdi potrebujemo torej pri vezavi cik-cak za 1,153 krat več obojev
- $U_t = \frac{U_f}{\sqrt{3}} = \frac{U_n}{\sqrt{3}} \frac{1}{\sqrt{3}} = \frac{U_n}{\sqrt{3}}$
- Mali z pri vezavi pomeni, da je vezava na nizkonapetostni strani. Velike črke pa uporabljamo pri vezavah na visokonapetostni strani!

16. Zakaj so potrebne vezave Dy, Yz in kdaj lahko uporabimo vezavo Yy?

Vezava Yy



Vezava Yy na primarju in sekundarju



Kazalčna diagrama primarja in sekundarja

Vezava Yy je najenostavnejša vezava, pri simetrični obremenitvi deluje vsak steber kot enofazni transformator.

Napaka nastane, ko vezavo Yy izpostavimo nesimetričnim obremenitvam. Pri enofazni obremenitvi prvega stebra z tokom I_a na sekundarju dobimo magnetne zanke:

$$V_m = I_A \cdot N_1 + I_a \cdot N_2$$

$$V_m = I_B \cdot N_1$$

$$V_m = I_C \cdot N_1$$

Sestevamo

$$I_a \cdot N_2 + N_1(I_A + I_B + I_C) = 3 \cdot V_m$$

Ko upostevamo

$$I_A + I_B + I_C = 0 \quad \text{dobimo} \quad I_a \cdot N_2 = 3 \cdot V_m$$

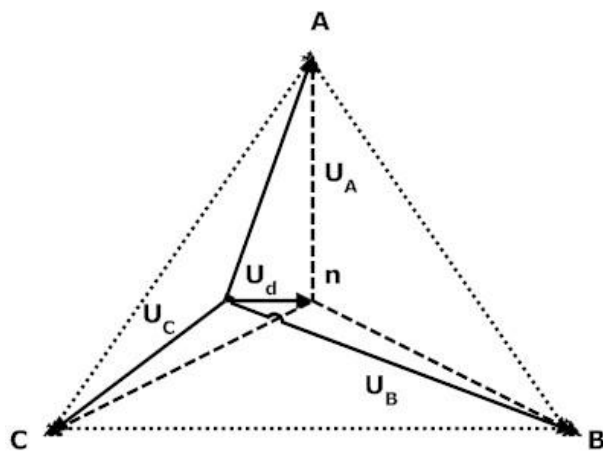
Sedaj izračunamo toke na primarju

Kjer je $I_a N_2$ posledica bremenskega toka na prvem stebru in V_m med jarmoma.

$$I_A = -\frac{2}{3} I_a$$

$$I_B = \frac{1}{3} I_a$$

$$I_C = \frac{1}{3} I_a$$



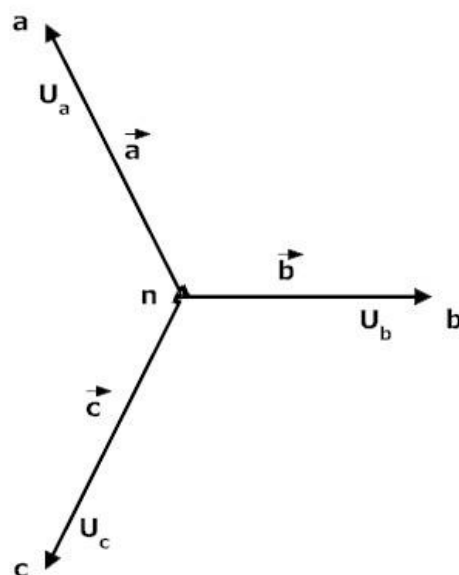
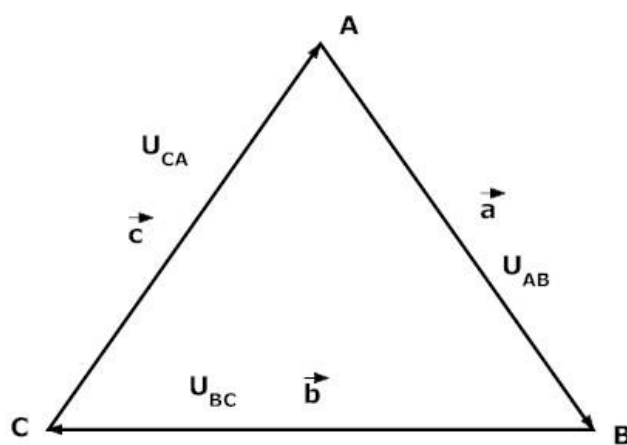
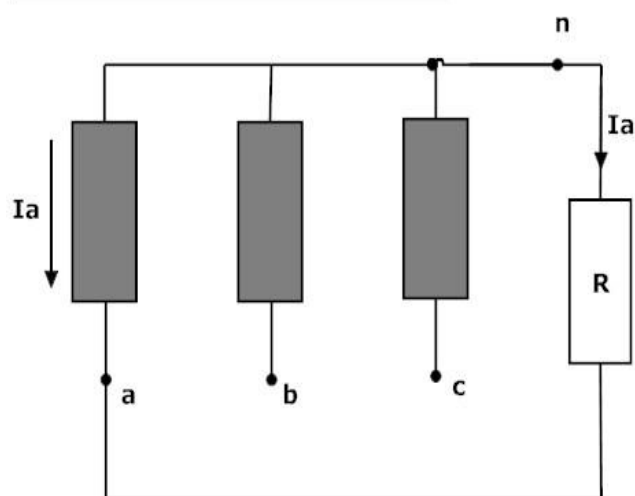
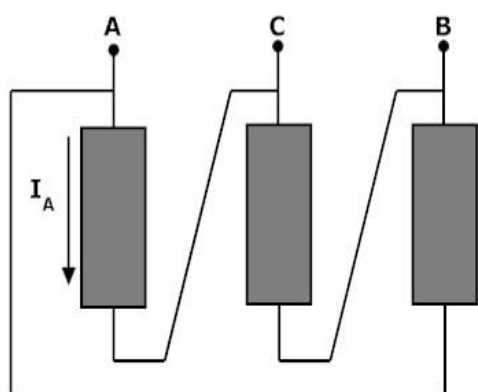
Kazalčni diagram s popačitvijo napetostne simetrije

Vidimo, da je tako tritebarno jedro dodatno magneteno z $\frac{1}{3}I_a N_2$ v vsakem stebru. To dodatno magnetenje povzroči magnetno napetost med jarmoma znotraj transformatorja. Tako se vzbudi magnetni fluks, ki se zaključuje po zraku, olju, armaturi transformatorja.

Ta dodatni fluks pa povzroča:

- induciranje padca napetosti U_d na navitjih primarja in sekundarja, kar zelo popači simetrije faznih napetosti.
- Vrtnične tokove, ki dodatno segrevajo transformator

Vezava Dy



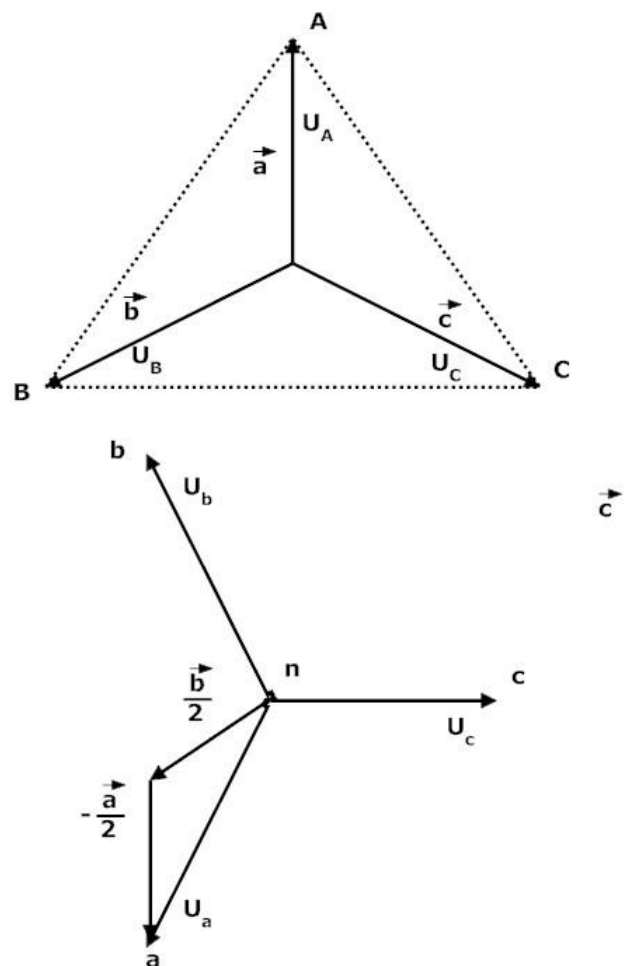
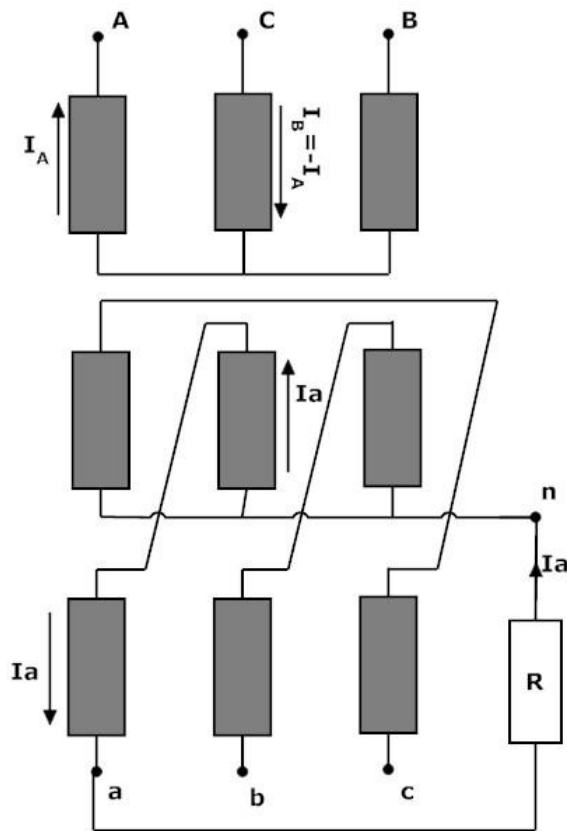
Pri enofazni obremenitvi se tok enofazne obremenitve I_a na sekundarju transformira v v tok

$$I_A = I_a \cdot \frac{N_1}{N_2}$$

Na navitju na prvem stebru, navitji na drugem in tretjem stebru sta brez toka. Brez dodatnega sofaznega vzbujanja se zvezdišče faznih napetosti ne zamakne.

Vezava dovoljuje enofazno obremenitev na sekundarni strani, ter jo transformira v dvofazno na primarni strani. Prav tako omogoča nesimetrično obremenitev.

Vezava Yz



Pri vezavi Yz teče tok I_a na sekundarju po navitju prvega in drugega stabra in se transformira v tok $I_A = I_a N_2 / 2N_1$ na prvem stebru in $I_A = -I_B$ na drugem stebru.

Enofazna obremenitev na sekundarni strani se pretvori v dvofazno na primarni strani tako, da je na vseh stebrih skupno magnetno vzbujanje bremenskih tokov enako nič. Ker taka vezava dodatno ne magneti stebrov ob nesimetrični obremenitvi, je primerna za nasimetrično obremenitev.

Vezava Yy je neprimerna ob nesimetričnih obremenitvah, ter se jo uporablja le na simetričnih obremenitvah ali ob zanemarljivi nesimetriji. Pomankljivost vezave lahko popravimo tudi tako da predvidimo ničlovod na primarni strani, ali pa ničlovod odstranimo s sekundarne strani.

V nesimetričnih omrežjih uporabljamo vezavi Dy in Yz, vendar pa sta le-ti vezavi dražji.

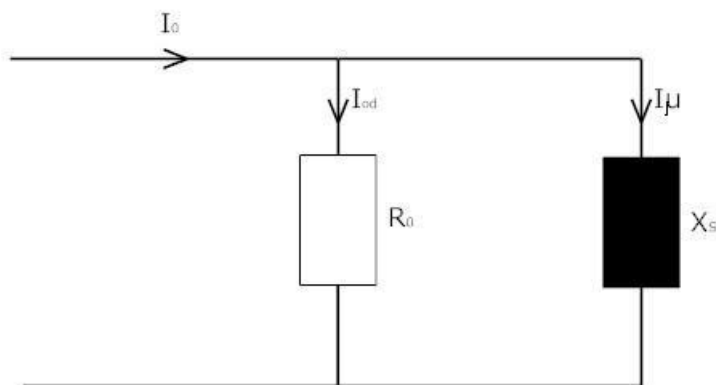
Vezava Z potrebuje za navitje enakovredno zvezdnemu za $2/\sqrt{3}$ več ovojjev, 7.65%.

Vezava D ima za $\sqrt{3}$ več ovojjev, vendar zaradi manjših tokov potrebuje za $\sqrt{3}$ tanjše vodnike.

Vseeno pa potrebujemo za $\sqrt{3}$ več ovojne izolacije.

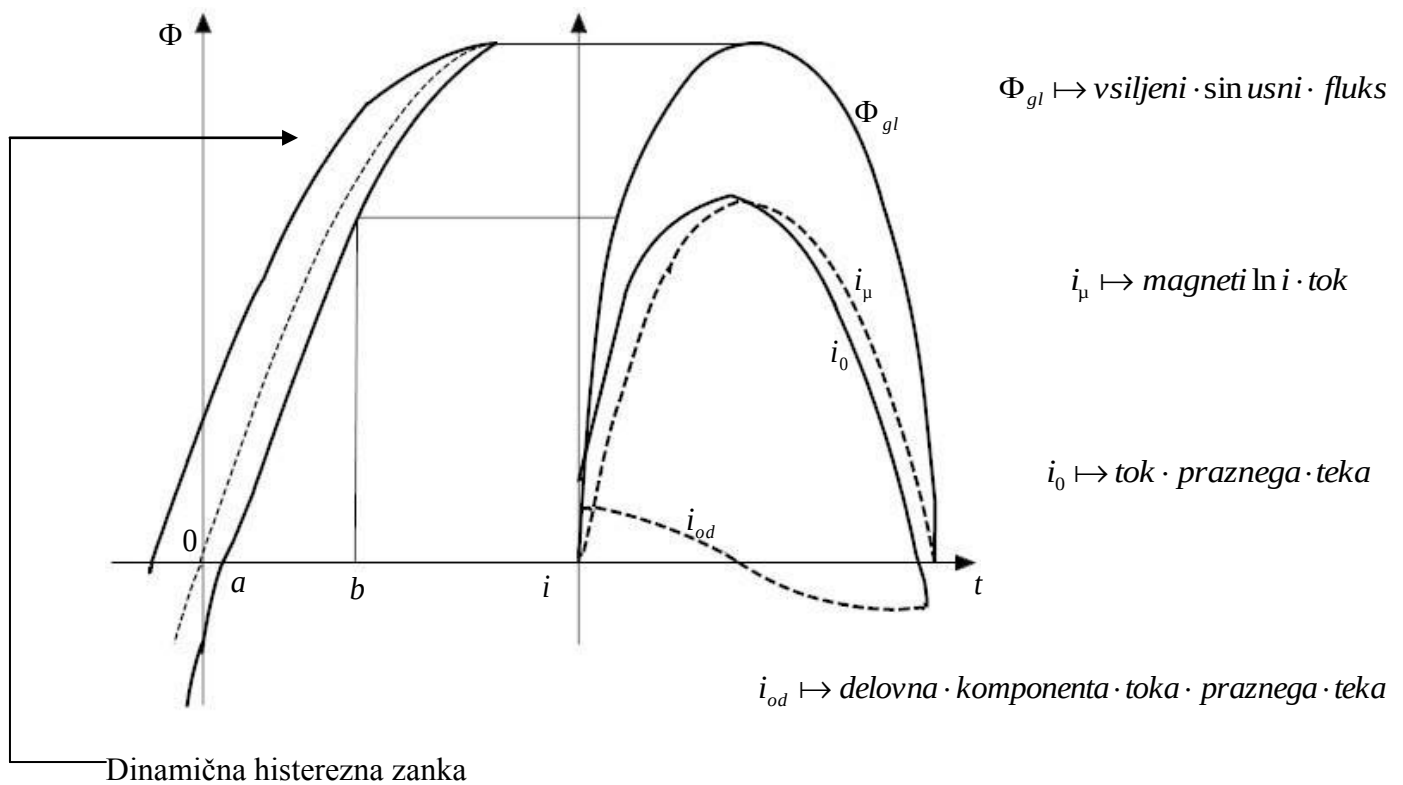
17. PREIZKUS PRAZNEGA TEKA TRANSFORMATORJA. KAJ MERIMO IN KAKŠNA JE OBLIKA MAGNETNEGA TOKA?

- Pri preizkusu praznega teka transformatorja merimo napetostno prestavo. Merimo tudi izgube v železu oziroma v železnem jedru ($P_{PT} = P_{FE}$). Pri preizkusu praznega teka transformatorja so izgube na primarnem navitju zanemarljive.



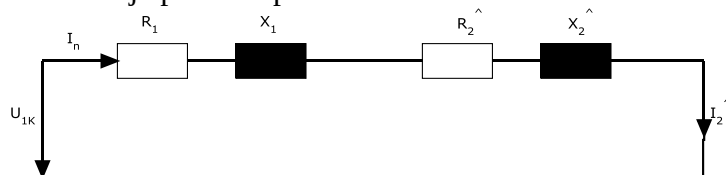
- Ker magnetenje ni linearno, graf magnetnega toka ni sinusne oblike. Nasprotno pa je sinusne oblike graf Φ_{gl} , ker je ta vezan na obliko napajalne napetosti.

$$E = 4,44 \times N \times f \times \Phi_{gl}$$



18 Preizkus kratkega stika transformatorja. Kaj merimo in kaj izračunamo?

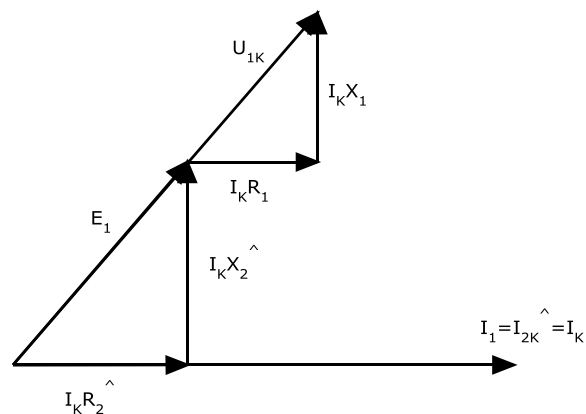
Transformator je v kratkem stiku, kadar ima na primarni strani priključeno napetost, na sekundarni strani pa so sponke vezane na kratko. Kratkostično vezje je praktično brez upornosti $Z_b = 0$. V tem primeru ni sekundarne napetosti $U_{2k} = 0$ torej se vsiljena primarna napetost porazdeli na notranje padce napetosti.



Glavni magnetilni fluks je v kratkem stiku majhen, ker je majhna inducirana napetost. Zato smemo magnetilni tok in izgubni tok zanemariti v primerjavi s kratkostičnimi tokovi v navitju. Za stanje kratkega stika transformatorja smemo tako izpustiti magnetilno vejo v vezju. Tako vidimo da je $I_k = I_{k1} = I_{k2}$, oziroma $\frac{I_{k1}}{I_{k2}} = \frac{N_2}{N_1}$, moč v kratkem stiku pa so samo izgube v navitju

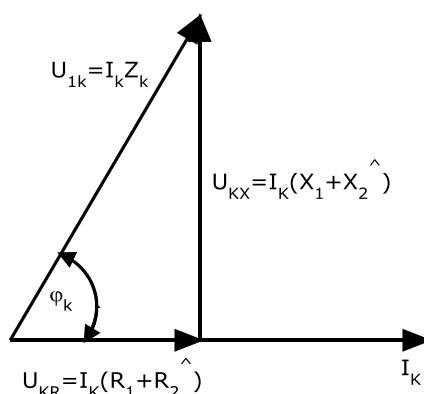
$$P_{Cu} = P_k = P_{nav} = I_k^2 R_k$$

Na kazalčnem diagramu je prikazan kratkostični tok ki povzroči padec napetosti na vseh upornostih ekvivalentnega vezja.



Če združimo oba padca napetosti na omskih in induktivnih uporih dobimo naslednjo enačbo

$$U_{k1} = I_{k1}(R_1 + R_2) + jI_{k1}(X_1 + X_2).$$



Med podatki na transformatorju je značilna kratkostična napetost U_k , to je vsiljena primarna napetost, ki je potrebna, da po transformator v kratkem stiku teče nazivni tok.

Iz zgornjega kazalčnega diagrama lahko izračunamo relativno vrednost U_k .

$$U_K = I_n Z_K = I_n \sqrt{R_K^2 + X_K^2}$$

Pri preizkušanju kratkega stika moramo paziti, da kratkostični tok I_{1k} ne preseže nazivnega toka transformatorja I_{1N} . Merimo kratkostično napetost U_K , to napetost dobimo tako, da povečujemo nazivno napetost U_{1N} in hkrati opazujemo kratkostični tok I_{1k} , ko je ta tok enak I_{1N} , očitamo vrednost U_{1N} ta vrednost je enaka U_K .

Merimo:

- Primarni tok I_{1k}
- Sekundarni tok I_{2k}
- Primarno napetost (napetost ko je $I_K = I_N$) U_k
- Moč na napajalni strani P_k

Računamo:

- Faktor moči $\cos \varphi_k = \frac{P_k}{U_{1k} I_{1k}}$
- Moč kratkega stika, to je moč ki se troši na navitju $P_{Cu} = P_k = P_{nav} = I_k^2 R_k$
- Kratkostično upornost $R_k = \frac{P_k}{I_{1k}^2}$

- Induktivno upornost $X_k = R_k \tan \varphi_k$ ali $X_k = \sqrt{\left(\frac{U_{1k}}{I_{1k}}\right)^2 - R_k^2}$
- Prestavno razmerje $K_i = \frac{I_{k1}}{I_{k2}} = \frac{N_2}{N_1}$

19. Konstrukcija in uporaba Kappovega diagrama.

Osnova Kappovega diagrama je kratkostični trikotnik padcev napetosti.

$$U_K^2 = U_{KR}^2 + U_{KX}^2$$

Kratkostični trikotnik rišemo za nazivni tok $I_2 = I_n$. Kazalci napetosti se gibljejo v dveh krogih: - v krogu K_C s središčem v C in krogu K_A s središčem v točki A. Kroga imata isti radij in je v merilu z napetostjo U_1 . Za Kappov diagram je značilno tudi to, da rišemo v relativnih vrednostih napetosti. Imamo tudi štiri značilne pozicije: 1.) čista kapacitivna obremenitev, 2.) čista ohmska obremenitev, 3.) čista induktivna obremenitev, ter 4.) čisti generator delavne moči.

Zanimivi sta tudi točki 1 in 2, kjer sta napetosti U_1 in U_2' enaki.

$U\varphi$ sprememba napetosti

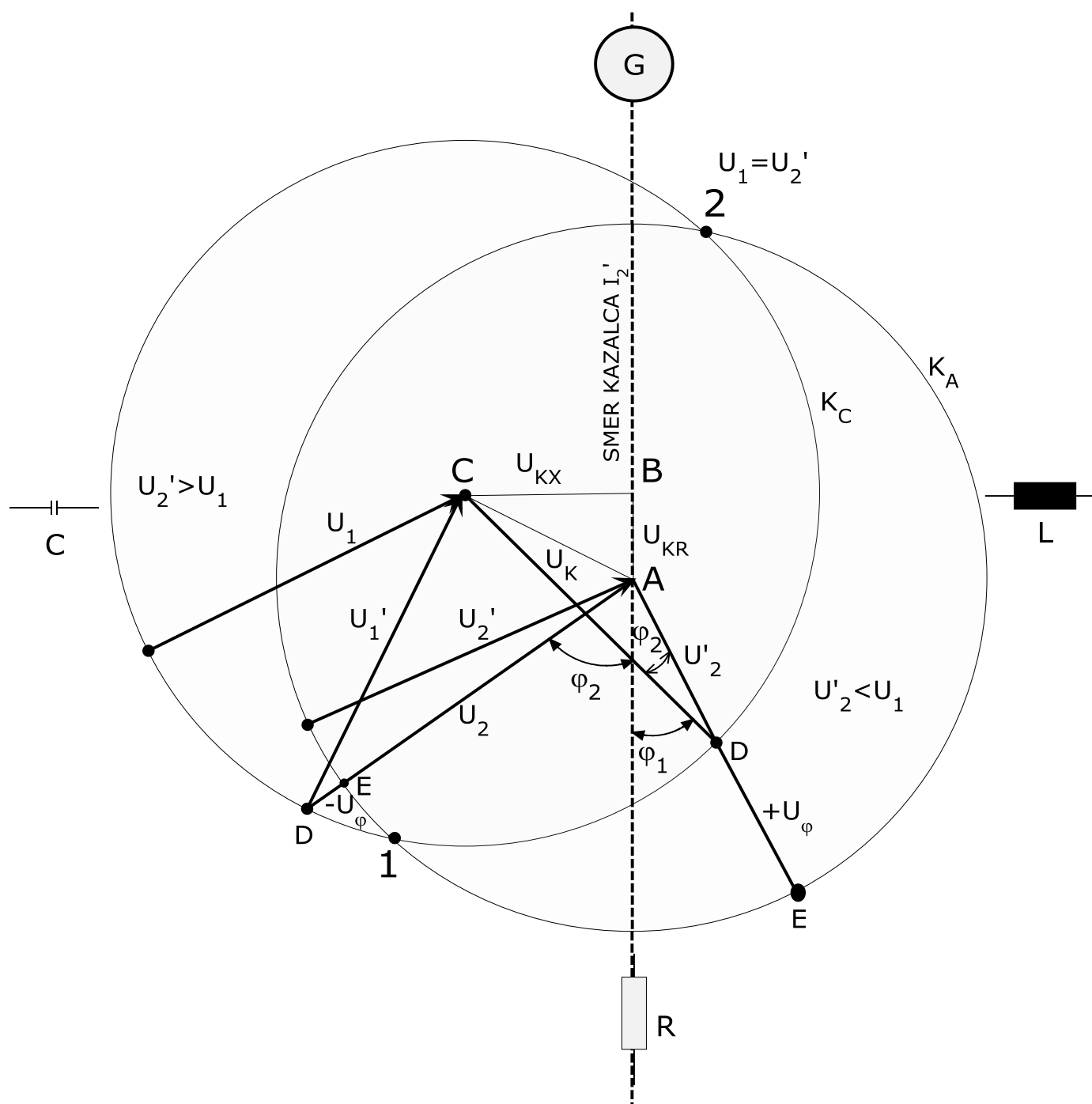
φ_2 kot obremenitve

$I'_2 = I_1 = I_n$ nazivni bremenski tok

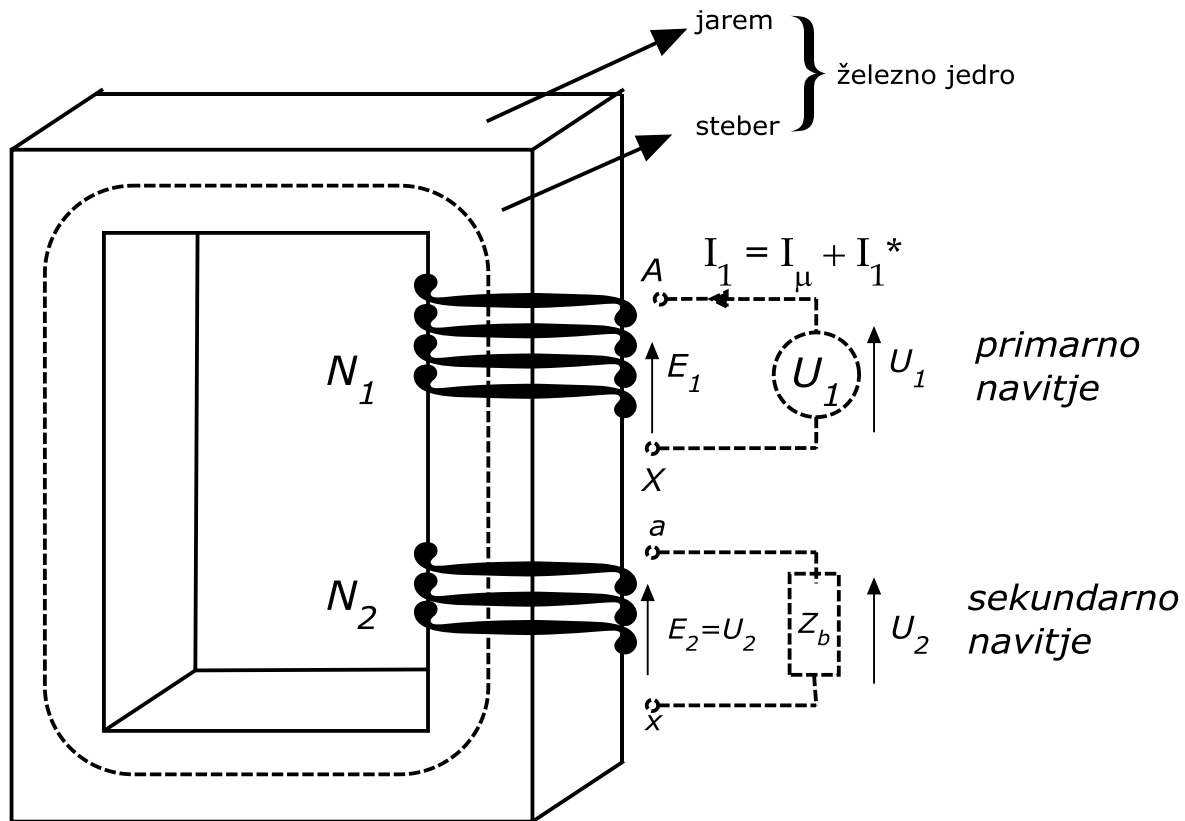
U_1 primarna napetost

U_2' sekundarna napetost

φ_1 primarni fazni kot



20. KAKO DELUJE TRANSFORMATOR? (idealni transformator, fizikalna slika)



Slika: Shema idealnega transformatorja

Na sliki vidimo da oklepata magnetni fluks Φ_{gl} , zaradi katerega se v ovojih vsakega navitja inducira napetost $E_1 = 4,44 \cdot N_1 \cdot f \cdot \Phi_{gl}$, $E_2 = 4,44 \cdot N_2 \cdot f \cdot \Phi_{gl}$

Razmerju obeh napetosti pravimo napetostna prestava $\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2}$

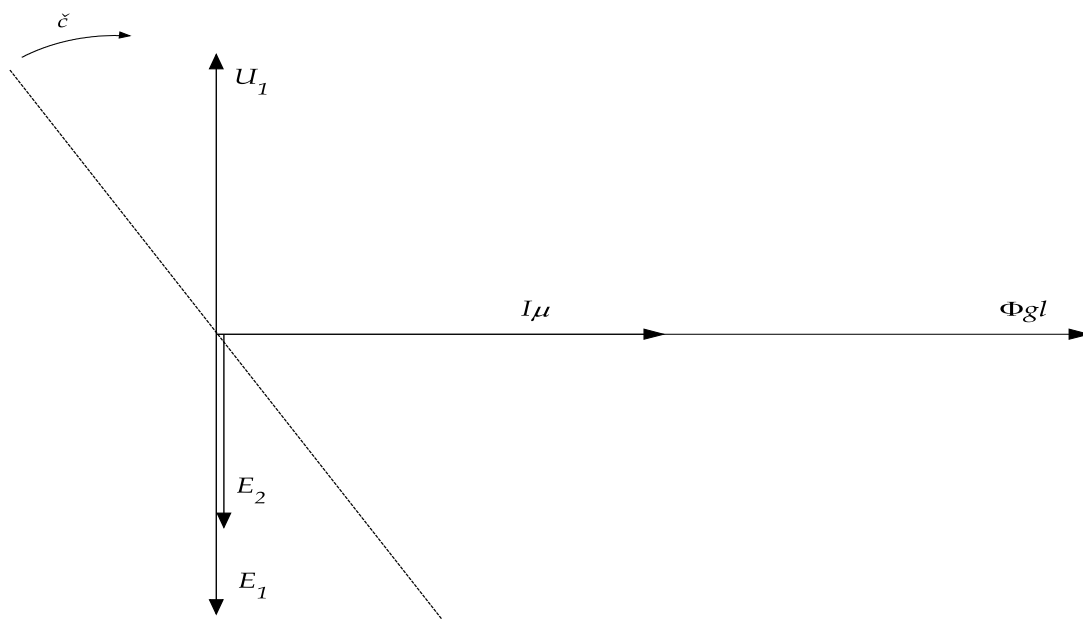
Napetostno ravnotežje:

Na primer priključimo električni vir U_1 . Če zanemarimo stresanje in ohmsko upornost navitja imamo v zaključnem krogu samo dve napetosti: U_1 in inducirano napetost primarnega navitja E_1 . Po Kirchhoffu velja enačba $U_1 + E_1 = 0$

Napetost, ki jo inducira skupni glavni fluks Φ_{gl} , smatramo kot gonilno. Izkoriščamo jo kot nov izvor napetosti v vseh navitjih transformatorja. Inducirano napetost se vedno ravna po vsiljeni napetosti zunanje izvora. Inducirani napetosti pa se prilagodi fluks Φ_{gl} po enačbi $E = 4,44 \cdot N \cdot f \cdot \Phi_{gl}$. Da se ta vzbudi, mora iz izvora teči magnetilni tok I_μ , ki ga določajo

lastnosti magnetne poti v jedru $I_\mu = \frac{V_{cel}}{N}$, $V_{cel} = R_m \cdot \Phi$

Napetosti in magnetilni tok lahko predstavimo tudi s kazalci:



Slika: Kazalčni diagram napetosti in tokov transformatorja

Obrazložitev:

Vsiljeni napetosti U_1 drži ravnotežje inducirana napetosti $E_1 = -U_1$, ki je za pol periode (180°) fazno premaknjena. Magnetilni tok I_μ je induktivni tok zato zaostaja za četrt periode (90°) za gonilno napetostjo U_1 . Z I_μ je vedno v fazi fluks Φ_{gl} . Ker se napetost inducira v vseh ovojih enako je sekundarna napetost E_2 v fazi s primarno napetostjo E_1 . Po velikosti se razlikujeta za prestavo $\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2}$.

Obremenitev idealnega transformatorja:

Sekundarna napetost. E_2 uporabimo kot vir napetosti in nanjo priključimo breme

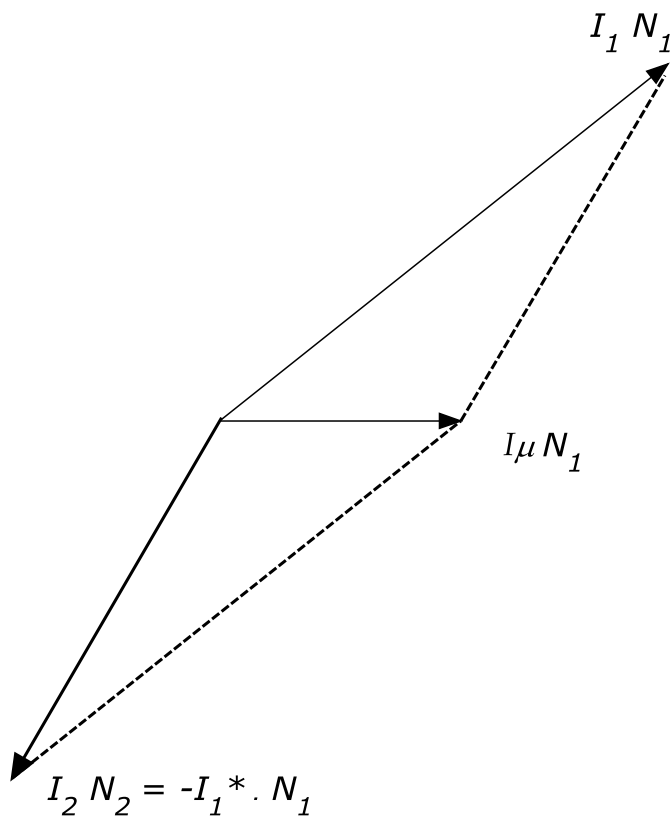
$Z_b = R_b + jX_b$. E_2 bo za to pognala tok $I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{R_b^2 + X_b^2}}$, ki zaostaja za fazni kot

$\tan \varphi_2 = \frac{X_b}{R_b}$. Na sponkah sekundarnega navitja imamo napetost $U_2 = Z_b \cdot I_2$ ki

predstavlja padec napetosti na bremenu, velja enačba $E_2 - I_2 \cdot Z_b = E_2 - U_2 = 0$.

Sekundarni tok I_2 teče po sekundarnih ovojih in dodatno magneti jedro. Kljub dvojnemu magnetenju $I_\mu \cdot N_1 + I_2 \cdot N_2$, Φ_{gl} ostaja konstanten saj minimalna diferenca med E_1 in U_1 požene dodatni tok I_1' ki ohranja napetostno ravnotežje. To se odvija samo od sebe, dodatni tok se porablja iz vira. Velja enačba $I_\mu \cdot N_1 + I_2 \cdot N_2 + I_1' \cdot N_1 = I_\mu \cdot N$. Po

primarnem navitju torej teče vsota tokov $I_\mu + I_1'$. Magnetno jedro je tako magneteno z dvema tokovima I_1 in I_2 v dveh navitjih.

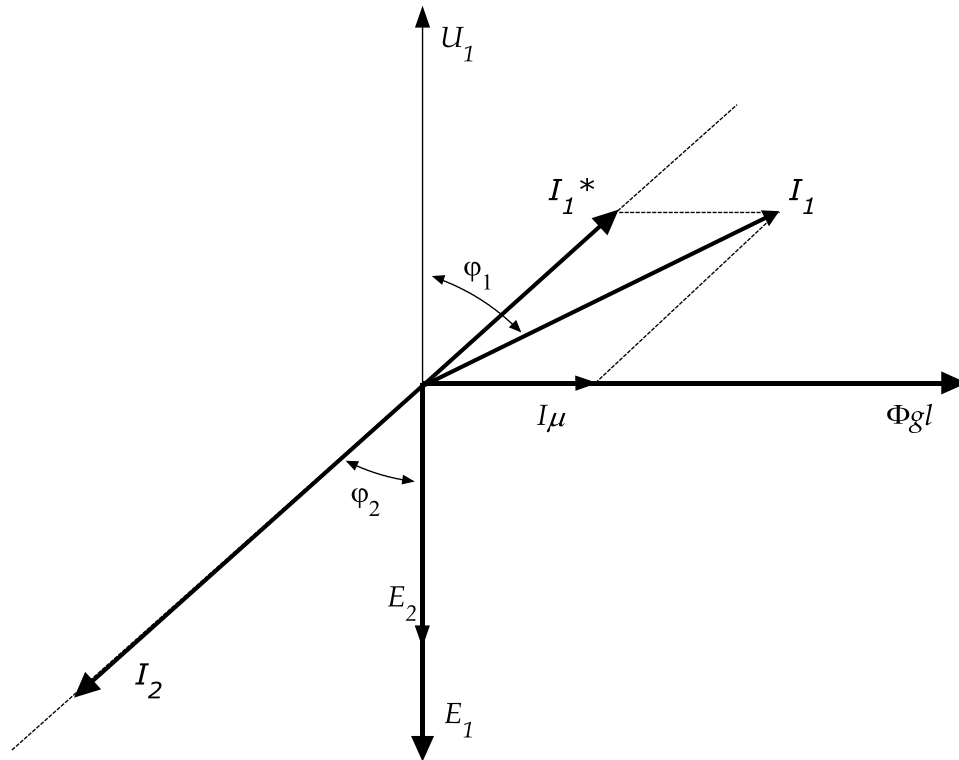


Slika: Tokovi za magnetenje jedra

Bremenski tok I_1' v primarnem navitju mora kompenzirat magnetno napetost toka I_2 zato velja enačba $\frac{I_1'}{I_2} = \frac{N_2}{N_1}$. Tej enačbi pravimo tudi tokova prestava transformatorja.

Na sliki vidimo, da je primarni tok I_1 bolj induktivnega značaja kot I_2 , ker je $\varphi_1 > \varphi_2$. Vzrok je magnetilni tok I_μ , ki je izrazito induktiven in del toka I_1 .

Moč ki se prenaša pri idealnem tr. je v primarju enaka $U_1 \cdot I_1 = U_1 \cdot I_1' + U_1 \cdot I_\mu$ in v sekundarju enaka $U_2 I_2 = U_1 \cdot I_1'$. Primarna navidezna moč se prenese na sekundar in se porabi na bremenu. Del te moči $U_1 \cdot I_\mu$ pa se porabi za magnetenje jedra.



Slika: Dopolnjen kazalni diagram

21. Konstruktivske značilnosti transformatorjev (magnetno jedro, tipi hlajenja itd.).

Glavni sestavni deli transformatorja so: feromagnetno jedro, navitje in konstrukcijski deli s hladilno napravo.

-FEROMAGNETNO JEDRO

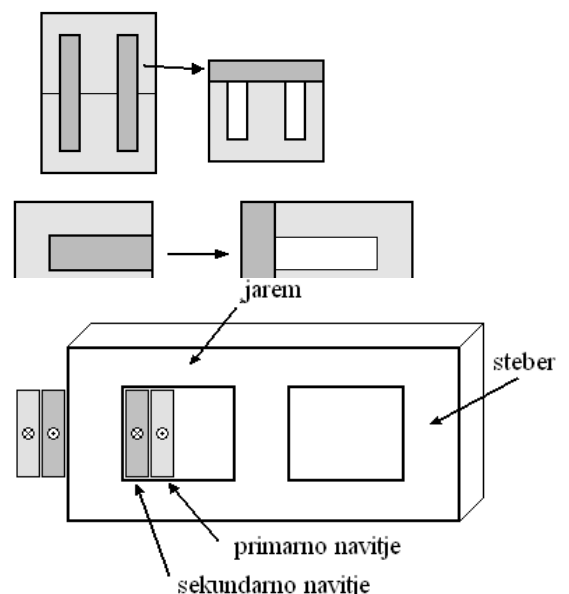
Železno jedro vodi izmenično magnetno polje. Zgrajeno mora biti tako, da se čim lažje magneti in da ima čimmanj izgub.

Največkrat je iz zlitine železa s 4-7% silicija. Dobimo ga v obliki pločevin, debelih približno 0,35mm. Pločevine so enostransko ali dvostransko izolirane.

Pri majhnih (običajno enofaznih) transformatorjih so valjane po toplem postopku, običajne magnetne gostote pa so med 1,3T – 1,55T. Pločevina je rezana po takem postopku, da je čimmanj odpada.

Pri velikih strojih pa so pločevine valjane po hladnem postopku in se dobro magnetijo v smeri valjanja, so magnetno orientirane. Običajne vrednosti magnetne gostote so od 1,75 – 1,85T. Pri transformatorjih višjih frekvenc so jedra lahko tudi praškasta, tako da so v največji možni meri onemogočeni vrtilni tokovi.

Jedro trifaznega transformatorja je običajno tristebno.



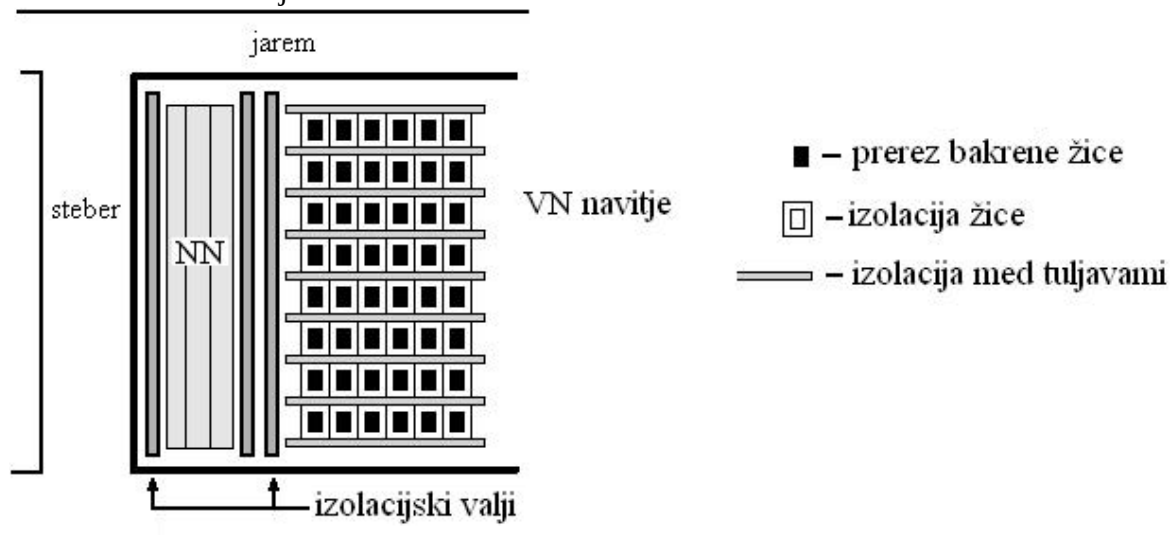
Vendar pride pri večjih močeh do problema pri transportu, ker so takšni transformatorji previsoki. Tedaj se uporabi petsteborno jedro. Na vsaki strani transformatorja je dodan še po en steber, ki pa ne nosi navitja. Izkaže se, da je magnetni pretok srednjih stebrov večji za $\sqrt{3}$ krat, tako da se lahko za enako moč zmanjša prerez jedra, in s tem se zmanjša višina.

-NAVITJE

Električni del transformatorja ima vsaj dve navitji. Navadno ju imenujemo visokonapetostno in nizkonapetostno navitje. Posamezne ovoje navitij konstrukcijsko združimo v večje skupine, ki so različno sestavljene in razporejene. Vodniki za navitja so iz elektrolitskega bakra, ki je mehko odžarjen, da se lepo upogiba. Majhni prerezi vodnikov so okrogli, večji pa so pravokotni.

Transformatorji majhnih moči so običajno suhi oz. zračni. Nimajo izolirne tekočine. Izolacija žic je navadno sintetičen lak, tuljavična in slojna izolacija pa sta iz umetnih mas v obliki trakov ali folij.

Transformatorji velikih moči so v transformatorskem olju. Olje je obenem izolacija in hladilna snov. Izolacija žice, tuljavična in slojna izolacija so iz papirja, ki se prepoji s transformatorskim oljem.



-HLAJENJE

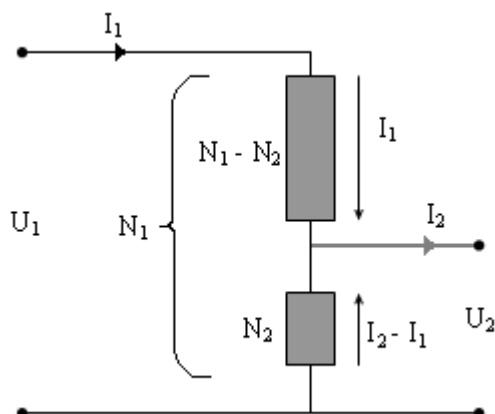
Tipi hlajenja so odvisni od moči transformatorja. Za transformatorje zelo majhnih moči, do okoli 20 KVA ni potrebe po dodatnem hlajenju. Za 50 KVA pa do nekje 1 MVA je dovolj dobro narebena površina. Večji transformatorji so večinoma oljni, in pri močeh, večjih od 1 MVA so nameščeni radiatorji, ki še povečajo površino za hlajenje. Skozi radiatorje se pretaka olje s pomočjo naravnega kroženja zraka, konvekcije. Pri še večjih močeh (>100MVA) so dodane oljne črpalke za prisilno kroženje olja in ventilatorji. Za ohlajevanje se uporablja tudi vodno hlajenje. Pri največjih transformatorjih pa se uporablja velike hladilne centrale, z avtomatskim reguliranjem hlajenja.



22. Avtotransformator:

Imenovan tudi varčni transformator ali transformator v varčni vezavi

Inducirano napetost, ki se inducira v prim. navitju izkoristimo kot sekundarni vir napetosti. Tako postane sekundarno navitje del primarnega. Primarna in sekundarna stran sta galvanjsko povezani z vodnikom in med seboj nista izolirani kot pri običajnem transformatorju. S tem prihranimo del navitja, od tod tudi ime varčni transformator. Da ocenimo prihranek, pogledjmo transformatorjevo prehodno in tipsko moč.



$$U_1 = U_{ov} N_1$$

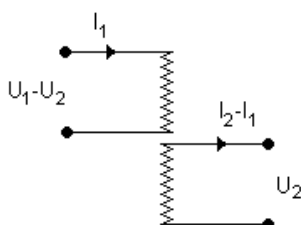
$$U_2 = U_{ov} N_2$$

$$I_1(N_1 - N_2) = (I_2 - I_1)N_2$$

$$I_1 \cdot N_1 = I_2 \cdot N_2$$

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2}$$

Prehodna moč P_p je tista, ki prehaja od primarnih sponk transformatorja na sekundarne.



Tipska moč P_t pa je tista, ki se transformira preko magnetnega polja, ki bi jo imel klasični transformator pri običajni izvedbi z

ločenima navitjima, sestavljen iz enake količine materiala a katero velja $P_p = P_t$.

$$P_t = (U_1 - U_2) \cdot I_1 = U_2 (I_2 - I_1)$$

$$P_p = U_1 I_1 = U_2 I_2$$

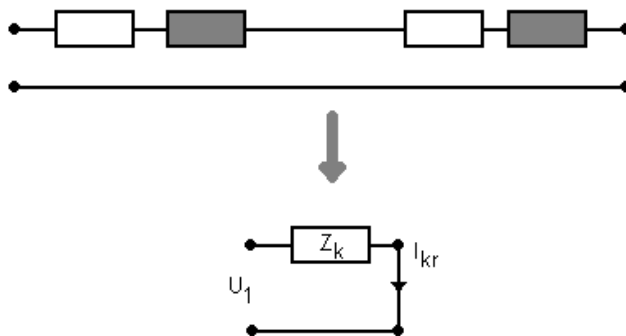
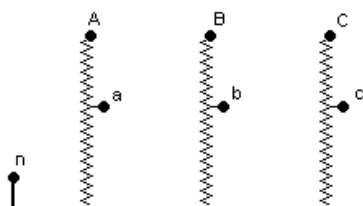
Velikost AT v primerjavi z navadnim dobimo iz razmerja $\frac{P_t}{P_p} = 1 - \frac{U_2}{U_1}$. In čim bližje je

napetostna prestava $U_1 / U_2 = N_1 / N_2$ vrednosti 1 manjši je AT v primerjavi z navadnim. Pri velikih prestavnih razmerjih postane AT vse bolj enak navadnemu. Moč, ki jo je zmožen prenašati pa se dobi iz razmerja:

$$\frac{P_p}{P_t} = \frac{1}{1 - N_2 / N_1}$$

in velja, da je prenosna moč čim večja, bolj ko se razmerje N_1 / N_2 približa vrednosti 1. Pri velikih prestavah prihranek izgine.

Tri-fazni avtotransformator:



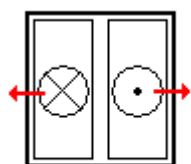
$$u_k = \frac{I_n \cdot Z_k}{U_{mf}} \cdot 100$$

$$u_k \dots I_n$$

$$U_1 \dots I_{kr}$$

Sledi: $I_{kr} = \frac{100}{U_k} \cdot I_n$ in če predpostavimo, da ima transformator $u_k=4\%$, velja, da je $I_{kr}=25I_n!!$

Nasprotno delujoči sili, zaradi nasprotnih tokov sta lahko s rangi 120N/mm^2 !



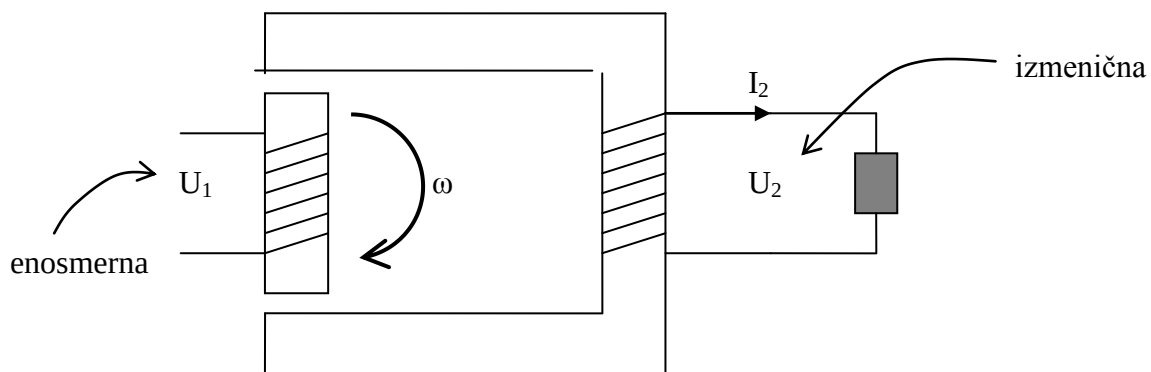
120N/mm^2

1. Kako iz transformatorja nastane sinhronski stroj? Osnovna razlika med strojema.

Transformator je statični stroj, ki za svoje delovanje izrablja pojav inducirane napetosti. Na eni strani feromagnetnega jedra imamo primarno navitje, kjer je ponavadi višja napetost, na drugi strani pa sekundarno navitje, kjer je ponavadi nižja napetost. Preko feromagnetnega jedra usmerimo fluks iz enega navitja skozi drugo in s tem omogočimo prenos moči.

Transformatorje največkrat uporabljamo za zvišanje ali znižanje napetosti (prestava transformatorja je > 1), lahko pa tudi le za galvansko ločitev (prestava = 1).

Sinhronski stroj dobimo iz transformatorja tako, da enemu navitju omogočimo vrtenje. Ta del SS imenujemo Rotor, mirujočemu delu pa pravimo Stator. Med obema glavnima deloma stroja pa je zračna reža.



Rotor napajamo z enosmernim vzbujačnim tokom I_v , na statorju pa se inducira izmenična napetost U_2 . Seveda je povsem vseeno, ali je vzbujačno navitje na rotorju ali statorju, tako poznamo veliko vrst različnih izvedb SS.

Glavna razlika med strojema je torej v vrtljivem, rotorskem delu, ki pretvarja električno energijo v mehansko, kadar je v motorskem obratovanju in obratno, kadar je v generatorskem obratovanju. Pri transformatorju pa gre le za prenos, modifikacijo električne energije, pravimo tudi, da je transformator statičen stroj, medtem ko je SS dinamičen stroj. Pomembna razlika med strojema je tudi v tem, da moramo transformator vzbujači z izmenično napetostjo, če želimo imeti izmenični fluks, oziroma izmenično napetost na sekundarju, medtem ko pri SS z vrtenjem rotorja dosežemo, da se enosmerna napetost inducira v izmeničen fluks.

Pri transformatorju inducirana napetost zaostaja za magnetnim poljem za 90° , medtem ko pri SS prehiteva za 90° .

Sinhronske stroje dandanes najdemo v najrazličnejših napravah, tako v generatorskem, kot v motorskem delovanju. So glavni generatorji v vseh vrstah elektrarn, termo, hidro, nuklearnih.... Dandanes ti generatorji že dosegajo moči 2500 MW. Nasprotno pa srečamo sinhronske stroje tudi v najmanjših izvedbah, kjer moči ne presegajo nekaj mW, ali celo nekaj μW .

2. KAKO DELUJE SINHRONSKI STROJ (FIZKALNA SLIKA)?

- Sinhronski stroj je sestavljen iz rotorja in statorja.
- Rotor je vzbujan enosmerno ali iz trajnega magneta. Vrti se s sinhronsko frekvenco n_s .
- V statorju, ki ima večfazno navitje, se zaradi spreminjanja polja ob njegovem vrtenju inducira izmenična napetost. Ker so palice induktivnega navitja krajevno premaknjene in ker so tokovi fazno zamaknjeni, se tudi statorsko polje premika.
- Frekvenca in faza teh tokov morata biti tolikšni, da se statorsko polje vrti z enako kotno hitrostjo kot rotor. Le tako nastane med osema rezultirajoči konstanten navor.
- Sinhronski stroj deluje le v sinhronizmu:
$$\eta_s = \frac{f \times 60}{p}$$

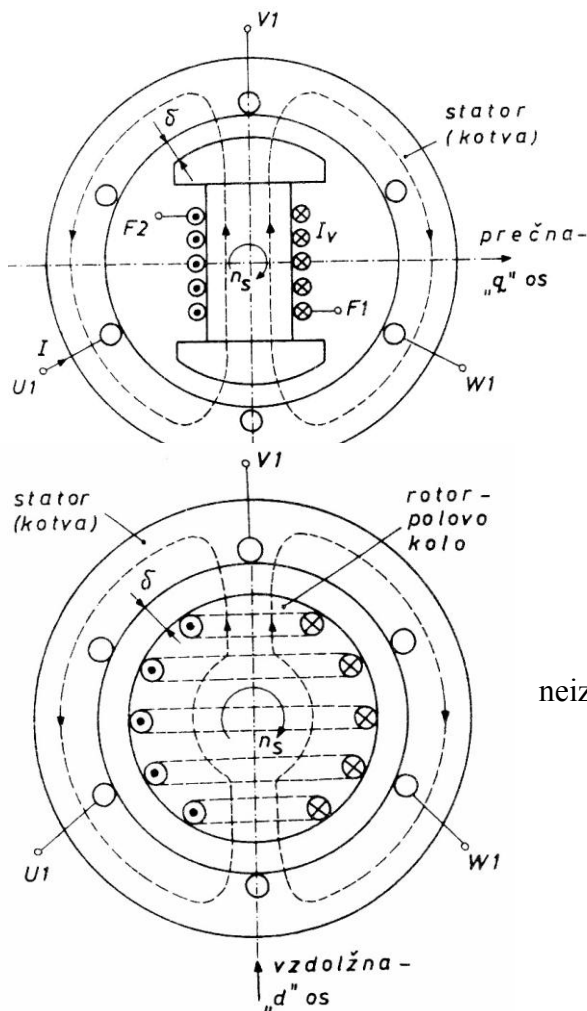
FIZIKALNA SLIKA JE PRI VPRAŠANJU 3

3. Konstrukcijske značilnosti sinhronskega stroja (zgradba in izvedbe, tipi rotorjev, število polov).

Sinhronski stroj ima mirujoči del ali stator in vrteči del ali rotor, ki sta ločena z zračno režo. Zračna reža med obema deloma stroja omogoča gibanje stroja. Na enega od obeh glavnih delov stroja je nameščeno eno ali več navitij za vzbujanje magnetnega polja. Na drugem delu so običajno navitja, v katerih se inducira napetost. Lahko pa celo eno samo navitje prevzame obe vlogi.

Ločimo dve konstrukcijski izvedbi, in sicer stroj z izraženimi poli na rotorju in stroj z neizraženimi poli ali stroj s cilindričnim rotorjem.

Pri stroju z izraženimi poli je zračna reža funkcija časa, $\delta = f(x)$



Pri stroju z zračna reža $\delta = \text{konst.}$

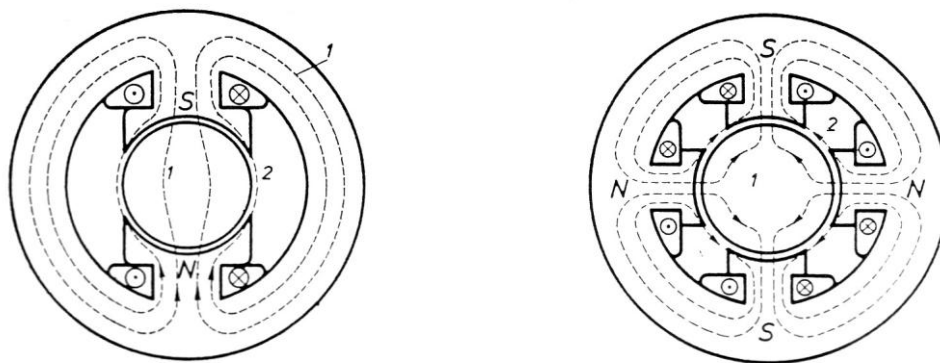
neizraženimi poli pa je

SS imajo lahko različno število polov, glede na to za kakšne namene se uporabljajo in kako hitro se morajo vrteti. Pri frekvenci 50Hz se bo najhitreje vrtel dvopolni stroj s 50 vrtljaji na sekundo ali 3000 obrati na minuto.

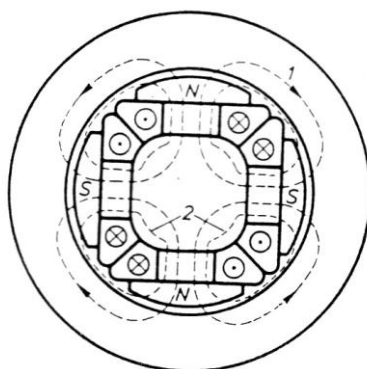
Sinhronski generatorji, ki jih recimo ženejo vodne turbine ali dieselski motorji, se vrtijo počasneje kot turbogeneratorji, zato so večpolni. Že za $p > 1$ uporabljamo izvedbe rotorjev z izraženimi poli. Praktično vsi sinhronski motorji so večpolni in zato z izraženimi poli.

Obstajajo izvedbe v razponu od štirih polov ($p = 2$) pa vse do izredno počasi tekočih hidrogeneratorjev s 100 poli in več.

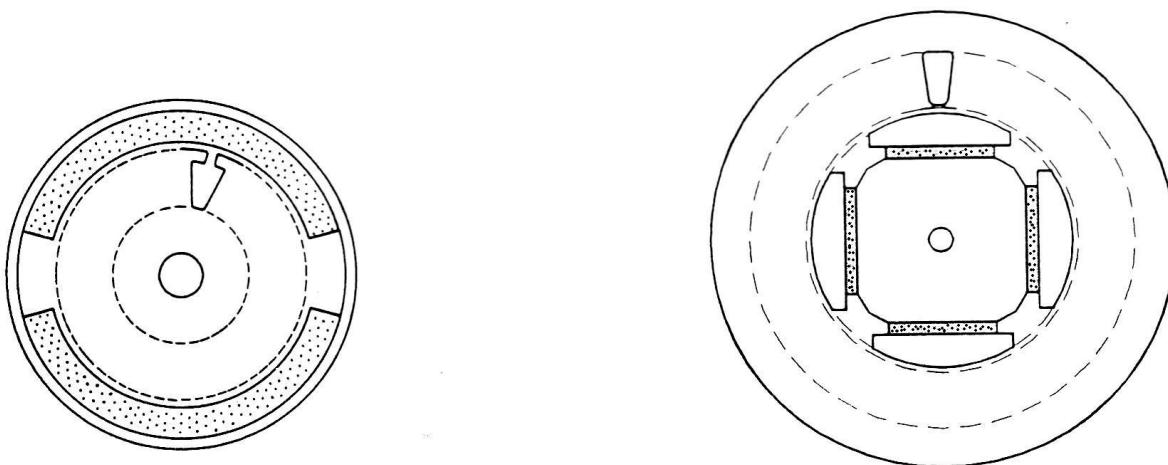
primer SS z izraženimi poli in vzbujalnim navitjem na statorju, 2 polni in 4 polni:



Lahko pa imamo vzbujalno navitje tudi na rotorju z izraženimi poli:



Na vzbujalno navitje je pritisnjena enosmerna ali izmenična napetost. Namesto vzbujalnega navitja, napajanega z enosmerno napetostjo, lahko uporabimo tudi trajne magnetne. Ti so prav tako lahko nameščeni na statorju ali rotorju (trajni magneti so označeni pikčasto):



4. Transformatorska in generatorska inducirana napetost (izpeljava generatorske)

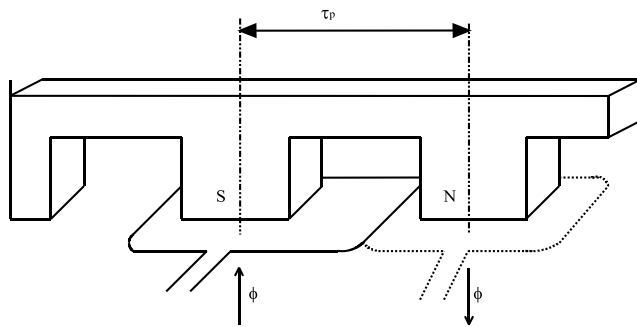
Transformatorska inducirana napetost

Električni stroji so opremljeni z navitji. Na en ali drug način povzročimo spremembo magnetnega fluksa, ki inducira nato napetost. Vzemimo za primer navitji, ki oklepata magnetni fluks v železnem jedru. Naj se magnetni fluks spreminja po sinusnem časovnem zakonu $\Phi = \Phi_m \sin \omega t$, kjer je krožna frekvenca $\omega = 2\pi f$ in je f frekvenca v Hz. Trenutna vrednost inducirane napetosti bo $e = N\Phi_m \omega \cos \omega t$, ki je zopet sinusna časovna funkcija, vendar za $\frac{1}{4}$ periode časovno premaknjena. Ta inducirana napetost lahko v svojem tokokrogu navitja proizvaja električno moč, ki se je na ta način transformirala iz vzbujalnega izvora magnetnega polja. Ta napetost se zato imenuje transformatorska inducirana napetost, ki jo

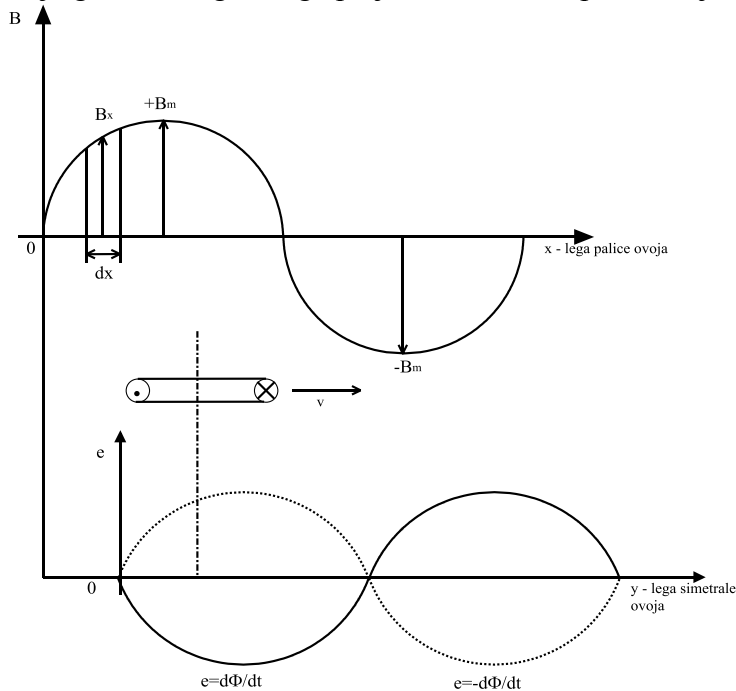
zapišemo: $E = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} Nf\Phi_m = 4,44Nf\Phi_m$.

Generatorska inducirana napetost

Na sliki imamo ovoj, ki se giblje od magnetnega pola S proti magnetnemu polu N. Vzemimo,



da je gostota magnetnega polja vzdolž smeri premikanja razdeljena po sinusu, kot je na sliki



Ko se premakne ovoj iz polno narisane lege v črtkano narisano lego, se spremeni magnetno polje od $+\Phi$ do $-\Phi$ v času premika t . Pri tem pa se samo magnetno polje ni spremenilo. V ovoju se inducira napetost, ki ji pravimo gibalna inducirana napetost.

Sprememba magnetnega fluksa pri levi palici ovoja je $d\Phi = B_x l dx$ kadar se palica premakne za dx . Ker se giblje palica z enakomerno hitrostjo $v = \frac{dx}{dt}$, je časovna sprememba

magnetnega fluksa $\frac{d\Phi}{dt} = B_x l v$, kar je znana enačba za gibalno napetost. Pri N ovajih gibajoče se tuljave dobimo napetost ene stranice tuljave $e_p = N B_x l v$. Da je ta napetost enaka, če jo izračunamo iz časovne spremembe fluksa, se lahko takoj prepričamo. Magnetna gostota

je razdeljena po sinusu $B_x = B_m \sin \frac{x\pi}{\tau_p}$. Hitrost premikanja v lahko izrazimo s hitrostjo

vrtenja n , če ima stroj p takšnih polovih parov. Hitrost je tako $v = 2p\tau_p n$. Razdalja x je sedaj $x = vt = 2p\tau_p n t$. τ_p je polovna delitev, razdalja, ki odpade na en pol.

Inducirana napetost za obe stranici tuljave, ki je široka τ_p , bo dvojna, ker se v desni stranici inducira enako, samo obratno usmerjeno. $e = 2e_p = 2B_m N l 2p\tau_p n \sin(2pn\pi t)$.

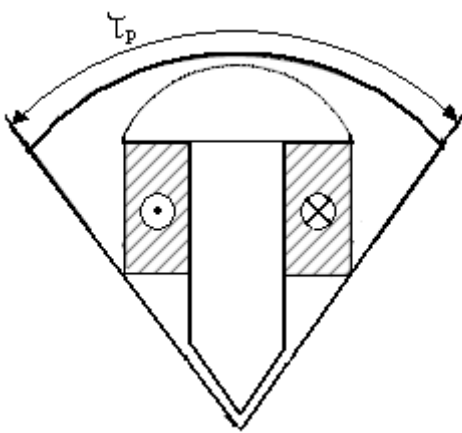
Ker je $\sin(2pn\pi) = \sin \omega t$, je $\omega = 2\pi f = 2\pi pn$. To je zveza med frekvenco napetosti in hitrostjo vrtenja $f = pn$.

Amplituda inducirane napetosti tuljave je $e_m = 4B_m N l \tau_p pn = 4B_m N l \tau_p f$. Če upoštevamo, da je pri sinusni porazdelitvi magnetne gostote B_x največji magnetni fluks, ki ga objame tuljava,

ves magnetni fluks enega pola $\Phi = \left(\frac{1}{\pi}\right) l \tau_p B_m \int_0^\pi \sin \alpha d\alpha = (2/\pi) B_m l \tau_p$, je $e_m = 2\pi N f \Phi$.

Efektivna vrednost napetosti je $E = (2\pi/\sqrt{2}) N f \Phi$, $E = 4,44 N f \Phi$, kar pomeni, da je generatorska inducirana napetost enaka transformatorski.

5. Oblika magnetnega polja rotorja pod izraženim polom (idealna, realna).

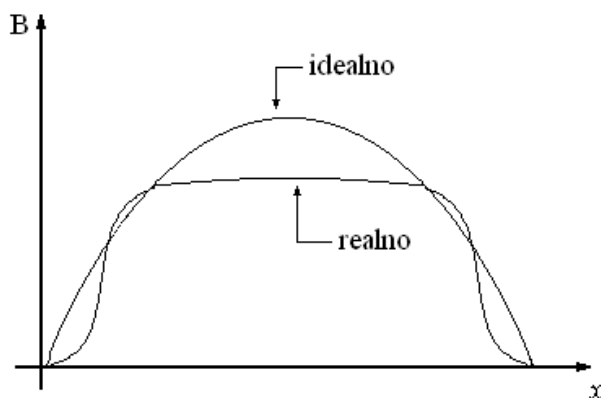


$$B = \mu_0 H = \mu_0 \frac{I N}{\delta}$$

δ - širina zračne reže

Magnetno polje B pod polom je odvisno od konstantne magnetne napetosti $\Theta = I N$ in od različne magnetne upornosti (širine zračne reže). Glavno upornost, poleg nasičenja železa, predstavlja zračna reža pod polom. V medpolovnem prostoru se zračna reža močno poveča in s tem tudi mag. upornost (B se zmanjša). S primernim oblikovanjem reže lahko dosežemo razmeroma dobro sinusno porazdelitev. Do potlačanja krivulje magnetnega polja na sredini pod polom pride, ker pride polov čevelj, pri velikih magnetnih gostotah, v nasičenje.

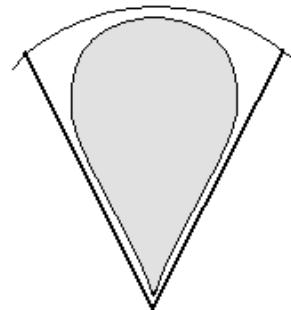
$$B = B_{1\max} \sin\left(\frac{x}{\tau_p} \pi\right) + B_{3\max} \sin\left(3 \frac{x}{\tau_p} \pi\right)$$



IDEALNO:

$$B = B_{\max} \sin\left(\frac{x}{\tau_p} \pi\right)$$

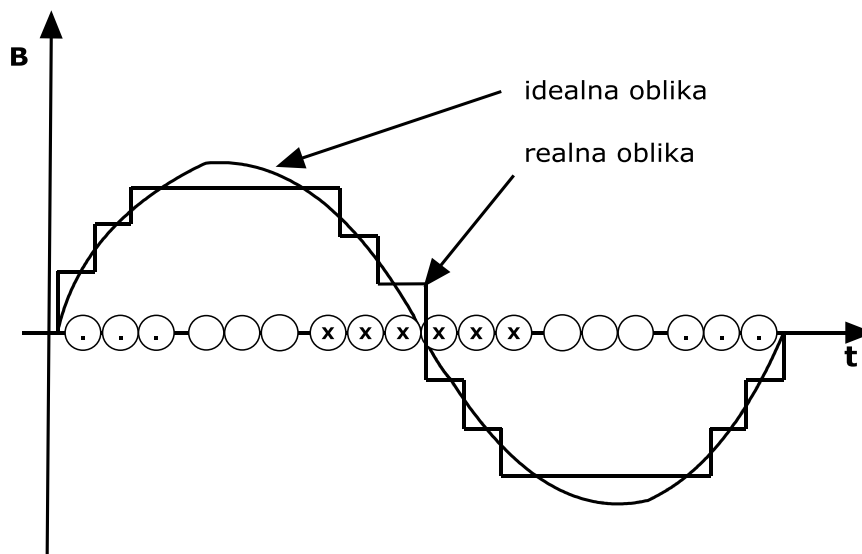
$$\delta_0 = \delta \sin\left(\frac{x}{\tau_p} \pi\right) \rightarrow \text{idealno spreminjanje zračne reže}$$



Idealno obliko magnetnega polja bi dobili, če bi imel pol obliko kaplje, vendar s tem nebi imeli prostora za ovoje.

6 Oblika magnetnega polja rotorja v cilindrični (turbo) izvedbi (idealna, realna).

Vzbujalna navitja so razporejena po utorih, običajno so zasedeni dve tretjini utorov ena tretjina pa ostane prazna, ker polno navit rotor ne vzbudi dosti večjega magnetnega polja, poleg tega se pri dve tretjinskem navitju magnetno polje bolj približa sinusumu.



Zračna reža je konstantna zato je magnetna napetost razporejena.

$$B = \mu_0 H = \mu_0 \frac{V}{\delta} \quad V_{\max} = \frac{h}{\pi} I \frac{N}{2p} f_N \quad V = V_{\max} \left(\sin \frac{x}{\tau_p} \pi \right)$$

Enačba magnetnega polja

$$B = B_{\max} \sin \left(\frac{x}{\tau_p} \pi \right)$$

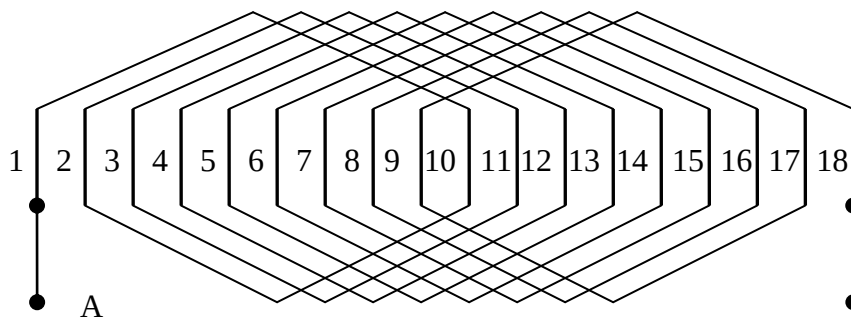
7. Hitrost vrtenja sinhronskega stroja. Pasovni faktor in faktor skrajšanja navitja. Posledice obeh

Hitrost sinhronskega stroja dobimo z naslednje enačbe:

$$v = 2p \cdot \tau_p \frac{n[\text{vrt/min}]}{60} = 2p \cdot \tau_p \frac{60f}{60p} \Rightarrow v = 2f\tau_p$$

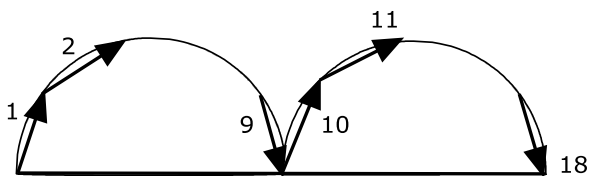
Pri čemer je $n[\text{vrt/min}] = \frac{60f}{p}$ in $\tau_p = \frac{Q}{2p}$

Pasovni faktor: Fazni veji ustreza grupa tuljav.

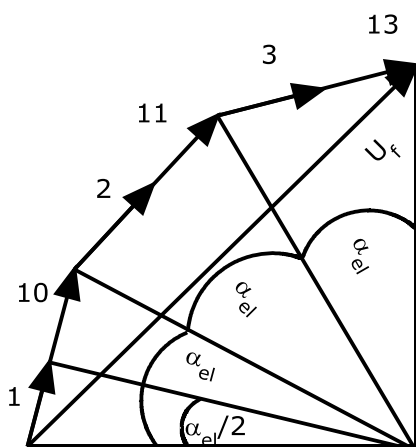


Slika 6: Vezava utorov

Napetosti na tuljavah ene grupe (1-10, 2-11, 3-12) so po velikosti enake, razlikujejo pa se v faznem kotu.



Slika 7: Inducirane napetosti v utorih



Slika 8: Napetost grupe U_f

Pasovni faktor je definiran kot razmerje med vsoto kazalcev teh napetosti in aritmetično vsoto (vsoto velikosti, pri čemer se kot ne upošteva). Število utorov na pol in fazno vejo je enako

$$q = \frac{N}{2pm}. \text{ Kot med dvema utoroma je enak } \alpha_{el} = \frac{360^\circ p}{N}.$$

Pasovni faktor je enak:

$$fp = \frac{\sin(q \frac{\alpha_{el}}{2})}{q \sin(\frac{\alpha_{el}}{2})}$$

Za višje harmonske pa

$$fp = \frac{\sin(q \frac{v\alpha_{el}}{2})}{q \sin(\frac{v\alpha_{el}}{2})}$$

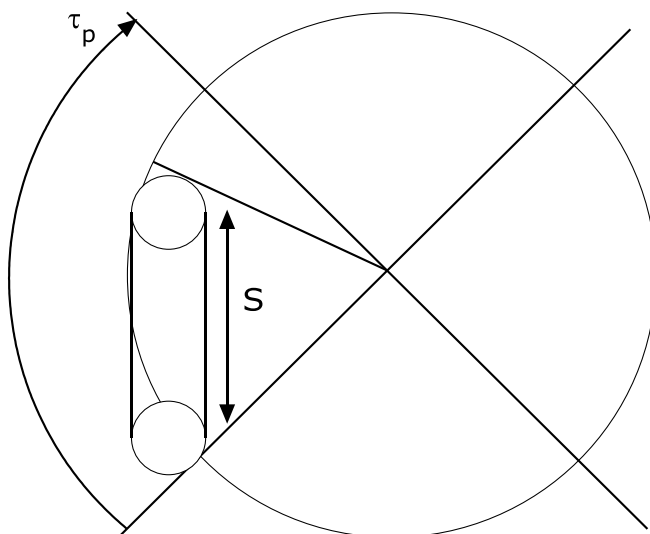
Pasovni faktor nam pove kako racionalno je izkoriščen material.

Faktor skrajšanja: Inducirane napetosti v stranicah iste tuljave nista v protifazi. Sešteti je treba kazalcete napetosti. Razmerje med kazalčno vsoto in aritmetično vsoto imenujemo faktor

skrajšanja f_s . Enak je $f_s = \sin\left(\frac{S}{\tau_p} \frac{\pi}{2}\right)$, pri čemer je S širina tuljave.

Da bi izničili določeno harmonsko komponento, uporabimo skrajšane tuljave za $\frac{\tau_p}{S}$, pri

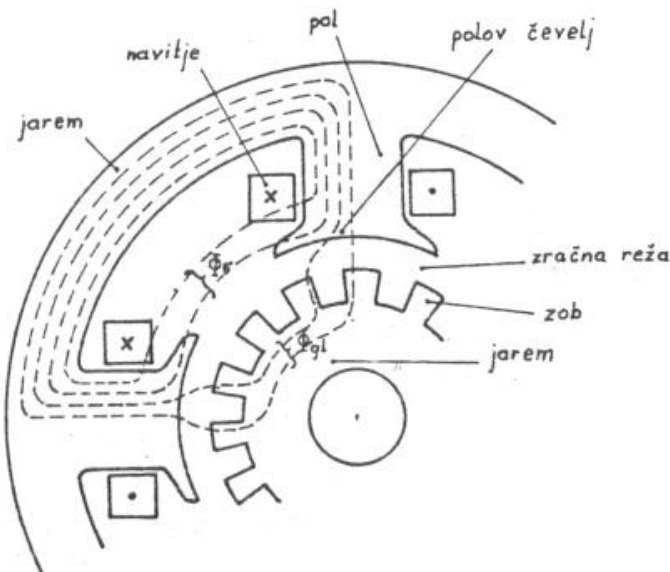
čemer je $S = \frac{2n\tau_p}{v}$.



Slika 9: Skrajšanje tuljave

8. MAGNETNO POLJE SINHRONSKEGA STROJA KI GA VZBUDI ENOFAZNO STATORSKO NAVITJE.

Glavni namen magnetnega polja je prenos moči in energije iz stoječega v vrteči se del stroja ali obratno. To magnetno polje mora tako oklepiti vsaj dve navitji in mu pravimo glavno magnetno polje ϕ_g . Prenos moči se izvrši s pomočjo inducirane napetosti. Seveda pa se magnetno polje ne vedno sklone prko obeh navitij ampak se lahko del le tega sklone v enakem navitju. Lahko se tudi raztrese po prostoru, zato mu pravimo stresano magnetno polje ϕ_σ . V rotacijskem stroju je situacija naslednja:



Slika: Glavno in stresano magnetno polje

Stresano polje prestopa iz zoba v zob preko utora, ne širi se preko zračne reže kot glavno polje. Stresana magnetna polja ki jih vzbuja izmenični tokovi, so tudi izmenična. V istem navitju, ki jih vzbuja, inducirajo napetost ki jo obravnavamo kot padec napetosti na induktivnosti stresanega navitja.

$$u_\sigma = N \frac{d\phi_\sigma}{dt} = N \frac{d\phi_\sigma}{di} \cdot \frac{di}{dt} = L_\sigma \frac{di}{dt}$$

Enačbe za gostoto magnetnega polja pri izraženih polih:

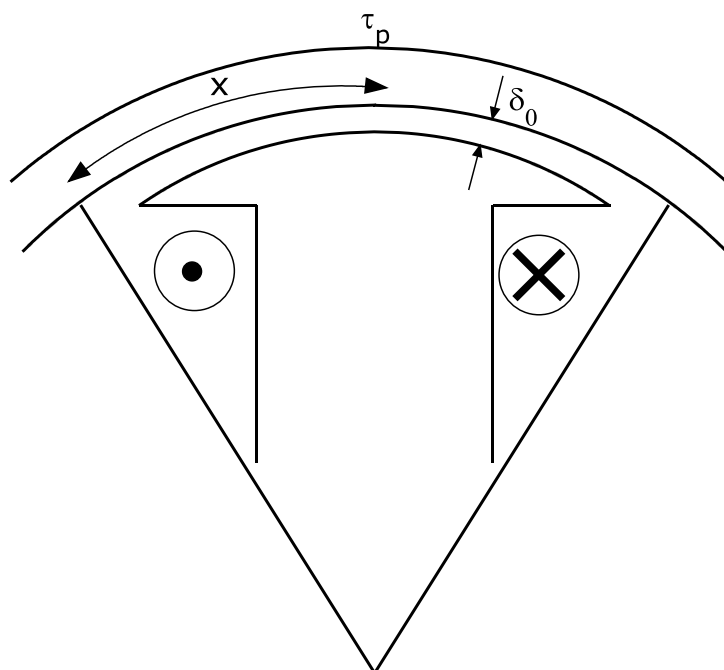
$$B = \mu_0 H = \mu_0 \frac{JN}{\delta}$$

$$B = B_{\max} \cdot \sin\left(\frac{x}{\tau_p} \cdot \pi\right)$$

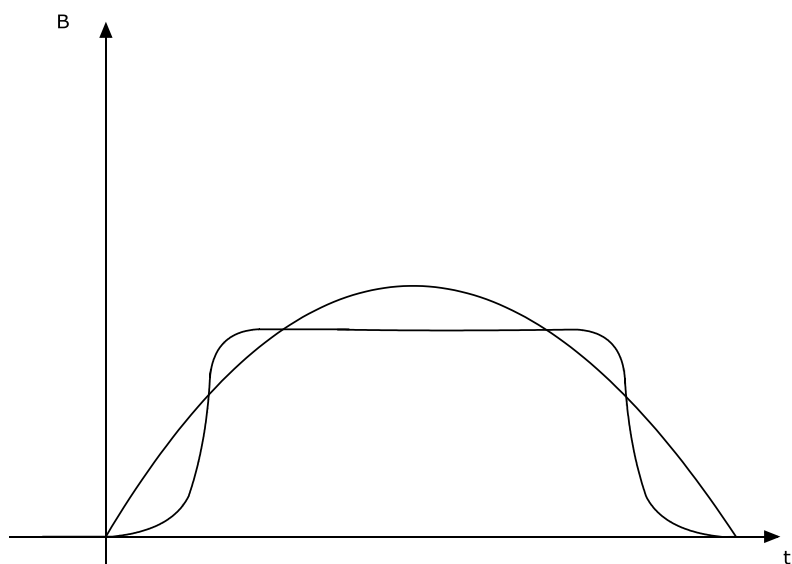
$$\delta = \frac{\delta_0}{\sin\left(\frac{x}{\tau_p} \cdot \pi\right)}$$

$$B = B_{1\max} \cdot \sin\left(\frac{x}{\tau_p} \cdot \pi\right) + B_{3\max} \cdot \sin\left(\frac{3x}{\tau_p} \cdot \pi\right)$$

Pri tem nas zanima nas samo prvi del enačbe, ker že samo navitje višjeharmonske komponente izloči.



Slika: Shema motorja, zračne reže



Slika: Potek magnetnega polja

9. Vrtilno magnetno polje trifaznega sistema:

Trifazno navitje je sestavljeno iz treh enofaznih navitji s geometrijskim zamikom za 120° . V primeru, da napajamo vzbujačno navitje z izmeničnim tokom $i = \sqrt{2} I \cos \omega t$, bo tudi vzbujanje izmenično.

Ker je v zračni reži odvisnost med vzbujanjem in magnetnim poljem:

$$b(x,t) = \frac{\mu_0 \cdot \theta(x,t)}{\delta_e}$$

In ker sta permeabilnost zraka μ_0 in zračna reža δ_e konstantni, za gostoto magnetnega polja velja:

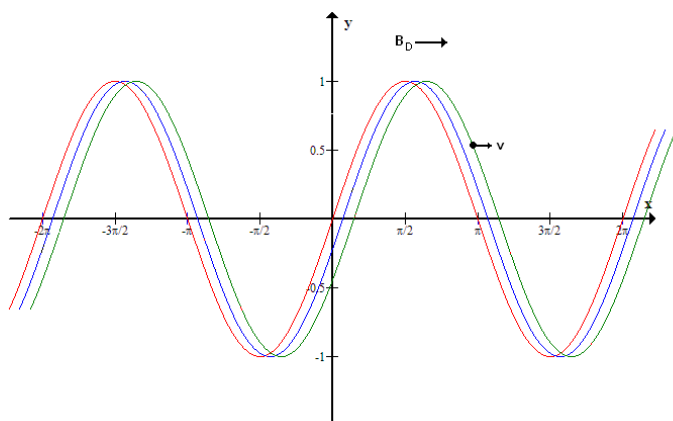
$$B = B_{\max} \sin\left(\frac{x}{\tau_p} \pi\right) \cos(\omega t), \text{ kjer je } B_{\max} = \frac{\mu_0 \cdot \theta_1}{\delta_e}$$

Krajevno polje stoji, časovno pa utripa, zato ga imenujemo tudi pulzirajoče polje. S pomočjo trigonometričnih enačb lahko vsako polje, ki časovno niha razstavimo na dve (levo in desno) vrtilni polji polovičnih amplitud.

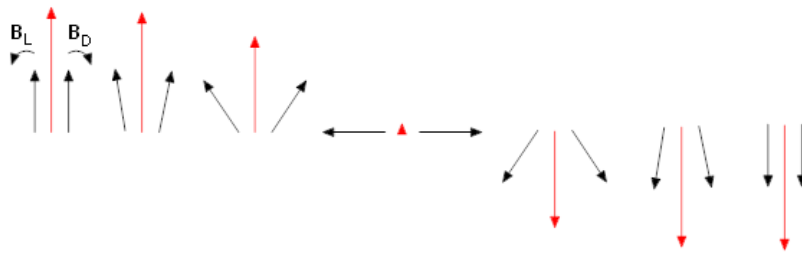
$$B_D = \frac{B_{\max}}{2} \sin(\delta - \omega t), \text{ kjer je } \delta = \frac{x}{2\tau_p} \pi$$

$$B_L = \frac{B_{\max}}{2} \sin(\delta + \omega t) \text{ kjer je } \delta = \frac{x}{2\tau_p} \pi$$

Z večanjem časa »t« se sinus pomika v desno



V vsakem trenutku je vsota plje B_L in B_D enaka $B_{\max}$



Imamo 3 desno vrteča in 3 levo vrteča polja, ki jih seštejemo.

$\Sigma B_{Di} = B_{Da} + B_{Db} + B_{Dc}$, kjer so a, b, c faze navitji

Faze so za 120° narazen, prav tako časovno.

Torej dobimo:

$$\Sigma B_{Di} = \frac{B_{\max}}{2} \cdot (\sin(\delta - \omega t) + \sin(\delta - 120^\circ - (\omega t - 120^\circ)) + \sin(\delta - 240^\circ - (\omega t - 240^\circ)))$$

Desna polja skupaj se sinusno vrtijo:

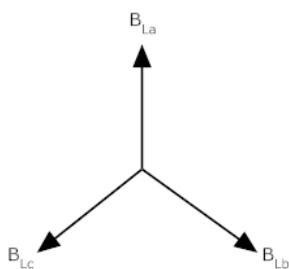
$$B_D = \frac{3B_{\max}}{2} \sin(\delta - \omega t), \text{ polje potuje z amplitudo } \frac{3B_{\max}}{2}$$

$$\text{Oz. } B_D = \frac{\sqrt{2} \cdot 3 \cdot k_n}{\pi \cdot p} \cdot I \cdot N \cdot \sin\left(\frac{x \cdot \pi}{\tau_p} - \omega t\right)$$

Sedaj seštejemo še leva polja:

$\Sigma B_{Li} = B_{La} + B_{Lb} + B_{Lc}$, kjer so a, b, c faze navitji

$$\Sigma B_{Li} = \frac{B_{\max}}{2} \cdot (\sin(\delta + \omega t) + \sin(\delta - 120^\circ + (\omega t - 120^\circ)) + \sin(\delta - 240^\circ + (\omega t - 240^\circ))) = 0$$



Vsota levo vrtečih se polj je vsota treh sinusnih funkcij, od katerih ima vsaka za 120° večji kot od prejšnje. In tako polje ima v vsaki točki prostora »x« in v vsaki časi »t« vrednost 0. Torej levo polje izgine.

Hitrost vrtilnega polja:

$$\frac{x}{2\tau_p} \pi - \omega t = \text{konstantno}$$

$$\frac{dx}{dt} = \frac{\omega \tau_p}{\pi} = \frac{2 f \pi \tau_p}{\pi} = 2 f \tau_p$$

Hitrost rotorja:

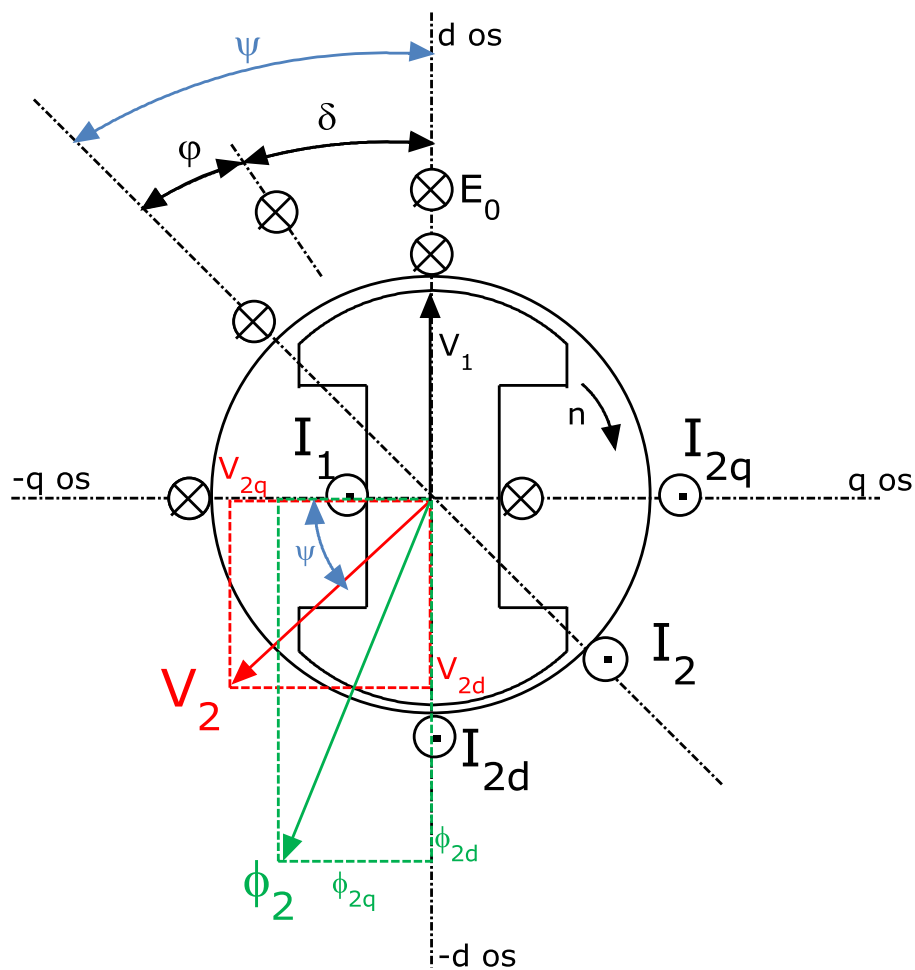
$$v = \frac{n}{60} \cdot 2p \cdot \tau_p = 2 f \tau_p$$

Sledi, da sta hitrosti rotorja in vrtilnega polja sta enaki, če tečejo po navitju simetrični tokovi. Če ta pogoj ni izpolnjen levo polje ne izgine.

10. Kaj je to reakcija indukta? Sinhronska relativna reaktanca. Zakaj prečna in vzdolžna?

Reakcija indukta(str 151-153,166)

Imenujemo jo tudi magnetno vzbujanje statorja zaradi lastnega statorskega toka. Indukt je stator, ki nosi običajno trifazno ali polifazno navitje, po katerem tečejo tokovi. Ti tokovi v statorskem navitju vzbujajo mag. polje v zračni reži. Reakcija indukta ima konstantno amplitudo in se v prostoru vrti s hitrostjo n . Statorski tokovi (reakcija indukta) morajo torej imeti isto frekvenco kot inducirana napetost, če naj se reakcija indukta vrti z isto hitrostjo kot magnetno kolo oz. rotor stroja. Statorski kratkostični tokovi dodatno magnetijo zračno režo in glavni magnetni krog stroja. Dodatno zato, ker prvotno magneti že rotorski enosmerni vzbujalni tok. Kot rezultat obeh pa je rezultirajoče magnetno polje. Oba vzbujalna toka, pri trajnem stanju, ne vplivata direktno drug na drugega, kot pri transformatorju.



Reakcija indukta V_2 za izražene pole

Vzbujanje V_1 , ki ga daje enosmerni tok I_1 v vzbujalnem navitju rotorja, leži prostorsko vedno v vzdolžni osi (zaradi nameščenega navitja). Vzbujanje statorskega toka I_2 (reakcija indukta V_2) lahko leži prostorsko v poljubni legi proti rotorju, ker je neodvisno od faznih premikov med napetostmi in tokovi v statorju. Ker imamo izražene pole, moramo reakcijo indukta V_2 razdeliti na dve smeri: 1.) V_{2d} vzdolžna smer 2.) V_{2q} prečna smer

V vzdolžni smeri deluje vzdolžna reakcija indukta: $V_{2d} = V_2 \sin \psi$

V prečni pa prečna reakcija indukta:

$$V_{2q} = V_2 \cos \psi$$

Vzdolžna reakcija indukta V_{2d} bo vzbudila sekundarni fluks ϕ_{2d} , prečna pa fluks ϕ_{2q} . Zaradi neenakosti rež v d in q smeri, bo v prečni smeri reakcija indukta V_{2q} večja kot pri vzdolžni V_{2d} . Posledica tega pa je, da rezultirajoči fluks (ϕ_2) ni v isti smeri kot rezultirajoča reakcija indukta V_2 .

Poglejmo še, kako je s tokovi in napetostmi:

Razdelimo statorski tok (I_2) na dve komponenti in dobimo:

Prečna komponenta je $I_{2d} = I_2 \sin \psi$ ter **vzdolžna komponenta** $I_{2q} = I_2 \cos \psi$.

Magnetni fluks ϕ_{2d} inducira v statorju napetost $E_{ad} = I_{2d} X_{ad}$, fluks ϕ_{2q} pa napetost $E_{aq} = I_{2q} X_{aq}$.

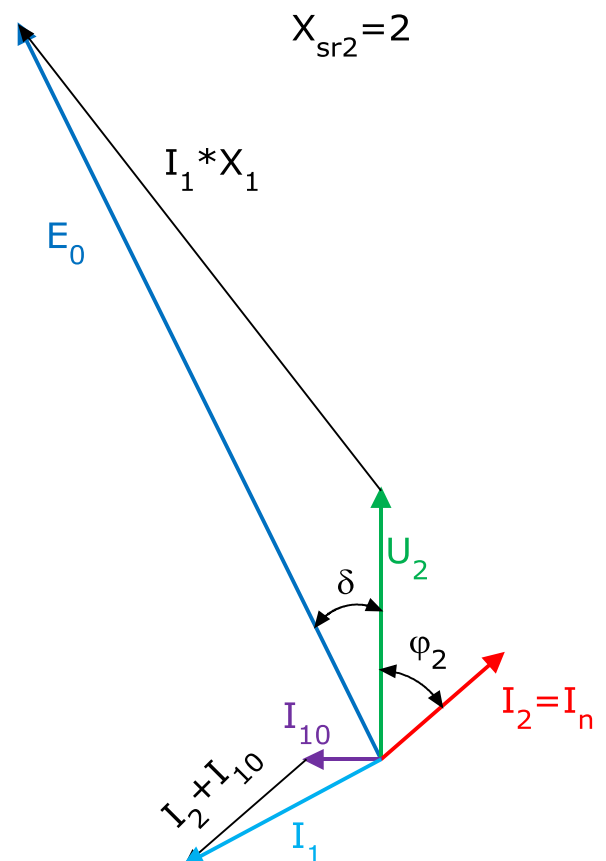
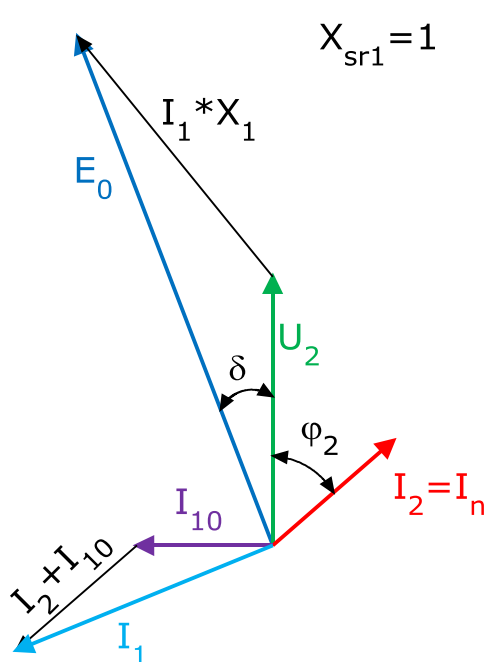
Torej se pri izraženih polih reakcija indukta pokaže na strani statorskih napetosti, kot padec napetosti na navideznih reaktancah X_{ad} ter X_{aq} . Ker pa je reakcija indukta v vzdolžni smeri močnejša kot v prečni (zaradi manjše reže v vzdolžni smeri), velja da je $X_{ad} > X_{aq}$.

Sinhronska relativna reaktanca(str 156,157,167,168)

Obremenjen sinhronski stroj lahko enostavneje opišemo, če združimo induktivna padca zaradi stresanja $I_2 * X_{\sigma 2}$ in zaradi reakcije indukta $I_2 * X_a$ v skupni induktivni padec napetosti. To je potem t.i. induktivni padec napetosti med fiktivno napetostjo E_0 in napetostjo na sponkah U_2 . Nadomestna reaktanca je potem $X_s = X_a + X_{\sigma 2}$. Imenujemo jo tudi sinhronska relativna reaktanca sinhronskega stroja. S pomočjo sinhronske relativne reaktance lahko računamo in analiziramo delovanje stroja le s statorskimi veličinami in podatki.

Relativne vrednosti sinhronske relativne reaktance so pri običajnih strojih v mejah od 0,9 do 2,5. Največji delež k relativni reaktanci prispeva reakcija indukta (X_a). Reaktanca X_a ponazarja vpliv reakcije indukta (kot smo že omenili, je to vpliv vzbujanja statorskega toka). Pri majhni zračni reži je X_a velik ker je vpliv reakcije indukta večji, pri veliki pa majhen. Iz tega lahko povzamemo, da bo sinhronska relativna reaktanca močno odvisna od zračne reže. Torej: stroji z majhno zračno režo imajo velik X_s , stroji z veliko pa majhen X_s .

Oglejmo si dva primera sinhronske relativne reaktance (pri tem smo znemarili upornost R_2):



Za sinhronski stroj, ki ima izražene pole, pa velja naslednje.

Stresano magnetno polje statorskega navitja je krožn simetrično porazdeljeno po navitju in ne kaže izraženosti, ker nanj ne vpliva rotor. Reaktanca $X_{\sigma 2}$ ima zaradi tega le eno vrednost v obeh smereh (prečni in vzdolžni). Če uporabimo reaktanco X_a ponazarja vpliv reakcije indukta ter reaktanco zaradi stresa statorskega polja $X_{\sigma 2}$, dobimo enačbi za prečno in vzdolžno sinhronsko reaktanco:

Prečna: $X_q = X_{aq} + X_{\sigma 2}$

Vzdolžna: $X_d = X_{ad} + X_{\sigma 2}$

11

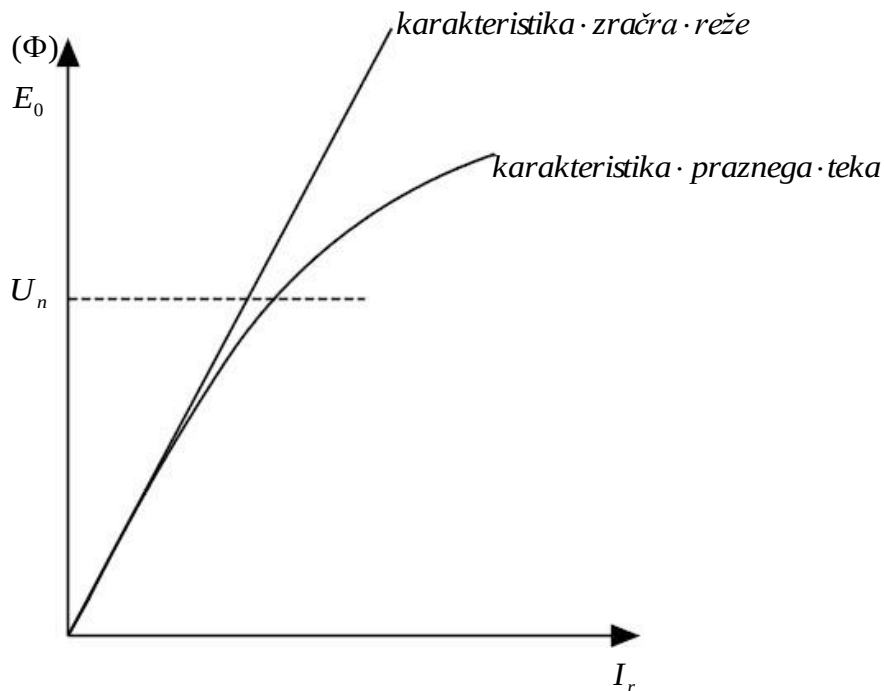
PREIZKUS PRAZNEGA TEKA IN KRATKEGA STIKA (KAZALČNI DIAGRAM)

a) Prazni tek

Na statorju nimamo bremena, zato z vzbujanjem magnetimo železo in dvojno zračno režo. Magnetni tok zaradi velike upornosti zračne reže še zdaleč ni zanemarljiv, kot v primeru transformatorja.

Napetost se inducira po naslednji formuli:

$$E_0 = 4,44 \times k_{n2} \times N_2 \times \Phi \times f$$

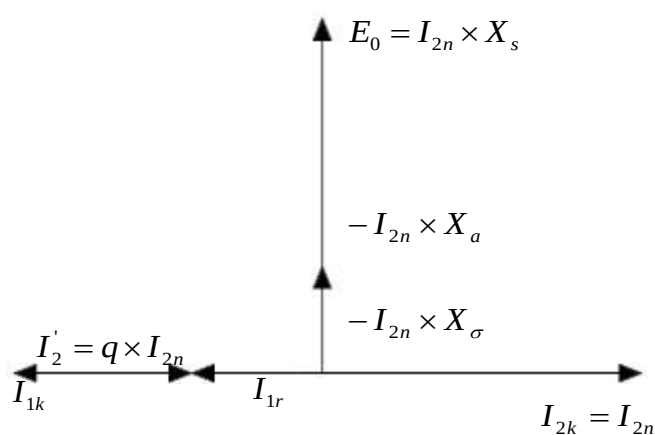


Iz grafa je razvidno, da bolj kot je FE v nasičenju, več magnetne napetosti pade nanj.

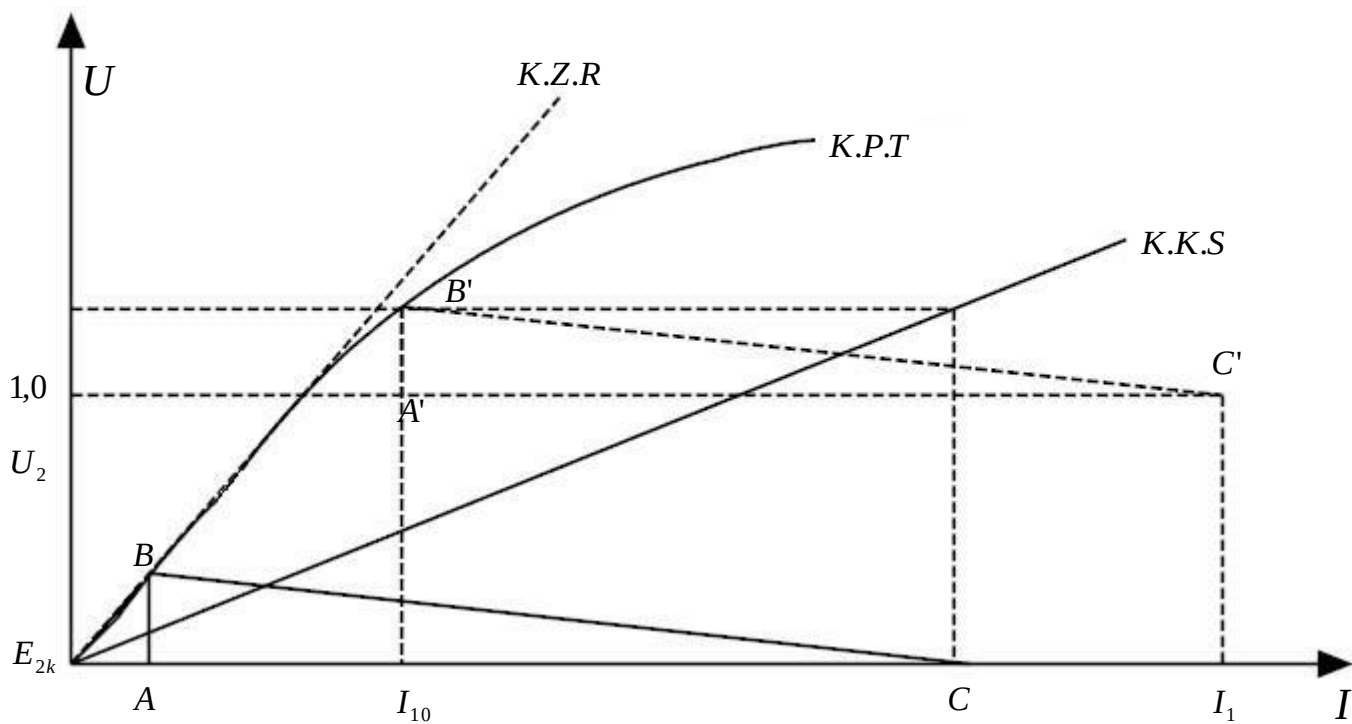
b) Kratek stik

Sponke statorja so kratko vezane in rotor vrtimo s frekvenco n_n . Hkrati počasi povečujemo vzbujanje (I_{1k}). Celotna inducirana napetost E_0 se v tem primeru porabi le za notranje padce napetosti v stroju. Padec napetosti na navitju je posledično zanemarljiv in celoten padec je na sinhronski reaktanci. Vzbujanje povečujemo dokler ni $I_{2k} = I_{2n}$. Takrat je celotna napetost stroja samo reaktanca (X_s).

$$E_0 = I_{2k} X_s$$



Oglejmo si še karakteristiko kratkega stika:



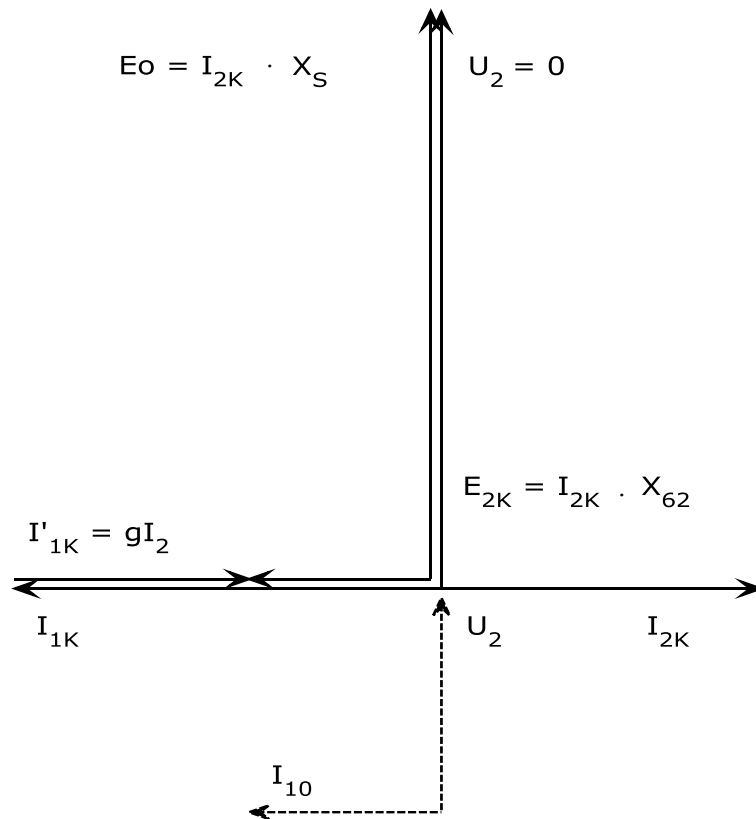
$$E_{2k} = 20\% \times U_{2n}$$

$$E_{2k} = I_{2k} \times X_{\sigma 2}$$

$$I_{2k} = \frac{E_0}{X_s} = \frac{U_{2n}}{X_s}$$

12. OPIS POTIEROVEGA TRIKOTNIKA IN DOLOČITEV VZBUJANJA ZA NAZIVNI TOK TER $\cos \varphi_{ind} = 0$

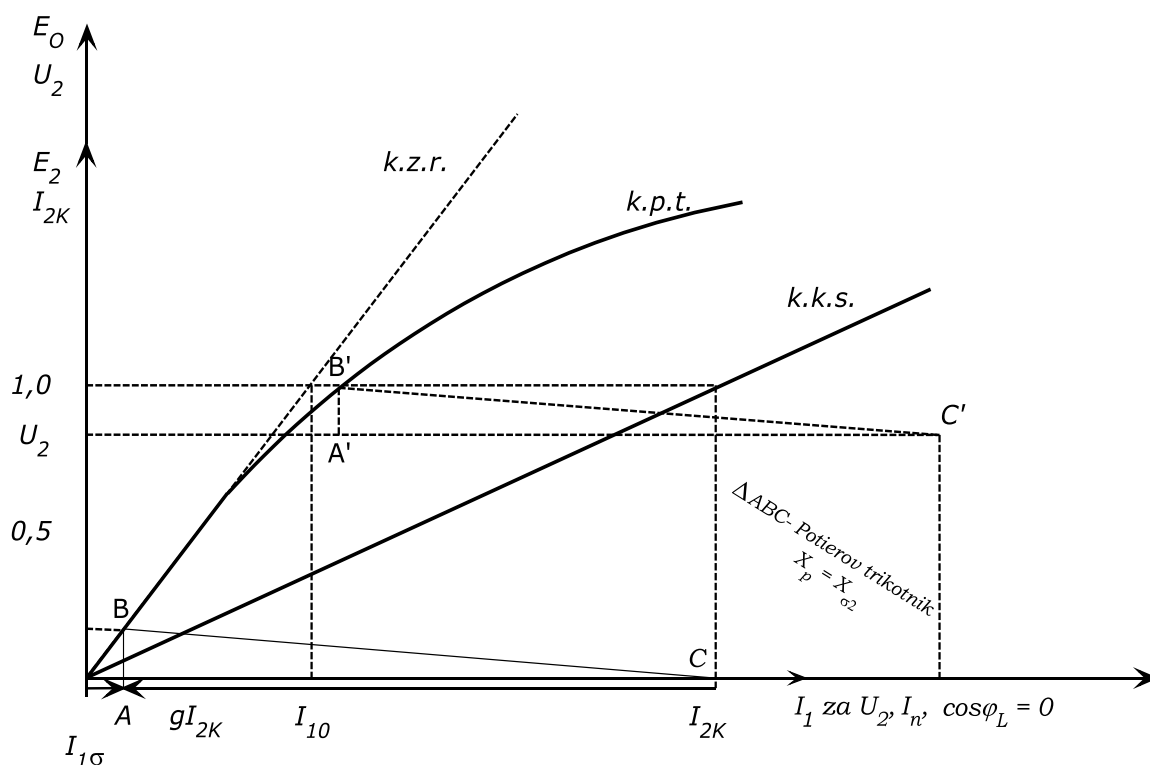
Tako kot pri transformatorju je tudi pri sinhronskem stroju zelo ilustrativno stanje kratkega stika. Sponke trifaznega statorskega navitja so vezane kratko, na njih ni napetosti $U_2 = 0$! Rotorske magnetne vzbujamo s tokom I_{1k} , ki daje fiktivno napetost E_0 . Celotno napetost E_0 se porabi samo za notranje padce napetosti v stroju. To vidimo na sliki



Slika: Kazalčni diagram stroja v kr. stiku

kjer smo zanemarili upornost statorskega navitja R_2 . Celotna napetost stroja je tako samo sinhronska reaktanca X_S in v kratkem stiku je $E_0 = I_{2k} \cdot X_S$, $I_{2k} = \frac{E_0}{X_S}$.

Razmere v kratkem stiku sinhronskega stroja si lahko ponazorimo tudi v karakteristikah praznega teka in kratkega stika. To vidimo na sliki:



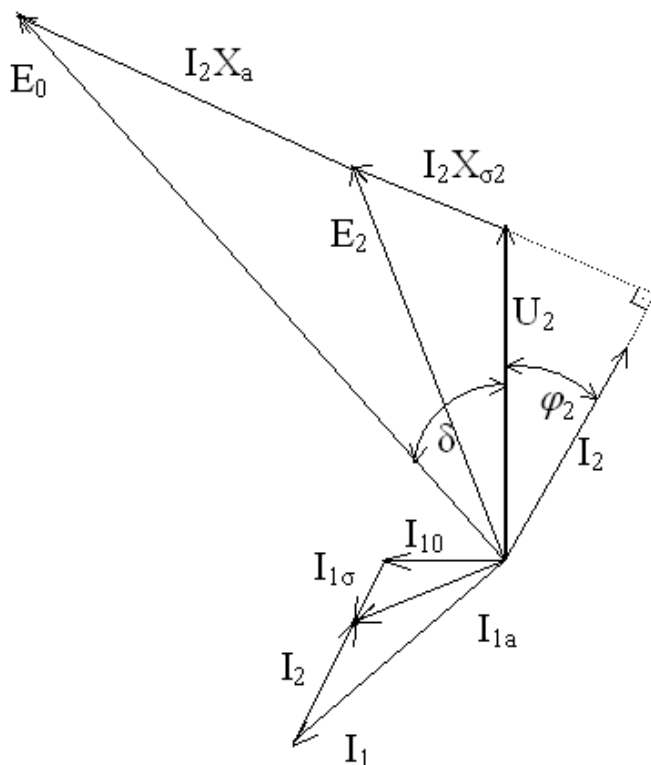
Slika: Karakteristiki praznega teka in kratkega stika

Karakteristika kratkega stika daje odvisnost statorskega kratkostičnega toka I_{2k} od rotorskega vzbujačnega toka I_{1k} . To je premica, saj je v kratkem stiku sinhronska reaktanca praktično konstantna, ker je železno jedro daleč od magnetnega nasičenja. Sinhronski stroj je v kratkem stiku vzbujen s tolikšnim tokom I_{1k} , da je statorski tok I_{2k} enak nazivnemu I_{2n} oz. njegova relativna vrednost enaka ena. Večina vzbujačnega toka I_{1k} je potrebna za kompenzacijo reakcije indukta $g \cdot I_2$. Preostanek vzbujačnega toka $I_{1\sigma}$ pa daje inducirano napetost za induktivni padec napetosti. Tako dobimo značilen trikotnik ΔABC , ki ga imenujemo Potierov trikotnik!

Pri popolnem induktivnem toku statorja I_2 in $\cos \varphi_{ind} = 0$ vedno nastane Potierov trikotnik reakcije indukta $g \cdot I_2$ in inducirane napetosti $I_{2k} \cdot X_{\sigma 2}$ zaradi stresanja.

Pri različnih napetostih U_2 na sponkah se potierov trikotnik paralelno preslika sam sebi z vrhom v B po karakteritiki praznega teka v novo lego A'B'C'. Tako dobimo novo potrebno vzbujanje I_1 .

13. Kazalčni diagram sinhronskega turbogeneratorja (opis posameznih kazalcev).



$I_2 X_a$ - induktivni padec napetosti
 zaradi reakcije indukta
 $I_2 X_{\sigma 2}$ - padec zaradi stresanega
 magnetnega polja
 U_2 - napetost na sponkah stroja
 E_0 - fiktivna inducirana napetost
 E_2 - inducirana napetost v statorskem
 navitju

$$\begin{aligned}
 I_1 &\perp E_0 \\
 I_{1a} &\perp E_2 \\
 I_{10} &\perp U_2
 \end{aligned}$$

Vzbujalni tok I_{1a} povzroči induciranje napetosti E_2 . Statorski bremenski tok I_2 pa povzroči dva padca napetosti. To sta padec napetosti zaradi stresanega magnetnega polja v statorskem navitju $I_2 \cdot X_{\sigma 2}$ in ohmski padec napetosti $I_2 \cdot R_2$. Ta dva padca zmanjšata napetost E_2 na napetost na sponkah U_2 (to je gonilna napetost, ki žene I_2). Breme na sekundarni strani diktira kot φ_2 med U_2 in I_2 . V sliko vrišemo še inducirano napetost E_0 (fiktivna napetost), ki bi se inducirala v statorskem navitju, če nebi bilo statorskega toka I_2 . Smer I_{10} je smer skupnega vzbujanja, ki ne sovpada z magnetno osjo rotorja. Kot δ (kolesni kot oz. navorni kot) kaže na izmik rotorja iz skupnega mag. polja. Stroj v takem stanju, kot je na sliki, daje delovno moč in in jalovo induktivno moč bremenu.

14. Kazalčni diagram sinhronskega generatorja z izraženimi poli.

Če pogonski stroj $M_p > 0$ pospeši gibanje rotorja (polovega kolesa), Φ_p prehiteva glede na položaj Φ_{p0} .

Zato nastane razlika $\underline{U}_m - \underline{U}_{Ep}$, ki požene tok $\underline{I} \rightarrow \underline{\Theta}_a \rightarrow \underline{\Phi}_a$.

Velja pogoj:

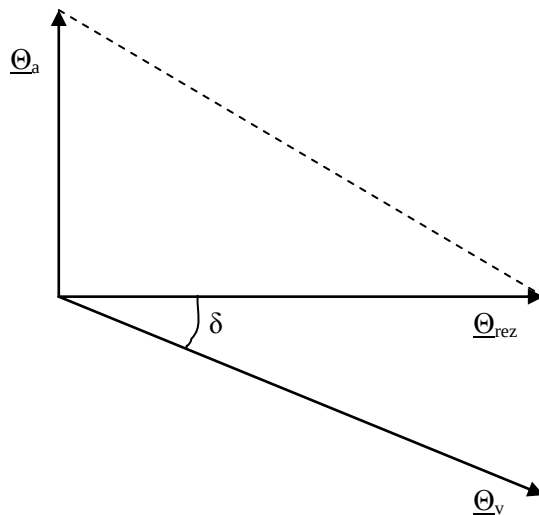
$$\underline{\Phi}_a + \underline{\Phi}_p = \underline{\Phi}_g = \underline{U}_m / j\omega (N \cdot f_n)$$

Tok naraste za toliko, da bo $-M + M_{pog} = 0$

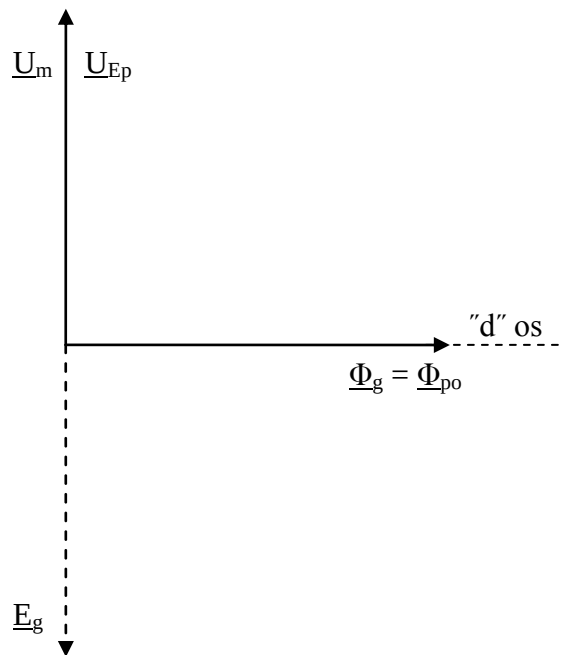
Tok ima negativno vatno komponento.

$$-M = k \Phi_g I \cos \varphi$$

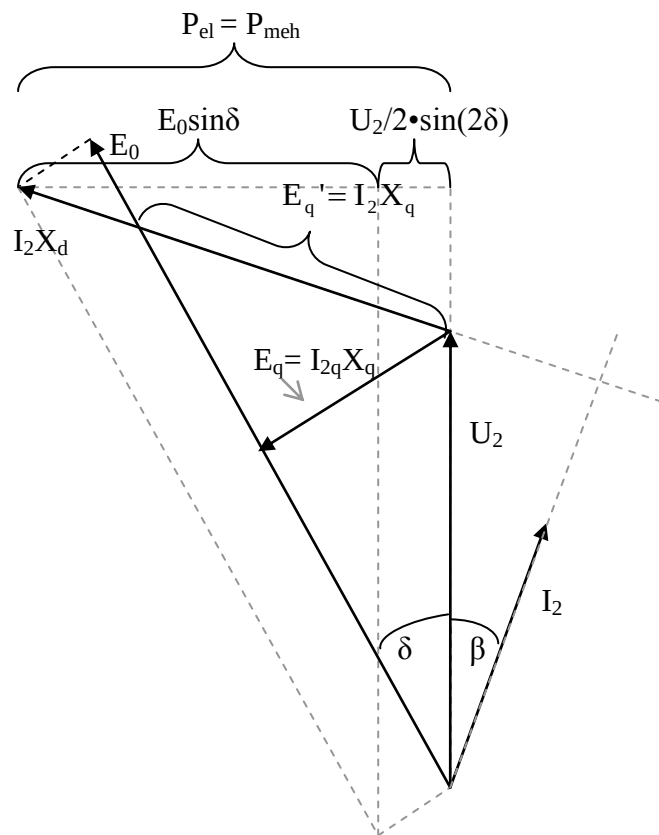
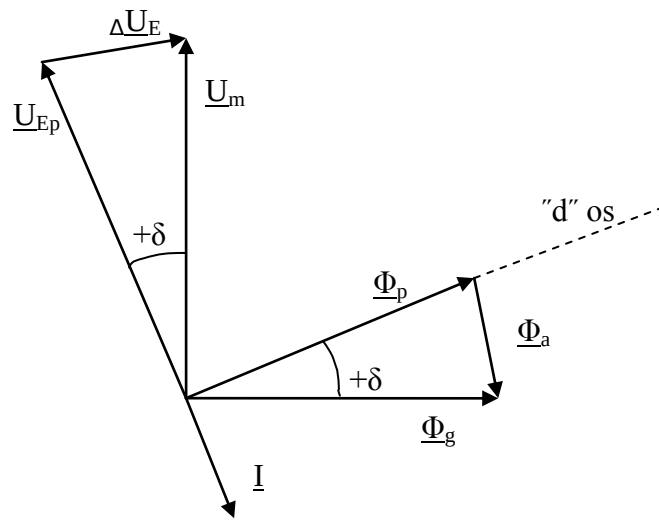
Dovajanje mehanske moči na gred :



Oddajanje električne moči v mrežo (kolesni kot $\delta > 0$)
Kazalčni diagram sinhroniziranega stroja:



Kazalčni diagram obremenjenega stroja:

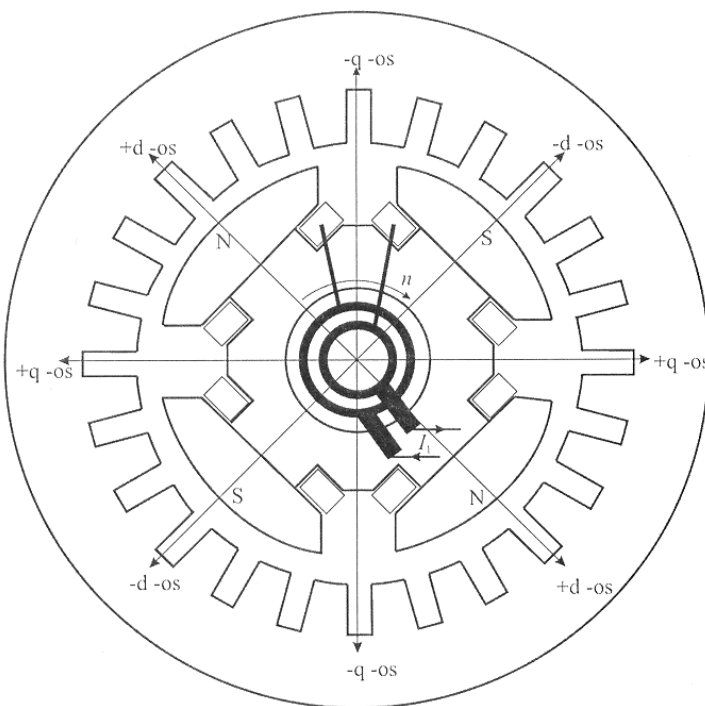


15. Kaj je 'kratkostično razmerje'? Izračun sinhronske relativne reaktance v vzdolžni smeri.

Iz karakteristike prostega teka in kratkega stika odčitamo rotorski tok I_{1k} , ki v kratkem stiku po statorju požene nazivni tok in I_{10} , tok prostega teka statorja, ki je enak I_{1n} . Ta dva podatka nam data nazivni tok I_{2n} v kratkem stiku in U_{2n} v prostem teku. Iz teh podatkov dobimo kratkostično razmerje SCR

$$SCR = \frac{I_{10}}{I_{1k}} = \frac{U_{20}}{X_s I_{2n}} = \frac{1}{x_{srel}}$$

Pri čemer je X_{srel} realativna sinhronska reaktanca.



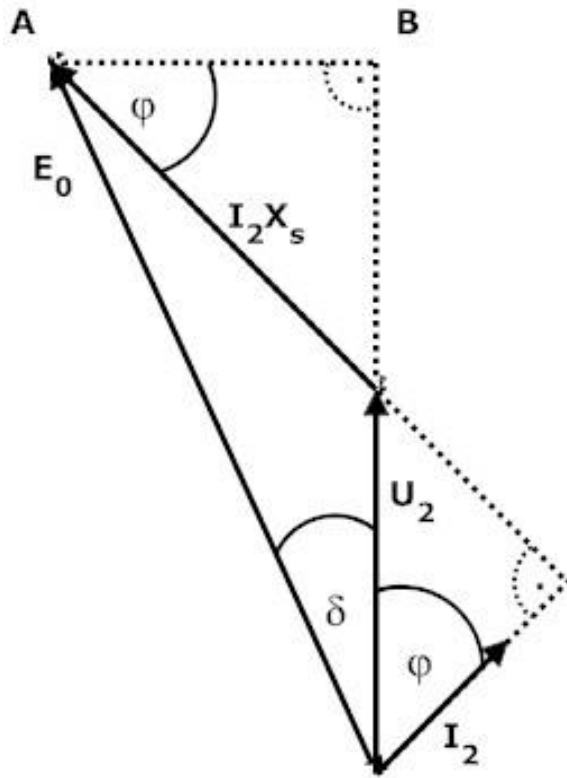
Slika 10: d in q os

D os, vzdolžna smer je smer največje magnetne prevodnosti. Pravokotna na to smer je prečna q smer. Magnetna prevodnost v tej smeri je vedno manjša od magnetne prevodnosti v d smeri zaradi večje zračne reže. Kot med d in q smerjo je $\frac{\tau_p}{2}$.

Reakcijo indukta V_2 razdelimo na dve smeri. Na vzdolžno in prečno. Vzdolžna reakcija indukta $V_{2d} = V_2 \sin(\Psi)$. Vzbudi sekundarni vzdolžni fluks Φ_{2d} . Statorski tok ima tudi dve komponenti. Vzdolžni $I_{2d} = I_2 \sin(\Psi)$ in prečni $I_{2q} = I_2 \cos(\Psi)$. Magnetni fluks Φ_{2d} inducira v statorju napetost $E_{ad} = I_{ad} X_{ad}$. Reakcija indukta se kaže kot padec napetosti na navidezni reaktanci. Če seštejemo X_{ad} , reaktanco indukta v vzdolžni smeri in $X_{\sigma 2}$, reaktanco stresanja statorskega polja, dobimo vzdolžno sinhronsko reaktanco v vzdolžni smeri X_d .

16. Mehanska moč (vrtilni moment) potrebna za turbogenerator (izpeljava).

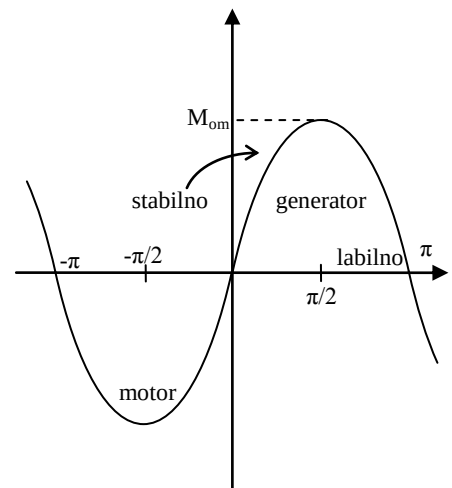
Mehanska moč se preko vrtečnega magnetnega polja rotorja pretvarja v električno moč statorskega navitja. Za obravnavo zanemarimo mehanske in električne izgube in dobimo $P_{meh} = P_{el}$.



Kazalčni diagram kaže obremenitev turbogeneratorja.

U_2 je obremenitev na sponkah generatorja, fazni tok I_2 je zamaknjen za φ .

Vzbujalni tok rotorskega navitja vzbuja fiktivno napetost E_0 tako, da je razlika kazalcev E_0 in U_2 ravno padec napetosti na sinhronski reaktanci $I_2 X_s$, ki je pravokotna na I_2 .



Navor odvisen od

kolenskega kota

Moč na sinhronskem stroju zapišemo:

$$P_{meh} = P_{el} = m I_2 U_2 \cos \varphi$$

m predstavlja število faz

Iz kazalčnega diagrama razberemo enakost za izračun daljice AB, ki predstavlja jalovo moč.

$$P_{jalova} = I_2 X_s \cos \varphi_{2n} = E_0 \sin \delta$$

Ter vstavimo v enačbo za P_{el}

$$P_{el} = m \frac{E_0 U_2}{X_s} \sin \delta$$

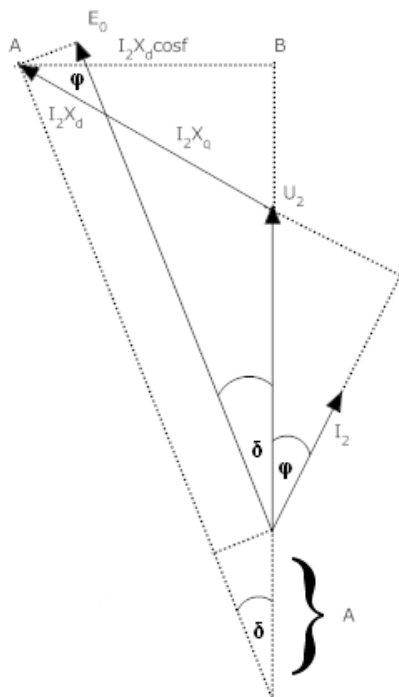
uporabimo še zvezo $P_{el} = P_{meh} = M \omega_{mah}$

In dobimo

$$M = \frac{m}{\omega_{meh}} \frac{U_2 E_0}{X_s} \sin \delta = \frac{m \cdot p}{2\pi \cdot f} \frac{U_2 E_0}{X_s} \sin \delta$$

17: Mehanska moč potrebna za sinhronski generator z izraženimi poli:

$$P_{el} = m \cdot U_2 \cdot I_2 \cdot \cos f_2$$



$$I_2 \cos \varphi_2 = \frac{\overline{AB}}{X_d} = \frac{(E_0 + A \cos \delta) \cdot \sin \delta}{X_d}$$

$$\frac{I_2 \cdot X_d}{I_2 \cdot X_a} = \frac{U_2 + A}{U_2}$$

$$A = U_2 \cdot \frac{X_d - X_q}{X_q}$$

$$P_{el}=P_{meh}=P_{del}=$$

$$m \cdot U_2 \cdot (\frac{E_0}{X_d} \cdot \sin \delta + \frac{U_2}{2} \cdot \frac{X_d - X_q}{X_d \cdot X_q} \cdot \sin 2\delta)$$

$$P_{\text{delovna}} = m \cdot \left(\frac{E_0 U_2}{X_d} \cdot \sin \delta + \frac{U_2^2}{2} \cdot \frac{X_d - X_q}{X_d \cdot X_q} \cdot \sin 2\delta \right)$$

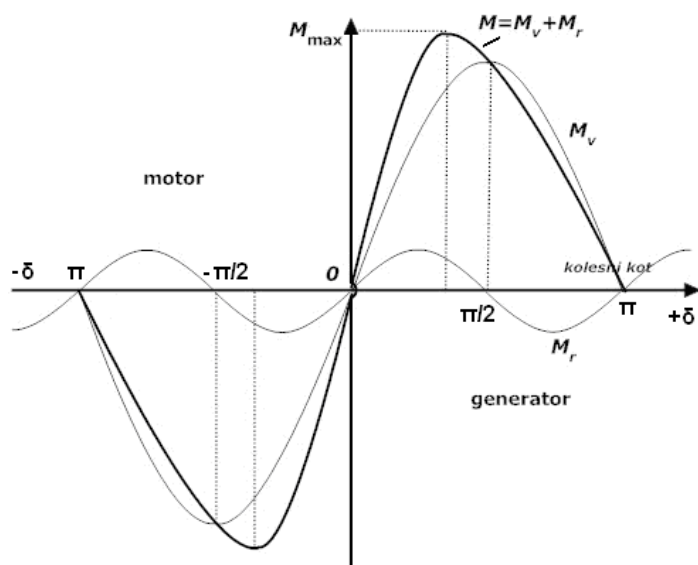
Moč je sestavljena iz dveh komponent, prva je sinhronska moč, katera predstavlja pretežni del, druga pa je reluktančna moč, manjšinski del.

Ali če zapišemo z navorom ($P=M*\omega=M*2*\pi*n_s=M*\omega/p$):

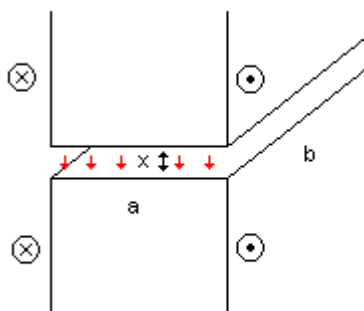
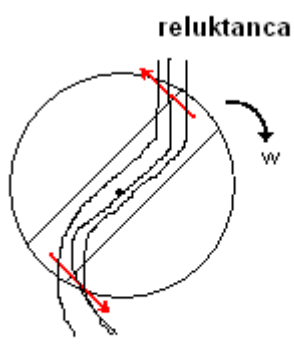
$$M = -\frac{3p}{\omega} \cdot \left(\frac{E_0 U_2}{X_d} \cdot \sin \delta + \frac{U_2^2}{2} \cdot \frac{X_d - X_q}{X_d \cdot X_q} \cdot \sin 2\delta \right)$$

Drugi del je posledica magnetne nesimetričnosti pri stroju z izraženimi poli. Ta del imenjemo reluktančni vrtilni moment. Reluktančni moment obstaja tudi tedaj, ko vzbujalnega toka ni. Na velikost fluksa povzročenega le z enim navitjem vpliva spremenljiva magnetna upornost rotorja in to kot funkcija dvojnega kolesnega kota. V normalnem obratovanje kot rečeno

prevladuje sinhronski vrtilni moment. Ta je linearno odvisen od napetosti. Največji oziroma omahni vrtilni moment dobimo tako v motorskem kot generatorskem načinu obratovanja za kot $|\delta_{\text{om}}| = |\delta_{\text{om}}| < \pi/2$. če vzbujanja ni, stroj omahne pri 45° .



Stroj z izraženimi poli lahko deluje tudi brez vzbujanja.



$$B = \mu_0 \cdot H$$

$$\omega = \frac{B \cdot H}{2} V = \frac{B^2}{2\mu_0} \cdot a \cdot b \cdot x$$

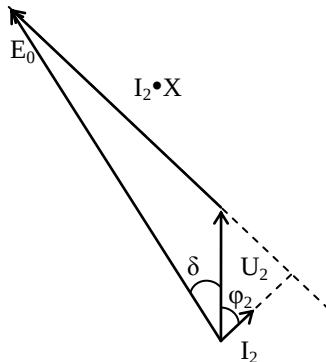
$$F = \frac{d\omega}{dx}$$

$$F = \frac{B^2}{2\mu_0} \cdot a \cdot b = \frac{B^2}{2\mu_0} \cdot S_{fe}$$

18. Karakteristika delovna moč-kolesni kot za oba tipa sinhronskega stroja. Meja statične stabilnosti

Sinhronski stroj s cilindričnim rotorjem

1. Generator:



Slika 11: Kazalčni diagram generatorja

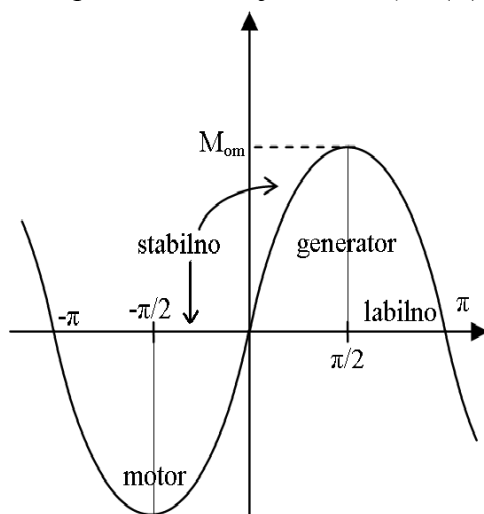
Mehanska moč je enaka električni moči $P_{meh} = P_{el} = m \frac{E_0 U_2}{X_s} \sin \delta = M \omega_{mah}$

pri čemer je m število faz, U_2 fazna napetost in E_0 fiktivna napetost, ki jo vzbudi rotorski vzbujalni tok I_1 . Da je med E_0 in U_2 ravno padec napetosti na sinhronski reaktanci $I_2 X_s$, δ je kolesni kot in se nahaja med E_0 in U_2 .

Meja statične stabilnosti za sinhronske stroje s cilindričnim rotorjem se nahaja pri kolesnem

kotu $\delta = \pm 90^\circ$. Pri tem kotu je tudi navor največji. $M_{om} = \frac{m \cdot p}{2\pi \cdot f} \frac{U_2 E_0}{X_s} = \frac{m}{\omega_{meh}} \frac{U_2 E_0}{X_s}$.

Imenujemo ga omahni navor. Ta navor določa tudi mejo statične stabilnosti. Če zunanji navor le malo povečamo, stroj omahne ($\sin(\delta) < 1$).



Slika 12: Omahni moment

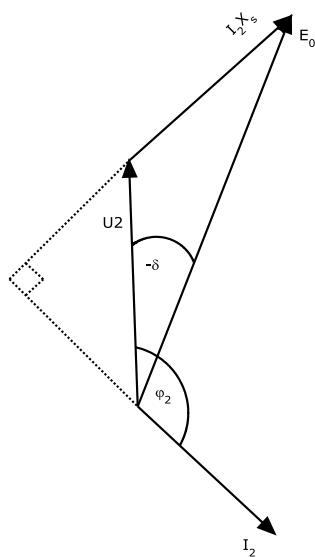
2. Motor

Obrnemo smer delovanja zunanjega navora. Rotor začne zastajati za poljem, napetost E_0 bo zaostajala za U_2 in kolesni kot bo negativen. Dobimo motorsko delovanje.

$$P_{el} = m U_2 I_2 \cos(\varphi)$$

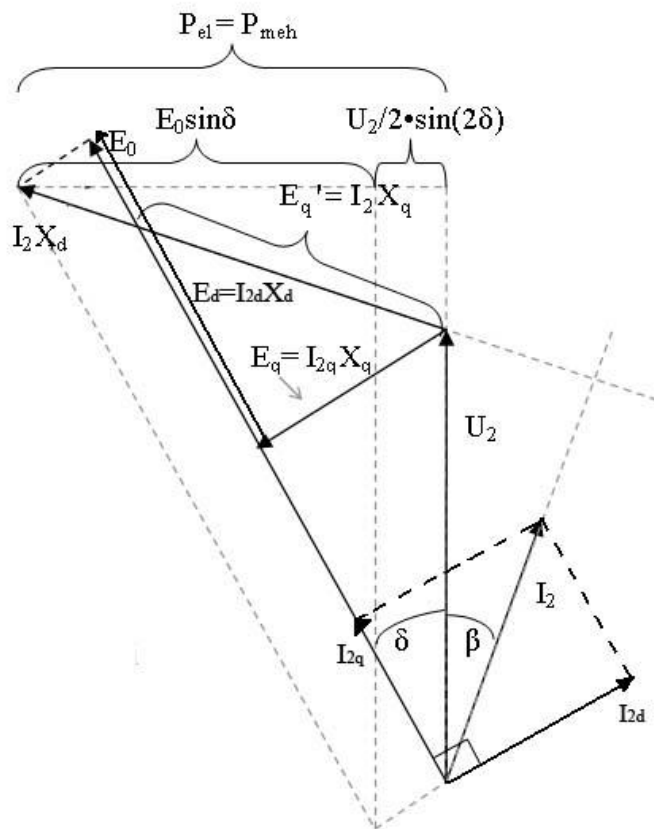
$$M = \left(\frac{m}{\omega_s} \frac{E_0 U_2}{X_s} \right) \sin(\delta)$$

Na celotno navorno karakteristiko se da direktno vplivati z E_0 , ki je proporcionalen rotorskemu vzbujaalnemu toku I_1 .



Slika 13: Kazalčni diagram sinhronskega stroja s cilindričnim rotorjem v motorskem načinu delovanja

Sinhronski stroj z izraženimi poli:



Slika 14: Kazalčni diagram sinhronskega stroja z izraženimi poli

Delovna moč sinhronskega stroja z izraženimi poli

Kot β na kazalčnem diagramu je enak kotu φ .

$$P_{el} = P_{meh} = m U_2 I_2 \cos(\varphi_2) = m \left[\frac{U_2 E_0}{X_d} \sin(\delta) + \frac{U_2^2}{2} \frac{X_d - X_q}{X_d + X_q} \sin(2\delta) \right]$$

Navor sinhronskega stroja z izraženimi poli

$$M = \frac{m}{\omega_{meh}} \left[\frac{U_2 E_0}{X_d} \sin(\delta) + \frac{U_2^2}{2} \frac{X_d - X_q}{X_d + X_q} \sin(2\delta) \right]$$

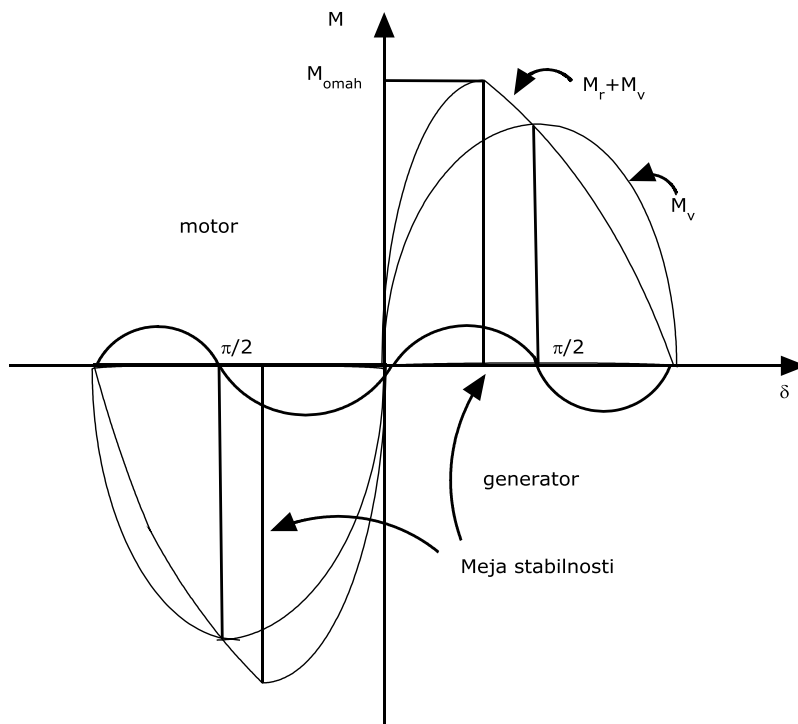
Navor lahko razdelimo na dve komponenti. Prva je navor zaradi vzbujanja rotorja M_{vr} na katerega vpliva E_0 in je odvisen od kolesnega kota. Namesto X_s upoštevamo vzdolžno smer X_d .

$$M_v = \left(\frac{m}{\omega_{meh}} \right) \left(\frac{U_2 E_0}{X_d} \right) \sin(\delta)$$

Drugi del navora pa ima obliko:

$$M_r = \frac{m}{\omega_{meh}} \frac{U_2^2}{2} \frac{X_d - X_q}{X_d X_q} \sin(2\delta) = \frac{m}{\omega_{meh}} \frac{U_2^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin(2\delta)$$

Ta del imenujemo reluktančni navor ki nastane kadar X_d ni enak X_q . Za nastanek reluktančnega navora je potrebna U_2 , ni pa potrebna rotorska vzbujaње z E_0 . Največji skupni navor M_{max} je pri kotu nekoliko manjšem od $\delta = \frac{\pi}{2}$. Če vzbujaње z E_0 ni stroj omahne pri kotu 45° .



Slika 15: Omahni moment

19. Kakšen vpliv ima spreminjanje parametrov SS-a na stabilnost delovanja (glej enačbo za moment)

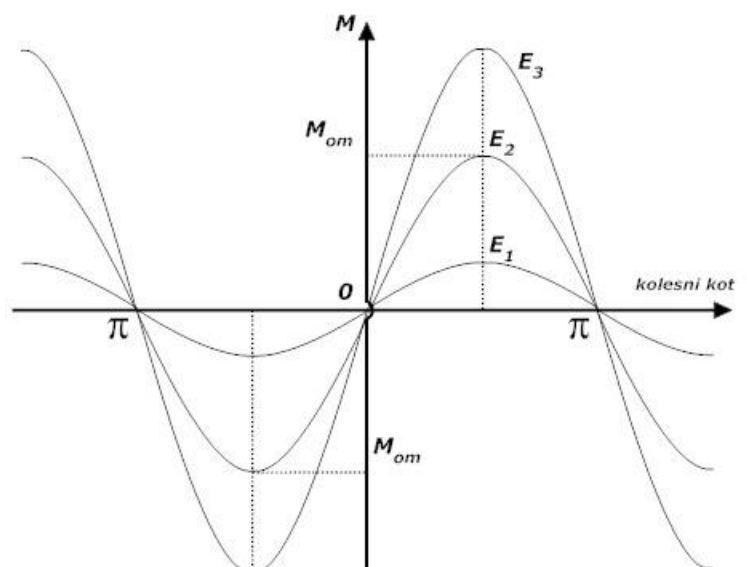
Generator s cilindričnim rotorjem

Podamo enačbo za navor:

$$M = \frac{m}{\omega_{meh}} \frac{U_2 E_0}{X_s} \sin \delta$$

$$M = \frac{m \cdot p}{2\pi \cdot f} \frac{U_2 E_0}{X_s} \sin \delta$$

Za lažje razumevanje narišemo graf odvisnosti



navora od kolesnega kota, s parametrom E_0 .

Navor bo dosegel največjo vrednost pri kolesnem kotu $\pm\pi/2$, v negativni smeri je to omahni navor motorskega obratovanja, v pozitivni pa generatorskega.

Če sedaj pogledamo parametre s katerimi lahko vplivamo na velikost omahnega navora, (pri kolesnem kotu $\pm\pi/2$). S zmanjšanjem sinhronske reaktance X_s stroja povečamo omahni navor, zmanjšanje reaktance pomeni povečanje zračne reže, zato imajo sinhronski stroji velike zračne reže.

Najbolj enostavno vplivamo na navorno karakteristiko s spreminjanjem napetosti E_0 , kot razvidno v grafu za napetosti $E_0=(E_1, E_2, E_3)$. E_0 je direktno povezana z vzbujalnim tokom rotorskega navitja, tako s povečanim vzbujanjem direktno zvečamo stabilnost delovanja sinhronskega stroja.

Sinhronski generator z izraženimi poli

Pri SS z izraženimi poli moramo poleg navora za cilindrični rotor upoštevati še dodatni reluktančni navor.

$$M = \frac{m \cdot p}{2\pi \cdot f} \left(\frac{U_2 E_0}{X_d} \sin \delta + \frac{U_2^2}{2} \frac{X_d - X_q}{X_d X_q} \sin 2\delta \right)$$

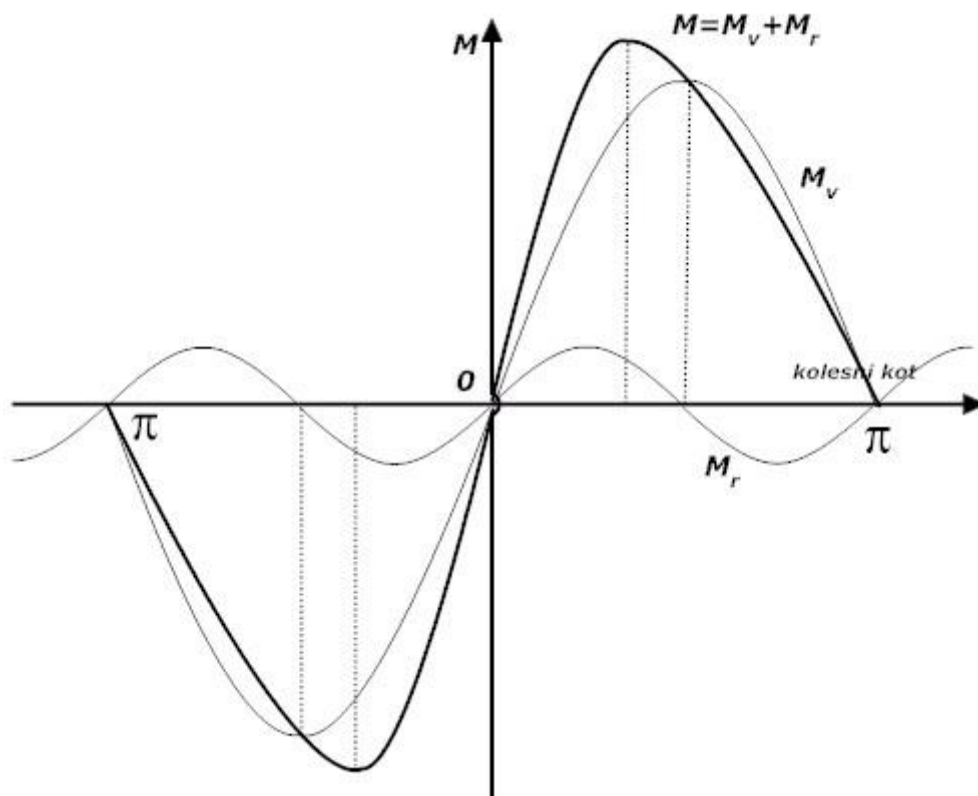
Prvi del enačbe je enak kot pri stroju s cilindričnim rotorjem in nanj lahko vplivamo preko E_0 ter reaktance X_d (prej X_s).

Drugi del enačbe pa predstavlja reluktančni navor, ki se pojavi zaradi posledice neenakomerne zračne reže.

Torej ko $X_d \neq X_q$.

Reluktančni navor se spreminja sorazmerno z kvadratom napetosti na sponkah, ter je neodvisen od rotorskega vzbujanja. Ta lastnost e uporablja pri majhnih sinhronskih reluktančnih motorčkih.

Opazimo tudi, da se reluktančni navor spreminja s dvojn timer kolesnim kotom.



Opazimo, da navorna karakteristika SS z izraženimi poli nima več maximuma pri $\delta=\pi/2$, največji navor dobimo že pri manjših kotih $\delta<\pi/2$. Ta kot lahko dodatno spreminjamo s spreminjanjem E_0 .

20 Kako se spreminja delovanje turbogeneratorja, če večamo le mehansko moč pogskega stroja?

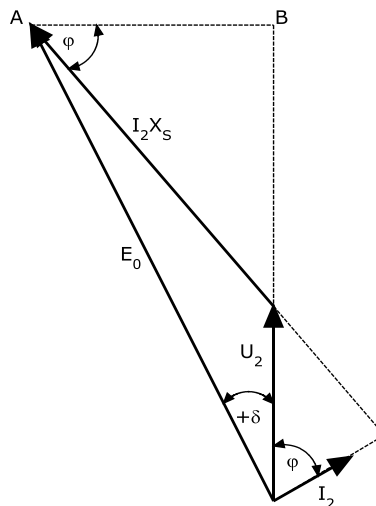
Mehanska moč se preko vrtilnega magnetnega polja prenaša od rotorja in se ob enem pretvarja v električno moč statoskega navitja. Prenos in pretvorba moči lahko gre v obe smeri, tako lahko deluje kot generator ali motor.

Sinhronski stroj, ki deluje kot generator in pri katerem smo zanemarili vse izgube, je obremenjen tako kot kaže diagram. Na sponkah statosja je fazna napetost U_2 in teče fazni tok I_2 s faznim premikom za φ . Rotorski vzbujalni tok I_1 mora vzbuditi takšno napetost E_0 , da je med E_0 in U_1 ravno padec napetosti na sinhronski reaktanci stroja I_2 in X_s in da je med tem padcem napetosti in tokom I_2 fazni premik četrt periode. Sedaj uporabimo enačbo za izračun navora

$$P_{msh} = P_{el} = ei = M\omega_{msh}.$$

Električna moč za m-fazni stroj bo na statoskih sponkah enaka

$$P_{el} = mI_2U_2 \cos \varphi$$



Iz slike vidimo da lahko daljico AB izračunamo na dva načina $AB = I_2 X_s \cos \varphi = E_0 \sin \delta$, če sedaj v zgornjo enačbo vstavimo $I_2 \cos \varphi = \frac{E_0}{X_s} \sin \delta$ dobimo naslednjo enačbo

$$P_{el} = m \frac{U_2 E_0}{X_s} \sin \delta$$

Mehanska moč je po enačbi $P_{meh} = P_{el} = ei = M \omega_{meh}$ enaka električni, torej lahko iz te enakosti dobimo enačbo navora

$$M = \frac{m}{\omega_{meh}} \frac{U_2 E_0}{X_s} \sin \delta$$

Mehanska krožna frekvenca in kotna hitrost ω_{meh} je pri sinhronskem stroju s frekvenco statorkih tokov in napetosti po enačbi

$$\omega_{meh} = 2\pi n_s = 2\pi \frac{f}{p}$$

Iz enačbe $M = \frac{m}{\omega_{meh}} \frac{U_2 E_0}{X_s} \sin \delta$ lahko vidimo, da svojo največjo vrednost dobi navor pri

kolesnem kotu $\delta = \pm 90^\circ$. Tu razvije stroj tako imenovan omahni navor M_{om} , kjer je to največ kolikor ga lahko obremenimo. Če zunanji navor samo malo povečamo, stroj omahne in se ustavi. To je torej meja statične stabilnosti delovanja sinhronskega stroja. Največji navor bo takrat, ko bo $\delta = \pm 90^\circ$ oziroma $M = \frac{m}{\omega_{meh}} \frac{U_2 E_0}{X_s}$.

Drugače rečeno:

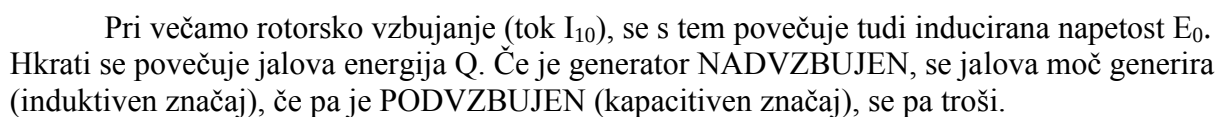
Pri večanju mehanske moči se povečuje delovna komponenta toka I_2 , medtem ko pa E_0 ostane enaka. Drugače povedano večje mehanske moči za vzdrževanje toge napetosti U_2 pomeni večanje delovne električne moči torej delovne komponente toka I_2 .

Pri povečanju mehanske moči se povečuje kolesni kot δ med E_0 in U_2 dokler ne pride do vrednosti 90° tedaj velja $P_{el} = P_{meh}$. Pri še večjem kotu pride generator iz sinhronizma.

21. Kako se spreminja delovanje turbogeneratorja, če večamo le rotorsko vzbujanje?

Razdelimo delovanje/obratovanje na dva dela:

a) OBRATOVANJE NA TOGEM OMREŽJU (samostojno omrežje):



Velja podobno kot pri točki a. Ko večamo rotorsko vzbujanje (tok I_{1n}), se s tem povečuje tudi inducirana napetost E_{0nr} . Posledica tega je, da se povečuje tudi jalova energija

Q. Če je generator NADVZBUJEN, se jalova moč generira, če pa je PODVZBUJEN, se pa troši.

22. Kako delujeta sinhronski motor in kompenzator:

Če na togo omrežje (omrežje s konstantno napetostjo in frekvenco) sinhroniziramo sinhronski stroj tako, da med omrežjem in strojem ne teče noben tok, je stroj v praznem teku. Če sedaj povečamo moč (navor) pogonske turbine na gredi stroja, tako, da sedaj navor turbine poganja rotor in napetost E_0 , ki je vezana na lego rotorja, bo začela prehitevati togo omrežno napetost U_2 na sponkah stroja.

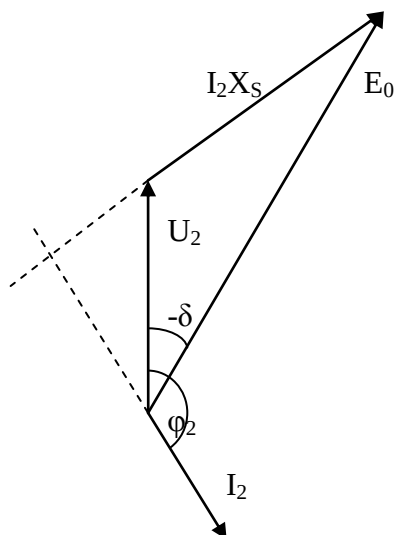
Po enačbi:

$$\delta = \arcsin\left(\frac{M\omega_{meh}}{m} \cdot \frac{X_s}{U_2 E_0}\right) = \arcsin\left(\frac{P}{m} \cdot \frac{X_s}{U_2 E_0}\right)$$

Se vidi, da med njima nastane navorni kot δ . Kot že vemo stroj v takem načinu obratovanja postane genarator. Med napetostima E_0 in U_2 se pojavi diferenca napetosti $\Delta U = (E_0 - U_2) = I_2 X_s$. Stekel bo zato statorski trifazni tok med strojem in omrežjem, ki bo glede na diferenco napetosti ΔU induktiven in enak:

$$I_2 = \frac{\Delta U}{X_s} = \frac{E_0 - U_2}{X_s}$$

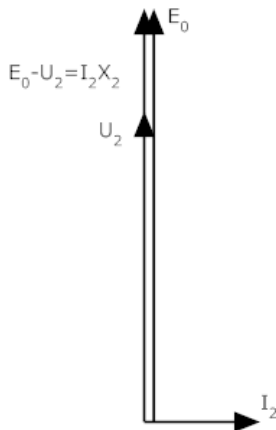
Podoben položaj nastane, če v praznem teku malo zavremo rotor z zunanjo mehansko zavoro, ki proizvaja zavorni navor. Tak navor bo zavrl rotor in bo začel zaostajati za statorskim poljem. S tem bo začela zaostajati tudi napetost E_0 za napetostjo U_2 za navorni kot $(-\delta)$, slika desno. Po enačbi zopet dobimo navorni kot (sedaj sta M in P negativna). To je motorsko delovanje. Stroj je sedaj postal motor in moč teče iz omrežja v mehansko zavoro.



To delovanje daje negativno moč in navor. Pri motorskem obratovanju sila vleče rotor v smeri vrtenja, sinhronski motor se mora vrteti ves čas z isto hitrostjo, ne smemo spreminjati omremenitve

Pri določenem bremenu in vzbujanju je ravnotežno stanje bližje največjemu navoru oz. meji stabilnosti delovanja.

Sinhronskemu stroju tik po sinhronizaciji in v praznem teku povečamo sedaj rotorski vzbujačni tok I_1 . Po karakteristiki zračne reže se bo proporcionalno povečala napetost E_0 . (slika levo). Napetost U_2 in E_0 sta še vedno v fazi, kolesni kot $\delta=0$, ker stroj ni prisiljen razvijati navora. Pač pa bo po enačbi $I_2=(E_0-U_2)/X_S$ stekel po statorju tok, ki je popolnoma jalov in z ozirom na diferenčno napetost (E_0-U_2) seveda induktiven. Sinhronski stroj napaja čisto induktivno breme v omrežju.



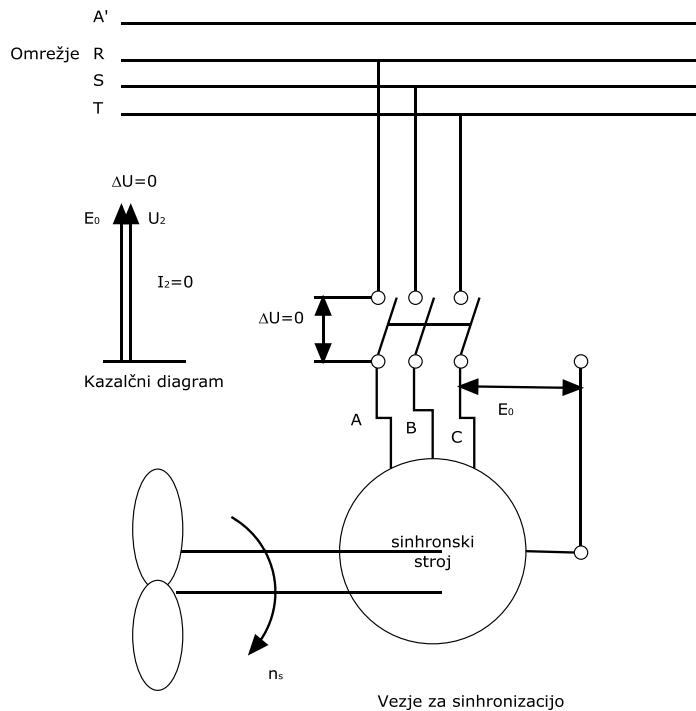
Tako delujočemu stroju pravimo tudi sinhronski kompenzator, ker dobavlja omrežju jalove tokove za induktivna bremenja in s tem razbremenjuje ostale generatorje v omrežju.

23. Sinhronizacija sinhronskega stroja na omrežje

Sinhronski stroj ne smemo direktno priključiti na trifazno omrežje napetosti U in frekvence f . Sinhronski stroj lahko deluje samo v primeru, da se njegova hitrost vrtenja ujema s frekvenco

napetosti po enačbi $n = \frac{f \cdot 60}{p}$. Samo v tem primeru bo stroj lahko prevzemal bremenske

tokove in razvijal navor. Poleg tega moramo še paziti, da pri priklopu sinhronskega stroja na omrežje ne nastanejo tokovni sunki in navorni sunki, ker oboji lahko poškodujejo stroj in ostale naprave v omrežju.



Postopek, v katerem pripravimo sinhronski stroj za priklop in sam priklop na omrežje imenujemo sinhronizacija.

Pri sinhronizaciji brez sunkov moramo izpolniti naslednje pogoje:

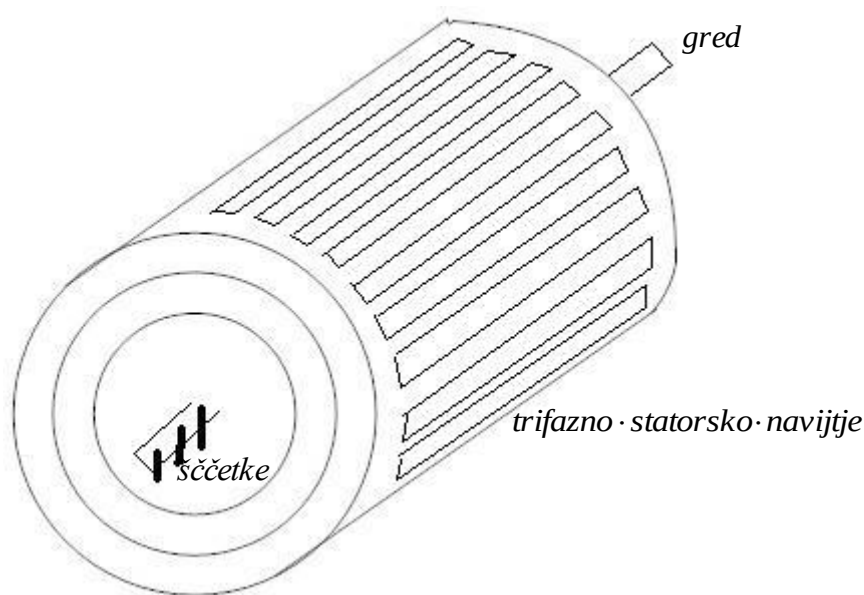
- A.) Enaki frekvenci omrežja f_2 in sinhronskega stroja f_s . To dosežemo z naravno hitrosti vrtenja rotorja $n_s = \frac{f_2 60}{p}$.
- B.) Enaki napetosti omrežja U_2 in sinhronskega stroja E_0 . To dosežemo z naravno rotorskega vzbujačnega toka I_1 , ki je preko karakteristike praznega teka povezan z napetostjo E_0 .
- C.) Enaki fazni zaporedji priključkov omrežja in sinhronskega stroja na sinhronizacijskem stikalu. To nam zagotavlja, da se oba trifazna sistema vrtita v isto smer.
- D.) Enaki fazi omrežne napetosti U in strojeve napetosti E_0 . To dosežemo z naravnanim mehanskega pogona do prave lege vrtečega se rotorja.

Ko so vsi zgoraj naštet pogoji izpolnjeni, na sponkah sinhronizacijskega stikala ni napetosti ($U = 0$). Sedaj lahko vklopimo sinhronizacijsko stikalo, ne da bi nastal kakšen sunek.

Po tako izvedeni sinhronizaciji je sinhronski stroj v praznem teku, njegovi napetosti E_0 in U_2 sta enaki po velikosti, fazi in frekvenci. Med njima ni nobenega padca napetosti, ki bi ga povzročal statorski tok I_2 , zato tega toka ni, $I_2 = 0$. Stroj teče v sinhronizmu in je pripravljen na obremenitev.

1. KAKO DELUJE ASINHRONSKI MOTOR (FIZIKALNA SLIKA)?

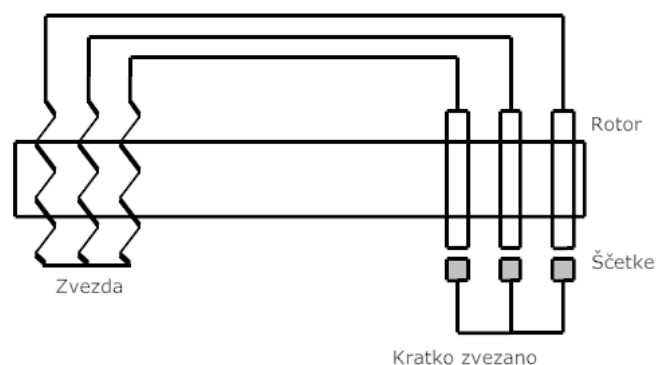
- Statorsko navitje je v primeru asinhronskih motorjev je v večini primerov trifazno. Le v redkih primerih je navitje dvofazno ali enofazno. Statorsko navitje priključimo na trifazni vir napetosti in ustvari se vrtilno magnetno polje, ki inducira izmenično napetost v rotorju in statorju.
- Rotorska inducirana napetost požene po rotorskem navitju tok, ki z vrtilnim poljem tvori navor. Posledično se rotor začne vrteti.
- Ker mora vrtilno polje ostati nespremenjeno, se v stroju inducira tok, ki kompenzira dodatno magnetno vzbujanje rotorskega toka.
- Rotor je lahko v primeru asinhronnega motorja trifazen z drsnimi obroči ali polifazen v kratkem stiku. Slednji pojav imenujemo kratkostična kletka.



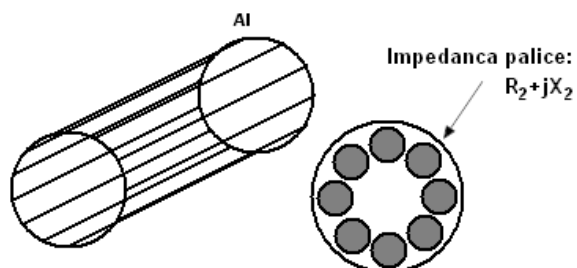
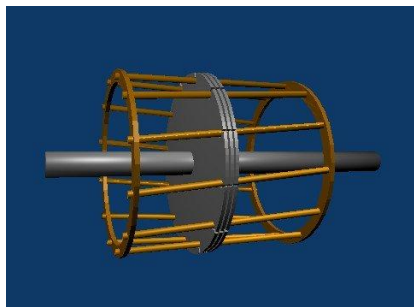
2. Kakšni so rotorji asinhronskega motorja, kako se v njih inducira napetost, kakšen je slip, kakšna je frekvenca toka in napetost?

Poznamo dve vrsti rotorjev:

-rotor z drsnimi obroči (ali navit rotor, tri faze)



-rotor s kratkostično kletko (squirrel cage, ang), je termično in mehansko zelo robusten



Induciranje napetosti:

1. Odprto rotorsko navitje:

Statorsko navitje priključimo na trifazno napetostno omrežje (U_1). Tako se vzbudi vrtilno polje Φ , ki se vrti v zračni reži s sinhronsko hitrostjo n_s po:

$$n_s = f/p$$

ali pa po

$$B_D = \frac{\sqrt{2} \cdot 3 \cdot k_n}{\pi \cdot p} \cdot I \cdot N \cdot \sin\left(\frac{x \cdot \pi}{\tau_p} - \omega t\right)$$

V statorskem faznem navitju, ki je sedaj primarno, se inducira napetost

$E_1 = 4,44 \cdot f \cdot N_1 \cdot \Phi \cdot k_{n1}$. Isti magnetni fluks Φ oklepa tudi sekundarno navitje v katerem se inducira $E_2 = 4,44 \cdot f \cdot N_2 \cdot \Phi \cdot k_{n2}$.

Med induciranimi napetostima primarne in sekundarne strani je torej napetostna prestava:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1 k_{n1}}{N_2 k_{n2}} \quad k_{n1} \dots \text{faktor navitja statorja}$$

Za napetostno prestavo med U_1 in E_2 pa moramo upoštevati še vpliv primarnega stresanega polja v praznem teku in je $U_1/E_2 > E_1/E_2$.

Za vzbujanje potrebnega magnetnega polja, bo tekel po primarnem navitju magnetilni tok I_μ , ki se ravna po magnetnem upor upor magnetnega kroga $\Phi = \sqrt{2} I_\mu N$, podobno kot pri transformatorju. Za zmanjšanje tega jalovega toka gradimo stroje s čim manjšo zračno režom saj je zračna reža tisti del magnetne poti, kjer je praktično koncentrirana vsa magnetna upornost. Poleg tega pa pri strojih z več polovimi pari magnetni fluks vsakič dvakrat prečka zračno režo. Zračne reže so tako majhne kot nam omogoča tehnologija izdelave (do cca 1kW 0,2mm, nekaj 10kW po 1mm)

2. kratkosklenjeno rotorsko navitje:

Inducirana napetost E_2 požene po stroju sekundarni tok, za katerega si prizadevamo, da je čim večji. Zato so rotorska navitja večinoma v kratkem stiku. Ena faza rotorskega navitja ima upornost $Z_2 = \sqrt{R_2^2 + X_2^2}$, kjer je R_2 ohmska upornost vodnika navitja, X_2 pa induktivna upornost zaradi stresanega magnetnega polja v rotorske navitju.

Sekundarni tok v kratkovezanem navitju bo torej:

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{R_2^2 + X_2^2}}$$

In fazni kot φ_2 med E_2 in I_2 :

$$\cos \varphi_2 = \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + X_2^2}}$$

Torej, vrtilno magnetno polje se vrti s hitrostjo n_s in inducira v rotorju napetost E_2 . Ta napetost požene tok I_2 , ki fazno zaostaja za kot φ_2 . V prostoru se ta fazni zamki odraža kot prostorski zamik. Amplituda toka I_2 je toraj prostorsko izmaknjena za kot φ_2 iz amplitude magnetnega polja. Magnetno vzbujanje sekundarnega toka I_2 je zato v prostoru premaknjeno proti vrtilnemu magnetnemu polju za kot $\delta = 90^\circ + \varphi_2$. To je navorni kot.

Ko se rotor vrti, fluks vedno počasneje reže palice. Napetost začne padati.

Slip:

Ko se rotor vrti, hitrost rezanja rotorskih palic navitja v vrtilnem magnetnem polju ni več enaka kot pri stoječem rotorju. Upoštevati moramo sedaj relativno hitrost med vrtilnim poljem in vrtečim se rotorjem. Zato vpeljemo pojem slipa, ki nam pove, kolikšna je relativna vrednost hitrosti rotorja proti polju:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s}$$

kjer je n_s inhronska hitrost polja, n pa hitrost vrtenja rotorja. Polje se vrti s hitrostjo n_s , ki je dana s frekvenco napajalne primarne napetosti f_1 po enačbi $n_s = f_1/p$.

Značilna področja delovanja asinhronskega stoja so označena z značilnimi vrednostmi slipa s :

Rotor stoji $n=0$	$s=(n_s-0)/n_s=1$	Zagon
Rotor se vrti v smeri polja $n < n_s$	$s=(n_s-n)/n_s < 1$	Motorsko delovanje
Rotor se vrti v smeri polja $n=n_s$	$s=(n_s-n_s)/n_s=0$	Sinhronizem
Rotor se vrti v smeri polja $n > n_s$	$s=(n_s-n)/n_s < 0$	Generatorsko obratovanje
Rotor se vrti proti smeri polja $-n$	$s=(n_s+n)/n_s > 1$	Zavorno obratovanje

Inducirana napetost v statorskem navitju E_1 bo še vedno ista, za inducirano napetost v rotorskem navitju E_2 pa moramo upoštevati, da se bo pri vrtenju rotorja spremenila frekvenca rotorskega rezanja in s tem frekvenca rotorske napetosti f_2 .

Torej frekvenca rotorske napetosti f_2 , bo enaka frekvenci rezanja rotorja v vrtilnem polju:

$$f_2 = s \cdot f_1.$$

Inducirana napetost na rotorju se tudi spreminja s slipom in je enaka: $E_2 = s \cdot E_{20}$, kjer je E_{20} rotorska inducirana napetost, ko rotor stoji in sta frekvenci statorja in rotorja enaki ($f_1=f_2$, $s=1$)

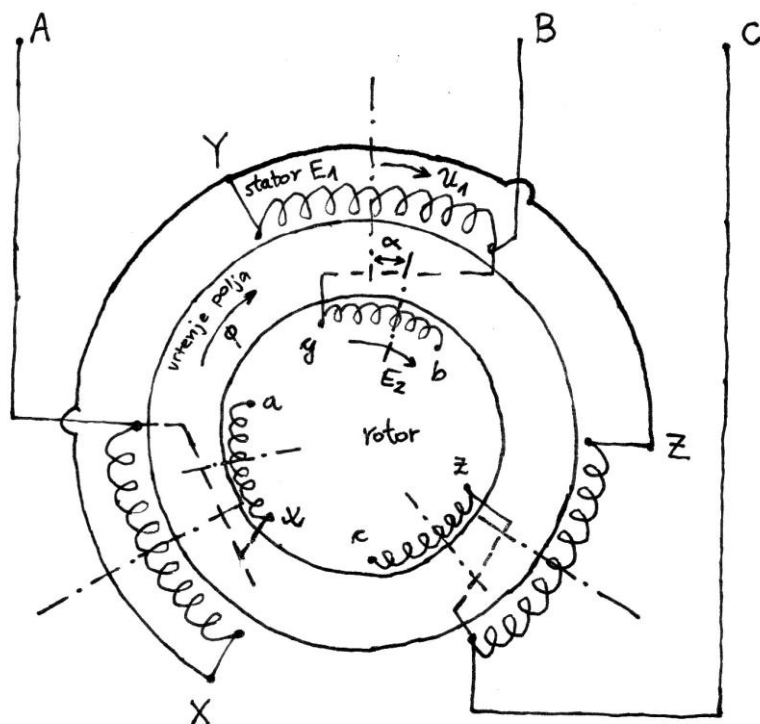
Ko se rotor vrti, se rotorski tok računa po: $I_2 = \frac{s \cdot E_{20}}{\sqrt{R_2^2 + (s \cdot X_2)^2}}.$

3. Kazalčni diagram zavrtega asinhronskega motorja in primerjava s transformatorjem. Velikost kratkostičnega rotorskega toka.

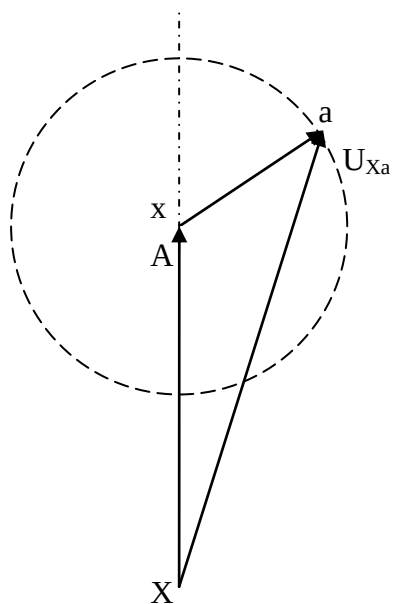
Asinhronski stroj z odprtim in mirujočim rotorskim navitjem lahko interpretiramo tudi kot transformator z napetostno prestavo:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1 k_{n1}}{N_2 k_{n2}}$$

Fazni premik med primarno in sekundarno inducirano napetostjo E_1 in E_2 je dan s kotom zavrtiltve ali prostorskim kotom α , kjer je $\varphi = p \cdot \alpha$. φ predstavlja fazni kot. Običajno uporabljamo tak transformator v avtotransformatorski vezavi in ga imenujemo vrtilni transformator ali potencialni regulator. Vezje potencialnega regulatorja dobimo recimo tako, da zvežemo sponko A z x, B z y, in C z z (povezave so narisane črtkano):



Med sponkama X – A je vsiljena fazna napetost U_1 , med sponkama x – a pa je sekundarna fazna napetost E_2 . Ti dve napetosti kazalčno seštejemo in dobimo celotno napetost U_{xa} .



Pri tem lahko s primerno zavrtitvijo rotorja v mejah $0^\circ < \varphi < 180^\circ$ dobimo vse napetosti med

$$\begin{aligned} U_{Xa,max} &= U_1 + E_2 \quad \text{pri } \varphi = 0^\circ \\ U_{Xa,min} &= U_1 - E_2 \quad \text{pri } \varphi = 180^\circ \end{aligned} \quad \text{in}$$

Pri obremenitvi, ko teče po navitjih statorja in rotorja bremenski tok, nastane seveda elektromagnetni navor, zato mora imeti vrtilni transformator rotor vedno zanesljivo zavrt v izbranem položaju.

Za običajno obratovanje AS poskrbimo, da inducirana napetost požene v rotorskem navitju čim večji sekundarni tok. Vezava, ki to omogoča je kratek stik, zato so običajno rotorska navitja v tej vezavi.

Ena faza rotorskega navitja ima upornost:

$$Z_2 = \sqrt{R_2^2 + X_2^2}$$

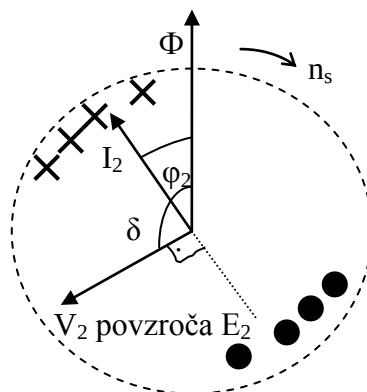
kjer je R_2 ohmska upornost vodnika navitja pri izmeničnem toku, X_2 pa induktivna upornost zaradi stresanega magnetnega polja v rotorskem navitju. Sekundarni tok v kratkovezanem navitju je torej:

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{R_2^2 + X_2^2}}$$

in fazni kot φ_2 med E_2 in I_2 je dan z:

$$\cos \varphi_2 = \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + X_2^2}}$$

Prostorske razmere predstavlja dvopolni model rotorja na sliki:



Vrtilno magnetno polje Φ se vrti s hitrostjo n_s in inducira v rotorju napetost E_2 . Prav ta napetost pa je tista, ki požene tok I_2 , ki fazno zaostaja za kot φ_2 . Prostorsko se to kaže kot premik rotorja za mehanski kot. Amplituda toka I_2 je torej prostorsko izmaknjena za kot φ_2 iz amplitudnega magnetnega polja Φ . Magnetno vzbujanje V_2 sekundarnega toka I_2 je zato v prostoru premaknjeno proti smeri Φ za kot $\delta = 90^\circ + \varphi_2$. S tem smo definirali navorni kot δ .

4. Vrtilno magnetno polje trifaznega sistema (levo in desno, hitrost, izpeljava).

Trifazno vrtilno polje dobimo, ko na trifazno statorsko navitje priključimo trifazno napetost. Fazne napetosti so med seboj premaknjene za 120° . Statorska navitja so prostorsko zasukana

za $\frac{120^\circ}{p}$. Če na tuljave, ki si prostorsko slede v desni smeri priključimo zaporedne faze,

dobimo polje, ki se vrti v desno smer. Če dve fazi med seboj zamenjamo, dobimo polje, ki se vrti v levo smer.

Faza a

$$\frac{V_{\max}}{2} \left[\sin \left(\frac{x\pi}{\tau_p} - \omega t \right) + \sin \left(\frac{x\pi}{\tau_p} + \omega t \right) \right] = V_{ad} + V_{al}$$

Faza b

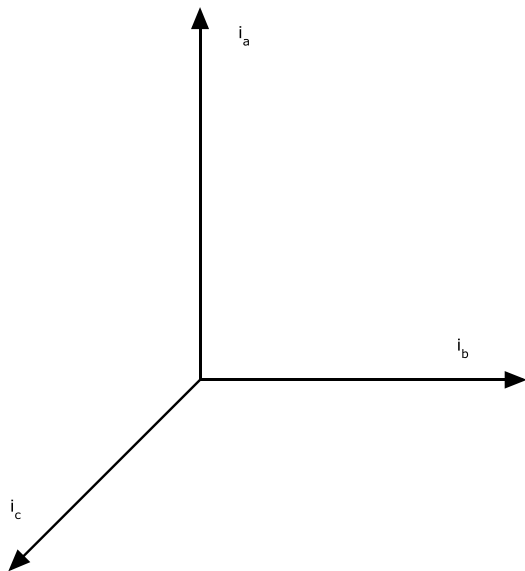
$$\frac{V_{\max}}{2} \left\{ \sin \left[\left(\frac{x\pi}{\tau_p} + 120^\circ \right) - (\omega t + 120^\circ) \right] + \sin \left[\left(\frac{x\pi}{\tau_p} + 120^\circ \right) + (\omega t + 120^\circ) \right] \right\} = V_{bd} + V_{bl}$$

Faza c

$$\frac{V_{\max}}{2} \left\{ \sin \left[\left(\frac{x\pi}{\tau_p} + 240^\circ \right) - (\omega t + 240^\circ) \right] + \sin \left[\left(\frac{x\pi}{\tau_p} + 240^\circ \right) + (\omega t + 240^\circ) \right] \right\} = V_{cd} + V_{cl}$$

$$V_d = V_{ad} + V_{bd} + V_{cd} = \frac{3}{2} V_{\max} \sin \left(\frac{x\pi}{\tau_p} - \omega t \right) = \frac{3\sqrt{2}k_n}{\pi p} I N \sin \left(\frac{x\pi}{\tau_p} - \omega t \right)$$

$$V_l = V_{al} + V_{bl} + V_{cl} = 0$$



Slika 16: Trifazno vrtilno polje

Če tečejo po navitju simetrični trifazni tokovi je $n = \frac{f}{p}$. Če tokovi niso po velikosti enaki, se vrtilna hitrost spremeni. Levo vrtilno polje ni več enako nič. Skupno levo in desno polje ni več krožno temveč eliptično.

5. Velikost rotorskega toka. Ekvivalentna shema rotorja. Delitev moči v rotorju.

Osnovno analizo delovanja asinhronskega stroja naredimo najlažje z njegovim ekvivalentnim vezjem.

Tok v rotorskem navitju pri stoječem rotorju: $I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{R_2^2 + X_2^2}}$.

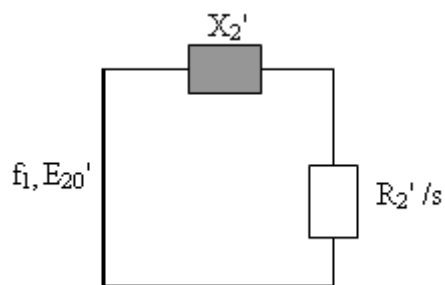
Tok v rotorskem navitju pri vrtenju: $I_2 = \frac{s \cdot E_{20}}{\sqrt{R_2^2 + (s \cdot X_2)^2}}$.

Fazni kot: $\cos \varphi_2 = \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + X_2^2}}$.

Enako kot pri transformatorju zreduciramo rotorske veličine na statorsko (primarno) stran in dobimo E_{20}' , E_2' , R_2' in X_2' . Desno stran enačbe delimo v števcu in imenovalcu s slipom.

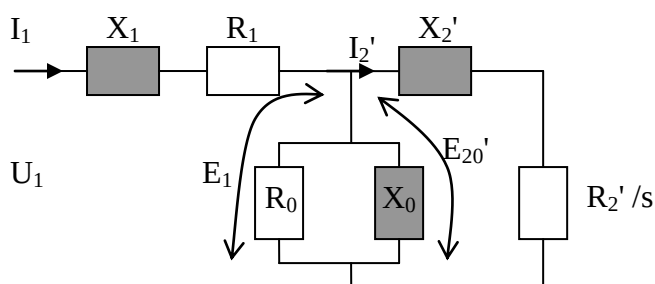
$$I_2' = \frac{E_{20}'}{\sqrt{(R_2'/s)^2 + X_2'^2}}$$

→ dobimo ekvivalentno vezje kot pri tr. (E_{20}' in X_2' nista odvisna od slipa)



Rotorski tok I_2' in rotorska napetost E_{20}' imata sedaj v enačbi frekvenco f_1 - enačba popisuje tudi razmere v vezju. To vezje je torej ekvivalentno vezje rotorja asinhronskega stroja pri poljubnem slipu, torej velja za vse hitrosti vrtenja rotorja.

Izločili smo torej od hitrosti vrtenja rotorja odvisno rotorsko inducirano napetost E_2' in enako odvisno rotorsko frekvenco f_2 .



izgube v železnem paketu zaradi glavnega polja.

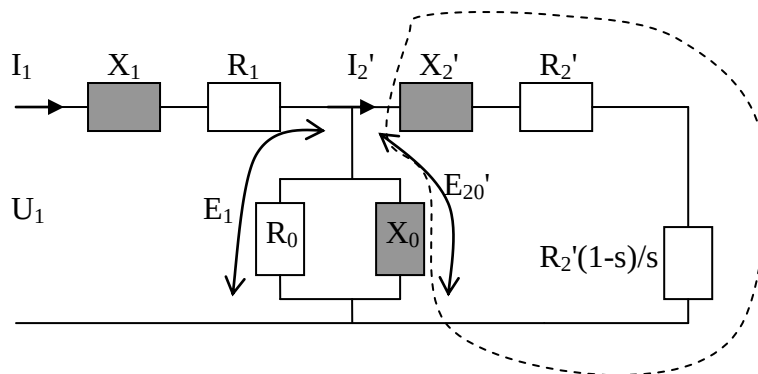
Pri stoječem rotorju ($s=1$ in $f_1=f_2$ ter $E_1=E_{20}'$) deluje stroj kot transformator. Dodamo mu enako kot transformatorju ohmsko upornost R_1 in induktivno upornost X_1 zaradi stresa statorskega navitja ter paralelno X_0 in R_0 , ki ponazarjata magnetenje glavnega vrtilnega magnetnega polja ter

Ohmska upornost v ekvivalentnem vezju rotora ni prava upornost navitja, temveč se spreminja s slipom. ima lahko najrazličnejše vrednosti od negativne do pozitivne, zato jo delomo na dva dela, prvi je prava upornost, drugi pa preostanek.

$$\frac{R_2'}{s} = R_2' + R_2' \cdot \frac{1-s}{s}$$

Tako dobimo ekvivalentno vezje asinhrosnkega stoja.

Del vezja obkrožen s črtkano črto je EKVIVALENTNO VEZJE ROTORJA



Delitev moči v rotorju:

Moč ki se pretaka v asinhronskem stroju ima tri oblike. Na primarni strani imamo električno moč, ki priteka iz omrežja v stroj ali iz njega odteka. Na gredi motorja imamo mehansko moč, ki jo stroj oddaja bremenu ali pa dobiva od mehanskega pogona. Imamo pa tudi izgubo moči zaradi toplote.

Moči v rotorju:

→ izgubna moč v rotorskem navitju R_2' : $P_{Cu2} = m_2 I_2'^2 R_2' = P_{vp} s$

→ pojavi se še moč v »uporu« $(R_2' \frac{1-s}{s})$: $P_{meh} = m_2 I_2'^2 \cdot (R_2' \frac{1-s}{s}) = P_{vp} (1-s)$

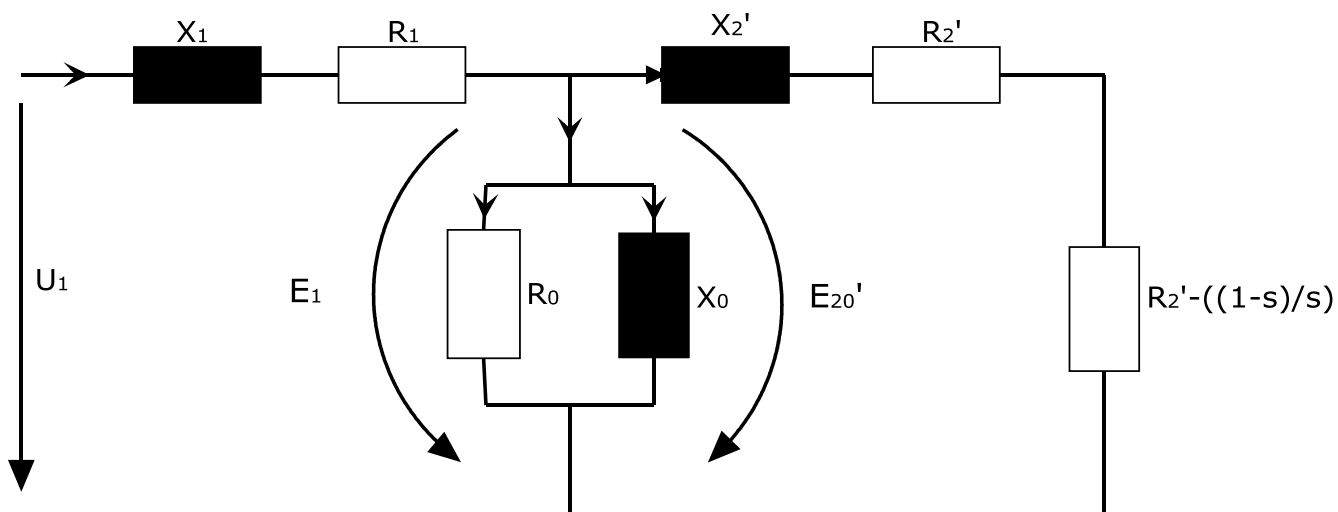
Zgoraj smo videli, da je lahko dodatni upor negativen ali pozitiven, ptav tako tudi moč, pri pozitivni mehanski moči bo stroj delal kot motor, pri negativni pa kot generator

→ moč vrtilnega magnetnega polja: je moč, ki skozi režo prehaja iz statorja na rotor in se deli na izgube v rotorskem navitju in na mehansko moč rotorja. Na kakšen način se deli/pretvorja notranja moč pa dloča slip!

$$P_{vp} = M_b \omega_s = \frac{P_{meh}}{1-s} = P_{Cu2} + P_{meh} \quad \text{Če zanemarimo trenje in ventilacijo } P_{tr,v}$$

6. EKVIVALENTNA SHEMA ASINHRONEGA MOTORJA. ENERGIJSKA BILANCA ZA MOTOR IN GENERATOR.

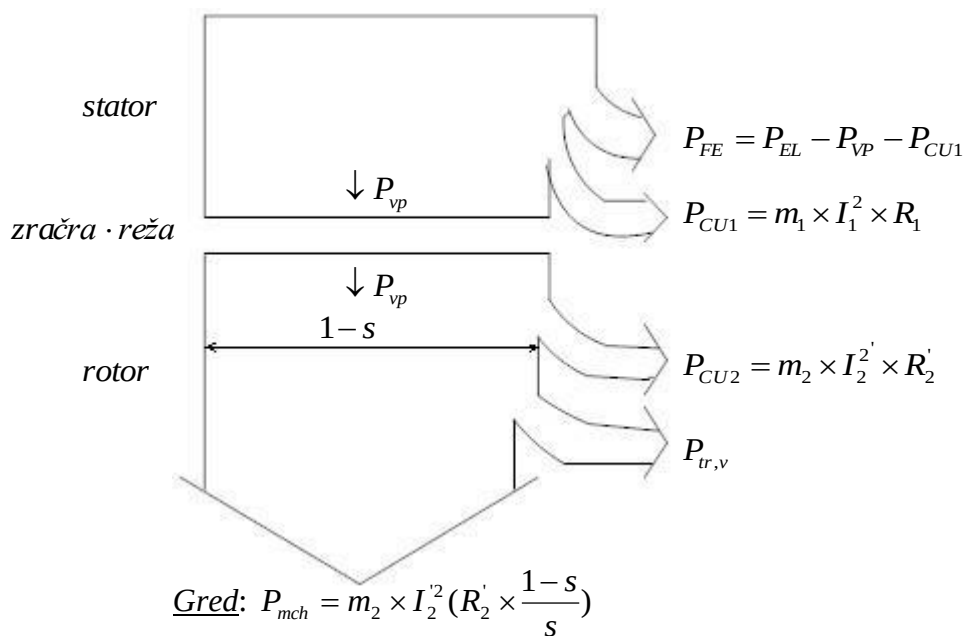
a) Ekvivalentna shema



b) Energijska bilanca – motor

$$0 < s < 1$$

omrežje $R = \sqrt{3} \times U_{n1} \times I_{n1} \times \cos \varphi_{n1}$



$$P_{vp} = m_2 \times R_2' \times I_2'^2 \times \frac{1}{s}$$

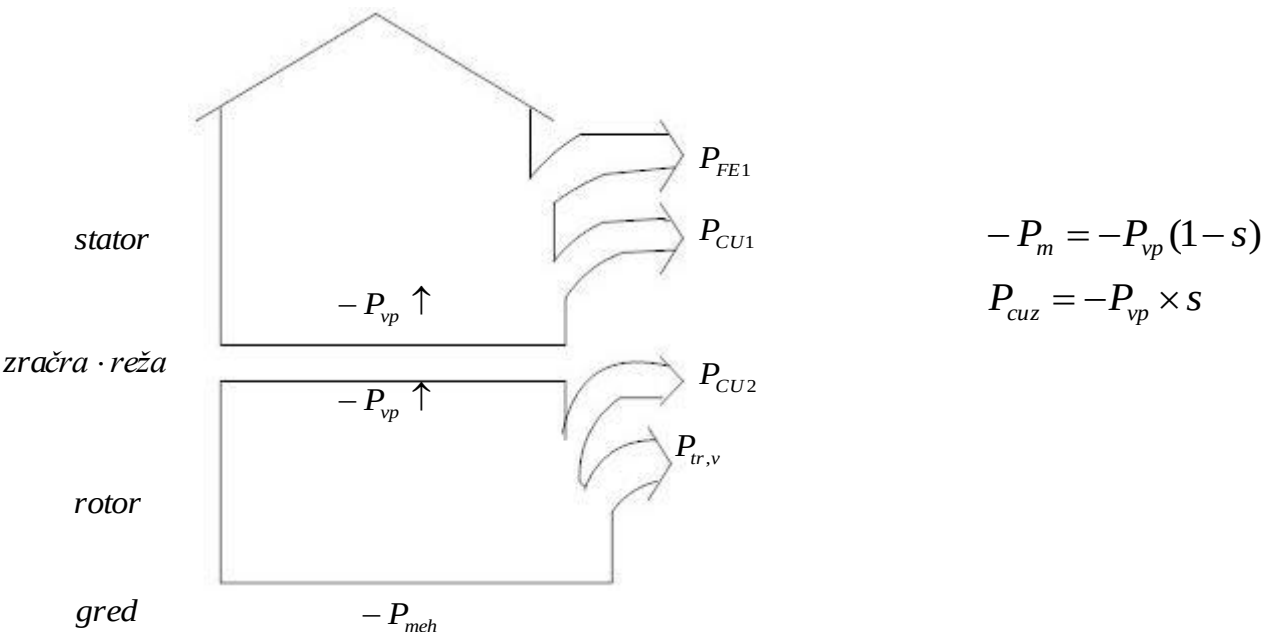
$$P_m = P_{vp} (1-s)$$

$$P_{CU2} = P_{vp} - s$$

c) Energijska bilanca – generator

$$s < 0$$

omrežje $-P_{el1}$

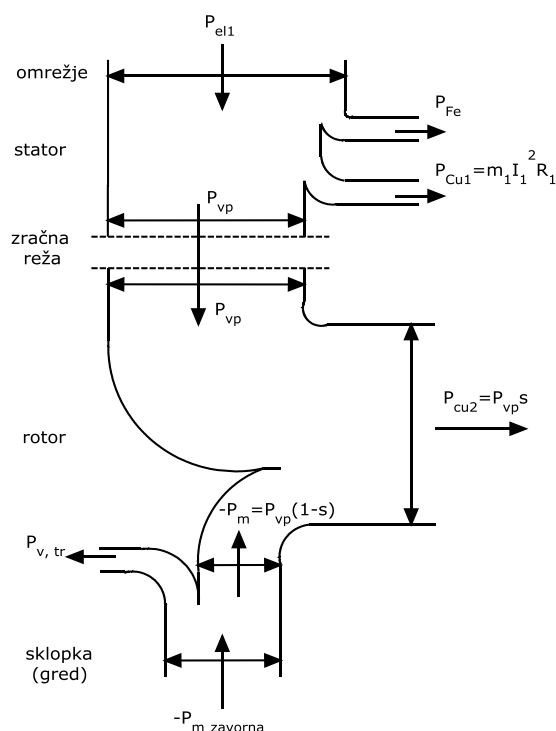


7 Energijska bilanca asinhronskega motorja v zavornem področju. Kdaj lahko dela v tem področju?

Asinhronski motor v zavornem področju dela pri slipih ki so večji od 1 in so pozitivni ($s > 1$). Rotor se vrti v nasprotni smeri kot vrtilno polje. To stanje dosežemo če z zunanjim pogonskim strojem vrtimo rotor proti smeri vrtilnega polja in tako dobimo izgube v rotorskem navitju po enačbi $P_{cu2} = P_{vp}s$. Moč vrtilnega polja $P_{vp} = \frac{P_{cu2}}{s}$ je manjša od P_{cu2} in pozitivna, kar pomeni da priteka iz statorja v rotor. Mehanska moč rotorja je po enačbi $P_m = P_{vp}(1-s)$ vedno negativna ker je slip večji od 1. Moč P_m torej priteka po gredi v rotor, torej obe moči P_m in P_{vp} pritekata v rotor in se uničujeta kot toplotno moč P_{cu2} v rotorskem navitju.

Izgube v bakru so enake $P_{cu2} = P_{vp} - P_m$, v našem primeru je ta moč enaka

$$P_{cu2} = P_{vp} + P_m.$$



Asinhronski motor v zaviralnem področju izgubi veliko energije in se zato močno greje, pri tem pa je ogrožena izolacija navitja, uporabljamo jo izjemoma pa še takrat mora bit rotor navit. To pregrevanje lahko zmanjšamo, če v rotorski tokokrog dodamo upor, ki prevzeme segrevanje nase.

8. Momentna karakteristika asinhronskega stroja (izpeljava, graf).

Pri uporabi AS ponavadi potrebujemo podatek, kakšen je in kako se spreminja elektromagnetni navor. Ponavadi ta podatek razberemo iz karakteristike navora v odvisnosti od hitrosti vrtenja rotorja.

Če zanemarimo mehanske izgube $P_{v, tr}$, lahko navor izračunamo iz rotorske mehanske moči P_m . Splošna mehanska enačba za navor:

$$M = \frac{P_m}{\omega_m} = \frac{P_m}{2\pi \cdot n}$$

Iz pretoka moči vemo, da je $P_m = P_{vp} (1 - s)$. Iz enačbe za sekundarno navitje v kratkem stiku pa $n = n_s (1 - s)$, po podobnem razmisleku pa tudi $\omega_m = 2\pi \cdot n_s (1 - s) = \omega_{ms} (1 - s)$.

Upoštevamo vse zgornje izpeljave in dobimo:

$$M = \frac{P_{vp} (1 - s)}{\omega_{ms} (1 - s)} = \frac{P_{vp}}{\omega_{ms}} = \frac{P_{vp}}{2\pi \cdot n_s}$$

Dobili smo enačbo za navor, ki nam pove, da se elektromagnetni navor AS spreminja točno tako, kot se spreminja njegova moč vrtilnega polja P_{vp} . Proporcionalnostni faktor je sinhronska mehanska kotna hitrost vrtenja ω_{ms} , oziroma sinhronska hitrost vrtenja vrtilnega polja n_s . Ta hitrost pa je konstantna pri konstantni frekvenci napajalne napetosti f_1 , ki jo omrežje vsili statorju. Navor torej lahko pri AS ugotovimo že iz moči vrtilnega polja P_{vp} , brez da računamo

hitrost vrtenja rotorja n . Moč vrtilnega polja pa lahko računamo tudi z inducirano napetostjo E_1 , tokom I_2' in faznim kotom φ_2 med njima:

$$P_{vp} = m_1 \cdot E_1 \cdot I_2' \cdot \cos \varphi_2$$

Enačbo lahko naprej razvijemo z upoštevanjem, da je inducirana napetost E_1 v enem faznem

navitju statorja enaka: $E_1 = 4,44 \cdot f \cdot N_1 \cdot \phi \cdot I_2' \cdot k_{n1}$. Vzamemo, da je $f = p \cdot n_s$ in da je število ovojev ene faze $N_1 = Z_1 / 2$ polovično število palic navitja ene faze v utorih statorja, potem moč vrtilnega polja P_{vp} lahko zapišemo: $P_{vp} = 1,11 \cdot (2p) \cdot n_s \cdot m_1 \cdot Z_1 \cdot \phi \cdot I_2' \cdot k_{n1} \cdot \cos \varphi_2$

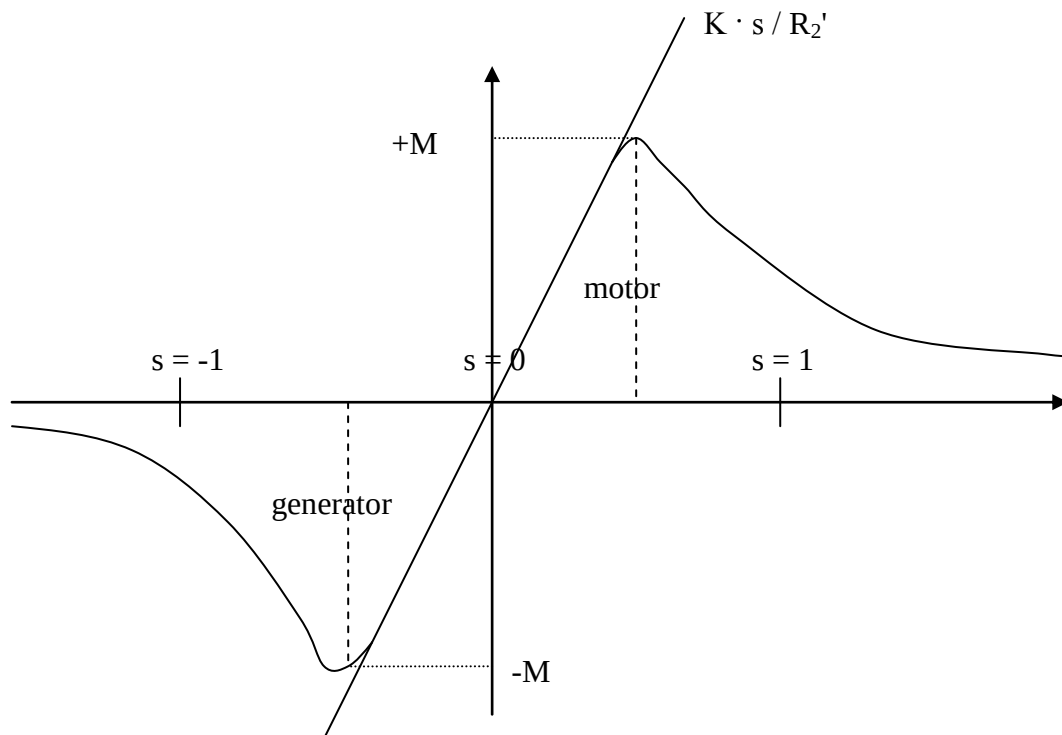
Sedaj to enačbo vstavimo v prvotno enačbo za mehanski navor in delimo moč vrtilnega polja P_{vp} z ω_{ns} , pa dobimo navor:

$$M = \frac{P_{vp}}{2\pi \cdot n_s} = 1,11 \cdot k_{n1} \cdot \frac{p}{\pi} \cdot m_1 \cdot Z_1 \cdot \phi \cdot I_2' \cdot \cos \varphi_2$$

Iz stoječega sekundarnega navitja v kratkem stiku, pa je znana še enakost: $\cos \varphi_2 = \sin \delta$.

$$M = 1,11 \cdot k_{n1} \cdot \frac{p}{\pi} \cdot m_1 \cdot Z_1 \cdot \phi \cdot I_2' \cdot \sin \delta$$

Zgornja enačba daje navor v odvisnosti od navornega kota δ z upoštevanjem skupnega vrtilnega magnetnega polja Φ in sekundarnega (rotorskega) toka I_2' .



Zgornji graf je karakteristika navora asinhronskega stroja. V bližini $s = 0$, je navor sorprocialen slipu.

9. Momentna karakteristika as. stroja v linearnem delu (izpeljava momenta, omahnega slipa, komentar).

Izpeljava:

$$M = \frac{P_{meh}}{\omega_{meh}} = \frac{P_{vp}(1-s) \cdot 60}{2\pi n} = \frac{P_{vp}(1-s) \cdot 60}{2\pi n_s(1-s)} = \frac{P_{vp}}{\omega_s} = \frac{m_1 \cdot 60}{2\pi \cdot n_s \cdot s} \frac{E_{20}^2 R_2'}{(R_2'/s)^2 + X_2'^2}$$

V bližini $s = 0$ oziroma $n = n_s$ je navor proporcionalen slipu. Pri majhnih slipih R_2' prevladuje nad vsemi ostalimi upornostmi, zato lahko enačbo spremenimo

$$M = \frac{m_1 \cdot 60}{2\pi \cdot n_s} \frac{E_{20}^2}{R_2'} \cdot s = K \frac{s}{R_2'}$$

$$\frac{dM}{ds} = \frac{d}{ds} \left(k \frac{E_{20}^2 R_2'}{(R_2'/s)^2 + s^2 X_2'^2} \right) = \frac{d}{ds} \left(k \frac{E_{20}^2 R_2' \cdot s}{R_2'^2 + s^2 X_2'^2} \right) = k \frac{E_{20}^2 R_2' (R_2'^2 + s^2 X_2'^2) - 2E_{20}^2 R_2' X_2'^2 \cdot s^2}{(R_2'^2 + s^2 X_2'^2)^2} = 0$$

$$E_{20}^2 R_2' (R_2'^2 + s^2 X_2'^2) - 2E_{20}^2 R_2' X_2'^2 \cdot s^2 = 0$$

$$R_2'^2 + s^2 X_2'^2 - 2X_2'^2 \cdot s^2 = 0$$

$$R_2'^2 - s^2 X_2'^2 = 0$$

$$R_2'^2 = s^2 X_2'^2$$

$$s_{om} = \pm \frac{R_2'}{X_2'} = \pm \frac{R_2}{X_2}$$

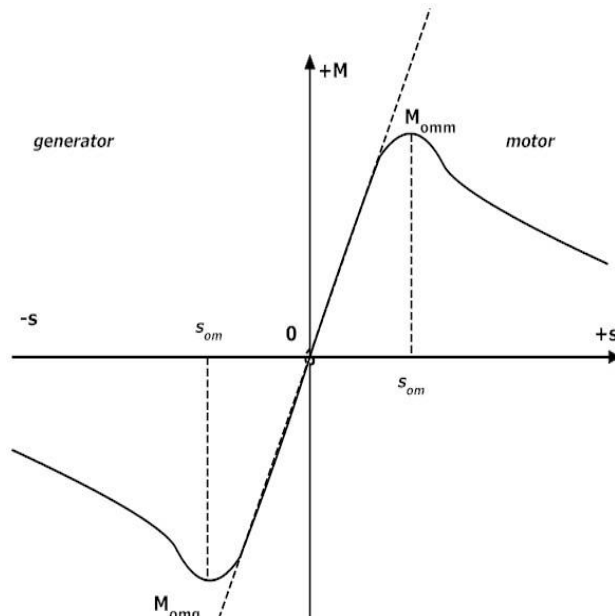
+ za motorski del

- za generatorski del

Generatorski in motorni omahni moment sta popolnoma neodvisna od delovne upornosti v rotorskem tokokrogu stroja R_2' . S spreminjanjem R_2' se spreminja s_{om} pri katerem razvije stroj omahni navor. S tem spreminjamo nagib linearne delne karakteristike.

10. Velikost omahnega momenta (kako vplivamo nanj?). Klossova enačba.

1.)



Iz karakteristike odvisnosti navora od slipa vidimo, da je omahni navor ekstrem v ali motorskem, ali pa generatorskem območju. Če presežemo omahni navor, postane stroj nestabilen, ter moment pade proti 0.

Enačba ki opisuje karakteristiko:

$$M = \frac{m_1}{2\pi \cdot n_s} \frac{U_{1t}^2}{\left(R_{1t} + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + (X_{1t} + X_2')^2}$$

Da izrazimo omahni moment moramo najprej določiti omahni slip, ki ga dobimo tako, da poiščemo ekstrema funkcije momenta. Tako dobljeni omahni slip je:

$$s_{om} = \pm \frac{R_2'}{\sqrt{R_{1t}^2 + (X_{1t} + X_2')^2}}$$

za poenostavitev lahko upoštevamo, da je R_{1t} majhen v primerljavi z $(X_{1t} + X_2')$.

Ter vstavimo omahni slip v prvotno enačbo:

$$M_{om} = \pm \frac{m_1}{2\pi \cdot n_s} \frac{U_{1t}^2}{2(X_{1t} + X_2')}$$

Velikost omahnega momenta je tako odvisna od vsote induktivnih uporov, ter v veliki meri od omrežne napetosti, kvadratna karakteristika.

Omenimo še da velikost omahnega momenta ni odvisna od upora v rotorskem navitju R_2' . Pač pa se s spreminjanjem rotorskega upora spreminja slip, kar vpliva na nagib linearnega kraka karakteristike.

2.)

Klossova enačba:
$$\frac{M}{M_{om}} = \frac{2}{\frac{s}{s_{om}} + \frac{s_{om}}{s}}$$

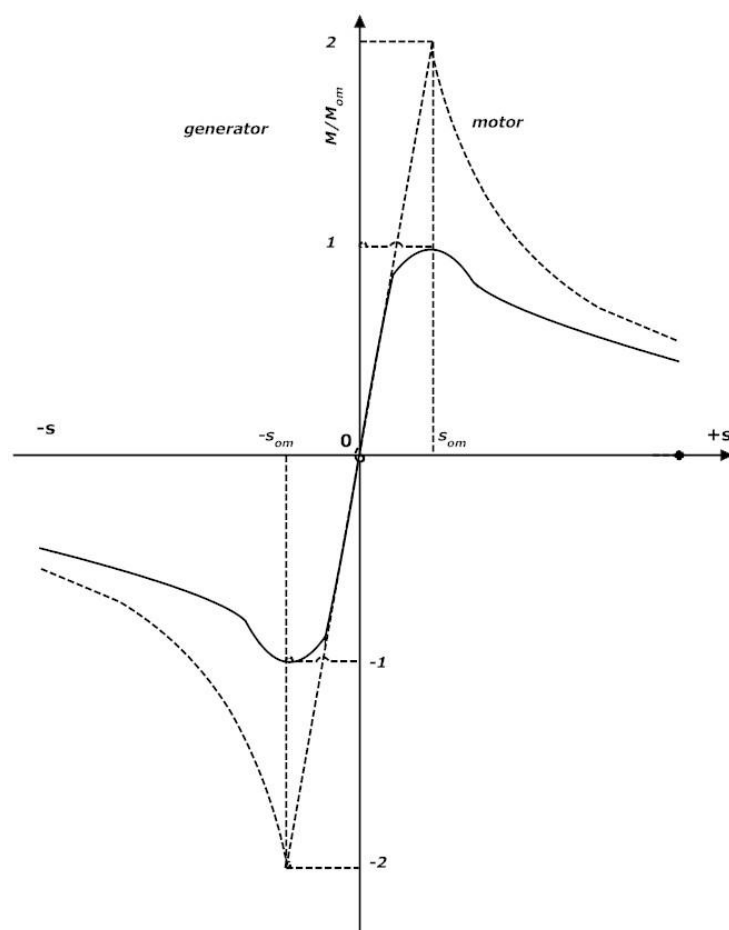
Povezuje razmerje momentov asinhronskega stroja s pripadajočimi slipi. Potek razmerij navorev v odvisnosti od slipa lahko opazujemo na grafu.

S pomočjo grafa lahko izrazimo še 2 poenostavitvi enačbe:

$$\frac{M}{M_{om}} \approx \frac{2s}{s_{om}} \quad \text{za} \quad \frac{s}{s_{om}} \ll 1$$

Ter

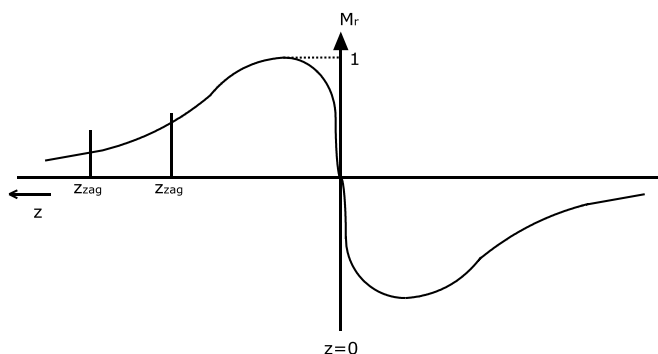
$$\frac{M}{M_{om}} \approx \frac{2s_{om}}{s} \quad \text{za} \quad \frac{s}{s_{om}} \gg 1$$



11. Normirana oblika Klossove enačbe in enačbe rotorskega toka (diskusija).

Normirana oblika Klossove enačbe se glasi:
$$\frac{M_n}{M_{om}} = \frac{2}{\frac{s_n}{s_{om}} + \frac{s_{om}}{s_n}},$$

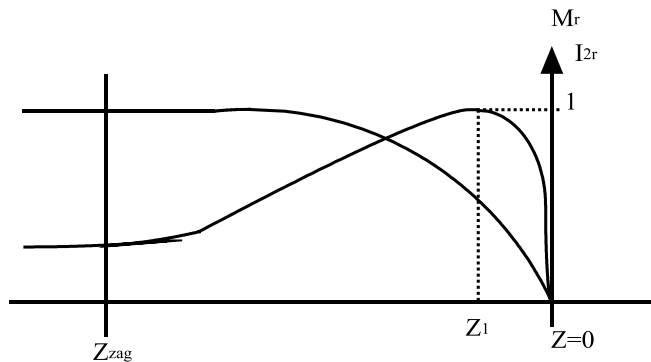
kjer je omahni navor $M_{om} = \frac{kE_{20}^2}{2x_2}$.



$$M_r = \frac{2}{z + \frac{1}{z}}; z = \frac{s}{s_{om}}; z_{zag} = \frac{1}{s_{om}} = \frac{1}{R_2/X_2} = \frac{X_2}{R_2}$$

Enačbe rotorskega toka:

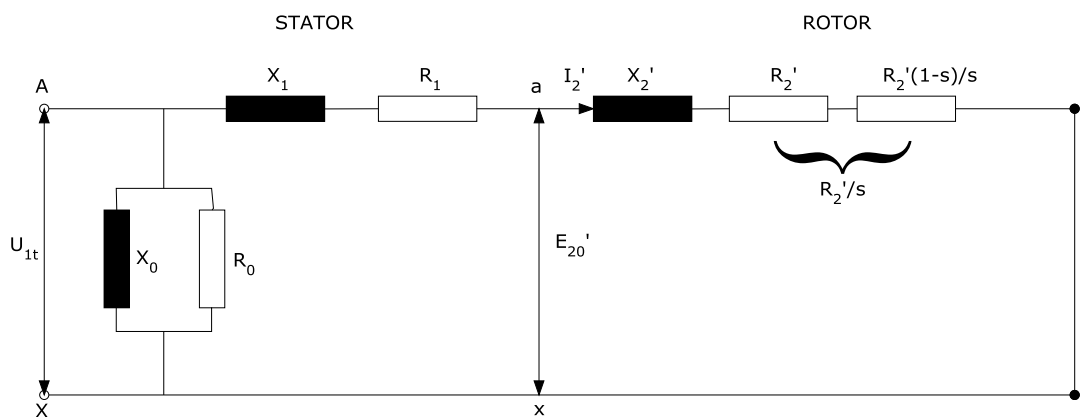
$$I_2 = \frac{E_{20}}{\sqrt{(\frac{R_2}{s})^2 + X_2^2}} = \frac{E_{20}}{X_2} \frac{1}{\sqrt{(\frac{R_2}{sX_2})^2 + 1}}$$



$$I_{2r} = \frac{I_2}{I_{2max}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{z}\right)^2 + 1}} = \frac{z}{\sqrt{1 + z^2}}; I_{2max} = \frac{E_{20}}{X_2}$$

12. POENOSTAVLJEN KROŽNI DIAGRAM ASINHRONSKEGA STROJA(značilne premice, izpeljava iz enačbe za rotorski tok)

Diagram kazalcev ki ga riše I_2' ima značilno krožno obliko. V to se lahko hitro prepričamo, če napišemo enačbo za rotorski tok I_2' , ki izhaja iz ekvivalentnega vezja za asinhronski motor na sliki spodaj.

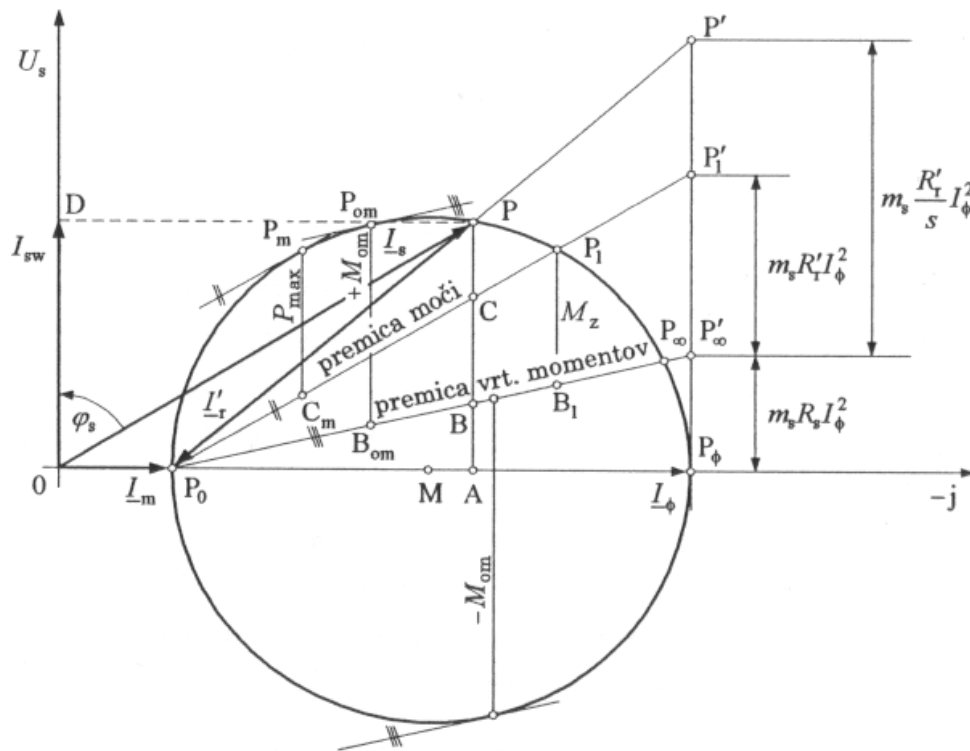


Slika:

ekvivalentno vezje za asinhronski motor

$$I_2' = \frac{U_{1t}}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + (X_1 + X_2')^2}}$$

Če se pri konstantnih parametrih vezja spreminja samo slip s , potem kazalec I_2' riše krožnico vidno na sliki spodaj:



Karakteristične premice:

Merilo toka: m_I

Merilo moči: $m_p = m_s \cdot U_s \cdot m_I$

Merilo vrtilnih momentov: $m_M = \frac{m_p}{2\pi \cdot n_s}$

Statorka stran: $I_s = m_I \overline{OP}$

$$I_r' = m_I \overline{P_0P}$$

Rotorska stran: $I_r = m_I \frac{m_s}{m_r} \cdot n_{sr} \cdot \overline{P_0P}$

Dovedena moč: $P_s = m_I \overline{AP} = m_I \overline{OD} = m_p \overline{AP}$

Moč zračne reže: $P_\delta = m_p \overline{BP}$

Vrtilni moment: $M = \frac{m_p \overline{BP}}{2\pi m_s} = m_M \overline{BP}$

Premica $\overline{P_0 P_\infty}$ je premica moči P_δ in premica vrtilnih momentov M . Premica $\overline{P_0 P_1}$ je premica oddane moči motorja P_r in premica prejetemoči generatorja P_s .

Koristna mehanska moč na gredi: $P_m = P = m_p \overline{CP}$

Joulske izgube v statorju: $P_{Cus} = m_p \overline{AB}$

Joulske izgube v rotorju: $P_{Cur} = m_p \overline{BC}$

Zagonski vrtilni moment: $M_z = m_M \overline{B_1 P_1}$

Omahni motorski vrtilni moment: $M_{om} = m_M \overline{B_{om} P_{om}}$

Maksimalna moč: $P_{\max} = m_p \overline{C_m P_m}$

Zagonski tok: $I_z = m_I \overline{OP_1}$

Faktor moči: $\cos \varphi = \frac{\overline{OD}}{\overline{OP}}$

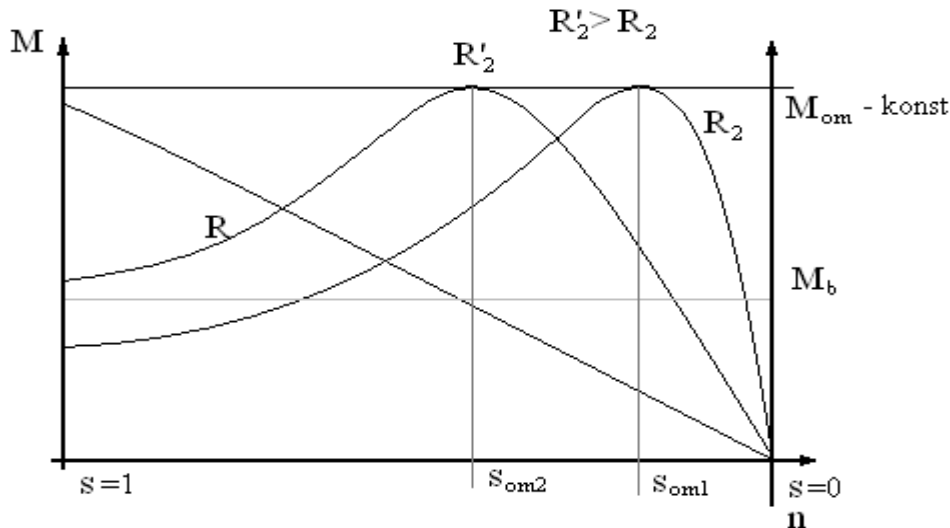
13. Regulacija vrtljajev as. motorja z dodajanjem ohmskih upornosti v rotorski tokokrog.

Z dodajanjem uporov na drsne obroče AM spremenimo karakteristiko navora in toka. Karakteristika navora se spremeni z dodatnim uporom R_d , ki pa se razvija pri drugem slipu:

$$s_{om} = \frac{R_2 + R_d}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2}}$$

Tako s spreminjanjem upornosti dobimo družino navornih karakteristik. Pri stalnem navoru M_b se bo motor vrtel različno hitro.

Sprememba hitrosti je tem večja, čim večji je navor bremena, kar pomeni, da pri razbremenjenem motorju, sploh ne moremo spreminjati hitrosti rotorja z vključevanjem dodatnih upornosti. Pri počasnejšem vrtenju in pri večjih slipih se več moči P_{vp} pretvarja v toploto oz. izgubo in manj v mehansko moč. Torej je spreminjanje hitrosti z dodatnimi upori povezano z večjimi izgubami v rotorskem tokokrogu. Uporabljamo ga pri motorjih malih moči ali pri pogonih, kjer istočasno z vrtljaji pada tudi vrtilni moment. Ponavadi pa dodajamo upore na drsne obroče ob zagonu, da tako povečamo zagonski moment.



Določitev dodatnega upora:

V rotorju mora veljati naslednje ravnotežje napetosti

$$E_{20} \cdot s' = I_2 (R_2 + R_d) \text{ za dodatni upor in}$$

$$E_{20} \cdot s = I_2 \cdot R_2 \quad \text{brez dodatnega upora}$$

Iz teh dveh enačb sedaj določimo dodatni upor: $R_d = \frac{E_{20}}{I_2} (s' - s)$

Ker imajo vsi motorji z drsnimi obroči napisane podatke o nazivni rotorski napetosti u ($E_{20} = u/\sqrt{3}$), nazivnem rotorskem toku i in nazivnem slipu s_n , lahko zapišemo enačbo drugače:

$$R_d = \frac{u}{\sqrt{3}} \frac{M_n}{iM} s'$$

Tako lahko izračunamo dodatni upor pri spreminjanju hitrosti in tudi za izračun zagonskega dodatnega upora, samo da računamo z $s' = 1$.

Za linearni del karakteristike lahko predpišemo določen tok I_2 pri določenem slipu, da dobimo

$$\text{dodaten upor in dobimo: } R_d = \frac{u}{\sqrt{3}} \frac{1}{i_1} s'$$

14 Slabosti regulacije vrtljajev as. motorja s spreminjanjem napajalne napetosti.

Navor asinhronskega motorja se spreminja, če spreminjamo napetosti na statorju kar kaže enačba

$$M = \frac{m_1}{2\pi n_s} \frac{U_1^2}{(R_1 + \frac{R_2'}{s})^2 + (X_1 + X_2')^2} \frac{R_2'}{s}$$

Tudi tok se spreminja z napetostjo primarja po enačbi

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + \frac{R_2'}{s})^2 + (X_1 + X_2')^2}}$$

To izkoristimo kadar želimo spreminjati hitrosti vrtenja ali pa imeti majhne zagonske tokove. S kvadratom napetosti se spreminja navorna karakteristika. Asinhronski stroj z veliko rotorsko upornostjo, bo imel velik omahni slip. Z znižano napetostjo smemo zaganjati samo asinhronske motorje z lahkim zagonom, ki torej med stekom niso obremenjeni. Obremenjen

motor nam lahko med stekom obtiči, ker ne more premagati bremenskega navora. Druga slabost je da so navitja pri znižani napetost močno preobremenjena in tako imamo velike izgube na rotorju.

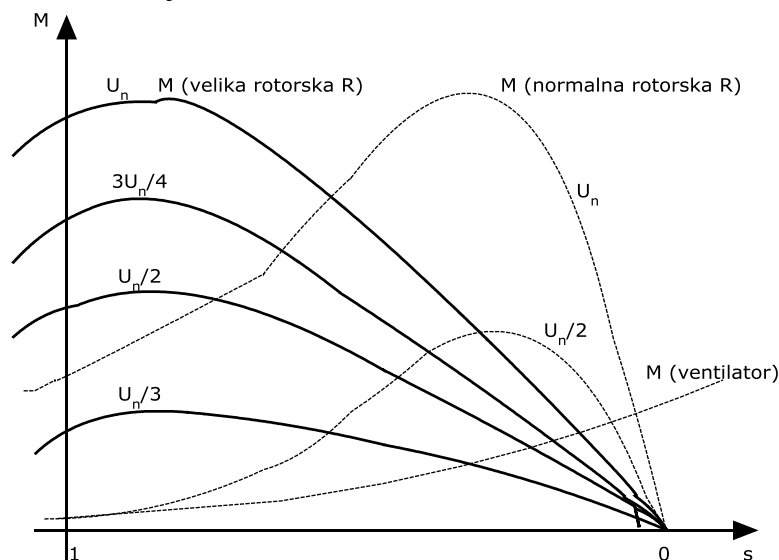
Primer:

- $s_n = 0.03$

$$\frac{P_{el}^{\wedge}}{P_{el}^{in}} = \frac{s_{om}^{\wedge}}{s_n} = \frac{0.21}{0.003} = 7$$

- $s_{om}^{\wedge} = 0.21$

Izgube v rotorju so do $7\times$ večje!



Ta način krmiljenja je energetsko potraten zaradi velikih izgub, zato ga je smiselno uporabljati pri motorjih z majhnimi močmi, izjemoma ga lahko uporabimo do moči 10kW in še to za kratkotrajno znižanje hitrosti vrtenja.

15. REGULACIJE VRTLJAJEV SASINHRONSKEGA MOTORJA S SPREMINJAJEM NAPAVALNE NAPETOSTI IN FREKVENCE.

A) Spreminjanje napetosti

Navor asinhronskega motorja se spreminja, če spreminjamo napetost na statorju

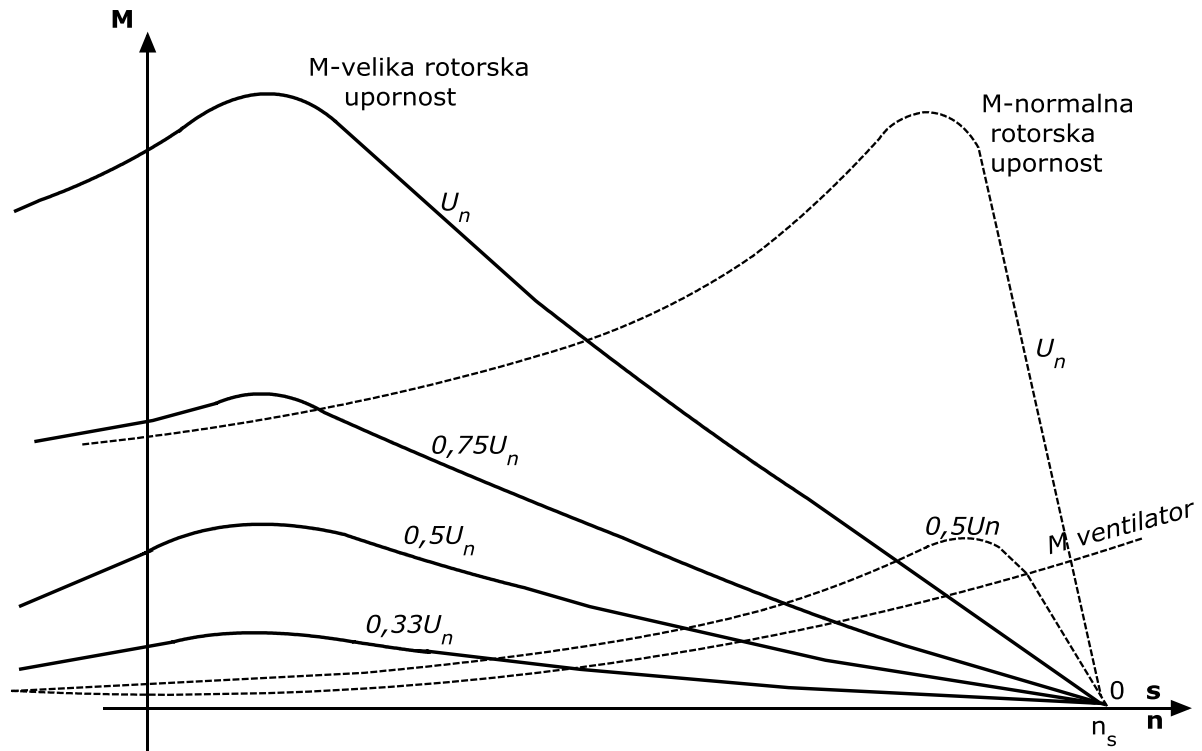
$$M = \frac{m_1}{2\pi \cdot n_0} \cdot \frac{U_{1t}}{\left(R_{1t} + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + (X_1 + X_2')^2} \cdot \frac{R_2'}{s}$$

Tudi tok se spreminja s spreminjanjem primarja

$$I_2' = \frac{U_{1t}}{\sqrt{\left(R_{1t} + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + (X_1 + X_2')^2}}$$

To dvojje izkoristimo ko želimo spreminjati hitrost vrtenja ali doseči majhne zagonske tokove.

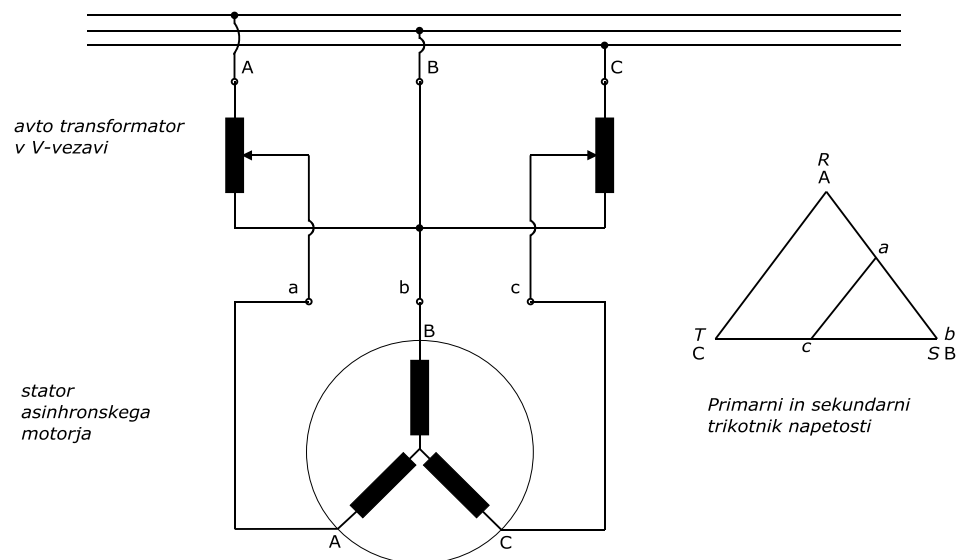
S kvadratom napetosti se spreminja navorna karakteristika po zgoraj napisani enačbi. Asinhronski stroj z veliko rotorsko upornostjo bo imel velik omahni skok in linearni del navorske karakteristike nagnjen čez vso motorsko področje. Če mu nižamo napetost, se mu bo zniževala karakteristika kot je to vidno na sliki:



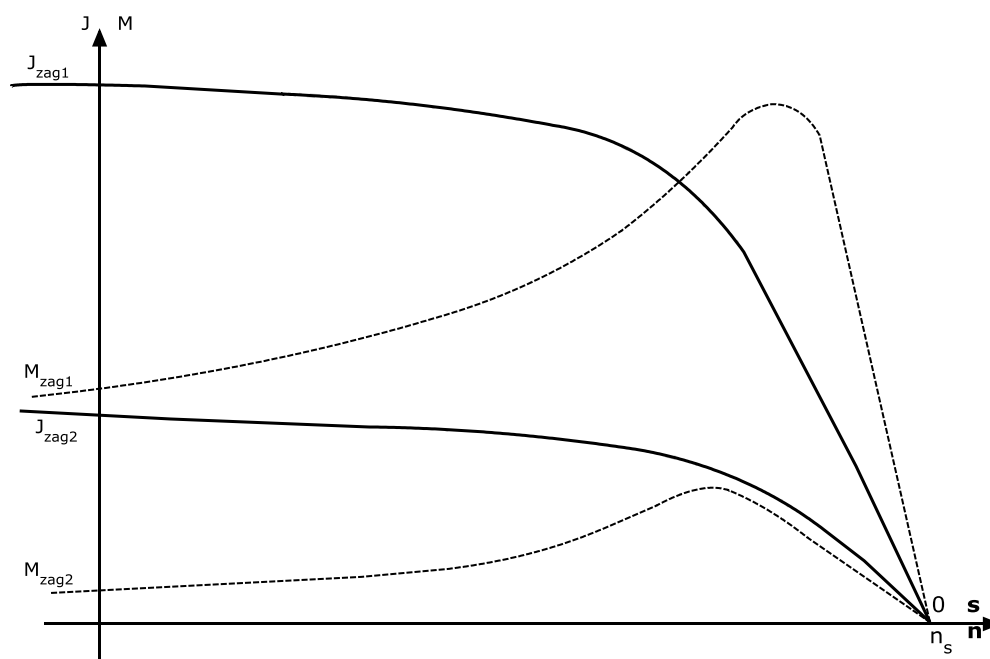
Slika: Zniževanje napetosti povzroči zniževanje momentovskih karakteristik

Dosežemo lahko relativno velike spremembe hitrosti vrtenja, kjer se motorska navorna karakteristika seka z navorno karakteristiko bremena.

Za omejevanje zagonskih tokov lahko znižamo napetost s pomočjo avtotransformatorja ali s preklopom trikot-zvezda $\Delta \rightarrow Y$. Pri zniževanju napetosti se proporcionalno zniža zagonski tok. Zagonski navor M_{zg} pa se zniža s kvadratom napetosti. Z zniževanjem napetosti smemo zaganjati motorje ki v samem štartu niso obremenjeni.



Slika: Shema priključitve avtotransformatorja za regulacijo vrtljajev



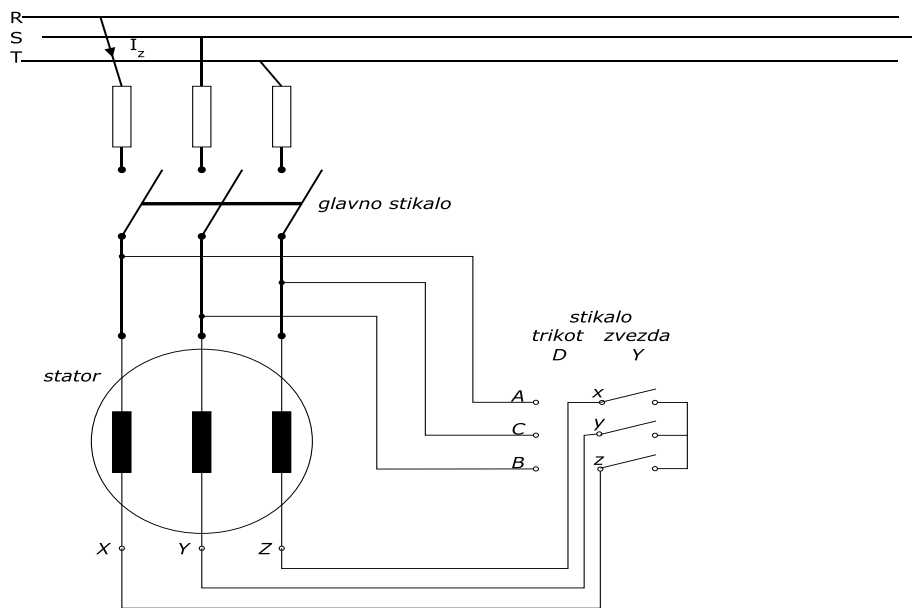
Slika: Sprememba momenta zaradi regulacije vrtljajev z avtotransformatorjem

Cenejša je izvedba s priklopom $\Delta \rightarrow Y$. Ob priklopu oz. štartu navitje motorja vežemo v zvezdo, napetost tako znižamo za $\frac{1}{\sqrt{3}}$. Tok je za isti faktor manjši. Ker pa je tok v dovodu

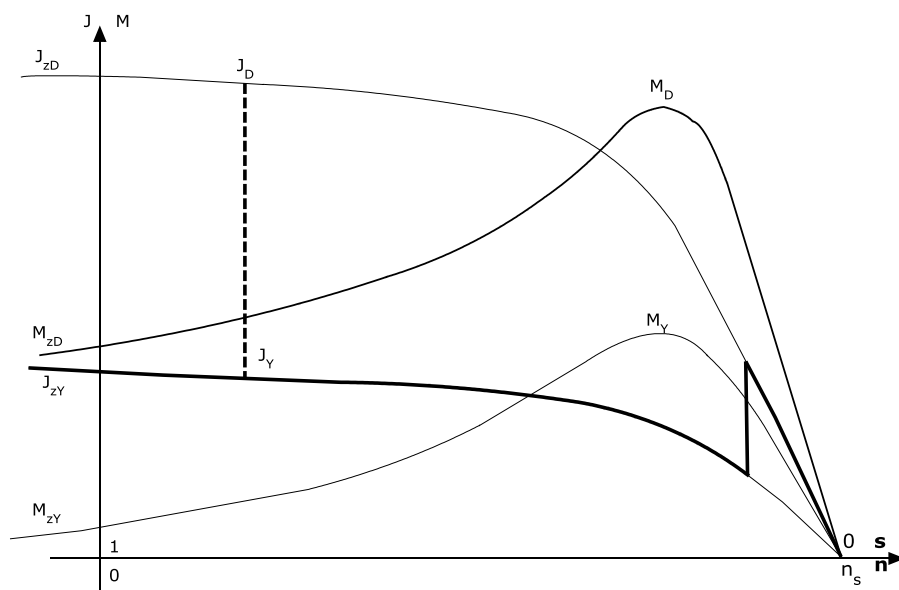
k trikotu za $\sqrt{3}$ večji od toka v zvezdi, bo celotno znižanje toka pri vezavi v zvezdo

$$I_{zy} : I_{z\Delta} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} = 1 : 3. \text{ Skozi priključke bo tako tekkel 3krat manjši tok.}$$

Kot vidimo na spodnji sliki moramo ob vezavi zvezda pustiti da steče motor do sinhronizma, šele na to preklopimo v vezavo trikot. Če preklopimo prezgodaj pride še vedno do tokovnega sunka in stikalo ni doseglo svojega cilja.



Slika: Shema preklopnega stikala trikot-zvezda



Slika: Sprememba momenta zaradi preklopa stikala trikot-zvezda

b) Spreminjanje frekvence:

S spreminjanjem frekvence spreminjamo tudi hitrost vrtenja. Navor se ohrani če se vrtilno magnetno polje po velikosti ne spreminja.

Po enčabi $E_1 = 4,44 \cdot N_1 \cdot f \cdot \Phi_{gl}$ se fluks Φ_{gl} ne bo spremenil če se skupaj s f spreminja

tudi E_1 . Torej moramo zagotoviti konsattno razmerje $\frac{E_1}{f_1}$. Hkrati s frekvenco se mora

zato spremeniti tudi primarna napetost izvora U_1 , sicer zaidemo v nasičenje in potrebujemo za določen navor prevelik tok.

Pri konstantnem fluksu je navor proporcionalen rotorskemu toku I_2' in rotorskemu faznemu kotu φ_2 .

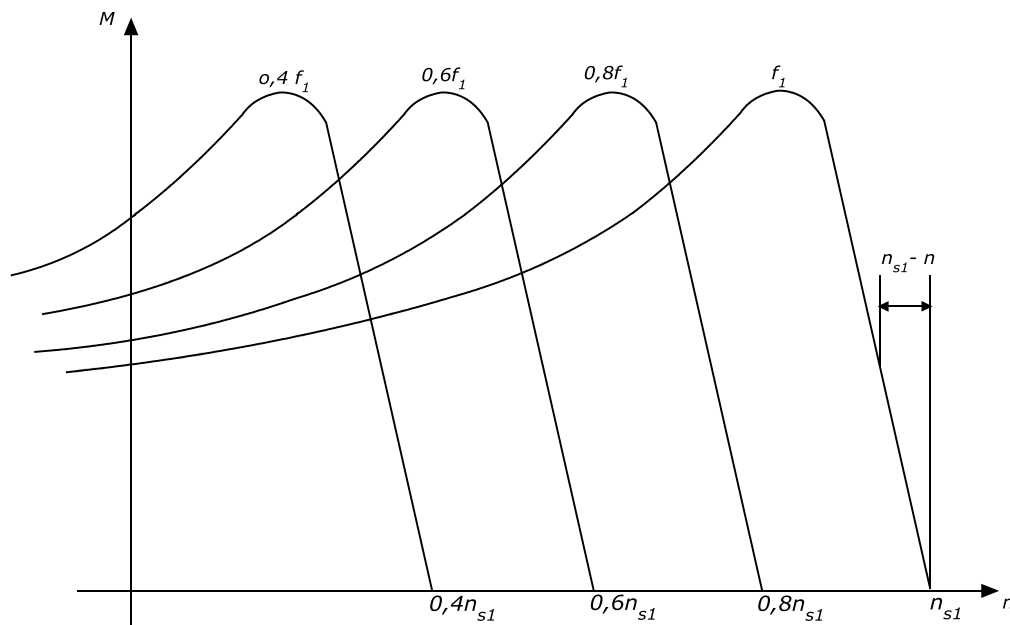
Tovidimo iz enačbe $M = k\phi \cdot I_2' \cdot \cos \varphi_2$. Če vzamemo da je $E_{20}' = E_1$ in jo vstavimo v

enačbo $I_2 = \frac{E_{20}' \cdot s}{\sqrt{R_2'^2 + (X_2' \cdot s)^2}}$ je rotorski tok $I_2' = \frac{E_1' \cdot s}{Z_2'}$, fazni kot je enak $\cos \varphi_2 = \frac{R_2'}{Z_2'}$.

Slip je enak $s = \frac{(n_s - n)}{n_s}$ in navor bo z določen fluks enak $M = k\phi \cdot \frac{n_s - n}{n_s} \cdot E_1 \frac{R_2'}{Z_2'}$.

Rotorska frekvenca se s spreminjanjem statorske frekvence ne spreminja. Pri spremenljivi statorski frekvenci dobimo zato karakteristike navora, ki so za posamezne sinhronske hitrosti premaknjene. Oblike se ohranijo dokler je Φ konstanten oz. konstanten koeficient

$$\frac{E}{f}.$$



Slika: Karakteristike navora pri spreminjanju frekvence

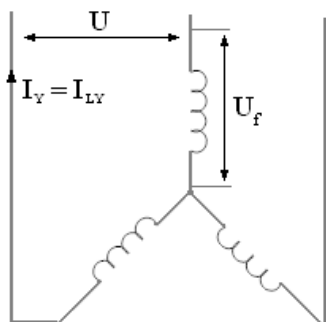
Ko računamo karakteristike moramo upoštevati da se X_1 , X_2 in X_0 spreminjajo sorazmerno s frekvenco f_1 in so neodvisni od napetosti. R_0 pa se spreminja s kvadratom frekvence f_1 !

Za krmiljenje s spreminjanjem frekvence se dandanes uporablja statični presmernik v tiristorski izvedbi. Poznamo direktni trifazni – trifazni presmernik, ki presmerja iz višje frekvence k nižji z ustreznim zaporednim vklopjanjem faznih tiristorjev Slika:

Drugi način pa je ta, da najprej usmerino napajalno napetost. Enosmerno napetost nato širinsko pulzno moduliramo.

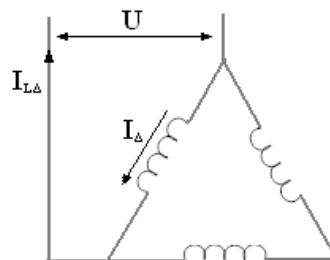
16. Zagon as. motorja s stikalom zvezda-trikot.

Motor je izdelan tako, da ima pri normalnem obratovanju trifazno statorsko navitje vezano v trikot in je na fazno navitje pritisnjena medfazna napetost U . Pri zagonu, to je pri $n = 0$, bi ta napetost pognala velik kratkostični zagonski tok. Zmanjšanje tok dobimo, če zmanjšamo napetost U . Praktično to opravimo s stikalom zvezda-trikot.



$$U_f = \frac{U}{\sqrt{3}}$$

$$I_{LY} = \frac{U}{\sqrt{3} \cdot Z}$$



$$I_{L\Delta} = \frac{U}{Z} \sqrt{3}$$

Razmerje tokov -
$$\frac{I_{LY}}{I_{L\Delta}} = \frac{U}{Z} \frac{Z}{\sqrt{3} U \sqrt{3}} = \frac{1}{3}$$

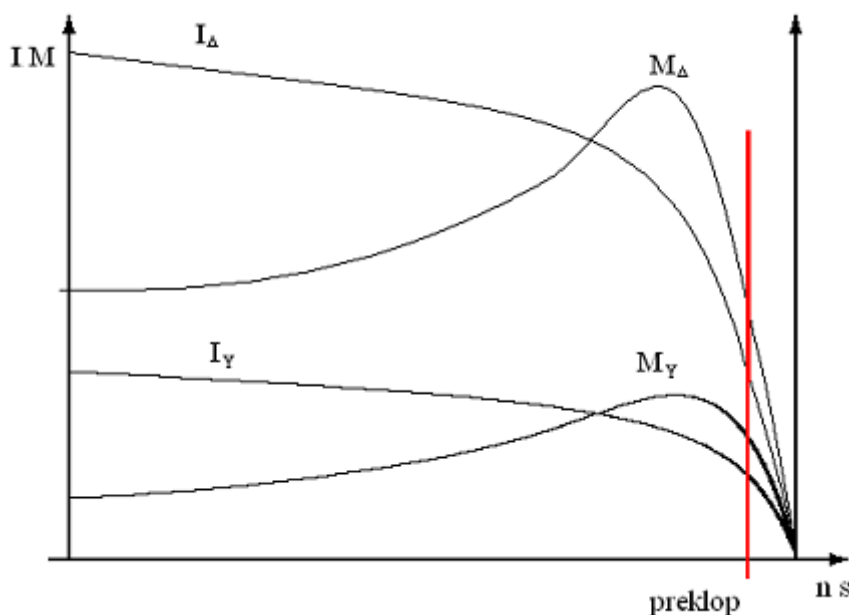
Tok v zvezdi (zagonski) se zmanjša za faktor 3.

Navor je v kvadratnem razmerju z napetostjo.

$$M = k \cdot U^2 \quad \left(\left(\frac{I_{LY}}{I_{L\Delta}} = \frac{1}{3} \right) \rightarrow \left(\frac{\Phi_Y}{\Phi_{\Delta}} = \frac{1}{3} \right) \rightarrow \left(\frac{B_Y}{B_{\Delta}} = \frac{1}{3} \right) \rightarrow M = k \cdot B \cdot I \right)$$

$$\frac{M_{zagY}}{M_{zag\Delta}} = \frac{\left(\frac{U}{\sqrt{3}} \right)^2}{U^2} = \left(\frac{1}{\sqrt{3}} \right)^2 = \frac{1}{3}$$

Navor v zvezdi se zmanjša za faktor 3.



Pri zagonu zvezda-trikot sicer zmanjšamo omrežni zagonski tok na $1/3$, toda istočasno zmanjšamo tudi zagonski vrtilni moment na $1/3$. Pri takem zaganjanju mora biti motor dovolj razbremenjen, najboljše neobremenjen.

Motor obremenimo s polnim bremenom po preklopu, ki ga naredimo takrat, ko se vrtljaji približajo nazivnim.

Med preklopom Y – Δ mora biti časovni zamik., ki traja približno 0.3 – 0,5s. Magnetni pretok v statorju mora pasti na vrednost 0, ker drugače obstaja možnost, da naletimo na nasprotno napetost (s tem fluks) in bi se inducirala velika napetost, stekel bi velik tok.

17. Zagon asinhronskega stroja z uporovnimi stopnjami

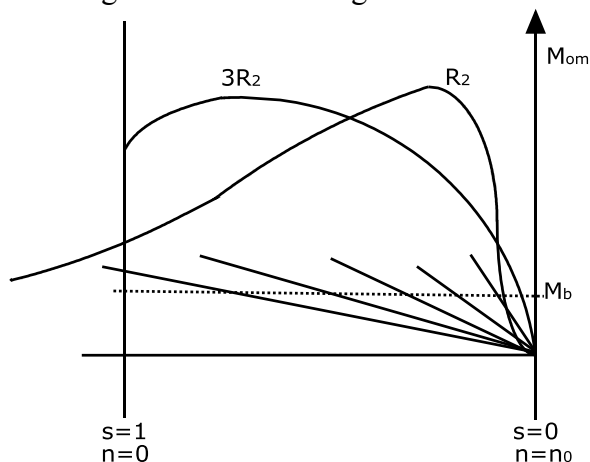
Pri motorjih z drsnimi obroči na rotorju lahko v rotorski tokokrog vključimo dodatne upore. S tem spremenimo karakteristiko navora in karakteristiko toka na tak način, da prilagodimo delovanje motorja zahtevam zagona ali zahtevam spreminjanja hitrosti vrtenja.

Karakteristika navora se spremeni, če spremenimo rotorsko upornost R_2 za dodatno upornost R_d v celotno rotorsko upornost $R_2 + R_d$. Pri tej spremembi ostane omahni navor M_{om} nespremenjen. Stroj pa razvija ta omahni navor pri drugem slipu, ki

$$\text{je } s_{om} = \frac{R_2' + R_d'}{\sqrt{R_{1t}^2 + (X_{1t} + X_2')^2}}.$$

Za različne dodatne rotorske upore dobimo tako celo družino navornih karakteristik. Pri stalnem bremenskem navoru M_b se bo motor vrtel različno hitro, odvisno pač od tega, kakšna dodatna rotorska upornost R_d je vključena. Lepo se tudi vidi, da bo sprememba hitrosti tem večja, čim večji bo navor bremena M_b . Pri razbremenjenem motorju z $M_b = 0$ praktično sploh ne moremo spreminjati hitrosti vrtenja z vključevanjem dodatnih rotorskih upornosti.

Moč vrtilnega polja P_{vp} , ki prestopa iz statorja v rotor, je stalna, če je stalen tudi navor M_b , ki naj ga stroj razvija. To pomeni, da se bo pri počasnejšem vrtenju in pri večjih slipih več moči P_{vp} pretvarjalo v toploto ($P_{cu2} = P_{vp} \cdot s$) in manj v mehansko moč ($P_m = P_{vp} \cdot (1-s)$). Takšno spreminjanje hitrosti vrtenja je torej vedno povezano s povečanimi izgubami v rotorskem tokokrog. Dodane so še izgube v dodatnem uporu R_d .



Praktično določamo vrednost dodatnega upora R_d vedno za konstanten zahtevan navor $M = M_b = \text{konst.}$ pri določenem slipu s na linearnem delu navorne karakteristike. Za ta del

velja, da je $\frac{(R_2' + R_d')}{s}$ veliko večji od vseh ostalih upornosti in prevladuje. Če to upoštevamo

tudi za rotorski tok, vidimo, da je rotorski tok v linearnem delu tudi linearno odvisen od slipa

$$I_2' = \frac{U_{1t}}{R_2'} s = \frac{U_{1t}}{(R_2' + R_d')} s' \text{ in je } \cos \varphi_2 = 1. \text{ Rotorski tok je v linearnem delu navorne}$$

karakteristike čisti delovni tok. Za konstanten navor M mora biti zato določena konstantna

moč $P_{vp} = \frac{I_2^2 (R_2 + R_d)}{s}$. S tem pa je že določen tudi konstanten rotorski tok I_2 . V linearnem delu navorne karakteristike je rotorski tok torej linearno proporcionalen zahtevanemu navoru M .

Zahtevamo torej določen tok I_2 pri predpisanem slipu s' .

V rotorju mora veljati torej naslednje ravnotežje napetosti

$$E_{20}s' = I_2(R_2 + R_d) \text{ za dodatni upor in}$$

$$E_{20}s = I_2R_2 \text{ za rotor brez dodatnega upora.}$$

Iz teh dveh enačb lahko določimo dodatni upor, ki je $R_d = \frac{E_{20}}{I_2}(s' - s)$. Dodatni upor je tako

podan s podatki motorja in zahtevami navora in slipa oziroma hitrosti vrtenja. Motorji z drsnimi obroči nosijo na napisni tablici podatek o nazivni rotorski napetosti »u« med dvema

drsnima obročema pri odprtem in mirujočem rotorju. Torej je $E_{20} = \frac{u}{\sqrt{3}}$. Drug podatek z

napisne tablice je nazivni rotorski tok »i«, pri katerem razvija motor nazivni navor M_n .

Tretji podatek je nazivni slip s_n oziroma nazivna hitrost vrtenja n_n , pri kateri razvija motor nazivni navor. S temi podatki napisana enačba za dodatni upor je sedaj

$$R_d = \frac{u}{\sqrt{3}} \frac{1}{i} \frac{M_n}{M} (s' - s_n), \text{ kjer smo upoštevali, da je rotorski tok proporcionalen navoru, torej}$$

$i/i_1 = M_n/M$. Prejšnjo enačbo za dodatni upor še nekoliko poenostavimo, če zanemarimo s_n in

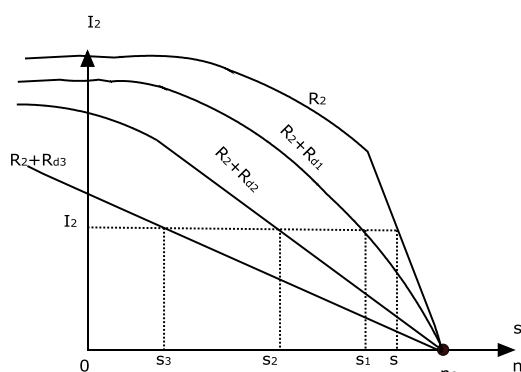
$$\text{napišemo } R_d = \frac{u}{\sqrt{3}} \frac{1}{i} \frac{M_n}{M} s'.$$

Tako izračunani dodatni upor je nekoliko prevelik, vendar za prakso kar uporaben. Lažje namreč ugotovljeni upor zmanjšamo, ko ga točno prilagajamo s preizkusom, kot pa ga povečamo. Poleg tega se rotorski upori segrevajo in s tem spreminjajo ter zato prevelika točnost pri izračunu niti ni potrebna. Enačbi za izračun dodatni upornosti uporabimo tako za izračun dodatnega upora pri spreminjanju hitrosti vrtenja, kot za izračun zagonskega dodatnega upora. Pri zagonskem uporu moramo seveda računati z $s' = 1$.

Motor z drsnimi obroči lahko popolnoma prilagodimo zahtevam po spreminjanju hitrosti vrtenja ali zahtevam po zagonskem navoru. To pa je vedno povezano s povečanimi izgubami v dodatnem uporu.

Karakteristika spreminjanja rotorskega toka I_2 , je podana spodaj. Za linearni del karakteristike smemo, ravno tako kot pri navoru, predpisati določen tok I_2 pri določenem slipu, pa bomo dobili ustrezní dodatni upor. Za zapis želenega toka i_1 lahko uporabimo kar enačbi:

$$R_d = \frac{u}{\sqrt{3}} \frac{1}{i_1} \frac{M_n}{M} (s' - s_n) \text{ oziroma } R_d = \frac{u}{\sqrt{3}} \frac{1}{i_1} \frac{M_n}{M} s'.$$

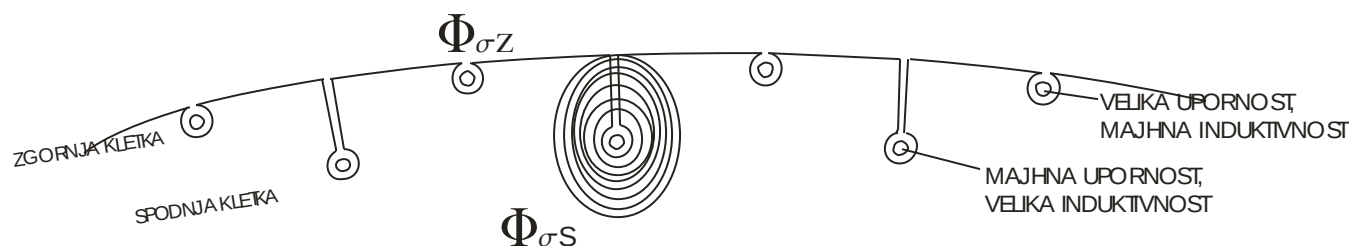


Če hočemo omejiti zagonski tok motorja na zaželeno vrednost i_1 , upoštevamo v enačbah slip $s' = 1$.

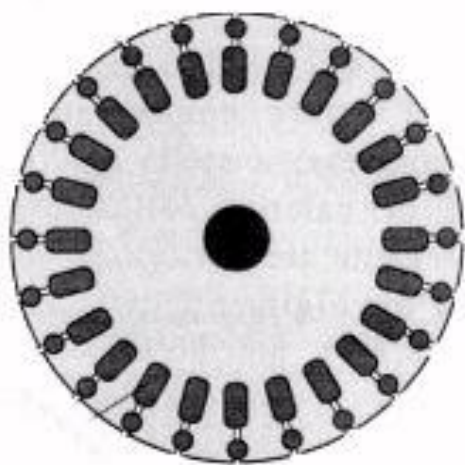
Dodatni upori v rotorskem tokokrogu istočasno z zaželenim zagonskim navorom omejuje tudi zagonski tokovni sunek. Seveda pa potrebujemo za to motor z drsnimi obroči, ki je dražji od motorja s kratkostično kletko.

18. Asinhronski motor z globokimi utori ali dvojno kratkostično kletko. (str 226)

a) Dvojna kratkostična kletka:

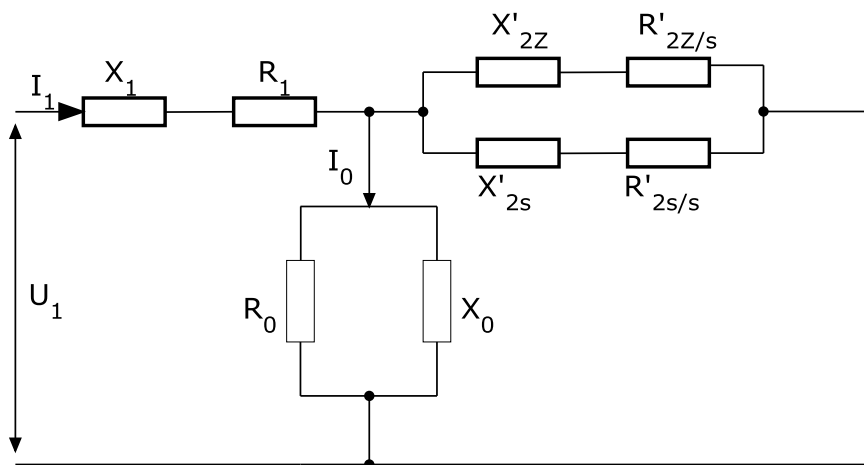


Zgornja kletka ima palice z veliko specifično upornostjo in manjšim prerezom, leži pa tik bo površini rotorja. Posledica tega je da se stresano magnetno polje $\Phi_{\sigma Z}$ skoraj ne razvije (razvije se zelo slabo). Zaradi tega ima kletka večjo upornost R_{2Z} in majhno induktivnost $L_{\sigma Z}$. Spodnja kletka pa ima palice velikega prereza z majhno specifično upornostjo. Stresno polje se močno razvije $\Phi_{\sigma S}$. Kletka ima majhno upornost R_{2S} in veliko induktivnost $L_{\sigma S}$.



Prerez rotorja asinhronskega motorja z dvojno kratkostično kletko.

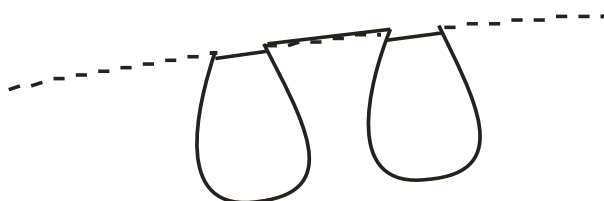
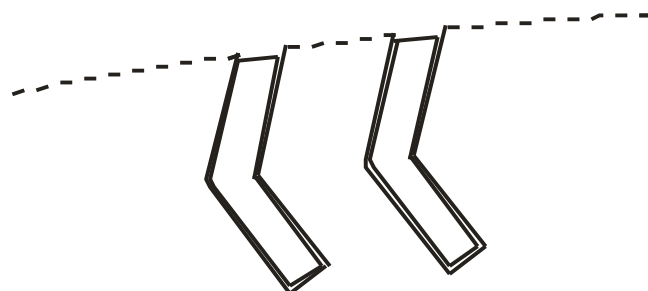
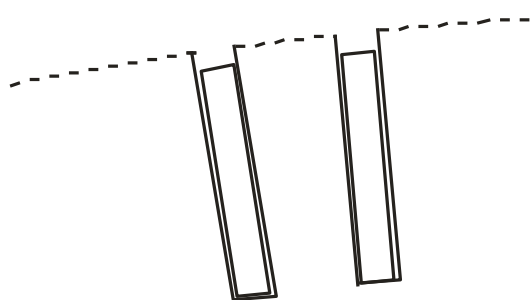
Ko motor priključimo na omrežje (rotor je takrat v stacionarnem stanju), je $f_2 = f_1$. To pa pomeni da takrat tok teče večinoma po zgornji kletki, ker se deli v razmerju induktivnih upornosti ($X_{2Z} = f_2 * L_{\sigma Z}$, $X_{2S} = f_2 * L_{\sigma S}$). Upornosti R_{2Z} in R_{2S} zaradi velike rotorske frekvence in $s = 1$ ne vplivata na delitev toka med kletkama. Zgornja kletka deluje torej tako, kot da bi povečali upornost rotorskega tokokroga in s tem dvignili navorno karakteristiko.

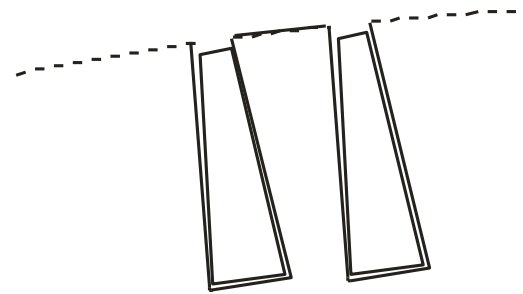
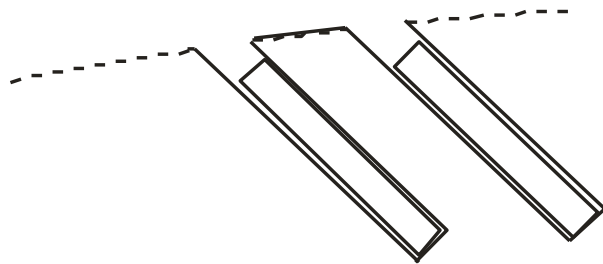


Ko rotor teče, se rotorska frekvenca vse bolj manjša in s tem tudi induktivni upornosti obeh kletk, dokler popolnoma ne prevladata upornosti R_{2z} ter R_{2s} . Večina toka teče sedaj po spodnji kletki z majhno upornostjo R_{2s} in motor ima normalno karakteristiko navora, pri majhni rotorski upornosti.

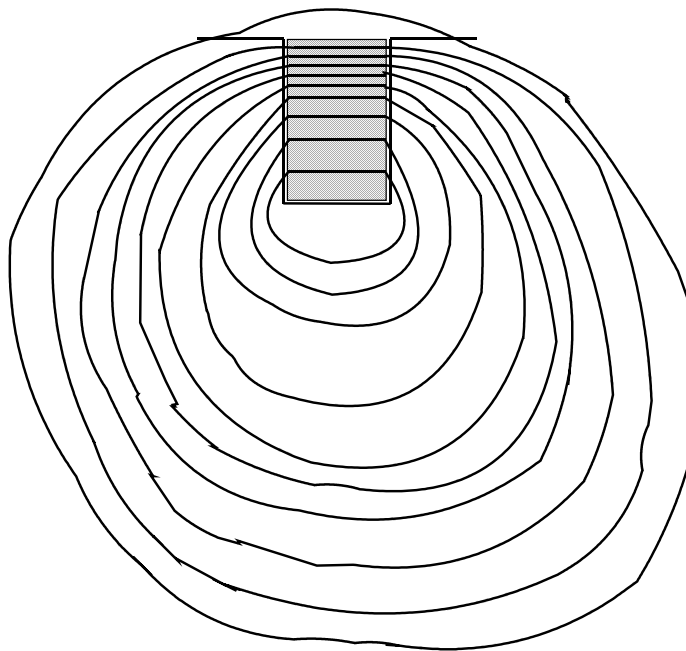
b) Globoki utori:

PRIMERI GLOBOKIH UTOROV:





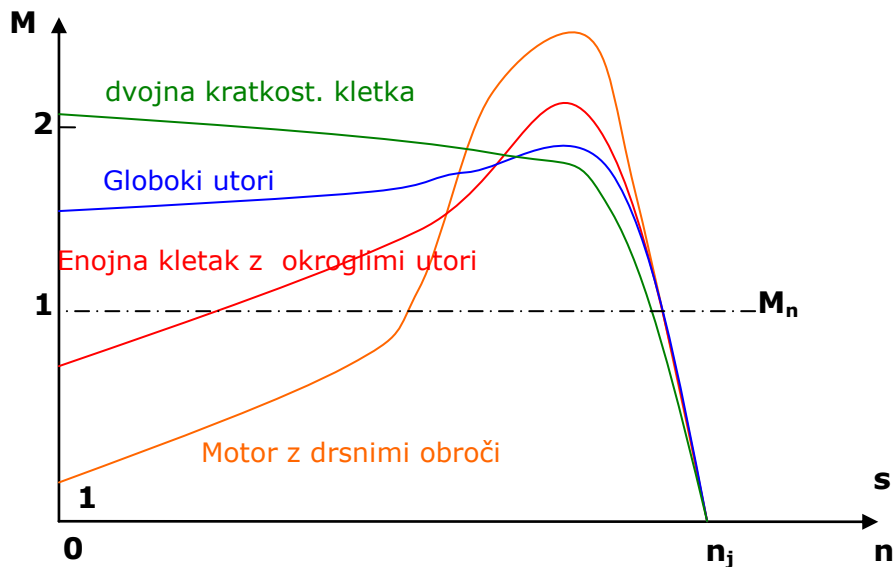
Rotor z globokimi utori deluje podobno (velja tudi za enojno kratkostično kletko) . Pri stresanju mag. polja toka v palici vidimo, da spodnji del palice oklepa veliko večje stresano polje kot zgornji. Zaradi tega ima spodnji del veliko večjo induktivnost kot zgornji del.



Ob zagonu se zato pojavi izriv toka v zgornji del palice. Učinkovit prerez za prevajanje toka, se bo torej zmanjšal. Poveča pa se rotorska upornost R_2 . Imamo podobno situacijo, kot če bi vključili dodatne upore v tokokrog. Ko pa rotor steče, se rotorska frekvenca zmanjšuje in izriv toka vse bolj izginja. Po določenem času se to enakomerno porazdeli po vsem prerezu

palice in rotorska upornost R_2 pade na svojo minimalno vrednost. Tako kot pri rotorju z dvojno kletko, pride tudi tu do povečanja zagonskega navora.

Značilne oblike navorne karakteristike:



19. ASINHRONSKI GENERATOR

a) Asinhronski generator v tuji mreži

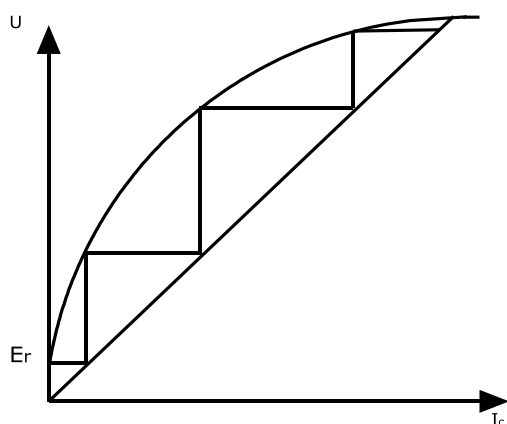
S pogonskim strojem povežemo asinhronsko mrežo do sinhronskih vrtljajev $n = n_s$. Nato asinhronski generator priključimo v mrežo, ki mu dovaja energijo in ga vzbudi. Nato generator v sistemu pospešimo v nadsinhronizem in motor prične mreži dovajati energijo. Regulacija ni potrebna, saj tuja mreža pogojuje generator (tudi f). Nasprotno pa je nujen merilec vrtljajev, ki zaustavi pogonski stroj pri $n = 2n_s$.

b) Asinhronski generator ni priključen v mrežo

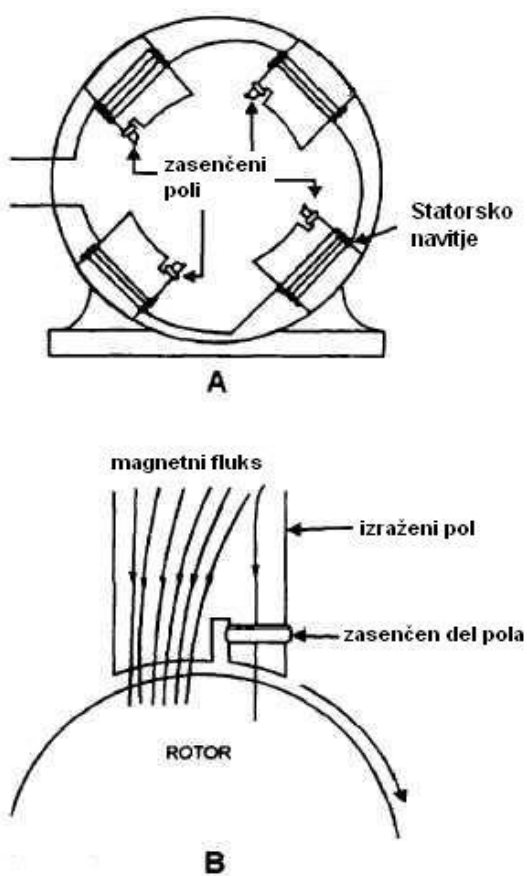
Na dodatno navitje je priključena kondenzatorska baterija. Ko poženemo motor, remanenčna napetost nabije kondenzatorje. Ti poženejo tok, ki dodatno namagnetni rotor. Rotor ponovno rabi kondenzatorske baterije in krog se ponovi.

Opisani postopek se ponavlja, dokler se ne vzpostavi $U_c = U_m$, pri čemer je $U_c = \frac{1}{\omega c} \times I_c$

Potrebujemo še regulator napetosti in vrtljajev, da dobimo pravo f . Zapora nastopi pri $n > 2n_1$.



20. Enofazni AM z zasenčenimi poli.



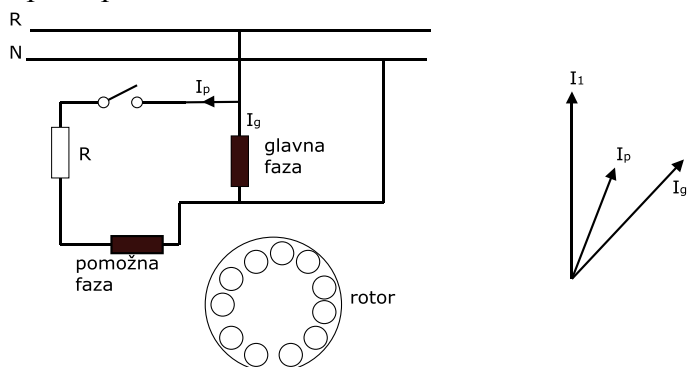
Motorji z zasenčenimi poli so enostavno grajeni za majhne moči, tam do nekaj vatov. Stator je ponavadi narejen iz štancane pločevine ter oblike izraženih polov. Na statorju je enofazno navitje, rotor pa je običajno kratkostična kletka. Del polovega čevlja je obdan z kratkostičnim ovojem, ki zakasni izmenični prehod magnetnega fluksa skozi ta del čevlja. Preostali del fluksa pa neovirano prehaja iz polovega čevlja v rotor skozi zračno režo. Tako nastane vrtilno polje, katerega amplituda potuje v določeno smer. Pri polni hitrosti rotor v določeno smer. Pri polni hitrosti rotor v določeno smer. Pri polni hitrosti rotor v določeno smer.

21. Enofazni asihronski motorji s pomožno fazo (ohmski in induktivni upor, kondenzatorski motor)

Ohmska in induktivna pomožna faza

Redkeje najdemo enofazne asihronske motorje, pri katerih dosežemo premik toka I_p v pomožni fazi z dodatnim uporom ali dodatno induktivnostjo.

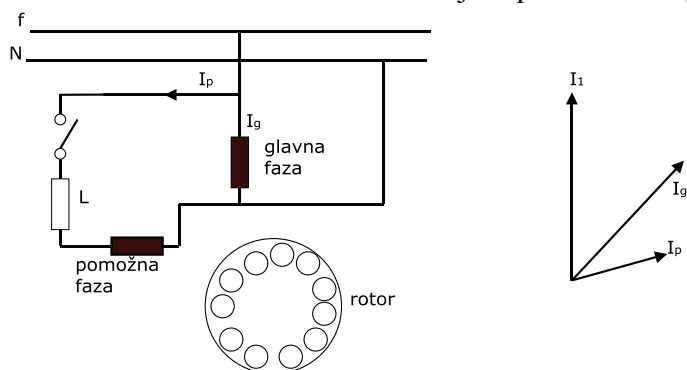
Upor v pomožni fazi vidimo na sliki



Kot kaže kazalčni diagram, sicer dobimo fazni premik med tokoma I_g in I_p , vendar vedno precej manj kot eno četrtno periode. To sicer da vrtilno polje, vendar ne krožno simetrično. Motor steče v določeno smer, zagonski navor pa je majhen in primeren samo za lahke zagone.

Pomožno fazo po steku motorja običajno izklopimo, da zmanjšamo trajne izgube stroja.

Še slabše so razmere z induktivnostjo v pomožni fazi, kot vidimo na sliki



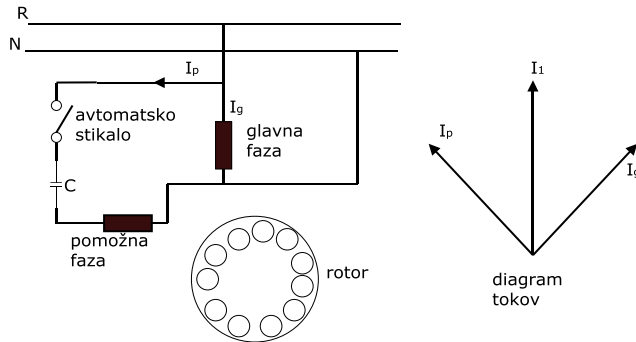
Tudi ta motor steče sam, vendar je zaradi majhnega zagonskega navora primeren samo za lahek zagon. Zaporedje tokov I_p in I_g je pri induktivni pomožni fazi obratno kot pri uporovni ali kondenzatorski pomožni fazi. To je vzrok, da pri sicer istem vezju in priključku obeh faznih navitij dobimo pri induktivni pomožni fazi obratno smer vrtenja motorja kot pri ostalih dveh.

Kondenzatorska pomožna faza

Pri enofaznem asinhronskem motorju zasedemo z navitjem glavne faze največ $2/3$ oboda statorja. Več se tudi pri čistih enofaznih strojih ne izplača. Preostali del statorja sedaj tudi navijemo in dobimo tako drugo fazno navitje, katerega magnetna os je pravokotna na magnetno os glavne faze. S tem smo izpolnili prvo zahtevo za vrtilno polje. Vrtilno polje

dobimo, če imamo fazna navitja v prostoru premaknjena in če po njih ženemo časovno premaknjene izmenične tokove. Najmanjše število faz, s katerimi lahko zadovoljimo obe zahtevi, sta dve fazi.

Drugo zahtevo izpolnimo z ustrežno vezavo glavne in pomožne faze. Ker je priključek vedno samo na enofazno omrežje, moramo doseči fazni premik med tokoma glavne I_g in pomožne I_p faze. Glavno fazo priključimo vedno direktno na napetost. Pomožni fazi pa vežemo v serijo kondenzator, kot je na sliki



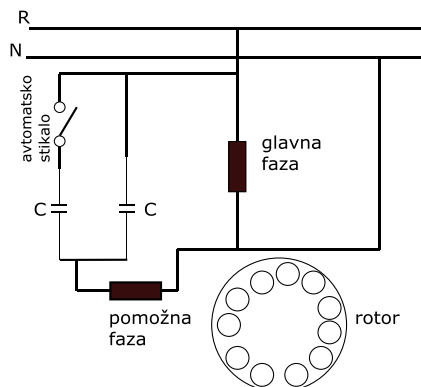
Tok pomožne faze I_p bo zato prehitel napetost U_1 in lahko dosežemo cela prehitevanje toka I_p pred I_g za eno četrtno periode (90°). Tako dobimo lahko simetričen dvofazni sistem, ki daje simetrično krožno vrtilno polje.

Z enim kondenzatorjem je možno doseči simetrijo samo za eno obratovalno točko. Za drugo se spremeni velikost in faza toka I_g , temu pa bi moral slediti tudi I_p in bi zato morali spremeniti kondenzator.

Običajno imajo ti motorji samo en kondenzator, ki je prirejen za delovanje s krožnim simetričnim vrtilnim poljem pri izbrani hitrosti vrtenja. Če je to vrtilna hitrost vrtenja, je kondenzator stalno priključen. Ob zagonu je tako izbran kondenzator premajhen. Sicer dobimo vrtilno polje tudi ob mirovanju in motor se zavrti v določeno smer. Zagonski navor pa je zaradi popačenega polja majhen in primeren samo za lahke zagone.

Kondenzator lahko izberemo tudi za mirovanje. Tak startni kondenzator daje krožno polje ob zagonu. Ko pa motor steče, je kondenzator prevelik. Polje se popači, poleg tega pa tečejo v pomožni fazi še zelo veliki tokovi, ki lahko pregrejejo navitje. Zato tak startni kondenzator po zagonu izklopimo in pustimo motor naprej teči kot čisti enofazni motor. Izklop opravi avtomatično centrifugalno ali tokovno stikalo, ko motor doseže določeno hitrost vrtenja ali določeno vrednost toka. Motor s startnim kondenzatorjem ima razmeroma veliko zagonski navor in je primeren za težje zagone.

Kombinacijo obeh zgornjih izvedb predstavlja motor z dvema kondenzatorjema v pomožni fazi po sliki



Oba kondenzatorja skupaj omogočata močan zagon. Po steku z avtomatskim stikalom odklopimo startni del in s preostalim kondenzatorjem motor trajno dela. Krožno polje dobimo ob zagonu in pri nazivnem delu.

Motorji, ki imajo stalno priključeno kondenzatorsko pomožno fazo so občutljivi na prazen tek. V praznem teku je namreč tudi kondenzator za stalen tek prevelik in povzroči velike tokove v pomožni fazi, ki lahko navitje pregrejejo in poškodujejo.

22 Opišite delovanje asinhronskega motorja, ki dviga ali spušča breme (dodajanje uporov –motorsko, zavorno, generatorsko obratovanje).

Dodajanje uporov:

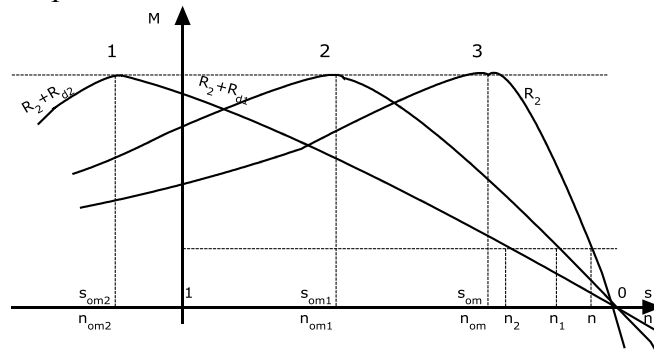
Pri dviganju bremena potrebujemo motor, ki že takoj ob vklopu razvije zelo velik navor, da spelje svoje breme. To lahko naredimo z dodatnimi upori R_d , ki jih vključimo v rotorski tokokrog. Karakteristika navora se spremeni po enačbi

$$M = \frac{m_1}{2\pi n_s} \frac{U_1^2}{(R_1 + \frac{R_2'}{s})^2 + (X_1 + X_2')^2} \frac{R_2'}{s}$$

Če spremenimo rotorsko upornost R_2 z dodatnimi upori R_d , tako dobimo celotno rotorsko upornost $R_2 + R_d$. Pri tej spremembi ostane omahni M_{om} navor nespremenjen. Stroj pa razvije ta omahni navor pri drugem slipu

$$s_{om} = \frac{R_2' + R_d'}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2}}$$

Z različnimi dodatnimi upori dobimo različno navorno karakteristiko



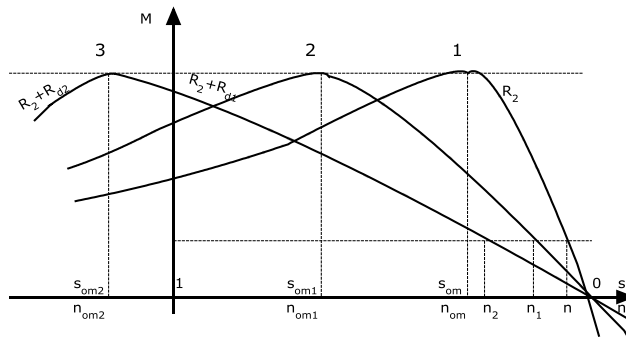
Ko stroj steče odklopimo vse dodatne upore in tako dobimo nazivno navorno karakteristiko asinhronskega motorja.

Zavorno področje

V zavornem področju želimo počasi zaustaviti breme, to naredimo z postopnim dodajanjem dodatnih uporov R_d v rotorski tokokrog, s tem povečujemo slip,

$$s_{om} = \frac{R_2' + R_d'}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2}}$$

Posledica povečanja slipa je zmanjševanje vrtljajev motorja in tako se breme ustavi. Karakteristika je enaka samo da jo gledamo v obratnem vrstnem redu.



Generatorski način

Če pa imamo neko breme, ki ima veliko vztrajnost (npr. spuščanje dvigala), pa lahko asinhronski stroj uporabimo kot generator, ki vrača energijo v omrežje. Če smo uporabili ta isti motor za dvig bremena moramo ob spuščanju zamenjati dve fazi med seboj, drugače se motor močno pregreva v omrežje pa ne da nič. To spuščanje imenujemo koristno zaviranje, vendar lahko zaviramo samo do sinhronske hitrosti vrtenja. To je takrat ko se stroj vrti hitreje od sinhronizma. Sinhronsko hitrost nastavljamo s frekvenčnim pretvornikom, ki zmore delovati tudi kot presmernik, tako da moč vrača nazaj v omrežje.

23. Kako deluje trifazni as. motor pri zamenjavi dveh faz ali izpadu ene faze?(predavanja)

Pri izpadu faze:

Ko se zgodi, da pri trifaznem asinhronskem motorju izpade ena faza, se ta motor prične obnašati kot enofazni, ki je priključen na medfazno napetost. Motor bo sicer deloval naprej, a bo v ostalih dveh navitjih preobremenjen. Dobro je, da ga čim prej izključimo. Ostale posledice so tudi:

-utripanje navora (hrup)

-izgube takega motorja se podvojijo

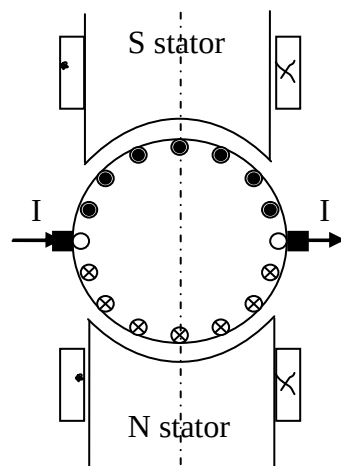
Če zamenjamo fazi:

S tem, ko smo asinhronskemu motorju zamenjali dve fazi, smo mu spremenili smer vrtilnega magnetnega polja in s tem posledično tudi vrtilni moment. Zamenja se tudi smer vrtenja.

1. Kako deluje enosmerni kolektorski (komutatorski) stroj (opis s pomočjo Gramovega-obročastega stroja).

Kolektorski stroj sestavlja dvopolni ali večpolni elektromagnet, ki nam predstavlja stator. Ta poskrbi za vzbujanje glavnega magnetnega polja. Stator ima vedno izražene pole, ki nosijo koncentrična vzbujalna navitja. Lahko pa je opremljen tudi s permanentnimi magneti brez navitja. Na njem imamo običajno še pomožne ali komutacijske pole, ki preprečujejo iskrenje na ščetkah. Železno jedro statorja je ponavadi iz masivnega železa, ker so magnetna polja enosmerna in s tem nimamo vrtničnih tokov, ki bi jih morali omejiti z lamelami.

Rotor je indukt in nosi komutatorsko navitje s komutatorjem. Navitje je samo vase sklenjeno in na stikih dveh tuljav priključeno na lamele komutatorja. Po komutatorju drsita nepremični ščetki, ki vodita tok in napetost do rotorskega navitja. Pri vrtenju rotorja se inducira v vsaki tuljavi izmenična napetost, ko je tuljava enkrat pod N, drugič pod S polom statorja.



Na ščetkah se vedno pojavi ko preide tuljava od menja tudi priključek

od zgornje paralelne veje navitja v spodnjo. Vrteč se komutator s stoječimi ščetkami deluje kot mehanski usmernik oziroma razsmernik. Ta razsmeri ravno tako zunanji enosmerni tok ščetk v izmenični tok tuljave komutatorskega navitja. Magnetno polje rotorja oziroma indukta je tudi enosmerno nepremično usmerjeno v prostoru v smeri ščetk.

napetost v isti smeri, ker takrat, gornjega pola pod spodnjega, se tuljave na ščetko. Tuljava preide

Napetost, ki se inducira v komutatorskem navitju rotorja in katero dobimo na ščetkah v nevtralni coni, je valovita. Njena srednja vrednost je:

$$E = \frac{z}{a} \cdot p \cdot n \cdot \phi$$

Kjer je z število vseh palic v vseh utorih na rotorju, a je število parov paralelnih vej, p število polovih parov stroja in Φ magnetni fluks glavnega pola.

Navor, ki ga razvije komutatorski stroj nam opisuje naslednja enačba:

$$M = \frac{p \cdot z}{2 \cdot \pi \cdot a} \cdot \phi \cdot I$$

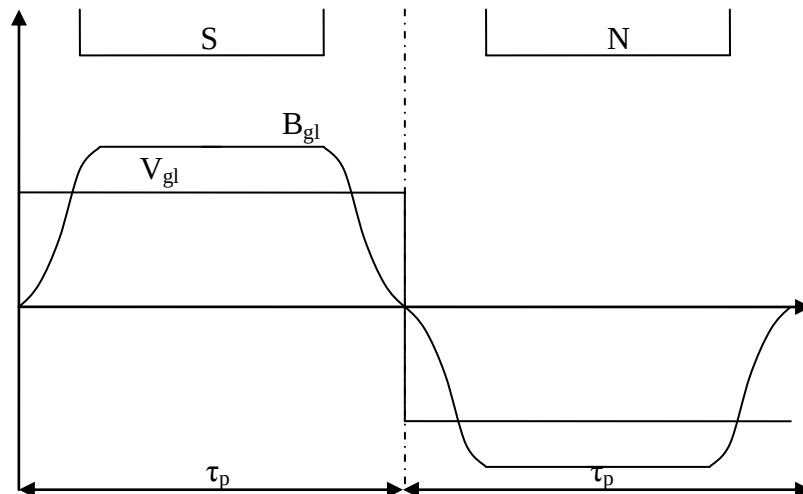
kjer je I tok na skupnih priključnih sponkah rotorja, ostale oznake pa že poznamo.

Navor je dan s konstrukcijo stroja $k_M = \frac{p \cdot z}{2 \cdot \pi \cdot a}$ in se spreminja z magnetnim fluksom

glavnega rotorja Φ in rotorskim tokom I . Sedaj navor krajše zapišemo kot: $M = k_M \cdot \phi \cdot I$

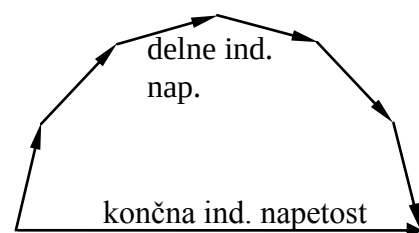
Inducirano napetost in navor povzroča glavno magnetno polje. Pri simetrični gradnji stroja je tudi glavno magnetno polje porazdeljeno v zračni reži simetrično na vzdolžno os stroja in simetrično na nevtralno cono.

Porazdelitev polja v zračni reži prikazuje razvita shema KS:



Pod enim polom je magnetno vzbujanje glavnih polov V_{gl} stalno, ravno tako pod drugim polom, le da obrne svojo smer. Gostota polja B_{gl} pa se menja zaradi različne zračne reže. Visoka gostota (po absolutni vrednosti) je samo pod polom (S in N), v medpolovnem prostoru pa upade.

Vsota vseh napetosti je vedno pravokotna na magnetno polje, ki ga ustvarjata magnetna pola. To povzročita ščetki, ki preklapljata med tuljavami rotorja. Slika vsote delnih napetosti je vedno enaka, čeprav kazalci krožijo. Zato je to enosmerna napetost. Torej je kolektor oz. komutator mehanski usmernik, ki iz izmeničnega stroja naredi enosmerne in obratno. Seveda lahko stroj dela kot motor ali kot generator. Če tok teče v enosmerno mrežo ($E_i > U_{mreže}$), kar pomeni da vrtimo rotor stroja z mehansko močjo, dobimo generator. Če meh. moči ne dovajamo, nam moment rotor zavira in E_i pada, dokler ne postane manjša od $U_{mreže}$ in stroj začne jemati energijo iz omrežja in preide v motorsko obratovanje. Smer toka se glede na generatorsko obrne, tako da kaže v smer vrtenja. P_{el} se spremeni v P_{meh} .



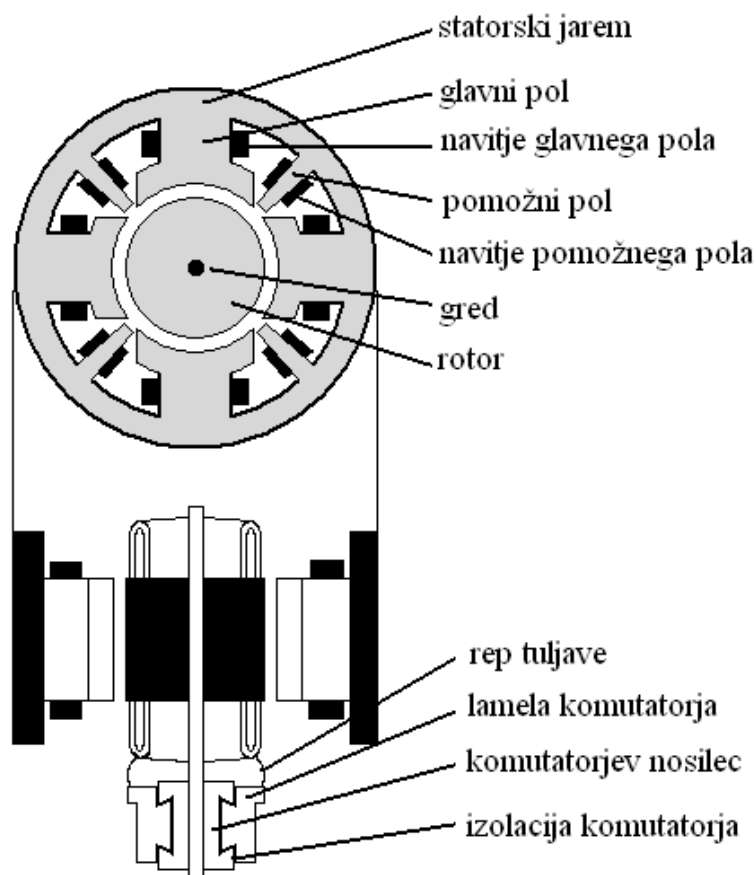
2. Konstruktivske značilnosti enosmernega kol. stroja (stator, rotor, paralelne veje, kolektor).

Enosmerni stroj je glede na izvedbo enak sinhronskemu stroju. Razlika je v tem, da ima enosmerni stroj vzbujalne pole nameščene na statorju, navitje kotve, to je glavno navitje, pa na rotorju. Poleg tega je na rotorju nameščen še komutator.

Stator stroja je elektromagnet, ki je pri manjših strojih dvopolen, pri večjih pa večpolen. Ker hitrost vrtenja ni odvisna od števila polov, se jih izbere glede na najgospodarnejšo gradnjo stroja. Statorski elektromagnet z glavnimi poli skrbi za vzbujanje enosmernega glavnega magnetnega polja in ima vedno izražene pole. Ti nosijo eno ali več koncentričnih vzbujalnih navitij. Nekateri stroji imajo na statorju trajne magnetne in ne potrebujejo vzbujalnega navitja. Na statorju imamo običajno še komutacijske pole, ki slabijo škodljive posledice slabe komutacije. Nekateri stroji imajo na glavnih polih statorja tudi kompenzacijsko navitje. Železno jedro statorja je lito ali kovano iz masivnega železa, ker je magnetno polje enosmerno.

Rotor je indukt in nosi komutatorsko navitje s komutatorjem. Rotorsko jedro je lamelirano, cilindrične oblike z utori za navitje. Komutatorsko navitje rotorja je vedno dvoplastno in po sestavi zankasto ali valovito. Z izbiro navitja določimo število vzporednih vej, kar je odvisno od tokov in napetosti. Zankasta so bolj primerna za večje tokove in manjše napetosti, ker imajo vsaj toliko vzporednih vej kot polov. Valovito navitje pa ima neglede na število polov vedno samo dve vzporedni veji in je primerno za visoke napetosti in majhne tokove. Kadar ima navitje veliko vzporednih vej, zvežemo točke istih potencialov z izenačevalnimi zvezami na komutatorju. S posebnimi vezavami se da pri obeh vrstah navitij število paralelnih vej povečati z večkratnimi navitji, ki jih širše ščetke na komutatorju vežejo vzporedno. Vsaka tuljavica je vezena na komutator, po katerem drsijo ščetke, ki so največkrat v magnetno nevtralni legi.

Na sliki je primer štiripolnega stroja.

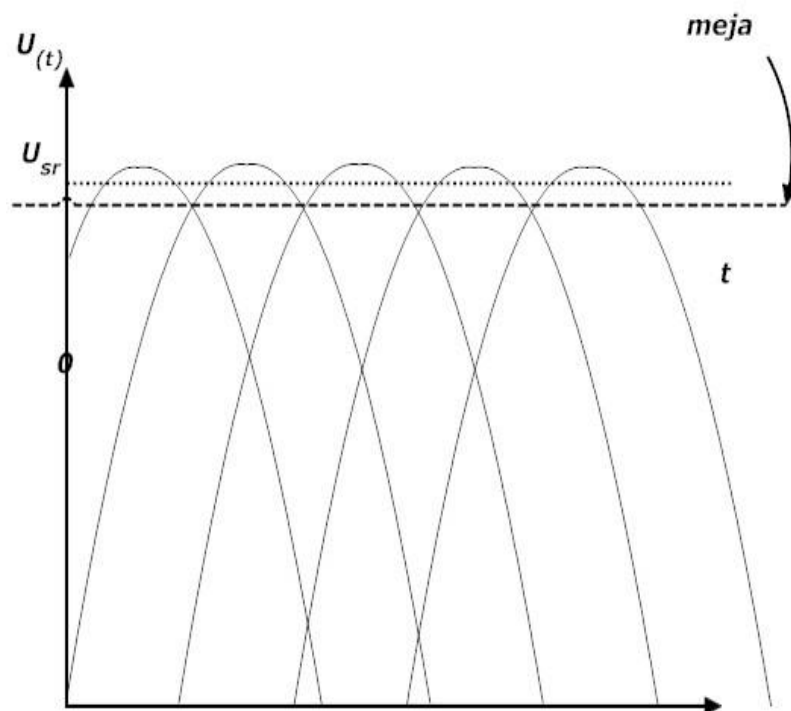


3. Inducirana napetost pri enosmernem kol. stroju (izvajanje, valovitost napetosti).

Napetost na kolektorskem spoju se inducira na navitju rotorja v posameznih premerskih tuljavicah, po enačbi

$$E = 4.44 \cdot N_t \cdot f \cdot \Phi$$

Zaradi vrtenja rotorja se Φ spreminja po sinusu, kar inducira sinusno spremenljivo napetost na posamezni tuljavici. Ščetke komutatorja so postavljene tako, da odjemajo napetost na posamezni tuljavici v njeni nevtralni legi. To je tkrat, ko prehaja palica izpod območja enega pola pod drugi pol in menja smer inducirane napetosti. Tako »pobrana« napetost je valovita, njena srednja vrednos pa je



$$E = \frac{z}{a} \cdot p \cdot n \cdot \Phi$$

z je število vseh palic v vseh utorih

a je število paralelnih vej

p je število polovih parov stroja

Φ predstavlja glavno magnetno polje

ulomek **z/a** pa predstavlja vodnike, ki pripadajo eni vzporedni veji navitja

Na sliki je prikazan signal napetosti. Napetoast se v posamezni premerski tuljavici inducira v obliki sinusa. Ščetke komutatorja pa so konstruirane, da poberejo le temenske vrednosti na posameznih tuljavicah. Na sponkah se tako pojavi valovita napetost, ki je ob zanemaritvi valovanja enaka enosmerni napetosti **U_{sr}**.

Valovitost napetosti se zmanjša, če povečamo število utorov tuljavic (palic) in komutatorskih lamel.

Enačbo lahko preuredimo tako, da izrazimo hitrost vrtenja polja.

$$E = \frac{z}{a} \cdot p \cdot n \cdot \Phi = k_{el} \cdot n \cdot \Phi = K_{el} \cdot \frac{\omega}{2\pi} \cdot \Phi = k_{\Phi} \cdot \omega$$

Tako dobimo inducirano napetost v odvisnosti od kotne hitrosti rotorja.

Kjer predstavljajo

$$k_{el} = \frac{z \cdot p}{a} \quad ; \quad \omega = 2\pi \cdot n$$

$$k_{\Phi} = k_{el} \frac{\Phi}{2\pi}$$

k_Φ je koeficijent magnetnega fluksa, ki pomeni inducirano napetost na enoto kotne hitrosti, in je konstanta, če se glavno magnetno polje ne spreminja.

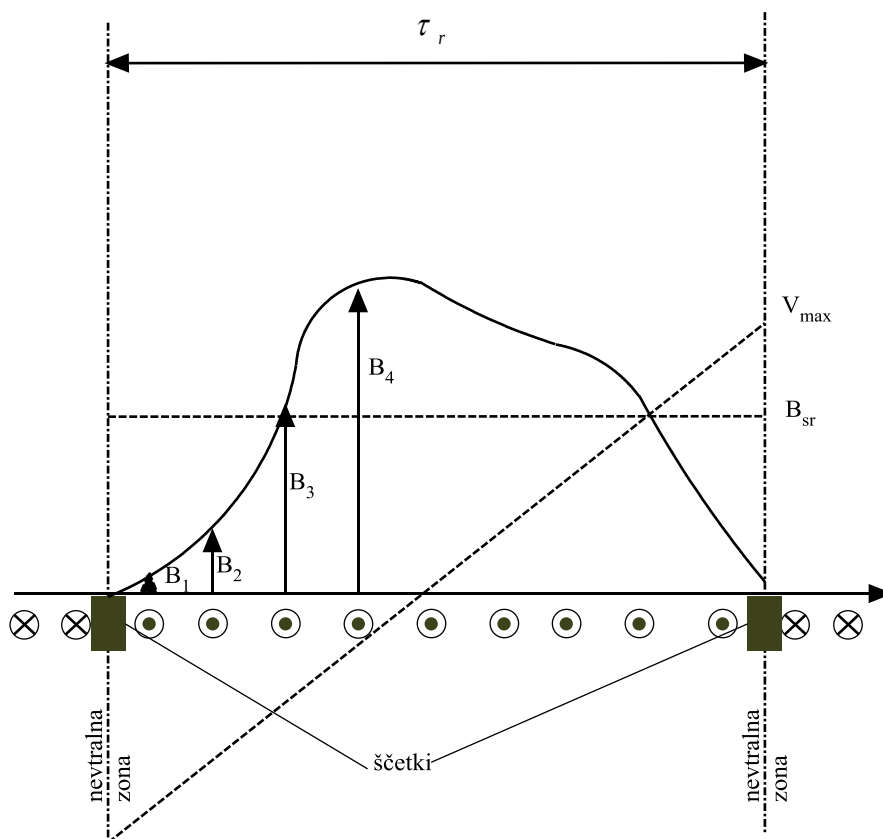
4. Moment enosmerne kolektorskega stroja (izvajanje).

Najprej si pogledimo osnovno enačbo Biot-Savartovega zakona za vrtilni moment:

$$M = B \cdot l \cdot i \cdot r$$

Kjer je **r** radij rotorja.

Določimo si poljubno porazdelitev magnetne gostote **B_x** pod glavnim polom na razdalji **τ_p**, porazdelitev prikazuje slika:



Predpostavimo, da je B_x porazdeljena pod vsemi poli enako in da menja le svojo smer od pola N do pola S.

Komutatorsko navitje ima $2a$ paralelnih vej in tako v vsaki palici induktivnega navitja teče tok $I_p = I/2a$, če je I celotni tok, ki teče v priključek indukta.

Navor, ki deluje na eno palico je sedaj $M_p = B \cdot l \cdot I_p \cdot r_z$. Če napore vseh palic na obodu indukta seštejemo, dobimo:

$$M = \sum_l^z M_p = l \cdot I_p \cdot r \cdot (B_1 + b_2 + \dots + B_z)$$

Vsoto posameznih gostot lahko nadomestimo s srednjo gostoto, kjer vzamemo, da je

$$(B_1 + B_2 + \dots + B_z) = z \cdot \frac{1}{\tau_p} \cdot \int_0^{\tau_p} B_x \cdot dx = z \cdot B_{sr}$$

Navor je sedaj

$$M = B_{sr} \cdot l \cdot I_p \cdot r \cdot z$$

Enačbo za navor lahko preoblikujemo tako, da vzamemo celotni magnetni fluks za en pol:

$$\phi = \frac{B_{sr} \cdot l \cdot 2\pi \cdot r}{2 \cdot p} \quad \text{in} \quad I_p = \frac{I}{2a}$$

potem dobimo za navor:

$$M = \frac{p \cdot z}{2 \cdot \pi \cdot a} \cdot \phi \cdot I$$

Za komutatorsko navitje, ki ima ščetke v nevtralni coni, lahko izračunamo navor tudi z

magnetno napetostjo. Dobimo, da je $I \cdot \frac{z}{2a} = 4 \cdot V_{\max} \cdot p$

in preoblikujemo zgornjo enačbo v:

$$M = \frac{4 \cdot p^2}{\pi} \cdot \phi \cdot V_{\max}$$

Lahko upoštevamo tudi inducirano napetost v komutatorskem navitju in dobimo, da je:

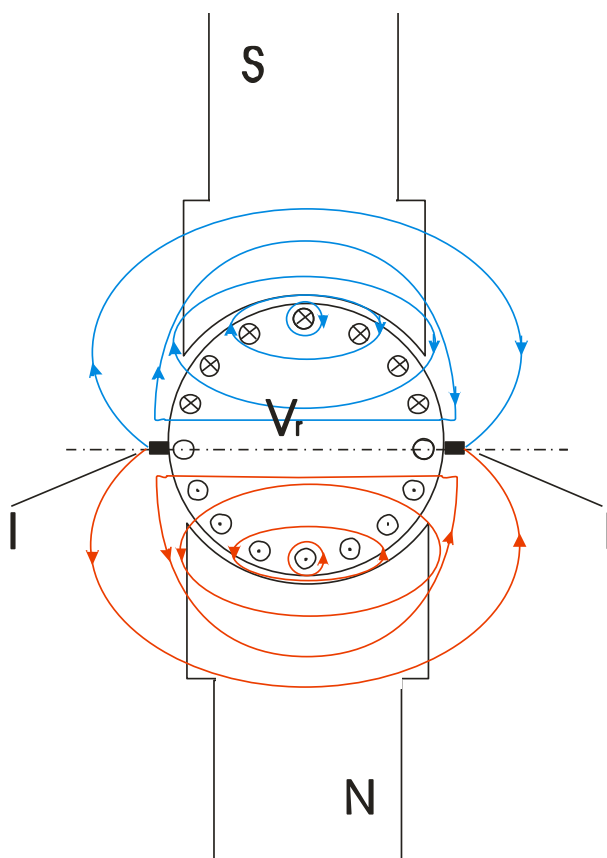
$$\frac{E}{n} = \phi \cdot p \cdot \frac{z}{a}$$

Končno pridemo do enakosti med mehansko in električno močjo:

$$M = \frac{E}{2\pi \cdot n} I = \frac{E \cdot I}{\omega_{\text{meh}}} = \frac{P_{\text{meh}}}{\omega_{\text{meh}}} = \frac{P_{\text{el}}}{\omega_{\text{meh}}}$$

Pri vseh zgornjih izpeljavah smo upoštevali, da so ščetke v nevtralni coni. Magnetna oziroma statorska navitja, ki daje gostoto B , je električno pravokotno na magnetno os komutatorskega navitja, ki daje vzbujanje $V_{\max}$. Navorni kot $\delta_{\text{sr}} = 90^\circ$.

5. Reakcija indukta en. kol. stroja in posledice. (244, predavanja)



Ko rotorskemu komutatorskem navitju preko ščetk rotorski tok I in vzbudi svoje magnetno polje. To magnetno vzbujanje rotorskega bremenskega toka imenujemo reakcija indukta V_r ali rotorsko vzbujanje. Pod enim polom je magnetno vzbujanje gl. polov V_{gl} stalno, tako kot pod drugim (le smer je druga). Magnetna gostota B_{gl} je maksimalna pod polom, v medpolovnem prostoru pa vpada. Iz tega sledi, da poli nikdar ne pokrivajo celotne polove delitve τ_p .

Velja pa še nekaj:

za stroje brez komutacijskih polov

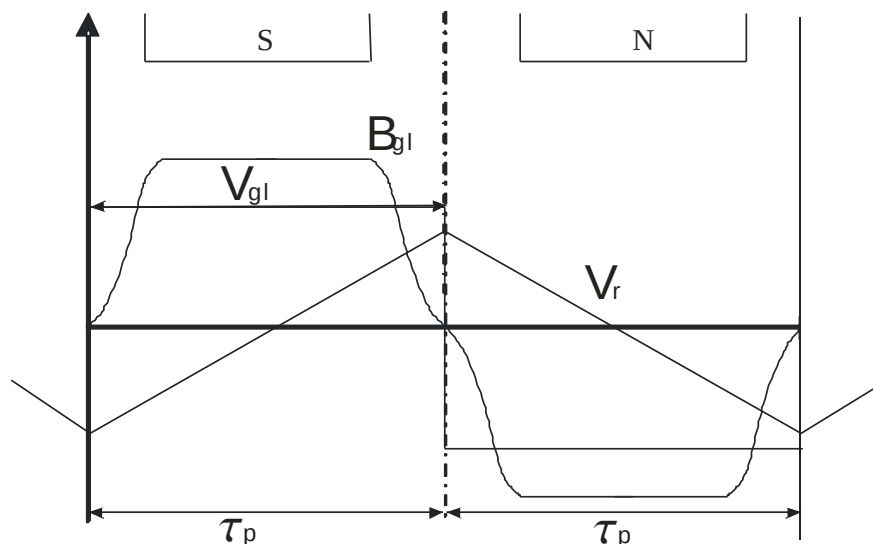
$$\text{je } \frac{\alpha}{\pi} = \frac{b}{\tau_p} = 0,65 \div 0,75$$

za stroje s komutacijskimi poli pa

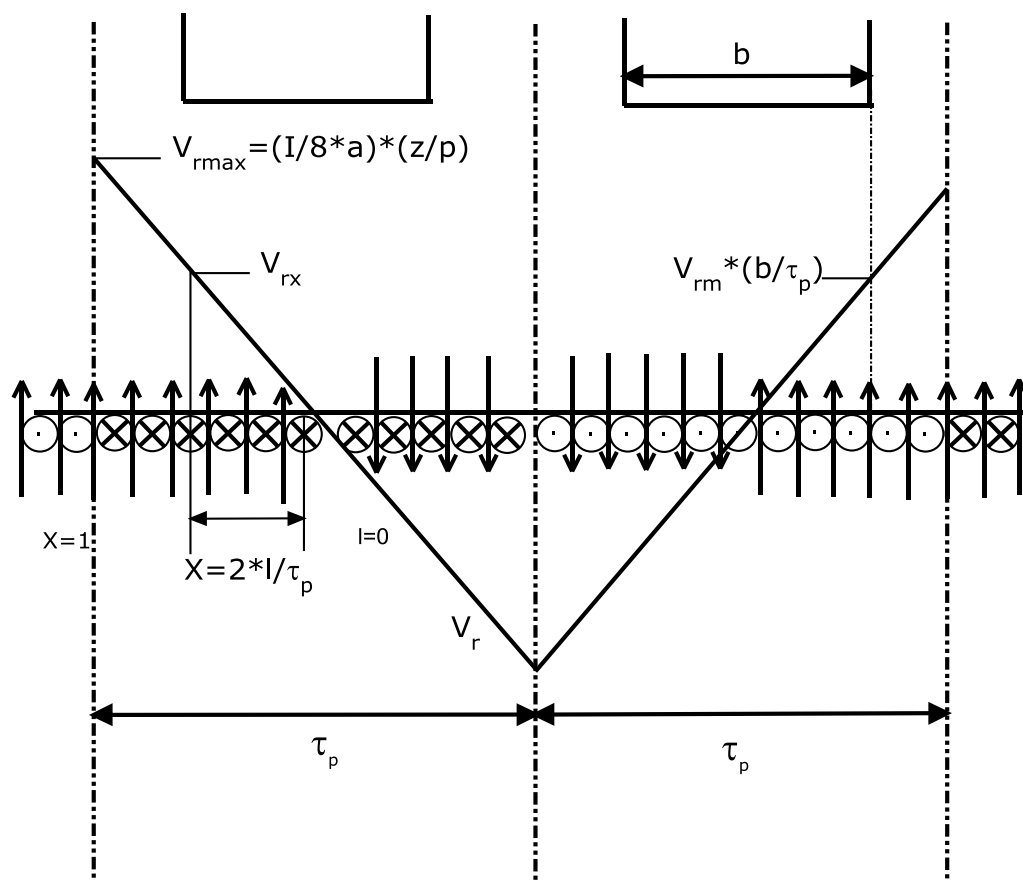
$$\frac{\alpha}{\pi} = \frac{b}{\tau_p} = 0,60 \div 0,70$$

Ker ščetka leži na komutatorju, se tok I deli v zgornjo in spodnjo paralelno vejo in s tem določi smer rotorskega vzbujanja. Ščetke so običajno v nevtralni coni, zato je vzbujanje reakcijskega indukta v prečni smeri na simetralo gl. polov. Magnetni osi rotorskega navitja in vzbujačnega navitja glavnih polov sta pravokotni druga na drugo. Zaradi tega se med tema dvema navitjema ne pojavi medsebojna indukcija kadar je reakcija indukta V_r točno v nevtralni coni. Reakcija indukta vzbuja magnetno polje v isti zračni reži kot glavni poli. Amplituda reakcijskega indukta v smeri

$$\text{ščetk: } V_{rm} = \frac{I}{2 \cdot a} \frac{z}{4p} = \frac{I \cdot z}{8 \cdot a \cdot p}$$



$\frac{z}{4p}$ število rotorskih palic
pod eno polovico pola ($\tau_p/2$)
 $\frac{I}{2 \cdot a}$ tok v palici ene
paralelne veje rotorskega navitja

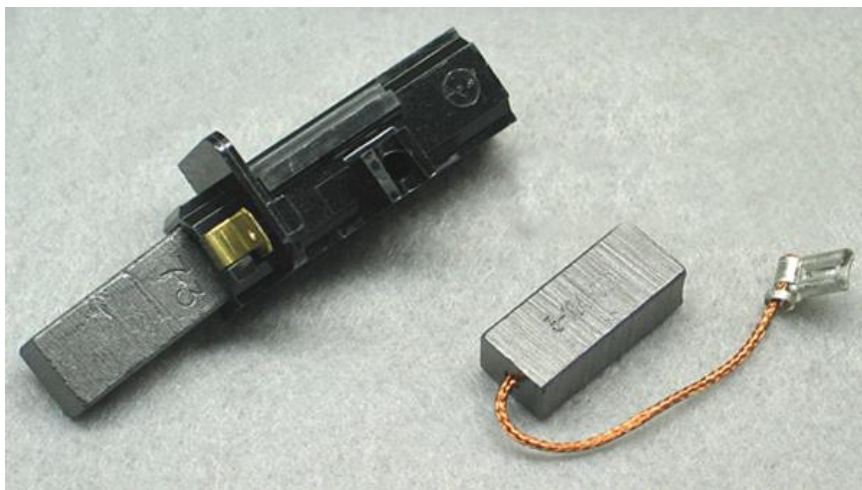


N
a sredini
med
obema
ščetkam
a ($l=0$,
 $x=0$) ni
rotorske
ga
vzbujanj
a. V
poljubni
točki v
razdalji
 l po
obodu
rotorja
pa je
rotorsko
vzbujanj
e za
 $x = \frac{2 \cdot l}{\tau_p}$

Reakcija indukta je potem:

$$V_{rx} = V_{rm} * \frac{2 * l}{\tau_p} = V_{rm} * x = \frac{I * z}{8 * a * p} * x \quad \text{za} \quad 0 < x < 1$$

Obe polji pa sta porazdeljeni vzdolž oboda rotorja.



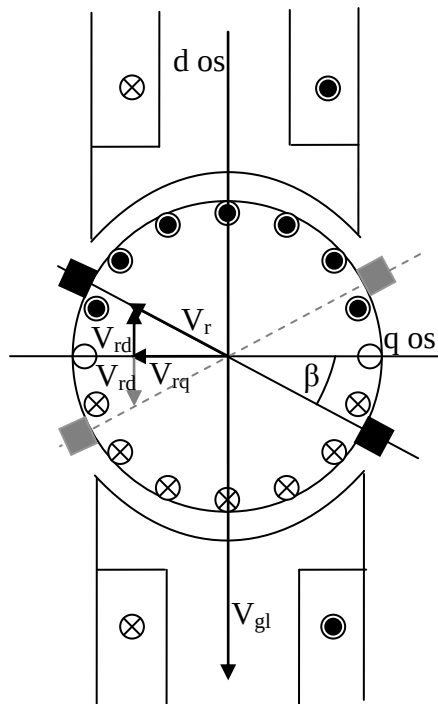
Primer ščetk za kolektorski motor

Še nekaj značilnosti:

- Izgube fluksa $\Delta\Phi \rightarrow \Delta E_i$ 1,5-2%
- Izgube P_{Fe} so večje
- Povišane napetosti med lamelami
- Premaknitev nevtralne lege $\rightarrow$ problem komutacije (do 1 kW niso potrebni ukrepi)

$$\Delta E_i = E_1 - E_2 / \sigma$$

6. Kako pri enosmernem kolektorskem stroju premik ščetk iz nevtralne lege vpliva na magnetno polje stroja?



Prostorski položaj ščetk na komutatorju določa smer rotorskega magnetnega vzbujanja oziroma smer reakcije indukta. Med seboj sta + ščetka in – ščetka sicer vedno razmaknjeni za eno polovno delitev τ_p .

Če ščetke premaknemo za kot β v smeri vrtenja generatorja oz. proti smeri vrtenja motorja, se smer reakcije indukta V_r tudi premakne za β .

To vzbujanje lahko razdelimo na dva dela;

- vzbujanje v smeri nevtralne cone V_{rq} (prečna os)
- vzbujanje v smeri glavnih polov V_{rd} (vzdolžna os)

Kjer sta:

$$V_{rq} = \frac{I \cdot z}{8 \cdot a \cdot p} \cdot \frac{2 \cdot p \cdot \beta}{\pi}$$

$$V_{rd} = \frac{I \cdot z}{8 \cdot a \cdot p} \cdot \frac{\pi - 2 \cdot p \cdot \beta}{\pi}$$

Komponenta V_{rq} učinkuje tako, kot je prej celotna reakcija indukta s ščetkami v nevtralni coni. Komponenta V_{rd} pa učinkuje v isti smeri kot glavno mag. polje. Ta komponenta slabi glavno vzbujanje, ker deluje njemu nasprotno.

Rotorsko navitje navidezno razpade na dve tuljavi, ki magnetita vsaka v svoji osi. V d-osi magneti navidezna tuljava, ki obsega vse palice znotraj kota 2β . V q-osi pa magneti navidezna tuljava, ki obsega preostale palice znotraj kota $[\pi/p - 2\beta]$.

Če bi ščetke premaknili v nasprotni smeri vrtenja generatorja oz. v smeri vrtenja motorja bi komponenta V_{rd} podpirala glavno vzbujanje. Vsota obeh vzbujanj je prečna reakcija indukta $V_r = V_{rq} + V_{rd}$.

Pri	generatorju	zasuk ščetk	v smeri vrtenja rotorja	slabi	glavno polje
Pri	generatorju	zasuk ščetk	proti vrtenja rotorja	ojača	glavno polje
Pri	motorju	zasuk ščetk	v smeri vrtenja rotorja	ojača	glavno polje
Pri	motorju	zasuk ščetk	proti smeri vrtenja rotorja	slabi	glavno polje

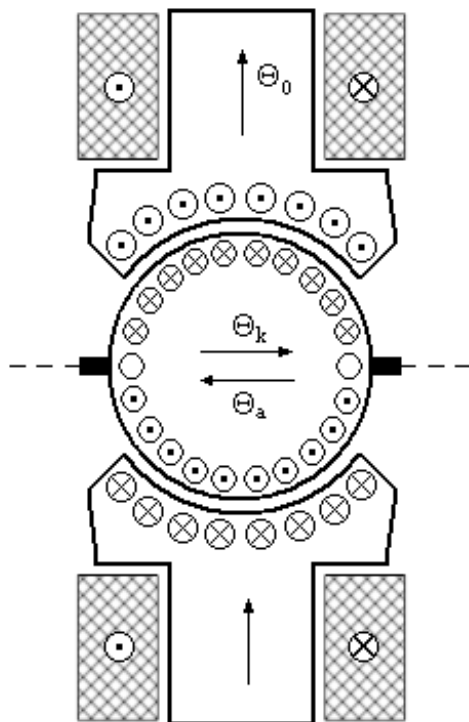
$$U \sim E_i$$

$$E_i = k \cdot \Phi \cdot n$$

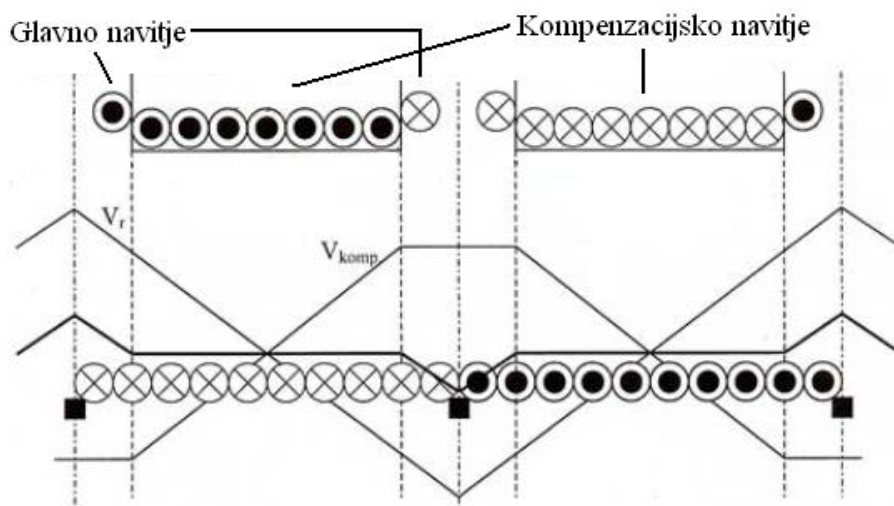
$$M = V_1 \cdot V_2 \cdot \sin \alpha, \text{ največni moment je pri } \alpha = 90^\circ$$

7. Zakaj pri enosmernih kolektorskih strojih uporabljamo kompenzacijsko navitje?

Kompenzacijsko navitje uporabimo, da se znebimo posledic reakcije indukta (kotve). To dosežemo tako, da vzbujamo z dodatnim navitjem, ki je nameščeno vzdolž oboda zračne reže v polovih čevljih. Skozi kompenzacijsko navitje teče bremenski tok. Tokovna obloga kompenzacijskega navitja mora biti enaka oblogi kotve, vendar v nasprotni smeri, zato je komp. navitje vezano v proti stiku z rotorjem.



Kompenzacijsko navitje ima tako število ovojev, da imamo pod polom popolno kompenzacijo. V prostoru med poli določen vpliv reakcije indukta ostane, saj tu ni kompenzacijskega navitja, vendar je tu vpliv manjši zaradi velike zračne reže med poli. Na ta način so skoraj popolnoma odstranjeni vsi vplivi reakcije indukta na glavno magnetno polje.



8 Problem komutacije (uporovna, napetost samoindukcije).

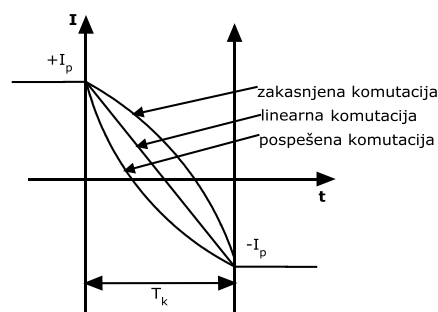
Problem nastane pri spreminjanju smeri toka, ki prehaja zaradi premikanja ščetk po rotorju iz ene vzporedne veje v drugo kot je na sliki.

Do prehoda tuljave pod ščetko teče v njej tok ene paralelne veje, po prehodu ščetke teče v tuljavi tok druge paralelne veje v vmesnem času je tuljava preko sosednjih lamel in ščetk kratko zvezana (v tem času mora tok pasti na nič in zrasti v nasprotno smer). Včasih se zgodi da tok ne spremeni smer tako nastane iskra ki traja toliko časa dokler sprememba toka ni dokončna.

Trenutna vrednost toka je i je funkcija elementov komutacijskega tokokroga. V tem tokokrogu pa imamo naslednje omske upornosti:

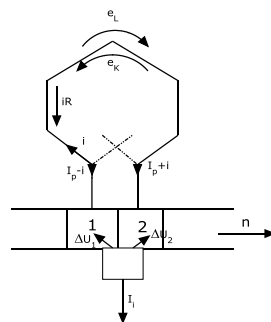
Upornost tuljave R_t , upornost dovodnih vodnikov R_v , upornost komutatorja R_C (ščetke).

Potek toka v času komutacije

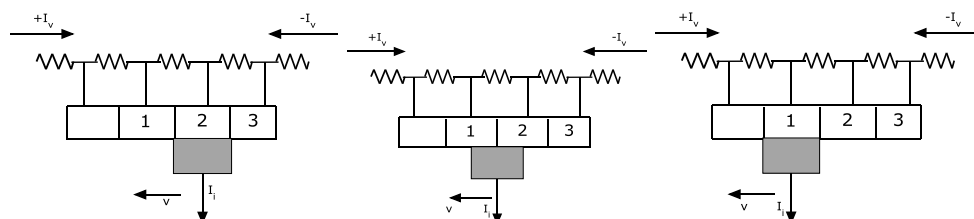


Vpliv upornosti:

Pri narisan smeri vrtenja bo tok v lameli 2 upadel in tok v lameli 1 naraščal, tok i v komutirajoči zanki bo zato tekel v narisan smeri in bo upadel. Napetost samoindukcije e_L bo skušal ohranjevati tok i , komutacijska napetost e_K pa nasprotuje napetosti lastne indukcije e_L . Na kontaktu ščetk z lamelami 1 in 2 se pojavita dve različni napetosti ΔU_1 in ΔU_2 , zato lahko po Kirchhoffovem zakonu napišemo napetostno enačbo $e_L - e_K - iR + \Delta U_1 + \Delta U_2$. Če je gostota toka na drsnem kontaktu povsot enaka lahko iR zanemarimo, v tem primeru mora bit e_L popolnoma enak e_K .



Potek ščetke iz lamele 1 v lamelo 2:



Tako dobimo naslednjo serijo enačb:

$$i_1 R_{1\dot{\Sigma}} - i_2 R_{2\dot{\Sigma}} = 0$$

$$I_1 = I_v - i$$

$$I_2 = I_v + i$$

$$R_{\dot{\Sigma}} = k \frac{1}{F_{\dot{\Sigma}}}$$

$$F_1 = F_{\dot{\Sigma}} \frac{t}{T_k}$$

$$F_2 = F_{\dot{\Sigma}} \frac{T-t}{T_k}$$

$$R_1 = k \frac{T_k}{T_k - t}$$

$$R_2 = k \frac{T_k}{t}$$

$$i = I_v \left(1 - 2 \frac{t}{T_k}\right)$$

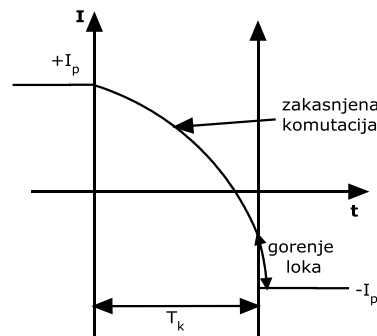
Napetostna samoindukcija:

V komutirajoči tuljavi se mora v času T_k spremeniti tok od $+I_p$ do $-I_p$. Tuljava ima lastno induktivnost zaradi stresnega magnetnega polja Φ_s v utoru in okrog glav navitja. Lahko pa ležijo v istem utoru še stranice drugih tuljav, ki so s stresenimi fluksi med seboj induktivno povezani. Vse te različne induktivnosti komutirajočih tuljav bomo poenostavili v eno samo lastno induktivnost L zaradi stresnega fluksa Φ_s .

Pri spreminjanju toka i se v komutirajoči tuljavi z N ovoji inducira napetost,

$$e_L = -N_t \frac{d\Phi_s}{dt} = -L \frac{di}{dt}$$

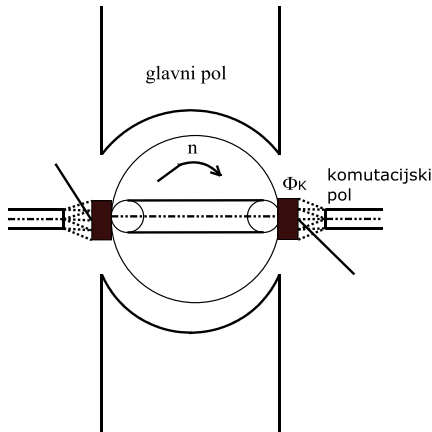
ki nasprotuje vsakršni spremembi toka i v komutirajoči tuljavi.



Časovni diagram toka i kaže vpliv napetosti e_L , ki združuje spreminjanje od $-I_p$. Tako nastane spremenjena komutacija, ki se nadaljuje še potem, ko je doba komutacije minila in se je zato vžgal lok, da se je lahko komutacija končala. Ta lok pa predstavlja za tok i veliko upornost, zato dobimo hitrejšo spremembo toka do $-I_p$.

9. Vloga pomožnih polov pri enosmernih kolektorskih strojih. Dimenzioniranje.

Neprijetno in škodljivo zakasnitev komutacije zaradi napetosti lastne indukcije e_L kompenziramo danes skoraj izključno s komutacijskimi (pomožnimi) poli. Te pole namestimo v nevtralno cono stroja. Tam vzbujajo komutacijsko polje Φ_K , v katerem se giblje komutirajoča tuljava. V ostalem prostoru, kjer tuljave ne komutirajo, komutacijsko polje ni potrebno, zato so komutacijski poli ozki in dani s širino ščetke, kot na sliki



Večinoma imamo v vsaki nevtralni coni en komutacijski pol. Samo zelo majhni stroji imajo včasih en sam komutacijski pol na polov par (na dve nevtralni coni). Tako se v komutirajoči tuljavi inducira gibalna napetost e_K , ki mora prevladati nad napetostjo lastne indukcije e_L . Napetost lastne indukcije e_L lahko ocenimo, če vzamemo enakomerno spreminjanje toka i od $+I_p$ do $-I_p$ in njegovega stresenega fluksa od $+\Phi_s$ do $-\Phi_s$ v dobi komutacije T_K .

$$e_L = N \frac{\Delta \Phi_s}{\Delta t} = N \frac{2\Phi_s}{T_K}$$

Streseni magnetni fluks Φ_s dobimo iz relacije $\Phi_s = \xi b A l$, kjer je:

- $\xi \rightarrow$ Hobartov koeficient induktivnosti in znaša pri običajno grajenih strojih $4 \div 6 \div 8 \cdot 10^{-6} \text{ Vs/Am}$
- $A \rightarrow$ tokovna obloga rotorja $A = \frac{I}{2a} \frac{z}{2p\tau_p} \text{ A/m}$
- $b \rightarrow$ širina utora in zoba na rotorju
- $l \rightarrow$ dolžina stranice tuljave v železnem paketu rotorja

Doba komutacije pa je $T_K = \frac{b}{v}$, kjer je v v obodna hitrost rotorja.

Iz zgornjih enačb dobimo sedaj napetost lastne indukcije $e_L = 2N\xi b A l \frac{v}{b} = 2N\xi l A v$.

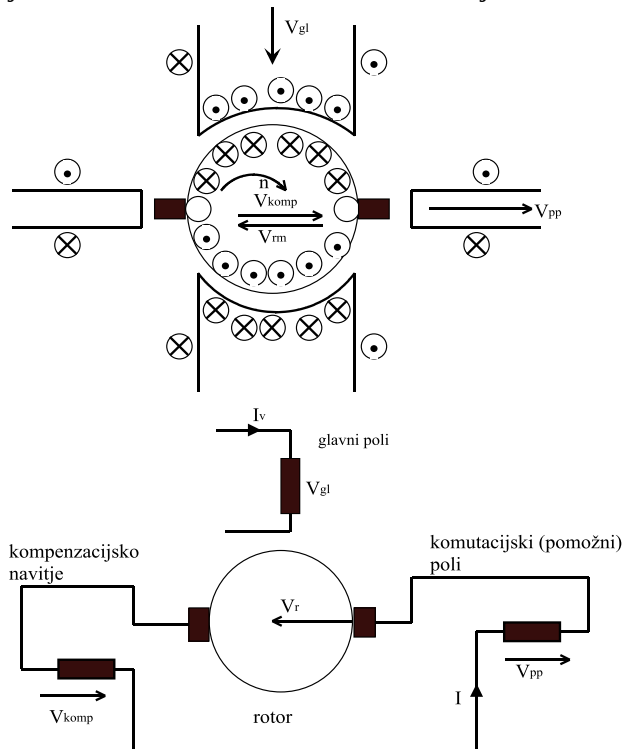
Napetost lastne indukcije je odvisna od rotorskega toka I , ki določa tokovno oblogo A in od hitrosti rotorja v . Samo ti dve veličini se spreminjata pri delovanju stroja. Vsi ostali faktorji enačbe so konstrukcijski podatki in so konstantni za določen izgotovljen stroj.

Kompenzacijska gibalna napetost e_K bo pri vrtenju v komutacijskem polju Φ_K gostote B_K dveh komutacijskih polov $e_K = 2NlB_K v$.

Če naj gibalna napetost e_K popolnoma kompenzira napetost lastne indukcije e_L , potem mora veljati $e_L = e_K = 2N\xi l A v = 2NIB_K v$. Iz tega dobimo znano Pichelmayerjevo formulo

$$B_K = \xi A = \xi \frac{Z}{4ap\tau_p} I.$$

Magnetna gostota B_K komutacijskega polja pod pomožnimi poli se mora spreminjati skladno z rotorskim tokom I , kar kaže Pichelmayerjeva formula. To skladnost zagotovimo tako, da vezemo vzbujalno navitje pomožnih polov v serijo z rotorjem oz. s ščetkami. Tako vzbuja komutacijsko polje isti tok, kot povzroča napetost lastne indukcije. Polaritete moramo urediti tako, da B_K oz. e_K pospešuje komutacijo. B_K mora biti usmerjena proti smeri reakcije indukta V_{rm} , ki deluje ravno tako z maksimalno vrednostjo v nevtralni coni, kar vidimo na sliki in na



vezju slike.

Za vzbujanje gostote B_K potrebujemo magnetno napetost $V_K = B_K \frac{\delta_{reže}}{\mu_0}$, če poenostavljeno

vzamemo vso magnetno upornost zbrano v zračni reži $\delta_{reže}$ pod pomožnim polom.

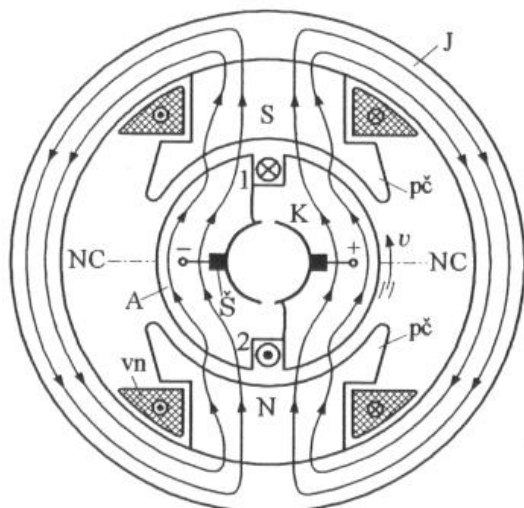
Na pomožnih polih potrebujemo tako vzbujanje pri stroju brez kompenzacijskega navitja

$V_{pp} = V_K + V_{r.m} = IN_{pp}$ in pri stroju s kompenzacijskim navitjem

$V_{pp} = V_K + (V_{r.m} - V_{komp}) = IN_{pp}$, ker kompenzacijsko navitje s svojim vzbujanjem V_{komp} že samo vzbuja proti reakciji indukta V_{rm} . Tako dimenzioniramo tudi število ovojev N_{pp} na pomožnem polu.

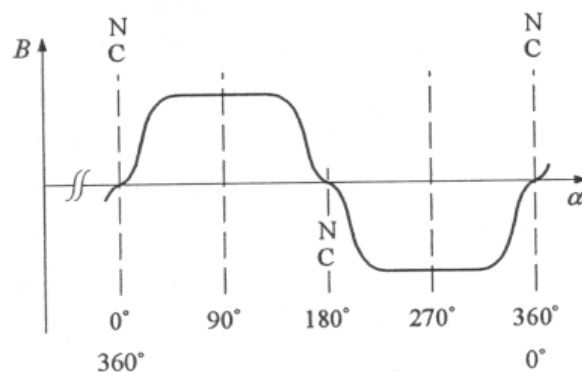
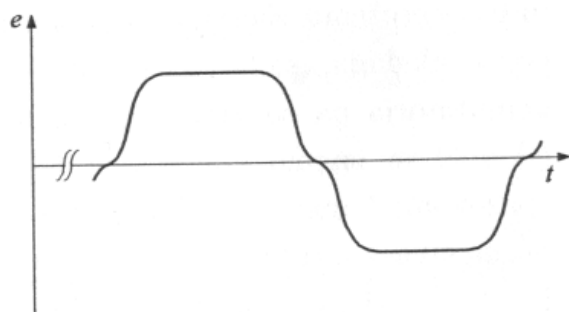
10. KAKO NASTANE ENOSMERNI STROJ GENERATOR ALI MOTOR (smer momenta, toka, velikost inducirane napetosti glede na pritisnjeno)

Magnetno polje inducira napetost v navitju kotve pri vrtečem se rotorju. Tako dobimo dva električna kroga povezana z enim magnetnim fluksom.



Slika: Elementi enosmernega stroja

Vzbujalno navitje vzbudi magnetni fluks Φ , ki se razprostira po polih (N, S), s polovimi čevlji (pč), po jarmu (J), železu kotve (A) in v zračni reži med kotvo rotorja in polovimi čevlji. Na kotvi imamo le dva diametralno nasprotna utora v katerih ležita stranici tuljave kotve. Izvoda tuljave sta spojena s komutatorjem (K). Na komutatorju ležita ščetki (Š), ki sta spojeni s sponkama (+) in (-). Ščetki ležita v nevtralni coni (NC). Komutator je mehansko pritrjen na rotor in se vrti skupaj z njim, medtem ko so ščetke pritrjene na stator in so nepremične. Pri vrtenju rotorja ščetke drsita po komutatorju.



Slika: inducirana napetost in porazdelitev magnetnega polja v zračni reži

Na sliki je vidna porazdelitev magnetnega polja v zračni reži. Krožnica na kateri opazujemo magnetno polje je razvita v ravnino. Rezultat je mirujoče polje. Pri tem opazimo da je pod poli gostota B konstantna. V prostoru med poli pa njena vrednost pada zaradi povečane magnetne upornosti (povečana zračna reža). V primeru da rotor vrtimo v smeri puščice se v eni stranici tuljave če ima eno palico inducira napetost $e_p = v \cdot B \cdot l$.

Opazovanje razširimo na celo tuljavo, ki se vrti s konstantno obodno hitrostjo. Celotna inducirana napetost v tuljavi je geometrijska vsota inducirane napetosti posamezne palice. Gledano s strani rotorja je ta napetost izmenična.

Celotna inducirana napetost je tako

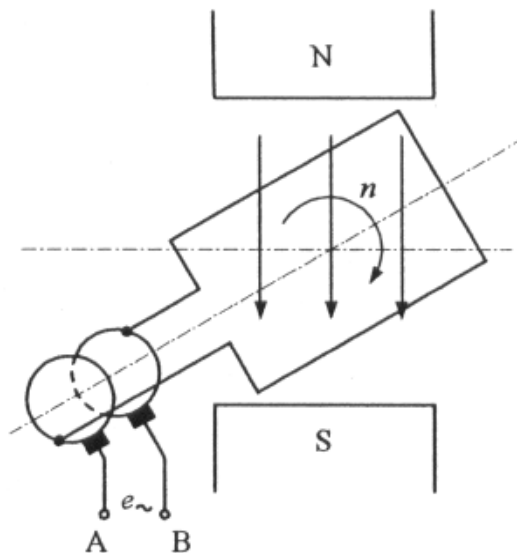
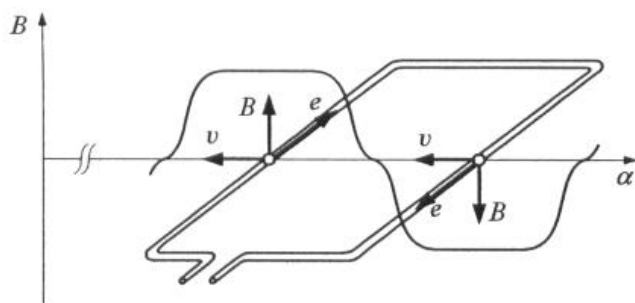
$$E_i = l \cdot v \cdot B_{sr} \cdot \frac{z}{2a}; \quad \frac{z}{2a} - \text{število palic na en pol}$$

$$v = 2p \cdot \tau_p \cdot \frac{n}{60}$$

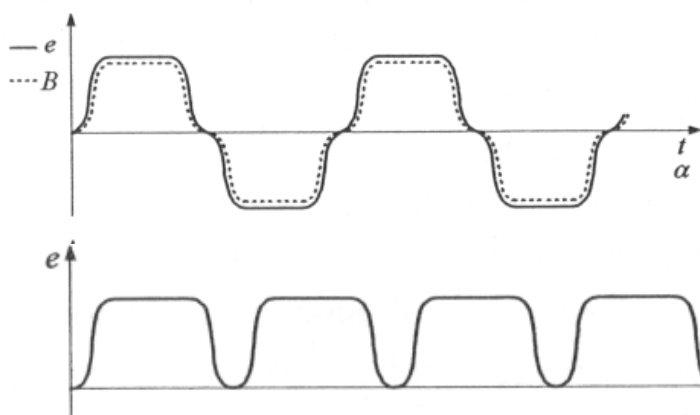
$$B_{sr} \tau_p \cdot l = \phi$$

$$E_i = l \cdot 2p \cdot \tau_p \cdot \frac{\phi}{\tau_p l} \cdot \frac{n}{60} \cdot \frac{z}{2a}$$

$$\text{Končna oblika: } E_i = k_E \cdot \phi \cdot n$$



Če gledamo na pojav s strani ščetk točka opazovanja stoji, lamela komutatorja pa se vrti z rotorjem. Ščetka (+-sponka) drsi po desni lameli in snema stanje pod N polom. Ko pride tuljava v nevtralno cono se opazovana lamela odmika in pod ščetko pride druga lamela. Na ščetki (+ sponka) dobimo torej stalno napetost enake smeri. Enako velja za negativnosponko(-).



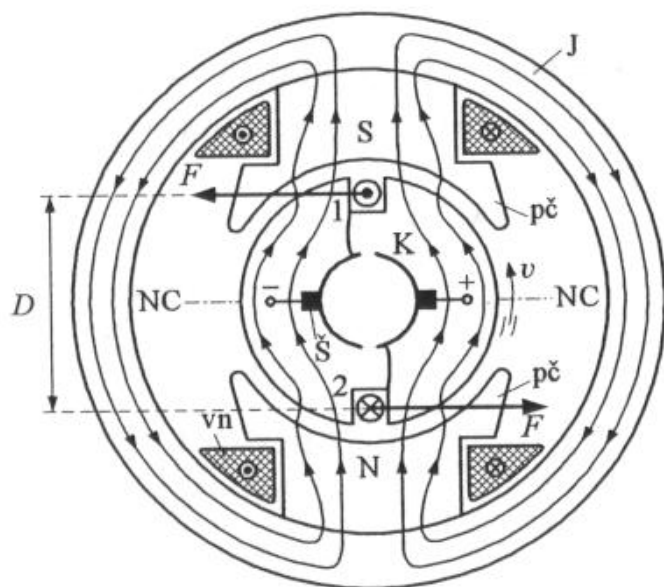
Slika: časovna slika inducirane napetosti v tuljavi

Slika: napetost na ščetkah

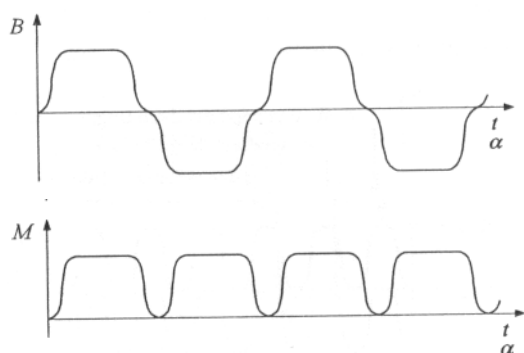
Na sliki je prikazana časovna slika inducirane napetosti v

tuljavi, ki odgovarja prostorski sliki.

Na sliki je prikazana napetost na ščetkah, ki je enake smeri vendar pulzirajoče oblike. Komutator je torej mehanični usmernik, ki pretvarja izmenično napetostni tok v enosmerno obliko. Dosedaj opisan način dela velja za generatorsko obratovanje $E_i > 0$. Za motorsko obratovanje pritisnemo na ščetke enosmerno napetost $E_i < U$. V tuljavi kotve dobimo tok I nasprotno smeri. Ker je sedaj vodnik v polju gostote B in teče v njemu tok I se pojavi sila F , ki poskuša vodnik izriniti s polja.



Slika: Pojav sile in magnetno polje v motorju



Slika: Vrtilni moment in Magnetno polje v motorju

Za velikost sile na toku vodnik velja $F = I \cdot B \cdot l$. Ker ima tuljava dve stranici dobimo par sil ki ustvarita vrtilni moment. Rotor se bo vrtil levo. Vrtilni moment pade na 0, ko prideta palici v

evtralno cono. V primeru da vztrajnost zavrti rotor preko nevtralne cone, prideta palici magnetno polje nasprotne smeri, toda ker se istočasno spremeni smer toka, obodna sila drži smer, prav tako tudi vrtilni moment.

V osnovi ni razlike v načinu gradnje enosm. motorja in generatorja. Tako lahko vsak motor dela kot generator in obratno. Zaradi tega se tudi v generatorju pojavi sila in vrtilni moment ,

Izpeljava za moment:

$$F = I \cdot B \cdot l$$

$$M = F \cdot r$$

$$M_p = B_p \cdot J_v \cdot l \cdot \frac{D}{2} \quad ; \quad D = \frac{2p \cdot \tau_p}{\pi} \quad ; \quad J_v = \frac{J_i}{2a}$$

$$M = B_{sr} \cdot \frac{J_i}{2a} \cdot l \cdot z$$

$$M = \frac{1}{2} \cdot \frac{\phi}{\rho \tau_p} \cdot \frac{J_i}{2a} \cdot l \cdot \frac{2p \tau_p}{\pi} \cdot z$$

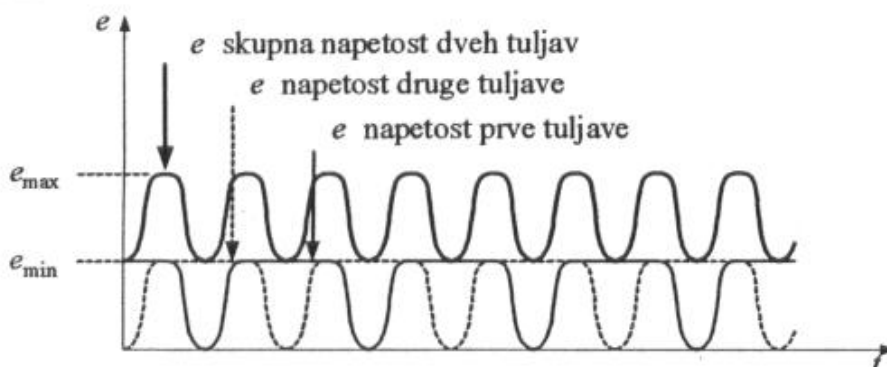
$$M = \frac{pz}{2\pi a} \cdot \phi \cdot J_i$$

Končna oblika: $M = k_m \cdot \phi \cdot J_v$

k_m je konstanta motorja!

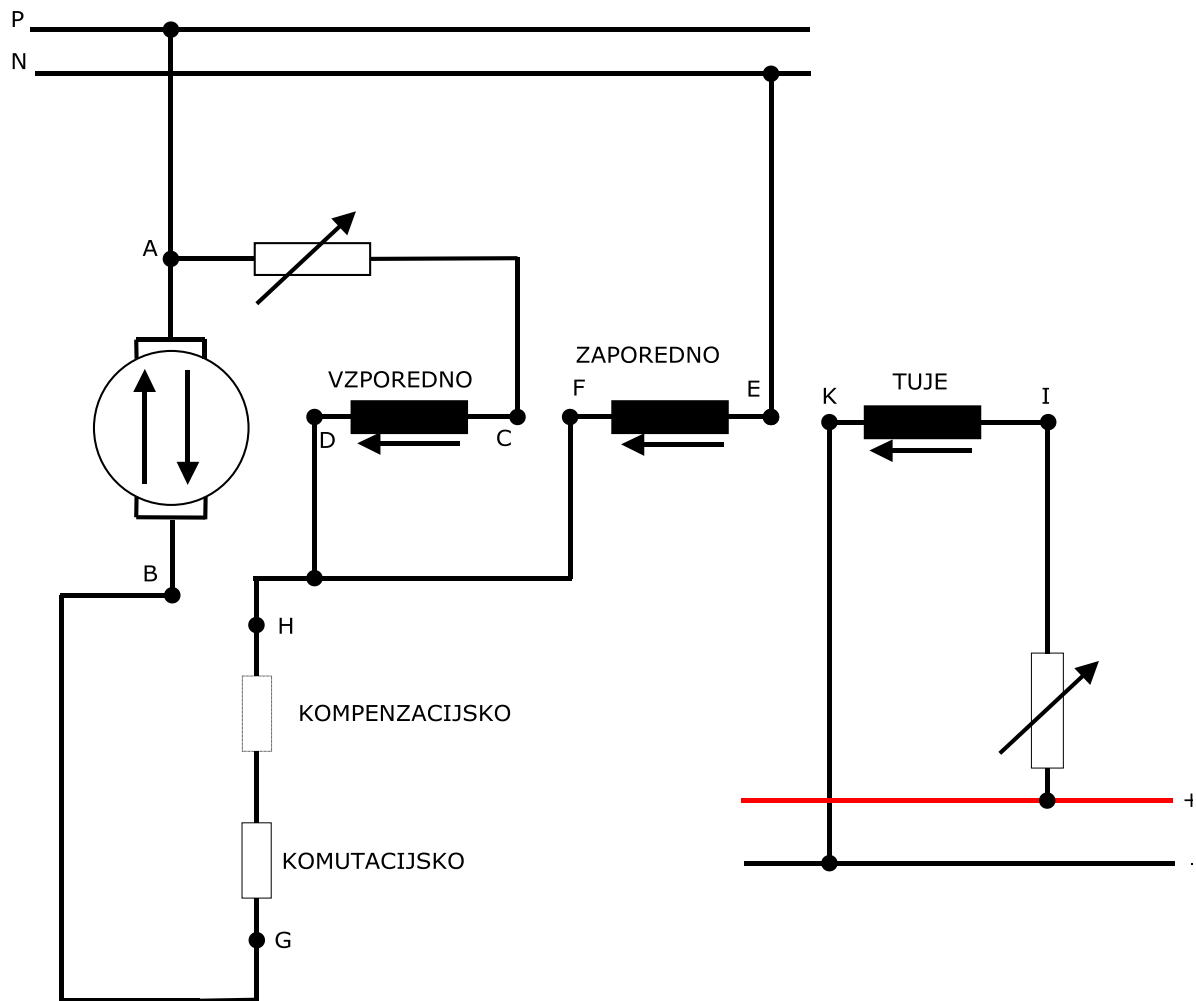
ta pa nasprotuje vrtilnemu momentu pogonskega stroja in je vedno manjši od njega. Tudi napetost na sponkah generatorja je manjša od inducirane napetosti zaradi padca napetosti na rotorju. Obratno je pri motorjukjer se pojaviniducirana napestost, ki je manjša od pritisnjene. Za motorsko obratovanje velja v bistvu enaka fizikalna slika kot zta generatorsko obratovnje.

Predpostavimo da imamo nametso dveh utorov štiri, torej dve tuljavi, postavljeni pod pravim kotom. Slupna napetost je še vedno pulzirajoča vendar je pulzaija manjša. Z dodatnim povečanjem števila utorov oz tuljav bo ustrezno zmanjšana valovitost enosmerne napetosti.



Slika: skupna inducirana napetost dveh tuljav

11. Vezave enosmerni strojev. Karakteristika praznega teka in obremenilna karakteristika. (str 262, predavanja)



Pri enosmernih komutatorskih strojih imamo vsaj dva električna tokokroga s svojimi navitji:

- 1.) tokokrog vključuje vzbujalna navitja, s katerimi vzbujamo glavno magnetno polje in so nameščena na glavnih statorskih polih stroja.
- 2.) tokokrog vključuje rotorsko (induktivno) navitje s komutatorjem in ščetkami ter morebitno kompenzacijsko navitje in navitje komutatorskih polov.

Tokokrog 1.) in 2.) lahko sedaj zvežemo skupaj na različne načine in pri tem dobimo različne obratovalne lastnosti. Različno vezana navitja so označena s standardnimi črkami (npr C-D=vzporedna vezava).

V rotorskem tokokrogu so vedno:

- komutatorsko navitje
- kompenzacijsko navitje
- pomutacijsko navitje pomožnih polov, vezana v serijo.

Sedaj si oglejmo, kaj pomenijo črke na gornji sliki:

A-B.....rotorsko navitje

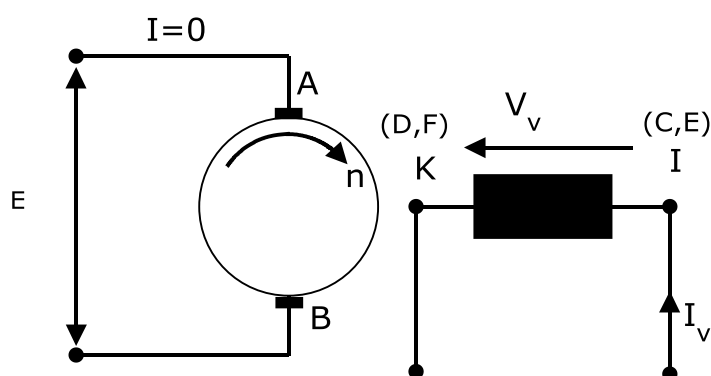
C-D.....paralelno (vzporedno) vzbujanje

E-F.....serijsko (zaporedno) vzbujanje

I-K.....tuje vzbujanje

G-H.....komutacijsko (dodamo lahko tudi kompenzacijskega) navitje

Lahko se zgodi, da imamo več istovrstnih vzbujalnih navitij. Takrat črkam dodamo številske indekse (npr. C_1-D_1 , E_2-F_2 ...). Označevanje sponk je pri vrtenju rotorja v desno smer takšno, a je sponka s prvo črko po abecednem redu pozitivna, sponka z drugo črko pa negativna. Pri tem pa se morajo vzbujanja posameznih vzbujalnih navitij glavnih polov podpirati. Za vrtenje rotorja v levo stran velja obratno enako.



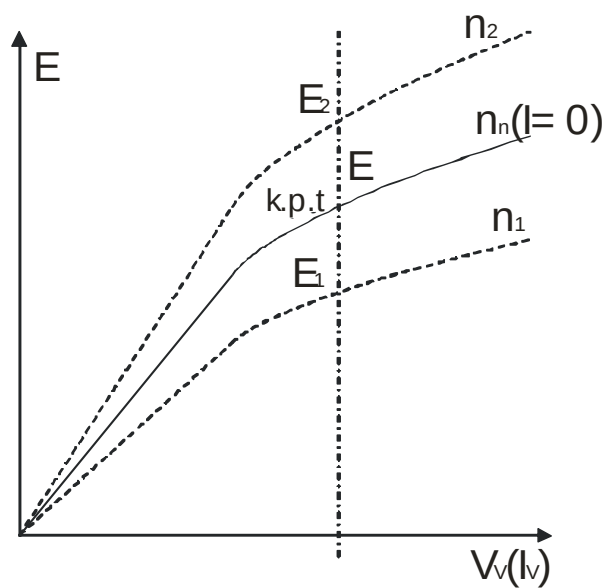
11.1. KARAKTERISTINA PRAZNEGA TEKA:

Je osnovna karakteristika enosmerne stroja. Podaja

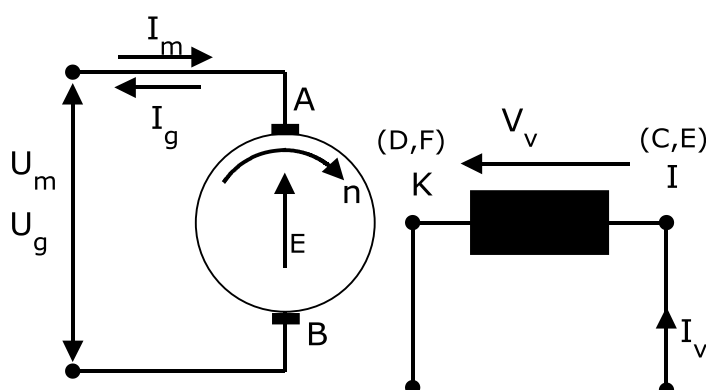
odvisnost od inducirane napetosti E na odprtih sponkah (A-B) komutatorskega navitja rotorja v odvisnosti od vzbujanja glavnih polov V_v oz. statorskega vzbujačnega toka I_v . Pogoji pa je, da je hitrost vrtenja rotorja n stalna in konstantna. Inducirana napetost znaša:

$E_i = k_E \cdot n \cdot \Phi$ in je proporcionalna mag. fluksu Φ . Magnetni fluks pa je odvisen od mag. vzbujanja V_v in od magnetne upornosti poti fluksa. Mag. upornost se spreminja v skladu s krivuljo magnetenja železa. Glavni značilnosti sta: a) vpliv nasičenja, ki krivi karakteristiko PRAZNEGA TEKA, b) remanenca, ki daje neko malo remanentno napetost brez vzbujanja ($V_v=0$). Sprememba je pri konstantnem vzbujanju in stem fluksu:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{n_1}{n_2} = \frac{\omega_1}{\omega_2}$$



11.2. OBREMENILNA KARAKTERISTIKA:



Rotorski tokokrog obremenimo z rotorskim tokom. Tok I_g predstavlja bremeski tok, tok I_m pa je motorski bremeski tok. Bremeski tok pri tem povzroči dve spremembi:

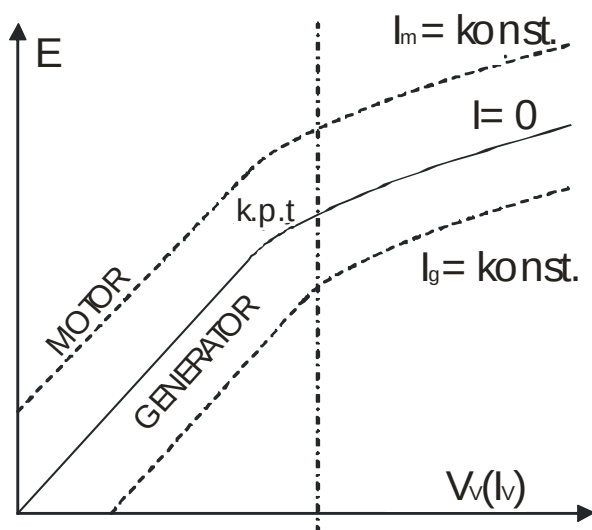
1.) Padec napetosti na uporih R_r vseh navitij rotorskega tokokroga, ta padec je $I_g \cdot R_r = I_m \cdot R_r$,

2.) zmanjšanje magnetnega fluksa Φ za $\Delta\Phi$ zaradi lokalnega nasičenja mag. pola, ki ga povzroči reakcija indukta I_g oz. I_m . Zato se zmanjša tudi inducirana napetost E za

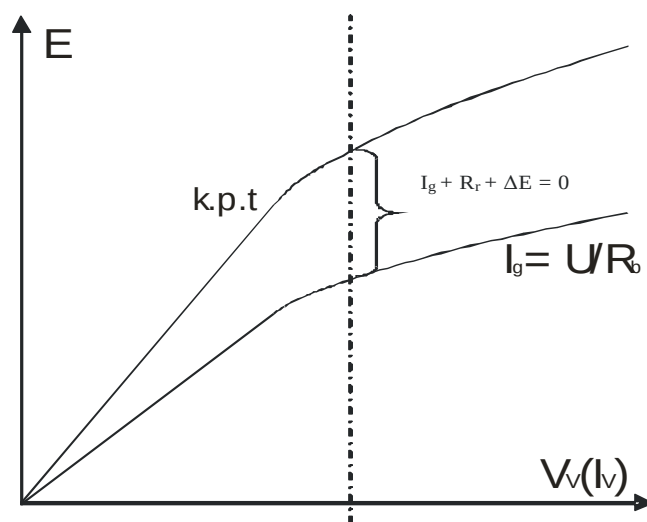
$\Delta E = k_\Phi \cdot \Delta\Phi$. Na sponkah generatorja se pojavi napetost $U_g = E_{PT} - I_g R_r - \Delta E$, ki je zaradi

1.) in 2.) padca manjša od inducirane E_{PT} . Na sponkah motorja pa se pojavi napetost U_m , ki je za $I_m \cdot R_r$ večja od inducirane napetosti E_{PT} . Inducirana napetost pri obremenjenem motorju je za ΔE manjša kot pri motorju v prostem teku, ker reakcijski indukt vedno povzroči delno nasičenje in s tem zmanjšuje magnetni fluks za $\Delta\Phi$. Ta napetost je: $U_m = E_{PT} + I_m R_r - \Delta E$

Obremenilna karakteristika kaže odvisnost napetosti na rotorskih sponkah U od vzbujanja $V_v(I_v)$, pri konstantni hitrosti vrtenja rotorja. Na grafu 11.b) je zanimiva spodnja krivulja. To je posledica tega, ker je generator pogosto obremenjen s konstantnim bremenskim uporom R_b .

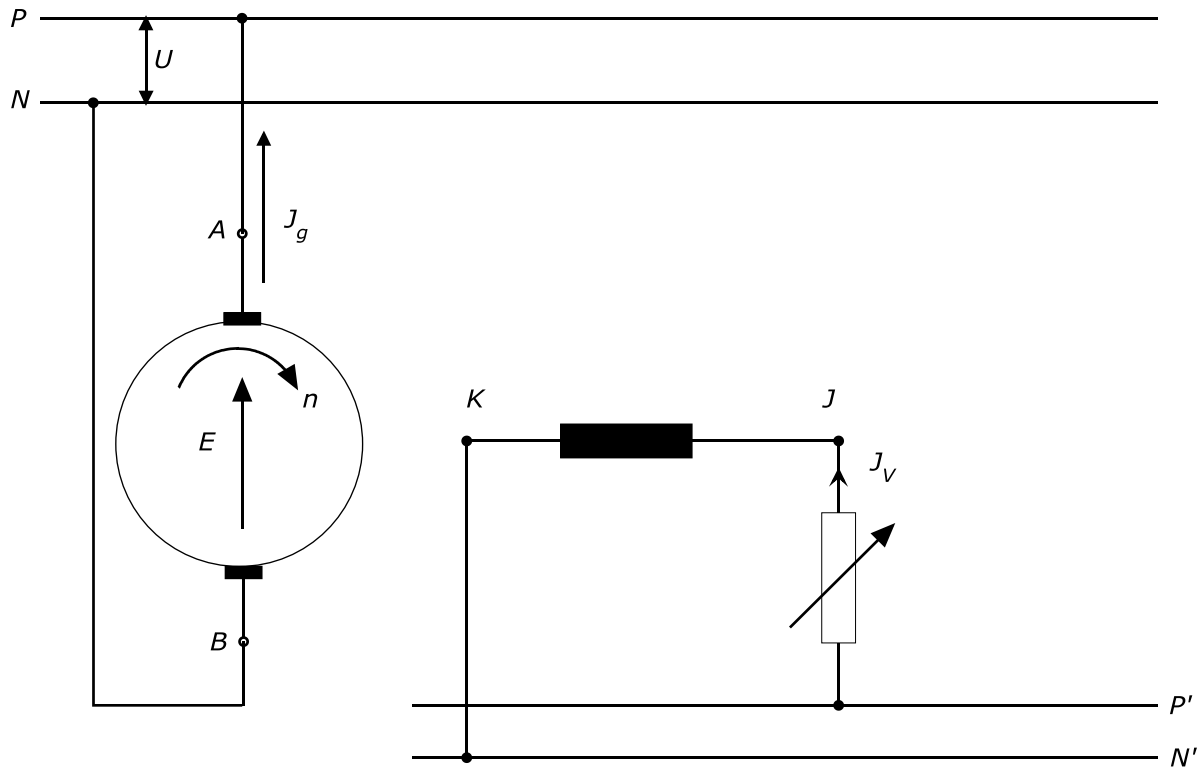


graf 11.a) Karakteristika za konstanten rotorski tok $n=\text{konst}$



graf 11.b) karakteristika s konstantnim bremenskim uporom $n=\text{konst}$

12. ENOSMERNI GENERATOR S TUJIM VZBUJANJEM (VEZALNA SHEMA, ZUNAJA KARAKTERISTIKA, LASTNOSTI)



Slika: shema enosmernega generatorja s tujim vzbujanjem

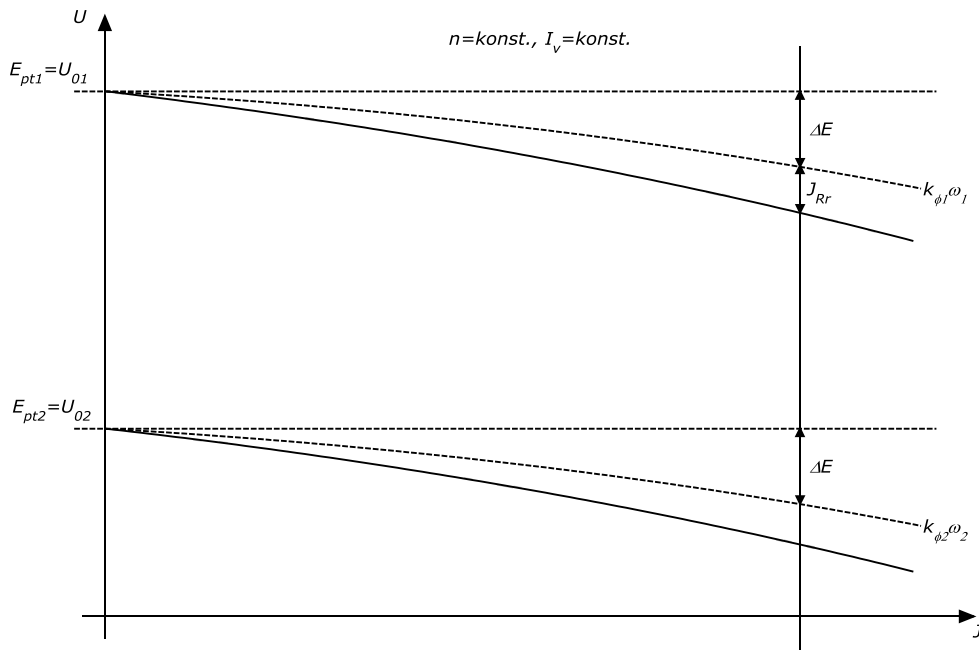
Na sliki je vezje stroja s tujim vzbujanjem, ki deluje kot generator. Njegova napetost na sponkah bo po enačbi $U = E_{pt} - \Delta E - I_g \cdot R_r$. Dejanska inducirana napetost E bo

$E = E_{pt} - \Delta E = k_\phi \cdot \omega$. Koeficient magnetnega fluksa $k_\phi = \frac{[pz \cdot (\Phi - \Delta\Phi)]}{2\pi \cdot a}$ je pri

enosmernem stroju spremenljiv in odvisen po karakteristiki praznega teka, od vzbujačnega toka I_v . Odvisen pa je tudi od bremenskega toka I , ker njegova reakcija zmanjšuje magnetni

flukus za $\Delta\Phi = \frac{\Phi_1 - \Phi_2}{6}$

Inducirana napetost oziroma koeficient magnetnega polja $k_\phi = \frac{[pz \cdot (\Phi - \Delta\Phi)]}{2\pi \cdot a}$ bo zato pri obremenjenem generatorju padala po črtkani krivulji v odvisnosti od rotorskega toka I na spodnji sliki

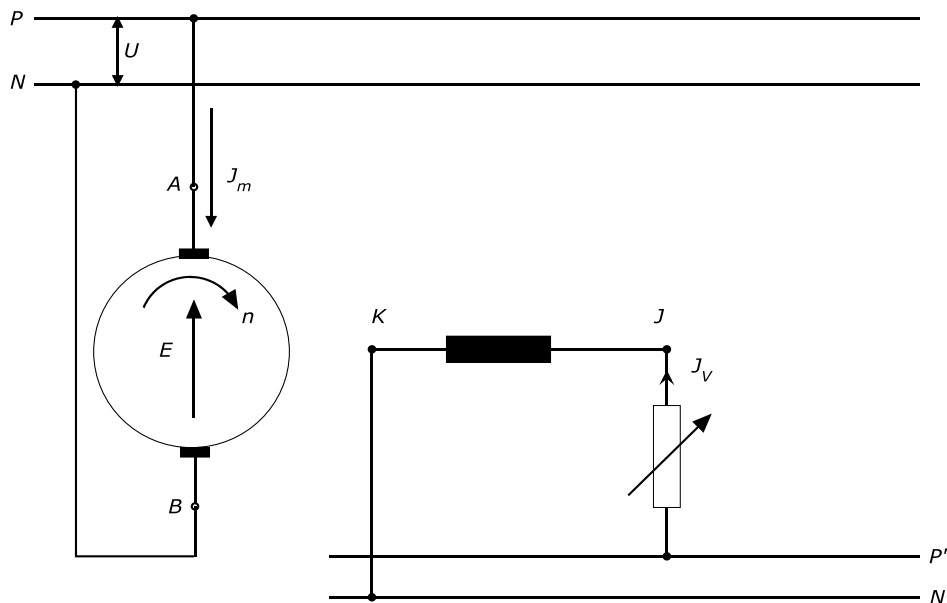


Slika: Diagram induciranih napetosti

Ko odštejemo še padec napetosti $I_g \cdot R_r$, dobimo napetost na sponkah U kot funkcijo rotorskega toka. Ta karakteristika ni linearna, ker se vpliv reakcije indukta spreminja s kvadratom rotorskega toka po enačbi $\Delta\Phi = k \left(\frac{I}{I_n} \right)^2$ in se zato seveda enako spreminja tudi ΔE in temu analogno inducirana napetost oziroma koeficient magnetnega polja k_ϕ .

Padec $I_g \cdot R_r$ seveda linearno narašča z rotorskim tokom I_g .

Drugo karakteristiko $U = f(I_g)$ tuje vzbujanega generatorja dobimo, če spremenimo hitrost vrtenja $n = \frac{\omega}{2\pi}$ ali če spremenimo vzbujalni tok I_v in s tem po karakteristiki praznega teka k_ϕ . Zmanjšanje I_v zmanjša k_ϕ in obratno. Tako dobimo drugo karakteristiko v diagramu.



Slika: Shema tuje vzbujenega motorja

Vezje tuje vzbujenega motorja vidimo na sliki zgoraj. Pri konstantni napetosti napajalnega omrežja U se bo motor vrtel s hitrostjo, ki je določena z enačbo $\omega = \frac{E}{k_\phi} = \frac{U - I_m \cdot R_r}{k_\phi}$.

Včasih se zgodi, da vpliv reakcije indukta tako močno zmanjšuje k_ϕ , da je to močnejše od vpliva $I \cdot R_r$. Tak primer nastane pogosto pri večjih obremenitvah, ker se zmanjšuje k_ϕ po

enačbi $\Delta\Phi = k \left(\frac{I}{I_n} \right)^2$ s kvadratom I , padec $I \cdot R_r$ pa samo linearno z I_m , in tako k_ϕ prevlada

nad $I \cdot R_r$. V tem primeru se z naraščajočim bremenom in naraščajočim tokom I hitrost vrtenja večja in delovanje postane nestabilno. To kaže karakteristika ω v diagramu druge slike zgoraj.

Pri tem motorju moramo paziti, da nikdar ne prekinemo vzbujenega tokogroga. Vzbujačni tok I_v bi padel na vrednost nič, magnetni fluks Φ seveda tudi in ravno tako bi postal $k_\phi = 0$.

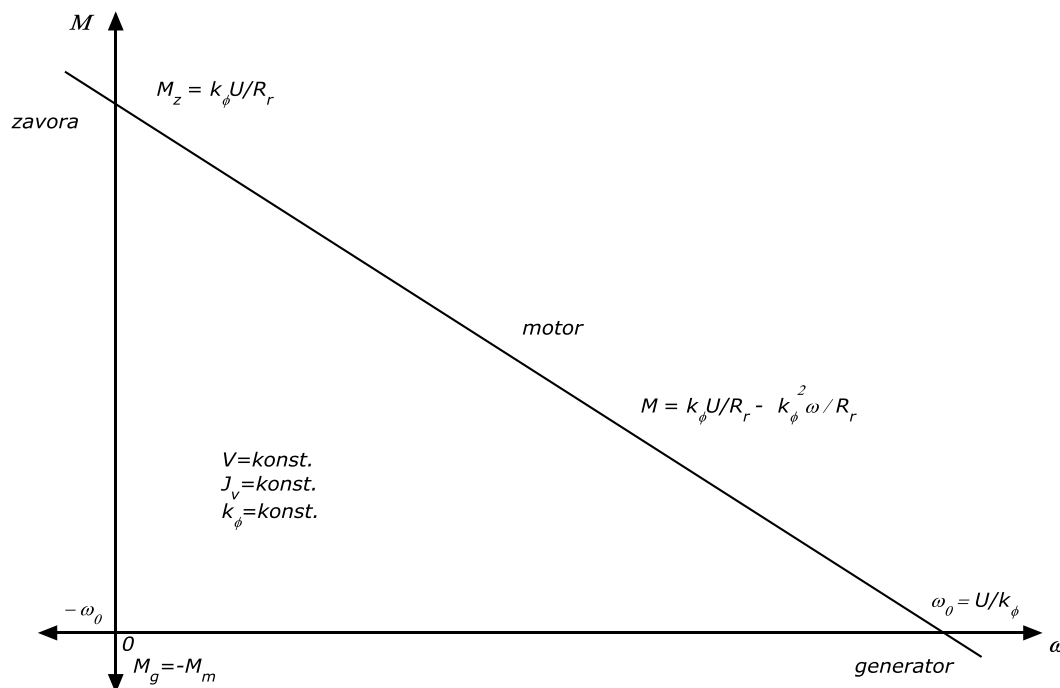
Hitrost vrtenja bi teoretično postala neskončno velika. Motor uide in se pri poviševanju hitrosti zaradi centrifugalnih sil razleti.

Navor, ki ga razvije tuje vzbujači motor sledi enačbi $M = k_\phi \cdot I$. Navor bo tako orazmeren toku I , dokler je k_ϕ konstanten. Pod vplivom reakcije indukta pa se k_ϕ zmanjšuje zaradi naraščanja $\Delta\Phi$. Zato bo tudi navor rasel nekoliko počasneje, kar se lepo vidi v diagramu na sliki zgoraj.

Pogosto nas zanima kako se spreminja navor M s spreminjanjem hitrosti vrtenja ω pri konstantni napetostini sponkah U in pri konstantnem toku I_v .

To razmerje pa podaja enačba $M = \frac{k_\phi \cdot U}{R_r} - \frac{k_\phi^2 \cdot \omega}{R_r}$

Tako dobljena enačba je karakteristika navora M v odvisnosti od hitrosti vrtenja ω . Predstavlja linearno odvisnost, ker so razen ω vsi drugi podatki konstantni. Vidimo jo na sliki spodaj.



Slika: karakteristika navora M v odvisnosti od hitrosti vrtenja ω

Pri hitrostih, ki so večje kot v praznem teku ($\omega > \omega_0$) razvija motor negativen navor. To je torej generatorski navor in motor deluje sedaj kot generator. Tudi smer toka I se je obrnila (je negativna) pri istih smereh vrtenja, polja in napetosti.

Če zavrtimo motor v nasprotno smer ($-\omega$), motor povečuje navor in deluje kot protitečna zavora.

Enačba $\omega = \frac{E}{k_\phi} = \frac{U - I_m \cdot R_r}{k_\phi}$ nam kaže tudi možnost za spreminjanje hitrosti vrtenja.

Imamo tri možnosti:

1. Spremenimo napetost U na rotorskih priključkih S tem se karakteristika na sliki .31--
--paralelno premakne.
2. Spremenimo vzbujalni tok I_v in s tem po karakteristiki praznega teka spremeni magnetni fluks Φ oziroma koeficient k_ϕ . Karakteristika na sliki 5.31 se zopet premakne paralelno sama sebi. Vendar se sedaj pri zmanjšanju Φ I_v k_ϕ , premakne k višjim hitrostim vrtenja. Pri povečanju I_v pa se paralelno premakne k nižjim hitrostim.
3. Povečujemo upor rotorskega tokogroga R_r z vključevanjem zunanjih dodatnih uporov. S tem posegom povečujemo padec $\frac{I \cdot R_r}{k_\phi}$. karakteristika na sliki 5.32----- vse bolj strmo pada.

Spremembo napetosti U smemo uporabiti samo od U_n navzdol. Sicer spravimo v nevarnost komutator, ki je občutljiv na preboje. Pri počasnem vrtenju moramo paziti na hlajenje rotorja. Moč stroja se bo v tem režimu zmanjševala proporcionalno napetosti U , ($P = I_n \cdot U$) oziroma hitrosti vrtenja ω , ($P = M_n \cdot \omega$).

Vzbujalnega toka nima smisla povečevati, ker doseže običajno stroj pri nazivnem I_{vn} koleno magnetilne karakteristike. Pri večjih vzbujalnih tokih zaide v nasičenje in se Φ ter k_ϕ ne večata več. Smiselno je torej samo zmanjšanje od I_v navzdol. Običajni stroji dovoljujejo obratovanje še z $0,7 \cdot I_v$, posebej v ta namen grajeni stroji pa dovoljujejo obratovanje še z $0,33 \cdot I_v$. Pri nazivni napetosti U_n zvišamo na ta način hitrost vrtenja do $1,43 \cdot n_n$ oziroma do $3 \cdot n_n$. Ker smemo rotor obremeniti največ z nazivnim tokom I_n , bo moč stroja v tem področju konstantna, ($P = I_n \cdot U = M_n \cdot \omega$). S povečanjem hitrosti vrtenja ω se mora obratno proporcionalno zmanjšati navor M , enako kot zmanjšujemo magnetni fluks.

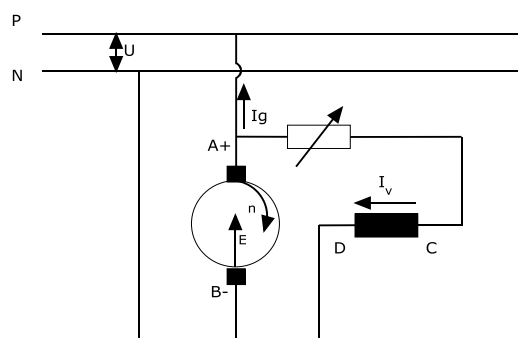
Povečevanje upora v rotorskem tokokrogu povečuje izgube in zmanjšuje izkoristek. To vidimo po enačbi $k_\phi \cdot \omega \cdot I_n = M \cdot \omega = P_{meh} = U_n \cdot I_n - I_n^2 \cdot R_r$

Električna moč, ki priteka v rotorski tokokrog je $U_n \cdot I_n = P_{eln}$. Del se pretvori v mehansko moč, del $I_n^2 \cdot R_r$ pa v joulske izgube. Vidimo torej, da smo za isti delež, kolikor smo zmanjševali hitrost vrtenja s povečanjem R_r , povečali toplotne izgube v istem povečanem uporu R_r . Ta način je potraten in ga uporabljamo večinoma samo pri zagonih motorjev.

13 Enosmerni generator s paralelnim vzbujanjem (vezalna shema, samovzbujanje, zunanja karakteristika, lastnosti).

Generator s paralelnim vzbujanjem se lahko z vrtenjem rotorja sam vzbudi in sicer dvigne napetost na rotorskih sponkah, zato mu pravimo samovzbudni generator.

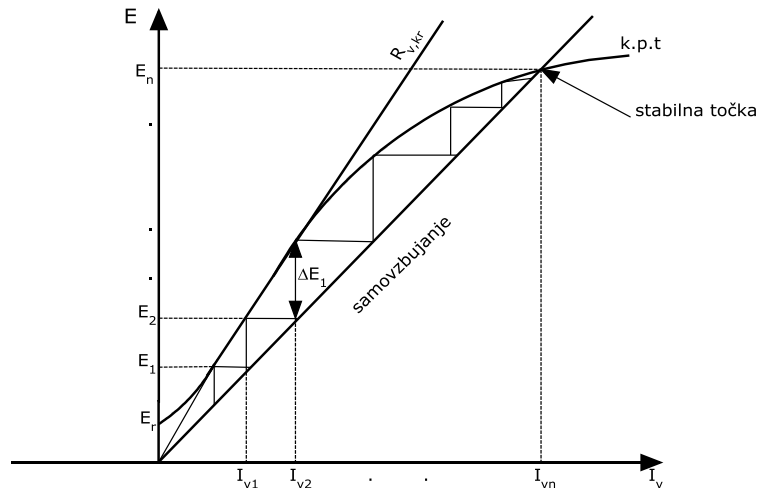
Vezalna shema:



Proces samovzbujanja je naslednji:

Na začetku vzemimo, da je generator v praznem teku da je torej $I_g = 0$. Na ščetkah se pojavi inducirana napetost $E = k_\phi \omega$ kot jo določa karakteristika praznega teka. Ista napetost E , ki se inducira v rotorskem navitju, požene tudi vzbujalni tok I_v , ta tok je enak $I_v = \frac{E}{R_v}$, kjer je R_v upornost celotnega tokokroga I_v , torej je vsota regulirnega upora in upornost navitja s

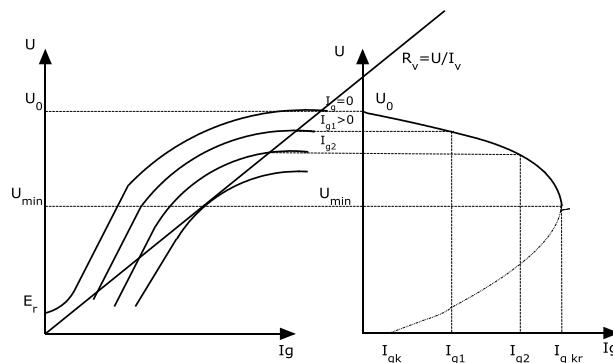
komutatorjem in ščetkam, to uporovno karakteristiko vzbujačnega tokokroga rišemo kot premico pod kotom $\tan \alpha = \frac{E}{I_v}$. Za poljubni vzbujačni tok I_{1v} dobimo napetost E_1 in padec napetosti na vzbujačnem tokokrogu $I_{1v}R_v$. Razlika napetosti $\Delta E_1 = E_1 - I_{1v}R_v = L_v \frac{dI_v}{dt}$ dviguje vzbujačni tok I_v .



To dviganje je počasno saj se mu upira induktivnost paralelnega vzbujačnega navitja L_v . Vzbujačni tok I_{1v} in z njim inducirana napetost E_1 se dvigujeta dokler obstaja pozitivna diferenca ΔE_1 , to vzdigovanje se ustavi ko izgine $\Delta E_1 = L_v \frac{dI_v}{dt} = 0$. Presežek inducirane napetosti ΔE_1 mora imeti stroj na začetku ko še ni vzbujačnega toka $I_v = 0$, ta presežek zagotovi napetost remanentnega magnetizma. V primeru da generator nima remanentne napetosti moramo na sponke E_1 in E_2 dovesti napetost tujega vira da steče tok.

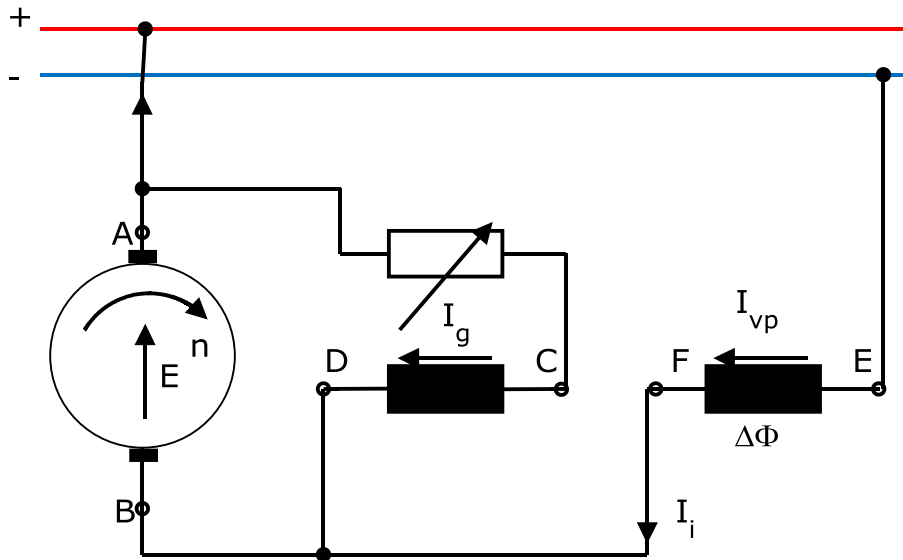
Torej stroj se vzbudi do presečišča uporovne karakteristike $R_v = \frac{U}{I_v}$ z obremenilno

karakteristiko za I_g . Čim bolj povečujemo bremenski tok I_g nižje so ustrezne obremenilne karakteristike. Še nižje pa leži presečišče z uporovno premico. Tako lahko dosežemo največji ali kritični bremenski tok $I_{g\ kr}$, če ta tok še malo povečamo se vzbujačni tok sesede v popoln kratek stik.

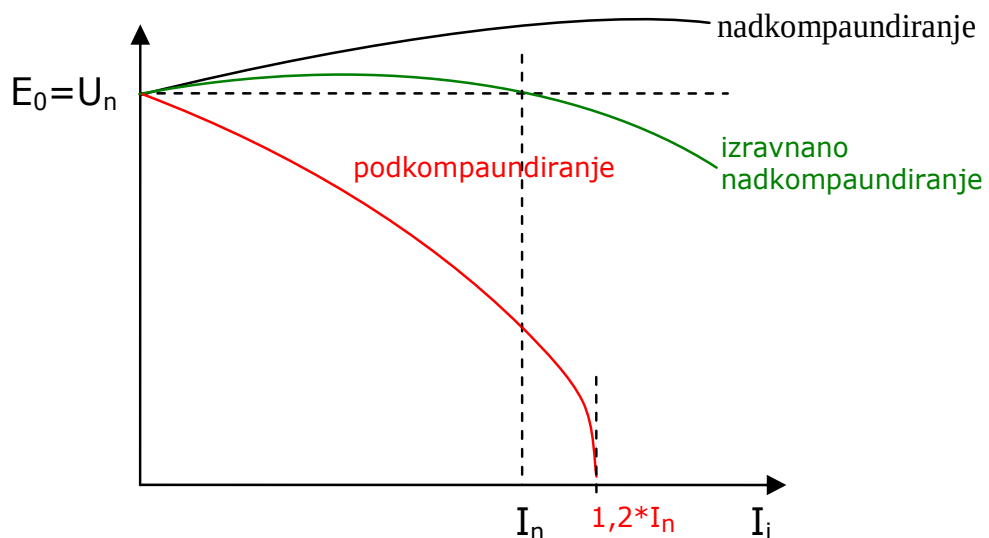


14. Kompaundni generator (vezalna shema, zunanja karakteristika, problemi paralelnega dela).

Na glavne pole namestimo več vzbujačnih navitij, ki so tuje, paralelno ali serijsko vezana. To so stroji z mešanim ali kompaundnim vzbujanjem. To pomeni, da osnovnemu tujemu ali paralelnemu vzbujanju dodamo še serijsko navitje kot kompaundno navitje, ki podpira osnovno vzbujanje



Pri obremenitvi s tokom I_g podpira serijsko vzbujanje navitja E-F paralelno vzbujanje C-D in karakteristika napetosti se dvigne. Dosežemo lahko tak dvig, da je pri nazivnem bremenu $I_g = I_n$ ista napetost $U_g = U_n$ (ista zadeva se je pojavila pri KARAKTERISTIKI PRAZNEGA TEKA $\rightarrow$ izravnano kompaundiranje). Pri še več ovojih serijskega navitja se karakteristika dvigne še močneje in napetost na sponkah je ves čas večja od napetosti v praznem teku (podobno kot pri KARAKTERISTIKI PRAZNEGA TEKA (nadkompaundiranje)). Če pa zamenjamo priključka E-F, bo serijsko navitje nasprotovalo



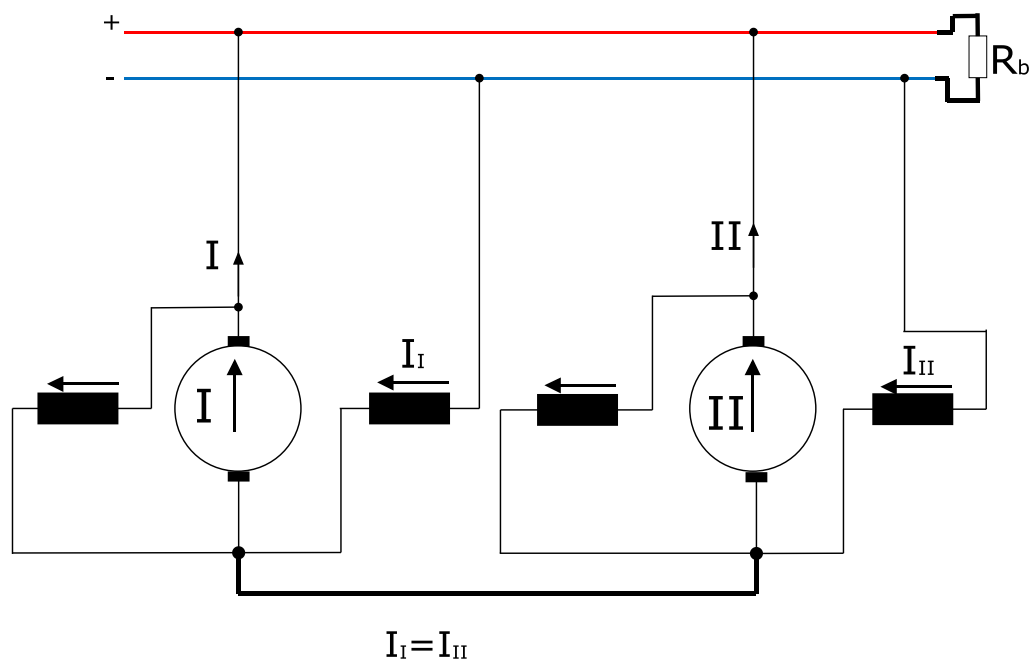
paralelnemu in karakteristika se bo hitro zniževala (protikompaundiranje).

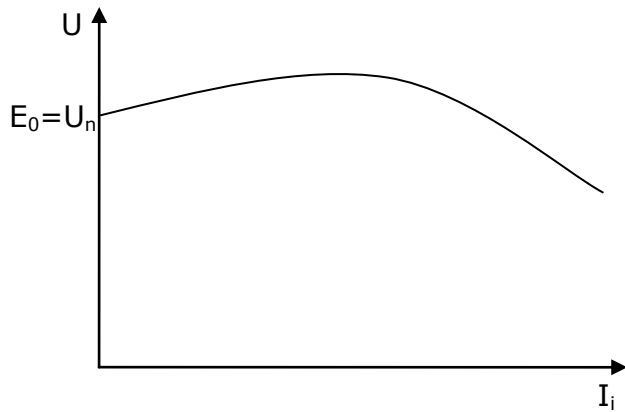
Izravnano nadkompaundiranje: Z dodatnim vzbujanjem izničimo notranje padce napetosti

Nadkompaundiranje: Izničimo zunanje padce napetosti pri bremenu (navitje E-F je premočno)

Podkompaundiranje: Le malo dodamo k tujemu vzbujanju (sponki E-F obrnemo)

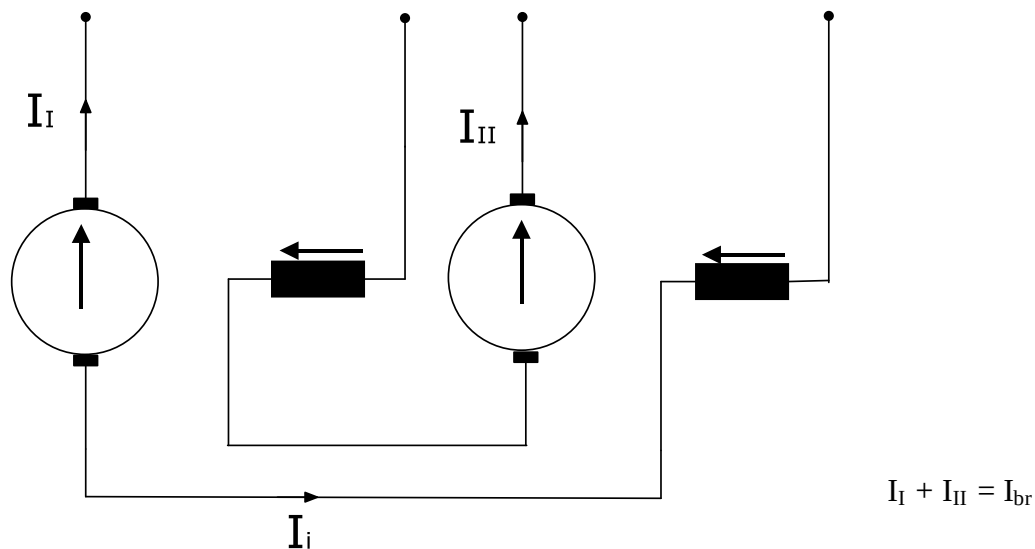
14.1 Paralelna vezava dveh kompaundnih generatorjev (predavanja):





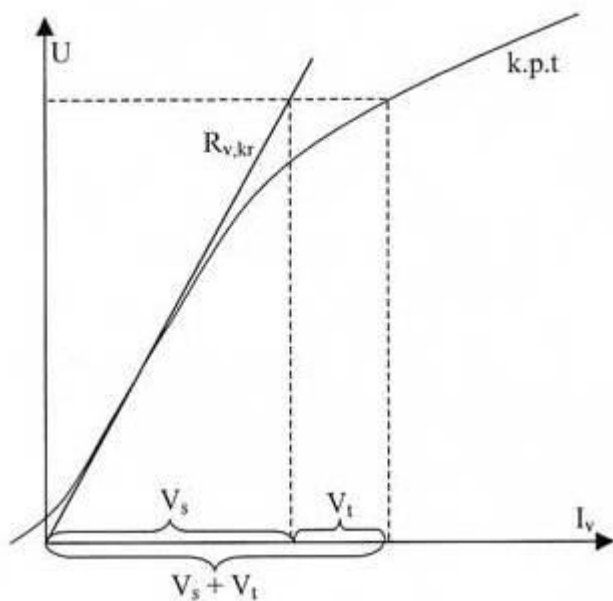
Ta vezava ima zelo nestabilno karakteristiko. Problem rešimo tako, da dodamo dodatni debel izenačevalni vod, zaradi česar velja: $I_I = I_{II}$.

14.2 Križna vezava kompaundnih generatorjev (predavanja):



15. ZAKAJ JE ENOSMERNI GENERATOR S SERIJSKIM VZBUJANJEM NEUPORABEN? – ZUNANJA KARAKTERISTIKA IN DISKUSIJA

Če je stroj malo obremenjen ali sploh ni obremenjen, se sicer vzbudi sam, vendar je vzbujanje zelo odvisno od bremena. Pri večjih bremenskih tokovih stroj izgubi možnost samovzbujanja, deluje zelo nestabilno. Uporabljamo ga le pri stabilnih bremenih.

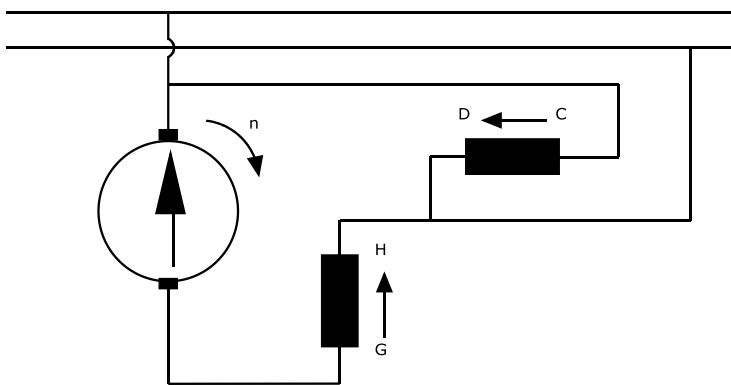


16. ENOSMERNI MOTOR S TUJIM (VZPOREDNIM) VZBUJANJEM (VEZALNA SCHEMA, ZUNANJA KARAKTERISTIKA IN LASTNOSTI)

a) **Delovanje** enosmernega motorja s tujim vzbujanjem je enako kot delovanje enosmernega generatorja s paralelnim vzbujanjem.

b) **Zunanja karakteristika**

$$n = f(M) \text{ in } M = f(I)$$



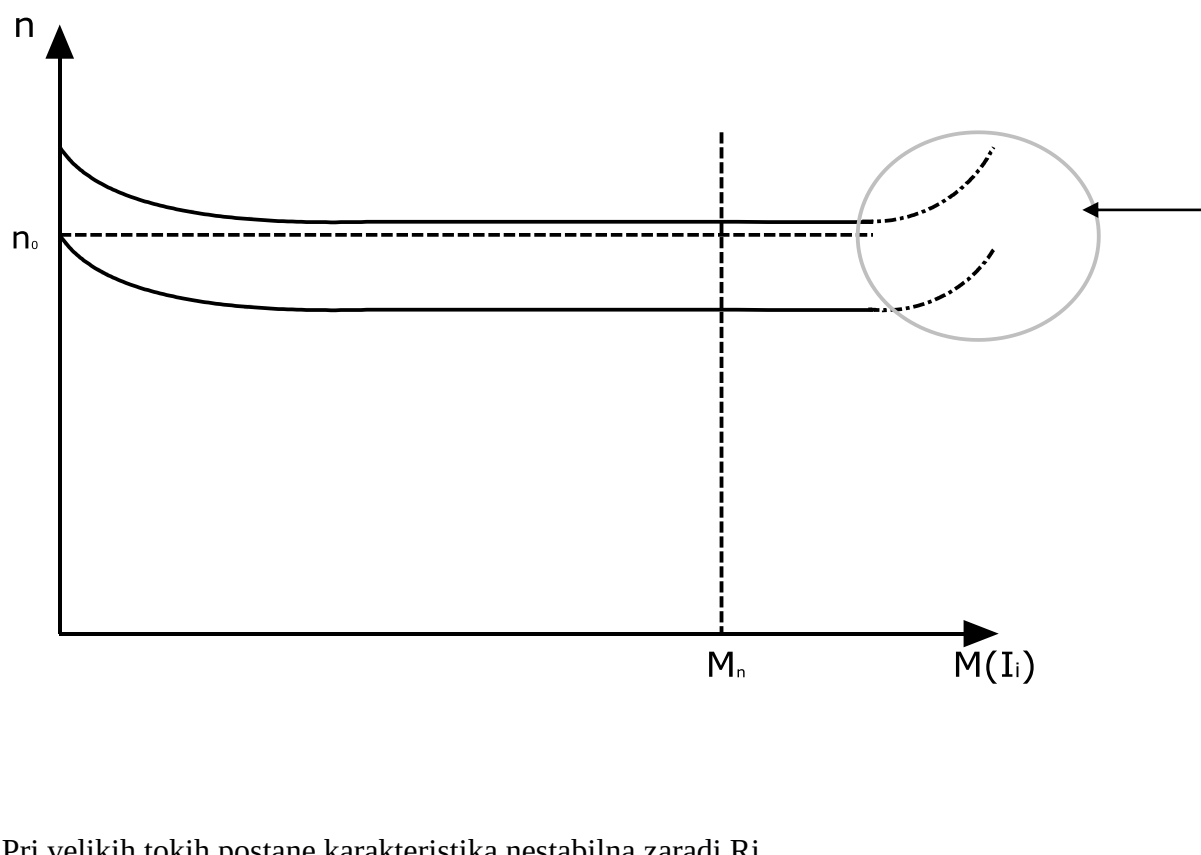
$$E_i = k_e \times n \times \Phi$$

$$n = \frac{E_i}{k_e \Phi} = \frac{U - I_i R_i}{k_e (\Phi - \Delta \Phi_{R_i})}$$

$$n = \frac{U}{k_e \Phi} - \frac{I_i R_i}{k_e \Phi}$$

$$I_i = \frac{M}{k_m \Phi}$$

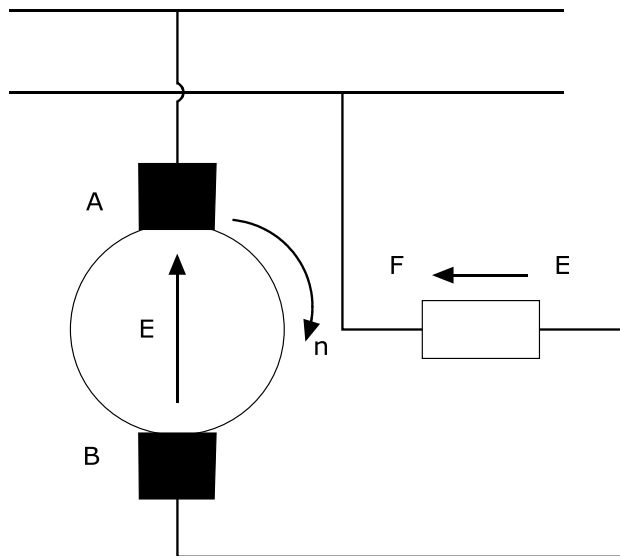
$$n = \frac{U - \frac{R_i}{k_m \Phi} M}{k_e (\Phi - \Delta U_{\text{šč}})}$$



c) Lastnosti

- Do normalno velikih tokov opazamo zelo trdno karakteristiko.
- Če vzbujanje prekinemo, motor »znori« in ga raznese.
- Vrtljaje lahko reguliramo z napetostjo. Vendar je to mogoče le navzdol, saj ne smemo prekoračiti U_n .

17. Enosmerni motor s serijskim vzbujanjem (vezalna shema, zunanja karakteristika, lastnosti).



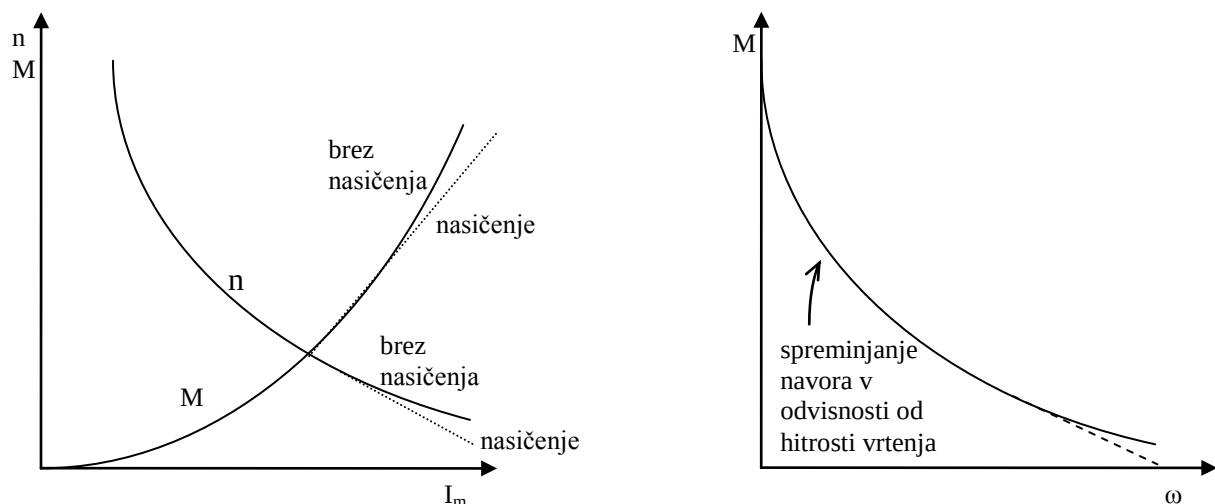
Slika 17: Vezalna shema enosmernega motorja s serijskim vzbujanjem

Rotorski tok I_m je tudi vzbujačni tok I_v glavnega polja. $I_n = I_v$.

$$K\Phi = K_v I_m$$

$K\Phi$ je podan z dejanskim magnetnim fluksom, ki ga vzbuja motorski tok I_m . Proportionalnostni koeficient K_v ni konstanten, temveč se spreminja kot zahteva karakteristika praznega teka in zmanjšanje fluksa zaradi reakcije indukta.

$$\omega = 2\pi n = \frac{E}{K\Phi} = \frac{U}{K\Phi} - \frac{I_m R_r}{K\Phi} = \frac{U - I_m R_r}{K_v I_m}$$



Slika 18: Karakteristika motorja s serijskim vzbujanjem

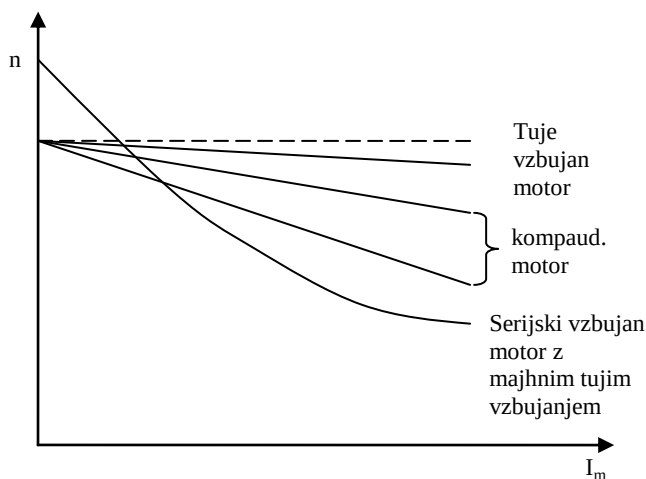
V diagramu $n(I_m)$ je karakteristika hiperbola, če upoštevamo da je $U = \text{Konst.}$ in $K_v = \text{Konst.}$

V nasičenju se magnetenje zelo malo spreminja, zato preide v premico.

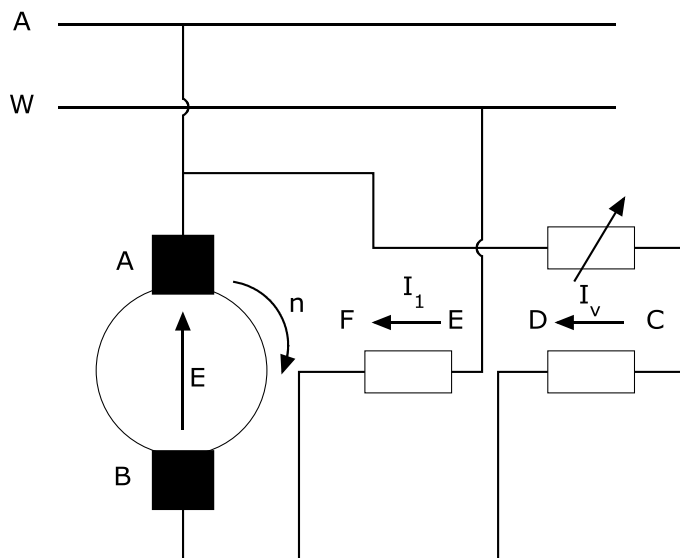
Navor je: $M = K\Phi I_m = K_v I_m^2$. Spreminja se s kvadratom toka I_m , zato ima obliko parabole. Ta parabola v nasičenju preide v premico tuje vzbujenega stroja, kjer je zopet v nasičenju konstantno polje Φ in zato je $K\Phi = K_v I_m = konst.$

Hitrost vrtenja in navor spreminjamo tako, da mu spreminjamo priključno napetost U , dodajamo rotorske upore ($R_r + R_{dod}$) ali pa z zmanjšamo vzbujanje. Pri razbremenitvi stroj lahko pobegne.

18. Kompaundni motor (vezalna shema, zunanja karakteristika brez enačb za vrtjaje, vpliv vzporednega oz. serijskega navitja).



Slika 19: Karakteristika kompaundnega motorja



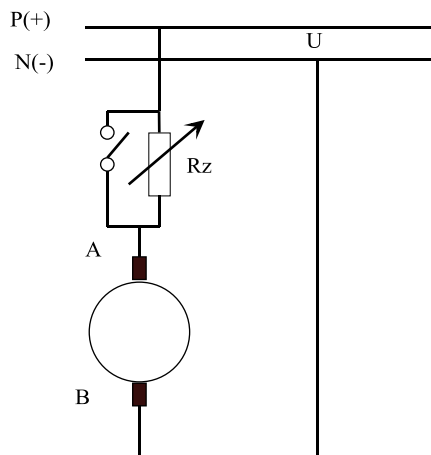
Slika 20: Vezalna shema kompaundnega motorja

Enosmernemu stroju se pogosto namesti na glavne pole več vzbujevalnih navitij, ki so tuje, serijske ali vzporedne vezave. Na ta način dobimo karakteristiko, ki se čim bolj prilagaja zahtevam obratovanja. Pri motorju se vzbujanji podpirata, saj v nasprotnem primeru bi bil stroj nestabilen. Serijsko navitje karakteristiko bolj nagne in tak motor mehkeje sprejema

sunke obremenitve. Motor na sliki ima mehko karakteristiko podobno serijskemu, vendar pri razbremenitvi ne uide, ker mu navitje C – D oskrbi osnovno magnetno polje. Hitrost vrtenja v prostem teku bo omejena z vzbujanjem C – D.

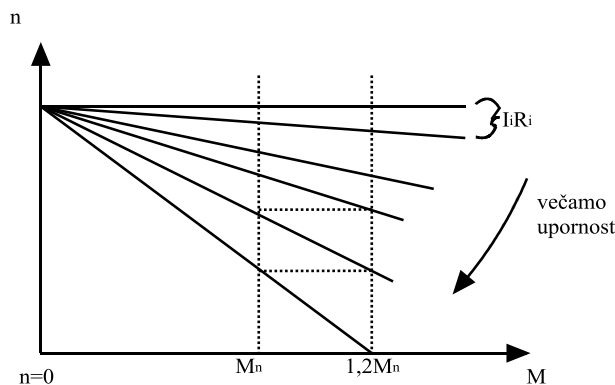
19. Kako zaganjamo enosmerne motorje (kratkostični tok, problem pobega)?

Zagon enosmernega motorja je problematičen, ker je ob priklopu kratek stik $I_{KR} = \frac{U}{R_i}$.



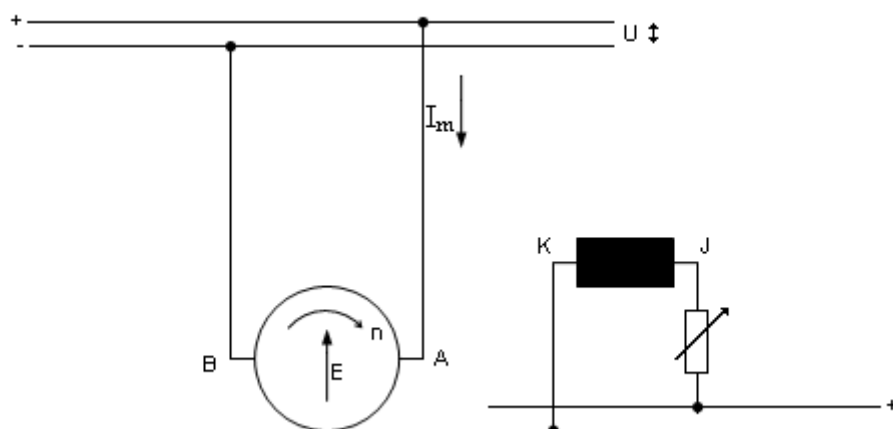
$$I_z = \frac{U}{R_i + R_z} \leq 1,2 I_n;$$

Ob priklopu stikala steče velik tok, ker je upor R_i zelo majhen. Pri majhnih strojih nimamo teh problemov, ker imajo majhen vztrajnostni moment in se takoj zavrtijo $\rightarrow$ se ne upirajo. Pri velikih strojih, pa so zagonski momenti veliko, zato dodamo zagonske upore R_z , da »mehkeje« sprejme sunke obremenitve. Ti upori predstavljajo velike izgube, zato jih čimprej, ko stroj lepo steče, izklopimo.

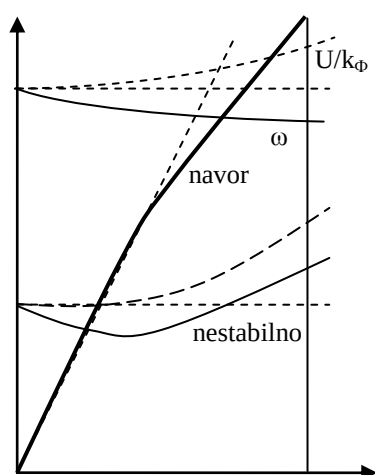


Upornost preklapljammo iz največje proti najmanjši za $I_i R_i$ in stroj pospešujemo do končne hitrosti. Motor vedno zaženemo s polnim vzbujanjem, ker je takrat pretok največji in so vrtiljaji najmanjši. Tako stroj lepo steče in preprečimo problem pobega.

20. Regulacija hitrosti vrtenja pri enosmenrem motorju s tujim (paralelnim) vzbujanjem



Karakteristika tuje vzbujanega motorja:



Pri konstantni napetosti napajalnega omrežja U se bo motor vrtel s hitrostjo, ki je določena z enačbo $\omega = E/k_\phi$. Če upoštevamo enačbo napetostnega ravnotežja in zmanjševanje inducirane napetosti ter enačbo za k_ϕ , dobimo hitrost vrtenja:

$$2 \cdot \pi \cdot n = \omega = \frac{E}{k_\phi} = \frac{E}{p \cdot z \cdot (\phi - \Delta\phi) / 2 \cdot \pi \cdot a} = \frac{U - I_m R_r}{k_\phi} = \frac{U}{k_\phi} - \frac{I_m R_r}{k_\phi}$$

Imamo 3 možnosti za spreminjanje hitrosti:

1. Spremenimo napetost U na rotorskih priključkih. S tem se karakteristika na sliki paralelno premakne. Pri nižanju k manjšim in pri višanju k večjim hitrostim. Spremembo napetosti U smemo uporabiti samo od U_n navzdol, drugače lahko pride do preboja na komutatorju.

Običajno jo smemo znižati do nič oz. do $0,01 U_n$. Pri počasnem vrtenju moramo paziti na hlajenje rotorja, ker se manjša učinkovitost ventilatorjev, I_v pa ostaja konstanten. Stroj bo pri nazivnem rotorskem toku I_n razvijal nazivni moment M_n , po stroju pa bo tekel fluks Φ_n . Moč stroja se bo zmanjševala proporcionalno napetosti U ($P=I_n \cdot U$), oziroma hitrosti vrtenja ω ($P=M_n \cdot \omega$).

2. Spremenimo vzbujačni tok I_v , s čimer spremenimo magnetni fluks oziroma koeficient k_Φ . Karakteristika se zopet pomakne paralelno sama sebi. Vendar se sedaj pri zmanjšanju I_v , fluks in koeficient k_Φ pomakne k višjim hitrostim. Vzbujačnega toka nima smisla povečevati, ker doseže običajno stroj pri nazivnem I_{vn} koleno magnetilne karakteristike. Smiselno je torej samo zmanjševanje od I_{vn} navzdol. Stroji običajno dovoljujejo obratovanje z $0,7 \sim 0,33 I_{vn}$. Moč stroja bo $P=I_n \cdot U_n = M \cdot \omega$. S povečanjem hitrosti vrtenja ω se obratno sorazmerno zmanjša navor M , enako kot se zmanjša fluks.

3. Povečamo upor rotorskega tokokroga R_r z vključevanjem zunanjih dodatnih uporov.

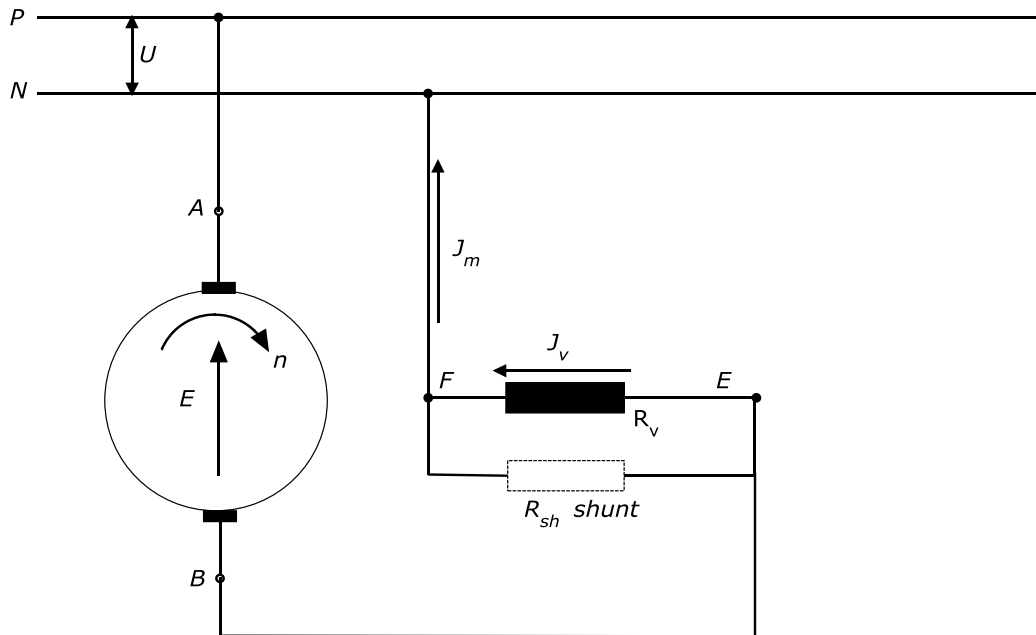
S tem povečujemo padec $\frac{I_m R_r}{k_\Phi}$ in karakteristika bolj strmo pada

Poleg tega pa predstavlja to velike izgube in zmanjšuje izkoristek. Moč je:

$$P_{meh} = U_n I_n - I_n^2 R_r = P_{el,n} - P_{joulska}$$

Tak način zmanjšanja hitrosti uporabimo redko. Samo pri omejevanju tokovnega sunka in za zagotavljanje mehkega steka.

21. REGULACIJA HITROSTI VRTENJA PRI ENOSMERNEM MOTORJU S SERIJSKIM VZBUJANJEM



Slika: Shema enosmernega motorja s tujim vzbujanjem

Hitrost vrtenja in navor lahko serijskemu motorju spreminjamo tako, da mu spreminjamo priključeno napetost U , vključujemo rotorske upore $R_r + R_{dod}$ ali pa da zmanjšujemo vzbujanje oziroma koeficient vzbujanja k_v . Vse te možnosti dajejo enačbe

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot n = \frac{U - I_m \cdot R_r}{k_v \cdot I_m} = \frac{U}{k_v \cdot I_m} - \frac{R_r}{k_v}$$

$$M = k_\Phi \cdot I_m = k_v \cdot I_m^2$$

$$M = \frac{k_v \cdot U^2}{(k_v \cdot \omega + R_v)^2}$$

Z zniževanjem napetosti U se hitrost vrtenja sorazmerno zmanjšuje pri istem toku I_m in istem navoru M . To vidimo na slikah spodaj, ki kažeta že karakteristike pri spremenjeni napetosti.

Vzbujanje oziroma koeficient vzbujanja k_v zmanjšamo s tem, da del rotorskega toka I_m speljemo preko shunt upora mimo vzbujalnega navitja. To je črtkano vrisano na sliki. Vzbujalni tok I_v in z njim koeficient vzbujanja se pri vključenem shuntu z upornostjo

$$R_{sh} \text{ zmanjša za } I_v = I_m \cdot \frac{R_{sh}}{R_v + R_{sh}} \text{ oz. } k_{vsh} = k_v \cdot \frac{R_{sh}}{R_v + R_{sh}}. \text{ Na ta način dvignemo}$$

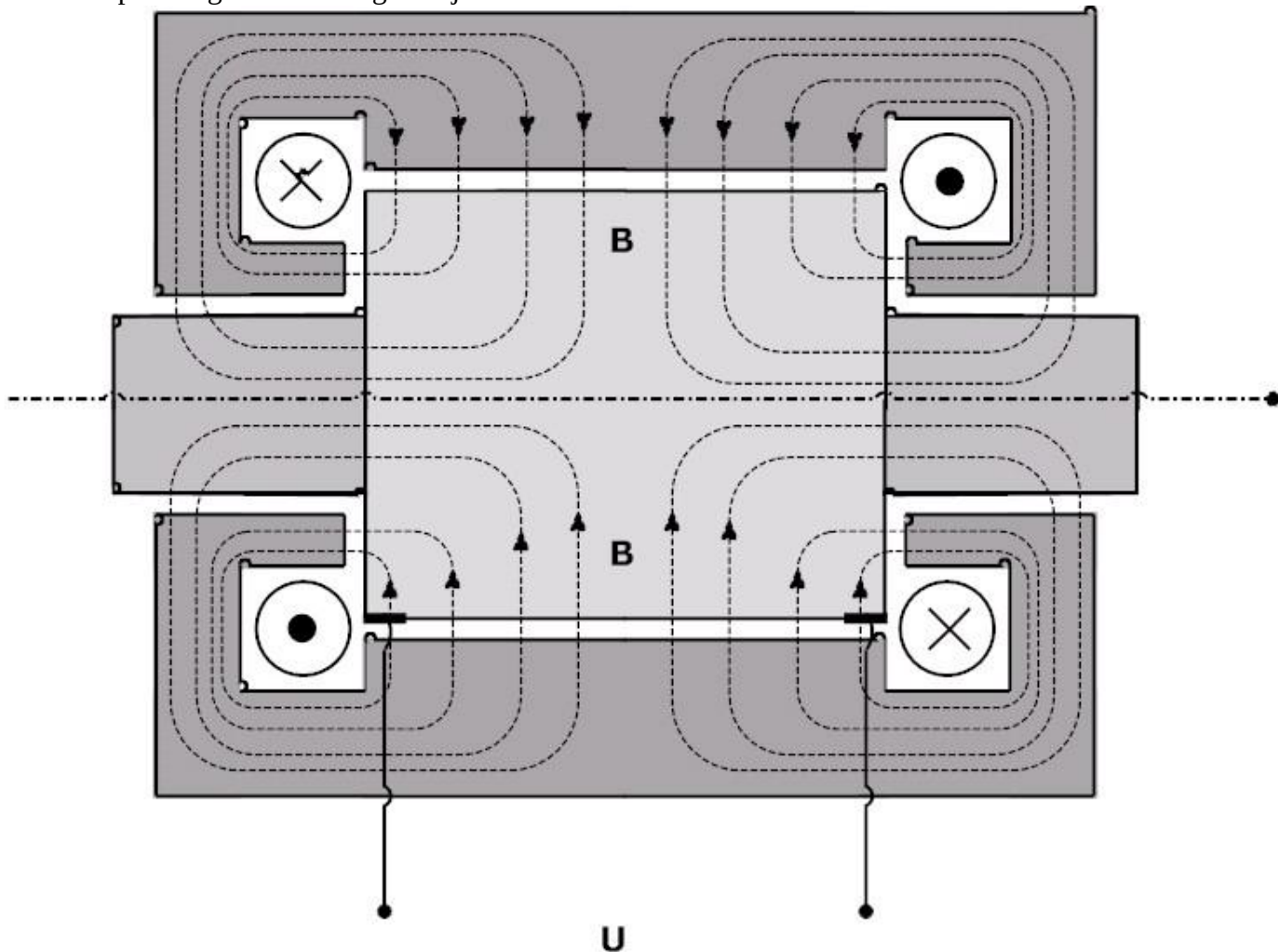
karakteristiko hitrosti vrtenj, kot vidimo na slikah, ter po enačbah

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot n = \frac{U - I_m \cdot R_r}{k_v \cdot I_m} = \frac{U}{k_v \cdot I_m} - \frac{R_r}{k_v}$$

$$M = \frac{k_v \cdot U^2}{(k_v \cdot \omega + R_v)^2}$$

22. Unipolarni enosmerni stroj.

Shema unipolarnega enosmernega stroja.



Ta stroj nima kolektorja. Vzbujaalni tok I se pretaka po navitjih, ki sta koncentrična z osjo, ter povzroča magnetni fluks, ki vedno prehaja v smeri rotorja. Fluks se zaključuje skozi os stroja, ter ohišje, ki obdaja navitje. V takšni magnetni zanki rotor obdaja le en magnetni pol (unipolarni stroj).

Ker tak stroj vzbujaamo z enosmernim tokom I , je tudi fluks enosmeren in zaradi vpliva rež zelo majhen.

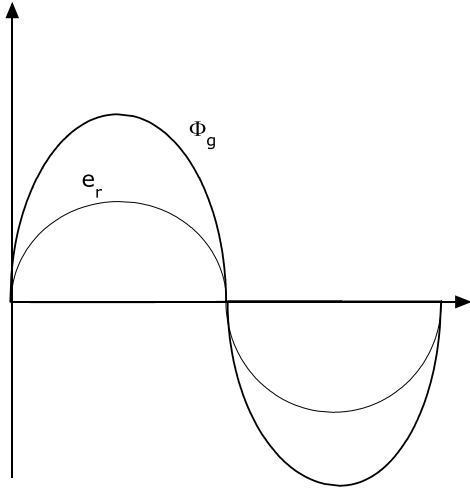
$$M = k \cdot \Phi \cdot I$$

$$E_i = k \cdot \Phi \cdot n$$

Tak stroj moramo tako vzbujaati z izredno velikimi toki (tudi do 60.000A) in vrteti z velikimi obrati, da dobimo majhne napetosti na sponkah (6V).

23. Izmenični kolektorski stroj (imenovani univerzalni). Fizikalna slika delovanja. Transformatorska napetost in problemi komutacije.

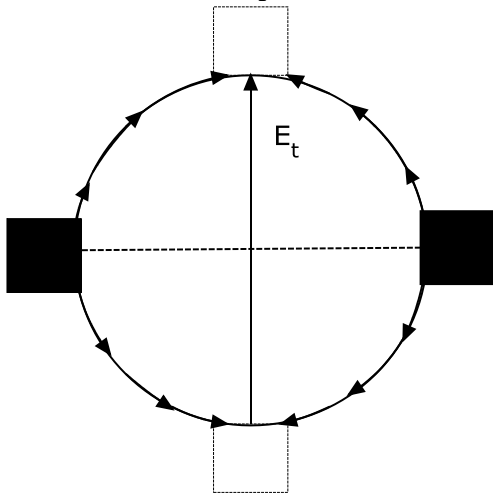
Univerzalni kolektorski stroji se lahko priključijo na enosmerno ali pa na izmenično napetost.



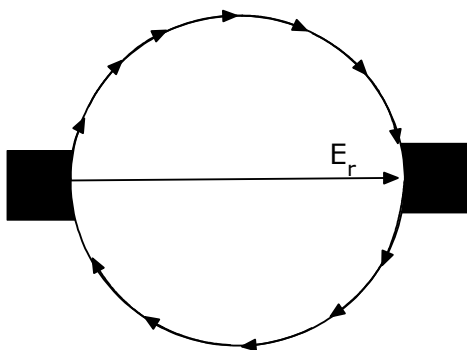
Slika 21: Fluks in rotacijska inducirana napetost

Rotacijska inducirana napetost e_r ima podobno obliko kot fluks Φ_g .

Transformatorska napetost nima vpliva na vrtenje, če so ščetke v nevtralni coni. Največjo transformatorsko napetost E_t bodo imele tuljave v nevtralni coni.



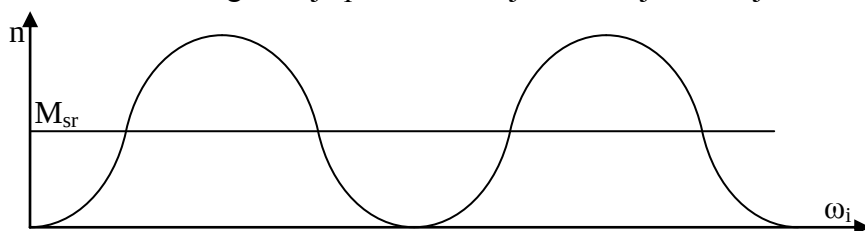
Slika 22: Transformatorska napetost



Slika 23: Gibalna napetost

Mehanska moč je $P_{meh} = M\Omega_m = E_r I \cos(\varphi)$ pri čemer je Ω_m kotna hitrost vrtenja, E_r inducirana napetost, in φ fazni premik med tokom in fluksom.

Navor univerzalnega stroja pulzira z dvojno hitrostjo omrežja in ima vedno isto smer.



Slika 24: Karakteristika navora

Srednji navor:

$$M_{sr} = K_m \frac{\Phi_{\max} I_{\max}}{2} = K_m \frac{\Phi_{ef} \sqrt{2} I_{ef} \sqrt{2}}{2}$$

Problemi komutacije

Glavni problem komutacije izmeničnih strojev je dodatna transformatorska napetost, ki je ni mogoče kompenzirati. Univerzalni motorji pogosto iskrijo in povzročajo radiofrekvenčne motnje.