



LUNDS
UNIVERSITET

F7: Asynkronmaskinen II (Kap 10)

Kortslutningsprov och tomgångsprov

Vektormodell \Rightarrow Visarmodell

Frekvensomriktardrift

Bestämning av motorparametrar

- Kortslutningsprov (I)

Asynkronmotorns parametrar, det vill säga resistanser och induktanser, kan bestämmas med hjälp av *kortslutningsprov* och *tomgångsprov*, liknande de prov som görs för att bestämma en transformators parametrar.

Kortslutningsprovet görs för att bestämma lindningsresistanser och läckinduktanser och utförs med fastlåst rotor eller, för att jämna ut konstruktionsojämheter, mycket långsamt roterande rotor.

Med märkspänning skulle strömmen bli lika stor som startströmmen dvs för stor för att motorn inte ska ta skada vid provet. Därför gör man provet med reducerad spänning, så att strömmen antar märkvärde.



Bestämning av motorparametrar

- Kortslutningsprov (II)

Statorspänningen U_k (huvudspänning), linjeströmmen I_k och tillförd trefaseffekt P_k mäts och noteras.

Magnetiseringsströmmen I_m är försumbar vid kortslutningsprovet (**varför då?**).

Vid varvtalet $n = 0$ blir eftersläpningen $s = 1$ och uteffekten $P_{ut} = 0$. Den inmatade effekten blir förluster i stator- och rotorresistanser och kan skrivas

$$P_k = 3(R_s + R_r)I_k^2 = 3R_k I_k^2 \quad \Leftrightarrow \quad R_k = \frac{P_k}{3I_k^2}$$



Bestämning av motorparametrar

- Kortslutningsprov (III)

Rotorlindningarna kommer man inte åt i motorer med burlindning, men statorlindningen är direkt åtkomlig. För en ekvivalent y-fas är ($R_{mätt}$ mätes mellan två fasanslutningar):

$$R_s = R_{mätt} / 2 \Rightarrow R_r = R_k - R_s$$

Kortslutningsimpedansen Z_k kan skrivas:

$$Z_k = \sqrt{R_k^2 + (\omega_1 L_k)^2} = \frac{U_k}{\sqrt{3}I_k}$$

där L_k är summan av läckinduktanserna. Oftast har man inget behov av att separera dessa eftersom man använder Γ -modellen. Därför nöjer man sig med att beräkna:

$$L_k = \frac{\sqrt{Z_k^2 - R_k^2}}{\omega_1}$$



Bestämning av motorparametrar

- Tomgångsprov (I)

Tomgångsprov utförs vid märkspänning med motorn obelastad, fritt roterande. Om det inte hade varit för friktionsförluster hade motorn nått upp till sitt synkrona varvtal n_s och såväl eftersläpning s som rotorström i_r hade blivit noll. För att uppnå idealfallet $i_r = 0$ kan motorn drivas till synkront varvtal med en hjälpmotor. Spänning U_0 (huvudspänning), linjeström I_0 och tillförd trefaseffekt P_0 mäts.

Om man ser till det ekvivalenta schemat skulle alla förlusterna vid tomgång och synkront varvtal ske i statorresistansen R_s . Det visar sig emellertid att förlusterna blir avsevärt större beroende på *järnförluster*, det vill säga *hysteres-* och *virvelströmsförluster*. Järnförlusterna kan i det ekvivalenta schemat representeras av en resistans R_m parallellt med magnetiseringsinduktansen L_m .



Bestämning av motorparametrar

- Tomgångsprov (II)

Järnförlusterna blir:

$$P_{Fe} = P_0 - 3R_s I_0^2$$

Om spänningsfallet över R_s och $L_{s\lambda}$ i det ekvivalenta schemat försummas (OBS motsvarar Γ -modellen) kan R_m nu beräknas

$$P_{Fe} = 3 \frac{(U_0 / \sqrt{3})^2}{R_m} \Leftrightarrow R_m = \frac{U_0^2}{P_{Fe}}$$

Magnetiseringsinduktansen kan approximativt beräknas enligt

$$\omega_1 L_m \approx Z_0 = \frac{U_0 / \sqrt{3}}{I_0}$$

OBS: Om motorn inte kan drivas med synkront varvtal vid tomgångsprovet måste man även ta hänsyn till

friktionsförluster. $P_{Fe} + P_{frik} = P_0 - 3R_s I_0^2$



Bestämning av motorparametrar

- Tomgångsprov (III)

Exempel:

Tomgångsprov har gjorts med en fyrpolig asynkronmotor med statorresistans 2.61Ω vid olika spänningsamplituder enligt tabell. Proven har gjorts vid frekvensen 50 Hz.

Beräkna R_m , L_m och $P_{frikction}$!

| U_0 [V] | I_0 [A] | P_0 [W] |
|-----------|-----------|-----------|
| 277 | 1.33 | 130 |
| 312 | 1.61 | 150 |
| 346 | 1.96 | 178 |
| 380 | 2.45 | 210 |



Bestämning av motorparametrar

- Tomgångsprov (IV)

Lösning:

Beräkna resistiva förluster i statorn P_{Cu1} (i rotorn är de försumbara vid tomgång) och subtrahera från tomgångsförlusterna:

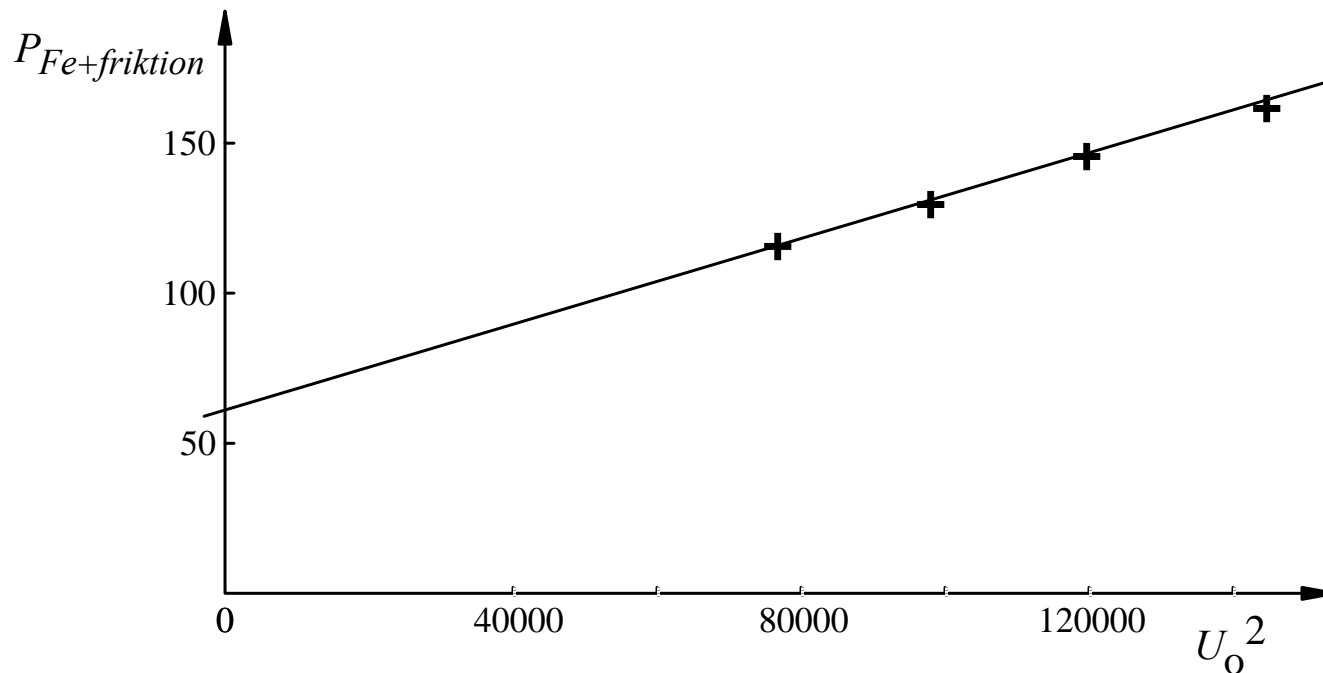
| $P_{Cu1} = 3R_s I_0^2$ | $P_{Fe+friktion} = P_0 - P_{Cu1}$ |
|------------------------|-----------------------------------|
| 14 | 116 |
| 20 | 130 |
| 30 | 148 |
| 47 | 163 |



Bestämning av motorparametrar

- Tomgångsprov (V)

Rita $P_{Fe+friktion}$ som funktion av U_0^2 . I den extrapolerade skärningen med y-axeln är $P_{Fe} = 0$ och vi kan avläsa $P_{friktion}$.



Friktionsförlusterna avläses till $P_{friktion} = 60$ W.
Järnförlusterna vid $U_0 = 380$ V blir $P_{Fe} = 163 - 60 = 103$ W.



Bestämning av motorparametrar

- Tomgångsprov (VI)

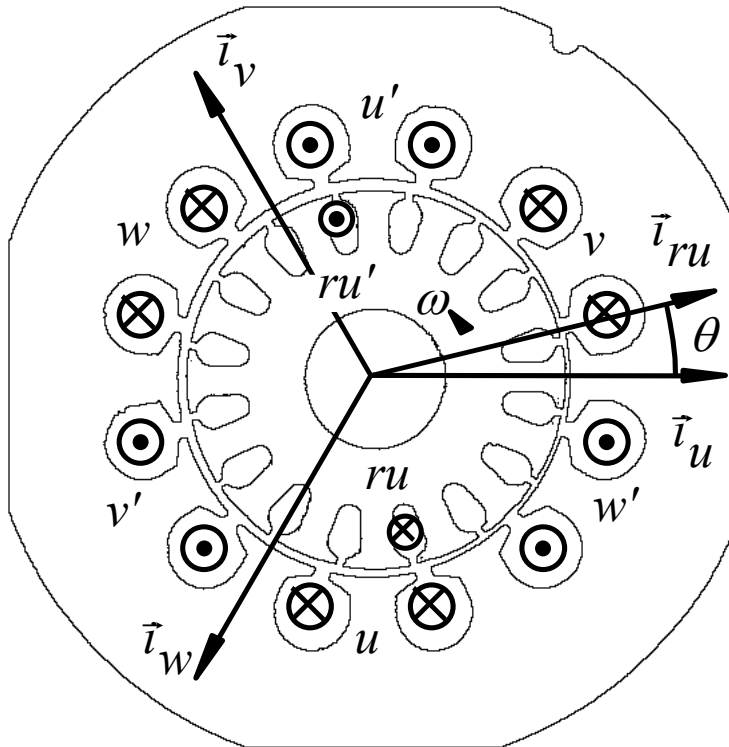
R_m och L_m beränas som tidigare dvs:

$$R_m = \frac{U_0^2}{P_{Fe}} = \frac{380^2}{103} \Omega = \underline{\underline{1.4 \text{ k}\Omega}}$$

$$L_m \approx \frac{Z_0}{\omega_1} = \frac{U_0 / \sqrt{3}}{\omega_1 I_0} = \frac{380 / \sqrt{3}}{2\pi 50 \cdot 2.45} \text{ H} = \underline{\underline{285 \text{ mH}}}$$



Vektorekvationer (I)



Figur 10.12. Stator och rotor med referensriktningar för strömvektoreorna

För varje lindning gäller:

$$\psi_u = \int (u_u - R_s i_u) dt$$

$$\psi_v = \int (u_v - R_s i_v) dt$$

$$\psi_w = \int (u_w - R_s i_w) dt$$

Eller på vektorform:

$$\vec{\psi}_s = \int (\vec{u}_s - R_s \vec{i}_s) dt$$

dvs

$$\frac{d\vec{\psi}_s}{dt} = \vec{u}_s - R_s \vec{i}_s$$



Vektorekvationer (II)

- Statorekvationen

Alltså:

$$\frac{d\vec{\psi}_s}{dt} = \vec{u}_s - R_s \vec{i}_s$$

Där ström-, spännings och flödesvektorerna ges av:

$$\vec{i}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(i_u + i_v e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_w e^{j\frac{4\pi}{3}} \right)$$

$$\vec{u}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(u_u + u_v e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_w e^{j\frac{4\pi}{3}} \right)$$

$$\vec{\psi}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\psi_u + \psi_v e^{j\frac{2\pi}{3}} + \psi_w e^{j\frac{4\pi}{3}} \right)$$



Vektorekvationer (III)

- Rotorekvationen

Rotorekvationen (**OBS i rotorns koordinatsystem**):

$$\frac{d\vec{\psi}_r^r}{dt} = -R_r \vec{i}_r^r$$

Rotorns vinkelhastighet (θ är rotorns position):

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega$$

Rotorström och rotorflöde **uttryckt i statorkoordinater**:

$$\vec{i}_r = \vec{i}_r^r e^{j\theta}$$

$$\vec{\psi}_r = \vec{\psi}_r^r e^{j\theta}$$

Ger rotorekvationen i **statorkoordinater**:

$$\frac{d(\vec{\psi}_r e^{-j\theta})}{dt} = -R_r \vec{i}_r e^{-j\theta} \quad \Leftrightarrow \quad \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} = j\omega \vec{\psi}_r - R_r \vec{i}_r$$



Vektorekvationer (IV)

- Momentekvationen

Den elektriska effekten in i asynkronmaskinen ges av:

$$p_{in} = \operatorname{Re}(\vec{u}_s^* \vec{i}_s) = \operatorname{Re}(\vec{u}_s \vec{i}_s^*)$$

Observera likheten med trefaseffekt: $P = 3 \operatorname{Re}(\bar{u}_s^* \bar{i}_s)$

De resistiva förlusterna ges av (jfr $P_{förl} = R \cdot I^2$):

$$P_{förl} = \left(R_s \operatorname{Re}(\vec{i}_s^* \vec{i}_s) + R_r \operatorname{Re}(\vec{i}_r^* \vec{i}_r) \right)$$

Förändringen i upplagrad energi i en spole kan skrivas (Kap 7):

$$\frac{dW_{mag}}{dt} = \frac{d\psi}{dt} i \quad \Rightarrow \quad \frac{dW_{mag}}{dt} = \operatorname{Re} \left(\frac{d\vec{\psi}^*}{dt} \vec{i} \right)$$

För stator och rotor blir förändringen i upplagrad magnetisk energi:

$$\frac{dW_{mag}}{dt} = \operatorname{Re} \left(\frac{d\vec{\psi}_s^*}{dt} \vec{i}_s \right) + \operatorname{Re} \left(\frac{d\vec{\psi}_r^*}{dt} \vec{i}_r \right)$$



Vektorekvationer (V)

- Momentekvationen (II)

Den mekaniska uteffekten (bortsett från friktion) ges av:

$$p_2 = \omega T = p_{in} - p_{förl} - \frac{dW_{mag}}{dt}$$

Vilket ger:

$$\omega T = \operatorname{Re}(\vec{u}_s^* \vec{i}_s) - \left(R_s \operatorname{Re}(\vec{i}_s^* \vec{i}_s) + R_r \operatorname{Re}(\vec{i}_r^* \vec{i}_r) \right) - \operatorname{Re} \left(\frac{d\vec{\psi}_s^*}{dt} \vec{i}_s \right) - \operatorname{Re} \left(\frac{d\vec{\psi}_r^*}{dt} \vec{i}_r \right)$$

Momentet kan därför skrivas:

$$T = -\frac{1}{\omega} \operatorname{Re} \left((j\omega \vec{\psi}_r)^* \vec{i}_r \right) = \operatorname{Im}(\vec{\psi}_r^* \vec{i}_r)$$

Eller $T = \operatorname{Im}(\vec{\psi}_s^* \vec{i}_s) = \vec{\psi}_s \times \vec{i}_s$

Dessutom gäller: $\frac{d}{dt}(J\omega) = T - T_{last} = \vec{\psi}_s \times \vec{i}_s - T_{last}$



Vektorekvationer (VI)

- Stator- och rotorflöden, induktanser

Statorflödet i tomgång ($i_r=0$):

$$\vec{\psi}_s = (L_{s\lambda} + L_m)\vec{i}_s = L_s\vec{i}_s$$

Statorflödet (OBS rotorströmmen uttryckt i rotorkoordinater):

$$\vec{\psi}_s = L_s\vec{i}_s + L_m\vec{i}_r e^{j\theta}$$

Statorflödet (OBS rotorströmmen uttryckt i statorkoordinater):

$$\vec{\psi}_s = L_s\vec{i}_s + L_m\vec{i}_r$$

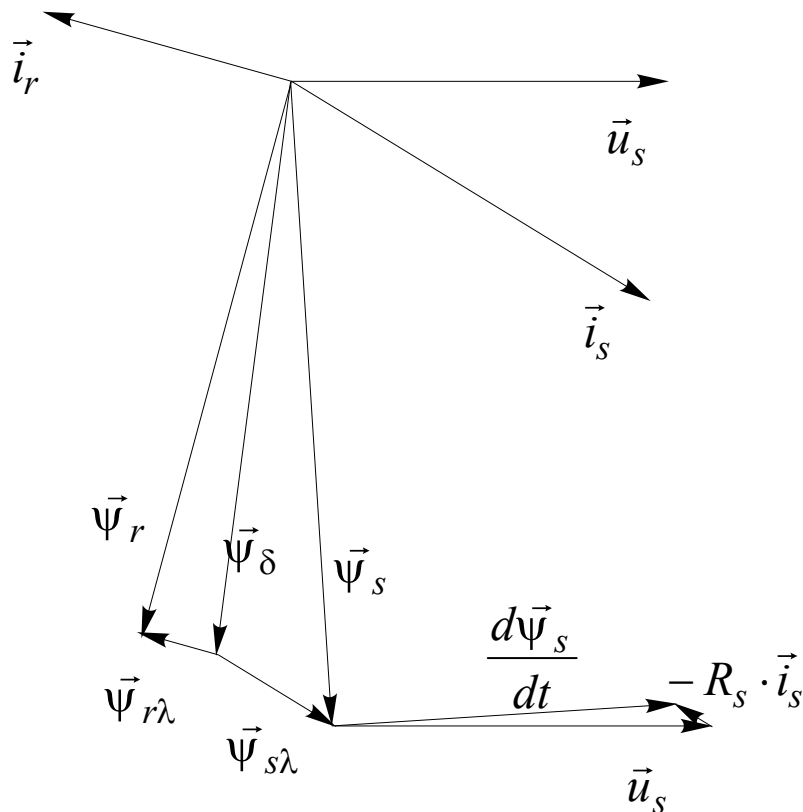
Rotorflödet (OBS statorströmmen uttryckt i rotorkoordinater):

$$\vec{\psi}_r = L_r\vec{i}_r + L_m\vec{i}_s$$



Vektorekvationer (VII)

- Stator- och rotorflöden



$$\frac{d\vec{\psi}_s}{dt} = \vec{u}_s - R_s \vec{i}_s$$

$$\frac{d\vec{\psi}_r}{dt} = j\omega \vec{\psi}_r - R_r \vec{i}_r$$

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r$$

$$\vec{\psi}_r = L_r \cdot \vec{i}_r + L_m \cdot \vec{i}_s$$

$$\frac{d}{dt}(J\omega) = \vec{\psi}_s \times \vec{i}_s - T_{last}$$

Figur 10.13. Flödes-, spännings- och strömvektorer. Vid stationär drift roterar alla vektorer med konstant vinkelfrekvens ω_s , och statorflödets derivata är hela tiden vinkelrät mot statorflödet.



Vektorekvationer (VIII)

Exempel: Beräkning av flödesvektorn och momentet

För en stationärt, märkbelastad asynkronmotor antog vid en given tidpunkt statorspänningsvektorn och statorströmvektorn följande värden:

$$\vec{u}_s = 380 \cdot e^{j87^\circ} \text{ V} \quad \vec{i}_s = 17.32 \cdot e^{j45^\circ} \text{ A}$$

Vektorerna är beräknade med hjälp av effektinvariant transformation. Vidare uppmättes statorresistansen till 1Ω . Du ska nu beräkna vektorn för det sammanlänkade statorflödet, $\vec{\psi}_s$, och motorns utvecklade elektrodynamiska moment, T .



Vektorekvationer (IX)

Lösning:

Flödet är integralen av emk'n: Flödesvektorn ligger 90° efter emk-vektorn vid varje tidpunkt och är ω gånger mindre.

$$\vec{\psi} = \int \vec{e} \cdot dt = \int (\vec{u} - R_s \cdot \vec{i}) \cdot dt = \frac{1}{j\omega} \cdot (\vec{u} - R_s \cdot \vec{i})$$

$$\vec{\psi}_s = \frac{1}{j\omega} \cdot (\vec{u}_s - R_s \cdot \vec{i}_s) = \frac{368,2}{j\omega} \cdot e^{j88,8^\circ} \text{ Vs} = 1.172 \cdot e^{-j1,2^\circ} \text{ Vs}$$

$$\begin{aligned} T &= |\vec{\psi}_s \times \vec{i}_s| = |\vec{\psi}_s| \cdot |\vec{i}_s| \cdot \sin(\arg(\vec{i}_s) - \arg(\vec{\psi}_s)) = \\ &= 1.172 \cdot 17.32 \cdot \sin(46.2^\circ) \text{ Nm} = 14.65 \text{ Nm} \end{aligned}$$



Sinusmatning (I)

Många asynkronmaskiner är anslutna till ett trefasnät utan mellanliggande frekvensomriktare. Dessa maskiner kan man betrakta som sinusmatade.

Även asynkronmaskiner anslutna till nätet via en mjukstartare kan betraktas som sinusmatade.

Sinusmatning medger att enklare beräkningsmodeller än vektorekvationerna kan användas.

Sinusmatade asynkronmaskiner i stationär drift (konstant rotorhastighet ω) kan matematiskt behandlas med $j\omega$ -metoden.

Vid användning av $j\omega$ -metoden betrakta man asynkronmaskinen i ett koordinatsystem som roterar med statorflödets vinkelhastighet ω_s (som kallas den synkrona vinkelhastigheten).



Sinusmatning (II)

Det matande nätets (elektriska) frekvens benämns f_1 . Denna frekvens motsvarar en vinkelhastighet $\omega_1 = 2\pi f_1$.

För en tvåpolig asynkronmaskin roterar även flödet med samma frekvens dvs $\omega_s = \omega_1$.

Precis som att rotorekvationen kunde uttryckas i statorns koordinatsystem kan man överföra asynkronmaskinens dynamiska ekvationer till ett koordinatsystem som roterar med den synkrona hastigheten ω_s .

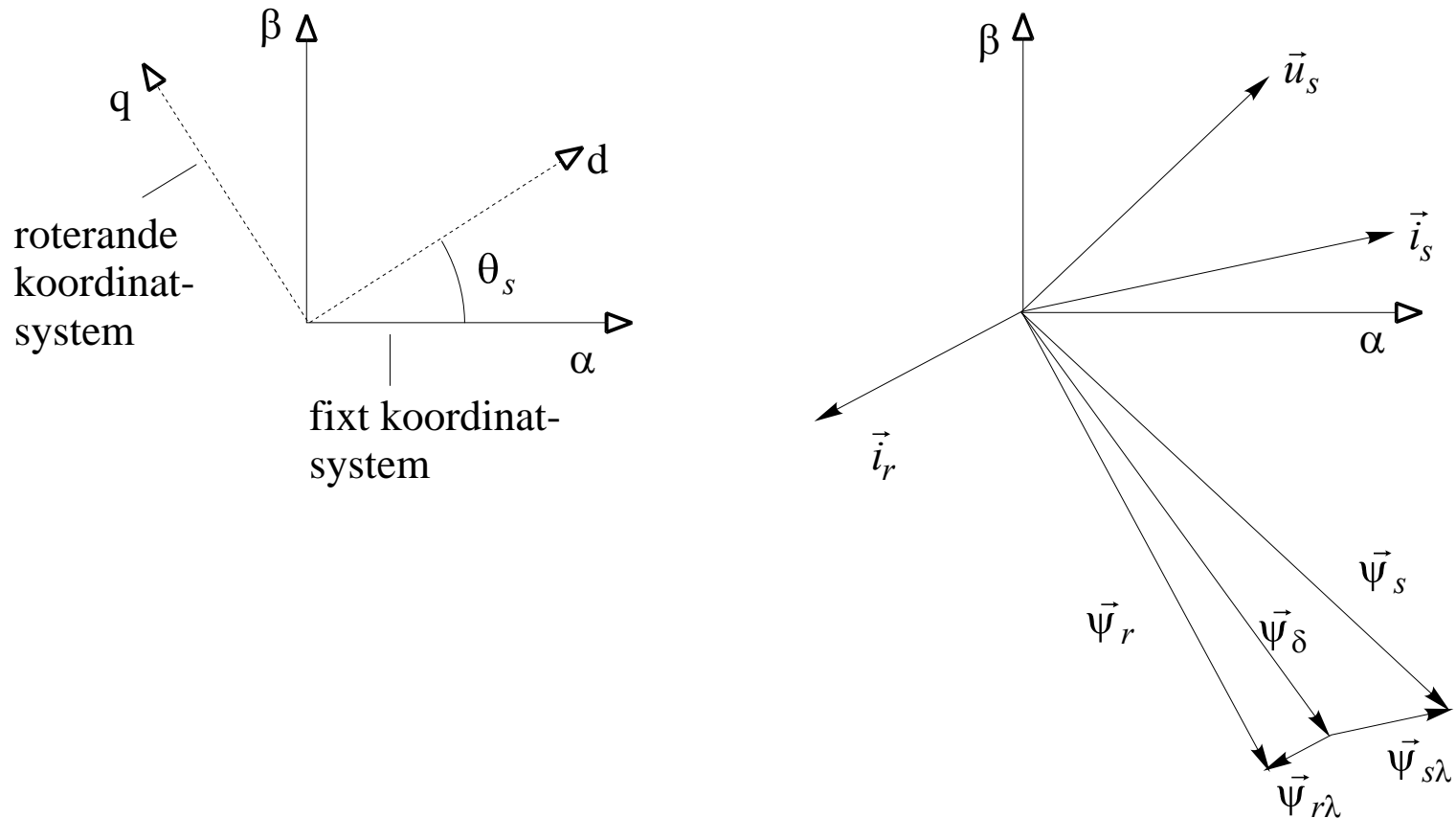
Vinkeln mellan det fixa koordinatsystemet ($\alpha\beta$) och det roterande benämnes θ_s , vilket betyder att $d\theta_s/dt = \omega_s$.

För att överföra ekvationerna från statorns koordinatsystem till det synkront roterande så multipliceras strömmar spänningar och flöden i motorekvationerna med $e^{-j\theta_s}$.

Axlarna i det roterande koordinatsystemet benämnes dq .



Sinusmatning (III)



Figur 10.14. Statorkoordinatsystem, heldraget, och koordinatsystem som roterar med statorspänningsvektorn, streckat.



Sinusmatning (IV)

Flödesekvationerna i det synkront roterande koordinatsystemet (dq)

$$\frac{d\vec{\psi}_s^{dq}}{dt} = \vec{u}_s^{dq} - R_s \vec{i}_s^{dq} - j\omega_s \vec{\psi}_s^{dq} = \vec{u}_s^{dq} - R_s \vec{i}_s^{dq} - j\omega_s (L_s \vec{i}_s^{dq} + L_m \vec{i}_r^{dq}) = 0$$

$$\frac{d\vec{\psi}_r^{dq}}{dt} = j\omega \vec{\psi}_r^{dq} - R_r \vec{i}_r^{dq} - j\omega_s \vec{\psi}_r^{dq} = j(\omega - \omega_s)(L_m \vec{i}_s^{dq} + L_r \vec{i}_r^{dq}) - R_r \vec{i}_r^{dq} = 0$$

I detta koordinatsystem är flödena konstanta i stationär drift dvs derivatorna lika med noll!

Övriga vektorer (ström och spänning) är också konstanta och motsvarar visarna i $j\omega$ -metodens visardiagram!

Flöden, strömmar och spänningar varierar likadant i alla tre faserna vid stationär drift – det räcker alltså att betrakta en fas.



Sinusmatning (V)

Istället för att använda vektorer så används visare i effektivvärdesskala (typiskt med u-fasen som riktfas).

Statorspänningens visare ges av: $\bar{u}_s = \hat{u} / \sqrt{2}$

Rotorströmvektorn ersätts med en visare som pekar i motsatt riktning dvs \vec{i}_r ersätts av $-\bar{i}_r$.

Dessutom införs eftersläpningen: $s = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s}$

Detta ger rotorekvationen:

$$\begin{aligned} 0 &= j(\omega - \omega_s)(L_m \bar{i}_s - L_r \bar{i}_r) + R_r \bar{i}_r = -js\omega_s(L_m \bar{i}_s - L_r \bar{i}_r) + R_r \bar{i}_r = \\ &= -js\omega_s L_m (\bar{i}_s - \bar{i}_r) + js\omega_s L_r \lambda \bar{i}_r + R_r \bar{i}_r \end{aligned}$$

Ersätt ω_s med ω_1 och dividera med eftersläpningen s :

$$0 = -j\omega_1 L_m (\bar{i}_s - \bar{i}_r) + j\omega_1 L_r \lambda \bar{i}_r + \frac{R_r}{s} \bar{i}_r$$



Sinusmatning (VI)

Om statorekvationen utsätts för samma manipulationer dvs

Statorspänningens visare ges av $\bar{u}_s = \hat{u}/\sqrt{2}$

Rotorströmvektorn ersätts med en visare som pekar i motsatt riktning dvs \vec{i}_r ersätts av $-\vec{i}_r$.

Ersätt ω_s med ω_1 och uttrycket nedan för statorkretsen erhålles:

$$\begin{aligned}\bar{u}_s &= R_s \bar{i}_s + j\omega_1 (L_s \bar{i}_s - L_m \bar{i}_r) = \\ &= R_s \bar{i}_s + j\omega_1 L_{s\lambda} \bar{i}_s + j\omega_1 L_m (\bar{i}_s - \bar{i}_r)\end{aligned}$$



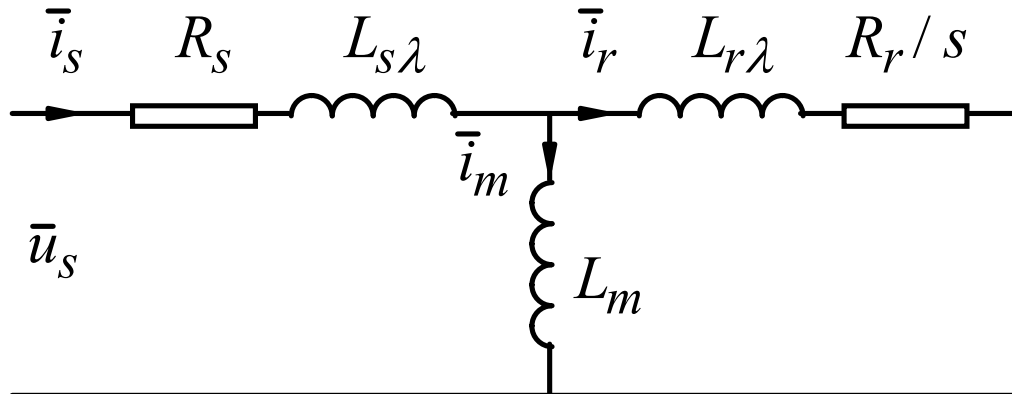
Sinusmatning (VII)

Statorekvationen och rotorekvationen kan ses som Kirchoffs spänningslag i två slingor!

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + j\omega_1(L_s \bar{i}_s - L_m \bar{i}_r) = R_s \bar{i}_s + j\omega_1 L_{s\lambda} \bar{i}_s + j\omega_1 L_m (\bar{i}_s - \bar{i}_r)$$

$$0 = -j\omega_1 L_m (\bar{i}_s - \bar{i}_r) + j\omega_1 L_{r\lambda} \bar{i}_r + \frac{R_r}{s} \bar{i}_r$$

Det går alltså att rita en ekvivalent krets som motsvarar dessa



Figur 10.15. Ekvivalent schema för en fas



Sinusmatning (VIII)

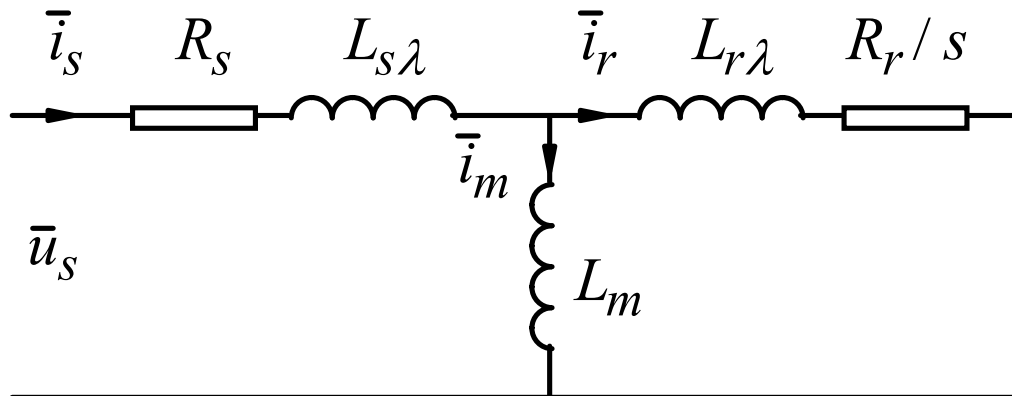
Motorns magnetiseringsström: $\bar{i}_m = \bar{i}_s - \bar{i}_r$

Observera likheten med transformatorns ekvivalenta schema!

Om magnetiseringsinduktansen flyttas ut mot till vänster erhålles det förenklade ekvivalenta schemat (Γ -modellen)!

Vilket ger rotorströmmen:

$$\bar{i}_r \approx \frac{\bar{u}_s}{(R_s + R_r/s) + j\omega_1(L_s\lambda + L_r\lambda)}$$

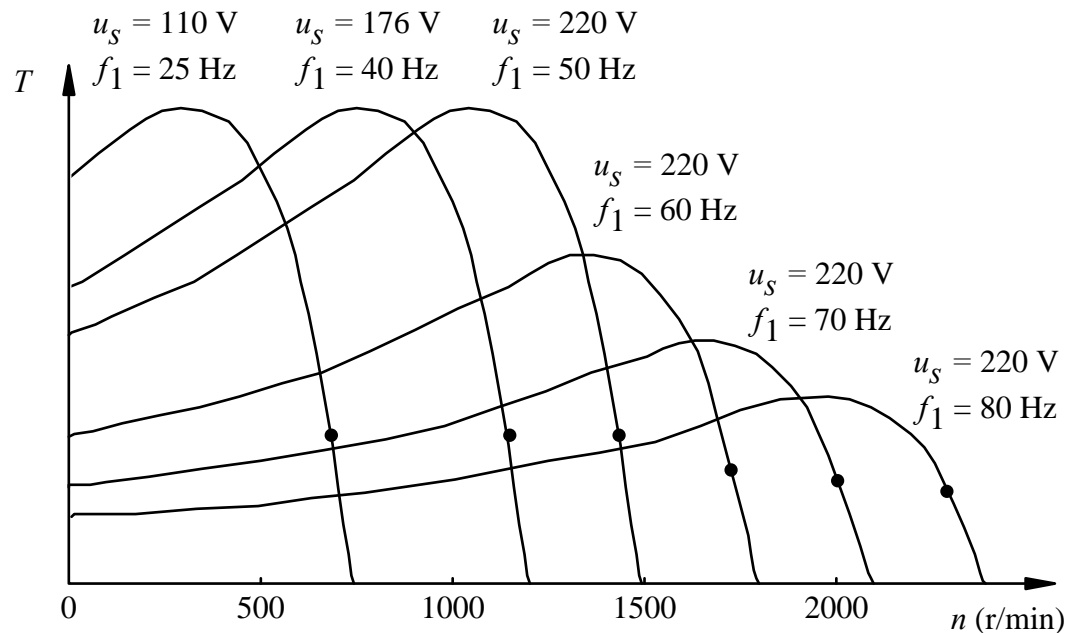


Figur 10.15. Ekvivalent schema för en fas



Varvtalsreglering

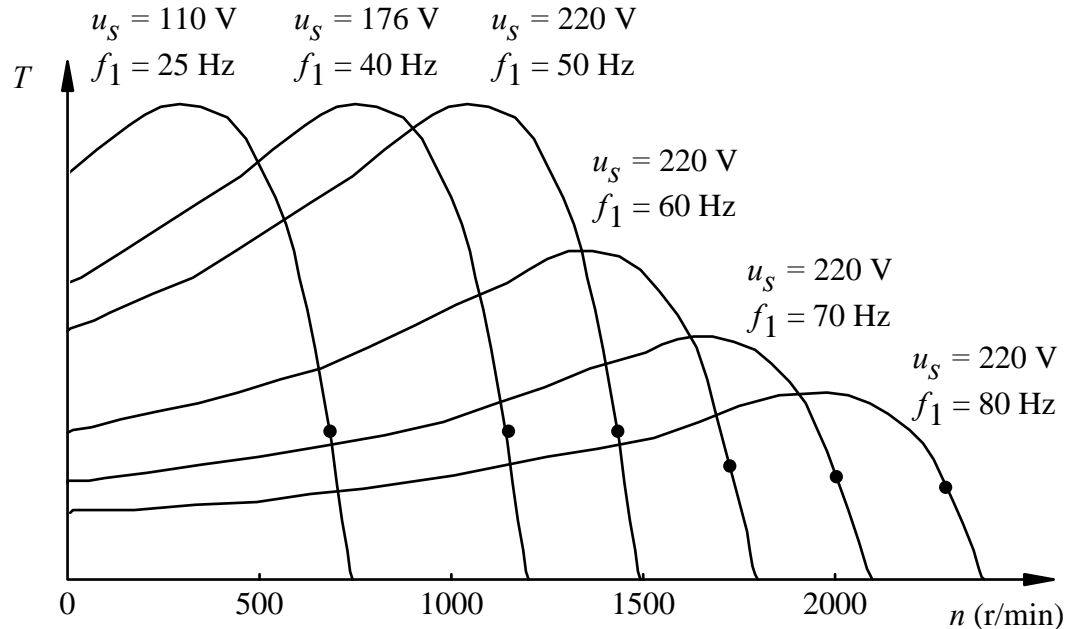
Enklaste och mest intuitiva sättet att variera en asynkronmaskins varvtal är genom att variera den matande spänningens frekvens! Figur 10.24 visar en momentkurva för en fyrpolig motor matad med olika frekvenser och spänningar. Motorn är avsedd för 220 V, 50 Hz. Denna frekvens brukar kallas basfrekvens. Det synkrona varvtalet blir då 1500 r/min.



Figur 10.24.



Varvtalsreglering



Figur 10.24. Momentkaraktistik vid olika matningsfrekvenser för en fyrpolig motor. För frekvenser under basfrekvensen 50 Hz är förhållandet u/f konstant för att undvika magnetisk mättning. Över basfrekvensen är spänningen konstant vilket resulterar i ett minskat vridmoment.

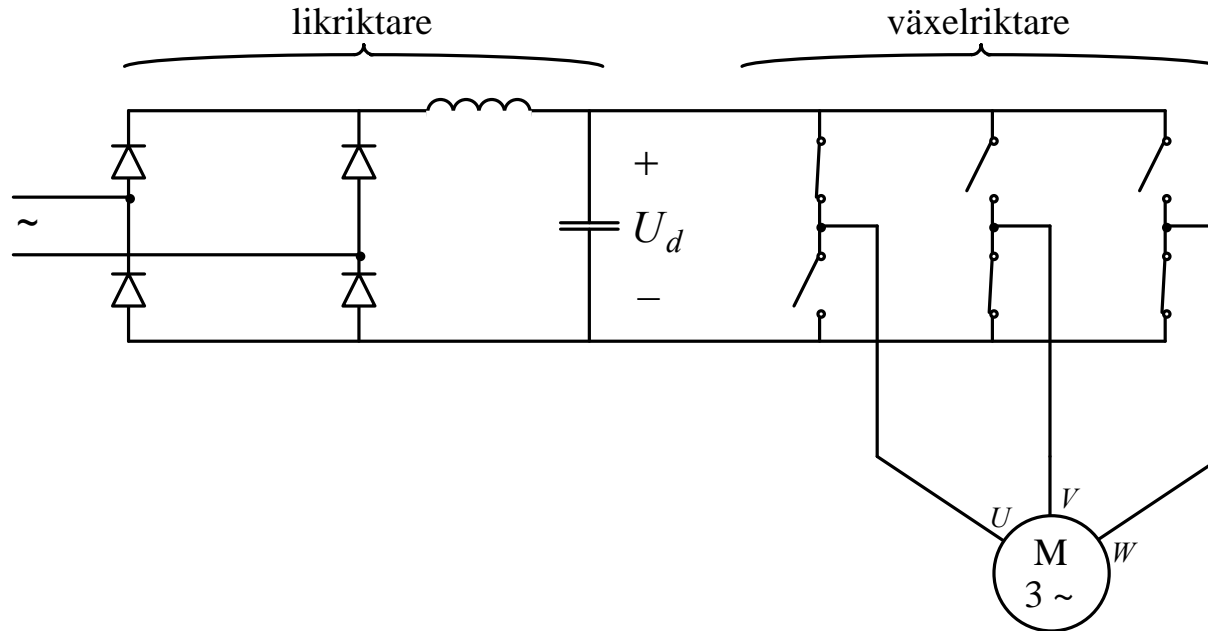
VHz-reglering:

$$\frac{d\vec{\psi}_s}{dt} = \vec{u}_s - R_s \cdot \vec{i}_s \approx \vec{u}_s \quad \Rightarrow \quad \vec{\psi}_s \approx \frac{1}{j\omega} \cdot \vec{u}_s \quad \Rightarrow \quad |\vec{\psi}_s| \approx \frac{|\vec{u}_s|}{\omega}$$



Varvtalsreglering

- Frekvensomvandlare (I)

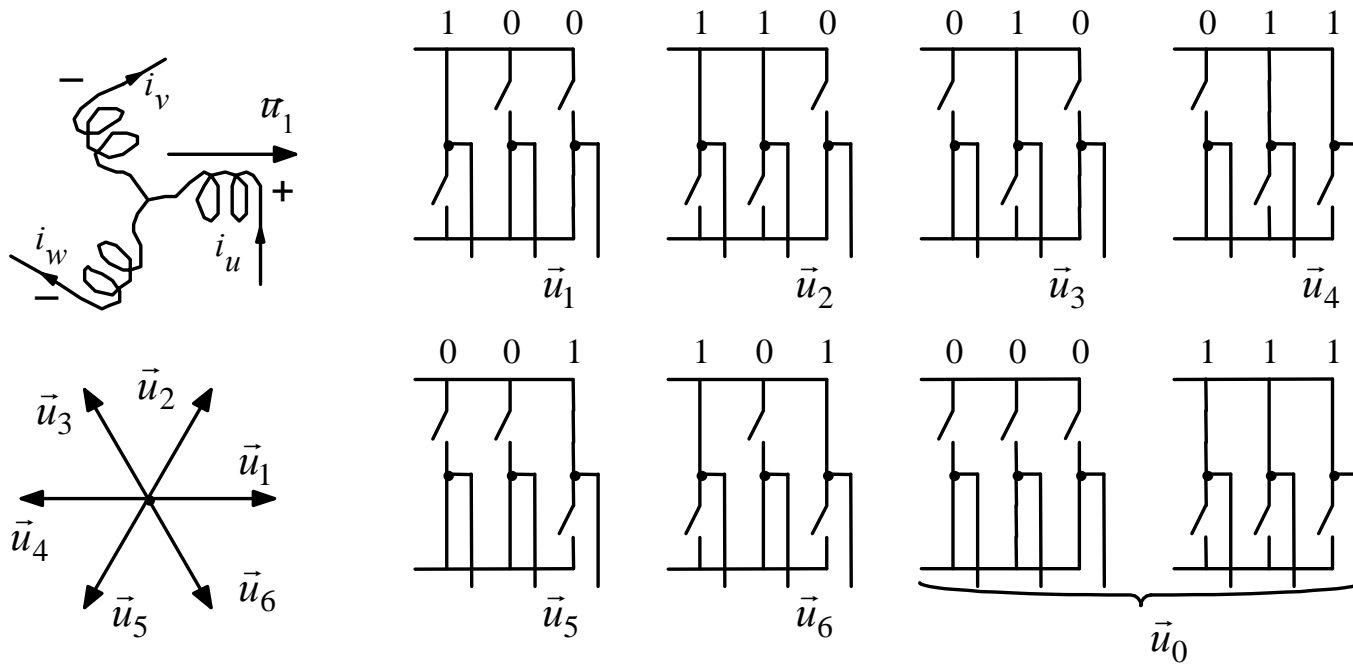


Figur 10.25. Frekvensomvandlare kopplad till asynkronmotor.



Varvtalsreglering

- Frekvensomvandlare (II)

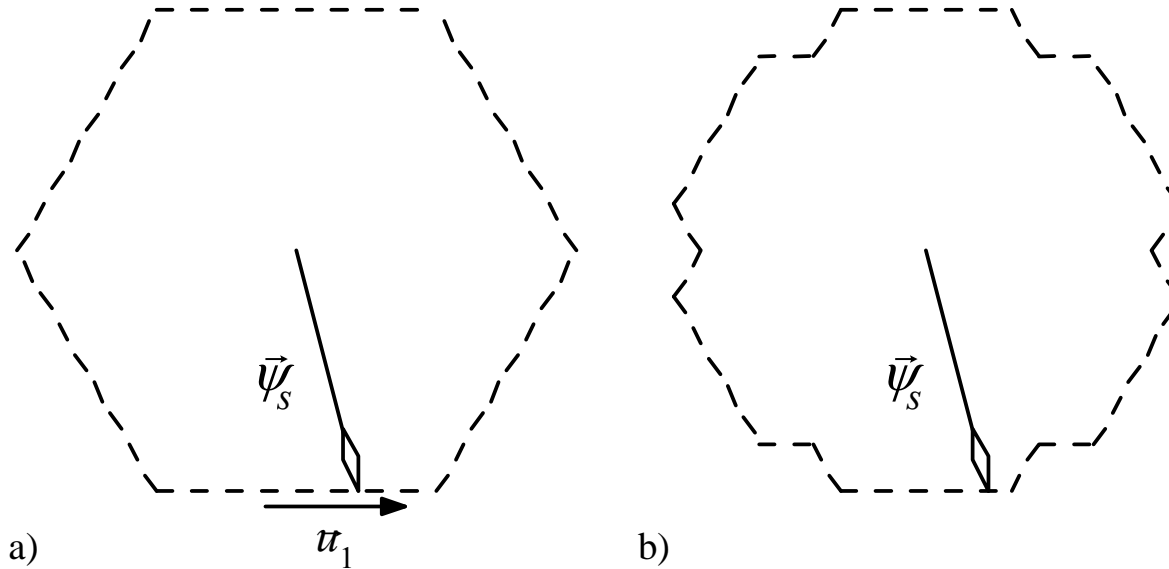


Figur 10.27. Spänningsvektorer och motsvarande switchlägen.



Varvtalsreglering

- Frekvensomvandlare (III)



Figur 10.28. a) I sitt enklaste utförande ger frekvensomvandlaren en spänning som får flödesvektorn att följa en hexagon. b) Genom att vika in hörnen minskas variationerna i flödets amplitud vilket minskar momenttripplet.

$$\frac{d\vec{\psi}_s}{dt} = \vec{u}_s - R_s \cdot \vec{i}_s \approx \vec{u}_s \quad \Rightarrow$$

$$\Delta \vec{\psi}_s \approx \vec{u}_s \cdot \Delta t \quad \Rightarrow \quad \Delta \psi_{s\alpha} + j\Delta \psi_{s\beta} = u_{s\alpha} \Delta t + ju_{s\beta} \Delta t$$



Sammanfattning asynkronmaskinen I

- Asynkronmaskinen är robust och billig
- Vid anslutning direkt till nätet har den nästan konstant varvtal
- Kraftelektroniska omvandlare gör asynkronmaskinen användbar för variabelt varvtal och servotillämpningar
- En viktig tillämpning för varvtalsstyrda asynkronmaskiner är energibesparing
- I trefas AM roterar flödesvektorn med det synkrona vinkelhastigheten $\omega_s = (2\pi f)2/p$ rad/s, där motorn har p poler och exciteras av spänningar och strömmar med frekvensen f Hz.



Sammanfattning asynkronmaskinen II

- Varvtalet styrs genom att ändra frekvensen f
- Flödet hålls konstant för U/f konstant (även för vektorer)
- Över en viss statorfrekvens och med given spänning minskar flödet och därmed momentet
- Bromsning när AM går som generator med frekvensen översynkron
- Även likströmsbromsning, motströmsbromsning, mekanisk bromsning

