Elektriska drivsystem
Föreläsning 10 - Styrning av induktions/asynkorn-motorn

Mattias Krysander

Institutionen för systemteknik
Linköpings universitet
matkr@isy.liu.se

2010-12-02

Dagens föreläsning

- Varvtalsstyrning
- Moment/varvtals-styrning
  - vektorstyrning

—— Varvtalsstyrning ——

Metoder för varvtalsstyrning

Varvtalsstyrning genom att förändra det synkrona varvtalet genom att ändra

a) poltalet eller
b) frekvensen

Varvtalsstyrning genom att förändra slippet genom att ändra

c) fasspänningen
d) rotorresistansen

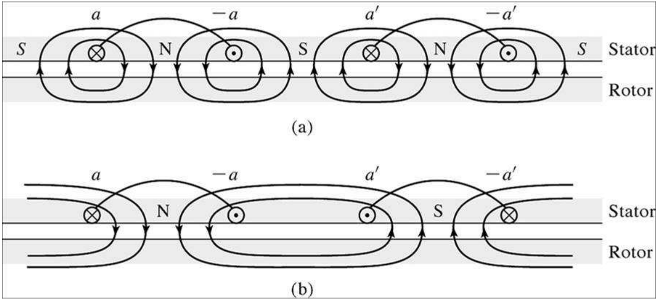
Nu ska vi gå igenom principerna översiktligt.

Varvtalsstyrning med poltalsändring

Det synkrona varvtalet ändras enligt

$$\omega_s = \frac{2}{p}\omega_e$$

Genom att byta strömriktningen i a'-lindningen nedan ändras poltalet från 4 till 2, dvs synkronvarvtalet dubbleras.



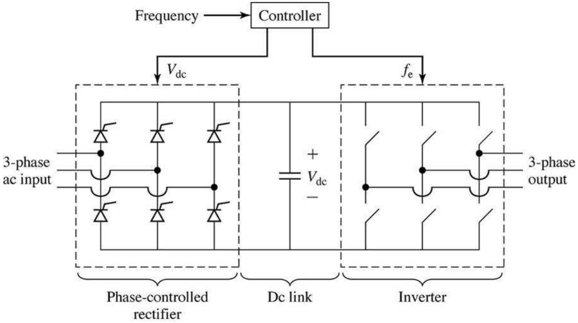
(a)
(b)

Rotorn oftast av burlindningstyp för automatisk poltalsanpassning.

Frekvensstyrning

Analogt med frekvensstyrning för synkronmaskinen, fast för induktionsmotorer fungerar det bättre eftersom rotorn inte behöver rotera synkront med fältet för att överföra moment.

Kraftelektronik:



För att behålla flödet konstant så varieras spänningen enligt:

$$V_a = \left(\frac{\omega_e}{\omega_{e,\text{rated}}}\right) V_{a,\text{rated}}$$

Hur påverkas momentet av en frekvensändring?

Vi försummar R_1 i analysen. Momentet ges av

$$T_{\text{mech}} = \frac{1}{\omega_s}\left[\frac{n_{ph}V_{1,eq}^2(R_2/s)}{(R_{1,eq}+(R_2/s))^2+(X_{1,eq}+X_2)^2}\right] \quad ,\omega_s = \frac{2}{p}\omega_e$$

där

$$\hat{V}_{1,eq} = \hat{V}_1\frac{jX_m}{R_1+j(X_1+X_m)} \approx \hat{V}_1\frac{X_m}{X_1+X_m}$$
$$Z_{1,eq} = \frac{jX_m(R_1+jX_1)}{R_1+j(X_1+X_m)} \approx \frac{jX_mX_1}{X_1+X_m} = jX_{1,eq}$$

Nu ska vi ersätta alla frekvensberoende storheter med konstanter och explicit beroende av ω_e.

Frekvensändring påverkar reaktanser och reglerad spänning som

$$X = (\omega_e/\omega_{e0})X_0 \qquad\qquad \hat{V}_1 = (\omega_e/\omega_{e0})(\hat{V}_1)_0$$

Hur påverkas momentet av en frekvensändring?

$$T_{\text{mech}} = \frac{p}{2\omega_e}\left[\frac{n_{ph}{V_{1,eq}}^2(R_2/s)}{(R_2/s)^2+(X_{1,eq}+X_2)^2}\right]$$

Från

$$\hat{V}_{1,eq} \approx \hat{V}_1 \underbrace{\frac{X_m}{X_1+X_m}}_{\text{ober. av } \omega_e} \text{ och } \qquad \hat{V}_1 = (\omega_e/\omega_{e0})(\hat{V}_1)_0$$

ser vi att den ekvivalent spänningen beror av frekvensen enligt

$$\hat{V}_{1,eq} = (\omega_e/\omega_{e0})(\hat{V}_{1,eq})_0$$

Hur påverkas momentet av en frekvensändring?

$$T_{\text{mech}} = \frac{p}{2\omega_e}\left[\frac{n_{ph}(\omega_e/\omega_{e0})^2(\hat{V}_{1,eq})_0^2(R_2/s)}{(R_2/s)^2 + (X_{1,eq}+X_2)^2}\right]$$

Slippet kan uttryckas i elektrisk vinkelhastighet som

$$s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} = \frac{p}{2}\left(\frac{\Delta\omega_m}{\omega_e}\right)$$

där $\Delta\omega_m = \omega_s - \omega_m$.

Detta leder till

$$T_{\text{mech}} = \frac{p}{2\omega_e}\left[\frac{n_{ph}(\omega_e/\omega_{e0})^2(\hat{V}_{1,eq})_0^2(R_2/(\frac{p}{2\omega_e}\Delta\omega_m))}{(R_2/(\frac{p}{2}\left(\frac{\Delta\omega_m}{\omega_e}\right)))^2 + (X_{1,eq}+X_2)^2}\right] =$$

$$= \frac{n_{ph}(\omega_e/\omega_{e0})^2(\hat{V}_{1,eq})_0^2(R_2/\Delta\omega_m)}{(\frac{2\omega_e}{p})^2(R_2/\Delta\omega_m)^2 + (X_{1,eq}+X_2)^2}$$

Hur påverkas momentet av en frekvensändring?

Slutligen ersätter vi de frekvensberoende reaktanserna i

$$T_{\text{mech}} = \frac{n_{ph}(\omega_e/\omega_{e0})^2(\hat{V}_{1,eq})_0^2(R_2/\Delta\omega_m)}{(\frac{2\omega_e}{p})^2(R_2/\Delta\omega_m)^2 + (X_{1,eq} + X_2)^2}$$

med

$$(X_{1,eq} + X_2) = (\omega_e/\omega_{e0})(X_{1,eq} + X_2)_0$$

så att momentet kan tecknas

$$T_{\text{mech}} = \frac{n_{ph}(\omega_e/\omega_{e0})^2(\hat{V}_{1,eq})_0^2(R_2/\Delta\omega_m)}{(\frac{2\omega_e}{p})^2(\omega_{e0}/\omega_{e0})^2(R_2/\Delta\omega_m)^2 + (\omega_e/\omega_{e0})^2(X_{1,eq} + X_2)_0^2} =$$

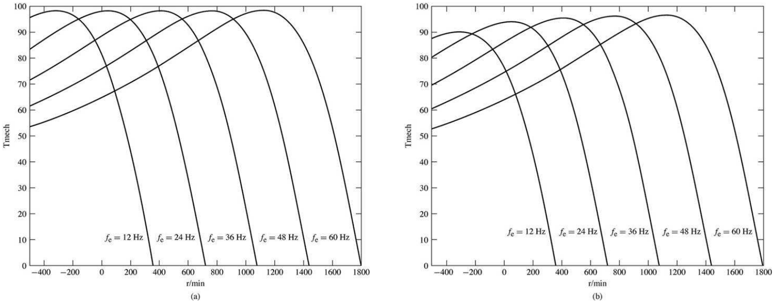
$$= \frac{n_{ph}(\hat{V}_{1,eq})_0^2(R_2/\Delta\omega_m)}{(\frac{2\omega_{e0}}{p})^2(R_2/\Delta\omega_m)^2 + (X_{1,eq} + X_2)_0^2}$$

Moment-varvtalskaratäristik

$$T_{\text{mech}} = \frac{n_{ph}(\hat{V}_{1,eq})_0^2 (R_2/\Delta\omega_m)}{(\frac{2\omega_{e0}}{p})^2 (R_2/\Delta\omega_m)^2 + (X_{1,eq} + X_2)_0^2}, \quad \text{där} \quad \Delta\omega_m = \omega_s - \omega_m$$

För fixt moment $T_{\text{mech}}(\Delta\omega_{m0})$ så är den mekaniska vinkelhastigheten affin i den elektriska

$$\omega_m = \omega_s - \Delta\omega_{m0} = \frac{2}{p}\omega_e - \Delta\omega_{m0}$$



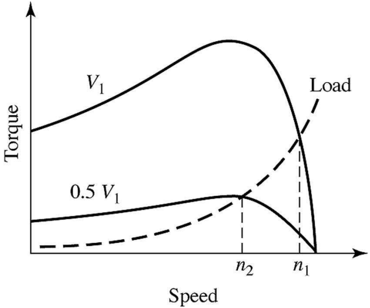
a) Moment-varvtalskurva enligt formel. Translaterade kurvor.
b) Karaktäristik då R_1 inte har försummats.

Spänningsstyrning

För momentet gäller

$$T_{\text{mech}} \sim V_1^2$$

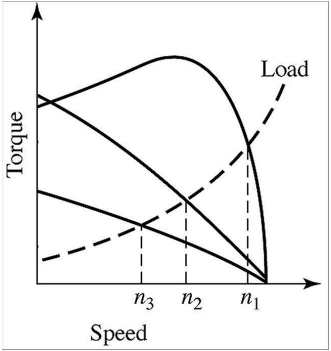
Varvtalsstyrning mha spänning för ett varvtalsberoende moment:



Används i små burlindade motorer som t ex fläktar där låg tillverkningskostnad är viktigare än hög effektivitet (litet slip).

Rotorresistansstyrning

Kan implementeras på släpringade motorer.
Varvtalsstyrning mha resistans för ett varvtalsberoende moment:



Liknar varvtalsstyrning av likströmsmotorer mha variabel resistans i rotorlindningen.

Är liksom spänningsstyrning ineffektiv vid reducerad hastighet.

Släpringade motorer är dessutom både dyra att tillverka och underhålla.

—— Moment/varvtals-styrning ——

Momentreglering

Nu ska vi utveckla momentreglering för asynkronmotorn likt den för synkronmotorn där storheter projicerades på d resp. q-axeln via dq0-transformation.

Analoga egenskaper:

- mmk-vågorna från rotor och stator roterar synkront i stationär drift.
- momentbildningsmekanism
- 0-storheter 0 i balanserad trefas.

Skillnad:

- Rotorströmmen ges indirekt av induktion.
- Rotor trefas, likt statorn.

Momentreglering

- Ekvationer i dq-systemet
  - sammanlänkade flödet via induktanser
  - spänningar
- Koppla parametrarna i ekvationerna till parametrarna i den ekvivalenta kretsen.
- Moment
- Regleringsaspekter

Transformation till dq-variabler

I stora drag likt härledningen för synkronmotorn med skillnaden att fältlindningen nu ersatts i 3-fasfallet med tre kortslutna rotorlindningar. Detaljerna står i Appendix C.3.

dq0-koordinatsystmet väljs så att det roterar med den synkrona elektriska vinkelhastighet ω_e dvs d-axeln pekar i riktningen

$$\theta_S = \omega_e t + \theta_0$$

där vinkeln är mätt relativt a-fasens magnetiska axel.

I detta fall måste både statorstorheter och rotorstorheter transformeras till det roterande systemet.

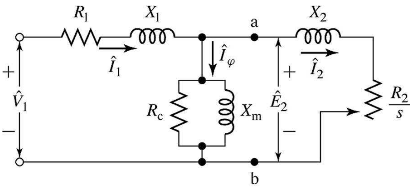
I synkronmotorfallet kunde θ_{me} indirekt mätas genom att mäta rotorns vinkel θ_m. Asynkronmotorfallet är svårare eftersom det inte finns någon enkel koppling mellan θ_{me} och θ_S.

R_c kommer i fortsättningen att försummas.

Flödesekvationer

Det sammanlänkade flödet i dq0-koordinater:

$$\lambda_D = L_S i_D + L_m i_{DR} \quad (1)$$
$$\lambda_Q = L_S i_Q + L_m i_{QR} \quad (2)$$
$$\lambda_{DR} = L_m i_D + L_R i_{DR} \quad (3)$$
$$\lambda_{QR} = L_m i_Q + L_R i_{QR} \quad (4)$$



Samband mellan reaktanser i ekvivalent krets och induktanser:

ömseinduktansen: $L_m = \dfrac{X_{m0}}{\omega_{e0}}$

statorns självinduktans: $L_S = L_m + \dfrac{X_{10}}{\omega_{e0}}$

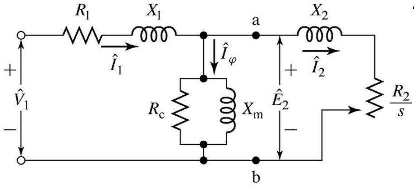
rotorns självinduktans: $L_R = L_m + \dfrac{X_{20}}{\omega_{e0}}$

Spänningsekvationer

Spänningsekvationerna i dq0-koordinater:

$$v_D = R_a i_D - \omega_e \lambda_Q \tag{5}$$
$$v_Q = R_a i_Q + \omega_e \lambda_D \tag{6}$$
$$0 = R_{aR} i_{DR} - (\omega_e - \omega_{me}) \lambda_{QR} \tag{7}$$
$$0 = R_{aR} i_{QR} + (\omega_e - \omega_{me}) \lambda_{DR} \tag{8}$$

Notera att stator och rotorekvationerna är på samma form. ω_e är den elektriska vinkelhastigheten relativt statorn och $\omega_e - \omega_{me}$ vinkelhastigheten relativt rotorn.



Samband mellan resistanser i krets resp. ekvationer ovan:

Statorresistansen: $R_a = R_1$

Rotorresistansen: $R_{aR} = R_2$

Moment

$$
\begin{aligned}
T_{\text{mech}} &= \frac{3}{2}\left(\frac{p}{2}\right)(\lambda_D i_Q - \lambda_Q i_D) = /(1)\text{-}(4)/ = \\
&= \frac{3}{2}\left(\frac{p}{2}\right)\left(\frac{L_m}{L_R}\right)(\lambda_{DR} i_Q - \lambda_{QR} i_D)
\end{aligned}
$$

Välj direktaxeln så att den pekar i samma riktning som rotorns flödesvektor, dvs $\lambda_{QR} = 0$.

Momentekvationen blir

$$
T_{\text{mech}} = \frac{3}{2}\left(\frac{p}{2}\right)\left(\frac{L_m}{L_R}\right)\lambda_{DR} i_Q
$$

Vidare gäller

$$
\begin{aligned}
&(5)\text{: } 0 = R_{aR} i_{DR} - (\omega_e - \omega_{me})\lambda_{QR} \quad \Rightarrow \quad && i_{DR} = 0 \\
&(1)\text{: } \lambda_D = L_S i_D + L_m i_{DR} \quad \Rightarrow \quad && \lambda_D = L_S i_D \\
&(3)\text{: } \lambda_{DR} = L_m i_D + L_R i_{DR} \quad \Rightarrow \quad && \lambda_{DR} = L_m i_D
\end{aligned}
$$

Analogi med likströmsmotorn

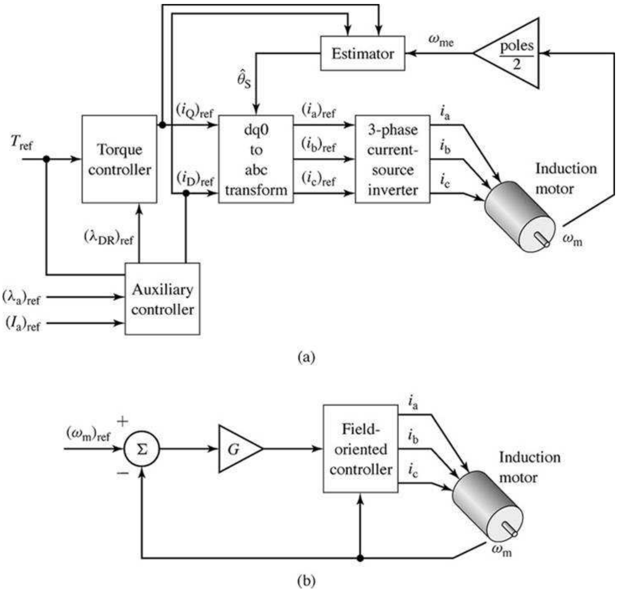
Momentekvationen blir

$$T_{\text{mech}} = \frac{3}{2}\left(\frac{p}{2}\right)\left(\frac{L_m}{L_R}\right)\lambda_{DR} i_Q = /\lambda_{DR} = L_m i_D/ = \frac{3}{2}\left(\frac{p}{2}\right)\left(\frac{L_m}{L_R}\right)L_m i_D i_Q$$

Notera att

- λ_{DR} är hela rotorflödet samt att det bestäms av längsaxelkomponenten av statorströmmen i_D.
- Momentformeln visar analogi med likströmsmotorfallet där i_D motsvarar fältströmmen och i_Q ankarströmmen.

Blockdiagram vektorstyrning



(a) momentstyrning (b) hastighetsstyrning

Reglermål

Följa önskat moment T_{ref} under bivillkoren att begränsa

- flödet λ_a för att undvika mättning
- strömmen I_a för att undvika överhettning
- spänningen V_a för att undvika skador på isolatorer.

Kopplingen mellan styrvariabler och variabler i bivillkoren

Statorströmmen uttryckt i dq-strömmar $I_a = \sqrt{(i_D^2 + i_Q^2)/2}$.

Det sammanlänkade flödet i dq-strömmar:

$$\lambda_a = \sqrt{\frac{\lambda_D^2 + \lambda_Q^2}{2}} = \Bigg/ \begin{array}{ll} (1): & \lambda_D = L_S i_D, \\ (2), (4): & \lambda_Q = L_S i_Q + L_m \underbrace{i_{QR}}_{= -\frac{L_m}{L_R} i_Q} = (L_S - \frac{L_m^2}{L_R}) i_Q \end{array} \Bigg/ =$$

$$= \sqrt{\frac{L_S^2 i_D^2 + (L_S - \frac{L_m^2}{L_R})^2 i_Q^2}{2}}$$

Statorspänningen uttryckt i elektrisk frekvens och dq-strömmar:

$$V_a = \sqrt{\frac{v_D^2 + v_Q^2}{2}} = \Bigg/ \begin{array}{l} (5)\text{: } v_D = R_a i_D - \omega_e \lambda_Q \\ (6)\text{: } v_Q = R_a i_Q + \omega_e \lambda_D \end{array} \Bigg/ =$$

$$= \sqrt{\frac{(R_a i_D - \omega_e (L_S - \frac{L_m^2}{L_R}) i_Q)^2 + (R_a i_Q + \omega_e L_S i_D)^2}{2}}$$

Vektorstyrning steg för steg

Givet moment T_{ref} och $(\lambda_{DR})_{\text{ref}}$

Steg 1. Beräkna strömmens kvadraturaxelkomponent

$$(i_Q)_{\text{ref}} = \frac{2}{3}\left(\frac{2}{p}\right)\left(\frac{L_R}{L_m}\right)\frac{T_{\text{ref}}}{(\lambda_{DR})_{\text{ref}}}$$

Steg 2. Beräkna strömmens längsaxelkomponent

$$(i_D)_{\text{ref}} = \frac{(\lambda_{DR})_{\text{ref}}}{L_m}$$

Steg 3. Skatta mha (8), (4), (3) den elektriska vinkelhastigheten ω_e (och vinkel θ_S)

$$\frac{d\theta_S}{dt} = \omega_e = \frac{p}{2}\omega_m + \frac{R_{aR}}{L_R}\left(\frac{(i_Q)_{\text{ref}}}{(i_D)_{\text{ref}}}\right)$$

Steg 4. Transformera strömmen $i_{abc} = T^{-1}(\theta_S) i_{dq0}$.

Från $(i_D)_{\text{ref}}$, $(i_Q)_{\text{ref}}$ och ω_e går det att räkna ut I_a och V_a enligt tidigare.

Steg i momentet

Momentet $T_{\text{mech}} \sim \lambda_{DR} i_Q$.

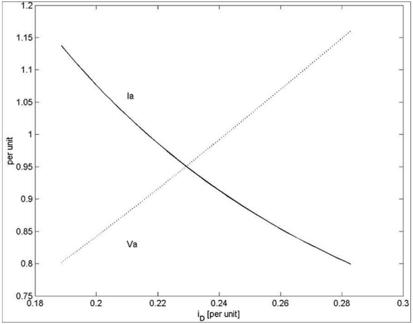
För att få ett snabbt stegsvar på T_{ref} så måste momentet genereras av ett steg i i_q eftersom λ_{dR} ändras enligt (elimination av i_{dR} i (3*) och (5*)):

$$\frac{d\lambda_{dR}}{dt} + \underbrace{\left(\frac{R_{aR}}{L_R}\right)}_{=\tau_R^{-1}} \lambda_{dR} = \left(\frac{L_m R_{aR}}{L_R}\right) i_d$$

Därefter kan i_d väljas för att uppfylla statorns spännings och strömvillkor. Samtidigt som i_d och därmed λ_{dR} ändras måste i_q ändras för att följa T_{ref}.

Ström och spänning som funktion av i_D

Figuren visar hur $i_D = \lambda_{DR}/L_m$ kan väljas för att styra kompromissen mellan ström eller spänning då effekt och varvtal hålls konstant.



Sammanfattning

- Frekvensstyrning betydligt användbarare än för synkronmotorn.
- Vektorstyrning för moment/varvtalsreglering.
  - Styrvariabler i_D och i_Q.
  - Momentbildning $T \sim i_D i_Q$ likt den i likströms- och synkronmaskiner.
  - För givet moment, så styrs kompromissen mellan hög terminalspänning och ström genom att variera balansen mellan i_Q och i_D.