F9: Elementär motorreglering (EMS-Kap 11) och Varvtalsreglering (PE-Kap 9)

Allmänt om motorreglering

I de flesta applikationer med (roterande) elmaskiner eftersträvar användaren:

- En önskad position (positionsreglering)
- Ett önskat varvtal (varvtalsreglering)
- Ett önskat moment (momentreglering)

Eftersom den inducerade emk:n (en spänning) är proportionell mot varvtalet och vridmomentet är proportionellt mot ankarströmmen för en roterande elmaskin så kan man tänka sig de två nedersta punkterna ovan som

- Spänningsreglering
- Strömreglering

vilket betyder att resonemangen vi kommer att föra rörande motorreglering även gäller andra kraftelektroniska applikationer som switchade nätaggregat (SMPS).

Varför behövs reglering – Räcker inte styrning?

- I många elmaskinapplikationer så är motorvarvtalet den styrda eller reglerade utstorheten.
- I en pump- eller fläktapplikation är det inte så viktigt att varvtalet är exakt det önskade. Här räcker det ofta med öppen styrning av varvtalet. För en asynkronmaskin styr man det synkrona varvtalet och låter U/f_s vara lika med (eller mindre än) U_n/f_n för att begränsa flödet och undvika magnetisk mättning. Detta kallas VHz-styrning.
- I andra applikationer (som valsverk) måste varvtalet regleras noga. Man måste i sådana fall ta hänsyn till eftersläpning, att resistanser ändrar sig med temperaturen, magnetisk mättning, ledspänningsfall hos krafthalvledare i omvandlare, blankingtid för att undvika genomtändning i transistorhalvbryggor, övermodulation, …

Varför behövs reglering …?

Det blir alltså väldigt mycket att ta hänsyn till …

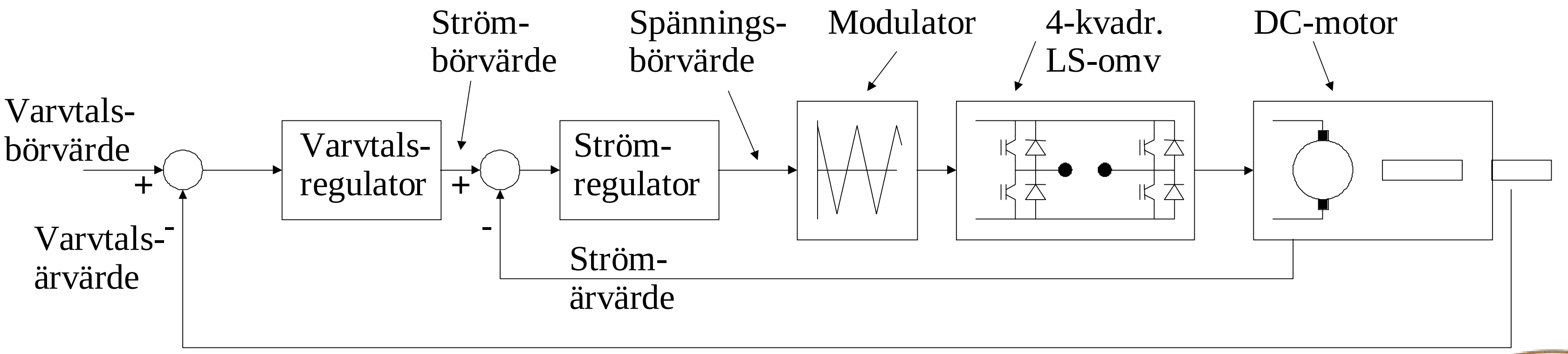
- Istället kan man ju mäta den verkliga strömmen och jämföra med den önskade. Om strömmen är för låg så kan man ju öka spänningen.
- På så sätt behöver man ju inte veta hur stora resistanser, ledspänningsfall, blankingttid, etc är.

Emk:n går inte att mäta direkt i elektriska maskiner …

- Om man behöver en noggrann positions- eller varvtalsreglering så måste man mäta och återkoppla motsvarande storhet.
- Om man nöjer sig med ett varvtalsreglerfel på ca 1% (störst vid låga hastigheter) så kan man skatta varvtalet med hjälp av en invers motormodell.

Kaskadreglering

- Snabbaste loopen innerst (den elektriska tidskonstanten minst alltså är ström-loopen snabbast).
- Yttre loopen skapar börvärde till den inre. Varvtalsregulatorns utsignal är ett momentbörvärde (prop. mot strömbörvärde).
- En eventuell positionsregler-loop hade hamnat utanför varvtals-loopen dvs utsignalen från positionsregulatorn är ett varvtalsbörvärde.

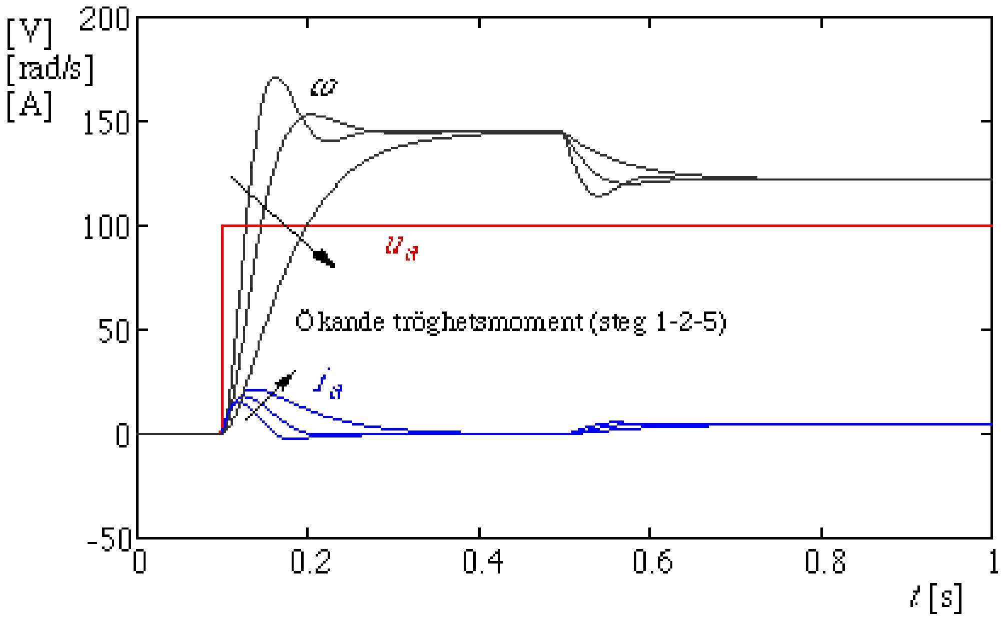


Figur 11.2. Principiellt utseende för drivsystemet för en likströmsmaskin.

Matematiskt (I)

Från Kap 8 Likströmsmaskinen:

$$\frac{d}{dt}\begin{pmatrix} i_a \\ \omega \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_a/L_a & -\psi_m/L_a \\ \psi_m/J & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ \omega \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/L_a \\ 0 \end{pmatrix} \cdot u_a + \begin{pmatrix} 0 \\ -1/J \end{pmatrix} \cdot T_l$$



$$\tau_{el} = \tau_a = \frac{L_a}{R_a}$$

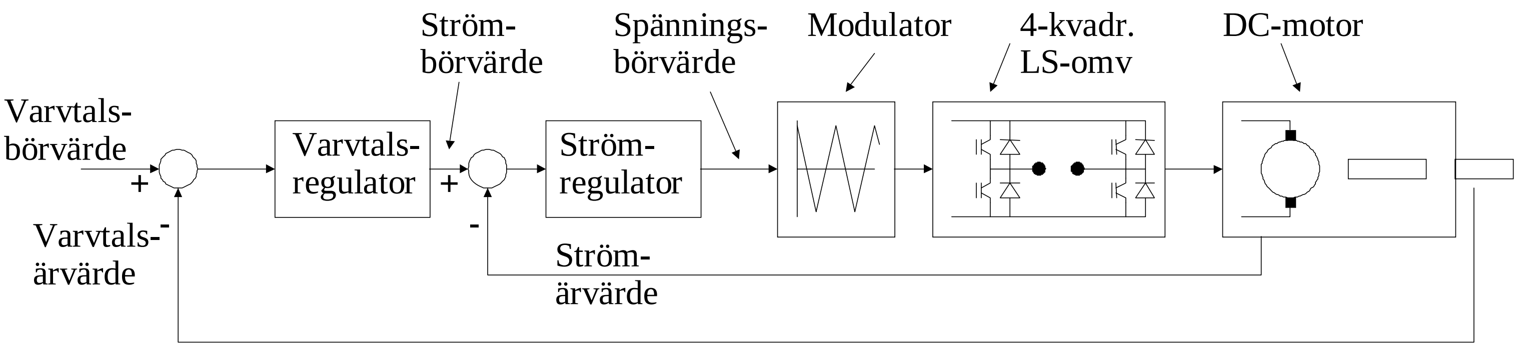
$$\tau_{mek} = \frac{J \cdot R_a}{\psi_m^2}$$

Figur 8.8. Språngvis ändring av rotorspänningen från 0 till 100 V. De tre förloppen motsvarar tre olika tröghetsmoment i steg om 1-2-5 gånger maskinen eget tröghetsmoment.

Matematiskt (II)

Ofta är den elektriska tidskonstanten mycket mindre än den mekaniska dvs $\tau_a << \tau_{mek}$. Detta gör att man kan separera dynamiken vilket betyder att varvtalet kan betraktas som konstant under ett strömsteg och att ett strömsteg är momentant ur varvtalsregulatorns synvinkel.

Detta betyder att man kan välja regulatorparametrar för inre och yttre loopen var för sig dvs utan att ta hänsyn till den andra.



Figur 11.2. Principiellt utseende för drivsystemet för en likströmsmaskin.

Momentreglering – den inre loopen

För en permanentmagnetiserad likströmsmaskin

Antag att $\tau_a << \tau_{mek} \Rightarrow$ Vi kan betrakta varvtalet som konstant under en strömändring!

Observera att strömreglering och momentreglering är samma sak

$$T = \psi_m \cdot i_a \quad \Rightarrow \quad i_a^* = \frac{T^*}{\psi_m}$$

Där asterisk * betecknar börvärde. Om man bortser från R_a:

$$u_a = R_a \cdot i_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + \omega_r \cdot \psi_m = \{R_a = 0\} = L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + \omega_r \cdot \psi_m$$

En tidsdiskret motsvarighet (Forward Euler-approximation)

$$u_a(k) = L_a \cdot \frac{i_a(k+1) - i_a(k)}{T_s} + \omega_r(k) \cdot \psi_m$$

Momentreglering – den inre loopen

För en permanentmagnetiserad likströmsmaskin

- Antag att strömmen når sitt börvärde på ett sampel-intervall T_s. Detta kallas dead-beat reglering.
- Om börvärde indikeras med asterisk * så kan detta skrivas:

$$i_a(k+1) = i_a^*(k)$$

- Om ankarspänningen som beräknas också betraktas som ett börvärde, som skickas till bärvågsmodulatorn som i sin tur styr transistorerna i omvandlaren via drivkretsarna, så gäller:

$$u_a^*(k) = L_a \cdot \frac{i_a(k+1) - i_a(k)}{T_s} + \omega_r(k) \cdot \psi_m = L_a \cdot \frac{i_a^*(k) - i_a(k)}{T_s} + \omega_r(k) \cdot \psi_m =$$

$$= k_i \cdot \left(i_a^*(k) - i_a(k) \right) + \omega_r(k) \cdot \psi_m$$

Där $k_i = L_a / T_s$ kallas dead-beat förstärkning. Observera att det är viktigt att inte ω_r ändrar sig under strömändringen.

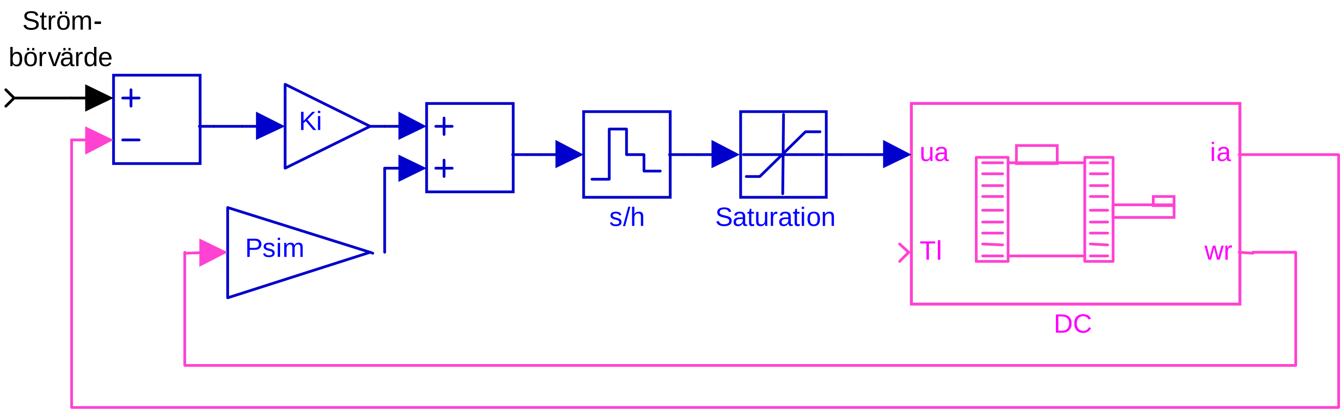
Momentreglering – den inre loopen

Grafiskt kan strömregler-loopen åskådliggöras som MATLAB/Simulink-blockschemat i figuren nedan.

Detta blockschema svarar mot:

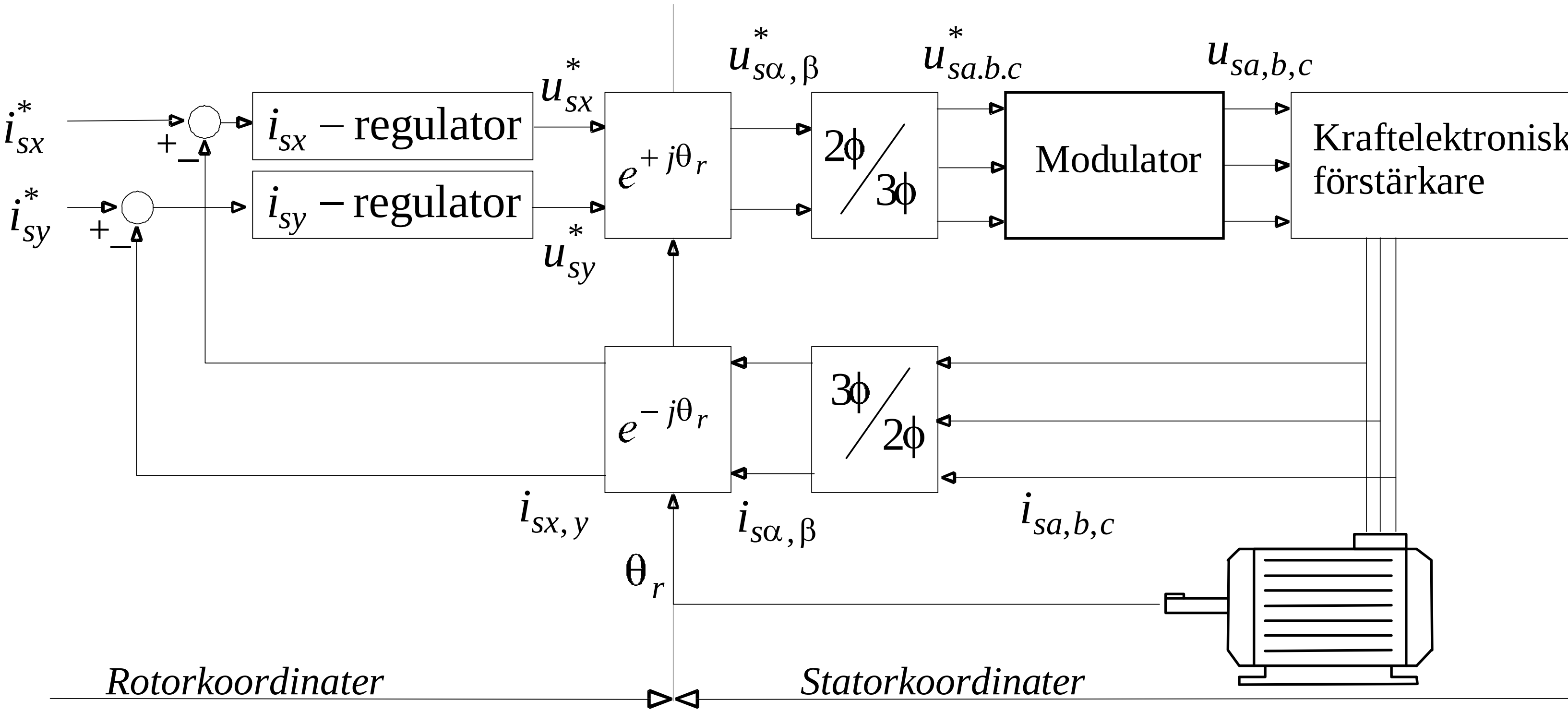
$$u_a^*(k) = L_a \cdot \frac{i_a(k+1) - i_a(k)}{T_s} + \omega_r(k) \cdot \psi_m = L_a \cdot \frac{i_a^*(k) - i_a(k)}{T_s} + \omega_r(k) \cdot \psi_m =$$

$$= k_i \cdot \left(i_a^*(k) - i_a(k)\right) + \omega_r(k) \cdot \psi_m$$



Figur 11.3. DC motor med strömregulator.

Momentreglersystem för växelströmsmaskiner
Exempel PMSM



Figur 11.8. 3-fasig växelströmsmaskin reglerad genom vektorreglering.

Varvtalsreglering – den yttre loopen

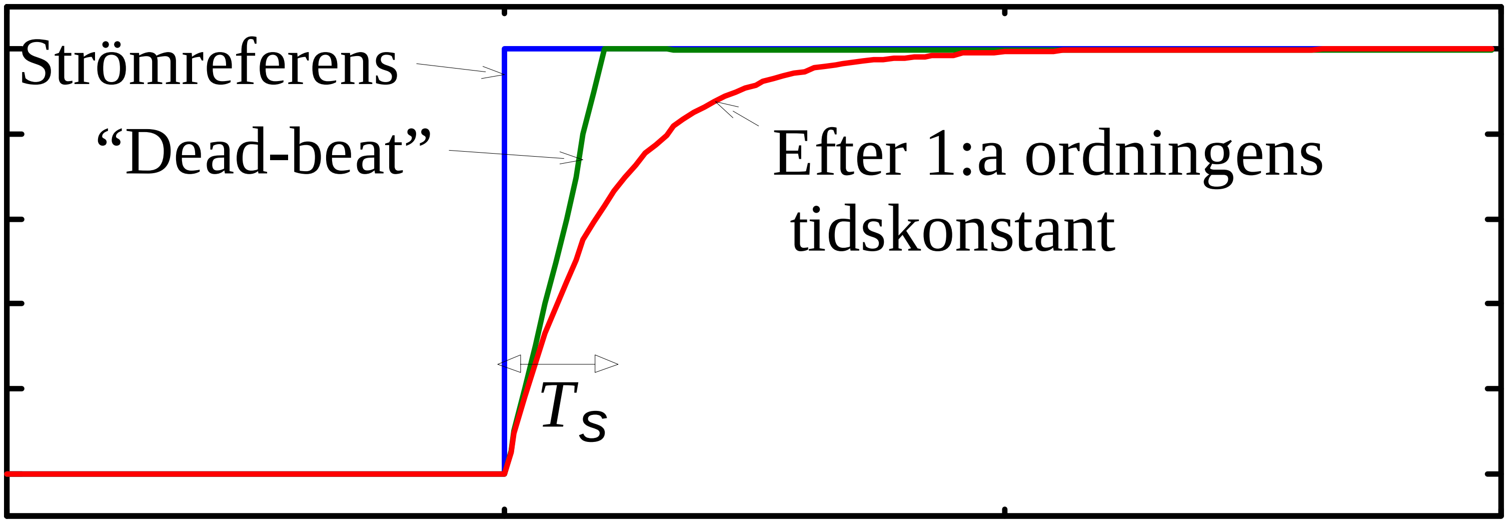
Varvtalsregulatorn jämför börvärdet med ärvärdet på varvtalet (mätt eller skattat) och dess utsignal är ett momentbörvärde som skalas om till ett strömbörvärde.

För att bestämma regulatorparametrarna för varvtalsregulatorn kan man naturligtvis ta hänsyn till hela systemet dvs inkludera moment- eller strömregulatorns dynamik i analysen. Detta är isåfall inget man handräknar fram utan man får använda MATLAB eller liknande.

Man kan istället betrakta en förenklad modell för moment- eller strömregulatorn. Eftersom strömregulatorn ofta är designad så att den har dead-beat eller nästan dead-beat-förstärkning så kan man betrakta den inre loopen som ett första ordningens LP-filter med tidskonstant T_s. Alternativt kan man ansätta att momentärvärdet är lika med dess börvärde.

Varvtalsreglering – den yttre loopen

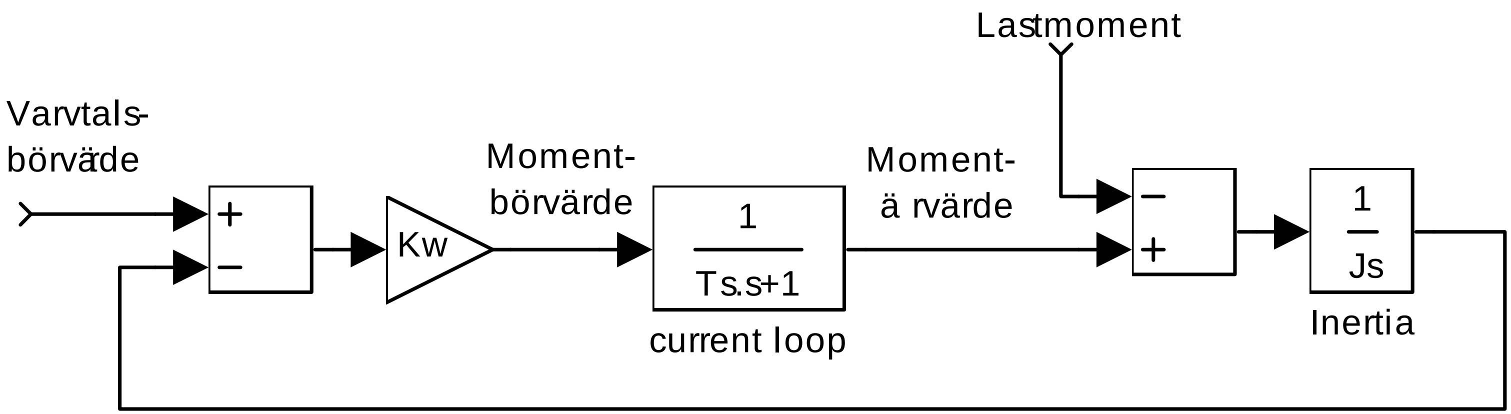
Figuren nedan visar en jämförelse mellan stegsvaret från ett momentant system (ärvärdet = börvärdet), dead-beat system och första ordningens system.



Figur 11.4. Strömbörvärde, strömärvärde med "dead beat"-regulator samt strömbörvärdet filtrerat med en 1:a ordningens tidskonstant.

Varvtalsreglering – den yttre loopen

Det slutna systemet med moment- eller strömregulatorn modellerad som ett första ordningen system med tidskonstant T_s. Observera att varvtalsregulatorn nedan är en enkel P-regulator med förstärkningen K_ω.



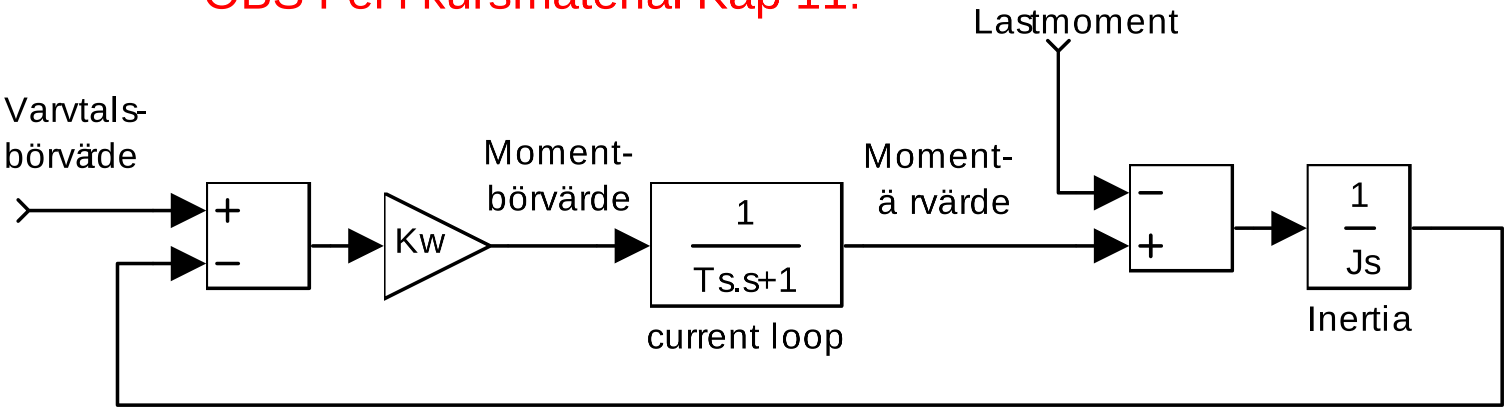
Figur 11.5. Varvtalsreglersystemet på blockschemaform i frekvensplanet. Hela moment-loopen representeras av en 1:a ordningens tidskonstant T_s.

Varvtalsreglering – den yttre loopen

Det slutna systemets överföringsfunktion, poler och förstärkning för en rent reel dubbelpol ges av

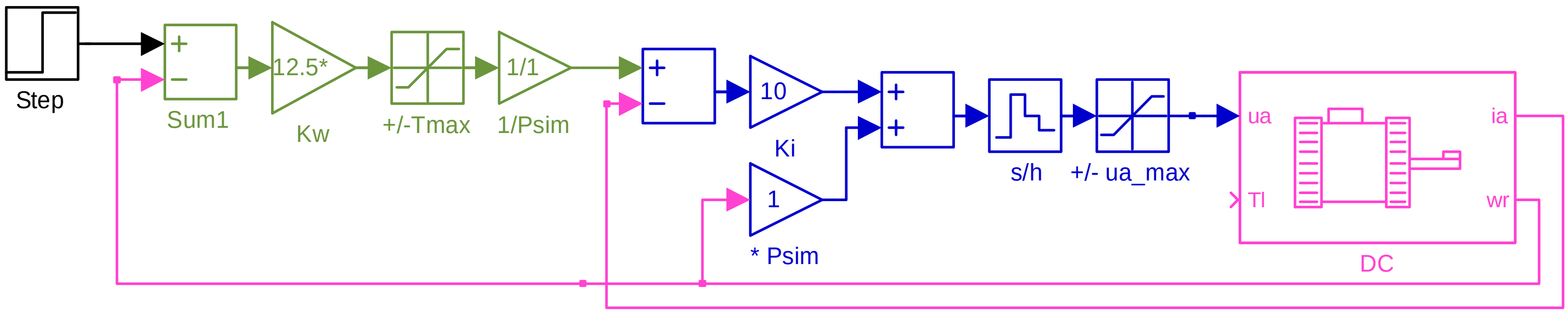
$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{1}{1 + s \cdot \dfrac{J}{k_\omega} + s^2 \cdot \dfrac{J \cdot T_s}{k_\omega}} \quad \Rightarrow \quad s = -\frac{1}{2T_s} \pm \sqrt{\frac{1}{4T_s^2} - \frac{k_\omega}{JT_s}} \quad \Rightarrow \quad k_\omega = \frac{J}{4T_s}$$

OBS Fel i kursmaterial Kap 11!

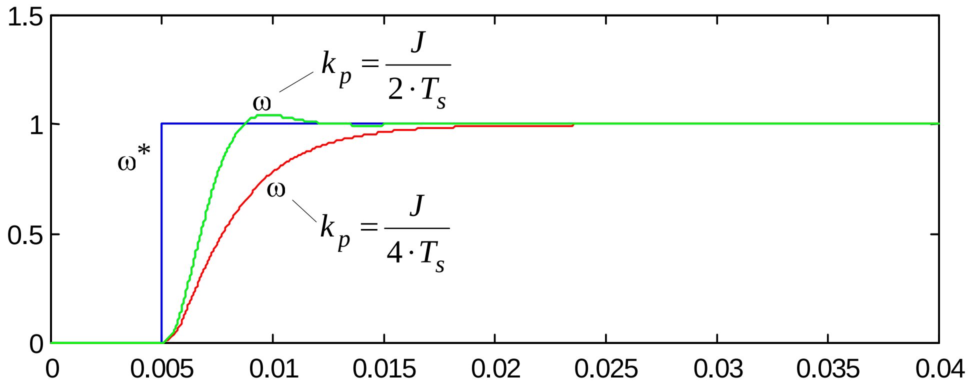


Figur 11.5. Varvtalsreglersystemet på blockschemaform i frekvensplanet. Hela moment-loopen representeras av en 1:a ordningens tidskonstant T_s.

Varvtalsreglersystem – båda looparna



Figur 11.6. Likströmsmaskin med kaskadreglering av rotorvarvtal. Varvtalsregulatorn är en ren P-regulator med begränsning av max vridmoment. Strömregulatorn är också en ren P-regulator med begränsning av rotorspänningsreferensen.



Figur 11.7. Stegsvar i rotorvarvtalet med varvtalsregulatorns förstärkning inställd på gränsen till oscillatoriska poler och med dubbla förstärkningen. Samplingsintervallet T_s=1 ms. Motorns parametrar är R_a=0 W, L_a=0.01 H, ψ_m=1.0 Vs och J_a=0.05 kgm^2.

Positionsreglering

En ytterligare yttre loop

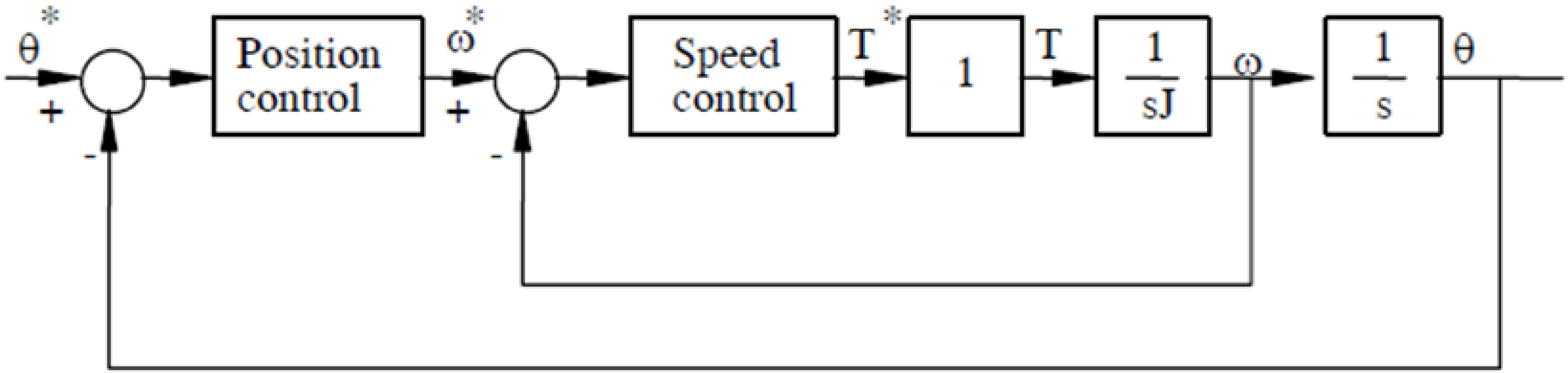


Figure 9.1: Block diagram for speed and position controllers.

Det slutna systemets överföringsfunktion och poler för P-regulatorer ges av:

$$\frac{\theta(s)}{\theta^*(s)} = \frac{K_p \cdot K_\omega}{J \cdot s^2 + K_\omega \cdot s + K_p \cdot K_\omega} \qquad poles = -\frac{K_\omega}{2J} \pm \sqrt{\frac{K_\omega^2}{4J^2} - \frac{K_p \cdot K_\omega}{J}}$$

Varvtalsreglering
PI-regulator

Varvtalsreglersystemet på blockschemaform med momentregler-loopen modellerad som momentan visas i figuren nedan

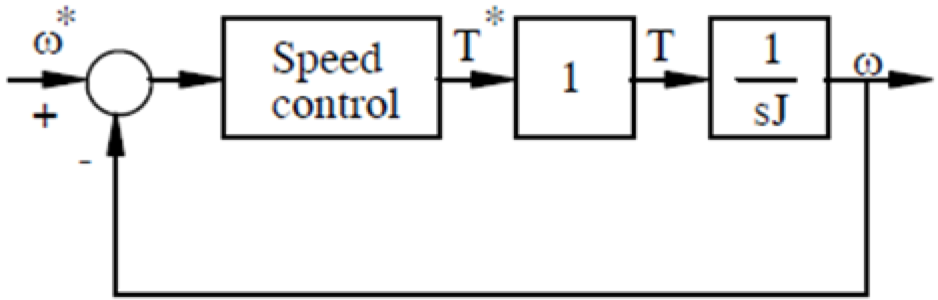


Figure 9.3: The speed control system.

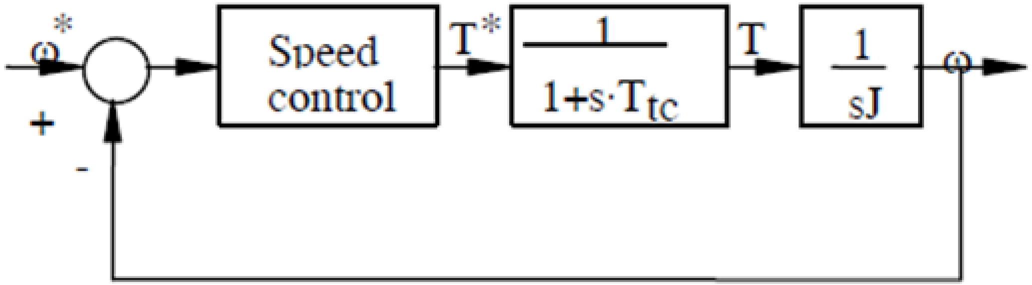
Det slutna systemets överföringsfunktion och poler ges av:

$$\frac{\omega(s)}{\omega^*(s)} = \frac{K(s \cdot T_i + 1)}{JT_i s^2 + KT_i s + K} \qquad poles = -\frac{K}{2J} \pm \sqrt{\frac{K^2}{4J^2} - \frac{K}{JT_i}}$$

Varvtalsreglering

PI-regulator och symmetriskt optimum (I)

Varvtalsreglersystemet på blockschemaform med momentregler-loopen modellerad som ett första ordningens system med tidskonstant T_s visas nedan



$$\frac{T(s)}{T^*(s)} = \frac{1}{1 + s \cdot T_{tc}}$$

Figure 9.4: Block diagram for the speed controller, with a first order approximation of the torque loop dynamics included.

Det **öppna** systemets överföringsfunktion ges av:

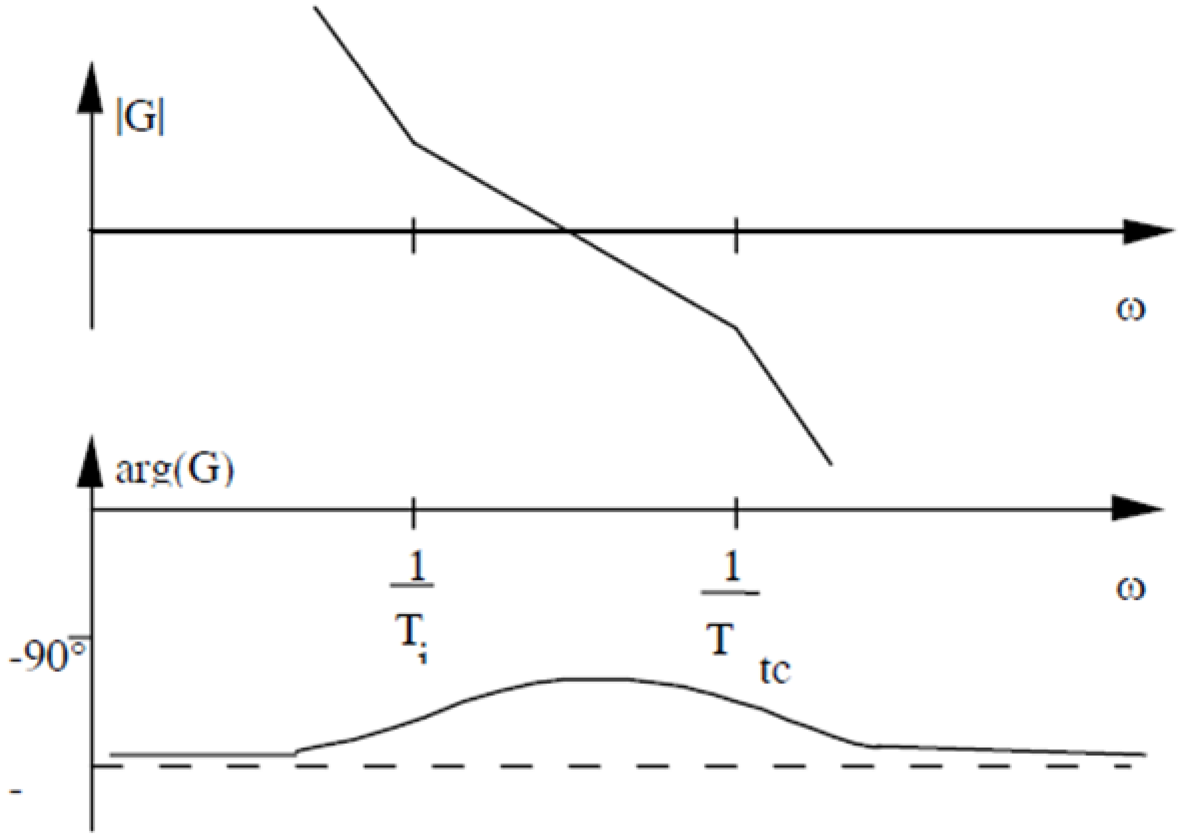
$$G(s) = K_\omega \cdot \frac{1 + sT_i}{sT_i} \cdot \frac{1}{1 + sT_{tc}} \cdot \frac{1}{sJ}$$

Varvtalsreglering

PI-regulator och symmetriskt optimum (II)

Bode diagram för det öppna systemet visas i figur nedan

$$G(s) = K_\omega \cdot \frac{1+sT_i}{sT_i} \cdot \frac{1}{1+sT_{tc}} \cdot \frac{1}{sJ}$$



Varvtalsreglering
PI-regulator och symmetriskt optimum (III)

Överföringsfunktion slutna systemet: $$G(s) = \frac{s\dfrac{K_\omega}{JT_{tc}} + \dfrac{K_\omega}{JT_iT_{tc}}}{s^3 + \dfrac{1}{T_{tc}}s^2 + \dfrac{K_\omega}{JT_{tc}}s + \dfrac{K_\omega}{JT_iT_{tc}}}$$

Nämnarpolynom (verkligt och önskat):

$$s^3 + \frac{1}{T_{tc}}s^2 + \frac{K_\omega}{JT_{tc}}s + \frac{K_\omega}{JT_iT_{tc}} = (s+\omega_0)\cdot\left(s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2\right)$$

Vid symmetriskt optimum:

$$K_\omega = \frac{aJ}{T_i} = J\omega_0 \quad , \quad T_i = \frac{a}{\omega_0} = \frac{2\zeta+1}{\omega_0} \quad \text{där} \quad T_i = a^2 \cdot T_{tc}$$

Vilket betyder att

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{T_iT_{tc}}} = \frac{a}{T_i}$$

Varvtalsreglering
Inverkan av lågpassfilter i återkopplingen

Vid återkoppling av varvtalssignal kan man behöva filtrera det mätta varvtalet för att minska inverkan av brus och störningar. Eftersom tidskonstanten i ett sådant lågpassfilter är stor (T_f>$10 \cdot T_{tc}$) så kan man bortse från moment- eller ström regulatorns dynamik. Regulatorparametrarna vid symmetriskt optimum ges av

$$K_\omega = \frac{aJ}{T_i} = J\omega_0 \quad , \quad T_i = \frac{a}{\omega_0} = \frac{2\zeta + 1}{\omega_0} \quad \text{där} \quad T_i = a^2 \cdot T_f$$

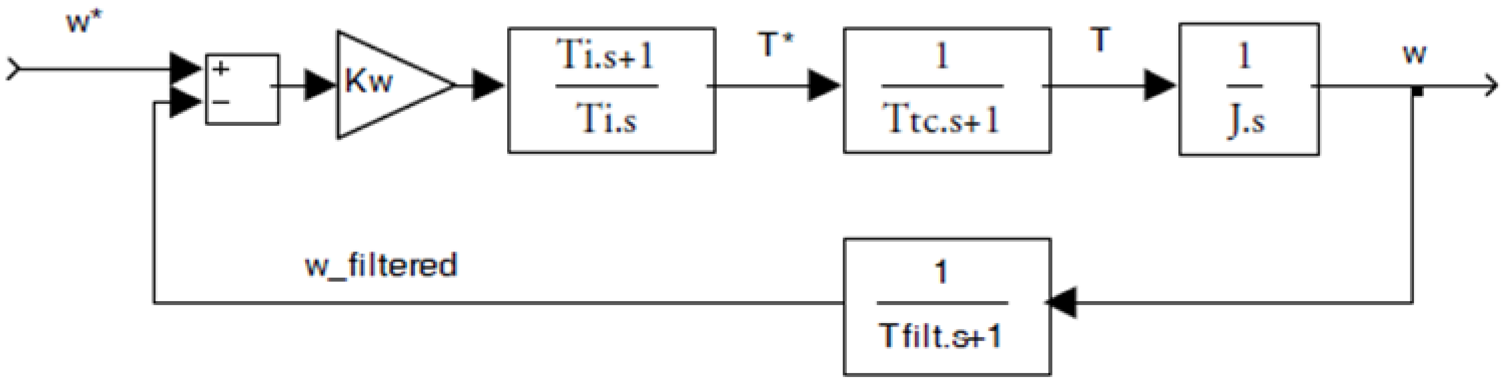


Figure 9.6: Speed control system with speed sensor filter dynamics.