Övningsuppgifter
EIEF10 Elmaskiner och Drivsystem VT2016

Likströmsmaskinen

LM 1 **PM-motor, stationär drift**

En permanentmagnetiserad likströmsmotor ser märkskylten ser ut så här:

DC Motor 750 W 3000 rpm
Rotor DC 200 V 5 A
Excitation Permanent magnet

Electric Motor Company

Serial number 123456
Temp class B (130Þ)
Protection (IP 23)
Norm IEC 34 - 1

Resistansen i rotorlindningen, R_a, är 2 Ω och magnetiska sammanlänkade flödet genom rotorn, ψ_m, är konstant 0,6 V/rad/s.

a) Vad betyder märkdata? Kan man till exempel belasta en motor med mer än märkström, dvs får motorströmmen överskrida det värde som anges på märkplåten?

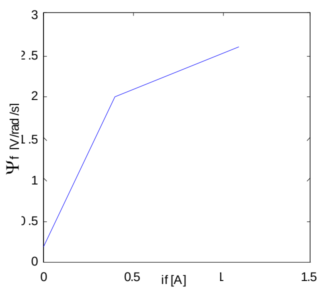
b) Beräkna emk, varvtal och vridmoment vid märkdrift.

c) Beräkna förluster i motorn och dess verkningsgrad.

LM 2 **TK, varvtal, uteffekt och ineffekt**

Järnets magnetiseringskarakteristik $\psi_f = f(I_f)$ för en separatmagnetiserad likströmsmotor kan approximeras med två räta linjer:

$0 \le i_f < 0{,}4$ A : $\psi_f = 0{,}2 + 4{,}5 i_f$
$0{,}4 \le i_f < 1{,}1$ A : $\psi_f = 1{,}6 + 0{,}9\, i_f$



Motorn belastas vid ett tillfälle på axeln med 2 kW. Vid detta driftfall var förlusterna i rotorn tillsammans 200 W. Maskinens rotorspänning u_a = 220 V, magnetiseringsströmmen i_f = 0,66 A, R_a = 1,5 Ω och R_f = 300 Ω.

Antag samma lindningsvarvtal för stator och rotor och ingen magnetisk läckning! ($\psi_m = \psi_f$) Bestäm motorns varvtal, axelmoment och verkningsgrad!

LM 3 **Separatmagnetiserad motor; Varvtal; Moment**

a) Genom att minska fältet i en separatmagnetiserad LM kan man höja varvtalet. Vad måste man samtidigt offra?

b) Beskriv hur man kan erhålla det traditionella uttrycket för vridmomentet i en separatmagnetiserad LM ur det generella $T = \Psi x\, i$

LM 4 **Separatmagnetiserad motor; Varvtal; Moment**

En separatmagnetiserad likströmsmotor används i en utrustning för reglering av varvtal. Rotorn matas från en styrd strömriktare vars utspänning u_a kan regleras inom området 100 < u_a < 300 V. Maskinens fältström i_f kan regleras inom området 1.2<i_f <2.0 A. Flödet ψ_m i maskinen kan anses proportionellt mot fältströmmen i_f. Man mäter vid ett tillfälle upp rotorspänningen 200 V vid varvtalet 800 r/min och en rotorström 20 A vid fältströmmen 1.5 A. Alla förluster försummas, även rotorresistansen. Bestäm:

a) Inom vilka gränser varvtalet kan varieras

b) Samhörande gränser för momentet

LM 5 **Nedtransformerande ls-omvandlare**

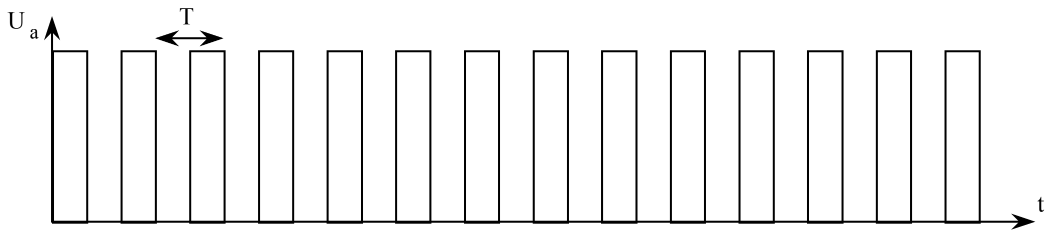
En motor har följande data:R_a = 0,3 Ω, L_a = 0,06 H, J = 0,75 kgm^2,

ψ_m = 0,5 V / rad / s, T_d = 5 Nm, ω = 90 rad / s.

Den drivs med en chopper med batterispänningen 72 V och frekvensen 1 kHz. Se figur Chopper utspänning.

a) Hur stor är omvandlarens duty cycle D?

b) Sök strömmens min och max samt dess funktion i on- resp off - läge.



Figur *Chopper utspänning*

LM 6 **Varvtalskarakteristik för konstantmagnetiserad motor**

En konstantmagnetiserad motor har följande data.

U_n = 240V, I_n = 15A, n_n = 2000 rpm, R_a = 1Ω

Rita motorns varvtalskarakteristik T_d = f(ω) för två olika rotorspänningar:

u = 120V och u = 240V.

LM 7 **Separatmagnetiserade likströmsmotorn; Fältstyrning**

En separatmagnetiserad likströmsmotor för rotorspänningen 220 V är försedd med en kraftelektronisk DC-DC-omvandlare i fältkretsen. Rotorlindningens resistans R_a är 0.5 ohm. Motorn driver en maskin med konstant belastningsmoment. När rotorströmmen är 30 A, är varvtalet 1360 rpm. Fältströmmen ändras så att rotorströmmen ökar till 36 A. Hur stort blir då motorns varvtal? Inverkan av tomgångsström försummas.

Skissera maskinens moment-varvtals-karakteristik T_d = f(ω).

LM 8 **Seriemotorn; Varvtalskarakteristik**

En likströms seriemotor är märkt:

240 V; 36 A; 1800r/min; $R_a = 0{,}67\ \Omega$.

Maskinen går ansluten till märkspänning och upptar en ström 30 A. Belastningsmomentet kan anses proportionellt mot varvtalets kvadrat. Magnetiseringslindningens resistans kan försummas. Bestäm:

a) Varvtalet

b) Ström och spänning vid 1200 rpm baserat på applikationen, dvs med last enligt ovan.

c) Skissera kurvan $T_d = f(n)$ för seriemotorn (dvs baserat på motordata, inte lasten) ovan då man har en rotorspänning $u_a = 240$ V i området $15 < i_a < 75$ A. Kurvorna skall avse maskinen utan någon yttre rotorresistans. Ange speciellt varvtalen vid $i_a = 15$, 50 och 74 A.

LM 9 **Likströmsmotorns dynamik**

En konstantmagnetiserad likströmsmaskin, som matas från en konstant–spänningskälla utsätts först för en stegformad momentökning i T_L, sedan för en stegformad magnetiseringsminskning i i_f

Beskriv hur variablerna ström i_a, emk e_a, varvtal ω och moment T förändras kvalitativt ($\downarrow$ eller $\uparrow$) och i ordningsföljd. Markera vilka variabler som är samtidiga. Förklara utgående från likströmsmotorns dynamiska ekvationer.

LM 10 **Strömkurvform vid start**

Skissa utseendet på strömmen i_a vid start, då man lägger på rotorspänningen u_a vid fullt magnetiserad maskin för de båda fallen. Motorns rotorresistans är R_a

a) $L_a = 0$

b) $L_a > 0$

LM 11 **Ström och varvtal vid start**

Antag att u_a till en likströmsmotor styrs av en chopper (nedtransformerande omvandlare) och har utseende enligt figur ***Chopper utspänning*** på föregående sida (övningsuppgift LM5).

Skissa $i_a(t)$ och $\omega(t)$. $i_a(0) = 0$ och $\omega(0) = 0$. Antag att $\tau_{mek} >> \tau_{el} >> T$.

LM 12 **Likströmsmotorns tidskonstanter**

Rotorkretsen för en likströmsmaskin har induktansen $L_a = 23$ mH i serie med resistansen $R_a = 3{,}5\Omega$. Tröghetsmomentet för motorn $J = 0{,}0026$ kgm^2 och $\psi_m = 0{,}6$ konstant.

a) Rita strömkurvformen $i(t)$ som svarar mot ett spänningssteg 0 -> 100V. Markera kretsens tidskonstant $\tau_{el} = L_a/R_a$.

b) Skissa rotorströmmen då motorn matas med en spänningspuls med $t_p = 1$ ms

c) Skissa varvtalet då motorn utsätts för en spänningspuls med $t_p = 1$ ms.

Vektorer

V 1 Tvåfas vektorer; sinusformade spänningar

Bestäm spänningsvektorn i ett 380/220 V nät med sinusformade spänningar, där $u_a = 220 \cdot\sqrt{2} \cdot \sin\omega t$, $u_b = 220 \cdot\sqrt{2} \cdot \sin(\omega t-2\pi/3)$, $u_c = 220 \cdot\sqrt{2} \cdot \sin(\omega t-4\pi/3)$

eller i visarform:

$U_1 = U_a = 220 \cdot e^{j0}$; $U_2 = U_b = 220 \cdot e^{-j2\pi/3}$; $U_3 = U_c = 220 \cdot e^{j2\pi/3}$

Dessa spänningar ligger anslutna till en asynkronmaskin. Om man antar att spänningsfallet över lindningen är litet ($R_s = 0$), hur ser då vektorn för flödet ut?

V 2 Tvåfas vektorer; sinusformade strömmar

En asynkronmaskin matas från ett trefassystem med sinusformade strömmar med toppamplituden 100 A och frekvensen 50 Hz. Teckna strömvektorn vid en viss tidpunkt $t = 6{,}4$ ms från i_a - strömmens nollgenomgång.

V 3 Tvåfas vektorer; kraftelektronisk matning av AM

En asynkronmotor drivs av en frekvensomvandlare med mellanledsspänningen $U_d = 300$V. Sex switchar styr motorspänningen.

Rita de åtta möjliga spänningsvektorerna och bestäm läget på switcharna för de sex olika fallen! Spänningsvektorernas värden ändras cykliskt, så att flödesvektorn förändras periodiskt.

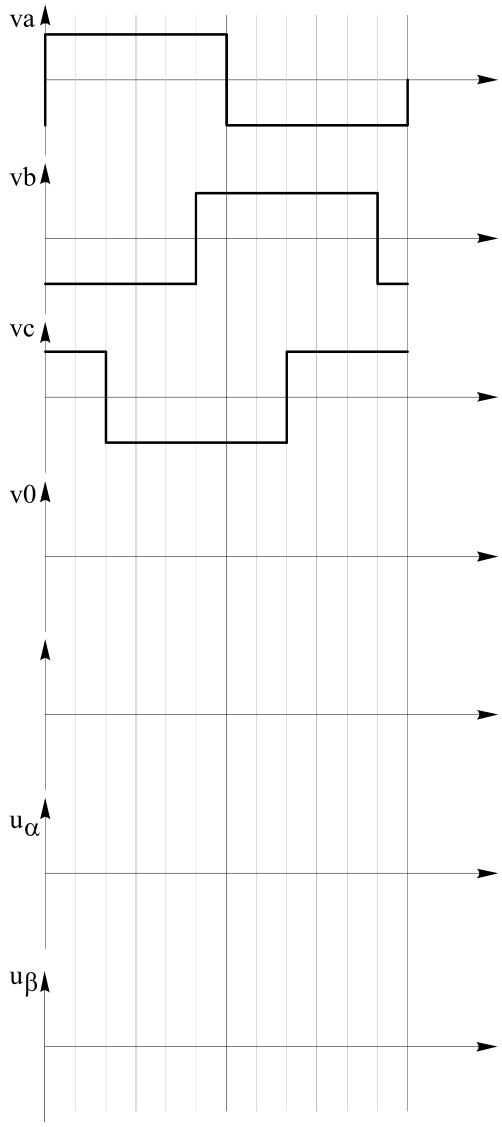
Rita flödesvektorns variation över en period på 20 ms! Anta att statorlindningarnas resistans kan försummas, dvs $R_s = 0$.

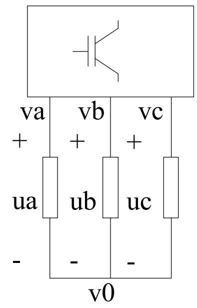
Hur stora är min och max av flödesvektorns belopp ?

V 4 Vektorräkning

Visa att $\Psi \times i = \mathrm{Im}(\bar{\Psi}^* \cdot \bar{i})$

V5 En trefasspänning enligt figuren, som alltså INTE är sinusformig, används för att driva en växelströmsmaskin. Hur ser motsvarande vektor ut?





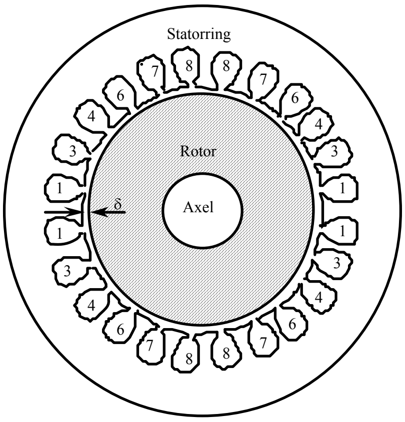
Asynkronmaskinen

AM 1 **120° vinkelförskjutning i rummet**

En faslindning har ledarna fördelade i spåren enligt figuren.

Hur är ledarna fördelade för de andra två faserna ?

Hur många ledare finns i varje spår?



AM 2 **Asynkronmaskinens dynamiska modell**

En trefasig tvåpolig asynkronmotor drivs från ett trefasnät med sinusformiga spänningar där huvudspänningen är U_h, linjeströmmen I_l, effektfaktorn $\cos\varphi$ och vinkelfrekvensen ω.

a) Uttryck vektorerna för statorspänning, statorflöde och statorström.

Skissa vektorerna ovan dels utan hänsyn tagen till Rs dels med hänsyn tagen till Rs.

b) Teckna asynkronmaskinens dynamiska ekvationer i vektorform! (Antag att poltalet $p = 2$.)

Övertyga dig om att du vet vad som är insignaler, utsignaler, tillstånd, parametrar, variabler, störningar etc. Välj samma tillstånd som i boken och uttryck alla vektorer i statorkoordinater.

AM 3 **Moment och effekt i vektormodellen**

Det elektrodynamiska momentet eller luftgapsmomentet som det ofta kallas, skrivs för en tvåpolig trefas asynkronmotor i effektinvarianta vektorer som

$T = \Psi_s \times I_s$

Teckna uttrycket ovan som en skalärprodukt av statorflöde, statorström och $\cos\varphi$!

Effekten för den förlustfria asynkronmaskinen är P. Teckna P med hjälp av spännings- och strömvektorerna!

Visa att luftgapsmomentet kan skrivas som P/ω. Statorresistansen försummas.

AM 4 Stator-rotortransformation

Visa att rotorekvationen i statorkoordinater skrivs

$$\frac{d}{dt}\vec{\psi}_r = j\omega\vec{\psi}_r - R_r\vec{i}_r \text{ om } \vec{\psi}_r = \vec{\psi}_r^{\,r} \cdot e^{j\theta}, \quad \vec{i}_r = \vec{i}_r^{\,r} \cdot e^{j\theta}$$

AM 5 Märkdata; sinusmatad maskin

En gammal motors märkplåt har följande utseende:

ASEA Mot.	3 ~ 50 Hz
Typ MBC 15	Nr. 4844081
AM 5.5 kW 7.5 hp	940 r/m
Pr. Y	Pr. Δ
380 V	220 V
13 A	22.5 A

Motorn ansluts till märkspänning, 380 V, av märkfrekvens.

a) Beräkna motorns synkrona varvtal

b) Beräkna motorns poltal

c) Beräkna frekvensen hos rotorströmmen vid märkdrift

d) Beräkna eftersläpningen vid märkdrift

e) Beräkna vridmomentet vid märkdrift

AM 6 Motorparametrar; sinusmatad maskin

En trefas kortsluten asynkronmotor är märkt 380 V, 13 kW, 22 A, 1438 r/min. Motorn matas från ett starkt 50 Hz nät, vars spänning är 380 V.

Ur en motorlista får vi reda på att motorns startmoment är $1.5 \cdot T_n$ där T_n = märkmomentet, då motorn anslutes till 380 V. Vidare ser vi i listan, att cos φ = 0.54 vid start. Motorns magnetiseringsström samt friktionsförluster försummas.

Beräkna motorparametrarna R_r, R_s och L_k.

AM 7 Momentberäkningar vid stationär drift

En asynkronmotor med data enligt AM 6 drivs med 380 V, 50 Hz.

Vid matning av en asynkronmotor med sinusspänning av konstant amplitud och frekvens beror varvtalet stationärt direkt av lastmomentet. Eftersom vridmomentet då är lika med lastmomentet kallas detta beroende motorns momentvarvtalskarakteristik: Utgå från Figurerna 10.15 och 10.16 och ekvation 10.52 i kapitlet om asynkronmaskinen Alla parametrar som behövs antas kända.

Bestäm

a) uttrycket för $T(s)$, giltigt för eftersläpningar $0 \leq s \leq 1$.

b) motorns stationära startmoment T_{start}

c) motorns kippmoment och kippvarvtal T_{max}

AM 8 Momentberäkningar vid stationär drift

Visa att axelmomentet vid stationär drift

$T = \dfrac{P}{\omega}$ också kan tecknas $T = \dfrac{P_{12}}{\omega_s}$ om friktionsförlusterna försummas.

P är axeleffekten i W, P_{12} är luftgapseffekten i W
ω är axelns vinkelhastighet i rad/s
ω_s är flödets synkrona vinkelhastighet i rad/s

AM 9 Tomgångsprov; kortslutningsprov

En trefas asynkronmaskin har följande märkdata givna:

Y: 380 V, 50 Hz ; I = 4.5 A ; P = 1.8 kW ; n = 1390 r/min

En resistansmätning med likström ger resistansen per lindning i statorn = 2.6Ω

Kortslutnings- resp tomgångsprov gav följande resultat:

P_k = 430 W	P_o = 220 W
U_k = 101 V	U_o = 380 V
I_k = 4.5 A	I_o = 2.53 A

a) Ange maskinens märkmoment.

b) Rita ekvivalent schema för asynkronmaskinen i stationär drift och beräkna parametrarna. Kortslutningsinduktansen L_k fördelas lika mellan $L_{s\lambda}$ och $L_{r\lambda}$

AM 10 Märkmoment; märkström; sinusmatad maskin

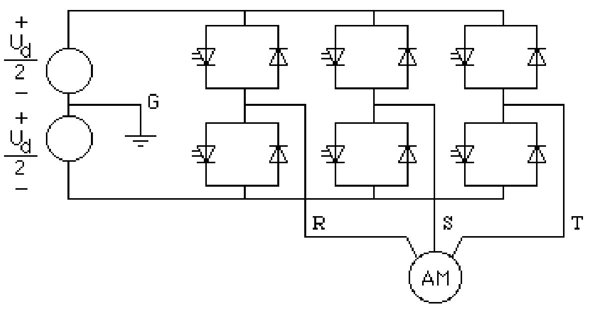
Beräkna märkmoment samt linjeström vid märkeffekt med utgångspunkt från märkspänning och värden ur ekvivalenta schemat i tal AM 9.

AM 11 50 Hz ⇒ 60 Hz; $T = k \cdot s$; sinusmatad maskin

En trefasig, fyrpolig asynkronmotor för 380 V, 50 Hz har ett kippmoment T_{max} på 100 Nm vid en eftersläpning s_k av 0.25. Magnetiseringsförlusterna är försumbara. Statorresistansen är försumbar. Vid ett tillfälle installerades denna motor på ett fartyg där nätet höll en spänning på 440 V, 60 Hz. Beräkna konstanten i ekvationen $T(s) = k \cdot s$ som gäller approximativt vid små s.

AM 12 Frekvensomvandlardrift

En asynkronmaskin matas från en frekvensomvandlare enl fig. Varje switch har 180° ledintervall, fasförskjutet till de övriga switcharnas så ett trefassystem bildas.



a) Rita asynkronmaskinens fasspänning u_a och huvudspänning u_{ab}.

Frekvensomriktaren har sex switchar. Kalla switchtillståndet för 1 då övre switchen leder och 0 då undre ventilen leder. Beskriv aktuell switchkombination, spänningsvektorns utseende samt flödesvektorns förändring för de sex olika tidsintervallen under en period.

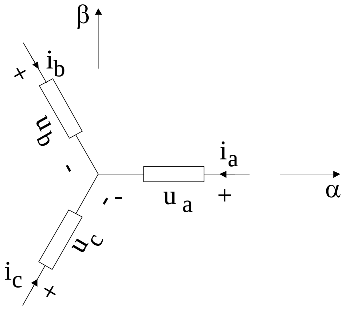
b) Beskriv hur man styr switcharna för att hålla flödet vid en för motorn lämplig storlek vid både låg och hög vinkelfrekvens.

AM 13 **Labmotorn**

Motorerna i kraftlabbet på Campus Helsingborg är asynkronmaskiner märkta 230V, 11A, 3kW, cos φ=0,78 för deltakoppling.
På samma axel är två likadana asynkronmaskiner kopplade, men endAst den ena är elektriskt ansluten.
Efter start drar en av motorerna 7A vid cos φ=0,55 när den är ansluten till märkspänning.

a) Beräkna resistiv och reaktiv ström för driftfallet ovan! Rita visardiagram med dessa tillsammans med fasspänning och totalström!
b) Hur stor är aktiv och reaktiv effekt i driftfallet ovan? Redogör översiktligt för hur effekterna fördelar sig fysikaliskt i de olika delarna av motorn!

AM14 En 4-polig asynkronmaskin med märkmomentet 10 Nm och parametrarna (R_s=0.5 Ω, R_r=0.7 Ω, $L_{s\lambda}$=0.005 H, $L_{r\lambda}$=0.005 H L_m=0.05 H, J=0.06 kgm^2) driver en sockercentrifug med tröghetsmomentet J_{sc}=0.34 kgm^2. Asynkronmaskinen drivs av en spänningskälla med kontinuerligt variabel frekvens och amplitud (d.v.s en förenklad modell av en frekvensomvandlare). Spänningskällan kan lämna upp till 400 V huvudspänning, vilket i normaldrift inträffar vid startorfrekvensen 50 Hz.



Figur. *De tre statorfaslindningarnas orientering i statorkoordinater.*

Du skall nu accelerera lasten från stillastående upp till varvtalet 1800 rpm. Till att börja med måste du magnetisera maskinen till nominellt statorflöde ($\vec{\psi}_s = L_s \cdot \vec{i}_s + L_m \cdot \vec{i}_m$) vid statorfrekvensen 0 Hz, vänta en stund så att alla transienter i rotorströmmen klingar av, och därefter påbörja accelerationen.

a) Antag att statorflödet vid uppmagnetisering sammanfaller med faslindning "*a*". Hur stor spänning, som vektor, lägger du på maskinen under uppmagnetiseringen? Hur stor ström går det då i de tre faslindningarna? Antag effektinvariant trefas/tvåfas-transformation.

b) Skissa statorflödets belopp samt vridmomentet under accelerationen. När (vid vilket varvtal) inträder fältfärsvagning?
c) Om motorn belastades med samma stationära moment vid 1500 rpm som vid 1800 rpm, vid vilket av dessa varvtal kommer eftersläpningen då att vara störst?

AM15 En cirkulationspump till ett värmesystem har överkapacitet. Flödesbehovet är bara halva märkflödet för pumpen. Problemet kan lösas på två olika sätt. Antingen styrs asynkronmotorn i pumpen med till/från-reglering med en periodtid på 10 sekunder eller med frekvensstyrning och därmed variabelt pumpvarvtal.

För pumpen gäller:

$$\text{Flödet } \phi = \mathrm{k} \cdot \omega \quad ; \quad \text{Momentet } T = T_n \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_\mathrm{n}}\right)^2 = 9.8 \cdot \left(\frac{\omega}{157}\right)^2$$

För motorn gäller:

$$R_s = 0.6\,\Omega\,;\, L_k = 0.003\,\mathrm{H}\,;\, R_r^{'} = 0.8\,\Omega\,;\, L_m = \infty$$

$$U_n = 230\,\mathrm{V}\,/\,50\,\mathrm{Hz}\,;\, T_{n,mek} = 9.8\,\mathrm{Nm}\,;\, p = \text{poltal} = 4\,;\, P_{mek} = 1500\,\mathrm{W}$$

a) Hur stor blir medeleffektkonsumtionen vid till/från-reglering?
Räkna med verkningsgraden 0,8.
b) Hur stor blir medeleffektkonsumtionen vid frekvensstyrning?
Räkna med verkningsgraden 0,7.
c) Med 0.5 kr/kWh i energipris, hur lång tid tar det att återbetala frekvensomvandlaren som innebär en merkostnad på 2000 kronor? Pumpen används dygnet runt.
d) Vilken statorfrekvens måste frekvensomvandlaren hålla för att kunna ge pumpen erforderligt varvtal? Skissa momentkurvorna T(ω) för motorns två varvtal och lägg in pumpkarakteristiken i samma figur.

AM16 En 2-polig asynkronmaskin med märkdata 380V, 50Hz, 10A, cosφ=0,8 styrs med en frekvensomvandlare med η= 0,9. Lasten är en vattenpump med ett moment som är proportionellt mot ω^2. Det finns två driftlägen som har lika lång drifttid:

I) Märkmoment och märkfrekvens och ω=300 rad/s

II) ω=150 rad/s

a) Statorflödet vid märkdrift är Ψ_n=1,2 Wb. Hur stort bör statorflödet vara i driftfall II), mindre, lika stort eller större än i fall I)?

b) De båda driftpunkterna ligger på två momentkurvor med olika statorfrekvens. Skissa momentkurvorna för de två fallen tillsammans med pumpens varvtalskarakteristik! Beräkna eftersläpningen i fall I). Ange approximativt värde på eftersläpningen i fall II)!

c) Beräkna uteffekten för drivsytemen i de båda fallen. Verkningsgraden för motorn. är i fall I) 0,8 och i fall II) 0,75. Hur stora ineffekter behövs i de båda fallen?

Varför är verkningsgraden för motorn lägre vid lägre effekt?

AM17 Man har gjort kortslutnings- och tomgångsprov på en 4-polig asynkronmotor och mätt upp följande:

U_k=69,9V P_k=245W I_k=3,76A

U_0=233V P_0=152W I_0=2,7A

Statorresistansen är uppmätt till 3,6 ohm. Friktionsförlusterna försummas.

Vid märkdrift är motorn deltakopplad till märkspänning 220V och varvtalet är 1390 rpm.

a) Beräkna märkmomentet! (Γ-schemat får användas)
b) Beräkna kippmoment (maxmoment) och kippvarvtal!
c) Vilken är motorns märkspänning när den Y-kopplas?

SYNKRONMASKINEN

SM1 Flöde och tomgångsspänning

En permanent magnetiserad synkronmaskin är magnetiserad med som mest 0,7 Vs sammanlänkat flöde i en fas. Antag att den är oansluten.
Hur stor är dess flödesvektor som funktion av rotorns position?

a) Hur stor är inducerad spänningsvektor som funktion av rotorns position och hastighet?

b) Vi vilket vartal är huvudspänningen för stor för en frekvensomvandlare med mellanledsspänningen 600 V.

SM2 Induktans och momentbildningsförmåga

En permanent magnetiserad synkronmaskin har cylindrisk rotor, d.v.s L_{mx} = L_{my}=L_m= 2 mH. Magnetiseringen är som i föregående tal 0,7 Vs sammanlänkat flöde i en fas. Maskinen är styrd med statorströmmen i x-led noll (i_{sx}=0) och statorströmmen i y-led för momentbildning.

a) Hur stort moment kan maskinen bilda om fasströmmen aldrig får övergå 15 A effektivvärde?

b) Rita i (x,y)-koordinater det med statorlindningen sammanlänkade flödet från permanentmagneterna och från statorströmmen samt inducerad spänning och klämspänning vid frekvensen 25 Hz om statorresistansen är 0.2 Ω.

c) Hur stor statorström skulle behövas för att reducera flödet från permanentmagneterna till noll?

SM3 Styrning

Maskinen i föregående exempel styrs av en s.k. vektorstyrning där spänningen till motorn uppdateras var 100:e µs, d.v.s samplingsintervallet T_s=100 µs. Antag att maskinen skall göra ett momentsteg från 0 till maxmoment vid stillastående rotor. mellanledsspäningen är 600 V.

a) Hur stor spänning behövs för att öka i_{sy} från noll till den ström som motsvarar maxmoment på ett samplingsintervall?

b) Räcker frekvensomvandlarens mellanledsspänning till?

SM4 Moment

En 2-polig permanent magnetiserad synkronmaskin med parametrarna L_{mx}= L_{my} = L_m =15 mH används som drivkälla för någon funktion i ett flygplan och drivs med statorfrekvenser upp till 400 Hz. Statorresistansen antas försumbar. Maximal fasström är begränsad till 10 A effektivvärde. Motorn drivs från en kraftelektronisk omvandlare med mellanledsspänningen 600 V.

a) Hur stor bör magnetiseringen från permanentmagneterna vara för att spänningen från omvandlaren nätt och jämnt skall räcka till då maskinen driver med fullt moment (all ström i q-led) och 200 Hz statorfrekvens?

b) Vad ger det för vridmoment?

c) Hur högt moment kan tas ut vid 400 Hz statorfrekvens med förutsättningen att en del av strömmen behövs för avmagnetisering av magneterna?

SM5 **Drivsystem**

Du skall bygga om din cykel till en elcykel med en synkronmaskin som drivkälla. Motorns effekt skall vara 200 W, och den driver via en planetväxel på kedjan. Motorns eget varvtal (växellådans ingående axel) skall vara 1000 rpm vid full effekt. Motorn är 10-polig. Den skall drivas från en 3-fasig frekvensomvandlare matad med batterier med spänningen 20 V.

a) Hur stor magnetisering bör motorn ha, uttryckt som flödesvektor, för märkdrift vid full spänning från frekvensomvandlaren? Du får försumma både statorresistansen och induktansen.

b) Hur stor blir fasströmmen vid fullt moment?

c) Om cykel med förare väger 100 kg, hur stort tröghetsmoment upplever drivmotorn om utväxlingen är 1:10 och märkhastigheten är 25 km/h? Hur lång tid tar det att accelerera?

Varvtalsreglering

VR 1 Varvtalsreglering, blockschema regulatorparametrar

En personbil skall utrustas med automatisk farthållare, s.k "cruise control". Farthållaren är avsedd att användas vid landsvägsfart, dvs i området 70-110 km/h, och fungerar så att den reglerar motoraxelns varvtal. Vid 100 km/h på högsta växeln är motorns varvtal 3000 rpm och den utvecklar c:a 35 kW på plan väg vid vindstilla. Motorns maxmoment T_{max} = 180 Nm och antas vara detsamma vid alla aktuella varvtal. Vidare antas motorn svara momentant, utan tidsfördröjning, på gaspådrag. Bilens vikt och växellådans utväxling ger ett ekvivalent tröghetsmoment på motorns utgående axel J_{ekv} = 12 kgm^2.

a) Rita varvtalsreglersystemet på blockschemaform med PI-regulator, modell för momentkällan, lastmoment och tröghetsmoment.

b) Dimensionera PI-regulatorn så, att systemet får en dubbelpol längs negativa realaxeln. För att antagandet om momentsvarets snabbhet skall vara riktigt måste integrationstiden $T_i > 5$ s.

c) Om integrationsdelen av någon anledning faller bort (T_i=∞), hur stort blir hastighetsfelet, i km/h, om vi antar att den totala motkraften mot bilens framfart (rullmotstånd, luftmotstånd mm) är hastighetsoberoende?

d) Hur snabbt kan bilen accelerera från 90 - 110 km/h om den i c) omtalade motkraften fortfarande antas hastighetsoberoende?

VR 2 Varvtalsreglering, blockschema regulatorparametrar

Ett elektriskt drivsystem är varvtalsreglerat. Elmaskinen är momentreglerad med en samplingsfrekvens på 1 kHz. Det verkliga varvtalet (ärvärdet) mäts med en ideal varvtalsgivare.

a) Rita varvtalsreglersystemet på blockschemaform med PI-regulator, modell för momentkällan, lastmoment och tröghetsmoment.

b) Härled ett uttryck för att beräkna det stationära varvtalsfelet då en ren P-regulator används.

c) Föreslå lämpliga regulatorparametrar för P-regulatorn och motivera ditt val med hänsyn tagen till momentkällans dynamik.

d) Föreslå två sätt att eliminera det stationära hastighetsfelet.

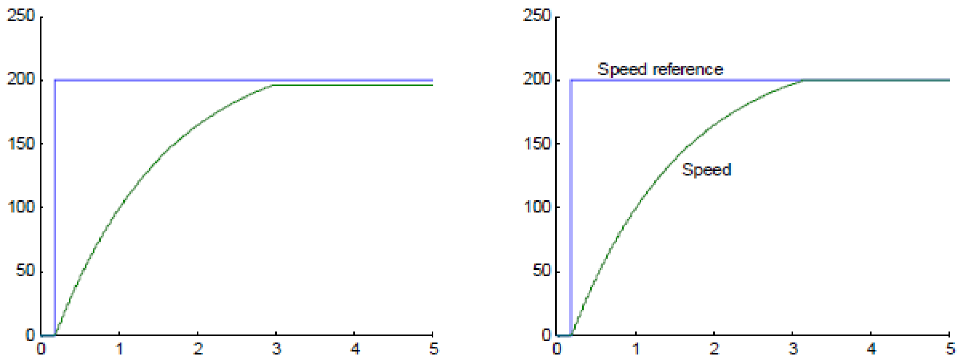
VR 3 Varvtalsreglering, regulatorparametrar

Ett varvtalsreglersystem för skivan i en DVD-spelare ska designas. Skivan drivs av en momentreglerad synkronmaskin med samplingsfrekvensen $1/T_s$ i moment-loopen. Varvtalet mäts och filtreras med ett filter med tidskonstanten $\tau_f >> T_s$. Det mekaniska systemets ekvivalenta tröghetsmoment är J_{ekv}. Elmaskinen är momentreglerad med en samplingsfrekvens på 1 kHz. Det verkliga varvtalet (ärvärdet) mäts med en ideal varvtalsgivare.

a) Antag att man kan bortse från både τ_f och T_s. Vilken typ av varvtalsregulator är lämplig för att eliminera det stationära varvtalsfelet då lastmomentet är skilt från 0? Ange även lämpliga regulatorparametrar. Finns det något olämpligt (eller ouppnåeligt) krav på dessa parametrar?

b) Antag att man inte kan bortse från vare sig τ_f eller T_s. Vilken typ av varvtalsregulator är lämplig för att eliminera det stationära varvtalsfelet då lastmomentet är skilt från 0? Ange även lämpliga regulatorparametrar.

c) Figurerna nedan visar simuleringsresultat för ett stegsvar (varvtal som funktion av tiden) då en PI-varvtalsregulator används. Det drivna systemet (lasten dvs skivan och den mekaniska delen av drivsystemet) ger ett varvtalsberoende moment. I den ena figuren används enbart P-delen hos regulatorn och i den andra figuren används hela PI-regulatorn dvs både P- och I-delarna. I båda fallen är momentet begränsat. Vilket stegsvar motsvarar fallet med bara P-del och vilket motsvarar fallet med både P- och I-del?



VR4 En axels varvtal ska regleras genom s.k. kaskadreglering. Momentkällan som används av varvtalsregulatorn ska modelleras med en första ordningens tidskonstant.

a) Rita ett blockschema över systemet med varvtalsregulator, momentkälla och tröghetsmoment.
b) Markera var lastmomentet kommer in i blockschemat!
c) Hur stort blir det kvarstående felet med en P-regulator vid konstant belastningsmoment?
d) Visa två olika sätt att eliminera detta fel!

VR5 En likströmsmaskin med tröghetsmomentet J=0,033 drivs av en sexpuls tyristorströmriktare med strömreglering som är inställd för ”dead-beat”-strömsvar. Likströmsmaskinen ska varvtalsregleras med en P-regulator. Strömslingan modelleras som en första ordningens tidskonstant lika stor som ett pulsintervall hos strömriktaren.

a) Rita ett blockschema över systemet med varvtalsregulator, strömslingemodell och motormodell! Beräkna hur stort K_p=varvtalsregulatorns förstärkning ska vara för att ge största möjliga snabbhet utan oscillatoriska poler!
b) Antag att maskinen belastas med belastas med momentet T_L. Hur stort blir varvtalsfelet i stationärtillstånd?
c) Varvtalsärvärdet mäts med tachometer och lågpassfiltreras. Vad innebär detta för förstärkningen K_p?

VR6 En pump ska kunna drivas med variabelt varvtal. Den är därför axelkopplad till en varvtalsreglerad elektrisk maskin. Varvtalsregulatorn är av PI-typ och den elektriska maskinen tillsammans med pumpen har tröghetsmomentet J=0,11. Som effektomvandlare används en strömreglerad switchande förstärkare där strömregleringen har en genomsnittlig svarstid på 100 μs, vilket kan anses oändligt snabbt förutsatt att PI-regulatorns integrationstid inte är av samma storleksordning.

a) Rita varvtalsreglersystemet på blockschemaform med PI-regulator, modell för momentkällan, lastmoment och tröghetsmoment!

b) Dimensionera PI-regulatorn så att systemet får en dubbelpol längs negativa realaxeln!

c) Någon råkar vrida bort integrationsdelen (sätter Ti till ∞). Hur stort blir varvtalsfelet då?

d) Hur ska man modellera strömslingan i blockschemat i a) om den **inte** anses vara snabb? Vad kallas den metod som vanligen används vid dimensionering av varvtalsregulatorn i detta fall?

Strömreglering

SR 1 Strömreglering av en likströmsmaskin, P-regulator

Du ska designa ett strömreglersystem för en permanentmagnetiserad likströmsmaskin. Likströmsmaskinen styrs med hjälp av en fyrkvadrantomvandlare med $U_{dc} = 250$ V. Du har tillgång till motordata i form av rotorresistans $R_a = 2.5\ \Omega$ rotorinduktans $L_a = 20$ mH samt sammanlänkat flöde $\psi_m = 1.0$ Vs. Både ankarström i_a och rotorvarvtal ω mäts och samplas för att användas i strömregulatorn. Signalprocessorn kan betraktas som snabb, dvs utan fördröjning. Samplingsfrekvensen hos strömregulatorn är $f_s = 1/T_s = 1.0$ kHz.

a) Rita blockschema för systemet (ström-loopen räcker).

b) Härled regulatorparametrar för en tidsdiskret (samplad) strömregulator med endast P-del. Strömregulatorns förstärkning ska motsvara dead-beat.

c) Antag att man begär ett strömsteg på $0 \rightarrow 10$A. Hur stort blir spänningsbörvärdet? Hur lång tid tar det att nå stationär medelström?

d) Antag att man begär ett strömsteg på $0 \rightarrow 30$A. Hur stort blir spänningsbörvärdet? Hur lång tid tar det att nå stationär medelström?

e) Antag att strömbörvärdet hålls konstant till 0A. Hur beror strömripplet Δi_a av ω?

SR 2 Strömreglering av en likströmsmaskin, PI-regulator

Du ska designa ett strömreglersystem för en permanentmagnetiserad likströmsmaskin. Likströmsmaskinen styrs med hjälp av en fyrkvadrantomvandlare med $U_{dc} = 250$ V. Du har tillgång till motordata i form av rotorresistans $R_a = 2.5\ \Omega$ rotorinduktans $L_a = 20$ mH samt sammanlänkat flöde $\psi_m = 1.0$ Vs. Både ankarström i_a och rotorvarvtal ω mäts och samplas för att användas i strömregulatorn. Signalprocessorn kan betraktas som snabb, dvs utan fördröjning. Samplingsfrekvensen hos strömregulatorn är $f_s = 1/T_s = 1.0$ kHz.

a) Rita blockschema för systemet (ström-loopen räcker).

b) Härled regulatorparametrar för en tidsdiskret (samplad) PI-strömregulator. Strömregulatorns förstärkning ska motsvara dead-beat.

c) Antag att man kan begära ett strömsteg som leder till övermodulation dvs att spänningsbörvärdet ut från strömregulatorn är större än mellanledsspänningen. Vad är viktigt att tänka på då vid regulatordesignen?

SR 3 Strömreglering av en likströmsmaskin, toleransbandsreglering (DCC).

Du ska designa ett strömreglersystem för en permanentmagnetiserad likströmsmaskin. Likströmsmaskinen styrs med hjälp av en fyrkvadrantomvandlare med $U_{dc} = 250$ V. Du har tillgång till motordata i form av rotorresistans $R_a = 2.5\ \Omega$ rotorinduktans $L_a = 20$ mH samt sammanlänkat flöde $\psi_m = 1.0$ Vs. Ankarströmmen i_a mäts och samplas för att användas i toleransbandsregulatorn (på strömmen). Toleransbandet är Δi=5 A Samplingsfrekvensen kan betraktas som väldigt hög.

a) Rita blockschema för systemet (ström-loopen räcker).

b) Antag att man begär ett strömsteg på $0 \rightarrow 25$A. Hur lång tid tar det att nå stationär medelström?

c) Antag att toleransbandet kan varieras så att strömripplet Δi_a kan variera mellan 1 och 5A. Hur beror switch-frekvensen f_{sw} av denna variation i Δi_a?

SR4 Ankarkretsen på en likströmsmaskin med R_a=2Ω och L_a=30mH matas från en 2-kvadrant ls-omriktare som strömregleras.
Modulationsfrekvensen är 1 kHz, U_d är 300V, i_{max} är 25A.
Givarsignalerna för spänning och ström är 10V vid 300V resp. 25A.
Bestäm strömregulatorns förstärkning!

SR5 En strömregulator till en ls-omriktare med endast induktiv last (R=0 och e=0) har förstärkningen K vid deadbeat strömsvar. Därefter fördubblas modulationsfrekvensen och induktansen halveras.
Bestäm den regulatorförstärkning som ger deadbeat med de nya parametrarna!

SR6 Härled uttrycket för strömregulatorn till en 4-kvadrant ls-omriktare!

Lösningar till övningsuppgifter
EIEF10 Elmaskiner och Drivsystem VT2016

LM 1 a) Detta gäller i långtidsdrift och motorn garanteras ha en viss livslängd för dessa data. Märkeffekten P_n anger **axeleffekt**, märkström i_n och märkspänning u_n anger lämplig rotorström och rotorspänning. En elektrisk motor **kan** belastas med mer än märkström. Detta ger en ökad termisk belastning på isoleringen av ledarna som förkortar motorns livslängd och möjligheten bör utnyttjas så sparsamt som möjligt.

b) Rotorns emk vid märkdrift är $\boldsymbol{e_a} = u_n - R_a \cdot i_n = 200 - 2 \cdot 5$ V = **190 V**

Varvtalet vid märkdrift är $\omega = \dfrac{e_a}{\psi_m} = \dfrac{190}{0.6} = 317$ rad/s = 3024 varv/min

Vridmomentet vid märkdrift som kan räknas ut med den elektriska modellen är $\boldsymbol{T}_{el} = \psi_m \cdot i_n = 0{,}6 \cdot 5$ = **3 Nm**. Vridmomentet som når ut till axeln är lägre på grund av mekaniska förluster som inte ingår i den elektriska modellen.

$$T_{axel} = \frac{P_{axel}}{\omega} = \frac{750}{\frac{2\pi n}{60}} = 2{,}4 Nm$$

c) En permanentmagnetiserad likströmsmotor förlorar effekt huvudsakligen på tre sätt

I) Resistiva förluster i rotorlindningen $P_a = R_a \, i_a^2 = 50$W
II) Virvelströmmar och hysteresförluster i rotorjärnet P_{Fe}
III) Friktionsförluster i lager och ventilationskanaler P_{fr}

Vid märkdrift är uteffekten P_{ut} =750W, ineffekten $P_{in} = u_n \cdot i_n = 200 \cdot 5$ W = 1000 W, de sammanlagda **förlusterna 250W** och **verkningsgraden** $\eta = \dfrac{P_{ut}}{P_{in}} = 0.75$.

LM 2 $P_{ut} = 2000$W, $u_a = 220$V, $i_f = 0{,}66$ A

Den resistiva effektförlusten i rotorn är $P_a = R_a \, i_a^2$ =200 W;

$$\Rightarrow i_a = \sqrt{\frac{P_a}{R_a}} = \sqrt{\frac{200}{1{,}5}} = 11{,}5 A$$

$e_n = u_a - R_a i_a$ = 203V vid driftfallet med $\psi_m = \psi_f = 1{,}6 + 0{,}9 \cdot 0{,}66$ Vs= 2,2 Vs

$e_a = \psi_m \cdot \omega$ ger Varvtalet $\omega = 92$ rad/s eller $n = 883$ rpm

Momentet: $P_{ut} = \omega \cdot T_d \;\Rightarrow\; T_d = 22$ Nm

Verkningsgraden: $P_{in} = u_a \cdot i_a + R_f i_f^2 = 220 \cdot 11{,}5 + 300\ 0{,}66^2$ W=2660 W $\Rightarrow$

$$\eta = \frac{P_{ut}}{P_{in}} = \frac{2000}{2660} = 0.75$$

LM 3 a) Stationärt gäller $u_a = R_a \cdot i_a + e_a$.
Men $e_a = \psi_m \cdot \omega$ och $T = \psi_m \cdot i_a$ eller $i_a = T/\psi_m$. Totalt är alltså $u_a = R_a \cdot T/\psi_m + \psi_m \cdot \omega$. Spänningen u_a delas i två delar som beror på T respektive ω. Att

ändra denna fördelning som bestäms av flödet ψ_m kallas fältstyrning: Litet flöde ger lågt vridmoment och stor vinkelhastighet för ett visst värde på u_a och omvänt för stort flöde. **Ett minskat vridmoment är alltså priset för större vinkelhastighet genom fältstyrning.**

b) $\boldsymbol{T} = \boldsymbol{\Psi} \times \boldsymbol{i} = \Psi i \cdot \sin(\arg \Psi - \arg i)$. Om Ψ och i är riktade 90° från varandra fås $T = \Psi i \cdot \sin 90° = \Psi i \Leftrightarrow T_d = \psi_m \cdot i_a$. I en likströmsmotor är vinkeln mellan ström- och flödesvektor 90° och hålls konstant där med hjälp av kommutatorn.

LM 4 Grundekvationer för separatmagnetiserad maskin stationärt och med linjär magnetisering:

$u = e + R_a i_a \approx e$
$e = \psi_m \cdot \omega = c_i \cdot i_f \cdot \omega = c_n \cdot i_f \cdot n \Rightarrow c_i = 60/2\pi \cdot c_n$
$T = \psi_m \, i_a = c_i \, i_f \, i_a$

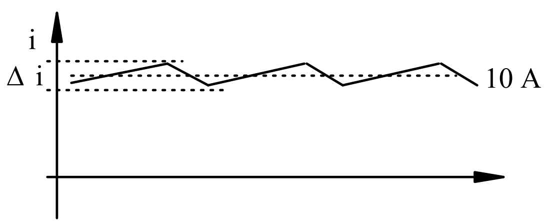
a) $200 = c_n \cdot 1{,}5 \cdot 800 \Rightarrow c_n = 0{,}167$
$\boldsymbol{n_{min}} = U_{min}/c_n/i_{f\,max} = 100/c_n/2{,}0 =$ **300 rpm**
$\boldsymbol{n_{max}} = U_{max}/c_n/i_{f\,min} = 300/c_n/1{,}2 =$ **1500 rpm**

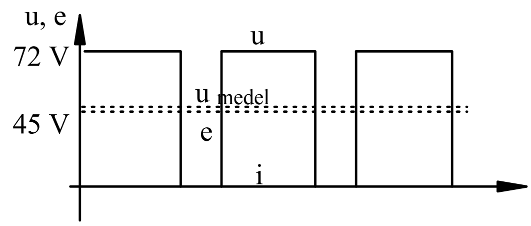
b) $T = c_i \cdot i_f \cdot I_a = 47{,}8$ Nm = konstant
Om i_f varieras mellan 1,2 och 2,0A, ändras $\boldsymbol{I_a}$ **mellan 25 A och 16 A.**
Om i_a hålles konstant = 20 A varierar $\boldsymbol{T}$ **mellan 38,2 Nm till 63,6 Nm**

LM 5 a) $e_a = \psi_m \cdot \omega = 0{,}5 \cdot 90 = 45$ V

$$i_a = \frac{T}{\psi_m} = \frac{5}{0.5} \text{ A} = 10 \text{ A} \quad \text{(medelvärde)}$$

$u_a = e_a + R_a \cdot i_a = 45 + 0{,}3 \cdot 10$ V = 48 V (medelvärde)





Omvandlarens **duty cycle** är $D = \frac{48}{72} = 0{,}67$. D är också $\frac{t_p}{T}$ där T här betecknar omvandlarens periodtid $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{10^3} = 10^{-3}s$. Obs att T också betecknar moment, sammanhanget visar vilken variabel som avses!

b) Motorns elektriska tidskonstant $\tau_{el} = \frac{L_a}{R_a} = 0.2$ s.

Chopperns periodtid är 1 ms. Eftersom kretsens tidskonstant är mycket större än periodtiden ser strömkurvformen approximativt linjär styckvis ut.

För induktansen gäller att $L_a \frac{di_a}{dt} = U - e_a - R_a i_a$ vilket approximeras till

$$L_a \frac{\Delta i}{t_p} = U - e_a$$

Spänningstidytan för en spänningspuls: $t_p\,(U-e_a) = L_a \cdot \Delta i$

$t_p\,(U-e_a) = 0{,}67 \cdot 10^{-3}\,(72 - 45)$ Vs$= 18{,}1 \cdot 10^{-3}$ Vs $\Rightarrow$

$\Delta i = i_{a\,max} - i_{a\,min} = 0{,}3$ A , $i_{a\,medel}$=10A $\Rightarrow$

$\boldsymbol{i_{a\,max} = 10{,}15}$ **A,** $\boldsymbol{i_{a\,min} = 9{,}85}$ **A**

$i_{a\,on} = 9{,}85 + 0{,}45 \cdot 10^3 \cdot t$ för $0 \le t \le 0{,}67$ ms;

$i_{a\,off} = 10{,}15 - 0{,}91 \cdot 10^3 \cdot t$ för $0 \le t \le 0{,}33$ ms

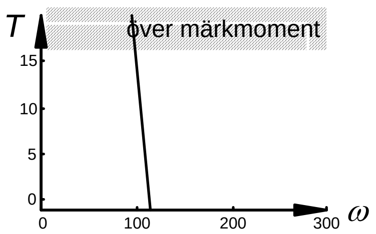
LM 6 Märkdata ger rotorflödet:

$$e_a = u_n - R_a i_n = 240 - 1 \cdot 15 \text{ V} = 225 \text{ V}, \;\; \omega = \frac{2\pi \cdot 2000}{60} \text{ rad/s} = 209.4 \text{ rad/s}$$

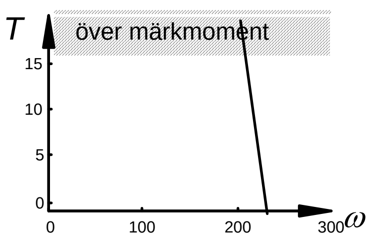
$$\psi_m = \frac{e_a}{\omega} = \frac{225}{209.4} \text{ Vs} = 1{,}07 \text{ V/rad/s}$$

Moment som funktion av varvtal:

$$T = \psi_m \cdot i_a = \psi_m \cdot \left(-\frac{\psi_m \cdot \omega - u_a}{R_a} \right) = -\frac{\psi_m^2}{R_a} \cdot \omega + \frac{\psi_m}{R_a} \cdot u_a = -1.15 \cdot \omega + 1.07 \cdot u_a$$



u_a=120V



u_a=240V

LM 7 Grundekvationer för separatmagnetiserad maskin stationärt

$u_a = e_a + R_a\, i_a$; $T = T_{LAST}$

$e_a = \psi_m\, \omega = c_m\, I_f\, \omega = c_n\, I_f\, n \;\; \Rightarrow \;\; c_m = 60/2\pi\, c_n$; $T = \psi_m\, i_a = c_m\, i_f\, i_a$

- -

<u>Belastningsfall</u> I:

$u_a = 220$V $\;\; i_a = 30$A $\;\; R_a = 0{,}5\ \Omega \;\; \Rightarrow \;\; e_a = 220 - 0{,}5\ 30$ V $= 205$V

$\psi_m = e_a/\omega = 205/2\pi/1360\ 60$ Vs$= 1.44$ Vs

$T = \psi_m\, i_a = 1.44\ 30$ Nm $= 43$ Nm $= T_{LAST}$ = konstant

<u>Belastningsfall II:</u>

$i_a = 36$ A $\Rightarrow \;\; \psi_m = T_{LAST}/i_a = 43/36$ Vs $=1.2$ Vs

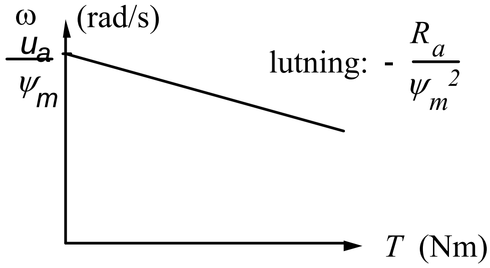
e_a = 220 - 0,5 36 V= 202V $\Rightarrow$ $\omega = e_a/\psi_m$ = 202/1.2 rad/s = 168 rad/s $\Rightarrow$

n = 1607 rpm

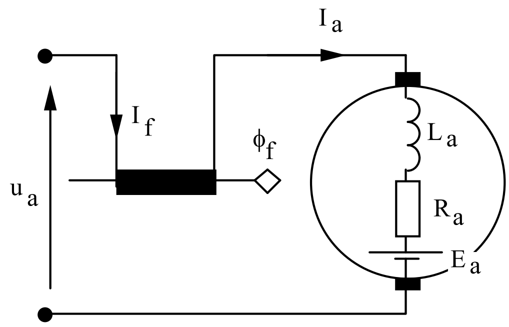
$$\omega = \frac{u_a - R_a i_a}{\psi_m} = \frac{u_a}{\psi_m} - \frac{R_a}{\psi_m} i_a = \frac{u_a}{\psi_m} - \frac{R_a}{\psi_m^2} T$$

n(T) vid konstant magnetisering

eller fältström: $n = \frac{60}{2\pi}\omega$



LM 8



Uppgiften behandlar stationär drift, dvs dynamiska ekvationerna kan användas men derivatorna av ström och vinkelhastighet skall sättas till noll. e_a/ω och T/i_a är båda lika med ψ_m. Med linjär magnetisering är $\psi_m = ç\cdot i_f$, för en seriemotor är $i_f = i_a \Rightarrow e_a = ç\cdot i_a\cdot\omega$ och $T_d = ç\cdot i_a^2$. R_a=0.67Ω

a) Vid märkförhållanden gäller u_n=240V, i_n=36A, n_n=1800rpm

$e_n = u_n - R_a\cdot i_n$= 240 – 0.67·36 V=216 V

Nytt driftfall: $u' = u_n$, i_a'=30A $\Rightarrow$ $e' = u_n - R_a\cdot i_a'$ = 240 – 0.67·30 V = 220V

$$\frac{e'}{e_n} = \frac{ç\cdot i_a'\cdot\omega'}{ç\cdot i_n\cdot\omega_n} \quad\Rightarrow\quad n' = \frac{e'}{e_n}\cdot\frac{ç\cdot i_n}{ç\cdot i_a'}\cdot n_n = \frac{220\cdot 36}{216\cdot 30}\cdot 1800 \text{ rpm} = 2200 \text{ rpm}$$

b) Ytterligare nytt driftfall: n''=1200rpm Det okända lastmomentet är proportionellt mot varvtalet i kvadrat: T_{LAST}=mn^2 Stationärt är $T = T_L$:

$$\frac{T'}{T''} = \frac{T_{LAST}'}{T_{LAST}''} \quad\Rightarrow\quad \frac{ç\cdot(i_a')^2}{ç\cdot(i_a'')^2} = \frac{m\cdot(n')^2}{m\cdot(n'')^2} \quad\Rightarrow\quad i_a'' = \frac{n''}{n'}\cdot i_a' = \frac{1200}{2200}\cdot 30 \text{ A} = 16.4 \text{ A}$$

$u_a'' = e_a'' + R_a\cdot i_a''$ där $e_a'' = \frac{ç'\cdot i_a''\cdot n''}{ç'\cdot i_a'\cdot n'}\cdot e_a' = \frac{ç'\cdot 16.4\cdot 1200}{ç'\cdot 30\cdot 2200}\cdot 220 \text{ V} = 65.6 \text{ V}$, vilket ger $u_a'' = 65.6 + 0.67 \cdot 16.4$ V = 76.6 V

c) $u_a = R_a \cdot i_a + ç \cdot i_a \cdot \omega$ ger $\omega(i_a) = \dfrac{u_a}{ç \cdot i_a} - \dfrac{R_a}{ç} -$ eller $n(i_a) = \dfrac{60}{2\pi}\left(\dfrac{u_a}{ç \cdot i_a} - \dfrac{R_a}{ç}\right)$

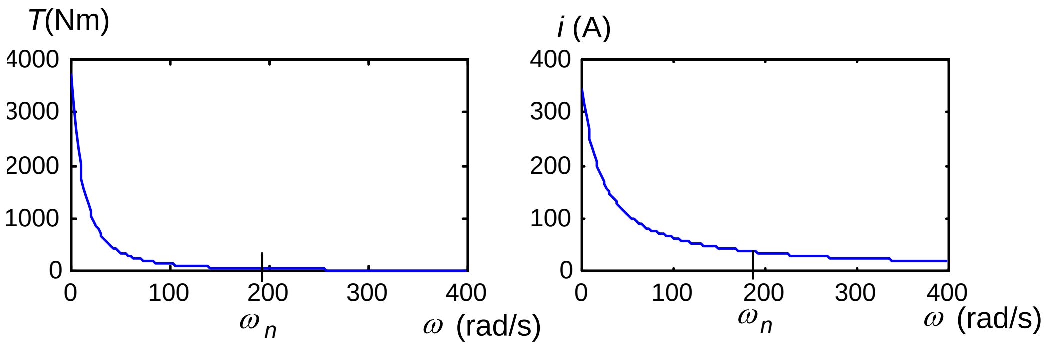
vilket kombinerat med $T_i = ç i_a^2$ resulterar i

$$\omega(T) = \frac{u_a}{\sqrt{ç}} \cdot \frac{1}{\sqrt{T}} - \frac{R_a}{ç} \text{ eller } n(T) = \frac{60}{2\pi}\left(\frac{u_a}{\sqrt{ç}} \cdot \frac{1}{\sqrt{T}} - \frac{R_a}{ç}\right)$$

$$ç = \frac{e_n}{i_n \cdot \omega_n} = \frac{60}{2\pi} \cdot \frac{e_n}{i_n \cdot n_n} = \frac{60}{2\pi} \cdot \frac{216}{36 \cdot 1800} \text{ Vs/A} = 0.0318 \text{ Vs/A och för}$$

i_a = 15, 50 och 74A fås n = 4599, 1239 och 772 rpm

Observera att en seriemotor inte har något väldefinierat tomgångsvarvtal, dvs varvtal då i_a och T är noll. Detta beror på att ingen inducerad motspänning e_a då bildas. Observera också att större seriemotorer måste startas med last på axeln för att de inte ska förstöras.



LM 9 $T_L\uparrow$, $J\dfrac{d\omega}{dt} = T_d - T_L \;\Rightarrow\; \omega\downarrow \; e_a = \psi_m \omega \;\Rightarrow\; e_a\downarrow$ $\quad e_a$ och ω samtidiga

$L_a \dfrac{di_a}{dt} = u_a - R_a \cdot i_a - e_a \;\Rightarrow\; i_a\uparrow$, $T = \psi_m i_a \;\Rightarrow\; T\uparrow$ $\quad T$ och ω samtidiga

$i_f\downarrow \;\Rightarrow\; \psi_m\downarrow \;\Rightarrow\; T = \psi_m i_a \downarrow \; e_a = \psi_m \omega \downarrow$; $L_a \dfrac{di_a}{dt} = u_a - R_a \cdot i_a - e_a \Rightarrow i_a\uparrow \Rightarrow$

$T = \psi_m i_a \uparrow$ Stationärt är $T = T_L \Rightarrow i_a\uparrow, e_a\downarrow, \omega\uparrow$

LM 10 a) Om L_a sätts till noll blir dynamiken för motorn en differentialekvation av första ordningen: $J\dfrac{d\omega}{dt} = \dfrac{\psi_m}{R_a} \cdot (u_a - \psi_m \cdot \omega) - T_L$. ω ökar alltså exponentiellt från noll till sitt stationära värde.

i_a är $(u_a - \psi_m \cdot \omega)/R_a$ och börjar därför i u_a/R_a och minskar exponentiellt till sitt stationära värde T_L/ψ_m.

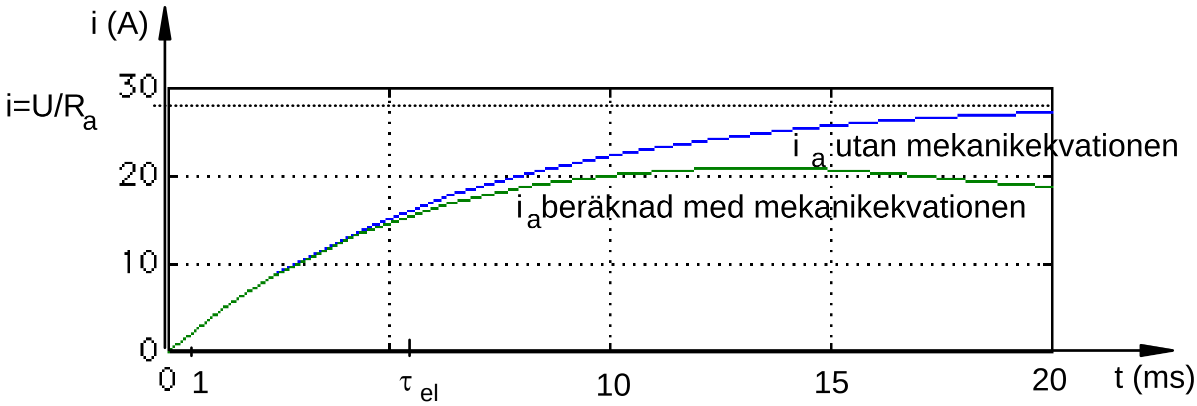
b) Se kursmaterial om likströmsmaskinen Figur 8.8.

LM 11 Se fig 11.1 i kursmaterial om elementär motorreglering. Där skissas ett uppstartförlopp från i_a=0.

LM 12 a) Matad med en stegformad konstant likspänning svarar likströmsmotorn med en strömpuls som ger accelerationsmoment så att motorn varvar upp till det varvtal som motsvarar $u_a = e_a = \psi_m \cdot \omega$. Eftersom vi inte har lagt på något lastmoment, går strömmen ner till stationärt $i_a = T_{LAST} / \psi_m = 0\text{A}$. Vi ska nu räkna på detta för hand utan annat simuleringsverktyg än huvudet och en enkel räknedosa, förutsatt att spänningen endast ligger på som en puls på 1 ms. Denna pulstid är liten jämfört med både den elektriska och mekaniska tidskonstanten.

$\tau_{el} = L_a / R_a = 0.0065\,\text{s} = 6.5\,\text{s}$ och $\tau_{mek} = J \cdot R_a / k^2 = 0.025\,\text{s} = 25\,\text{ms}$

Detta innebär att en god approximation som lämpar sig för handräkning är att strömmen kan anses linjär och varvtalet (och emk:n) ≈0. Detta är illustrerat i figuren nedan. Den översta strömkurvan är beräknad för ett första ordningens system, där $\omega = 0$ och strömmen ges av $i_a = (u_a / R_a) \cdot (1 - e^{t/\tau_{el}})$. Den undre kurvan ger strömmen inbegripet de båda dynamiska ekvationerna för likströmsmaskinen.



b, c) $t_p = 1$ ms < $\tau_{el} = 6.5$ ms $\Rightarrow$ $R_a i_a \approx 0$ jämfört med u_a.

$t_p = 1$ ms < $\tau_{mek} = 25$ ms $\Rightarrow$ $e_a \approx 0$ jämfört med u_a. $\Rightarrow$

$$L_a \frac{di_a}{dt} = u_a - R_a \cdot i_a - e_a \approx u_a \quad \Rightarrow \text{ approximativt linjär ström med}$$

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{100}{0.023}\text{A/s} = 4.3 \cdot 10^3 \text{ A/s}$$

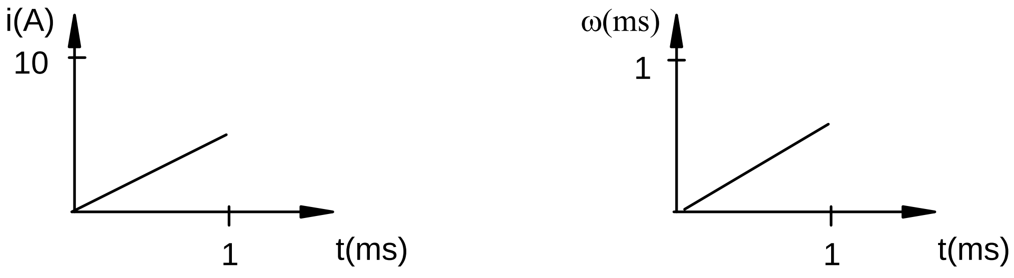
$$J \frac{d\omega}{dt} = \psi_m \cdot i_a(t) \text{ där} \cdot i_a(t) \text{ approximeras med } \frac{i_{a\max}}{2} = 2.15\text{A}$$

$\Rightarrow$ Varvtalet växer linjärt med

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{\psi_m \cdot i_{amedel}}{J} = \frac{0.6 \cdot 2.15}{0.0026}\text{rad/s}^2 = 502 \text{ rad/s}^2$$

Kontroll: $i_a(0.001) = 4.3$ A => $R_a i_a = 15$ V < 100V

$$e_a(0.001) = 0.6 \cdot 0.5 \ll u_a \quad \Rightarrow \quad \text{approximationen OK}$$



V 1 Spänningsvektorn definieras med effektinvariant transformation som $\vec{u}(t)=\sqrt{\frac{2}{3}}\cdot\left[u_1(t)+u_2(t)\cdot e^{j\cdot 120^\circ}+u_3(t)\cdot e^{j\cdot 240^\circ}\right]$. Vi sätter in cosinusformade fasspänningar i stället för sinusformade, slututrycken skiljer klart en vinkel π/2!

$$\vec{u}(t)=\sqrt{\frac{2}{3}}\cdot\sqrt{2}\cdot U_{fas}\cdot\left[\cos(\omega\cdot t)+\cos(\omega\cdot t-120^\circ)\cdot e^{j\cdot 120^\circ}+\cos(\omega\cdot t-240^\circ)\cdot e^{j\cdot 240^\circ}\right]=$$

$$=\frac{2}{3}\cdot\sqrt{2}\cdot U_{fas}\cdot\begin{bmatrix}\frac{e^{j\omega t}+e^{-j\omega t}}{2}+\\ +\frac{e^{j(\omega t-120^\circ)}+e^{-j(\omega t-120^\circ)}}{2}\cdot e^{j\cdot 120^\circ}+\\ +\frac{e^{j(\omega t-240^\circ)}+e^{-j(\omega t-240^\circ)}}{2}\cdot e^{j\cdot 240^\circ}\end{bmatrix}=$$

$$=\frac{U_{fas}}{\sqrt{3}}\cdot\left[3\cdot e^{j\omega t}+e^{-j\omega t}\cdot\left(1+e^{-j120^\circ}+e^{-j240^\circ}\right)\right]=\sqrt{3}\cdot U_{fas}\cdot e^{j\omega t}=U_h\cdot e^{j\omega t}$$

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

$$\vec{\psi}_s(t)=\vec{\psi}_s(0)+\frac{U_h}{\omega}\cdot e^{j(\omega t-\pi/2)}$$

Flödesvektorn ligger 90° efter spänningsvektorn i rummet och amplituden är 1/ωlägre. (Cosinusformad spänningsvektor ger sinusformad flödesvektor.)

V 2 $\vec{i}(t)=\sqrt{\frac{2}{3}}(i_1(t)+i_2(t)e^{j\frac{2\pi}{3}}+i_3(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}})$ med effektinvariant transformation

Lösningsalternativ 1:

i_1(0.0064s) = 100·sin(100π·0.0064) A = 90.5 A

i_2(0.0064s)= 100·sin(100π·0.0064 - $\frac{2\pi}{3}$) A = - 8.4 A

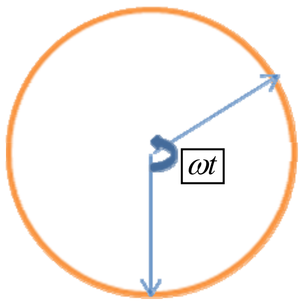
i_3(0.0064s)= 100·sin(100π·0.0064 + $\frac{2\pi}{3}$) A = - 82.1 A

$$\vec{i}(0.0064\text{s})=\sqrt{\frac{3}{2}}i_1(0.0064\text{s})+(\frac{1}{\sqrt{2}}(i_2(0.0064\text{s})-i_3(0.0064\text{s}))\text{ A}=110.8+j52.2\text{ A}$$

Lösningsalternativ 2:

$\boxed{\vec{i}(t)=\sqrt{\frac{3}{2}}\cdot 100\cdot e^{j(100\pi t-\frac{\pi}{2})}}$ med effektinvariant transformation.

Vektorn roterar med vinkelhastigheten ω= 100π. Hur är vektorn riktad för tiden t=0? Jo, märk att $i_\alpha(0) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot i_a(0) = 0$ ger att vektorn är riktad så att realdelen av vektorn är 0 vid t=0, dvs rakt "uppåt" eller"nedåt". Dessutom ska $i_\alpha(0_+)$ vara positivt för t=0+. Detta innebär att vektorn är riktad nedåt för t=0!



$$\boxed{\vec{i}(0,0064) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot 100 \cdot e^{j(100\pi \cdot 0,0064 - \frac{\pi}{2})} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot 100 \cdot e^{j \cdot 0,44} = 110 + j52}$$

$$\boxed{\vec{i}(0) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot 100 \cdot e^{-j\frac{\pi}{2}}}$$

V 3 Spänningsvektor 1: $\vec{u} = \sqrt{\frac{2}{3}}(u_u(t) + u_v(t)e^{j120^\circ} + u_w(t)e^{-j120^\circ}) =$

$= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot 300 \cdot (1 + 0 \cdot e^{j120^\circ} + 0 \cdot e^{-j120^\circ}) = 245 \cdot e^{j0^\circ}$

Pss spänningsvektor 2: $\vec{u} = \sqrt{\frac{2}{3}}(u_u(t) + u_v(t)e^{j120^\circ} + u_w(t)e^{-j120^\circ}) =$

$= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot 300 \cdot (1 + 1 \cdot e^{j120^\circ} + 0 \cdot e^{-j120^\circ}) = 245 \cdot e^{j60^\circ}$ osv

Spänningsvektorerna har längden 245 och ligger 60° fasförskjutna.

När vi ska beräkna flödet, antar vi stationäritet och att $\psi_s(t=0)$ har riktningen e^{j240°. Sträckan som spetsen på flödesvektorns rör sig på en sjättedels period (3.3 ms) blir: $\Delta\psi_s = \vec{u}_1 \cdot \Delta t = 245 \cdot e^{j0^\circ} \cdot 0.0033\ \text{Vs} = 0.81 \cdot e^{j0^\circ}\ \text{Vs}$

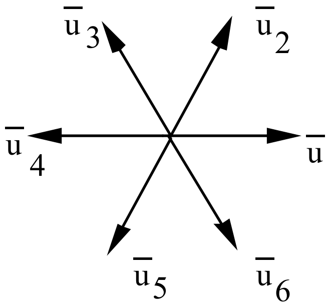
$\vec{\psi}_s(0.0033\text{s}) = \vec{\psi}_s(0) + \vec{u}_1 \cdot \Delta t = 0.81 \cdot e^{j240^\circ} + 245 \cdot e^{j0^\circ} \cdot 0.0033\ \text{Vs} = 0.81 \cdot e^{j300^\circ}\ \text{Vs}$

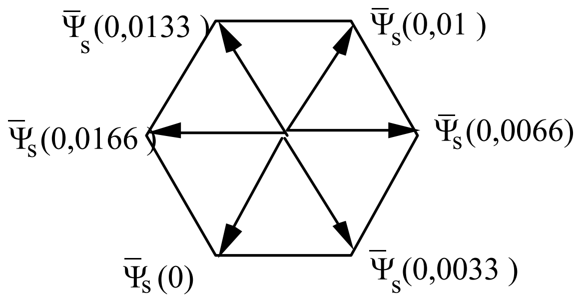
osv

Max flödesvektor i hexagonhörnen : $\psi_{max} = \hat{\psi}_s = 0.81\ \text{Vs}$

Min flödesvektor i hexagonsidans mitt : $\psi_{min} = \hat{\psi}_s \cdot \sin 60^\circ = 0.70\ \text{Vs}$

Spänningsvektorer Flödespolygon





V 4 Kryssprodukt: $\vec{\psi} \times \vec{i} = \psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha$

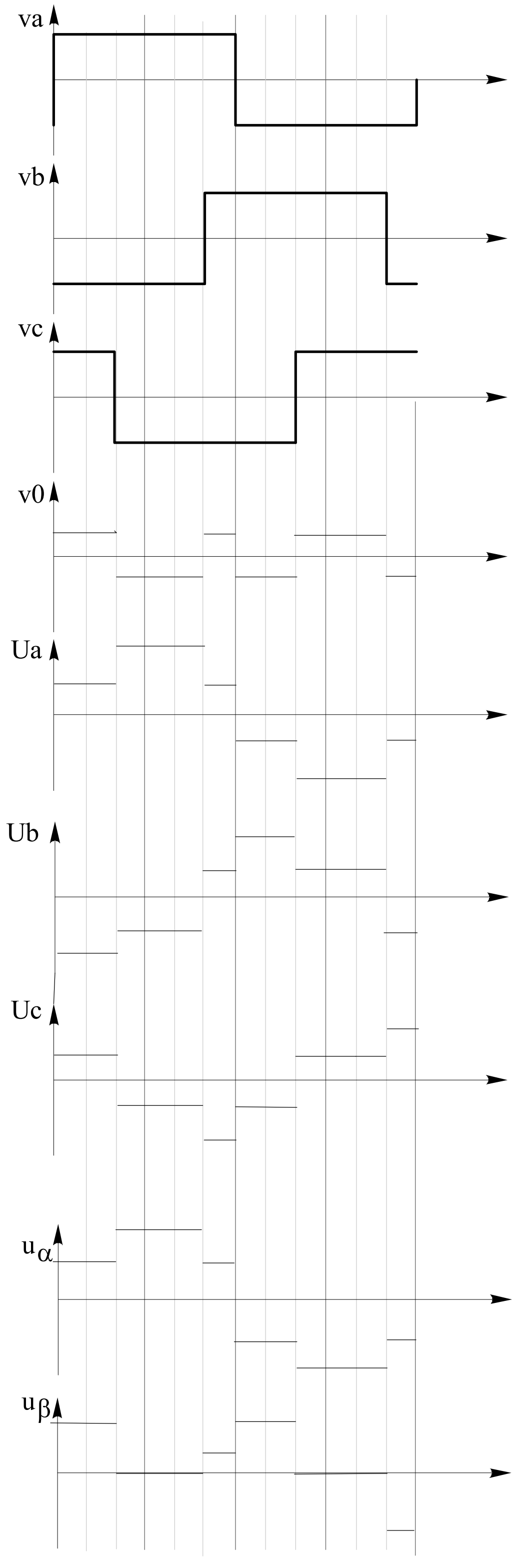
Skalärt: $\vec{\psi}^* \cdot \vec{i} = (\psi_\alpha - j\psi_\beta) \times (i_\alpha + ji_\beta) = (\psi_\alpha i_\alpha + \psi_\beta i_\beta) + j(\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha)$

Alltså är $\vec{\psi} \times \vec{i} = \mathrm{Im}(\vec{\psi}^* \cdot \vec{i}) = \psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha$

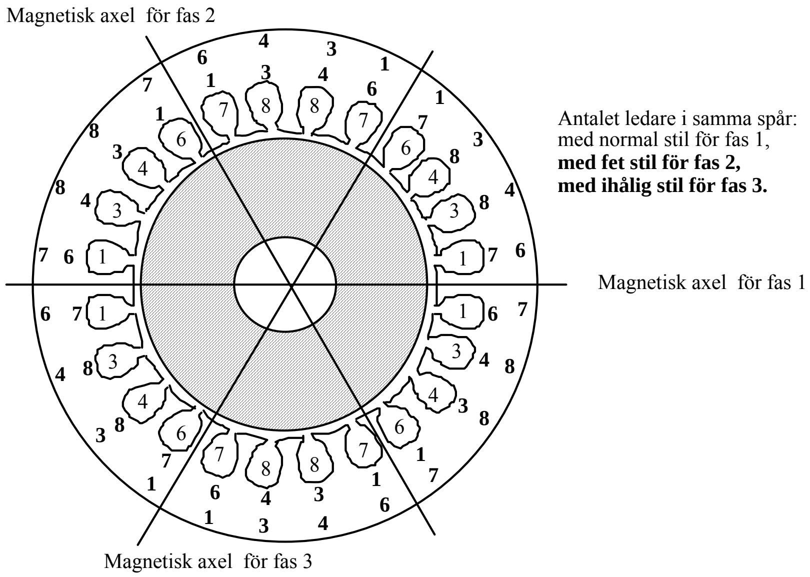
V5

$$v_0 = \frac{v_a + v_b + v_c}{3} \quad u_a = v_a - v_0 \quad u_b = v_b - v_0 \quad u_c = v_c - v_0$$

$$u_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}}u_a \quad u_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}(u_b - u_c) = \frac{1}{\sqrt{2}}(v_b - v_c)$$



AM 1



AM 2

a)

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

$$=\sqrt{\frac{2}{3}}\cdot\hat{u}_f\cdot\left[\cos(\omega t)+\cos(\omega t-\frac{2\pi}{3})\cdot e^{j\cdot\frac{2\pi}{3}}+\cos(\omega t-\frac{4\pi}{3})\cdot e^{j\cdot\frac{4\pi}{3}}\right]=$$

$$=\sqrt{\frac{3}{2}}\cdot\hat{u}_f\cdot e^{j\omega t}=U_h\cdot e^{j\omega t}$$

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

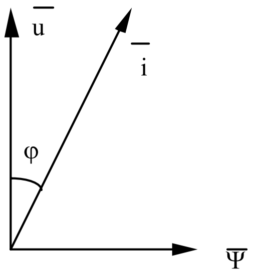
$$=\sqrt{\frac{2}{3}}\cdot\hat{i}_l\cdot\left[\cos(\omega t-\varphi)+\cos(\omega t-\frac{2\pi}{3}-\varphi)\cdot e^{j\cdot\frac{2\pi}{3}}+\cos(\omega t-\frac{4\pi}{3}-\varphi)\cdot e^{j\cdot\frac{4\pi}{3}}\right]=$$

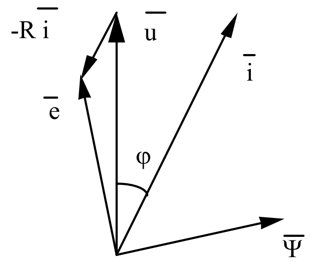
$$=\sqrt{\frac{3}{2}}\cdot\hat{i}_l\cdot e^{j(\omega t-\varphi)}=\sqrt{3}\cdot I_l\cdot e^{j(\omega t-\varphi)}$$

$$\psi_u(t)=\int e_u(t)dt=\int\big(u_u(t)-R_s\cdot i_u(t)\big)dt\approx\int u_u(t)dt=\frac{U_h}{\omega}\cos\left(\omega t-\frac{\pi}{2}\right)\quad\text{osv}\Rightarrow$$

$$\vec{\psi}_s(t)=\sqrt{\frac{2}{3}}\cdot\left[\psi_u(t)+\psi_v(t)\cdot e^{j\cdot\frac{2\pi}{3}}+\psi_w(t)\cdot e^{j\cdot\frac{4\pi}{3}}\right]=\frac{U_h}{\omega}\cdot e^{j(\omega t-\frac{\pi}{2})}$$

om hänsyn tas till R_S får man $\vec{\psi}_s(t)=\frac{U_h}{\omega}\cdot e^{j(\omega t-\frac{\pi}{2})}+j\frac{R_s}{\omega}\cdot\sqrt{3}\cdot I_l\cdot e^{j(\omega t-\varphi)}$





b)

$$\begin{bmatrix} \vec{i}_s \\ \vec{i}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \vec{\psi}_s \\ \vec{\psi}_r \end{bmatrix} = \frac{1}{L_s \cdot L_r - L_m^2} \cdot \begin{bmatrix} L_s & -L_m \\ -L_m & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \vec{\psi}_s \\ \vec{\psi}_r \end{bmatrix} \mathrm{p}$$

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

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

För mekaniken tillkommer $J \cdot \dfrac{d\omega}{dt} = T - T_L$ där följande gäller för T:

$$T = \vec{\psi}_s \times \vec{i}_s = \psi_s i_s \sin\delta = \psi_s i_s \cos(\delta - \frac{\pi}{2}) = \psi_s \cdot (-j i_s)$$

$$= \mathrm{Re}(\vec{\psi}_s) \cdot \mathrm{Re}(-j\vec{i}_s) + \mathrm{Im}(\vec{\psi}_s) \cdot \mathrm{Im}(-j\vec{i}_s) = \mathrm{Re}(\vec{\psi}_s) \cdot \mathrm{Im}(\vec{i}_s) - \mathrm{Im}(\vec{\psi}_s) \cdot \mathrm{Re}(\vec{i}_s)$$

AM 3

$$T = \vec{\psi}_s \times \vec{i}_s = \hat{\psi}_s \cdot e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2})} \times \sqrt{3} I_l \cdot e^{j(\omega t - \varphi)} = \hat{\psi}_s \cdot \sqrt{3} I_l \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right) = \hat{\psi}_s \cdot \sqrt{3} I_l \cdot \cos\varphi$$

Ögonblickseffekten p uttryckt i spännings- och strömvektorer är

$$p = u_a \cdot i_a + u_b \cdot i_b + u_c \cdot i_c = \sqrt{\frac{2}{3}} u_\alpha \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} i_\alpha + \left(-\frac{1}{\sqrt{6}} u_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} u_\beta\right) \cdot \left(-\frac{1}{\sqrt{6}} i_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} i_\beta\right) +$$

$$+ \left(-\frac{1}{\sqrt{6}} u_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} u_\beta\right) \cdot \left(-\frac{1}{\sqrt{6}} i_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} i_\beta\right) = u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta = \vec{u} \cdot \vec{i}$$

Antag att det matande trefassystemet är symmetriskt med sinusformade spänningar. Ögonblickseffekten $p = u_a \cdot i_a \; u_b \cdot i_b + u_c \cdot i_c$ I ett symmetriskt trefassystem är p = konst = medeleffekten P i varje tidsögonblick.
$P = 3 \cdot U_f I_l . \cos\varphi$.

$$T = \vec{\psi}_s \times \vec{i}_s = \frac{U_h}{\omega} \cdot e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2})} \times \sqrt{3} I_l \cdot e^{j(\omega t - \varphi)} = \frac{U_h}{\omega} \sqrt{3} I_l \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right) = \frac{\sqrt{3} U_h I_l \cdot \cos\varphi}{\omega} = \frac{P}{\omega}$$

AM 4 Rotorekvationen i rotorkoordinater: $\dfrac{d}{dt}\vec{\psi}_r^{\,r} = -R_r \vec{i}_r^{\,r}$

Sätt in $\vec{\psi}_r^{\,r} = \vec{\psi}_r^{\,s} e^{-j\theta}$ och utför derivationen!

$$\frac{d}{dt}\vec{\psi}_r^{\,s} \cdot e^{-j\theta} + \vec{\psi}_r^{\,s} \cdot e^{-j\theta} \cdot -j\frac{d\theta}{dt} = -R_r \vec{i}_r^{\,r} = -R_r \vec{i}_r^{\,s} e^{-j\theta}$$

$\dfrac{d}{dt}\vec{\psi}_r^{\,s} - j\omega \cdot \vec{\psi}_r^{\,s} = -R_r \vec{i}_r^{\,s}$ vilket skulle visas

AM 5 På motorns märkskylt anges data för märkdrift.

a,b) Insättning i formeln för synkront varvtal $n_s = \dfrac{120 \cdot f_1}{p}$ ger för 50 Hz och poltalen p = 2, 4, 6, 8, ... n_S = 3000, 1500, 1000 och 750 ... r/m.

Märkvarvtalet 940 r/m ligger närmast under det synkrona varvtalet 1000 r/m.
Det rör sig om en 6-polig maskin med n_S = 1000 r/m

Relativt en statorledare ändras motorflödet med hastigheten n_S r/m.

c,d) Relativt en rotorledare som roterar med samma riktning som motorflödet ändras detta med hastigheten (n_S-n) r/m.

Det induceras rotorströmmar och rotorspänningar med frekvensen f_2.

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{1000 - 940}{1000} = 0.06 \quad \Rightarrow \quad f_2 = s \cdot f_1 = 3\,\text{Hz}$$

e) P_n = 5.5 kW anger uteffekten på axeln vid märkdrift. n_n = 940 r/m är axelvarvtalet vid märkdrift. Vridmomentet på den mekaniska axeln vid märkdrift:

$$T = \frac{P_n}{\omega_n} = \frac{5500}{940 \cdot 2\pi/60}\,\text{Nm} = 55.9\,\text{Nm}$$

AM 6 Ekvivalenta schemat: Inverkan av R_m och X_m försummas.

U_n = 380 V, I_n = 22 A, P_n = 13 kW, n_n = 1438 rpm

Märkdrift: $s = \dfrac{n_s - n}{n_s} = \dfrac{1500 - 1438}{1500} = 0.0415$

$$P_{12} = \frac{P_2}{1-s} \approx \frac{P_{ut}}{1-s} = 13.6\,\text{kW}$$

$$P_{12} = 3 \cdot \frac{R_r}{s} \cdot I_n^2 \quad \Rightarrow \quad R_r = \frac{P_{12}}{3 \cdot I_n^2} \cdot s = 0.39\,\Omega$$

Start: $s_{start} = 1$, $T_{start} = 1.5 \cdot T_n$,

$P_{12,start} = 1.5 \cdot P_{12,n} = 1.5 \cdot 13.6 = 20.4\text{kW}$

$$P_{12} = 3 \cdot \frac{R_r}{s} \cdot I_n^2 \quad \Rightarrow \quad P_{12,start} = R_r \cdot \frac{U_n^2}{(R_s + R_r)^2 + X_k^2} \quad \text{ger}$$

$$Z_{start}^2 = (R_s + R_r)^2 + X_k^2 = R_r \cdot \frac{U_n^2}{P_{12,start}} = 0.39 \cdot \frac{380^2}{20.4 \cdot 10^3} = 2.76\,\Omega^2$$

$$R_s + R_r = Z_{start} \cdot \cos(\varphi_{start}) = \sqrt{2.76} \cdot 0.54\,\Omega = 0.90\,\Omega$$

$$R_s = 0.90 - 0.39\,\Omega = 0.51\,\Omega$$

$$X_k = Z_{start} \cdot \sin(\varphi_{start}) = \sqrt{2.76} \cdot \sqrt{1 - 0.54^2}\,\Omega = 1.39\,\Omega$$

$$L_k = \frac{X_k}{2\pi f_1} = \frac{1.39}{2\pi 50} H = 4.4\,\text{mH}$$

AM 7 a) $T = \frac{P_{12}}{\omega_s} = \frac{3\frac{R_r}{s} i_r^2}{\omega_s}$ i AM 6 sätts $i_r = i_s$

Parametrar: $R_S = 0.51\ \Omega$, $R_r = 0.39\ \Omega$, $L_k = 4.4$ mH, $X_k = 1.39\ \Omega$

b) $T_{start} = \frac{P_{start}}{\omega_s}$

Märkvarvtal på 1438 r/m ger att det gäller en fyrpolig motor med $\omega_S = 50\ \pi$ rad/s

$P_{start} = 3 \cdot R_r \cdot i_{start}^2$ där $i_{start} = \frac{u_{fas}}{\sqrt{(R_s + R_r)^2 + (\omega_1 L_k)^2}} = \frac{u_{fas}}{\sqrt{(R_s + R_r)^2 + X_k^2}}$

$$i_{start} = \frac{220}{\sqrt{(0.51 + 0.39)^2 + (1.39)^2}} \text{ A} = 132 \text{ A}$$

$$P_{start} = 3 \cdot 0.39 \cdot 132^2 \text{ W} = 20.4 \text{ kW}$$

$$T_{start} = \frac{20.4 \cdot 10^3}{50\pi} \text{ Nm} = 130 \text{ Nm}$$

c) Störst effekt utvecklas i $\frac{R_r}{s}$ då $\frac{R_r}{s} = \frac{R_r}{s_k} = \sqrt{R_s^2 + X_k^2} = 1.48\,\Omega$

$$s_k = \frac{R_r}{\sqrt{R_s^2 + X_k^2}} = 0.26 \quad \Rightarrow \quad n_k = n_s \cdot (1 - s_k) = 1105 \text{ rpm}$$

$$i_k = \frac{u_{fas}}{\sqrt{\left(R_s + \frac{R_r}{s_k}\right)^2 + X_k^2}} = \frac{220}{\sqrt{(0.51 + 1.48)^2 + 1.39^2}} \text{ A} = 90.4 \text{ A}$$

$$P_{12,k} = 3 \cdot \frac{R_r}{s_k} \cdot i_k^2 = 36.3 \text{ kW}$$

$$T_k = \frac{36.3 \cdot 10^3}{50\pi} \text{ Nm} = 230 \text{ Nm}$$

AM 8 $P = P_{axel}$ kan skrivas $3 \cdot R_r \frac{1-s}{s} \cdot i_r^2$ om man bortser från friktionsförlusterna.

Momentet tecknas då som $T = \frac{P}{\omega} = \frac{3}{\omega} \cdot R_r \frac{1-s}{s} \cdot i_r^2$ där ω är axelns vinkelhastighet.

Luftgapseffekten P_{12} är den effekt som utvecklas i "resistansen" $\frac{R_r}{s}$,

$P_{12} = 3 \cdot \frac{R_r}{s} \cdot i_r^2$. Vinkelhastigheten för variabler i luftgapet är ω_S, så att luftgapsmomentet kan tecknas $T = \frac{P_{12}}{\omega_s} = \frac{3}{\omega_s} \cdot \frac{R_r}{s} \cdot i_r^2$.

Att detta är lika med axelns mekaniska moment ovan

$T = \frac{P}{\omega} = \frac{3}{\omega} \cdot R_r \frac{1-s}{s} \cdot i_r^2$, visas med insättning av $\omega = (1-s) \cdot \omega_s$

AM 9

a) $T_n = \dfrac{P_n}{\omega_n} = \dfrac{1800}{2\pi/60 \cdot 1390}\ \text{Nm} = 12.4\ \text{Nm}$

b) $R_k = \dfrac{P_k}{3 \cdot I_k^2} = \dfrac{430}{3 \cdot 4.5^2}\ \Omega = 7.08\ \Omega\,,\ R_s = 2.6\ \Omega \quad \Rightarrow \quad R_r = 4.5\ \Omega$

$$Z_k = \sqrt{R_k^2 + (\omega_1 L_k)^2} = \frac{U_k/\sqrt{3}}{I_k} = \frac{101/\sqrt{3}}{4.5}\ \Omega = 12.96\ \Omega$$

$$L_k = \frac{\sqrt{12.96^2 - 7.08^2}}{100\pi} = 35\ \text{mH} \quad \Rightarrow \quad L_{s\lambda} = L_{r\lambda} = 17\ \text{mH}$$

$$P_{Fe} = P_0 - 3 \cdot R_s \cdot I_0^2 = 220 - 3 \cdot 2.6 \cdot 2.53^2\ \text{W} = 170\ \text{W}$$

$$R_m \approx \frac{\left(U_0/\sqrt{3}\right)^2}{P_{Fe}/3} = \frac{U_0^2}{P_{Fe}} = \frac{380^2}{170}\ \Omega = 849\ \Omega$$

$$\omega_1 L_m \approx \frac{U_0/\sqrt{3}}{I_0} = \frac{380/\sqrt{3}}{2.53}\ \Omega = 86.7\ \Omega \quad \Rightarrow \quad L_m = 276\ \text{mH}$$

$$L_s = L_m + L_{s\lambda} = 276 + 17\ \text{mH} = 293\ \text{mH}$$

Anmärkning: Normalt är man inte intresserad av att veta parametrarna i femparametermodellen (som ju är approximativa i beräkningen ovan) utan endast parametrarna i fyrparametermodellen (Γ). R_k och L_k beräknas på samma sätt som ovan. R_m och L_m beräknas för Γ-modellen enligt:

$$R_m = \frac{\left(U_0/\sqrt{3}\right)^2}{P_0/3} = \frac{U_0^2}{P_0} = \frac{380^2}{220}\ \Omega = 656\ \Omega$$

$$Q_0 = \sqrt{S_0^2 - P_0^2} = \sqrt{\left(\sqrt{3}U_0 I_0\right)^2 - P_0^2} = 1651\ \text{VAr}$$

$$X_m = \omega_1 L_m = \frac{\left(U_0/\sqrt{3}\right)^2}{Q_0/3} = \frac{U_0^2}{Q_0} = \frac{380^2}{2876}\ \Omega = 87.5\ \Omega \quad \Rightarrow \quad L_m = 279\ \text{mH}$$

AM 10

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{1500 - 1390}{1500} = 0.073$$

$$\vec{i}_r \approx \frac{\vec{u}_s}{R_s + \dfrac{R_r}{s} + j\omega_1 L_k} = \frac{380/\sqrt{3}}{2.6 + \dfrac{4.5}{0.073} + j(2\pi 50 \cdot 0.035)}\ \text{A} = 3.37e^{-j9.7^\circ}\ \text{A}$$

$$\vec{i}_s = \vec{i}_r + \vec{i}_m \approx 3.37e^{-j9.7^\circ} + 2.53e^{-j90^\circ}\ \text{A} = 4.54e^{-j43^\circ}\ \text{A}$$

$$P_{12,n} = 3 \cdot \frac{R_r}{s_n} \cdot \vec{i}_r^{\,2} = 3 \cdot \frac{4.5}{0.073} \cdot 3.38^2\ \text{W} = 2.11\ \text{kW}$$

$$T_n = \frac{P_{12,n}}{\omega_s} = 13.4\ \text{Nm}$$

Det beräknade värdet på T är något högre än maskinens verkliga märkmoment 12.4 Nm. Detta beror på approximationen ovan samt att friktionsmomentet är försummat.

AM 11 $U_n = 380$ V, $p = 4$, $f = 50$ Hz $\Rightarrow$ $\omega_s = 2\pi \cdot 1500/60$ rad/s $= 50\pi$ rad/s

$T_k = T_{max} = 100$ Nm vid $s_k = s_{max\ T} = 0.25$

<u>Allmänt</u> gäller: $T = \dfrac{P_{12}}{\omega_s}$ $där\ P_{12} = 3 \cdot \dfrac{R_r}{s} \cdot i_r^2$ $och\ i_r \approx \dfrac{u_{fas}}{\sqrt{\left(R_s + \dfrac{R_r}{s}\right)^2 + X_k^2}}$

<u>Vid kippmoment</u> gäller: $\dfrac{R_r}{s_k} = \sqrt{R_s^2 + X_k^2}$ vilket insatt ger

$$T_k = \frac{U_h^2}{\omega_s \cdot 2 \cdot \left(R_s + \sqrt{R_s^2 + X_k^2}\right)}$$

Magnetiseringsförluster och R_s försummas här vilket ger:

$$T_k = \frac{U_h^2}{\omega_s \cdot 2 \cdot X_k} \Rightarrow X_k = \frac{U_h^2}{\omega_s \cdot 2 \cdot T_k} \Rightarrow X_k(50\text{ Hz}) = \frac{380^2}{2\pi 50/2 \cdot 2 \cdot 100}\,\Omega = 4.6\,\Omega$$

Vid 60 Hz är reaktansen större:

$$X_k(60\text{ Hz}) = \frac{60}{50} \cdot X_k(50\text{ Hz}) = 5.52\,\Omega$$

$$T_k(60\text{ Hz}) = \frac{U_h^2}{\omega_s \cdot 2 \cdot X_k} = \frac{440^2}{2\pi 60/2 \cdot 2 \cdot 5.52}\text{ Nm} = 93\text{ Nm}$$

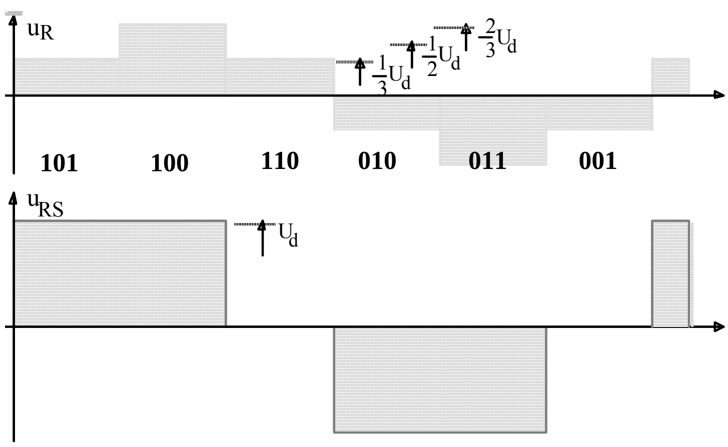
$$\frac{R_r}{s_k} = \sqrt{R_s^2 + X_k^2} \approx X_k \Rightarrow R_r = X_k(50\text{ Hz}) \cdot s_k = 4.6 \cdot 0.25\,\Omega = 1.15\,\Omega$$

För små s, dvs vid t. ex. märkdrift, dominerar impedansen R_r/s

det ekvivalenta schemat. Momentet är här linjärt med s.

$$T(s) \approx \frac{1}{\omega_s} \cdot \frac{R_r}{s} \cdot \frac{U_h^2}{(R_r/s)^2} = \frac{1}{\omega_s} \cdot \frac{U_h^2}{R_r} \cdot s = \frac{1}{2\pi 60/2} \cdot \frac{440^2}{1.15} \cdot s = 893 \cdot s \quad \text{[Nm]}$$

AM 12



b) Spänningsvektorn: $\vec{u}(t) = \sqrt{\dfrac{2}{3}} \cdot \left[u_1(t) + u_2(t) \cdot e^{j \cdot 120^\circ} + u_3(t) \cdot e^{j \cdot 240^\circ}\right]$

För switchkombinationen **101** gäller att

$$\vec{u}(t)=\sqrt{\frac{2}{3}}\cdot\left(\frac{1}{3}U_d-\frac{2}{3}U_d\cdot e^{j120^\circ}+\frac{1}{3}U_d\cdot e^{-j120^\circ}\right)=$$

$$=\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{1}{3}U_d-\frac{2}{3}U_d\cdot\left(-\frac{1}{2}+j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)+\frac{1}{3}U_d\cdot\left(-\frac{1}{2}-j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\right)=$$

$$=\sqrt{\frac{2}{3}}\cdot U_d\cdot\left(\frac{1}{2}-j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)=\sqrt{\frac{2}{3}}\cdot U_d\cdot e^{j300^\circ}$$

På samma sätt blir:

$\vec{u}(t)=\sqrt{\frac{2}{3}}\cdot U_d\cdot e^{j0^\circ}$ för switchkombinationen **100**

$\vec{u}(t)=\sqrt{\frac{2}{3}}\cdot U_d\cdot e^{j60^\circ}$ för switchkombinationen **110**

$\vec{u}(t)=\sqrt{\frac{2}{3}}\cdot U_d\cdot e^{j120^\circ}$ för switchkombinationen **010**

$\vec{u}(t)=\sqrt{\frac{2}{3}}\cdot U_d\cdot e^{j180^\circ}$ för switchkombinationen **011**

$\vec{u}(t)=\sqrt{\frac{2}{3}}\cdot U_d\cdot e^{j240^\circ}$ för switchkombinationen **001**

Statorflödet växer med konstant hastighet proportionell mot mellanledsspänningen i den aktuella spänningsvektorns riktning.
Grafen för statorns flödesvektor (dvs orten för flödesvektorspetsen i varje tidsögonblick) följer en liksidig hexagon.
Vektorn börjar i hexagonens centrum och slutar i en punkt på hexagonsidan.
Hexagonsidorna sträcker sig i de sex aktiva vektorspänningarnas riktningar. Störst är flödet i hexagonens hörn. Störst är rotationshastigheten i hexagonsidornas mitt.

d) Motorn ska ha ett lagom stort flöde. Vid låga frekvenser ökar späningstidytan till motorn om spänningen är konstant och man riskerar för högt flöde och mättning i motorn. Man minskar spänningtidytan exempelvis genom att göra korta reverseringar (övre ventilen får leda ett kort tag i stället för undre ventilen) eller genom att göra pauser (lägga in en nollspänningsvektor) . Vid höga frekvenser får man, när U_d inte räcker till, ett flöde mindre än märkflöde och därmed lägre moment.

AM14 a) För märkdrift gäller $|\vec{\psi}_n|=\frac{|\vec{u}_n|}{\omega_n}=\frac{400}{100\pi}=\frac{4}{\pi}$ Weber. Under uppmagnetisering går det statorström, men ingen rotorström. i motorn.

$$\vec{\psi}_s = L_s\vec{i}_s + L_m\vec{i}_r = L\ \vec{i}_s \quad L_s = L_{s\lambda} + L_m = 0{,}05 + 0{,}5 = 0{,}055H$$

$$\left|\vec{i}_s\right| = \frac{|\vec{\psi}_s|}{L} = \frac{4}{\pi \cdot 0{,}055} = 23.15A \quad \vec{i}_s = 23{,}15 + j0 \ \textit{då "a" är referensfas}$$

$$i_a = \sqrt{\frac{2}{3}} i_\alpha = 18{,}9A \quad i_b = -\frac{1}{\sqrt{6}} i_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} i_\beta = -9{,}45A \quad i_c = -\frac{1}{\sqrt{6}} i_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} i_\beta = -9{,}45A$$

b) Antag, att is är konstant. Så länge spänningen räcker till, är flödet konstant =märkflöde. Efter märkvarvtal, 1500 rpm, ω=50π ty p=4, minskar momentet. $T = \vec{\psi}_s \times \vec{i}_s$

c) Momentkurvan för 1800rpm har inte så stor lutning som momentkurvan för 1500rpm. Eftersläpningen är störst vid 1800 rpm. när man jämför drifterna 1500rpm och 1800rpm för konstant lastmoment. Se också figur 10.24 i boken.

AM15 a) *Till/från-reglering:*

För att halvera märkflödet, låter man pumpen gå i märkdrift hälften av tiden, med en periodtid på 10 s.

$P_n = 1500$ W $\qquad \omega_n = \frac{P_n}{T_n} = \frac{1500}{9{,}8} = 153$ rad/s

$P_{in,\,n} = \frac{P_n}{\eta} = \frac{1500}{0{,}8} = 1875$ W

Halva tiden =>Halva medeleffekten Effekt till motorn: $\underline{P_{in} = 937 \text{ W}}$

b) *Frekvensreglering:*

För att halvera märkflödet, låter man pumpen gå med halva varvtalet.

$\omega = \frac{\omega_n}{2} = 76.5$ rad/s

Effekten $P_{mek} = \omega T = \omega T_n \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 = \frac{1}{8}\omega_n T_n = \frac{1}{8} P_{n,\,mek} = \frac{1500}{8} = 187.5$ W

Effekt till frekvensomvandlare och motor: $\underline{P_{in}} = \frac{P_{mek}}{\eta} = \frac{187{,}5}{0{,}7} = \underline{268 \text{ W}}$

c) Ett dygns elförbrukning med till/frånreglering: $W_{till/från} = 0.937 \cdot 24 = 22.5$ kWh

Ett dygns elförbrukning med frekvensreglering: $W_{frekv} = 0.268 \cdot 24 = 6.43$ kWh

Skillnad: ΔW = 16. 07kWh / dygn

För att spara in 2000kr dvs 4000 kWh, behövs $\frac{4000}{16{,}07} =$ <u>249 dygns drifttid,</u>

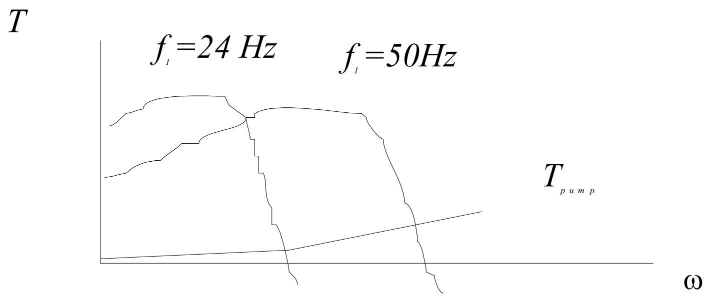
dvs frekvensomvandlaren betalar sig på mindre än ett år!

d) $\omega = \omega_S\,(1 - s) = 76{,}5$ rad/s ; $\quad \dfrac{u_s}{\omega_s} = konst = \dfrac{230}{50\pi}$ för konstant flöde=märkflöde

$$T = \frac{3}{\omega_s}\frac{R_r}{s}i_r^2 \approx \frac{3}{\omega_s}\frac{R_r}{s}\left(\frac{\frac{u}{\sqrt{3}}}{\frac{R_r}{s}}\right)^2 = \frac{s\cdot\omega_s}{R}\left(\frac{u}{\omega_s}\right)^2 = \frac{9{,}8}{4} \Rightarrow s\cdot\omega_s = 0{,}91$$

$$\omega_s = \omega + s\cdot\omega_s = 76{,}5 + 0{,}9 = 77{,}4\,rad/s$$

$$\omega_s = f_s \cdot 2\pi \cdot \frac{2}{p} \Rightarrow f_s = 24{,}6Hz$$



AM16 a) Lika stort. Man vill ha så stort flöde som möjligt för att få så stort moment som möjligt och Ψn är lämpligt utan att man får alltför mycket mättning i järnet.

b) Eftersläpningen i fall I) är $s = \dfrac{\omega_S - \omega}{\omega} = \dfrac{100\pi - 300}{300} = 0{,}04$

$$T \approx k\cdot s \quad ; \quad T_{II} = \frac{T_I}{4} \Rightarrow s_{II} = \frac{s_I}{4} = 0{,}01$$

c)

$$P_{inI} = \sqrt{3}U_n I_n \cos\varphi = 5280W \qquad P_{utI} = P_{inI}\eta = 3{,}8kW$$

$$P_{utII} = T_{utII}\omega_{utII} = \frac{T_{utI}}{4}\cdot\frac{\omega_{utI}}{2} = \frac{P_{utI}}{8} = 425W$$

$$P_{inII} = \frac{P_{utII}}{\eta} = \frac{425}{0{,}75\cdot 0{,}9} = 630W$$

d)

$\eta = \dfrac{P_{ut}}{P_{ut} + P_{förluster}}$ vissa av förlusterna är oberoende av uteffekten, till exempel är magnetiseringsförlusterna oberoende av strömmen.

AM17 a) R_m=357 Ω, X_m=50,3 Ω, R_s=3,6 Ω, R_r=2,46 Ω

Märkdrift: s=0,073, I_r=3,3A, P_2=1110W, T=7,8Nm

b) s_{kipp}=0,25, n_{kipp}=1125 rpm, T_{kipp}=1800W, T_{kipp}=11,45Nm

c) Märkspänning Y-kopplad motor är 380V

SM 1 Enligt sidan B.19 så är vektorkomponenten $\sqrt{3/2}$ gånger större än faskomponenten vid effektinvariant transformation. Om nu permanentmagneterna länkar 0.7 Vs med en faslindning (dvs då magneten och faslindningen har samma riktning), så kan flödesvektorns belopp räknas ut som:

$$\vec{\psi}_m = \psi_{\alpha,max} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \psi_{a,max} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot 0.7 \text{ Vs} = 0.86 \text{ Vs}$$

Om man antar att rotorvinkeln är θ_s så ges det sammanlänkade flödet av:

$$\vec{\psi}_m = 0.86 \cdot e^{j\theta_s} \text{ Vs}$$

a) Enligt ekvation 9.5 så ges den inducerade spänningen av:

$$\vec{e} = j\omega\vec{\psi}_m = j\omega 0.86 \cdot e^{j\theta_s} \text{ Vs} = \omega 0.86 \cdot e^{j(\theta_s + \pi/2)} \text{ Vs}$$

b) Enligt resonemanget under a) så är vektorstorheten $\sqrt{3/2}$ gånger större än fasstorhetens toppvärde. Om man delar fasstorhetens toppvärde med $\sqrt{2}$ så får man fasstorhetens effektivvärde och multiplicerar man med $\sqrt{3}$ så får man huvudstorhetens effektivvärde. Alltså är vektorns längd vid effektinvariant transformation alltid lika med huvudstorhetens effektivvärde. Därmed måste huvudspänningens toppvärde vara $\sqrt{2}$ gånger större än spänningsvektorns längd. Detta kan uttryckas som:

$$\hat{e}_h = \sqrt{2} \cdot \frac{\hat{e}_h}{\sqrt{2}} = \sqrt{2} \cdot \underbrace{\frac{\sqrt{3} \cdot \hat{e}_{fas}}{\sqrt{2}}}_{|\vec{e}|} = \sqrt{2} \cdot |\vec{e}| = \sqrt{2} \cdot \omega \cdot |\vec{\psi}_m| = \sqrt{2} \cdot \omega \cdot 0.86 \text{ Vs}$$

Huvudspänningens toppvärde är den största momentana spänning som kan förekomma mellan två faser, dvs mellan två fasuttag på en frekvensomvandlare. Om mellanledsspänningen är U_{dc}=600 V så motsvarar detta den högsta (momentana) huvudspänningen omvandlaren kan avge. Om synkronmaskinens inducerade spänning är högre än omvandlarens utspänning förlorar omvandlaren (delvis) kontrollen över synkronmaskinen. Den frekvens då detta inträffar ges av:

$$\omega = \frac{\hat{e}_{h,max}}{\sqrt{2} \cdot |\vec{\psi}_m|} = \frac{U_{dc}}{\sqrt{2} \cdot |\vec{\psi}_m|} = \frac{600}{\sqrt{2} \cdot 0.86} \text{ rad/s} = 493 \text{ rad/s} \quad \Rightarrow \quad f = 78 \text{ Hz}$$

För en tvåpolig maskin är detta också rotorvarvtalet.

SM 2 a) Om fasströmmen är sinusformig med ett effektivvärde på 15 A så måste vektorstorheten vara $\sqrt{3}$ gånger så stor enligt föregående uppgift. Eftersom statorströmmen styrs så att hela strömvektorn hamnar i y-led (kallas tvärströmsreglering), bildar hela strömvektorn moment (ekvation 9.4) med flödet från magneterna som är riktade helt och hållet i x-led. Alltså:

$$T_{max} = \psi_m \cdot i_{sy,max} = \psi_m \cdot |\vec{i}_s| = 0.86 \cdot \sqrt{3} \cdot 15 \text{ Nm} = 22.3 \text{ Nm}$$

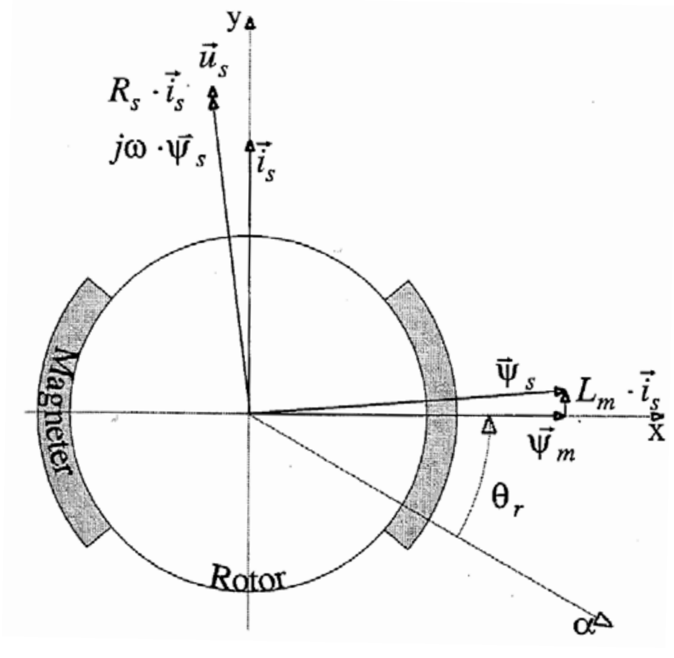
b) Vektorn av det sammanlänkade flödet orsakat av permanentmagneterna i rotorn är redan känd. Vektorns längd motsvarar 0.86 Vs. Statorströmmens bidrag till det totala (med statorn sammanlänkade) flödet erhålles genom att multiplicera statorströmvektorns med statorinduktansen, i detta fall L_m, dvs $i_{sy,max} \cdot L_m = \sqrt{3} \cdot 15 \cdot 2 \cdot 10^{-3} \text{ Vs} = 0.05 \text{ Vs}$. Inducerad spänning beräknas som vinkelfrekvens gånger flöde:

$$\left|\vec{e}\right| = \cdot\omega \cdot \left|\vec{\psi}_s\right| = 2\pi 25 \cdot \sqrt{0.86^2 + 0.05^2}\ \text{V} = 135\ \text{V}$$

och resistansspänningsfallet beräknas som $\sqrt{3} \cdot 15 \cdot 0.2\ \text{V} = 5\ \text{V}$. Ritas alla dessa in i ett vektordiagram ser man tydligt att statorströmmens bidrag till magnetfältet är litet och att det resistiva spänningsfallet är litet relativt den inducerade spänningen. Figuren nedan är någorlunda skalenlig om man betraktar flöden för sig och spänningar för sig.

c) Vi får anta att statorströmvektorn styrs så att den motverkar det sammanlänkade flödet från permanentmagneterna så effektivs som möjligt dvs att statorströmvektorn är riktad i negativ x-led. För att statorns bidrag till det totala flödet sak vara lika stort som permanentmagneternas fast motsatt riktat så behövs statorströmmen:

$$\left|\vec{i}_s\right| = i_{sx} = -\frac{\psi_m}{L_{mx}} = -\frac{0.86}{2 \cdot 10^{-3}}\ \text{A} = 430\ \text{A}$$



SM 3 a) Enligt ekvation (9.6) så ges strömregulatorns förstärkning av induktansen delat med sampelintervallets längd. Strömvektorns längd ändras från noll till den som motsvarar maxmoment, övriga termer i ekvation (9.6) är noll så länge ingen ström flyter i statorn och synkronmaskinens rotor står stilla. Därmed ges spänningsbörvärdet, i vektorform, av

$$\vec{u}_s^* = \frac{L_s}{T_s} \cdot \left(\vec{i}_s^* - \vec{i}_s\right) = \frac{L_s}{T_s} \cdot \left(\vec{i}_s^* - 0\right) = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{100 \cdot 10^{-6}} \cdot \left(j\sqrt{3} \cdot 15\right)\text{V} = j519\ \text{V}$$

b) Den största spänningsvektor som en trefas-omvandlare kan skapa har en längd (=huvudspänningsamplitud) som ges mellanledsspänningen. Alltså är den längsta spänningsvektorn, förutsatt effektinvariant transformation:

$$|\vec{u}| = \frac{U_{dc}}{\sqrt{2}} = \frac{600}{\sqrt{2}}\ \mathrm{V} = 424\ \mathrm{V}$$

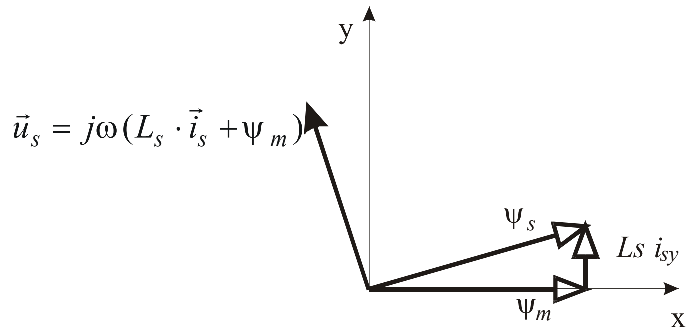
Alltså kommer inte omvandlarens spänning att räcka till för att ta hela momentsteget på ett sampelintervall. Strömmen kommer att öka men inte så mycket som behövs. Återstoden av strömökningen kommer att göras under efterföljande samplingsintervall.

SM 4 a) Vid fullt moment är fasströmmen 10 A svarande mot strömvektorn 17.3 A (längden av vektorn vid effektinvariant transformation blir $\sqrt{3}$ gånger fasstorhetens effektivvärde, se appendix B). Om stator-resistansen försummas byggs spänningen upp enligt figuren och ekvation (9.5) i kapitlet om synkronmaskinen.

Den största spännings omvandlaren kan leverera är 600 V mellan två faser, d.v.s. huvudspänningens toppvärde kan som mest vara 600 V. Huvudspänningens effektivvärde kan därmed beräknas vilket motsvarar längden på spänningsvektorn vid effektinvariant transformation. Ur dessa samband kan erforderligt magnetflöde beräknas som:

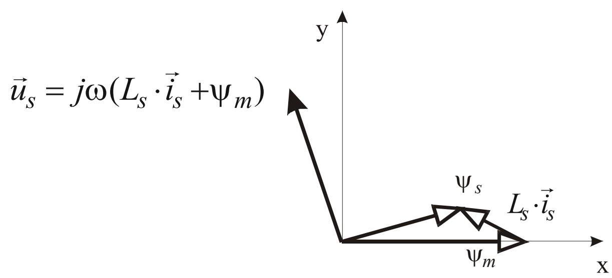
$$\psi_m = \sqrt{\left(\frac{U_{dc}/\sqrt{2}}{\omega}\right)^2 - \left(L_m \cdot i_{sy}\right)^2} =$$

$$= \sqrt{\left(\frac{600/\sqrt{2}}{400 \cdot \pi}\right)^2 - \left(0.015 \cdot 17.3\right)^2}\ \mathrm{Vs} = 0.22\ \mathrm{Vs}$$



b) $T = \psi_m \cdot i_{sy} = 0.22 \cdot \sqrt{3} \cdot 10\ \mathrm{Nm} = 3.8\ \mathrm{Nm}$

c) Statorflödets belopp måste förbli detsamma som i uppgift a), dvs statorströmmen måste ha en komponent längs negativa *x*-axeln för att reducera flödet från permanentmagneterna, s.k. ”fältförsvagning”, se figur.



Ur dessa samband och antaganden kan erforderliga strömkomponenter beräknas enligt ekvation (9.5). Observera att statorresistansen R_s antas försumbar och att den maximala statorspänningsvektorn ges av $U_{dc}/\sqrt{2}$. Den inducerade spänningen är den dominerande delen av statorspänningen vilket gör att man kan betrakta statorekvationen i x-led för att bestämma strömmen som behövs för fältförsvagning.

$$\vec{u}_s = j\omega L_s \vec{i}_s + j\omega\psi_m$$

$$|\vec{u}_s|^2_{max} = \left(\frac{U_{dc}}{\sqrt{2}}\right)^2 = \left|j\omega L_s\vec{i}_s + j\omega\psi_m\right|^2 = \omega^2 \cdot \left|-\left(L_s i_{sy}\right) + j\left(L_s i_{sx} + \psi_m\right)\right|^2 =$$

$$= \omega^2 \cdot \left(\left(L_s i_{sy}\right)^2 + \left(L_s i_{sx} + \psi_m\right)^2\right) = \omega^2 \cdot \left(L_s^2 \cdot i_{sy}^2 + L_s^2 \cdot i_{sx}^2 + 2\psi_m L_s i_{sx} + \psi_m^2\right) =$$

$$= \omega^2 \cdot \left(L_s^2 \cdot i_{s,max}^2 + 2\psi_m L_s i_{sx} + \psi_m^2\right) \quad \Leftrightarrow$$

$$i_{sx} = \frac{1}{2\psi_m L_s} \cdot \left(\frac{U_{dc}^2}{2\omega^2} - L_s^2 \cdot i_{s,max}^2 - \psi_m^2\right) = -13.2 \text{ A}$$

Eftersom den maximala fasströmmen är 10 A (RMS-värde) så ges den maximala strömmen i y-led av:

$$i_{sy} = \sqrt{i_{s,max}^2 - i_{sx}^2} = \sqrt{17.3^2 - 13.2^2} \text{ A} = 11.2 \text{ A}$$

Denna ström motsvarar ett moment:

$$T = \psi_m \cdot i_{sy} = 0.22 \cdot 11.2 \text{ Nm} = 2.5 \text{ Nm}$$

SM 5

a) $\vec{u}_s = j\omega\left(\psi_m + L_s\vec{i}_s\right) + R_s\vec{i}$

$$U_{batt} = 20 \text{ V} \quad \Rightarrow \quad |\vec{u}_s| = \frac{U_{batt}}{\sqrt{2}} = 14.1 \text{ V}$$

$$n_s = 1000 \text{ rpm} \quad \Rightarrow \quad \omega_{mek} = \frac{2\pi}{60} \cdot 1000 \text{ rad/s} = 105 \text{ rad/s}$$

$$p = 10 \text{ poler} \quad \Rightarrow \quad \omega_{el} = \frac{p}{2} \cdot \omega_{mek} = 525 \text{ rad/s}$$

$$L_s = 0 \text{ H}, R_s = 0\,\Omega \quad \Rightarrow \quad \psi_m = \frac{\vec{u}_s}{j\omega_{el}} \quad \Rightarrow \quad \psi_m = \frac{|\vec{u}_s|}{\omega_{el}} = 0.027 \text{ Vs}$$

b) $P = 200 \text{ W} \quad \Rightarrow \quad T_{mek} = \dfrac{P}{\omega_{mek}} = 1.9 \text{ Nm} \quad \Rightarrow \quad T_{el} = \dfrac{P}{\omega_{el}} = 0.38 \text{ Nm}$

$$T_{el} = \psi_m \cdot i_{sy} \quad \Rightarrow \quad i_{sy} = \frac{T_{el}}{\psi_m} = 14.1 \text{ A}$$

c) $v = 25 \text{ km/h} = 6.9 \text{ m/s} \quad r = 0.3 \text{ m} \quad \Rightarrow \quad \omega_{mek} = \omega_{hjul} = \dfrac{v}{r} = 23 \text{ rad/s}$

$$\omega_2 = \eta \cdot \omega_{mek} = 10 \cdot 23 \text{ rad/s} = 230 \text{ rad/s}$$

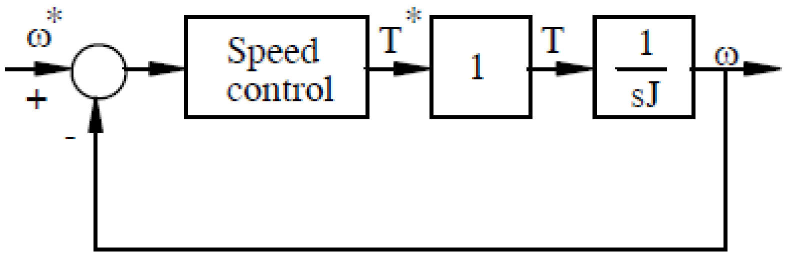
$$W_{in} = \frac{mv^2}{2} = \frac{J\omega_2^2}{2} = W_{rotation} \quad \Rightarrow \quad J = 0.09\ \text{kgm}^2$$

$$T_L = 0, \quad T_d = 1.9\ \text{Nm}\,(\text{MEK!}), \quad d\omega_2 = 230\ \text{rad/s}$$

$$J\frac{d\omega_2}{dt} = T_d - T_L \quad \Rightarrow \quad dt = \frac{J \cdot d\omega_2}{T_d} = 11\ \text{s}$$

VR 1

a) Se avsnitt 9.4 ”Adjustment of the speed controller” eller figur nedan. Observera att lastmomentet T_L ska subtraheras från T före blocket med tröghetsmomentet.



b) Eftersom överföringsfunktionen från T^* till T är 1 (motorn svarar momentant) så ges överföringsfunktionen av:

$$\frac{\omega(s)}{\omega^*(s)} = \frac{K(sT_i + 1)}{J_{ekv}T_i s^2 + KT_i s + K}$$

Polerna till denna överföringsfunktion ges av

$$s = -\frac{K}{2J_{ekv}} \pm \sqrt{\frac{K^2}{4J_{ekv}^2} - \frac{K}{JT_i}}$$

Rent reela poler då (välj T_i=10s):

$$K = \frac{4J_{ekv}}{T_i} \quad \Rightarrow \quad K = \frac{4 \cdot 12}{10} = 4.8\ [\text{Nms}]$$

c) Det konstanta lastmomentet ges av effekten P=35 kW vid 100 km/h motsvarande 3000 rpm dvs:

$$T_L = \frac{P}{\omega} = \frac{35 \cdot 10^3}{3000 \cdot 2\pi/60}\ \text{Nm} = 111.4\ \text{Nm}$$

Om man tar hänsyn till lastmomentet i blockschemat så får man nedanstående uttryck (med T_i=∞):

$$\left(\left(\omega^*(s) - \omega(s)\right) \cdot K - T_L\right) \cdot \frac{1}{sJ_{ekv}} = \omega(s)$$

Vilket ger:

$$\omega(s) = \frac{K}{sJ_{ekv} + K} \cdot \omega^*(s) - \frac{1}{sJ_{ekv} + K} \cdot T_L$$

Det stationära varvtalet erhålles då man låter s→0:

$$\omega = \omega^* - \frac{1}{K} \cdot T_L$$

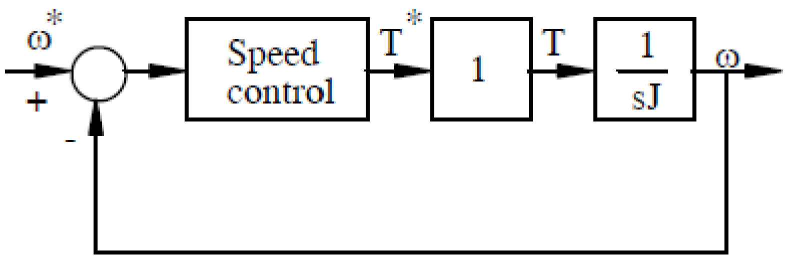
Vilket alltså betyder att det stationära felet ges av:

$$\varepsilon_\omega = \omega^* - \omega = \frac{1}{K} \cdot T_L = \frac{1}{4.8} \cdot 111.4 \text{ rad/s} = 23.2 \text{ rad/s}$$

d) $$J_{ekv} \frac{d\omega}{dt} = T_d - T_L \quad \Rightarrow$$

$$\Delta t = J_{ekv} \cdot \frac{\Delta\omega}{T_d - T_L} = 12 \cdot \frac{\frac{20}{100} \cdot 3000 \cdot \frac{2\pi}{60}}{180 - 111.4} \text{ s} = 11 \text{ s}$$

VR 2 a) Se avsnitt 9.4 ”Adjustment of the speed controller” eller figur nedan. Observera att lastmomentet T_L ska subtraheras från T före blocket med tröghetsmomentet.



b) Blockschemat motsvarar

$$\left(\left(\omega^*(s) - \omega(s)\right) \cdot K - T_L\right) \cdot \frac{1}{sJ} = \omega(s)$$

Vilket ger:

$$\omega(s) = \frac{K}{sJ + K} \cdot \omega^*(s) - \frac{1}{sJ + K} \cdot T_L$$

Det stationära varvtalet erhålles då man låter s→0:

$$\omega = \omega^* - \frac{1}{K} \cdot T_L$$

Vilket alltså betyder att det stationära felet ges av:

$$\varepsilon_\omega = \omega^* - \omega = \frac{1}{K} \cdot T_L$$

c) Eftersom man ska ta hänsyn till momentkällans dynamik dvs strömregulatorns dynamik så måste överföringsfunktionen från T^* till T, dvs:

$$G(s) = \frac{i(s)}{i^*(s)} = \frac{T(s)}{T^*(s)} = \frac{1}{sT_s + 1}$$

användas. Detta ger överföringsfunktionen för varvtalet:

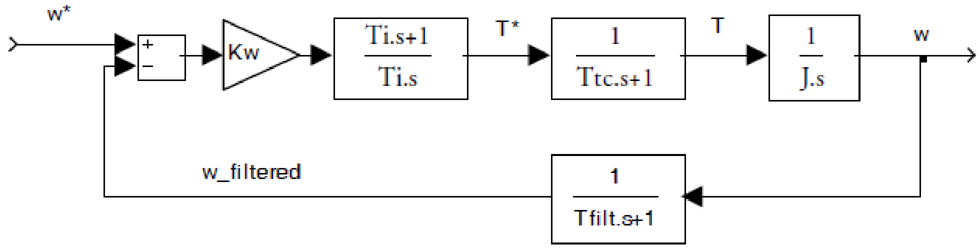
$$G_\omega(s) = \frac{\omega(s)}{\omega^*(s)} = \frac{\dfrac{K}{(sT_s+1)}}{1+\dfrac{K}{(sT_s+1)}\cdot\dfrac{1}{sJ}} = \frac{K}{JT_s}\cdot\frac{1}{s^2+\dfrac{1}{T_s}s+\dfrac{K}{JT_s}}$$

Polerna för det slutna systemet ges av:

$$s = \frac{1}{2T_s} \pm \sqrt{\frac{1}{4T_s^2}-\frac{K}{JT_s}} = \frac{1}{2T_s} \quad \text{om} \quad K = \frac{J}{4T_s}$$

d) Om en PI-regulator används för varvtalsreglering eller om man framkopplar lastmomentet så elimineras det stationära felet.

VR 3 a) Se avsnitt 9.4 ”Adjustment of the speed controller” eller figur nedan. Observera att lastmomentet T_L ska subtraheras från T före blocket med tröghetsmomentet.



Varvtalsregulatorn ska vara av P- eller PI-typ. Överföringsfunktionen ges av

$$\frac{\omega(s)}{\omega^*(s)} = \frac{K(sT_i+1)}{J_{ekv}T_i s^2 + KT_i s + K}$$

För att överföringsfunktionen ska gälla för en P-regulator ska man låta $T_i=\infty$

I fallet med en P-regulator så krävs oändlig förstärkning för att eliminera det stationära felet vid lastmoment skilda från 0. En PI-regulator eliminerar det stationära felet utan oändlig förstärkning.

b) I detta fall ges ska man ta hänsyn till filtrets dynamik.

Överföringsfunktionen för det slutna systemet ges av

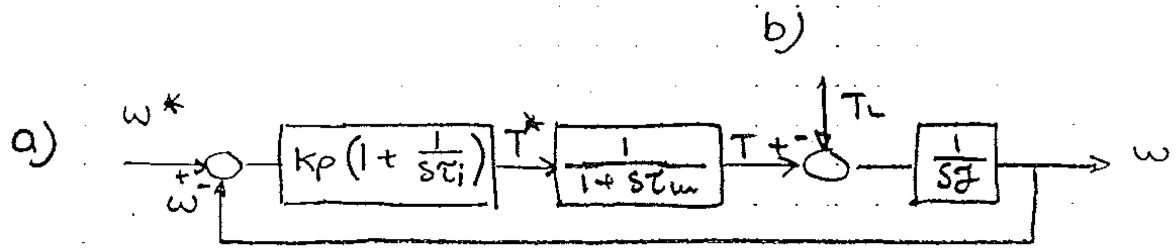
$$G_\omega(s) = \frac{\omega(s)}{\omega^*(s)} = \frac{K\cdot(1+sT_i)\cdot(1+s\tau_f)}{s^3\cdot JT_i\tau_f + s^2\cdot JT_i + s\cdot KT_i + K}$$

Symmetriskt optimum med reela poler ger trippelpol i

$$s = -\omega_0 = -\frac{3}{T_i}$$

d) I den vänstra figuren finns ett stationärt fel men inte i den högra. Alltså visar vänstra figuren ett stegsvar med en P-regulator och högra etts stegsvar med en PI-regulator.

VR4



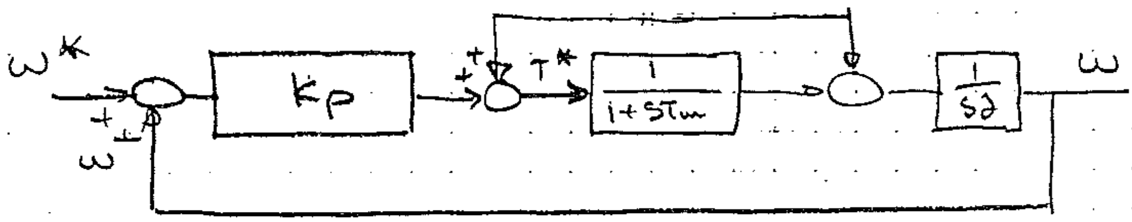
c) Kretsöverföring: $\dfrac{1}{sJ}$

Slutna systemet: $\dfrac{\omega}{T_L} = \dfrac{-\dfrac{1}{sJ}}{\dfrac{K_p}{1+s\tau_m}\cdot\dfrac{1}{sJ}+1} = -\dfrac{1+s\tau_m}{sJ+s^2J\tau_m+K_p}$

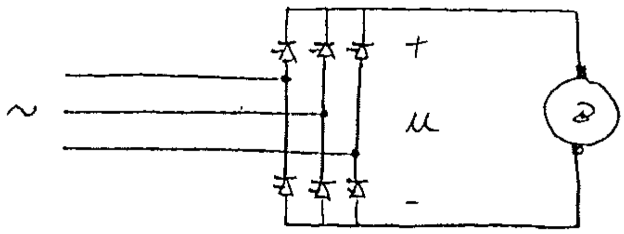
Slutvärde av steg: ω*=0 $\omega = \lim_{s\to 0} = \dfrac{T_L}{s}\cdot s\cdot\dfrac{-(1+s\tau_m)}{sJ+s^2J\tau_m+K_p} = -\dfrac{T_L}{K_p}$

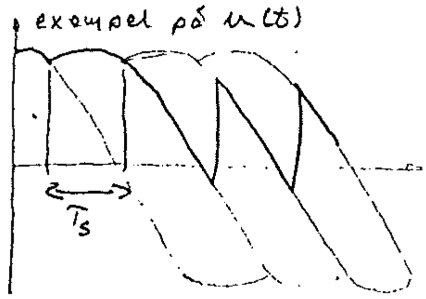
Alternativt: $T = T_L = K_p\cdot(\omega^*-\omega) \Rightarrow \omega^*-\omega = \dfrac{T_L}{K_p}$

d) 1. Inför integralverkan
   2. Om V är känt, "framkoppla" enligt:

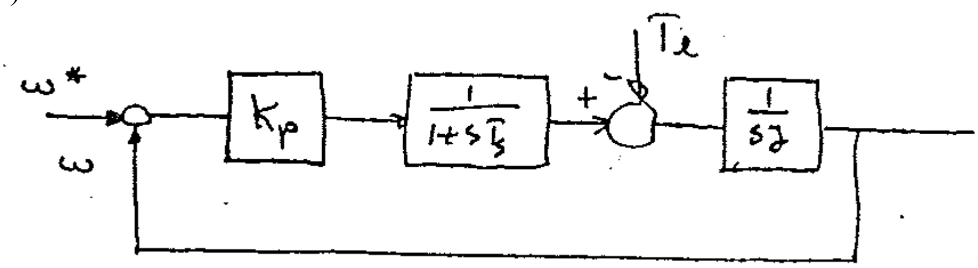


VR5





a)



Kretsöverföring: $\frac{K_p}{(1+sT_s)\cdot sJ}$

Slutna systemet: $\frac{\frac{K_p}{(1+sT_s)\cdot sJ}}{1+\frac{K_p}{(1+sT_s)\cdot sJ}} = \frac{K_p}{K_p + sJ + s^2 JT_s}$

Karakteristisk ekvation: $s^2 + s\cdot\frac{1}{T_s} + \frac{K_p}{JT_s}$

Rötter till den karakteristiska ekvationen: $s = -\frac{1}{2T_s} \pm \sqrt{\frac{1}{4T_s^2} - \frac{K_p}{JT_s}}$

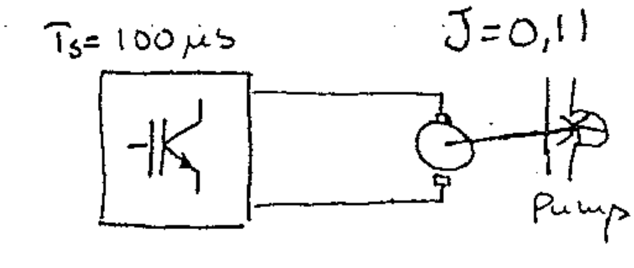
Största snabbhet utan oscillatoriska poler har man om s är på gränsen till komplexa rötter: $\frac{1}{4T_s^2} = \frac{K_p}{JT_s} \Rightarrow K_p = \frac{J}{4T_s}$

Med tyristorströmriktaren är $T_s = \frac{20}{6} = 3{,}3ms \Rightarrow K_p = \frac{0{,}033}{4\cdot 0{,}0033} = 2{,}5$

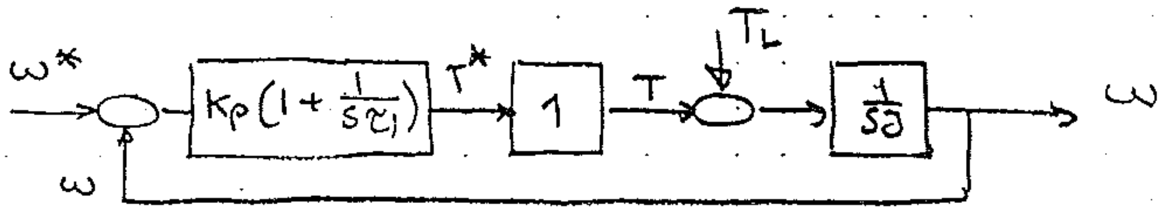
b) I stationärtillstånd gäller $T = T_L = (\omega^* - \omega)\cdot K_p \Rightarrow (\omega^* - \omega) = \frac{T_L}{K_p}$

c) Om ärvärdessignalen lågpassfiltreras måste varvtalsregulatorns förstärkning minskas!

VR6



a) Momentkällan är oändligt snabb, dvs överföringsfunktionen $\frac{T}{T^*} = 1$



b) Kretsöverföring: $\frac{K_p}{sJ}\cdot(1+\frac{1}{s\tau_i}) = \frac{K_p(1+s\tau_i)}{s^2 J\tau_i}$

Slutna systemet: $\frac{K_p(1+s\tau_i)}{K_p + s\tau_i K_p + s^2 J\tau_i}$

Karakteristisk ekvation: $s^2 + s\cdot\frac{K_p}{J} + \frac{K_p}{J\tau_i}$

Rötter till den karakteristiska ekvationen:
$s = -\frac{K_p}{2J} \pm \sqrt{\frac{K_p{}^2}{4J^2} - \frac{K_p}{J\tau_i}} = -\frac{K_p}{2J}(1 \pm \sqrt{1-\frac{4J}{K_p\tau_i}}$

Dubbelpol: $\frac{4J}{K_p\tau_i} = 1$

Välj τ_i=100ms>>100μs=> $K_p = \frac{4J}{\tau_i} = \frac{4\cdot 0{,}11}{0{,}1} = 4{,}4 ggr$

c) I stationärtillstånd är $T=T_L$ Två metoder:

1. $T = T_L = (\omega^* - \omega)\cdot K_p \Rightarrow (\omega^* - \omega) = \frac{T_L}{K_p}$

2. Teckna överföringsfunktionen T_L=>ω

$$\frac{\omega}{T_L} = \frac{-s\tau_i}{s^2 J\tau_i + sK_p\tau_i + K_p}$$

Slutvärde på stegstörning, antag ω*=0:

$$\omega = \lim_{s\to 0} = \frac{T_L}{s}\cdot s\cdot\frac{-s\tau_i}{s^2 J\tau_i + sK_p\tau_i + K_p} = -\frac{T_L}{K_p}$$

d) Modellen för momentkällan ersätts med:

Om det nya slutna systemet tecknas, erhålls ytterligare en pol att placera. Det blir svårare, men en lämplig metod är att använda s.k. symmetriskt optimum.

Inga komplexa poler: a=3

Då blir $\tau_i = a^2\cdot\tau_m = 9\cdot 0{,}1\cdot 10^{-3} = 0{,}9\cdot 10^{-3} och \quad K_p = \frac{J\cdot a}{\tau_i} = \frac{0{,}11\cdot 3}{0{,}9\cdot 10^{-3}} = 367 ggr$

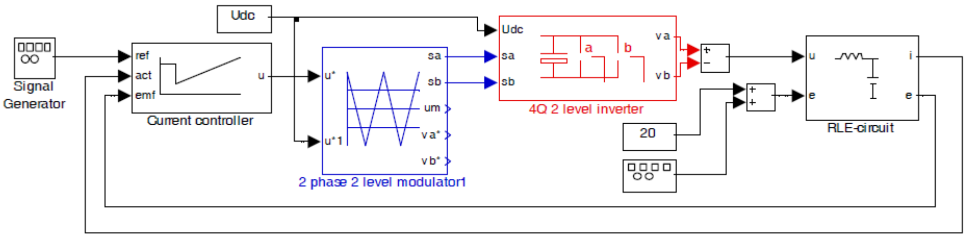
Vad hade hänt om vi använt samma integrationstid i b)?

Alternativt b)

Med $\tau_i = 0{,}9 \cdot 10^{-3}$ $\quad blir \quad K_p = \dfrac{4J}{\tau_i} = \dfrac{4 \cdot 0{,}11}{0{,}9 \cdot 10^{-3}} = 490\, ggr$

Den beräknade förstärkningen blir alltså för stor om man inte tar hänsyn till att momentkällan har begränsad snabbhet.

SR 1 a)



b) Se avsnitt 11.4 ”Momentreglering”.

$$u^*(k) = \frac{L_a}{T_s} \cdot \left(i^*(k) - i(k)\right) + \frac{R_a}{2} \cdot \left(i^*(k) + i(k)\right) + \psi_m \cdot \omega(k) \approx$$
$$= K \cdot \left(i^*(k) - i(k)\right) + \psi_m \cdot \omega(k)$$

c) $u^*(k) = K \cdot \left(i^*(k) - i(k)\right) + \psi_m \cdot \omega(k)$. Eftersom regulatorn har dead-beat förstärkning tar det ett sampelintervall att uppnå önskad ström.

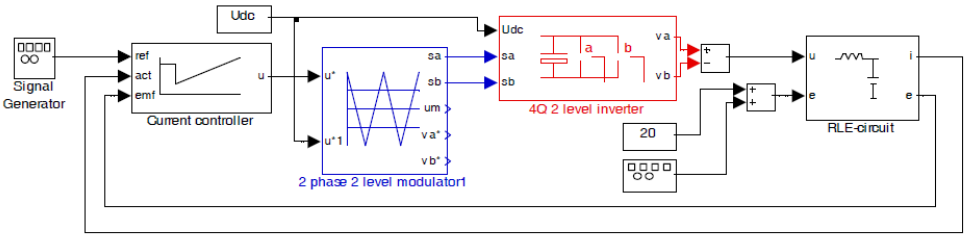
d) $u^*(k) = K \cdot \left(i^*(k) - i(k)\right) + \psi_m \cdot \omega(k)$ men i detta fall är spänningsbörvärdet större än mellanledsspänningen vilket leder till övermodulation. Alltså behövs flera sampel för att uppnå den önskade strömmen.

e) Ställ upp Kirchoffs spänningslag och sätt in ett duty-cyceln vilket ger

$$\Delta i = \frac{U_{dc} - \psi_m \omega}{L_a} \cdot D \cdot T_{sw} = \frac{U_{dc} - \psi_m \omega}{L_a} \cdot \frac{\psi_m \omega}{U_{dc}} \cdot T_{sw} =$$
$$= \frac{T_{sw}}{L_a} \cdot (\psi_m \omega) \cdot \left(1 - \frac{\psi_m \omega}{U_{dc}}\right)$$

Strömripplet blir maximalt då emk:n är lika med halva mellanledsspänningen.

SR 2 a)



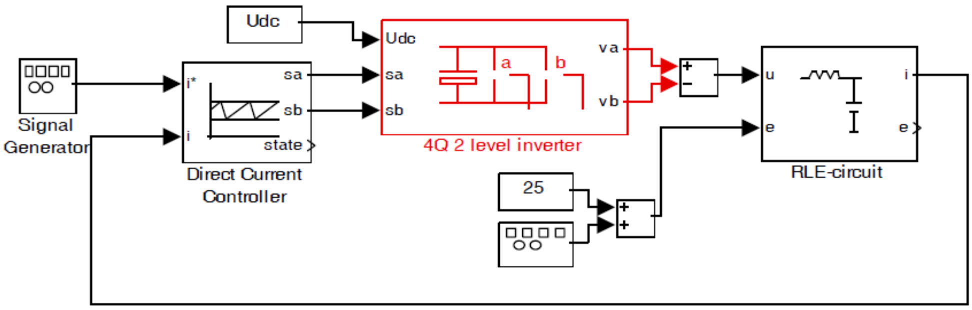
b) Se avsnitt 3.4 ”Sampled current control of a generic single phase load with a fast computer”.

$$u^*(k) = \left(\frac{L_a}{T_s} + \frac{R_a}{2}\right) \cdot \left(\left(i^*(k) - i(k)\right) + \frac{T_s}{\left(\frac{L_a}{R_a} + \frac{T_s}{2}\right)} \cdot \sum_{n=0}^{n=k-1} \left(i^*(n) - i(n)\right) \right) + \psi_m \cdot \omega(k) =$$

$$= K \cdot \left(\left(i^*(k) - i(k)\right) + \frac{T_s}{T_i} \cdot \sum_{n=0}^{n=k-1} \left(i^*(n) - i(n)\right) \right) + \psi_m \cdot \omega(k)$$

c) Att det finns anti-windup på integratordelen.

SR 3 a)



b) Tiden beror på strömmen ärvärde vid steget. Om man antar att strömmen verkligen är 0 så ges tiden av:

$$\Delta t = \frac{L_a}{U_{dc} - \psi_m \omega} \cdot \Delta i$$

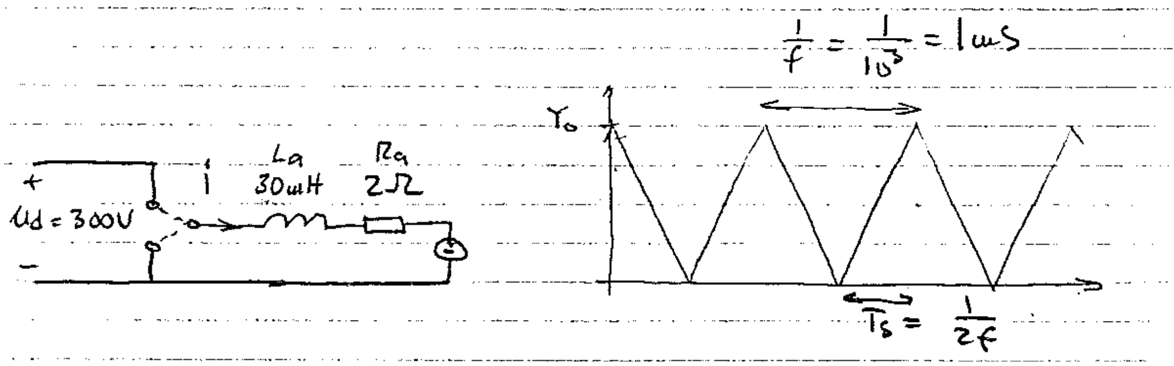
c) Ställ upp Kirchoffs spänningslag och sätt in ett duty-cyceln vilket ger

$$\Delta i = \frac{U_{dc} - \psi_m \omega}{L_a} \cdot D \cdot T_{sw} = \frac{U_{dc} - \psi_m \omega}{L_a} \cdot \frac{\psi_m \omega}{U_{dc}} \cdot T_{sw} =$$

$$= \frac{T_{sw}}{L_a} \cdot (\psi_m \omega) \cdot \left(1 - \frac{\psi_m \omega}{U_{dc}}\right) \quad \Rightarrow$$

$$f_{sw} = \frac{1}{T_{sw}} = \frac{1}{L_a \Delta i} \cdot (\psi_m \omega) \cdot \left(1 - \frac{\psi_m \omega}{U_{dc}}\right)$$

SR4



Enligt härledningen av den diskreta strömregulatorn är

$$u^*(k) = \left(\frac{L}{T_s} + \frac{R}{2}\right) \cdot \left(i^*(k) - i(k)\right) + R \cdot \sum_{n=0}^{n=k-1} \left(i^*(n) - i(n)\right) + e(k)$$

Vid modulationen styr vi spänningstidytan y, $y(k) = T_s \cdot u(k)$

Referensvärdet för y är

$$y^*(k) = \left(L + \frac{R \cdot T_s}{2}\right) \cdot \left(i^*(k) - i(k)\right) + R \cdot T_s \sum_{n=0}^{n=k-1} \left(i^*(n) - i(n)\right) + T_s \cdot e(k)$$

Skalfaktorer till elektroniken för ström, spänning och spänningstidyta:

$$i_{elektronik} = \frac{i_{verklig}}{k_i} = \frac{i_{verklig}}{i_{\max}} \cdot u_{elektronik,\max} \Rightarrow k_i = \frac{25}{10} = 2{,}5$$

$$u_{elektronik} = \frac{u_{verklig}}{k_{ui}} = \frac{u_{verklig}}{u_{\max}} \cdot u_{elektronik,\max} \Rightarrow k_u = \frac{300}{10} = 30$$

$$y_{elektronik} = \frac{y_{verklig}}{k_y} = \frac{y_{verklig}}{y_{\max}} \cdot u_{elektronik,\max} \Rightarrow k_y = \frac{U_0 \cdot T_s}{10} = \frac{300 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-3}}{10} = 0{,}015$$

Sätt in skalfaktorerna i det teoretiska regulatoruttrycket:

$$y_{elektronik}{}^*(k) \cdot k_y = \left(L + \frac{R \cdot T_s}{2}\right) \cdot \left(i_{elektronik}{}^*(k) - i_{elektronik}(k)\right) \cdot k_i + R \cdot T_s \sum_{n=0}^{n=k-1} \left(i_{elektronik}{}^*(n) - i_{elektronik}(n)\right) \cdot k_i + T_s \cdot e_{elektronik}(k) \cdot k_u$$

$$y_{elektronik}{}^*(k) = \left(L + \frac{R \cdot T_s}{2}\right) \cdot \left(i_{elektronik}{}^*(k) - i_{elektronik}(k)\right) \cdot \frac{k_i}{k_y} + R \cdot T_s \sum_{n=0}^{n=k-1} \left(i_{elektronik}{}^*(n) - i_{elektronik}(n)\right) \cdot \frac{k_i}{k_y} + e_{elektronik}(k)$$

$$Förstärkningen = \left(L + \frac{R \cdot T_s}{2}\right) \cdot \frac{k_i}{k_y} = \left(0{,}03 + \frac{2 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-3}}{2}\right) \cdot \frac{2{,}5}{0{,}015} \approx 5 ggr$$

SR5

$$u^*(k) = \left(\frac{L}{T_s} + \frac{R}{2}\right) \cdot \left(i^*(k) - i(k)\right) + R \cdot \sum_{n=0}^{n=k-1} \left(i^*(n) - i(n)\right) + e(k)$$

$$y^*(k) = \left(L + \frac{R \cdot T_s}{2}\right) \cdot \left(i^*(k) - i(k)\right) + R \cdot T_s \sum_{n=0}^{n=k-1} \left(i^*(n) - i(n)\right) + T_s \cdot e(k)$$

R=0, e=0, enbart P-del i regulatorn ger

$$y^*(k) = L \cdot \left(i^*(k) - i(k)\right)$$

Inför skalfaktorerna till elektroniken:

$$i_{elektronik} = \frac{i_{verklig}}{k_i}$$

$$u_{elektronik} = \frac{u_{verklig}}{k_u}$$

$$y_{elektronik} = \frac{y_{verklig}}{k_y} = \frac{y_{verklig}}{k_u \cdot T_s}$$

$$y_{elektronik}{}^*(k) \cdot k_u \cdot T_s = L \cdot k_i \cdot \left(i_{elektronik}{}^*(k) - i_{elektronik}(k)\right)$$

$$y_{elektronik}{}^*(k) = \frac{L \cdot k_i}{k_u \cdot T_s} \cdot \left(i_{elektronik}{}^*(k) - i_{elektronik}(k)\right)$$

$$\textit{Förstärkningen} \quad K = \frac{L \cdot k_i}{k_u \cdot T_s}$$

Om L halveras och modulationsfrekvensen fördubblas, blir K oförändrad!

SR6 Antag att vi har en RLE-last till omriktaren. Medelvärdesbilda alla termer I spänningsekvationen över ett sampelintervall!

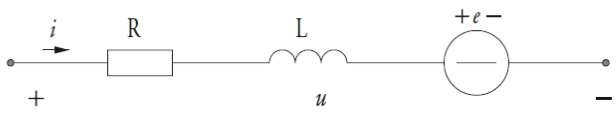


Figure 3.2: A generic 1 phase load.

$$u = R \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt} + e$$

$$\frac{\int_{kT_s}^{(k+1)T_s} u\,dt}{T_s} = \frac{\int_{kT_s}^{(k+1)T_s} R \cdot i\,dt}{T_s} + \frac{\int_{kT_s}^{(k+1)T_s} L \cdot \frac{di}{dt}\,dt}{T_s} + \frac{\int_{kT_s}^{(k+1)T_s} e\,dt}{T_s}$$

Sätt in diskreta värden på strömmen: i(k+1) och i(k)!

$$\bar{u}(k, k+1) = R \cdot \frac{i(k+1) + i(k)}{2} + L \cdot \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s} + \bar{e}(k, k+1)$$

$$\bar{u}(k, k+1) = \left(\frac{L}{T_s} + \frac{R}{2}\right) \cdot \left(i(k+1) - i(k)\right) + R \cdot i(k) + \bar{e}(k, k+1)$$

På ett sampelintervall är:
- spänningsmedelvärdet detsamma och lika med börvärdet.

- strömmen reglerad på ett sampelintervall(deadbeat)
- emk:n konstant.

i(k) är summan av alla fel hittills.

$$\begin{cases} \overline{u}(k,k+1) = u^*(k) \\ i(k+1) = i^*(k) \\ \overline{e}(k,k+1) = e(k) \\ i(k) = \sum\limits_{n=0}^{n=k-1} \left(i^*(n) - i(n)\right) \end{cases}$$

vilket ger regulatorformeln med en P-del och en I-del:

$$u^*(k) = \left(\frac{L}{T_s} + \frac{R}{2}\right) \cdot \left(i^*(k) - i(k)\right) + R \cdot \sum_{n=0}^{n=k-1} \left(i^*(n) - i(n)\right) + e(k) =$$

$$= \left(\frac{L}{T_s} + \frac{R}{2}\right) \cdot \left(\left(i^*(k) - i(k)\right) + \frac{T_s}{\left(\frac{L}{R} + \frac{T_s}{2}\right)} \cdot \sum_{n=0}^{n=k-1} \left(i^*(n) - i(n)\right) \right) + e(k)$$

$u^*(k)$ ger ett referensvärde till modulatorn som ger switchtillstånd för fas a och
-$u^*(k)$ ger ett referensvärde till modulatorn som ger switchtillstånd för fas b