

Tentamen Elektriska drivsystem och fält för Z2 (EEN155). 2023-03-13, 8:30-12:30.

Ansvariga lärare:

Emma Grunditz, ankn. 6010, besöker tentamen ca. 09:30 och 11:00

Andrei Osipov, ankn. 5056, besöker tentamen ca. 09:30 och 11:00

Examinator: Emma Grunditz

Tillåtna hjälpmedel:

(indexeringar och markeringar är tillåtna i Formelsamling samt tabellverk):

- Chalmersgodkänd räknare
- Tabellverk: Physics Handbook, Mathematics Handbook
- Formelsamling: endast den som bifogas denna tentamenstes

Betygsgränser: (av maximalt 50 poäng):

Betyg 3: 20 poäng

Betyg 4: 30 poäng

Betyg 5: 40 poäng

Granskning: Tid och plats anslås på Canvas.

Kom ihåg! Rita tydliga figurer med referensriktningar och beteckningar.

Glöm ej: enhet, dimensionskontroll, antaganden, motiveringar.

Om uppgifter saknas i problemtexten, gör då själv rimliga antaganden.

Uppgift 1 (10p)

En ledande rektangulär slinga har sitt centrum i origo. Två av slingans sidor har längden b och är parallella med y -axeln. De andra två sidorna har längden a . Slingan roterar runt y -axeln med en vinkelfrekvens ω (dvs slingans normalvektor är i xz -planet). Ett externt magnetfält $\vec{B} = B_0(\sin(\Omega t) \hat{x} + \cos(\Omega t) \hat{z})$ appliceras.

- Hur förändras $\vec{B}$ med tiden? Skissa $\vec{B}$ vid $t = 0, \frac{\pi}{4\Omega}, \frac{\pi}{2\Omega}, \frac{3\pi}{4\Omega}, \dots, \frac{2\pi}{\Omega}$ i xz -planet.
- Skriv ett uttryck för slingans normalvektor $\hat{n}$. Välj en av de två möjliga rotationsriktningarna som referens. Skissa $\hat{n}$ vid $t = 0, \frac{\pi}{4\omega}, \frac{\pi}{2\omega}, \dots, \frac{2\pi}{\omega}$ i xz -planet.
- Bestäm det magnetiska flödet Φ genom slingan och den elektromotoriska kraften $\mathcal{E}$. Följande identiteter kan vara användbara:

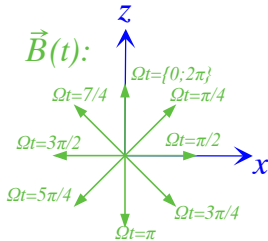
$$\sin(\alpha \pm \beta) = \sin \alpha \cos \beta \pm \cos \alpha \sin \beta;$$

$$\cos(\alpha \pm \beta) = \cos \alpha \cos \beta \mp \sin \alpha \sin \beta;$$

- Bestäm effektivvärdet (root mean square) $\mathcal{E}_{RMS}$ för den elektromotoriska kraften.
- Hur ändras effektivvärdet om man byter slingans rotationsriktning? Skriv uttrycket för $\hat{n}$ för den omvända rotationsriktningen. Visa hur resultatet av stegen (c)-(d) påverkas av omvändningen av rotationsriktningen.

Lösningförslag:

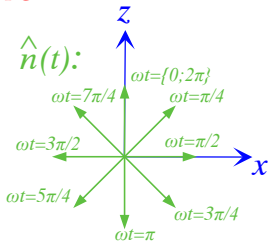
- a) Magnetfältet roterar i
- xz
- planet med vinkelfrekvensen
- Ω
- .



- b) Slingan roterar runt
- y
- axeln, därför är dess normalvektor vinkelrät mot
- y
- axeln och roterar i
- xz
- planet med vinkelfrekvensen
- ω
- . Som referens väljer vi samma rotationsriktning som för magnetfältet (dvs medurs om
- x
- axeln är riktad till höger och
- z
- axeln är riktad uppåt):

$$\hat{n}(t) = \sin(\omega t)\hat{x} + \cos(\omega t)\hat{z}.$$

OBS: Den initiala fasen (riktningen vid $t = 0$) kan väljas godtyckligt, eftersom den inte är specificerad i uppgiften. Detta kommer inte att påverka det effektiva värdet av den elektromotoriska kraften.



- c) Det magnetiska flödet är (integrering över slingans yta)

$$\begin{aligned}\Phi(t) &= \int_{\text{slingan}} \vec{B} \cdot \hat{n} dS = B_0(\sin(\Omega t)\hat{x} + \cos(\Omega t)\hat{z}) \cdot (\sin(\omega t)\hat{x} + \cos(\omega t)\hat{z}) \int_{\text{slingan}} dS \\ &= B_0 ab(\sin(\Omega t)\sin(\omega t) + \cos(\Omega t)\cos(\omega t)) = B_0 ab \cos[(\Omega - \omega)t].\end{aligned}$$

Den elektromotoriska kraften är

$$\mathcal{E}(t) = -\frac{d\Phi}{dt} = B_0 ab(\Omega - \omega) \sin[(\Omega - \omega)t].$$

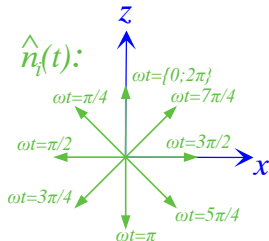
- d) Effektivvärdet av den elektromotoriska kraften är

$$\mathcal{E}_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [\mathcal{E}(t)]^2 dt} = B_0 ab|\Omega - \omega| \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [\sin((\Omega - \omega)t)]^2 dt} = \frac{B_0 ab|\Omega - \omega|}{\sqrt{2}},$$

där perioden är $T = \frac{2\pi}{|\Omega - \omega|}$.

- e) Bytet av slingans rotationsriktning kan representeras genom att byta
- $\omega \rightarrow -\omega$
- i uttrycket för normalvektorn

$$\hat{n}_i(t) = \sin(-\omega t)\hat{x} + \cos(-\omega t)\hat{z} = -\sin(\omega t)\hat{x} + \cos(\omega t)\hat{z}.$$



Det magnetiska flödet blir då

$$\Phi_i(t) = B_0 ab(-\sin(\Omega t)\sin(\omega t) + \cos(\Omega t)\cos(\omega t)) = B_0 ab \cos[(\Omega + \omega)t].$$

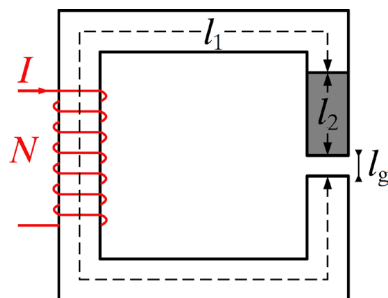
Den elektromotoriska kraften är

$$\mathcal{E}_i(t) = B_0 ab(\Omega + \omega) \sin[(\Omega + \omega)t],$$

och dess effektivvärde är

$$\mathcal{E}_{i\text{RMS}} = \frac{B_0 ab|\Omega + \omega|}{\sqrt{2}}.$$

Uppgift 2 (5p)



En magnetisk krets består av ett segment med längden l_1 och permeabiliteten μ_1 , ett segment med längden l_2 och permeabiliteten μ_2 samt ett luftgap (permeabilitet μ_0) med längden l_g enligt figuren. Tvärsnittsarean är densamma i alla segmenten. Det första segmentet (med längden l_1) har en lindning med N varv och med en elektrisk ström I . Förluster kan försummas.

Bestäm riktningen och storleken på den magnetiska flödestätheten B_g i luftgapet. *Ledning:* man kan använda antingen reluktansmetoden eller Amperes lag med kontinuitet av magnetiska flöden vid gränserna mellan segmenten.

Lösningsförslag:

Vi väljer magnetfältens referensriktning att vara medurs. Magnetfälten H_1, B_1 motsvarar μ_1 -segmentet; H_2, B_2 till μ_2 -segmentet; och H_g, B_g till luftgapet. Amperes lag för den magnetiska kretsen och flödeskontinuiteten för gränser mellan μ_1 -segment – μ_2 -segment och mellan μ_2 -segment – luftgap är respektive

$$\begin{cases} H_1 l_1 + H_2 l_2 + H_g l_g = NI, \\ \mu_1 H_1 S = \mu_2 H_2 S, \\ \mu_2 H_2 S = \mu_0 H_g S. \end{cases}$$

Här är S tvärsnittsarean. Tecknet framför NI är enligt högerhandsregeln för lindningen och referensriktningen för H_1 . Från de två sista ekvationerna, $H_1 = \frac{\mu_0}{\mu_1} H_g$ och $H_2 = \frac{\mu_0}{\mu_2} H_g$. Substitution till den första ekvationen ger

$$\frac{\mu_0}{\mu_1} H_g l_1 + \frac{\mu_0}{\mu_2} H_g l_2 + H_g l_g = NI.$$

Detta ger

$$H_g = \frac{NI}{\frac{\mu_0}{\mu_1} l_1 + \frac{\mu_0}{\mu_2} l_2 + l_g}.$$

Den magnetiska flödestätheten är

$$B_g = \mu_0 H_g = \frac{NI}{\frac{l_1}{\mu_1} + \frac{l_2}{\mu_2} + \frac{l_g}{\mu_0}}.$$

Eftersom både NI och nämnaren är positiva är den magnetiska flödestätheten i luftgapet riktad i referensriktningen, dvs nedåt i figuren.

Uppgift 3 (9p)

En permanentmagnetiserad likströmsmaskin med märkdata $v_T=200$ V, $i_a = 12$ A, och dess parametrar är $R_a=1.5$ Ω , $L_a = 1.5$ mH, $J=0.05$ kg m². Olastad är maskinens varvtal 1000 rpm vid märkspänning. Maskinen skall driva en hiss vars lastande moment är oberoende av varvtalet. När hissen är som tyngst är lastmomentet $T_L=18$ Nm. Motorns friktionsmoment kan anses försumbart.

- Beräkna maskinens länkade flöde, λ . (1p)
- När maskinen driver den tyngsta lasten vid märkspänning, beräkna maskinens ankarström, varvtal och verkningsgrad. (om inte a) kan lösas, använd $\lambda=1.6$ Wb) (2p)
- Moment-varvtalskaraktäristik: (4p)
 - Rita maskinens moment-varvtals-karaktäristik vid matning med märkspänning, samt med halva märkspänningen och markera vilken graf som representerar vilken matningsspänning.
 - Beräkna och märk ut samtliga tomgångsvarvtal och kipp-moment.
 - Skissa lastens momentvarvtalskaraktäristik.
 - Markera den eller de arbetspunkter som maskinen kan driva lasten i med de två fallen av matningsspänning.
- Vad innebär fältförsvagning, varför används det och varför kan inte den aktuella motorn fältförsvagas? (2p)

Lösningsförslag:

- a) Antag att maskinen arbetar i stationärtillstånd. Då är ankarspänningen summan av resistansspänningsfallet och mot-EMKn. I fallet då maskinen är olastad och friktionsmomentet är försumbart, är ankarströmmen noll. Det ger följande ekvation

$$v_T = R_a \underset{0}{i_g} + \lambda \omega_r = \lambda \omega_r$$

Därmed kan det länkade flödet fås från märkspänningen och det givna varvtalet då maskinen är olastad:

$$\lambda = \frac{v_T}{\omega_r} = \frac{200 \text{ V}}{1000 \pi / 30} = 1,91 \text{ Wb}$$

- b) Enligt uppgift är den tyngsta lasten ett lastvridmoment på 18 Nm. I stationärtillstånd producerar motorn ett lika stort vridmoment som lasten bromsar med, d.v.s 18 Nm, fast de har olika riktning. Motorns vridmoment är produkten av länkat flöde och ankarström. Det ger att **ankarströmmen** kan beräknas som

$$i_a = \frac{T_e}{\lambda} = \frac{T_L}{\lambda} = \frac{18}{1,91} = 9,42 \text{ A}$$

Varvtalet kan nu beräknas via spänningsekvationen, som

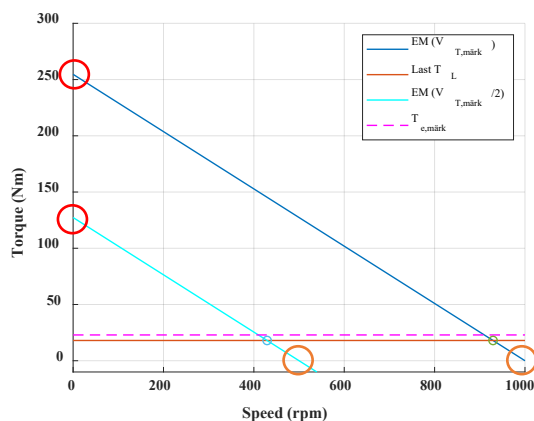
$$\omega_r = \frac{v_T - R_a i_a}{\lambda} = \frac{200 - 1,5 \cdot 9,42}{1,91} = 97,3 \text{ rad/s}$$

$$n_r = \omega_r \frac{30}{\pi} = 929 \text{ rpm}$$

Verkningsgraden i detta driftfall kan beräknas som

$$\eta = \frac{P_{ut}}{P_{in}} = \frac{\omega_r T_e}{v_T i_a} = \frac{97,3 \cdot 18}{200 \cdot 9,42} = \frac{1751,4}{1884} = 0,9296 \dots \approx 93\%$$

- c) **Moment-varvtalskaraktäristiken** visas i figuren nedan, där:



- i. Den mörkblå linjen visar motorns moment-varvtalskaraktäristik med märkspänning och den ljusblå vid halva märkspänningen.
- ii. de röda cirkelarna markerar kipp-moment och de två orange cirkelarna markerar tomgångsvarvtalen

Strömmen vid kippmomentet kan beräknas från spänningsekvationen då varvtalet är noll enligt

$$i_{a,\text{märkspänning}} = \frac{v_T}{R_a} = \frac{200}{1,5} = 133,33 \text{ A}$$

$$i_{a,\text{halv märkspänning}} = \frac{v_T}{R_a} = \frac{200/2}{1,5} = 66,67 \text{ A}$$

och vridmomentet fås sedan som produkten av strömmen och länkade flödet enligt

$$T_{e,\text{märkspänning}} = \lambda i_{a,\text{märkspänning}} = 1,91 \cdot 133,33 = 254,67 \text{ Nm}$$

$$T_{e,\text{halv märkspänning}} = \lambda i_{a,\text{halv märkspänning}} = 1,91 \cdot 66,67 = 127,33 \text{ Nm}$$

Tomgångsvarvtalet vid märkspänning är givet i uppgiften som 1000 rpm, vilket fås då strömmen är noll. Tomgångsvarvtalet vid halva märkspänningen är då hälften enligt

$$\omega_{r,\text{tomgång}} = \frac{v_T}{\lambda} = \frac{200/2}{1,91} = 52,356 \text{ rad/s}$$

$$n_{r,\text{tomgång}} = \omega_{r,\text{tomgång}} \frac{30}{\pi} = 500 \text{ rpm}$$

- iii. lastens moment-varvtalskaraktäristik är inte beroende på varvtalet utan konstant 18 Nm, enligt röd linje nedan.
 - iv. Motorn kan driva lasten då motorns karaktäristik och lastens korsar varandra i figuren, vilket händer gör på två ställen; den mörkgröna cirkeln markerar arbetspunkt där motorn driver lasten vid märkspänning, och den ljusblå cirkeln är arbetspunkten vid halva märkspänningen till motorn.
- d) Fältförsvagning innebär att det länkade flödet sänks.

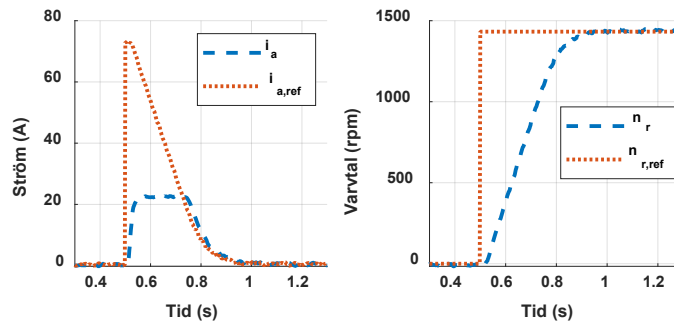
Vid drift utanför fältförsvagning, krävs det hela tiden en högre pålagd spänning till motorn då man vill driva motorn vid högre varvtal, på grund av mot-EMKn (vilken är proportionell mot varvtalet). Det innebär att det finns ett visst högsta varvtal maskinen kan arbeta på, där matnings-spänningen har nått sitt högsta värde, vilket bestäms av vad källan har för spänning. För laster som inte har så brant moment-varvtalsberoende, kan man då ändå driva dem på lite högre varvtal om det går att sänka det länkade flödet i maskinen. En fältförsvagad motor får en lite flackare moment-varvtalskaraktäristik, vilket innebär att den inte levererar lika mycket vridmoment för samma ankarström som med normalt länkat flöde.

För likströmsmotorn kan man bara fältförsvaga om det finns en fältkrets som skapar magnetfältet i rotorn (ankaret). Motorn i uppgiften är permanentmagnetiserad, vilket gör att det inte går att ändra flödet från magneten.

Uppgift 4 (7p)

Maskinen i föregående uppgift skall ström- och varvtals-styras när den driver hissen. Strömregleringen skall ha en stigtid på 50 ms. I detta fall kan inte elmaskinens friktionsmoment försummas, utan anas vara proportionellt mot varvtalet som $T_{L,frikt} = b \omega_r = 0.01 \omega_r$ Nm.

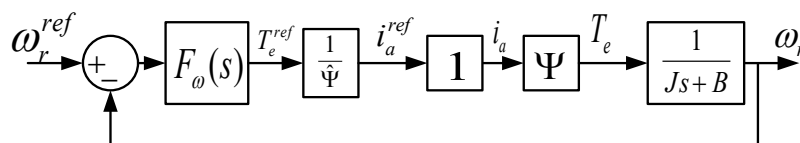
- Härled en lämplig varvtalsregulator och beräkna dess regulatorparametrar. Redogör för nödvändiga antaganden och relevanta resonemang. (2p)
- Rita ett fullständigt blockschema för likströmsmaskinen och dess ström- och varvtals-regulatorer, och ange vad signalerna mellan blocken representerar. (3p)
- I kursens laboration vid omriktarstyrning av likströmsmaskin erhöles vid ett driftfall nedan resultat. Vad är orsaken till skillnaden mellan den röda och blå grafen till vänster och hur påverkas graferna till höger? (2p)



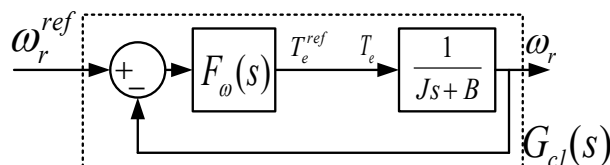
Lösningförslag:

- I uppgiften finns information om önskad snabbhet för strömregulatorn. Eftersom motorn kan reglera strömmen mycket snabbare än varvtalet bör varvtalsregulatorn ha en avsevärt längre stigtid än strömregulatorn. Enligt tumregeln kan relationen mellan ström- och varvtalsregulator vara en faktor på 10, vilket ger att varvtals-regulatorn bör ha en stigtid som är 10 gånger långsammare, d.v.s 500 ms.

När **varvtalsregulatorn** härleds antas att ström-regulatorns referensström är lika med den faktiska strömmen, dvs. $i_a^{ref} = i_a$ eftersom strömregleringen är mycket snabbare än varvtalsregleringen. Det ger att strömregleringens överföringsfunktion är lika med ett. Vi börjar med att rita det förenklade blockschemat där strömregulatorn och den elektriska delen av likströmsmaskinen har ersatts med ett block med förstärkning 1:



Vidare antas att det skattade länkade flödet är lika med maskinens faktiska länkade flöde, dvs. att $\hat{\Psi} = \Psi$, detta ger:



Det slutna systemet designas som ett första ordningens lågpassfilter med stigtiden $t_{r,\omega} = 0.5s$, och $\alpha_\omega = \ln(9)/t_{r,\omega} = \frac{2.1972}{0.5} = 4.3944$, detta ger

$$\frac{\alpha_\omega}{s + \alpha_\omega} = \frac{\alpha_\omega/s}{1 + \alpha_\omega/s} = G_{cl} = \frac{\omega_r}{\omega_r^{ref}} = \frac{F_\omega(s)G_\omega(s)}{1 + F_\omega(s)G_\omega(s)} \Rightarrow$$

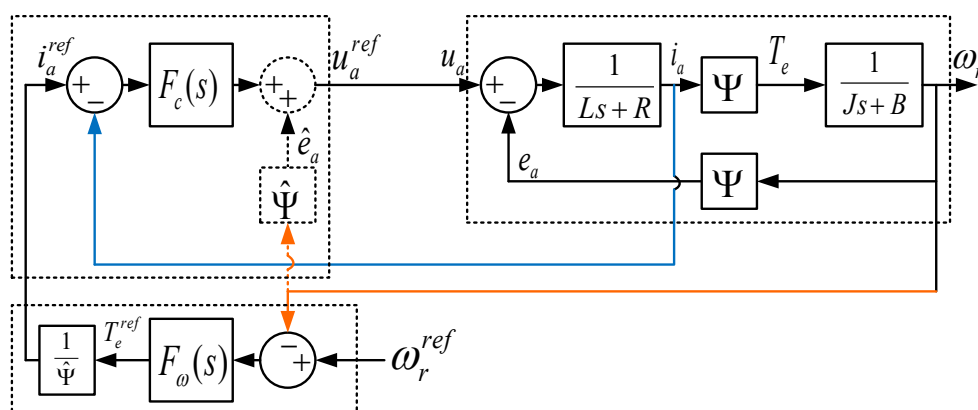
$$F_\omega(s) = \frac{\alpha_\omega}{s} G_\omega^{-1}(s) = \frac{\alpha_\omega}{s} (\hat{J}s + \hat{B}) = K_{p\omega} + \frac{K_{i\omega}}{s} \Rightarrow$$

$$K_{p\omega} = \hat{J}\alpha_\omega = 0,05 \cdot 4,3944 = 0,2197$$

$$K_{i\omega} = \hat{B}\alpha_\omega = 0,01 \cdot 4,3944 = 0,0439$$

Varvtalsregulatorn ger alltså ett referensvärde för vridmomentet. Denna vridmomentreferens omvandlas i ström-regulatorn till en ström-referens via det skattade länkade flödet.

b) Blockschemata för likströmsmaskinen och dess ström- och varvtalsregulator ses nedan



c) Graferna är från varvtalsstyrning av likströmsmaskin som utfördes under laboration i kursen. Vid en viss tid, $t=0,5$ s, läggs en varvtals referens som ett steg, vilken syns som den röda grafen i den högra figuren. Den blå grafen i den högra figuren visar uppmätt varvtalssvar av maskinen. I den vänstra figuren visar den röda grafen strömregulatorns referensström för ankarkretsen och den blå grafen den uppmätta ankarströmmen i maskinen. Under en tid är referensströmmen mycket högre än den uppmätta strömmen eftersom omriktaren inte kan realisera den höga referensströmmen, då den har en viss strömgräns för att inte överhettas. Det kan ses genom att den uppmätta strömmen är konstant under en tid då referensen är långt över ca. 23 A. När ankarströmmen är lägre än dess referens, fås inte de drivande moment som varvtalsregulatorn väntar sig. Då blir det mindre skillnad mellan motorns drivande och lastens bromsande vridmoment, vilket ger en något långsammare acceleration än vad varvtalsregulatorn väntat sig.

Uppgift 5 (8p)

En Buck och en Boost-omriktare med krettschema enligt formelbladet längre bak har parametrarna $L=200 \mu\text{H}$, $C=300 \mu\text{F}$, och matningsspänningen från dess källa är 240V.

- För båda omriktarna, härled och rita spänningen v_s och strömmen genom samma krets-gren som funktion av tid över två switchperioder. Ange antaganden, när switchen är PÅ och AV och relevanta storheter på axlarna. Numeriska värden behöver inte beräknas. (4p)
- Antag att Buck-omriktaren används för driftfallen i 3c), ta fram uttrycket för och beräkna den lägsta switchfrekvensen som omriktaren bör ha för att säkerställa att den arbetar i CCM? (3p)
(Om något numeriskt värde saknas från uppgift 3, kan lämpligt värde antas.)
- Motivera vilken av omriktar-typerna som tagits upp i kursen som skulle behövas för att kunna driva hissen både upp och ner, samt bromsa den i båda dessa fall. (1p)

Lösningsförslag:

a) Vi börjar med att anta att:

- Det råder stationärtillstånd för omriktaren, dvs. alla switchperioder är lika
- Omriktaren arbetar i CCM, då $i_L > 0$, vilket gör att den har två tillstånd
- Omriktarens komponenter är förlustfria
- Kondensatorn är mycket stor, så utspänningen är näst intill konstant.

Vi antar även en duty cycle som är lite mer än 0,5 i båda omriktarna, men dess värde kan här väljas godtyckligt i intervallet 0 och 1.

	Buck	Boost
SW ON $t=[0, DT]$	När switchen leder är $v_s = V_d$ då de är parallellkopplade. Dioden är då backspänd och blockerar strömmen , som är noll. Strömmen från källan går i stället genom spolen som laddas upp med energi.	När switchen leder kortsluter den lasten, så strömmen från källan går genom spolen och switchen. Spänningsfallet är då noll över switchen och spolen laddas upp med energi. KVL ger att $v_L = V_d$, dvs en konstant och positiv spänning, vilket ger en konstant och positiv strömderivata. Strömmen ökar därmed linjärt genom spolen och switchen , men inte från noll utan en positiv nivå, eftersom omriktaren arbetar i CCM.
SW OFF $t=(DT, T]$	När switchen öppnas vill spolen fortsätta leda ström i samma riktning som precis innan switchen öppnades, den är strömtrög. Det gör att dioden kommer att leda denna ström. KVL i mitten-slingan ger $v_s = v_L + v_o$, men då dioden leder är dess spänningsfall noll, så $v_L = -v_o < 0$. Relationen mellan ström och spänning för en induktans ($v_L = L \frac{di_L}{dt}$) ger att en negativ och konstant spänning över en induktans betyder en negativ och konstant strömderivata genom den. Alltså avtar strömmen genom spolen och dioden linjärt med tiden då switchen är öppen, men eftersom omriktaren antas arbeta i CCM så blir strömmen aldrig noll.	När switchen öppnas vill spolen fortsätta leda ström i samma riktning som precis innan switchen öppnades, den är strömtrög. Men eftersom switchen är öppen är dess ström noll . Strömmen går i stället genom dioden. Spänningen över switchen är nu lika med utspänningen . Då Boost är en uppspänningsomriktare så kommer utspänningen vara lika med eller högre än inspänningen, beroende på val av duty cycle.
Spänning		
ström		

- b) För att omriktaren skall gå i CCM så skall $\frac{\Delta i_L}{2} < I_L = I_{ut}$, där I_L är medelvärdet av induktansströmmen och I_{ut} är utströmmen, vilken här är ankarströmmen i_a . (Eftersom vi antar att omriktaren arbetar i stationärtillstånd måste medelvärdet av kondensator-strömmen vara noll, vilket gör att medelvärdet av induktansströmmen är lika med utströmmen.) Strömriplet kan beräknas via $v_L = L \frac{di_L}{dt}$. Eftersom spänningen över induktansen är konstant och positiv under tiden switchen är på, så kommer tidsderivatan av strömmen genom induktansen också att vara konstant och positiv, detta ger:

$$v_L = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \Rightarrow \Delta i_L = \frac{v_L \Delta t}{L} \Rightarrow \frac{\Delta i_L}{2} \leq i_a \Rightarrow \frac{\Delta i_L}{2} = [SW \text{ ON}] = \frac{(V_{in} - V_{ut})D}{2Lf_s} \leq i_a$$

$$f_s \geq \frac{(V_{in} - V_{ut})D}{2Li_a}$$

I uppgift 3c) beskrivs två driftfall, ett med märkspänning, 200 V och ett med halva märkspänningen, 100V. Då lasten är oberoende av varvtalet, är ankarströmmen samma i båda dessa driftfall, och beräknades i 3b). Om inte 3b) har lösts så kan man anta ett godtyckligt värde på strömmen, till exempel märk-ström 12A. Vidare är det godtagbart att använda antingen omriktarens eller elmaskinens induktans vid beräkningen i detta fall, då inget särskilt är specificerat i uppgiften.

Relationen mellan in och utspänning för Buck-omriktaren behöver ej härledas om man kommer ihåg den till $V_{ut} = DV_{in}$. Därmed har driftfallen två olika minsta värden för switchfrekvensen;

$$f_s \geq \frac{(240 - 200) \frac{200}{240}}{2 \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 9,42} = 8\,841,9 \text{ Hz}$$

$$f_s \geq \frac{(240 - 100) \frac{100}{240}}{2 \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 9,42} = 15\,473 \text{ Hz}$$

Så för att omriktaren skall arbeta i CCM i båda fallen med samma switchfrekvens bör den vara lägst 15,5 kHz.

- c) För att kunna driva hissen både upp och ner, bör maskinen kunna rotera både framåt och bakåt, vilket kräver både positiv och negativ spänning. För att kunna accelerera lasten behövs ström som har samma tecken som varvtalet och spänningen, och för att bromsa behövs ström som har omvänt tecken mot spänningen. Sammantaget ger detta att motor och omriktare bör kunna arbeta i alla fyra kvadranter, vilket alltså endast 4-kvadrant-omriktaren klarar av de omriktare vi studerat.

Uppgift 6 (6p)

En asynkronmaskin matas med märkspänning på 400 V RMS och 50 Hz. Dess märkeffekt är 3,5 kW vid en märkeftersläpning på 3% och dess synkrona varvtal är 1500 rpm. Maskinens Y-ekvivalenta krets-parametrar är $R_s = 1,3 \, \Omega$, $X_s = 2,5 \, \Omega$, $X'_r = 2,5 \, \Omega$, $R'_r = 1,1 \, \Omega$ och $X_m = 43 \, \Omega$.

- Hur många poler har maskinen, och vad är märkvarvtalet? Motivera ditt svar (2p)
- Vid märkdrift, beräkna den komplexa statoreffekten, och utvecklat vridmoment. Redovisa beräkningsstegen utförligt. (4p)

Lösningsförslag:

- a) **Antalet poler, P** , kan fås ur relationen till synkront varvtal $\omega_{s, mek}$ och statorspänningens frekvens, f_s via:

$$\omega_{s, mek} = 2\pi \frac{f_s}{P/2} \Rightarrow P = \frac{4\pi f_s}{\omega_{s, mek}} = \frac{4\pi 50_s}{1500 \cdot \frac{\pi}{30}} = 4$$

Märkvarvtalet fås vid märk-eftersläpning som är 3%, via definitionen av eftersläpning som är

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \Rightarrow n_{r, märk} = n_s(1 - s) = 1500(1 - 0,03) = 1500 \cdot 0,97 = 1455 \text{ rpm}$$

- b) Den komplexa statoreffekten vid märkdrift fås genom att beräkna en ekvivalent impedans för hela maskinen, beräkna strömmen som spänningen över den ekvivalenta impedansen och slutligen effekten som produkten av ström och spänning.

För att beräkna strömmen i statorlindningen behöver vi den totala ekvivalenta impedansen. Den består av en statordel plus en rotordel som är parallell-kopplad med magnetiseringsinduktansen. Vi beräknar först den ekvivalenta impedansen av magnetiseringsinduktansen parallellt med den totala rotor impedansen:

$$\vec{Z}_{r,m} = \frac{jX_m(R'_r/s + jX'_r)}{jX_m + R'_r/s + jX'_r} = \frac{j43(1,1/0,03 + j2,5)}{j43 + 1,1/0,03 + j2,5} = \frac{-107,5 + j1576,7}{36,67 + j45,5} = 19,85 + j18,36 \, \Omega$$

Sedan kan strömmen i statorn beräknas som matande spänning genom totala impedansen

$$\vec{I}_s = \frac{\vec{V}_s}{R_s + jX_s + \vec{Z}_{r,m}} = \frac{400/\sqrt{3}}{1,3 + j2,5 + 19,85 + j18,36} = \frac{400/\sqrt{3}}{21,15 + j20,86} = \frac{400/\sqrt{3}}{29,71 \angle 44,6^\circ} = 7,77 \angle -44,6^\circ \text{ A}$$

$$S_s = 3|\vec{V}_s||\vec{I}_s^*| = 3 \frac{400}{\sqrt{3}} \cdot 7,77 (\cos(44,6^\circ) + i \cdot \sin(44,6^\circ)) = 3832 + j3780 \text{ VA}$$

Vridmomentet kan beräknas som den givna mekaniska uteffekten delat med märkvarvtalet från 7a) enligt

$$T_e = \frac{P_{e,märk}}{n_{r,märk} \frac{\pi}{30}} = \frac{3,5 \cdot 10^3}{1455 \frac{\pi}{30}} = 22,97 \text{ Nm}$$

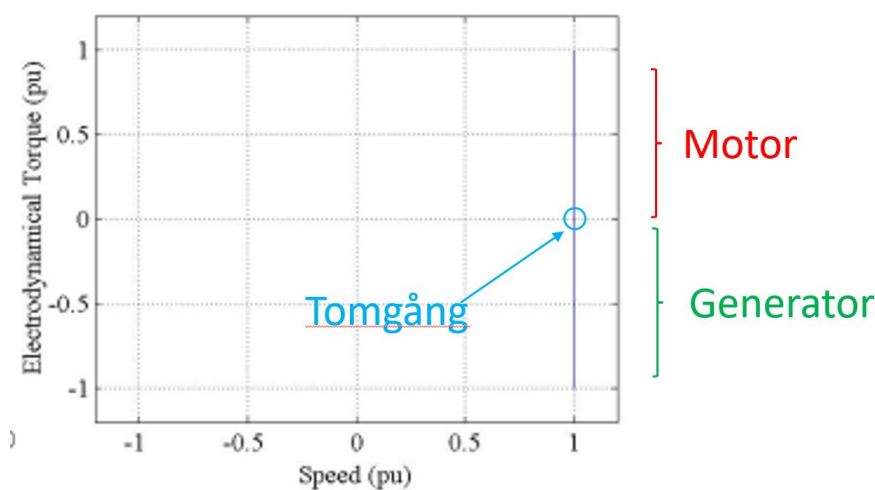
Uppgift 7 (5p)

En 4-polig permanentmagnetiserad synkronmaskin (PMSM) har krets-parametrarna $R_s = 0.106 \, \Omega$, $L_{sd} = 1,38 \text{ mH}$, $L_{sq} = 3.42 \text{ mH}$, $\lambda_m = 0,411 \text{ Wb}$, märkeffekt $P_{märk} = 50 \text{ kW}$, märkvarvtal $n_s = 3000 \text{ rpm}$ vid märkspänning 400 V RMS och 100 Hz , och märk-fasström 81 A RMS .

- Rita moment-varvtalskaraktäristiken för maskinen, och märk ut tomgångsdriftpunkten. (2p)
- Vid märkström, beräkna MTPA-strömvinkeln och utvecklat vridmoment. (3p)

Lösningsförslag:

- Vridmomentet som PMSM utvecklar sker vid synkront varvtal och varierar inte med varvtalet vid fix matningsspänning, men däremot med nivån på strömmen, vilket ger nedan moment-varvtalskaraktäristik. Vid tomgång roterar maskinen vid synkrona varvtalet, men strömmen är noll vilket ger tomgångsvarvtal enligt figur nedan.



- Vid märkström är strömmagnituden $I_{mag} = \sqrt{2} \cdot I_{s,märk} = \sqrt{2} \cdot 81 = 114.6 \text{ A}$

MTPA vinkeln kan beräknas som:

$$\begin{aligned}\cos(\beta) &= -\frac{\lambda_m}{4(L_{sd} - L_{sq})I_{mag}} - \sqrt{\frac{1}{2} + \left(\frac{\lambda_m}{4(L_{sd} - L_{sq})I_{mag}}\right)^2} \\ &= -\frac{0,411}{4(1,38 \cdot 10^{-3} - 3,42 \cdot 10^{-3})114,6} \\ &\quad - \sqrt{\frac{1}{2} + \left(\frac{0,411}{4(1,38 \cdot 10^{-3} - 3,42 \cdot 10^{-3})114,6}\right)^2} = -0,393\end{aligned}$$

Det ger att strömvinkeln är

$$\beta = \arccos(-0,393) = 113,14^\circ$$

Det utvecklade vridmomentet är

$$T_e = \frac{3n_p}{2}(\lambda_m i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq})i_{sd}i_{sq})$$

Där n_p är polpartalet på 2, och dq-strömmarna kan beräknas som

$$i_{sd} = I_{mag} \cos(\beta) = 114,6 \cos(113,14) = -45,0 \text{ A}$$

$$i_{sq} = I_{mag} \sin(\beta) = 114,6 \sin(113,14) = 105,3 \text{ A}$$

$$T_e = \frac{3 \cdot 2}{2}(0,411 \cdot 105,3 + (1,38 \cdot 10^{-3} - 3,42 \cdot 10^{-3})(-45,0) \cdot 105,3) = 158,8 \text{ Nm}$$

Som illustration kan vridmoment som funktion av strömvinkel ses nedan, där strömmagnituden är konstant men relationen mellan i_d och i_q varierar. MTPA vinkeln ger alltså mest vridmoment för den använda ström-magnituden.

