

ISSN 0280-5316
ISRN LUTFD2/TFRT-5524--SE

Modellering och analys av ett kraftsystem

Johan Sartor

Institutionen för Reglerteknik
Lunds Tekniska Högskola
December 1994

Department of Automatic Control Lund Institute of Technology P.O. Box 118 S-221 00 Lund Sweden	<i>Document name</i> MASTER THESIS	
	<i>Date of issue</i> December 1994	
	<i>Document Number</i> ISRN LUTFD2/TFRT--5524--SE	
<i>Author(s)</i> Johan Sartor	<i>Supervisor</i> A. Hansson Ericsson Comp. and R. Johansson LTH	
	<i>Sponsoring organisation</i>	
<i>Title and subtitle</i> Modeling and analyze of a power system. (Modellering och analys av ett kraftsystem).		
<i>Abstract</i> <p>System modeling and identification applied to control object yields a model in which the influence of various components may be studied.</p> <p>The actual object of investigation is a power system consisting of a high-frequency switched rectifier. An accurate analysis of the structure and function of the systems and its parts results in linear models in good agreement with known actual behavior.</p> <p>An investigation using stability theory for multivariable system provides a suitable background for analysis of load-sharing properties. It is concluded that the currently used method of load sharing is not optimal. Finally, some suggestions for improvement are proposed.</p>		
<i>Key words</i>		
<i>Classification system and/or index terms (if any)</i>		
<i>Supplementary bibliographical information</i>		
<i>ISSN and key title</i> 0280-5316		<i>ISBN</i>
<i>Language</i> Swedish	<i>Number of pages</i> 66	<i>Recipient's notes</i>
<i>Security classification</i>		

Innehållsförteckning

	<u>sida</u>
1. Inledning	1
2. Processbeskrivning	2
2.1. Grundstruktur	2
2.1.1. AC/DC – omvandling	2
2.1.2. DC/DC – omvandling	3
2.2. Utgångsfilter	6
2.3. Reglering av likriktaren	7
2.3.1. Strömslingan	7
2.3.2. Spänningsåterkoppling	8
2.3.3. Effektfaktorskorrigerig	9
2.4. RC-filter	10
2.5. Reglerad likriktare som process	10
2.6. Sammanfattning av kapitlet	12
3. Linjär Processmodell	13
3.1. Linearisering av ingående komponenter	13
3.1.1. Effektsteget	13
3.1.2. Multiplikatorn	17
3.1.3. Komparatorn	18
3.2. Spänningsreglering	20
3.3. Processegenskaper	24
3.4. Mätning och verifiering av den slutliga processmodellen ..	28
3.5. Sammanfattning av kapitlet	30
4. Systembeskrivning	31
4.1. 2:a ordningens system	32
4.2. Driftfall	34
4.2.1. Konstant spänning / Lastdelning	35
4.2.2. Systemspänningsreglering	36
4.2.3. Konstant effekt	36
4.3. Stabilitetsanalys vid lastdelning	38
4.3.1. Nyquistkriterium för MIMO-system	38
4.3.2. Diagonal dominans i Eldorado	42
4.3.3. Självsvängningar i Eldorado	44
4.4. Sammanfattning av kapitlet	47
5. Alternativa lastdelningsmetoder	48
5.1. Statisk särkoppling	48
5.2. Steginkoppling	48
5.3. Demokratisk strömdelning med medelströmbövrärde	49
5.4. Tvingande strömbövrärde	50
5.5. Statikreglering	50
5.6. Sammanfattning av kapitlet	51
Slutsatser	52

	<u>sida</u>
Litteraturförteckning	53
Appendix	55
Resonansfilter	55
Analytiska modeller	56
Processmodell (komponentvärden, slingförstärkning, G)	56
Systemmodell (initialisering)	59
Gershgorinband, 2x2-system, linjärt/olinjärt	59
Beskrivande funktion för relä med hysteres	61
Gershgorinband för diagonalelementen	62

1. Inledning

Följande arbete har uppstått ur diskussioner på Ericsson Components AB, Energy Systems Division, angående uppkomna problem med ett etablerat kraftsystem.

Kraftsystemet, kallat Eldorado, är ett system av likriktare som används för energiförsörjning av t.ex. radiobasstationer och telefonväxlar, samt för batteriladdning.

Såsom titeln antyder kommer det att göras en beskrivning av systemets och ingående delars uppbyggnad och funktion, närmare bestämt ur ett regler tekniskt perspektiv. På systemnivå har stabilitetsproblem med lastdelning mellan olika likriktare uppstått, varför en stabilitetsanalys av detta drifttillstånd kommer att utföras.

Arbetet har till stor del utförts i samverkan med den s.k. reglergruppens arbete och tillsammans har de presenterade förslagen på alternativa lastdelningsmetoder tagits fram och undersökts.

En grundläggande genomgång av likriktarkopplingens topologi behövs för det därpå följande framtagandet av en linjär, analytisk lågfrekvensmodell av processen. Jämfört med den verkliga kopplingen är modellen i många avseenden starkt förenklad och därför verifieras modellprestanda mot praktiska mätningar.

Vid modelleringen ansätts konsekvent resistiv last, även om det i praktiken förekommer resistiv last, konstant-effekt-last och batterilast (karakteriseras av ett kvadratisk ström/spänningsförhållande).

Med en linjär processmodell konstrueras ett system bestående av 2 likriktare och utgående från detta diskuteras de vanligt förekommande driftfallen konstant spänning, konstant effekt och systemspänningsreglering.

En teoretisk genomgång av en metod att göra stabilitetsanalys på kopplade system lägger grunden till en undersökning av lastdelningsprincipen.

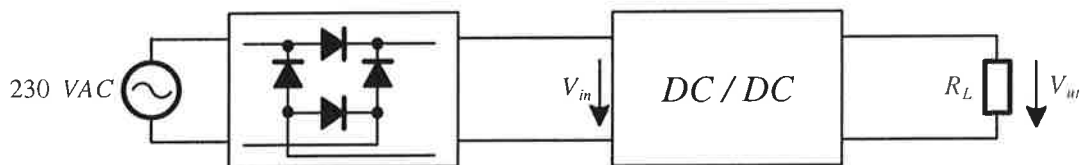
2. Processbeskrivning

Likriktare används för att omvandla inkommande nätspänning till t.ex. reglerad likspänning för strömförsörjning i de mest skilda tillämpningar. För att förhindra stor återverkan på och därmed distordering av nätet samt för att få en kostnadseffektiv omvandling, skall en likriktare även vara konstruerad för att dra en inström som ligger i fas med inspänningen, d.v.s. $\cos\varphi = 1$.

I fall där uttagbar effekt i en likriktare, 1200 W , inte är tillräcklig för lastens krav, kan flera enheter parallellkopplas och på så sätt dela lasten.

En av de vanligare grundstrukturerna i likriktare är Buck–Boost–kopplingen (se fig. 2.2) och dess variant med galvanisk isolation mellan in- och utsignal.

2.1. Grundstruktur



Figur 2.1 Likriktarens grundstruktur

De ovan nämnda funktionerna för en likriktare, d.v.s. spänningsomvandling och effektfaktorkorrigerings, utförs i de flesta på marknaden befintliga lösningar i olika steg; regleringen av $\cos\varphi$ sker i en särskild förregulator och därefter följer den egentliga spänningsomvandlingen i ett eller flera steg.

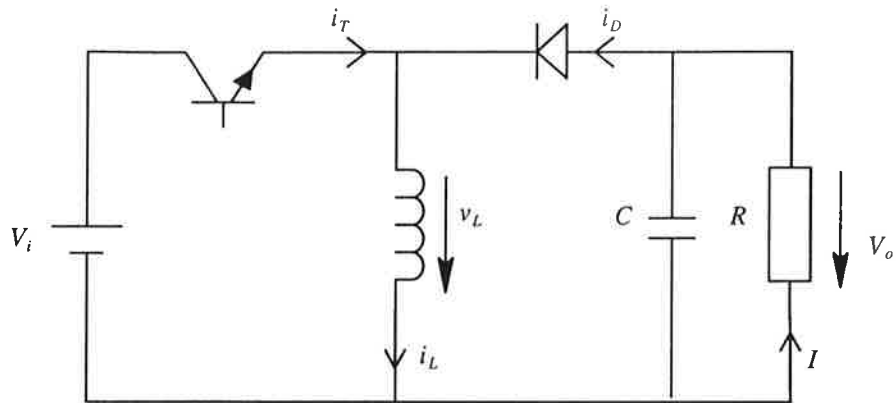
Den likriktare som här beskrivs är en s.k. enstegsriktare, d.v.s. båda funktionerna utförs i *en* DC/DC–omvandlare med *en* kopplingstransistor. Enligt [Wolpert 1991] leder principen med enstegsriktare till konstruktioner med färre antal komponenter, mindre volym och högre tillförlitlighet.

Utgående från ovanstående principskiss av likriktaren (figur 2.1) kommer till att börja med de ingående blockens uppbyggnad och funktion att beskrivas, i avsikt att förklara konstruktionen och kunna härleda en matematiskt hanterbar, linjär modell av processen.

2.1.1. AC/DC – omvandling

Det första blocket i figur 2.1 utgörs av en enkel diodbrygga, vars uppgift är att likrikta den inkommande nätspänningen (230 VAC) till en oreglerad, halvåslirikad utspänning (230 VDC).

2.1.2. DC/DC – omvandling

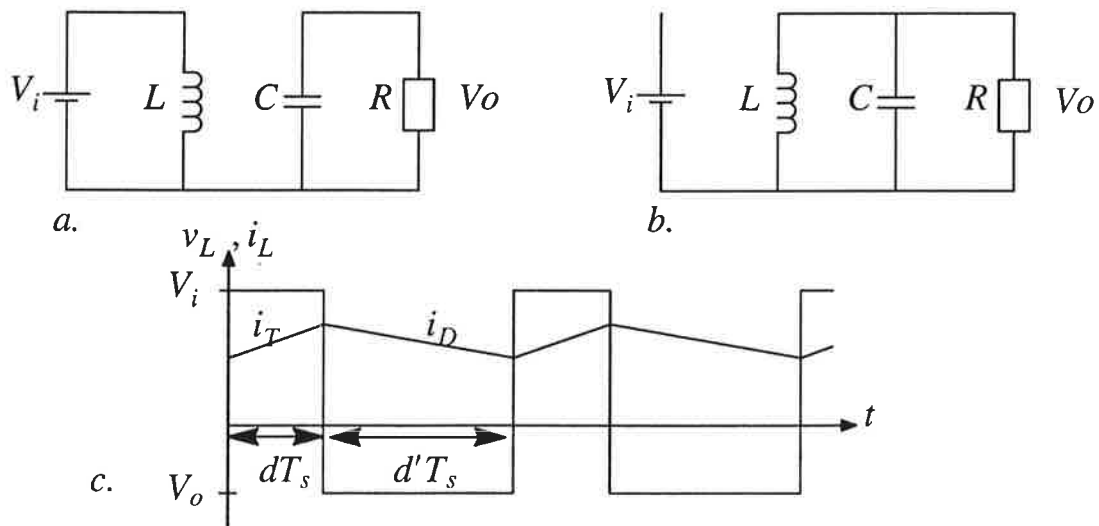


Figur 2.2 Buck-Boost – koppling

Grundstrukturen på DC/DC-omvandlaren eller effektsteget i den i detta projekt studerade likriktaren är en s.k. Buck-Boost-koppling, se fig. 2.2.

Transistorn i kopplingen fungerar som switch och styrs över basen via ett pulståg med frekvens f_s (70 kHz) och ledintervall d . Detta innebär 2 olika driftfall; transistorn leder eller transistorn spärrar.

Det antas till en början att ingående komponenter är förlustfria och att kondensatorn C är oändligt stor. Kretsen matas med en likspänning V_i .



Figur 2.3 Olika driftfall för Buck-Boost – kopplingen

Under tiden dT_s (fig. 2.3 a.) leder transistorn, över induktorn ligger då spänningen V_i , dioden är backspänd och strömmen i_L stiger enligt

$$V_i = L \cdot \frac{di_L}{dt_1} \Rightarrow \Delta i_L = \frac{V_i}{L} \cdot \Delta t_1$$

I nästa tidsintervall, $d'T_s$ (fig. 2.4 b.), spärrar transistorn och induktorströmmen avtar enligt

$$V_o = L \cdot \frac{di_L}{dt_2} \Rightarrow \Delta i_L = \frac{V_o}{L} \cdot \Delta t_2$$

I figur 2.3 c. visas transistor- och diodströmmens tidsförlopp. I stationärt tillstånd är slutvärdet av i_D lika med begynnelsevärdet av strömmen i_T . Strömmen i_D glättas i kondensatorn C så att belastningen får en likström I . Den till lasten levererade strömmen är medelvärdet av diodströmmen

$$I \cdot T_s = i_D \cdot d' \cdot T_s .$$

I motsats till den kontinuerliga likströmmen I är inströmmen en pulserande ström. Dennes medelvärde över en hel period ges av förhållandet

$$I_{in} \cdot T_s = i_T \cdot d \cdot T_s$$

\Rightarrow

$$\frac{I}{I_{in}} = \frac{d'}{d} .$$

Sambandet

$$\bar{v}_L = V_i \cdot dT_s - V_o \cdot d'T_s$$

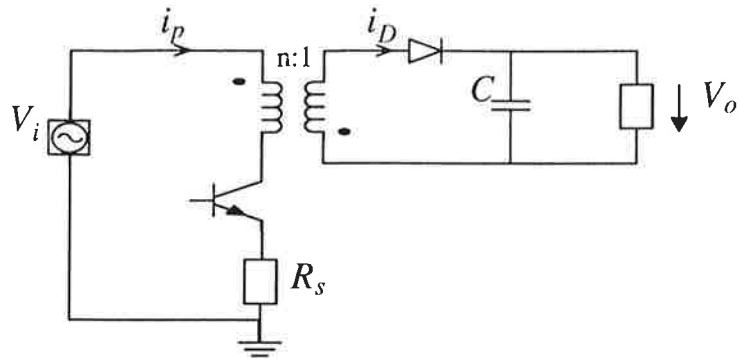
ges av en medelvärdesbetraktelse av spänningsförloppen i figur 2.3 c.

Då $v_L = di_L/dt$ - medelvärdet av spänningen över induktorn är noll vid DC, fås följande överföringsfunktion från inspanning till utspanning

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{d}{d'} .$$

Som sig bör i en förlustfri krets gäller följaktligen för effekten

$$\frac{P_{ut}}{P_{in}} = \frac{V_o \cdot I}{V_i \cdot I_{in}} = 1 .$$

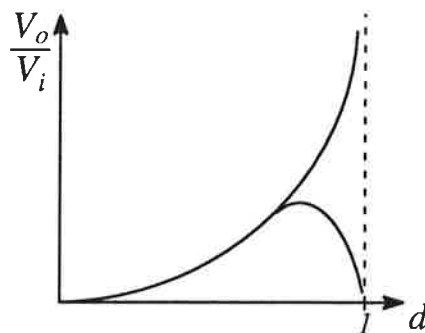


Figur 2.4 Flyback – Buck–Boost med isolationstransformator

Ur elsäkerhetssynpunkt eftersträvas i de flesta tillämpningar en galvanisk isolation mellan primär- och sekundärsidan i en likriktare.

Av denna anledning användes en isolerad variant av Buck–Boost – *Flyback* – där drosseln ersatts med magnetiseringsinduktans L_m i en transformator med omsättning $n:1$.

I avsikt att kunna mäta primärströmmen, i_p , för den kommande regleringen, är ett sensor-motstånd, R_s , infört i kretsen.



Figur 2.5 Spänningsförstärkning

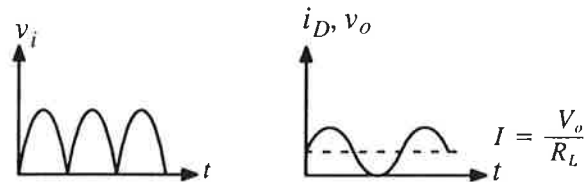
Teoretiskt sett kan spänningsförstärkningen i Buck–Boost–kopplingen gå mot oändligheten, men i praktiken orsakar komponentförluster att en verkningsgrad mindre än 1 erhålles, jmf.figur 2.5. (Förlusterna modelleras som en resistans i serie med induktansen.)

Med hänsyn tagen till transformatorns omsättning och en verkningsgrad mindre än 1 blir spänningsöverföringsfunktionen [SIFU Elektronik]

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\eta \cdot d}{n \cdot d'}$$

$$\therefore d = \frac{1}{1 + \eta \frac{V_i}{nV_o}} .$$

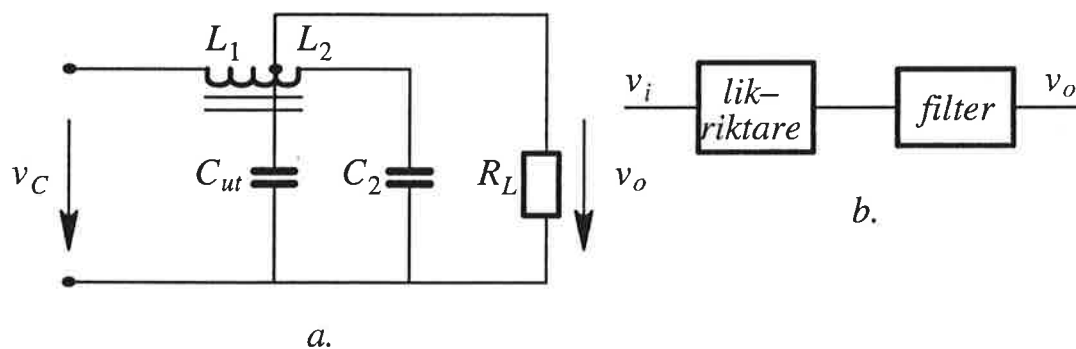
2.2. Utgångsfilter



Figur 2.6 Tidsförlopp in- och utspänning

Då insignalen till DC/DC-omvandlaren i praktiken inte är en konstant likspänning, utan en halvågslikriktad spänning med frekvens 100 Hz , kommer enligt [Wolpert 1991] sekundärströmmen från transformatorn att innehålla en kraftig lågfrekvent komponent med amplitud lika med likströmmens amplitud och med dubbla nätfrekvensen (se fig. 2.6). Över utgångskondensatorn, som inte längre är oändligt stor, uppstår därmed en lågfrekvent växelspanning.

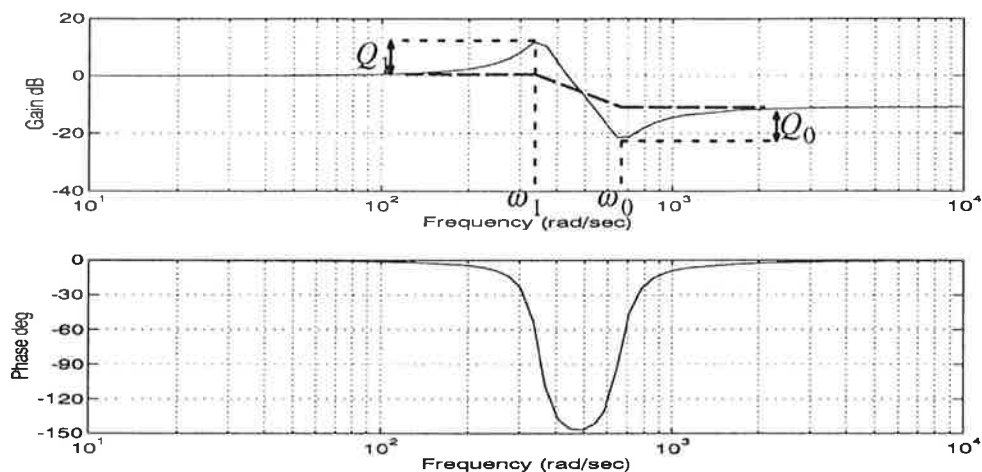
För att filtrera bort den del av denna AC-signal som inte elimineras av kondensatorn C , inkopplas ett resonansfilter (*Tadeusfilter*) mellan likriktaren och lasten.



Figur 2.7 (a) Resonansfilter (b) Princip likriktare + resonansfilter på utgången

Resonansfiltret [Wolpert 1994] är framtaget för att ge maximal dämpning vid frekvensen 100 Hz . Konstruktionen gör att komponentvärdena kan hållas låga och resultatet blir ett effektivt, billigt och utrymmessparande filter, jämfört med andra lågfrekvensfilter.

Filterdesignen innebär även att filtrets inimpedans inte i nämnvärd grad påverkar likriktaren, varför likriktaren och filtret i en matematisk analys kan ses som två oberoende block, jmf. figur 2.7 b.



Figur 2.8 Överföringsfunktion för resonansfiltret

I [Wolpert 1994] är en härledning av filtrets överföringsfunktion gjord för frekvensintervallet $\omega \leq \omega_0$ ($\omega_0 = 2\pi \cdot 100$)

$$G_{Tad} = \frac{v_{ut}}{v_{in}} = \frac{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q_0}\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1}{\left(\frac{s}{\omega_1}\right)^2 + \frac{1}{Q_1}\left(\frac{s}{\omega_1}\right) + 1}$$

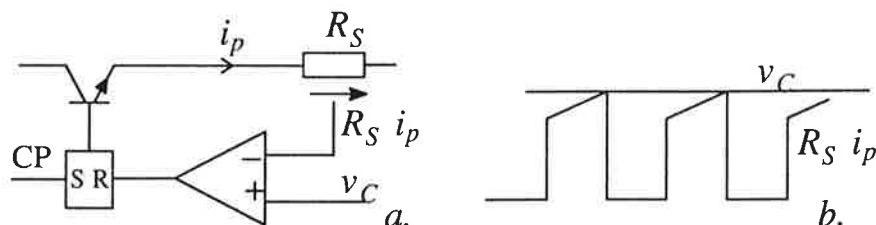
Uttrycken för de ingående parametrarna är redovisade i appendix.

2.3. Reglering av likriktaren

För att i praktiken erhålla den utspänning som önskas, oberoende av störningar på in- och utsignaler, regleras effektsteget enligt en design med dubbla återkopplingslingor – ström- och spänningsåterkoppling.

Den inre slingan – strömloopen – är helt analog medan spänningsregleringen utförs digitalt i en mikroprocessor.

2.3.1. Strömslingan



Figur 2.9 (a) Strömåterkoppling (b) Funktion komparator

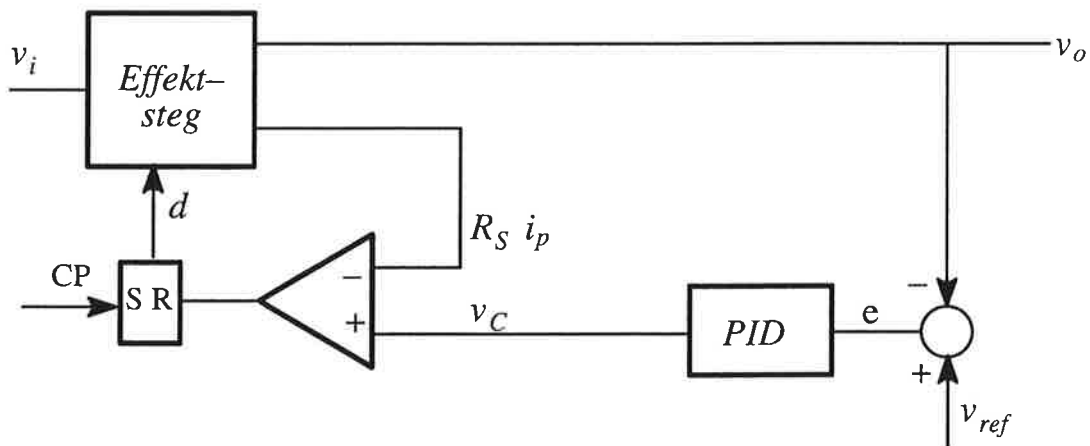
I figur 2.9 visas uppbyggnaden av strömåterkopplingslingen. Primärströmmen, i_p , mäts över sensormotståndet, R_S , och jämförs i en komparator med en kontrollspänning, v_C . När den mot transistorströmmen/primärströmmen proportionella spänningen når upp till nivån satt av kontrollspänningen, slår komparatorn om, vippan ändrar tillstånd och transistorn slutar leda (*Peak-Current-Mode-Programming*).

Huvudmålet med strömåterkopplingen är att kunna betrakta effektsteget som en ren ström-källa för strömförsörjning av utgångskondensatorn och lasten.

I [Bäckman 1992] och [Middlebrook] diskuteras stabiliteten och högfrekvensegenskaperna i strömslingan. Det visas att slingan alltid är stabil för ledintervall $d \leq 0.5$ och då ledintervallet för den i detta projekt studerade processen alltid är mindre än 0.5 förutsätts asymptotisk stabilitet.

2.3.2. Spänningsåterkoppling

Utspänningsregleringen åstadkomms nu genom att en spänningslinga placeras utanför strömslingan.



Figur 2.10 Effektsteg med dubbla återkopplingslingor

Ur [SIFU Elektronik] lånas figur 2.10 samt följande resonemang för att förklara uppförandet i systemet med båda återkopplingsvägarna inlagda.

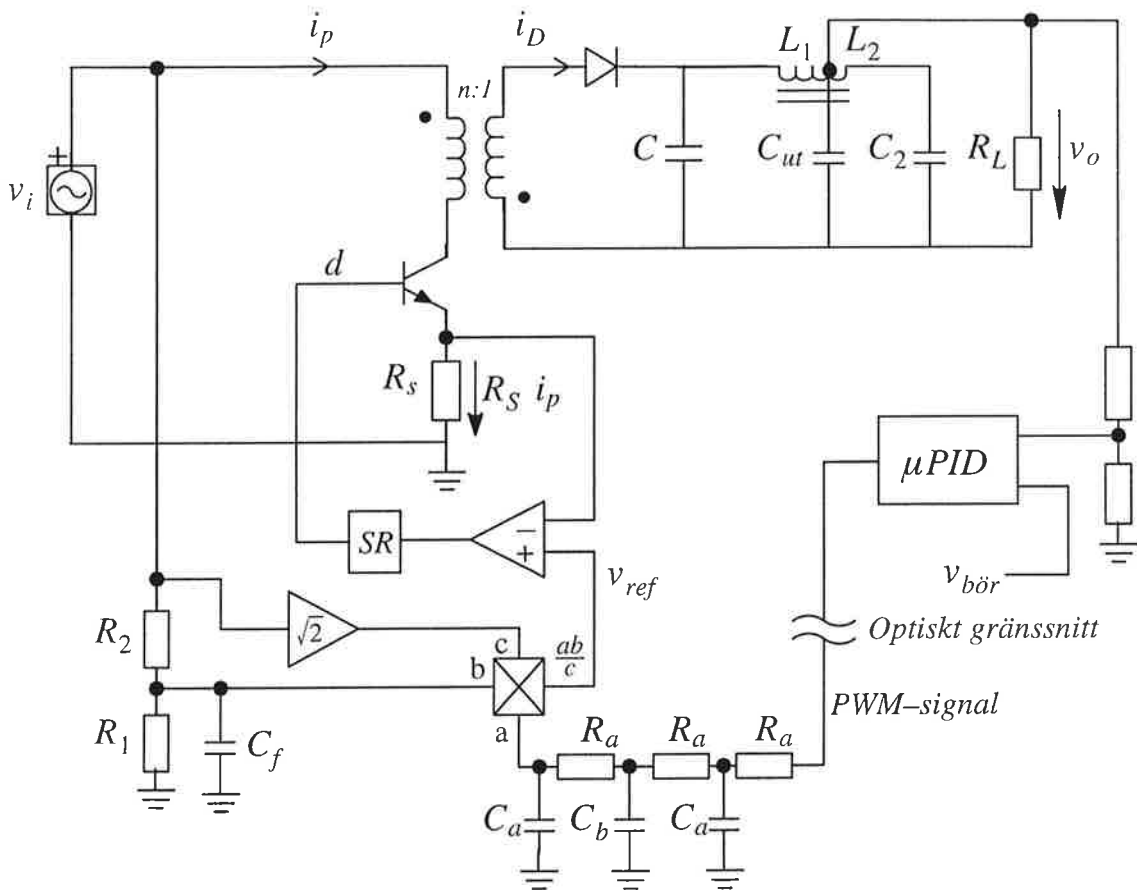
Fall 1 Utspänningsreglering: v_o sjunker $\Rightarrow v_C \sim k_{PID} \cdot e$ stiger
 $\Rightarrow R_S i_p$ stiger till högre värde innan omslag sker
 $\Rightarrow d$ ökar $\Rightarrow v_o$ stiger

Fall 2 Inspänningsreglering: v_i stiger $\Rightarrow d/dt(R_S i_p)$ ökar (jmf. kap. 2.1.2)
 \Rightarrow omslagsnivån uppnås tidigare
 $\Rightarrow d$ minskar $\Rightarrow v_o$ påverkas ej

Spänningsregleringen beskrivs vidare i kapitel 3.

I många praktiska tillämpningar kan processens högfrekvensegenskaper försummas, då bandbredden i spänningsloopen oftast är väldigt låg relativt switchfrekvensen ω_s .

2.3.3. Effektfaktorskorrigering



Figur 2.11 Sinusmodulerad flyback med spänningsreglering

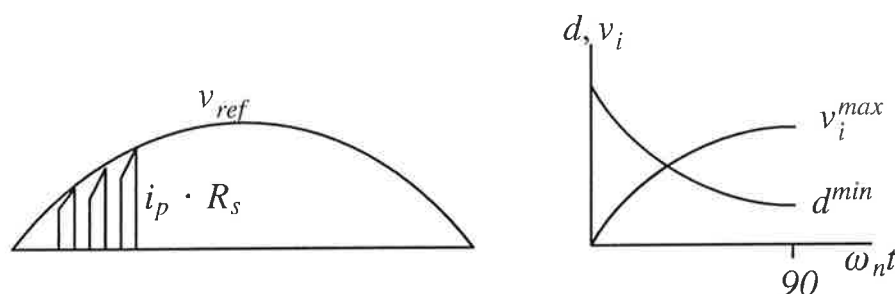
För att uppnå kravet att effektsteget skall dra en sinusformad inspänning från nätet då kretsen matas med en oglättad, likriktad spänning, införs nu en multiplikator i kopplingen. Ingång (a) till multiplikatorn är ett referensvärde från spänningsregulatorn precis som tidigare. För att även här uppnå galvanisk isolation mellan primär- och sekundärsidornas potentialer, har en optokopplare införts som buffertlänk. Utsignalen från den digitala regulatorn är en PWM-signal som filtreras genom en tredubbel RC-länk och genererar styrspänningen v_a .

Istället för att som tidigare direkt mata komparatorn med styrspänningen från datorn bildas nu produkten $v_a \cdot v_b / v_c$, vilken utgör ny referensspänning vid jämförandet med storheten $R_s \cdot i_p$. Signalen (b) är v_{in} filtrerad i ett RC-filter för att jämna ut de skarpaste kurvavsnitten samt för att filtrera bort vissa nätstörningar och signalen (c) är toppvärdet av inspänningen. Produktbildningen innebär att referensspänningen blir proportionell mot inspänningen oberoende av inspänningens amplitud. Amplituden på referensspänningen bestäms av den digitala regulatorn så att utspänningen hålls konstant.

$$v_{ref} \approx k \cdot v_a \cdot v_i^{max} |\sin(\omega_n t)|$$

Vid tidpunkt t blir primärströmmens maxvärde

$$i_p^{max} = \frac{v_{ref}}{R_s}$$



Figur 2.12 (a) Sinusmodulerad flyback (b) Variation av d då inspänningen varierar från noll till maxvärdet

Ur [Wolpert 1991] lånas figur 2.12 som visar primärströmmens förlopp beroende av inspänningen samt hur d varierar under en halvperiod av v_i .

Kopplingen uppfyller alltså de tidigare ställda funktionskraven; Den omriktar nätspänningen till en konstant likspänning och kretsen drar en sinusformad ström från nätet i fas med inspänningen.

2.4. RC-filer

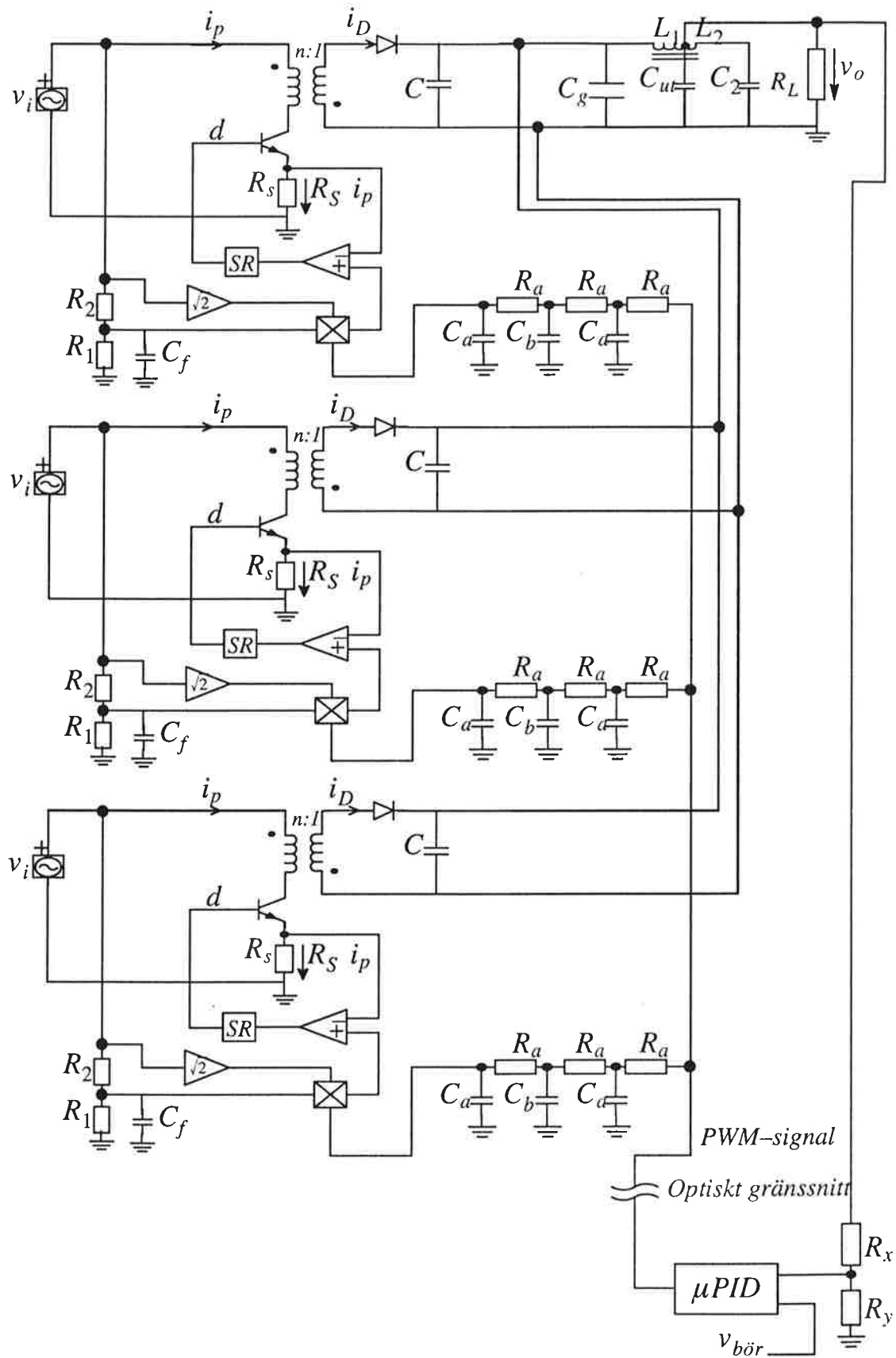
En analytisk modell av den 3-dubbla RC-länken implementeras i MATLAB och verifieras med simuleringar i SPICE.

$$G_{RC} = \frac{1}{\left(1 + s\frac{\omega}{\omega_1}\right)\left(1 + s\frac{\omega}{\omega_2}\right)\left(1 + s\frac{\omega}{\omega_3}\right)}$$

Modellen är redovisad i appendix.

2.5. Reglerad likriktare som process

Den reella processen sätts nu samman av tre av de ovan beskrivna flybackmodulerna enligt figur 2.13. Strömreglerloopen och effektfaktorskorrigeringen sker liksom tidigare internt för varje modul, medan spänningsregleringen är gemensam för hela kopplingen.



Figur 2.13 Likriktarkoppling bestående av 3 flybackmoduler

Sekundärströmmarna från respektive transformator innehåller förutom de diskuterade lågfrekventa signalerna även högfrekventa komponenter härstammande från switchningen. I avsikt att minska dessa komponenters inverkan switchas modulerna med 70 kHz och 120° fasskillnad.

I den verkliga kopplingen införs även ett EMC-filter (Electromagnetic Compability) mellan spänningsavkänningspunkten och lasten i avsikt att ytterligare filtrera utsignalkomponenter härstammande från switchningen, men då dessa signalfrekvenser ligger långt över intressant spektrum är filtret inte medtaget i schemat.

2.6. Sammanfattning av kapitlet

Med utgångspunkt från två funktionskrav på den studerade likriktaren – utsignal i form av reglerad likspänning och inström i fas med inspanning – härleds processens uppbyggnad steg för steg.

De ingående blockens struktur och funktion beskrivs och jämte teoretiska betraktelser diskuteras den valda topologin.

100 Hz -ripple i utspänningen härstammande från nätfrekvensen undertrycks effektivt med ett på utgången inkopplat resonansfilter.

Förenklningar av den reella processen diskuteras och slutligen presenteras en (olinjär) modell av likriktaren bestående av 3 flybackmoduler med gemensam spänningsreglering.

3. Linjär Processmodell

I avsikt att kunna behandla det i kapitel 2 beskrivna strömstyrda effektsteget analytiskt, behövs en matematisk modell av processen. Linjär processidentifiering betyder att man på experimentell och/eller analytisk väg finner en linjär modell som beskriver processens egenskaper på tillfredsställande sätt.

Då ofta enklast möjliga processmodell eftersträvas, tillämpas indirekt syntes vid modellbygget; Den olinjära processen förenklas, lineariseras och den framtagna beskrivningen verifieras sedan mot mätningar i den faktiska kopplingen. Vid diskrepans mellan beräknade och uppmätta karakteristika itereras förfarandet med en något mer komplex processmodell tills önskad noggrannhet uppnåtts.

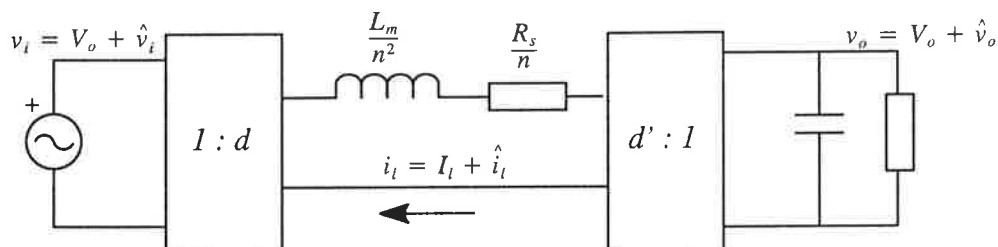
3.1. Linearisering av ingående komponenter

Modelleringen av likriktaren sker utgående från ett effektsteg med tillhörande reglerloopar. Den slutliga modellen tas därefter fram genom parallellkoppling av tre moduler enligt figur 2.13.

Då likriktaren är uppbyggd av ett flertal särskiljbara delprocesser, diskuteras och lineariseras varje delprocess individuellt.

3.1.1. Effektsteget

Målet under denna rubrik är att härleda en enkel, kretsorienterad, linjär modell av flyback-omriktaren. Ett flertal olika kretsorienterade metoder att modellera dc/dc-omvandlare har utvecklats, men här kommer metoden beskriven i [Middlebrook] och i [Bäckman 1992] att användas.

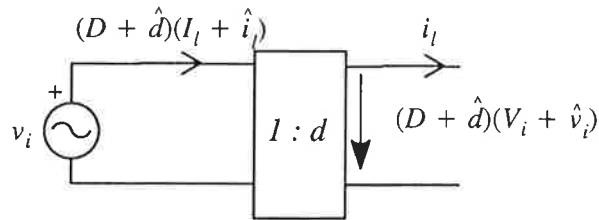


Figur 3.1 Tillståndsorienterad, olinjär modell av flyback

I figur 3.1 visas en tillståndsorienterad (*state-space averaged*) modell av flyback. Transistorn med sina två tillstånd är ersatt av två ideala transformatorer med omsättningar härledda ur sambandet

$$\bar{v}_L = dv_i - d'v_o .$$

Magnetiseringsinduktansen flyttas över till sekundärsidan med bibehållen impedans, medan spänningen mätt över sensormotståndet, transformerat till sekundärsidan, skall vara oförändrad – därur faktorerna $1/n^2$ och $1/n$.


Figur 3.2 Lineariseringssteg 1: Primärsida

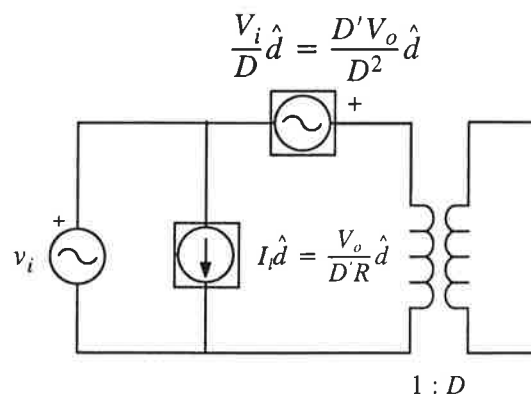
Den olinjära effektstegsmodellen delas upp för linearisering av de två transformatorerna var för sig. I figur 3.2 visas primärtransformatorn och uttrycken för de spänningar och strömmar som ingår i modellen. Respektive tidsvariant storsignalparameter ersätts av en dc-signal och en ac-signal.

$$i_l = I_l + \hat{i}_l$$

$$v_i = V_i + \hat{v}_i$$

$$v_o = V_o + \hat{v}_o$$

$$d = D + \hat{d}$$


Figur 3.3 Lineariseringssteg 2: Primärsida

Signaler som är proportionella mot d representeras av beroende generatorer. Den tidsvarianta transformatorn ersätts med en transformator med konstant omsättning, D , samtidigt som produkter av ac-signaler elimineras.

I figur 3.3 är därefter spänningsgeneratoren överförd till transformatorns primärsida och omskriven med hjälp spänningsöverföringsfunktionen för flyback

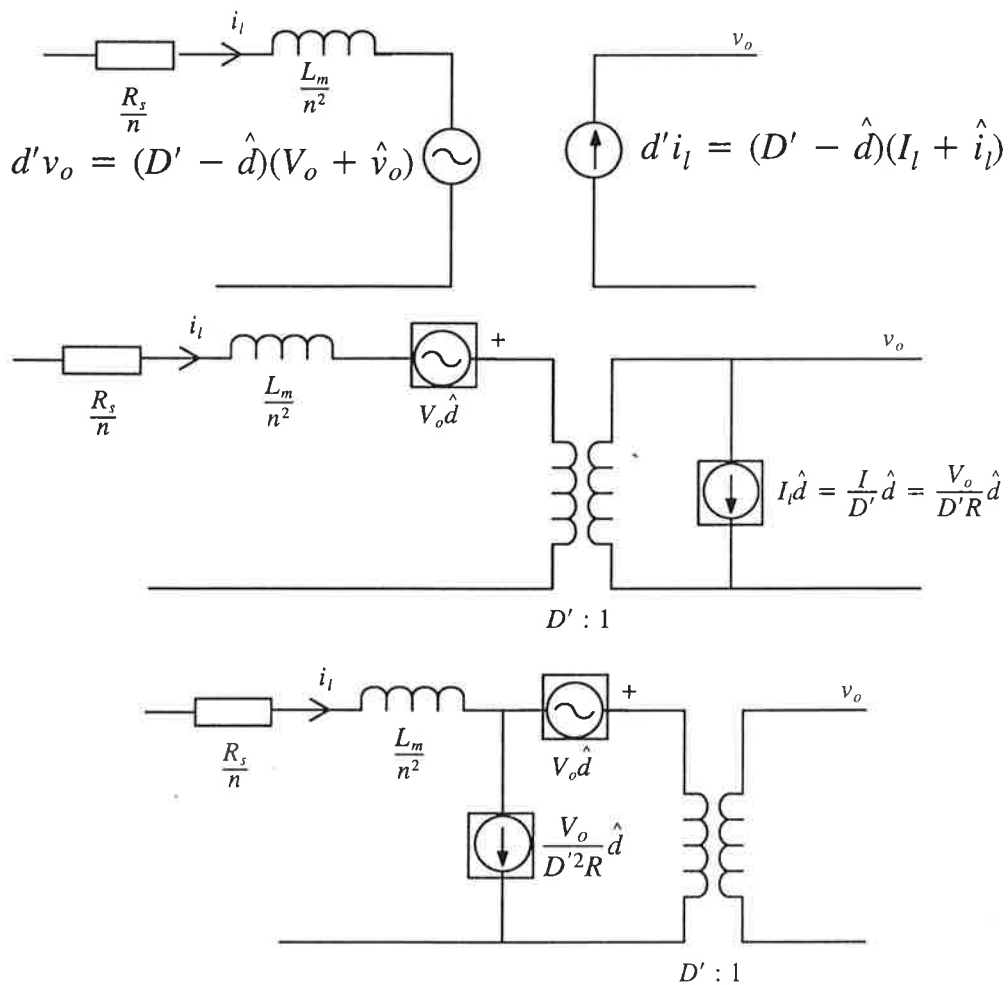
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{D'}$$

Parametern R definieras som

$$R = \frac{\text{DC spänning på kretsens utgång, } V_o}{\text{DC utström, } I}$$

vilket vid resistiv last är detsamma som belastningsresistansen, R_L .

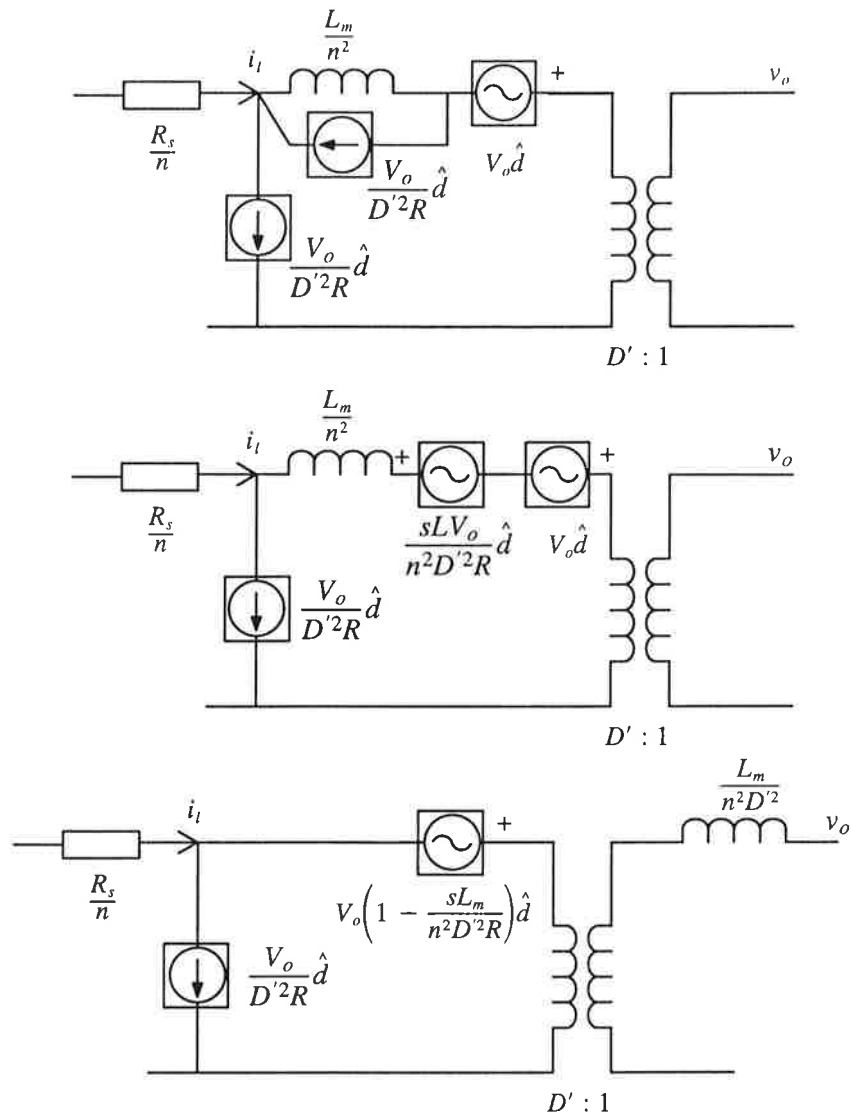
Flybacktransformatorns omsättning och verkningsgrad inverkar implicit på ledintervallet, D , och medtages därför inte i uttrycken ovan.



Figur 3.4 Lineariseringssteg 1, 2 och 3: Sekundärsida

Samma procedur upprepas nu för kopplingens sekundärtransformator: ac-produkter försummas, signaler proportionella mot d representeras av beroende generatorer och transformatorn ersätts av en ideal transformator med konstant omsättning.

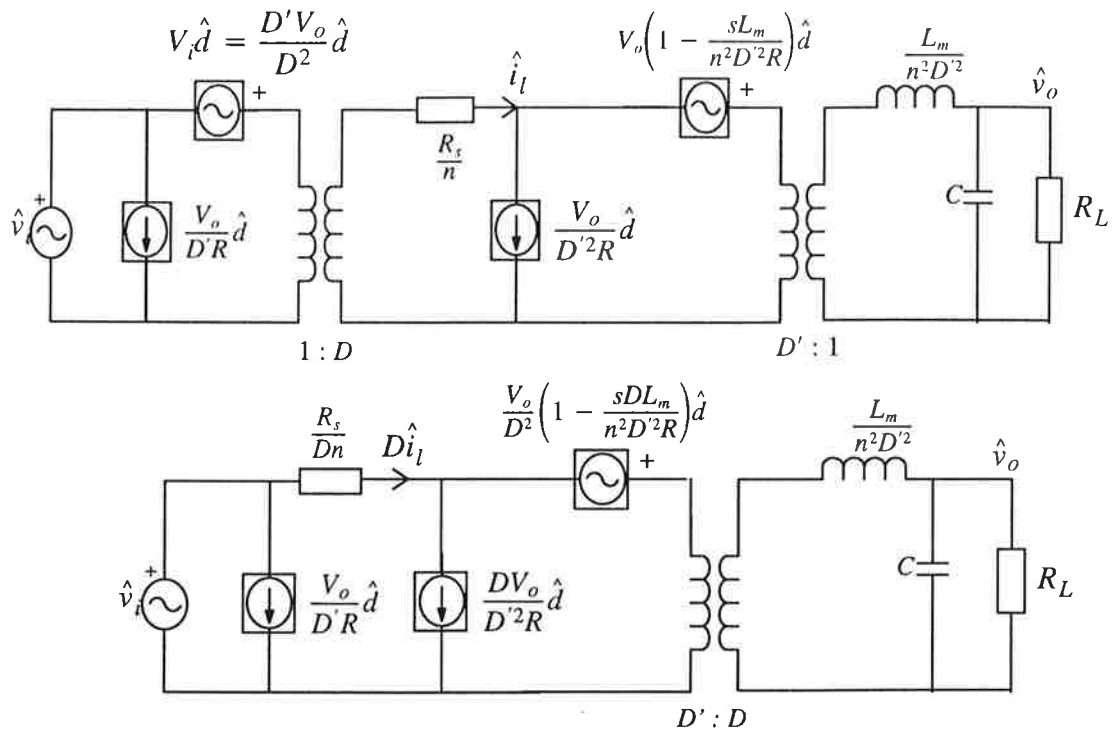
I steg 3 ovan har strömgeneratorn flyttats till sekundärtransformatorns primärsida.



Figur 3.5 Lineariseringssteg 4, 5 och 6: sekundärsida

Med avsikt att flytta induktorn till sekundärsidan av kretsen, separeras strömgeneratoren i två lika generatorer och deras mittpunkt förbinds med bortre sidan av induktorn (*Norton-ekvivalent*). Induktorn och den parallella strömgeneratoren ersätts nu av samma induktor och en spänningsgenerator, som kompenserar för impedansskillnaden i induktorn då denna flyttas (*Thevenins serieekvivalent*).

De två spänningskällorna slås ih och induktorn transformeras till sist till sekundärsidan.



Figur 3.6 Lineariseringssteg 1 och 2: flyback

I figur 3.6 sätts slutligen de linjära modellerna av primär och sekundärtransformator ihop och en linjär modell av effektsteget har erhållits. Ingående variabler representeras av respektive ac-värden och samtliga generatorer flyttas till primärsidan. De två strömgeneratorerna adderas inte, då primärströmmen skall kunna mätas för den diskuterade strömstyrningen.

3.1.2. Multiplikatorn

Samma lineariseringsprincip som användes vid lineariseringen av effektsteget, tillämpas nu vid behandlingen av multiplikatorn. Multiplikatorns funktionssamband lyder för ingångarna (a), (b) och (c): $k_I \cdot ab/c$.

Representeras signalerna som

$$a = A + \hat{a}$$

$$b = B + \hat{b}$$

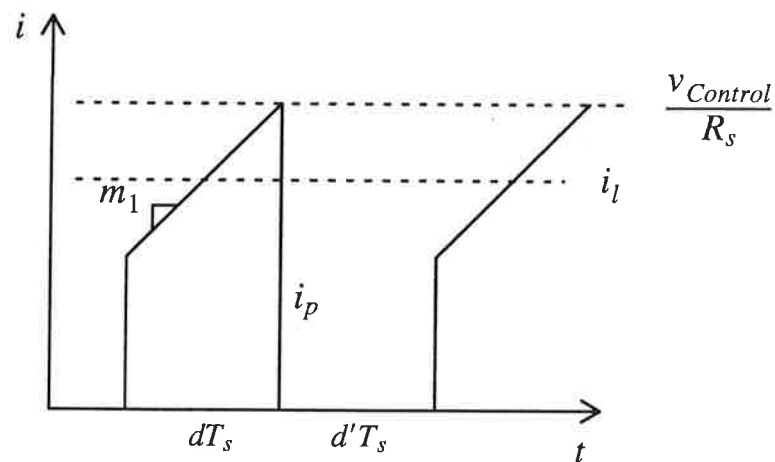
$$c = C + \hat{c}$$

följer vid multipliceringen, med försummade ac/ac-produkter

$$\begin{aligned}
 k_1 \frac{a \cdot b}{c} &= k_1 \frac{(A + \hat{a})(B + \hat{b})}{(C + \hat{c})} = k_1 \frac{A\hat{b} + B\hat{a} + AB}{C + \hat{c}} = \\
 &= k_1 \frac{(A\hat{b} + B\hat{a} + AB)(C - \hat{c})}{C^2} = \\
 &= k_1 \frac{AC\hat{b} + BC\hat{a} - AB\hat{c} + ABC}{C^2}
 \end{aligned}$$

Konstanten k_I är en nivåanpassning av multiplikatorns utsignal och denna är härledd till 0.1184.

3.1.3. Komparatorn



Figur 3.7 Funktion komparator. Strömderivata m_I .

Nästa komponent att modelleras för att bli kompatibel med den framtagna effektstegsmodellen är komparatorn. Ledtiden, d , bestäms entydigt ur sambandet mellan strömderivatan, m_I , och kontrollspänningen, $v_{Control}$. I flyback-kopplingen beror m_I enbart av inspänningen.

När strömmen, i_p , når nivån satt av kontrollspänningen och sensormotståndet, slår komparatorn om och påverkar efterföljande vippa och drivkrets så att transistoren spärrar.

Vid hög switchfrekvens, f_s , betraktas strömderivatan som konstant inom en period och ur figur 3.7 fås följande samband för medelströmmen genom induktorn:

$$i_l = \frac{v_{Control}}{R_s} - \frac{1}{2} \cdot d T_s m_1$$

$$\Rightarrow d = \frac{2f_s}{R_s m_1} (v_{Control} - R_s i_l)$$

och med $d = D + \hat{d}$, $v_{Control} = V_{Control} + \hat{v}_{Control}$

$$i_l = I_l + \hat{i}_l, \quad m_1 = M_1 + \hat{m}_1$$

fås den relevanta ac – lösningen

$$\hat{d} = \frac{2f_s}{R_s M_1} (\hat{v}_{Control} + R_s \hat{i}_l) - \frac{D}{M_1} \hat{m}_1.$$

Det framtagna uttrycket är applicerbart på alla dc/dc-omvandlare.

Med hjälp av de kända uttrycken

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{D'}, \quad M_1 = \frac{V_i}{L} \quad \text{och} \quad \hat{m}_1 = \frac{\hat{v}_i}{L}$$

skrivs uttrycket om till

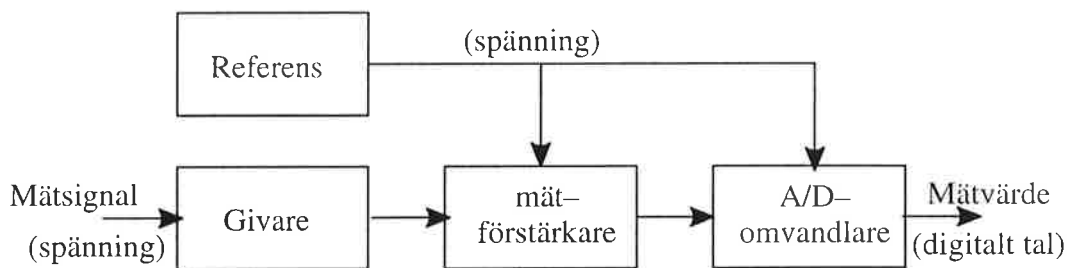
$$\hat{d} = \frac{2LD}{T_s D' V_o} \left(\frac{\hat{v}_{Control}}{R_s} - \hat{i}_l \right) - \frac{D^2}{D' V_o} \hat{v}_i$$

eller

$$\hat{d} = \frac{2LD}{R_s T_s D' V_o} (\hat{v}_{Control} - R_s \hat{i}_l) - \frac{D^2}{D' V_o} \hat{v}_i.$$

I härledningen av ac-signalen ovan är, som tidigare, produkter av ac-komponenter försummade.

3.2. Spänningsreglering



Figur 3.8 Mätrets i spännings slingan (ur [Westerberg])

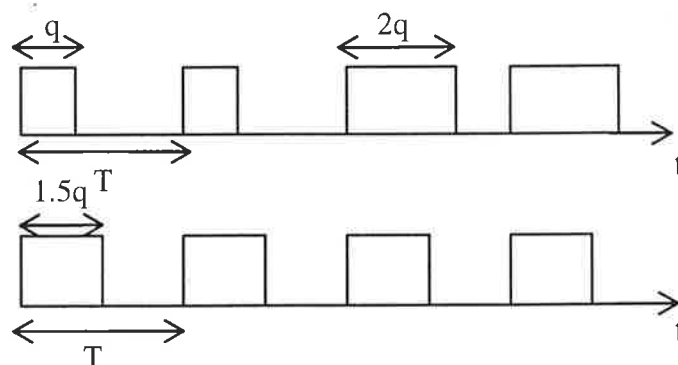
Den i figur 2.12 beskrivna spänningsregleringen är en förenklad bild av den reella regler-slingan. Figur 3.8 lånad ur [Westerberg] beskriver genereringen av insignalen till den digi-tala regulatormer detaljerat.

Referensblocket symboliserar den $+5V$ referens som används i mätförstärkaren och i A/D-omvandlaren. Denna signal tas från styrkretsens interna spänningsreferens.

Mätförstärkarens uppgift är att anpassa den mätta spänningsnivån till A/D-omvandlarens insignalområde $0-5V$. Den består av en enkel motkopplad operationsförstärkare och omvandlar en insignal i intervallet $29.6-62.1V$ till intervallet $0-5V$ med komponentvärden ur [Westerberg].

A/D-omvandlarblocket består av en "sample and hold"-krets och en 10 bitars A/D-omvandlare som arbetar enligt principen successiv approximation.

Den digitala spänningsregulatorn styr likriktarens utspänning med hjälp av en pulsbredds-modulerad signal med frekvens $12kHz$ och duty-cycle d . Ett 8-bitars register på proces-sorns utgång styr PWM-signalens pulsbredd och kvantiserar denna således i 256 steg.



Figur 3.9 Brusformning

För att öka precisionen på PWM-signalen och för att i viss mån undertrycka störningar, används en metod kallad brusformning (jmf. fig. 3.9).

Processorn utför en medelvärdesbildning av ett antal konsekutiva sampel, genom att vid några tidpunkter sätta utsignalen ett kvantiseringssteg högre och vid några tidpunkter ett

steg lägre än den önskade utsignalen. Detta ger en resulterande utsignal som bättre överensstämmer med det av regulatorn uträknade värdet. Det går emellertid endast att medelvärdesbilda kortare sekvenser av samplade data, då annars alltför stora tidsfördröjningar erhålles.

Maximalt antal medelvärdesbildade sampel i den studerade processorn är 16 ([Westerberg]).

Regleringen sker enligt en algoritm, där börvärdet för utspänningen och den faktiska utspänningen är insignaler och styrsignalen är utdata. PWM-signalen integreras i ett 3-dubbelt RC-filter och genererar ett strömbörvärde till den inre reglerslingan.

Ställbara parametrar i regulatorn är proportionalitetskonstanten, integrationskonstanten, derivationskonstanten och sampeltiden. Dessa parametrar ställs in via ett optiskt gränssnitt på styrkortet.

En kontinuerlig PID-regulator har överföringsfunktionen

$$G_{PID}(s) = K \left(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right)$$

där $K = \text{proportionalitetskonstanten}$

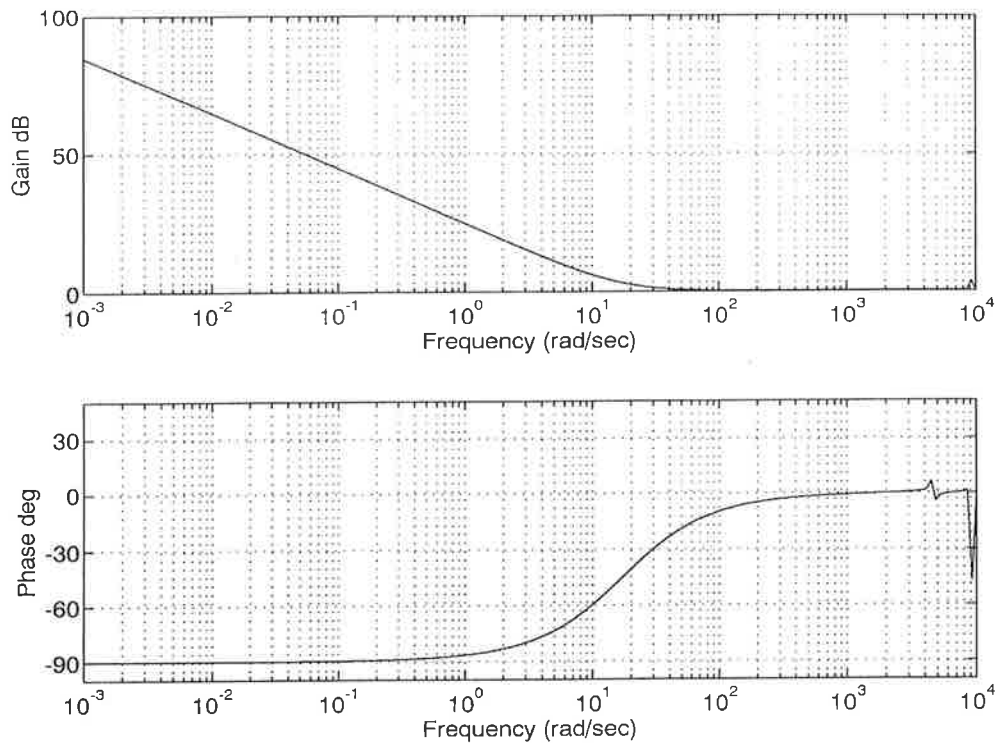
$T_i = \text{integrationstiden}$ och

$T_d = \text{derivationstiden}$

Genom att sätta $s = \frac{1 - z^{-1}}{T_s}$ (bakåtapproximation)

fås uttrycket för en tidsdiskretiserad PID – regulator till

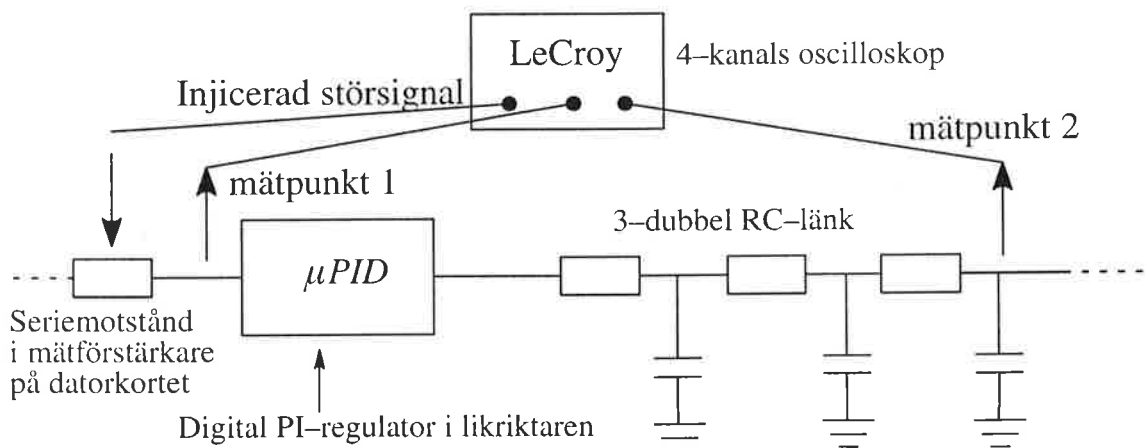
$$G_{PID}(z) = \frac{K \left(1 + \frac{T_s}{T_i} + \frac{T_d}{T_s} - z^{-1} \left(1 + 2\frac{T_d}{T_s} \right) + z^{-2} \frac{T_d}{T_s} \right)}{1 - z^{-1}}$$



Figur 3.10 Bodediagram för PI-regulator

I figur 3.10 visas amplitud- och faskaraktäristik för den diskreta PID-regulatorn (MATLAB) med inställningarna $K=1$, $T_i=58\text{ ms}$, $T_d=0\text{ ms}$ och sampeltid 1.4 ms , tagna från parametervärden på en likriktare i drift. Brytpunkten ligger vid ca. 17 rad/s , motsvarande 2.7 Hz .

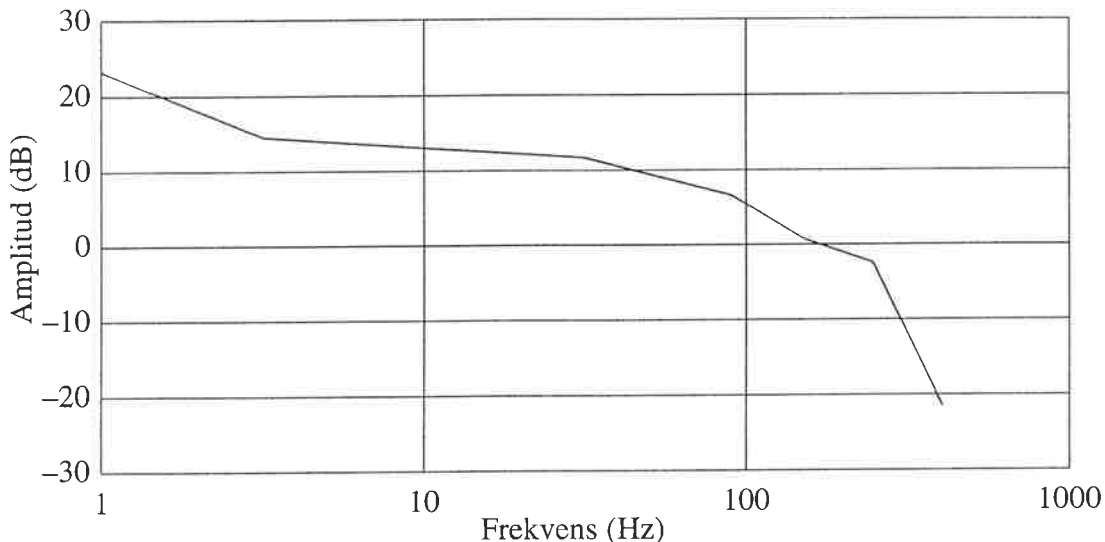
Regulatorns inställning varierar genom angivande av parametrarna $K1-K5$. Dessa parametrar styr regulatorkonstanterna, sampelfrekvensen och brusformningen enligt ett funktionssätt förklarat i [Hansson]. De använda inställningarna lyder: $(K1, \dots, K5) = (0900, 0060, 0200, 0000, F0C2)_{hex}$.



Figur 3.11 Mätning av regulatorns överföringsfunktion

För att verifiera regulatorns överföringsfunktion, görs en FFT-analys på Eldorado i drift med ett LeCroy 9314AM, se figur 3.11.

En störsignal injiceras på ingången till regulatorn och den filtrerade signalen över kondensatorn i den sista RC-länken samt regulatorns insignal mäts relativt kortets jord. Likriktaren är mycket störkänslig och mätningen kräver därför att differentialprob användes. Kvoten mellan de 2 mätta spänningarna beräknas och resultatet visas i figur 3.12.



Figur 3.12 Mätresultat regulator

Med de använda parametervärdena enligt tidigare, beräknas brytfrekvensen för PI-regulatorn till 2.73 Hz , vilket väl överensstämmer med den första brytpunkten i figur 3.12. Frekvensbrytningarna vid högre frekvenser beror bl.a. på RC-filtreringen och ett digitalt brusfilter, se [Hansson].

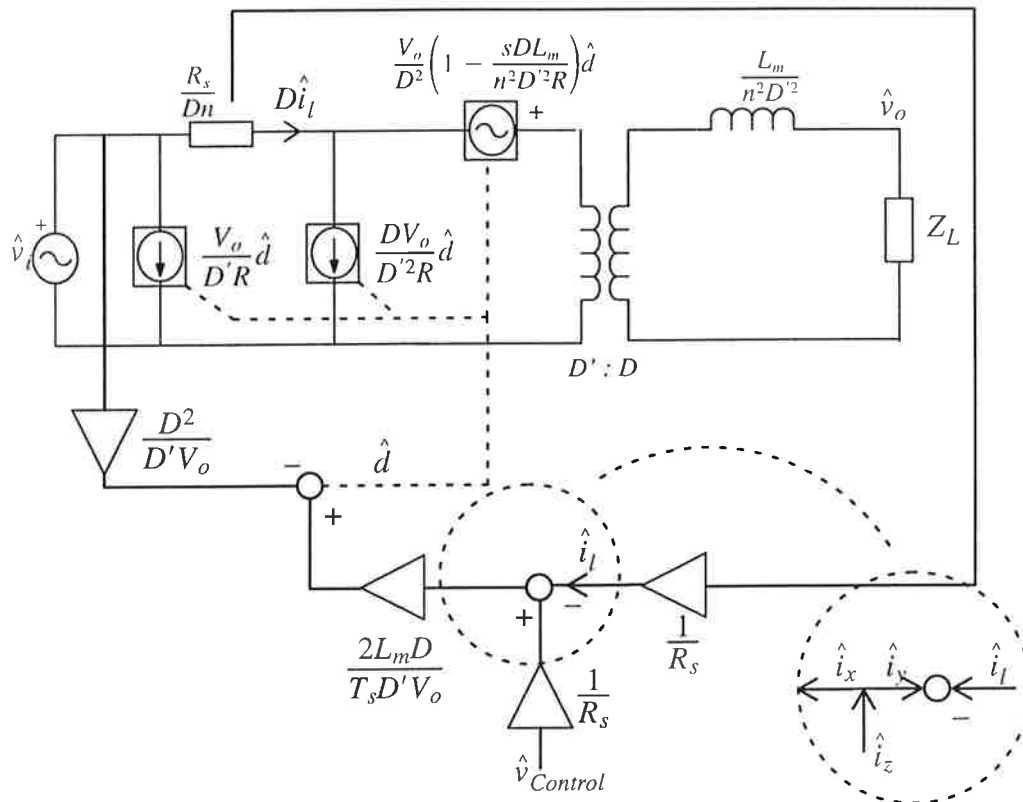
I avsikt att så småningom kunna presentera en analytisk modell av likriktaren, behövs en tidskontinuerlig modell av regulatorn. Med hjälp av MATLAB (MathWorks) görs en Tustin-approximation av den diskreta regulatorn, som väl överensstämmer i frekvensintervallet upp till halva sampelfrekvensen.

Härvid är endast regulatorns diskreta modell transformerad till det kontinuerliga planet. Frekvensberoende inverkan från sample&hold-krets, brusformning, digitalt brusfilter, mätförstärkare etc. försummas, då denna inverkan inträder vid frekvenser ovanför det intressanta spektrat. Statisk inverkan, d.v.s. frekvensoberoende förstärkning, påverkas av en mängd i kretsen ingående belastningar och tas fram på experimentell väg i kapitel 3.3.

Denna kontinuerliga modell är av formen

$$G_{PID,approx} = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_2 s^2 + a_1 s}$$

3.3. Processegenskaper



Figur 3.13 Linjär processmodell

Den linjära processmodellen sätts nu samman av de diskuterade komponenterna och visas i figur 3.13. Modellen innehåller all information nödvändig för att härleda ett analytiskt uttryck för slingförstärkningen i strömloopen.

Vid uträkningen av strömslingförstärkningen, T_i , nollställs spänningen, v_i , kontrollspänningen, v_c , och en ström, i_z , injiceras i kretsen enligt det inringade avsnittet i figur 3.13. T_i räknas ut som $i_y/i_x = i_l/i_x$.

Enligt Middlebrooks återkopplingsteorem är det möjligt att uttrycka alla linjära överföringsfunktioner som

$$G = G_\infty \frac{T}{1 + T}$$

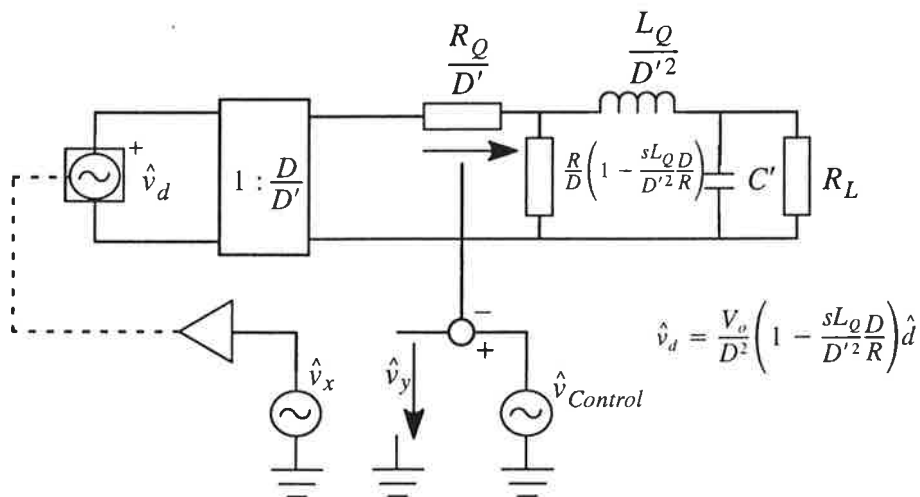
där T är slingförstärkningen och

$$G_\infty = G|_{T=\infty}$$

Vid låga frekvenser försummas induktanserna i effektsteget och i resonansfiltret och belastningen, Z_L , utgörs av en parallellkoppling av likriktarens utgångskapacitanser, resonansfiltrets kapacitanser och belastningsresistansen (jmf. fig. 2.13). De parallella kapacitanserna benämns C' .

Med $\frac{L_m}{n^2} = L_Q$ och $\frac{R_s}{n} = R_Q$ erhålles

$$\begin{aligned} & \left[\frac{\frac{V_o}{D^2}}{\frac{D'^2}{D^2} \cdot \frac{R_L}{1+sC'R_L}} + \frac{DV_o}{D'^2 R} \right] \cdot \frac{2L_Q D}{T_s D' V_o} \cdot \hat{i}_x \cdot \frac{R_Q}{D} \cdot \frac{1}{R_Q} = \hat{i}_l \\ & \Rightarrow \\ & T_i = \frac{\hat{i}_l}{\hat{i}_x} = \left(\frac{1 + sC'R_L}{D'^2 R_L} + \frac{DV_o}{D'^2 R} \right) \cdot \frac{2L_Q}{D' T_s} = \\ & = \frac{2L_Q}{D'^3 T_s} \left(\frac{1 + sC'R_L}{R_L} + \frac{D}{R} \right) = \frac{2L_Q}{D'^3 T_s} \left(\frac{1}{R_L} + sC' + \frac{D}{R} \right) = \\ & = \frac{2L_Q}{D'^3 T_s} \left(\frac{1}{R_L // \frac{R}{D}} + sC' \right) = \frac{2L_Q}{D'^3 T_s} \cdot \frac{1}{R_L // \frac{R}{D}} \left(1 + sC' R_L // \frac{R}{D} \right) = \\ & = T_{i,DC} \cdot \left(1 + sC' R_L // \frac{R}{D} \right) \end{aligned}$$



Figur 3.14 Omritning av den linjära kretsen ([Bäckman 1992])

Uträkning av överföringsfunktionen från kontrollspänning till utspänning vid oändlig slingförstärkning görs enligt [Bäckman 1992] genom att anta $v_y=0$ i figur 3.14.

$$\hat{v}_o = \frac{\hat{v}_{Control} \cdot \frac{D'}{R_Q} \cdot \frac{R}{D} \left(1 - \frac{sL_Q D}{D'^2 R}\right) \cdot \frac{R_L}{1+sC'R_L}}{\frac{R}{D} \left(1 - \frac{sL_Q D}{D'^2 R}\right) + s \frac{L_Q}{D'^2} + \frac{R_L}{1+sC'R_L}}$$

$$\Rightarrow$$

$$G_\infty = \frac{\frac{D'R}{DR_Q} \left(1 - s \frac{L_Q D}{D'^2 R}\right) \cdot R_L}{\frac{R}{D}(1 + sC'R_L) - s \frac{L_Q}{D'^2}(1 + sC'R_L) + s \frac{L_Q}{D'^2}(1 + sC'R_L) + R_L}$$

$$G_\infty = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{Control}} \Big|_{T=\infty} = \frac{\frac{D'R}{DR_Q} \left(1 - s \frac{L_Q D}{D'^2 R}\right)}{1 + \frac{R}{DR_L}(1 + sC'R_L)}$$

Vid parallellkoppling av de 3 i likriktaren ingående modulerna, förändras kretsen enligt följande:

- Utspänningen är oförändrad, medan utströmmen blir 3 ggr. större. Detta innebär att R ersätts med $R/3$.
- Kondensatorn C' är lika med $3C // C_g // C_{ut} // C_2$; jmf. fig. 2.13.
- Sensormotståndet, R_s , ersätts med 3 parallella dito, d.v.s. $R_s/3$ och $R_Q = R_s/(3n)$.
- $L_Q = L_m/(3n^2)$

Härvid är ej hänsyn tagen till förändringar som eventuellt uppträder p.g.a att modulerna switchas med 120° fasskillnad.

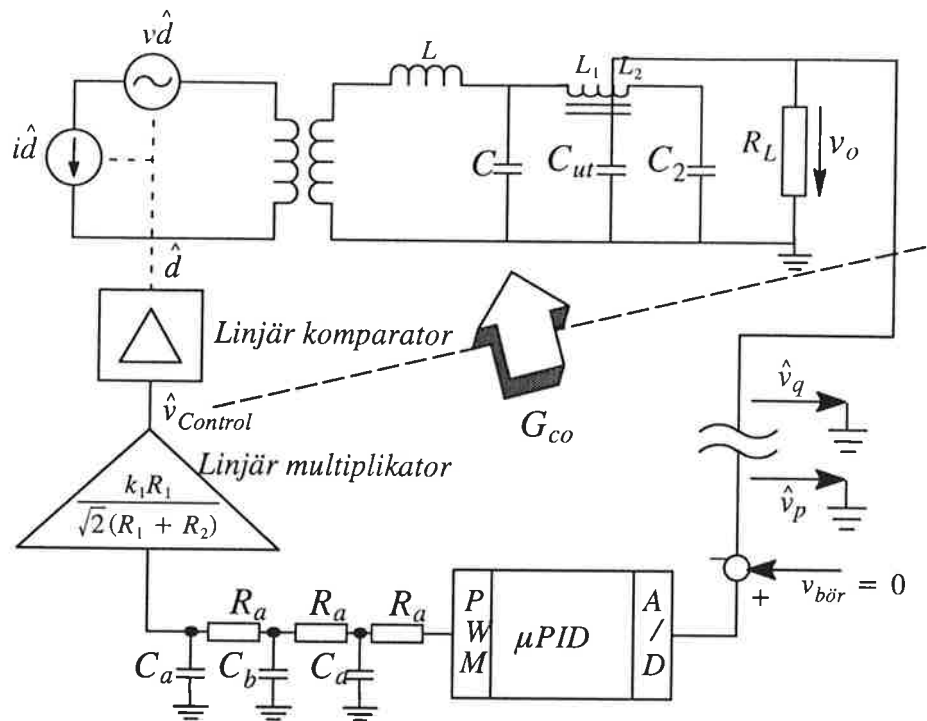
Härefter erhålles

$$G_i = \left[\text{Överföringsfunktion från kontrollspänning till utspänning från effektsteget} \right] =$$

$$= G_\infty \cdot \frac{T_i}{1 + T_i} .$$

Överföringsfunktionen från kontrollspänning till likriktarens utspänning fås nu genom multiplikation av G_i och resonansfiltrets överföringsfunktion enligt kapitel 2.2

$$G_{co} = G_i \cdot G_{Tad} .$$



Figur 3.15 Framtagning av slingförstärkning

Vid beräkning av slingförstärkningen – v_q/v_p i figur 3.15 – multipliceras G_{co} först med inverkan från den linjäriserade multiplikatorn. Därefter kombineras bodediagrammen för G_{co} och multiplikatorn med G_{RC} och den diskreta regulatorn. Alternativt används den tidigare diskuterade Tustin–approximationen av regulatorn. Detta senare förfarande har fördelen att det ger ett analytiskt uttryck för slingförstärkningen

$$T_c = \frac{\frac{D'R}{DR_Q} \left(1 - s \frac{L_Q D}{D'^2 R}\right)}{1 + \frac{R}{DR_L} (1 + sC'R_L)} \cdot \frac{T_i}{1 + T_i} \cdot G_{Tud} \cdot \frac{k_1 R_1}{\sqrt{2} (R_1 + R_2)} \cdot G_{RC} \cdot k_{kb} \cdot k_{reg} \left(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d\right) \Big|_{Tustin}$$

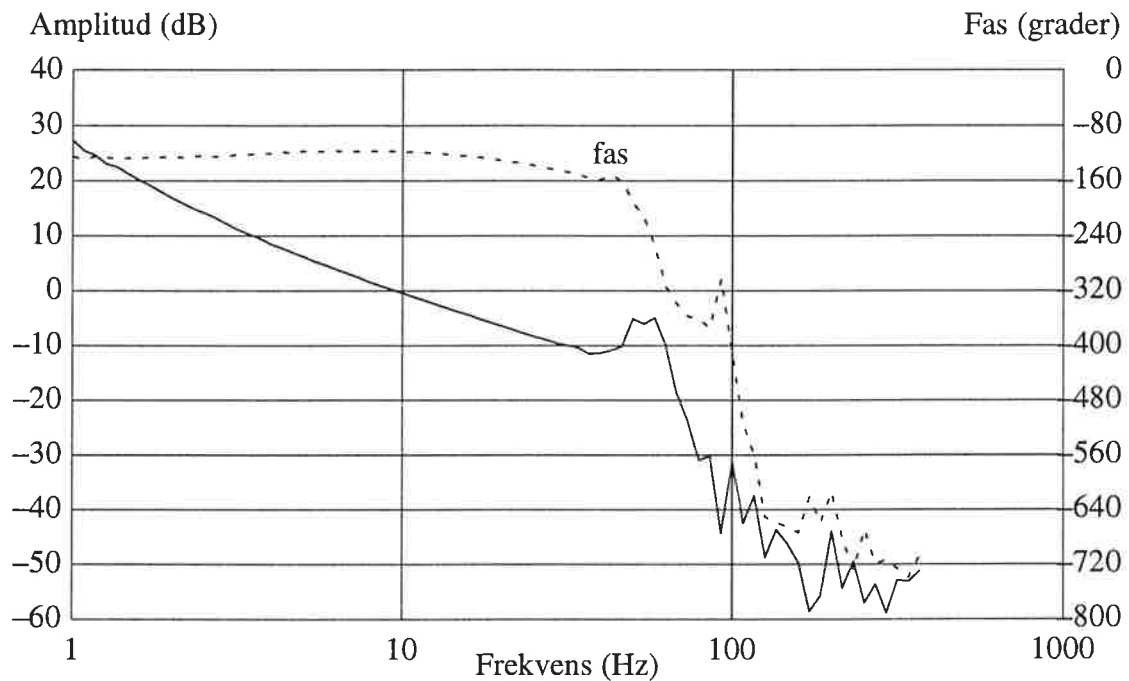
Regulatormodellen innehåller ingen information om A/D–omvandlarens upplösning och modellering med en kontinuerlig regulator har till följd att regulatorns börvärde inte längre är ett hexadecimalt tal, utan en fysikalisk spänning.

Variabeln k_{PID} delas upp i 2 faktorer; En faktor, k_{kb} , som anges hexadecimalt direkt till regulatorn via styrkortets optiska gränssnitt, samt faktorn k_{reg} , som här motsvarar mätgivares, dämpkretsars och andra belastningars inverkan på kretsens statiska slingförstärkning (jmf. kap. 3.2).

3.4. Mätning och verifiering av den slutliga processmodellen

En praktisk mätning av kretsens slingförstärkning är nödvändig för framtagandet av den okända konstanten k_{reg} och för en kvalitativ verifiering av den framtagna modellen.

Likriktaraggregatet kopplas till nätet (50 Hz) och som last anslutes en resistans motsvarande ca 70% av maximal belastning. På mätförstärkarens utgång (kap. 3.2) injiceras en störsignal över ett 100Ω motstånd med hjälp av en Solartron 1250 frekvensanalysator. Spänningarna på respektive sida av testmotståndet mäts relativt styrkortets jord och divideras med varandra med den ena signalen polvänd. Noggrannare beskrivning av den störkänsliga mätningen återfinns i [Hansson].



Figur 3.16 Mätning av slingförstärkning i Eldorado

Ur de resulterande Bodediagrammen (figur 3.16) utläses amplitud- och fasmarginal till $\Delta A = 5 \text{ dB}$ respektive $\Delta \Phi = 60^\circ$.

Genom att nu sätta $k_{reg} = 1$ och jämföra modellens Bodediagram med det uppmätta, konstateras att den statistiska differensen är 32 dB.

Med $k_{kb} = 0900_{hex} = 2304_{dec}$ och $k_{reg} = 1 / 10^{(32/20)}$ beräknas k_{PID} till 57.9.

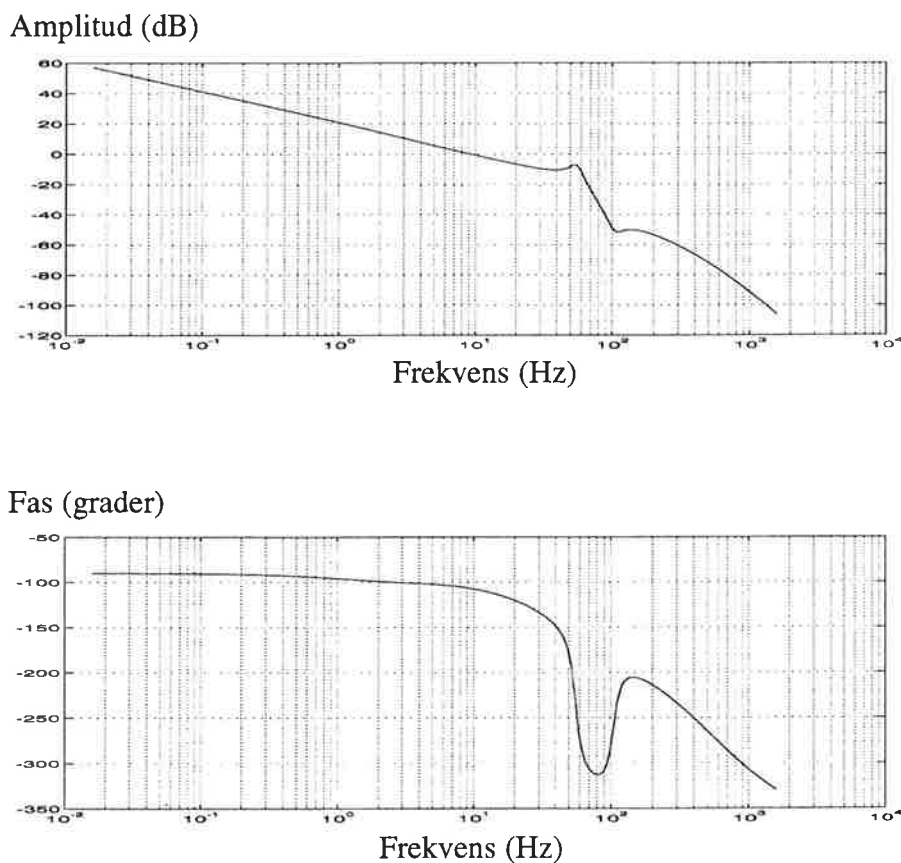
Enligt [Westerberg] introducerar mätförstärkaren en dämpning $k_{dämp} = 12.1 / 78.7 \approx 0.154$ och k_{PID} kan därmed ytterligare delas upp som

$$k_{PID} = k_{kb} \cdot k_{reg} \cdot k_{dämp}$$

$$\text{med } k_{kb} = 0900_{hex}$$

$$k_{dämp} \approx 0.154 \text{ och}$$

$$k_{reg} \approx 0.1635 .$$



Figur 3.17 Överföringskaraktäristik linjär modell

De framtagna konstanterna sätts in i uttrycket för slingförstärkningen och den verkliga, helvågslikriktade insignalen (100 Hz) till DC/DC-omvandlaren ersätts i modellen av en konstant (0 Hz) insignal motsvarande inspänningens effektivvärde (230 VDC). Modellen beskriver alltså de dynamiska och statiska egenskaperna för en likriktare i verklig drift.

Alla successiva förenklingar till trots, stämmer de dynamiska egenskaperna väl överens med den uppmätta likriktarens och amplitud- och fasmarginal utläses till $\Delta A = 6.5 \text{ dB}$ och $\Delta \Phi = 70^\circ$.

Det slutna systemets överföringsfunktion erhålles slutligen genom beräkning av

$$G = \frac{T_c}{1 + T_c}$$

I [Middlebrook] härleds ett uttryck för likriktarens slingförstärkning, då hänsyn tas till induktorn i effektsteget. Det visas att uttrycket kan delas upp i motsvarande ett låg- och ett högfrekvensintervall och att den pol som härstammar från induktorn som lägst inverkar vid frekvensen $f_s / 3$, d.v.s med god marginal ovanför det här undersökta spektrat.

3.5. Sammanfattning av kapitlet

Utgående från den olinjära beskrivningen av likriktaren i kapitel 2, delas processen upp i ett antal särskiljbara delprocesser. Effektsteget, komparatorn och multiplikatorn lineariseras var för sig och jämte praktiska mätningar beskrivs uppbyggnaden av spänningsregleringsslingan.

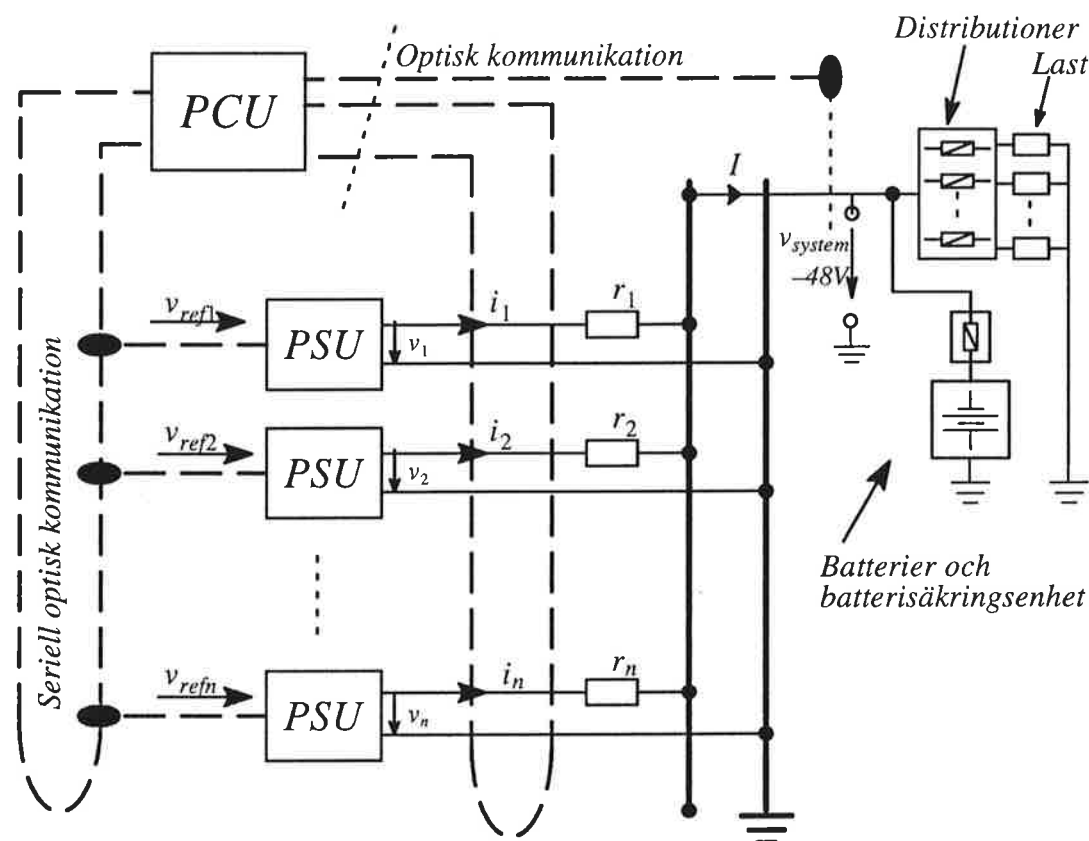
Efter sammanslagning av de behandlade delblocken till en linjär modell av likriktaren, härleds ett analytiskt uttryck för slingförstärkningen. Modellens statiska förstärkning rekonstrueras ur mätningar på likriktaren i drift och slutligen jämförs modellens och likriktarens frekvensegenskaper.

Den framtagna modellen visar god överensstämmelse med verkligheten och det existerar nu ett analytiskt uttryck för likriktarens överföringsfunktion från in- till utspänning, giltig då likriktaren matas från nätet.

4. Systembeskrivning

I de fall då en likriktare inte är tillräckligt för energiförsörjning av lasten, kan i Eldorado-systemet upp till 25 enheter parallellkopplas och på så sätt dela lasten.

Figur 4.1 visar en principskiss av ett sådant system:



Figur 4.1 Principskiss Eldorado systemet

Varje likriktare (PSU) kopplas in på en distributionsskena, som via distributioner/säkringar fördelar totalströmmen, I , till de inkopplade lasterna och batterierna.

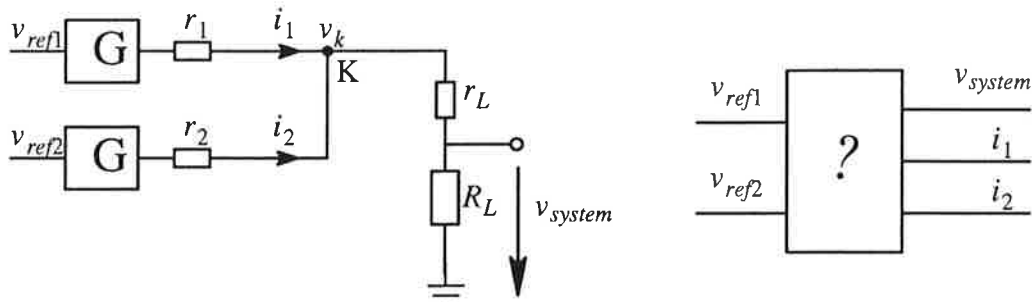
Kabelresistanserna från respektive likriktare till den punkt där systemspänningen mäts, är i figuren symboliserade med resistorerna r_1, \dots, r_n .

En centralenhet (PCU) står via optiska fibrer i kontakt med kraftsystemet. PCU:n förses med mätvärden på utströmmarna och systemspänningen och fungerar i vissa driftfall som en yttre regulator, vilken levererar spänningsbörvärden till likriktarna. Övervakningsfunktioner på systemnivå handhas också av centralenheten.

Den optiska kommunikationen sker seriellt med en ungefärlig sampelfrekvens på 60 ms. Detta innebär att ett meddelande till en likriktare i slutet av slingan är utsatt för ett flertal fördröjningssteg, vilket i viss mån kan inverka på ett insvängningsförlopp.

4.1. 2:a ordningens system

Genom att studera ett system bestående av 2 Eldorado-likriktare, skall härnäst en matematisk modell av systemet härledas.



Figur 4.2 Principskiss 2:a ordningens system

Resistorerna r_1 och r_2 representerar kabelresistanserna fram till ihopkopplingspunkten, där kopplingsspänningen, v_k , mätes. Resistorn r_L är motsvarande resistans från punkten K till systemlasten.

Genom att tillämpa superpositionsprincipen på kopplingen ovan, kan ett uttryck för den av båda likriktarna beroende spänningen v_k erhållas. Denna spänning och respektive referensspänning, styr strömuttagen ur likriktarna och det är önskvärt att ha en modell som beskriver systemspänningens och likriktarströmmarnas reaktioner på börvärdesändringar.

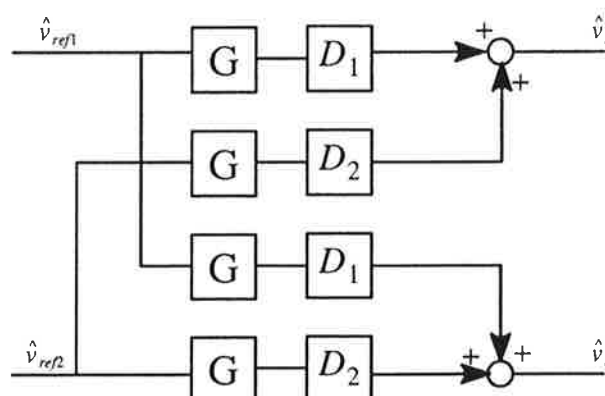
Likriktarna ses som spänningskällor och kortsluts var för sig vid uträkningen av v_k :

Med $r_L + R_L = R_{tot}$ erhålles

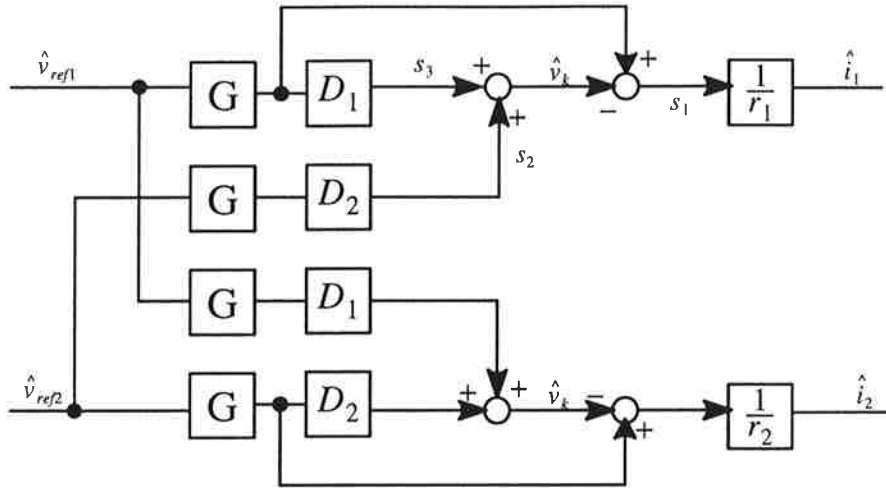
$$\hat{v}_k = \frac{R_{tot} \parallel r_2}{R_{tot} \parallel r_2 + r_1} \cdot G \cdot \hat{v}_{ref1} + \frac{R_{tot} \parallel r_1}{R_{tot} \parallel r_1 + r_2} \cdot G \cdot \hat{v}_{ref2}$$

$$\hat{v}_k = D_1 G \hat{v}_{ref1} + D_2 G \hat{v}_{ref2}$$

och systemet kan tecknas



Spänningsfallen över resistorerna r_1 och r_2 räknas nu ut som utspänningen från respektive likriktare minus spänningen v_k och modellen ändras till



Figur 4.3 Systemmodell steg 1

Ur modellen erhålles

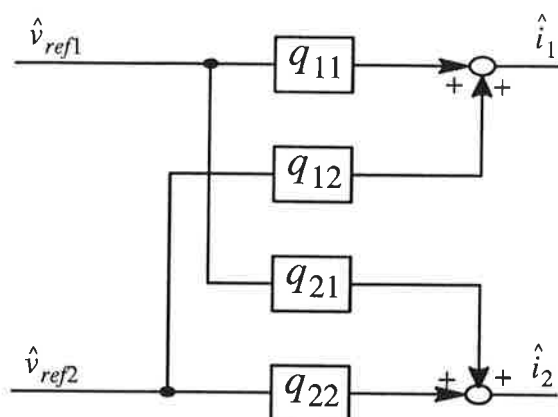
$$\begin{aligned} s_1 &= G\hat{v}_{ref1} - s_2 - s_3 = G\hat{v}_{ref1} - D_1G\hat{v}_{ref1} - D_2G\hat{v}_{ref2} = \\ &= G(1 - D_1)\hat{v}_{ref1} - D_2G\hat{v}_{ref2} = \\ &= \frac{r_1}{r_1 + r_2 \parallel R_{tot}} G\hat{v}_{ref1} - D_2G\hat{v}_{ref2} . \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \hat{i}_1 &= \frac{1}{r_1} \cdot s_1 = \\ &= \frac{1}{r_1} \cdot \frac{r_1}{r_1 + r_2 \parallel R_{tot}} \cdot G\hat{v}_{ref1} - \frac{1}{r_1} \cdot \frac{r_1 \parallel R_{tot}}{r_2 + r_1 \parallel R_{tot}} \cdot G\hat{v}_{ref2} = \\ &= q_{11}\hat{v}_{ref1} + q_{12}\hat{v}_{ref2} . \end{aligned}$$

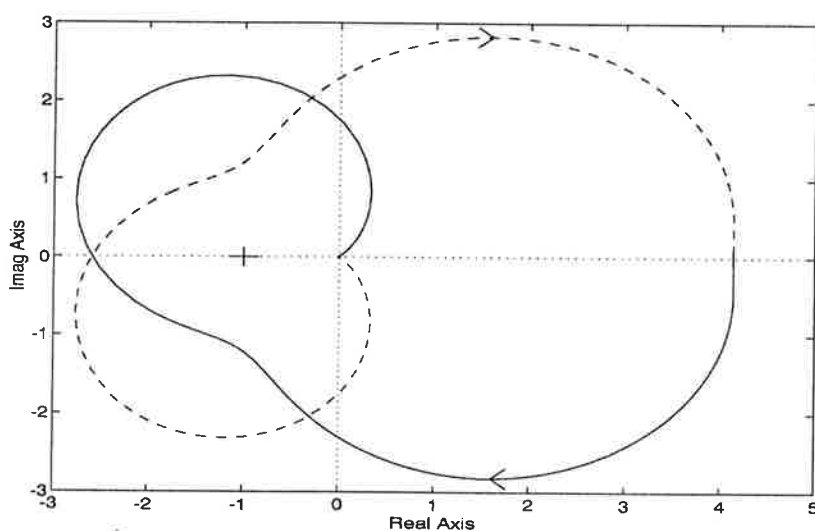
På samma sätt erhålles för utsignal 2 :

$$\begin{aligned} \hat{i}_2 &= \frac{1}{r_2} \cdot \frac{r_2}{r_2 + r_1 \parallel R_{tot}} \cdot G\hat{v}_{ref2} - \frac{1}{r_2} \cdot \frac{r_2 \parallel R_{tot}}{r_1 + r_2 \parallel R_{tot}} \cdot G\hat{v}_{ref1} = \\ &= q_{22}\hat{v}_{ref2} + q_{21}\hat{v}_{ref1} . \end{aligned}$$

Dessa framtagna ekvationer, tillsammans med nedanstående blockschema, utgör en P-kanonisk modell av ett 2:a ordningens Eldorado-system och beskriver utströmmarnas funktion av referensspänningarna.



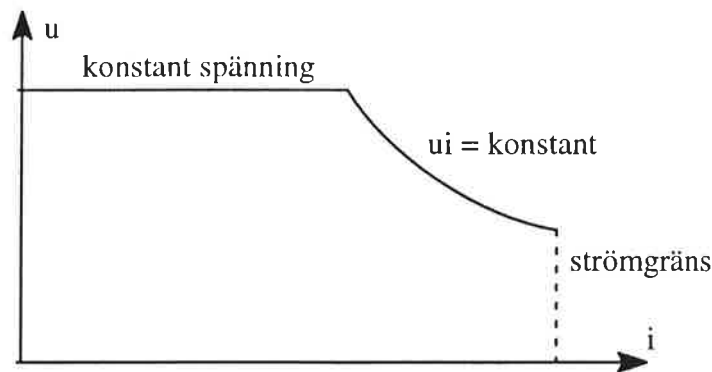
Figur 4.4 Systemmodell 2:a ordningens system



Figur 4.5 Nyquistdiagram element q_{11}

4.2. Driftfall

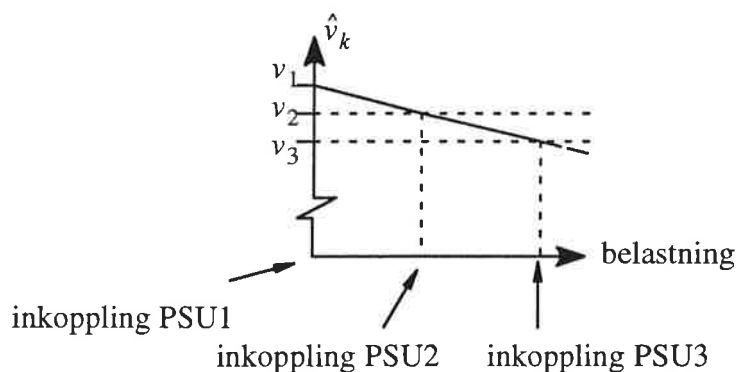
Utgående från dimensioneringen av Eldorado-likriktaren och krav på begränsad värmeutveckling, är den maximalt uttagbara effekten under längre tidsperioder begränsad till 1200 W. Låga effektuttag ger låg värmeutveckling, vilket i sin tur innebär ökad livslängd och av denna anledning försöker man i system aktivt fördela belastningen lika mellan likriktarna. I detta kapitel beskrivs några typiska driftfall för Eldorado-systemet.



Figur 4.6 Överföringskaraktäristik Eldorado

4.2.1. Konstant spänning / Lastdelning

I det första kurvavsnittet i figur 4.6 arbetar likriktaren med konstant utspänning. Varje likriktare i systemet erhåller idealt sett ett och samma spänningsbörvärde från centralenheten. I praktiken är dock små utspänningsdifferenser mellan likriktarna oundvikliga och med mycket låga kabelresistanser (jmf. fig. 4.2) innebär detta betydande obalanser mellan utströmmarna.



Figur 4.7 Inkoppling av likriktare utan aktiv strömdelning

Vid belastningsökning kommer den likriktare som har högst utspänning att leverera all ström tills det att spänningen i ihopkopplingspunkten, v_k , sjunkit under utspänningen från nästa likriktare. Denna okontrollerade lastdelning innebär att en eller flera likriktare levererar 100% av deras tillgängliga effekt, medan andra bidrar med mindre eller ingen effekt alls.

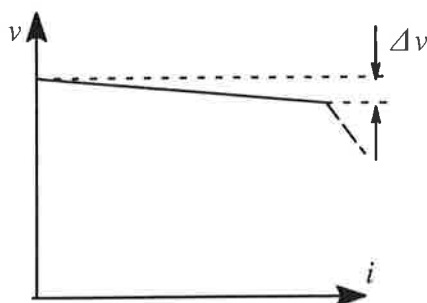
I stället låter man nu centralenheten mäta respektive likriktares utström och genom att justera spänningsbörvärdena åstadkomms en jämnare strömfördelning.

Strömmarna justeras på så sätt att börvärdena till de 2 likriktare med högst respektive lägst utström, minskas respektive ökas med ett konstant, fördefinierat värde. När så samtliga utströmmar ligger inom ett intervall $\pm 10\%$ av lastströmmen, max IA , anses lastfördelningen jämn.

Då kabelresistanserna i det studerade systemet är mycket låga, innebär även den minsta börvärdesändringen, motsvarande ett steg i A/D-omvandlarens upplösning, att en markant strömändring inträffar. Detta begränsar noggrannheten i lastdelningen, skapar långa

insvängningsförlopp och gör systemet störcänsligt. I kapitel 4.3.3 diskuteras detta mera ingående.

Ytterligare en orsak till de långa insvängningsförloppen är, som redan nämnts, uppbyggnaden av kommunikationen mellan PCU och PSU; Spänningsbörvärdena till högst och lägst stående likriktare kan p.g.a. den seriella kommunikationen inte ändras samtidigt och då centralenhetens sampeltid är ca 60 ms, beroende på begränsad prestanda, hinner stora förändringar ske mellan varje börvärdesändring.



Figur 4.8 Statik i likriktaren

I det verkliga systemet motverkas strömförskjutningarna något av den statik som är inbyggd i likriktaraggregaten.

4.2.2. Systemspänningsreglering

Storleken av de i systemet befintliga inre resistanserna är i praktiken okända och varierar med typ, storlek och längd på kablar och skenor. PCU:n mäter därför systemspänningen över lastinkopplingspunkten och justerar denna genom att ge en och samma spänningsreferensändring till alla likriktarna, se figur 4.1. Systemspänningen skall idealt ligga på -54.5 VDC då systemet arbetar i konstant-spännings-mod.

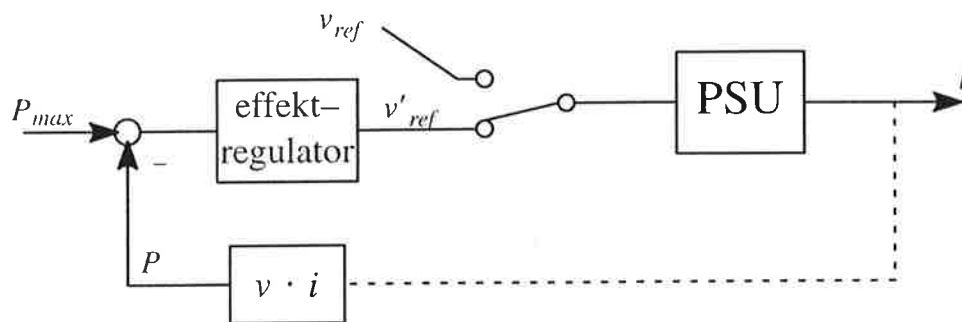
Vid systemuppstart är det önskvärt att systemspänningen ligger så nära batterispänningen som möjligt för att undvika strömrusning. Om kontaktorer används för att koppla in batterierna ställs startspänningen in av centralenheten, medan i de fall då säkringsbrytare används, är startspänningsjustering inte möjlig.

För att erhålla denna funktion även vid kommunikationsbortfall, startar alltid likriktarna med en låg utspänning, som bibehålls tills dess att PCU:n övertar kontrollen. Startspänningen bestäms vid produktionsprovningen av likriktaren.

Vid snabbbladdning av batterierna höjer centralenheten spänningen något över den ideala systemspänningen under en begränsad tid.

4.2.3. Konstant effekt

Om lasten blir så stor att maxeffekten 1200 W per likriktare överskrids vid bibehållen utspänning, kopplas en effekteriglering in och likriktarna inträder i konstant-effekt-mod enligt figur 4.6.



Figur 4.9 Effektreglering Eldorado

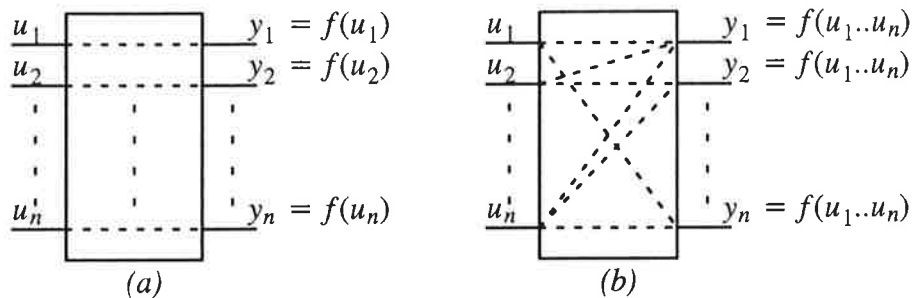
Maxeffekten ställs in vid produktionstest av likriktaren, men kan även under drift ändras av centralenheten. När levererad effekt i någon likriktare överstiger ca 95% av tillåten effekt, slås (symboliskt) switchen i figur 4.9 om och en effektregulator levererar likriktarens spänningsbörvärde. Effektregleringen syftar till att hålla konstant uteffekt lika med likriktarens maxeffekt, genom att vid stora belastningar – t.ex. laddning av tomma batterier – sänka utspänningen. Spänningsregleringen fungerar som vanligt och det spänningsreferensvärde som gällde innan systemet gick in i konstant-effekt-mod, gäller ånyo när likriktaren går ur effektbegränsningen.

Den aktiva lastdelningen behövs p.g.a. statiken som ges av sambandet $P = ui$ – en strömökning innebär en spänningssänkning, varvid strömmen åter avtar (insvängning mot en arbetspunkt) – ej i detta driftfall och är därför deaktiverad.

Effektregulatorn består av en diskret P-regulator som arbetar betydligt långsammare än spänningsregulatorn, detta för att inte störa spänningsregleringen.

4.3. Stabilitetsanalys vid lastdelning

Analys av system med flera in- och utgångar skiljer sig i allmänhet avsevärt från den lättöverskådliga analysen av SISO-system. De flesta reella MIMO-system saknar ortogonalitet mellan respektive in-/utgångspar och uppvisar istället ofta starka inre kopplingar.



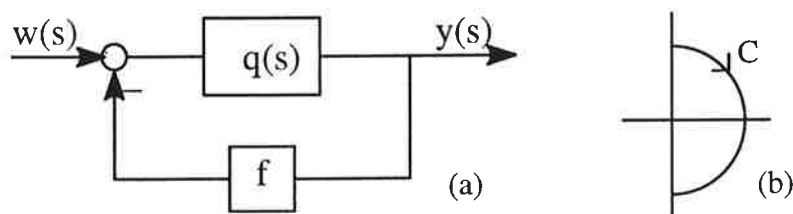
Figur 4.10 (a) Okopplat MIMO-system (b) Kopplat MIMO-system

Vid analys av eller regulatordesign till ett system som det i figur 4.10 a, är det tillräckligt att studera varje in-/utgångspar som separata endimensionella system, eventuellt med randvillkor satta av specifikationer på systemuppförandet.

Ett kopplat system som det i figur 4.10 b, där varje utgång, genom direkt- och kopplingselement, mer eller mindre påverkas av varje insignal, innebär däremot att speciella metoder för design och analys måste vidtas.

I detta kapitel skall en grundläggande metod för att undersöka kopplingselementens inverkan på stabiliteten i ett återkopplat MIMO-system kortfattat förklaras, samt hur denna metod kan användas för att påvisa uppkomsten av självsvängningar i ett system med olinjäriteter.

4.3.1. Nyquistkriterium för MIMO-system



Figur 4.11 (a) Återkopplat endimensionellt system
(b) Kurvan C täcker höger halvplan

Utgående från ett enkelt återkopplat system enligt figur 4.11 repeteras det välkända Nyquistkriteriet:

Det slutna systemet är stabilt då antal positiva varv runt punkten $(-1/f, 0)$ för $q(s)$ som genomlöper kurvan C , är lika med antal poler i höger halvplan, r , till $q(s)$.

eller

$$\# \text{varv}_{0 \leq \omega \rightarrow \infty} \text{ för } q(s) \text{ runt } (-1/f, 0) = \frac{r}{2} \Rightarrow \text{slutna systemet stabilt}$$

SISO-systemets överföringsfunktion är

$$t(s) = \frac{q(s)}{1 + fq(s)}$$

$$\Leftrightarrow 1 + fq(s) = \frac{q(s)}{t(s)} = \frac{t^{-1}(s)}{q^{-1}(s)}$$

$$\Leftrightarrow t^{-1}(s) = q^{-1}(s) + f$$

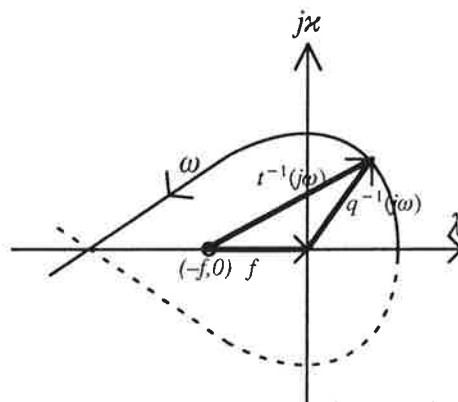
d.v.s. för vinkeländringar $s \in \mathbb{C}$

$$\Delta \angle (1 + fq(s)) = \Delta \angle t^{-1}(s) - \Delta \angle q^{-1}(s)$$

Härur tecknas det inversa Nyquistteoremet

$$\# \text{varv}_{0 \leq \omega \rightarrow \infty} \text{ för } t^{-1}(s) \text{ runt } (-f, 0) - \# \text{varv}_{0 \leq \omega \rightarrow \infty} \text{ för } q^{-1}(s) \text{ runt } (0, 0) = \frac{r}{2}$$

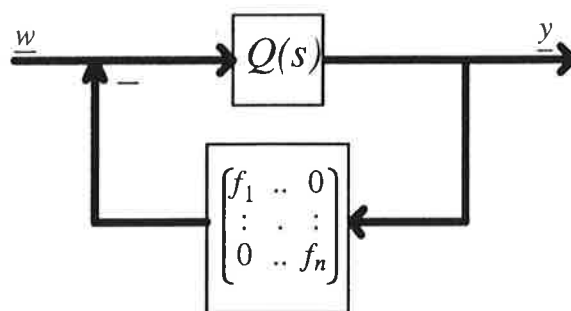
\Rightarrow slutna systemet stabilt.



Figur 4.12 Invert Nyquistdiagram med q^{-1} och t^{-1}

Enligt figur 4.12 kan man genom att undersöka $q^{-1}(s)$ i det inversa Nyquistdiagrammet utvärdera stabiliteten för det slutna systemet, $t(s)$.

Överföringsfunktionen för SISO-systemet motsvaras i det flerdimensionella fallet



Figur 4.13 Återkopplat MIMO-system

av matrisekvationen

$$T(s) = (I_n + Q(s)F_D)^{-1}Q(s)$$

där F_D är en ren diagonalmatris.

Ofta föredras istället det rent additiva sambandet

$$T^{-1}(s) = Q^{-1}(s) + F_D$$

och det inversa Nyquistkriteriet lyder nu :

Det slutna systemet är stabilt då

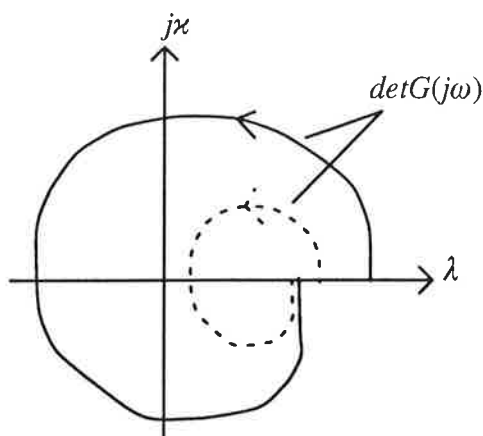
$$\sum_{0 \leq \omega \rightarrow \infty} \# \text{varv} \curvearrowright \text{f\"or } \det T^{-1}(j\omega) - \sum_{0 \leq \omega \rightarrow \infty} \# \text{varv} \curvearrowright \text{f\"or } \det Q^{-1}(j\omega) = \frac{r}{2} .$$

I det specialfall då $Q(s)$ är en ren diagonalmatris, $Q_D(s)$, omformuleras ovanstående kriterium till

$$\sum_i \sum_{0 \leq \omega \rightarrow \infty} \# \text{varv} \curvearrowright \text{f\"or } t_{ii}^{-1}(s) - \sum_i \sum_{0 \leq \omega \rightarrow \infty} \# \text{varv} \curvearrowright \text{f\"or } q_{ii}^{-1}(s) = \frac{r}{2}$$

\Rightarrow slutna systemet stabilt

och den avgörande frågan är nu, under vilka förutsättningar stabiliteten i ett kopplat system kan avgöras genom en liknande Nyquistundersökning av enbart diagonalelementen.



Figur 4.14 Ändring av antal omloppsvarv för $\det G(j\omega)$

Enligt [Tolle] kan antalet omloppsvarv för $\det G(j\omega)$, där G är en godtycklig komplex matris, endast ändras om elementen g_{ij} , $i \neq j$, orsakar att $\det G(j\omega) = 0$ erhålles vid minst en frekvens ω_x (jmf. fig. 4.14).

Uppkomsten av $\det G(s_x) = 0$ kan emellertid enligt $\det(G(s_x) - \lambda I) = 0$ tolkas som ett egenvärdesproblem, där det gäller att finna egenvärdet $\lambda = 0$.

Man kan alltså inskränka sig till att studera Nyquistkurvorna för diagonalelementen för utrönande av systemstabiliteten, när det är säkerställt att kopplingselementen inte orsakar uppkomsten av egenvärdet $\lambda = 0$.

Enligt en sats av S. Gershgorin [Tolle] kan läget av egenvärdena till en godtycklig komplex matris G , uppskattas genom att beräkna de s.k. rad- och kolonnmängderna:

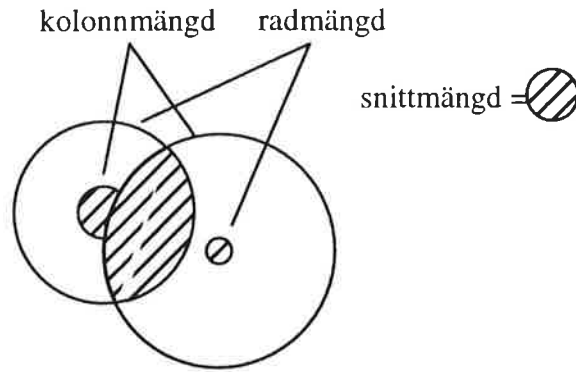
Alla egenvärden till G befinner sig i mängderna

$$|z - g_{ii}| \leq \sum_{j=1, i \neq j}^n |g_{ij}|$$

$$\text{och } |z - g_{ii}| \leq \sum_{j=1, i \neq j}^n |g_{ji}|$$

och därmed också i snittmängden till de båda mängderna.

I ord: Samtliga egenvärden befinner sig i mängderna definierade av de beräknade cirklarna runt diagonalelementen. Cirklarnas radier utgörs av summan av beloppen av kopplingselementen i respektive rad och kolonn, se figur 4.15.



Figur 4.15 Rad- och kolonn mängder

Om nu snittmängden runt diagonalelementen inte innesluter origo, utesluter detta uppkomsten av egenvärdet $\lambda = 0$ och matrisen G kallas diagonaldominant.

Att origo innesluts av snittmängden behöver dock inte innebära att $\lambda = 0$ existerar.

Rad- och kolonn mängder kan på samma sätt beräknas vid samtliga frekvenser, ω , för en matris $G(j\omega)$, varvid de uppkomna mängdföljderna benämns Gershgorinband.

Diagonal dominans för ett kopplat MIMO-system innebär alltså att stabiliteten för det återkopplade systemet inte påverkas av kopplingselementen. Dessa påverkar endast valet av återkopplingsfaktor.

Med denna bakgrund kan förutsättningarna för diagonal dominans inkluderas i det inversa Nyquistkriteriet för kopplade system

$$\sum_i \# \text{varv} \curvearrowright_{0 \leq \omega \rightarrow \infty} \text{för Gershgorinbanden till } \hat{t}_{ii}(j\omega) \text{ runt } (-f_i, 0) - \sum_i \# \text{varv} \curvearrowright_{0 \leq \omega \rightarrow \infty} \text{för Gershgorinbanden till } \hat{q}_{ii}(j\omega) = \frac{r}{2}$$

där \hat{t}_{ii} , \hat{q}_{ii} är diagonalelementen till T^{-1} , Q^{-1}

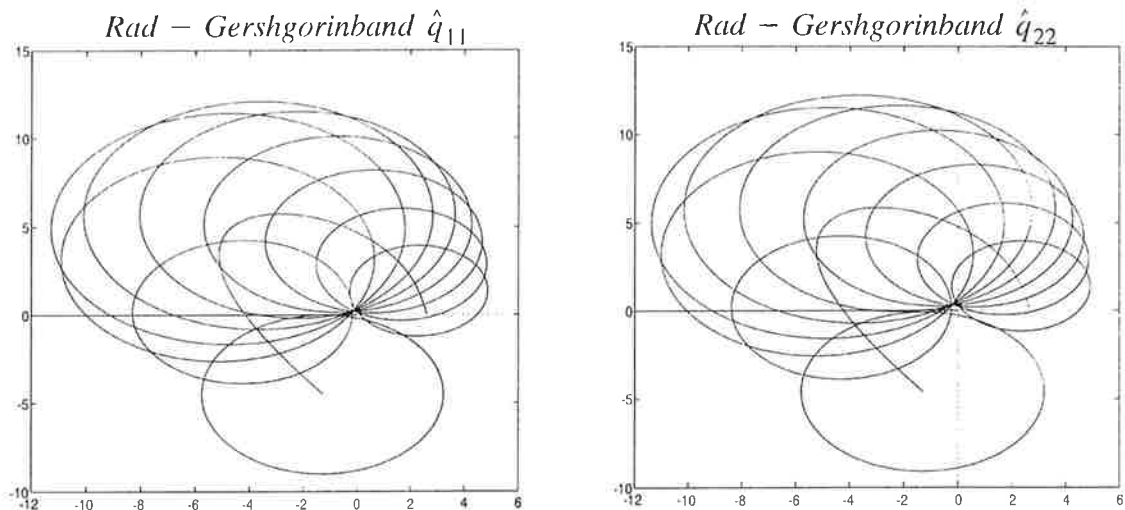
\Rightarrow slutna systemet stabilt

I fallet då $Q = Q_D$ användes elementen t_{ii}^{-1} resp. q_{ii}^{-1} i det inversa Nyquistkriteriet; I [Tolle] visas dock att avvikelserna $(t_{ii}^{-1} - \hat{t}_{ii})$ resp. $(q_{ii}^{-1} - \hat{q}_{ii})$ alltid är mindre än Gershgorinbandens radier.

Den framtagna metoden är endast *ett* sätt att beskriva kopplingselementens inverkan på stabiliteten i ett återkopplat MIMO-system.

4.3.2. Diagonal dominans i Eldorado

För att undersöka huruvida diagonal dominans föreligger i ett system av Eldorado likriktare, studeras det tidigare nämnda systemet med 2 ingående moduler.



Figur 4.16 Rad-Gershgorinband för Eldorado systemet

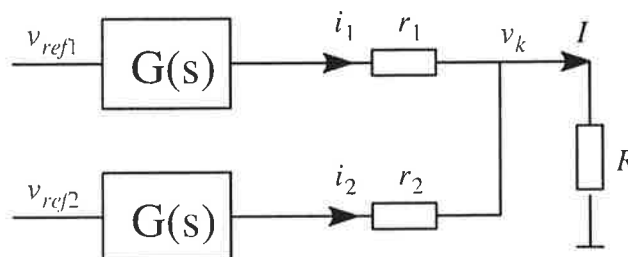
Ett MATLAB-program räknar ut värdena av de ingående matriselementen för diskreta frekvenser ω ($\omega \rightarrow \infty$), matrisen inverteras och Nyquistkurvorna med de två tillhörande rad-Gershgorinbanden presenteras i figur 4.16 (band för större frekvensintervall visas i appendix). Kolonn-Gershgorinbanden är kvalitativt mycket lika radbanden och är därför ej medtagna.

Då avståndet från det inverterade systemets diagonalelement till origo, enligt figuren alltid är större än Gershgorinradierna, kan det vara fullt möjligt att finna en proportionalregulator som åstadkommer stabil reglering av systemet. Den del av negativa reella axeln där återkopplingsfaktor kan väljas är dock mycket liten, varför endast en faktor väldigt nära noll kan utnyttjas; d.v.s. i praktiken ingen återkoppling alls.

Stabilitetsundersökning med Gershgorinband är emellertid en relativt grov metod och framförallt i närheten av stabilitetsgränserna bör de ständigt oundvikliga avvikelserna mellan process och modell beaktas. En eventuell regulator design utgående från de med denna metod erhållna stabilitetsmarginalerna är i praktiken alltför osäker och bör därför föregås av noggrannare undersökningar (t.ex. normerade Gershgorinband, Ostrowskiband).

Förutom de räknetekniska fördelarna med att studera det inversa systemet framför det direkta, har det påvisats att Q^{-1} ofta ger snävare toleranser än Q .

Följande resonemang är ett intuitivt sätt att konstatera att systemet innehåller mycket starka kopplingar och därmed att den eventuellt föreliggande diagonala dominansen är svag:



Figur 4.17 Principskiss 2x2-system

En fix last, R , drar en konstant ström, I . En positiv störning av v_{ref} innebär en ökning av strömmen i_l och för att totalströmmen, I , skall förbli oförändrad, måste i_2 minska i motsvarande grad.

Processerna påverkar alltså varandra kraftigt vid börvärdesändringar och detta innebär – med den grova upplösning i referensvärdena som används – långa, kraftiga insvängningsförlopp, som möjligen kan betraktas som en kvasi-instabilitet.

Långa insvängningsförlopp vid lastdelning är ett faktum vid praktisk drift av Eldorado-system.

4.3.3. Självsvängningar i Eldorado

Vid konstantspänningsreglering används, som tidigare nämnts, en diskret ökning eller minskning av spänningsreferensvärdena till likriktarna i fasta steg enligt:

Om $i_{ut, max} - i_{ut, min} > \Delta_{max}$ så
 minska det till $i_{ut, max}$ hörande v_{ref} med Δ_{vref} och
 öka det till $i_{ut, min}$ hörande v_{ref} med Δ_{vref}

där Δ_{max} är maximala avvikelserna mellan utströmmarna för att de skall anses vara lika (tidigare diskuterat i kapitel 4.2.1).

Under förutsättning att avvikelserna mellan maximal och minimal utström är större än den tillåtna differensen, tecknas börvärdesgenereringen för en (I) likriktare som:

$$\hat{v}_{ref}^n = \hat{v}_{ref}^{n-1} + \text{sign}\left[\frac{\hat{i}_L^n}{\#likriktare} - \hat{i}^n\right] \cdot \Delta_{vref}.$$

Centralenheten sätter börvärdet vid tidpunkten n lika med börvärdet vid föregående sampltidpunkt adderat eller subtraherat med ett fast värde, beroende på om utströmmen är för hög eller för låg.

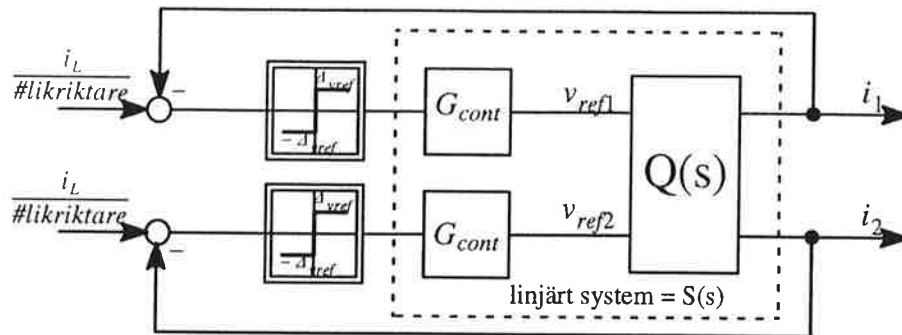
Detta tecknas nu som en differensekvation:

$$zv - v = \Delta \cdot \text{sign}\left(\frac{i_L}{n} - i\right)$$

och därmed

$$v_{ref} = \frac{1}{z-1} \cdot \Delta_{vref} \text{sign}\left(\frac{i_L}{n} - i\right).$$

Ekvationen beskriver en kombination av en diskret, linjär och en olinjär komponent. Den linjära delen approximeras m.h.a. en Tustintransformation av en kontinuerlig, linjär komponent kallad G_{cont} .



Figur 4.18 Uppdelning av systemet i linjär och olinjär del

Stabilitetsanalys av olinjära system är ofta kopplad till att påvisa förekomsten eller avsaknaden av självsvängningar. Vid enklare, statiska olinjäriteter kan metoden med *beskrivande funktion* ([Tolle], [Glad, Ljung]) användas om vissa förutsättningar på systemet är uppfyllda:

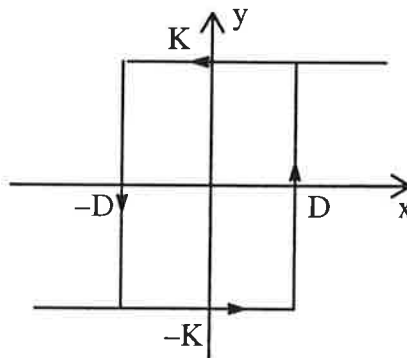
- Det linjära systemet uppvisar lågpasskaraktär
- Olinjäriteterna är symmetriska kring nollpunkten

Metoden går ut på att lösa ekvationssystemet

$$Y_f(C) \cdot Q(j\omega) = -1 \quad \text{eller omskrivet}$$

$$Q^{-1}(j\omega) + Y_f(C) = 0 .$$

Den beskrivande funktionen för ett relä med hysteres:

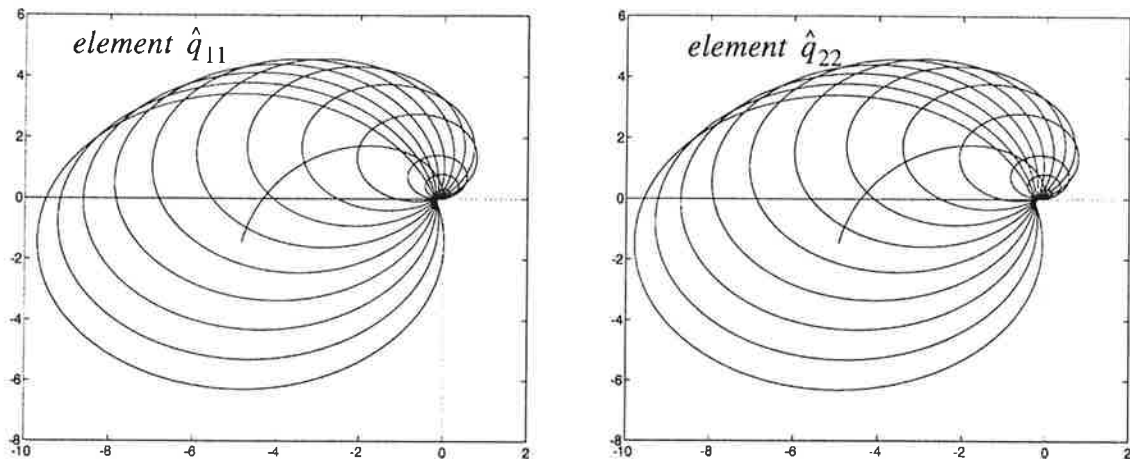


$$Y_f(C) = \frac{4K}{\pi C} \left[\sqrt{1 - \left(\frac{D}{C}\right)^2} - j\frac{D}{C} \right] ; C \geq D, C \geq 0$$

Om D är noll, d.v.s. ingen hysteres, omfattar $-Y_f(C)$ hela den negativa reella axeln.

Genom att nu låta MATLAB (MathWorks) invertera det sammanslagna linjära systemets, $S(s)$, överföringsfunktioner och räkna ut frekvenssvaret för frekvenser upp till halva centralenhetens sampelfrekvens ($f_{CE} = 60 \text{ ms}$) då referensströmmen är lika med noll (kan väljas

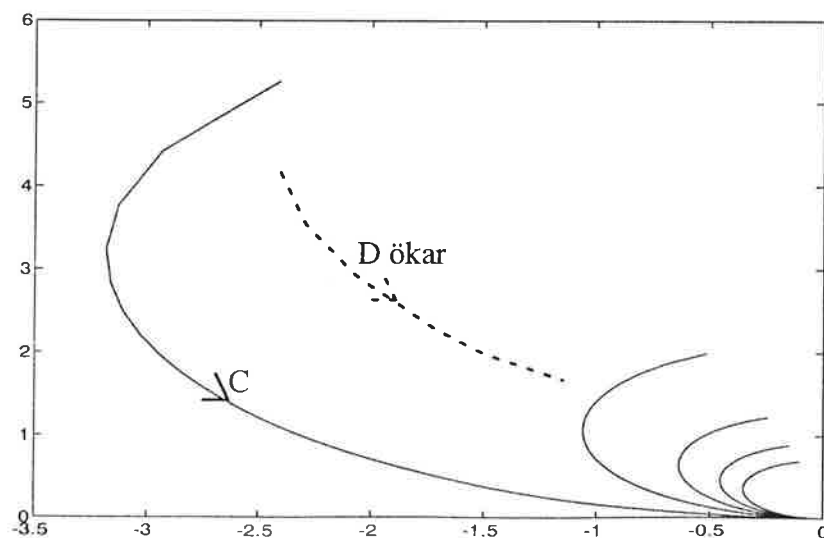
till vad som helst), kan de inversa Nyquistkurvorna med tillhörande Gershgorinband ritas upp. Programmet som utför dessa operationer återfinns i appendix.



Figur 4.19 Rad-Gershgorinband för konstant-spänningsreglerat system

Gershgorinbanden kring diagonalelementen till $S(s)$ är även här kvantitativt mycket lika, varför endast radbanden presenteras i figur 4.19.

Genom att i figuren studera den grafiska skärningen mellan $-Y_f(C)$ (negativa reella axeln) och det linjära, inverterade systemets Gershgorinband, konstateras att kurvorna skär varann inom ett stort område och att risken för självsvängningar därmed är betydande. Liksom Gershgorinförfarandet är också metoden med beskrivande funktion approximativ. Ur figuren är det inte möjligt att avgöra huruvida en uppkommen svängning är stabil eller instabil, dess amplitud eller fas.



Figur 4.20 Beskrivande funktion reläer med hysteres

Centralenhetens spänningsbörvärden till likriktarna utgörs i praktiken av hexadecimala tal, som i likriktarnas interna spänningsregulatorer jämförs med de digitalt omvandlade utspänningarna. Ett sätt att åskådliggöra inverkan av A/D-omvandlarnas dåliga upplösning är att, som gjorts, approximera de diskreta regulatorerna med kontinuerliga modeller (ingen amplituddiskretisering) och därefter lägga in hysteres i de olinjära blocken i figur 4.18. Även centralenhetens onoggrannhet vid mätningar av strömmar och dess begränsning i upplösning av de hexadecimala spänningsreferenserna, kan åskådliggöras med hysteres i de olinjära blocken.

I figur 4.20 visas beskrivande funktioner för reläer med olika stor hysteres och med en godtycklig förstärkning.

Genom att jämföra dessa kurvor med Gershgorinbanden i figur 4.19 konstateras att p.g.a. systemets starka kopplingar, existerar möjligheten att egensvängningar med amplitud större än relähysteresen uppkommer. Givetvis begränsar likriktarnas effektkapacitet och centralenhetens maximala utstyringsområde amplituden på eventuella egensvängningar.

4.4. Sammanfattning av kapitlet

Vid systemkoppling av Eldorado-likriktare används upp till 25 st. ingående enheter för energiförsörjning av last och batterier. Ihopkopplingen av likriktarna får till följd att de påverkar varandras utströmmar och i kapitel 4.1 härleds en systemmodell av två processer som beskriver systemströmmarnas svar på ändringar i spänningsreferenserna.

Då systemet utsätts för varierande belastningar, görs i nästföljande kapitel en kort genomgång av de olika driftfallen konstant spänning, konstant effekt och systemspänningsreglering.

Kapitel 4.3 inleds med en genomgång av teorin bakom Nyquistundersökningar av koplade MIMO-system. En stabilitetsundersökning visar att ett system av ihopkopplade Eldorado-likriktare är stabilt, men innehåller starka kopplingar. Vid undersökning av den idag använda metoden för lastdelning mellan enheterna, visar det sig att den olinjära reglerprincipen möjliggör uppkomsten av självsvängningar, vilket observerats i Eldorado-system i drift.

5. Alternativa lastdelningsmetoder

Med den metod och med den prestanda på ingående komponenter som idag används för aktiv lastdelning i Eldorado-systemet, föreligger risk för oscillationer i likriktarnas utströmmar.

Med stöd av resonemangen i föregående kapitel, förefaller ett införande av proportionell reglering i centralenheten och förbättrad upplösning i A/D-omvandlarna i likriktarnas interna spänningsregulatorer vara ett första steg mot gynnsammare inställningsförlopp.

De låga impedanserna till ihopkopplingspunkten gör emellertid att problemet med starka kopplingar i systemet kvarstår vid användandet av spänningsstyrd lastdelning. För att åstadkomma stabilare och säkrare fördelning av belastningen, har i den s.k. reglergruppens arbete följande metoder tagits fram och utretts. De innebär alla smärre förändringar i ingående mjuk- och/eller hårdvara.

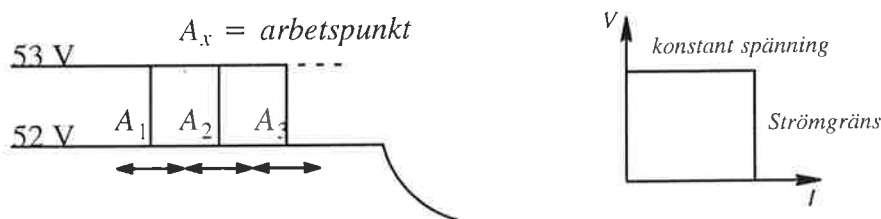
5.1. Statisk särkoppling

Genom så kallad statisk särkoppling (*relative gain array*) kan ofta goda särkopplingsegenskaper erhållas även för dynamisk drift. Metoden bygger på en realisering av den inversa, statistiska systemmatrisen, alltså ett framtagande av en systemmatris enbart genom studie av systemets DC-signaler.

5.2. Steginkoppling

Denna metod att åstadkomma lastdelning grundar sig på ett förslag av Tadeus Wolpert ([Wolpert]) och har använts i tidigare likriktargenerationer.

En likriktare i systemet – styrande likriktare – arbetar i konstantspänningsmod och reglerar systemspänningen på den önskade nivån, t.ex. 52 V. Övriga ingående enheter ställs i strömgräns, där strömgränsen av centralenheten sätts till lastströmmen per likriktare och deras utspänning ställs in på en något högre nivå, säg 53 V.



Figur 5.1 Stegkopplade likriktare

Styrande likriktare följer små lastvariationer, men då dess utström överstiger exempelvis 75% av maxvärdet, skickas en instegningspuls till centralenheten, som i sin tur ökar strömgränsvärdet för likriktarna, dessa tar på sig större del av lasten och styrande likriktare avlastas.

På samma sätt sker nedstegning av strömgränsvärdena då lasten minskar.

Denna metod innebär att systemspänningsreglering och reglering vid mindre laständringar blir mycket snabb, då detta sköts av styrande likriktare allena.

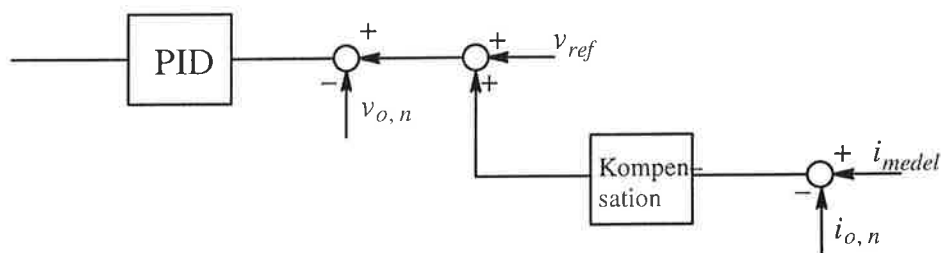
Att använda dagens konfiguration och prestanda på systemet innebär att det vid stora laständringar blir långa svarstider p.g.a. att en långsam PCU skall räkna ut och distribuera de nya strömgränsvärdena. Vid ökande laster ger likriktarna därför momentant ut för lite ström och vid minskande last går de ur strömgräns och systemspänningen ökar något.

Fulladdade batterier kompenserar emellertid den momentana strömminskningen utan problem.

En möjlighet att påskynda svarstiderna är att lagra alla strömgränsvärden i varje likriktare och att in- och urstegningspulser skickas direkt från styrande likriktare. Nuvarande datorprestanda är emellertid inte tillräcklig för detta ändamål.

5.3. Demokratisk strömdelning med medelströmbörvärde

Detta förslag är presenterat av Christer Thoren ([Thoren]) och bygger på en strömkompenisering av likriktarnas spänningsbörvärden. PCU:n mäter likriktarnas utströmmar, summerar dem och skickar en och samma spänningsreferens till samtliga enheter. Dessutom räknas medelströmmen ut och distribueras till de olika styrkorten.



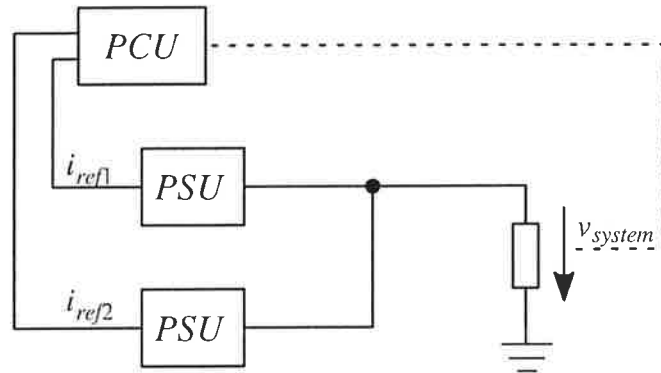
Figur 5.2 Kompensering av spänningsbörvärde

PSU:n jämför sin egen utström med medelströmmen och om i_{ut} är lägre än i_{medel} , ökas modulens utspänning något och vice versa. Detta kan ske mycket snabbt, då endast likriktarens interna sampelhastighet är den begränsande faktorn. Vid en lastökning kommer alla likriktare att tro att de levererar för mycket ström och därför vilja sänka sin utspänning, tills ny information om medelströmmen kommer från centralenheten. En begränsning på kompensationsfaktorn så att utspänningen inte kan ändras mer än ca 2 V är därför nödvändig.

Eventuellt kan kompen-sationselementet bestå av en långsam integrator som inte hinner påverka utspänningen nämnvärt innan nytt medelströmvärde skickats.

5.4. Tvingande strömbövrärde

Med denna metod enligt Nils Bäckman ([Bäckman 1994]) mätes enbart systemspänningen av PCU:n, som härur levererar strömbövrärden till likriktarna.

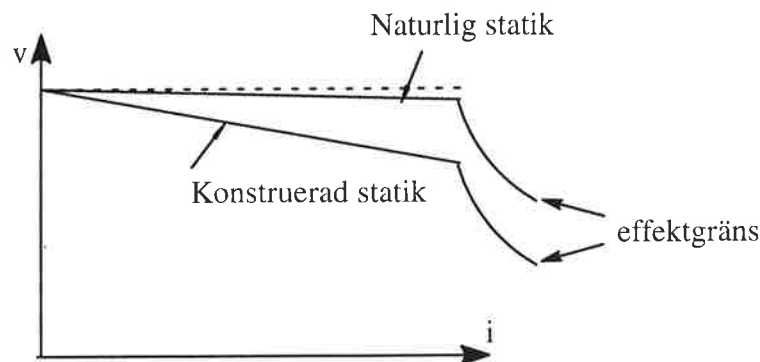


Figur 5.3 Strömbövrärden till likriktarna efter mätning av v_{system}

Principen innebär att en mycket stabil lastdelning erhålles. Regleringen av systemspänningen vid lastväxlingar blir dock långsam, eftersom denna regleras indirekt över den långsamma PCU:ns strömbövrärden.

5.5. Statikreglering

Sist presenteras det kanske enklaste tillvägagångssättet, som innebär en medveten ökning av den statik som redan finns i likriktarna, jmf. kapitel 4.2.1.



Figur 5.4 Ökning av likriktarens statik

Den statik som redan finns i likriktarna ökas på elektronisk väg enligt figuren ovan, så att utspänningen relativt kraftigt sjunker när strömmen ökar. Centralenheten justerar systemspänningen genom reglering av ett för alla likriktarna gemensamt spänningsbövrärde. Samtidigt som lastdelning mellan likriktarna garanteras och snabba stegsvar erhålles, fås en något sämre dynamisk reglering av systemspänningen.

Lutningen på den statiska kurvan bestäms genom undersökning av minsta möjliga spänningsreferensändring i likriktarnas diskreta spänningsregulatorer, samt de i systemet ingående kabelresistanserna. Brantheten görs stor nog för att undgå kraftiga strömvariationer vid denna minsta referensvärdesändring.

5.6. Sammanfattning av kapitlet

Då, med dagens metod att utföra aktiv lastdelning i Eldorado-systemet, risk för oscillationer mellan likriktarnas utströmmar föreligger, presenteras 4 tillvägagångssätt att förbättra eller ersätta den använda principen.

De presenterade förslagen är steginkopplade likriktare i strömgräns, justering av spänningsreferensvärdet med hjälp av lastströmmen, strömstyrda likriktare och statikreglering.

Slutsatser

I detta projekt har utgående från basstrukturen i en högfrekvenslikriktare, reglerprocessens ingående delar analyserats och lineariserats. Den slutliga analytiska processmodellen verifierades mot praktiska mätningar på en likriktare i drift och en mycket god överensstämmelse har konstaterats vad avser statiska och dynamiska egenskaper.

En analytisk likriktarmodell har valts därför att den ger bättre förståelse för och insikt i enskilda komponenters inverkan på processegenskaperna, än en modell framtagen genom experimentell identifiering.

Uppkomst av oscillationer mellan likriktarnas utströmmar vid strömdelning i ett Eldorado-system föranledde framtagandet av en analytisk, P-kanonisk systemmodell som beskriver utströmmarnas svar på ändringar i spänningsreferenserna. Den teoretiska analysen med Gershgorinband visade att systemet innehåller starka inre kopplingar, vilket betyder att de ingående likriktarna kraftigt påverkar varandras utsignaler och att det därför i praktiken inte är möjligt att åstadkomma stabil reglering av det modellerade systemet genom reglering av de spänningsstyrda likriktarna var för sig.

Vidare modellering och undersökning av den icke-linjära regleralgoritm, som idag används för lastdelning, har påvisat betydande risk för uppkomst av egensvängningar i systemet. Svängningar har även konstaterats vid observationer av det reella systemet, men dessa dämpas oftast ut beroende på statik i likriktarna och hysteres i ingående komponenter och regulatorer.

Då det konstaterats att den använda lastdelningsprincipen inte är någon fördelaktig lösning, bör någon av, eller en kombination av, de föreslagna reglermetoderna närmare utredas och implementeras i systemet.

Litteraturförteckning

- Bäckman, N. (1992)
Linear modelling and analysis of a current mode programmed flyback DC/DC converter
Ericsson Components AB
- Bäckman, N. (1994)
Alternativ reglermetod för systemspänning med strömstyrda omvandlare
Ericsson Components AB
- Glad, T.; Ljung, L. (1989)
Reglerteknik Grundläggande teori
2:a upplagan, Studentlitteratur, Lund
- Hansson, A. (1994)
Beskrivning av digitalregulatorn i 50 Kubik
Ericsson Components AB
- Middlebrook, R. D. (1985)
Topics in multiple-loop regulators and current-mode programming
IEEE Power Electronics Specialists Conference
- SIFU Elektronik (1989)
Switchad strömförsörjning
Version A:40, SIFU
- Thoren, C. (1994)
Ny modell för strömdelning
Ericsson Components AB
- Tolle, H. (1983)
Mehrgrößenregelkreissynthese, Band 1
Oldenbourg Verlag, München Wien
- Venable, H. D. (1993)
Testing power factor correction circuits for stability
Power conversion, Austin, Texas
- Westerberg, M. (1994)
Labbeskrivning för ROA 117474
Ericsson Components AB
- Wolpert, T. (1991)
Enstegsomriktare. Funktionsbeskrivning. Beräkningsunderlag
Ericsson Components AB
- Wolpert, T. (1994)
Likriktare BML 435, Utgångsfilter, Överföringsfunktion
Ericsson Components AB

Wolpert, T. (1994b)
Strömdelning mellan likriktare enligt steginkopplingsprincipen
Ericsson Components AB

Appendix

Resonansfilter

Omsättningar N_1 och N_2 ger

$$k = \frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$$

$$L_1^k = L_1(1 + k); L_2^k = L_2 \cdot \frac{1 + k}{k}$$

Negativ resonanstopp vid : $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2^k C_2}}$; $\omega_0 = 2\pi \cdot 100 \text{ rad/s}$

Positiv resonanstopp vid : $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{(L_1^k + L_2^k) C_2}}$

$$R_{00} = \sqrt{\frac{L_2^k}{C_2}} ; R_{01} = \sqrt{\frac{L_1^k + L_2^k}{C_2}}$$

Negativa resonansstoppen : $\frac{1}{Q_0} = \frac{R_{00}}{R_{ut}} + \frac{r_{L2} + r_{C2}}{R_{00}}$

Positiva resonansstoppen : $\frac{1}{Q_1} = \frac{R_{01}}{R_{ut}} + \frac{r_{L1} + r_{L2} + r_{C2}}{R_{01}}$

Analytiska modeller

Slingförstärkning T :

$$T = \frac{B_T}{A_T} = \frac{b_6 s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_9 s^9 + a_8 s^8 + a_7 s^7 + a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}$$

där

$b_6 = -1.5027 \times 10^{-10}$	$a_9 = 2.011 \times 10^{-16}$
$b_5 = 1.075 \times 10^{-5}$	$a_9 = 1.714 \times 10^{-12}$
$b_4 = 0.0178$	$a_9 = 4.867 \times 10^{-9}$
$b_6 = 7.3038$	$a_9 = 5.168 \times 10^{-6}$
$b_6 = 7.173 \times 10^3$	$a_9 = 0.0020$
$b_6 = 2.013 \times 10^5$	$a_9 = 0.6699$
$b_6 = 1.382 \times 10^6$	$a_9 = 138.407$
	$a_9 = 3.193 \times 10^3$
	$a_9 = 1.943 \times 10^4$
	$a_9 = 0$

Det slutna systemet G :

$$G = \frac{B_G}{A_G} = \frac{T}{1 + T} = \frac{\frac{B_T}{A_T}}{1 + \frac{B_T}{A_T}} = \frac{B_T}{A_T + B_T}$$

Processmodell (komponentvärden, slingförstärkning, G)

```
%Komponentvärden,initialisering
n=2;
L1=207e-6; %Tadeusfilter
L2=33e-6;
Lm=170e-6; %Magnetiseringsinduktans
RL=2.5; %Belastning
R=RL/3; %Resistans maett paa utgaangen med 3 parallella moduler
Rut=RL;
Rs=70e-3; %Sensormotstaand
Rq=Rs/(3*n);
Vi=230; %Inspaenning
```

```

Vo=54.5; %Utspænning
fs=70e3; %switchfrekvens
Ts=1/fs;
k=0.4; %kopplingsfaktor resonansfilter
rC2=10e-3; %inre resistanser resonansfilter
rCut=10e-3;%
rL1=4e-3;%
rL2=3e-3;
Cg=40e-3; %Gemensam kondensator 3 moduler
C2=20e-3;
Cut=10e-3;
R1=14.7e3; R2=1e6; Cf=10e-9; %Filter mellan inspænning och multiplikator
k1=0.1184; %multiplikatorkonstant
Ra=30e3; Ca=10e-9; %RC-lænk
D=1/(1+0.9*Vi/(n*Vo)); %Arbetspunkt duty-cycle
Dprim=1-D;
Lq=Lm/(3*n*n);

L1k=L1*(1+k); %Resonansfilterberækningsar
L2k=L2*(1+k)/k;
R00=sqrt(L2k/C2);
R01=sqrt((L1k+L2k)/C2);
w0=1/sqrt(L2k*C2);
w1=1/sqrt(C2*(L1k+L2k));
Rparal=RL*(R/D)/(RL+(R/D));
C=Cg+Cut+C2; %Utgaangskapacitans laagfrekvent modell
Q0=1/(R00/Rut+(rL2+rC2)/R00); %Resonansstoppar
Q1=1/(R01/Rut+(rL1+rL2+rC2)/R01);

BTad2=[1/(w0*w0) 1/(Q0*w0) 1]; %Oeverfoeringsfkn resonansfilter
ATad2=[1/(w1*w1) 1/(Q1*w1) 1];

BTc=2*Lq/(Ts*Dprim*Dprim*Dprim*Rparal)*[C*Rparal 1]; %Stroemloop, kallas
ATc=[0 1]; %Ti i rapporten

%Oeverfoeringsfunktion vid oaendig slingfoerstaerkning
BGinf=Dprim*R/(Rq*D)*[-Lq*D/(R*Dprim*Dprim) 1];
AGinf=[C*R/D 1+R/(D*RL)];

[Bfb,Afb]=cloop(BTc,ATc,-1); % Ti/(1+Ti) i rapporten

BGi=conv(BGinf,Bfb); %Aaterkopplingsteoremet
AGi=conv(AGinf,Afb);

BGc=conv(BGi,BTad2); %Oeverfoeringsfunktion kontrollspænning till
AGc=conv(AGi,ATad2); %utspænning

Amplag=(R1*k1)/(sqrt(2)*(R1+R2)); %Faktor fraan lineariserad multiplikator

```

```
a=[110e-9*30e3 1]; %Kvalitativt framtagen RC-laenk
b=[10e-9*30e3 1];
c=[10e-9*30e3 1];
BRC=1;
ARC=conv(conv(a,b),c);

%Framtagning slingfoerstaerkning spaenningslingan
BGu=Amplag*conv(BGc,BRC);
AGu=conv(AGc,ARC);

%Diskret regulator
Ti=58e-3; Td=0; Tsamp=1.365e-3;
Bpid=57.9*[1+Tsamp/Ti+Td/Tsamp -(1+2*Td/Tsamp) Td/Tsamp];
Apid=[1 -1 0];

%approx disk reg m kont modell
[Bpidc,Apidc]=d2cm(Bpid,Apid,Tsamp,'tustin');

%slingfoerstaerkning
BT=[0 0 0 conv(BGu,Bpidc)];
AT=[conv(AGu,Apidc)];

%Slutna systemet
BG=BT;
AG=BT+AT;

%plottar slingfoerstaerkning
[xx ,yy,zz]=bode(BT,AT,logspace(-1,4,200));
figure(1)
semilogx(zz/(2*pi),20*log10(xx))
grid
figure(2)
semilogx(zz/(2*pi),yy)
grid
```

Systemmodell (initialisering)

```
%kabelresistans fraan ihopkopplingspkt till last
rsyst=0;
RLtot=RL+rsyst;
%kabelresistanser mellan resp likriktare och ihopkopplingspkten
r1=100e-3; r2=150e-3;
r1paraRLtot=r1*RLtot/(r1+RLtot);
r2paraRLtot=r2*RLtot/(r2+RLtot);

%direkttermer
Bs11=1/(r1+r2paraRLtot)*BG;
As11=AG;
Bs22=1/(r2+r1paraRLtot)*BG;
As22=AG;
%kopplingselement
Bs12=-1/r1*r1paraRLtot/(r2+r1paraRLtot)*BG;
As12=AG;
Bs21=-1/r2*r2paraRLtot/(r1+r2paraRLtot)*BG;
As21=AG;
```

Gershgorinband, 2x2-system, linjärt/olinjärt

```
hsamp=60e-3; %sampetid foer centralenheten
Ws=linspace(0.01,pi/hsamp); %Vill ha nyquistdiagram i det
%intervall centralenheten fungerar
%Oeversaettning disk. CE till kont. CE
[Bcont,Acont]=d2cm(1,[1 -1],hsamp,'tustin');

%Raekna ut de inversa nyquistkurvorna och
%Gershgorinradierna
result=[];
for ii=1:length(Ws)
    Q=[freqresp(Bs11,As11,sqrt(-1)*Ws(ii))...
        freqresp(Bs12,As12,sqrt(-1)*Ws(ii));...
        freqresp(Bs21,As21,sqrt(-1)*Ws(ii))...
        freqresp(Bs22,As22,sqrt(-1)*Ws(ii))];
    P=[freqresp(Bcont,Acont,sqrt(-1)*Ws(ii)),0; ...
        0,freqresp(Bcont,Acont,sqrt(-1)*Ws(ii))];
    L=Q*P;
    %Genom att här ta bort '*P;' fås Gershgorinbanden för
    %systemet utan olinjär centralenhet!
    Linv=inv(L);
    result(1,ii)=Linv(1,1); %direktterm q11^
    result(2,ii)=abs(Linv(1,2)); %rad-radie Gershgorin
    result(3,ii)=abs(Linv(2,1)); %kolonn-radie
    result(4,ii)=Linv(2,2); %direktterm q22^
    result(5,ii)=abs(Linv(2,1)); %rad-radie
    result(6,ii)=abs(Linv(1,2)); %kolonn-radie
end
```

```

%-----element q11^-----
figure(1)
clg
clf
plot(real(result(1,:)),imag(result(1,:)),'r')
hold on

%Gershgorinband till q11^; raddominans
theta=[0:pi/100:2*pi];
for ii=1:length(Ws)
    %Ska alla banden plottas?
    if rem(ii,10)==0 %ii==2 | ii==3 | ii==6 | rem(ii,10)==0
        %rita cirkel
        %if result(2,ii)<=100 %Storlek cirklar
        plot(real(result(1,ii))+result(2,ii)*cos(theta),...
            imag(result(1,ii))+result(2,ii)*sin(theta),'y-')
        %end
    end
end
end
%title('Raddominans q11^')
limits=axis;
%markera axlarna
plot([limits(1:2);0,0],[0,0;limits(3:4)],'w:');
%negativa x-axeln
plot([limits(1) 0],[0 0],'g-')
hold off

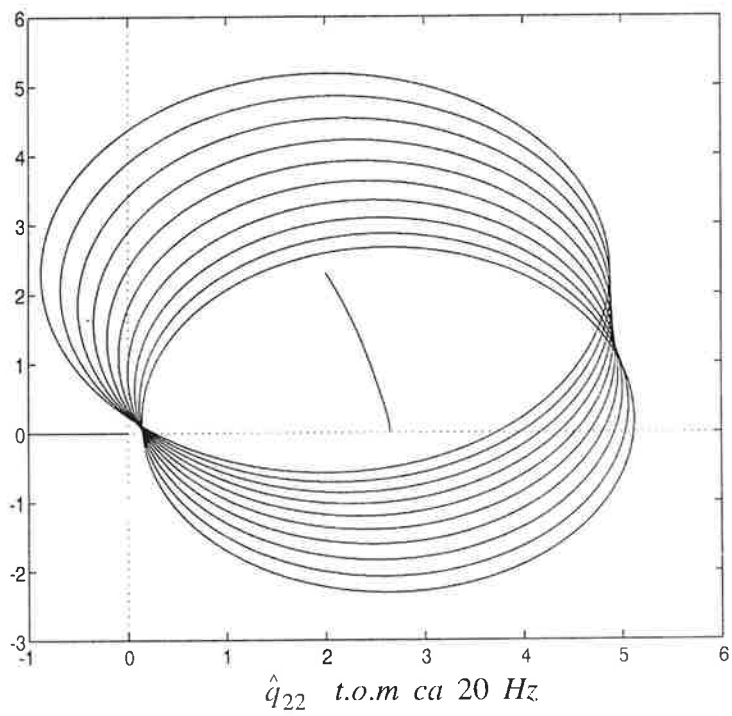
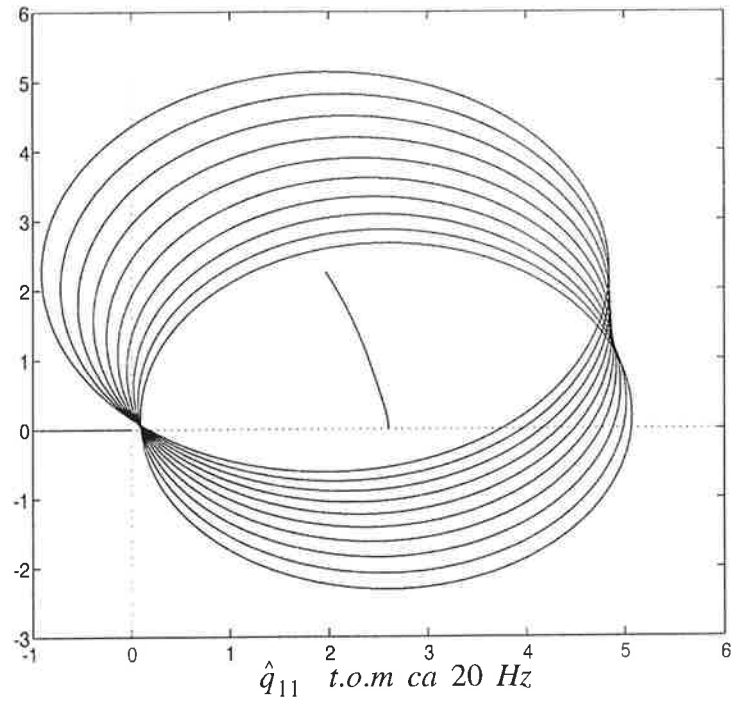
%-----element q22^-----
figure(2)
clg
plot(real(result(4,:)),imag(result(4,:)),'r-')
hold on
%Gershgorinband till q22^; raddominans+kolonndominans
theta=[0:pi/100:2*pi];
for ii=1:length(Ws)
    %Ska alla banden plottas?
    if rem(ii,10)==0 %ii==2 | ii==3 | ii==6 | rem(ii,10)==0
        %rita cirkel
        %if result(5,ii)<=100 %Storlek cirklar
        plot(real(result(4,ii))+result(5,ii)*cos(theta),...
            imag(result(4,ii))+result(5,ii)*sin(theta),'y-')
        %end
    end
end
end
%title('Raddominans q22^')
limits=axis;
%markera axlarna
plot([limits(1:2);0,0],[0,0;limits(3:4)],'w:');
%negativa x-axeln
plot([limits(1) 0],[0 0],'g-') ; hold off

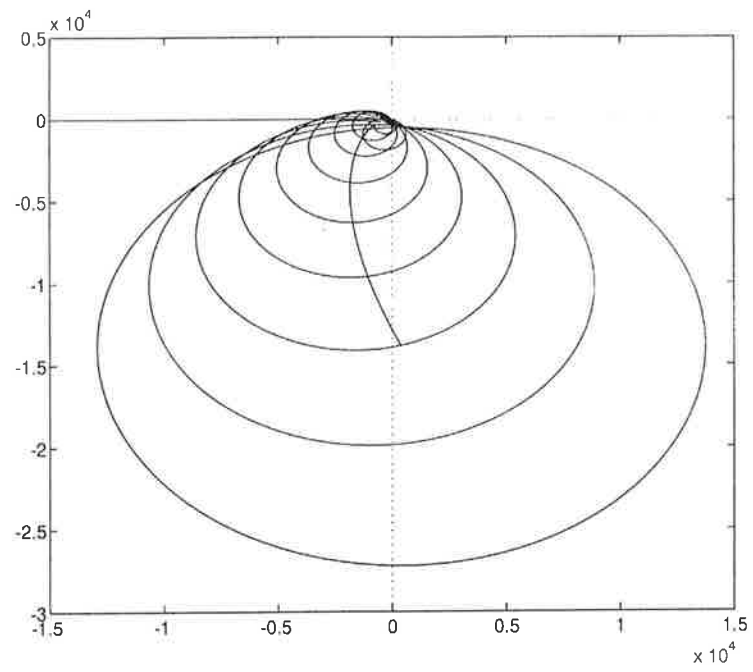
```

Beskrivande funktion för relä med hysteres

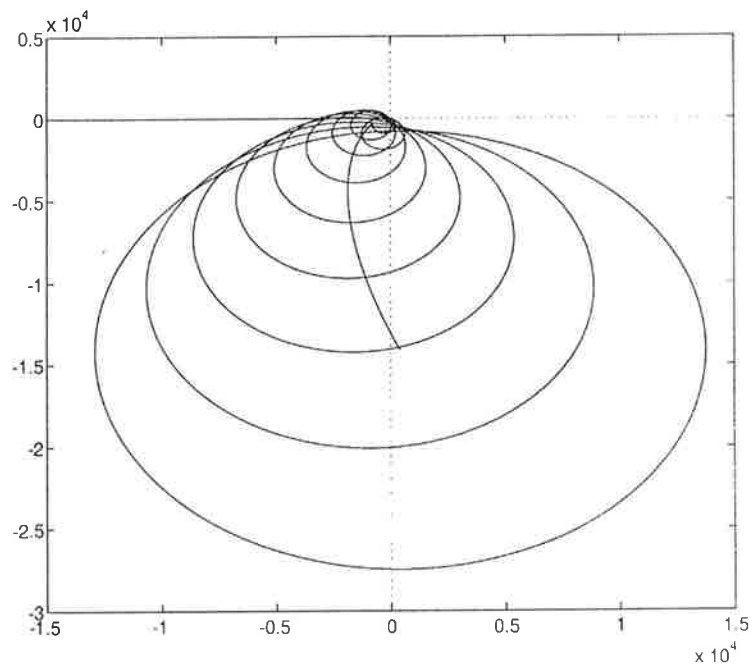
```
figure(3)
clf
%hyst=10;
amp=0.5;
for hyst=0.1:0.2:1
    a=[];
    negN_a=[];
    a=[hyst:0.01:50];
    a=a(2:length(a)); %undviker a=hyst (skoenhetsfel)
    for jj=1:length(a)
        negN_a(jj)=-4*amp/(pi*a(jj))*(sqrt(1-(hyst*hyst)/...
            (a(jj)*a(jj)))-sqrt(-1)*hyst/a(jj));
    end
    plot(real(negN_a(:)),imag(negN_a(:)))
    hold on
end
```

Gershgorinband för diagonalelementen





\hat{q}_{11} t.o.m ca 1.1 kHz



\hat{q}_{22} t.o.m ca 1.1 kHz