

# **Justerbar modell av transmissionsledning för elkraftsöverföring**

An adjustable model of a  
transmission line for power  
transmission

Alexander Svensson Marcial  
Andreas Gatu

Examensarbete inom  
Elektroteknik,  
Grundnivå, 15 hp  
Handledare på KTH: Anna Josefsson  
Examinator: Thomas Lindh  
TRITA-STH 2014:44

KTH  
Skolan för Teknik och Hälsa  
136 40 Handen, Sverige



## Sammanfattning

Detta examensarbete har utförts på uppdrag av Terco. Tercos PST 2220 Transmission Line and Distribution Module fungerar som en fysisk modell av ett verkligt transmissions- eller distributionsnät där fem olika typer av nät med avseende på längd, spänningsnivå och skenbar effekt är möjliga. Idag finns ett behov av en modell där användaren kan ställa in dessa parametrar så att modellen mer precist kan spegla vilka egenskaper det specifika nätet har. Här undersöks hur längden och dess inverkan på en ledning kan varieras i en modell.

En presentation av hur transmissions- och distributionsnät fungerar och beskrivs teoretiskt lägger grunden till den modell och de två approximationer som kan beskriva ett helt näts egenskaper.

Då R, L och C komponenterna behöver kunna varieras för att fysiskt kunna realisera denna teoretiska modell undersöks vilka metoder som detta kan genomföras på. För detta undersöks två tillvägagångssätt, kaskadkoppad pi-modell och variabel aktiv-passiv reaktans.

Flera aspekter som utrymme, kostnad och variabilitet gör att variabel aktiv-passiv reaktans är att föredra. Dess funktion som en varierbar spänningskälla, uppbyggd av switchar styrda med reglerteknik och pulsbreddsmodulering gör att komponenterna R, L och C och dess egenskaper och inverkan på en transmissionslinje kan åstadkommas. Resultatet är att de nödvändiga R,L,C komponenterna går att variera i storlek för att kunna ingå i en varierbar transmissionsledningsmodell.

Resultatet och målen säkerställs med simuleringar där variabel aktiv-passiv reaktans visas kunna vidareutvecklas och praktiskt testas för att modellera transmissions- och distributionsnät med olika längd.

**Nyckelord.** Variabilitet, Inverterare, Impedans, DC-AC, Pulsbreddsmodulering, Övertoner, Transmissionsledning, Spänningsfall, Reaktiv effekt.

## Abstract

english This diploma work has been carried out on behalf of Terco. Tercos PST 2220 Transmission Line and Distribution Module works as a physical model of a real transmission and distribution grid where five different types of networks based on length, voltage and apparent effect are available. There is today a need of a model where the user self can adjust these parameters so that the model more precisely can reflect the characteristics that the specific grid has. Here it's investigated how the length and its impact on a line can be varied in a model.

A presentation of how the transmission and distribution grid works and are described theoretically provides the basics for the different models that can describe a whole network and its properties.

Since the R, L and C components needs to be able to be varied to be able to physically realize this theoretical model, the different methods that this can be realized through are investigated. Two approaches are investigated, the cascaded pi-model and variable active-passive reactance (VAPAR).

A number of aspects like space, cost and variability makes the variable active-passive reactance the most suited solution. Its function as a variable voltage source, made out of an four switches, operated with control technology and pulse width modulation, makes it possible to imitate R, L and Cs properties and effect on a transmission line. The result is that the necessary R,L,C components are made adjustable in order to be incorporated in a adjustable transmission lin model.

The result and the goal are verified with simulations where variable active-passive reactance is proved able for further development and practical tests to model transmission and distribution lines with different length.

**Keywords.** Variability, Inverter, Impedance, DC-AC, Pulse width modulation, Harmonics, H-bridge, Transmission line, Voltage drop, Reactive effect.

## Förkortningar

R - Resistans

L - Induktans

C - Kapacitans

P - Aktiv effekt

Q - Reaktiv effekt

S - Skenbar effekt

Z - Impedans

X - Reaktans

VAR - Volt ampere reaktiv

PWM - Pulsbreddsmodulering

IGBT - Insulated-gate bipolar transistor

FACTS - Flexible alternating current transmission system

VAPAR - Variable active-passive reactance

CBCR - Converter based controllable reactance

BVI - Bootstrap variable inductance

AVI - Active variable inductance

THD - Total harmonic distortion

# Innehåll

<b>Figurer</b>	<b>1</b>
<b>1 Inledning</b>	<b>5</b>
1.1 Bakgrund . . . . .	5
1.2 Problemformulering . . . . .	5
1.3 Målsättning . . . . .	6
1.4 Avgränsningar . . . . .	7
<b>2 Teori och bakgrund</b>	<b>9</b>
2.1 Resistans . . . . .	9
2.2 Induktans . . . . .	10
2.3 Kapacitans . . . . .	10
2.4 Modellering av transmissionledningar . . . . .	11
2.4.1 Modell 1 . . . . .	11
2.4.2 Modell 2 . . . . .	13
2.4.3 Modell 3 . . . . .	14
2.4.4 Modellernas noggrannhet vid olika ledningslängder . .	14
<b>3 Metoder och tillämpningar</b>	<b>19</b>
3.1 Kaskadkopplade pi-länkar . . . . .	19
3.2 Varierbar impedans . . . . .	21
3.2.1 Variabel spänningskälla för impedanskompensering . .	21
3.2.2 Converter based controllable reactance (CBCR) . . . .	22
3.2.3 Uppbyggnad av den variabla impedansen . . . . .	23
3.2.4 Varierbar induktiv impedans . . . . .	25
3.2.5 Varierbar kapacitiv impedans . . . . .	29
<b>4 Realisering av variabel reaktans</b>	<b>33</b>

4.1	Varierbar spänningskälla . . . . .	33
<b>5</b>	<b>Resultat</b>	<b>37</b>
5.1	Varierbar induktiv impedans . . . . .	37
5.2	Simulering av variabel kapacitans . . . . .	39
5.3	Simulering av variabel transmissionsledning . . . . .	39
<b>6</b>	<b>Analys och diskussion</b>	<b>43</b>
<b>7</b>	<b>Slutsatser</b>	<b>47</b>
	<b>Källförteckning</b>	<b>49</b>
	<b>Bilagor</b>	<b>50</b>
<b>A</b>	<b>Induktor i Simulink</b>	<b>51</b>





# Figurer

1.1	PST2220: Transmissionsmodul . . . . .	6
2.1	Placering av transmissionsledningar . . . . .	10
2.2	Impedanser fördelade längs transmissionsledningen . . . . .	12
2.3	Ekvivalent Pi-modell . . . . .	13
2.4	Modell 2: Enfasig ekvivalent över en transmissionsledning . . . . .	14
2.5	Modell 3: Enfasig ekvivalent över en transmissionsledning . . . . .	15
2.6	$Z_{\text{som}}$ funktion av längden för de tre modellerna. Övre figur visar beloppet, nedre argumentet (grader). . . . .	16
2.7	$U_R$ vid olika längder och last. a) transmissionslängd från 5 upp till 100 km. b) en last som går från kapacitiv till induktiv . . . . .	17
2.8	$U_R$ vid olika längder och last. a) transmissionslängd från 5 upp till 100 km. b) en last som går från kapacitiv till induktiv . . . . .	17
3.1	k stycken pi-länkar kaskadkopplade . . . . .	19
3.2	Visardiagram och krets med induktans . . . . .	22
3.3	Visardiagram och krets med insatt spänningskälla $U_i$ . . . . .	23
3.4	vaparkrets . . . . .	24
3.5	Blockschema över kretsen för den variabla impedansen . . . . .	25
3.6	Blockschema med PI-regulator för resistiv-induktiv impedans . . . . .	26
3.7	Bodediagram över simulerad impedans jämfört med verklig . . . . .	29
3.8	Bodediagram över filtrets överföringsfunktion . . . . .	29
3.9	Blockschema för kapacitans med PI-regulator . . . . .	30
3.10	Bodediagram över den varierbara kapacitansen, med och utan filterkapacitans. . . . .	32
4.1	Inverterare/konverterare . . . . .	34
4.2	Unipolar PWM . . . . .	35

4.3	Switchad spänning . . . . .	35
5.1	Jämförelse mellan verklig impedans och simulerad . . . . .	38
5.2	Jämförelse mellan verklig kapacitans/km och simulerad . . . . .	40
5.3	Trefasig transmissionsledning . . . . .	40
A.1	Effektelektroniken som utgör DC-AC konverteraren i den variabel- la induktorn . . . . .	52
A.2	Reglerkretsen för den variabela induktorn . . . . .	53
A.3	Pulsbreddsmoduleringen . . . . .	53



# Kapitel 1

## Inledning

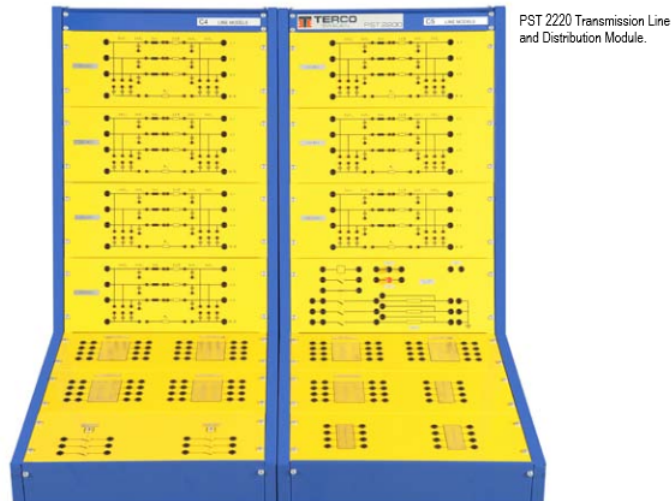
### 1.1 Bakgrund

Terco är ett företag som utvecklar och tillverkar laborationsutrustning för skola och utbildning på gymnasial och eftergymnasialnivå. En av Tercos produkter är en elkraftssimulator som simulerar förloppet från kraftgenereringen till slutförbrukningen. Simulatorens fysiska modell där syftet är att studenter med inkoppling av en generator ska kunna mäta, avläsa och skapa sig en förståelse för hur ett elkraftsnät fungerar. Simulatorens namn är PST 2200 och den består av fem stycken moduler som kan fungera fristående. En av modulerna i PST 2200 heter PST 2220 *Transmission Line & Distribution Module*. Denna modul simulerar en transmissionsledning och är föremål för detta arbete.

### 1.2 Problemformulering

Ibland nöjer sig inte kunder med PST 2220 standardutförande, de önskar att den skall kunna simulera transmissionsledningar enligt egna specifikationer. Detta innebär att Terco måste designa en ny modell, något som skulle kunna undvikas i en varierbar modell.

Terco har därför en önskan om att uppgradera modulen PST 2220 till en simulator där användaren själv kan bestämma vilken längd transmissionsledningen skall ha och därmed reducera de befintliga fem transmissionsledningar till en modell. En sådan modell skulle också ge användaren större flexibilitet och anpassningsbarhet till olika experiment och det lokala elnä-



Figur 1.1: PST2220: Transmissionsmodul

tets utformning.

Det finns flera teoretiska modeller över en transmissionsledning. De har alla gemensamt att transmissionsledningen modelleras med impedanser. Dessa impedanser varierar med ledningens längd. Detta innebär att, för att realisera en transmissionsledning av varierbar längd så måste dessa impedanser kunna varieras för märkspänningen och -strömmen 400V/2A trefas.

### 1.3 Målsättning

Målet med examensarbetet är att föreslå en konstruktion som kan simulera en transmissionsledning där transmissionsledningens längd kan varieras. Den modell som föreslås i detta arbete skall kunna fungera i ett 400V/2A trefassystem.

Med en jämförelse av de matematiska modeller som beskriver elkraftsöverföring, väljs den bäst lämpade modellen för att uppfylla modellens syfte. Två stycken metoder för att realisera detta undersöks. Den första metoden bygger på att kaskadkoppla mindre segment av en transmissionsledningsmodell där varje segment består av fasta värden på impedanserna. Den andra metoden baseras på effektelektronik och reglerteknik i syfte att skapa vari-

#### 1.4. AVGRÄNSNINGAR

abla impedanser.

Målet är att den föreslagna konstruktionen också skall kunna realiserar som ett system som är fysiskt mindre än det befintliga PST2220 systemet. Lösningen skall vidare vara ekonomiskt försvarbar då det kommer till produktion.

De som använder detta system använder extern mätutrusning så som multimeter och oscilloskop. Därför är en målsättning med den färdiga lösningen att den ström och spänning som mäts skall vara minimalt påverkad av störningar som lösningen kan medföra, ett oscilloskop skall, om än med störningar tydligt visa att det är en sinusvåg.

Det ska vara möjligt för Terco då de vill planera en uppgradering av PST2220 till en variabel modell att kunna utgå från den lösning som presenteras i detta arbete.

### 1.4 Avgränsningar

Den tilltänkta lösningen kommer att gälla en trefas kraftledning med stationär växelspanning och symmetrisk impedanslast.

PST 2220 har transmissionsledningar av längderna 5,20,50 och 100 km. Därför begränsas detta arbete att ta fram en dynamisk modell där längden  $\ell$  är varierbar i intervallet  $0 \leq \ell \leq 100$  [km]. Lösningen baseras på Terco's modell över en transmissionsledning för 230 kV.



## Kapitel 2

# Teori och bakgrund

Högspänd växelspänning transporteras längs luftledningarna och markkablar. Överföringen sker trefasigt vilket innebär att tre stycken fasledare fordras. Detta kapitel kommer att beskriva tre kraftledningsparametrar (R,L,C), som sedan används för att ta fram en teoretisk modell över kraftledare vid symmetriska förhållanden. Denna modell är sedan grunden för detta arbetes mål och syfte: att ge förslag på en justerbar fysisk modell.

### 2.1 Resistans

En ledare har en resistans  $R$  vilken kan beräknas som [10]

$$r_T = \frac{\rho_T}{A} \quad [\Omega/m] \quad (2.1)$$

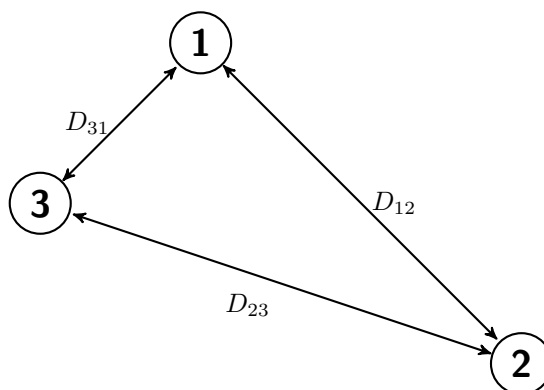
$$R_T = r_T \cdot \ell \quad [\Omega] \quad (2.2)$$

I ekvation 2.1 är  $A$  [m<sup>2</sup>] ledarens tvärsnittsarea och  $\rho_T$  resistiviteten vid temperaturen  $T$ . I ekvation 2.2 är  $\ell$  [m] ledarens längd.

På grund av denna resistans kommer en effekt att utvecklas i ledaren då en ström flyter genom den. Denna effekt definieras som en förlusteffekt och är lika med produkten av resistansen och strömkvadraten:

$$P_f = RI^2 \quad (2.3)$$





Figur 2.1: Placering av transmissionsledningarna

## 2.2 Induktans

Induktans definieras som förhållandet mellan magnetflödet  $\lambda$  och strömmen  $I$  genom en ledare, d.v.s  $L = \frac{\lambda}{I}$ . Om flera strömförande ledare ligger intill varandra påverkar ledarnas respektive magnetfält varandra och ger upphov till en inductans som består av självinduktans och en ömsesidig induktans.

Induktansen för varje ledare i en trefasig transmissionsledning kan beräknas från nedan samband [10]

$$L = 2 \cdot 10^{-7} \cdot \ln \frac{\sqrt[3]{D_{12}D_{23}D_{31}}}{D_s} \quad (2.4)$$

Ur ekvation 2.4 är  $D_{12}, D_{23}, D_{31}$  avstånden mellan fasledarna (figur 2.1).  $D_s$  är en storhet som uttrycker ledarens tvärsnittsradie.

Ekvation 2.4 förutsätter att trefasledarna är skruvade, det vill säga att de fysiskt byter position mellan varandra. Detta görs för att varje ledares induktans i genomsnitt skall vara lika varandra.

## 2.3 Kapacitans

Det är det elektriska fältet, spänningen, mellan ledarna och mellan ledarna och marken som bestämmer kapacitansen. Kapacitansen kan generellt beräknas som [2].

## 2.4. MODELLERING AV TRANSMISSIONLEDNINGAR

$$C = \varepsilon \cdot \frac{\ell \cdot a}{d} \quad (2.5)$$

där

$\varepsilon$  = dielektricitetskonstanten

$\ell$  = ledarlängd (m)

$a$  = ledarens diameter (m)

$d$  = avståndet mellan ledarna och ledare och jord (m)

Spänningen som uppstår mellan ledare modelleras med en kapacitans  $C_o$ , benämnd ömsesidig kapacitans. Spänningen mellan respektive ledare och jord modelleras med kapacitansen  $C_e$ , den så kallade egenkapacitansen. I de modeller över transmissionsledningarna som presenteras i avsnitten 2.4.1 och 2.4.2 används driftkapacitansen  $C_d = C_e + 3C_o$  [2]

### 2.4 Modellering av transmissionsledningarna

En lednings resistans, kapacitans och induktans som beskrivs i de föregående avsnitten är angivna per längdenhet. En transmissionsledning har dessa storheter jämt fördelade längs transmissionsledningens hela längd. Det finns tre stycken modeller beskrivna i litteraturen för att modellera transmissionsledningarna vid symmetrisk drift [10], [14] Dessa beskrivs nedan.

Tabell 2.1: Kapacitans och induktansvärden för den fysiska modellen

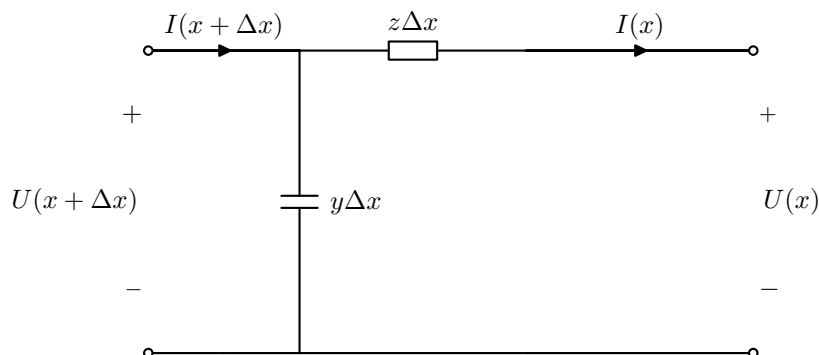
Spänningsnivå (kV)	C ( $\mu\text{F}/\text{km}$ )	L (mH/km)	R ( $\Omega/\text{km}$ )
230	0.0250	0.31	0.04

#### 2.4.1 Modell 1

Figur 2.2 illustrerar en ledning som är  $\Delta x$  m lång, vilket medför att impedansernas storlekar är  $\underline{z}\Delta x$  [ $\Omega$ ] och  $\underline{y}\Delta x$  [ $S$ ]. Där  $\underline{z}$  och  $\underline{y}$  är lika med

$$\underline{z} = r + j\omega l \quad [\Omega/\text{m}] \quad (2.6)$$

$$\underline{y} = j\omega c \quad [S/m] \quad (2.7)$$



Figur 2.2: Impedanser fördelade längs transmissionsledningen

Genom att tillämpa Kirchoffs ström- och spänningslag erhålls sambanden

$$\frac{U(x + \Delta x) - U(x)}{\Delta x} = \underline{z}I(x) \quad (2.8)$$

$$\frac{I(x + \Delta x) - I(x)}{\Delta x} = \underline{y} \cdot U(x + \Delta x) \quad (2.9)$$

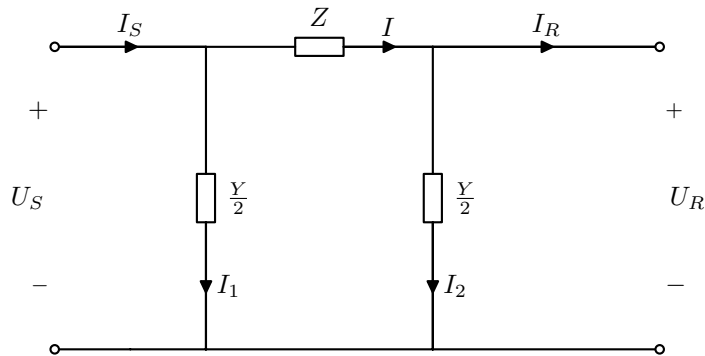
Lösningarna till differentialekvationerna i (2.8) och (2.9) presenteras och sammanfattas i (2.10) där  $U(x)$  och  $I(x)$  är spänning respektive ström som funktion av ledningens längd [10].

$$\begin{bmatrix} U(x) \\ I(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma x) & Z_c \cdot \sinh(\gamma x) \\ \frac{1}{Z_c} \sinh(\gamma x) & \cosh(\gamma x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ I_R \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

En modell som används för att modellera hur en transmissionsledning beter sig vid symmetrisk drift är den så kallade Pi-modellen (figur 2.3). Denna

## 2.4. MODELLERING AV TRANSMISSIONLEDNINGAR

modell består av en serieimpedans  $Z$  och två stycken shuntelement  $\frac{1}{2}Y$  placerade på varsin sida av  $Z$ .



Figur 2.3: Ekvivalent Pi-modell

Ur kretsen i figur 2.3 kan följande samband ställas upp

$$\begin{bmatrix} U_S \\ I_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{YZ}{2} & Z \\ Y \left(1 + \frac{YZ}{4}\right) & 1 + \frac{YZ}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ I_R \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Genom att utgå från (2.10) kan  $Y$  och  $Z$  i (2.11) bestämmas till

$$Z = Z_c \sinh(\gamma x) \quad (2.12)$$

$$\frac{Y}{2} = \frac{\tanh\left(\frac{\gamma x}{2}\right)}{Z_c} \quad (2.13)$$

Med kännedom om ledarnas fysiska utförande och hur de är placerade i rummet i förhållande till varandra kan resistans, induktans och kapacitansen bestämmas. Genom att veta hur lång transmissionsledningen är kan man nu genom 2.11 beräkna spänning/ström i mottagaränden av ledningen samt hur effektfödet ser ut.

### 2.4.2 Modell 2

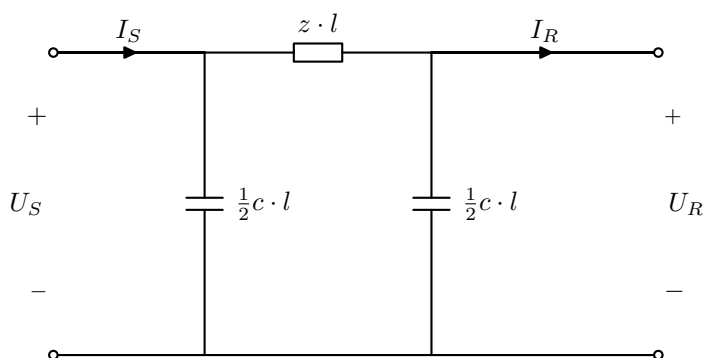
En annan förekommande modell är en approximation av den ovan nämnda modellen. Här försummas effekten av kontinuerligt distribuerade längspara-

metrar och istället görs antagandet att de går att bunta ihop enligt nedan

$$\underline{Z} = (R + j\omega L) \cdot l \quad [\Omega] \quad (2.14)$$

$$\underline{Y} = (j\omega C) \cdot l \quad [S] \quad (2.15)$$

Sambanden mellan inspänning/-ström och utspänning/-ström blir samma som i (2.11) men med Y och Z enligt (2.14) och (2.15)



Figur 2.4: Modell 2: Enfasig ekvivalent över en transmissionsledning

### 2.4.3 Modell 3

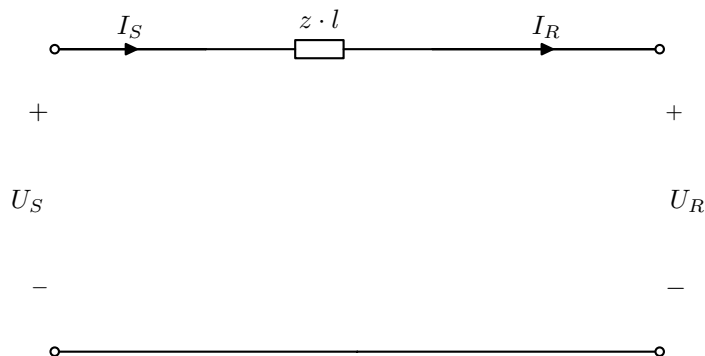
I denna modell har ytterligare förenklingar gjorts, shuntelementen har försumrats, detta på grund av dess underordnade betydelse vid låga spänningsnivåer och korta transmissionsledningar. (figur 2.5).

### 2.4.4 Modellernas noggrannhet vid olika ledningslängder

I samtliga tre modeller är impedanserna funktioner av ledningens längd. Nedanstående graf (figur 2.6) visar hur serieimpedansen  $\underline{Z}$  varierar då transmissionsledningens längd ökar. Här har ett intervall på  $0 \leq l \leq 3000$  km valts för att tydligt visa skillnaden.

Impedanserna i Figur 2.4 kan konverteras till impedanserna i Figur 2.2 genom att multiplicera dessa med korrigeringsfaktorer  $M_1$  och  $M_2$  som är lika med (2.16) och (2.17) [10]

## 2.4. MODELLERING AV TRANSMISSIONLEDNINGAR



Figur 2.5: Modell 3: Enfasig ekvivalent över en transmissionsledning

Tabell 2.2: Simulerade längsparametrar

R/km	L/km	C/km
12,73 mΩ	0.9337 mH	12,74 nF

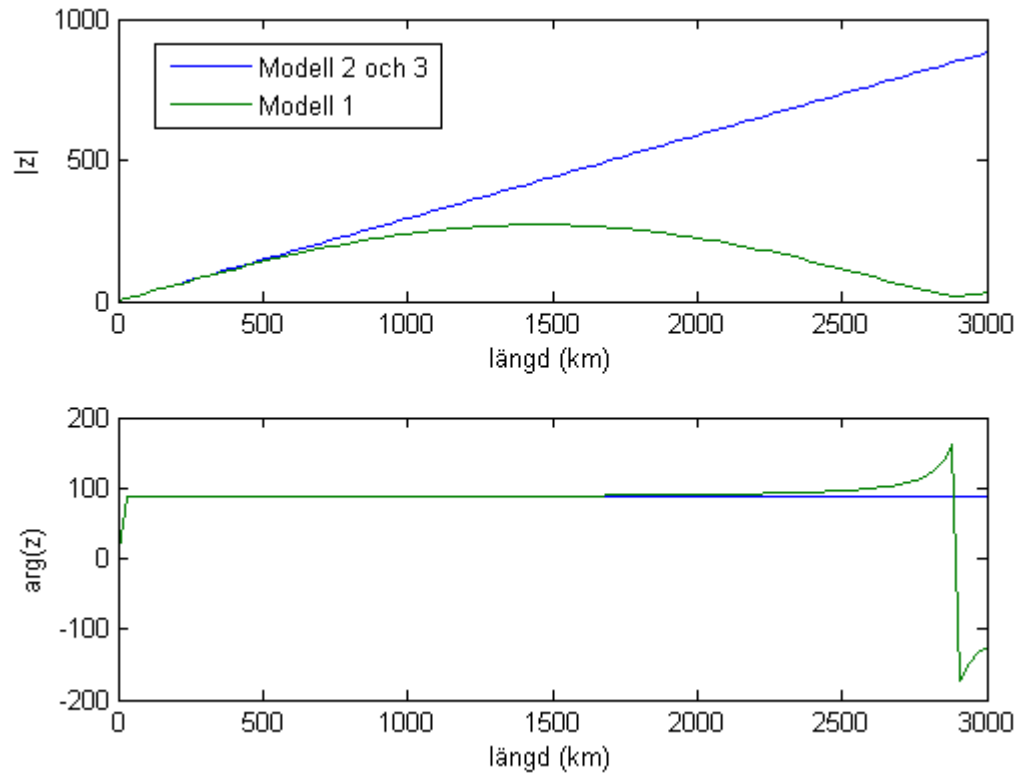
$$M_1 = \frac{\sinh(\gamma \cdot l)}{\gamma \cdot l} \quad (2.16)$$

$$M_2 = \frac{\tanh\left(\frac{\gamma \cdot l}{2}\right)}{\frac{\gamma \cdot l}{2}} \quad (2.17)$$

Om serieimpedansen i (figur 2.4) är  $Z$  blir den för (figur 2.2)  $Z \cdot M_1$  och för  $Y$  gäller  $Y \cdot M_2$ , dessa är komplexa storheter. Vid små ledningslängder  $\ell$  blir  $Z' = Z \cdot M_1 \approx Z$  och  $Y' = Y \cdot M_2 \approx Y$ .

Den längsta längden som studeras i detta arbete är 100 km. Vid 100 km blir  $Z=1.2730 + j29.3331 \Omega$  och  $Z'=1.2680 + j29.2758 \Omega$  Vilket ger ett fel på 0.2% för att vid 5 km ha ett fel på 0.0068%. Detta visar att ju kortare en ledning är desto mer noggrann är approximationen av modell 2.

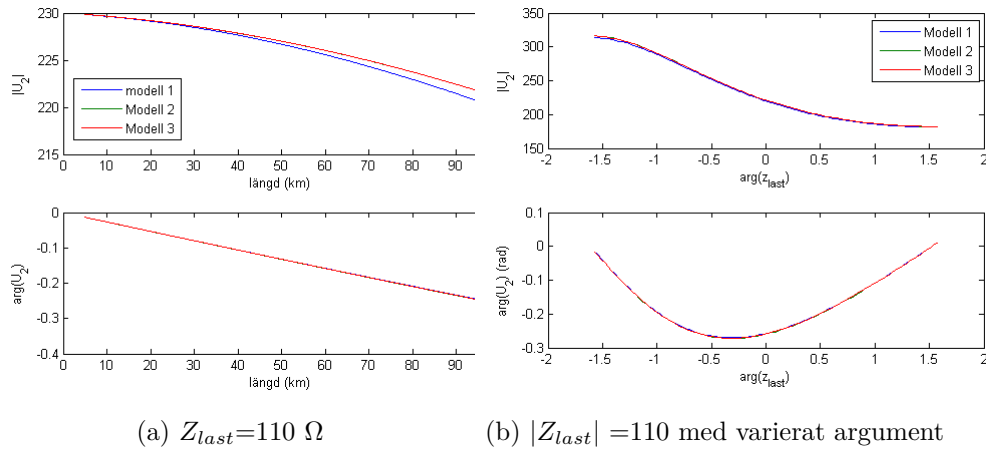
Vid lägre belastningar kommer spänningen för Figur 2.5 att avvika allt mer. Vilken modell som används beror på vilka längsparametrar och vilken längd som ska studeras. Av graferna att döma så kan modell 3, vid aktuella längsparametrar, användas då ledningen är förhållandevis kort. Då det är



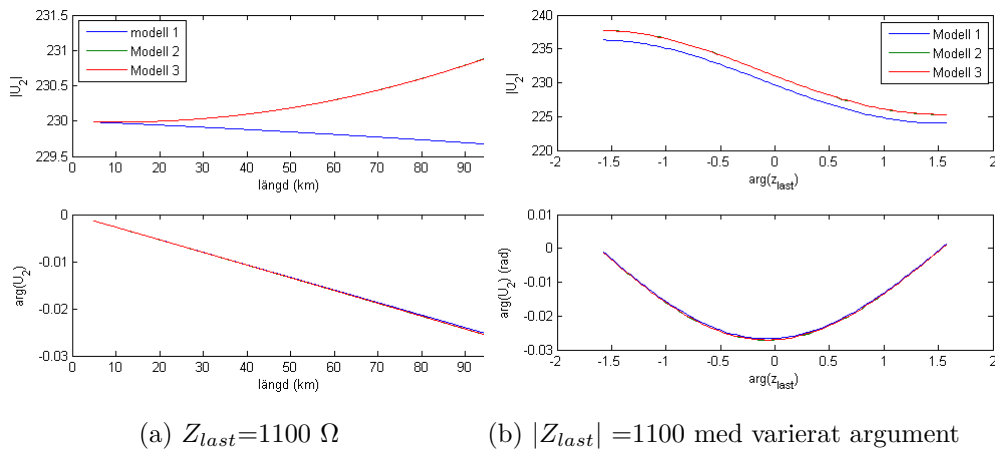
Figur 2.6:  $\underline{z}$  som funktion av längden för de tre modellerna. Övre figur visar beloppet, nedre argumentet (grader).

fråga om en längre ledning så måste modell 2 eller 3 tillgripas för att få ett mer noggrant resultat. Det finns ingen absolut gräns för när modell 2 och 3 slutar att ge tillfredställande resultat, detta är något som får avgöras från fall till fall.

## 2.4. MODELLERING AV TRANSMISSIONLEDNINGAR



Figur 2.7:  $U_R$  vid olika längder och last. a) transmissionslängd från 5 upp till 100 km. b) en last som går från kapacitiv till induktiv



Figur 2.8:  $U_R$  vid olika längder och last. a) transmissionslängd från 5 upp till 100 km. b) en last som går från kapacitiv till induktiv





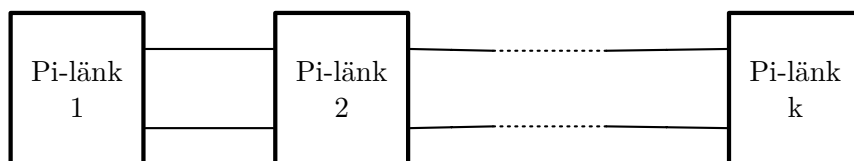
## Kapitel 3

# Metoder och tillämpningar

Detta kapitel behandlar de tekniker som studerats för att kunna realisera en modell av en transmissionsledning med variabel längd. Den modell som skall realiseras är modell 1 (Figur 2.2), detta då det är en bättre approximation än modell 2 och 3 för aktuellt längdintervall. Modell 2 och 3 är en approximationer av modell 1.

### 3.1 Kaskadkopplade pi-länkar

Om en pi-länk (Figur 2.4) som är  $\frac{\ell}{k}$  km lång kopplas samman med  $k$  stycken identiska pi-länkar av längden  $\frac{\ell}{k}$  km så att den totala längden blir  $\ell$  km så erhålls en mer förfinad modell än den i Figur 2.4 och blir en än mer noggrann approximation av den i Figur 2.2.



Figur 3.1:  $k$  stycken pi-länkar kaskadkopplade

Genom att utnyttja detta faktum är det möjligt att konstruera  $k$  stycken segment som sedan kopplas in och ut beroende på önskad transmissionslängd. Ju större  $k$  som väljs för systemet desto fler steg skapas i intervallet

### KAPITEL 3. METODER OCH TILLÄMPNINGAR

$0 \leq \ell \leq 100$  km, och därmed desto flera pi-länkar krävs det. Detta betyder i praktiken  $2k$  kapacitanser och  $k$  st resistanser och induktanser per fas.

Om den maximala längden som ska modelleras är  $\ell = 100$  km och  $k = 10$  väljs blir antalet pi-länkar 10 st där varje pi-länk motsvarar 10 km. Detta resulterar i 60 st kapacitanser, 30 st resistanser och 30 st induktanser för ett trefassystem. I ett sådant system kan användaren ställa in en 0, 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90 och 100 km lång transmissionsledning.

Vid simulering av denna krets fås värdena i tabell 3.1, och de använda RLC värdena är presenterade i tabell 3.2.

Tabell 3.1: Spänning och ström vid sändar och mottagarsida vid olika ledningslängd

Länkar	$U_S$ [V]	$I_S$ [A]	$U_R$ [V]	$I_R$ [A]
0	$325,2651e^{-j0,0450}$	$1,9713e^{-j0,2632}$	$325,2651e^{-j0,0450}$	$1,9713e^{-j0,2632}$
1	$325,2651e^{-j0,0450}$	$1,9709e^{j3,4783}$	$324,5336e^{-j0,3869}$	$1,9669e^{-j0,6051}$
2	$325,2651e^{-j0,0451}$	$1,9804e^{j7,1856}$	$323,9295e^{-j0,7372}$	$1,9632e^{-j0,9554}$
3	$325,2651e^{-j0,0451}$	$1,9996e^{j10,8223}$	$323,4511e^{-j1,0963}$	$1,9603e^{-j1,3145}$
4	$325,2651e^{-j0,0452}$	$2,0281e^{j14,3557}$	$323,0968e^{-j1,4643}$	$1,9581e^{-j1,6825}$
5	$325,2651e^{-j0,0452}$	$2,0656e^{j17,7578}$	$322,8654e^{-j1,8416}$	$1,9567e^{-j2,0598}$
6	$325,2651e^{-j0,0453}$	$2,1117e^{j21,0065}$	$322,7556e^{-j2,2284}$	$1,9561e^{-j2,4465}$
7	$325,2651e^{-j0,0453}$	$2,1658e^{j24,0857}$	$322,7666e^{-j2,6249}$	$1,9561e^{-j2,8431}$
8	$325,2651e^{-j0,0454}$	$2,2273e^{j26,5893}$	$322,8976e^{-j3,0315}$	$1,9569e^{-j3,2497}$
9	$325,2651e^{-j0,0454}$	$2,2959e^{j29,7001}$	$323,1479e^{-j3,4485}$	$1,9585e^{-j3,6667}$
10	$325,2651e^{-j0,0454}$	$2,3710e^{j32,2296}$	$323,5173e^{-j3,8763}$	$1,9607e^{-j4,0944}$

Tabell 3.2: Grundläggande längsparametrar

R/km	L/km	C/km
0,04 $\Omega$	0,31 mH	0.1375 $\mu\text{F}$

Lasten som används i detta exempel består av 200  $\Omega$  och 2 mH per fas.

## 3.2. VARIERBAR IMPEDANS

Tabell 3.3: Pi-länk parametrar för länkar om 10 km. Där C/länk fördelas i två lika stora delar vid sändarsida respektive mottagarsida.

R/länk	L/länk	C/länk
0,4 mΩ	3,1 mH	1,375 μF

## 3.2 Varierbar impedans

Då skenbar effekt överförs i transmissionsledningar ökar de aktiva effektförlusterna med stigande överförd reaktiv effekt enligt

$$P_f = R \frac{P_1^2 + Q_{res}^2}{U_1^2} \quad (3.1)$$

Vidare medför serieimpedansen att ett spänningsfall uppträder på ledningen och att maximal överförd effekt minskas. Detta har bidragit till att metoder utvecklats i syfte att motverka dessa problem. En enkel lösning för att motverka aktiva effektförluster är att ansluta en shuntkondensator som minskar den överförda reaktiva effekten. En liknande metod finns i att istället ansluta en kondensator i serie med ledningen och på så vis minskas ledningens reaktans och resulterar i ett lägre spänningsfall.

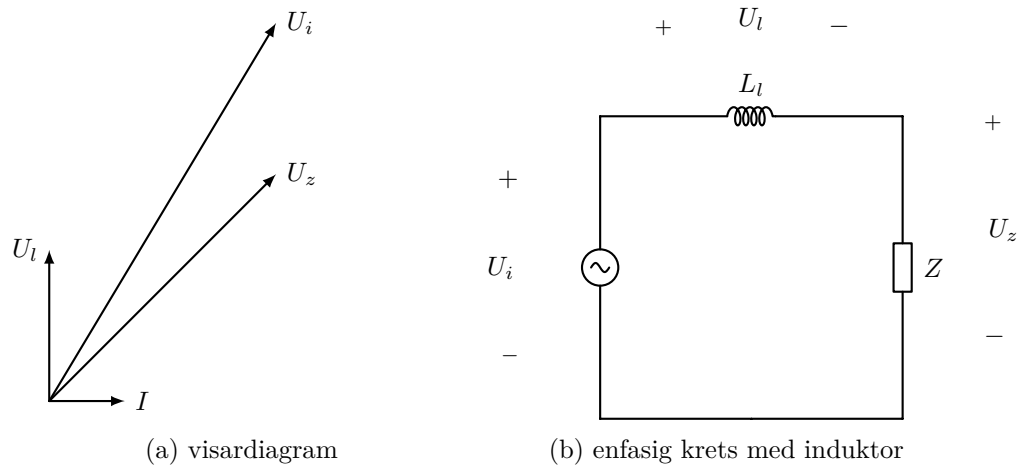
Det finns idag skäl att kunna variera reaktanser för att kunna möta de varierade fenomen som uppstår i elkraftssystem. Flexible alternating current transmission system (FACTS) är ett samlingsnamn för olika tekniker vars syfte är att dynamiskt kunna kontrollera olika transmissionsparametrar[1]. Gemensamt för dessa tekniker är att de nyttjar kraftelektronik, mer specifikt är det tekniker där switching används.

De lösningar som testats i detta arbete bygger på teknikerna beskrivna av FACTS. Istället för att minska en lednings reaktans skall istället dessa metoder användas till att skapa reaktans. Den metod som kommer användas i detta arbete för att skapa reaktans finns beskriven i [5][7][12][6][15] och benämns av sina upphovsmän till variable active-passive reactance (VAPAR). I följande avsnitt beskrivs denna metod.

### 3.2.1 Variabel spänningskälla för impedanskompensering

Spänningen över induktorn i figur 2.4 kan tecknas som

$$U_l = j\omega L_L \cdot I = jX_l \cdot I \quad (3.2)$$



Figur 3.2: Visardiagram och krets med induktans

Denna induktor kan ersättas med en spänningskälla med spänningen

$$U_c = U_l = jX_l \cdot I \quad (3.3)$$

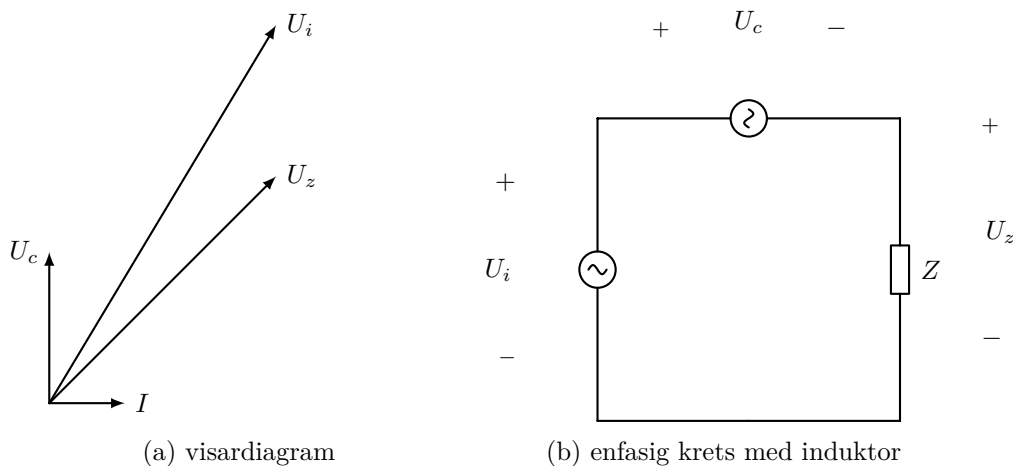
Ur ström och spänningsperspektiv är kretsen i figur 3.2b och 3.3b oförändrade. Detta kan även skådas ur figurerna 3.2a och 3.3a.

Om man i kretsen i figur 3.2b byter aktuell induktor mot en annan med ett annat värde kommer detta att återspeglas som en spänningsförändring i kretsen i figur 3.3b. Detta innebär att varierar man spänningen  $U_c$  så kommer kretsen att se det som en förändring i induktans [8].

### 3.2.2 Converter based controllable reactance (CBCR)

Det har utvecklats tekniker vars syfte är att emulera reaktans, såväl kapacitiv som induktiv. Några av dessa är variable active- passive reactance (VAPAR) [5], bootstrap variable inductance (BVI) [9] [3] och active variable inductance (AVI) [13]. De är alla uppbyggda på samma sätt men skiljer åt då det kommer till reglering av spänning och ström. Dessa går alla under namnet converter based controllable reactance (CBCR) [4]. VAPAR och AVI

### 3.2. VARIERBAR IMPEDANS



Figur 3.3: Visardiagram och krets med insatt spänningskälla  $U_i$

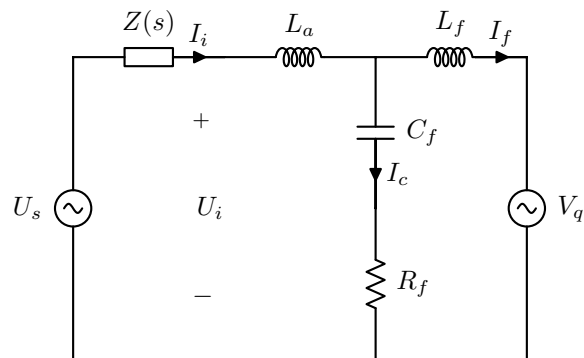
klarar att emulera en induktans och kapacitans medan BVI är strikt en variabel fiktiv induktans. CBCR har utvecklats i syfte att möta de problem som uppstår vid elkraftsöverföring. Det som gör de variabla impedanserna intressanta, och då speciellt den induktiva impedansen, är att de har möjlighet att skapa en negativ induktans och kan på så sätt seriekoppla negativa induktanser på ledningar för att minska den effektiva serieimpedansen. CBCR är den andra metod som använts i detta arbete i syfte att skapa de variabla impedanserna som fodras för en justerbar transmissionsledning. Även om de olika teknikerna i CBCR är snarlika är det VAPAR som denna lösning bygger på, detta då den metoden även klarar att emulera en variabel kapacitans.

#### 3.2.3 Uppbyggnad av den variabla impedansen

I avsnitt 3.2.1 beskrevs hur en spänningskälla kan härma beteendet för en impedans som kan vara både kapacitiv och induktiv genom att styra spänningen enligt (3.2). På samma metod bygger de ovan nämnda teknikerna i CBCR. I detta avsnitt skall grunden för uppbyggnaden av en variabel impedans presenteras i form av kretsscheman och ett ekvivalent blockschema. Ur (figur 3.4) visas uppbyggnaden av den variabla impedansen. Ur figuren är  $V_q$  den tidigare nämnda varierbara spänningskällan,  $L_a, L_f, C_f$  och  $R_f$  ingår i ett låpassfilter och  $Z(s)$  är en godtycklig yttre impedans och  $U_s$  är

en yttre spänningskälla.

Lågpasfiltret är nödvändigt då den varierbara spänningskällan kommer att ge upphov till högfrekventa övertoner som ger störningar på spänning och ström i systemet, detta framkommer i avsnitt 4.1. Tillsammans utgör komponenterna,  $L_a$ ,  $L_f$ ,  $C_f$ ,  $R_f$  och spänningskällan  $V_q$  den variabla impedansen och kommer enligt ohms lag vara lika med  $Z_i = \frac{U_i}{I_i}$ .



Figur 3.4: vaparkrets

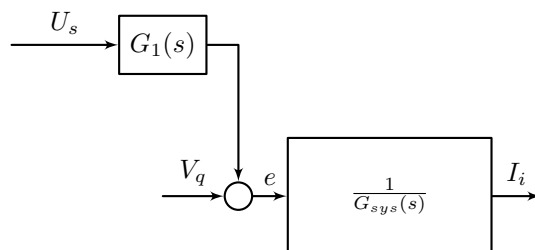
Kretsens motsvarande blockschema kan ses ur (figur 3.5) där sambanden  $G_1$  och  $G_{sys}$  är framtagna med tillämpning av kirchoffs ström- och spänningslagar på kretsen i (figur 3.4). Detta är gjort med definitionen av strömmen  $I_i(s)$  som utsignal och spänningarna  $V_q(s)$  och  $U_s(s)$  som insignaler.

Den beskrivna kretsen med blockschema är generell och kan göras till både en kapacitiv impedans samt en induktiv impedans, detta beroende av hur spänningen  $V_q$  styrs.

$$G_1(s) = 1 + \frac{s^2 L_f C_f}{1 + s R_f C_f} \quad (3.4)$$

$$G_{sys}(s) = Z(s) + s(L_a + L_f) + \frac{(Z(s) + sL_a)s^2 L_f C_f}{1 + s R_f C_f} \quad (3.5)$$

### 3.2. VARIERBAR IMPEDANS



Figur 3.5: Blockschema över kretsen för den variabla impedansen

#### 3.2.4 Varierbar induktiv impedans

I detta avsnitt presenteras hur kretsen i föregående avsnitt skall regleras för att uppnå en induktiv impedans. Denna impedans skall sedan användas för att motsvara transmissionsledningen serieimpedans, vilken består av en resistans  $R$  och en induktans  $L$ .

Om spänningen  $U_i(s)$  och strömmen  $I_i(s)$  i kretsen (figur 3.4) följer sambandet

$$U_i(s) = I_i(s)(R + sL) \quad (3.6)$$

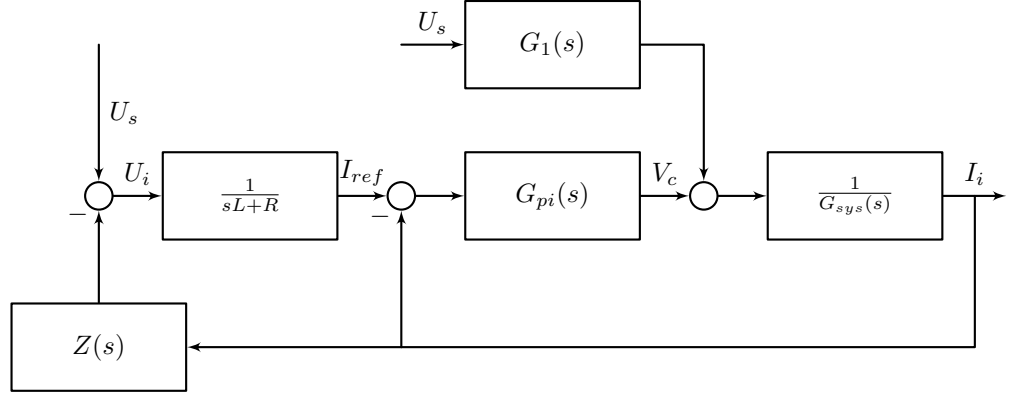
Då kommer kretsen bete sig som en resistiv-induktiv belastning med impedansen  $Z_{iL} = R + sL$ . Detta kan åstadkommas genom att med en PI-regulator reglera spänningen  $V_q$  baserat på differensen av ärvärdet  $I_i(s)$  och börvärdet  $I_{iref}$

Ärvärdet är den ström som går i kretsen och börvärdet är den önskade strömmen. Börvärdet fås genom att mäta spänningen  $U_i(s)$  som sedan divideras med  $R + sL$ , det vill säga genom att kasta om uttrycket i ekvation (3.6).

Enligt (figur 3.4) gäller sambandet  $U_i(s) = U_s - Z(s)I_i(s)$  med vilken ett komplett blockschema kan konstrueras (figur 3.6).

Med blockschemat i (figur 3.6) kan en överföringsfunktion från utsignalen  $I_i$  till insignalen  $U_s$  tecknas:





Figur 3.6: Blockschema med PI-regulator för resistiv-induktiv impedans

$$\frac{I_i}{U_s} = \quad (3.7)$$

$$= \frac{Z_i \frac{s^2 L_f C_f}{1+sR_f C_f} + Z_i + G_{pi}}{Z_i \frac{s^3 L_a L_f C_f}{1+sR_f C_f} + sZ_i(L_a + L_f) + Z_i G_{pi} + Z(s) \left( G_{pi} + Z_i + Z_i \frac{s^2 L_f C_f}{1+sR_f C_f} \right)}$$

$$G_{pi} = K \frac{1 + \tau s}{\tau s} \quad (3.8)$$

$$Z_i = sL + R \quad (3.9)$$

Genom att utnyttja sambandet  $U_i(s) = U_s - Z(s)I_i$  kan överföringsfunktionen  $\frac{U_i}{I_i}$  erhållas genom (3.7), som är den impedans som skall kunna varieras och ska enligt (3.6) skall vara lika med  $Z_{iL} = R + sL$

$$\frac{U_i}{I_i} = Z_{iL} = (sL + R)H(s) \quad (3.10)$$

$H(s)$  i uttryck (3.10) är en restfaktor som tillkommer på grund av filtret och regulatorn, denna är lika med

$$H(s) = \frac{\frac{s^3 L_a L_f C_f}{1+sR_f C_f} + s(L_a + L_f) + G_{pi}}{(sL + R) \left( 1 + \frac{s^2 L_f C_f}{1+sR_f C_f} \right) + G_{pi}} \quad (3.11)$$

### 3.2. VARIERBAR IMPEDANS

För att  $Z_{iL}$  skall kunna emulera impedansen  $sL+R$  så måste  $|H(\omega)| = 1$  och  $\angle H(\omega) = 0$  kring området  $\omega = 100\pi$  som är systemets frekvens.

För att underlätta analysen av  $H(s)$  kommer filtret att approximeras med den filtrering som induktansen  $L_e = L_a + L_f$  gör. Denna approximation är giltig fram till filtrets resonansfrekvens. Denna frekvens bestäms utifrån filtrets parametrar, vilka är valda så resonansfrekvensen hamnar mycket högre än 50 Hz. Vidare så underlättar denna approximation konfigurationen av PI-regulatorn.

Med nämnd approximation blir nu (3.10) lika med:

$$Z'_{iL} = (sL + R) \frac{sL_e + K \frac{1+\tau s}{\tau s}}{(sL + R) + K \frac{1+\tau s}{\tau s}} = (sL + R) \cdot H'(s) \quad (3.12)$$

Egenskaperna för  $H'(s)$  undersöks här i ett bodediagram vars amplitudkurva tecknas

$$|H'(\omega)|_{dB} = 20 \log_{10} \frac{\left[1 + \frac{4}{\omega_{tn}^2} (d_t^2 - \frac{1}{2}) \omega^2 + \frac{\omega^4}{\omega_{tn}^4}\right]^{1/2}}{\left[1 + \frac{4}{\omega_{nn}^2} (d_n^2 - \frac{1}{2}) \omega^2 + \frac{\omega^4}{\omega_{nn}^4}\right]^{1/2}} \quad (3.13)$$

I (3.13) kan det ses hur  $|H(\omega)|_{dB}$  är lika med 0 vid låga frekvenser. Om täljaruttrycket studeras så är denna lika med enhetsförstärkning (=0 dB) vid alla frekvenser fram till  $f_{c1} = \frac{1}{2\pi} \omega_{tn}$ , vid denna frekvens börjar täljaren att öka med +40 dB/dekad. Det motsatta gäller nämnaruttrycket som istället avtar med -40 dB/dekad vid  $f_{c2} = \frac{1}{2\pi} \omega_{tn}$ . Detta innebär att beroende på hur valet av de två frekvenserna görs så kommer  $|H(\omega)|_{dB}$  att sluta på ett värde större eller mindre än noll. I detta arbete är frekvenserna valda så att  $f_{c2} < f_{c1}$ . Då kommer  $|H(\omega)|_{dB}$  gå mot en negativ förstärkning med ökande frekvens. Översatt till värden på induktanser innebär detta att  $L_e \leq L$  vilket framgår av följande två ekvationer:

$$\omega_{tn} = \sqrt{\frac{K}{L_e \tau}} \quad (3.14)$$

$$\omega_{nn} = \sqrt{\frac{K}{L \tau}} \quad (3.15)$$

### KAPITEL 3. METODER OCH TILLÄMPNINGAR

I detta arbete är som tidigare nämnt  $1.55 \text{ mH} \leq L \leq 31 \text{ mH}$  vilket leder till att valet av  $L_e$  väljs till 1.55 mH.

Vidare så måste  $f_{c2} > 50 \text{ Hz}$ , detta sätter följande restriktion på valet av  $K$  och  $\tau$

$$\frac{K}{\tau} > (100\pi)^2 \cdot L_{max} \approx 3060 \quad (3.16)$$

Konfigurationen av PI-regulatorn är gjord i Simulink med den inbyggda funktionen PID-tune. De värden på  $K$  och  $\tau$  som erhöles där var  $K=72$  och  $\tau = 1/812$ .

Approximationen av filtret till  $L_e$  gäller som tidigare nämnt fram till filtrets resonansfrekvens, för vilken filtret böjer av och får en högre dämpning. Filtrets resonansfrekvens är  $f_{resonans}$  och är lika med (3.17).

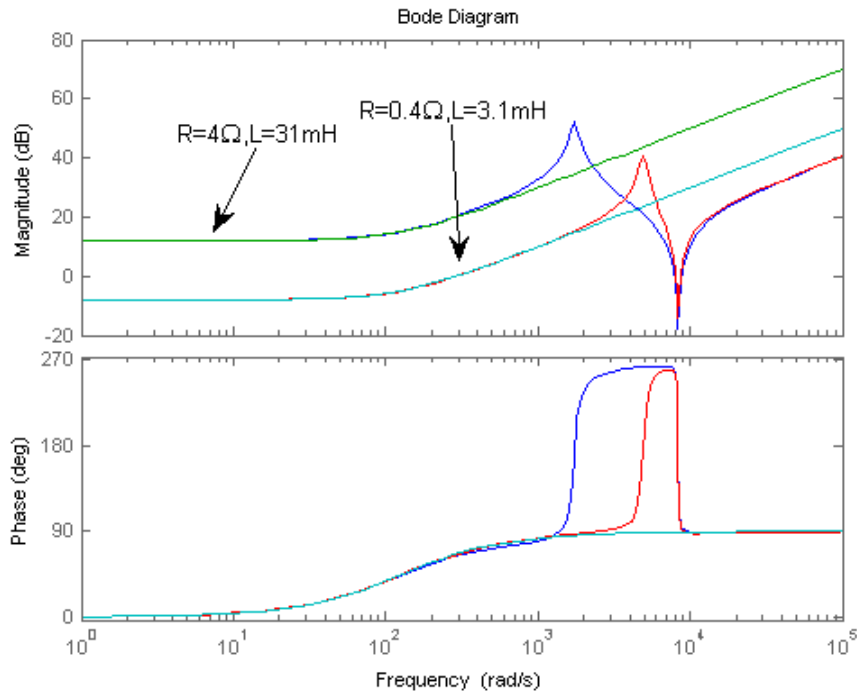
$$\omega_{resonans} = \sqrt{\frac{L_a + L_f}{L_a L_f C_f}} \quad (3.17)$$

Genom olika fördelningar av värdet på  $L_e$  på  $L_a$  och  $L_f$  går det att tillsammans med kapacitansen  $C_f$  att styra var filtrets resonansfrekvens skall hamna. De frekvenskomponenter som behöver filtreras bort i detta arbete ligger kring 40 kHz, vilket framgår i senare kapitel då implementationen av  $V_q$  beskrivs.

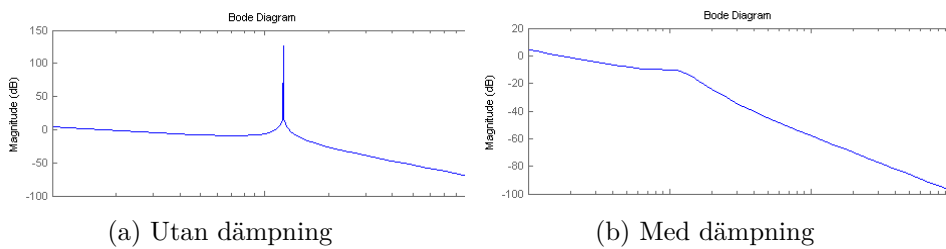
Som störst blir  $L_a \cdot L_f$  då värdet på  $L_e$  fördelas lika mellan dem. Detta innebär att kondensatorstorleken kan göras minimal för en given resonansfrekvens. Vid placeringen av  $\omega_{resonans}$  måste denna ligga mellan systemets frekvens ( $\omega \approx 314 \text{ rad/s}$ ) och mindre än de frekvenser som filtret skall dämpa. Den frekvens som är vald i denna tillämpning och som uppfyller nämnt villkor är  $\omega_{resonans} = 1000 \text{ rad/s}$  vilket innebär att kondensatorn kan beräknas till  $C_f = 2500 \mu\text{F}$ .

Med storheterna  $L_a$ ,  $L_f$  och  $C_f$  kan värdet på resistansen  $R_d$  bestämmas. Resistorn är till för att dämpa den höga förstärkning som inträffar vid resonansfrekvensen (figur 3.8). Värdet på resistansen är bestämt till  $R_f = 0.5 \Omega$  baserat på jämförelse av bodediagram för olika värden på resistansen.

### 3.2. VARIERBAR IMPEDANS



Figur 3.7: Bodediagram över simulerad impedans jämfört med verklig



Figur 3.8: Bodediagram över filtrets överföringsfunktion

#### 3.2.5 Varierbar kapacitiv impedans

Den kapacitiva impedansen kommer i detta arbete att verka som en ren kapacitans . Börvärdet till PI-regulatorn fås genom sambandet

$$U_i = \frac{1}{sC} I_i \quad (3.18)$$

Skillnaden här jämfört med den induktiva impedansen är att det är ström som integreras istället för spänning. Från blockschemat (figur 3.9) kan systemets totala överföringsfunktion tecknas som

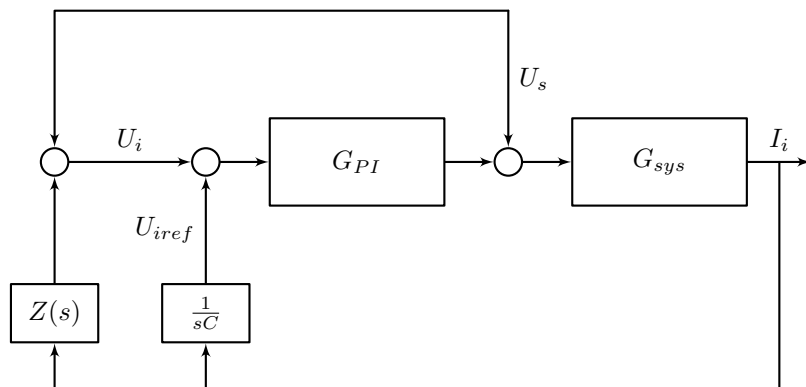
$$\frac{I_i}{U_s} = \frac{sC \left( 1 + K \frac{1+\tau s}{\tau s} + \frac{s^2 L_f C_f}{1+sR_f C_f} \right)}{s^2 C (L_a + L_f) + sC \frac{s^3 L_f L_a C_f}{1+sR_f C_f} + K \frac{1+\tau s}{\tau s} + Z(s) \cdot sC \left( 1 + \frac{s^2 L_f C_f}{1+sR_f C_f} + K \frac{1+\tau s}{\tau s} \right)} \quad (3.19)$$

Från denna överföringsfunktion kan som tidigare impedansen tas fram till

$$Z_c(s) = \frac{1}{sC} H_c(s) \quad (3.20)$$

där  $H_c(s)$  är restfaktorn som är lika med

$$H_c(s) = \frac{s^2 C (L_a + L_f) + sC \frac{s^3 L_f C_f L_a}{1+sR_f C_f} + K \frac{1+\tau s}{\tau s}}{1 + K \frac{1+\tau s}{\tau s} + \frac{s^2 L_f C_f}{1+sR_f C_f}} \quad (3.21)$$



Figur 3.9: Blockschemat för kapacitans med PI-regulator

### 3.2. VARIERBAR IMPEDANS

Som i fallet för den varierbara induktiva impedansen kommer analysen av  $H_c(s)$  göras med filterapproximationen där kapacitansen försummas, detta leder till ett förenklat uttryck av den kapacitiva impedansen (3.22), denna förenkling görs i syfte att undersöka parametrarna  $K$ ,  $L_e$  och  $\tau$  inverkan på hur väl (3.20) efterliknar en kapacitans. Genom att låta  $H'_c(s)$  övergå till  $H_c(\omega)$  så blir amplitudkurvan för  $H_c(\omega)$  lika med (3.23)

$$\frac{1}{sC} \frac{s^2 CL_a + K \frac{1+\tau s}{\tau s}}{1 + K \frac{1+\tau s}{\tau s}} = \frac{1}{sC} H_c(s) \quad (3.22)$$

$$|H_c(\omega)|_{dB} = 20 \log_{10} \frac{[1 + \omega^2 \tau^2 (1 - \omega^2 T^2)^2]^{1/2}}{[1 + \omega^2 \tau^2 (1 + \frac{1}{K})^2]^{1/2}} \quad (3.23)$$

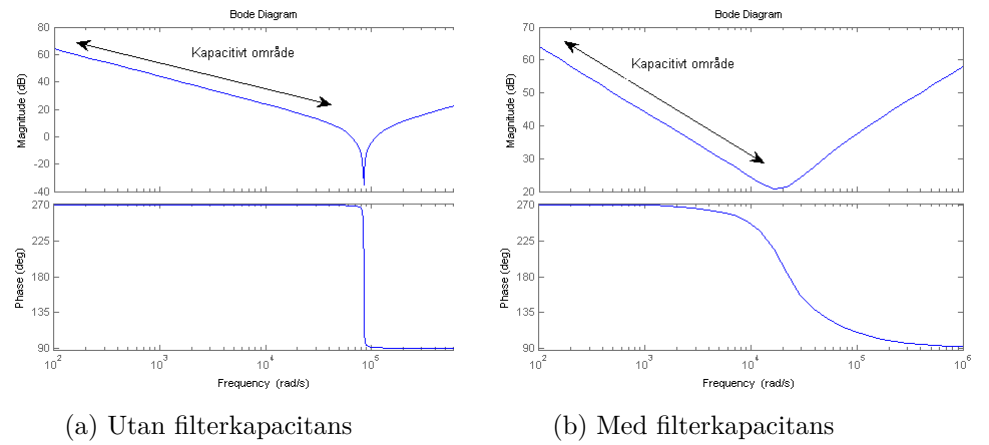
$$T = \sqrt{\frac{CL_e}{K}} \quad (3.24)$$

Täljaruttrycket har två stycken brytpunkter  $\omega_{t1} = \frac{1}{\tau}$  och  $\omega_{resonans} = \frac{1}{T}$ . Nämnaruttrycket har en brytpunkt vid  $\omega_n = \frac{1}{\tau(1+\frac{1}{K})}$  om vidare  $K \gg 1$  blir  $\omega_n \approx \omega_{t1} = \frac{1}{\tau}$ . Detta innebär att  $|H_c(\omega)|_{dB} = 0$  fram till resonansfrekvensen  $\omega_{resonans}$  och blir således oberoende av värdet på  $\tau$ . Det är  $\omega_{resonans}$  som blir gränsen för när  $|H(\omega)|$  upphör att vara lika med enhetsförstärkning och därmed då den kapacitiva verkan upphör. Kapacitansen  $C$  är i storleksordningen  $10^{-6}$  och induktansen  $L_e$   $10^{-3}$  vilket innebär att  $\frac{1}{T}$  hamnar långt över de 50 Hz som kapacitansen är dimensionerad att arbeta i. Detta har inneburit att filtret dimensionerats utan att begränsas av hur detta påverkar kapacitansen  $C$ .

Med fritt val på  $L_a$ ,  $L_f$  och  $C_f$  dimensioneras filtret så att dess brytpunkt hamnar på 10 kHz vilket ger tillräcklig dämpning av de frekvenser som skall dämpas[1]. Med  $L_a = L_f = 2 \text{ mH}$  ger detta en kapacitans på  $0.25 \mu\text{F}$ .

Ett bodediagram för den varierbara kapacitansen visas i (figur 3.10).

### KAPITEL 3. METODER OCH TILLÄMPNINGAR



Figur 3.10: Bodediagram över den varierbara kapacitansen, med och utan filterkapacitans.

## Kapitel 4

# Realisering av variabel reaktans

### 4.1 Varierbar spänningskälla

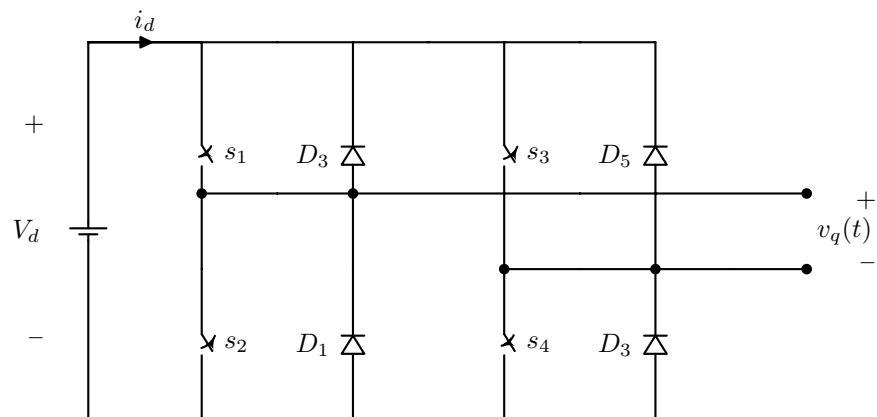
I detta avsnitt skall den variabla växelspanningskällan  $V_q$  från föregående avsnitt realiseras.  $V_q$  kommer här att realiseras med en inverterare, något som är gemensamt för samtliga de tekniker som studerats i detta arbete. En inverterare är en samling effektelektronik vars syfte är att invertera likspänning till växelspanning. Inverteraren kan även arbeta åt det motsatta hållet, det vill säga likriktad växelspanning till likspänning och kallas då konverterare.  $V_q$  kommer att utbyta reaktiv effekt i två riktningar, vilket innebär att  $V_q$  måste fungera som både inverterare och konverterare. En enfasig konstruktion av konverteraren som klarar detta visas i (figur 4.1) nedan.

Inverteraren har fyra stycken brytare,  $s_1, s_2, s_3$  och  $s_4$ . Genom att styra dessa brytare kan en växelspanning erhållas,  $v_q(t)$ . Brytarna delas här in i två par,  $(s_1, s_2)$  och  $(s_3, s_4)$ . För att kortslutning inte skall ske kan endast en av brytarna i varje par vara sluten åt gången.

Om brytare  $s_1$  och  $s_4$  är slutna kommer potentialen vid  $s_1$  att vara  $+V_d$  och hos  $s_4$  0 V vilket innebär att utspänningen blir  $v_q(t) = V_d - 0$  V. Om istället  $s_3$  och  $s_2$  är slutna kommer utspänningen att bli  $v_q(t) = 0 - V_d = -V_d$ . Med denna metod kan en utspänning  $v_q(t)$  erhållas som består av fyrkantspulser med amplituden  $\pm V_d$  (figur 4.3) [11]. Frekvensinnehållet i en signal så som den i (figur 4.3) beror på frekvensen som brytarna öppnas och sluts.

Brytarna styrs med en referenssignal, en signal vars frekvens som önskas hos utsignalens fundamentala frekvenskomponent. Referenssignalen jämförs



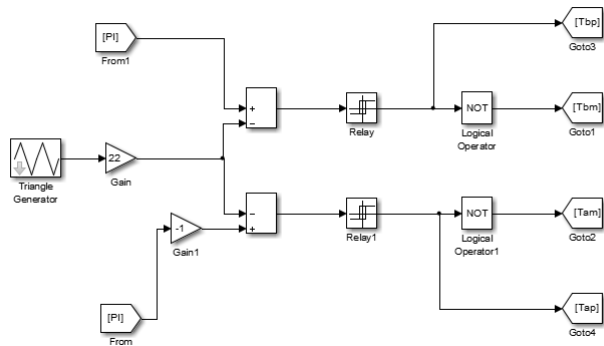


Figur 4.1: Inverterare/konverterare

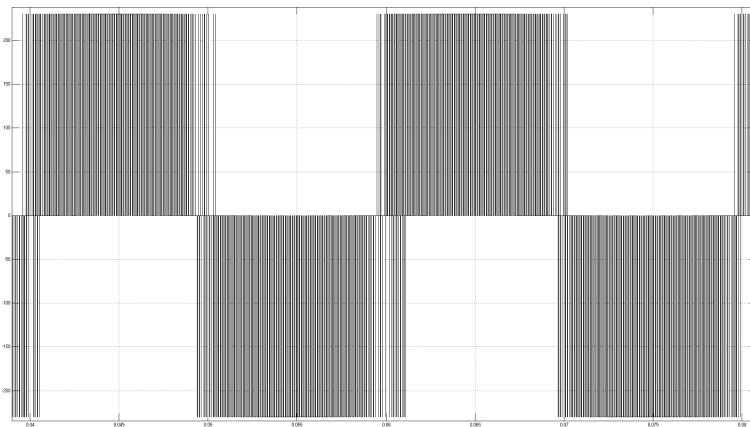
i en komparator med en triangelvåg vars frekvens är mycket högre än referenssignalen. Utsignalen från komparatorn ger en serie pulser, vilka öppnar eller sluter en brytare beroende på om signalen är låg eller hög. Detta är en metod som kallas för Pulsbreddsmodulering (PWM). Det finns flera sätt att implementera PWM och den metod som valts här kallas unipolar PWM och har den egenskapen att frekvensinnehållet i utsignalen hamnar kring dubbla frekvensen för triangelvågen, vilket är fördelaktigt för filtreringen.

Unipolar PWM använder två stycken referenssignaler istället för en. Den ena referenssignalen är den som kommer från PI-regulatorn och den andra är samma signal färförskjuten 180 grader. Hur detta är konstrueras kan ses i (figur 4.2).

#### 4.1. VARIERBAR SPÄNNINGSKÄLLA



Figur 4.2: Unipolar PWM



Figur 4.3: Switchad spänning



## Kapitel 5

# Resultat

I detta avsnitt redovisas simuleringar av variabel induktiv impedans och kapacitans för att sedan redovisa komponenterna ihopkopplade till en pi-länk.

### 5.1 Varierbar induktiv impedans

Den varierbara impedansen har konstruerats i Simulink enligt de beskrivna metoderna i tidigare avsnitt. Ett antal tester med olika värden på impedansen har testats och jämförts med teoretiska värden för en verklig impedans. För att göra simuleringarna mer överskådliga har all elektronik med reglering sammanfattats till ett block (Figur 5.1). Innehållet i detta block redovisas i sin helhet i bilaga A.

För att undersöka hur den varierbara impedansen följer en verklig impedans har en jämförelse gjorts för tio olika värden på impedansen i det aktuella intervallet på  $0.31 \text{ mH} \leq L \leq 31 \text{ mH}$  och  $0.04\Omega \leq R \leq 4\Omega$  (Tabell 5.1). Detta görs genom att mäta de fundamentala frekvenskomponenterna för spänning och ström med vilka impedansen beräknas enligt:

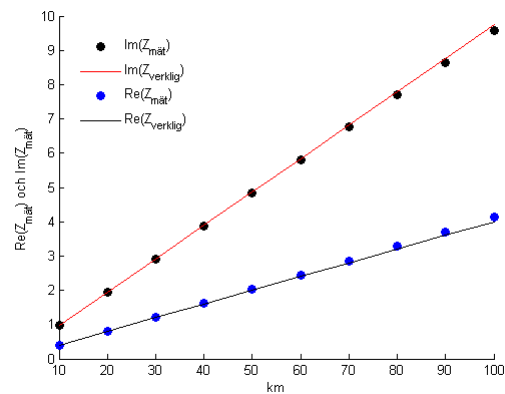
$$Z_{\text{mät}} = \frac{\hat{U}}{\hat{I}}(\cos(\phi) + j\sin(\phi)) \quad (5.1)$$

Vidare så mäts även THD för både ström och spänning, som ger ett mått på hur pass mycket störningar respektive storhet har.

Nedan tabell är simulerad med en spänningskälla på  $\sqrt{2} \cdot 230\text{V} / 50 \text{ Hz}$  och med en serieimpedans på  $Z = 150 + j\omega 0.5 \cdot 10^{-3}$ . I tabellen så är första

Tabell 5.1: Simulerade mätvärden

$R+j\omega L$ ( $\Omega$ )	$\hat{U}$ (V)	$\hat{I}$ (A)	$\phi$ (grader)	$Z_{mät}$	$THD_i$ (%)	$THD_v$ (%)
0.4 +j0.974	2.276	2.163	67.665	0.400+j0.973	0.04	5
0.8 +j1.948	4.541	2.157	67.664	0.800+j1.947	0.03	2
1.2 +j2.922	6.775	2.151	67.406	1.210+j2.908	0.04	2
1.6 +j3.896	8.992	2.144	67.235	1.623+j3.867	0.05	2
2 +j4.869	11.21	2.138	67.153	2.036+j4.832	0.06	2
2.4 +j5.843	13.40	2.132	67.139	2.442+j5.791	0.06	2
2.8 +j6.817	15.59	2.126	67.103	2.853+j6.755	0.08	2
3.2 +j7.791	17.72	2.119	66.885	3.283+j7.691	0.1	2
3.6 +j8.765	19.85	2.113	66.737	3.710+j8.630	0.1	2
4+j9.739	21.98	2.106	66.659	4.135+j9.583	0.1	2



Figur 5.1: Jämförelse mellan verklig impedans och simulerad

kolumnen den verkliga impedansen och  $Z_{mät}$  är den simulerade.  $THD_i$  och  $THD_v$  är THD för ström respektive spänning.

## 5.2. SIMULERING AV VARIABEL KAPACITANS

### 5.2 Simulering av variabel kapacitans

Samma simuleringmetod som för den ovan simulerade induktorn görs här, en spänningskälla i serie med en induktiv impedans och den virtuella kapacitansen. Uppbyggnaden av kapacitansen kan ses i bilaga B.

För att beräkna den simulerade kapacitansen så mäts spänning och ström genom den varierbara kapacitansen där sedan kapacitansen beräknas enligt

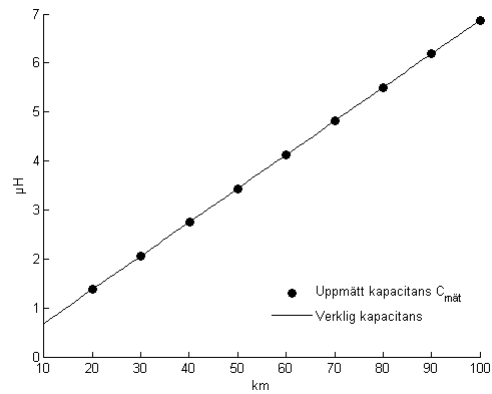
$$C_{mät} = \frac{\hat{I}}{100\pi \cdot \hat{U}} \quad (5.2)$$

Tabell 5.2: Simulerade mätvärden för kapacitans

C (μF)	$\hat{U}$ (V)	$\hat{I}$ (A)	$\phi$ (grader)	$C_{mät}$ (μF)	$THD_i$ (%)	$THD_v$ (%)
0.6875	325.1104	0.0702	-90.0049	0.6873	0.05	0.007
1.3750	324.6121	0.1402	-90.0048	1.3748	0.03	2
2.0625	323.7787	0.2098	-90.0048	2.0626	0.02	0.007
2.7500	322.6181	0.2787	-90.0048	2.7498	0.01	0.007
3.4375	321.1407	0.3468	-90.0048	3.4374	0.01	0.007
4.1250	319.3597	0.4139	-90.0048	4.1254	0.01	0.008
4.8125	317.2907	0.4797	-90.0048	4.8124	0.01	0.008
5.5000	314.9510	0.5442	-90.0048	5.5000	0.01	0.008
6.1875	312.3594	0.6072	-90.0048	6.1877	0.01	0.008
6.8750	309.5361	0.6686	-90.0048	6.8755	0.01	0.008

### 5.3 Simulering av variabel transmissionsledning

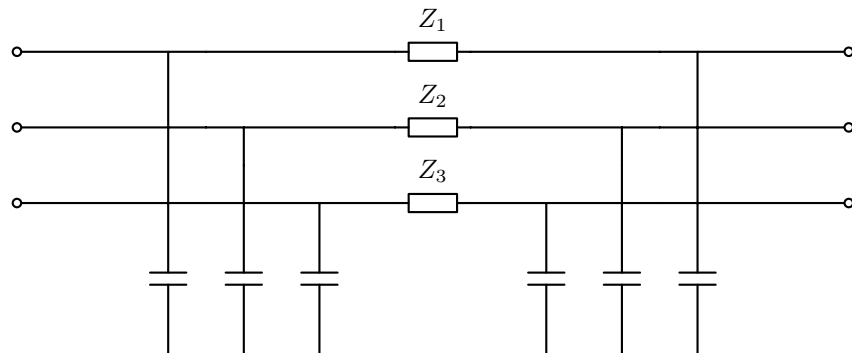
Detta avsnitt redovisar resultatet då den varierbara serieimpedansen och kapacitansen sammankopplas för att utgöra den trefasiga modell över en transmissionsledning som detta arbete syftat till att ta fram. Respektive varierbar komponent har kopplats upp enligt (figur 5.3) och sedan simulerats. Den information från simuleringarna som är intressanta här är spänningsfall, ineffekt och uteffekt. Vidare har simuleringen av trefasledningen gjorts med de komponenter som beskrivits och simulerats i de tidigare avsnitten.



Figur 5.2: Jämförelse mellan verklig kapacitans/km och simulerad

En modifikation av kapacitansen på sändarsidan har även gjorts och simulerats, denna modifikation innebär att LCL-filtret för kondensatorn har gjorts om till ett LC-filter.

Simuleringen av den varierbara transmissionsledningen har gjorts parallellt med simuleringen av den matematiska modellen, med verkliga R, L, C komponenter.



Figur 5.3: Trefasig transmissionsledning

Värdena från simuleringarna i Simulink fås medelst de inbyggda funktionerna för ström-/spänningsmätning där dessa får passera ett Fourierblock

### 5.3. SIMULERING AV VARIABEL TRANSMISSIONSLEDNING

Tabell 5.3: Simulering av trefas, Fas 1

Längd (km)	$\hat{U}_A \angle \alpha_A$ (V)	$\hat{I}_1 \angle \beta_1$ (A)	Skenbar effekt (VAr)
10	322.4110 $\angle$ -0.6045 $^\circ$	3.2240 $\angle$ -0.9586 $^\circ$	519.7234+j3.2122
20	321.2600 $\angle$ -1.1478 $^\circ$	3.2125 $\angle$ -1.5076 $^\circ$	516.0196+j3.2402
30	320.2147 $\angle$ -1.7243 $^\circ$	3.2021 $\angle$ -2.0839 $^\circ$	512.6670+j3.2171
40	319.2720 $\angle$ -2.3098 $^\circ$	3.1927 $\angle$ -2.6697 $^\circ$	509.6529+j3.2013
50	318.4223 $\angle$ -2.9035 $^\circ$	3.1842 $\angle$ -3.2633 $^\circ$	509.6529+j3.2013
60	317.6759 $\angle$ -3.5028 $^\circ$	3.1767 $\angle$ -3.8628 $^\circ$	504.5710+j3.1704
70	317.0103 $\angle$ -4.1105 $^\circ$	3.1700 $\angle$ -4.4705 $^\circ$	502.4577+j3.1568
80	316.4303 $\angle$ -4.7263 $^\circ$	3.1642 $\angle$ -5.0862 $^\circ$	500.6209+j3.1442
90	315.9372 $\angle$ -5.3524 $^\circ$	3.1593 $\angle$ -5.7124 $^\circ$	499.0620+j3.1361
100	315.5292 $\angle$ -5.9887 $^\circ$	3.1552 $\angle$ -6.3485 $^\circ$	497.7736+j3.1264

Tabell 5.4: Simulering av trefas, Fas 2

Längd (km)	$\hat{U}_A \angle \alpha_A$ (V)	$\hat{I}_2 \angle \beta_2$ (A)	Skenbar effekt (VAr)
10	322.4066 $\angle$ -120.5903 $^\circ$	3.2240 $\angle$ -120.9508 $^\circ$	519.7028+j3.2694
20	321.2578 $\angle$ -121.1482 $^\circ$	3.2126 $\angle$ -121.5077 $^\circ$	516.0197+j3.2380
30	320.2136 $\angle$ -121.7242 $^\circ$	3.2021 $\angle$ -122.0843 $^\circ$	512.6621+j3.2219
40	319.2745 $\angle$ -122.3104 $^\circ$	3.1927 $\angle$ -122.6704 $^\circ$	509.6604+j3.2026
50	318.4231 $\angle$ -122.9026 $^\circ$	3.1842 $\angle$ 123.2625 $^\circ$	506.9469+j3.1849
60	317.6845 $\angle$ -123.5016 $^\circ$	3.1768 $\angle$ -123.8617 $^\circ$	504.5966+j3.1708
70	316.9992 $\angle$ -124.1110 $^\circ$	3.1699 $\angle$ -124.4712 $^\circ$	502.4203+j3.1583
80	316.4342 $\angle$ -124.7262 $^\circ$	3.1643 $\angle$ -125.0863 $^\circ$	500.6322+j3.1463
90	315.9408 $\angle$ -125.3524 $^\circ$	3.1593 $\angle$ -125.7124 $^\circ$	499.0731+j3.1357
100	315.5252 $\angle$ -125.9886 $^\circ$	3.1552 $\angle$ -126.3486 $^\circ$	497.7608+j3.1277

som är inställd på grundtonen 50 Hz. Effektflödena beräknas även det med en inbyggd funktion för effektmätning. Spänningen på sändarsidan är satt till

$$\begin{aligned}
 U_1 &= \sqrt{2} \cdot 230 \text{ V} \\
 U_2 &= \sqrt{2} \cdot 230 e^{-j120} \text{ V} \\
 U_3 &= \sqrt{2} \cdot 230 e^{j120} \text{ V}
 \end{aligned} \tag{5.3}$$

Simuleringstiden är satt till 0.1 sekunder, vilket är en tid som är vald så



Tabell 5.5: Simulering av trefas, Fas 3

Längd (km)	$\hat{U}_A \angle \alpha_A$ (V)	$\hat{I}_3 \angle \beta_3$ (A)	Skenbar effekt (VAr)
10	322.4156 $\angle$ 119.4105°	3.2241 $\angle$ 119.0508°	519.7330+j3.2624
20	321.2701 $\angle$ 118.8513°	3.2126 $\angle$ 118.4919°	516.0422+j3.2368
30	320.2190 $\angle$ 118.2756°	3.2021 $\angle$ 117.9155°	512.6821+j3.2220
40	319.2686 $\angle$ 117.6903°	3.1926 $\angle$ 117.3303°	509.6423+j3.2022
50	318.4304 $\angle$ 117.0967°	3.1843 $\angle$ 116.7365°	506.9735+j3.1873
60	317.6734 $\angle$ 116.4971°	3.1767 $\angle$ 116.1370°	504.5632+j3.1708
70	317.0033 $\angle$ 115.8893°	3.1670 $\angle$ 115.5293°	502.4359+j3.1571
80	316.4293 $\angle$ 115.2726°	3.1642 $\angle$ 114.9126°	500.6169+j3.1451
90	315.9379 $\angle$ 114.6462°	3.1593 $\angle$ 114.2862°	498.5623+j3.1356
100	315.5241 $\angle$ 114.0120°	3.1552 $\angle$ 113.6520°	497.7572+j3.1273

att eventuella transienter hinner klinga av och på så vis kan de stationära storheterna avläsas. Tabell 5.3, 5.4 och 5.5 visar spänningen över tre identiska laster, anslutna till trefassystemet.

Samtliga tre tabeller visar att den inbördes 120° fasförskjutningen är bibehållen och att dessa simulerade värden stämmer överrens med de teoretiskt verkliga.

## Kapitel 6

# Analys och diskussion

Resultatet av detta arbete visar att det går att realisera de variabla impedanser som krävs för att modellera en justerbar transmissionsledning med effektelektronik. Detta utan att använda fysiskt variabla R, L och C komponenter eller kaskadkopplade pi-länkar.

Arbetet har inledningsvis studerat en variabel induktans och kapacitans som fristående objekt varpå simuleringar och mätningar gjorts och jämförts med en verklig motsvarighet till den komponenten som studerats. Detta har visat sig generera ett starkt linjärt samband mellan den variabla och den verkliga komponenten till en viss frekvens där sedan den variabla komponenten upphör att bete sig som en verklig kapacitans/induktans. Att den variabla komponenten slutar bete sig som önskat är inte relevant i detta arbete då detta sker vid frekvenser långt över systemfrekvensen om 50 Hz.

Detta förutsätter givetvis att övertoner är dämpade så till den grad att det inte påverkar resultatet. Simuleringar har visat att utspänningar från den variabla komponenten har ett lågt THD, vilket är ett mått på hur pass lik spänningen är den fundamentala spänningen på 50 Hz. Då simuleringar bekräftat att de enskilda variabla komponenterna fungerar som sina motsvarande fysiska komponenter har detta tagits vidare för att konstruera trefasiga modeller.

Det saknas en exakt gräns för ledningslängder där modell 2 och 3 som är approximationer av den mer exakta distribuerade modell 1 upphör att ge rimlig noggrannhet. Noggrannheten beror till viss del av vilka längsparametrar som används och hur lång modellen blir, det har därför varit nödvändigt att studera samtliga tre modeller för att kunna avgöra vilken som skall få

ligga till grund för framtagandet av den föreslagna lösningen. Det har visat sig att modell 3 inte uppfyller de krav på noggrannhet som ställts men att modell 1 och 2 har en mycket liten felmarginal i det aktuella intervallet 0-100 km. Modell 2 lämpar sig väl vid beräkningar som görs för hand men det är svårt att motivera varför ej modell 1 inte skall användas då det i detta arbete är en dator som utför beräkningarna.

Den första tilltänkta metoden att lösa arbetets problem med att skapa en varierbar transmissionsledning var att konstruera mindre segment av pi-länkar som sedan kaskadkopplas beroende på vilken ledningslängd som önskas. Denna metod är bra då det gäller noggrannhet och har teoretiskt sätt inga begränsningar. Däremot är den svår att realisera baserat på detta arbetes syfte med en kontinuerlig variering av längd. För att realisera denna metod krävs 10 stycken pi-segment för att klara en stegvis förlängning av ledningen med 10 km per steg. Detta skulle innebära en lösning som istället för att göra PST2220 storleksmässigt mindre än vad den är idag, skulle denna lösning vara mer skrymmande och därtill mer kostsam då priset stiger i takt med hur lång transmissionsledningen skall kunna vara.

Den teoretiska beskrivningen av lösningen med en varierbar spänningskälla, förutsätter att spänningskällan genererar en ren sinuston av den fundamentala frekvensen. Realiseringen av den varierbara spänningskällan bygger på en switchad DC-AC inverterare som per automatik medför höga övertoner med frekvenser på  $2 * f_{switch}$ . Dessa måste givetvis filtreras ut för att den utgående spänningen skall vara en ren sinusvåg. Resultatet av simuleringarna har visat att det inte helt går att filtrera bort allt men ger en sinusvåg med låg THD. Filtret är ett tredje ordningens LCL filter, dessa filter har vid sin resonansfrekvens en kraftig förstärkning som i detta arbete dämpas med en resistor i serie med kondensator. Denna resistor ger upphov till effektförluster som innebär att den variabla komponenten avviker en aning från sitt nominella värde. Detta inskränker dock inte på de noggrannhetskrav som angivits i detta arbete på 1%.

Simuleringarna av den trefasiga pi-modellen har jämförts med simuleringar av en teoretisk och där har det kunnat påvisas att den variabla transmissionsledningen går att realisera med de beskrivna variabla komponenterna. En lösning som kräver få komponenter och kan ersätta de gamla statiska pi-länkarna med en, variabel enhet. Denna metod borde spara både utrymme och pengar jämfört med den kaskadkopplade metoden.

Denna metod går vidare att användas även i andra sammanhang där en impedans önskas varieras på denna spänningsnivå. Tillämpningsområdena

för denna metod är många.

I utbildningssyfte kan en sådan här modell användas över hela världen där studenter kan tillskansa sig kunskap i elkraftstransmission och hur olika spänning och ledningslängd med mer påverkar ett system. Dessa kunskaper kan sedermera användas för att minska energiförluster, spara pengar och värna om miljön.

Skulle Terco välja att konstruera en ny version av PST2220 enligt i detta arbetes beskrivna metoder eller liknande så skulle det innebära konkurrensfördelar för Terco. Detta då en sådan funktionalitet inte existerar på marknaden. Vidare så är det inte ovanligt att Terco får specialbeställningar på just PST2220 som avviker från standardutförandet. Med en justerbar modell behöver inte utvecklingsavdelningen hos Terco designa en ny PST2220 med andra komponenter och ny programvara för styrning. Detta är både kostsamt och tidskrävande och är en av de bidragande faktorer till att Terco önskar sig en modell där användaren själv kan bestämma hur lång transmissionsledningen skall vara. Idag har Terco flera fysiska modeller som representerar olika ledningslängder, något som reduceras till en transmissionsledning med en justerbar transmissionsledningsmodell. Detta innebär en minskning av antalet komponenter som måste användas till varje tillverkad PST2220, vilket bör dra ned tillverkningskostnaderna.

En realiseringen av detta arbete skulle inte innebära någon förbättring eller försämring av miljön därför har detta utelämnats. Den föreslagna lösningen består av snarlika komponenter som den befintliga och effektflödena är menat att vara identiska som innan.

Terco säljer sina produkter över hela världen men har sitt fokus på utvecklingsländer där kunskaperna inom elkraftteknik är bristfällig. Det har visat sig att flera av de skolor runt om i världen har föredragit att utföra laborationer och simuleringar i en fysisk simulator, liknande PST-systemet som Terco utvecklar, framför datorsimuleringar. Med en justerbar modell av transmissionsledningar kan mer godtyckliga laborationer göras för att tydligt se transmissionsledningarnas inverkan på ett elkraftssystem. Med en fast ledningslängd, som det är idag, kan detta vara svårt att inse .



## Kapitel 7

# Slutsatser

Detta arbetes mål att föreslå en konstruktion som skulle kunna leda till implementationen av en fysisk modell av en varierbar transmissionsledning har uppfyllts. Resultaten har tagits fram med simuleringar i Simulink som sedan har jämförts med de teoretiska värdena över samma simulering men med verkliga komponenter.

Användandet av ett LCL-filter på kapacitanserna vid sändarsidan har visat sig medföra problem i form av att de simulerade värdena av den varierbara transmissionsledningen blev felaktiga. Korrekt värden uppstod då detta LCL-filter byttes ut mot ett LC-filter.

De storheter som har varit intressanta att ta fram ur simuleringarna har varit spänningsfall, in- och uteffekt.

Det är visat i detta examensarbete att det är möjligt att med elektronik och reglerutrustning kunna konstruera de varierbara R, L och C komponenterna som behövs. För att gå vidare mot en fysisk modell behövs ytterligare analys och vissa modifieringar göras. Lösningar som innefattar switching medför alltid övertoner, de ligger i detta arbete på en hög frekvens och blir således enkla att filtrera bort, däremot blir de frekvenskomponenter omkring grundtonen desto svårare att få bort. Detta har även kunnat ses ur resultaten i detta arbete.

Alla modeller och så även simuleringarna är gjorda utan hänsyn till effektförluster i switcharna. Då det gäller att implementera detta bör detta tas hänsyn till för att undersöka hur stor denna förlust är. Likspänningssidan av DC-AC konverteraren modelleras i detta arbete med en likspänningskälla. Tidigare arbeten som behandlat teknikerna i CBCR har beskrivit hur denna

likspänningskälla kan ersättas med en kondensator och tillhörande reglerutrustning för att hålla spänningsnivån jämn. Detta innebär att det är möjligt att skapa en helt passiv komponent. I ett fortsatt arbete så rekommenderas här att den varierbara kondensatorn byter ut sin likspänningskälla mot en kondensator för att undvika användandet av en högspänd likspänning. Då det gäller den varierbara serieimpedansen kan denna inte ersättas med en kondensator då denna måste kunna absorbera den aktiva effekt som uppstår på grund av den varierbara resistansen.

Ytterligare en förbättring som kan göras är att ersätta resistansen i filtret med en reglerutrustning som dämpar förstärkningen vid resonansfrekvensen, på detta sätt kan den aktiva effekten som utvecklas i filterresistansen undvikas.

# Källförteckning

- [1] . Proposed terms and definitions for flexible ac transmission system (facts). *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 12(4):1848–1853, Oct 1997. ISSN 0885-8977.
- [2] R. M.fl Andersson, L. Blondell. *Elkraftsystem 1*. Liber, andra upplagan edition, 1997. ISBN 978-91-47-05176-2.
- [3] M.T. Bina and D.C. Hamill. The bootstrap variable inductance: a new facts control element. In *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE*, volume 2, pages 619–625 vol.2, 1999.
- [4] A.C. Borre, R. F S Dias, A.C.S. de Lima, and E.H. Watanabe. Synthesis of controlled reactances using vsc converters. In *Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian*, pages 431–437, Sept 2009.
- [5] H. Funato and A. Kawamura. Proposal of variable active-passive reactance. In *Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation, 1992. Power Electronics and Motion Control., Proceedings of the 1992 International Conference on*, pages 381–388 vol.1, Nov 1992.
- [6] H. Funato and A. Kawamura. Analysis of variable active-passive reactance. In *Power Conversion Conference, 1993. Yokohama 1993., Conference Record of the*, pages 647–652, April 1993.
- [7] H. Funato, A. Kawamura, and K. Kamiyama. Realization of negative inductance using variable active-passive reactance (vapar). *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 12(4):589–596, Jul 1997. ISSN 0885-8993.

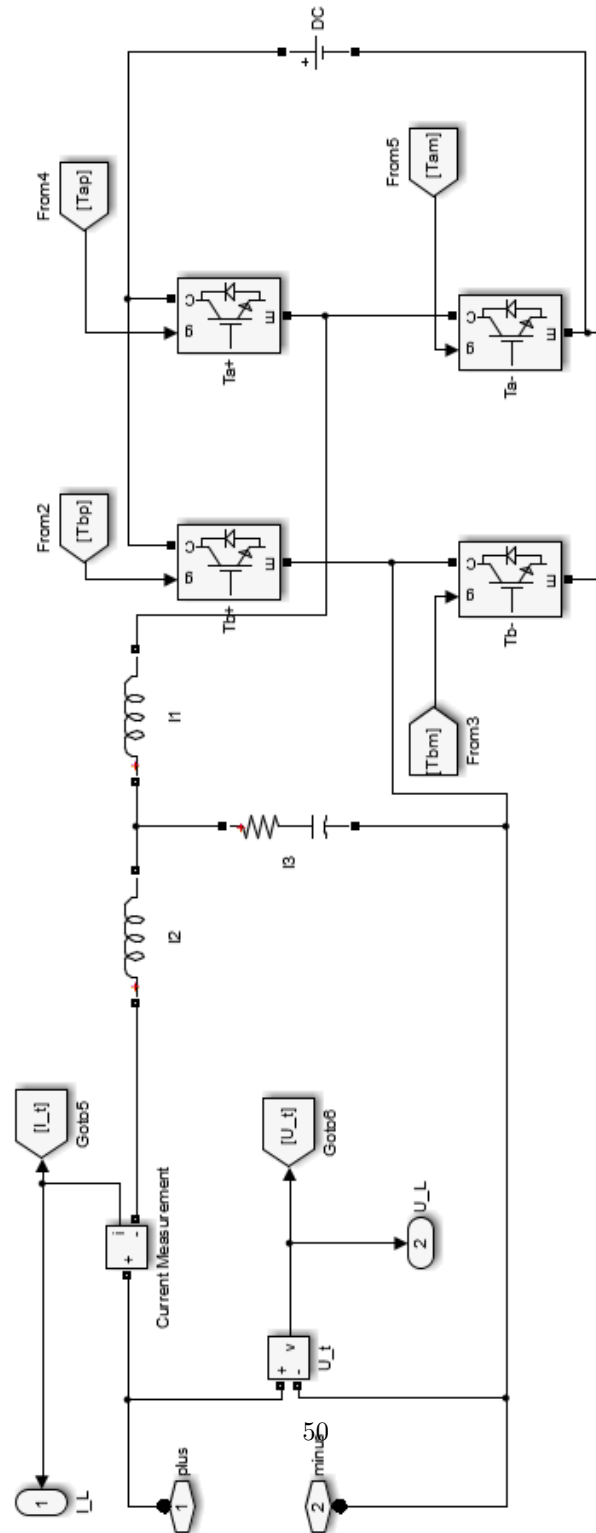


- [8] Hingorani N. Gyugyi, L. *Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*, pages 209–265. Wiley-IEEE Press, first edition, 2000. ISBN 9780470546802.
- [9] D.C. Hamill and M.T. Bina. The bootstrap variable inductance and its applications in ac power systems. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual*, volume 2, pages 896–902 vol.2, Mar 1999.
- [10] Thomas J. Overbye J.Duncan Glover, Mulukutla S. Sarma. *Power system analysis and design*. 978-1111425777. Global Engineering, 5th edition, 2011.
- [11] Tore M. Robbins William P. Mohan, N. Undeland. *Power system analysis and design*. 0-471-58408-8. Global Engineering, 2nd edition, 1995.
- [12] Gaidi Ning, Shijie He, Yue Wang, Lei Yao, and Zhaoan Wang. Design of distributed facts controller and considerations for transient characteristics. In *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International*, volume 3, pages 1–5, Aug 2006.
- [13] Gaidi Ning, Shijie He, Yue Wang, Lei Yao, and Zhaoan Wang. A novel distributed flexible ac transmission system controller based on active variable inductance (avi). In *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, pages 1–4, June 2006.
- [14] Lennart. Söder. Statisk analys av elsystem, Maj 2014. URL [http://www.kth.se/polopoly\\_fs/1.384038!/Menu/general/column-content/at](http://www.kth.se/polopoly_fs/1.384038!/Menu/general/column-content/at)
- [15] Qing-Chang Zhong. Active capacitors: Concept and implementation. In *Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on*, pages 149–153, May 2012.

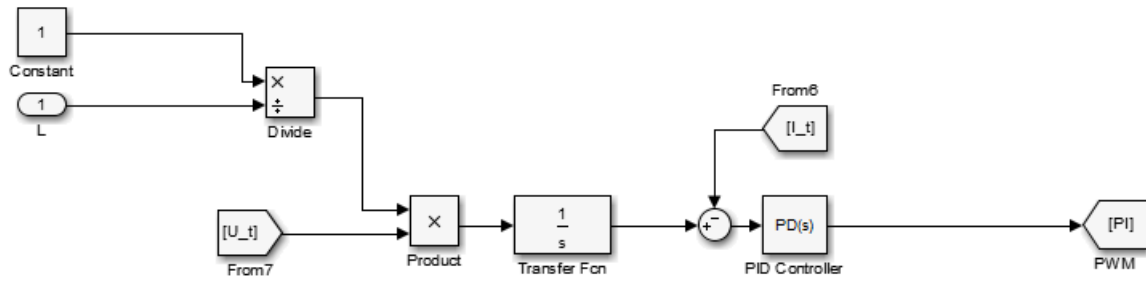
**Bilaga A**

**Induktor i Simulink**

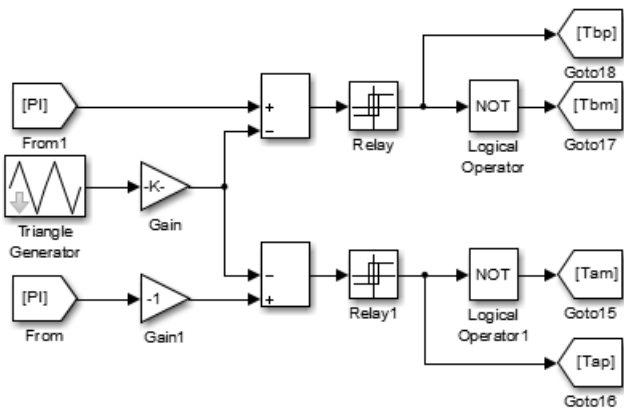
BILAGA A. INDUKTOR I SIMULINK



Figur A.1: Effektelektroniken som utgør DC-AC konvertereren i den variabla induktorn



Figur A.2: Reglerkretsen för den variabla induktorn



Figur A.3: Pulsbreddsmoduleringen