

CODEN: LUTFD2/(TFRT-5349)/1-86/(1986)

Identifiering av externa reaktansen i kraftsystem

Maj Britt Carlsson

Institutionen för Reglerteknik
Lunds Tekniska Högskola
April 1986

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> April 1986	
		<i>Document Number</i> CODEN: LUTFD2/(TFRT-5349)/1-86/(1986)	
<i>Author(s)</i> Maj Britt Carlsson		<i>Supervisor</i> Björn Wittenmark, Ivar Gustafsson (Asea)	
		<i>Sponsoring organisation</i>	
<i>Title and subtitle</i> Identifying av externa reaktansen i kraftsystem (Estimation of the external reactance of a power system network).			
<i>Abstract</i> <p>In this Master Thesis different possibilities to estimate characteristics of a power system network on-line have been investigated. The estimation should be based on local measurements of power and terminal voltage. In this paper the infinite bus model of the network is used. The only estimated parameter is then the external reactance.</p> <p>The method which appeared to be best is based on an instrumental variable identification method. The external reactance is estimated from measurements of the oscillations in power and terminal voltage which may be caused by a change in external reactance. The estimation is only started when a change in external reactance has been detected and is stopped when the oscillations get small.</p> <p>The estimation is depending on errors in measured values. The terminal voltage is the measurement which influences the estimate most. A change in bus voltage or frequency affects the estimate only slightly.</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>			<i>ISBN</i>
<i>Language</i> Swedish	<i>Number of pages</i> 86	<i>Recipient's notes</i>	
<i>Security classification</i>			

INNEHÅLLSFÖRTECKNING

SIDA

1.	Inledning.	3
2.	Bakgrund.	4
2.1	Bakgrund till varför effektstabilisering behövs.	4
2.2	Däpptillsatsens funktion.	5
2.3	Varför behöver den externa reaktansen X_e vara känd?	6
3.	Kraftsystemet.	7
3.1	Kort om generatorn.	7
3.2	Kraftnätet.	8
3.3	Reglermodell.	9
4.	Samband ur visardiagram.	11
4.1	Fysikaliska samband.	11
4.2	Exempel.	12
5.	Litteratursökning.	14
5.1	Sammanfattning.	14
5.2	Realtidsidentifiering baserad på effektsamband.	15
5.3	Diskret fourier transformering (DFT).	20
5.4	Kalmanfilter	25
6.	Realtidsidentifiering enligt direkta metoden.	29
6.1	Gemensamt.	29
6.2	Metoder.	30
6.3	Beroendet av spänningen på bussen.	31
6.4	Konvergensvillkoret.	32
6.5	Rekursiv minsta kvadrat (RLS).	34
6.6	Simuleringar.	35
6.7	Resultat.	47
7.	Instrumental variabel skattning med lösning av en andragradsekvation.	49
7.1	Parametrar.	49
7.2	Simuleringar.	53
7.3	Resultat av simuleringarna.	73
8.	Sammanfattning.	74
9.	Referenser.	75

APPENDIX:

- A. Beteckningar och visardiagram.
- B. Ekvationer.
- C. Härledning av överföringsfunktionen $G(s)$.
- D. Härledning av ekvationen 4.7.

1. INLEDNING

För styrning av synkrongeneratorer i elkraftstationer finns väsentligen en spänningsregulator och en turbinregulator. Dessa reglerar ett system bestående av två välkända delar, dels turbinen med turbinpådrag, dels generatoren med magnetiseringsutrustning, samt en okänd del, nämligen själva kraftnätet. För att förbättra regleringen vore det önskvärt att dels kunna utnyttja de kända sambanden och dels online bestämma en aktuell modell av det nät mot vilken stationen arbetar.

I detta examensarbete undersöks möjligheterna att i realtid estimerar nätmodeller.

Första delen av examensarbetet består av litteratursökning, och den andra av att närmare undersöka någon metod för nätestimering.

Av de metoder som hittats har två metoder undersökts närmare, nämligen en direkt och en indirekt realtidsidentifiering. Dessa finns behandlade i avsnitt 5.2.1 resp. 5.2.2. Den direkta metoden har huvudsakligen behandlats, bland annat beroende på strukturen hos den generatormodell som används. I kapitel 6 behandlas denna och fem andra metoder att estimerar X_e på. Slutligen väljs en av dessa metoder ut för ytterligare analys i kapitel 7.

2. BAKGRUND

Detta kapitel tar upp orsakerna till varför effektstabilisering behövs, hur denna kan åstadkommas, och varför man behöver känna till den externa reaktansens storlek.

2.1 BAKGRUND TILL VARFÖR EFFEKTSTABILISERING BEHÖVS

Nordelsystemet består av kraftsystemen i Sverige, Norge, Finland och Danmark. Genom ett elsamarbete kan man hålla nere den totala kostnaden för kraftproduktionen. Man kan därigenom utnyttja produktionsenheterna maximalt. För att detta samarbete ska fungera behöver man goda samkörningsförbindelser.

Under senare år har man kunnat iaktta en sämre dämpning av effektpendlingarna i nätet. Detta har medfört att man ej kunnat utnyttja vissa samkörningsförbindelser optimalt, utan tvingats dra ner överföringseffekten.

Orsaken till neddragningen är att man annars riskerar att oacceptabelt stora, stående effektpendlingar uppstår och i värsta fall att generatorer och/eller systemdelar faller ur fas. Urfasfall inträffar då den elektriska vinkelskillnaden mellan generatorer och/eller systemdelar blir för stor. Vinkelskillnaden ökar med ökande mellanliggande reaktans och ökande överförd effekt.

I Nordelnätet har överföringsförmågan och dämpningsförmågan speciellt stor betydelse eftersom den stora geografiska utbredningen medför en svag "koppling" mellan avlägsna maskin-grupper. Med koppling menas hur mycket en ändring i en punkt påverkar systemet i en annan punkt. Kopplingen mellan maskingrupperna bestäms av reaktansen i ledningarna.

Vilka maskingrupper som kommer att pendla mot varandra samt pendlingsfrekvensen bestäms av var störningen inträffar, störningens typ samt när den inträffar, dvs hur produktions- och nätbilden ser ut just då.

I samband med en störning har enskilda aggregat eller kraftstationer en egen pendling med en periodtid på ca. 1 s. Denna är normalt väl dämpad. De perifera delarna av Nordelnätet brukar pendla med ca. 4 s periodtid mot varandra, medan pendlingsförbindelser som berör enskilda samkörningsförbindelser brukar ha en periodtid på ca. 2 s.

Exempel på faktorer som påverkar dämpningsförhållandet i kraftsystemet, är kraftsystemets reaktansförhållande, kraftaggregatens svängmassor, spännings- och turbinregulatorfunktioner, inställning av dämpningsutrustningar samt belastningens spännings- och frekvensberoende.

Effektstabilisering innebär alltså att komma till rätta med de oönskade effektpendlingarna. Detta kan bl.a. åstadkommas genom inkoppling av en dämptillsats för styrning av generatorns fältspänning.

2.2 DÄMPTILLSATSENS FUNKTION

Synkronmaskinens dynamiska egenskaper och dämpningen av pendlingsförbindelser kan förbättras genom en tillsatssignal från en dämptillsats, till generatorns spänningsregulator. Insignaler till dämptillsatsen kan t.ex. vara elektrisk uteffekt, rotorhastighet, elektrisk frekvens eller fältström. För att förbättra dämpningen av pendlingsförbindelser kan det visas att det krävs en komponent hos den elektriska effekten, som pendlar i fas med rotorhastighetens variationer.

Sambandet mellan variation av spänningsregulatorns börvärde och elektrisk uteffekt kan beskrivas av en överföringsfunktion $G(s)$, som beror på :

*	Magnetiseringssystemet	$Fe(s)$
*	Generatorparametrar	X_d, X_d', T_{d0}'
*	Generatorns belastningspunkt i lugndrift	P, Q, V_t
*	Kraftsystemet	X_e

$Fe(s)$ är överföringsfunktionen för spänningsregulatorn. Resten av beteckningarna framgår av appendix A.

$G(s)$ härleds i appendix C.

2.3 VARFÖR BEHÖVER DEN EXTERNA REAKTANSEN X_e VARA KÄND ?

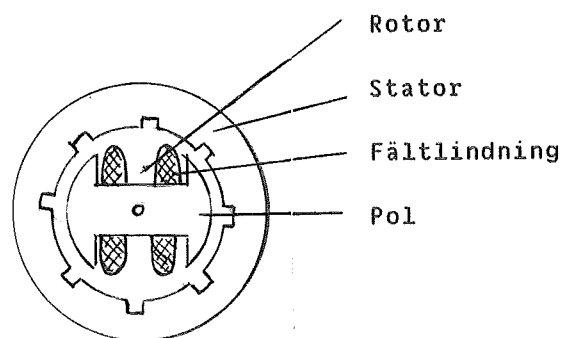
I avsnitten 2.1 och 2.2 ovan tas några skäl upp varför X_e behöver bestämmas. Andra skäl ges t.ex. i Bonanomi/2/, Kalliomäki/12/, Ingemars /11/ och Vajk/14/. Nedan sammanfattas några av dessa.

- * X_e har betydelse för hur stor överförings-effekten kan vara.
- * Kopplingen mellan maskingrupperna bestäms av X_e .
- * X_e kan avgöra vilka maskingrupper som kommer att pendla mot varandra, samt pendlingsfrekvensen.
- * Vissa typer av pendlingar skulle kunna förklaras med ändringar av X_e .
- * Överföringsfunktionen $G(s)$, mellan variationen av spänningsregulatorns börvärde och elektrisk uteffekt, beror bland annat av X_e .

3. KRAFTSYSTEMET

3.1 KORT OM GENERATORN

Principen som en synkrongenerator bygger på är induktion. På rotorn finns en likström genomfluten lindning (fältlindning). När rotorn fås att rotera, roterar även denna lindning. Detta alstrar ett roterande magnetfält, som inducerar en emk i statorns lindning (ankarlindning). Till följd av emk:en alstras en ström, ankarströmmen.



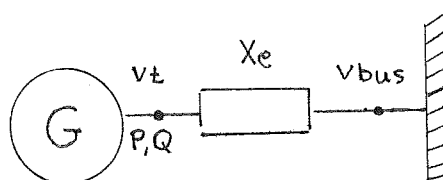
Figur 3.1 Schematisk bild över generatorn.

Modell:

Den generatormodell som använts vid simuleringar är framtagen av Tekn Dr S-E Mattson med utgångspunkt från de differentialekvationer som beskriver synkronmaskinen. Modellen beskrivs utförligare i Kalliomäki /12/. Programmet för modellen finns i sin helhet i Mattson/13/. Anpassningen till en verklig generator återfinns även den i Kalliomäki/12/, nämligen 170-MVA vattenkraftaggregatet Messaure G3.

3.2 KRAFTNÄTET

Modellen för kraftnätet är den ofta använda som bygger på ett oändligt starkt nät, en s.k. "infinite bus". Detta begrepp innebär att en punkt antas ha fix spänning och fix frekvens. Till denna infinita bus kopplas generatorerna via en extern reaktans.



Figur 3.2 En generator kopplas via en reaktans X_e till en infinit bus, vars spänning är V_{bus} . Generatoren ger spänningen V_t och effekterna P och Q .

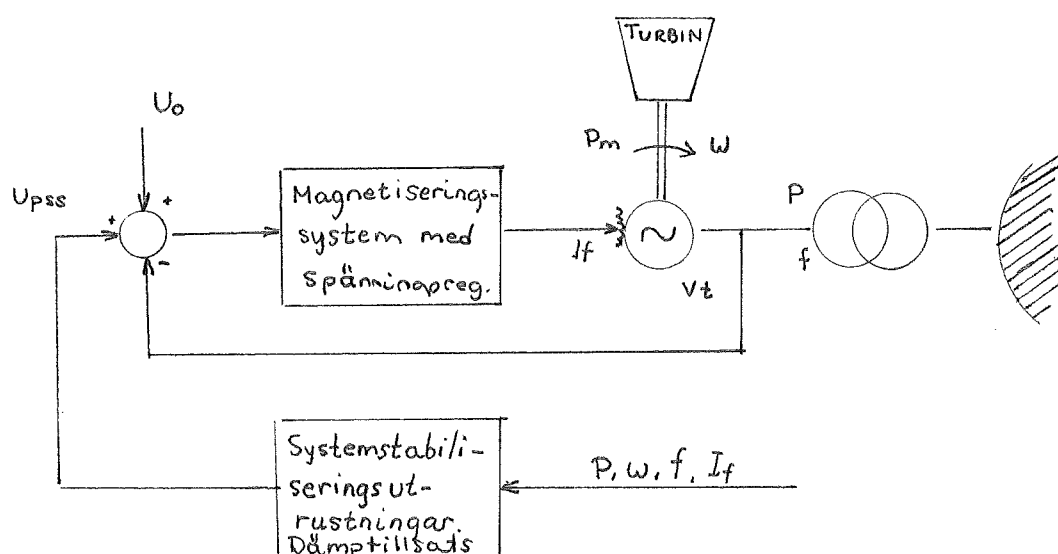
Andra varianter på modeller för kraftnät finns, men dessa blir då mer komplexa.

Problemen med infinite bus är det att den fixa punkten inte är känd, dvs vi vet inte var den finns, i ett verkligt nät, och därmed kan vi inte mäta dess spänning och/eller frekvens. Mätningar bör alltså inte bygga på storheter som kräver kännedom om bussen. Därför förutsätts i fortsättningen att alla mätningar sker vid generatoren.

Reaktansen X_e kan beräknas ur verkliga fysikaliska storheter. Denna information är däremot otillräcklig när man vill åt ett kraftnäts ekvivalenta reaktans. Även nätets status måste tas med, som t.ex brytares lägen, transformatorers omsättning och effektflöden. Beräkning av reaktansen med dessa villkor torde vara ganska orealistiskt på grund av den dyra utrustningen för kommunikation och beräkningar, eftersom villkoren oupphörligen ändras. Även detta är ett argument för att beräkna reaktansen i realtid, och endast via lokala mätningar.

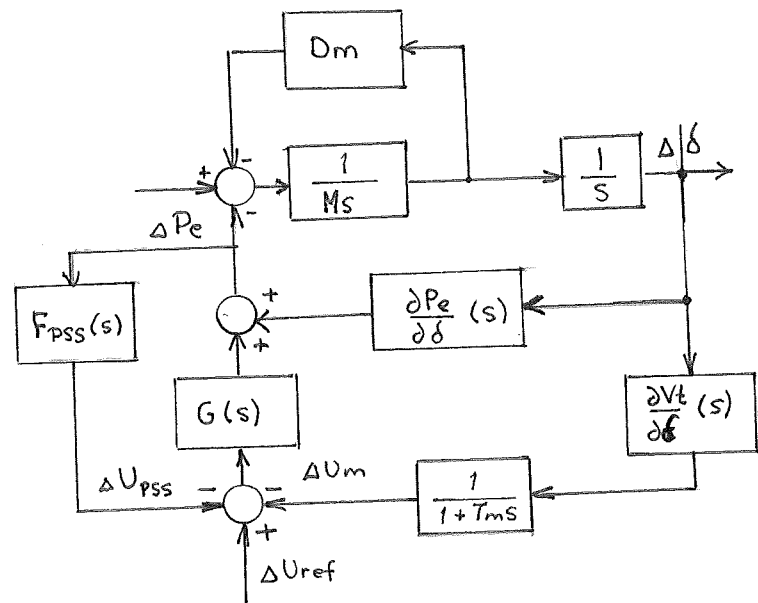
3.3 REGLERMODELL

Synkronmaskinens spänningsreglersystem beskrivs i princip av figuren nedan.



Figur 3.3 Generators spänningsreglersystem med dämptillsats.

I detta examensarbete betraktas endast en enda generator. Vidare förutsätts att denna är ansluten till ett oändligt starkt nät (se avsnittet ovan). Dessa förutsättningar innebär att systemet kan reduceras till det i figur 3.2, där den externa reaktansen X_e beskriver anslutning mellan generator och nät. För detta system kan en småsignalmodell (fig. 3.4) tas fram för teoretiska studier.



Figur 3.4

Reducerad reglermodell med överföringsfunktionen $G(s)$ inlagd (Ingemars /11).

4. SAMBAND UR VISARDIAGRAM

4.1 SÖKNING AV SAMBAND

För effekterna P och Q kan ett antal olika samband härledas, se appendix B. Vi förutsätter att enbart följande storheter kan anses mätbara (beteckningarna enligt appendix A) :

V_t - klämspänning
 I_t - fasström
 P - aktiv effekt
 Q - reaktiv effekt
 V_f - fältspänning
 I_f - fältström

Generatorns reaktanser:

X_d - synkron reaktans i längsriktning
 X_q - synkron reaktans i tvärriktning

är fasta, kända parametrar.

Om R_e , den externa resistansen försummas i förhållande till X_e , är de obekanta variablerna X_e , V_{bus} och en vinkel, antingen δ eller δ_e . Dessa vinklar finns förklarade i visardiagram i appendix A. δ kan beräknas med hjälp av δ_e och vice versa, eftersom $\delta = \delta_0 + \delta_e$. δ_0 kan beräknas ur vinkelsambandet (B.6), där alla variabler är kända.

Den statistiska belastningspunkten är entydigt bestämd av P, Q och V_t (och fasta parametrar), dvs av endast generatorstorheter. Därmed kan man ej bestämma nätet, dvs $X_e, V_{bus}, \delta/\delta_e$ genom att mäta endast generatorstorheter. För varje statisk belastningspunkt finns det ett oändligt antal kombinationer av X_e, V_{bus} och δ/δ_e .

4.2 EXEMPEL

Nedan följer ett typexempel som visar hur de olika effektsambanden, samt hur de relationer som kan erhållas ur visardiagrammet hänger samman.

Om man utgår från effektekvationerna

$$(4.1) \quad P = V_t V_{bus} \sin \delta_e / X_e$$

$$(4.2) \quad Q = V_t^2 / X_e - V_t V_{bus} \cos \delta_e / X_e$$

erhålls om man eliminerar δ_e :

$$(4.3) \quad V_{bus}^2 = (P^2 + Q^2) X_e^2 / V_t^2 - 2QX_e + V_t^2$$

Om man istället utgår från vinkelsambanden, som kan erhållas ur visardiagrammet i appendix A

$$(4.4) \quad \sin \delta = (1 + X_e / X_q) V_t / V_{bus} \sin \delta_o$$

$$(4.5) \quad \cos \delta = (1 + X_e / X_d) V_t / V_{bus} \cos \delta_o - V_f X_e / V_{bus} X_d$$

och utnyttjar att $\sin^2 \delta + \cos^2 \delta = 1$ erhålles:

$$(4.6) \quad \left(1 + \frac{X_e}{X_q}\right) \left(\frac{V_t}{V_{bus}}\right)^2 \sin^2 \delta_o +$$

$$+ \left(1 + \frac{X_e}{X_d}\right) \left(\frac{V_t}{V_{bus}}\right)^2 \cos^2 \delta_o -$$

$$- 2 V_f \frac{X_e}{X_d} \left(1 + \frac{X_e}{X_d}\right) \frac{V_t}{V_{bus}^2} \cos \delta_o +$$

$$+ \left(\frac{V_f}{V_{bus}}\right)^2 \left(\frac{X_e}{X_d}\right)^2 = 1$$

Ur sambandet (4.6) erhålles följande andrags-
ekvation i X_e :

$$\begin{aligned}
 (4.7) \quad X_e^2 & \left(V_t^2 \left(\left(\frac{\sin^2 \delta_0}{X_q} \right) + \left(\frac{\cos^2 \delta_0}{X_d} \right) \right) \right. \\
 & \left. + \left(\frac{V_f^2}{X_d} \right) - 2 \frac{V_t V_f}{X_d} \cos \delta_0 \right) + \\
 & + 2 X_e \left(V_t \left(\frac{\sin^2 \delta_0}{X_q} + \frac{\cos^2 \delta_0}{X_d} \right) - \right. \\
 & \left. - \frac{V_f V_t}{X_d} \cos \delta_0 \right) + V_t^2 = V_{bus}^2
 \end{aligned}$$

Om (B.3) och (B.4) utnyttjas kan detta
uttryck skrivas:

$$X_e^2 \left(\frac{P + Q}{V_t^2} \right) - 2 Q X_e + V_t^2 = V_{bus}^2$$

vilket ju är ekvationen (4.3).

5. LITTERATURSÖKNING

5.1 SAMMANFATTNING

Detta kapitel refererar artiklar som hittats med hjälp av litteratursökning. Denna har bedrivits med sökning i databaser som Inspec, Compendex, EDF-DOC och Electric Power Database. Av de artiklar som därvid kommit fram har jag i första hand koncentrerat mig på artiklar som finns i 'IEEE Transactions of Power Apparatus and Systems'. I detta kapitel beskrivs några av dessa artiklar.

SKATTNING AV XE:

Två artiklar handlar om skattning av X_e, nämligen en direkt /14/ och en indirekt /2/ realtidsidentifiering. Båda utgår från effektsambanden (4.1) och (4.2).

$$(4.1) \quad P = V_t V_{bus} \sin \delta_e / X_e$$

$$(4.2) \quad Q = V_t^2 / X_e - V_t V_{bus} \cos \delta_e / X_e$$

DIREKT METOD:

Denna metod finns närmare beskriven i avsnitt 5.2.1. Metoden går ut på att i sambanden ovan eliminera δ_e . Det samband som då erhålls används sedan i skattningen av X_e. När en förändring av X_e har detekterats (spänningens variation) mäts variationerna i P, Q och V_t. Det förutsätts att X_e och V_{bus} är konstanta under mätningen. Mätvärdena plockas in efter hand, och ett nytt X_e beräknas i varje steg.

INDIREKT METOD:

Denna metod finns närmare beskriven i avsnitt 5.2.2. I stället för att som ovan eliminera δ_e , elimineras V_{bus} . För att få fram $\delta_e(t)$ mäts periodtidsavvikelsen, som sedan integreras. Då erhålles $\delta_e^*(t)$, som jämförs med $\delta_e(t)$ framtagna genom simulering. Dessa $\delta_e(t)$ är simulerade med samma P , Q och V_t , men med olika värden på X_e . Den kurva, $\delta_e(t)$, som visar bäst överensstämmelse med $\delta_e^*(t)$ anses motsvara det rätta värdet på X_e .

MÄTNING AV FREKVENSAVVIKELSE:

De övriga metoderna som beskrivs i detta kapitel tar inte upp hur man kan skatta X_e utan behandlar istället hur man kan mäta frekvensavvikelsen. Denna är, enligt avsnittet ovan, derivatan av δ_e , vilken i sin tur kan användas till att skatta X_e enligt diskussionen i kapitel 4.1. Metoden enligt ovan använder sig av periodtidsmätning, men då övertoner kan störa beräkningen behandlas i avsnitten 5.3 resp. 5.4 hur man kan mäta frekvensavvikelsen med Diskret Fourier Transformering (DFT) enligt /1/ och /7/ resp. med Kalmanfiltrering enligt /4/ och /8/.

5.2 REALTIDSIDENTIFIERING BASERAD PÅ EFFEKTSAMBAND

5.2.1 DIREKT METOD

Undersökningen i artikel /14/ har som mål att kontrollera den reaktiva effekten från ett kraftverk. För detta ändamål behövs kännedom om den externa reaktansen.

METOD FÖR ATT SKATTA XE:

Grundekvationen är :

$$(5.1) \quad \frac{1}{X_e} V_t^2 + \frac{V_{bus}^2}{X_e} (-1) = 2Q - \left(\frac{P^2 + Q^2}{V_t^2} \right) X_e$$

som alltså kommer från (4.1) och (4.2). Den kan också skrivas :

$$(5.2) \quad a x_1(t) + b x_2(t) = y_1(t) - y_2(t) / a$$

där x_1 , x_2 , y_1 och y_2 är mätbara storheter, och a och b är de parametrar som ska skattas. Det a som finns i högerledet låter man vara det gamla värdet på $1/X_e$.

Metoden bygger på en "instrumental variabel skattning" där "instrumental variablerna" är $z_1 = 1$ och $z_2 = V_t$. Eftersom (5.2) är olinjär i a -parametern behövs en iterationscykel, dvs man använder vid skattningen det gamla värdet på a i högerledet.

Med användning av dessa instrumental variabler fås ekvationerna:

$$a x_1(t) z_1(t) + b x_2(t) z_1(t) = y_1(t) z_1(t) - y_2(t) z_1(t)/a$$

$$a x_1(t) z_2(t) + b x_2(t) z_2(t) = y_1(t) z_2(t) - y_2(t) z_2(t)/a$$

X_e fås sedan ur ekvationen :

$$(5.2) \quad X_e(k) = \frac{1}{a} = \frac{S_2 S_3 - S_1 S_4}{S_2(S_7 - X_e(k-1)S_8) - S_4(S_5 - X_e(k-1)S_6)}$$

där summorna S_1 till S_8 är:

$$\begin{aligned} S_1 &= \sum x_1 &= \sum V_t \\ S_2 &= \sum x_2 &= \sum -1 \\ S_3 &= \sum x_1 z_2 &= \sum V_t^2 \\ S_4 &= \sum x_2 z_2 &= \sum -V_t \\ S_5 &= \sum y_1 &= \sum 2Q \\ S_6 &= \sum y_2 &= \sum (P^2 + Q^2)/V_t^2 \\ S_7 &= \sum y_1 z_2 &= \sum 2Q V_t \\ S_8 &= \sum y_2 z_2 &= \sum (P^2 + Q^2)/V_t \end{aligned}$$

Allt eftersom ett nytt värde läggs till en summa viktas den gamla summan med en glömskefaktor λ .

$$\text{t.ex } S1(k) = S1(k-1) * \lambda + x1$$

I Vajk/14/ har dessutom en normering gjorts, som inte tas upp här.

Ett nytt identifieringssteg görs bara om en signifikant ändring av spänningen inträffat, sedan det senaste identifieringssteget gjorts.

Ekvationen (5.1) ovan förutsätter egentligen stationaritet. Eftersom detta inte är fallet låter man mätsignalerna passera ett lågpasfilter.

RESULTAT:

Metoden konvergerar enligt artikeln snabbt. Tre iterationer enligt (5.2) ger ett tillfredsställande värde på X_e .

5.2.2 INDIREKT METOD

MÅLET:

Målet för studien i /2/ är bland annat att kunna öka överföringsförmågan på befintliga transmissionslinjer utan att pendlingar uppstår. För detta behöver X_e bestämmas, och det måste ske i realtid eftersom reaktansen hela tiden kan variera.

FÖRUTSÄTTNINGAR:

Kraftsystemet är en variant på den oändligt starka bussen, med den skillnaden att den fixa punktens frekvens och spänning tillåts att sakta variera.

Metoden bygger på att alla mätvärden på klämspänning (V_t), effekt (P och Q), och ändringen av periodtiden ΔT , mäts vid generatorn.

METOD:

Metoden bygger på ekvationerna (4.1) och (4.2). Genom att eliminera V_{bus} fås :

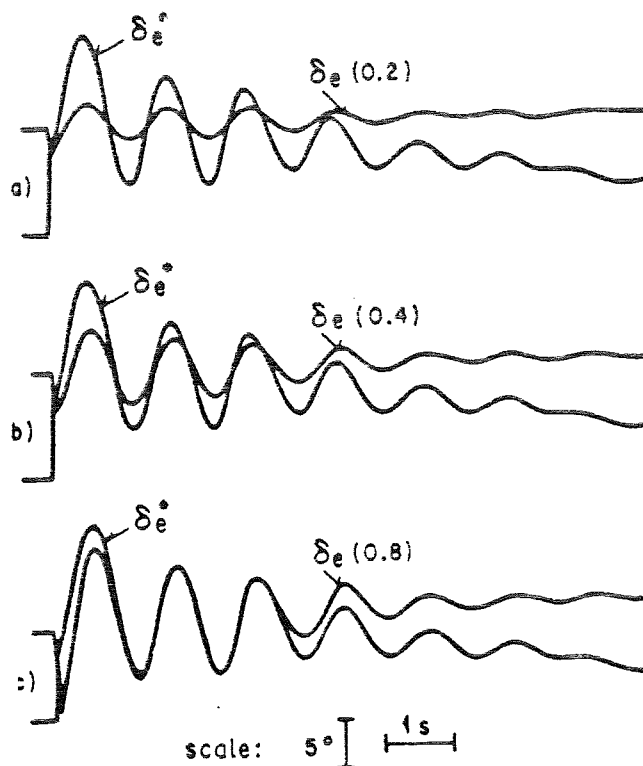
$$(5.3) \quad \tan \delta_e = P / (Vt^2 / X_e - Q)$$

δ_e fås genom integrering av frekvensändringen, vilken erhålls genom att mäta variationen i periodtiden. τ i filtret nedan används för att hålla integratorns utsignal inom ett rimligt intervall.

$$\delta_e^*(s) = \frac{\tau}{1+\tau s} \Delta w(s) = \frac{w_n^2}{2\pi} \frac{\tau}{1+\tau s} \Delta T(s)$$

där ΔT är ändringen av periodtiden. Hur denna mäts behandlas i avsnitt 5.2.3.

$\delta_e^*(t)$ jämföres med några olika simuleringar av tidskurvor för $\delta_e(t)$, vilka har utförts med de uppmätta värdena på P, Q och Vt insatta i (5.3), och för olika X_e - värden. Den simulering som bäst överensstämmer med den uppmätta $\delta_e^*(t)$ anses ge det rätta värdet på X_e . Ett exempel från Bonanomi /2/ visas i figur 5.1.



Figur 5.1 Jämförelse mellan de olika $\delta_e(X_e, t)$, med $\delta_e^*(t)$.

Det bästa av de provade värdena på X_e kan t.ex. användas för adaptering av dämptilsats i ett visst antal steg.

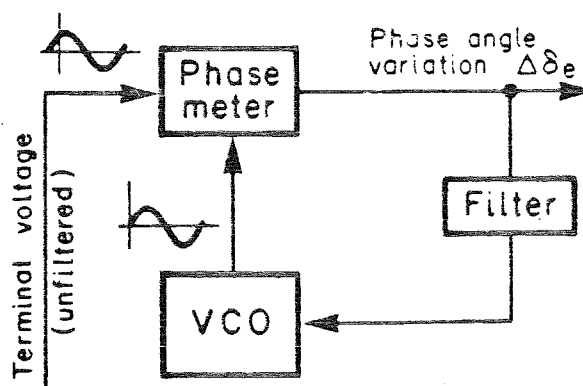
RESULTAT:

Metoden ansågs ge ett tillfredsställande resultat i simuleringarna, och har därför provats i fältförsök av artikelförfattarna.

5.2.3. MÄTNING AV δ_e :

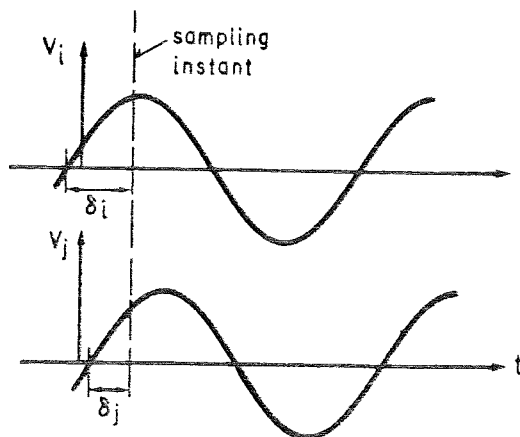
Två sätt att mäta δ_e finns redovisade. Den första finns behandlad i Bonanomi /2/ och den andra i Bonanomi /3/.

1. Enligt /2/ kan periodtidsändringen mätas med hjälp av en faslåsningsloop, vid generatorns ända av linjen, och därmed fås frekvensavvikelsen. δ_e är integralen av frekvensavvikelsen.



Figur 5.2 Mätanordning för mätning av $\Delta\delta_e$.
VCO = faslåsningsloop.

2. Denna metod är en direkt mätning av δ_e och man anser också att V_{bus} kan mätas. Därför mäter man spänningarna i båda ändar av linjen och sätter δ_e till fasvinkelskillnaden.



Figur 5.3 Detta är mätningen av δ_e enligt /3/.
 $\delta_e = \delta_i - \delta_j$

5.3.1 DISKRET FOURIER TRANSFORM - PLUSFÖLJD

MÅLET:

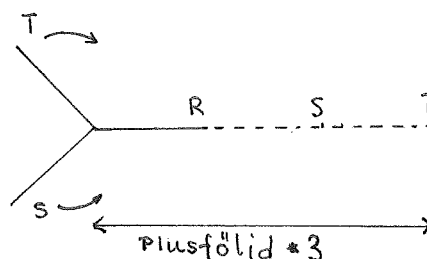
Målet med denna studie /1/ var att ta reda på frekvensavvikelsen.

INSIGNALER:

De enda insignaler man utnyttjar här är spänningen från de tre faserna, som fourier-transformeras. Spänningen från de tre faserna läggs i plusföljd för att minska felet i insignalen.

PLUSFÖLJD:

En riktfas väljes tex R. De övriga viks mot R, som de läggs ihop med. Resultanten kallas plusföljden.



Figur 5.4 Denna figur visar plusföljden.

FOURIERTRANSFORMERING:

När man fouriertransformerar får man en beloppsdel och en fasdel. Beloppet representerar effektinnehållet och fasdelen representerar frekvensens fasvinkel. Om man samplar en 50 Hz signal $x(t)$ med en frekvens på 50 N Hz får man en serie sampel $x(k)$. Dessa transformeras med en diskret Fourier transformator, DFT, som ger en serie $\bar{X}(k)$, där $k=0$ ger likströmskomponenten och $k=1$ grundtonen. Högre k representerar övertoner av grundtonen. Av dessa komponenter är grundtonen den mest intressanta. För denna komponent får man

$$\begin{aligned} \bar{X}(1) &= \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{j2\pi k/N} = \\ &= \frac{2}{N} \left(\sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cos 2\pi k/N - \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \sin 2\pi k/N \right) = \\ &= X_c(1) - jX_s(1) \end{aligned}$$

Motsvarande görs för de andra komponenterna. Fasen av $(X_c - jX_s)$ motsvarar fasen på in-signalen.

REKURSIV

Eftersom en sådan diskret Fourier transformation innebär en stor belastning på datorn, på grund av de många beräkningarna, utnyttjar man istället rekursiv DFT.

Vid beräkning av $\bar{X}(1)$ ovan kan det noteras att vid varje nytt sampel görs hela beräkningen om. Detta är onödigt då man egentligen endast tar bort det äldsta och lägger till ett nytt sampel.

Efter några förenklingar får man

$$X_c(\text{new}, 2T/N) = X_c(\text{old}) + 2/N \cos 2(X_N - X_0)$$

$$X_s(\text{new}, 2T/N) = X_s(\text{old}) + 2/N \sin 2(X_N - X_0)$$

När ett nytt sampel ska tas in, beräknas bara skillnaden mellan det nya och det äldsta (det som skall tas bort). Sinus och cosinus av skillnaden beräknas, och dessa läggs till de gamla värdena.

När däremot frekvensen ändrar sig lite får man med rekursiv metod och i komplex form:

$$\underline{X}(r) = \underline{X}(0) \frac{\sin(\Delta f \pi / 50)}{N \sin(\Delta f \pi / 50N)} e^{j\Delta f 2\pi r}$$

där $\underline{X}(0)$ är den ursprungliga beräkningen av beloppet från en 50 Hz insignal som har samma amplitud som $(50 + \Delta f)$ Hz signalen. N är antalet sample per period av 50 Hz signalen, och r är rekursionsnumret. När frekvensen ändrar sig från 50 Hz till $(50 + \Delta f)$ Hz ändras amplituden med en faktor $\frac{\sin \Delta f \pi / 50}{N \sin \Delta f \pi / 50N}$ och fasen med

$2\pi \Delta f r / 50N$ dvs den nya fasen är lika med den gamla plus $2\pi \Delta f / 50N$ dvs $\psi_r = \psi_{r+1} + 2\pi \Delta f / 50N$

$$\text{och } \frac{d\psi}{dt} = \frac{\psi_r - \psi_{r-1}}{1/50N} = 2\pi \Delta f$$

Frekvensen f blir då $50 + \Delta f = 50 + \frac{1}{2\pi} \frac{d\psi}{dt}$ och

$$\text{frekvensändringen } df = \frac{1}{2\pi} \frac{d^2\psi}{dt^2}$$

För att beräkna ψ använder sig man av

$$\tan \frac{\psi}{2} = \frac{|X|}{|Y|} = \frac{|X_r| + |X_i|}{|Y_r| + |Y_i|}$$

RESULTAT:

Simuleringar /1/ visade att frekvensavvikelsen Δf kan beräknas exakt utan brus. Med brus hade man ett fel på ungefär 0.01 vid en mättid på ca. 0.1 s. Mättiden varierar med hur liten frekvensavvikelsen är.

Andra simuleringar genomfördes av artikel-författarna där två generatorer kopplades ihop och där den ena fick genomgå effektpendlingar. För att få δe beräknas Ψ i båda ändar och sedan tas skillnaden däremellan, dvs med andra ord användes spänningen i båda ändar.

5.3.2 DISKRET FOURIER TRANSFORM - LÄCKAGEMETODEN

MÅLET:

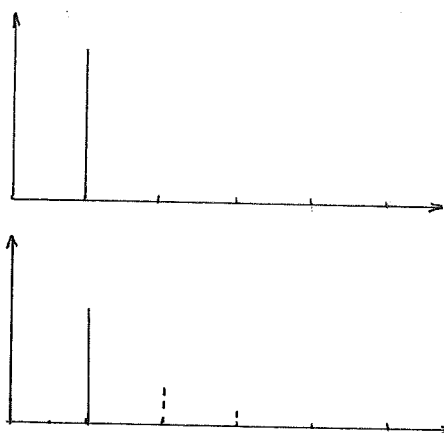
Målet med denna studie /7/ är att mäta frekvensavvikelsen, med hjälp av diskret fouriertransformering.

Vad som önskades var att se hur snabbt ändringar i frekvensen sker, och därmed en mätning av överlasten på systemet. Detta behövdes för att lösa reläskyddsproblem.

METOD:

I läckagemetoden används Fast Fourier Transform (FFT), som är en effektiv metod för beräkning av Diskret Fourier Transform (DFT). Den använder sig därvid av en av FFT:s stora nackdelar, nämligen läckage.

Termen "läckage" kommer från den till synes spridda energin från en frekvens till en intilliggande. Detta uppkommer när man inte kan placera in en frekvenskomponent i t.ex $k=1$ eller $k=2$ utan denna skulle egentligen ha hamnat någonstans emellan. Då denna mellanfrekvens inte finns representerad i något k -värde, delas denna frekvenskomponent istället mellan k -värdena på båda sidor. (se fig. 5.5).



Figur 5.5 a) Frekvensen är en ren 50 Hz.
 b) Frekvensen är $(50 + \Delta f)$ Hz eller har
 övertoner.

De streckade linjerna i b) räknas ihop och är ett mått på hur stor Δf är.

Läckagekoefficienten är

$$\eta = \sum [\bar{X}(k) - \bar{X}(1)] / \bar{X}(1)$$

där $\bar{X}(1)$ är grundtonsfrekvensens belopp, och är proportionell mot frekvensavvikelsen, Δf .

För att minska effekten av frekvensoscillationer används ett Kalmanfilter för att få den bästa estimeringen.

Det kan noteras att såväl positiva som negativa frekvensavvikelser ger samma belopp på läckagekoefficienten. För att veta tecknet måste man undersöka om realdelen av $\bar{X}(1)$ har ökat eller minskat. Det är viktigt att börja vid en nollgenomgång eftersom det annars inte ges ett linjärt samband mellan Δf och η . Om signalen innehåller övertoner kollapsar metoden. Därför behövs lågpasfiltrering av signalerna, vilket kan medföra en betydande tidsfördröjning.

5.4 KALMANFILTER 1

MÅLET:

Regler- och skyddfunktioner av kraftsystem med hjälp av mikroprocessorer baseras på de sex grundläggande variablerna: ström- och spänningskomponenter, frekvensavvikelsen och tidsderivatorna av dessa. Beräkningen online av dessa parametrar påverkas av icke 50 Hz komponenter superpositionerade på 50 Hz informationen.

I denna artikel/8/ prövas en Kalman-filtertechnik för att erhålla 50 Hz-informationen, eftersom brusets karaktär anses vara tämligen känt, nämligen vitt eller bandbe-gränsat vitt brus, övertoner av 50 Hz samt ett slumpartat stötvis kommande brus. När ett fel uppstår ökar nivån på detta brus och eftersom brus alltid finns behövs en teknik som tar hänsyn till detta.

Målet är att mäta frekvensavvikelsen och för att göra detta används ett Kalmanfilter med två respektive tre tillstånd.

METOD:

Innehållet i en 50 Hz vågform kan representeras av två tillståndsvariabler, den i fas med riktfasen och den 90° mot riktfasen och därmed amplituden och fasen. Frekvensavvikelsen kan representeras av en tredje tillståndsvariabel.

I första delen används ett linjärt filter med två tillstånd. Relationen mellan fasens tidsderivata och frekvensavvikelsen undersöks. Brusnivåns påverkan studeras och en jämförelse med DFT görs. I andra delen representeras frekvensavvikelsen som ett tredje tillstånd.

Data bestod av en sinusformad vågform, vars amplitud och fas kunde väljas. Gaussiskt vitt brus med medelvärde noll genererades och superpositionerades på den sinusformiga vågformen för att representera brusiga mätningar.

För att få en bättre estimering av frekvensavvikelsen beräknades fasvinkelns tidsderivata över två cykler. Utan brus erhöles den exakta frekvensavvikelsen, men med brus påverkades estimeringen av brusnivån, men enligt författarna mindre än andra metoder tex DFT.

Med beteckningarna /15/

K_k = förstärkningen

H_k = matrisen för den ideala kopplingen mellan mätningarna och tillståndsvektorn

P_k = tillståndsvektorns kovarians

R_k = felets varians

\hat{x}_k = tillståndsvektorn vid steg k.

z_k = vektorn för mätningarna

I = enhetsmatrisen

ϕ_k = överföringsmatrisen

Q_k = brusets kovarians

och med systemekvationerna

$$\begin{cases} x_k = \phi_k x_{k-1} + w_k \\ z_k = \phi_k H_k x_k + v_k \end{cases}$$

är stegen vid Kalmanfilterteknik :

$$i) \quad K_k = \bar{P}_k \bar{H}_k^T (\bar{H}_k \bar{P}_k \bar{H}_k^T + R_k)^{-1}$$

$$ii) \quad \hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (z_k - H_k \hat{x}_k^-)$$

$$iii) \quad P_k = (I - K_k H_k) \bar{P}_k$$

$$iv) \quad \hat{x}_{k+1} = \phi_k \hat{x}_k$$

$$v) \quad \bar{P}_{k+1} = \phi_k P_k \phi_k^T + Q_k$$

där i), iii) och v) är oberoende av mätningarna och estimeringen dvs. endast ii) och iv) behöver beräknas online.

KALMANFILTER MED
TVÅ TILLSTÅND

Insignalerna är realdelen av

$$s(t) = A e^{j(\omega t + \theta)}$$

med amplituden A och fasvinkeln θ . Realdelen av $s(t)$ kan även skrivas

$$s(t) = x_1 \cos \omega t - x_2 \sin \omega t$$

x_1 och x_2 antas vara slumpartade konstanter med gaussisk fördelning, dvs

$$\phi_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Måtekvationen blir då

$$z_k = \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 k \Delta t) & -\sin(\omega_0 k \Delta t) \\ \sin(\omega_0 k \Delta t) & \cos(\omega_0 k \Delta t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + v_k$$

Eftersom $\phi_k = I$ behöver endast ii) beräknas online. ii) blir då:

$$\hat{x}_k = \hat{x}_{k-1} + K_k (z_k - H_k \hat{x}_{k-1})$$

KALMANFILTER MED
TRE TILLSTÅND.

Eftersom ett litet fel i estimeringen av fasvinkeln leder till stora fel vid beräkning av frekvensavvikelsen kan man låta frekvensavvikelsen vara ett tredje tillstånd.

Då blir insignalen istället

$$A \cos((\omega_0 + \Delta\omega)t + \theta)$$

Med $x_3 = \Delta f$ får man istället

$$s(t) = x_1 \cos(\omega_0 t + 2\pi x_3 t) - x_2 \sin(\omega_0 t + 2\pi x_3 t)$$

Måtekvationen blir

$$z_k = h_k + v_k \quad \text{där}$$

$$h_k = x_1 \cos(\omega_0 k \Delta t + 2\pi x_3 k \Delta t) - x_2 \sin(\omega_0 k \Delta t + 2\pi x_3 k \Delta t)$$

Stegen blir förutom för i) samma som för filtret med två tillstånd.

$$i) \quad K_k = P_k H_k(\hat{x}_k^-) (H_k(\hat{x}_k^-) P_k^T H_k(\hat{x}_k^-) + R_k)^{-1}$$

BRUSNIVÅNS INVERKAN:

Brusnivån påverkar estimeringen av faser i fallet med två tillstånd, och frekvensavvikelsen i fallet med tre tillstånd.

SAMPLINGSINTERVALLETS PÅVERKAN:

Om samplingsintervallet reduceras ökar konvergenstiden för den estimerade frekvensavvikelsen. Fyra sampel/cykel ger en tillräcklig noggrannhet enligt artikeln. Med denna sampelperiod minskar dessutom datorbelastningen, eftersom antalet multiplikationer per sampel minskar från fyra till två.

KALMAN 2:

Denna metod var mycket lik den ovan och behandlas därför inte utförligare.

6. REALTIDSIDENTIFIERING - DIREKT METOD

I detta kapitel behandlas ett antal olika möjligheter att bestämma X_e genom realtidsidentifiering. Först behandlas de gemensamma förutsättningarna i avsnitt 6.1. Vilka metoderna är framgår i avsnitt 6.2. Estimeringen av X_e kan baseras på två olika förutsättningar, antingen är V_{bus} känd eller inte. I avsnitt 6.3 visas hur känslig estimeringen av X_e är för variationer i spänningen på bussen, V_{bus} . Ett konvergensvillkor för några av metoderna redovisas i avsnitt 6.4 och i avsnitt 6.5 behandlas RLS (rekursiv minsta kvadratskattning), som några av metoderna bygger på. I avsnitt 6.6 behandlas de olika metoderna och några olika simuleringar visas. Kapitlet avslutas med en sammanfattning av resultatet.

6.1 GEMENSAMT

De använda metoderna utnyttjar mätningar av P , Q och V_t , för att direkt i reell tid skatta X_e (direkta metoder) och ibland även V_{bus} . Skattningen baseras för de flesta metoderna på ekvation (5.1), dvs

$$\frac{1}{X_e} V_t^2 + \frac{V_{bus}^2}{X_e} (-1) = 2Q - \frac{(P^2 + Q^2)}{V_t^2} X_e$$

eller någon variant därav.

Både X_e och V_{bus} kan bestämmas bara om P , Q och V_t varierar. Om V_{bus} kan antas känd kan däremot X_e bestämmas utan att P , Q och V_t varierar.

Metod 3, som är en iterativ metod (avsnitt 6.6.3), bygger i stället på följande ekvationer:

$$(6.1) \quad \sin \delta_e = \frac{P X_e}{V_t V_{bus}} - \frac{V_t \sin \gamma}{V_{bus}}$$

$$(6.2) \quad nX_e = \frac{V_t \cos \gamma}{Q} - \frac{V_t V_{bus} \sqrt{1 - \sin^2 \delta_e}}{Q}$$

där nX_e är det nya värdet på X_e i iterationen. Ekvationerna (6.1) och (6.2) härleds enkelt ur följande effektsamband:

$$(6.3) \quad P = V_t^2 \sin \gamma / Z + V_t V_{bus} \sin(\gamma + \delta_e) / Z$$

$$(6.4) \quad Q = V_t^2 \cos \gamma / Z - V_t V_{bus} \cos(\gamma + \delta_e) / Z$$

där $\gamma = \arctan(R_e/X_e)$ och $Z = \sqrt{X_e^2 + R_e^2}$.

6.2 METODER

Av de metoder som prövats bygger följande på att V_{bus} är känd:

1. Direkt utlösta rötter ur ekvation (5.1)
2. Newton-Raphson.
3. Iterativ metod.
4. RLS - Busspänningen känd.

De metoder som inte bygger på kännedom om V_{bus} är :

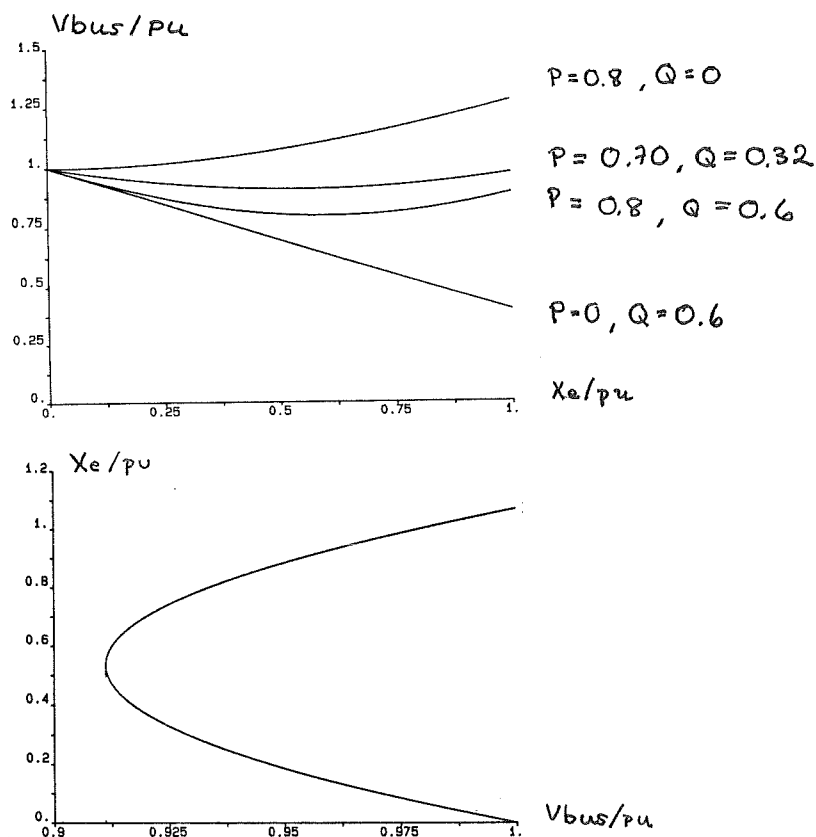
5. RLS - Grundstruktur med estimering av både X_e och V_{bus} .
6. Instrumental variabel skattning.
7. Ekvationssystemlösning med succesiv jämförelse.
8. Instrumental variabel skattning med lösning av andragradsekvation.

Orsaken till att flera metoder, med olika modellstrukturer, har undersökts är att konvergensproblem har upptäckts med vissa strukturer och att vissa metoder har konvergerat långsamt eller varit extremt känsliga för parameterinterval.

6.3 BEROENDET AV VBUS

Eftersom många av metoderna bygger på kännedom om V_{bus} , plottades V_{bus} mot varierande X_e enligt ekvation (5.1) för givna värden på P, Q och V_t (se fig. 6.1 a)). Varje X_e motsvaras av ett V_{bus} . I figur 6.1 b) har för en av dessa kurvor, X_e plottats mot varierande V_{bus} . Mot varje värde på V_{bus} svarar 0 till 2 reella värden på X_e . I simuleringarna har alla metoder utom 5 (avsnitt 6.6.5), alltid konvergerat mot det rätta värdet på X_e för motsvarande V_{bus} . För metod 5 hamnar värdet någonstans på kurvan, olika punkter för olika parameterintervall.

Metoder som förutsätter ett känt värde på V_{bus} konvergerar mot det X_e -värde, som motsvarar det felaktigt antagna värdet på V_{bus} .



Figur 6.1 a) V_{bus} plottad mot X_e för olika värden på P och Q . V_t är konstant 1 pu. X_e varierar från 0 \rightarrow 1 pu.
 b) X_e plottad mot varierande V_{bus} från 0 till 1 pu. $P = 0.70$ och $Q = 0.32$ pu. $V_t = 1$ pu.

6.4 KONVERGENSVILLKORET

6.4.1 HÄRLEDNING AV KONVERGENSVILLKORET

Några av metoderna bygger på en iterationsformel i vilken den gamla skattningen av X_e ingår, nämligen metod 5 och 6 (avsnitt 6.6.5 resp. 6.6.6). Villkoret för konvergens för en iterationsformel $a_{n+1} = f(a_n)$ är att absolutvärdet av derivatan med avseende på den sökta variabeln av högerledet är mindre än ett, dvs. $df/da < 1$, under förutsättning att parametrarna i formeln är tidsinvarianta. Detta är inte fallet här, men det kan ändå ge en ledtråd till varför konvergens inte uppnås. Det verkliga villkoret verkar vara att tidsmedelvärdena av variablerna ska uppfylla följande villkor med $f(a)$ enligt nedan:

$$\frac{df}{da} = \frac{P + Q}{(Vt^2 - Vbus^2) Vt^2 a^2} < 1$$

$$f(a) = \frac{2Q - \frac{P + Q}{Vt^2 a}}{Vt^2 - Vbus^2}$$

Det övre uttrycket ger med (4.1) och (4.2) insatta:

$$\left. \begin{aligned} Vt^2 - Vbus^2 &> 0 \\ 2 Vbus (Vbus - Vt \cos \delta_e) &< 0 \end{aligned} \right\}$$

eller

$$\left. \begin{aligned} Vt^2 - Vbus^2 &< 0 \\ 2 Vbus (Vbus - Vt \cos \delta_e) &> 0 \end{aligned} \right\}$$

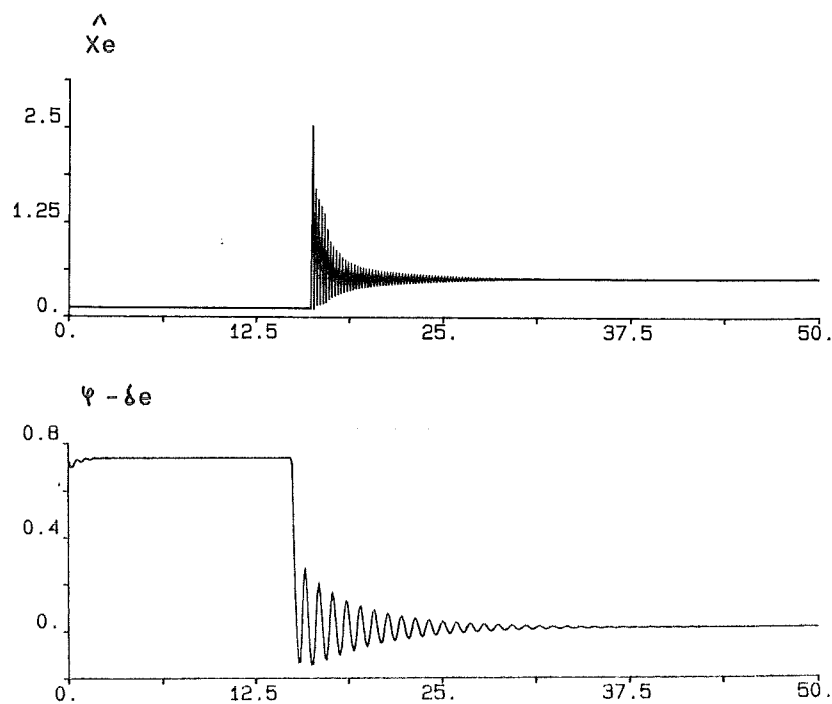
Dessa villkor leder till samma villkor, nämligen

$$\varphi > \delta_e$$

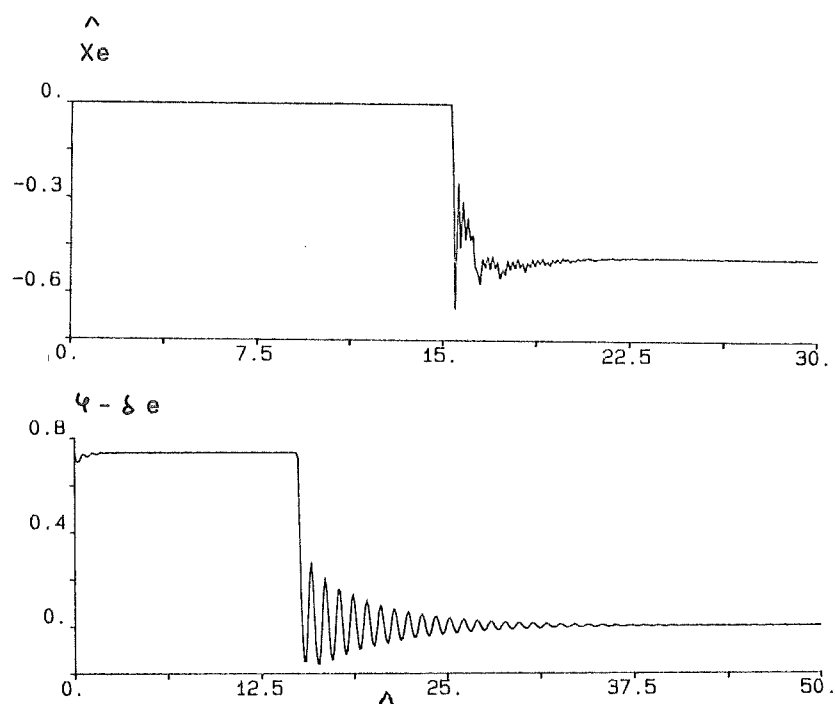
enligt visardiagram i appendix A. Detta villkor är inte alltid uppfyllt, som visas i avsnitt 6.4.2.

6.4.2 KONVERGENSVILLKORETS INVERKAN PÅ SIMULERINGARNA

Den stegändring i X_e från $X_e = 0.12$ pu som ger $\psi < \delta_e$ i medel visade sig vara ungefär 0.5 pu. Simuleringar över och under detta gränsvärde provades med metod 6. När $\psi < \delta_e$ konverger inte metod 6, men däremot när $\psi > \delta_e$, och det i avsnitt 6.4.1 härledda konvergensvillkoret kan alltså verifieras. Slutsatsen är att den i Vajk /14/ föreslagna metoden inte konvergerar generellt.



Figur 6.2 a) och b) \hat{X}_e när X_e går från 0.12 till 0.52 pu. Motsvarande $\psi - \delta_e$ visas i nedre kurvan.



Figur 6.3 a) och b) X_e när X_e går från 0.12 till 0.53 pu. Metoden hamnar i detta fall helt fel. Motsvarande $\psi - \delta e$ visas i nedre kurvan.

6.5 REKURSIV MINSTA KVADRAT (RLS)

Metoderna 4 och 5 bygger på RLS/15/.

Antag följande modell och att a och b ska skattas, givna av mätningar på x_1, x_2 och y .

$$a x_1(t) + b x_2(t) = y(t)$$

Genom att införa parametervektorn $\theta(t)$, och signalvektorn $\psi(t)$ fås:

$$\psi(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} \quad ; \quad \theta(t) = \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix}$$

Parametrarna kan estimeras med rekursiv minsta kvadratmetod med hjälp av ekvationerna:

$$\begin{aligned}\theta(t) &= \theta(t-1) + K(t) (y(t) - \theta^T(t-1)\varphi(t)) \\ K(t) &= P(t-1)\varphi(t)/(\lambda + \varphi^T P(t-1)\varphi) \\ P(t) &= P(t-1) - P(t-1)\varphi\varphi^T P(t-1)/(\lambda + \varphi^T P(t-1)\varphi)/\lambda\end{aligned}$$

där λ är glömskefaktorn. Ett λ mindre än ett representerar en exponentiell viktning av gamla data med ett tidsfönster på ungefär $1/(1-\lambda)$. Ett λ lika med 0.98 motsvaras då av ett tidsfönster på ca. 50 sampel.

Första ekvationen representerar uppdateringen av parametrarna. Ändringen i parametrarna bestäms av den adaptiva förstärkningsfaktorn K och felet i förra prediktionen.

Ur den andra ekvationen beräknas förstärkningen, som bestäms av parameterkovariansen och signalvektorn.

Den tredje ekvationen är den rekursiva uppdateringen av parameterkovariansen.

6.6 SIMULERINGAR

Varje metod har prövats genom att identifiera en liten ändring av X_e från 0.12 till 0.20 pu, och en större från 0.12 till 0.51 pu. Båda stegen sker efter 1s (utom för metod 6).

För att få identifieringen att fungera stängs den av under stationaritet och en initiering sker. Först när en ändring av X_e har detekterats startas identifieringen. Detta anses ske när ändringen av P och Q överstiger ett visst värde. Detta villkor är ytterligare beskrivet i avsnitt 7.1 sid.49.

Alla storheter där inget annat anges är i horisontell led i sekunder och i vertikal led i radianer eller pu.

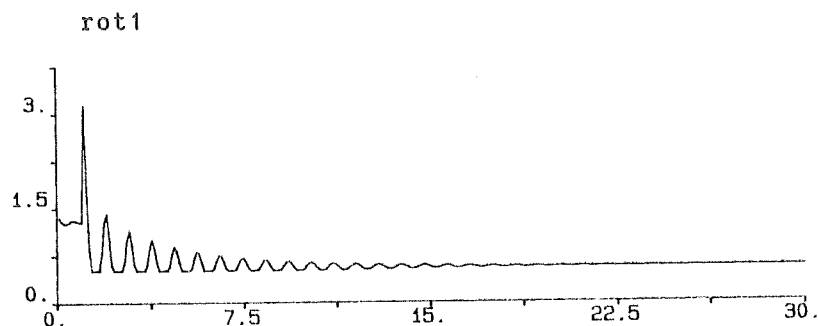
SIMULERINGAR AV METODERNA :

6.6.1 DIREKT UTLÖSTA RÖTTER. VBUS ANTAS KÄND.

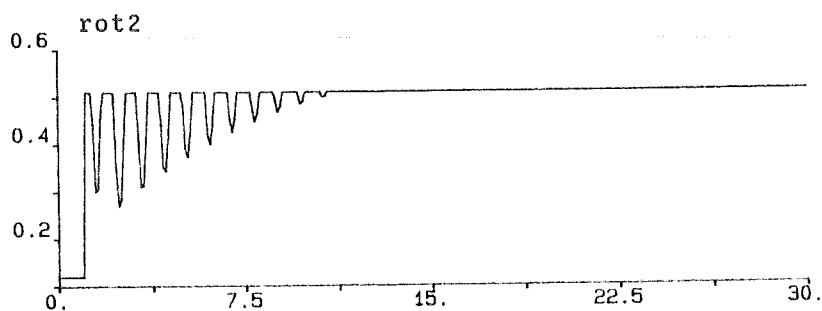
I denna metod löses rötterna till ekvation (5.1) direkt ut. Vbus antas känd. Rötterna är:

$$\text{rot1} = \frac{Q Vt^2 + \sqrt{Vt^2 (P^2 (Vbus^2 - Vt^2) + Q^2 Vbus^2)}}{P^2 + Q^2}$$

$$\text{rot2} = \frac{Q Vt^2 - \sqrt{Vt^2 (P^2 (Vbus^2 - Vt^2) + Q^2 Vbus^2)}}{P^2 + Q^2}$$

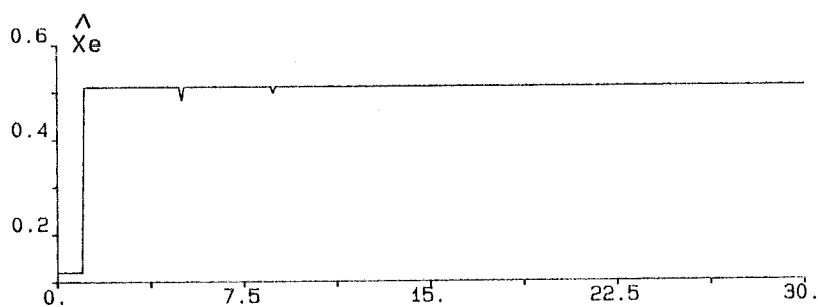


Figur 6.4 a) Simulering av rot1, den positiva roten av ekvationen.



Figur 6.4 b) Simulering av rot2, den negativa roten av ekvationen.

Den rätta lösningen växlar mellan rötterna. Ibland är rot1 rätt och ibland rot2. Bytet av rot visade sig ske när $\psi = \delta e$. Jämför villkoret för konvergens i avsnitt 6.4. När $\psi < \delta e$ ger rot1 rätt värde, och när $\psi > \delta e$ ger rot2 rätt värde på X_e .



Figur 6.5 Rot1 när $\psi < \delta e$ och rot2 när $\psi > \delta e$.

För att denna metod ska kunna användas måste problemet med att avgöra när $\psi = \delta e$ lösas, eftersom δe anses vara okänd. Något sådant villkor som inte innehåller de okända X_e , V_{bus} eller δe har inte upptäckts.

6.6.2 NEWTON-RAPHSON. VBUS ANTAS VARA KÄND.

Denna metod prövar hur en iterationsformel kan estimeras X_e . V_{bus} antas känt.

Newton-Raphson bygger på att

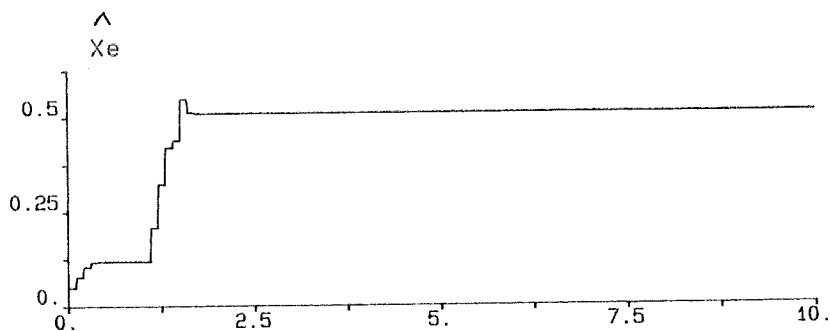
$$f(X_e) = (X_e(k+1) - X_e(k)) \frac{df(X_e)}{dX_e}$$

$$\text{dvs. } X_e(k+1) = X_e(k) + f(X_e(k)) / \frac{df(X_e(k))}{dX_e}$$

I detta fall är $f(X_e)$:

$$f(X_e) = (Vt^2 - V_{bus}^2) / X_e - 2Q + X_e (P^2 + Q^2) / Vt^2$$

Denna metod konvergerade mot rätt värde långsamt.

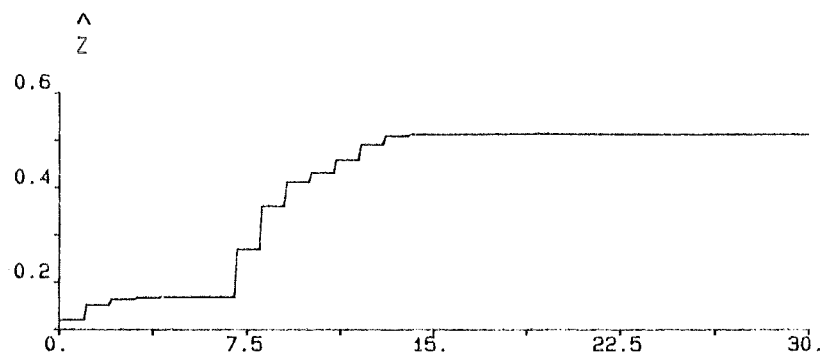


Figur 6.6 Estimeringen av det större steget med Newton-Raphson.

När det förutom en reaktans även finns en resistans R_e med, används istället de effektformler som tar hänsyn till detta, nämligen (6.3) och (6.4). Ekvation (5.1) blir då istället:

$$(6.5) \quad \frac{V_t^2}{Z} + \frac{V_{bus}^2}{Z} (-1) = 2(Q \cos \gamma + P \sin \gamma) - \left(\frac{P + Q}{V_t^2} \right) Z$$

I figur 6.7 visas simuleringen.



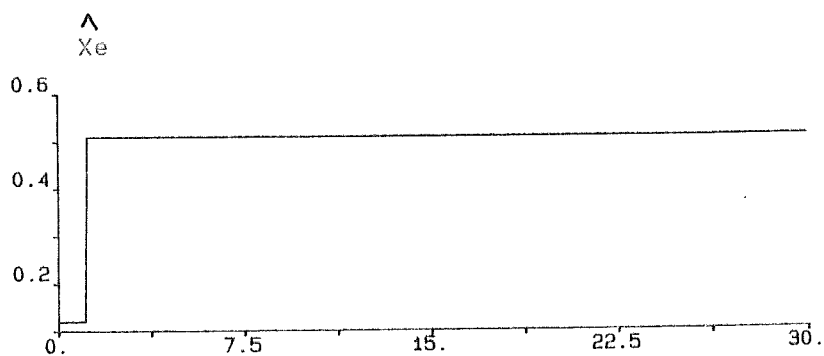
Figur 6.7 Estimeringen av Z med den modifierade ekvationen. $\gamma = 0.1$. Detta medför fel när X_e är liten eftersom R_e där inte är ca. 10% av X_e .

Newton-Raphson har även provats med att estimeras Z utan att modifiera ekvation (5.1). Skattningen drabbas då av stora stabilitetsproblem och visar stora hack i estimeringen. Detta tyder på att i en verklig anläggning måste den modifierade ekvationen (6.5) användas.

6.6.3 ITERATIV METOD. VBUS ANTAS KÄND.

Metoden bygger på ett iterationsförfarande enligt L.Dahlins exjobb /5/ för att bestämma X_e och δe . Vbus antas vara känd och antalet iterationer per tidssteg fixeras till fem, eftersom simuleringarna enligt Dahlin /5/ alltid har konvergerat snabbt. Ett annat sätt är att pröva förändringen av det skattade värdet på X_e mellan varje iteration och stoppa itereringen då avvikelsen är tillräckligt liten/5/. Ekvationerna man utgår ifrån är (6.1) och (6.2) på sid.30.

Metoden konvergerade mycket snabbt för både den lilla och den stora X_e -ändringen.



Figur 6.8 Estimeringen av X_e med metod 3 när X_e går från 0.12 till 0.51 pu.

6.6.4 RLS - MED VBUS KÄND

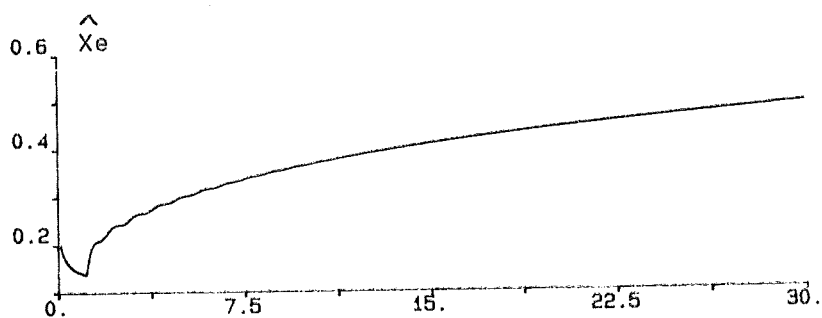
Denna metod bygger på RLS enligt /15/ och finns redovisad på sid.34. RLS utnyttjas för att estimeras både X_e och V_{bus} (avsnitt 6.6.5), men har inte fungerat för det fallet. Eftersom konvergensen kan bero på vilken modellstruktur man använder, prövas i denna metod några olika sådana, med olika glömskefaktorer. V_{bus} antas känt för att se vilken struktur som är bäst när enbart X_e skattas.

Ekvationen man utgår ifrån är (5.1). I första modellen används samma som i metod 5, dvs med $a = 1/X_e$:

$$a (Vt^2 - V_{bus}^2) = 2Q - (P^2 + Q^2)/Vt^2 a_{old}$$

där a_{old} är $1/X_e$ -värdet från förra iterationen.

Metoden klarar både den lilla och den stora ändringen av X_e , men konvergerar sakta.

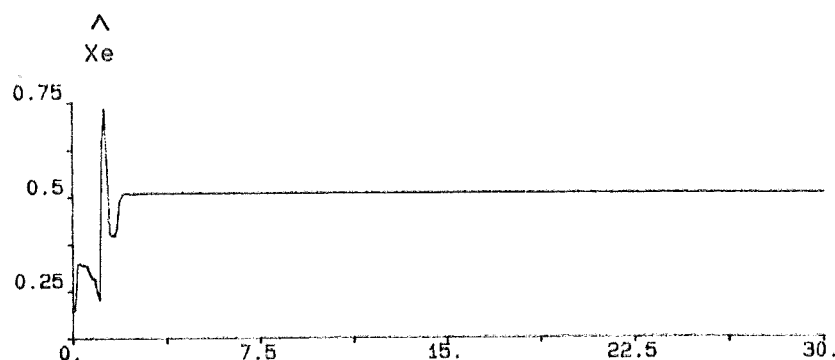


Figur 6.9 Estimering av X_e med metod 4 och grundstruktur. Ändringen är den från 0.12 till 0.51 pu. $\lambda = 0.98$.

I nästa simulering estimeras både X_e och X_e^2 . Med $a=X_e$, och $b=X_e^2$ fås ekvationen :

$$(Vt^2 - V_{bus}^2) = 2Qa - b(P^2 + Q^2)/Vt^2$$

Metoden klarar både små och stora ändringar, men konvergerar ännu saktare än vad den gjorde tidigare.

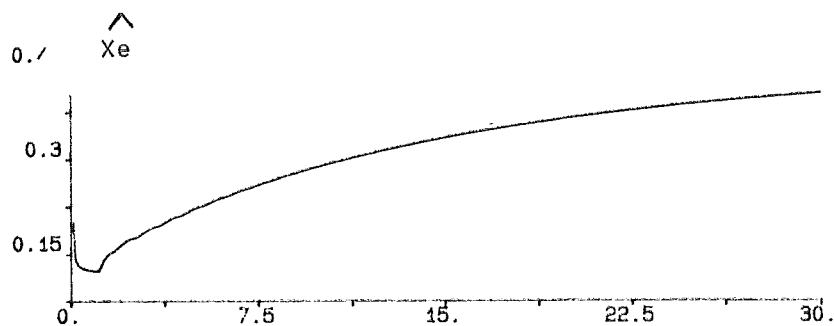


Figur 6.10 Estimering av Xe från 0.12 till 0.51 pu. Glömskefaktor 0.7.

I denna simulering används en tredje struktur, med $a = Xe$ istället för $1/Xe$. För detta a och med a_{old} lika med förra iterationens värde på Xe erhålls :

$$2Qa = Vt^2 - Vbus^2 + a_{old}^2(P^2 + Q^2)/Vt^2$$

Den lilla ändringen klarade metoden, men den större tog lång tid att konvergera.



Figur 6.11 Metod 3 estimerar Xe, med $\lambda = 0.98$.

Simuleringarna visar att den struktur som fanns från början konvergerar snabbast.

När glömskefaktorn minskades konvergerade alla strukturerna avsevärt snabbare. Detta gör även att metoden blir mer bruskänslig.

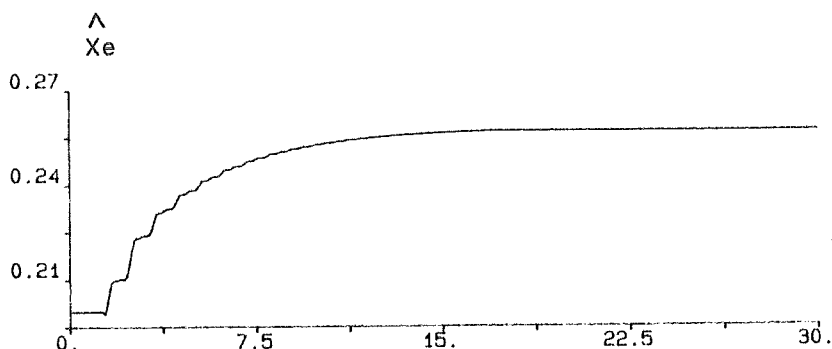
6.6.5 RLS - GRUNDSTRUKTUR

Metoden bygger på rekursiv minsta kvadrat skattning enligt sid.34. Parametrarna a och b i ekvation (5.1) skattas där $a = 1/X_e$ och $b = V_{bus}^2/X_e$.

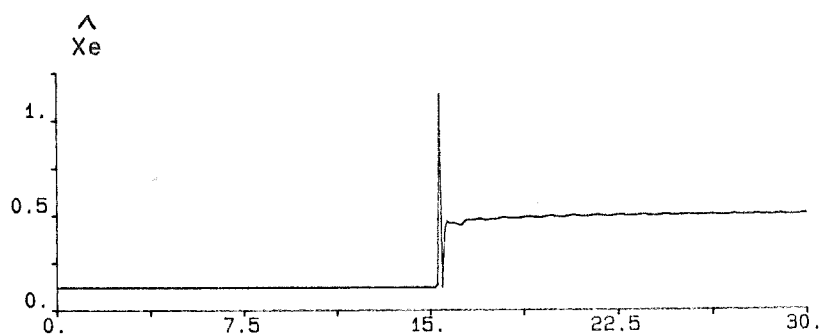
$$aVt^2 + b(-1) = 2Q - (P^2 + Q^2)/Vt^2 \cdot aold$$

där aold är värdet på a, dvs $1/X_e$ från den förra iterationen.

Resultatet visade att metoden inte fick rätt värde på X_e , varken med eller utan modifiering. Var värdet hamnade på var mycket beroende av initieringen och av glömskefaktorn. Metoden hamnade i olika punkter på kurvan i figur 6.1, olika för olika startvärden och glömskefaktorer.



Figur 6.13 X_e estimerad av metod 5. Ändringen är den från 0.12 till 0.51. Metoden är avstängd vid stationaritet. $\lambda = 0.98$.



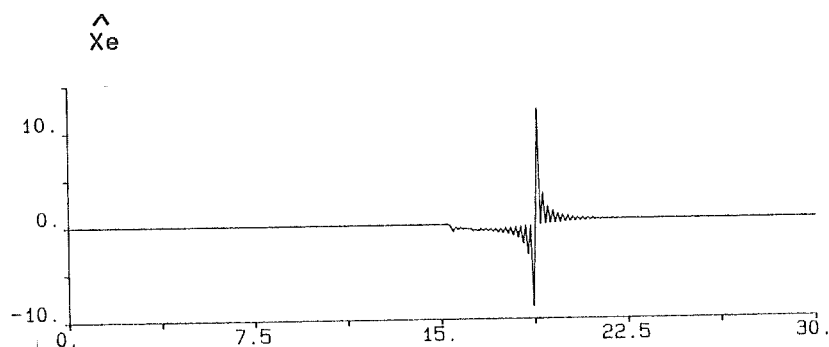
Figur 6.14 Samma förutsättningar som ovan men med $\lambda = 0.95$. Startvärdena är värdena för $X_e = 0.12$ pu. För denna glömskefaktor råkade metoden hamna rätt för denna ändring i X_e .

6.6.6 INSTRUMENTAL VARIABEL SKATTNING

Instrumental- variable identifiering av parametrarna enligt Vajk/14/ , men utan normering. Denna metod är behandlad i avsnitt 5.2.1.

Metoden visade sig bara konvergera för små ändringar från små Xe utan avstängning. (se avsnitt 7.1.1).

Estimeringen med avstängning visas i figur 6.15 nedan.

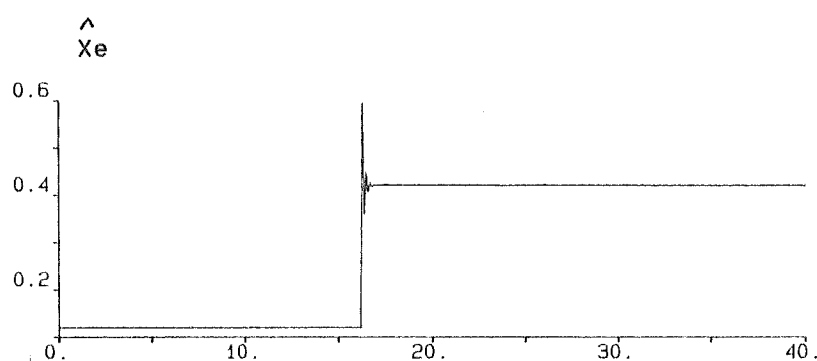


Figur 6.15 Xe estimerad av metod θ med avstängning. Ändringen är det större steget.

Med identifieringen avstängd då signalerna varierar obetydligt, klarade metoden åtminstone steg från 0.12 -> 0.519 pu, men däremot inte ett steg till 0.53 pu.

Denna gräns beror på konvergensvillkoret $\Psi > \xi_e$ för ekvationen (5.2). Gränsen för detta villkor ändras från generator till generator, eftersom svängningarnas storlek bestäms av vilken generator man har. Konvergensvillkoret redovisas på sid.32, där också dessa simuleringar på Xe visas (fig.6.2 a resp. 6.3 a).

I nästa simulering startas estimeringen först då ett antal mätvärden kommit in, så att summorna (avsnitt 5.2.1) hinner växa lite. Detta medför att några av de stora spikarna kan tas bort ur estimeringen. De resterande beror på att man vid skattningen använder sig av ett gammalt värde på X_e , men P, Q och V_t , som tillhör det nya värdet på X_e .



Figur 6.16 Estimering med några sampels väntan.

6.6.7 EKVATIONSSYSTEMLÖSNING AV TVÅ MÄTNINGAR.

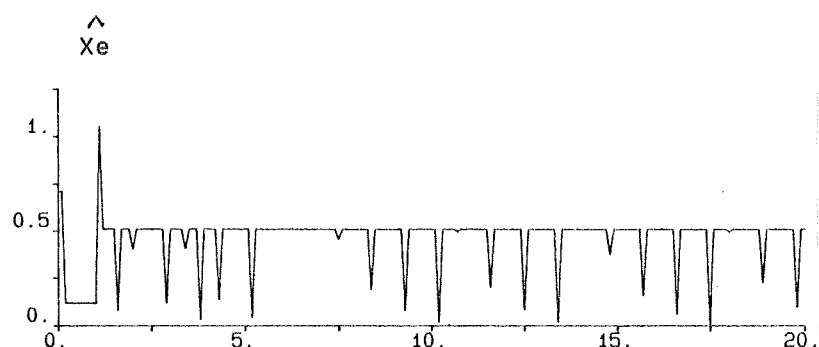
Denna metod baseras på lösning av det ekvationssystem som erhålls från ekvation (5.2) med insatta mätvärden från de två senaste mätstillfällena. Ekvationssystemet löses sedan tidpunkt för tidpunkt.

Ekvationssystemet blir

$$\begin{cases} a x_1 + b x_2 = y_1 + y_2 / a \\ a x_1' + b x_2' = y_1' + y_2' / a \end{cases}$$

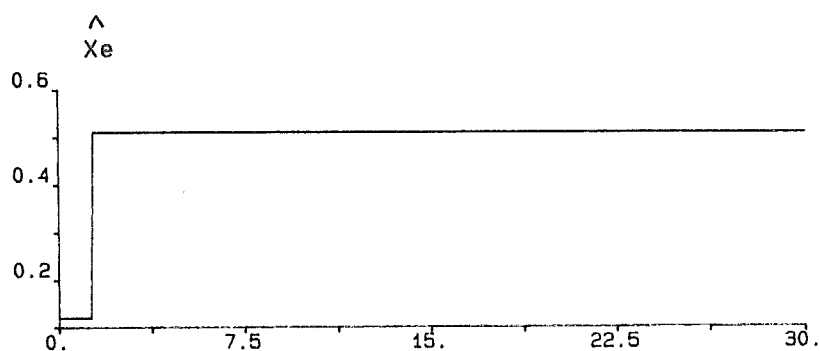
där a och b är obekanta med $a = 1/X_e$ och $b = V_{bus}^2/X_e$ samt $x_1 = V_t^2$, $x_2 = -1$, $y_1 = 2Q$ och y_2 är $(P^2 + Q^2)/V_t^2$. De primade värdena är från den senaste mätningen och de oprimade från den näst senaste mätningen. Observera att även a i högerledet är det nya a :t.

Denna metod visade sig visserligen nå rätt värde snabbt, men dras med instabilitet i form av spikar.



Figur 6.17 Metod 7' s estimering av när Xe går från 0.12 till 0.51 pu.

Dessa spikar beror på att ekvations-systemet är illa konditionerat. Med en determinant nära noll fås spikar. Denna är nämligen stationärt lika med noll eftersom den "oprimade" och den "primade" ekvationen då är samma. Även när svängningarna når en extrempunkt då skillnaden i ekvationerna är liten erhålls spikar. Detta kan förbättras genom att inte göra någon ny estimering då ekvationssystemet är för illa konditionerat.



Figur 6.18 Resultatet när spikarna tas bort.

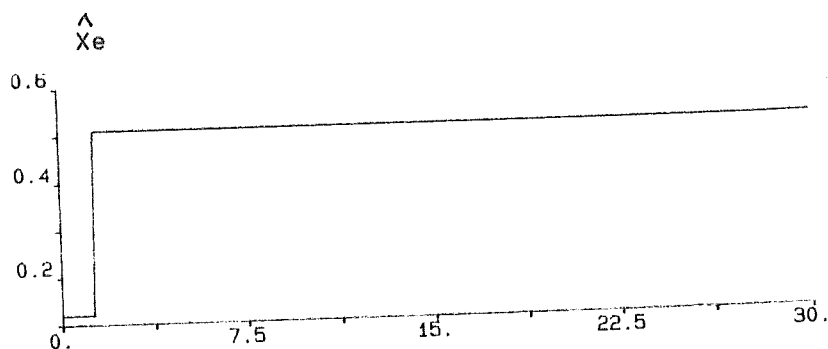
6.6.8 INSTRUMENTAL VARIABEL SKATTNING MED LÖSNING AV ANDRAGRADSEKVATION

Metoden bygger på direkt lösning av ekvationssystemet i metod 6 (avsnitt 6.6.6), men utan att utnyttja skattningen från föregående tidssteg. Denna i sin tur bygger på Vajk/14/, som behandlas i 5.2.1. Istället för att estimeras X_e via det gamla värdet löses X_e ut ur den andragsradsekvationen som kan bildas.

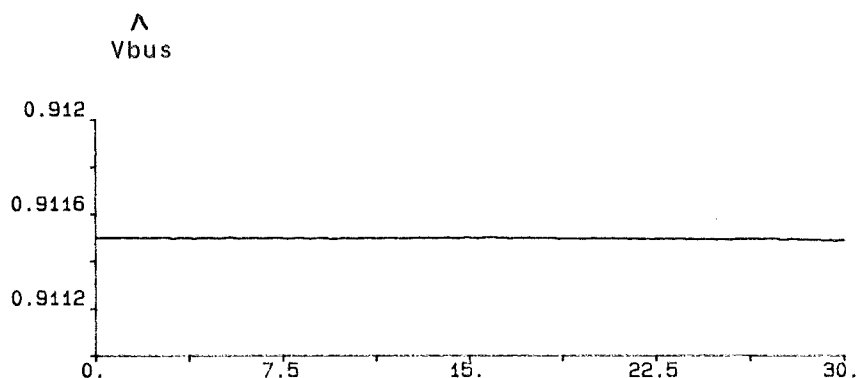
$$(6.6) \quad X_e^2 (S_4 * S_6 - S_2 * S_8) + X_e (S_2 * S_7 - S_4 * S_5) + S_1 * S_3 - S_2 * S_4 = 0$$

Identifieringen stängs av vid stationaritet, (avsnitt 7.1.1), och initieras då om. När en tillräcklig stor ändring i P och Q har detekteras samtidigt startar identifieringen på nytt. Vid samtliga simulerade X_e -ändringar konvergerar metoden snabbt till rätt värde.

Vbus beräknas direkt ur (5.1).



Figur 6.19 a) Estimeringen av X_e när X_e går från 0.12 till 0.51 pu med metod 8.



Figur 6.19 b) Estimeringen av motsvarande V_{bus}

Andra simuleringar och problem med denna metod redovisas i kapitel 7.

6.7 RESULTAT

Den lilla ändringen från 0.12 till 0.20 pu klarades utan avstängning av alla metoder utom metod 5. Denna klarade inte denna ändring vare sig med eller utan avstängning. Inte heller den större steget från 0.12 till 0.51 pu klarades av denna metod. Med avstängning klarade resten av metoderna denna ändring.

Avstängning har prövats på metoderna 5, 6, 7 och 8. För 6, 7 och 8 visade sig detta ge ett riktigt värde på X_e .

Av de metoder som kräver ett värde på V_{bus} konvergerar somliga långsamt och somliga snabbare. En snabbare konvergens kan uppnås genom att minska glömskefaktorn, men å andra sidan blir algoritmen då mer störningskänslig.

- 1-4. De metoder som bygger på känt V_{bus} är för beroende av V_{bus} enligt skälen på sid.31. Metod 1 behöver dessutom ett värde på e .
5. Metod 5 visade sig vara för känslig för parameterintervall som initialvärden och glömskefaktor. För olika parametrar hamnade estimeringen i olika punkter i kurvan i fig. 6.1.
6. Metod 6 konvergerar inte för alla X_e . orsaken till detta visas på sid.32.
7. Metod 7 har stabilitetsproblem, som yttrar sig i form av spikar i det skattade värdet.
8. Metod 8 har inte något av ovanstående problem och bedöms som bäst av de testade metoderna.

7. INSTRUMENTAL VARIABEL SKATTNING MED HJÄLP AV LÖSNING AV ANDRAGRADSEKVATION

Detta kapitel behandlar den metod som i simuleringarna i kapitel 6 gav bäst identifieringsresultat, nämligen "Instrumental variabel" skattning med hjälp av lösning av andragskvation, metod 8. Metoden bygger på Vajk/14/, behandlad i avsnitt 5.2.1, men är modifierad enligt avsnitt 6.6.8, då den ursprungliga metoden (metod 6, avsnitt 6.6.6) inte alltid konvergerar (villkoret finns i 6.4). Identifieringen enligt metod 8 sker endast vid icke stationaritet, då den bygger på mätningar av P, Q och Vt:s variationer. Hur villkoret för identifiering ser ut behandlas i kap 7.1, där också de olika parametrarna behandlas. Hur metoden reagerar på variationer i mätvärden redovisas i avsnitt 7.2. Kapitlet avslutas med en sammanfattning av resultaten av simuleringarna.

7.1.1 STARTVILLKORET

START:

För att detektera att en ändring av X_e har inträffat, jämförs värdet på P, Q och/eller Vt med värdet eller värdena från förra sampelintervallet. Detta förfaringssätt används för att att det var enklast att implementera. Inga noggrannare studier har gjorts för att ta reda på ett optimalt startvillkor.

BRUSETS INVERKAN:

Bruset avgör hur stor ändring som kan anses vara signifikant. Om en ändringen är för liten drunknar denna i bruset, så att metoden antingen inte startar alls på grund av startvillkoret är satt högt för att klara brus, eller att metoden sätter igång och identifierar på grund av bruset (se figur 7.4) och inte för att X_e har ändrats. Ju lägre nivå som anses signifikant att starta vid, desto mindre ändringar i X_e kan detekteras vilket dock medför en brus-känsligare metod.

7.1.2 STOPPVILLKORET

STOPP:

I denna metod stoppar identifieringen när skillnaden i V_t är liten. Vid stopp initieras summorna i avsnitt 5.2.1 till noll. När identifieringen väl har stoppat får den inte heller starta igen, förrän nästa ändring, då all information om de tidiga svängningarna går förlorad i och med initieringen. Vid start igen är de nya värden som matas in små och därmed blir estimeringen bruskänslig. Detta leder ofta till spikar i identifieringen. (figur 7.1).

7.1.3 INSTÄLLNINGSPARAMETRAR

Pres, Qres:

Pres och qres anger hur stor ändringen i P och Q måste vara innan identifieringen startas. Båda villkoren måste vara uppfyllda för start, för att undvika att metoden startar på grund av brus.

Tinit:

Anger hur lång tid man ska vänta innan identifieringen kan starta när man börjar simulera.

Tstop:

Tstop anger hur många sampel identifieringen maximalt skall få fortgå efter en detekterad Xe-ändring.

eps:

Denna parameter talar om hur liten ändringen ska vara för att identifieringen ska stängas av.

xlon:

Xlon anger hur många sampel man ska vänta innan Xe uppdateras, dvs hur stora summorna ska vara innan Xe får ett nytt värde. Om denna parameter är för liten kan man få spikar i estimeringen (se fig.7.1).

vbuson:

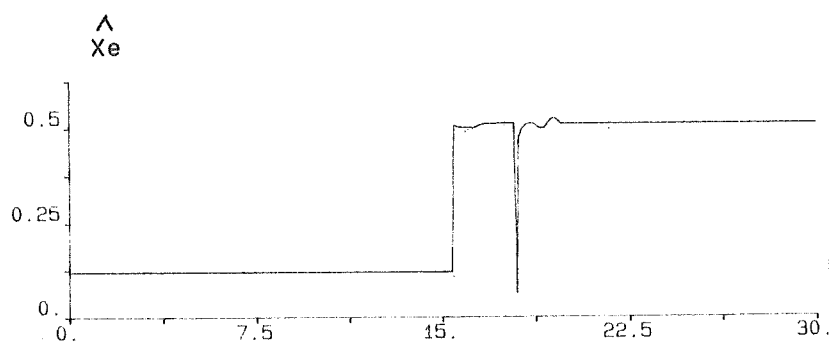
Vbuson anger hur många sampel man ska vänta innan vbus beräknas. Detta behövs då man annars får spikar när man använder gammalt Xe men P, Q och Vt - värden som hör till det nya Xe-värdet (se fig. 7.2)

toff:

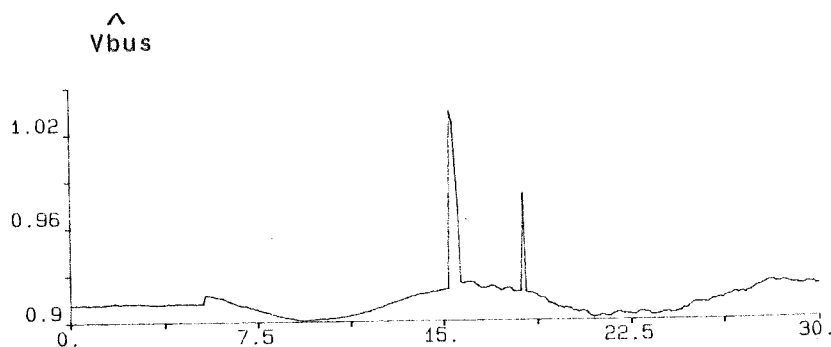
För att undvika tillfälliga avstängningar anger toff hur många sample villkoret för avstängning ska vara uppfyllt innan identifieringen stoppar.

??
Förklarar
för mig

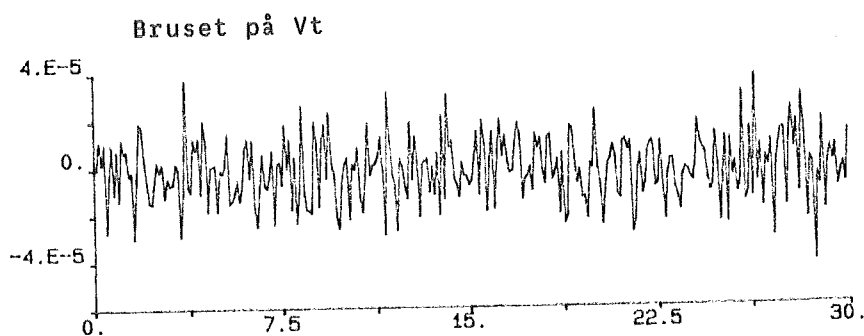
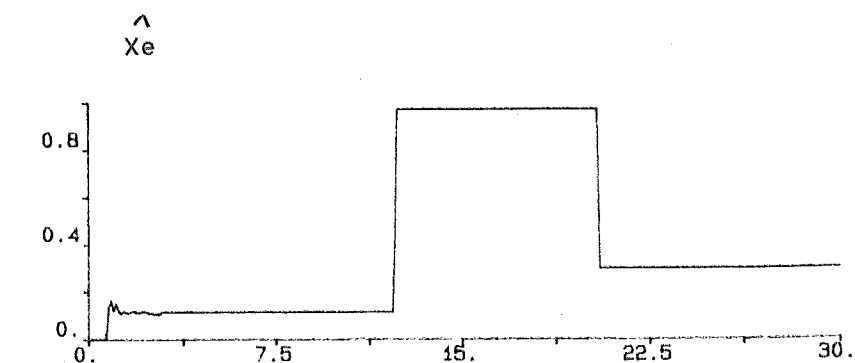
7.1.4 SIMULERINGAR MED FELAKTIGT PARAMETERVAL



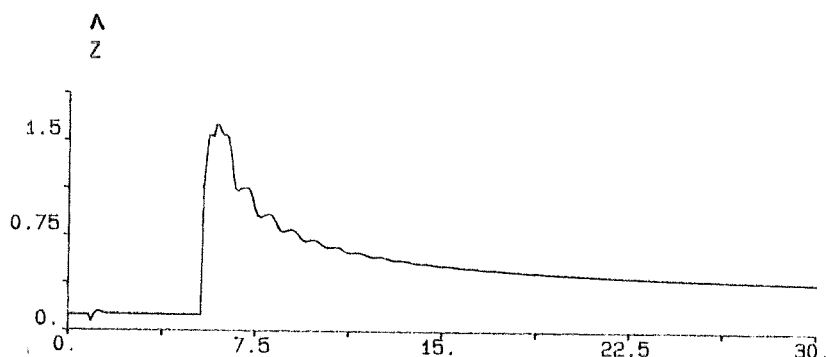
Figur 7.1 Denna simulering visar ett exempel på vad som kan hända om metoden får stoppa för tidigt, och sedan återstartar. I detta fall klarar metoden sig trots allt bra.



Figur 7.2 Denna simulering visar spiken i V_{bus} om man inte väntar några sampel med att estimerar V_{bus} efter att metoden börjat identifiera Xe. V_{bus} oscillerar och den andra spiken beror på en spik i Xe. (se fig. 7.1)



Figur 7.3 a) och b) Denna simulering visar vad som kan hända om det tillfälligt kommer en spik på bruset. Vid detta tillfälle var kravet för start att $\Delta v > 0.0001$. Ändringen av Δv var vid ca. 13 s 0.0016. Steget i Xe var vid tiden 20 s från 0.12 till 0.30 pu.



Figur 7.4 Metoden stoppade aldrig på grund av för stort I_{stop} , eller för litet ϵ_{ps} vid estimering av Z , den externa impedansen. Hur det skall se ut syns i fig. 7.25.

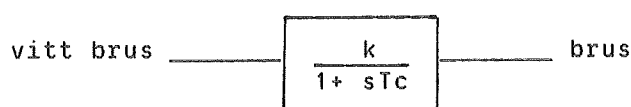
7.2 ANDRAGRADSEKVATIONSLÖSNING - NÅGRA SIMULERINGAR

SIMULERINGAR

Simuleringar har gjorts delvis genom att ta P, Q och V_t direkt från generatorn, och delvis genom att räkna ut P och Q från V_t , I_t och φ tagna från generatorn. De uträknade värdena är fasförskjutna ett sampel gentemot de som är direkt från generatorn. Steget i X_e är 0.12 till 0.51 pu såsåvida inget annat anges.

7.2.1 BRUS

Insignalerna till estimatorn överlagras med vitt brus som har passerat filtret i figur 7.5. I nedan redovisade simuleringar är $T_c = 1$.



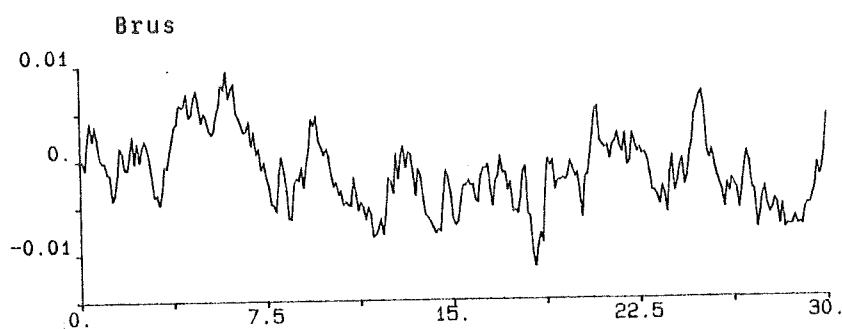
Figur 7.5 Brusfiltret.

Filtrets utseende i diskret form är:

$$\text{brus}(kh+h) = a \text{ brus}(kh) + b \text{ vitt brus}$$

$$\text{där } a = e^{-h/T_c} \quad \text{och } b = k\sigma^2(1 - e^{-h/T_c})$$

och h är sampelperioden. Nedan är $h = 0.1$ s.
Ett exempel på brus visas i figur 7.6.



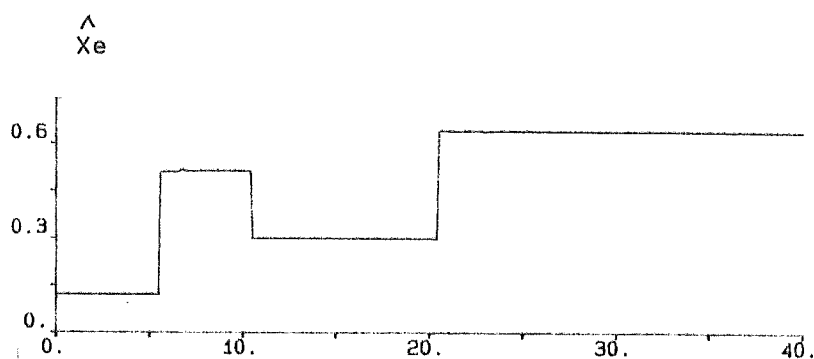
Figur 7.6 Med $\sigma^2 = 0.1$, $k=0.2$ och $T_c=1$ kan bruset se ut som här.

I simuleringarna i avsnitt där V_t och I_t :s påverkan undersöks, är utförda med dessa som in-signalerna. I fig. 7.9 och fig. 7.12 visas hur dessa signaler ser ut utan resp. med bruset i fig. 7.6.

Längre fram då det anges en "brusnivå på 0.01" eller "brus på 0.01", menas att in-signalerna överlagrats med brus vars amplituder ligger mellan -0.01 och 0.01.

7.2.2 FLERA ÄNDRINGAR I XE

I figur 7.7 visas diverse ändringar av X_e . Steg upp till gränsen av vad generatören klarar, estimeras utan problem.



Figur 7.7 Xe : 0.12→0.51→0.30→0.65.

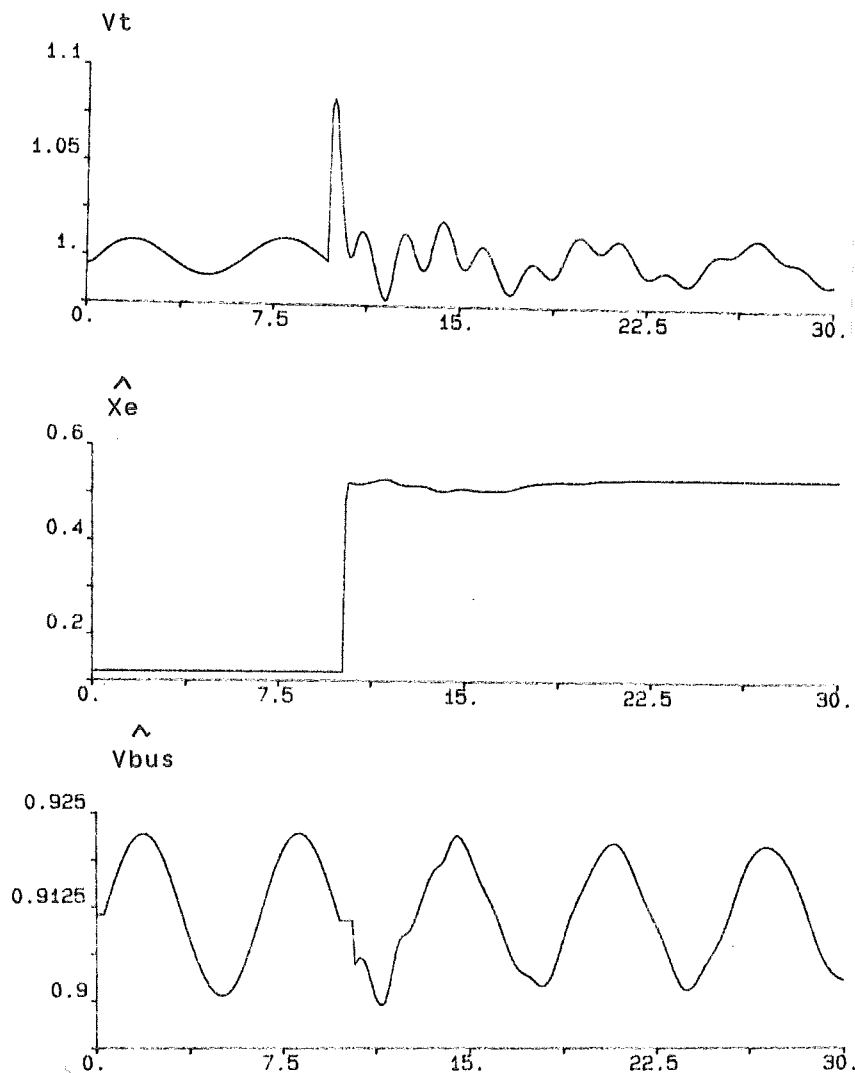
7.2.3 BEROENDET AV KLÄMSPÄNNINGEN, V_t

Om man beräknar P och Q ur V_t och I_t , blir summorna S_1 , S_3 , S_4 , S_5 , S_7 och S_8 i ekvation (6.6) beroende av V_t enligt:

$$\begin{aligned} S_1 &\sim V_t^2 \\ S_3 &\sim V_t^3 \\ S_4 &\sim V_t \\ S_5 &\sim V_t \\ S_7 &\sim V_t^2 \\ S_8 &\sim V_t \end{aligned}$$

Detta medför att i metod 8 bör $X_e \sim V_t$. Vid simuleringar visade sig också detta stämma när felet i V_t var konstant.

Om man istället överlagrar en sinusformad störning på V_t visas i estimeringen att X_e växer. 15 s efter störningen har X_e växt till 5 gånger rätta värdet, om störningens amplitud är 0.1. Hur mycket värdet på X_e hinner växa är kraftigt frekvensberoende. Resultatet när störningens amplitud minskas 10 gånger visas nedan.

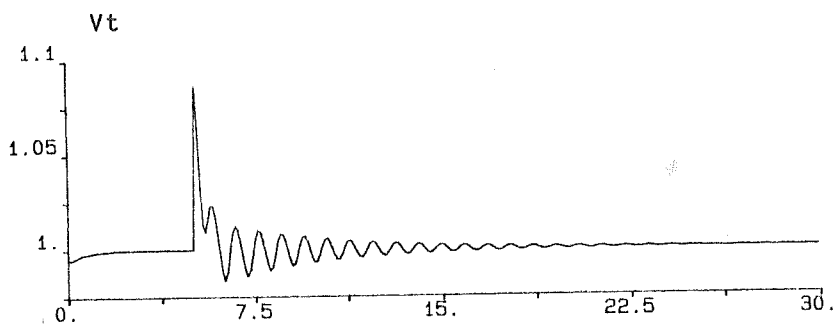


Figur 7.8 a), b) och c)

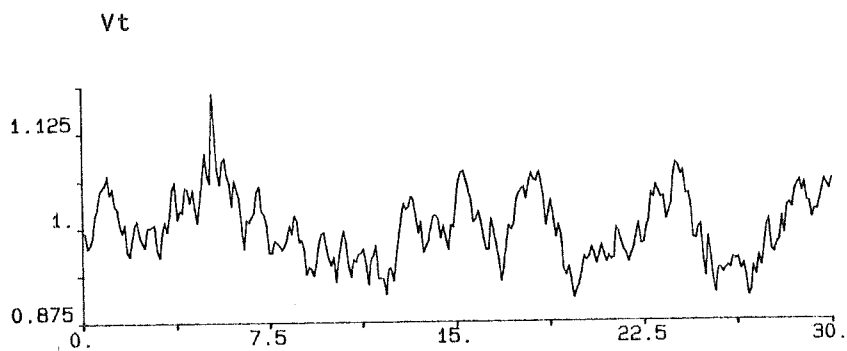
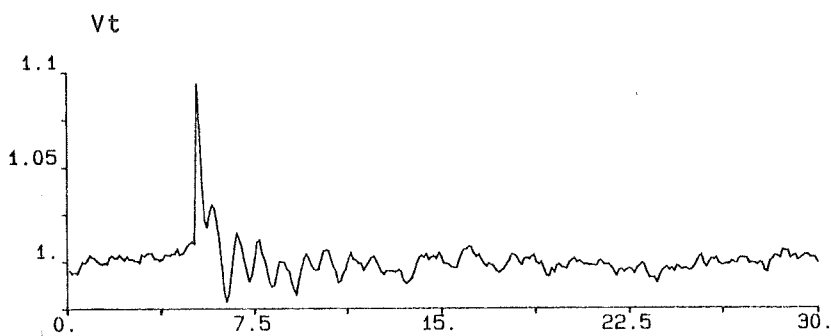
V_t överlagras med en sinussignal $0.01 \cdot \sin(t)$. Vid tiden $t=10$ s sker en X_e - ändring från 0.12 till 0.51 pu.

BRUS PÅ KLÄMSPÄNNINGEN, V_t :

Med brus på 0.1 hamnar estimeringen på ett dubbelt så stort X_e , och med brus på 0.01 håller sig felet inom 10%. Här nedan visas hur V_t normalt ser ut efter en ändring av X_e och hur V_t kan se ut med olika brus.



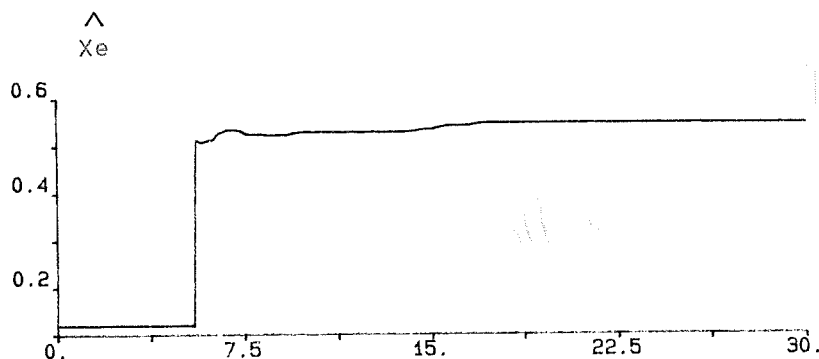
Figur 7.9 a) Vt utan brus.



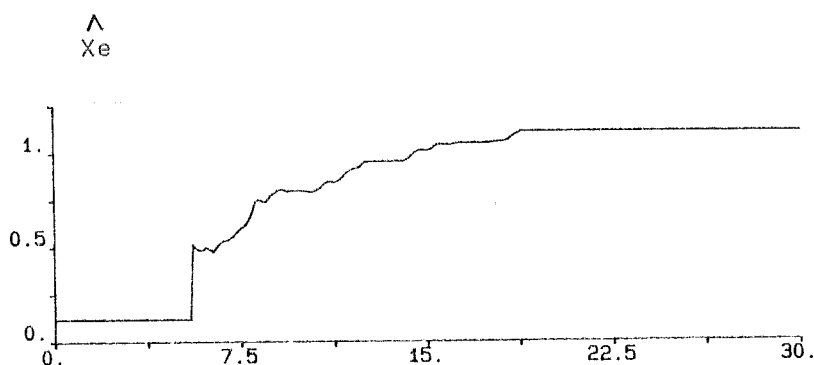
Figur 7.9 b) och c)

Vt med brus enligt fig. 7.6 (brus på 0.01).
 I c) visas hur Vt ser ut med $\sigma = 1$, dvs
 en brusnivå på 0.1.

Nedan följer simuleringarna med några
 av dessa brusnivåer på Vt.



Figur 7.10 a) Resultat med bara brus på V_t .
Brusnivå på 0.01.



Figur 7.10 b) Resultatet med brus på V_t .
Brusnivå på 0.1.

Brus på V_t gör stor verkan då V_t -signalen nästan drunknar i detta, då svängningarna i V_t vid en X_e -ändring är ganska liten (ca. 0.01 vid en stor ändring). Ett brus i samma storleksordning ger ett ganska litet fel (fig. 7.10 a)).

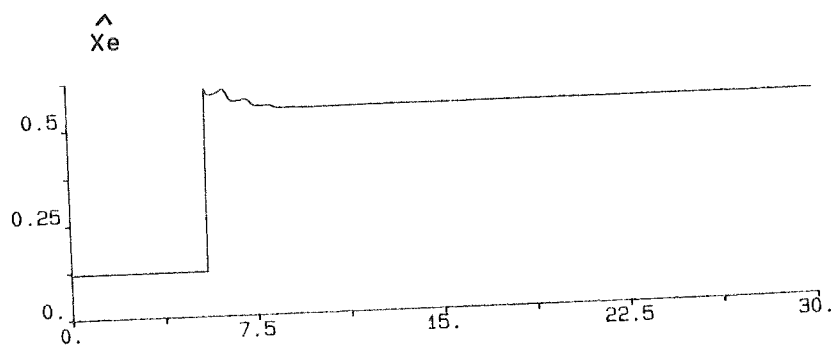
7.2.4 BEROENDET AV GENERATORSTRÖMMEN, I_t

Om man i ekvation (6.6) tittar efter vilka summor som innehåller I_t är det S_5 , S_6 , S_7 och S_8 .

$$\begin{aligned} S5 &\sim It \\ S6 &\sim It^2 \\ S7 &\sim It \\ S8 &\sim It^2 \end{aligned}$$

Detta medför att för metoderna är $X_e \sim 1/It$. För konstanta fel på It har det också visat sig stämma.

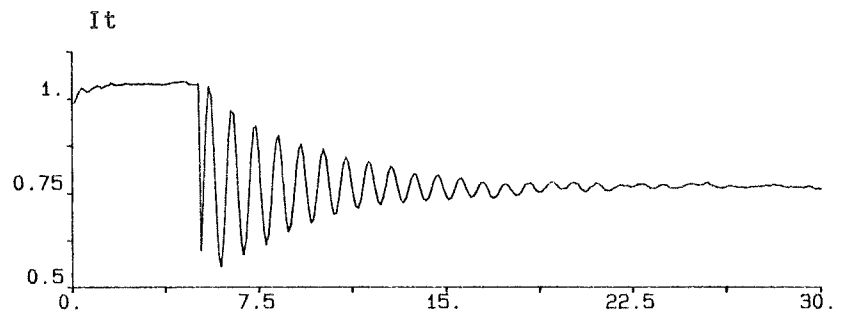
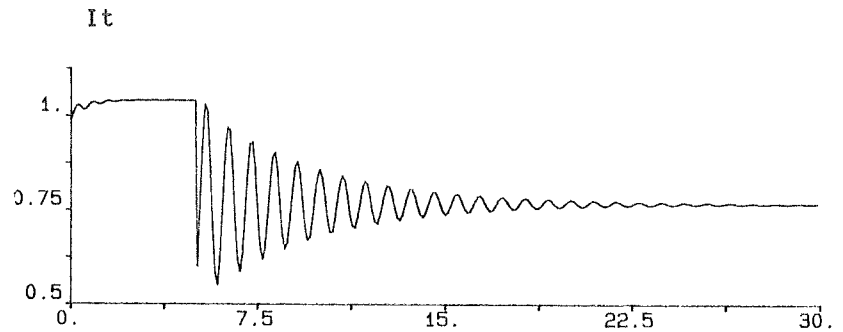
Med en sinusformad störning med amplitud 0.1 på It visar estimeringen av X_e ett fel på $\pm 10\%$ beroende på frekvensen hos störningen.



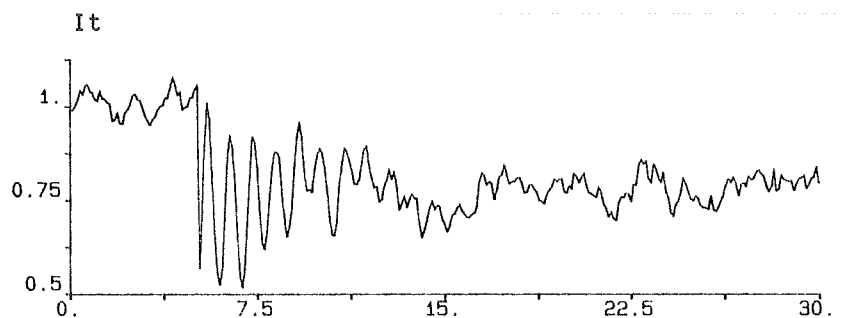
Figur 7.11 $It = It + 0.1 \cdot \sin(t)$. Observera den här lilla påverkan gentemot vad en sådan påverkan på Vt åstadkommer. Förändringen med $0.1 \cdot \sin(t)$ på It ger ungefär samma fel som en störning på Vt med $0.01 \cdot \sin(t)$ ger. ($w=1$ i båda fallen)

BRUS PÅ IT:

Med brus bara på It estimerar metoden hyfsat. Felet i X_e är ungefär lika med felet i It , oftast ännu lägre.

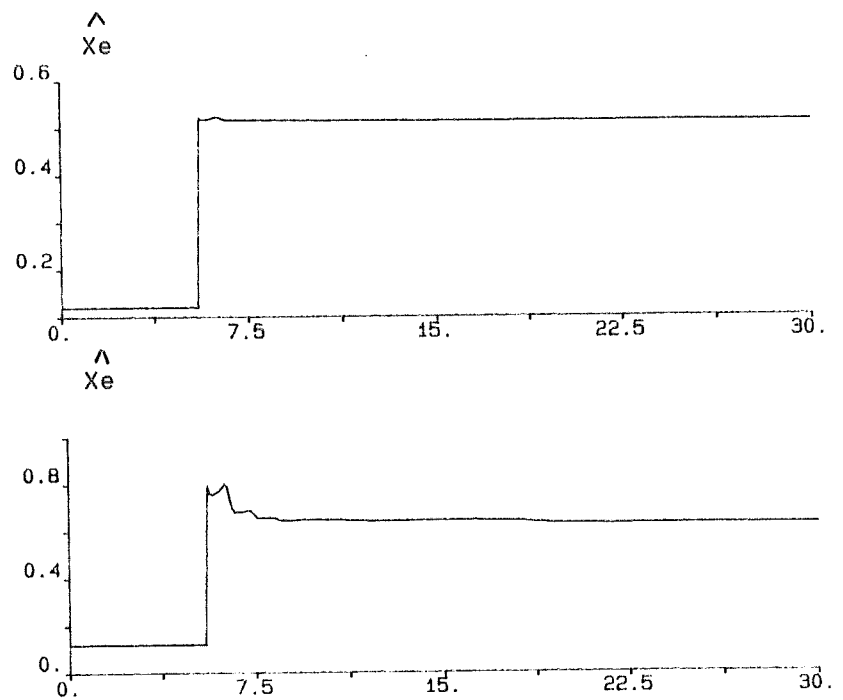


Figur 7.12 a) och b). It utan resp. med brus enligt fig. 7.6. (brus på 0.01).



Figur 7.12 c) It med brus med $\sigma=1$, dvs en brusnivå på 0.1.

Nedan följer simuleringar med två olika nivåer på bruset. Dessa har valts högre än de brusnivåer som används i simuleringarna med V_t eftersom detta brus på It påverkar estimeringen ganska litet. Svängningarna i It vid en Xe-ändring är ca. 0.25 och därför visas en simulering med brus i denna storleksordning (fig. 7.13 b)).

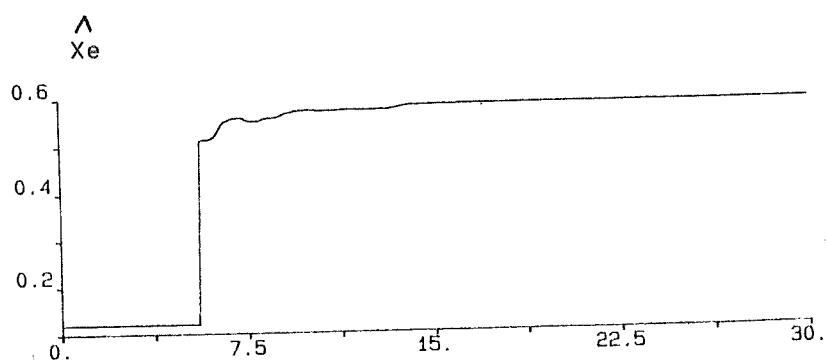


Figur 7.13 a) och b) Estimeringen av Xe med brus endast på It. I a) är bruset ca. 0.10 och i b) ca. 0.25

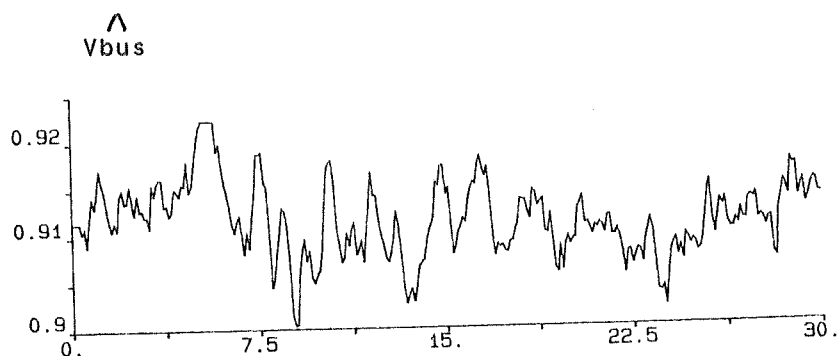
7.2.5 BEROENDET AV FEL PÅ BÅDE Vt OCH It SAMTIDIGT

Om både Vt och It ökas eller minskas samtidigt med 10% medför detta ingen ändring av det estimerade värdet på Xe.

I simuleringarna, som följer, överlagras brus på både Vt och It.

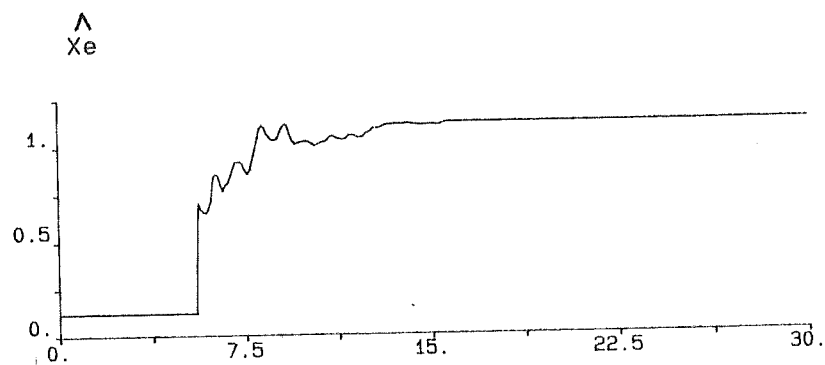


Figur 7.14 a) Estimeringen av Xe med brus liknande det i figur 7.6 (brusnivå 0.01). Xe är i detta fall ca. 7% fel.

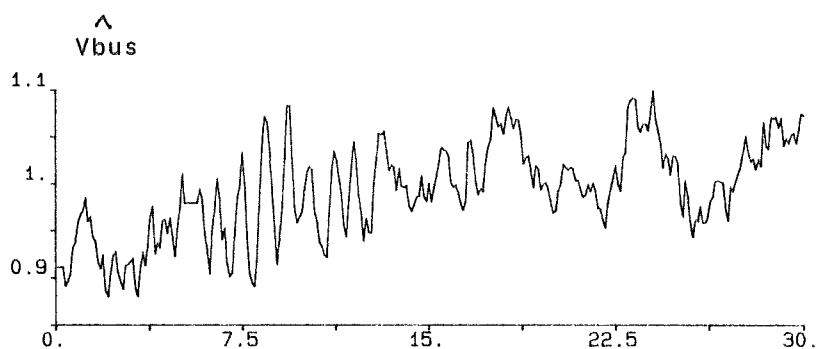


Figur 7.14 b) Vbus med bruset enligt fig. 7.6

Nästa simulering är med ett brus på ca. 10% av normala värden på V_t och I_t . Hur dessa signaler då ser ut visas på sid.57 resp. sid.60. Det kan noteras att V_t nästan drunknar i detta brus. Även X_e och V_{bus} visas för detta kraftiga brus. Felet i X_e beror här nästan bara av bruset på V_t .

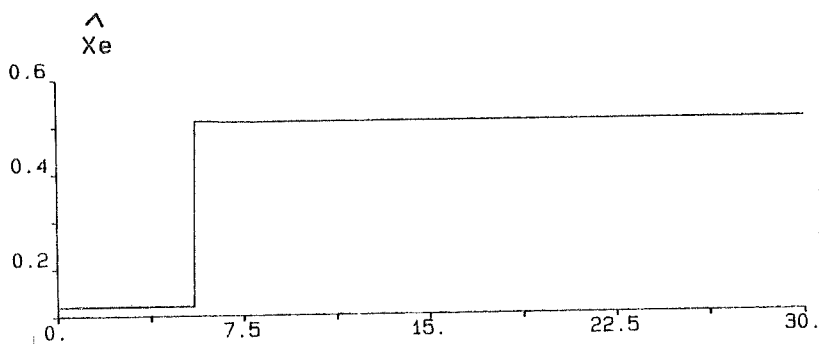


Figur 7.15 a) Estimering av Xe med brus med $\sigma = 1$, dvs brusnivå 0.1.



Figur 7.15 b) Estimeringen av V_{bus} med brus med $\sigma = 1$, dvs brusnivå 0.1.

Den i detta avsnitt sista simuleringen visar hur X_e påverkas av ett litet brus på ca. 0.1 % av insignalerna (brusnivå på 0.001). Detta brus påverkade knappt något.



Figur 7.16 X_e påverkas av brus med $\sigma = 0.01$. (Brusnivå ca. 0.001)

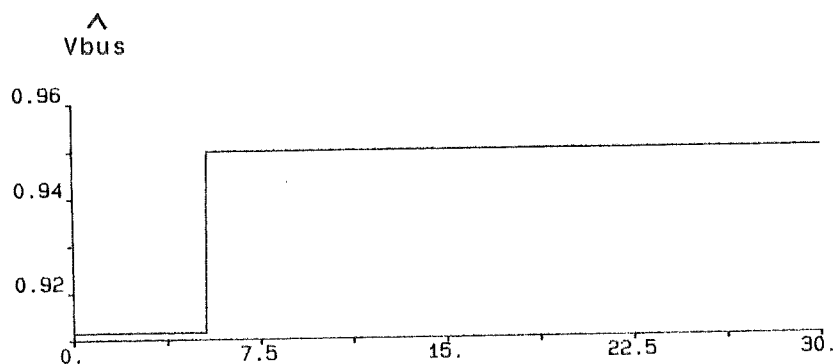
RESULTAT AV OLIKA BRUS:

Med brus på signalerna med brusnivå 0.01 hamnar X_e på ett värde på +/- 10% av det rätta värdet. Med brusnivå på 0.001 hamnar X_e på +/- 1%, och med brusnivå på 0.1 hamnar X_e fel med +/- 100%. (mest plus).

Felen i X_e beror nästan enbart av bruset på V_t på grund av förhållandet mellan svängningarna på V_t och I_t .

7.2.6 BEROENDET AV BUSSPÄNNINGEN, VBUS

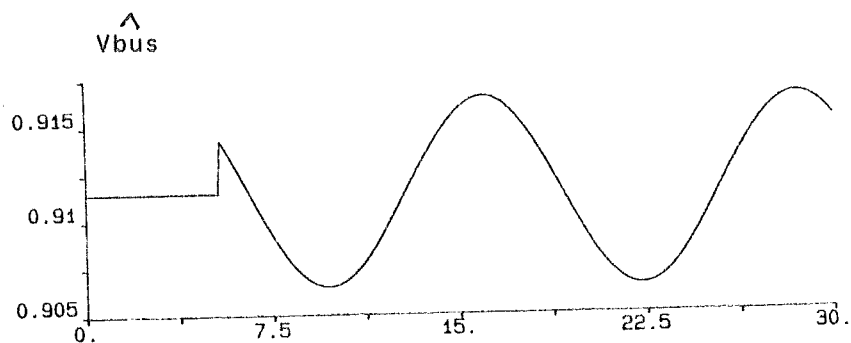
En stegändring i Vbus ändrar inte estimeringen, utan resultatet är fortfarande 0.12 pu. Detta beror på att de steg i Vbus som prövats ger en för liten pendling i P för att identifieringen ska starta. Steget i Vbus syns i estimeringen av Vbus.



Figur 7.17 Estimering av Vbus, när Vbus gör steg från 0.9115 till 0.95 pu. Xe är konstant 0.12 pu.

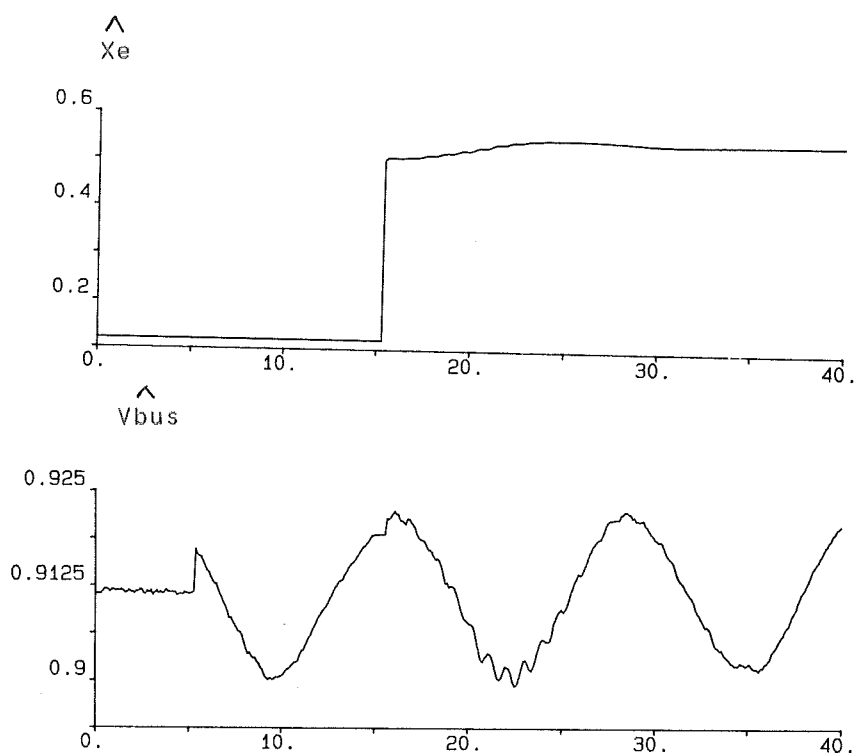
En stegändring på Vbus under identifiering av Xe påverkar däremot resultatet.

En störning på Vbus i form av en sinusvåg påverkar inte heller resultatet. Sinusvågen syns i estimeringen av Vbus. (se figur 7.18)



Figur 7.18 Xe är konstant, medan Vbus pendlar. Vbus överlagras med $0.01 \sin 0.5t$

I nästa simulering har Vbus pendlat 5 s innan Xe gör ett steg. Det faktum att Vbus pendlar påverkar estimeringen av Xe endast lite.

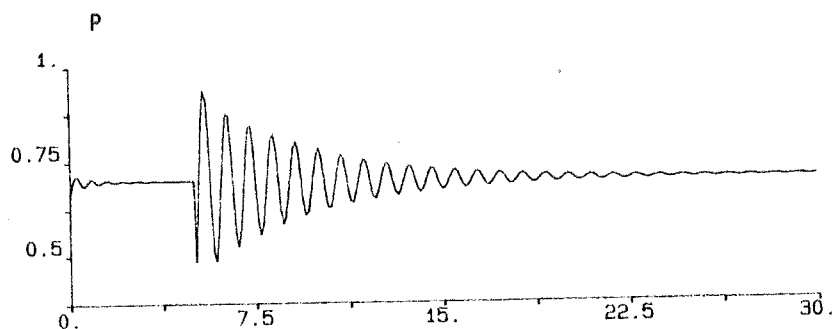


Figur 7.19 a) och b) Estimeringen av X_e när V_{bus} pendlar från och med tiden 5, och X_e gör ett steg vid 15 s. Motsvarande V_{bus} estimeras också. Lite brus är överlagrade insignalerna (ca. 0.001).

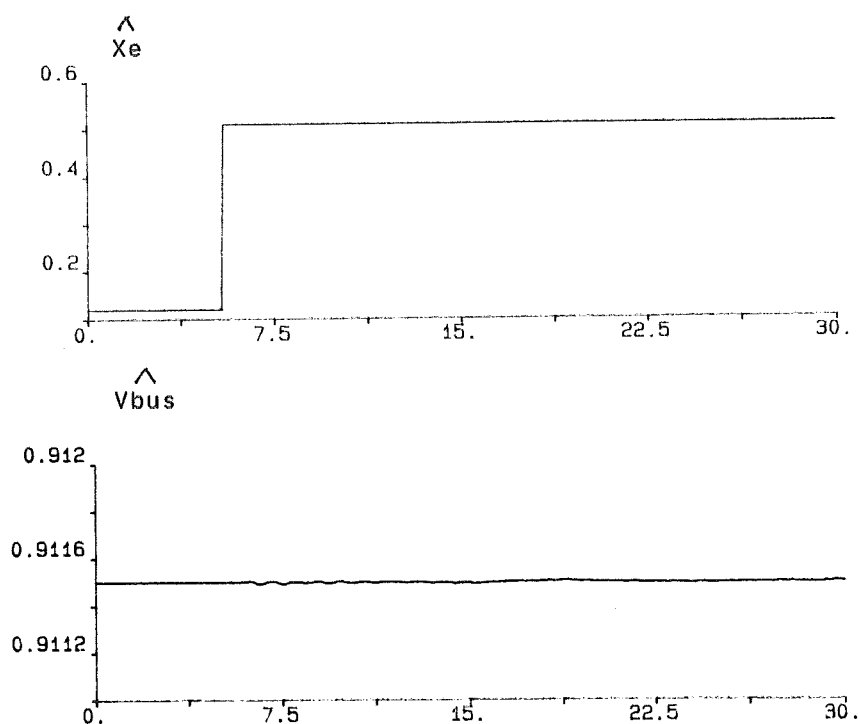
7.2.7 BEROENDET AV FREKVENSPENDLINGAR

När frekvensen pendlar visar estimeringen av X_e ingen större avvikelse jämfört utan pendling, om inte frekvensen på frekvensstörningen är mycket stor. Med en störning $0.1 \cdot \sin(\omega t)$ märks knappast denna pendling i X_e , men däremot i V_{bus} .

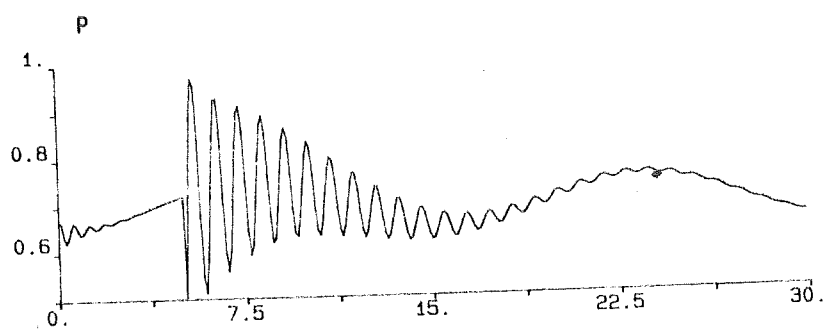
I simuleringarna är den första en simulering med $w=0.4$, och den andra en med $w=2.5$. Med $w=2.5$ drunknar den normala effekten i pendlingarna. Först visas hur P "normalt" ser ut.



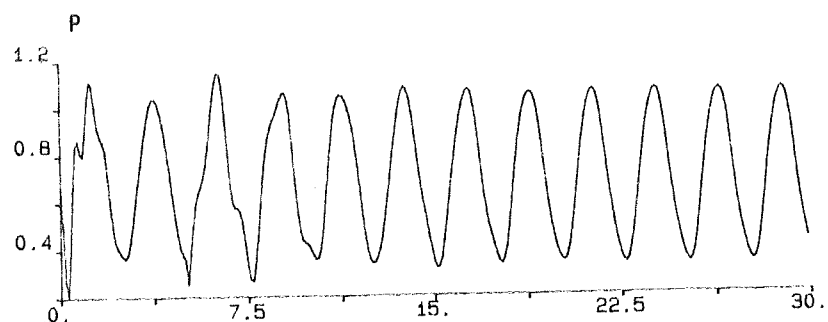
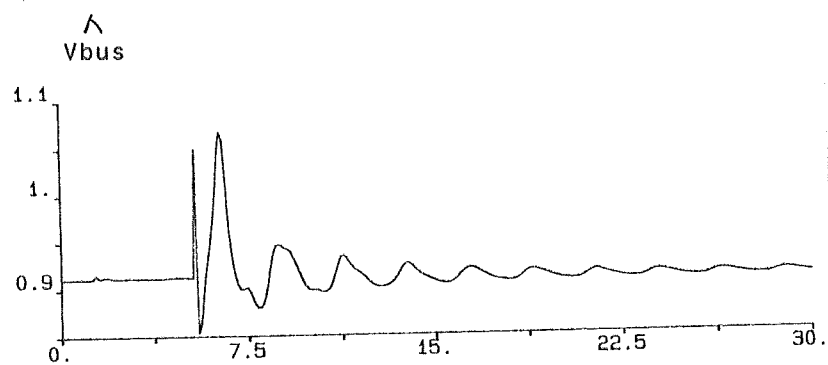
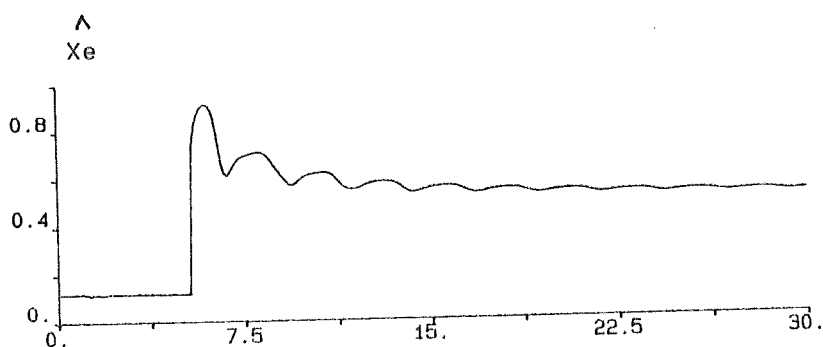
Figur 7.20 Ett normalt P när X_e går från 0.12 till 0.51 pu.



Figur 7.21 a) och b)
Estimeringen av X_e och V_{bus} om man stör bussen med en störning på frekvensen som blir $50 + \sin(0.4t)$.



Figur 7.21 c) Motsvarande P när $\sin(0.4t)$ överlagras frekvensen.

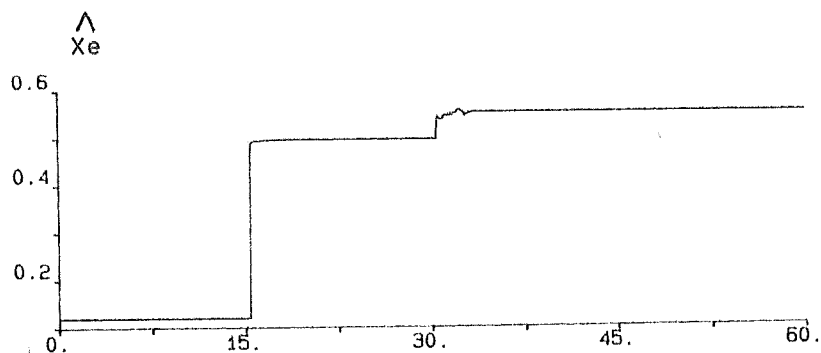


Figur 7.22 a), b) och c)
Här har istället $\sin(2.5t)$ överlagrats.
Xe, Vbus och motsvarande P visas.

Om pendlingarna börjar under identifieringen syns de i estimeringen av Xe.

7.2.8 SMÅ ÄNDRINGAR AV XE

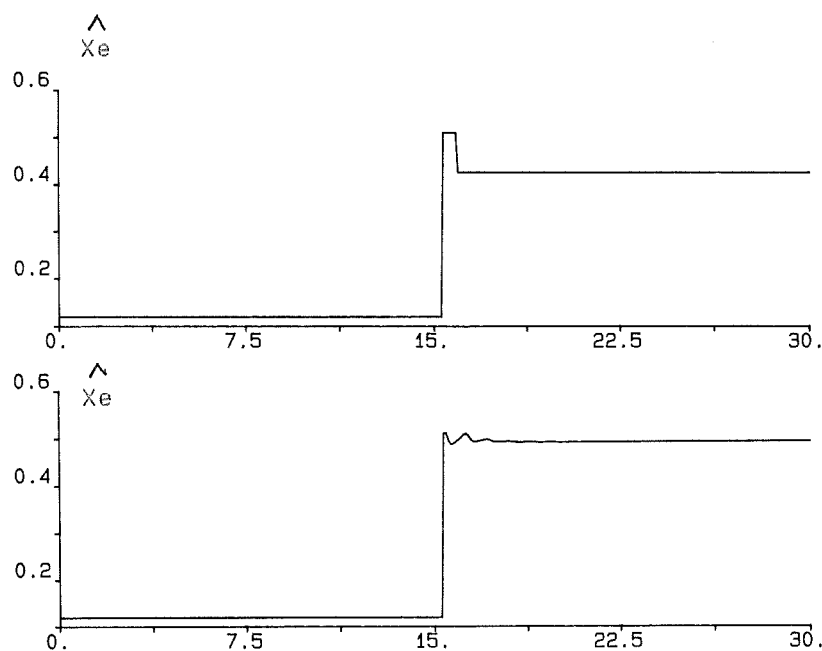
Villkoret för start av identifiering bestämmer hur små Xe - ändringar man kan detektera. Nedan har endast ändringar "uppåt" beaktats. Brusnivån var på ca. 0.01. Hur små ändringarna kan vara ligger på ungefär 10% ökning av Xe.



Figur 7.23 Xe går från 0.12 till 0.51 och till 0.55 pu.

7.2.9 HUR NÄRMA I TIDEN KAN NÄSTA ÄNDRING I XE KOMMA

Även om ganska stora svängningar från tidigare ändringar av Xe finns kvar klarar metoden hyfsat en ny ändring, om initiering har hunnit ske där emellan.



Figur 7.24 a) och b) Xe gör ett steg vid tiden 15 s och ett andra vid tiden 15.3 s.
 Xe : 0.12 \rightarrow 0.51 \rightarrow 0.30
 Vid identifieringen i a) stannar denna efter 0.3 s
 I b) stannar identifieringen långt efter andra steget.

Resultatet visar att om en ny Xe-ändring sker minst 0.3 s efter den första klarar metoden att skatta denna om en initiering sker där- emellan.

7.2.10 BEROENDET AV RESISTANSEN R_E

7.2.10.1 MODIFIERING AV EKVATION (5.1) MED HÄNSYN TILL EN RESISTANS

När man förutom en reaktans X_e också har en resistans R_e , används i stället effektsambanden (6.3) och (6.4). Motsvarande ekvation för ekvation (5.1) är med dessa samband istället:

(70)

$$(6.5) \quad \frac{Vt^2}{Z} + \frac{Vbus^2}{Z}(-1) = 2(Q \cos\gamma + P \sin\gamma) - \left(\frac{P+Q}{Vt^2}\right)Z$$

I denna ekvation byts X_e mot Z , och Q mot $Q \cos\gamma + P \sin\gamma$. I övrigt är den samma som innan, och med R_e och $\gamma = 0$ blir den exakt samma.

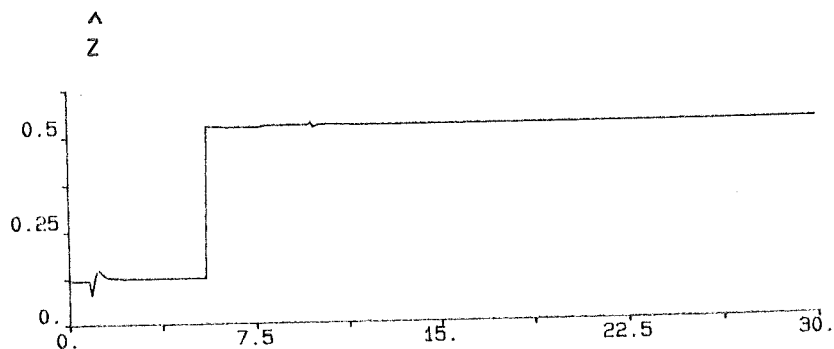
Summorna i metod 8 förändras nu enligt:

$$\begin{aligned} S5 &= Z^2 Q \cos\gamma \\ S7 &= Z^2 Q Vt \cos\gamma \\ S9 &= Z^2 P \sin\gamma \\ S10 &= Z^2 P Vt \sin\gamma \end{aligned}$$

där $S9$ och $S10$ är två nya summor som läggs till. I andragsradsekvationen (6.6) byts bara X_e mot Z och endast termen efter Z påverkas av de nya summorna (se nedan).

$$(7.1) \quad Z^2 (S4*S6 - S2*S8) + Z (S2*(S7+S10) - S4*(S5+S9)) + S1*S3 - S2*S4 = 0$$

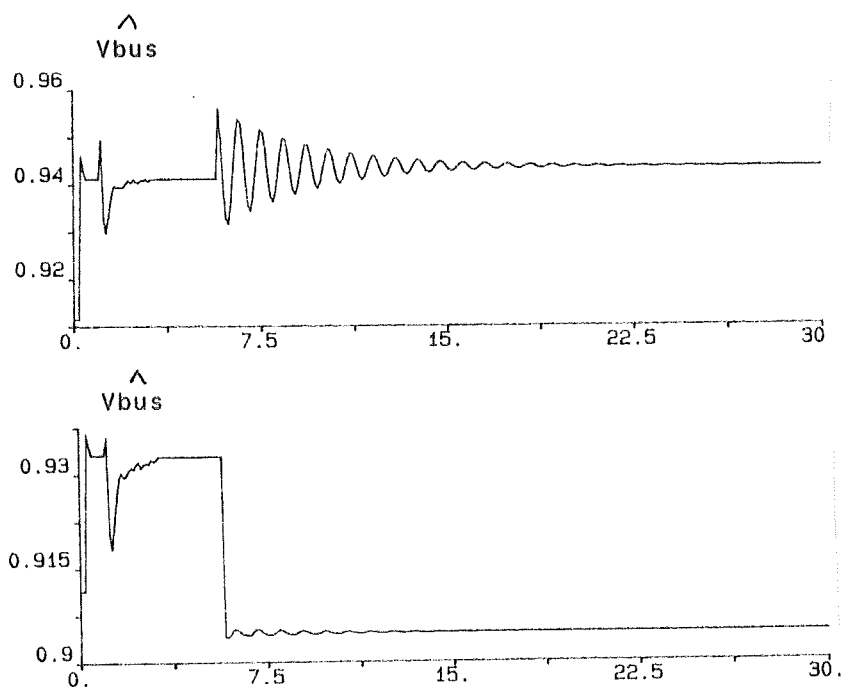
7.2.10.2 SIMULERINGAR



Figur 7.25 Estimeringen av Z . γ sätts till 0.1 radianer. Bruset är ca. 0.001. R_e är konstant 0.042 pu hela tiden.

Om man inte använder de effektsamband som tar hänsyn till R_e , estimeras ett för lågt värde på Z .

Här nedan visas hur V_{bus} påverkas av att estimeringen av X_e är modifierad, men inte den för V_{bus} resp. även för V_{bus} .



Figur 7.26 a) och b) Skillnaden på estimeringen av V_{bus} när hänsyn inte tas resp. hänsyn tas till att även estimeringen av V_{bus} påverkas av en resistans. I a) visas utan modifiering och i b) med $\gamma = 0.1$

Dessa simuleringar visar ett rätt stort fel när X_e var 0.12 pu. Detta beror på att antagandet om att R_e är liten i förhållande till X_e är felaktigt då R_e är ca. 30% av X_e , som i detta fallet. Istället för ett Z på 0.30 pu fås ett Z på ca 0.13 pu. R_e är normalt ca. en tiondel av X_e .

7.2.10.3 BEROENDET AV γ , DVS FÖRHÅLLET MELLAN XE OCH RE

När summorna modifieras behöver man också veta γ , dvs vinkeln mellan Xe och Re. Om γ sätts till 0.1 gör man visserligen ett fel men enligt Dahlin /5/ är detta ett ganska litet sådant och i simuleringar blev resultatet enligt nedan med några olika γ och motsvarande estimering av Z.

γ /rad	Z/pu
0.050	0.4828
0.083	0.5139
0.100	0.5297
0.160	0.5888

verkligt värde: 0.083 0.5124

Tabellen visar också att om det riktiga γ ligger 40% under blir felet i Z inte större än 10%, vilket kan accepteras.

7.3 RESULTAT

Detta avsnitt sammanfattar resultatet av simuleringarna av metod 8.

- * Metoden klarar av alla ändringar som generatorn klarar, dvs alla meningsfulla förändringar.
- * Metoden är mycket beroende av V_t . Ett brus på 0.1 ger ungefär 100% fel i X_e , och ett mindre brus på 0.01 ungefär 10% fel. Brus är dock normalt mindre än 0.01 pu.
- * Metoden är litet beroende av fel i I_t . Felet i X_e är mindre än felet i I_t .
- * Estimeringen av X_e är inte beroende av V_{bus} . När V_{bus} ändras, märks detta inte i estimeringen av X_e .
- * Frekvenspendlingar medför inte något fel i X_e .
- * Hur små ändringar metoden klarar beror på brusnivån.
- * Brusnivån bestämmer också hur nära i tiden på varann två ändringar av X_e kan detekteras.
- * Ändringar som inte detekteras i X_e -estimeringen, syns istället som en ändring i V_{bus} . Ett exempel på detta är en liten ändring av X_e som inte syns i estimeringen av X_e men däremot som en pendling i V_{bus} .
- * Pendlingarna vid en ändring av X_e syns alltid också i V_{bus} , oftast syns de som en brusigare estimering.
- * Metoden är så pass beroende av en extern resistans förutom reaktans att i en verklig anläggning bör den modifierade andra gradsekvationen (7.1) användas.

8. SAMMANFATTNING

Detta examensarbete har haft som mål att undersöka olika möjligheter att i realtid estimerar nätmodeller baserade på lokala mätningar av aktiv och reaktiv effekt samt klämspänning. Endast den externa reaktansen har skattats.

Den metod som i studien visat sig vara bäst bygger på en instrumental variabel skattning och estimerar den externa reaktansen från mätningar av de variationer i effekter och spänning som uppstår vid en ändring av denna reaktans. Reaktansen skattas endast när en ändring av denna har detekterats.

Skattningen är beroende av hur stora fel de olika mätvariablerna har. Mest påverkas metoden av ett fel i mätningen av klämspänningen. När spänningen eller frekvensen på bussen varierar påverkas skattningen obetydligt.

REFERENSLISTA

1. M.G ADAMIAK, AEP Serv. Corp.
A.G PHADKE, VPI & SU
J.S THORPE, Cornell University

A NEW MEASUREMENT TECHNIQUE FOR TRACKING VOLTAGE PHASORS, LOCAL SYSTEM
FREQUENCY, AND RATE OF CHANGE OF FREQUENCY

IEEE Transactions of Power Apparatus and Systems,
Vol.PAS-102, No.5 May 1983

2. R.BERTSCHI, Brown Boveri & Co. Ltd.
P.BONANOMI, Brown Boveri & Co. Ltd.

ON-LINE IDENTIFICATION OF AN EQUIVALENT REACTANCE FOR STABILITY
APPLICATIONS

IEEE Transactions of Power Apparatus and Systems,
Vol.PAS-100, No.2, February 1981

3. P. BONANOMI, Brown, Boveri & Co., Ltd

PHASE ANGLE MEASUREMENT WITH SYNCHRONIZED CLOCKS -
PRINCIPLE AND APPLICATION

IEEE Transactions of Power Apparatus and Systems,
Vol.PAS-100, No.12 December 1981

4. R.G BROWN, Iowa State University
A.A.GIRGIS, Iowa State University

APPLICATION OF KALMAN FILTERING IN COMPUTER RELAYING

IEEE Transactions of Power Apparatus and Systems,
Vol.PAS-100, No.7, July 1981

5. L. DAHLIN

URFASFALLSSKYDD FÖR SYNKRONMASKINER

Examensarbete vid ASEA 1984

6. A.E FITZGERALD
C. KINGSLEY, JR

ELECTRIC MACHINERY

McGraw-Hill Book Company, 1961

7. A.A GIRGIS, Iowa State University
F.M HAM, Harris Corp.

A NEW FFT-BASED DIGITAL FREQUENCY RELAY FOR LOAD SHEDDING

IEEE Transactions of Power Apparatus and Systems,
Vol.PAS-101, No.2 February 1982

8. A.A.GIRGIS, University of Calgary
T.L.D.HWANG,

OPTIMAL ESTIMATION OF VOLTAGE PHASORS AND FREQUENCY DEVIATION USING
LINEAR AND NONLINEAR KALMAN FILTERING: THEORY AND LIMITATIONS

IEEE Transactions of Power Apparatus and Systems,
Vol.PAS-103, No.10, October 1984

9. K-E HALLENIUS

ELEKTRISKA MASKINER

Liber Läromedel 1980

10. P. HANSSON

MEASUREMENTS OF PHASE-ANGLE AND FREQUENCY

Pågående examensarbete vid ASEA

11. B. INGEMARS
T. KERÄNEN
T. LYSFJORD
L. MESSING
T. OSTRUP

FÖRBÄTTRAD DÄMPNING AV EFFEKTPENDLINGAR I NORDELNÄTET GENOM OPTIMERING
AV INSTÄLLBARA REGLERPARAMETRAR FÖR DÄMPTILLSATSER

Rapport 1982-06-15

12. J. KALLIOMÄKI

BESTÄMNING AV PARAMETRARNA I DÄMPTILLSATS FÖR DÄMPNING AV
EFFEKTPENDLINGAR I KRAFTNÄT.

MASTER THESIS CODEN:LUTFD2/(TRFT-5342)/1-58/(1985)
Inst. för Reglerteknik, LTH

Examensarbete vid ASEA

13. S-E MATTSON

MODELLING AND CONTROL OF LARGE HORIZONTAL AXIS WIND POWER PLANTS

CODEN: LUTFD2/(TRFT-1026)/1-176/(1984)
Inst. för Reglerteknik, LTH

14. I. VAJK , Technical University of Budapest, Ungern
M. VAJTA , Technical University of Budapest, Ungern
K. KOVACS, Institute for Electric Power Research, Ungern

REAL-TIME CONTROL OF REACTIVE POWER IN A POWER PLANT

IFAC Identification and System Parameter Estimation 1985,
York, UK, 1985

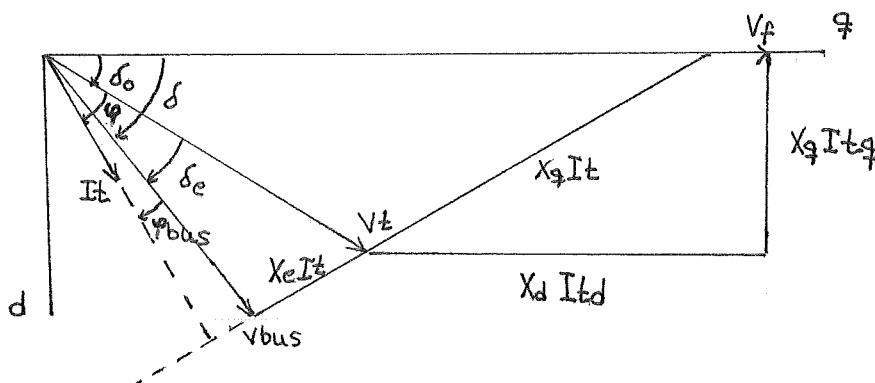
15. B.WITTENMARK
K-J ÅSTRÖM

COMPUTER CONTROLLED SYSTEMS - THEORY AND DESIGN

Prentice Hall

APPENDIX A - BETECKNINGAR

P	: aktiva effekten
Q	: reaktiva effekten
S	: skenbara effekten
Ef, Vf	: fältspänning
Vt, Ug	: klämspänning
Vbus, Ve, Ue	: busspänning
Vtq	: klämspänningens komponent i tvärled
Vtd	: klämspänningens variant i längsled
It, Ig, Ia	: generatorström
It _d	: generatorström i längsriktning
It _q	: generatorström i tvärriktning
If	: fältström
Z	: den externa impedansen
Xe, Xl	: extern reaktans
Xq	: synkron reaktans i tvärriktning
Xd	: synkron reaktans i längsriktning
Xd'	: transient reaktans i längsriktning
Xq'	: transient reaktans i tväraxel
Xd''	: transient tidkonstant i längsriktning
Xq''	: transient tidkonstant i tvärriktning
Re	: extern resistans
δ	: vinkel mellan Vbus och Vf
δ_0	: vinkel mellan Vt och Vf
δ_e	: vinkel mellan Vt och Vbus
φ	: vinkel mellan Vt och It
φ_{bus}	: vinkel mellan Vbus och It
γ	: $\tan \gamma = Re/Xe$



APPENDIX B - EKVATIONER

EFFEKTFORMLER AV VILKA ALLA ANSER $R_e = 0$ UTOM (6.3) OCH (6.4):

$$(B.1) \quad P = V_t I_t \cos\psi$$

$$(B.2) \quad Q = V_t I_t \sin\psi$$

$$(4.1) \quad P = \frac{V_t V_{bus} \sin\delta_e}{X_e}$$

$$(4.2) \quad Q = \frac{V_t^2 - V_t V_{bus} \cos\delta_e}{X_e}$$

$$(6.3) \quad P = \frac{V_t^2 \sin\delta + V_t V_{bus} \sin(\delta + \delta_e)}{Z}$$

$$(6.4) \quad Q = \frac{V_t^2 \cos\delta - V_t V_{bus} \cos(\delta + \delta_e)}{Z}$$

$$(B.3) \quad P = \frac{V_t E_f \sin\delta_0}{X_d} + \frac{V_t^2 (X_d - X_q) \sin\delta_0 \cos\delta_0}{X_d X_q}$$

$$(B.4) \quad Q = \frac{V_t E_f \cos\delta_0}{X_d} - \frac{V_t^2 (\cos^2\delta_0 + \sin^2\delta_0)}{X_d X_q}$$

$$(B.5) \quad P = \frac{V_{bus} V_t \sin\delta}{X_d + X_e} + \frac{V_{bus}^2 (X_d - X_q) \sin\delta \cos\delta}{(X_d + X_e)(X_q + X_e)}$$

SAMBAND MELLAN
VINKLAR:

$$(4.4) \quad \sin \delta = \left(1 + \frac{X_e}{X_q}\right) \frac{V_t}{V_{bus}} \sin \delta_0$$

$$(4.5) \quad \cos \delta = \left(1 + \frac{X_e}{X_d}\right) \frac{V_t}{V_{bus}} \cos \delta_0 - \frac{E_f X_e}{V_{bus} X_d}$$

$$(B.6) \quad \tan \delta_0 = \frac{P}{Q + \frac{V_t^2}{X_q}}$$

APPENDIX C - HÄRLEDNING AV $G(s)$ ENLIGT INGEMARS/11/ :

Överföringsfunktionen $G(s)$ kan skrivas :

$$G(s) = \frac{F(s)}{1 + K_a F(s) F_m(s)}$$

$$\text{där } F(s) = F_e(s) \frac{G_f(s)}{X_{de}(s)} V_{bus} \sin \delta$$

$$\text{och } K_a = \frac{X_e V_{tq}}{V_{bus} \sin \delta V_t}$$

$F_m(s)$ är mätomvandlaren för generatorspänning överföringsfunktion, och sätts till 1.

$G_f(s)/X_{de}(s)$ kan förenklas.

$$G_f(s) = \frac{G_f}{1 + sT_{do}' + s^2 T_{do}' T_{do}''}$$

där G_f är konstant (t.ex. $G_f=1$)

$$X_{de}(s) = X_e + \frac{X_d + sT_{do}' X_d' + s^2 T_{do}' T_{do}'' X_d''}{1 + s T_{do}' + s^2 T_{do}' T_{do}''}$$

Här är $T_{do}'' = 0$. (dämpningen försummas)

$$\Rightarrow G_f(s) = \frac{1}{1 + sT_{do}'}$$

$$X_{de}(s) = \frac{X_d + X_e + sT_{do}'(X_d' + X_e)}{1 + sT_{do}'}$$

$$\Rightarrow \frac{G_f}{X_{de}} = \frac{1}{X_d + X_e + sT_{do}'(X_d' + X_e)}$$

$G(s)$ blir med detta insatt :

$$G(s) = \frac{V_{bus} \sin \delta \cdot \frac{Fe(s)}{1 + sT_{de}'}}{(X_d + X_e) \left(1 + \frac{X_e}{X_d + X_e} \frac{V_t q}{V_t} \frac{Fe(s)}{1 + sT_{de}'} \right)}$$

$$\text{där } T_{de}' = \frac{X_d' + X_e}{X_d + X_e} T_{do}'$$

$Fe(s)$ är spänningsregulatorns överföringsfunktion.

APPENDIX D - HÄRLEDNING AV EKVATION 4.7

MÅLET:

Var kommer denna formel ifrån ?

$$V_t = \frac{B V_f + \sqrt{(B - A \frac{X_e^2}{X_d}) V_f + A V_{bus}^2}}{A}$$

$$A = (1 + \frac{X_e^2}{X_d}) \cos^2 \delta_0 + (1 + \frac{X_e^2}{X_q}) \sin^2 \delta_0$$

$$B = \frac{X_e}{X_d} (1 + \frac{X_e}{X_d}) \cos \delta_0$$

EKVATIONER OCH BERÄKNINGAR:

Ur visardiagram hämtas sambanden

$$\left. \begin{aligned} (D.1) \quad V_f &= V_{bus} \cos \delta + X_e I_t \sin(\varphi + \delta_0) + I_t d X_d \\ (D.2) \quad V_f &= V_t \cos \delta_0 + I_t d X_d \end{aligned} \right\} \Rightarrow$$

$$V_{bus} \cos \delta + I_t X_e \sin(\varphi + \delta_0) = V_t \cos \delta_0 \Rightarrow$$

$$\sin(\varphi + \delta_0) = \frac{V_t \cos \delta_0 - V_{bus} \cos \delta}{X_e I_t}$$

$$(D.3) \quad I_t d = I_t \sin(\varphi + \delta_0) = \frac{V_t \cos \delta_0 - V_{bus} \cos \delta}{X_e}$$

(D.3) i (D.2) ger

$$\begin{aligned}
 V_f &= V_t \cos \delta_o + \frac{X_d}{X_e} (V_t \cos \delta_o - V_{bus} \cos \delta) = \\
 &= V_t \cos \delta_o \left(1 + \frac{X_d}{X_e}\right) - \frac{X_d}{X_e} V_{bus} \cos \delta \Rightarrow
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 (D.4) \quad V_f + \frac{X_d}{X_e} V_{bus} \cos \delta \\
 V_t &= \frac{\frac{X_d}{X_e} V_{bus} \cos \delta}{\left(1 + \frac{X_d}{X_e}\right) \cos \delta_o}
 \end{aligned}$$

Samband mellan δ och δ_o sökes.

$$\text{Triangelsatsen ger : } \frac{V_t \sin \delta_o}{I_t X_q} = \frac{V_{bus} \sin \delta}{I_t (X_q + X_e)}$$

$$\text{dvs } \sin \delta = \frac{X_q + X_e}{X_q} \frac{V_t}{V_{bus}} \sin \delta_o$$

$$\text{och } \cos \delta = \sqrt{1 - \left(\frac{X_e}{X_q}\right)^2 \left(\frac{V_t}{V_{bus}}\right)^2 \sin^2 \delta_o} = \sqrt{1 - E^2}$$

Detta uttryck sätts in i (D.4) och ger:

$$V_t \cos \delta_o = \frac{V_f + \frac{X_d}{X_e} V_{bus} \sqrt{1 - E^2}}{\left(1 + \frac{X_d}{X_e}\right)}$$

och med E uskrivet ger det:

$$V_t^2 \cos^2 \delta_0 \left(1 + \frac{X_e^2}{X_d}\right) - 2 \frac{X_e}{X_d} V_t V_f \cos \delta_0 + V_f^2 \left(\frac{X_e^2}{X_d}\right) =$$

$$= V_{bus}^2 \left(1 - \left(1 + \frac{X_e^2}{X_q}\right) \left(\frac{V_t}{V_{bus}}\right)^2 \sin^2 \delta_0\right)$$

Omskrivet blir detta samband

$$(D.5) \quad V_t^2 \left(\cos^2 \delta_0 \left(1 + \frac{X_e^2}{X_d}\right) + \sin^2 \delta_0 \left(1 + \frac{X_e^2}{X_q}\right) \right) -$$

$$- 2 V_t V_f \frac{X_e}{X_d} \cos \delta_0 + V_f^2 \left(\frac{X_e^2}{X_d}\right) - V_{bus}^2 = 0$$

Det som står efter V_t^2 är A och efter V_t är B vilket medför att sambandet blir med V_t utlöst:

$$V_t = \frac{B V_f + \sqrt{(B - A \left(\frac{X_e^2}{X_d}\right))^2 V_f^2 + A V_{bus}^2}}{A}$$

Detta är formeln som skulle visas.

XE UTLÖST UR (D.5)

Med X_e utlöst ur (D5) blir sambandet:

$$(4.7) \quad X_e^2 \left(V_t^2 \left(\frac{\cos^2 \delta_0}{X_d} + \frac{\sin^2 \delta_0}{X_q} \right) - 2 \frac{V_t V_f}{X_d} \cos \delta_0 + \left(\frac{V_f^2}{X_d}\right) \right) +$$

$$+ X_e^2 \left(2 V_t \left(\frac{\sin^2 \delta_0}{X_d} + \frac{\cos^2 \delta_0}{X_q} \right) - 2 \frac{V_t V_f}{X_d} \cos \delta_0 \right) +$$

$$+ V_t^2 - V_{bus}^2 = 0$$



