

Utveckling av styrprogram till – samt provning av hjulmotor



Tobias Caesar
Simon Nilsson

Division of Industrial Electrical Engineering and Automation
Faculty of Engineering, Lund University

Utveckling av styrprogram till – samt utvärdering av hjulmotor

Tobias Caesar
Simon Nilsson

September 2010

Handledare:
Ph.D. Avo Reinap
Examinator:
Professor Mats Alaküla



LUNDS UNIVERSITET
Lunds Tekniska Högskola

Master's Thesis
Division of Industrial Electrical Engineering and Automation

Abstract

IEA¹ at LTH are participating in a research project involving construction and production of electrical machines with composite materials. The project name is DAMIA II and involves several industrial partners. One of these are Handikapteknik AB for whom an in-wheel electrical motor have been constructed and is currently under production.

The goal with this thesis is to develop and test a controlling software for this motor. At first an evaluation of existing hardware on the department will be done and the most appropriate alternative will be chosen and used for implementation. With the chosen hardware a vector controller will be developed and evaluated after the in-wheel motor has been rigged in a brake test bench.

After evaluation of the different hardware alternatives National Instruments CompactRIO was considered as the best option because of its properties in development environment, calculation capacity and mobility. This means that the development will occur in LabVIEW:s graphical user interface and that the controller mostly will be located in the FPGA which allows very high performance in sampling and calculations.

When implementing a vector controller it is essential to keep track of the rotor position. This is why different methods to measure the rotor position have been evaluated. Primarily methods using resolver and hall sensors have been studied. The result shows that a resolver implemented in high-pole applications is highly limited due to the required signal multiplication to achieve the correct electrical position. Hallsensors on the other hand have performs very well with higher number of pole pairs since this gives more position states per revolution.

Finally the performance of the in-wheel motor was tested by running a number of simulated driving cases for a handicap vehicle. Among them acceleration test, simulated downhill and start-stop test. The results have proven to be satisfying and it looks promising for the controller to work as an alternative to a commercial one.

¹IEA - The Department of Industrial Electrical Engineering and Automation

Referat

IEA² vid LTH deltar i ett forskningsprojekt om konstruktion och produktion av elmaskiner med kompositmaterial. Projektet kallas DAMIA II och innefattar flera industrideltagare. En av dessa är Handikappteknik AB för vilka en hjulmotor konstruerats och för närvarande är under uppbyggnad.

Målet med detta examensarbete är att utveckla och testa ett styrsystem till denna motor. Till en början ska befintliga hårdvaror på IEA utvärderas och det mest lämpliga alternativet väljas för att gå vidare till implementering. Till den valda hårdvaran ska sedan en vektorstyrning tas fram och utvärderas efter att elmaskinen har monterats i en bromsbänk.

Efter utvärdering av de olika hårdvarualternativen valdes National Instruments CompactRIO som det bästa alternativ främst tack vare dess utvecklingsmiljö, beräkningskapacitet och mobilitet. Detta innebär att utvecklingen kommer ske i LabVIEW:s grafiska gränssnitt och att styrningen främst kommer att implementeras i en FPGA vilket ger mycket bra samplings- och beräkningsmöjligheter.

För att implementera en vektorstyrning är det väsentligt att man vet rotorns position. Därför har olika metoder att mäta rotorns position utvärderats. Främst undersöks resolver och hallsensorer. Resultatet visar att en resolver är klart begränsad vid ett högt antal magnetpolar i motorn då vinkeln hos resolvorn måste multipliceras med antalet polpar för att få den elektriska positionen. Hallsensorer däremot visar sig fungera mycket bra då det handlar om högpolygona elmaskiner då det blir fler positionsangivelser per mekaniskt varv.

Slutligen testades motorstyrningens prestanda genom att köra en rad simulerade körfall för ett handikappfordon. Däribland accelerationstest, simulerad nedförsbacke och start-stopp test. Resultaten har visats sig goda och det ser lovande ut för styrningen att kunna fungera som en ersättning till kommersiella styrningar.

²IEA - Institutionen för industriell elektroteknik och automation

Förord

Detta examensarbete har utförts vid Lunds Tekniska Högskola som en del i ett forskningsprojekt kallat Damia II. Arbetet är det sista i vår utbildning och knyter ihop det vi har lärt oss under våra fem år vid LTH. Här på institutionen för Industriell Elektroteknik och Automation har vi fått många värdefulla kommentarer och tips och vill därför tacka:

- **Avo Reinap** vår handledare för stöd och viktiga kommentarer under arbetets gång.
- **Mats Alaküla** vår examinator för att han har gett oss möjligheten att genomföra detta arbete.
- **Getachew Darge** för all hjälp med labbuppställningen, du har sparat oss otaliga timmar.
- Övriga på institutionen som på annat sätt har varit inblandade och bidragit till arbetet.

Tack!

Tobias Caesar
Simon Nilsson

Lund, September 2010

Innehåll

1	Inledning	1
1.1	Bakgrund	1
1.2	Syfte	1
1.3	Avgränsningar	2
1.4	Disposition	2
1.5	Problemställning	3
2	Teori	5
2.1	Permanentmagnetiserad synkronmaskin	5
2.1.1	Mekanisk uppbyggnad	5
2.1.2	Strömreglering	6
2.2	Vektorstyrning	8
2.2.1	Vektorrepresentation	8
2.2.2	Modulering av trefasig frekvensomvandlare	8
3	Givare för rotorposition	11
3.1	Resolver	11
3.1.1	Implementering med direkt arcustangens av cosinus- och sinus-signal	12
3.1.2	Följaralgorithm för uppskattning av rotorposition och hastighet	13
3.2	Hallsensorn	13
3.2.1	Analog hallsensor	13
3.2.2	Digital hallsensor	14
4	Alternativa hårdvaror	17
4.1	INFINEON® HybridPACK™1	17
4.2	NI CompactRIO	18
4.2.1	LabVIEW	18
4.3	dSPACE DS1104 R&D Controller Board	18
4.4	Slutsatser hårdvara	19
5	Labbuppställning	21
5.1	CompactRIO	22
5.2	Omformare	23

5.3	Pumpmotor	23
5.4	Hjulmotor	23
5.5	Bromsbänk	24
5.6	Återkoppling	24
5.7	EMC	24
6	Implementering i LabVIEW	25
6.1	FPGA	25
6.1.1	Hastighetsestimering	25
6.1.2	Rotorvinkel	26
6.1.3	Strömregulator	27
6.1.4	Bärvåg	27
6.1.5	FIFO och dataöverföring	27
6.2	RT	28
6.2.1	Hastighetsregulator	28
6.2.2	Inläsning av FIFO och lagring av data	29
6.2.3	Kommunikation	29
6.3	PC	29
6.3.1	Användargränssnitt	29
7	Resultat	31
7.1	Placering av analoga hallsensorer	31
7.1.1	Störningspåverkan	32
7.1.2	Flödesmätning	33
7.1.3	Positionsmätning	34
7.2	Placering av digitala hallsensorer	36
7.2.1	Undersökning av befintlig hjulmotor	36
7.3	Prestandajämförelse av digitala, analoga hallsensorer och resolver	38
7.4	Utvärdering av styrprogram	41
7.4.1	Acceleration	41
7.4.2	Konstant hastighet utan last	43
7.4.3	Konstant hastighet med last	44
7.4.4	Strömregulator	45
7.4.5	Start-stopp	46
7.4.6	Simulerad nedförsbacke	46
8	Slutsatser	49
8.1	Mätning av rotorvinkel	49
8.2	Val av hårdvara	50
8.3	Motorstyrningens prestanda	50
8.4	Förslag på placering av givare till nya hjulmotorn	50
	Litteraturförteckning	53

Bilagor	54
A LabVIEW-Kod	55

Kapitel 1

Inledning

Detta kapitel beskriver inledande bakgrund och syfte med examensarbetet. Även de avgränsningar som görs i projektet för att förhindra att arbetsbelastningen blir orimlig nämns. Rapportens disposition går igenom och även de problemställningar som har gjorts inför projektet.

1.1 Bakgrund

IEA¹ vid LTH deltar i ett forskningsprojekt om konstruktion och produktion av elmaskiner med kompositmaterial. Projektet kallas Damia II och innefattar flera industrideltagare. En av dessa är Handikapptechnik AB för vilka en elektrisk hjulmotor konstruerats och för närvarande är under uppbyggnad.

Hjulmotorn är unik i flera avseenden, både genom att den är direkt integrerad i en fälg och genom att dess stator är gjuten kring lindningarna med en järnpulverkomposit, s.k. SM2C.

För att kunna styra motorn behöver ett sensorsystem för att mäta rotorvinkeln utformas. Detta är också en del i forskningsprojektet Damia II. Hjulmotorn tillverkas av Magnetic Components AB och är designad på IEA.

1.2 Syfte

Detta examensarbete är utformat för att ta fram en vektorstyrning med utvald hårdvara för att styra en hjulmotor. Både vektorstyrningen och motorn ska sedan prestandamässigt utvärderas som ett alternativ till en kommersiell styrning genom körning i bromsbänk. För att vektorstyrning ska vara möjligt krävs att man vet rotorns position. Därför kommer även olika metoder att mäta rotorvinkeln att undersökas.

På IEA har tidigare dSPACE använts för undervisning och utveckling. Institutionen närmar sig en övergångsfas då det är dags att byta till ett nyare system.

¹IEA - Institutionen för industriell elektroteknik och automation

National Instruments CompactRIO är ett av de nya systemen som har inhandlats som ett alternativ. Detta projekt kommer att bidra till ökad kunskap om potentialen i detta system och hur väl det passar institutionens behov. Hjulmotorn som tillverkas av MagComp AB och är designad på skolan var ursprungligen tänkt att användas för utvärdering men har ersatts av en kinesisk variant eftersom hjulmotorn inte har hunnit bli färdigställd. Dock kommer detta examensarbete att kunna användas för att utvärdera hjulmotorn vid ett senare tillfälle då den står färdig.

1.3 Avgränsningar

Detta avsnitt behandlar de avgränsningar som har gjorts under examensarbetets gång. Detta för att begränsa arbetet till en rimlig mängd. De avgränsningar som har gjorts är:

- Motorn och dess styrning skall endast testas i testbänk och kommer alltså inte att användas i det slutgiltiga fordonet.
- Följaralgoritm för resolver kommer inte att implementeras då denna kräver en hel del beräkningar vilket tar upp stor plats i FPGA:n där det finns begränsningar för antalet multiplikatorer.
- Momentgivare kommer inte att användas i labbuppställningen.
- En kommersiell styrning kommer inte att testas utan istället görs bedömningen om den utvecklade styrningen kan fungera som ett alternativ.

1.4 Disposition

I detta kapitel beskrivs rapportens uppbyggnad. Dispositionen korrelerar inte nödvändigtvis med arbetets gång.

- **Kapitel 2** innehåller översiktligt den teori som behövs för att kunna förstå rapporten. För djupare förståelse och en mer detaljrik förklaring hänvisas läsaren till [2].
- **Kapitel 3** behandlar teoretiskt de olika metoder som har undersökts för att kunna bestämma roterns position. Alternativen är resolver samt analoga respektive digitala hallgivare.
- **Kapitel 4** beskriver de hårdvarualternativ som har utvärderats i början av arbetet och motiverar de val som har gjorts.
- **I kapitel 5** introduceras den slutgiltiga labbuppställningen som använts vid alla testkörningar. Hårdvaran som har använts gås igenom mer i detalj och behandlar bl.a. omformare, hjulmotor och bromsbänk.

KAPITEL 1. INLEDNING

- **Kapitel 6** går i detalj igenom hur all vektorstyrning har implementerats i LabVIEW och de tre nivåerna PC, RT och FPGA.
- **Kapitel 7** innehåller resultaten av arbetet med avseende på prestanda hos motorn. Hur resolver, analoga och digitala hallgivare presterar och en jämförelse mellan dessa.
- **Kapitel 8** beskriver slutsatser över arbetet i sin helhet.

1.5 Problemställning

För att examensarbetet ska kunna slutföras dyker det upp en del problem som måste lösas. I detta avsnitt presenteras de problem som är uppenbara under examensarbetets gång:

- Vilken hårdvara behövs för att genomföra testerna?
- Vilka givare ska användas för att mäta rotorvinkeln och hur ska de placeras?
- Hur programmeras motorstyrningen i LabVIEW samt hur lämplig är CompactRIO:n för ändamålet?
- Hur ska datainsamlingen göras för att kunna utvärdera prestandan hos systemet?

Kapitel 2

Teori

Detta kapitel går övergripande igenom den teori som behövs för att förstå rapporten. För den mer intresserade läsaren hänvisas denne till [2].

2.1 Permanentmagnetiserad synkronmaskin

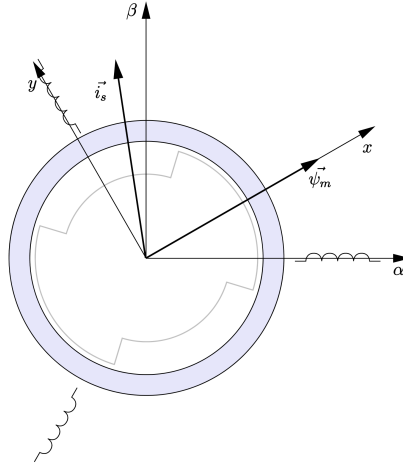
Precis som namnet antyder så är den permanentmagnetiserade synkronmaskinen (PMSM) permanent magnetiserad via magneter. Magneterna kan placeras på många olika sätt i rotorn och positionen beror på hur motorn i övrigt är uppbyggd samt vilken karakteristik motorn ska ha. Att den är synkron innebär att rotorhastigheten beror linjärt av frekvensen som statorn exciteras med, till skillnad från asynkronmaskinen. För att styra en PMSM är det viktigt att rotorns vinkel i förhållande till faslindningarna är känd. Så att rätt faslindning kan exciteras vid rätt tillfälle för att ge största effektivitet och moment. Ju fler poler motorn har desto viktigare är det att ha hög precision i rotorns vinkel. Vanligtvis sitter rotorn inuti statorn medan hjulmotorn är en ytterrotormotor, det vill säga att statorn sitter innerst och rotorn ytterst. På så sätt kan rotorn bli en del av fälgen i ett fordon. Nackdelarna är att den blir ofta något svårare att montera samt att kylningen till statorn blir sämre.

2.1.1 Mekanisk uppbyggnad

Beroende på hur många magneter och på vilket håll de vänds får rotorn olika antal polpar. I figur 2.1 illustreras en motor med två poler, d.v.s. ett polpar. Antalet polpar avgör förhållandet mellan den elektriska frekvensen i statorn och den mekaniska frekvensen som rotorn roterar med enligt $\omega_{rotor} = \omega_{el}/n_{polpar}$. Detta kan leda till problem då en mångpolig maskin ska rotera i hög hastighet. Den elektriska frekvensen kan då blir så hög att omformarens switchfrekvens begränsar hastigheten.

Normalt består statorn av många tunna laminerade plattor av metall staplade efter varandra med kanaler för spolarna. Anledningen till att ha laminerade plattor är för att motverka virvelströmmar vilka medför förluster. Med andra typer

av magnetiskt ledanade material så som SM2C¹ kan dock dessa förluster minskas ytterligare. En annan fördel med SM2C är att allt kan bakas in i ett stort paket, även kylflänsar, fästörön och givare. En nackdelen är att den magnetiska ledningsförmågan (permabiliteten) är lägre.



Figur 2.1. Förenklad bild av en PMSM med koordinatsystem

2.1.2 Strömreglering

För att regulatorn inte ska behöva ta hänsyn till att rotorns position ändras så används ett roterande koordinatsystem. I figur 2.1 visas en förenklad bild av en motor med två olika koordinatsystem. Det första med axlarna α och β är statorns system och är därför stationärt. Det andra är rotorns system med axlarna x och y som således roterar i förhållande till statorn. Vinkeln mellan dessa två koordinatsystem betecknas (θ) och mäts oftast externt med en resolver eller encoder. Med hjälp av fasströmmarna i_{sa} och i_{sb} beräknas strömmarna i statorns koordinater $i_{s\alpha}$ samt $i_{s\beta}$ enligt 2.1. Dessa två används sedan tillsammans med rotorvinkeln (θ) i 2.2 för att beräkna strömmarna i rotorns koordinater, i_{sx} och i_{sy} . Tillsammans med vinkelhastigheten (ω_r) och strömreferenserna i_{sx}^* och i_{sy}^* blir detta insignalerna till strömregulatorerna, se ekvation 2.3. Ut från strömregulatorerna kommer två spänningsreferenser u_{sx}^* och u_{sy}^* som sedan transformeras till referenser för de tre fasspänningarna, U_a , U_b samt U_c .

$$\begin{aligned} i_{s\alpha} &= \sqrt{3/2} \cdot i_{sa} \\ i_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot i_{sa} + \sqrt{2} \cdot i_{sb} \end{aligned} \quad (2.1)$$

¹SM2C - soft magnetic mouldable composite

$$\begin{aligned} i_{sx} &= i_{s\alpha} \cdot \cos\theta + i_{s\beta} \cdot \sin\theta \\ i_{sy} &= i_{s\beta} \cdot \cos\theta - i_{s\alpha} \cdot \sin\theta \end{aligned} \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} u_{sx}^*(k) &= \left(\frac{L_{sx}}{T_s} + \frac{R_s}{2} \right) \left((i_{sx}^*(k) - i_{sx}(k)) + \frac{T_s}{\left(\frac{L_{sx}}{R_s} + \frac{T_s}{2} \right)} \sum_{n=0}^{n=k-1} (i_{sx}^*(n) - i_{sx}(n)) \right) \\ &\quad - \omega_r L_{sy} i_{sy}(k) \\ u_{sy}^*(k) &= \left(\frac{L_{sy}}{T_s} + \frac{R_s}{2} \right) \left((i_{sy}^*(k) - i_{sy}(k)) + \frac{T_s}{\left(\frac{L_{sy}}{R_s} + \frac{T_s}{2} \right)} \sum_{n=0}^{n=k-1} (i_{sy}^*(n) - i_{sy}(n)) \right) \\ &\quad + \omega_r (\psi_m + L_{sx} i_{sx}(k)) \end{aligned} \quad (2.3)$$

Strömregulatorn är en så kallad PIE-regulator. E-delen kan liknas vid en framkoppling som uppskattar den inducerade spänningen i motorn med hjälp av varvtalet (ω_r), induktansen (L_s), strömmen (i_s) samt det magnetiska flödet (ψ_m). Integratorn är utrustad med en anti-windup så att den slutar integrera då referensspänningen når ett förutbestämt tak. Transformationerna är hämtade från [1] och strömregleringen ur [2].

2.2 Vektorstyrning

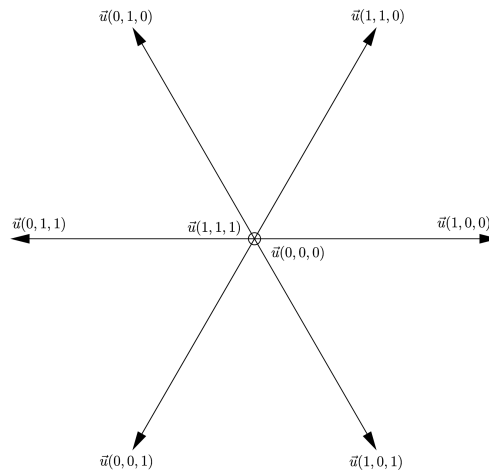
För att styra motorn används vektorstyrning. Detta innebär att åtta vektorer används för att styra strömmen vilket är naturligt då switcharna hos en trefasomvandlare ger åtta möjliga kombinationer.

2.2.1 Vektorrepresentation

En trefasomvandlare ger alltså möjlighet till åtta olika kombinationer vilka kan representeras i vektorform. En vektor $\vec{x}^{\alpha\beta}$ definieras utifrån de tre fasspänningarna x_a, x_b och x_c enligt

$$\vec{x}^{\alpha\beta} = x_a + x_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + x_c e^{j\frac{4\pi}{3}} = x_\alpha + jx_\beta$$

I figur 2.2 visas de möjliga spänningsvektorerna. Två av vektorerna är nollvektorer och de övriga sex är i olika riktningar. Dessa vektorer gör det möjligt att formera läget av strömmens rumsvektor samt statorfältet.



Figur 2.2. Möjliga spänningsvektorer från trefasomvandlaren.

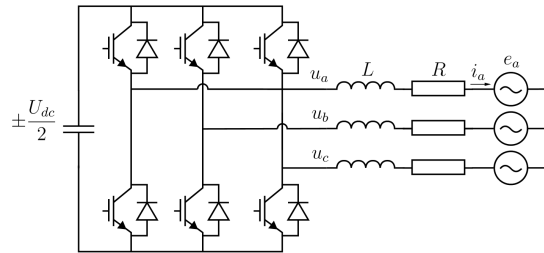
2.2.2 Modulering av trefasig frekvensomvandlare

En trefasig frekvensomvandlare består av tre transistorhalvbryggor som utgör tre switchar vilka styrs oberoende av varandra. Detta gör att man på varje fas individuellt kan styra utpotentialen till $\pm \frac{U_{dc}}{2}$. I figur 2.3 visas en förenklad översikt över omvandlaren. IGBT:erna styrs parvis av referenserna d.v.s. att när den ena leder så är den andra öppen. Viktigt att säga är att varje fas i motorn ligger förskjutna 120° i förhållande till varandra.

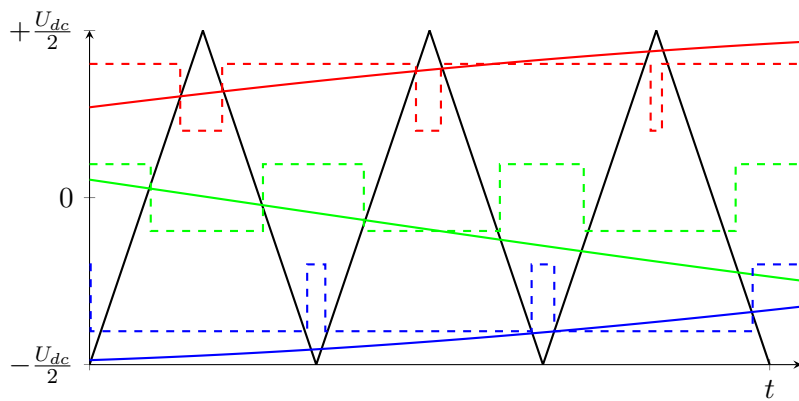
Moduleringen sker sedan genom att de tre referenserna som genererats av strömregulatorn jämförs med en triangelvåg och sätter motsvarande switch beroende på

KAPITEL 2. TEORI

vilken som är störst. Detta illustreras i figur 2.4 där också respektive switchsignal syns i streckade linjer. Hög signal betyder att halva positiva spänningen ligger på fasen och låg signal att motsvarande negativa spänning ligger på fasen. Switchfrekvensen bestäms alltså därmed av frekvensen hos triangelvågen.



Figur 2.3. Förenklat kretsschema över omvandlaren.



Figur 2.4. Modulering av de tre referenserna och motsvarande switchning i streckade linjer.

Kapitel 3

Givare för rotorposition

För att kunna reglera motorn krävs någon form av återkoppling av rotorns position. För att lösa detta kan en handfull vinkelgivare användas, i detta avsnitt kommer resolver samt hallsensorer att behandlas. Resolvern är en analog enhet som kan liknas vid en roterande transformator medan hallsensorn mäter magnetflödet från rotorns magneter.

3.1 Resolver

En resolver sitter monterad på motorns axel och ger dess position i form av ett förhållande mellan två signaler. En traditionell resolver har en primärlindning på axeln genom vilken en exciteringssignal skickas (figur 3.1). I statorn på sekundärsidan sitter sedan två lindningar 90° förskjutna i förhållande till varandra som tar upp denna exciteringssignal med en amplitud som beror på rotorns position. För bästa resultat ska exciteringssignalen bestå av en ren sinus (vanligtvis 5-10 kHz).

Låt exciteringssignalen vara $u(t) = K \sin \omega t$. Spänningarna i sekundärlindningarna kan då skrivas som

$$u_{\sin}(t) = KE \sin \omega t \sin \theta, u_{\cos}(t) = KE \sin \omega t \cos \theta$$

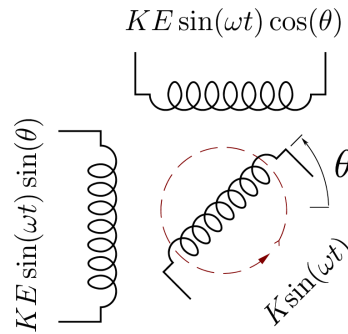
Där E är en faktor som beror av spänningsfall p.g.a. resistans i rotorn. För att sedan extrahera rotorns position θ finns det en uppsjö av metoder. Rent teoretiskt vore det mest naturliga att helt enkelt göra en arcustangens enligt

$$\theta = \arctan \frac{\sin \theta}{\cos \theta} \tag{3.1}$$

men generellt är detta svårt i hårdvara och därför används istället implicita metoder. Många av dessa metoder använder sig av den trigonometriska identiteten

$$\sin(\theta - \hat{\theta}) \equiv \sin \theta \cos \hat{\theta} - \cos \theta \sin \hat{\theta}$$

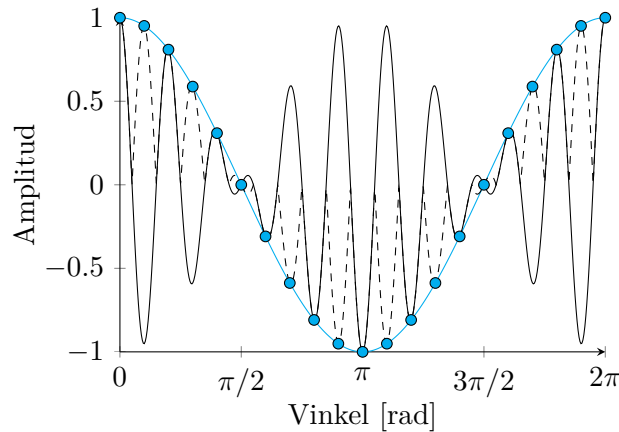
och använder alltså en uppskattad vinkel $\hat{\theta}$ och när denna är lika med den aktuella blir uttrycket noll. Detta implementeras vanligtvis med någon form av följare eller regulator som i [3] och [4].



Figur 3.1. Principskiss över hur en resolver fungerar.

3.1.1 Implementering med direkt arcustangens av cosinus- och sinussignal

Det mest enkla vore att direkt extrahera rotorns position genom att göra en arcustangens på förhållandet mellan sinus- och cosinussignalen enligt ekvation 3.1. På så vis behövs inte exciteringssignalen för avkodning av rotorvinkeln och samplingsarna kan ske när som helst. I figur 3.2 visas hur cosinussignalen kan demoduleras genom att sampla på topparna och bottenarna av exciteringssignalen. Genom detta har sinus- och cosinussignalen sin största amplitud för aktuell rotorvinkel och känsligheten för störningar minskar.



Figur 3.2. Sampling på topparna av exciteringssignalen, sampelpunkter markerade med ●.

Detta kan göras för både sinus- och cosinussignal och rotorvinkeln i samplepunkten fås ut direkt. En nackdel med denna metod är att den tenderar att bli känslig för brus och när någon av signalerna är nära noll får denna effekt en större inverkan.

3.1.2 Följarealgorithm för uppskattning av rotorposition och hastighet

En annan metod som använder implicit metod för framtagning av rotorposition och hastighet kan också implementeras. För att underlätta demodulationen och för att minska känsligheten för störningar så samplas signalerna bara på exciteringssignalens toppar. [5] föreslår en diskret implementation enligt

$$u_{sin,k} = u_{sin}(kT) = KE \sin \theta_k \sin \omega_e kT = \sin \theta_k \sin \left(\omega_e \frac{2\pi k}{\omega_e} \right)$$

$$u_{cos,k} = u_{cos}(kT) = KE \cos \theta_k \sin \omega_e kT = \cos \theta_k \sin \left(\omega_e \frac{2\pi k}{\omega_e} \right)$$

$$\hat{\omega}_{r,k} = \hat{\omega}_{r,k-1} + T\rho^2 \varepsilon_{\theta,k}$$

$$\hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{k-1} + T(\hat{\omega}_{r,k-1} + 2\rho \varepsilon_{\theta,k})$$

$$\varepsilon_{\theta,k} = u_{sin,k} \cos \hat{\theta}_{k-1} - u_{cos,k} \sin \hat{\theta}_{k-1}$$

där faktorn KE har normaliserats till 1.

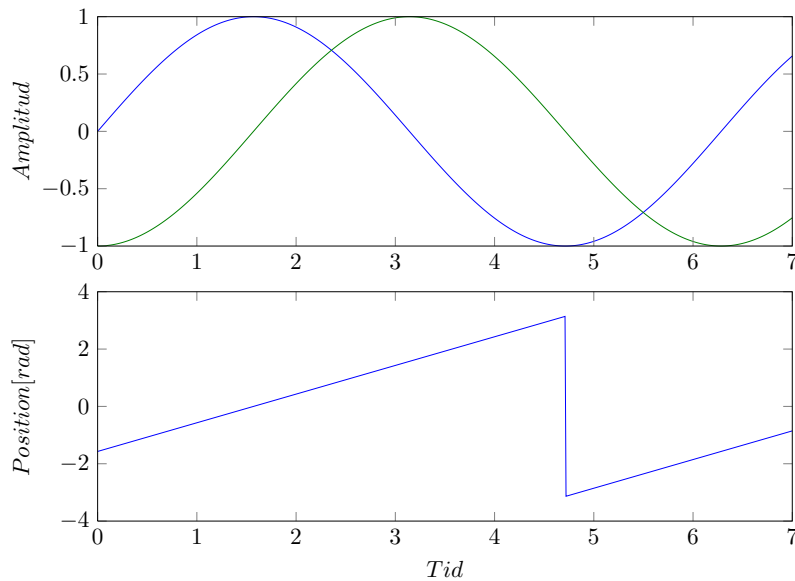
3.2 Hallsensorn

Hallsensorer används för att mäta magnetiskt flöde och finns med både analoga och digitala utgångar. Själva hallsensorn består av ett hallelement med tillhörande förstärkare. Förenklat kan man tänka sig hallelementet som en rektangulär platta med en ledare kopplad till varje sida. Då en ström flyter genom hallelementet samtidigt som det placeras vinkelrätt mot ett magnetfält uppstår en skillnad i potential som är vinkelrät mot både fältet och strömmen. Detta kallas halleffekt och uppkommer på grund av Lorentzkraften¹. Potentialskillnaden är väldigt liten, typiskt μV och därav den tillhörande förstärkaren. Mer om både digitala och analoga hallsensorer finns att läsa i [6].

3.2.1 Analog hallsensor

Inom sitt arbetsområde så lämnar de analoga hallsensorerna en spänning som är proportionell mot magnetflödet. De finns med flertalet olika känsligheter och det är viktigt att välja rätt för att få så bra upplösning som möjligt utan att utsignalen saturerar. Med en inbyggd offset på halva matningsspänningen kan sensorn representera flödet i båda riktningarna med bara en spänningsreferens. Genom att placera en hallsensor i ytterkant av statorn så nära rotorn som möjligt erhålls en sinusformad signal då magneterna sveper förbi sensorn. Med två sensorer placerade på avståndet som motsvarar 90 graders fasförskjutning av signalerna så fås samma funktion som med resolvern bortsett från exciteringssignalen, se figur 3.3.

¹Lorentzkraften - en kraft som uppkommer då elektroner rör sig i ett magnetfält.



Figur 3.3. De analoga hallsensornas uppmätta flöde (överst) och den därur givna positionen (nederst).

3.2.2 Digital hallsensor

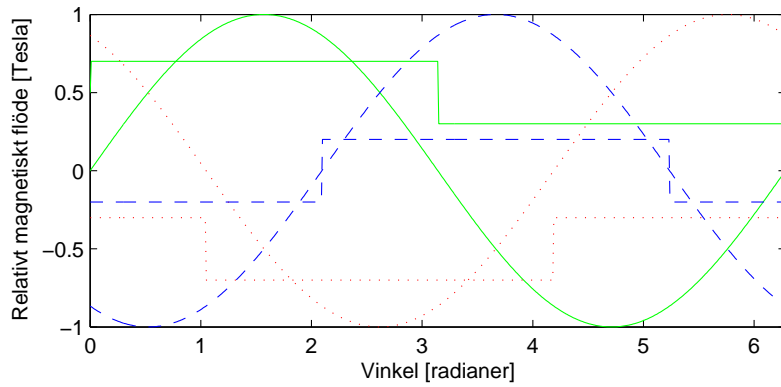
Den digitala hallsensorn är i princip en analog sensor med en schmittriggen på utgången. Schmittriggern jämför värdet från spänningsförstärkaren med ett referensvärde som bestämmer om utgången ska vara låg eller hög. Givetvis går mycket information förlorad på detta sätt men signalen blir betydligt mindre känslig för störningar och inläsningen av digitala signaler går oftast mycket snabbare jämfört med analoga signaler.

Genom att placera tre digitala hallsensorer i statorn med en elektrisk förskjutning på 120 grader kan ett helt elektriskt varv representeras. När magneterna passerar sensorerna blir den digitala signalen antingen hög eller låg. Detta ger i sin tur sex olika nivåer som representerar hela varvet. Detta illustreras i figur 3.4. Här syns att under ett varv fås sekvensen 101, 110, 010, 011, 001 och 101. I figur 3.5 visas hur dessa sex positioner representeras för ett elektriskt varv med konstant hastighet. Den predikterade positionen ges av

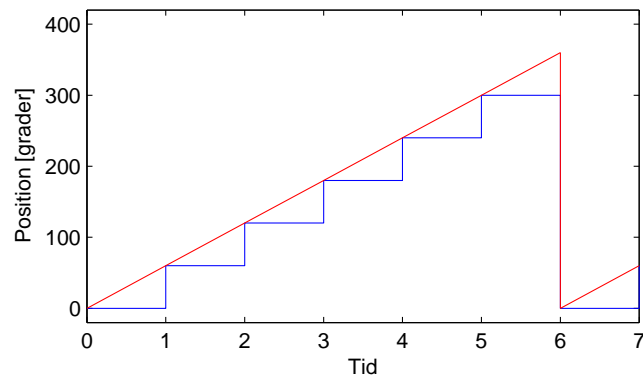
$$\theta_{Predikterad} = \theta_{Digital} + \omega_r \frac{p}{2} \Delta t \quad (3.2)$$

där Δt är tiden sen den senaste digitala positionen och p antalet poler. Hänsyn kan även tas till acceleration men då man jobbar med motorer med högt antal polpar kan detta generellt förbises.

KAPITEL 3. GIVARE FÖR ROTORPOSITION



Figur 3.4. De tre hallsensorernas digitala signal och det magnetiska flöde som de utsätts för.



Figur 3.5. Positionsutseende för hallsorgivare med och utan prediktion.

Kapitel 4

Alternativa hårdvaror

IEA innehar flertalet olika hårdvaror för styrning av elektriska maskiner, därför görs valet av hårdvara för styrningen av redan befintliga alternativ. Hårdvaran för styrningen består av två olika delar, regulatorn och kraftelektroniken. Regulatorn består av hårdvara för hantering av mät- och styrsignaler samt mjukvara till olika styralgoritmer. Kraftelektronikens utgångar switchas sedan direkt enligt styrsignalerna från regulatorn. Med rätt mjukvara blir denna typ av styrning mycket exakt och effektiv. Det ställer dock en del krav på hårdvaran som ska mäta in analoga värden, konvertera dem till digitala, beräkna nya referensvärden samt skicka ut nya styrsignaler på en tidsskala i mikrosekunder. Desto snabbare detta görs desto precisare och mjukare blir styrningen men till kostnad av ökade förluster i den kraftelektroniska omvandlingen.

4.1 INFINEON® HybridPACK™1

INFINEON® HybridPACK™1 är ett komplett utvecklingskit ämnat för hybridfordon. HybridPACK™1 är designat för milda applikationer med en matningsspänning av max 450 V samt en effekt av 20 kW. Kittet är modulbaserat bestående av kraftmodul, adaptermodul och logikmodul. På kraftmodulen sitter bland annat sex IGBT:er¹ som kan switchas med upp till 60,7 kHz. Adaptermodulen kopplar samman kraftmodulen med logikmodulen internt samtidigt som den erbjuder externa gränssnitt. Dessa gränssnitt är förberedda för anslutning av extern strömmätning samt för mätning av rotorns position. Tack vare intern signalbehandling kan flera av de vanligaste positionsgivarna anslutas direkt till adaptermodulen. På logikmodulen sitter en 80 MHz processor med ett minne på 1,5 MB för programkod samt portar för att kommunicera via RS232 eller CAN. Mjukvaran till processorn skrivs i C/C++ med det medföljande programmet Tasking VX-toolkit som bygger på Eclipse. Programmeringen sköts direkt i programmet och skickas över USB.

¹IGBT - Insulated gate bipolar transistor

4.2 NI CompactRIO

National Instruments *CompactRIO* (figur 4.1) är en enhet med en FPGA² och en realtidsprocessor anslutna via en PCI-bus [7]. På enheten finns utrymme för ett antal moduler som hanterar in- och utsignaler till och från FPGA:n. Dessa kommer med olika specifikationer och har inbyggd signalbehandling för att kunna anpassa signalerna till de sensorer och ställdon som finns anslutna.



Figur 4.1. National Instruments CompactRIO.

FPGA:n gör det möjligt att göra tyngre beräkningar med en frekvens på 40 MHz (25 ns). I korgen av moduler finns det analoga moduler med samplinghastigheter på över 100 kS/s parallellt på flera kanaler. Digitala motsvarigheter hos modulerna klarar upp till 1 MS/s sekventiellt.

Realtidsenheten innehåller en pentiumklassad processor på 533 MHz (cRIO-9022) och det sitter även en 10/100 Mb/s Ethernetport på enheten via vilken RIO:n ansluts till ett nätverk eller direkt till värddatorn. För lagring finns ett 2 GB minne och för tillfällig data ett 256 MB DDR2 RAM-minne.

4.2.1 LabVIEW

För att programmera FPGA:n och realtidssystemet används National Instruments mjukvaruverktyg *LabVIEW*. Här görs all programmering i en grafisk modellbaserad miljö. Detta tillåter kortare utvecklingstider och VHDL-kod kan genereras utan några tidigare förkunskaper om VHDL³ hos programmeraren. I figur 4.2 visas hur denna miljö kan se ut.

4.3 dSPACE DS1104 R&D Controller Board

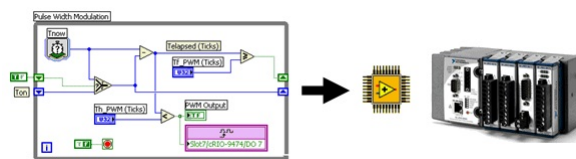
dSPACE DS1104 utgör en kostnadseffektiv utvecklingsmiljö för regulatorprototyper. Den grafiska modellbaserade programmeringen som används gör att utvecklingstiderna kan kortas ner.

Hårdvaran består av ett PCI-kort som pluggas in i en värddator. Detta kort innehåller en PowerPC på 350 MHz med en 24-bitars I/O bus med ADC, DAC,

²FPGA - Field Programmable Gate Array

³VHDL - Verilog hardware description language, ett språk för att programmera logiska kretsar som FPGA/ASIC

KAPITEL 4. ALTERNATIVA HÅRDVAROR



Figur 4.2. Utvecklingsmiljö för generering av HDL till FPGA.

serieport samt digitala I/O. En DSP sitter också på kortet och har bland annat en 3-fasig pulsbreddsmodulator för styrning av t ex IGBT:er.

Mjukvaruutvecklingen kan göras i *Simulink*⁴ tillsammans med det tillhörande realtidsgränssnittet och genereras till C-kod för programmering av processorn. Systemet kan sedan övervakas med hjälp av *dSPACE ControlDesk* som utgör ett enligt önskemål konfigurerbart GUI.

4.4 Slutsatser hårdvara

Det är nu dags att dra slutsatser kring urvalet av hårdvaran. I tabell 4.1 har bedömningar gjorts på hårdvarorna i olika avseenden. *Mobilitet* har viktats högt eftersom det är viktigt att utrustningen enkelt ska kunna flyttas mellan olika platser. Eftersom all utrustning redan finns inköpt har *kostnad* viktats något lägre än de andra.

CompactRIO:n presterar väldigt bra och får höga poäng i stort sett samtliga kategorier. En nackdel kan vara den höga kostnaden men är alltså inget problem i detta fallet. dSPACE:s stora begränsning är brist på mobilitet, eftersom hårdvaran monteras i en PC blir den klumpig att flytta.

	<i>HybridPACK</i>		<i>CompactRIO</i>		<i>dSPACE</i>		
	Vikt	Betyg	Poäng	Betyg	Poäng	Betyg	Poäng
Mobilitet ⁵	3	5	15	3	9	1	3
Utvecklingsmiljö	3	2	6	5	15	4	12
Beräkningskapacitet	2	2	4	5	10	3	6
Samplingshastighet	2	3	6	5	10	3	6
Kostnad	1	3	3	2	2	3	3
Anpassningsbarhet	1	2	2	5	5	4	4
Summa			36		51		34
Placering			2		1		3

Tabell 4.1. Viktningstabell över hårdvarualternativen.

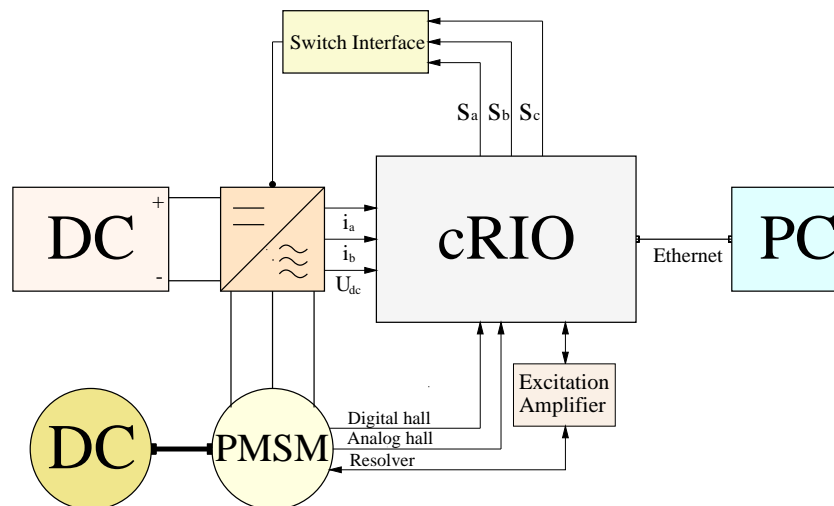
⁴Simulink - Grafisk utvecklingsmiljö i Matlab

⁵Här tas även hänsyn till tillhörande kraftelektronik

Kapitel 5

Labbuppställning

Alla tester samt programmeringen görs i IEA Lab 6 i Maskinhuset, LTH. Huvuddelen av hårdvaran sitter monterad i ett 19" rack för att vara lättåtkomlig. cRIO:n som inte är gjord för montering i dessa rack har anpassats och sitter i en adapter tillsammans med sitt nätaggregat. Just under RIO:n sitter en uppsättning med moduler för signalomvandling. De signaler som omvandlas är styrningen till switcharna i omformaren som isoleras optiskt samt förstärks och exciteringssignalen till resolvern som buffras. Figur 5.1 visar ett förenklat schema över hur labbuppställningen är kopplad.



Figur 5.1. Förenklat schema över labbuppställningen.

5.1 CompactRIO

CompactRIO:ns huvudenhet består av en cRIO-9022 med en processor på 533 MHz, 256 MB ramminne samt ett realtidsoperativsystem. Bakplanet är ett cRIO-9116 med en Xilinx Virtex-5 FPGA med plats för åtta moduler. I projektet används fyra moduler vilka listas nedan och syns i figur 5.2.

- **NI 9474 Digital utgång**

Modulen har åtta utgångar som alla styrs separat i upp till 1 MHz vardera. Utgångarna får sin spänning från en extern spänningskälla på 5 V eftersom bakplanet endast förser logiken i modulen med matning. Tre av dessa utgångar används för att styra switcharna i omformaren via en galvanisk avskiljning och förstärkning.

- **NI 9205 Analog ingång**

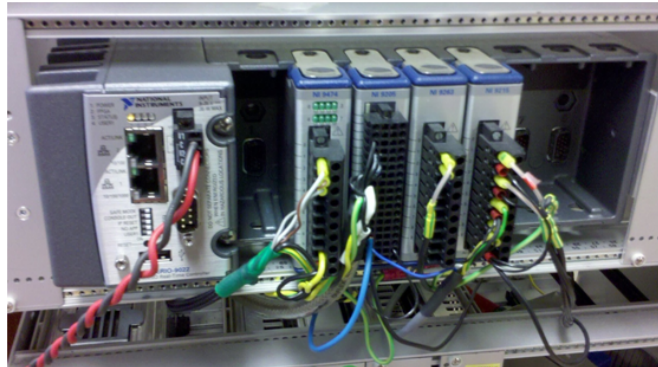
Beroende på hur modulen konfigureras kan antingen 32 kanaler mätas mot en gemensam potential eller kan 16 kanaler mätas differentiellt. Upplösningen är 16 bitar och kan anpassas till vilket mätområde som är aktuellt, $\pm 0,2$ V, ± 1 V, ± 5 V eller ± 10 V. Den totala samplingshastigheten är 250 kHz vilket innebär att antalet kanaler bör hållas nere för bästa prestanda. Då inga digitala ingångar finns att tillgå mäts signalerna från de digitala hallgivarna in i denna modul. Även signalerna från de två analoga hallgivarna samt spänningen på omformarens dc-länk mäts in här.

- **NI 9263 Analog utgång**

Fyra analoga utgångar kan styras med denna modul mellan ± 10 V med 16 bitar vid en uppdateringsfrekvens på 100 kHz. Strömmen är endast 1 mA eftersom den inte har någon extern matning. Endast en kanal används och den skapar exciteringssignalen till resolvern som är en sinusvåg på ca 10 kHz. Signalen buffras för att klara högre strömmar samtidigt som spänningsnivån behålls på $2,5 V_{rms}$.

- **NI 9215 Analog ingång**

NI 9215 har endast fyra ingångar som alla mäts differentiellt. På grund av sin höga samplingshastighet på 100 kHz och simultana sampling används denna modulen till de mest tidskritiska mätningarna. Framst då till att mäta in signalerna från de två strömsensorna i omformaren men även till de två signalerna från resolvern. Dessa mätningarna bör göras simultant eftersom signalerna ändras snabbt och det inbördes förhållandet är viktigt.



Figur 5.2. Bild över CompactRIO:n med de fyra modulerna.

5.2 Omformare

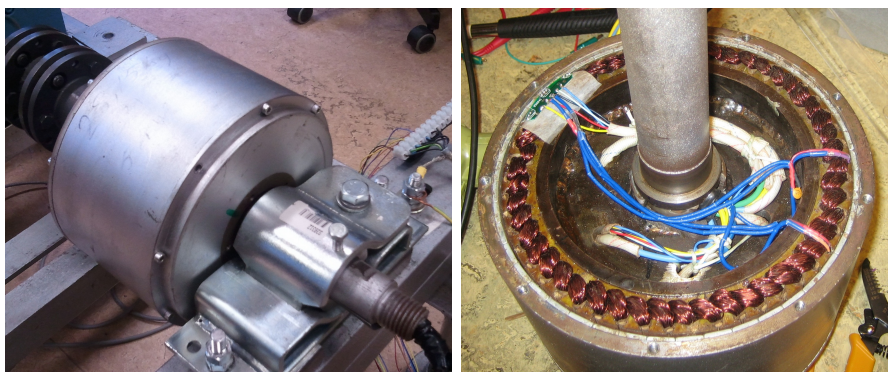
Omformaren består av sex stora transistorer med tillhörande styrelektronik och kylning samt ström- och spänningssensorer. Transistorerna är specificerade för upp till 100 A och 1200 V men har ett överbelastningskydd på 40 A samt ett kortslutningskydd på ca 70 A. Därav kan hjulmotorn bara köras med relativt låg effekt. Två LEM-moduler mäter strömmen på två av faserna och den tredje är då också känd eftersom summan av dem ska bli noll. Strömsensorerna är anpassade efter en lägre ström och mäter bara upp till 50 A vilket ger en bra upplösning.

5.3 Pumpmotor

I väntan på hjulmotorn från MagComp testas styrprogrammet först på en pumpmotor som är byggd enligt samma princip. Pumpmotorn är 130 mm i diameter, har 11 polpar och en effekt på ca 200 W. Den saknar helt givare för mätning av rotorns position. Därför monteras först tre digitala hallgivare nära rotorn för att mäta rotorns (magneternas) position, därefter testas två analoga hallgivare. Mer om motorn finns att läsas i [8].

5.4 Hjulmotor

Som substitut till hjulmotorn från MagComp används en äldre hjulmotor tillverkad i Kina. Även denna är flerpoleig med 23 polpar, dock så är den inte tillverkad i SM2C utan av vanligt ferromagnetiskt järn. Effekten är ungefär densamma på ca 5 kW vid 72 V men den kinesiska hjulmotorn har sitt maxvarvtal på 800 rpm istället för 1200 rpm. Hjulmotorn från Kina (figur 5.3) är förberedd med två uppsättningar på vardera tre digitala givare. Alla tester görs på den kinesiska hjulmotorn och framöver i rapporten kommer *hjulmotorn* att referera till denna.



Figur 5.3. Bild över hjulmotorn monterad i bromsbänk till vänster och hjulmotorns sensorer till höger.

5.5 Bromsbänk

Motorn som sitter förbunden med hjulmotorn och bromsar denna är en DC motor från ASEA på 9,3 kW vid 3000 rpm. Motorns fältlindning exciteras externt via en vidtransformator och en diodlikriktare. För mätning av rotorns position finns en resolver med ett polpar monterad på axeln. Effekten från motorn då den körs som generator leds in i ett stort värmeelement med justerbar resistans.

5.6 Återkoppling

De signaler som återkopplas i styrprogrammet är statorströmmarna i rotorns koordinatsystem och rotorhastigheten. Dock kan ingen av dessa mätas direkt utan beräknas med hjälp av två fasströmmar tillsammans med den uppmätta vinkeln. DC-spänningen mäts in men används inte då den innehåller allt för mycket brus vilket får styrprogrammet att fungera mycket dåligt. Istället anges spänningen manuellt i användargränssnittet.

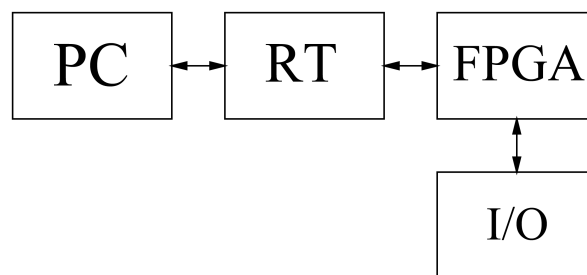
5.7 EMC

Enklare åtgärder görs för att minimera problem orsakade av EMC. Korta och skärade kablar används där det är lämpligt. Två möjliga källor till störningarna är dock svåra att påverka. Den första är i elmotorn där fas- och signalkablar går tätt tillsammans ut genom statorns axel. Den andra är i omformaren där ström- och spänningsmätningen sker.

Kapitel 6

Implementering i LabVIEW

För att implementera motorstyrningen med strömregulator, positionering och hastighetssuppskattning används National Instruments LabVIEW. All programmering görs därför i denna grafiska miljö som LabVIEW utgör och i detta kapitel kommer dessa delar att behandlas. I figur 6.1 visas en översikt över systemets basblock och hur de tre nivåerna PC, RT och FPGA hänger ihop.



Figur 6.1. Översikt över de olika delarna som hanteras i ett CompactRIO system.

6.1 FPGA

FPGA:n utgör den större delen av programmet. I FPGA:n görs estimering av rotorhastighet, strömreglering och modulering, insamling av data och mätning av rotorvinkel.

6.1.1 Hastighetsestimering

Hastighetsestimeringen för de tre digitala hallgivarna görs genom två while-loopar. Den första loopen består av en räknare som börjar räkna då givarna visar en viss kombination och slutar räkna när denna signal återkommer. Det är alltså tiden för ett elektriskt varv som mäts. För att ta reda på rotationens riktning kontrolleras

sekvensen hos givarna direkt efter det att hastighetsmätningen har gjorts. Den uppmätta elektriska frekvensen räknas sedan om till rotorhastighet genom beräkningen

$$\omega_{rotor} = \frac{2\pi}{\frac{p}{2} \cdot t} \quad (6.1)$$

där p är antalet magnetpoler och t tiden för ett elektriskt varv.

För att få ökad precision och för att förbättra regleringen vid låga hastigheter används ytterligare en hastighetsestimerare. Genom att räkna antalet sekvenser som har passerats under en viss tid kan låga hastigheter mätas med högre noggrannhet än med den tidigare hastighetsestimeraren. Detta eftersom hänsyn tas till varje förändring i den digitala sekvensen istället för att endast mäta tiden för ett helt elektriskt varv.

För de analoga givarna samt resolvern används istället en hastighetsestimerare som tittar den ena av de två givarsignalerna. För de analoga hallsensorerna mäts periodtiden på dess sinusformiga signal genom att mäta tiden mellan nollgenomgångar i positiv riktning. Objektet *Analog Period Measurement* som används för detta interpolerar mellan de samplade punkterna och har en hysteres för att minska känsligheten för brus. Riktningen på rotationen fås genom att titta på den inbördes förskjutningen mellan signalerna. På detta sätt fås den elektriska frekvensen direkt hos de analoga hallgivarna och rotorns hastighet kan beräknas enligt 6.1. För resolvern görs på samma sätt men med en tillagd omräkningsfaktor för att hantera skillnaden i antalet poler mellan resolver och motor.

Den uppskattade hastigheten filtreras sedan för att minska brus med hjälp av ett filter enligt

$$y[n] = y[n + 1] \cdot (1 - c) + x[n] \cdot c$$

där $0 < c \leq 1$. Ett stort c ger stor vikt åt nya värden och ett litet c minskar betydelsen av nya värden.

6.1.2 Rotorvinkel

Rotorvinkeln kan bestämmas på fyra olika sätt enligt val av användaren. Dessa fyra sätt är digitala hallgivare, digitala hallgivare med prediktion, analoga hallgivare samt resolver vilka hanteras av en switch-case sats. Avläsningen från givarna görs endast när transistorerna inte switchar för att minimera switchstörningar. Vinkeln kan avläsas direkt från de digitala hallgivarna genom att översätta sekvensen med en tabell till en vinkel och sedan justera för eventuella felplaceringar av givarna i motorn. För att ge de digitala givarna möjlighet att ge en bra uppskattad vinkel mellan de digitala nivåerna kan en prediktion göras där rotorns hastighet används för att uppskatta en vinkel enligt 3.2. Denna prediktion stängs av vid låga rotorhastigheter för att undvika att rotorn beter sig ryckigt då uppskattningen blir felaktig.

Det tredje sättet att avläsa rotorvinkeln är genom att använda de analoga hallsensorerna. Eventuella skillnader i amplitud och offset mellan givarnas signaler kan korrigeras och den elektriska vinkeln fås direkt som visas i figur 3.3. För resolvern görs på samma sätt som för de analoga givarna men när exciteringssignalen

är negativ måste också kompensering för detta göras och vinkeln skiftas därför 180 grader (1 adderas till den uträknade vinkeln). Antalet poler i resolvern skiljer sig ofta från antalet poler i motorn och därför multipliceras en faktor in för att få den elektriska vinkelmotsvarigheten. För både de analoga hallgivarna och resolvern kan vinkeljustering göras i mjukvaran. Resolverns exciteringssignal genereras genom att beräkna sinus av sågtandsvågen som beskrivs senare. För att se till att resolverns signaler samplas på topparna synkroniseras exciteringssignalen efter triangelvågen.

6.1.3 Strömregulator

Strömregulatorn som implementerats i FPGA:n är uppbyggd som beskrivet i teoriavsnittet enligt 2.3. Strömmarna mäts endast då vi inte switchar det vill säga på triangelvågens toppar och dalar. Dessa fasströmmar transformeras sedan om till (α, β) -planet enligt 2.1. Transformationen till (x, y) -koordinater görs sedan med hjälp av den valda vinkeln enligt 2.2. Den uppmätta strömmen jämförs med referensen och utgör återkoppling till en PI-regulator med anti-windup och framkoppling av inducerad spänning. Från regulatorn genereras slutligen spänningsreferenser som transformeras via (α, β) -planet till de tre faserna. Användaren kan i sin tur välja om dessa referenser ska symmetriseras eller inte.

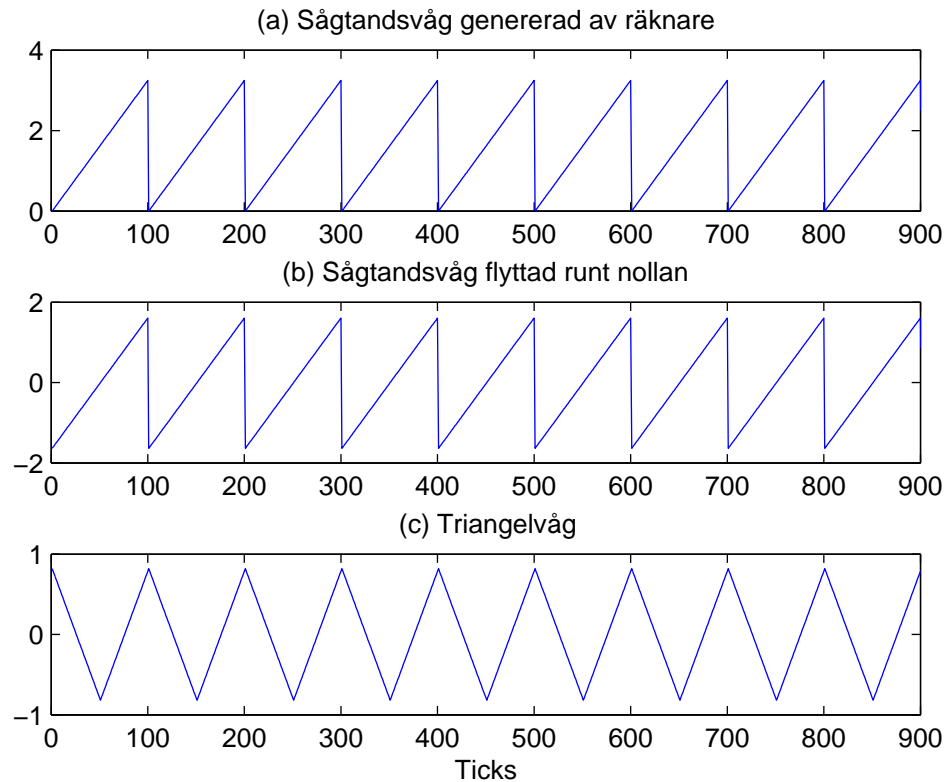
6.1.4 Bärsvåg

Bärsvågen som används vid modulation genereras i FPGA:n genom att räkna upp en variabel som slår om då den överstiger ett visst värde. Detta genererar en triangelvåg på det sätt som demonstreras i figur 6.2. Först skapas en sågtandskurva genom att räkna upp ett värde som nollställs då den når en gräns (a). Denna kurva flyttas sedan ner runt nollan (b) och en triangelvåg fås genom att ta absolutbeloppet av denna (c). I samma loop genereras även en boolesk triggsignal som är sann då triangelvågen befinner sig på en topp- eller en bottenpunkt för att kunna sampla då switchning ej sker. Den genererade triangelvågen skiftas först ner så den hamnar mellan ± 1 och multipliceras sedan med $\frac{U_{dc}}{2}$ för att generera den slutgiltiga triangelvågen. Det sista som sker innan loopen är klar är att triangelvågen jämförs med de genererade referenserna U_{az}, U_{bz}, U_{cz} och switcharnas läge kan styras därefter.

6.1.5 FIFO och dataöverföring

För att skicka data från FPGA:n till RT:n används en FIFO¹ med utrymme för 65535 element. Denna säkerställer att ingen data går förlorad under överföring till realtidskärnan. Samplingsfrekvensen ställs genom att sätta en fördröjning på while-loopen som fyller FIFO:n. I denna loop läggs 21 nya värden till FIFO:n vid varje iteration. Detta tillåter 3120 körningar innan FIFO:n är full och måste tömmas för att undvika att data går förlorad.

¹FIFO - En kö där det första värdet som går in blir det första värdet som går ut (First in First out).



Figur 6.2. Generering av triangelvåg i FPGA:n.

6.2 RT

I realtidskärnan styrs hela systemet. Här startas FPGA:n och all information mellan FPGA och PC går via realtidskärnan. Den inte så tidskritiska hastighetsregleringen görs också här.

6.2.1 Hastighetsregulator

Hastighetsregulatorn utgörs av en enkel PI-regulator med anti-windup. Den uppskattade hastigheten hämtas från FPGA:n och jämförs med hastighetsreferensen i regulatorn. Anti-windup uppnås genom att hämta en “Voltage in range”-signal från FPGA:n för att förhindra integraldelen att växa ytterligare då den önskade spänningen inte kan nås. När referenstypen ändras från hastighetsreglering nollställs integratorn.

6.2.2 Inläsning av FIFO och lagring av data

För att hämta data från FIFO:n används ett "Invoke Method"-objekt som med en referens till FPGA:n kan göra operationer på FIFO:n. Först hämtas antalet element från FIFO:n och sedan töms denna i två s.k. "Shared Variables". Den ena av dessa används för kommunikation med PC:n och den andra inom RT:n för säker insamling av data. När den booleska variabeln "Store Data" blir sann initieras datainsamlingen genom att skapa en ny fil med datumstämpel på RIO:ns flashminne. Data samlas sedan in tills dess att variabeln blir falsk och referensen till filen stängs ner. Under datainsamlingen skickas ingen data till PC-programmet eftersom det blir allt för krävande för realtidskärnan.

6.2.3 Kommunikation

All kommunikation mellan PC:n och FPGA:n görs via realtidskärnan. Realtidskärnan måste därför hantera handskakning mellan dessa båda delar. Kommunikationen mellan PC och RT sker genom en nätverkspubliserad delad variabel. Här hämtas en vektor med data som sedan skrivs till FPGA:n. För att göra detta används ett "Read/Write"-objekt med FPGA:ns VI² som referens. "Read/Write"-objekt används endast för att skriva data som inte är kritisk då det är risk att data går förlorad. För säker överföring av data används istället en FIFO. Detta behövs då sampling ska göras när avbrott i datainsamlingen ska undvikas.

6.3 PC

PC-programmet utgör ett GUI³ till användaren. Här kan de flesta parametrar sättas såsom referenser, regulatorparametrar, strömbegränsningar och en mängd justeringar.

6.3.1 Användargränssnitt

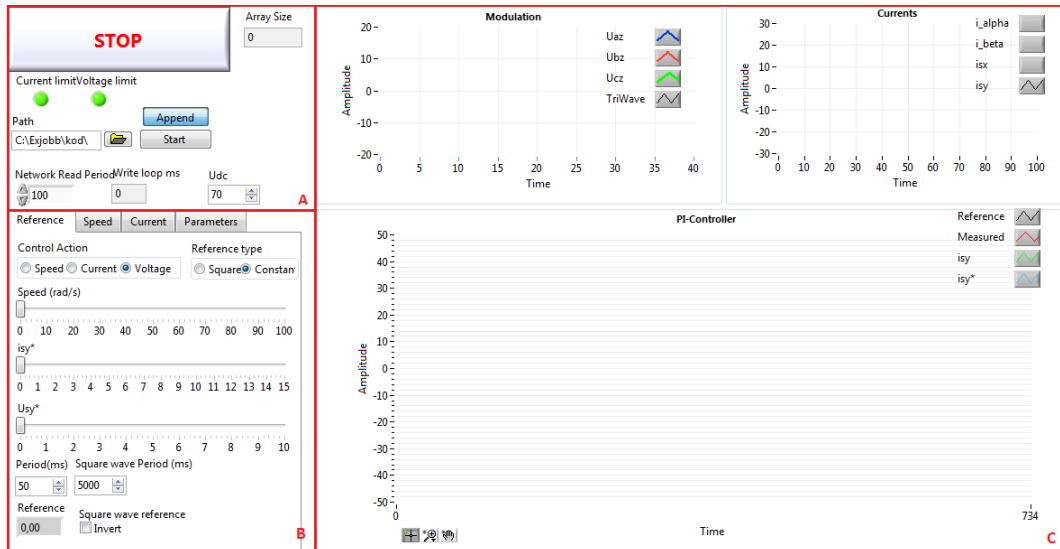
I Figur 6.3 visas en bild över hur det grafiska användargränssnittet ser ut. I ruta A finns det en stoppknapp för att stanna systemet, indikatorer som visar om strömgränsen eller spänningsgränsen har överskridits och möjligheter att logga data till fil på hårddisken. I ruta B är användarens möjligheter att sätta parametrar markerade. Här finns fyra flikar som hanterar inställningar för referenssignal, hastighetsregulator, strömregulator och övriga parametrar. Som referenssignal kan användaren välja mellan hastighetsreglering, strömreglering eller bara sätta en spänningsreferens. Det finns även ett alternativ för användaren att välja om referensen ska vara en fyrkantsvåg och kan då också ställa perioden för denna signal. Under hastighet- och strömfliken kan parametrar sättas för hastighets- respektive strömregulator. Under den sista fliken görs en mängd inställningar. De viktigaste här är strömbegränsning,

²Virtual Instrument - Benämning på program/subrutiner i LabVIEW.

³GUI - Graphical User Interface.

KAPITEL 6. IMPLEMENTERING I LABVIEW

spänningsbegränsning, antal poler, offset på strömmätningen, positionsjusteringar för de olika positionsgivarna, typ av modulation och vilka givare som ska användas. I ruta C presenteras modulation, strömmar och regulatort i diagram.



Figur 6.3. Översikt över PC-programmet.

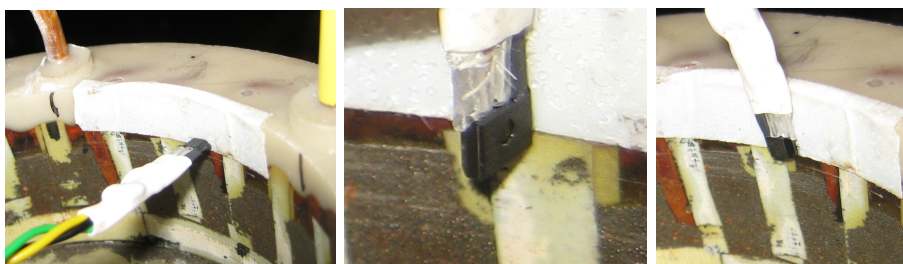
Kapitel 7

Resultat

Detta kapitel beskriver resultatet av de tester som har gjorts för att utvärdera prestandan hos styrningen till hjulmotorn. För att styrningen ska fungera bra är det viktigt att rotorns vinkelangivelse är korrekt och störningsfri. Därför har tester gjorts där olika placeringar av hallelement har utvärderats. Dessa sätt att mäta rotorns vinkel har sedan testats och jämförts med varandra för att hitta den metod som bäst matchar de krav som finns.

7.1 Placering av analoga hallsensorer

För att ta reda på hur hallsensorerna för positionsmätning ska placeras i den slutgiltiga hjulmotorn undersöks tre möjliga placeringar i pumphjulsmotorn. Dessa illustreras i figur 7.1. För att bästa möjliga resultat ska uppnås är det viktigt att minimera inverkan av störningar i förhållande till mätsignalens amplitud. För att ge varje po-



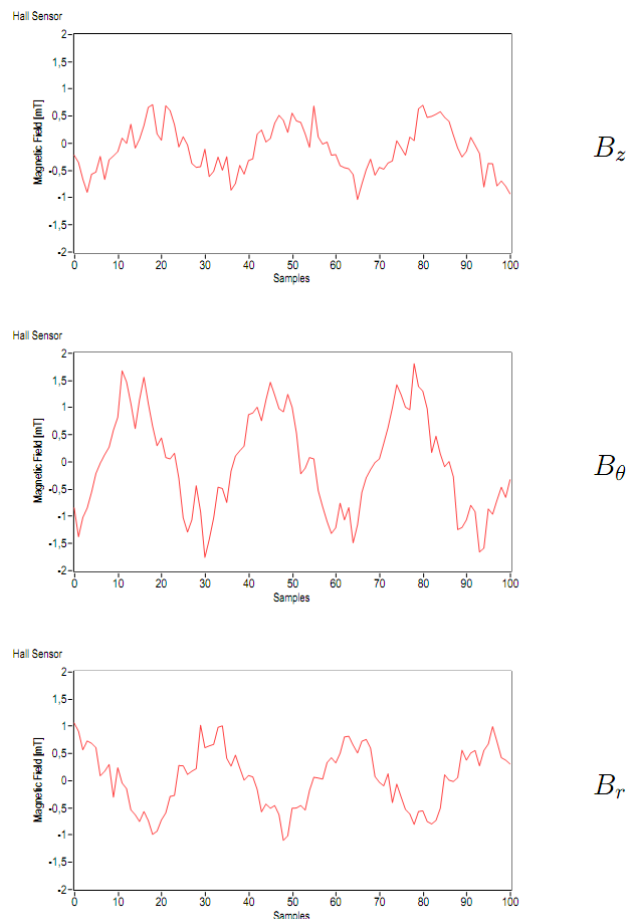
Figur 7.1. De tre utvärderade hallsensorplaceringarna. Från vänster till höger: axiell B_z , cirkulär B_θ och radiell B_r .

sitionering så bra möjlighet att lyckas har givarna placerats så nära magneterna som möjligt. Detta gör att givaren som mäter flödet i axiell riktning kommer något närmre magneterna och ges därför möjlighet att fånga upp magnetflödet där fältet är något starkare. Den cirkulära och den radiella placeringen har samma avstånd till magneterna sett från dessa till givarnas mätcentrum. Men det huvudsakliga syftet

med denna undersökning är inte att hitta ett så starkt magnetfält som möjligt utan att signalen är sinusformig då magneterna sveper förbi med konstant hastighet.

7.1.1 Störningspåverkan

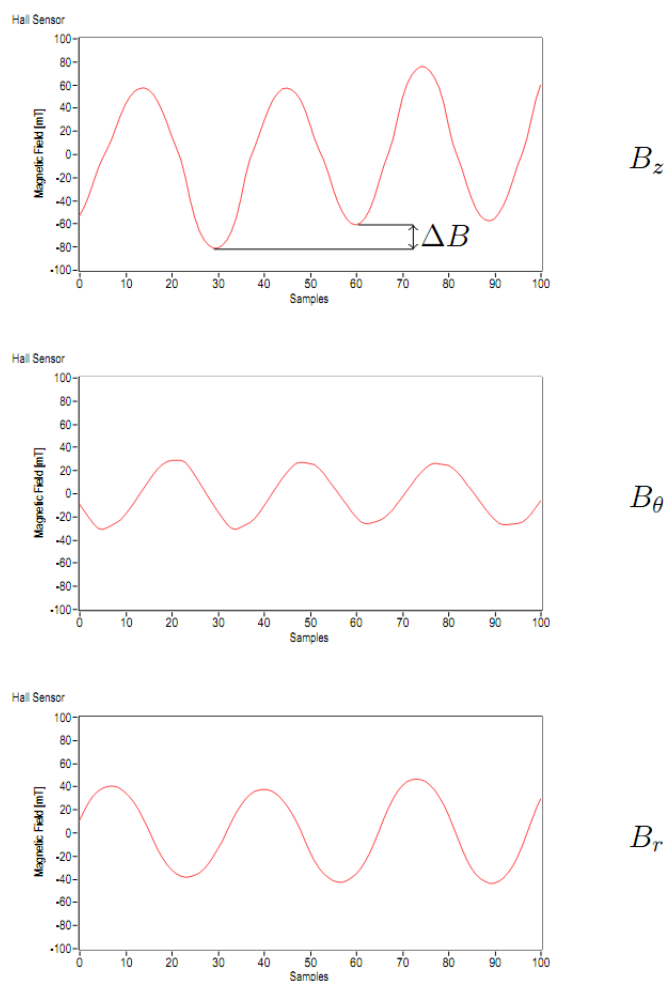
Först och främst undersöks hur mycket störningar som sensorerna tar upp vid de tre placeringarna. En roterande ström med en fasström på maximalt 9 ampere (30% av märkström) körs genom motorn då testet genomförs. Hallsensorerna har här placerats där det upptagna magnetfältet är som störst det vill säga ett “worst-case scenario”. Rotorn har här plockats ur statorn för att enbart mäta det fält som skapas av strömmen i statorn. Resultatet åskådliggörs i figur 7.2. Amplituden hos det uppmätta läckagefältet är som mest 1,6 mT för den cirkulära positioneringen B_θ . Det är tydligt att den cirkulära positioneringen tar upp mest “störningar” medan den axiella och radiella placeringen tycks påverkas ungefär lika mycket av den roterande strömmen i statorn.



Figur 7.2. Mätningar av uppfångade störningar i ordningen axiell, cirkulär och radiell hallsensorpositionering.

7.1.2 Flödesmätning

Här används samma uppställning som under störningsmätningarna med rotorn placerad i statorn och roteras genom att skicka en ström genom statorn. Hallsensorerna har placerats för att minimera inverkan av störningar och de har även placerats så nära magneterna som möjligt för att maximera amplituden ett s.k. “best-case scenario” (figur 7.3). Att kurvornas amplitud varierar beror på att magneterna i



Figur 7.3. Mätningar av uppfångat magnetfält i ordningen *axiell*, *cirkulär* och *radiell* hallsensorpositionering.

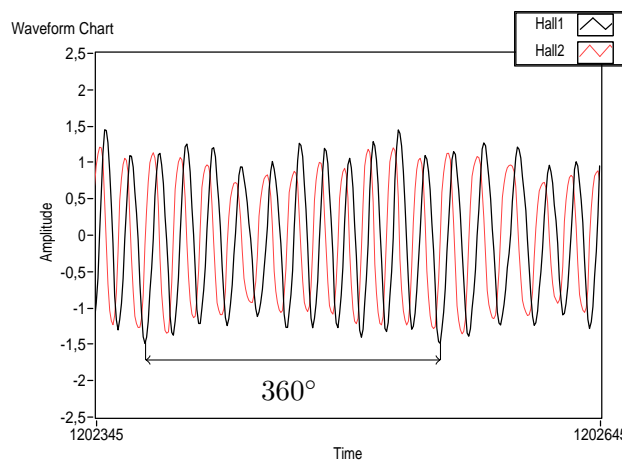
rotorn inte sitter exakt placerade på samma höjd i förhållande till hallsensorn. Det finns även en inverkan på signalen som kommer från att rotorn vobblar något.

Bäst resultat gav den radiella placeringen där sinuskurvan är jämn och fin och med en tillräcklig amplitud på 40 mT. Mest amplitud ger den *axiella* positioneringen med 60 mT men här är kurvan inte särskilt sinuslik utan har flera ojämna former. Sämst resultat ger den cirkulära positioneringen som har en svag amplitud och också

relativt stor inverkan från störningar som gör signalen deformerad. Det är därför naturligt att jobba vidare med den radiella positioneringen.

7.1.3 Positionsmätning

För att kunna mäta motorns position kan två analoga hallsensor placeras radiellt med 90 graders förskjutning. Positionen kan räknas ut på samma sätt som för en resolver. För att detta ska fungera så bra som möjligt är det viktigt att hallsensornerna sitter med rätt avstånd till varandra och till magneterna. I figur 7.4 visas hur denna signal från två hallsensorer kan se ut.



Figur 7.4. Magnetfält uppmätt av två hallsensorer monterade med 90 grader elektrisk förskjutning i statorn.

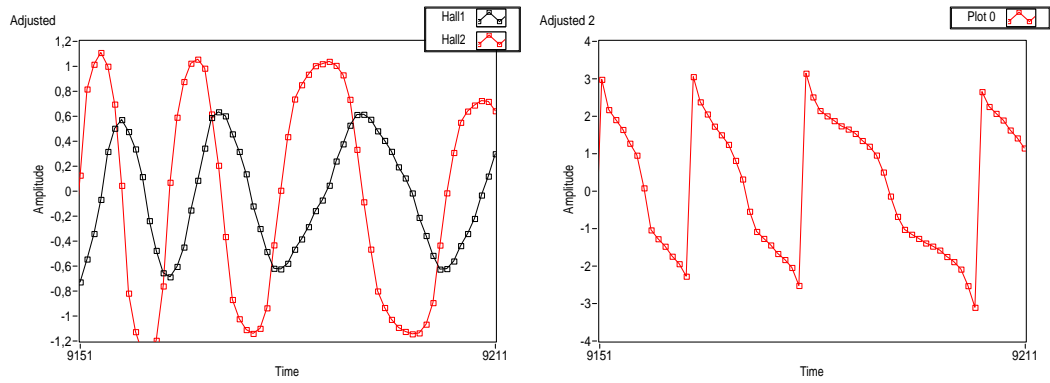
Här syns hur rotorns vobblande och magneternas felaktiga placering påverkar amplituden på signalen. Förskjutningen mellan de två sensorerna är inte heller exakt korrekt. Detta leder till olinjärheter i positionsuppskattningen.

För att förtydliga denna effekt placeras hall sensorerna på ett felaktigt sätt med olika avstånd till magneterna. Hur den uppmätta signalen och positionsuppskattningen då ser ut visas i figur 7.5. Här mäts alltså fältet i radiell riktning B_r och den ena givaren har förskjutits i z-led (radiellt) med ett fel z_{fel} d.v.s. den har förflyttats längre från magneterna och mäter alltså ett svagare fält.

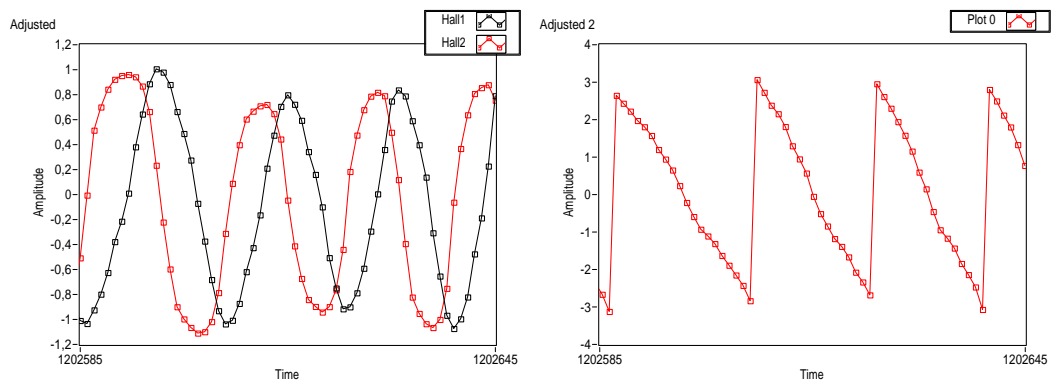
Det är tydligt att den avvikande amplituden mellan signalerna ger upphov till en olinjärhet i positionsuppskattningen. Det inses nu hur viktigt det är att hallsensornerna är korrekt placerade.

I ett försök att placera hallsensornerna så bra som möjligt har följande resultat uppnåtts (figur 7.6). En positionskurva som är hyfsat linjär och med ytterligare precisionsarbete kan bli ännu bättre. För att positionskurvan ska bli helt perfekt krävs att de båda hallsensornerna har samma amplitud och att deras fasförskjutning är 90 grader elektriskt.

KAPITEL 7. RESULTAT



Figur 7.5. Positionsuppskattning av rotor med felaktigt placerade hallsensorer.



Figur 7.6. Positionsuppskattning av rotor med väl justerade hallsensorer.

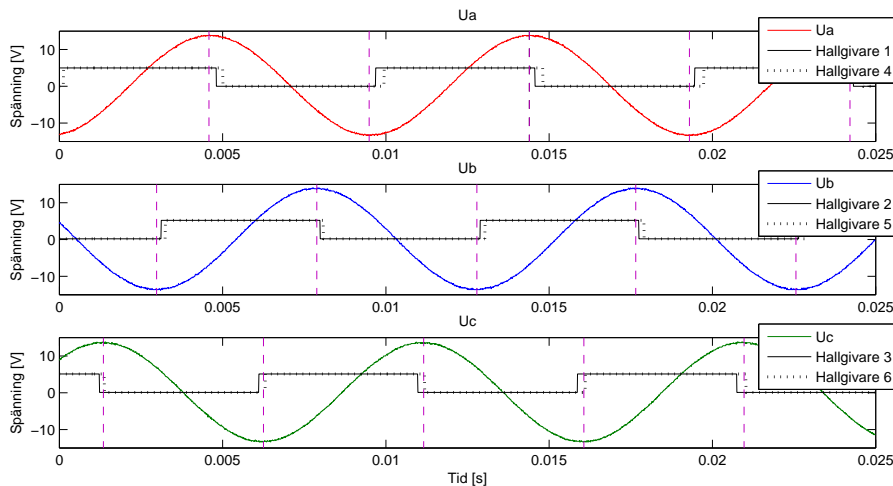
7.2 Placering av digitala hallsensorer

Rent teoretiskt ska de digitala givarna placeras med 120 graders elektrisk förskjutning. Men var ska de sitta relativt faslindningarna? I det utvecklade styrprogrammet finns en justerbar offset på vinkeln vilken kan kompensera för detta. Dock saknas ofta denna möjlighet i enklare motorstyrningar. I t.ex. motorstyrningar för borstlösa DC-motorer styrs transistorerna direkt från signalerna från de digitala givarna. Det är därför viktigt att placeringen är rätt så transistorerna slår om vid rätt tillfälle.

Kraften på en ledare i ett fält bestäms av den magnetiska flödestätheten, strömmen samt längden på ledaren enligt $F = B \cdot i \cdot L$ (Lorenzkraft). Motsvarande reaktionskraft påverkar rotorn vilket skapar ett moment. För att skapa den största kraften ska strömmen och flödet alltså ligga i fas med varandra. Likaså ska strömmen ligga i fas med den inducerade spänningen så länge inte motorn fältförsvagas medvetet. Tittar man på en faslindning så kan den ses som flera seriekopplade små spolar, där varje spole innesluter en tand i statorn. Spänningen som induceras i en sådan spole beror linjärt av flödesförändringen, $E = N \cdot d\phi/dt$ där N är antalet varv.

7.2.1 Undersökning av befintlig hjulmotor

I ett försök att fastställa placeringen av givarna i hjulmotorn körs den som generator där fasspänningarna samt de digitala givarna mäts via ett oscilloskop. Lasten är ykopplad och anses vara helt resistiv. De inducerade spänningarna samt givarnas nivå ses i figur 7.7.



Figur 7.7. Inducerad spänning och signaler från hallgivarna för var fas.

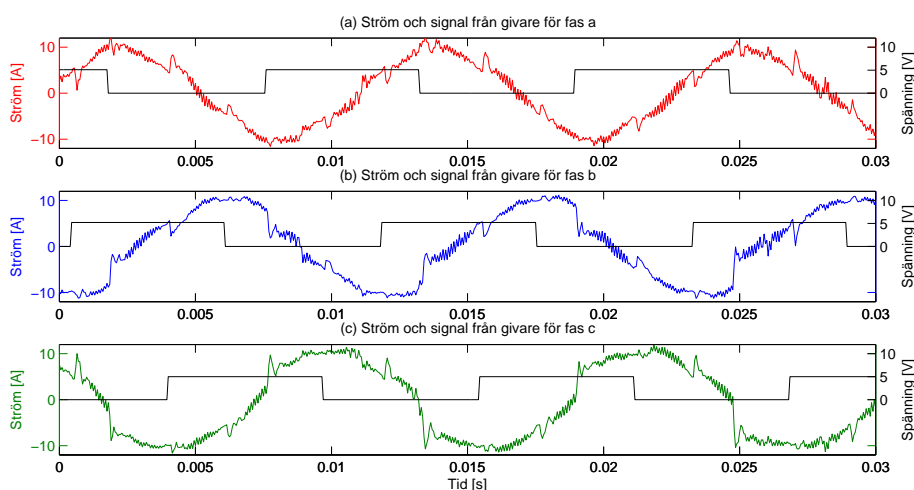
Den inducerade spänningen är som sagt proportionell med magnetflödets derivata. Så när spänningen når sitt toppvärde är förändringen i flöde som störst. Vilket

KAPITEL 7. RESULTAT

inträffar mitt mellan två magneter med olika riktning, d.v.s. då flödet skiftar riktning. Som ses i grafen är det vid detta tillfälle som respektive givare skiftar nivå. Således sitter givarna placerade mitt i en tand i statorn för motsvarande fas. Dock så sitter givarna inte utspridda utan tätt samlade, troligtvis av praktiska skäl. Så länge den absoluta positionen för en av givarna är satt så refereras de andra två till denna.

I figur 7.7 syns även att placeringen av de två givaruppsättningarna skiljer sig något. Givaruppsättning 1 (givare 1–3) skiftar nivå något tidigare än givaruppsättning 2 (givare 4–6). Även den inbördes förskjutningen mellan sensorerna i en givaruppsättning är inkonsekvent. I förhållande till de inducerade spänningarna tycks den bästa givarkombinationen vara givare 1, 2 och 6.

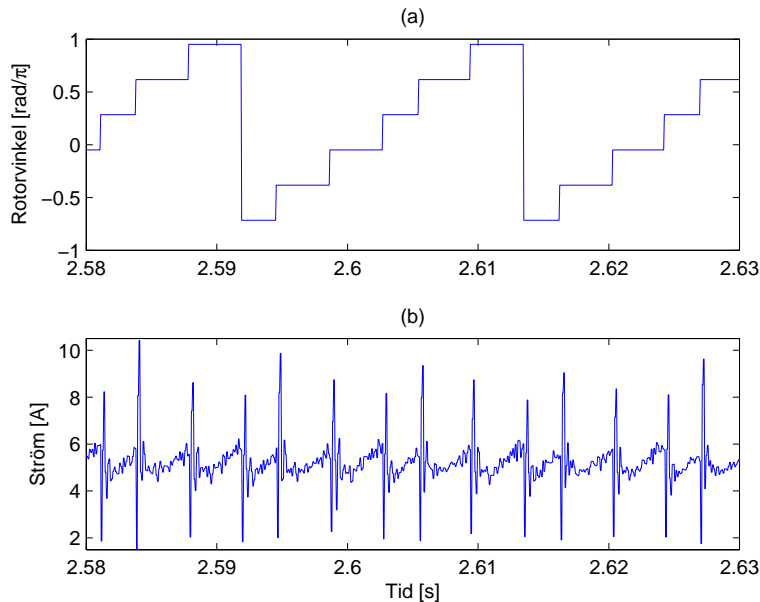
Figur 7.8 visar hur strömmarna varierar i förhållande till signalerna från hallgivarna. Styrprogrammet är kalibrerat för att skapa största möjliga aktiva effekt så strömmen ska ligga helt i fas med spänningen. Vilken den också tycks göra när figur 7.7 jämförs med figur 7.8. Nu är visserligen resultaten från två helt skilda mätningar med olika laster och hastigheter. Men det förstärker teorin om hur givarna är placerade i motorn.



Figur 7.8. Strömmar och signaler från hallgivarna för var fas.

7.3 Prestandajämförelse av digitala, analoga hallsensorer och resolver

Vid detta test är målet att identifiera styrkor och svagheter hos respektive positioneringsmetod. Testet genomförs genom att köra motorn med konstant hastighet utan last och sedan undersöka positioneringskurvan och statorströmmen i_{sy} för varje metod. Idealt ser positionskurvan vid konstant hastighet ut som i figur 3.3 där det inte finns några diskontinuiteter i positionen. I figur 7.9a visas hur de digitala givarna utan prediktion ger positionsangivelse i sex lägen under ett elektriskt varv. Detta ger begränsningar i strömstyrningen och därför uppkommer en hel del större spikar vilket åskådliggörs i figur 7.9b.

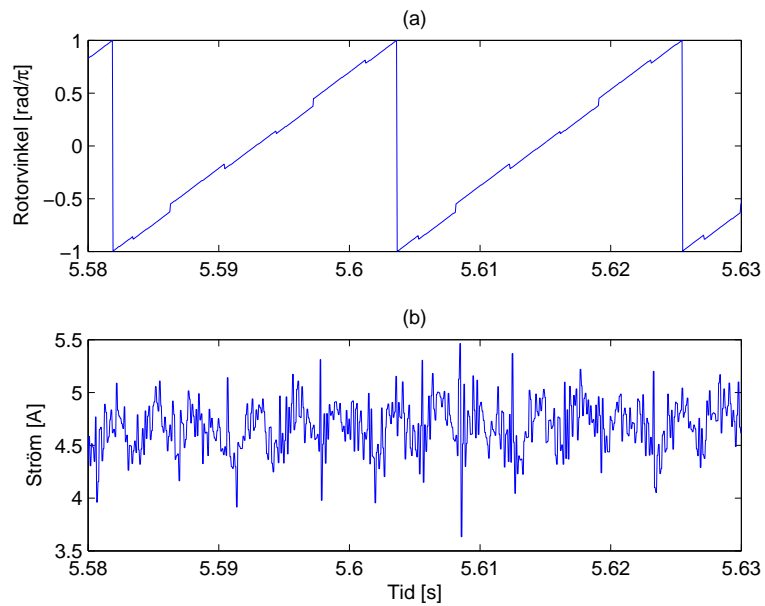


Figur 7.9. (a) Positioneringskurva för de digitala hallgivarna utan prediktion och (b) statorströmmen i_{sy} .

I ett försök att uppskatta rätt position mellan dessa givarnivåer används en enkel prediktion som baseras på den uppskattade hastigheten. I figur 7.10a visas resultatet av detta test. Prediktionen fungerar bra vid konstanta hastigheter men givarnas placering i rotorn verkar som tidigare konstaterats inte helt korrekt vilket ger upphov till “tänder” i positionskurvan. Dessa “tänder” ger i sin tur en del spikar i i_{sy} vilket syns i figur 7.10b. Det generella rippet ligger ungefär på en halv ampere med denna metod.

Resultatet för resolvern syns i figur 7.11. Till en början ser resolvern ut att prestera mycket bra men senare syns hur rippet ökar både i strömmarna och för positionen när resolvern har hamnat i ett visst läge. Detta beror på att när vinkeln från resolvern räknas ut tas kvoten mellan sinussignal och cosinussignal vilket gör

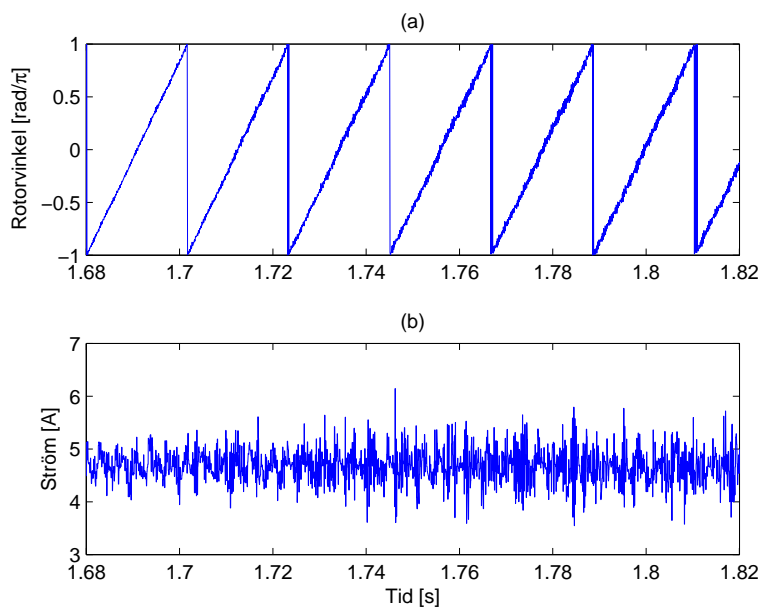
KAPITEL 7. RESULTAT



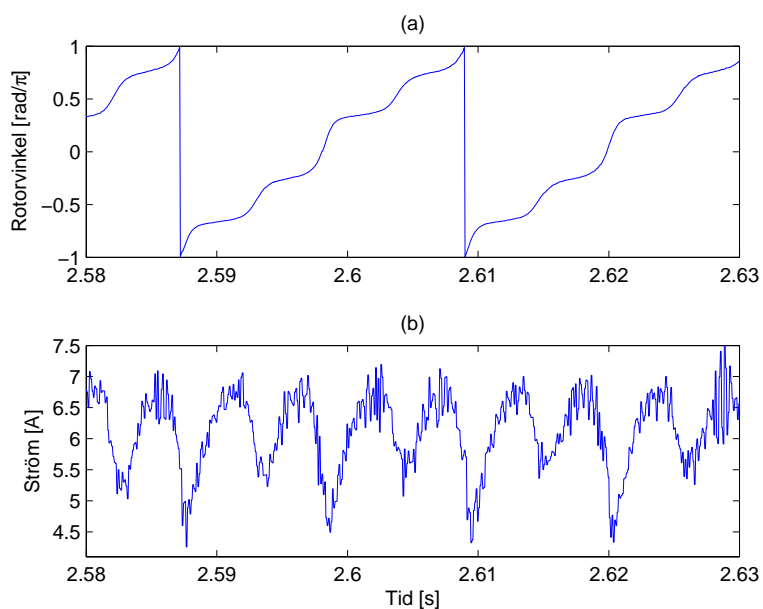
Figur 7.10. (a) Positioneringskurva för de digitala hallgivarna med prediktion och (b) statorströmmen i_{sy} .

att läget där cosinussignalen är liten blir mycket känslig för brus.

I figur 7.12 visas resultatet för de analoga hallgivarna. Positionskurvan (7.12a) blir väldigt svängig eftersom magneterna i rotorn inte ger ett linjärt utslag hos givarna när motorn roterar. Detta ger även svängningar hos strömmen i_{sy} vilket visas i figur 7.12b.



Figur 7.11. (a) Positioneringskurva för resolversn och (b) statorströmmen i_{sy} .



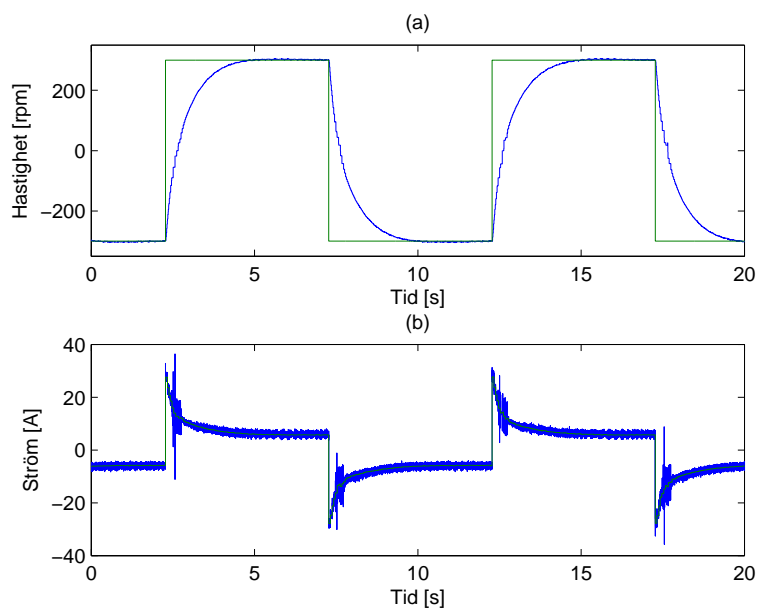
Figur 7.12. (a) Positioneringskurva för de analoga hallgivarerna och (b) statorströmmen i_{sy} .

7.4 Utvärdering av styrprogram

För att undersöka hur motorstyrningen fungerar körs ett antal tester. Testerna ska bl.a. simulera olika körsituationer som skulle kunna uppkomma i ett handikappfordon. Det första är dock inte någon realistisk körsituation utan ett dynamiskt test där motorns tröghetsmoment används som last. Det som främst studeras under dessa tester är hur fas- och statorströmmarna ser ut.

7.4.1 Acceleration

Vid accelerationstestet används bänkens tröghetsmoment som last, bromsmotorn snurrar alltså bara med, utan att vara inkopplad elektriskt. Genom att skifta rotationsriktning belastas motorn dynamisk. Under testet sätts hastighetsreferensen till 300 rpm och rotationsriktningen ändras var fjärde sekund. Detta är inget normalt beteende för ett handikappfordon, men det som är intressant är hur motorns hastighet följer sin referens och hur den beter sig i nollgenomgången samt strömmen i_{sy} . I figur 7.13a visas hur motorn följer sin hastighetsreferens. Motorn svarar snabbt på hastighetsförändringen även om parametrarna till hastighetsregulatorn är något dämpade för att förhindra stora strömspikar just då referensen ändras.

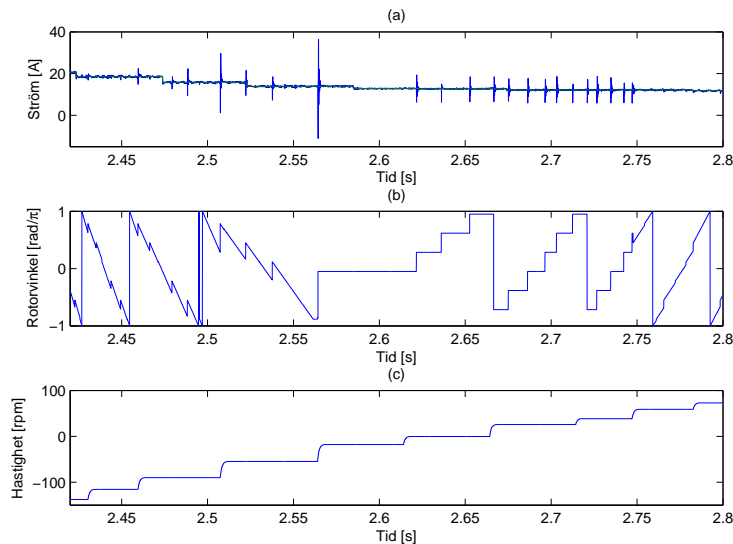


Figur 7.13. Rotorhastighet med referens, statorström (i_{sy}) med referens.

Då de digitala givarna används för att uppskatta hastigheten blir noggrannheten sämre vid låga hastigheter. I och med att hastigheten används för att uppskatta rotorns vinkel så ställer detta till en del problem. I figur 7.13b ses stora spikar i strömmen i_{sy} även om referensen ligger konstant. Bortsett från spikarna så ser

strömmen ut som man kan förvänta sig, den ändrar snabbt tecken och amplitud då rotationsriktningen ändras. När hastigheten sedan nått sin referens så ligger strömmen konstant och drar bara så mycket som krävs för att ta ut friktionen. Derivatet på hastigheten vid hastigheten noll tycks vara konstant vilket betyder att momentet inte sjunker bara för att hastigheten är noll.

Förklaringen till spikarna syns i figur 7.14a, de uppkommer då den uppskattade rotorvinkeln ändras plötsligt. Dessa plötsliga ändringar sker då en ny givarkombination fås och den felaktiga prediktionen korrigeras. Anledningen till att prediktionerna blir felaktiga beror att mätningen av hastigheten sker för sällan och släpar därför efter. I och med att rotorvinkeln används till koordinattransformationerna i strömregulatorn så orsakar de felaktiga prediktionerna stora störningar. I figur 7.14b visas hur uppskattningen av rotorvinkeln ser ut då rotationsriktningen ändras.

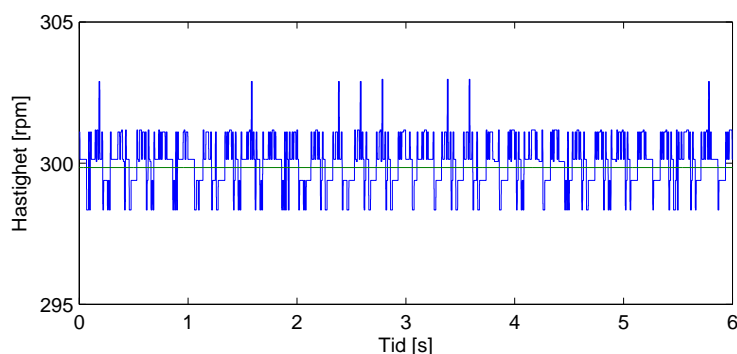


Figur 7.14. Statorström, rotorvinkel och rotorhastighet.

Vid tiden 2,45 s fungerar prediktionen bra och rotorvinkeln är hyfsat linjär vilket gör att strömmen ligger konstant. Sedan vid 2,55 s vänder motorn rotationsriktningen och uppskattningen blir helt felaktig vilket syns i den stora diskontinuiteten på rotorvinkeln som leder till strömspiken vid tiden 2,56 s. För att motverka spikarna så stängs prediktionen av vid hastigheter under 50 rpm vilket också ses i grafen där vinkeluppskattningen övergår till formen av en trappa. Dock så försvinner inte spikarna helt men de något blir mindre i amplitud. När hastigheten åter når 50 rpm vid tiden 2,75 s så startar prediktionen igen vilket avsevärt minskar strömspikarna.

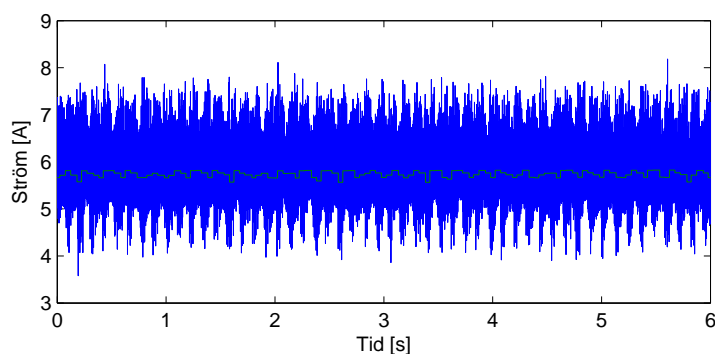
7.4.2 Konstant hastighet utan last

Under testet konstant hastighet utan last körs motorn med samma förutsättningar som under accelerationstestet men istället för en fyrkantsvåg som referens används ett konstant värde. Hastighetsreferensen är 300 rpm och bromsmotorn roterar bara med, utan någon last inkopplad. Intressant i detta test är hur väl rotorhastigheten följer den konstanta referensen och hur fasströmmarna ser ut. I figur 7.15 visas hur väl hastigheten hölls i detta test, hastigheten avviker från referensen med någon procent som mest.

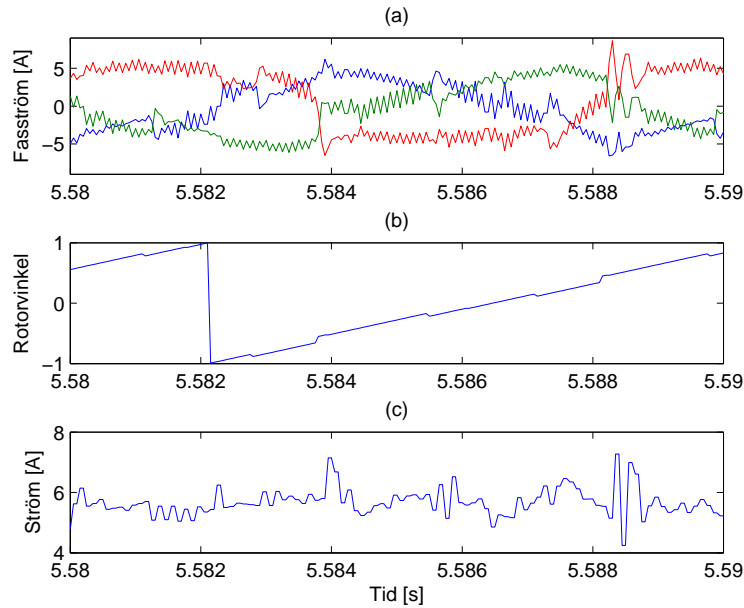


Figur 7.15. Hastighetsplot

I figur 7.16 visas statorströmmen i_{sy} . Strömriplet ligger på 2 ampere topp till topp med spikar på upp till 4 ampere. I figur 7.17c syns hur dessa spikar uppkommer av de digitala hallgivarnas icke optimala placering i motorn. I figur 7.17b visas rotorvinkeln vid konstant hastighet och eftersom denna innehåller diskontinuiteter framkallas ett större rippel i statorströmmarna i diagrammet i 7.17c. Även fasströmmarna påverkas av dessa ojämnheter då ett hopp i statorströmmen i_{sy} ger ett större reglerfel, detta illustreras i figur 7.17c. Här uppkommer spikar då ett hopp görs i rotorns position.



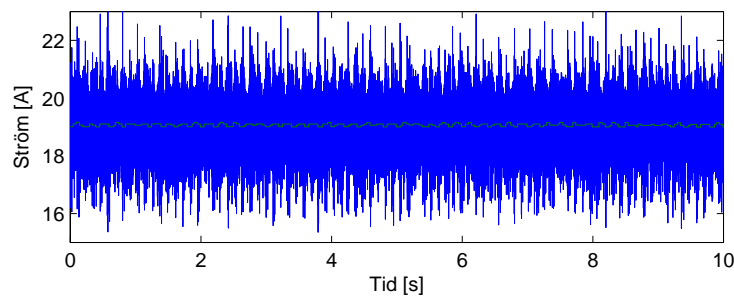
Figur 7.16. Statorströmmen i_{sy} .



Figur 7.17. (a) Fasströmmarna i_a , i_b och i_c , (b) rotorvinkeln θ_r och (c) statorströmmen i_{sy} .

7.4.3 Konstant hastighet med last

Testet konstant hastighet med last genomförs på samma sätt som testet utan last. Skillnaden här är att en last är ansluten till bromsmotorn. Detta gör att det krävs mer ström för att rotera hjulmotorn med samma hastighet som tidigare vilket åskådliggörs i figur 7.18 där i_{sy} ligger precis över 19 ampere.

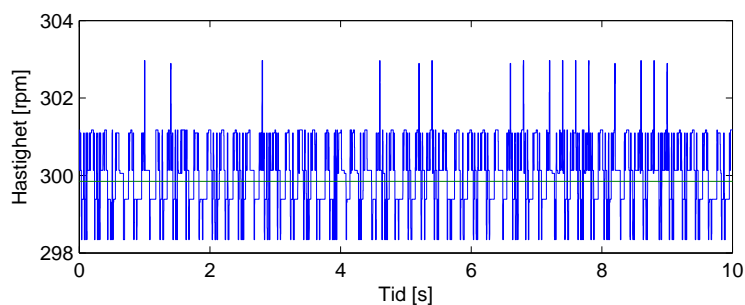


Figur 7.18. Statorströmmen i_{sy} .

I figur 7.19 visas hastigheten under testet och likheterna med figur 7.15 är tydliga. Att köra motorn med last verkar inte göra någon större skillnad i beteende förutom att motorn drar mer ström.

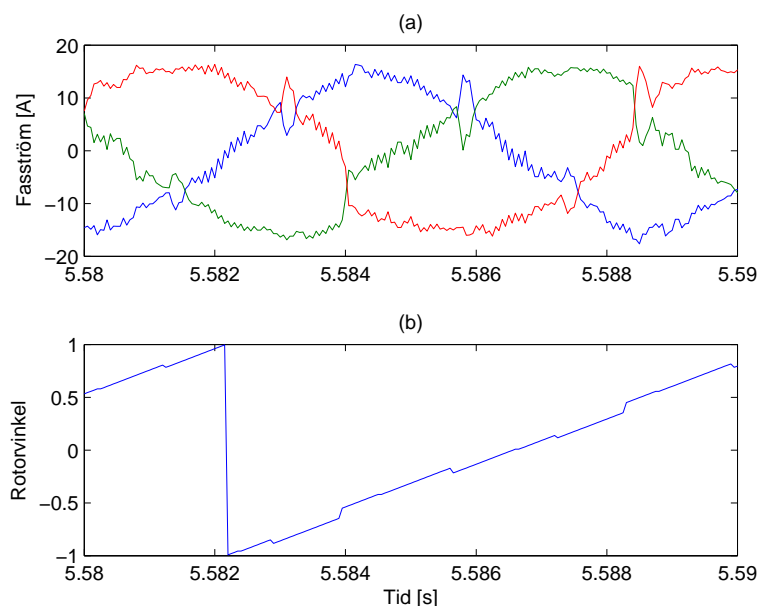
I figur 7.20 visas fasströmmarna och rotorvinkeln. Precis som i testet utan last

KAPITEL 7. RESULTAT



Figur 7.19. Plot över hastigheten då motorn körs med konstant hastighet med last.

fås ojämnheter precis efter det att positionen har hoppat.

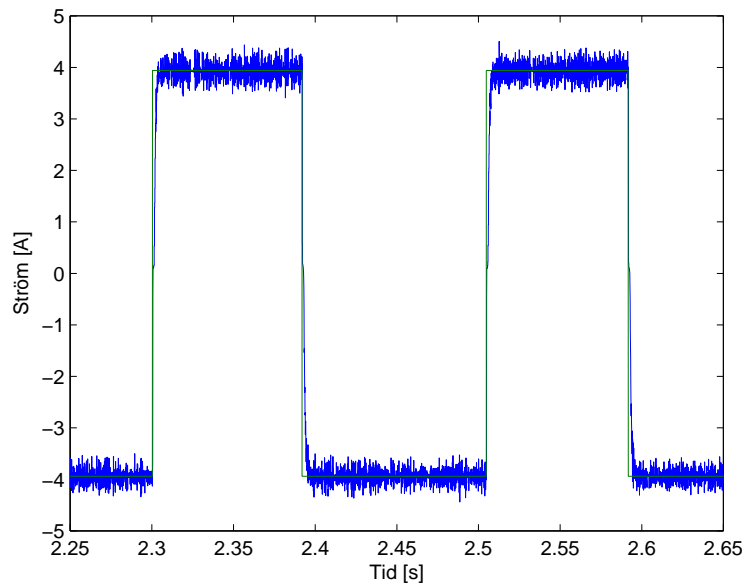


Figur 7.20. (a) Fasströmmarna i_a , i_b och i_c , (b) rotorvinkeln θ_r .

7.4.4 Strömregulator

För att inte rotorvinkeln ska ändras så låses rotorn fast under testet. Referensen skickas direkt från PC-programmet utan att gå genom hastighetsregulatorn som tidigare, på så vis blir strömreferensen till regulatorn väldigt distinkt. Referensen till statorströmmen som skickas växlar mellan ± 4 A med en frekvens på 5 Hz, se figur 7.21. Vid närmare undersökning av strömmen framgår det att ripplet ligger på ca $\pm 0,4$ A och att det tar ca 3 ms för regulatorn att nå den nya referensen. 3 ms kan

tyckas snabbt men på den tiden hinner strömregulatorn göra 30 cykler vilket är ganska mycket i sammanhanget. Troligtvis kan strömregulatorns parametrar trimmas in så att det bara tar 10-15 cykler att nå referensen.



Figur 7.21. Statorström med referens då strömregulatorn har testats.

7.4.5 Start-stopp

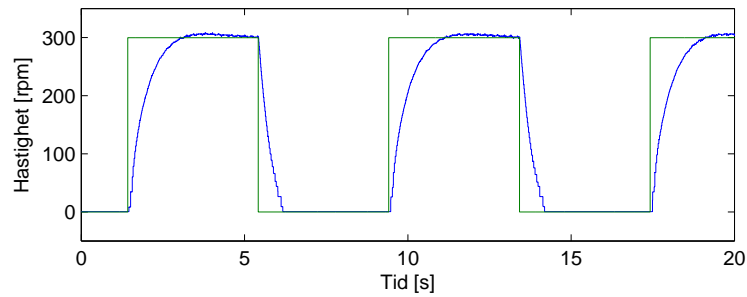
Vid start-stopp test körs hjulmotorn i bromsbänk med bromsmotorn inkopplad utan last. En fyrkantsvåg som varierar mellan nivåerna 0 och 300 rpm används som referens. Detta simulerar start-stopp körning. I figur 7.22 visas referensen och den uppmätta hastigheten under en och halv period. Det går något snabbare att bromsa motorn än att accelerera den eftersom lasten och friktionen i praktiken inte är noll utan något högre. Det tar ungefär två sekunder för regulatorn att nå referensen på 300 rpm vid ett steg och vid inbromsning tar det endast en sekund.

I figur 7.23 visas hur strömmen i_{sy} ser ut under körningen. Här syns också att det krävs en större ström initialt vid acceleration beroende på tidigare nämnda last och friktion. Ripplet då hjulmotorn roterar är större än vid stillasatående. Detta eftersom i_{sy} beräknas beroende på rotorns vinkel vilket gör att ripplet ökar när vinkeluppskattningen är ojämn vilket också syns i figur 7.24b.

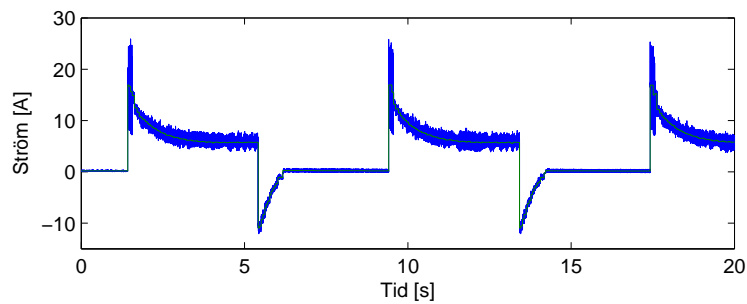
7.4.6 Simulerad nedförsbacke

För att simulera körning i en nerförsbacke så används bromsmotorn för att dra hjulmotorn. Hastighetsreferensen till hjulmotorn sätts till 300 rpm och bromsmotorn

KAPITEL 7. RESULTAT

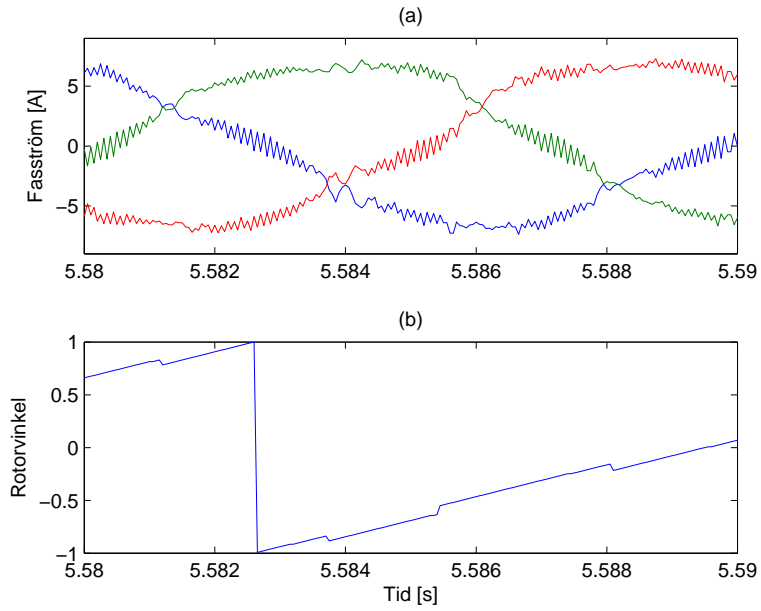


Figur 7.22. Hastighetsplot vid start-stopp test.

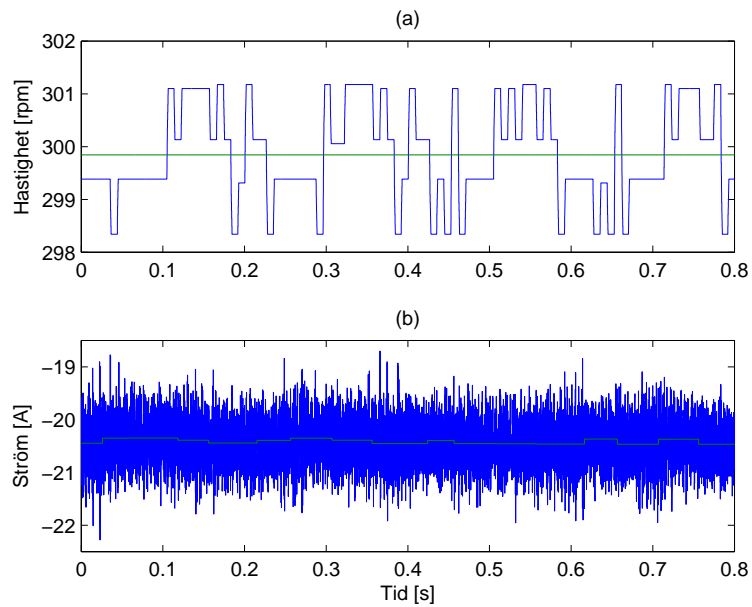


Figur 7.23. Statorströmmen i_{sy} vid start-stopp test

försöker sedan öka hastigheten. I figur 7.25 visas hur rotorhastigheten rör sig runt sin referens samt hur hastighetsregulatorn reglerar strömmen för att hålla nere hastigheten. Bromsmotorn matas med 13,1 A vid 70 V vilket ger en elektrisk ineffekt på 917 W. Resistansen i bromsmotorn vid denna ström är ca 2,14 Ω som skapar en elektrisk förlust på 367 W. Subtraheras även den mekaniska friktionen på ca 100 W blir axeleffekten 450W. Effektiviteten på hjulmotorn och omformaren antas vara 80 respektive 95%. Vilket ger att uteffekten från omformaren skulle bli 342 W som är mycket nära de 330 W som den faktiskt lämnar.



Figur 7.24. (a) Fasströmmarna i_a , i_b och i_c och (b) rotorvinkeln θ_r .



Figur 7.25. (a) Rotorhastighet med referens och (b) statorström med referens.

Kapitel 8

Slutsatser

Detta kapitel sammanfattar de viktigaste slutsatserna som kan dras av arbetets gång vad gäller mätning av rotorvinkel, prestanda hos styrningen och placering av givare i den ursprungliga hjulmotorn. För att förenkla för framtida fortsättningsprojekt kommer även förslag på förbättringar att diskuteras i detta avsnitt.

8.1 Mätning av rotorvinkel

För att mäta rotorns vinkel har en mängd olika metoder provats under detta examensarbete. De analoga hallgivarna har använts för att försöka efterlikna en resolver och detta har lyckats med blandade resultat. I pumpmotorn blev resultatet väldigt lyckat då fältet från magneterna hade ett linjärt beteende och sinussignalerna från givarna blev mycket fina. Denna metod kan väljas då man från början designar motorn så att detta blir möjligt. Är motorn redan färdig kan det va svårt att få en väl fungerande positionering om magnetfältet inte beter sig linjärt. Detta var fallet i hjulmotorn där positionskurvan blev vågig vid konstant hastighet. Får man denna metod att fungera kan hög precision uppnås till en väldigt låg kostnad.

I hjulmotorn var istället den bästa lösningen att använda digitala givare med prediktion. Prediktionen kan dock förbättras genom att snabba upp hastighetsmätningen. Vid konstant hastighet blev positionskurvan rak med undantag från de "tänder" som uppkom eftersom placeringen av givarna i rotorn inte var helt perfekt. Så precis som för de analoga hallsensorerna kräver även de digitala att placeringen är väldigt precis. De digitala hallsensorerna har också testats utan prediktion men detta gav en hel del strömspikar i i_{sy} då ett varv bara representeras i sex lägen. Resolvern har varit klart begränsad i denna tillämpningen eftersom hjulmotorn har 23 polpar. Detta gör att signalen hos en tvåpolig resolver ska multipliceras med en faktor 23 vilket gör det hela väldigt känsligt för brus. Detta syns både i resultaten och märks på ljudnivån när motorn körs.

8.2 Val av hårdvara

Som slutlig hårdvara valdes CompactRIO:n som det mest lämpliga alternativet. Detta främst beroende på dess prestanda, utvecklingsmiljö och anpassningsbarhet. Det var också ett naturligt val eftersom IEA planerar att uppdatera hårdvaran i sina uppställningar och behöver därför kunskap om nya potentiella system. Hårdvaran i dSPACE kan ungefär arbeta med en switchfrekvens på 10 kHz medan CompactRIO:n med rätt moduler tillåter switchhastigheter på 250 kHz (bortsett från begränsning i övrig hårdvara t.ex. transistorer). En begränsning i FPGA:n är dock antalet multiplikatorer som finns tillgå för beräkningar. Vilket normalt inte borde vara något problem för att göra de beräkningar som krävs i en motorstyrning. Ska man däremot göra något väldigt generellt program som klarar av många olika typer av givare som denna motorstyrningen så kan det bli problem. Det gäller att hålla nere på antalet bitar i talrepresentationerna och tänka på att helst inte multiplicera två tal som består av mer än 18 respektive 25 bitar. En nackdel med CompactRIO-systemet är att kompileringstiden för FPGA koden tar väldigt lång tid. Det utvecklade styrsystemet tar ca en timme att kompilera på en vanlig persondator.

8.3 Motorstyrningens prestanda

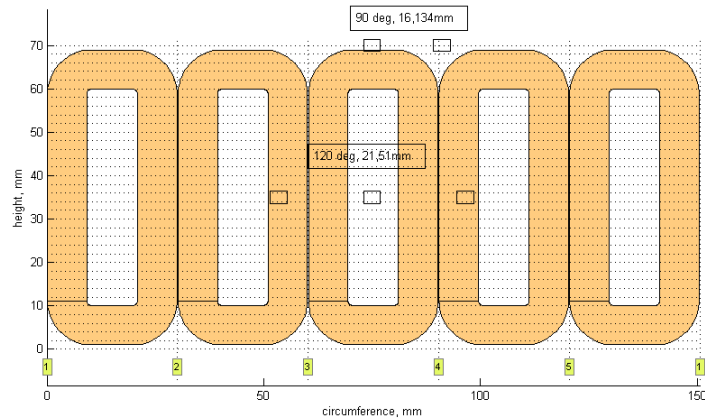
Styrningen som har utvecklats har testats och utvärderats i en rad tester som kan liknas vid körning av ett handikappfordon. Regulatorns parametrar sattes till relativt aggressiva vilket också gav en responsiv styrning där referensvärdet nås fort. Efter de olika testerna kan slutsatsen dras att styrningen fungerar tillfredsställande bra men som alltid finns möjligheter för förbättring. Under accelerationstestet var nollgenomgången intressant att studera då motorn byter riktning. Testet genomfördes och styrningen klarade av utmaningen utan några större problem. Då motorn vid låga hastigheter endast använder de digitala hallsensorerna utan prediktion ger detta ett något raspigt ljud. Ett problem som syns tydligt under dessa tester är att de digitala givarnas felaktiga placering ger upphov till spikar i i_{sy} eftersom vi har ett hopp i positioneringen. Detta kan åtgärdas genom att förbättra givarnas placering eller göra kompensation för detta i prediktionen.

8.4 Förslag på placering av givare till nya hjulmotorn

För att göra den nya hjulmotorn kompatibel med dessa enklare styrsystemen föreslås givarna placeras enligt tidigare presenterad idé. Den första givaren placeras alltså mitt i en tand. De andra två placeras med ± 120 elektriska graders förskjutning i förhållande till den första. Figur 8.1 visar en förenklad illustration över ett lindningspaket med föreslagna placeringar på givarna. De två översta är analoga givare och har därför bara en vinkelförskjutning på 90 grader. Avståndet mellan de är 16,134 mm vilket är omkretsen på statorn dividerat med antalet polpar och multi-

KAPITEL 8. SLUTSATSER

plicerat med en fjärdedel enligt $903,5/14 \cdot 360/90 = 16,134$. Samma uttryck gäller för avstånden mellan de digitala givarna med skillnaden att vinkelförskjutningen på 90 grader ska bytas mot 120.



Figur 8.1. Lindningspaket med markeringar för placering av givare.

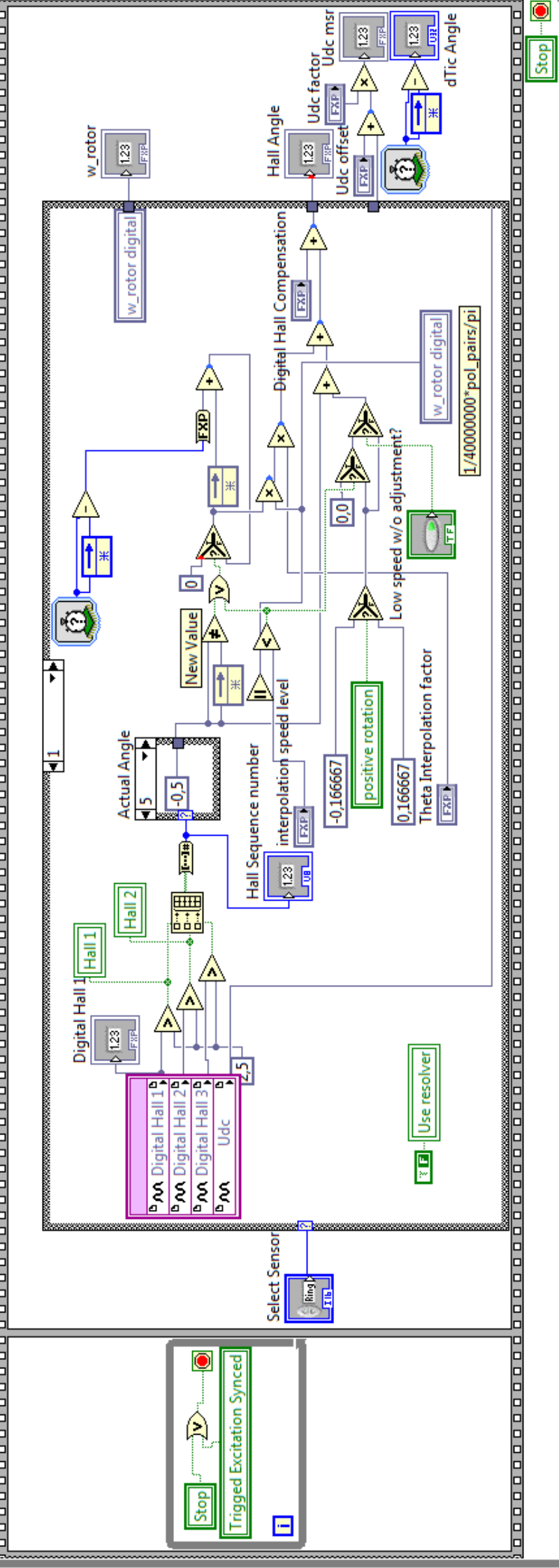
Litteraturförteckning

- [1] Mats Alaküla, Lars Gertmar och Olof Samuelsson. *Elenergiteknik* Lunds Universitet - Industriell Elektroteknik och Automation, 2004.
- [2] Mats Alaküla and Per Karlsson. *Power Electronics - Devices, Converters, Control and Applications* Lund University - Department of Industrial Electrical Engineering and Automation, 2008.
- [3] Understanding Resolvers and Resolver-to-Digital Conversion, Juni 2010. <http://www.admotec.com/TT02.pdf>
- [4] Tracking Demodulation, Juni 2010. <http://www.eetimes.com/discussion/other/4023287/Tracking-Demodulation>
- [5] Lennart Harnefors. *On Analysis, Control and Estimation of Variable-Speed Drives* Royal Institute of Technology (KTH), 1997.
- [6] Hall effect sensing and application, Maj 2010. <http://content.honeywell.com/sensing/prodinfo/solidstate/technical/hallbook.pdf>
- [7] National Instruments CompactRIO, Juni 2010. <http://www.ni.com/compactrio/>
- [8] Avo Reinap, Conny Högmark, Mats Alaküla, Tord Cedell, Mats Andersson. *An integrated design of SM2C core motor for vehicular applications* Lund University - Department of Industrial Electrical Engineering and Automation.

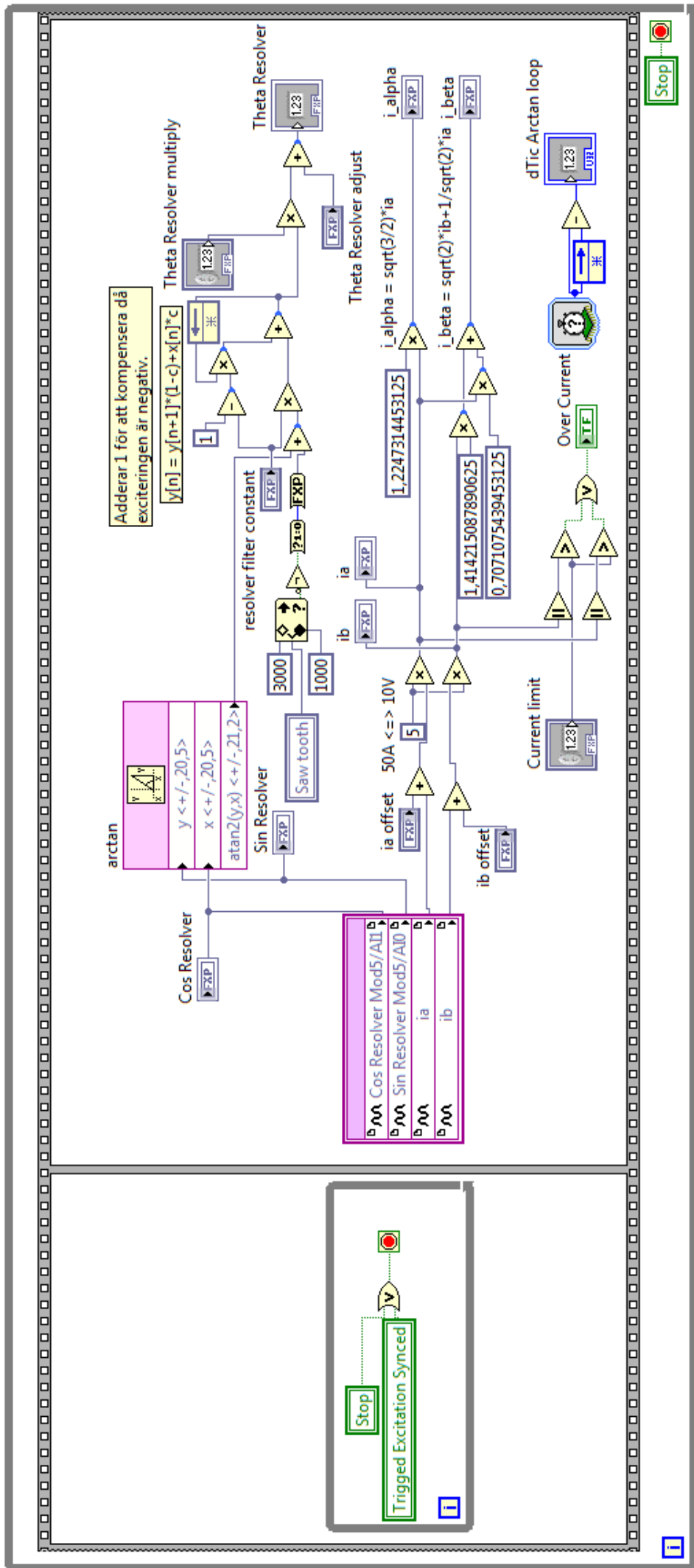
Bilaga A

LabVIEW-Kod

Angle Estimation, With Triggered Sampling to avoid switching disturbance

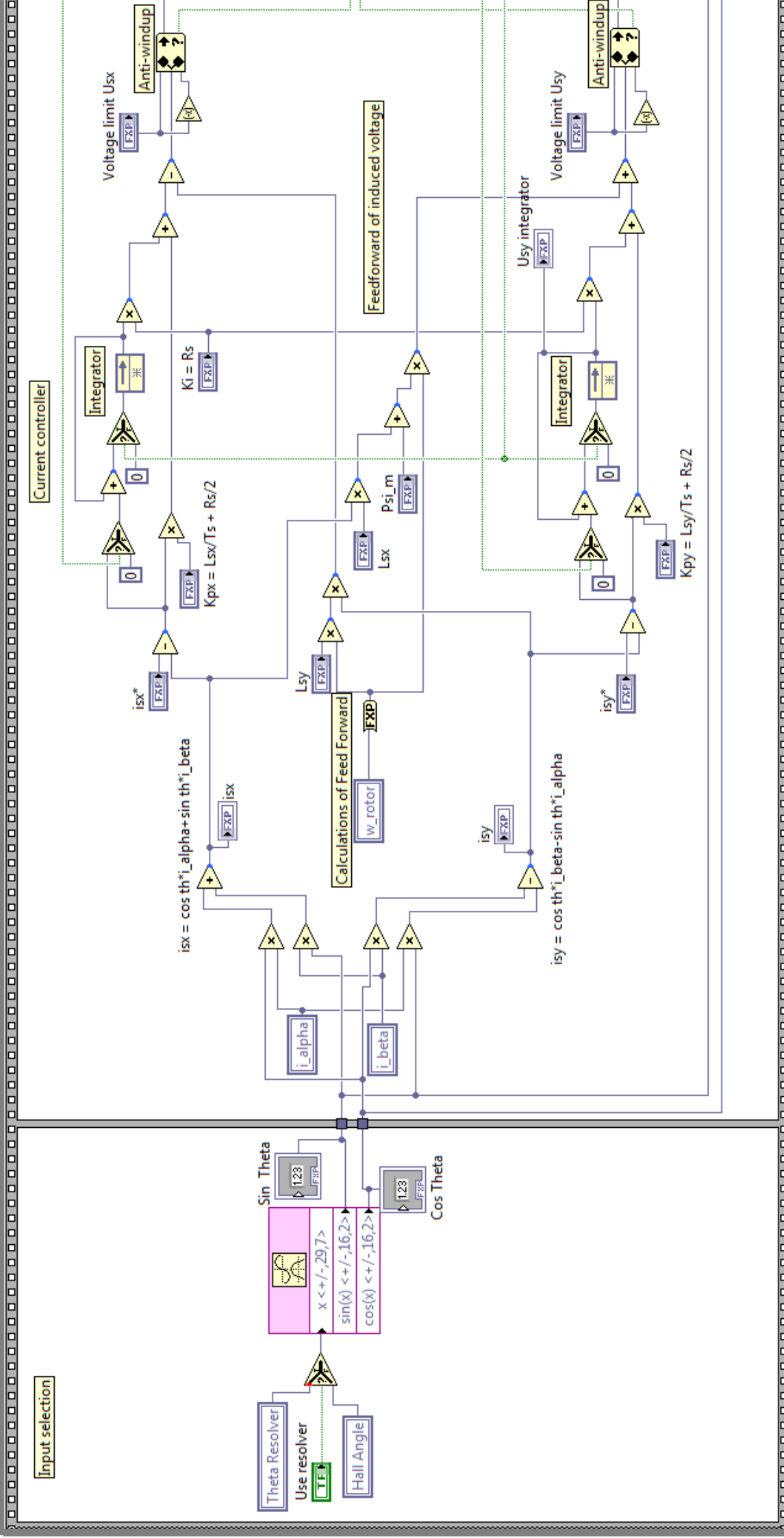


Figur A.1. Vinkeluppskattning.

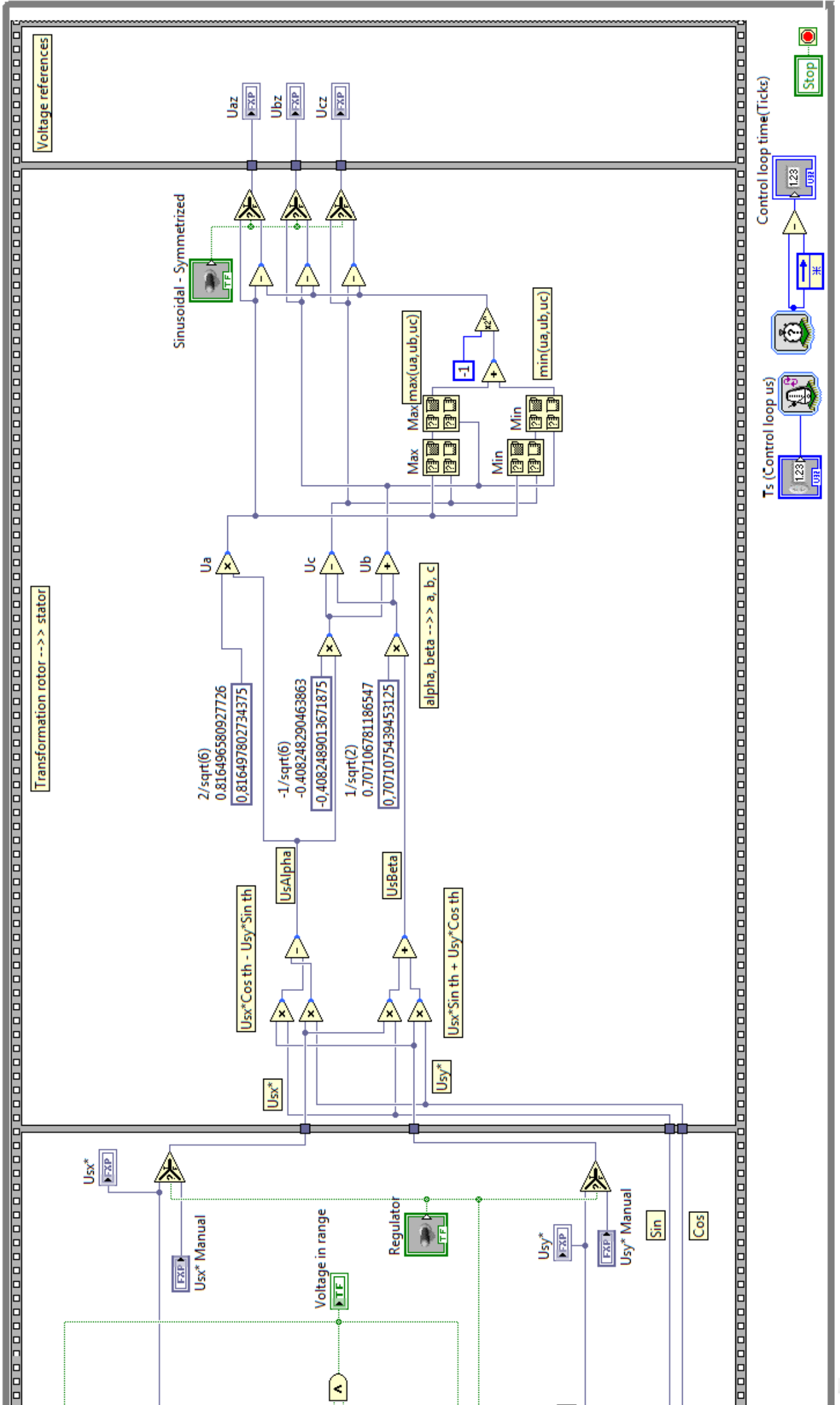


Figur A.2. Immätning av värden på ström och resolver samt beräkning av i_{α} och i_{β} .

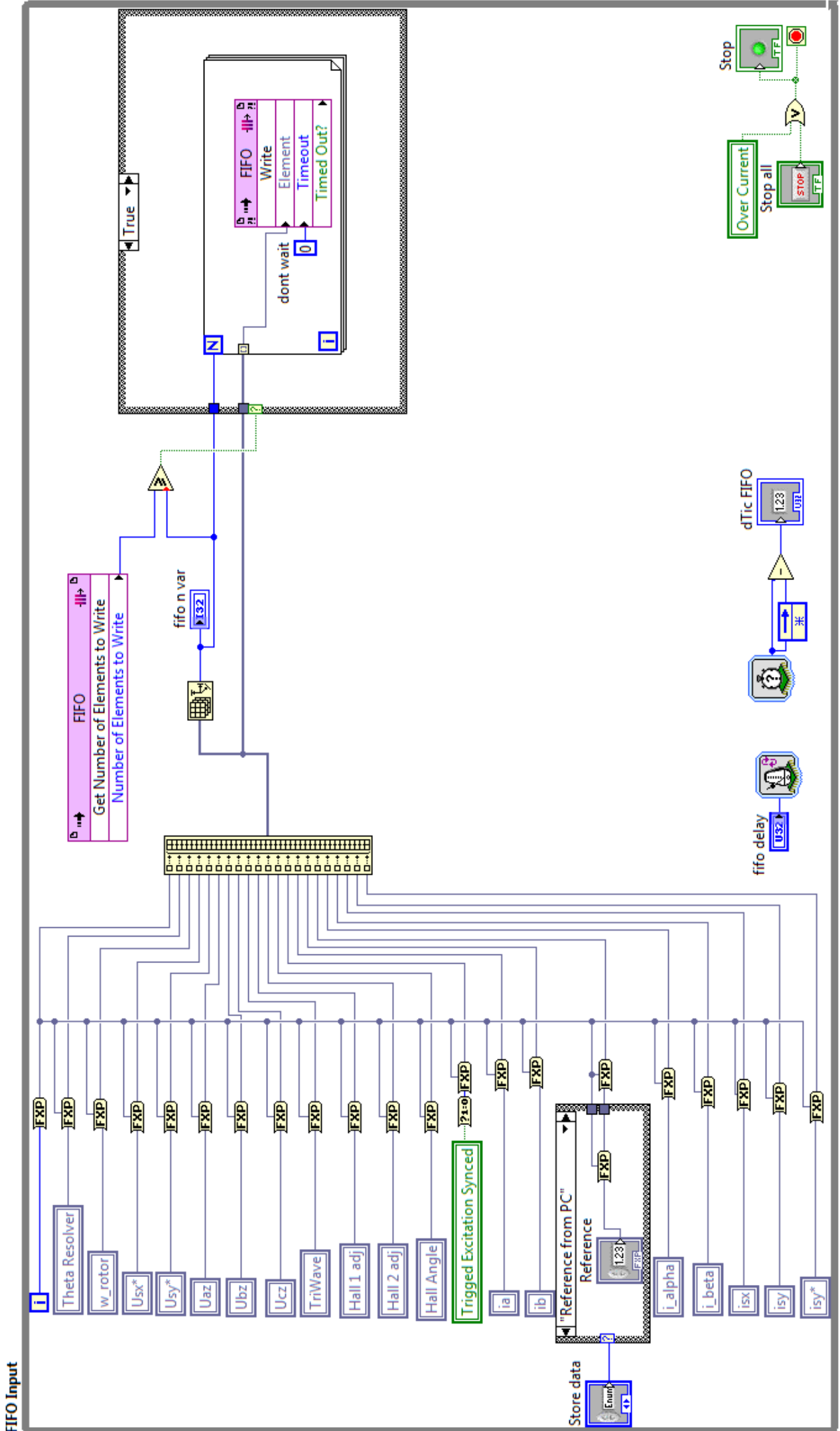
Current Controller, Generation of Symmetrized references



Figur A.3. Strömregulatorn del 1.



Figur A.4. Strömregulatorn del 2.



Figur A.5. Inläsning av data till FIFO.

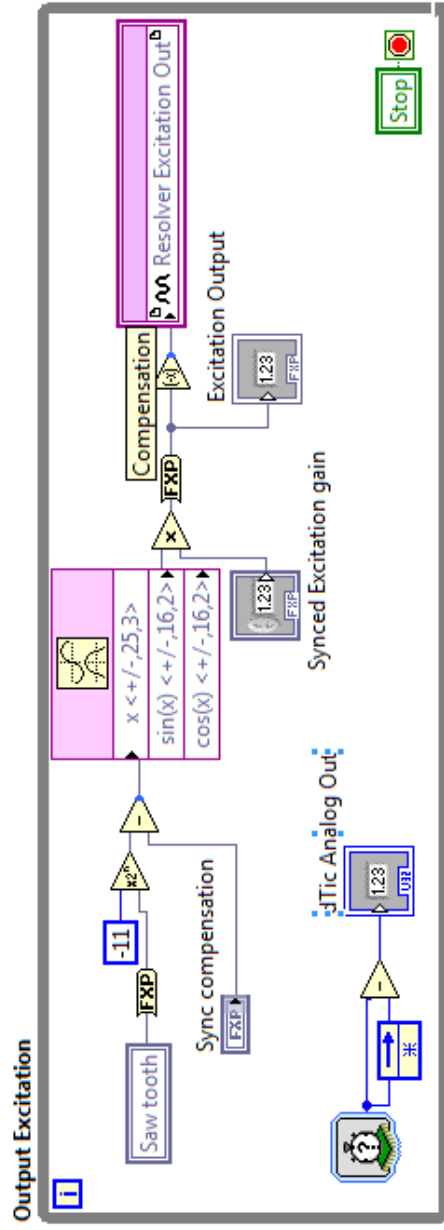
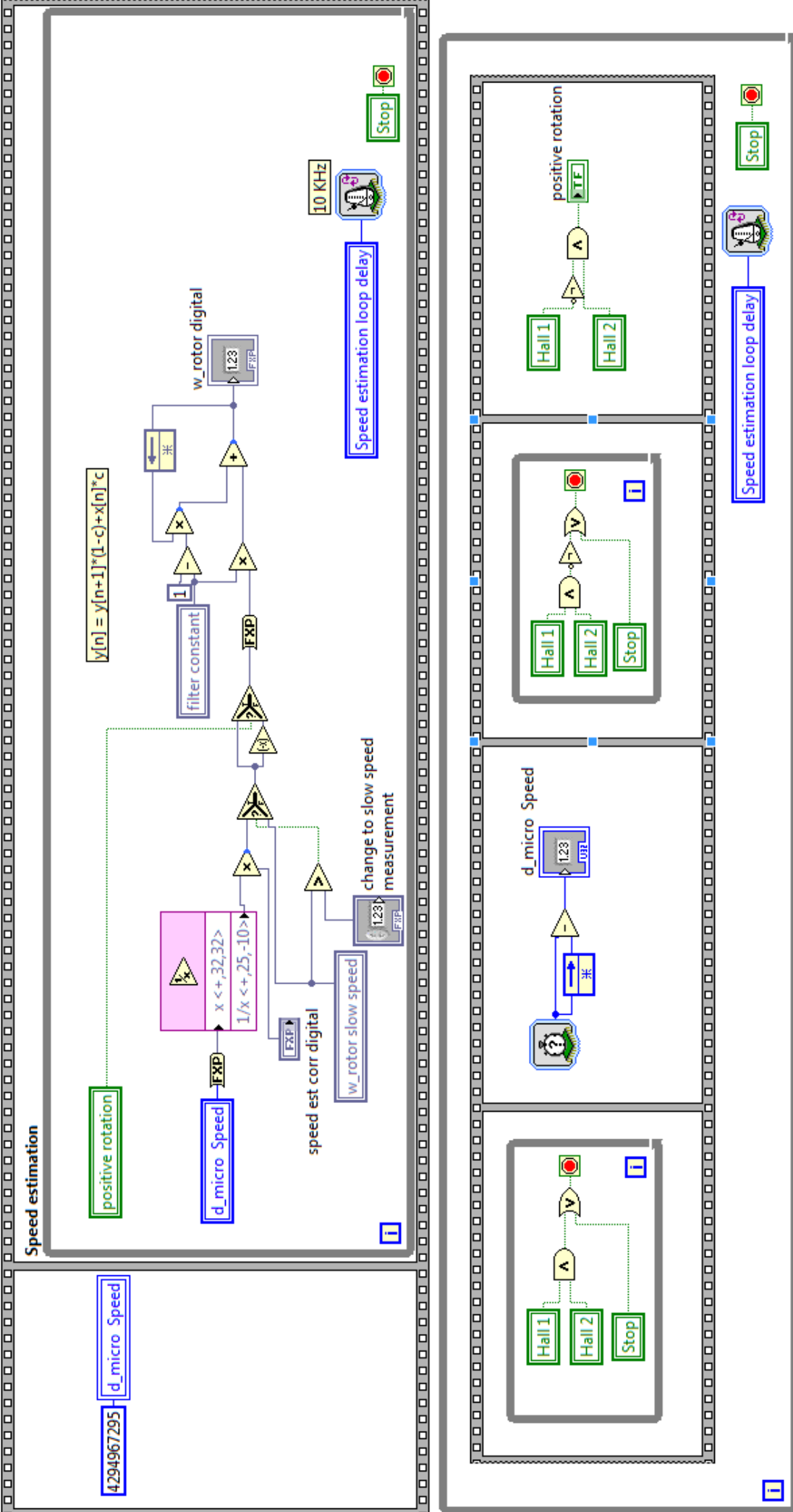
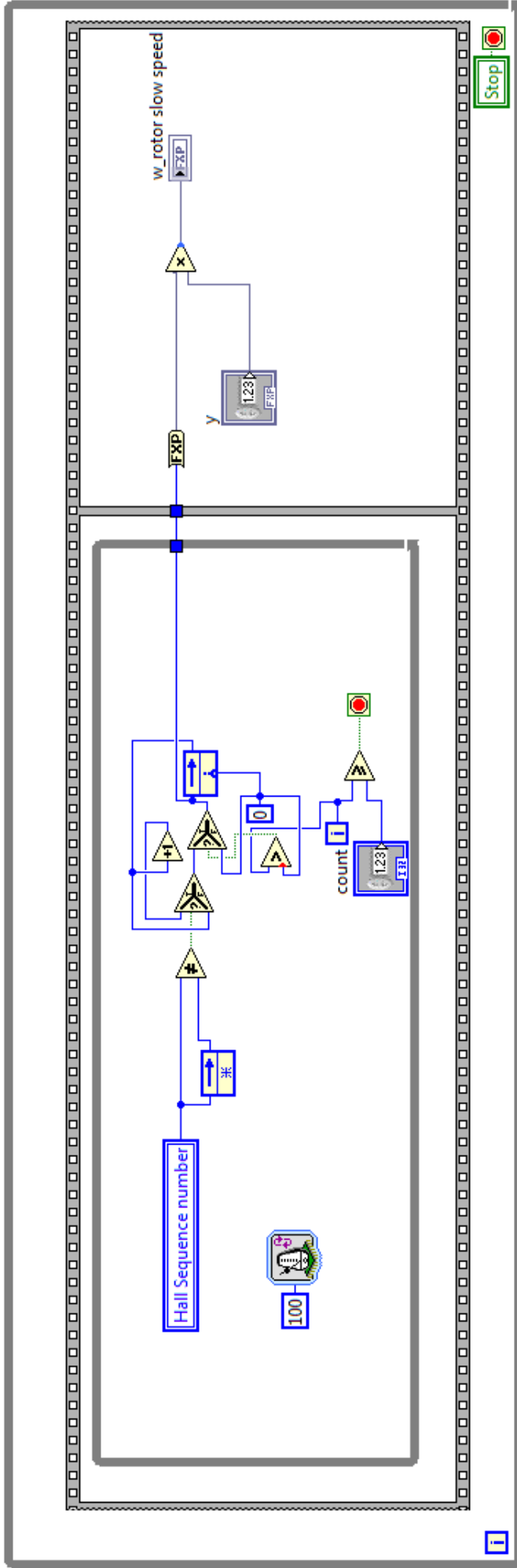


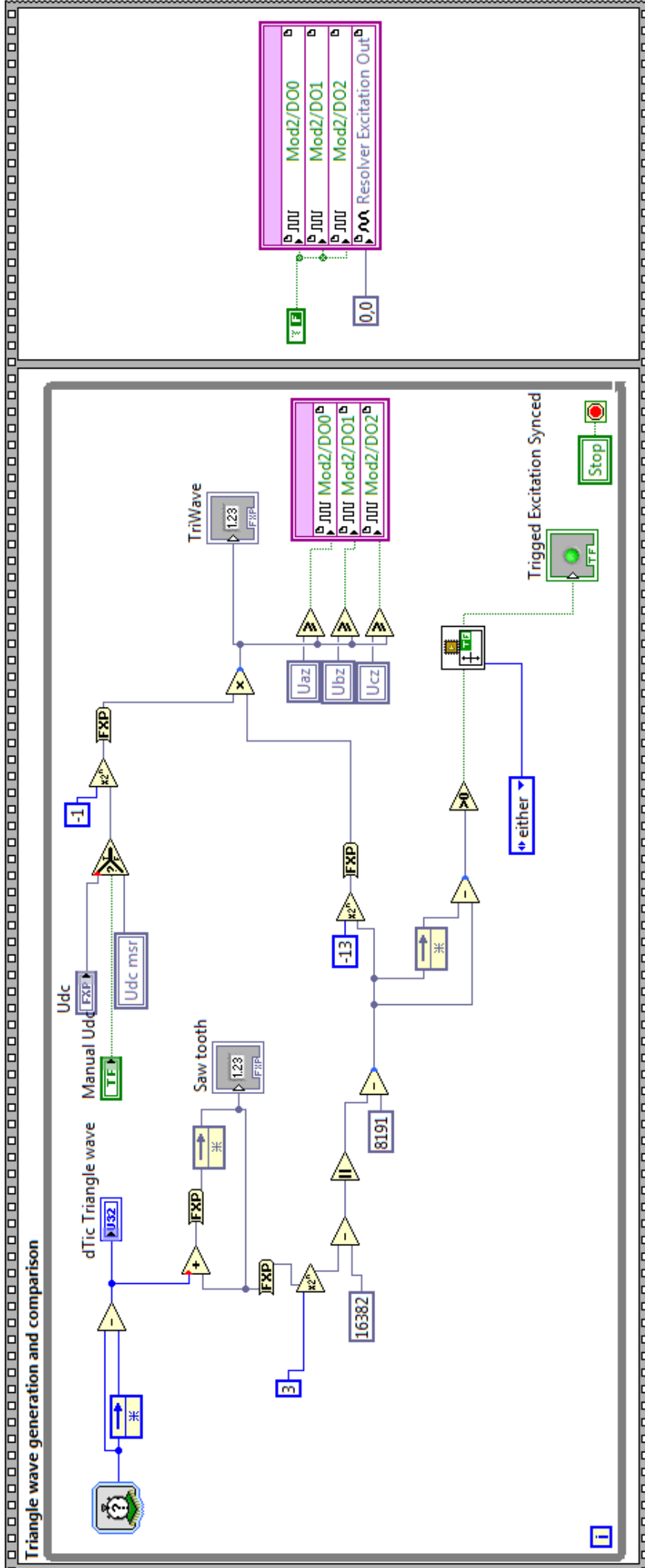
Figure A.6. Generating an excitation signal till resolver.



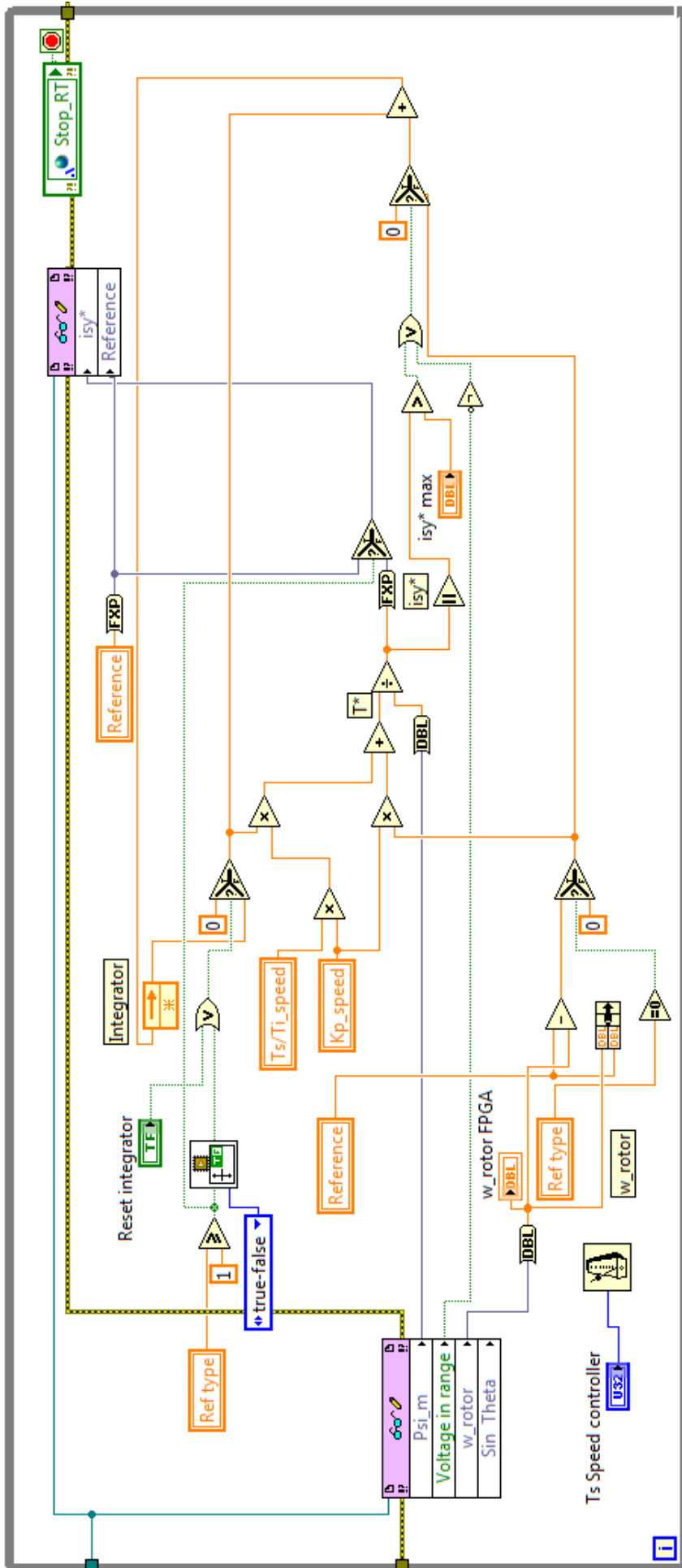
Figur A.7. Hastighetsuppskattning och riktning hos rotorns rotation.



Figur A.8. Hastighetsuppskattning vid låga hastigheter.



Figur A.9. Generering av triangelvåg samt jämförelse mellan denna och fastreferenserna.



Figur A.10. Hastighetsregulator i RT-käman.

