



CHALMERS

Framtagning av magnetiskt leviterande prototypvagn för järnvägsräls

Kandidatarbete inom Elkraftteknik

EDVIN CALLISEN, TARIK DERVIŠIĆ, VIDAR ERICSON
MATTIAS JOHANSSON, DANIEL ÅKERBERG

Framtagning av magnetiskt leviterande prototypvagn för järnvägsräls
Kandidatarbete inom Elkraftteknik

EDVIN CALLISEN, TARIK DERVIŠIĆ, VIDAR ERICSON
MATTIAS JOHANSSON, DANIEL ÅKERBERG

© EDVIN CALLISEN, TARIK DERVIŠIĆ, VIDAR ERICSON
MATTIAS JOHANSSON, DANIEL ÅKERBERG, 2019.

Kandidatarbete EENX15-19-33
Institutionen för Elektroteknik
Chalmers Tekniska Högskola
SE-412 96 Göteborg
Sverige
Telefon +46 (0)31-772 1000

Förord

Kandidatarbetet är utfört på Institutionen för Elektroteknik på Chalmers Tekniska Högskola och bygger vidare på tidigare års kandidatarbete som initierades år 2017. Ursprungliga motivation var att kunna använda maglevtåg på nuvarande infrastruktur för tågtrafik i Sverige. Kandidatarbetet omfattar 15 högskolepoäng och ingår i civilingenjörsutbildningen om 300 högskolepoäng. Arbetet har medfört praktiska och teoretiska erfarenheter om mekanisk hållfasthet, magnetism, kraftelektronik och reglerteknik. Vi vill rikta ett stort tack till vår handledare Stefan Lundberg för sitt engagemang och stöd i projektet.

Edvin Callisen, Tarik Dervišić, Vidar Ericson, Mattias Johansson, Daniel Åkerberg,
Göteborg 2/6 2019

Sammandrag

Syftet med denna studie var att konstruera en prototyp av en magnetiskt leviterande tågagn för användning på svensk järnvägsräls och sedan demonstrera denna på tävlingen Delsbo Electric 2019. Prototypen erhöll lyft- och reglerande krafter från permanent- och elektromagneter. Likspänningsomriktare strömförsörjde elektromagneterna som styrdes med ett kaskadreglerat system uppbyggt med strömregulator, hastighetsregulator och avståndsregulator. Reglersystemet designades i Simulink och testades på prototypen genom realtidsplattformen DS1103 från dSPACE.

Prototypens mekaniska konstruktion dimensionerades för 80 kg lastvikt och hållfastheten verifierades genom simuleringar i Autodesk Inventor. Vid tester utan lastvikt erhöles stabil levitation med avståndet 1,9 mm mellan prototypen och järnvägsrälsen. Magneterna genererade tillräcklig kraft för att lyfta prototypen med 80 kg last. Med hög sannolikhet är det möjligt att erhålla stabil levitation även med denna lastvikt genom justering av parametrar i reglersystemet.

Nyckelord: Reglersystem, Kaskadreglering, Magnetisk levitation (Maglev), Likspänningsomriktare, Hybrid Elektromagnetisk Suspension (HEMS)

Abstract

The aim of this study was to construct a prototype of a magnetic levitating carriage for use on standard swedish railway tracks and to demonstrate the prototype at the competition Delsbo Electric 2019. Permanent- and electromagnets were used to achieve lifting and regulating forces. The electromagnets were supplied with DC-DC converters and made use of a cascade controlled system including current regulator, speed regulator and distance regulator. The design of the control system was performed in Simulink and implemented on the prototype using the realtime platform DS1103 from dSPACE.

The prototype was dimensioned to carry a load of 80 kg and simulations with Autodesk Inventor confirmed adequate mechanical strength. Stable levitation was achieved at a distance of 1.9 mm between the rail and the prototype when unloaded. Tests confirmed that the magnets generated sufficient force in order to lift a load of 80 kg. Hence, with adjusted regulator parameters, the probability of achieving a stable levitation with a load applied is high.

Keywords: Control systems, Cascade control, Magnetic levitation (Maglev), DC-DC converter, Hybrid Elektromagnetic Suspension (HEMS)

Innehållsförteckning

Figurer	vi
Tabeller	vii
1 Inledning	1
1.1 Syfte och mål	1
1.2 Problembeskrivning	1
1.2.1 2018 års prototyp	2
1.2.2 Mekanisk konstruktion	2
1.2.3 Magneter	3
1.2.4 Kraftelektronik	3
1.2.5 Reglersystem	3
1.3 Projektets avgränsningar	3
2 Teori	5
2.1 Hållfasthetslära	5
2.2 Magnetism	5
2.2.1 Magnetiska materialegenskaper	5
2.2.2 Kraft från permanentmagnet	6
2.2.3 Kraft från elektromagnet	7
2.3 Likspänningsomriktare	8
2.4 Reglersystem	10
2.4.1 Strömreglering	11
2.4.2 Anti-Integral windup	12
2.4.3 Funktionsblocken $f(F_{ref}, x)$ och $f(I, x)$	14
2.4.4 Hastighetsreglering	14
2.4.5 Hastighetsestimering	15
2.4.6 Positionsreglering	17
3 Metod	19
3.1 Mekanisk konstruktion	19
3.2 Magneter	19
3.2.1 Mätning av permeabilitet och impedans	19
3.2.2 Kraftmätning på permanentmagnet	20
3.2.3 Kraftmätning på elektromagnet	20
3.3 Kraftelektronik	20
3.4 Reglersystem	21
4 Resultat	23
4.1 Mekanisk konstruktion	23
4.2 Hållfasthetssimuleringar	24
4.3 Magneter	25
4.3.1 Magnetiska materialegenskaper	25
4.3.2 Permanent- och elektromagneter	26
4.4 Kraftelektronik	27
4.5 Reglersystem	29
4.5.1 Kraftreferens	29

4.5.2	Positionsreglering	30
4.5.3	Hastighetsreglering och hastighetsestimering	31
4.5.4	Strömreglering	31
5	Diskussion	34
5.1	Mekanisk konstruktion och hållfasthet	34
5.2	Magneter	34
5.3	Kraftelektronik	35
5.4	Reglersystem	36
5.5	Samhälleliga och etiska aspekter	37
6	Slutsats	39

Figurer

1.1	Principskiss av 2019 års prototyp.	2
1.2	2018 års prototyp på en järnvägsräl.	2
2.1	Elektromagnetens ekvivalenta elektriska krets.	6
2.2	Permanentmagnetens ekvivalenta magnetiska krets.	7
2.3	Elektromagnetens ekvivalenta magnetiska krets.	8
2.4	Förenklat kretsschema för likspänningsomriktare och elektromagnet.	9
2.5	Blockschema över delsystemen i kaskadregleringen.	10
2.6	CAD-modell med de krafter som verkar på ett revben.	11
2.7	Blockschema över delsystemet för strömreglering till elektromagneter.	12
2.8	Blockschema över delsystem för strömreglering med anti-windup där regulatorn F_I i Figur 2.7 har delats upp i dess delkomponenter.	13
2.9	Överföringsfunktion från kraft till hastighet med tillhörande reglering samt inre loop som antas ha enhetsförstärkning.	15
2.10	Blockschema över systemets hastighetsestimering med PLL.	16
2.11	Blockschema över avståndsreglering av prototypen där överföringsfunktionen $G_{v'x}(s)$ har markerats i blått.	17
4.1	CAD-modell över prototypen sedd snett ovanifrån.	23
4.2	CAD-modell sedd ovanifrån över prototypen med dess fyra sektioner markerade.	23
4.3	CAD-modell över sektion 1 i prototypen.	24
4.4	Hållfasthetssimulering på ett revben där (a) visar skjuvspänningarna i strukturen och (b) visar strukturens förflyttning.	24
4.5	Hållfasthetssimuleringar på (a) en elektromagnet samt (b) en permanentmagnet.	25
4.6	Kraft från en permanentmagnet som funktion av avstånd till järnvägsrälen.	26
4.7	Kraft från en elektromagnet som funktion av ström med ett konstant avstånd till järnvägsrälen på (a) 3 mm, (b) 6 mm och (c) 9 mm.	27
4.8	Teoretiska kapacitansvärden för maximalt 5% spänningsrippel över likspänningsomriktarens kondensator som funktion av pulskvoten.	28
4.9	PWM-signal för mikrokontroller och optokopplare med pulskvot 0,5.	29
4.10	Mätning av kraftreferenser för sektion 1 och 2. Streckad linje avser den beräknade kraftreferensen.	30
4.11	Stegsvar för positionsregulator för sektion 1 och 2. Streckad linje avser positionsreferensen.	31
4.12	Simulerat stegsvar för strömregulatorn i (a) och det med dSPACE uppmätta stegsvaret i (b).	32
4.13	Total ström genom de undre elektromagneterna för sektion 1 i (a) och för sektion 2 i (b). Svart linje avser strömreferensen.	32
4.14	Stegsvar för mikrokontrollerns strömregulator.	33

Tabeller

4.1	Impedansmätning på elektromagnet.	25
4.2	Permeabilitetsmätning för respektive material.	26
4.3	Parametrar till kraftberäkningar för permanent- och elektromagneter.	26
4.4	Uppmätt spänningsrippel i likspänningsomriktare vid olika pulskvoter.	28
4.5	Uppmätt och teoretisk utspänning för likspänningsomriktaren vid olika pulskvoter.	28
4.6	Allmänna parametrar för hela reglersystemet.	29
4.7	Regulatorparametrar för positionsregleringen.	30
4.8	Regulatorparametrar för hastighetsregulatorn.	31
4.9	Regulatorparametrar för hastighetsestimatorn.	31
4.10	Regulatorparametrar för strömregulatorn i dSPACE och mikrokontrollern.	31

1 Inledning

Globalt sett dominerar konventionell tågtrafik där tågen drivs med hjul. Det finns dock nackdelar hos denna trafiktyp så som buller och vibrationer orsakade av hjulens kontakt med rälsen [1]. En annan trafiktyp där dessa problem undviks är magnetisk leviterande tåg (maglevtåg) som idag används i kommersiell trafik i ett fåtal länder: Japan, Kina och Sydkorea [2].

Det finns olika tekniska lösningar för magnetisk levitation, en av dessa är ”Hybrid electromagnetic suspension” (HEMS) där en kombination av permanentmagneter och elektromagneter används [3]. Potentiellt kan maglevtåg vara mer energieffektiva än konventionella tåg då friktionen mellan hjul och räls uteblir. Vidare minskar behovet av underhåll då tågen ej utgör ett mekaniskt slitage på rälsen [3].

Gemensamt för alla dagens existerande maglevtåg är att de kräver specialdesignad räls [4]. Introduktion av maglevtåg i Sverige medför således investeringskostnader för ny räls [3]. En teknisk innovation som integrerar maglevtåg och traditionell järnvägsräls vore därför av potentiellt intresse för framtida utveckling av tågtrafiken.

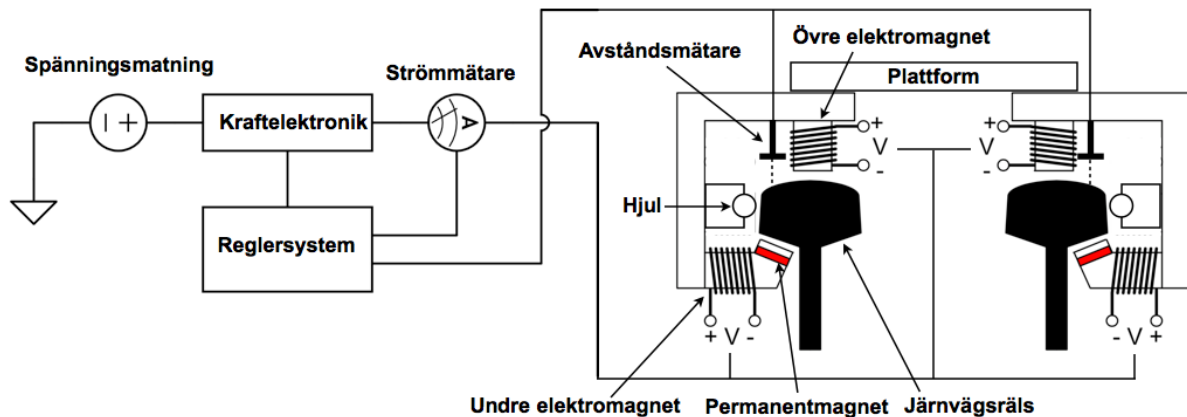
Järnvägstrafiken i Sverige ökar [1] vilket motiverar investeringar i utveckling av energieffektiva tåg. Delsbo Electric är en studenttävling i konstruktion och byggnation av energieffektiva eldrivna tåg. Tävligen sker i Delsbo 25 maj 2019 och det delas även ut ett innovationspris ”HHK Innovation Award” [5].

1.1 Syfte och mål

Syftet med projektet är att konstruera en prototyp av en tågagn som med hjälp av magnetism kan levitera över svensk järnvägsräls med 80 kg last. Målet är att sedan demonstrera prototypen på tävlingen Delsbo Electric 2019.

1.2 Problembeskrivning

Kandidatprojektet med framtagning av en magnetisk leviterande prototyp har pågått under flera års tid på institutionen för Elektroteknik på Chalmers. Årets arbete fortsatte där 2018 års projektgrupp avslutade. Inventering samt utvärdering av 2018 års prototyp krävdes för att fastställa vilka komponenter och principer som fungerade. För att minska miljöpåverkan och effektivisera arbetet med 2019 års prototyp återanvändes komponenter och principer i största möjliga mån. En övergripande principskiss för 2019 års prototyp illustreras i Figur 1.1. För att enklare överblicka projektets arbetsuppgifter gjordes en uppdelning i mindre delproblem som presenteras i följande kapitel.



Figur 1.1: Principskiss av 2019 års prototyp.

1.2.1 2018 års prototyp

2018 års prototyp som nyttjade HEMS visas i Figur 1.2. Prototypen färdigställdes ej till en komplett tågagn utan bestod av en "upphängning" avsedd för endast en räl. Totalt installerades två avståndsgivare, 16 elektromagneter och två permanentmagneter av typen neodym. 2018 års prototyp hade en stabil och robust konstruktion som klarade av att bära upp sin egen vikt. Vid testkörning lyckades prototypen levitera men brister i reglerystemet medförde dock påtaglig oscillation.



Figur 1.2: 2018 års prototyp på en järnvägsräl.

1.2.2 Mekanisk konstruktion

2019 års prototyp designades för att bära upp prototypens vikt plus en människa á 80 kg. Eftersom 2018 års prototyp designades för lägre lastvikt utfördes analys och simuleringar av prototypens hållfasthet för att undersöka om en mer robust konstruktion krävdes. För att färdigställa prototypen till en komplett vagn krävdes ytterligare en upphängning likt 2018 års prototyp till järnvägsrälsen. Vidare krävdes en konstruktion som sammanlänkar de två upphängningarna för respektive räl, se "plattform" i Figur 1.1. I samma figur illustreras även hur hjul användes för att hålla prototypen i rätt position i sidled.

1.2.3 Magneter

Arbetet med magneter omfattade permanentmagneter vars primära funktion var att lyfta upp prototypen och lastvikten samt elektromagneter vars primära funktion var att motverka eller förstärka lyftkraften av permanentmagneterna. Då målet för 2019 års prototyp hade en större lastvikt än för 2018 års prototyp krävdes fler permanent- och elektromagneter i respektive upphängning. För dimensionering krävdes mätningar av attraktionskraft mellan permanentmagnet och järnvägsräl samt mellan elektromagnet och järnvägsräl. För att undvika överhettning av elektromagneterna krävdes att värmeutvecklingen i dessa observerades.

1.2.4 Kraftelektronik

Kraftelektroniken som användes till 2018 års prototyp hade inte tillräcklig kapacitet för 2019 års prototyp som krävde fler kanaler för att strömförsörja elektromagneter på två upphängningar. Dessutom led kraftelektroniken från 2018 års prototyp av problem med överhettning då ett fungerande kylsystem ej lyckades implementeras. En ny konstruktion av kraftelektronik krävdes därför till 2019 års prototyp. Kraftelektroniken dimensionerades för 48 V likström enligt regelverket för tävlingen Delsbo Electric samt max 40 A momentan strömförbrukning.

1.2.5 Reglersystem

2018 års prototyp hade ett oscillerande beteende där reglersystemets parametrar var en frihetsgrad som inte kunde optimeras. I reglersystemet behövdes därför en implementation som medförde enklare justering av dessa parametrar. 2019 års prototyp krävde fler kanaler för styrning av likspänningsomriktare jämfört 2018 års prototyp vilket innebar att fler in- och utgångar krävdes. Detta resulterade i att ett större reglersystem behövde implementeras. Hårdvaran hade ett begränsat antal PWM-utgångar och krävde därför logiska funktioner till utgångarna för att styra samtliga kanaler.

1.3 Projektets avgränsningar

Prototypen begränsades till användning på raka järnvägsspår. För att erhålla en stabil konstruktion med minimalt antal rörliga delar anpassades även prototypen ej för att klara av kurvor eller spårbyten. Design gjordes utifrån en fast spårbredd där svensk järnvägsstandard tillämpades. Prototypen anpassades till rälstypen 50E3 då denna rälstyp fanns tillgänglig på Chalmers. Hänsyn togs ej till kompatibilitet med andra rälstyper. Undersökning av möjlig användning av maglevtåg för kommersiellt bruk i Sverige utfördes ej.

Enligt kännedom från 2018 års kandidatarbete är järnvägsrälsen där tävlingen Delsbo Electric körs uppbyggd av rälssektioner á ca 30 meter. Rälsektionerna är ihopbultade med skarvbleck som hade varit i vägen för prototypens magnetiska upphängning som omsluter rälsen till skillnad från traditionella vagnar med hjul som endast befinner sig ovanpå rälsen. Prototypen konstruerades ej för att köras på denna rälstyp då deltagande i huvudtävlingen Delsbo Electric för energieffektiva tåg ej är ett projektmål. Någon

framåtdrivande motor konstruerades heller inte.

En kaross konstruerades ej till prototypen eftersom dess utformning främst hade varit relevant för att studera aerodynamik vilket ej var av intresse. Vidare var optimering av energieffektivitet ej ett huvudmål i projektet utan detta utfördes endast genom optimering av reglersystemet.

2 Teori

För att uppnå projektets angivna mål krävdes teori som ger förståelse om hållfasthetslära, magnetism, likspänningsomriktare och reglersystem. Teorin användes sedan för att göra jämförelser mellan beräkningar, simuleringar och mätningar på prototypens komponenter.

2.1 Hållfasthetslära

Inom hållfasthetslära definieras två typer av deformation: elastisk och plastisk [6]. Elastisk deformation innebär att ett objekt som utsätts för töjning återgår till sin ursprungliga form då töjningen upphör. Plastisk deformation sker när den mekaniska spänningen når en sträckgräns vilket innebär att objektet inte längre återgår till sin ursprungliga form efter att töjningen upphör. Om töjning fortgår nås brottgränsen då materialet deformeras allvarligt och till slut sker ett brott i konstruktionen.

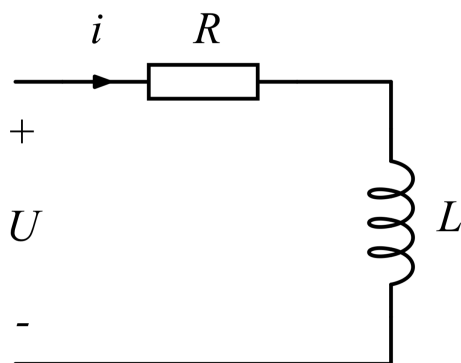
Brott kan även uppstå på andra vis. Ett sätt är genom elastiska instabiliteter i objektet [6]. Dessa orsakas av initialimperfectioner som vid en liten kraftökning leder till en drastisk deformation, även känt som knäckning. Ett annat sätt är genom utmattning [6]. Detta innebär att materialet utsätts för periodiska töjningar som orsakar små sprickor och slutligen brott.

2.2 Magnetism

Det finns två huvudgrupper av magneter, permanent- och elektromagneter, som på olika fysikaliska grunder ger upphov till ett magnetfält. Permanentmagneter är oberoende av yttre energikällor medan elektromagneter kräver yttre energiförsörjning för att ge upphov till ett magnetfält. Det magnetflöde som uppstår i ett material orsakat av pålagt magnetfält beror på materialets permeabilitet. För att enklare överblicka materialen som avses framöver i rapporten introduceras nu bokstavsbezeichnungar för materialen och även som index för storheterna längd, magnetfält, magnetflöde och relativ permeabilitet i respektive material: a betecknar järnvägsrälisen, b betecknar rätblocket av järn permanentmagneterna monterades på, c betecknar transformatorjärn, dvs E-kärnan, p betecknar permanentmagnet och g betecknar mediet luft. Samtliga ekvationer med beräkningar av magnetiskt flöde, magnetfält och kraft i Kapitel 2.2.1 - 2.2.3 är tagna från David K. Cheng [7].

2.2.1 Magnetiska materialegenskaper

Permeabiliteten är en central materialegenskap vid beräkningar av magnetfält och kan härledas från impedansen i en magnetisk krets. En elektromagnet kan modelleras som en resistans seriekopplad med en induktans vilket illustreras i Figur 2.1.



Figur 2.1: Elektromagnetens ekvivalenta elektriska krets.

Med hjälp av Kirchoffs spänningslag erhålls jämviktsekvationen

$$U(t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad (2.1)$$

som kan nyttjas för impedansberäkningar. Då resistansen, R , och impedansen är kända kan induktansen, L , beräknas med $j\omega$ -metoden och (2.1). Induktansen kan även uttryckas som

$$L = \frac{\Lambda}{i} = \frac{N\Phi}{i} \quad (2.2)$$

där Λ är flödeslänkningen som antas vara total, Φ är magnetflödet, N är antalet lindningsvarv på en spole och i är strömmen genom spolen. Magnetflödet beräknas enligt

$$\Phi = \frac{\mathcal{F}}{\mathcal{R}} = \frac{Ni}{\mathcal{R}} \quad (2.3)$$

där \mathcal{F} är den magnetomotoriska kraften och \mathcal{R} är reluktansen i kretsen som beräknas enligt

$$\mathcal{R} = \frac{l}{\mu A} \quad (2.4)$$

där A är tvärsnittsarean och l är längden av materialet med permeabilitet μ . Ekvation (2.2), (2.3) och (2.4) kan skrivas samman till

$$L = \frac{N^2 \mu A}{l} \quad (2.5)$$

ur vilken permeabiliteten kan lösas ut.

2.2.2 Kraft från permanentmagnet

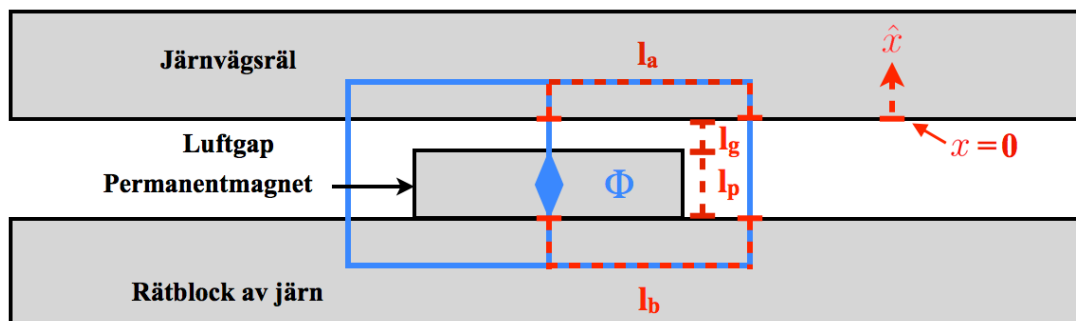
Den magnetomotoriska kraften, \mathcal{F} , uttrycks med Ampères lag enligt

$$\mathcal{F} = \oint_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = Ni \quad (2.6)$$

där H är den magnetiska fältstyrkan i ett material som omsluts av N antal lindningsvarv med strömmen i . För den magnetiska kretsen i Figur 2.2 gäller att $Ni = 0$ vilket ger

$$\oint_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = H_p l_p - H_g l_g - H_a l_a - H_g (l_g + l_p) - H_b l_b = 0 \quad (2.7)$$

där l är den längd som det magnetiska fältet utbreder sig. Indexen i (2.7) är beskrivna i Kapitel 2.2.



Figur 2.2: Permanentmagnetens ekvivalenta magnetiska krets.

Förhållandet mellan den magnetiska flödestätheten, B , och den magnetiska fältstyrkan bestäms av permeabiliteten, μ , enligt

$$B = \mu H = \mu_r \mu_0 H \quad (2.8)$$

där μ_r är den materialberoende relativa permeabiliteten och μ_0 är permeabiliteten i vakuum. Då läckflöden försummas erhålls samma magnetiska flöde i material a , b och p samt i luftgapet. Flödesarean kommer sannolikt variera i de olika materialen och därmed även flödestätheten. Ett förenklat antagande är att flödesarean är densamma i de olika materialen vilket även implicerar att flödestätheten i de olika materialen är densamma. Det magnetiska fältet i luftgapet, H_g , kan därav beräknas från (2.7) och (2.8) enligt

$$H_g = \frac{B_p}{\mu_0(l_p + 2l_g)} \left(\frac{l_p}{\mu_{r_p}} - \frac{l_a}{\mu_{r_a}} - \frac{l_b}{\mu_{r_b}} \right) \quad (2.9)$$

givet att permeabiliteterna är kända. Den magnetiska energin i luftgapet från permanentmagneten, W_{pm} , beräknas enligt

$$W_{pm} = \frac{1}{2} \int_V \mu H_g^2 dV = \frac{1}{2} \int_l \mu_0 H_g^2 A_g dl \quad (2.10)$$

där V och l är volymenteletet respektive längdelementet mellan permanentmagnet och räl som magnetfältet utbreder sig i och A_g är tvärsnittsarean (sedd ovanifrån) genom vilken magnetfältslinjerna passerar. Med angiven positiv referensriktning av x -koordinaten i Figur 2.2 kommer avståndet på luftgapet l_g , som mäts från nedkant av material a (där $x = 0$) till ovankant av permanentmagneten, alltid att vara negativt ty permanentmagneten befinner sig alltid under rälen vilket medför

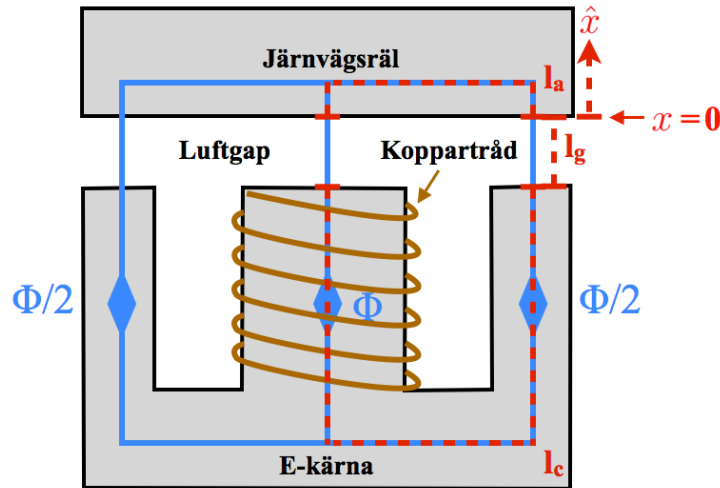
$$F_{pm} = -\nabla W_{pm} = \frac{-\partial W_{pm}}{\partial x} = \frac{H_g^2 A_g \mu_0}{2} \quad (2.11)$$

där F_{pm} är attraktionskraften mellan permanentmagneten och järnvägsrälen.

2.2.3 Kraft från elektromagnet

En elektromagnet kan strömförsörjas via en spole bestående av en plastbobin med lindad koppartråd. För en E-kärna av transformatorjärn, se Figur 2.3, erhålls symmetri kring

en vertikal linje där flödet delar upp sig så att halva flödet leds i varje sida av E-kärnan. Den magnetiska flödeslinjen antas följa banor uppbyggda av raka linjer och räta vinklar för att underlätta teoretiska beräkningar. I praktiken följer det magnetiska flödet den väg med minst reluktans.



Figur 2.3: Elektromagnetens ekvivalenta magnetiska krets.

Givet att permeabiliteten för material a och c är kända kan (2.3) och (2.4) nyttjas för att beräkna det totala magnetiska flödet Φ . Kretsens totala reluktans erhålls genom addition av bidragen från ett varv i den blåmarkerade flödesslingan i Figur 2.3. Ekvation (2.8) och (2.10) ger den magnetiska energin för elektromagneten, W_{em} , i luftgapet

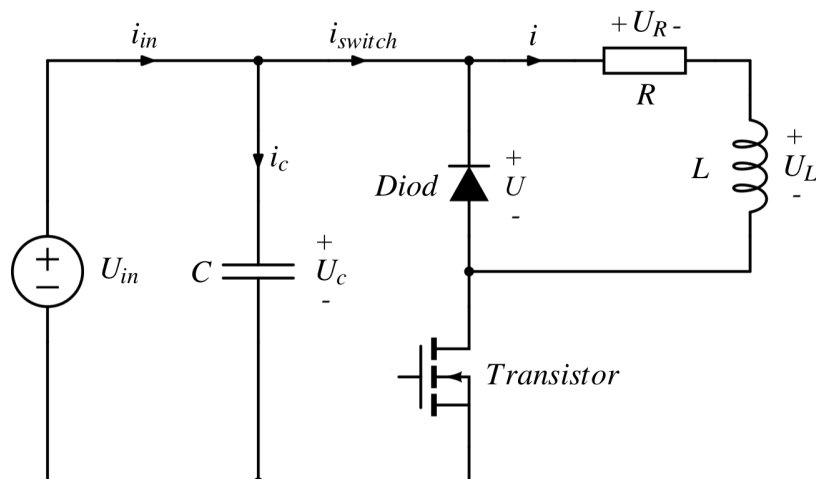
$$W_{em} = \frac{1}{2} \int_V \frac{B_g^2}{\mu} dV = \frac{1}{2\mu_0} \int_l B_g^2 A_g dl = \frac{1}{2\mu_0} \int_l \frac{\Phi^2}{A_g} dl \quad (2.12)$$

som elektromagneten ger upphov till. Kraften, F_{em} , beräknas likt (2.11) men skiljer sig med en faktor två ty flödet går både genom E-kärnans yttre ben samt mittersta ben. Detta ger den totala kraften mellan järnvägsräl och E-kärna

$$F_{em} = -2\nabla W_{em} = -2 \frac{\partial W_{em}}{\partial x} = \frac{\Phi^2}{A_g \mu_0}. \quad (2.13)$$

2.3 Likspänningsomriktare

Givet en konstant likspänning, U_{in} , som inspanning kan en likspänningsomriktare nyttjas för att reglera spänningsnivån mellan noll volt och inspanning till exempelvis elektromagneter för att de skall generera en önskad kraft. Utspänningen från likspänningsomriktaren varierar genom pulsbreddmodulering (PWM) som innebär att pulstiden för transistorn i Figur 2.4 varierar. Pulstiden motsvarar den tid som transistorn är påslagen under en period. När transistorn är påslagen är $U = U_{in}$ och när den är av är $U = 0$. Således kan medelvärdet av spänningen U över en period ändras genom att ändra pulstiden.



Figur 2.4: Förenklat kretsschema för likspänningsomriktare och elektromagnet.

Spänningen U_L i Figur 2.4 kan uttryckas med Kirchoffs spänningslag samt differentialekvationen för induktansen, L , enligt

$$U_L = U - U_R = L \frac{di(t)}{dt} \quad (2.14)$$

där U är spänningen över dioden, U_R är elektromagnetens resistiva spenningsfall och U_L är elektromagnetens induktiva spenningsfall. Strömmen, i , genom elektromagneteten erhålls från differentialekvationen i (2.14) enligt

$$i(t) = i(0) + \frac{1}{L} \int_0^t U_L(t) dt \quad (2.15)$$

där $i(0)$ är strömmens begynnelsevärde. Medelvärdet för spänningen U_L över en tidsperiod, som betecknas $U_{L,medel}$, är

$$U_{L,medel} = \frac{1}{T} \int_0^T U_L(t) dt = U_{in} D - R i_{medel} \quad (2.16)$$

där T är periodtiden för transistorens switchfrekvens, i_{medel} är medelvärdet av strömmen i och D är pulskvoten som är kvoten mellan pulstiden och periodtiden. I stationärtillstånd gäller att $U_{L,medel} = 0$ för att strömmen i ska hållas konstant. Det innebär att det inte sker någon nettoupplagring av energi i induktansen över en tidsperiod. Förhållandet mellan pulskvoten D och strömmen i_{medel} erhålls från (2.16). Strömmen i_c beskrivs med Kirchoffs strömlag samt differentialekvationen för kondensatorn, C , enligt

$$i_c = i_{in} - i_{switch} = C \frac{dU_c(t)}{dt}. \quad (2.17)$$

Från (2.17) kan spänningen över kondensatorn erhållas genom att lösa differentialekvationen. Spänningen U_c blir

$$U_c(t) = U_c(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt \quad (2.18)$$

där $U_c(0)$ är begynnelsevärdet för spänningen. Medelvärdet av strömmen genom kondensatorn betecknas $i_{c,medel}$ och måste i stationärtillstånd vara lika med noll för att erhålla

en konstant periodiskt återkommande spänning över kondensatorn. Under den del av periodtiden som transistoren är av gäller $i_c = i_{in}$. Spänningsripplet över kondensatorn, ΔU_c , beskrivs enligt integralekvationen

$$\Delta U_c = \frac{1}{C} \int_{DT}^T i_{in}(t) dt \quad (2.19)$$

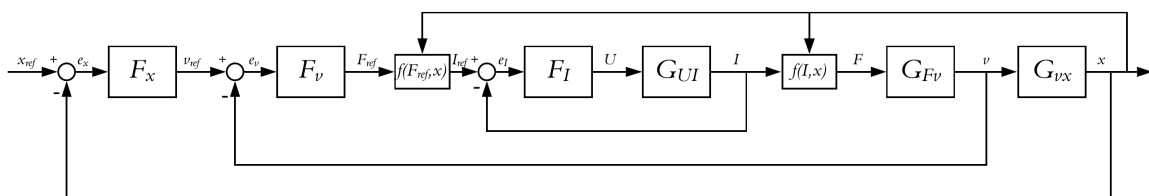
och bestäms utefter hur stort spänningsrippel som tillåts i kraftelektroniken. Enligt (2.19) är spänningsripplet omvänt proportionellt mot kapacitansen hos kondensatorn.

2.4 Reglersystem

Ett sätt att uppnå den önskade regleringen av prototypen är med kaskadreglering. I och med att prototypen har flera delsystem av olika snabbhet där exempelvis det elektriska styrsystemet är betydligt snabbare än avståndsregleringen medför det att kaskadreglering är en fördelaktig reglerprincip. Fel och störnsignaler i inre snabbare delsystem har då möjlighet att kompenseras innan de påverkar yttre delsystem. En nackdel med inre återkoppling i kaskadreglering jämfört med traditionell PD-reglering är att det finns högre risk för instabilitet om det uppträder ett högfrekvent beteende i systemet som ej modellerats i systemmodellen. Denna eventuella instabilitet kan kompenseras genom att implementera ett lågpasfilter på de inre systemens utsignaler [8].

Referenssignalen i systemet utgörs av avståndet mellan rälsen och prototypen som behöver mätas. Strömmen genom elektromagneterna, som regleras för att generera den lyftkraft som krävs för att nå det beräknade börvärdet på avståndet, behöver också mätas. Då mätsignalen på avståndet innehåller en viss mängd brus blir det svårt att använda derivataverkan för att beräkna beteendet för de ”inre” delsystemen i reglersystemet vilket annars vore ett alternativ [8].

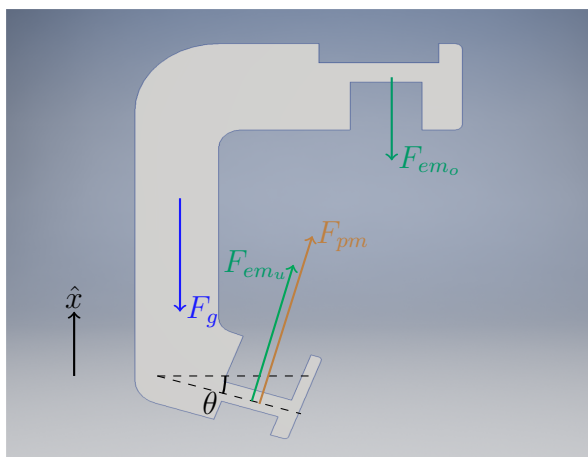
Eftersom strömmen genom elektromagneterna regleras utifrån en avståndsreferens behövs ett antal delsystem för att omvandla uppmätt avstånd till en strömreferens. Ett sätt att göra detta är att gå från avstånd till hastighet, hastighet till kraft, kraft till ström och till sist från ström till spänning. En skiss över ett sådant system med kaskadreglering illustreras i Figur 2.5.



Figur 2.5: Blockschemat över delsystemen i kaskadregleringen.

I Figur 2.5 är alla block med benämning F regulatorer för olika delsystem. F_x är avståndsregulatorn som utifrån felet, e_x , mellan ett förutbestämt referensavstånd x_{ref} och ett uppmätt avstånd x bestämmer hastighetsreferensen v_{ref} som används som insignal

till nästa regulator. Hastighetsregulatorn F_v bestämmer på liknande sätt en kraftreferens F_{ref} och strömregulatorn F_I bestämmer i sin tur vilken spänning U som kraftelektroniken ska generera. De mindre funktionsblocken $f(F_{ref}, x)$ och $f(I, x)$ i Figur 2.5 presenterar omvandlingar mellan ström och kraft som förenklar senare beräkningar. Alla block med G är överföringsfunktioner som motsvarar systemegenskaper som beskriver omvandlingen mellan olika storheter. G_{UI} är överföringsfunktionen mellan spänning och ström, G_{Fv} är mellan kraft och hastighet medan G_{vx} är mellan hastighet och avstånd. Alla delsystem beskrivs ingående i Kapitel 2.4.1-2.4.6.



Figur 2.6: CAD-modell med de krafter som verkar på ett revben.

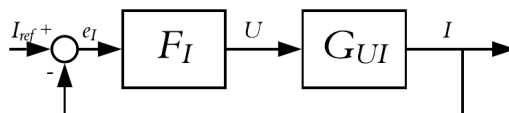
En modell av de krafter som påverkar ett ”revben”, som är en del av prototypens upphängning, med jämnt fördelad tyngdkraft visas i Figur 2.6. Denna kraftmodell tillsammans med Newtons andra lag ger

$$ma = \cos(\theta) \left(F_{pm}(x(t)) + F_{em_u}(x(t), i_1(t)) \right) - \left(F_g + F_{em_o}(x(t), i_2(t)) \right) \quad (2.20)$$

där m är den massa som revbenet bär upp, a är momentanaccelerationen (där positiv referens är i \hat{x} -riktning), θ är vinkeln illustrerat i Figur 2.6 och F_{pm} är kraften uppåt från permanentmagneten som endast varierar med $x(t)$ vilket är variabeln för upphängningens position i vertikalled. F_{em_u} och F_{em_o} betecknar krafterna från de undre- respektive övre elektromagneterna i upphängningen som beror dels på positionen $x(t)$ men också på strömmarna $i_1(t)$ respektive $i_2(t)$ som går genom de undre- respektive övre elektromagneterna. Vid ett avstånd motsvarande jämviktspunkten ska teoretiskt sett endast permanentmagneterna bära upp konstruktions tyngd utan hjälp av elektromagneterna. I praktiken aktiveras elektromagneterna då störningar uppstår orsakade av exempelvis ojämnt fördelad- samt tidsvarierande mekanisk last.

2.4.1 Strömreglering

Delsystemet som reglerar strömmen genom elektromagneterna är det innersta systemet i Figur 2.5 och även det snabbaste. I detta delsystem, som visas i Figur 2.7, beräknas referensspänningen U som kraftelektroniken ska generera för att ge rätt strömnivå.



Figur 2.7: Blockschema över delsystemet för strömreglering till elektromagneter.

För att bestämma systemegenskaper och kunna dimensionera regulatorn F_I behövs delsystemets överföringsfunktion från spänning till ström. Laplacetransformen av (2.1) ger

$$U(s) = RI(s) + sLI(s) \quad (2.21)$$

där s representerar $j\omega$. Då kraftelektroniken styr en spänningsnivå behövs en överföringsfunktion från spänning till ström, $G_{UI}(s)$, som bestäms med (2.21) enligt

$$G_{UI}(s) = \frac{I(s)}{U(s)} = \frac{1}{R + sL}. \quad (2.22)$$

För att undvika översläng i stegsvaret designas överföringsfunktionen $G_{I_{ref}I}(s)$ som ett lågpasfilter enligt

$$G_{I_{ref}I}(s) = \frac{\omega_I}{s + \omega_I} \quad (2.23)$$

där ω_I är bandbredden på lågpasfiltret. $G_{I_{ref}I}(s)$ kan utifrån Figur 2.7 härledas enligt

$$G_{I_{ref}I}(s) = \frac{F_I(s)G_{UI}(s)}{1 + F_I(s)G_{UI}(s)} = \frac{s F_I(s)G_{UI}(s)}{s + s F_I(s)G_{UI}(s)} \quad (2.24)$$

som tillsammans med (2.23) ger

$$\omega_I = sF_I(s)G_{UI}(s) \iff F_I(s) = \frac{\omega_I}{sG_{UI}(s)} = \frac{\omega_I(R + sL)}{s} \quad (2.25)$$

som innebär att bandbredden dimensioneras av systemets fysiska begränsningar. Det innebär även att strömregulatorn motsvaras av en PI-regulator där $F_I(s) = K_{pI} + \frac{K_{iI}}{s}$ med parametrarna

$$K_{pI} = \omega_I L \quad (2.26a)$$

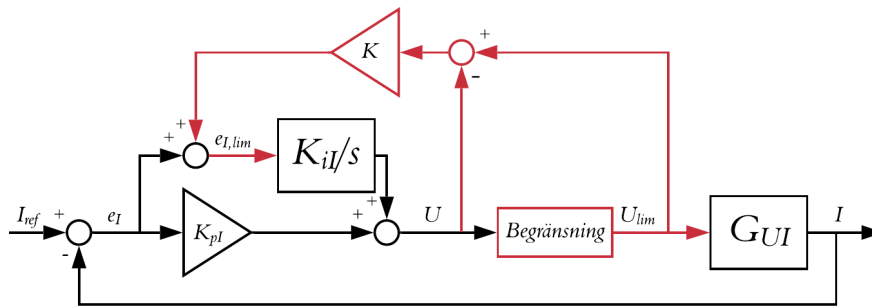
$$K_{iI} = \omega_I R. \quad (2.26b)$$

2.4.2 Anti-Integral windup

Kraftelektroniken till det fysiska systemet är begränsat till 48 V och 40 A enligt tidigare specifikation, se Kapitel 1.2.4. Denna begränsning kommer att negativt påverka hur den integrerande delen av strömregleringen beter sig. Om reglersystemet begär en högre spänning av kraftelektroniken än vad som kan levereras så kommer kraftelektroniken istället att generera maximal spänning. Eftersom denna spänning är lägre än den begärda spänningen medför det att strömmen genom elektromagneterna kommer att öka långsammare än om denna spänning hade varit obegränsad. Den långsammare ökningen

innebär att integraldelen av PI-regulatorn som styr strömmen kommer ackumulera ett fel under en lång tid vilket i sin tur leder till att stegsvaret får en översläng och ger ett mindre stabilt system.

Detta problem kan lösas med hjälp av en funktion som kallas anti-integral windup, även känt som anti-windup. Ett tillvägagångssätt för att uppnå den önskade anti-windup funktionen kallas back-calculation [9]. Metoden innebär att felsignalen begränsas genom att återkoppla felkillnaden mellan signalen som reglersystemet vill skapa med den begränsade signalen. I Figur 2.8 illustreras hur strömregleringen ser ut med *begränsning* och anti-windup, med dessa delar markerade i rött. *Begränsning* anger införande av spänningsbegränsningen U_{lim} i systemet, K är en konstant och $e_{I,lim}$ är felsignalen som I-delen av regulatorn verkar på.



Figur 2.8: Blockschemat över delsystem för strömreglering med anti-windup där regulatorn F_I i Figur 2.7 har delats upp i dess delkomponenter.

Så länge signalen ej begränsas kommer anti-windup inte påverka regleringen som då beter sig som i Figur 2.7. När den begärda spänningen överstiger begränsningen leder återkopplingen till att $e_{I,lim}$ blir mindre än e_I vilket minskar I-delens bidrag till spänningsberäkningen. På så sätt begränsas integratorn och översläng undviks vid lämpligt val av K .

Från blockschemat i Figur 2.8 kan överföringsfunktionen från U till U_{lim} härledas enligt

$$U = \frac{K_{pl}e_I}{1 + K\frac{K_{iI}}{s}} + \frac{KK_{iI}}{s + KK_{iI}}U_{lim} \quad (2.27)$$

och medför att snabbheten för hur systemets integrerande del följer den begränsade spänningen U_{lim} kan bestämmas till ett lämpligt värde. Eftersom felsignalen e_I inte styrs av anti-windup anses denna vara en okontrollerbar störning då K dimensioneras. Därmed kan den första termen i högerledet av (2.27) bortses från och snabbheten för hur U följer U_{lim} bestäms endast av KK_{iI} . För att få den integrerande delen lika snabb som överföringsfunktionen G_{UI} sätts $KK_{iI} = \frac{R}{L}$, jämför med (2.22), vilket ger $K = \frac{1}{K_{pl}}$ från (2.26) [10].

2.4.3 Funktionsblocken $f(F_{ref}, x)$ och $f(I, x)$

Funktionsblocken $f(F_{ref}, x)$ och $f(I, x)$ har som uppgift att omvandla mellan en referenskraft, F_{ref} , och strömmen genom elektromagneterna, $i(t)$. Till dessa funktionsblock återkopplas mätsignalerna från avståndsgivarna vilket illustreras i Figur 2.5. Funktionsblocken har olika beteende beroende på om de övre- eller undre elektromagneterna är aktiva i den aktuella upphängningen. Då de övre elektromagneterna är aktiva kan det härledas från (2.20) att

$$\begin{aligned} ma &= \cos \theta F_{pm}(x(t)) - F_g - F_{em_o}(x(t), i(t)) \\ \iff F_{em_o}(x(t), i(t)) &= \cos \theta F_{pm}(x(t)) - F_g - ma \end{aligned} \quad (2.28)$$

där F_{em_o} är kraftsambandet för funktionsblocket $f(F_{ref}, x)$. Den totala kraften som verkar på upphängningen är ma vilket innebär att kraftreferensen $F_{ref} = ma$. Insättning av (2.11) i (2.28) ger

$$F_{em_o}(x(t), i(t)) = \frac{A_g \cos \theta}{2\mu_0} \left(\frac{\frac{B_p l_p}{\mu_{r_p}} - \frac{B_a l_a}{\mu_{r_a}} - \frac{B_b l_b}{\mu_{r_b}}}{l_p + 2l_g(t)} \right)^2 - mg - F_{ref} \quad (2.29)$$

där m är upphängningens massa, g är tyngdaccelerationen och $l_g(t)$ är luftgapet som permanentmagneten har till undersidan av rälen, vilket mäts indirekt av avståndsgivare som sitter ovanför rälen. Alla parametrar i (2.29) förutom $l_g(t)$ kan approximativt antas vara konstanta. Högerledet i (2.29) kan bestämmas utifrån kraftreferensen och det uppmätta avståndet $l_g(t)$ vilket gör att F_{em_o} kan bestämmas. Med hjälp av (2.3), (2.5) och (2.13) kan strömmen som måste gå igenom elektromagneterna för att generera korrekt referenskraft beräknas enligt

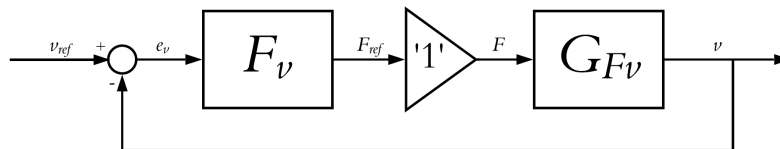
$$F_{em_o}(t) = \frac{N^2 i(t)^2}{\frac{(K_{em} + l_g)^2}{A_g \mu_0}} \iff i(t) = \sqrt{\frac{(K_{em} + l_g)^2 F_{em_o}(t)}{A_g \mu_0 N^2}} \quad (2.30)$$

där $K_{em} = \frac{l_a}{\mu_{r_a}} + \frac{l_c}{\mu_{r_c}}$ är en konstant. Uttrycket för $i(t)$ används i funktionsblocket $f(F_{ref}, x)$ medan uttrycket för $F_{em_o}(t)$ används i funktionsblocket $f(I, x)$ tillsammans med (2.29) för att ge total systemkraft.

För att beräkna strömmen genom de undre elektromagneterna används samma metod men skillnaden blir att (2.20) ger ett kraftbidrag i en annan riktning och det avståndet som avses är ett annat luftgap.

2.4.4 Hastighetsreglering

För att reglera hastigheten används kraft till hastighetsreglering. Då kraften från elektromagneterna beror på strömmen i kvadrat bestäms överföringsfunktion direkt från kraft till hastighet. I Figur 2.9 visas blockschemat för överföringsfunktionen med tillhörande regulatorblock samt den inre loop som antas ha enhetsförstärkning.



Figur 2.9: Överföringsfunktion från kraft till hastighet med tillhörande reglering samt inre loop som antas ha enhetsförstärkning.

Samband mellan kraften F och hastigheten v ges av

$$F(t) = ma(t) = mv'(t) \quad (2.31)$$

vilket efter laplacetransformering och omformulering ger

$$G_{Fv}(s) = \frac{V(s)}{F(s)} = \frac{1}{ms} \quad (2.32)$$

där G_{Fv} är överföringsfunktionen från kraft till hastighet. För att bestämma regulator-typ uttrycks det återkopplade systemet i Figur 2.9 som ett första ordningens filter med bandbredd ω_V för att, på samma sätt som vid design av strömregulator i Kapitel 2.4.1, eliminera översvängningar vilket ger

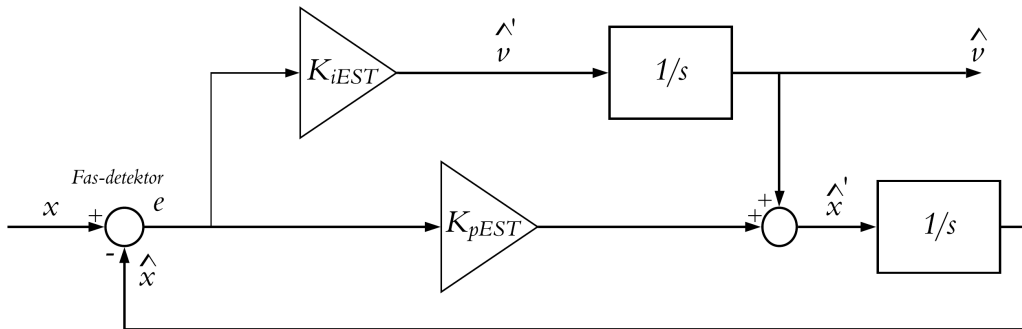
$$G_{v_{ref}v}(s) = \frac{F_v(s)G_{Fv}(s)}{1 + F_v(s)G_{Fv}(s)} = \frac{\omega_V}{s + \omega_V} \quad (2.33)$$

som kräver $F_v(s) = \omega_V m$ vilket innebär att hastighetsregulatorn motsvaras av en P-regulator $F_v(s) = K_{pV}$ med parametervärdet $K_{pV} = \omega_V m$.

2.4.5 Hastighetsestimering

Istället för att fysiskt mäta hastigheten så estimeras hastigheten med hjälp av en "Phase-Locked Loop" (PLL) som används för att skapa en signal som följer en annan signal. Med PLL kan utsignalen synkroniseras med en referenssignal vilken är insignalen. Syftet är att minska fasfelet för att in- och utsignal ska vara i fas. När en tillräckligt lång tid har passerat blir \hat{x} synkroniserad med x . I detta skedet är slingan låst till en viss frekvens och fas [11].

Blockschema för hastighetsestimeringen visas i Figur 2.10 där Fas-Detektorn är en summation mellan den approximerade förändringen \hat{x} och referenssignal x .



Figur 2.10: Blockschema över systemets hastighetsestimering med PLL.

För att estimera hastigheten utifrån modellen i Figur 2.10 så bestäms en tillståndsmodell för \hat{x}' och \hat{v}'

$$\hat{v}' = eK_{iEST} = (x - \hat{x})K_{iEST} = xK_{iEST} - \hat{x}K_{iEST} \quad (2.34)$$

$$\hat{x}' = eK_{pEST} + \hat{v} = (x - \hat{x})K_{pEST} + \hat{v} = xK_{pEST} - \hat{x}K_{pEST} + \hat{v} \quad (2.35)$$

där syftet är att bestämma polerna till systemet [12]. Därefter bildas en linjär tillståndsmodell enligt

$$\begin{bmatrix} \hat{x}' \\ \hat{v}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K_{pEST} & 1 \\ -K_{iEST} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{v} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{pEST} \\ K_{iEST} \end{bmatrix} x. \quad (2.36)$$

Polerna i en linjär tillståndsmodell bestäms av polnomekvation med identitetsmatrisen I och systemmatrisen A enligt

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} -K_{pEST} & 1 \\ -K_{iEST} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$$\implies \det(sI - A) = s^2 + sK_{pEST} + K_{iEST} \quad (2.38)$$

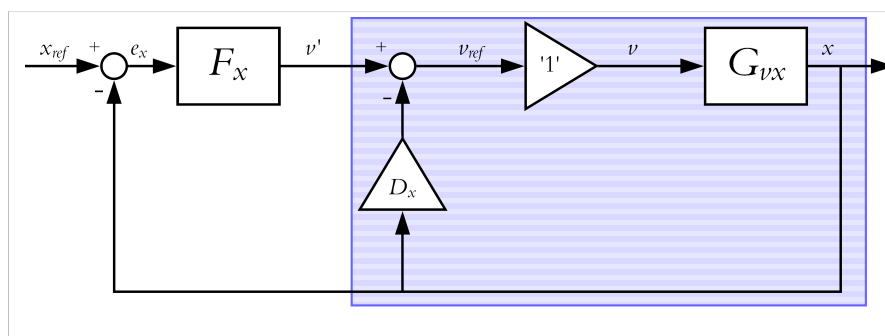
där (2.38) kallas för den karakteristiska ekvationen. För att erhålla önskat stegsvar i termer av hastighet och stabilitet gäller generellt att desto längre åt vänster i det komplexkonjugerade planet rötterna befinner sig, desto snabbare blir systemet. Om den karakteristiska ekvationen har imaginära rötter blir systemet instabilit. I vederbörande fall är instabilitet oönskat. Rötterna till den karakteristiska ekvationen ges av

$$s = -\frac{K_{pEST}}{2} \pm \sqrt{\frac{K_{pEST}^2}{4} - K_{iEST}} \quad (2.39)$$

där parametervälet $\frac{K_{pEST}^2}{4} = K_{iEST}$ ger reella dubbelpoler i $-\frac{K_{pEST}}{2}$. Genom val av polernas placering på den reella axeln bestäms även systemets bandbredd. Värdet på $\frac{K_{pEST}}{2}$ väljs med fördel till att ge lägre bandbredd, dvs långsammare hastighet, än hastighetsregleringen.

2.4.6 Positionsreglering

I varje steg av kaskadregleringen är det önskvärt att till viss del begränsa signalen till de snabbare delsystemen på grund av fysiska begränsningar i det verkliga systemet. En sådan begränsning kan åstadkommas genom att dämpa signalen till de inre delsystemen, vilket i fallet med avståndsregleringen kan åstadkommas genom att återkoppla det uppmätta avståndet via en dämpningsterm, D_x . Delsystemet som reglerar avståndet visas i Figur 2.11 och är en anpassning av det yttersta delsystemet i Figur 2.5. Då dämpningstermen sätts till noll erhålls exakt samma yttersta system som tidigare illustrerades i Figur 2.5. Genom iterativ process vid test på det verkliga systemet kan ett lämpligt värde på D_x frambringas.



Figur 2.11: Blockschema över avståndsreglering av prototypen där överföringsfunktionen $G_{v'x}(s)$ har markerats i blått.

Delsystemen innanför avståndsregleringen i kaskadregleringen antas vara mycket snabbare så inre felsignaler hinner regleras bort innan de kan ge utslag på den långsammare avståndsregleringen. Alltså antas att $v_{ref} = v$ och de inre delsystemen visas i Figur 2.11 som en amplitudförstärkare '1' med enhetsförstärkning. Då samband mellan hastighet och avstånd laplacetransformeras erhålls

$$v(t) = \frac{dx}{dt} \xrightarrow{\mathcal{L}} V(s) = sX(s) \quad (2.40)$$

vilket gör att överföringsfunktionen från hastighet till avstånd, G_{vx} , kan uttryckas

$$G_{vx}(s) = \frac{X(s)}{V(s)} = \frac{1}{s}. \quad (2.41)$$

För att underlätta bestämning av överföringsfunktionen för det återkopplade systemet förenklas först den blåmarkerade delen av delsystemet i Figur 2.11 till ett enda block, överföringsfunktionen $G_{v'x}$. Från figuren erhålls

$$X(s) = (V'(s) - D_x X(s))G_{vx}(s) \iff \frac{X(s)}{V'(s)} = \frac{G_{vx}(s)}{1 + D_x G_{vx}(s)} \quad (2.42)$$

vilket tillsammans med (2.41) ger

$$G_{v'x}(s) = \frac{X(s)}{V'(s)} = \frac{\frac{1}{s}}{1 + D_x \frac{1}{s}} = \frac{1}{s + D_x}. \quad (2.43)$$

I likhet med design av F_I och F_v sätts det återkopplade systemets, härlett från Figur 2.11, överföringsfunktion till ett lågpasfilter enligt

$$G_{x_{ref}x}(s) = \frac{F_x(s)G_{v'x}(s)}{1 + F_x(s)G_{v'x}(s)} = \frac{\omega_X}{s + \omega_X} \quad (2.44)$$

som tillsammans med (2.43) ger

$$F_x(s) = \frac{\omega_X}{sG_{v'x}(s)} = \omega_X + \frac{D_x\omega_X}{s} \quad (2.45)$$

vilket innebär att avståndsregulatorn motsvaras av en PI-regulator, $F_x(s) = K_{pX} + \frac{K_{iX}}{s}$, med regulatorparametrar

$$K_{pX} = \omega_X \quad (2.46a)$$

$$K_{iX} = D_x\omega_X. \quad (2.46b)$$

3 Metod

För att effektivisera arbetet och kunna arbeta parallellt med prototypens respektive områden delades projektet upp i fyra delar som beskrivs i detta kapitel. Initialt utfördes arbete med design och mekanisk konstruktion, mätning av permanent- och elektromagneter samt design av reglersystemet. Efter att kraftmätningarna på magneterna utförts påbörjades design av kraftelektroniken. Slutligen testades reglersystemet på prototypen.

3.1 Mekanisk konstruktion

Konstruktionen av prototypen inleddes med instudering av 2018 års prototypdesign. Efter att hållfasthetssimuleringar utförts i Autodesk Inventor ansågs designen som tillfredsställande. Prototypens design utvecklades för att uppfylla 2019 års projektmål vilket gjordes i Autodesk Inventor där olika CAD-modeller skapades och testades i hållfasthets-simuleringar. Då detta gjordes under en tidig fas av arbetet med prototypen fanns en grundtanke att designen skulle vara flexibel och modifikationer enkla att utföra vid behov. Design valdes utifrån styvhet, vikt samt konstruktionsmöjligheter.

3.2 Magneter

I detta kapitel presenteras metoden för beräkning av materialspecifika magnetiska egenskaper och kraftmätning på permanent- och elektromagneter. Teoretiska kraftvärden beräknades även utifrån teorin i Kapitel 2.2.2 och 2.2.3 för verifiering av de experimentella värdena.

Kraftmätningarna för permanent- och elektromagneterna utfördes med en lastcell som sattes fast i en testrigg som tillverkats av 2018 års kandidatgrupp. Med denna testrigg kunde avståndet mellan magneter och testobjekt enkelt justeras till önskat värde. Lastcellen kalibrerades med vikter vars massa var känd och mätning av lastcellens utspänning vid belastning med dessa tyngder.

20 st elektromagneter fanns initialt tillgängliga bland inventarierna erhållna från 2018 års kandidatgrupp. Då det totala antalet krävda elektromagneter för 2019 års prototyp var 64 stycken lindades 44 stycken elektromagneter med samma diameter på koppartråden och samma antal lindningsvarv.

3.2.1 Mätning av permeabilitet och impedans

Permeabiliteten är en magnetisk materialegenskap som krävs för beräkning av teoretiska värden på kraften från permanent- och elektromagneterna. Permanentmagnetens permeabilitet lästes av från dess datablad. Permeabiliteten mättes för materialet i de tre objekten: järnvägsrälsen, rätblocket av järn samt transformatorjärnet. För att få fram permeabiliteten utfördes impedansmätningar på en elektromagnet mot en plan yta av ovannämnda objekt utan något luftgap emellan. Se Figur 2.3 för illustration av laborationsuppställningen. Mätningarna utfördes genom att först mata elektromagneten med en

likström och göra ström- samt spänningsmätningar för att beräkna resistansen R . Därefter matades elektromagneten med en växelström och mätningar på strömmen, spänningen samt frekvensen utfördes. Induktansen L för elektromagneten beräknades med värdena för strömmen, spänningen, frekvensen samt resistansen med $j\omega$ -metoden. Permeabiliteten beräknades slutligen med hjälp av induktansen enligt teorin i Kapitel 2.2.1.

3.2.2 Kraftmätning på permanentmagnet

Permanentmagneten monterades på rätblocket av järn som i sin tur fästes i lastcellen. Det använda rätblocket av järn i kraftmätningarna var av samma material som det rätblock som sedan användes för att montera permanentmagneter på prototypens upphängning. Permanentmagneten monterades på ett rätblock av järn på grund av järnets höga relativa permeabilitet för att bibehålla det magnetiska flödet. Testtriggen placerades därefter ovanför järnvägsrälen. Spänningsmätningarna på lastcellen påbörjades med multimeter utan något luftgap mellan permanentmagneten och järnvägsrälen. Mätningar för luftgapsavstånd från 0 mm till 17 mm utfördes och ett förhållande mellan lastcellens utspänning och avstånd togs fram. Slutligen togs ett förhållande mellan kraft och avstånd fram eftersom sambandet mellan kraft och spänning från lastcellen var känd från tidigare utförd kalibrering.

3.2.3 Kraftmätning på elektromagnet

Elektromagneten, som bestod av en spole lindad på en bobin samt en E-kärna, monterades på lastcellen i testtriggen som placerades ovanför järnvägsrälen. Mätningar utfördes på tre valda luftgapsavstånd. De maximala luftgapsavstånden mellan prototypens elektromagneter och järnvägsrälsen anges i Kapitel 4.5.2. Elektromagneten kopplades till ett nätaggregat och mätningar av spänning och ström utfördes. Strömmen varierades och mätpunkter togs stegvis varje heltal mellan 0 och 20 A. Därefter kunde ett samband mellan spänningen hos lastcellen och strömmen genom elektromagneten fås. Slutligen kunde förhållandet mellan kraft och ström tas fram.

3.3 Krafterlektronik

Då krafterlektroniken från 2018 års prototyp utvärderades konstaterades det att nya likspänningsomriktare behövde konstrueras. Åtta likadana likspänningsomriktare tillverkades för användning till de övre- samt undre elektromagneterna på prototypens fyra sektioner illustrerade i Figur 4.2. På varje enskild likspänningsomriktare parallellkopplades fyra seriekopplade elektromagneter med fyra seriekopplade elektromagneter. Totalresistansen i kretsen gav då en maximal ström på 19 A genom varje elektromagnet givet att spänningen är 48 V. Krafterlektroniken formades utifrån kravspecifikationen beskriven i Kapitel 1.2.4. Dioden samt transistorn som visas i Figur 2.4 tillämpades med en säkerhetsmarginal med en faktor 2 mellan avsedd högsta arbetsområde och komponentens maximala tillåtna belastning för spänning och ström. För att enklare installera komponenterna till likspänningsomriktaren beställdes ett mönsterkort som designades i Kicad.

Med kända värden för elektromagnetens resistans samt spänningen från nätaggregatet

beräknades pulskvoten för strömmar inom intervallet 0-19 A. För olika värden på pulskvoten beräknades därefter strömmen från nätaggregatet, i_{in} , som krävdes för att erhålla önskad ström genom elektromagneten, i , enligt illustration i Figur 2.4. Maximalt tolererat spänningsrippel, ΔU_c , bestämdes till 5% av spänningen från nätaggregatet. Kapacitansen som krävdes för att begränsa spänningsriplet att vara inom dessa nivåer beräknades. För de olika strömnivåerna erhöles olika kapacitansvärden där det största värdet blev dimensionerande för kondensatorn. För att kondensatorn på ett bättre sätt skulle hantera de högfrekventa ändringarna som sker vid tillslag och frånslag av transistorn valdes att installera två kondensatorer, en elektrolytkondensator med 90% av kapacitansvärdet och en plastkondensator med 10% av kapacitansvärdet.

Styrningen av kraftelektroniken anpassades för användning med både 5 V TTL-logik med dSPACE och 3,3 V logik med mikroprocessorn Nucleo STM32F401RET6. Strömmätning utfördes med strömtransformatorer av typen LEM LA100-P. Shuntmotstånd dimensionerades för att ge en mätsignal på maximalt 3,3 V och en zenerdiod med zenerknä på 3,3 V installerades även för att skydda mikroprocessorn mot eventuella överspänningar. För avståndsmätning användes en induktiv avståndsgivare av typen Contrinex DW-AS-509-M18 som gav en tillräckligt linjär utspänning mellan noll och tio volt. Det verifierades att sambandet mellan avståndsgivarens utspänning och dess faktiska avstånd till rälen överensstämde med beskrivning i datablad. Avståndsgivaren testades då magneter som potentiellt skulle kunna störa denna var placerade i närheten. Mätsignalerna spänningsdelades ned för att maximalt kunna anta värdet 3,3 V och en zenerdiod med zenerknä på 3,3 V installerades även i denna krets.

3.4 Reglersystem

Valet gjordes att likt 2018 års prototyp främst studera möjligheten att använda kaskadreglering. Ett nytt reglersystem utformades med parametrar för 2019 års prototyp. Sambanden i det dynamiska systemet beskrevs med differentialekvationer och en matematisk modell för reglersystemet skapades. Med hjälp av teoretiska stabilitetskriterium bestämdes regulatorstrukturer som gjorde det återkopplade systemet stabilt.

De mätton som användes i reglersystemet var avståndsgivare och strömmätare. Avståndet som mättes var luftgapet mellan avståndsgivaren och rälets ovansida. Magneternas placering i förhållande till avståndsgivarna var kända. Därmed kunde avstånden mellan permanentmagneter och rälets undersida, avstånden mellan undre elektromagneter och rälets undersida samt avstånden mellan övre elektromagneter och rälets ovansida beräknas. Avståndsmätningen behövdes för beräkning av attraktionskraft mellan magneter och rälen. Strömmätning skedde vid strömförsörjning från kraftelektroniken till elektromagneterna och återkopplades till reglersystemet för att säkerställa korrekt strömnivå.

Modellen av reglersystemet implementerades i Simulink och realtidssystemet DS1103 från dSPACE kopplades ihop med prototypens kraftelektronik, mätton och styrton. Framöver hänvisas realtidssystemet DS1103 till dSPACE. Genom iterativa försök och justering av regulatorparametrar implementerades reglersystemet på den fysiska prototypen där signaler reglerades till referenssignaler så snabbt som möjligt och en stabil levitation erhöles. Programvaran dSPACE användes vilket möjliggjorde direkt återkoppling på mätsignaler och

reglersystemets variabler och referenssignaler. Reglersystemet med dSPACE erbjöd goda möjligheter till realtidsövervakning och felsökning. Möjligheten att implementera reglersystemet i en mikrokontroller undersöktes också, tre stycken Nucleo STM32F401RET6 mikrokontroller som inhandlades av 2018 års kandidatgrupp fanns tillgängliga. I mikrokontrollern implementerades dock endast strömregulatorn där ett strömsteg mättes.

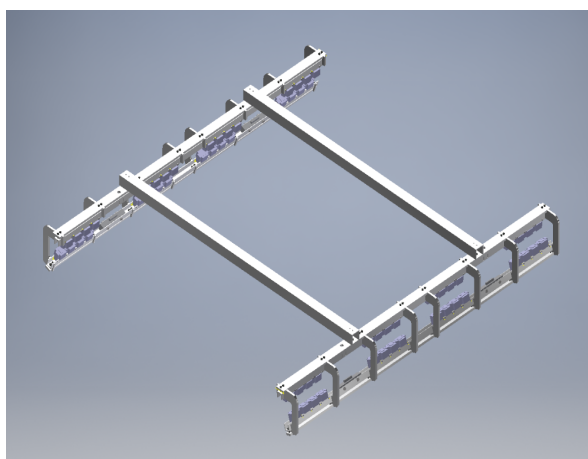
På grund av begränsningar i form av otillräcklig strömförsörjning från spänningsaggregatet och initialt otillräckligt antal PWM-utgångar från dSPACE testades systemet på en upphängning åt gången, utan någon lastvikt. Mätningar i detta skede utfördes endast på en upphängning. Därefter utvecklades logikfunktioner i reglersystemet och komponenter med logiska grindar användes. På så sätt kunde en PWM-utgång från dSPACE användas för att styra likspänningsomriktarna till både de undre- och övre elektromagneterna i en sektion. De båda upphängningarna kopplades sedan till var sitt nätaggregat för att få tillräcklig strömförsörjning till elektromagneterna. Regulatorparametrar justerades så att stabil levitation på båda upphängningarna erhöles samtidigt.

4 Resultat

Resultat gällande mekanisk konstruktion, hållfasthet, magneter, kraftelektronik och regler-systemet av prototypen samt experimentella mätningar som utförts presenteras i vederbörande kapitel. Även teoretiska beräkningar och simuleringar presenteras.

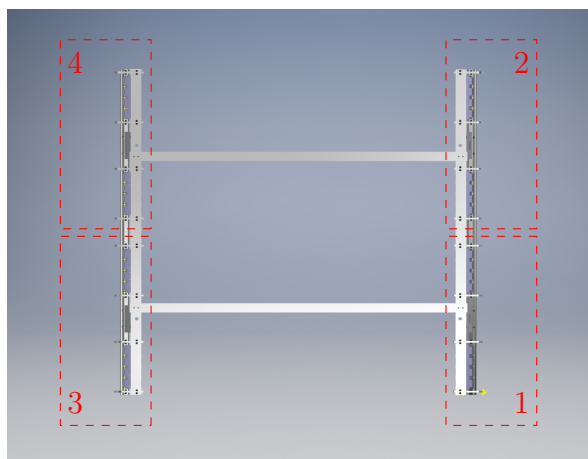
4.1 Mekanisk konstruktion

I Figur 4.1 visas en översikt av 2019 års prototyp. Vidare fästes även en plattform ovanpå balkarna mellan upphängningarna där kraftelektronik placerades. Prototypens vikt beräknades i CAD till 64 kg. En upphängning vägdes och dess vikt var 25 kg. Hela prototypen vägdes aldrig men dess vikt uppskattades till 60 kg.



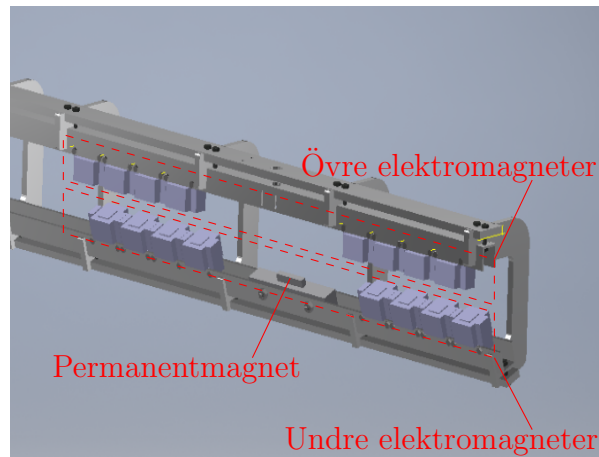
Figur 4.1: CAD-modell över prototypen sedd snett ovanifrån.

Prototypen delades upp i fyra identiska sektioner vilket illustreras i Figur 4.2. Sektion 1 och 2 respektive 3 och 4 hålls samman av en U-profil i aluminium. Sektion 1 och 2 bildar tillsammans en upphängning vilket även sektion 3 och 4 gör. Dessa upphängningar förbinds sedan av två aluminiumbalkar.



Figur 4.2: CAD-modell sedd ovanifrån över prototypen med dess fyra sektioner markerade.

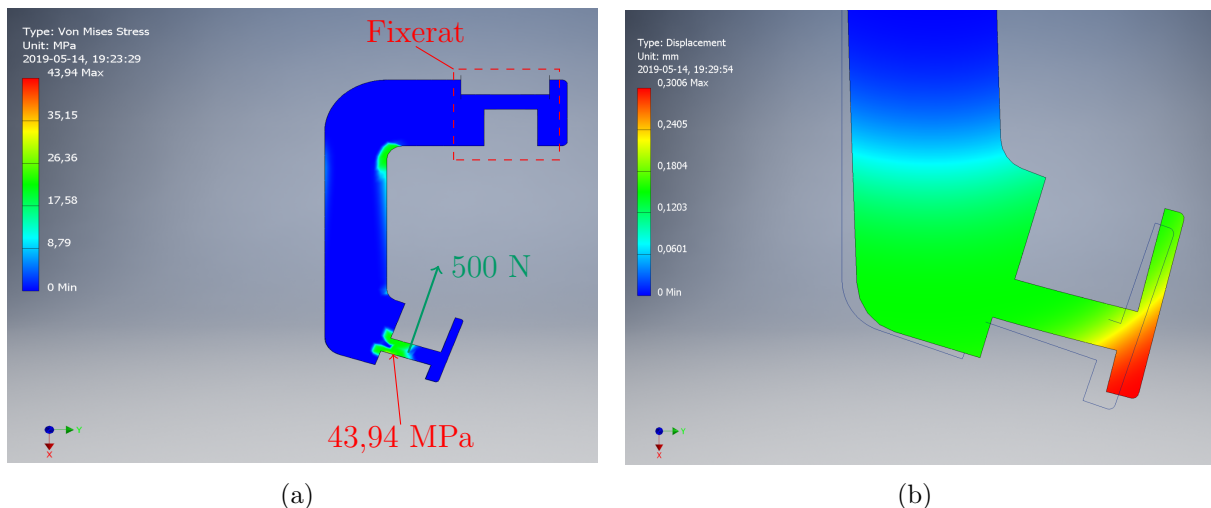
Figur 4.3 visar en inzoomad CAD-modell för sektion 1 från Figur 4.2. I varje sektion finns fyra revben, en avståndsgivare, en permanentmagnet och 16 elektromagneter varav hälften befinner sig på övre- samt undre delen av sektionen.



Figur 4.3: CAD-modell över sektion 1 i prototypen.

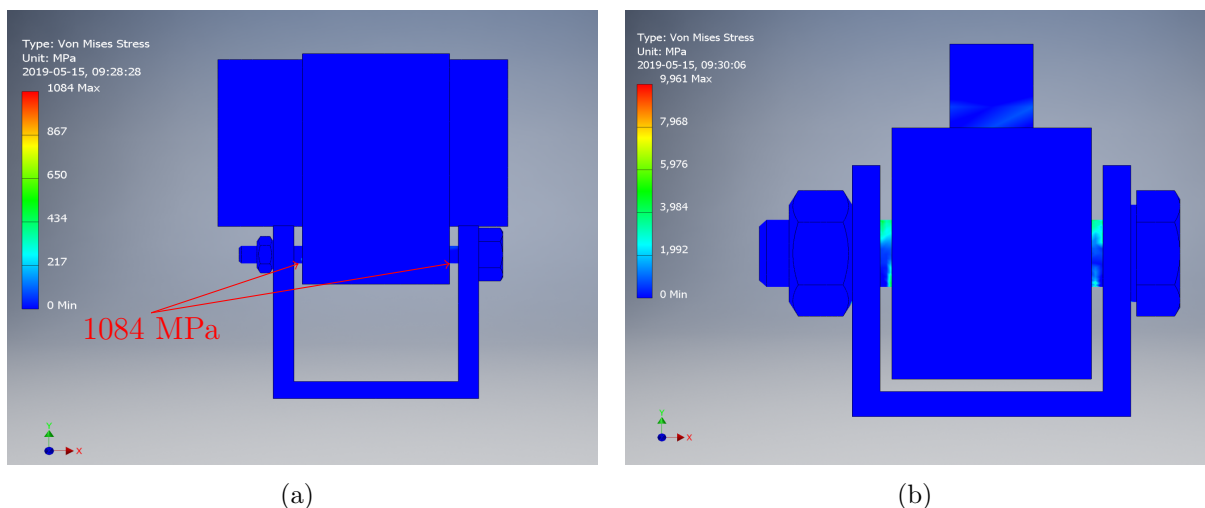
4.2 Hållfasthetssimuleringar

Vid simuleringarna av hållfastheten hos revbenen antogs det att krafterna fördelade sig lika. Om de undre magneterna genererade en total kraft på 2000 N, 200 N per elektromagnet och 400 N från permanentmagneten, så antogs att varje revben utsattes för 500 N. Den övre delen av revbenet antogs vara fixerat och 500 N verkade på den undre delen.



Figur 4.4: Hållfasthetssimulering på ett revben där (a) visar skjuvspänningarna i strukturen och (b) visar strukturens förflyttning.

Figur 4.4(a) visar skjuvspänningarna i strukturen där maximumet på 43,94 MPa markeras med en pil. Figur 4.4(b) visar strukturens förflyttning relativt om ingen kraft verkade på revbenet. Den maximala förflyttningen var 0,3006 mm.



Figur 4.5: Hållfasthetssimuleringar på (a) en elektromagnet samt (b) en permanentmagnet.

Vidare gjordes även hållfasthetssimuleringar på en elektro- samt permanentmagnet som illustreras i Figur 4.5(a) och (b). På elektromagneten verkade en kraft på 200 N i y -led där den undre delen av U-profilen hölls fixerat. Detta resulterade i en maximal skjuvspänning på 1084 MPa. På permanentmagneten verkade istället en kraft på 400 N i y -led vilket gav en maximal skjuvspänning på 9,96 MPa. U-profilen hölls fixerat på samma sätt som för elektromagneten.

4.3 Magneter

I detta kapitel presenteras resultat från mätningar på materialegenskaper för järnvägsrälsen, rätblocket av järn och transformatorjärnet samt kraftmätningar för permanent- och elektromagneter.

4.3.1 Magnetiska materialegenskaper

Impedansmätningar med elektromagneten placerad mot respektive material utan något luftgap emellan presenteras i Tabell 4.1. Växelström och växelspanning anges som RMS-värden. Frekvensen i mätningarna var 50 Hz.

Tabell 4.1: Impedansmätning på elektromagnet.

Material	U_{DC} [V]	I_{DC} [A]	U_{AC} [V]	I_{AC} [A]	R [Ω]	L [H]
Järnvägsräls	0,627	1,007	14,10	1,009	0,623	0,044
Rätblock av järn	0,635	1,014	17,73	1,008	0,626	0,056
Transformatorjärn	0,633	1,002	16,01	1,008	0,632	0,051

I Tabell 4.2 presenteras relativa permeabilitetsvärden beräknade med (2.5) och induktansvärden från Tabell 4.1. Flödesarean A antogs i samtliga mätningar vara 420 mm².

Tabell 4.2: Permeabilitetsmätning för respektive material.

Material	l_a [mm]	l_b [mm]	l_c [mm]	μ_{ra} [-]	μ_{rb} [-]	μ_{rc} [-]
Järnvägsräls	35	-	95	254	-	-
Rätblock av järn	-	35	95	-	600	-
Transformatorjärn	-	-	130	-	-	384

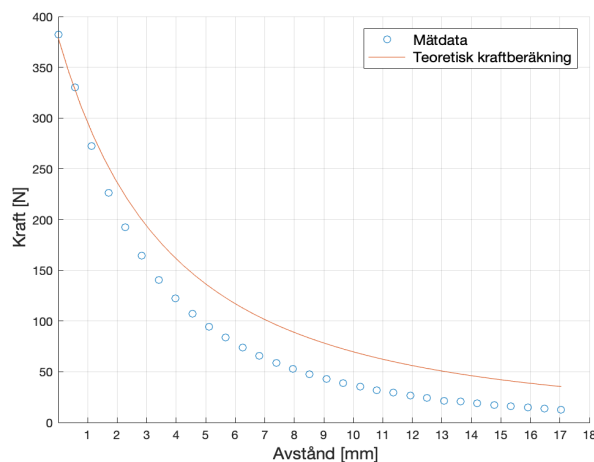
4.3.2 Permanent- och elektromagneter

I Figur 4.6 och 4.7 illustreras teoretisk kraftberäkning för permanent- samt elektromagneterna. Värden som användes i de teoretiska kraftberäkningarna presenteras i Tabell 4.2 och 4.3.

Tabell 4.3: Parametrar till kraftberäkningar för permanent- och elektromagneter.

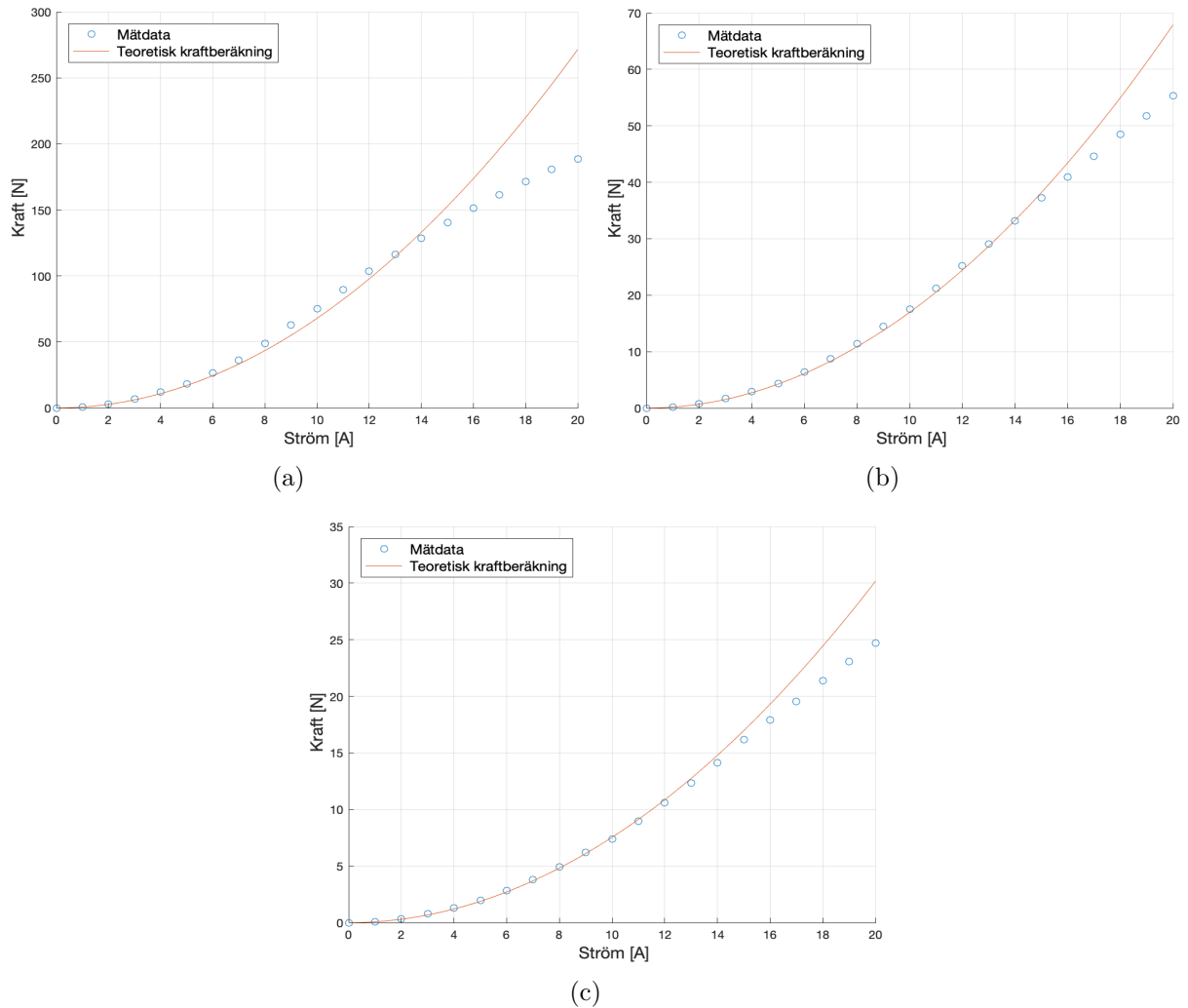
Material	B_p [T]	A_g [mm ²]	l_p [mm]	l_a [mm]	l_b [mm]	l_c [mm]
Permanentmagnet	1,2	750	15	35	35	-
Elektromagnet	-	1200	-	35	-	95

Mätdata för kraften som permanentmagneterna kan generera som funktion av avstånd till järnvägsrälen illustreras i Figur 4.6.



Figur 4.6: Kraft från en permanentmagnet som funktion av avstånd till järnvägsrälen.

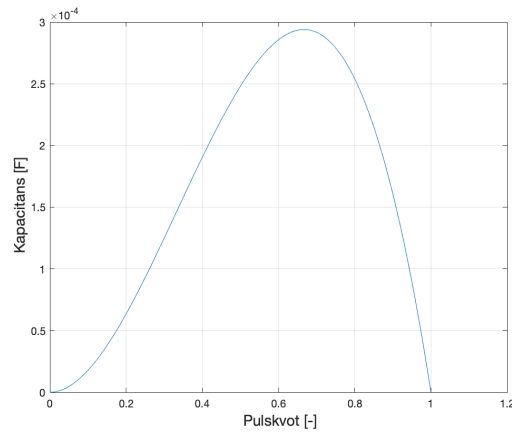
Kraften som elektromagneterna kan producera som funktion av ström för olika avstånd till järnvägsrälen illustreras i Figur 4.7. Med det antal magneter monterade i en upphängning som är angivet i Kapitel 4.1 lyckades en lyftkraft genereras för att lyfta prototypen med en last på 80 kg.



Figur 4.7: Kraft från en elektromagnet som funktion av ström med ett konstant avstånd till järnvägsrälen på (a) 3 mm, (b) 6 mm och (c) 9 mm.

4.4 Kraftelektronik

Det krävda kapacitansvärdet hos kondensatorn C i likspänningsomriktaren i Figur 2.4 beräknades med (2.19). Maximalt tolererat spänningsrippel bestämdes till 5% av inspänningen som var 48 V. Från teoretiska beräkningar fastställdes att krävd kapacitans var minst 294 μF vilket illustreras i Figur 4.8. Alla pulskvoter mellan 0 och 1 undersöktes och extremfallet erhöles vid pulskvoten 0,67. Elektrolytkondensatorer på 470 μF valdes till likspänningsomriktarna.



Figur 4.8: Teoretiska kapacitansvärden för maximalt 5% spänningsrippel över likspänningsomriktarens kondensator som funktion av pulskvoten.

Uppmätt spänningsrippel hos likspänningsomriktaren vid olika pulskvoter presenteras i Tabell 4.4. Spänningen presenterad i Tabell 4.4 var konstant inspänning över kondensatorn på 48 V från nätaggregatet för olika pulskvoter.

Tabell 4.4: Uppmätt spänningsrippel i likspänningsomriktare vid olika pulskvoter.

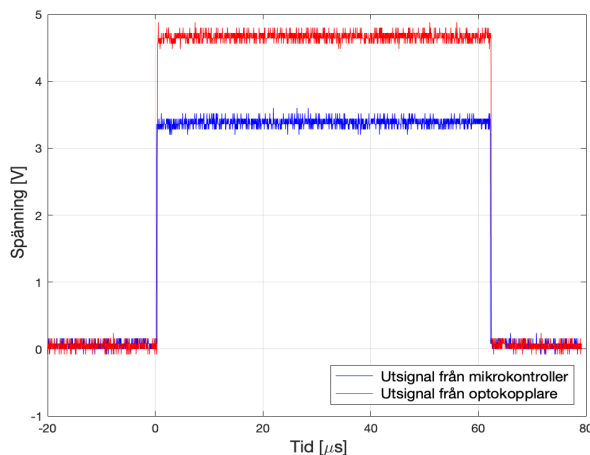
Pulskvot [-]	Spänning [V]	Spänningsrippel [V]	Spänningsrippel [%]
0,30	47,85	0,37	0,76
0,60	47,44	1,15	2,42
0,67	47,33	1,20	2,54
0,74	47,24	1,08	2,29

Utspänningen för en likspänningsomriktare vid olika pulskvoter samt den teoretiska utspänningen presenteras i Tabell 4.5. Under experimentet försågs likspänningsomriktaren med en konstant spänning på 48 V från nätaggregatet.

Tabell 4.5: Uppmätt och teoretisk utspänning för likspänningsomriktaren vid olika pulskvoter.

Pulskvot [-]	Inspänning [V]	Uppmätt utspänning [V]	Teoretisk utspänning [V]
0,2	47,96	9,55	9,59
0,4	47,77	18,74	19,11
0,6	47,46	27,87	28,48
0,8	47,12	37,07	37,70

Mätresultat från optokopplare gjordes med en PWM-signal från mikroprocessorn och visas i Figur 4.9. Utsignalen från mikrokontrollern skickades via en förstärkarkrets och sedan till optokopplaren.



Figur 4.9: PWM-signal för mikrokontroller och optokopplare med pulskvot 0,5.

4.5 Reglersystem

Syftet med följande kapitel är att delge parametrar för samtliga regulatorer samt relevanta stegsvar. Mätdata som visas i Figur 4.10 och Figur 4.11 är från samma mätning medan Figur 4.13 är från en separat mätning. Upphängningen vilade på rälen ovanpå, alltså i det lägsta läget, innan regleringen aktiverades. Testet gjordes på en av prototypens upphängningar med ett nätaggregat på 48 V som hade en strömbegränsning på 22,5 A. Alla mätningar med tillhörande parametrar utfördes i dSPACE om inget annat anges.

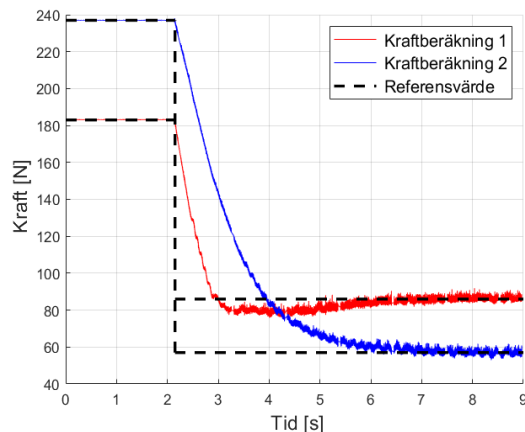
Parametrarna som är angivna i Tabell 4.6 - 4.10 bestämdes genom iterativa försök för att erhålla en stabil levitation. I Tabell 4.6 anges de allmänna parametrarna för systemet. Notera att positionsreferensen hänvisar till avståndet mellan de undre elektromagneterna och rälen för respektive avståndsgivare.

Tabell 4.6: Allmänna parametrar för hela reglersystemet.

Regulatorparameter	Värde
Massa (m) [kg]	4
Switchfrekvens (f_{sw}) [Hz]	8000
Induktans (L) [H]	0,102
Resistans (R) [Ω]	1,2
Positionsreferens [mm]	1,9

4.5.1 Kraftreferens

I Figur 4.10 syns hur kraftreferensens värde för kraftberäkning för sektion 1 var ca 239 N och kraftberäkning för sektion 2 på 182 N då upphängningen var i sitt nedre läge innan styrning aktiverades. Vid aktivering kring 2,1 s förändrades kraftreferensen då prototypen närmade sig rälen för att sedan stabilisera sig runt 57 N respektive 87 N.



Figur 4.10: Mätning av kraftreferenser för sektion 1 och 2. Streckad linje avser den beräknade kraftreferensen.

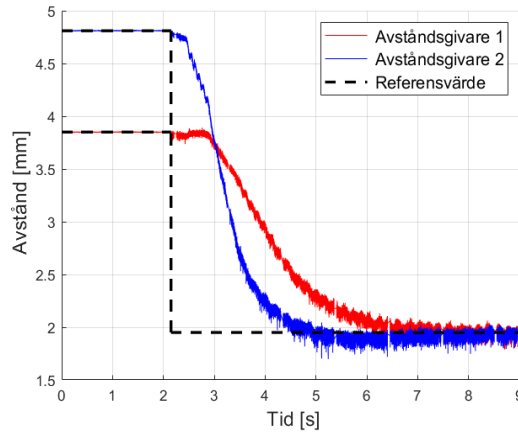
4.5.2 Positionsreglering

Motsvarande parametrar där positionen reglerade sig enligt en positionsreferens presenteras i Tabell 4.7.

Tabell 4.7: Regulatorparametrar för positionsregleringen.

Regulatorparameter	Värde
$D_x [-]$	2
$\omega_X [\text{Hz}]$	50
K_{pX}	50
K_{iX}	100

Respektive sektionens avståndsgivare kalibrerades till att utgå från ett övre läge där givarna gav samma spänningsvärde. Därefter sänktes prototypen ner till ett nedre läge. I Figur 4.11 illustreras hur avståndsmätningens värde till en början, innan styrningen aktiverades, var ca 3,7 mm för sektion 1 och ca 4,7 mm för sektion 2. Det totala luftgapet var då 4,3 mm för sektion 1 och 3,3 mm för sektion 2 med kalibrerat utgångsläge på 8 mm. Vid påslagning runt 2,1 s förändrades positionen för båda mätningarna då prototypen närmade sig rälen för att sedan stabilisera sig runt 1,9 mm från de undre elektromagneterna.



Figur 4.11: Stegsvår för positionsregulator för sektion 1 och 2. Streckad linje avser positionsreferensen.

4.5.3 Hastighetsreglering och hastighetsestimering

I Tabell 4.8 och 4.9 presenteras de hastighets- och hastighetsestimeringsparametrar som användes för att få en tillräckligt snabb reglering.

Tabell 4.8: Regulatorparametrar för hastighetsregulatorn.

Regulatorparameter	Värde
ω_V [Hz]	200
K_{pV} [-]	800

Tabell 4.9: Regulatorparametrar för hastighetsestimatorn.

Regulatorparameter	Värde
Polplacering [-]	200
K_{pEST} [-]	100
K_{iEST} [-]	2500

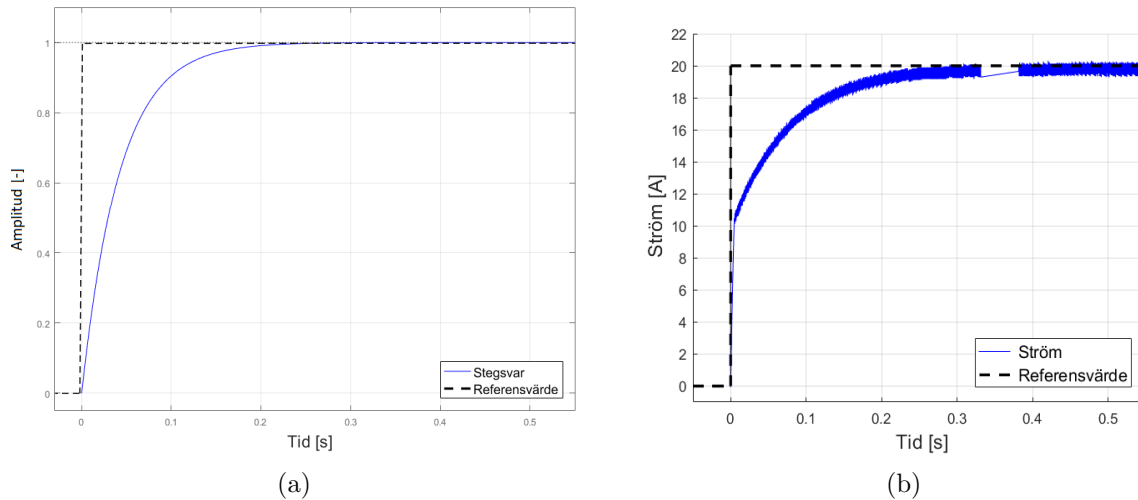
4.5.4 Strömreglering

I Tabell 4.10 presenteras de parametrar som användes för att erhålla en tillräckligt snabb reglering av den beräknade strömreferensen. Test av strömregleringen gjordes även med en mikrokontroller och presenteras i samma tabell.

Tabell 4.10: Regulatorparametrar för strömregulatorn i dSPACE och mikrokontrollern.

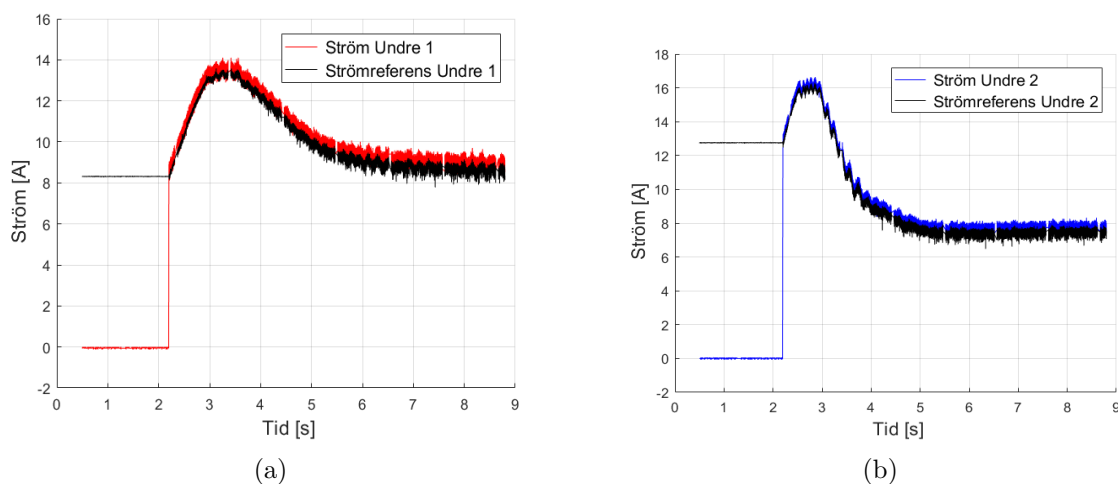
Regulatorparameter	Värde i dSPACE	Värde i mikrokontrollern
ω_I [Hz]	8000	100
K_{pI} [-]	408	11,2
K_{iI} [-]	50	150
K [-]	$\sim 0,12$	1

I Figur 4.12(a) presenteras det simulerade stegsvaret för strömregulatorn. I Figur 4.12(b) presenteras det uppmätta stegsvaret då dSPACE användes. Notera ett hopp i mätvärdet mellan 0,33-0,37 s. Stegsvaret i (a) nådde sin referens vid 0,3 s till skillnad från (b) som stabiliserade sig kring en position som låg strax under 20 A vid 0,5 s.



Figur 4.12: Simulerat stegsvar för strömregulatorn i (a) och det med dSPACE uppmätta stegsvaret i (b).

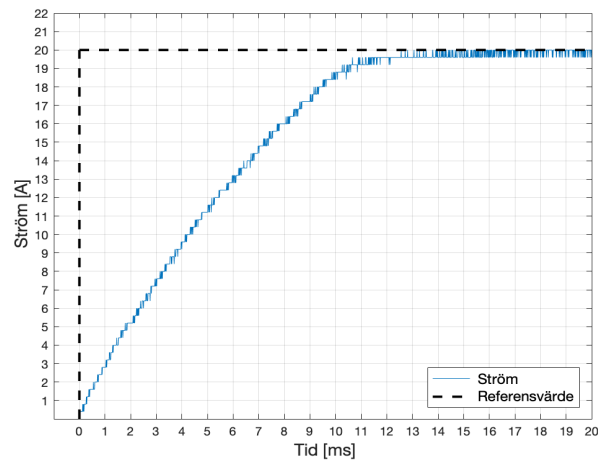
I Figur 4.13 syns hur strömmens referensvärde för sektion 1 undre var ca 8,2 A respektive strömmens referensvärde för sektion 2 undre som var ca 12,7 A till en början innan styrningen aktiverades. Vid påslagning runt 2,1 s påbörjades mätningen av strömmen. Strömreferensen som erhöles från regulatorn ökade i båda fallen för att senare nå ett toppvärde där strömmen var tillräcklig för att lyfta prototypen och minskade när prototypen närmade sig järnvägsrälen. Den uppmätta strömmen reglerades kring det stabila referensvärdet.



Figur 4.13: Total ström genom de undre elektromagneterna för sektion 1 i (a) och för sektion 2 i (b). Svart linje avser strömreferensen.

Stegsvar för strömregulatorn i mikrokontrollern visas i Figur 4.14. Notera att ett snabbare

stegsvar erhöjls på ca 10 ms jämfört med Figur 4.12(b) som låg på runt 300 ms.



Figur 4.14: Stegsvår för mikrokontrollerns strömregulator.

5 Diskussion

Resultatet i Kapitel 4 diskuteras baserat på experimentella mätningar och analyser jämfört med teoretiska beräkningar och simuleringar. Slutligen kommenteras eventuella avvikelser mellan dessa.

5.1 Mekanisk konstruktion och hållfasthet

Prototypen höll för krafterna som permanent- och elektromagneterna genererade och lyckades sväva stabilt över rälsen utan påtaglig negativ påverkan på konstruktionen av prototypen. Konstruktion och design av prototypen anses därför lyckad. Lastvikten på 80 kg hann aldrig testas men en plattform utvecklades som har goda möjligheter att kunna bära denna vikt. Prototypen utformades även så att det finns plats till att installera fler permanent- samt elektromagneter.

De omfattande hållfasthetssimuleringarna gav resultatet att skjuvspänningen var som störst på bultarna som höll elektromagneterna. Dessa områden anses ha störst risk för deformation, knäckning och utmattning. Dock var de krafter som användes vid simuleringarna överskattade för att studera de teoretiska extremfallen. I praktiken utsattes aldrig delarna för så stora krafter. Om det i framtiden skulle behöva användas starkare elektromagneter är en enkel lösning att öka bultens diameter. Hållfasthetssimuleringarna på revbenet samt permanentmagneten visade att konstruktionen är god i och med att delarna höll väl för de krafter som de utsattes för samt att revbenets största förflyttning på 0,3 mm är inom en rimlig gräns.

5.2 Magneter

De teoretiska kraftberäkningarna stämmer väl överens med de experimentella kraftmätningarna för permanentmagneterna. Dock är den verkliga kraften lägre än den teoretiska för luftgap större än 1 mm vilket illustreras i Figur 4.6. Orsaken till detta är att läckflöden inte togs hänsyn till i de teoretiska kraftberäkningarna. En ytterligare orsak är att ett förenklande antagande gjordes i de teoretiska beräkningarna att flödesarean var densamma i de olika materialen, vilket även innebar att den magnetiska flödestätheten i de olika materialen var densamma. Troligtvis är detta inte fallet och därför blev de teoretiska kraftberäkningarna högre än de uppmätta krafterna.

I jämförelse med permanentmagneterna stämmer de teoretiska kraftberäkningarna bättre överens med de experimentella kraftmätningarna för elektromagneterna. Detta kan bero på att spolen satt i en E-kärna av transformatorjárn gentemot permanentmagneten som satt fast på ett rätblock av järn, se Figur 2.2 och Figur 2.3, vilket kan ha resulterat i lägre läckflöden. Eftersom läckflöden inte togs hänsyn till i någon av de teoretiska kraftberäkningarna innebär det att det blir större skillnader för högre läckflöden. Däremot får de experimentella kraftmätningarna ett linjärt beroende efter 16 A, illustrerat i Figur 4.7. I de teoretiska kraftberäkningarna togs inte magnetisk mätnad hänsyn till vilket är orsaken till varför kraften slutar öka kvadratisk med ökad ström efter 16 A.

I de teoretiska kraftberäkningarna användes permeabilitetsvärden som mättes experimentellt för de olika materialen. Mätningarna utfördes utan något luftgap för att minimera läckflöden och få så noggranna mätningar som möjligt. Troligtvis är tabellerade permeabilitetsvärden uppmätta med större noggrannhet och borde därmed vara högre än de uppmätta permeabiliteterna i denna rapport. I Kapitel 2.2 redogörs hur den magnetiska- och elektromagnetiska kraften är proportionerlig mot permeabiliteterna i materialen vilket innebär att den teoretiska kraften bör ha varit högre om permeabiliteter tagna ur tabeller hade använts i kraftberäkningarna.

Eftersom 20 st elektromagneter fanns tillgängliga från 2018 års prototyp användes dessa tillsammans med ytterligare 44 st i stort sett likadana elektromagneter för att vara konsekvent och erhålla symmetri på prototypen. Genom denna återanvändning minskade även resursåtgången. Således undersöktes ej hur andra parametrar så som fler eller färre antal varv eller trådtjocklek påverkade elektromagnetens egenskaper. Tester på olika typer av elektromagneter och utveckling av dessa kan potentiellt optimera reglering hos prototypen samt strömförbrukningen hos kraftelektroniken vilket även kan vara av intresse för att minska värmeutvecklingen i elektromagneterna.

5.3 Kraftelektronik

Enligt de teoretiska beräkningarna erhålls ett spänningsrippel på 5% för ett kapacitansvärde på 294 μF på kondensatorn C i Figur 2.4. Extremfallet erhöles vid pulskvoten 0,67 vilket illustreras i Figur 4.8. Detta innebär att det inte krävs lika höga kapacitansvärden på kondensatorn för andra pulskvoter för att erhålla ett spänningsrippel på 5%. Eftersom elektrolytkondensatorer på 470 μF valdes i likspänningsomriktarna borde lägre spänningsrippel fås för alla pulskvoter mellan 0 och 1. Spänningsrippet som mättes experimentellt för olika pulskvoter presenteras i Tabell 4.4 och stämmer väl överens med de teoretiska beräkningarna. Eftersom kapacitansvärdet hos kondensatorn var konstant visas hur det högsta spänningsrippet fås vid pulskvoten 0,67, som var extremfallet, och hur det är minskar för högre och lägre pulskvoter. Det högsta spänningsrippet var dessutom lägre än 5%.

I Tabell 4.5 presenteras inspänningen och utspänningen hos likspänningsomriktaren som funktion av pulskvoten. Utspänningen jämförs även med den teoretiska utspänningen i samma tabell. Fastän likspänningsomriktaren försågs med en konstant likspänning på 48 V från ett nätaggregat sjönk inspänningen för en ökning hos pulskvoten. Detta fenomen kan även noteras i Tabell 4.4 där spänningen över kondensatorn sjönk på liknande sätt. Anledningen till detta kan bero på att kablarna mellan nätaggregatet och inspänningen till likspänningsomriktaren har en impedans. Då pulskvoten ökade ledde detta till en strömökning som i sin tur medförde att spänningsfallet i kablarna ökade vilket kan förklara att inspänningen minskade. Skillnaden mellan den mätta utspänningen och den teoretiska utspänningen verkade dessutom öka för högre pulskvoter. Orsaken till detta kan vara ett spänningsfall över transistorn när den var aktiv. Högre pulskvoter innebär att transistorn är aktiv över en längre period vilket ger en högre medelspänning över en tidsperiod. En högre medelspänning över transistorn innebär slutligen en lägre medelspänning över elektromagneterna som motsvarar utspänningen. Dock anses dessa avvikelser vara såpass små att de har försumbar påverkan på stabiliteten i levitation.

Pulserna hos utsignalen från mikrokontrollern och utsignalen från optokopplaren hade samma varaktighet vilket illustreras i Figur 4.9. Detta innebär att kretsen uppfyllde sin funktion utan att det skedde någon tidsfördröjning eller att pulstiden varierades på grund av optokopplaren. Amplitudskillnaden hos utsignalerna beror på spänningsdelning i kretsen.

5.4 Reglersystem

Parametern i dSPACE för upphängningens massa är vald till 4 kg, se Tabell 4.6, efter flera iterativa försök att stabilisera prototypen. Detta värde avviker från den approximerade massan. Anledningen till detta ligger i att det finns en permanentmagnet på sektion 1 och 2 som stöttar prototypens levitation. Lyftkraften från permanentmagneterna är ej modellerade i dSPACE. Anpassning för den lyftkraft permanentmagneterna ger vid aktuell referensposition x_{ref} gjordes istället genom att ändra parametern m .

För kraftreferensen i Figur 4.10 noteras att värdet aldrig understiger 0. Enligt hur reglersystemet är uppbyggt så kommer inte de övre elektromagneterna på respektive sida att aktiveras någon gång under körning, förutom endast då prototypen är fastlåst på järnvägsrälsen vilket aldrig sker. Dock är sådana tester inte inom tidsramen för projektets funktionsverifiering. Därför är det ointressant att kolla beteendet från samtliga övre regulatorer då de endast innehåller brus.

Notera att respektive sektion har olika positionsvärden vilket observeras i Figur 4.11 och beror på brister på den fysiska modellen där det skiljer sig ca 1 mm mellan bottenlägena. Båda uppmätta positionsvärden går dock mot samma referensvärde, vilket är önskvärt. Jämförs denna bild med Figur 4.10 noteras att referensvärdena till slut inte sammanfaller med varandra. Detta beror återigen på den fysiska modellen som inte är idealt symmetriskt byggd och vissa jämviktsproblem uppkommer. Förutom skilda referensvärden bör även referensvärdena befinna sig kring 0 N för att permanentmagneterna ska hålla upp hela prototypen. Anledningen att detta inte uppnås beror på att prototypen hinner fastna i järnvägsrälsen på grund av det kvadratiska avståndsberoendet permanentmagneterna har. Därigenom kan inte avståndet minskas tillräckligt för att endast hållas uppe av permanentmagneterna.

Stegsvaret som presenteras i Figur 4.12(b) visar ett hopp i mätdatan mellan 0,33-0,37 s. Detta beror på att ControlDesk som samplar mätningarna har systematiska "frysningar" i programvaran. I början av mätningen syns även ett hopp från 0-10 A. Detta är troligen ett fel vid mätning där ControlDesk inte hinner sampla en tillräckligt snabb förändring. Notera även att strömmen inte riktigt når upp till referenspositionen. Strömmen stabiliserar sig strax under 20 A på ungefär 19,7 A.

Strömregleringen i Figur 4.13(a) och (b) sker när huvudstyrningen aktiveras. Strömreferensen ligger till en början på ett konstant värde och stiger när integratordelen iterativt summerar ihop det kvarstående felet då prototypen inte lyfter från rälsen. Anledningen till att den mätta strömmen inte sammanfaller med referensvärdet på strömmen beror troligtvis på mätosäkerheten hos strömmätaren och skalningsfaktorn som är implemente-

rat i simulink.

Tester vid en mer aggressiv positionsreglering ger kraftigare översläng som gör så att prototypen fastnar i järnvägsrälsen. För att lösa problemet bör ytterligare justeringar kring positionsreglering göras för att optimera snabbheten kontra robustheten så att översläng ej erhålls. Snabbheten bör främst fokusera på de övre elektromagneterna så att dessa hinner reagera tillräckligt snabbt och kraftigt för att inte permanentmagneterna ska hinna fästa.

Mätningar på prototypen vid belastning enligt angivet mål där en 80 kg last är tillfört vagnen gjordes ej. Även mätningar då båda upphängningar är aktiva gjordes ej då tidsbrist var anledningen till detta. Dock är det bekräftat att prototypen klarar av att föra en relativt stabil levitation när båda upphängningarna är aktiverade. Tester vid reglering för 80 kg last har ej initierats, endast att elektromagneterna klarar av målvikten bekräftades.

5.5 Samhälleliga och etiska aspekter

Under projektets genomförande har gruppen beaktat ett flertal etiska och samhälleliga biverkningar som arbetet potentiellt kan medföra. Dessa utgörs av: användning av neodymmagneter, säkerhetsrisker för prototypen samt miljöpåverkan. Andra viktiga aspekter som bör tas hänsyn till vid potentiell storskalig produktion är framtida samhällsnytta/-skada samt säkerhetsrisker för fullt utvecklad kommersiell produkt. Dessa ansågs ha alltför komplexa och tidskrävande studier för att anpassa projektutförandet efter.

Ett högst relevant etiskt problem med prototypen är att den använder sig av neodymmagneter som givetvis innehåller höga halter neodym men även järn och bor. Den sällsynta jordartsmetallen neodym framställs nästan uteslutande i det odemokratiska Kina, som stod för ca 80% av världens produktion av sällsynta jordartsmetaller 2017 [13], under dåliga miljömässiga förhållanden [14], [15]. På grund av att framställningen av magneterna är så pass omiljövänlig och till stor del kontrolleras av ett odemokratiskt land som tidigare har strypt dess distribution [16] eftersträvas minimalt nyinköp av neodymmagneter. I och med att prototypen utformas för att klara av tyngre belastningar än tidigare kandidatarbeten behövde däremot några inköp göras.

Trots att permanentmagneterna är den del av prototypen som orsakar störst miljöpåverkan så är det viktigt att tänka på hur resterande material till konstruktionen påverkar miljön. Ett problem är att prototypen kräver en lätt och robust konstruktion som dessutom inte är ferromagnetisk, vilket kraftigt begränsar materialvalet. På grund av dessa krav är aluminium en av få möjliga konstruktionsmaterial. Konstruktionens miljöpåverkan lindrades genom att i största möjliga mån återanvända material som tidigare års kandidatarbeten använde. Materialet som återanvändes var permanentmagneter, E-kärnor, spolar, skruvar och muttrar, rätblock av järn, sensorer, avståndshållare och de aluminiumdetaljer i konstruktionen som inte behövde omdimensioneras.

På grund av att prototypen inte kommer utveckla friktionsförluster mot rälsen och i sitt idealavstånd inte kräver energi för att hålla sig svävande har den potential till att bli mer energieffektiv än traditionella tåg. Därmed finns det även miljömässiga anledningar

till att utföra projektet.

Säkerheten under konstruktion och testning av prototypen är en viktig faktor. I syfte att öka säkerheten under konstruktion skedde allt potentiellt farligt arbete i kontrollerad miljö där alla i närheten var medvetna om säkerhetsriskerna. Gruppen använde sig endast av verktyg som de hade god kännedom av och alla elektriska kopplingar kontrollerades innan testning. Särskild vikt lades vid att prototypens kablar är isolerade då den arbetar med höga strömmar. Prototypen utgör även en viss klämrisk då den körs, vilket åtgärdades genom att inte utföra fysiskt arbete på prototypen vid körning.

6 Slutsats

Prototypen uppnådde en stabil levitation på båda upphängningarna utan last på 1,9 mm mellan de undre elektromagneterna och järnvägsrälsen. Likspänningsomriktarna genererade önskad spänning till elektromagneterna med små avvikelser. Det bekräftades att magneterna kunde generera tillräcklig lyftkraft för en last på 80 kg. Tester för att levitera prototypen med denna lastvikt genomfördes dock ej. Med justeringar på regulatorparametrar anses det troligt att en stabil levitation går att erhålla även med 80 kg last.

Den mekaniska konstruktionens utformning anses inte ha påtaglig negativ påverkan på hur levitationens dynamik beter sig. Dock finns det tecken på att konstruktionen inte hade önskad symmetri vilket uppstod i produktion och montering av prototypen. Prototypen demonstrerades på tävlingen Delsbo Electric 2019 där innovationspriset ”HHK Innovation Award” erhöles.

Litteraturförteckning

- [1] Trafikverket, "Järnvägens utsläpp," 2017. [Online]. Tillgänglig: <https://www.trafikverket.se/for-dig-i-branschen/miljo---for-dig-i-branschen/energi-och-klimat/Transportsektorns-utslapp/Jarnvagens-utslapp/> Hämtad: 2019-02-04.
- [2] Maglev.net, "The six operational maglev lines in 2018," 2018. [Online]. Tillgänglig: <https://www.maglev.net/six-operational-maglev-lines-in-2018> Hämtad: 2019-02-06.
- [3] H.-W. Lee, K.-C. Kim och J. Lee, "Review of maglev train technologies," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, nr. 7, ss. 1917–1925, jul. 2006. DOI: 10.1109/TMAG.2006.875842. [Online]. Tillgänglig: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1644911&isnumber=34475> Hämtad: 2019-02-04.
- [4] K. Moskvitch, "The trouble with trying to make trains go faster," *BBC Future*, 14 augusti 2014. [Online]. Tillgänglig: <http://www.bbc.com/future/story/20140813-the-challenge-to-make-trains-fast> Hämtad: 2019-02-09.
- [5] Delsbo Electric, "Regler 2019," 2019. [Online]. Tillgänglig: <http://www.delsboelectric.se/regler.html> Hämtad: 2019-02-06.
- [6] H. Lundh, *Grundläggande hållfasthetslära*. Stockholm, Sverige: Instant Book AB, 2008.
- [7] D. K. Cheng, *Field and wave electromagnetics*. vol. 2, Harlow, Essex, England: McGraw-Hill, 2014.
- [8] B. Lennartsson, *Reglerteknikens grunder*. 4 uppl., ss. 381-385, Lund, Sverige: Studentlitteratur, 2002.
- [9] H. Markaroglu, M. Guzelkaya, I. Eksin och E. Yesil, "TRACKING TIME ADJUSTMENT IN BACK CALCULATION ANTI-WINDUP SCHEME", *Reserach-gate*, maj. 2006. DOI: 10.7148/2006-0613. [Online]. Tillgänglig: <http://www.scs-europe.net/services/ecms2006/ecms2006%20pdf/107-ind.pdf> Hämtad: 2019-05-15.
- [10] L. Harnefors, *Control of Variable-Speed Drives*. Västerås, Sverige: Studentlitteratur, 2002.
- [11] G.-C. Hsieh och J. C. Hung, "Phase-Locked Loop Techniques-A Survey", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, nr. 6, ss. 609-615, dec. 1996. [Online]. Tillgänglig: http://www.etc.tuiasi.ro/cin/Downloads/pl1/PLL_Survey.pdf Hämtad: 2019-03-14.
- [12] B. Lennartsson, *Reglerteknikens grunder*. 4 uppl., ss. 89-91, Lund, Sverige: Studentlitteratur, 2002.
- [13] U.S. Geological Survey, "MINERAL COMMODITY SUMMARIES 2019," U.S. Geological Survey, Reston, Virginia, USA, 2019. [Online]. Tillgänglig: <https://doi.org/10.3133/70202434> Hämtad: 2019-05-15.
- [14] K. Bradsher, "After China's Rare Earth Embargo, a New Calculus," *The New York Times*, 29 oktober 2010. [Online]. Tillgänglig: <https://www.nytimes.com/2010/10/30/business/global/30rare.html> Hämtad: 2019-02-05.

- [15] C. Bontron, "Rare-earth mining in China comes at a heavy cost for local villages," *The Guardian*, 7 augusti 2012. [Online]. Tillgänglig: <https://www.theguardian.com/environment/2012/aug/07/china-rare-earth-village-pollution> Hämtad: 2019-02-05.
- [16] A. Isaak, "A rare metal called neodymium is in your headphones, cellphone and electric cars like Tesla's Model 3 — and China controls the world's supply", *CNBC*, 19 oktober 2018. [Online]. Tillgänglig: <https://www.cnbc.com/2018/10/18/neodymium-china-controls-rare-earth-used-in-phones-electric-cars.html> Hämtad: 2019-02-05.