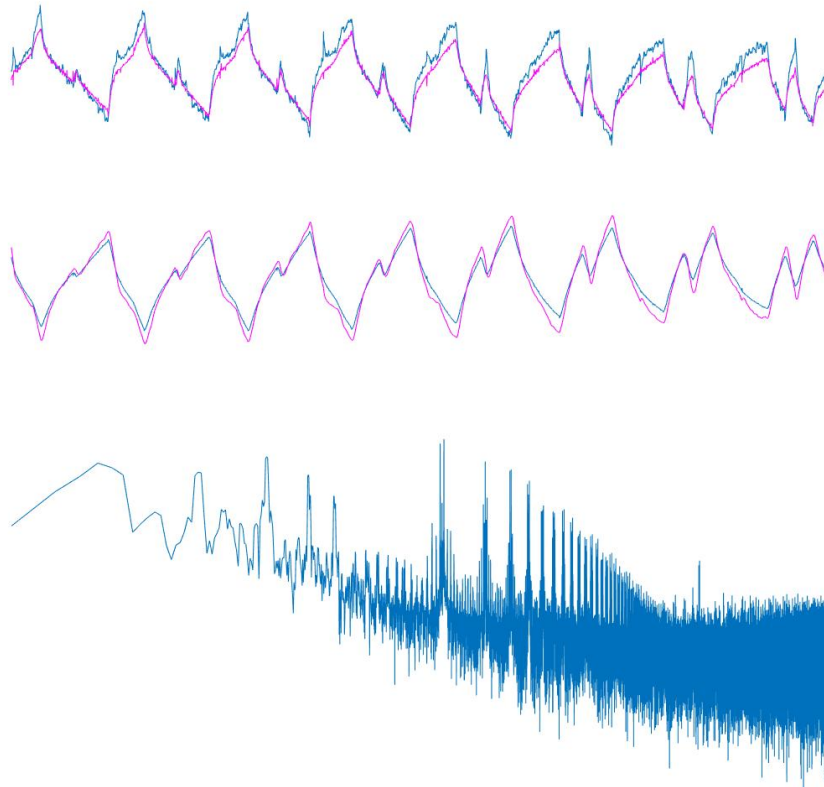




CHALMERS



Ström- och spänningsripplets påverkan på DC-ledet i ett elfordon

Verifikation av teoretiska resultat genom mätningar

Examensarbete Elektroingenjör, vid Energi och Miljö

Mikael Enqvist
Emil Hellberg

EXAMENSARBETE 2015

Ström- och spänningsripplets påverkan på DC-ledet i ett elfordon

Verifikation av teoretiska resultat genom mätningar

MIKAEL ENQVIST
EMIL HELLBERG



CHALMERS

Institutionen för Energi och Miljö

Elteknik

CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA

Göteborg, Sverige 2015

Ström- och spänningsripplets påverkan på DC-ledet i ett elfordon
Verifikation av teoretiska resultat genom mätningar

MIKAEL ENQVIST
EMIL HELLBERG

© MIKAEL ENQVIST, EMIL HELLBERG, 2015.

Handledare och examinator: Torbjörn Thiringer, Institutionen för energi och miljö
vid Chalmers tekniska högskola

Examensarbete 2015
Institutionen för Energi och Miljö
Chalmers tekniska högskola
SE-412 96 Göteborg
Telefon +46 31 772 1000

Titelsida: Uppmätt och simulerat spänningsrippel och strömrippel vid DC-ledet
samt ett amplitudspektrum i frekvensdomänen.

Abstract

This thesis work examines the current and voltage ripple present in the DC link when an induction machine is powered by a battery source through a three phase inverter. The project evaluates the ripple at different frequencies that is generated due to the combined working principles of the induction machine and the switching of the inverter transistor. An available electrochemical impedance spectroscopy measurement of one battery cell identical to the type used in this project is used in a computer model to simulate and verify the ripple components against the measurement results from the physical model. The measurements show that significant levels of ripple in DC link voltage and current are present. Frequency analyses of the resulting waveforms show that the sixth harmonic component as well as multiples of the inverter switching frequency and their sidebands dominate the ripple waveforms. Simulations of DC link voltage and current ripple show that the characteristics and magnitude of the measured ripple components can be verified, however, with some deviation. A possible cause for deviation is due to the fact that some unknown impedances present in the physical battery system could not be measured and therefore are not represented in the computer model.

Keywords: Current ripple, voltage ripple, electric vehicle, electric car, DC link, battery, inverter.

Ström- och spänningsripplets påverkan på DC-ledet i ett elfordon.
Verifikation av teoretiska resultat genom mätningar

MIKAEL ENQVIST

EMIL HELLBERG

Institutionen för Energi och Miljö

Chalmers tekniska högskola

Sammanfattning

Detta arbete undersöker ström- och spänningsripplet som uppstår i DC-ledet (likledet), när en asynkronmaskin matas av en batterikälla via en trefasig växelriktare. Projektet undersöker det rippel i spänning och ström med flera olika frekvenser som uppstår i samspelet mellan maskin och switchningar hos växelriktarens transistorer när asynkronmaskinen körs med olika belastningar. Vidare används resultatet från en elektrokemisk impedansspektroskopi utförd på en battericell av aktuell typ, för att simulera och verifiera karaktär och storlek hos rippelkomponenterna i ström och spänning. De laborativt uppmätta resultaten verifieras med datormodellen och jämförs också med resultat av mätningar i tidigare publicerade arbeten. Mätningarna visar att signifikanta rippelnivåer hos ström och spänning uppträder i systemets DC-led. Frekvensanalyser av ström- och spänningskurvorna visar att den sjätte övertonen av grundfrekvensen samt switchfrekvensens sidband och multiplar är de frekvenser som dominerar ripplets form. Simuleringar av ström- och spänningsrippel hos DC-ledet visar att karaktär och storlek hos de uppmätta värdena kan verifieras, men med vissa avvikelser. Avvikelserna beror troligen på att vissa icke kända impedanser i det fysiska batterisystemet inte kunnat mätas och därför inte finns representerade i datormodellen.

Nyckelord: Strömrippel, spänningsrippel, elfordon, elbil, DC-led, batteri, omriktare.

Förord

Projektet är utfört och skrivet vid avdelningen för elteknik under Institutionen för Energi och Miljö vid Chalmers Tekniska Högskola och betraktas som ett examensarbete för avslut på utbildningen Elektroingenjör med inriktning elkraft.

Tack till vår handledare Torbjörn Thiringer som har varit ett positivt stöd och lotsat oss fram genom projektets gång med värdefull kunskap.

Tack till mastersstudenten Zeyang Geng för battericellskaraktäriseringen som underlättade arbetet med att virtuellt modellera ett verklighetsförankrat batteripaket.

Tack till masterstudenten Sri Vishnu Gorantla Narayana Murthy för de kunskaper som delades om dSpace och omriktaren som användes i experimentet. Det underlättade det fortsatta arbetet i projektet.

Tack till Jesper Martaeng på Green Cubes Technology för information, tips och råd gällande de batterier som använts i projektet.

Mikael Enqvist
Emil Hellberg
Göteborg, Sverige, 2015

Innehåll

1	Inledning	1
1.1	Bakgrund	1
1.2	Tidigare arbeten	1
1.3	Syfte	2
2	Teoribakgrund	3
2.1	Randles cell	3
2.2	Trefasig växelriktare	4
2.2.1	Allmänt	4
2.2.2	PWM-teknik	4
2.2.3	PWM i en fas	5
2.3	Asynkronmaskin	6
2.4	Sluten Hall-sensor	7
2.5	Rogowskispole	8
2.6	Operationsförstärkare	8
2.7	Isolationsförstärkare	9
3	Metod och Experiment	11
3.1	Utförande	11
3.1.1	Impedanskaraktärisering av batteri	11
3.1.2	Datormodeller	11
3.1.3	Fysisk modell	13
3.2	Experimentutrustning	13
3.2.1	Batterier	13
3.2.2	dSpace	14
3.2.3	Omriktaren	15
3.2.4	Kablar	15
3.2.5	Asynkronmaskinen	16
3.3	Mätutrustning	16
3.3.1	Strömmätning	16
3.3.2	Spänningsmätning	17
3.3.3	Datainsamlingsenhet	18
4	Mätningar och simuleringar	19
4.1	Mätningar av ström- och spänningsrippel	19
4.1.1	FFT-analys av mätvärden	22

4.2	Verifiering av ström- och spänningsrippel	27
4.2.1	Verifiering av spänningsrippel	27
4.2.2	Verifiering av strömrippel	29
5	Slutsatser	31
5.1	Slutsatser	31
5.1.1	Verifieringar	31
5.2	Förslag till vidare arbete	31
	Bibliography	33
A	Bilagor	I
A.1	Batteri	I
A.2	Operationsförstärkare	III
A.3	Isolationsförstärkare	IV
A.4	Datormodeller	VI
A.4.1	Modell över systemet	VI
A.4.2	Modell för verifiering av spänningsrippel	VII
A.4.3	Modell för verifiering av strömrippel	VII

1

Inledning

Detta examensarbete behandlar en undersökning av ström- och spänningsripplet på DC-ledet hos ett elfordon. Undersökningen består i att sätta samman en fysisk och en virtuell miljö som kan simulera försörjningen av elfordonets motor från batterier via en trefasomriktare.

1.1 Bakgrund

Ett elfordon, eller - i dagligt tal - en elbil, har för framdrivningen primärt en eller flera elmaskiner. I detta projekt studeras en asynkronmaskin. För att elmaskinen ska kunna leverera önskat vridmoment vid önskat varvtal, används normalt en trefasig omriktare och en styrenhet. Omriktaren ska med hjälp av switchningsteknik omvandla DC-spänningen hos fordonets batteri till en trefasig växelspanning av den amplitud och frekvens som krävs i varje aktuellt driftfall.

Strömripplet orsakas främst av funktionsprincipen hos den switchade omriktaren. Det resulterande spänningsripplet beror främst på batteriets impedanskaraktäristik och omriktarens förmåga att begränsa ripplet, framförallt genom användningen av passiva filter (kondensatorer). Ett spänningsrippel på DC-ledet är oönskat, eftersom det utgör en källa till störningar för fordonets övriga utrustning som också ska försörjas av DC-ledet.

1.2 Tidigare arbeten

Ämnet har varit föremål för tidigare studier, och inför detta projekt har främst två rapporter konsulterats för att få en inblick i vad som redan är känt, vad som kan utvecklas och vad som ska tas i beaktning i detta projektets fortskridande. Det ena arbetet, *Dc link voltage environment in an electrified vehicle* [1], redogör och jämför teoretiska resultat med fysiska mätningar av spännings- och strömvågformer på DC-ledet i ett elektrifierat fordon. Resultatet visar att de teoretiska strömvågformerna liknar de uppmätta värdena och de föreslår en mer detaljerad undersökning inom detta område med mätningar på materiel som är likadan eller motsvarar den materiel som används i elfordon.

Det andra arbetet, *High-frequency modelling of a three-phase pulse width modulation inverter towards the dc bus considering line and controller harmonics*[2], redogör för

en övertonsanalys av strömmen mot kondensatorn vid DC-sidan av trefasomriktaren. Resultatet visar bland annat att specifika övertoner vid AC-sidan av omriktaren ger upphov till en överton på DC-sidan som är svår att filtrera bort, vilket tas i beaktning vid analyser i detta projektet.

1.3 Syfte

Syftet med detta arbetet är att undersöka och verifiera det ström- och spänningsrippel som uppstår på DC-ledet på grund av samspelet mellan asynkronmaskin, omriktare och batteriförsörjning vid ett antal olika driftfall som kan förekomma i en fordonsapplikation. Centralt i arbetet är att resultatet från mätningarna av ström- och spänningsrippel på DC-ledet i en experimentell krets ska jämföras med resultatet hos en motsvarande datorsimulerad krets, och syftet är att kunna verifiera att det experimentella mätsystemet ger tillförlitliga värden. Om resultaten vid jämförelser kan verifieras som tillförlitliga, blir det möjligt att systematisera och etablera den experimentella mätmetoden inför framtida undersökningar på motsvarande el-system.

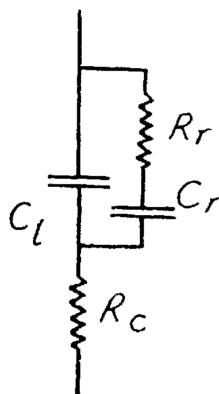
2

Teoribakgrund

Detta kapitel sammanfattar tidigare teorier på området relaterade till projektet. Här beskrivs således hur teorin tas i beaktning och kommer till användning, hur en del av den utrustning som används i projektet är uppbyggd, hur den fungerar samt i vissa fall vilken typ som används.

2.1 Randles cell

Modellen *Randles cell* är en ekvivalent elektrisk krets av en battericell. Ett batteri består av galvaniska celler som levererar lagrad elektrisk spänning när cellen genomgår en kemisk reaktion. En sådan cell kan jämföras med en elektrokemisk spänningsgenerator. Den ekvivalenta kretsen består av olika resistorer som representerar cellens ickeideala komponenter och en kondensator som motsvarar den begränsade elektriska förmågan att lagra laddning. De resistiva parametrarna motsvarar cellens elektrolytiska resistans, som varierar beroende på om batteriet laddas upp eller laddas ur och vilken temperatur som råder samt egenskaper hos de metalliska förbindelserna [3][4].



Figur 2.1: Randles ekvivalenta krets för en cell [4].

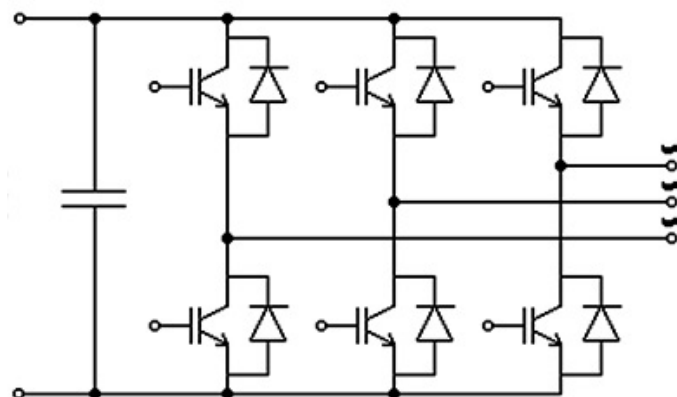
I kretsen motsvarar R_c cellens elektrolytiska resistans mellan elektroden och ledningen, C_r och R_r elektrodreaktionen samt C_{dl} den lagrade elektriska laddningen i batteriet [4]. För att karaktärisera batteriet och bestämma dessa värden utförs en elektrokemisk impedansspektroskopi, EIS (avsnitt 3.1.1), där batteriets impedans undersöks som en funktion av en växelström med låg amplitud vid olika frekvenser [5].

2.2 Trefasig växelriktare

Här beskrivs den allmänna funktionsprincipen hos en trefasig växelriktare (även kallad omriktare) av den typ som är aktuell i detta projekt.

2.2.1 Allmänt

Den trefasiga *växelriktaren* används både i liten och stor skala för att överföra elektrisk effekt från en likspänningskälla till en last som kräver trefasig växelspanning. Ett primärt användningsområde är att driva en trefasig elmaskin från ett batteri, vilket är en mycket vanlig tillämpning i elfordon. Andra användningsområden är till exempel omriktarstationer mellan HVDC- och trefassystemen i kraftnätet samt anslutning av solcellsanläggningar till kraftnätet. Växelriktare är uppbyggda av kraftelektronik med switchningsteknik, där switchningen vanligen styrs av en mikroprocessor. Beroende på tillämpningsområde och effektnivå används en rad olika typer av halvledarkomponenter, och inom ramen för detta arbete läggs fokus på IGBT-transistorbaserad växelriktare med PWM-teknik. En schematisk representation av växelriktaren återges i figur 2.2.

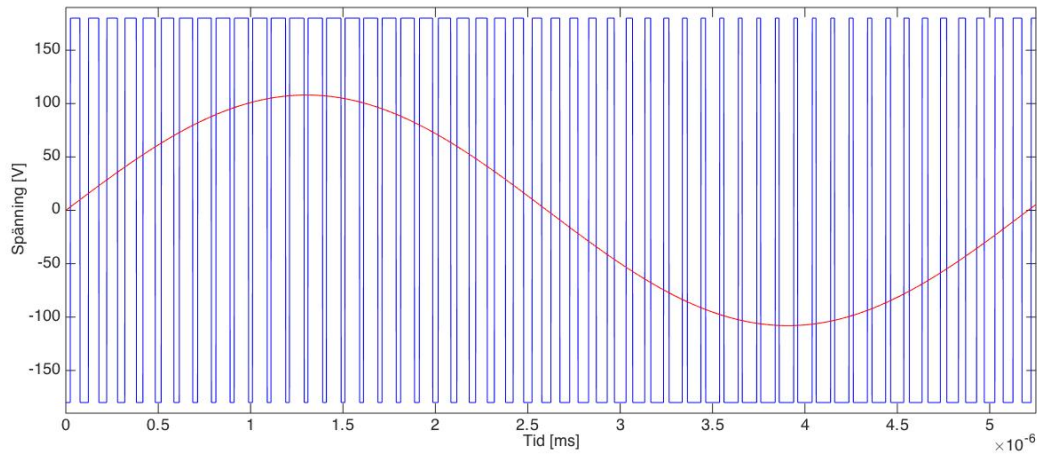


Figur 2.2: Trefasig omriktare. Likled till vänster, tre transistorpar i mitten samt trefasigt AC-led till höger. Från [6], återgiven med tillstånd.

2.2.2 PWM-teknik

PWM-teknik innebär att omriktarens halvledarkomponenter switchas i ett pulsviddsmodulerat mönster för att åstadkomma en utspänning vars grundton har önskad frekvens och amplitud. Switchningsmönstret (figur 2.3) ger upphov till en utspänning innehållande en rad övertoner som beroende på lastens typ i vissa fall behöver filtreras. Vid motordrift fungerar de induktiva komponenterna i motorn som filter, så att sinusformade fasströmmar erhålls. Det är dock önskvärt att använda

switchningsmönster som minimerar den totala harmoniska distorsionen från omriktaren, eftersom det enbart är grundtonerna hos spänning och ström som överför aktiv effekt [7].



Figur 2.3: En PWM-signal och en sinus-våg under en period.

2.2.3 PWM i en fas

En vanlig typ av switchning av omriktarens IGBT-transistorer i en fas åstadkoms genom att en sinusformad styrspänning jämförs med en triangelformad bärvåg, en så kallad triangelvågskomparation. När ögonblicksvärdet för styrspänningen är större än triangelvågens, sluts den övre transistorn samtidigt som den undre öppnar (den övre och undre transistorn sluts aldrig samtidigt - detta skulle kortsluta DC-ledet) [2]. På detta sätt åstadkoms en potential mellan fas och DC-ledets neutralpunkt som pendlar mellan inspänningens två extremvärden. I de två övriga faserna styrs utspänningen på samma sätt, med den skillnad att styrspänningarna är förskjutna 120 respektive 240 grader. De tre styrspänningarna moduleras med en och samma triangelvåg. En annan typ av PWM-switchning är så kallad *space vector modulation* eller SVM, där switchningsmönstret beskrivs som en följd av vektorer. I en växelriktare med tre transistorpar kan varje transistorpar anta två tillstånd - 1 eller 0. Tillstånd 1 betyder att övre transistorn sluter och undre transistorn öppnar, och vice versa för tillstånd 0. Tre transistorpar innebär åtta möjliga tillståndsvektorer hos omriktaren. Utifrån sinusformade spänningsreferenser beräknar styrsystemet i varje ögonblick en lämplig ordningsföljd av de 8 tillgängliga vektorerna för att ge PWM-mönster som bildar utspänningens grundtoner. En fördel med SVM-tekniken är att kontrollen över switchningsförluster och övertoner blir större jämfört med tekniken med triangelvågskomparation [8]. Switchningsmönstret alstras av ett styrsystem i form av en mikroprocessor och genom att styrsystemet ges olika insignaler kan styrspänningarnas frekvens och amplitud ändras, så att utspänningen i varje ögonblick får önskad form.

2.3 Asynkronmaskin

Asynkronmaskinen är en vanlig typ av elmaskin, som tack vare sin konstruktionstekniska enkelhet medger stor driftsäkerhet och långa serviceintervall. Traditionellt har asynkronmaskinen dimensionerats för och använts i framförallt installationer med konstant belastning och varvtal. Varvtalet bestäms då av det matande nätets frekvens, antalet polpar i statorlindningen samt den eftersläpning som den mekaniska belastningens vridmoment orsakar [9]. I figur 2.4a återges ett förenklat ekvivalent schema för en fas i maskinen.

Rotorn har kortslutna lindningar och saknar elektrisk kontakt med stator, istället anges här en ekvivalent rotorresistans som uppstår i samverkan mellan statorns och rotorns magnetfält. I figur 2.4b visas ett typiskt utseende för maskinens vridmoment som funktion av eftersläpningen, och vid normala driftfall är eftersläpningen (se ekvation 2.1) liten, och maskinen befinner sig i det relativt linjära området av sin vridmomentkaraktäristik. Då eftersläpningen är liten befinner sig maskinen nära sitt synkrona varvtal, vilket är beroende av det matande nätets elektriska frekvens och antalet polpar i statorlindningen, se (2.3). Beroende på maskinens storlek och utformning är eftersläpningen vid högsta belastning under märkdrift vanligen några få procent (större maskiner har vanligen mindre eftersläpning än mindre maskiner). Är eftersläpningen negativ innebär det att maskinen verkar i generatordrift. I (2.2) härleds den effekt i luftgapet mellan stator och rotor som är lika med den effekt som asynkronmaskinen matar ut på axeln, om man bortser från de små mekaniska förluster som uppstår i lager och ventilationsförluster. Det resulterande vridmomentet anges i (2.4).

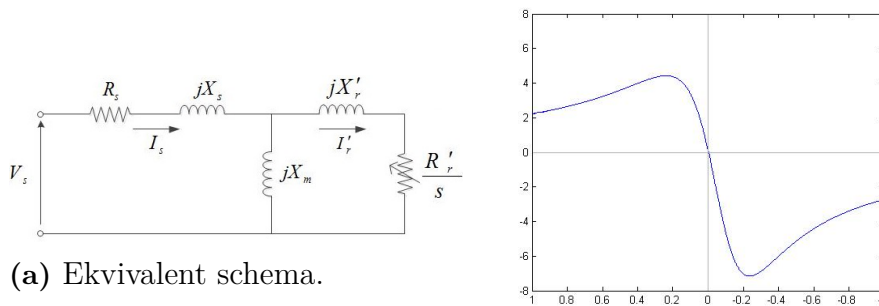
Vid onormalt stor belastning flyter stora strömmar med risk för överhettning som följd, då den ekvivalenta rotorresistansen sjunker med ökande eftersläpning. Överstiger belastningen dessutom maskinens maximala vridmoment kommer maskinen att stanna. En asynkronmaskin som matas med en fix frekvens, till exempel nätets frekvens, får därför ett begränsat användbart varvtalsområde. Ytterligare en problemaspekt är att asynkronmaskiner med större effekt än några enstaka kilowatt inte kan direktstartas utan särskilda åtgärder som begränsar de stora startströmmar som belastar det matande nätet. Utvecklingen av kraftelektroniska omvandlare har möjliggjort fler användningsområden eftersom den matande spänningens frekvens och amplitud kan varieras. En driftpunkt med liten eftersläpning kan då erhållas redan från mycket lågt varvtal. Variabel frekvens och amplitud medför också att startförloppets elektriska och mekaniska påkänningar kan minskas avsevärt. Vid start magnetiseras maskinens induktanser vilket vid direktstart också orsakar stora strömmar, men genom variabel amplitud på matningsspänningen kan magnetiseringsströmmarna begränsas. I praktiken innebär detta att asynkronmaskinen har blivit mycket användbar för bland annat fordonstillämpningar, där växelriktaren (avsnitt 2.2) dessutom möjliggör matning från en likspänningskälla såsom till exempel ett batteri.

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (2.1)$$

$$P_\delta = \frac{P_{Cur}}{s} = \frac{3R'_r I_r'^2}{s} = 3 \cdot \frac{R'_r}{s} \cdot \frac{U_{sf}^2}{\frac{R'_r{}^2}{s} + X_k^2} \quad [W] \quad (2.2)$$

$$\omega_s = \frac{2\pi \cdot n_s}{60 \cdot p_{polpar}} = \frac{2\pi f}{p_{polpar}} \quad [rad/s] \quad (2.3)$$

$$T_m = \frac{P_\delta}{\omega_s} = \frac{P_m}{\omega} \quad [Nm] \quad (2.4)$$



(a) Ekvivalent schema.

(b) Vridmomentkaraktistik.

Figur 2.4: Det ekvivalenta schemat för asynkronmaskinen gäller för en fas. Vridmomentkaraktistikerna är framtagen genom en MATLAB-simulering av en asynkronmaskin.

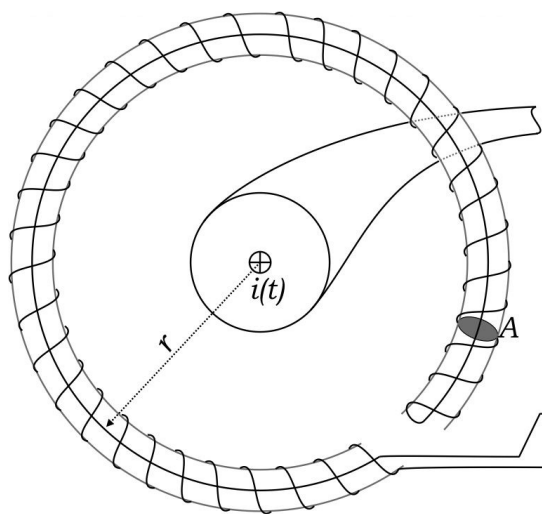
2.4 Slutna Hall-sensor

Hall-sensorer utnyttjar Hall-effekten, vilken innebär att en ström som flyter genom en ledare som genomkorsas av ett magnetfält orsakar en laddningsförflyttning i sidled. Denna laddningsförflyttning innebär en potentialskillnad mellan ledarens sidor som kallas Hall-spänning. Ledaren där potentialskillnaden uppstår kallas Hall-sond. Hall-sensorer finns i flera olika utföranden och en vanlig typ för strömmätning är den slutna Hall-sensorn som utnyttjar en järnkärna som möjliggör att magnetflödet kring mätobjektets ledare blir tillräckligt stort och koncentrerat för noggrannhet i mätningen. Själva Hall-sonden är placerad i ett tunt gap i järnkärnan. Hall-spänningen förstärks i en förstärkarkrets, och strömmen från förstärkarkretsen drivs igenom en sekundärlindning runt järnkärnan. Denna ström ger upphov till ett magnetflöde i järnkärnan som motsätter sig flödet som skapats av mätobjektets ström. På detta sätt begränsas virvelströmmar vilket åstadkommer större noggrannhet. Utsignalen från en slutna Hall-sensor kan beskrivas som en strömkälla där strömmen är proportionell mot strömmen i mätobjektet, och förhållandet bestäms av antalet lindningsvarv i sekundärlindningen. Mätströmmen i sekundärlindningen drivs genom en liten känd resistans, som även kallas strömshunt, till mätsystemets jordpunkt. Över

denna resistans mäts spänningen, som alltså är proportionell mot strömmen genom Hall-sensorn, med exempelvis oscilloskop. Hall-sensorn medger galvaniskt separerad mätning av både lik- och växelströmmar med minimalt ingrepp i den krets som ska mätas, vilket skyddar personal och mätutrustning från farlig spänning vid fel [10].

2.5 Rogowskispole

En *Rogowskispole* är en typ av spole som används i mätinstrument för växelström utan kontakt mellan instrumentet och mätobjektet. Rogowskispolen är konstruerad som en toroid med luftkärna med den egna ledaren träd tillbaka genom spolen, som illustreras i figur 2.5.

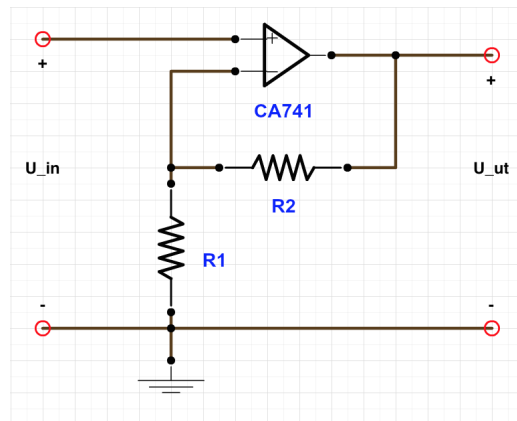


Figur 2.5: Rogowskispolens konstruktion samt hur den placeras vid mätning [11].

Teorin till spolens konstruktion grundas på Amperes och Faradays lagar och innebär att det växlande magnetfältet som alstras av strömmen i mätobjektet inducerar en spänning i spolen som är proportionell mot derivatan av strömmen i ledaren. Signalen från spolens utgångsterminal kopplas via en integreringskrets, t.ex. bestående av en resistor och kondensator så att utsignalen motsvarar strömmen genom den ledare som mäts. Konstruktionen möjliggör att det tänkta mätobjektet kan omslutas utan hinder och strömmen kan därför mätas utan att instrumentet ansluts som en del av kretsen [12].

2.6 Operationsförstärkare

En ensam *operationsförstärkare* kan enbart jämföra två spänningar med varandra. För att användas som förstärkare ansluts passiva komponenter och en återkoppling görs, vilket innebär att en del av utsignalen ansluts till operationsförstärkarens minusingång. I avsikt att erhålla en förstärkt signal kan som exempel insignalen anslutas till operationsförstärkarens plusingång i en så kallad icke inverterande förstärkarkoppling, figur 2.6 [13].



Figur 2.6: Icke inverterad förstärkarkoppling.

Operationsförstärkaren CA741CE (benkonfiguration i bilaga A.2) används i detta projekt för att med hög noggrannhet urskilja det spänningsrippel som mäts över DC-ledet. I projektet är en förstärkning om ungefär 20 gånger önskvärd för att erhålla ”tydliga” nivåer av signalen. Uttrycket för förstärkningen A_v är enligt formeln:

$$A_v = \frac{U_{ut}}{U_{in}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (2.5)$$

2.7 Isolationsförstärkare

En *isolationsförstärkare* mäter små signaler vid en hög common-mode-spänning genom väl isolerade komponenter som skyddar datainsamlingskomponenter från potentiellt destruktiva spänningar. Isoleringen hindrar även cirkulerande jordströmmar från att störa de signaler som mäts. Isolationsförstärkaren är användbar för förstärkning och mätning av signaler från instrument med flera kanaler eller signaler från kretsar med olika jordningsreferenser [14][15]. I projektet används isolationsförstärkare av typen AD210AN samt AD210JN och delar av det tillhörande databladet återfinns i bilaga A.3.

3

Metod och Experiment

Som grund till detta arbete görs litteraturstudier, dels en teknisk studie för att få förståelse för elfordonets DC-system och de komponenter som ingår och används, och dels en studie av två tidigare rapporter som delvis har behandlat ämnet. Vidare byggs två modeller av elfordonets DC-led, en virtuell i den till MATLAB tillhörande modelleringsmiljön Simspace och en fysisk modell i laboratoriet. Den fysiska modellen sätts ihop med batterier, omriktare, dSpace-enhet och en asynkronmaskin. Till den fysiska modellen ansluts mätutrustning av olika slag för ström- och spänningsmätning.

3.1 Utförande

Under följande tre sektioner redogörs metoderna för den fysiska och virtuella modellen samt impedanskaraktäriseringen av batteriet. Impedanskaraktäriseringen används sedan som underlag vid uppbyggnaden av batterierna i den virtuella miljön samt vid beräkningar efter rippelmätningar i den fysiska modellen.

3.1.1 Impedanskaraktärisering av batteri

För att karaktärisera en battericell utförs exempelvis en elektrokemisk impedansspektroskopi genom att applicera växelspanning över en elektrokemisk cell och mäta strömmen som flyter där igenom. Växelspanningens amplitud hålls liten för att erhålla en pseudo-linjär respons från cellen, vilket ger en växelström med samma frekvens som spänningen, fast fasförskjuten. Impedansen representeras som ett komplext tal, [16]

$$Z(\omega) = \frac{E}{I} = Z_0 \cdot (\cos \Phi + j \sin \Phi)$$

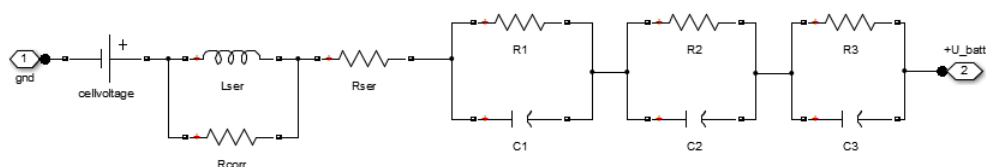
Impedansspektroskopin är utförd med instrumentet *Gamry Reference 3000* av masterstudenten Zeyang Geng och är gjord över en av de celler som utgör de batterier som används i projektet. Ett frekvenssvop mellan 10 kHz och 10 mHz med amplituden 10 mV utfördes och resultatet illustreras i figur 3.2.

3.1.2 Datormodeller

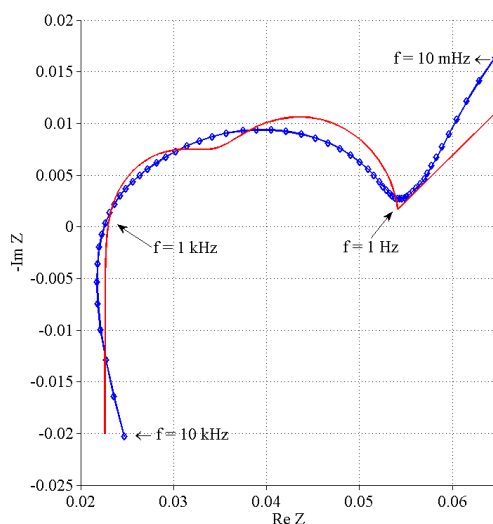
En modell över asynkronmaskin, omriktare och generisk batteriförsörjning tas fram med hjälp av komponenter ur Simscape-biblioteket i programmet MATLAB/Simu-

3. Metod och Experiment

link. Med denna modell undersöks resulterande spänningar och strömmar teoretiskt för att ge en bild av hur systemet belastar batterierna. En översikt av denna Simulink-modell återfinns i bilaga A.4.1. Vidare tas en modell över batterimoduler och last fram för verifisering av DC-ledets rippelfenomen, där den centrala komponenten är en framtagna modell av batteriförsörjningen. Utifrån uppgifterna från den enskilda litiumjoncellens karaktäristik (se avsnitt 3.1.1) tas en kretsmodell fram, se figur 3.1. Uppbyggnaden av kretsmodellen för cellen bygger i grunden på Randles cell (se avsnitt 2.1), men innehåller flera sådana celledement i serie för att återskapa ett frekvenssvar som i hög grad motsvarar EIS-svepets. Parametrarna för kretsmodellen beräknas med hjälp av programmet MEISP, där impedanskurvan från EIS-svepet läses in och komponentvärden i kretsmodellen anpassas. Kretsmodellens impedanskurva jämförs med den fysiska cellens i figur 3.2. För verifisering av ström- och spänningsriplet på DC-ledet i simuleringen ansluts batterimodellen till en ideal spännings- respektive strömkälla som styrs av inlästa värden från fil med mätvärden från den fysiska modellen. I bilagorna A.4.2 och A.4.3 visas översikter av datormodellerna för verifisering i Simulink.



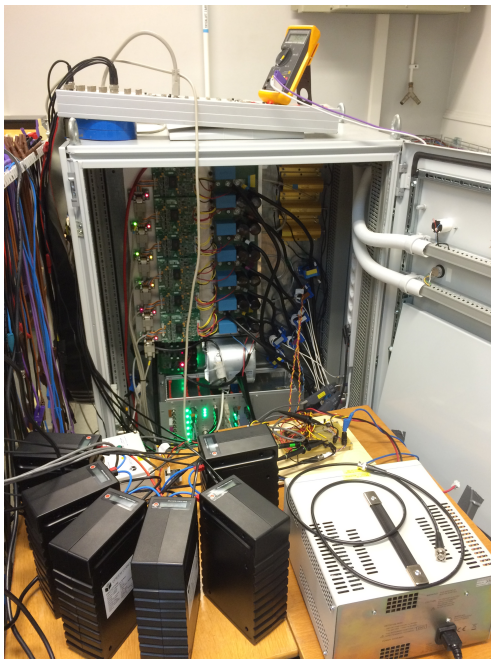
Figur 3.1: Kretsmodell av en battericell. Kretsmodellen utgörs av en resistor, en induktor samt tre R//C-element i serie med en ideal spänningskälla. R_{corr} är en höghög resistans som behövs för en fungerande körning i Simulink.



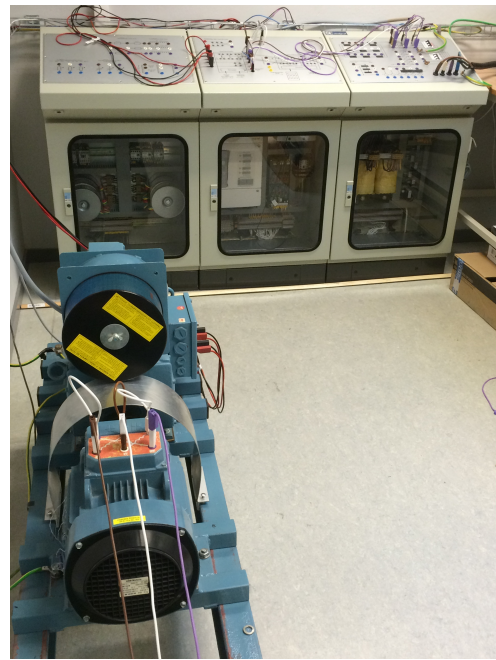
Figur 3.2: Impedanskaraktäristik för kretsmodellen som simulerar en battericell (röd heldragen linje), jämfört med den fysiska cellens EIS-mätning (blå linje med datapunkter).

3.1.3 Fysisk modell

Den fysiska modellen av elfordonet sätts samman med batterier som via dess relälåda försörjer en asynkronmotor via en trefasomriktare, figur 3.3. Trefasomriktaren kontrolleras och styrs genom dSpace. Till kretsen finns att ansluta sex stycken strömmoduler för strömmätning och tre isolationsförstärkare för spänningsmätning. Strömmodulerna ansluts till ett kretskort som anpassats för den mätsignal som modulen genererar. Till kretskortet ansluts prober som kopplas till en Picoscope-enhet (se avsnitt 3.3.3) för att observera ström- och spänningsvärden i kretsen. Den fysiska modellen testas med olika batteriuppställningar (spänningsnivåer) och driftpunkter, som beskrivs under avsnitt 4.1.



(a) Batterier och omriktaren.



(b) Asynkronmaskin och kopplingar.

Figur 3.3: Den fysiska modellen av elfordonet. Batterier, omriktare och utrustning för mätningar syns i (a). De tre fasernas deltakoppling till asynkronmaskinen och kopplingsbordet för den bromsande DC-maskinen syns i (b).

3.2 Experimentutrustning

Här beskrivs den utrustnings som används för att utföra experimentet. Utrustningen består av batterier, en dSpace-enhet med tillhörande datorprogramvara, en trefasomriktare (med stöd för dSpace) och en asynkronmaskin.

3.2.1 Batterier

Batterimodulerna som används i projektet (figur 3.4a) är litiumjonbatterier tillverkade av Green Cubes Technology. Varje batterimodul utgörs av 56 celler av typen

Samsung ICR18650-22P (figur 3.4b). 14 celler är kopplade i serie och parallellkopplade i fyra lager för att erhålla nominell spänning och kapacitet om 50,4 Volt respektive 8,8 Amperetimmar i batteriet. Den nominella spänningen och kapaciteten för en cell är 3,6 V och 2,15 Ah enligt databladet från Samsung. Medan impedanserna för enskilda celler är kända (se avsnitt 3.1.1 och figur 3.2), råder osäkerhet kring impedanserna hos batterimodulens interna anslutningar såsom kopplingsbleck och lödningar mellan cellerna. Enligt Jesper Martaeng på Green Cubes Technology (personlig korrespondens) är denna resistans ungefärligt uppskattad till ca 90 $m\Omega$ vid 1 kHz.



(a) Två batterimoduler och relälådan. (b) Lithiumjon-celler.

Figur 3.4: Batterier och de lithiumjon-celler som återfinns i batterierna.

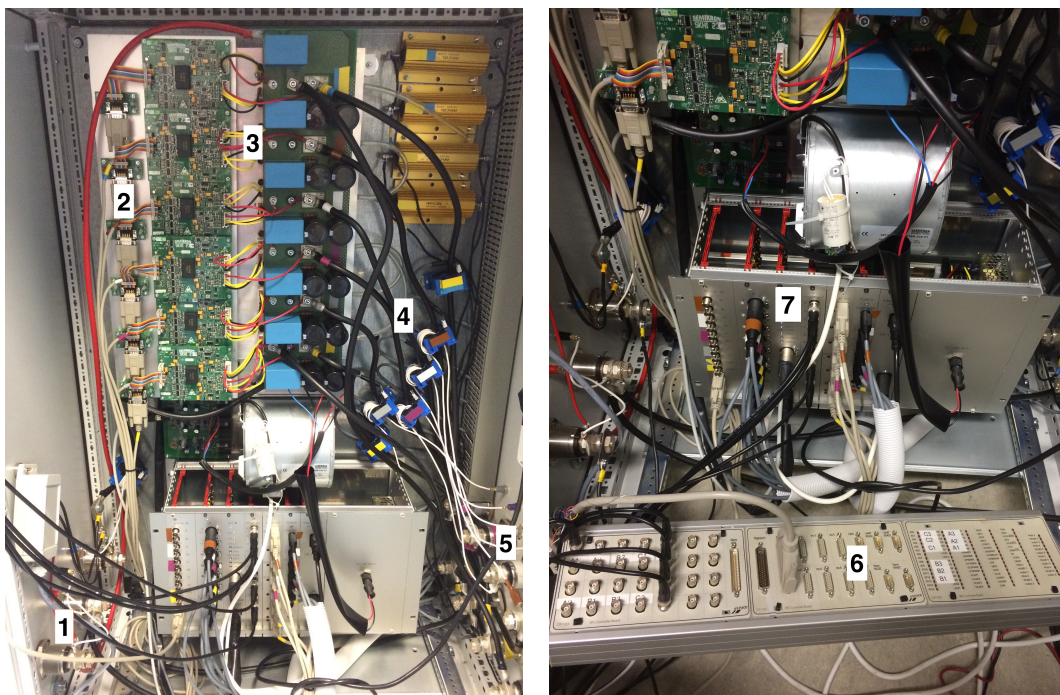
Vid experimentet finns totalt tolv batterier till förfogande för serie- eller parallellkoppling till önskad spänning- och kapacitetsnivå. Batterierna kopplas samman via truckkontakter för kraftmatning och telefonkabel för kommunikation mellan modulerna. Ett batteri är huvudenhet, master, och de batterier som kopplas ihop med masterenheten är underenheter, slavar. Huvudenheten styr de övriga enheterna och kontrollerar att en jämn ström flyter från alla batterier. Batterierna ansluts via en relälåda med reläbrytare till kretsen som ska försörjas och masterbatteriet kommunicerar med relälådan via en CAN-port. Databladet för batteriet återfinns i bilaga A.1. Initialt används ett batteri för test av mätutrustningen. Den nominella spänningen är då 50,4 volt.

3.2.2 dSpace

Gränssnittet *dSpace* används för att koppla samman en simulerad modell i MATLAB/Simscapen med en fysisk modell för hårdvarutest. Det grafiska programmeringsgränssnittet kan då användas både för att generera simulerade resultat och styra utrustning för hårdvarutest [17]. I detta projekt anges parametrar för växelriktarens PWM-styrning i MATLAB-miljön och kompileras sedan till kod som *dSpace*-systemet kör för att styra växelriktaren. Gränssnittet kan kopplas samman på flera olika sätt för att styra ut signaler och hämta relevanta insignaler från omriktarsystemet. Här används *dSpace* framförallt för styrningen av omriktaren, medan datainsamlingen sker via Picoscope-enheten.

3.2.3 Omriktaren

I figur 3.5 ses omriktaren som används i experimentet. Vid första siffermarkeringen i figur 3.5a indikeras ingången där batterierna ansluts via kabelskor. Siffrorna två och tre indikerar platsen för dioder som lyser rött eller grönt beroende på vilka transistorer som är på eller av. De ljusblåa boxarna vid indikation tre innehåller ett IGBT-transistorpar och bredvid dem till höger ses DC-ledskondensatorer om $680 \mu F$ styck (två per transistorpar), vid fyran ses färgkodade strömtransformatorer och vid siffrorna fem är utgången från omriktaren. De färger som används av de färgkodade enheterna är brun, vit samt rosa och strömtransformatorerna med dessa tre färger ansluts till kretskortet som anpassats för strömmätning. I figur 3.5b ses dSpace-enheterna och siffrorna sex och sju visar den dSpace-hårdvara som med hjälp av mjukvara styr omriktaren.



(a) Omriktarens uppbyggnad.

(b) dSpace-hårdvaran.

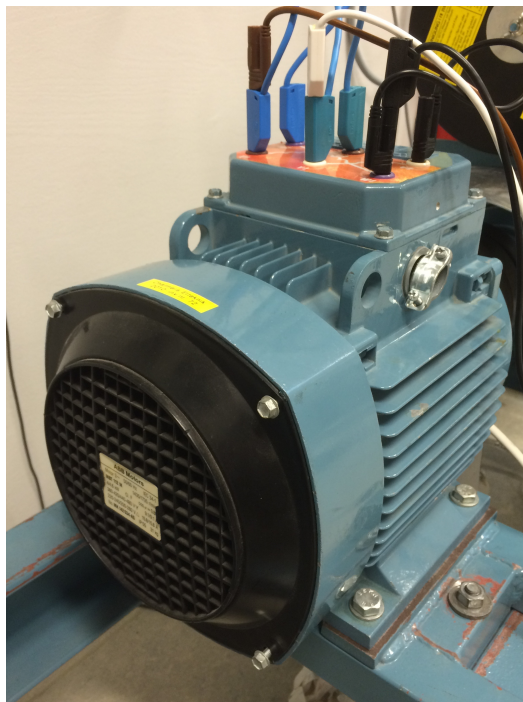
Figur 3.5: Omriktaren och dSpace-hårdvaran.

3.2.4 Kablar

Kablarna som används på DC-sidan mellan batterierna och till omriktaren impedanskaraktäriseras. Instrumentet *Bode 100* används och impedansen i dessa kablar och kontakter uppmäts till $40 m\Omega$ och $2,5 \mu H$ mellan batterierna och relälådan och $28 m\Omega$ och $1,5 \mu H$ från relälådan till omriktaren. Dessa värden används vid simuleringar i datormodellen.

3.2.5 Asynkronmaskinen

Asynkronmaskinen som används i projektet ses i figur 3.6 och har följande märkdata vid 50 Hz: 1435 rpm, 4 kW, 230 V Δ och 15,8 A. Följaktligen har maskinen 2 polpar - dess synkrona varvtal, 1500 rpm, motsvarar halva matningsspänningens frekvens. Maskinens statorlindningar kopplas i delta. Mellan omriktaren och asynkronmaskinen ansluts i säkerhetssyfte en säkring för varje fas.



Figur 3.6: Asynkronmaskinen som används i projektet.

3.3 Mätutrustning

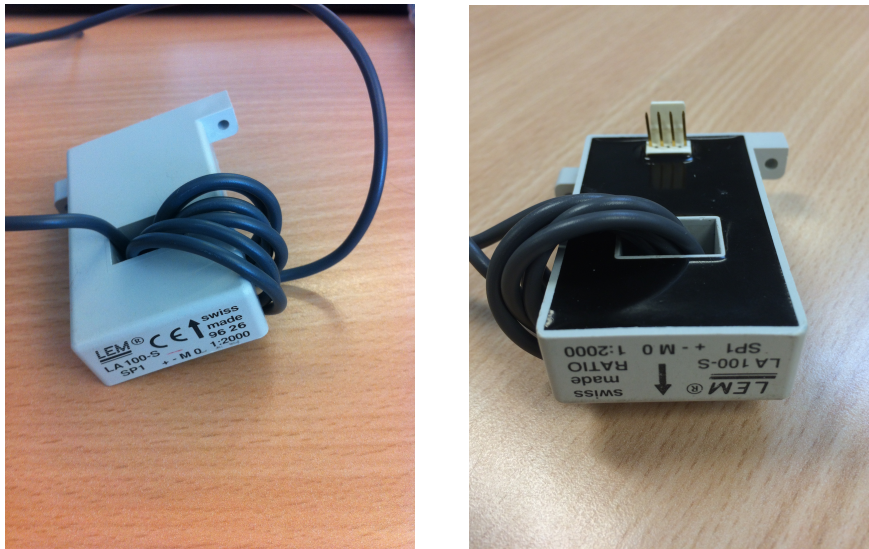
Under följande sektion beskrivs den utrustning som används och hur den används för att mäta och samla in data från experimentet. För att göra det möjligt att använda följande utrustning har en del verkstadsjobb utförts. Olika kablar har satts ihop efter behov och komponenter har lösts fast vid kretskort för att göra mätningar och kopplingar möjliga.

3.3.1 Strömmätning

I detta projekt används strömmoduler av typen LEM LA-50S, LA-100S (figur 3.7), samt LEM LF-305-S vilka bygger på tekniken med slutna Hall-sensor, se avsnitt 2.4, för mätning av framförallt DC-nivåer. Strömmodulerna ansluts till det kretskort som anpassats för strömmätningen genom att leda modulens mätsignal genom en resistor vidare till nollpotential. Spänningen mäts över motståndet och strömmen beräknas genom Ohms lag samt det förhållande som strömmodulen är försatt i, se figur 3.7.

I experimentet gäller följande för strömodul LA-50S och LA-100S:

$$I = \frac{U}{R} \cdot \frac{2000}{7} \quad (3.1)$$



(a) Data på strömodulen. (b) Kontaktben.

Figur 3.7: Strömodul LEM LA-100s med kabeln träd sju varv genom modulen för bättre upplösning och noggrannhet i strömmätningen. Ratio 1:2000 innebär att mätsignalen minskas enligt detta förhållande.

Vidare används strömtänger av typen Lecroy AP015, vilka också utnyttjar Hall-effekten, för mätning av relevanta strömmar i systemet och för att kunna verifiera tillförlitligheten hos strömodulerna och den tillhörande egenkonstruerade mätkretsen. Strömtängerna används för att kunna mäta ström utan ingrepp i mätkretsen och för den nödvändiga galvaniska åtskillnaden mellan mätsystem och mätobjekt som säkrar personal och mätsystem från farlig spänning. Vidare används också en rogowskispole med hög bandbredd, CWT 015B UM, för att verifiera högfrekventa växelströmskomponenter vid batterierna.

3.3.2 Spänningsmätning

För spänningsmätning i mätkretsen används ett mätsystem baserat på isolationsförstärkaren AD210, se avsnitt 2.7. Även här är syftet att mätsystemet ska vara galvaniskt åtskilt från mätobjektet vilket ger skydd mot farlig spänning vid eventuella fel. Vid mätning av DC-ledets spänningsrippel är AC-komponenterna på DC-ledet av primärt intresse. Därför ansluts utsignalen från isolationsförstärkaren via ett högpasfilter (bestående av en kondensator) med gränshänsen 7,3 Hz till operationsförstärkaren, som i sin tur förstärker mätsignalen till oscilloskopet. Värdena på resistanserna R_1 och R_2 väljs till 1,5 k Ω respektive 27 k Ω och mätsignalen förstärks enligt (2.5) till 19 gånger.

3.3.3 Datainsamlingsenhet

För att få alla mätvärden från samma driftpunkt och tidpunkt används en datorstyrd 8-kanalig oscilloskopsmodul av fabrikat Picoscope, figur 3.8. Till denna ansluts de strömmoduler och strömtänger som nämns i avsnitt 3.3.1 samt prober och koaxialkablar för spänningsmätningen. Mätsignalerna kan avläsas i Picoscopes program i den USB-anslutna PC:n. Picoscope-enheten innehåller förutom de 8 ingångarna också en utgång för en intern funktionsgenerator som styrs av tillhörande PC-programvara. I programvaran kan också relevanta oscilloskopsbilder och mät-historik sparas för senare jämförelser. Nedan listas det som läses in på kanalerna som används.

Kanallista:

- A. Ström från batteriet
- B. Strömrippel DC-sidan (Rogowskispolen)
- C. Spänningsrippel från batterierna
- D. PWM (V_{AN})
- E. Huvudspänning från omriktaren
- F. Ström fas A (brun, från omriktaren)
- G. Ström fas B (vit)
- H. Ström fas C (lila)



Figur 3.8: Picoscope-enheten.

4

Mätningar och simuleringar

Här beskrivs de mätningar och simuleringar som ligger till grund för projektet och de resultat som erhålls. I arbetet har ett antal skilda belastningsfall valts ut. Varje belastningsfall kännetecknas av följande parametrar: inställd frekvens hos omriktarens utspänning (f_{motor}), inställd modulationsfrekvens för omriktarens PWM-generering (f_{PWM}), mekanisk belastning av asynkronmaskinen samt batteriuppställning.

4.1 Mätningar av ström- och spänningsrippel

Mätningar görs vid tre olika batteriuppställningar, alla tre med enbart seriekopplade batterier, eftersom den dubbla kapacitet parallellkopplade batterier ger inte är nödvändig under de relativt korta körningarna. Enbart seriekopplade batterier ger också störst amplitud på strömripletet och därmed störst tydlighet. Uppställning och nominell spänning anges i tabell 4.1.

Tabell 4.1: Antal seriekopplade batterier och den nominella spänningen för de batteriuppställningar som används.

Batteriuppställning	Nominell spänning
2 i serie	100,8 V
4 i serie	201,6 V
6 i serie	302,4 V

I tabell 4.2 beskrivs de olika driftpunkter batterierna utsätts för vid de utförda mätningarna. De olika parametrarna ställs in för varje batteriuppställning och sammanlagt registreras 48 mätningar. Asynkronmaskinen belastas i varje driftsfall mekaniskt av en DC-maskin på samma axel, och detta görs med två utvalda belastningsfall som hädanefter kallas ”lätt” respektive ”tung” belastning. Vid lätt belastning matas DC-maskinen med 0,6 A ankarström och 1,5 A fältström medan ankarströmmen vid tung belastning ändras till 1,9 A. Det bromsande momentet, som är proportionellt mot ankarströmmen, beräknas till mellan 0,7 och 2,3 Nm för lätt respektive tung belastning. Vid vissa tunga driftsfall begränsas ankarströmmen till omkring 1,0 A för att inte bromsa asynkronmaskinen helt.

4. Mätningar och simuleringar

Tabell 4.2: Värden för de olika parametrarna som ställs in för att åstadkomma olika driftspunkter.

f_{PWM}	1	2	5	10	[kHz]
f_{motor}	5	20			[Hz]
Belastning	Lätt	Tung			

Vid samtliga mätningar är omgivningstemperaturen omkring 22°C , och eftersom de valda belastningsfallen inte utgjort någon betydande belastning för batterimodulerna har inte cellernas temperatur förändrats mer än omkring 1°C över rumstemperaturen för någon mätning. För att asynkronmaskinens faser ska matas korrekt, justeras PWM-switchningens pulsbredd i dSpace-systemet så att maskinens fasspänning har en grundton av $23 V_{RMS}$ vid $f_{motor} = 5\text{ Hz}$ respektive $92 V_{RMS}$ vid $f_{motor} = 20\text{ Hz}$. Dessa spänningar står i proportion till maskinens märkdriftpunkt (230 V vid 50 Hz). Ett specifikt driftsfall väljs här ut för en detaljerad analys. Först bestäms batteriuppställning till två batterier eftersom denna koppling belastar batterierna med störst strömmar. Driftsfallet bestäms genom att undersöka omriktarens PWM-generering och de fasströmmar som omriktaren matar ut till motorn. Figur 4.1 visar PWM-signal och fasströmmar vid olika switchningsfrekvenser och figur 4.1b påvisar PWM-signalen som ger de mest sinusformade fasströmmarna. PWM-signalen mäts som potentialen mellan första fasen och neutralpunkten i omriktaren, V_{AN} , där neutralpunkten är samma punkt som batteriets minuspol. Vid högre switchfrekvenser som

5 kHz och särskilt 10 kHz noteras begränsningar i dSpace-systemet som stör PWM-genereringen vilket medför distorsion på fasströmmarna, se figur 4.1d.

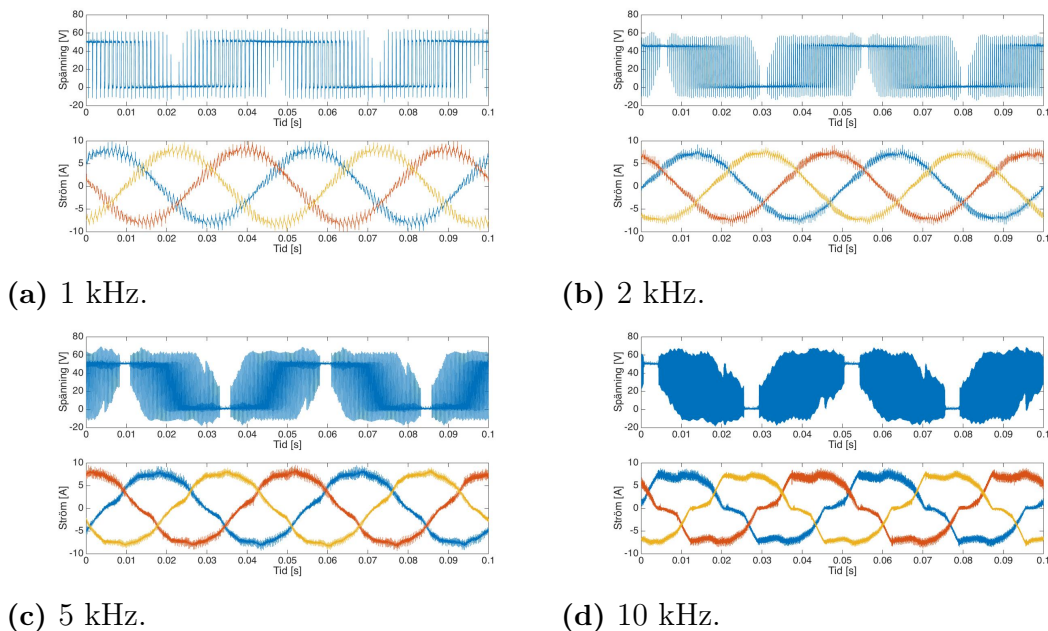
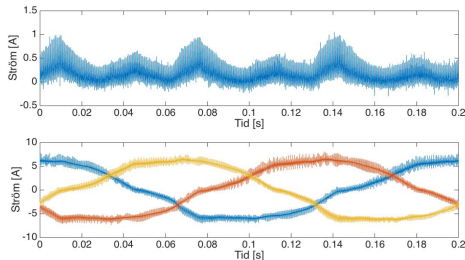
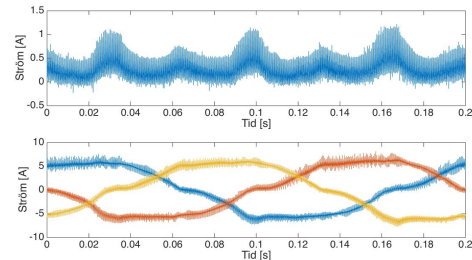


Figure 4.1: PWM-signaler och fasströmmar vid olika switchfrekvenser. Driftsfall med två batterier, $f_{motor} = 20\text{ Hz}$ och tung belastning.

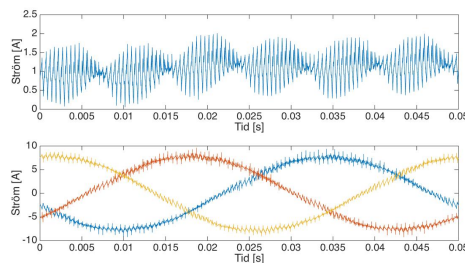
Vidare analyseras de olika belastningarna som motorn utsätts för vid olika frekvenser hos omriktarens utspänning i figur 4.2. Strömmarnas utseende i figur 4.2a, 4.2b och 4.2c, 4.2d förändras inte mycket till karaktär vid samma frekvens hos omriktarens utspänning medan amplituden förändras något beroende på lätt eller tung belastning.



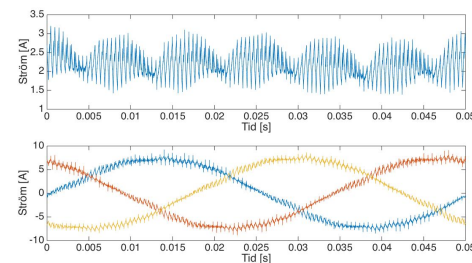
(a) 5 Hz, lätt belastning.



(b) 5 Hz, tung belastning.



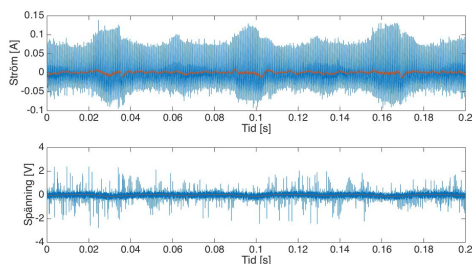
(c) 20 Hz, lätt belastning.



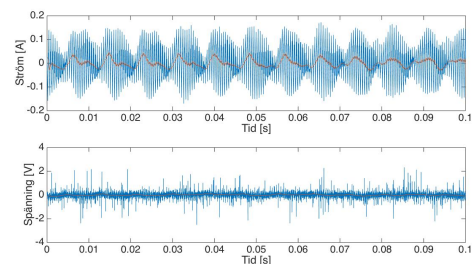
(d) 20 Hz, tung belastning.

Figur 4.2: Batteristrom och fasströmmar vid olika belastningar. Driftsfall med två batterier och $f_{PWM} = 2$ kHz.

I figur 4.3 illustreras ström- och spänningsriplet vid batterierna. För att tydligare se strömriplets vågform har dessa mätvärden filtrerats med ett Butterworth-filter och den filtrerade signalen är i de övre graferna orange.



(a) 5 Hz, tung belastning.



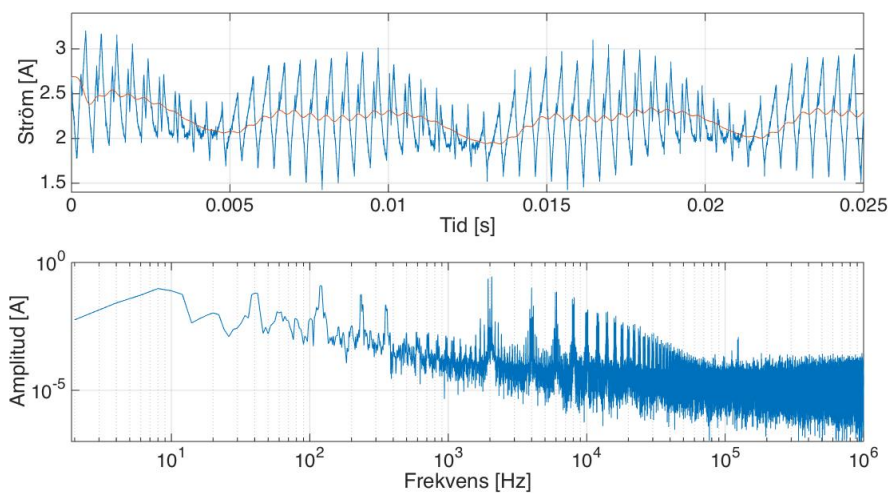
(b) 20 Hz, tung belastning.

Figur 4.3: Ström- och spänningsriplet vid batterierna vid olika frekvenser hos omriktarens utspänning.

För att undersöka vilka frekvenser som dominerar ström- och spänningsriplet på DC-ledet utförs en FFT-analys, vilket beskrivs och utförs i avsnitt 4.1.1, av de mätvärden som presenterats i figurerna ovan.

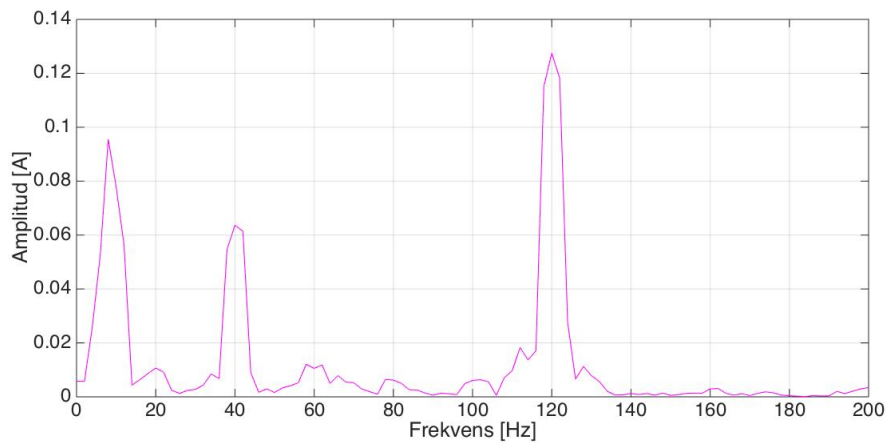
4.1.1 FFT-analys av mätvärden

Den insamlade mätdata analyseras genom en *Fast Fourier Transform*, FFT, som utförs i MATLAB. FFT-analysen utförs med funktionen *Flat Top Window*, FTW, som är en funktion som ger en tydlig bild av amplituderna för den fundamentala frekvensen och dess harmoniska övertoner, alltså de frekvenser som ger upphov till störst rippel. I figur 4.4 syns i översta grafen batteriströmmens vågform under perioden 25 ms och dess filtrerade signal (orange). Den fundamentala frekvensen är i detta driftsfall 20 Hz och i den undre grafen ges resultatet av FFT-analysen som visar att den sjätte övertonen av f_{motor} (här 120 Hz) samt frekvensen för switchningen i omriktaren (2 kHz) är några av de frekvenser som dominerar i strömripplets utseende på DC-sidan. Signifikanta amplituder ses också vid den första och andra multipeln av den sjätte övertonen. Dessutom finns två spikar vid 2000 ± 60 Hz som har stor inverkan på ripplets utseende, se även figur 4.6.



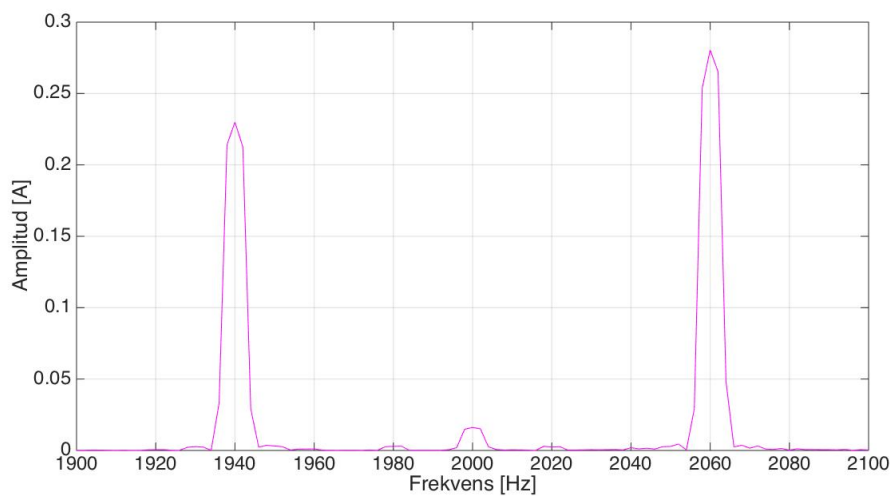
Figur 4.4: Tre perioder av batteriströmmen i den övre grafen och FFT-resultatet av hela batteriströmmen i den nedre. Två batterier, $f_{PWM} = 2000$ Hz och $f_{motor} = 20$ Hz tung belastning.

I figur 4.5 illustreras de lägsta frekvenserna från FFT-analysen ovan. Den tydliggör även att den andra övertonen vid 40 Hz, förutom den sjätte, har en viss påverkan på DC-ledets rippel. Figuren visar också att frekvensen 8 Hz influerar, den förmodas vara en störning av mekanisk härkomst som mest troligt uppstår till följd av oscillationer i takt med motoraxelns rotation. FFT-funktionens frekvensupplösning om 2 Hz ger begränsad noggrannhet här, varför denna frekvenstopp i verkligheten bör röra sig kring 9 Hz, vilket motsvarar motorns rotationshastighet givet en viss eftersläpning som lasten orsakar.



Figur 4.5: Amplitudspektrum för batteriströmmen med fokus inom intervallet 2-200 Hz. Samma driftsfall som ovan.

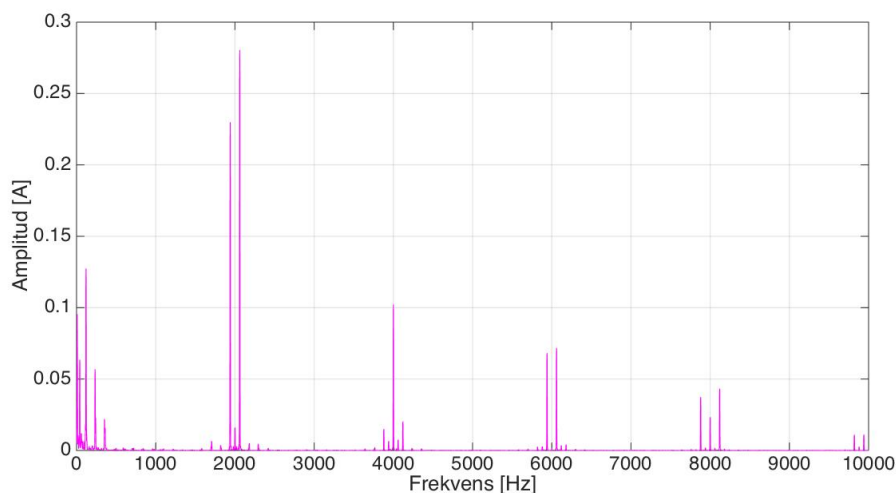
Switchfrekvensen i omriktaren förväntas påverka ripplet och enligt [18] kan även sidband förväntas runt denna frekvens och dess multipler. För switchfrekvens 2000 Hz uppstår sidband vid 2000 ± 60 Hz, vilka har störst inverkan på ripplets form i frekvensspektrat. Figur 4.6 ger en tydligare bild av frekvensspannet 1900 - 2100 Hz ur figur 4.4.



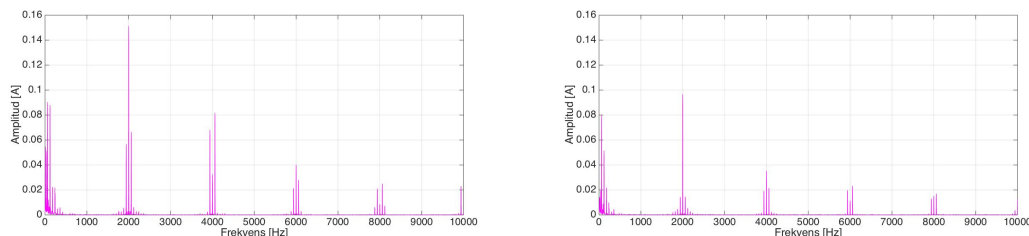
Figur 4.6: Batteriströmmens amplitudspektrum för frekvenser mellan 1900 - 2100 Hz.

Fortsättningsvis visar FFT-analysen att udda multipler av switchfrekvensen släcks ut samtidigt som sidband vid ± 60 Hz, det vill säga ± 3 gånger f_{motor} , tar form in till de multipler av f_{PWM} som observeras i figur 4.7. Samma utsläkningsfenomenen kring udda multipler av switchfrekvensen hos DC-ledsströmmen visas också i bland annat [2] och [19]. Det är viktigt att påpeka att detta gäller då systemet körs med endast två batterimoduler i serie, det vill säga med den lägsta matningsspänningen och fullt utnyttjad pulsbredd i PWM-switchningen. Vid belastningsfallen fyra

respektive sex seriekopplade batterier sker PWM-switchningen med en halv respektive en tredjedel så stor pulsbredd för att erhålla rätt matningsspänning till asynkronmaskinen. I dessa fall förändras utseendet hos ovannämnda utsläkningsfenomen, se figur 4.8. De huvudsakliga frekvenskomponenternas position i de högre frekvenserna vid full pulsbredd kan beskrivas enligt: $f_{PWM} \pm 3f_{motor}$ och $2f_{PWM}$, vilket är ett mönster som upprepar sig vid udda respektive jämna multipler av f_{PWM} uppåt i frekvensspektrat. Detta kan också ses i [19].



Figur 4.7: Amplitudspektrum för strömriplet med linjär frekvensskala från 0 till 10 kHz.



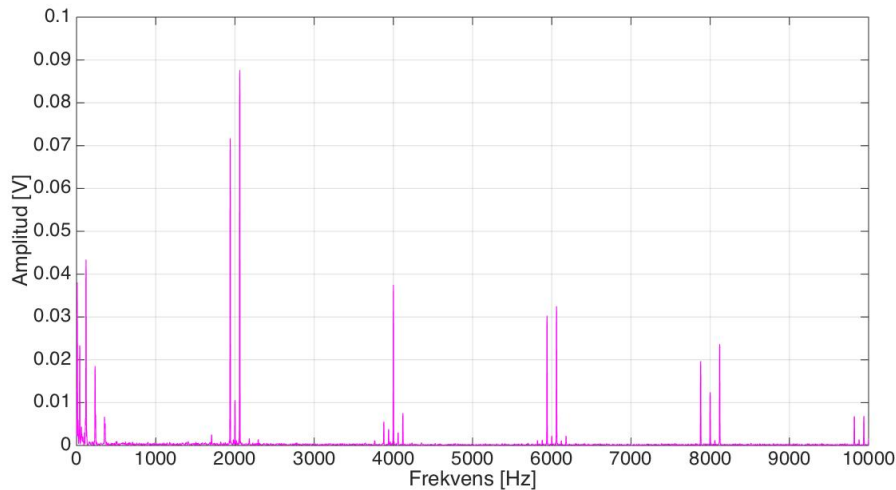
(a) Fyra batterier.

(b) Sex batterier.

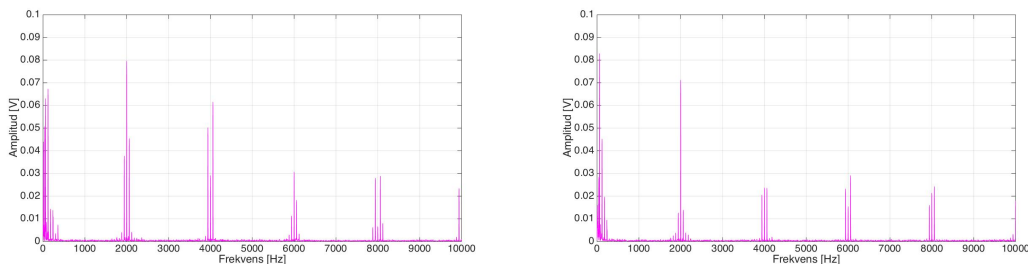
Figur 4.8: Amplitudspektrum för strömriplet inom 0 till 10 kHz för fyra respektive sex batterier med samma driftsfall som ovan.

Vid övriga mätningar påvisas att en pulsbredd om 0.8 och lägre - som är fallet vid matning med fyra eller sex batterier i serie - förändrar amplituden för switchfrekvensen samt förhållandet mellan dess multipler och sidband.

En FFT-analys av spänningsriplet vid batterispänningen bekräftar de fenomen som upptäckts för strömriplet. I figur 4.9 och 4.10 illustreras amplitudspektrum för två, fyra respektive sex batterier och graferna visar att samma frekvenser påverkar ripplet för både ström och spänning, om än med något olika amplituder.



Figur 4.9: Amplitudspektrum för FFT-analysen av batterispänningens AC-komponenter. Två batterier.



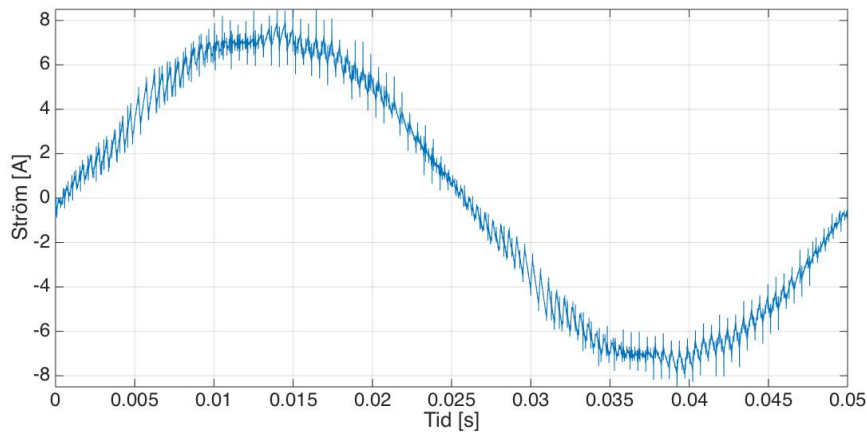
(a) Fyra batterier.

(b) Sex batterier.

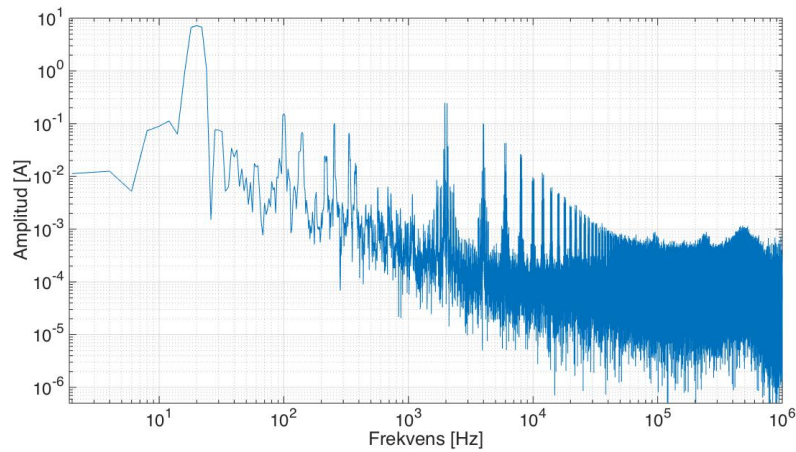
Figur 4.10: Amplitudspektrum av spänningsrippel vid de olika batteriupställningarna.

En analys av strömmen genom asynkronmaskinens fas A, som kan ses för en period i figur 4.11, visar att sidband kring multiplar av switchfrekvensen dominerar bland de högre frekvenserna, se figur 4.12. Det visar sig också att femte och sjunde övertonerna, 100 respektive 140 Hz, dominerar bland de lägre frekvenserna, se figur 4.13. Haghbin [2] noterar också detta, och visar dessutom analytiskt att dessa specifika övertoner är förknippade med uppkomsten av den sjätte övertonen som dominerar hos DC-ledströmmen. Förutom femte och sjunde övertonerna kan liknande ”övertonspar” skönjas på 11:e och 13:e, 17:e och 19:e plats - och så vidare, med gradvis avtagande amplitud - i det harmoniska övertonsregistret. Dessa övertonspar uppträder konsekvent i mätningarna av fasströmmar för samtliga driftsfall.

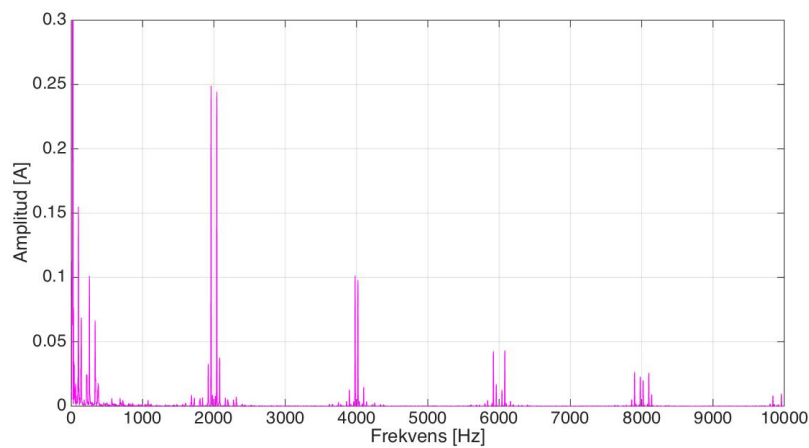
4. Mätningar och simuleringar



Figur 4.11: Fasström A under en period, 50 ms.

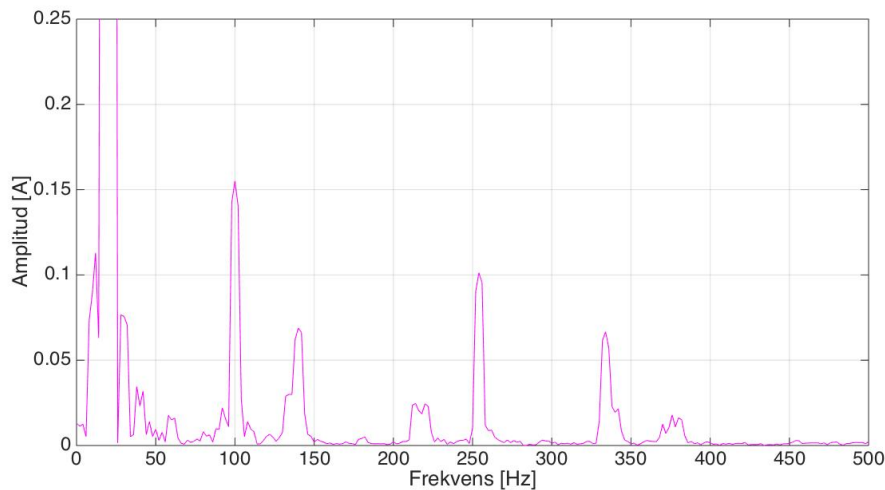


(a) Logaritmsikt amplitudspektrum för fasströmmen. Amplituden för grundfrekvensen 20 Hz är 7,24 A.



(b) Linjär graf inzoomad i y-led för att tydliggöra övriga frekvensers påverkan på fasströmmens utseende.

Figur 4.12: FFT-resultat av fasström A.



Figur 4.13: Amplitudspektrum av fasströmmen för frekvenser upp till 500 Hz.

4.2 Verifiering av ström- och spänningsrippel

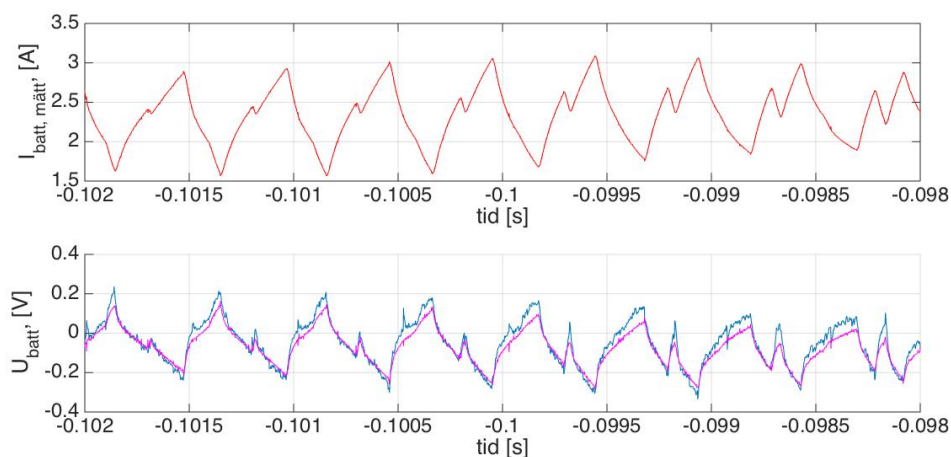
Simuleringar utförs i MATLAB/Simscapen med modellen som skapats i projektet (bilagor A.4.2 och A.4.3) för att teoretiskt kunna verifiera storlek och utseende hos det rippel i DC-ledets spänning och ström som uppmäts i den fysiska modellen.

4.2.1 Verifiering av spänningsrippel

Strömvärden från batterierna som sparats på fil från de fysiska mätningarna används i den virtuella modellen för att simulera teoretiska spänningskurvor. Här presenteras ett exempel på en sådan verifiering. I figur 4.14 visas spänningsriplet på DC-ledet för 2 kHz switchfrekvens, uppmätt i den fysiska modellen respektive verifierat i simulering. Den uppmätta spänningssignalen är högpasfilterad i mätsystemet - detsamma gäller för den simulerade spänningssignalen i Simulink - eftersom rippet ska studeras med avlägsnad DC-nivå för tydlighetens skull. Vidare har både uppmätt och simulerad spänningssignal genomgått likadan lågpasfiltering för att eliminera högfrekventa artefakter, ”spikar”, i signalen. Grafen visar att simuleringens spänningsrippel kommer mycket nära det uppmätta i ett givet ögonblick, med avseende på amplitud och utseende. En FFT-analys av det uppmätta rippet i ström och spänning och tillämpning av Ohms lag vid en given frekvens resulterar i impedanserna: $0,318 \Omega$ med fasvinkel $15,9$ grader och $0,301 \Omega$ med fasvinkel $5,7$ grader, vid frekvenserna 2 kHz respektive 1 kHz. Motsvarande impedanser i simuleringen beräknas till $0,231 \Omega$ med fasvinkel $7,9$ grader respektive $0,237 \Omega$ med fasvinkel $-2,2$ grader. En avvikelse om ungefär $90 \text{ m}\Omega$ respektive $70 \text{ m}\Omega$ är alltså aktuell mellan simulering och mätning i dessa fall. Ett exempel på FFT-analys av batterispänningen för 2 kHz visas i figurerna 4.15 och 4.16.

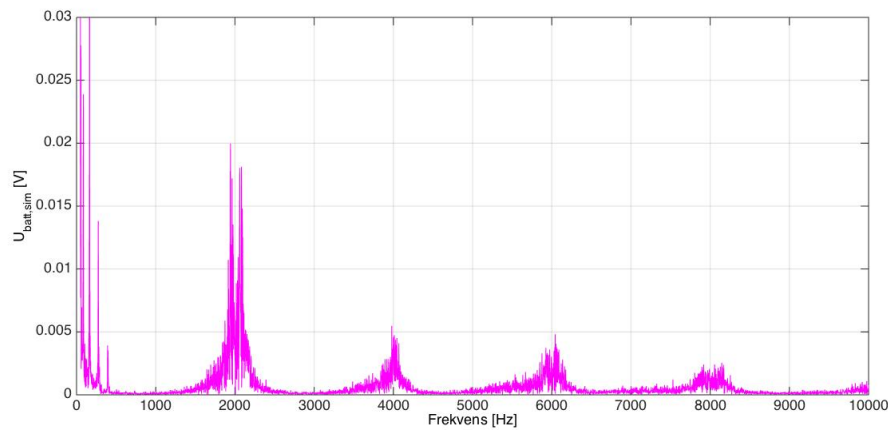
En möjlig orsak till avvikelsen är att det simulerade systemet saknar några av de

impedanser som det fysiska systemet har. Detta kunde förväntas, genom att det i simuleringen inte tagits hänsyn till de små men icke försumbara impedanser som finns i batterimodulens interna kopplingsbleck som förbinder de enskilda battericellerna. Dessa impedanser - och i synnerhet deras frekvensberoende - är inte helt kända, men ovanstående resultat visar dock en viss likhet med tillverkarens uppskattning (se avsnitt 3.2.1).

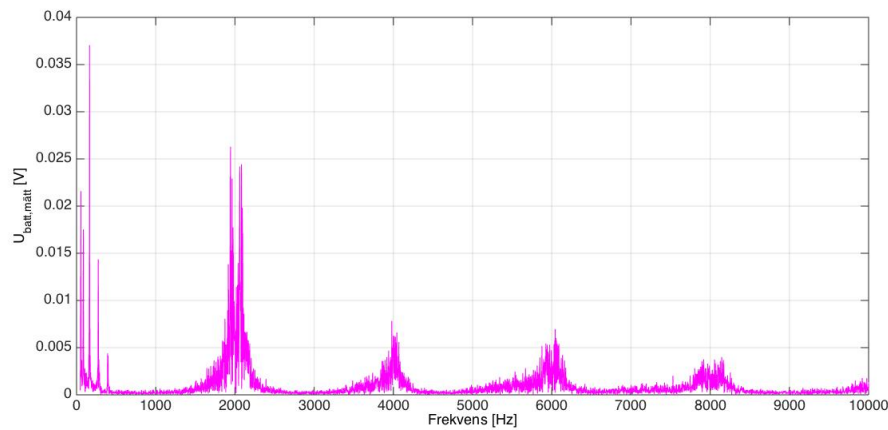


Figur 4.14: Uppmätt strömrippel och uppmätt spänningsrippel jämfört med simulerat spänningsrippel vid 2 batterier, $f_{PWM} = 2$ kHz samt $f_{motor} = 20$ Hz samt hård belastning. Grafen visar ripplet under 4 millisekunder, eller 8 switchningsperioder.

FFT-analyserna, som illustreras i figur 4.15 och 4.16, av den simulerade och uppmätta batterispänningen vid $f_{PWM} = 2$ kHz visar att resultatet överensstämmer med de uppmätta värdena med avseende på frekvensinnehåll, och visar också en amplitudskillnad motsvarande den i figur 4.14. Observera att amplitudnivåerna kring multiplar av switchfrekvensen i figurerna 4.15 och 4.16 inte är rättvisande jämfört med figur 4.9 på grund av ett problem i simuleringen och dess samplingsintervall, som inte har kunnat fixeras vid samma värde som oscilloskopets. Den relativa skillnaden mellan simulerat spänningsrippel och uppmätt spänningsrippel är dock rättvisande, då datapunkterna insamlats vid samma simulering.



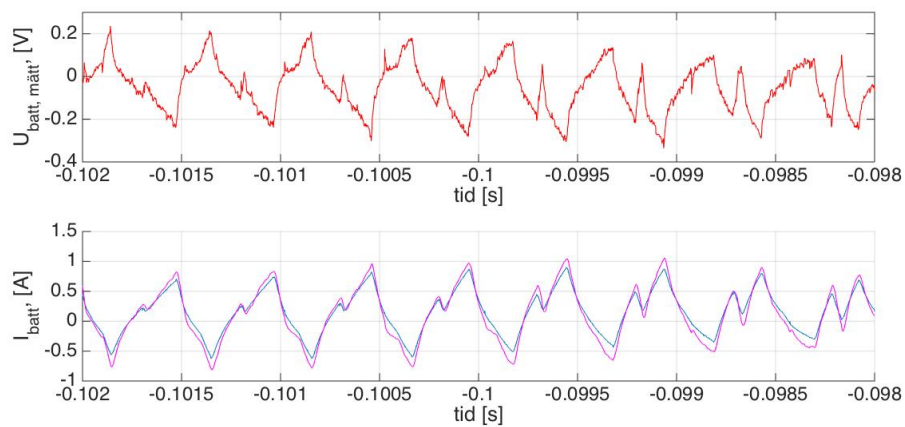
Figur 4.15: Amplitudspektrum av den simulerade batterispänningen.



Figur 4.16: Amplitudspektrum av den uppmätta batterispänningen.

4.2.2 Verifiering av strömrippel

Analogt används en uppmätt batterispänning för att med hjälp av den simulerade batterimodellen återskapa och verifiera DC-ledets strömrippel. Modellen som används för denna verifiering kan ses i bilaga A.4.3 och resultatet av verifieringen, där det uppmätta strömrippet jämförs med det simulerade, syns i figur 4.17. I denna verifiering ansluts en spänningskälla som spänningssätter batterisystemets impedanser med enbart AC-komponenterna, eller rippet, av DC-ledsspänningen, vilket resulterar i ett simulerat strömrippel som till utseende, amplitud och fasläge kommer nära de uppmätta värdena, med vissa avvikelser. Grafiska uppskattningar samt FFT-utvärdering av kurvorna resulterar i ett givet ögonblick i samma impedansvärden som i avsnitt 4.2.1, återigen med avvikelser av samma orsaker.



Figur 4.17: Uppmätt spänningsrippel och uppmätt strömrippel jämfört med simulerat strömrippel vid samma driftsfall som ovan. Grafen visar ripplet under 4 ms, eller 8 switchningsperioder.

5

Slutsatser

5.1 Slutsatser

Arbetet visar att mätningar av ström- och spänningsrippel på fordonets DC-led kan göras med tillfredsställande resultat. Eftersom DC-ledskapacitanserna i omriktaren aldrig helt förmår eliminera spänningsripplet är det istället aktuellt att begränsa ripplet till en nivå som gör att fordonets övriga utrustning inte påverkas av störningar. Ström- och spänningsripplet visar sig påverka DC-ledet i olika grad beroende på flera faktorer, av vilka några viktiga är batterispänningen och därmed pulsbredden i PWM-genereringen, belastningssituation och switchfrekvens. De största skillnaderna återfinns hos ripplets frekvensinnehåll för olika fall.

5.1.1 Verifieringar

Storlek och karakteristik hos spänningsripplet på DC-ledet kan med tillfredsställande resultat verifieras i datormodellen med vissa avvikelser. En möjlig bidragande orsak till avvikelser är att den datorsimulerade batterimodulen helt saknar impedans i anslutningarna, exempelvis lödningar och kopplingsbleck mellan enskilda battericeller och i yttre anslutningar. Dessa impedanser är i realiteten små men inte försumbara.

5.2 Förslag till vidare arbete

En möjlig påbyggnad på detta arbete är att göra noggranna mätningar av samtliga ingående impedanser hos den fysiska modellens batterimoduler, med sikte på att dels kunna generalisera en sådan mätmetod till att gälla flera typer av batterikällor och dels undersöka hur en batterimodul kan optimeras för att ingående kopplingsimpedanser ska bli så små som möjligt. Ytterligare studier i form av en mer systematiskt orienterad utvärdering av ström- och spänningsrippel i fordons DC-led, med standardiserade mätmetoder, kan i framtiden både vara fruktbara och nödvändiga. Elfordon levereras från ett allt bredare spektrum av tillverkare, och standarder och certifieringar kan bara hinna ikapp med hjälp av systematik. Vidare är det intressant att diskutera tolererbara nivåer på spänningsrippel ur fordonets övriga förbrukares synvinkel. Detta skulle givetvis också innefatta att göra en systematisk undersökning av de kravställningar som finns inom industrin avseende elfordonets övriga förbrukares ingångskapacitanser och störningskänslighet.

Litteraturförteckning

- [1] Rabiei, A., Thiringer, T., Groot, T. (2013) *Dc link voltage environment in an electrified vehicle*. Göteborg.
- [2] S. Haghbin *et al.*, High-frequency modelling of a three-phase pulse width modulation inverter towards the dc bus considering line and controller harmonics, *The Journal of Engineering*, vol. 10, ss. 1-3, okt. 2014. doi:10.1049/joe.2014.0167 [Hämtad: 1 apr. 2015].
- [3] Phoenix Broadband, *Randles Model*, "Youtube. 12 dec 2013. [Online], <https://www.youtube.com/watch?v=uy1xhi4KDrM> [Hämtad: 25 mars 2015].
- [4] J.E.B. Randles, "Kinetics of rapid electrode reactions", *Discussions of the Faraday Society*, vol. 1, ss. 11-19, mars 1947; DOI: 10.1039/DF9470100011 [Hämtad: 25 mars 2015].
- [5] J.O'M. Bockris, R.E. White, B.E. Conway, *Modern Aspects of Electrochemistry*, vol 32. Hingham: Kluwer Academic Publishers, 1999, ss. 143. [E-bok] Tillgänglig: 30 april 2015 <http://site.ebrary.com/lib/chalmers/reader.action?docID=10052635>
- [6] Semikron, "3 phase inverter"2015 [Elektronisk bild]; http://static5.semikron.com/fileadmin/content/Products/Product_Lines/SEMIKUBE/Circuits/00_00_SEMIKUBE_topologien_3-phase-inverter.jpg
- [7] N. Mohan, *Power Electronics*, 3:e upplagan. Hoboken, N.J. : Wiley cop, 2003, s.232
- [8] A. Ponder, L. Pham, "Space Vector Pulse Width Modulation in Wind Turbines' Generator Control", IEEE Research Paper. XXXX http://www.academia.edu/6495069/Space_Vector_Pulse_Width_Modulation_SVPWM_ [Hämtad: 24 april 2014].
- [9] Hughes, A., Drury, B., *Electric motors and drives: fundamentals, types and applications*. Oxford: Newnes, 2013.
- [10] G. Xing *et al.*, Design, optimization, and measurement of closed-loop Hall effect current sensor, *Science China Technological Sciences*, vol. 57, nr. 9, ss. 1877-1882. doi: 10.1007/s11431-014-5614-1 [Hämtad: 2 apr. 2015].

- [11] Alfredo, L, 2011. Rogowski coil. [Elektronisk bild] webbplats: http://en.wikipedia.org/wiki/Rogowski_coil#/media/File:Rogowsky_coil.png [Åtkomst 2015-03-25], bild redigerad, CC-BY.
- [12] M.H. Samimi, A. Mahari, M.A. Farahnakian, The Rogowski Coil Principles and Applications: A Review,"vol. 15, nr. 2, ss. 651-658, nov 2014; DOI: 10.1109/jsen.2014.2362940 [Hämtad: 25 mars 2015].
- [13] B. Molin, *Analog elektronik*, 2:a upplagan. Lund: Studentlitteratur AB, 2009, s.39-48.
- [14] Analog Devices, "Isolation Amplifiers", Analog Devices, 2015 <http://www.analog.com/en/products/amplifiers/isolation-amplifiers.html> [Hämtad: 1 april 2015].
- [15] P. Horowitz, H. Winfield, *The Art of Electronics*, Second Edition. Cambridge: The press syndicate of the University of Cambri, 1989, ss.462-464.
- [16] Gamry, Basics of Electrochemical Impedance Spectroscopy", Gamry Instruments, 2014 <http://www.gamry.com/application-notes/basics-of-electrochemical-impedance-spectroscopy/>. [Hämtad: 9 april 2014].
- [17] Ghani, Z. A. Simulation Model of Three-Phase Inverter Using dSPACE Platform for PV Application, International Review on Modelling and Simulations, vol. 5, nr. 1, ss. 137-138, feb. 2012. http://www.researchgate.net/publication/233398872_Simulation_Model_of_Three-Phase_Inverter_using_dSPACE_Platform_for_PV_Application [Hämtad: 2 apr. 2015].
- [18] N. Mohan, *Power Electronics*, 3:e upplagan. Hoboken, N.J. : Wiley cop, 2003, s.206
- [19] A. Karvonen *et al.*, Harmonic Modeling of a Vehicle Traction Circuit Towards the DC bus, The 2014 International Power Electronics Conference, Hiroshima, 18-21 maj 2014, IEEE, ss. 1373-1378, doi: 10.1109/IPEC.2014.6869764

A

Bilagor

A.1 Batteri

Green Cubes Technology, datablad för batterierna.



GCT NMC Battery module Series: FBM-1100



Overview

GCTs robust, safe and user friendly NMC battery systems are designed for great flexibility for new designs, where lower weight, power and energy are in demand. High quality cells and a thermally enhanced design warrant longer life and reduced running costs.

System comes complete with highly advanced BMS.

Applications

- Small EV and wheelchairs
- Fork lifts
- AGV (Automated Guided Vehicle)
- Telecom and telemetry etc.

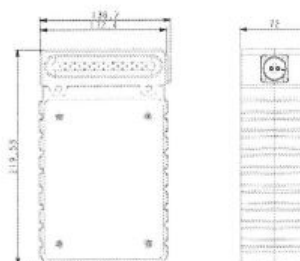
Features

- Heavy-duty robustness and safety
- Long life
- Customer configurable, CAN, analogue and binary I/Os etc.
- Lead Acid/NiCd/NiMH replacement
- Simple vehicle integration
- Integrated precision fuel gauging
- Historical logging for statistics
- Modular design enabling system voltages up to 450VDC.

Electrical characteristics

Maximum discharge current:	10C
Maximum charge current:	1C
Ambient temperature:	-10°C to +40°C
Storage temperature:	-30°C to +45°C
Cycle life (80% DOD) pack:	700 cycles
Calendar life (@25°):	5 years
Module size:	220x134x72mm
Module weight:	3.2kg
IP Class	IP23

Mechanical drawing (typical)





Thermal management:

Battery cells are thermally coupled, minimizing hotspots and uneven cell temperatures. A dedicated thermal interface may be used for additional cooling or heating, or thermally connect several modules together.

Battery management:

Each module is equipped with a highly advanced but robust BMS. This unit provide accurate balancing and fuel gauging, also keep track of usage and state of health. Parameters can be monitored online via CAN or USB.

Accessory options:

Modular configuration:

Up to 16 battery modules may connected together acting as one large battery. Modules can be series and/or series connected.

Battery disconnect device:

For systems up to 60VDC a 50A battery disconnect device can be integrated in each module. For system above 60VDC an internal fuse and an external disconnect device may be fitted instead.

Add-On device:

A special 10A (TBD) bidirectional DC/DC may be integrated in module. This enables hot swap connectivity to other battery systems where the need for a "spare tank" or added energy is needed.

Order information:

Part no.	Description	Weight (kg)
99521x ¹	25.3V 19Ah	3.2
99522x	36.2V 13Ah	3.0
99523x	50.7V 9Ah	2.9

¹x defined by selected accessory options. Please contact GCT for more information.

Product designed in accordance with:

Low voltage directive	EN 60335-1:2012
EMC directive	EN 55016-2-1,3 EN 61000-3-2 EN 61000-4-2 to 6
RoHS Directive	EN 50581:2012
Environment conditions	EN 60068-2-64 EN 60068-2-27

Product Certified and conforming to:

CE Conformity	2006/95/EG 2004/104/EG 2011/65/EG
UN	UN 38.3
RoHS Directive	EN 50581:2012

Contact information:

Green Cubes Technology
4106 Reas Lane #4
New Albany, IN USA 47150
Tel: 502-416-1060
Fax: 866-494-5970
Email: info@greencubestech.com

International:	
Malaysia	Taiwan
+60 3 7954 2493	+886 2 2657 9641
India	Sweden
+91 80 4166 6025	+46 70 496 7560

www.greencubestech.com

A.2 Operationsförstärkare

Första sidan av databladet för operationsförstärkare 741, med benkonfiguration.



CA741, CA741C, CA1458, CA1558, LM741, LM741C, LM1458

Single and Dual, High Gain Operational Amplifiers for Military, Industrial and Commercial Applications

November 1996

Features

- Input Bias Current 500nA (Max)
- Input Offset Current..... 200nA (Max)

Applications

- Comparator
- DC Amplifier
- Integrator or Differentiator
- Multivibrator
- Summing Amplifier
- Narrow Band or Band Pass Filter

Ordering Information

PART NUMBER	TEMP. RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. NO.
CA0741E	-55 to 125	8 Ld PDIP	E8.3
CA0741CE	0 to 70	8 Ld PDIP	E8.3
CA1458E	0 to 70	8 Ld PDIP	E8.3
CA1558E	-55 to 125	8 Ld PDIP	E8.3
CA0741T	-55 to 125	8 Pin Metal Can	T8.C
CA0741CT	0 to 70	8 Pin Metal Can	T8.C
CA1458T	0 to 70	8 Pin Metal Can	T8.C
CA1558T	-55 to 125	8 Pin Metal Can	T8.C
LM741N	-55 to 125	8 Ld PDIP	E8.3
LM741CN	0 to 70	8 Ld PDIP	E8.3
LM741H	-55 to 125	8 Pin Metal Can	T8.C
LM741CH	0 to 70	8 Pin Metal Can	T8.C
LM1458N	0 to 70	8 Ld PDIP	E8.3

Description

The CA1458, CA1558 (dual types); CA741C, CA741 (single types); high-gain operational amplifiers for use in military, industrial, and commercial applications.

These monolithic silicon integrated circuit devices provide output short circuit protection and latch-free operation. These types also feature wide common mode and differential mode signal ranges and have low offset voltage nulling capability when used with an appropriately valued potentiometer. A 10kΩ potentiometer is used for offset nulling types CA741C, CA741 (see Figure 1). Types CA1458, CA1558 have no specific terminals for offset nulling. Each type consists of a differential input amplifier that effectively drives a gain and level shifting stage having a complementary emitter follower output.

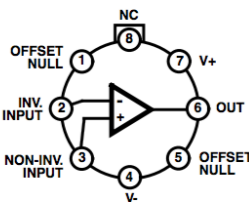
The manufacturing process make it possible to produce IC operational amplifiers with low burst "popcorn" noise characteristics. The CA741 gives limit specifications for burst noise in the data bulletin, File Number 530. Contact your Sales Representative for information pertinent to other operational amplifier types that meet low burst noise specifications.

Technical Data on LM Branded types is identical to the corresponding CA Branded types.

Pinouts

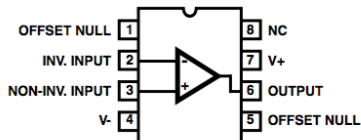
CA741, CA741C, LM741, LM741C (CAN)

TOP VIEW



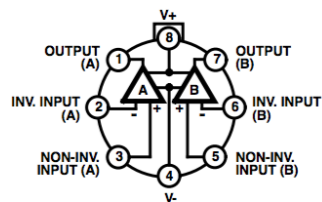
CA741, CA741C, LM741, LM741C (PDIP)

TOP VIEW



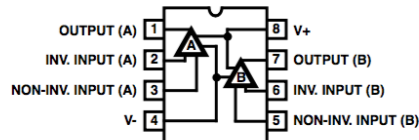
CA1458, CA1558 (METAL CAN)

TOP VIEW



CA1458, CA1558, LM1458 (PDIP)

TOP VIEW



CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge. Users should follow proper IC Handling Procedures.
Copyright © Harris Corporation 1996

File Number 531.3

A.3 Isolationsförstärkare

Analog Devices, sidan 1-2 från databladet för isolationsförstärkare AD210*.



Precision, Wide Bandwidth 3-Port Isolation Amplifier

AD210*

FEATURES

**High CMV Isolation: 2500 V rms Continuous
±3500 V Peak Continuous**
Small Size: 1.00" × 2.10" × 0.350"
Three-Port Isolation: Input, Output, and Power
Low Nonlinearity: ±0.012% max
Wide Bandwidth: 20 kHz Full-Power (-3 dB)
Low Gain Drift: ±25 ppm/°C max
High CMR: 120 dB (G = 100 V/V)
Isolated Power: ±15 V @ ±5 mA
Uncommitted Input Amplifier

APPLICATIONS

Multichannel Data Acquisition
High Voltage Instrumentation Amplifier
Current Shunt Measurements
Process Signal Isolation

GENERAL DESCRIPTION

The AD210 is the latest member of a new generation of low cost, high performance isolation amplifiers. This three-port, wide bandwidth isolation amplifier is manufactured with surface-mounted components in an automated assembly process. The AD210 combines design expertise with state-of-the-art manufacturing technology to produce an extremely compact and economical isolator whose performance and abundant user features far exceed those offered in more expensive devices.

The AD210 provides a complete isolation function with both signal and power isolation supplied via transformer coupling internal to the module. The AD210's functionally complete design, powered by a single +15 V supply, eliminates the need for an external DC/DC converter, unlike optically coupled isolation devices. The true three-port design structure permits the AD210 to be applied as an input or output isolator, in single or multichannel applications. The AD210 will maintain its high performance under sustained common-mode stress.

Providing high accuracy and complete galvanic isolation, the AD210 interrupts ground loops and leakage paths, and rejects common-mode voltage and noise that may otherwise degrade measurement accuracy. In addition, the AD210 provides protection from fault conditions that may cause damage to other sections of a measurement system.

PRODUCT HIGHLIGHTS

The AD210 is a full-featured isolator providing numerous user benefits including:

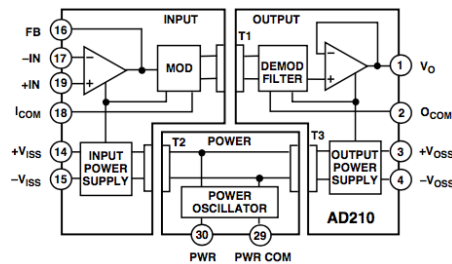
High Common-Mode Performance: The AD210 provides 2500 V rms (Continuous) and ± 3500 V peak (Continuous) common-

*Covered by U.S. Patent No. 4,703,283.

REV. A

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



mode voltage isolation between any two ports. Low input capacitance of 5 pF results in a 120 dB CMR at a gain of 100, and a low leakage current (2 μ A rms max @ 240 V rms, 60 Hz).

High Accuracy: With maximum nonlinearity of $\pm 0.012\%$ (B Grade), gain drift of ± 25 ppm/°C max and input offset drift of ($\pm 10 \pm 30/G$) μ V/°C, the AD210 assures signal integrity while providing high level isolation.

Wide Bandwidth: The AD210's full-power bandwidth of 20 kHz makes it useful for wideband signals. It is also effective in applications like control loops, where limited bandwidth could result in instability.

Small Size: The AD210 provides a complete isolation function in a small DIP package just 1.00" × 2.10" × 0.350". The low profile DIP package allows application in 0.5" card racks and assemblies. The pinout is optimized to facilitate board layout while maintaining isolation spacing between ports.

Three-Port Design: The AD210's three-port design structure allows each port (Input, Output, and Power) to remain independent. This three-port design permits the AD210 to be used as an input or output isolator. It also provides additional system protection should a fault occur in the power source.

Isolated Power: ±15 V @ 5 mA is available at the input and output sections of the isolator. This feature permits the AD210 to excite floating signal conditioners, front-end amplifiers and remote transducers at the input as well as other circuitry at the output.

Flexible Input: An uncommitted operational amplifier is provided at the input. This amplifier provides buffering and gain as required and facilitates many alternative input functions as required by the user.

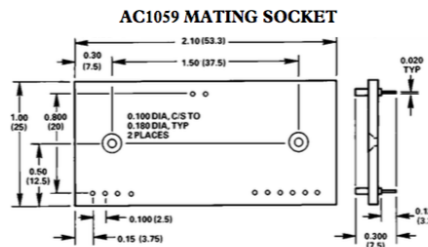
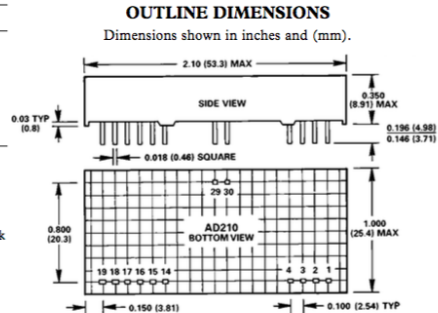
One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
 Tel: 617/329-4700 Fax: 617/326-8703

AD210—SPECIFICATIONS (typical @ +25°C, and $V_S = +15$ V unless otherwise noted)

Model	AD210AN	AD210BN	AD210JN
GAIN			
Range	1 V/V – 100 V/V	*	*
Error	±2% max	±1% max	*
vs. Temperature (0°C to +70°C)	+25 ppm/°C max	*	*
(–25°C to +85°C)	±50 ppm/°C max	*	*
vs. Supply Voltage	±0.002%/V	*	*
Nonlinearity ¹	±0.025% max	±0.012% max	*
INPUT VOLTAGE RATINGS			
Linear Differential Range	±10 V	*	*
Maximum Safe Differential Input	±15 V	*	*
Max. CMV Input-to-Output	*	*	*
ac, 60 Hz, Continuous	2500 V rms	*	1500 V rms
dc, Continuous	±3500 V peak	*	±2000 V peak
Common-Mode Rejection	*	*	*
60 Hz, $G = 100$ V/V	*	*	*
$R_S \leq 500 \Omega$ Impedance Imbalance	120 dB	*	*
Leakage Current Input-to-Output	*	*	*
@ 240 V rms, 60 Hz	2 μ A rms max	*	*
INPUT IMPEDANCE			
Differential	$10^{12} \Omega$	*	*
Common Mode	5 G Ω 5 pF	*	*
INPUT BIAS CURRENT			
Initial, @ +25°C	30 pA typ (400 pA max)	*	*
vs. Temperature (0°C to +70°C)	10 nA max	*	*
(–25°C to +85°C)	30 nA max	*	*
INPUT DIFFERENCE CURRENT			
Initial, @ +25°C	5 pA typ (200 pA max)	*	*
vs. Temperature (0°C to +70°C)	2 nA max	*	*
(–25°C to +85°C)	10 nA max	*	*
INPUT NOISE			
Voltage (1 kHz)	18 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	*	*
(10 Hz to 10 kHz)	4 μ V rms	*	*
Current (1 kHz)	0.01 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	*	*
FREQUENCY RESPONSE			
Bandwidth (–3 dB)	*	*	*
$G = 1$ V/V	20 kHz	*	*
$G = 100$ V/V	15 kHz	*	*
Settling Time (±10 mV, 20 V Step)	*	*	*
$G = 1$ V/V	150 μ s	*	*
$G = 100$ V/V	500 μ s	*	*
Slew Rate ($G = 1$ V/V)	1 V/ μ s	*	*
OFFSET VOLTAGE (RTI)²			
Initial, @ +25°C	±15 ± 45(G) mV max	(±5 ± 15(G) mV max)	*
vs. Temperature (0°C to +70°C)	(±10 ± 30(G) μ V/°C)	*	*
(–25°C to +85°C)	(±10 ± 50(G) μ V/°C)	*	*
RATED OUTPUT³			
Voltage, 2 k Ω Load	±10 V min	*	*
Impedance	1 Ω max	*	*
Ripple (Bandwidth = 100 kHz)	10 mV p-p max	*	*
ISOLATED POWER OUTPUTS⁴			
Voltage, No Load	±15 V	*	*
Accuracy	±10%	*	*
Current	±5 mA	*	*
Regulation, No Load to Full Load	See Text	*	*
Ripple	See Text	*	*
POWER SUPPLY			
Voltage, Rated Performance	+15 V dc ± 5%	*	*
Voltage, Operating	+15 V dc ± 10%	*	*
Current, Quiescent	50 mA	*	*
Current, Full Load – Full Signal	80 mA	*	*
TEMPERATURE RANGE			
Rated Performance	–25°C to +85°C	*	*
Operating	–40°C to +85°C	*	*
Storage	–40°C to +85°C	*	*
PACKAGE DIMENSIONS			
Inches	1.00 × 2.10 × 0.350	*	*
Millimeters	25.4 × 53.3 × 8.9	*	*

NOTES

- *Specifications same as AD210AN.
 - ¹Nonlinearity is specified as a % deviation from a best straight line.
 - ²RTI – Referred to Input.
 - ³A reduced signal swing is recommended when both ± V_{ISS} and ± V_{OSS} supplies are fully loaded, due to supply voltage reduction.
 - ⁴See text for detailed information.
- Specifications subject to change without notice.



AD210 PIN DESIGNATIONS

Pin	Designation	Function
1	V_O	Output
2	O_{COM}	Output Common
3	+ V_{OSS}	+Isolated Power @ Output
4	– V_{OSS}	–Isolated Power @ Output
14	+ V_{ISS}	+Isolated Power @ Input
15	– V_{ISS}	–Isolated Power @ Input
16	FB	Input Feedback
17	–IN	–Input
18	I_{COM}	Input Common
19	+IN	+Input
29	Pwr Com	Power Common
30	Pwr	Power Input

WARNING!

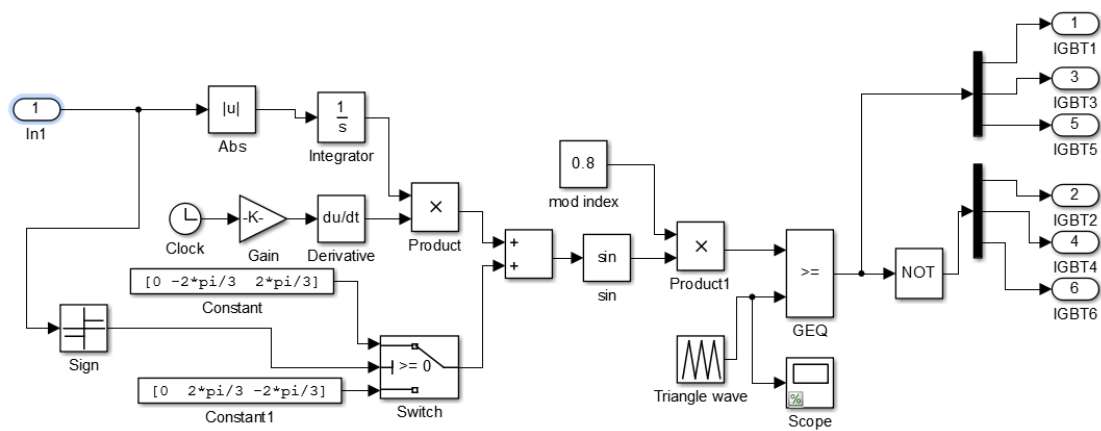
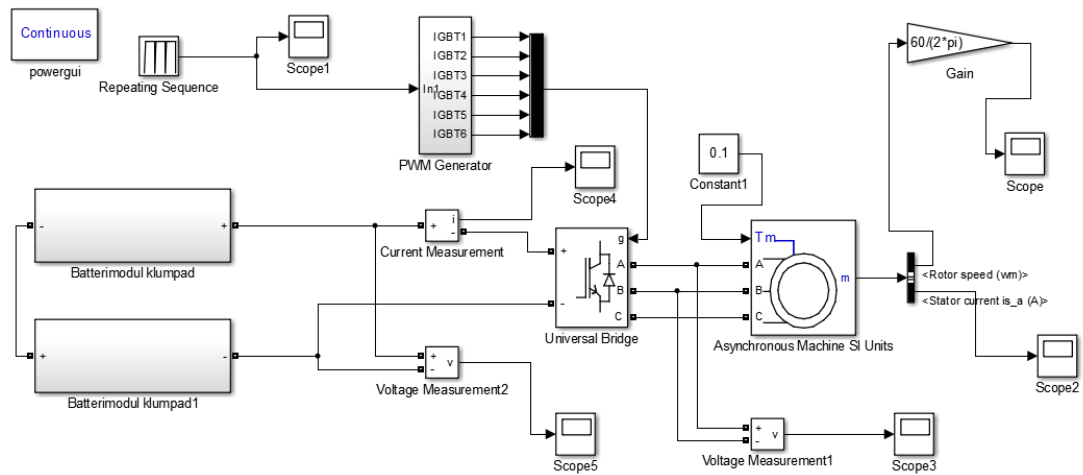
ESD SENSITIVE DEVICE

CAUTION
ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD210 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.

A.4 Datormodeller

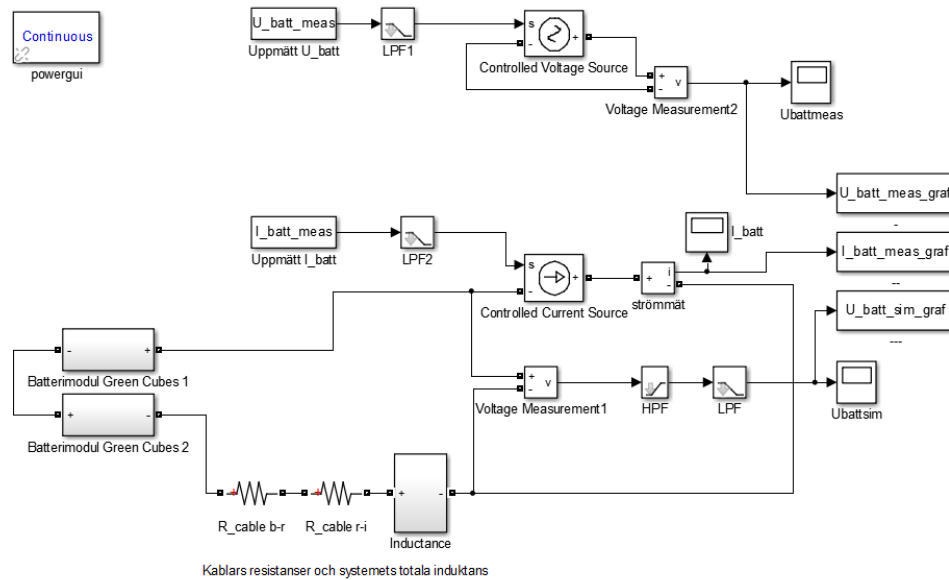
A.4.1 Modell över systemet

Övre delen: modell i Simulink över batteri, omriktare samt asynkronmaskin. Nedre delen: PWM-generering med triangelvågskomparation.



A.4.2 Modell för verifiering av spänningsrippel

Batterimoduler (två i serie) och strömkälla som belastar batterierna med tidsvarierande ström inläst från fil.



A.4.3 Modell för verifiering av strömrippel

Batterimoduler (två i serie, med nollställda cellspänningar) och spänningsskälla som spänningssätter batteriimpedanserna med tidsvarierande spänningssignal inläst från fil.

