

Analys och minskning av effektförlusterna i en borstlös likströmsmotor med vektorstyrning



Líder Xavier García Parrales

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

Examensarbete

**Analys och minskning av effektförlusterna i en
borstlös likströmsmotor med vektorstyrning**

Författare: Líder Xavier García Parrales

Handledare: Mats Alaküla (IEA)

Meike Rönn (BorgWarner)

Per Söderberg (BorgWarner)

Arne Hörberg (BorgWarner)

Examinator: Avo Reinap (IEA)

Januari-Juni 2023

Abstract

This report addresses power losses in an electric motor arising from various sources. The choice of motor control strategy can decrease efficiency if not implemented correctly or if the motor model in the control loop is overly simplified. BorgWarner, a key manufacturer of automotive components, experienced a significant increase in energy losses and reduced performance when switching their BLDC motors' control strategy from block commutation to field-oriented vector control.

The aim of this study is to analyze the differences between the implemented control algorithms at BorgWarner and identify and minimize the source of the increased losses. The report documents the approach taken to reduce power losses in the control of a brushless DC motor caused by an improper selection of currents in the dq-plane. The project strategy involves measurements and simulations to enhance the understanding of the specific motor in question, with the goal of identifying more energy-efficient combinations of control currents that better account for the motor's electromagnetic properties.

The simplified motor model in the control system was updated to select control signals that minimize losses based on operating conditions. The results demonstrate a drastic reduction in energy losses in the system with a maximum decrease of 50 W and 63 % (from 85 to 35 W) and an increased knowledge of the motor's characteristics for the company. Furthermore, the project establishes a foundation for further development and improvement of the efficiency of BorgWarner's implementation of field-oriented vector control.

Sammanfattning

Denna rapport fokuserar på effektförluster i en elektrisk motor och identifierar olika källor till dessa förluster. Arbetet undersöker hur valet av styrningsstrategi kan påverka motorernas effektivitet om den inte implementeras korrekt eller om modellen av motorn i reglersystemet är för förenklad. I detta fall studeras BLDC-motorer från BorgWarner, en framstående tillverkare av fordonskomponenter. En övergång från blockkommutering till fältorienterad vektorstyrning för användning i specifika applikationer resulterade i en betydande ökning av energiförluster och minskad prestanda i motorerna.

Syftet med detta examensarbete är att analysera skillnaderna mellan de olika styrningsalgoritmerna som implementerats av företaget och att hitta och minimera källan till de ökade förlusterna. Rapporten dokumenterar tillvägagångssättet för att minska effektförlusterna i styrningen av en borstlös likströmsmotor, vilket beror på ett felaktigt val av strömmar i dq-planet. Strategin innefattar mätningar och simuleringar för att öka kunskapen om den aktuella motorn och hitta mer energieffektiva kombinationer av kontrollströmmar som tar bättre hänsyn till motorns elektromagnetiska egenskaper.

För att åstadkomma detta uppdaterades den förenklade modellen av motorn i reglersystemet. Genom att optimera styrsignalerna i kretsen kan vi nu välja dem på ett sätt som minimerar förlusterna beroende på arbetspunkten. Resultatet av denna optimering är en betydande minskning med upp till 50 W och 62 % i energiförlusterna (från 85 W till 35 W) i FOC-styrningen och en ökad förståelse för motorns egenskaper för företaget. Projektet lägger också grunden för framtida utveckling och förbättring av verkningsgraden för BorgWarners implementation av fältorienterad vektorstyrning.

Förord

Arbetet som presenteras här är höjdpunkten av många års studier. Jag är tacksam för allt stöd från mina handledare och mina kamrater under dessa 20 veckor som projektet varade. Utan min handledare och lärare Mats Alakülas kompetens och kunskap hade vägen till ett lyckat examensarbete varit mycket svårare och fullt av obesvarade frågor. Jag är tacksam för allt hjälp från mina handledare på BorgWarner och för möjligheten till det här samarbetet.

Jag vill tacka mina nära och kära för allt stöd från gymnasiet till universitetet. Äntligen kommer mina familjemedlemmars vanligaste fråga: "Så... vad är du pluggar egentligen?" kunna ersättas med "Så... vad är det du jobbar med egentligen?".

Innehållsförteckning

1	Introduktion	1
1.1	Bakgrund	1
1.2	Syfte	1
1.3	Målformulering	2
1.4	Problemformulering	2
1.5	Motivering av examensarbetet	2
1.6	Avgränsningar	3
1.7	Disposition	3
2	Teknisk bakgrund	4
2.1	BLDC, Borstlösa likströmsmotorer	4
2.2	Den studerade BLDC-motorn	4
2.3	Sammanfattade skillnader mellan de studerade mjukvarorna	5
2.4	Blockkommatering	6
2.4.1	Den nuvarande implementation av blockkommatering	6
2.5	FOC, Fältorienterad vektorstyrning	6
2.5.1	Den nuvarande implementationen av fältorienterad vektorstyrning	7
2.6	Simulinksmodellen för fältorienterad vektorstyrning och kommunikationen med ECU:n	8
2.7	Vridmomentsreglering med minimal statorström	9
2.8	Förluster i en elektriskmotor	12
2.8.1	Kopparförluster	12
2.8.2	Järnförluster	13
2.9	Vridmomentsreglering med reducerade effektförluster	13
2.10	Motormodell i Ansys Motor-CAD	14
2.11	Testrigger	15
2.11.1	Estimering av motorns rotorposition	16
3	Metod	18
3.1	Mätning av strömmarna och förlusterna för FOC och blockkommatering	18
3.2	Estimering av motorns vinkelposition med kunskap om servonsvinkelposition	19
3.3	Mätning av påverkan av ett d-ström referensvärde på styrningen med FOC	23
3.4	Framtagning av momentytan och statorns flödesyta med hjälp av data från Motor-CAD och mätdata	24
3.5	Modellering av koppar- och järnförluster som funktioner av dq-strömmarna	24
3.6	Framtagning av optimala strömytor som funktion av vridmoment och statorns sammanlänkande flöde	25
3.7	Källkritik	25
4	Analys	25
4.1	Skillnaden i förluster mellan FOC och blockkommatering	26
4.2	Skillnaden mellan FOC och blockkommatering i dq-planet	28

4.3	Påverkan av en negativ d-ström på FOC-styrningens prestanda och effektförluster	30
4.3.1	Påverkan av olika referensvärde för d-strömmen på strömmens position i dq-planet	30
4.3.2	Påverkan av olika referensvärde för d-strömmen på strömmens position i dq-planet sett från ECU:n	32
4.3.3	Påverkan av en d-ström på motorns förmåga att hålla hastighetsreferensen	35
4.3.4	Påverkan av en d-ström på motorns strömkonsumtion och på de totala förlusterna	35
4.3.5	Påverkan av en d-ström på strömvektorns längd för låga hastigheter	39
4.4	Beräknade konstantvridmomentlinjer	41
4.5	Beräknade konstantflödeslinjer	42
4.6	Koppar- och järnförlusterna som funktion av dq-strömmarna	43
5	Resultat	47
5.1	Strömreferensytor som funktion av vridmoment och statorns flödeskoppling	47
5.2	Implementationen i Simulink	49
5.3	Jämförelse av den uppdaterade FOC-styrningen med den nuvarande FOC och med blockkommutering	50
5.3.1	Totala effektförluster	50
5.3.2	Kopparförluster	53
5.3.3	Motorns likströmskonsumtion	55
5.3.4	Förlusterna som procent av den totala elektriska effekten	58
5.4	Sammanfattande tabell av de totala effektförlusterna	60
5.5	Den uppdaterade FOC-styrningens prestanda vid 4000 RPM	61
6	Slutsats och framtida arbete	62
6.1	Slutsats	62
6.1.1	Vid vilka arbetspunkter kan företagets implementation av blockkommutering och den nuvarande FOC jämföras?	62
6.1.2	Hur stor är skillnaden i effektförluster mellan blockkommutering och den nuvarande FOC för de undersökta arbetspunkterna?	63
6.1.3	Vad gör den implementerade blockkommutering annorlunda i sin styrning jämfört med den nuvarande FOC-styrning?	63
6.1.4	Vilken strategi kan införas i den nuvarande FOC-styrningens algoritm sådan att förlusterna liknar de i blockkommutering (eller blir lägre)?	63
6.1.5	Vad är resultatet av en sådan uppdatering i styrningen och hur kan det förbättras vidare?	64
6.2	Framtida utvecklingsmöjligheter	65
7	Referenser	67

Terminologi

Aktuator: Ställdon, anordning som används för att styra en mekanism eller ett mekaniskt system.

BC: Block commutation, *sv.* Blockkommutering.

BLDC: Brushless DC motor, *sv.* borstlös likströmsmotor.

ECU: Eletronical control unit, *sv.* elektronisk styrenhet.

Emk: Elektromotorisk kraft eller elektromotorisk spänning (ems).

FOC: Field Oriented Control, *sv.* fältorienterad vektorstyrning.

MTPA: Maximum torque per Ampere, *sv.* maximalt vridmoment per Ampere.

1 Introduktion

Det här examensarbete syftar till att analysera de höga effektförlusterna i en borstlös likströmsmotor som styrs med fältorienterad vektorstyrning (FOC) jämfört med när den styrs med blockkommutering (BC). Målet är att identifiera källan till dessa förluster genom att analysera motorns strömmar i det roterande referensplanet för de två olika styrningarna. Sedan ska mjukvaran för FOC uppdateras för att göra ett bättre val av strömmar vid styrningen sådan att förlusterna minskar. Detta görs genom att introducera uppslagstabeller för dq-strömmarna som ger maximalt vridmoment per Ampere (MTPA) i den nuvarande styrningen.

Arbete genomförs på uppdrag av BorgWarner, ett företag inom fordonsindustrin. Implementationen av fältorienterad vektorstyrning som företaget använder idag har högre effektförluster jämfört med deras implementation av blockkommutering. Det är av intresse att jämföra skillnaderna mellan dessa styrningar för att kunna uppdatera den nuvarande FOC-mjukvaran och minska effektförlusterna som den orsakar. Det är viktigt, inte minst för BorgWarner, att alltid sträva efter mer energieffektiva tekniker som driver tekniken framåt och minskar energiförluster.

1.1 Bakgrund

BorgWarner är en framstående utvecklare av fordonskomponenter och erbjuder flera produktapplikationer som använder bortslösa likströmsmotorer. Dessa motorer används antingen som aktuatorer eller som oljepumpar. För mekaniska applikationer (där motorn fungerar som aktuator) använder BorgWarner fältorienterad vektorstyrning (FOC, Field Oriented Control).

Tidigare analyser har visat att motorernas strömförbrukning och värmeutveckling ökar när FOC används i BorgWarners applikationer jämfört med när blockkommutering används. Samma motor visar lägre strömförbrukning och temperaturer när den styrdes med en annan metod, nämligen företagets blockkommutering. Denna skillnad i effektförluster indikerar att det finns en skillnad i hur dessa algoritmer styr motorn, vilket innebär möjligheter till förbättring och ökad effektivitet.

Ett framgångsrikt examensarbete skulle betyda att källan till förlusterna och skillnaden mellan styrningarna identifieras samt att ett mer effektivt sätt att styra motorn föreslås och testas med positiva resultat.

1.2 Syfte

Syftet med arbetet är att utforska förbättringsmöjligheter i styrningens olika reglerkretsar. Förbättringarna kan vara uppdateringar av tidskonstanter eller parametervärden samt tillägg i reglerkretsarna så som uppslagstabeller eller framkoppling som ökar energieffektiviteten i styrningen.

En analys av förlusterna i inledningen av projektet kommer att tydliggöra vilka förbättringsmöjligheter som finns för styrningen. Det är av intresse att analysera hur algoritmerna styr fasströmmarna och fasspänningarna i förhållande till motorns rotorposition och varvtal. Där mjukvaran med blockkommutering estimerar rotorpositionen med hjälp av motorns emk och mjukvaran med FOC mäter rotorpositionen med hjälp av en positionsgivare lokaliserad på rotorn och en positionssensor lokaliserad i ECU:n.

Det förväntade resultatet är att FOC-styrningen efter uppdatering visar en ökad verkningsgrad tack vare en styrningsstrategi med ett mer effektivt val av styrningsströmmar.

1.3 Målformulering

Efter att effektförlusterna i motorn har mätts upp för arbetspunkterna 1500 RPM och 2500 RPM med upp till 20 Ncm last och förlustskillnaden har kvantifierats ska FOC-styrningen analyseras i dq-planet och jämföras med blockkommutering. Sedan ska FOC-mjukvaran uppdateras för att bli mer effektiv än den nuvarande styrningen eller om möjligt lika effektiv som blockkommutering.

1.4 Problemformulering

Några av de frågor som kommer att besvaras under arbetets genomförande är:

- Vid vilka arbetspunkter kan företagets implementation av blockkommutering och den nuvarande FOC jämföras?
- Hur stor är skillnaden i effektförluster mellan blockkommutering och den nuvarande FOC för de undersökta arbetspunkterna?
- Vad gör den implementerade blockkommutering annorlunda i sin styrning jämfört med den nuvarande FOC-styrning?
- Vilken strategi kan införas i den nuvarande FOC-styrningens algoritm sådan att förlusterna liknar de i blockkommutering (eller blir lägre)?
- Vad är resultatet av en sådan uppdatering i styrningen och hur kan det förbättras vidare?

1.5 Motivering av examensarbetet

Valet av ämnet för examensarbetet gjordes med avsikt att öka kunskapen inom området elmotorer, mer specifikt inom styrningen av elmotorer. Att hjälpa ett företag som BorgWarner med effektiviseringen av sin styrningsalgoritm är ett utmärkt sätt att applicera kunskapen från elektroteknikprogrammet i en praktisk situation och utöka/fördjupa dessa kunskaper.

1.6 Avgränsningar

Syftet med detta arbete är inte att ändra designen av den elektriska motorn för att öka verkningsgraden. Det är heller inte målet att ändra valet av hårdvaran så som mikrokontrollern. Företagets implementation av blockkommutering kommer inte ändras, den kommer endast användas för mätningar av strömmarna och för jämförelse av förlusterna.

Arbetet avgränsas till att ändra/uppdatera den befintliga styrningsalgoritmen för FOC i Simulink så att prestandan för den uppdaterade styrningen kan mätas på en mättrigg och analyseras. Målet är att visa hur verkningsgraden kan ökas. Målet är inte att få en kommersiell version av en uppdaterad styrning, utan att visa en tydlig väg till förlustminskning som uppnås genom ett bättre val av styrströmmar.

1.7 Disposition

Rapporten inleds med en introduktion som tydliggör syftet med examensarbetet, beskriver de olika målen och hur de ska uppnås, samt presenterar problemformuleringarna och hur de ska lösas. Därefter ges en teknisk bakgrund som förklarar den problematik som ska lösas i arbetet, samt de tekniker som används. I den tekniska bakgrunden hänvisas till källor som stöder arbetet och dessa källor anges som fotnoter.

Teorin som presenteras i denna rapport innehåller uttryck och ekvationer som använder den så kallade "effektinvarianta formen" som i källan [1]. Exempel på detta är ekvationer 6 och 15. Deras motsvarande amplitudinvarianta form presenteras i ekvationer 10 respektive 16. Beräkningarna i detta projekt samt källorna [2] och [3] använder sig av den amplitudinvarianta transformationen. Mjukvaran som behandlas i detta projekt använder den amplitudinvarianta formen och figurerna som visar dq-strömmarna i sina axlar presenteras i den formen också. **Läsaren får vara uppmärksam om vilken form som uttryck och ekvationer presenteras i för att undvika förvirring. Mer om skillnaderna mellan amplitud- och effektinvariant kan läsas om i källor [1] och [3].**

I metodavsnittet beskrivs tillvägagångssättet för att analysera och besvara de olika problemformuleringarna i rapporten, inklusive strategin för att göra FOC-styrningen mer effektiv. Under rubriken "Analys" beskrivs hur den planerade metoden implementeras och hur olika delresultat analyseras. Analysen omfattar en undersökning av förlustskillnaderna mellan den nuvarande FOC och blockkommutering, hur dessa styrningar skiljer sig elektriskt i dq-planet, samt hur användningen av en negativ d-ström påverkar förlusterna i den nuvarande FOC.

Resultatet visar en minskning av de uppmätta effektförlusterna med den uppdaterade FOC-mjukvaran jämfört med den ursprungliga FOC-mjukvaran. Dessa förluster jämförs även med mätningar av förlusterna med blockkommutering. Slutsatsen innehåller en analys av resultatet och ger en återkoppling till problemformuleringen och målet med examensarbetet.

2 Teknisk bakgrund

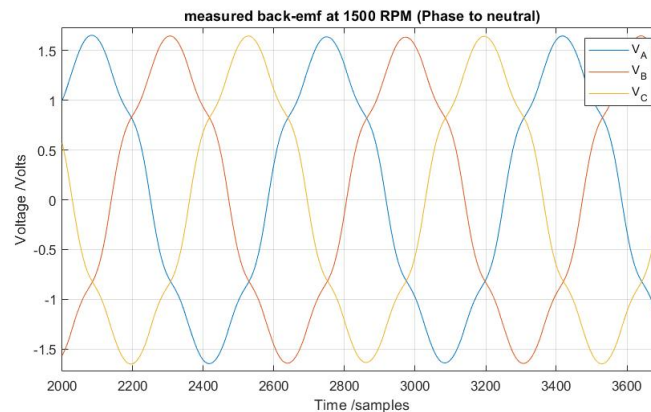
En teknisk bakgrund med information som anses relevant för förståelsen av detta projekt visas här. Information om motorn i fråga, styrningsmetoderna som behandlas, mätutrustningen och teorin som problemets lösning grundas i presenteras i detta kapitel.

2.1 BLDC, Borstlösa likströmsmotorer

Bortslösa likströmsmotorer saknar borstar, det vill säga att kommuteringen är elektriskt istället för mekaniskt. För att lösa kommuteringen under rotationen har borstlösa motorer 3 faser som strömmen kan flöda igenom för att ändra riktningen av det skapade magnetiska flödet. Tack vare sin trefasiga natur, påminner en BLDC-motor om en permanentmagnetiserad synkronmaskin (PMSM). I teorin skiljer en PMSM sig från en BLDC-motor i, bland annat, formen på deras emk (elektromotorisk kraft). Medan en PMSM har en sinusformad emk, en BLDC-motors emk är trapetsformad¹.

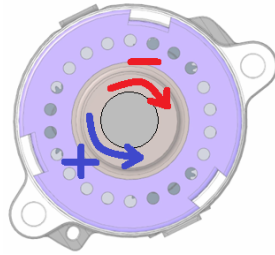
2.2 Den studerade BLDC-motorn

Figur 1 visar hur den uppmätta emk:n av den studerade motorn ser ut vid 1500 RPM och ingen last. Emk:n i figur 1 är mätt med mätutrustningen som beskrivs i kapitel 2.11 och påminner mycket om en sinuskurva. I denna rapport kommer terminologin 'positiv' och 'negativ' riktning användas för att beskriva motorns rotationsriktning. Termerna motsvarar en rotation moturs respektive medurs av motorns rotor vid betraktning av rotorn som i figur 2 och definieras i BorgWarners dokumentation av FOC-styrning. När motorns sägs rotera i 'positiv' riktning kommer dess hastighet och bildat vridmoment att vara positiva. Det motsatta gäller för 'negativ' riktning. Motorns förmåga att rotera i en eller båda riktningarna påverkas av den mjukvaran som driver motorn.



Figur 1: Uppmätt emk [V] av den studerade motorn vid 1500 RPM och ingen last. Den horisontella axeln visar tiden i samplningar.

¹Kim Sang-Hoon, Electric Motor Control DC, AC and BLDC Motors (Amsterdam: Elsevier 2017), s. 391.



Figur 2: Ritning av den studerade motorns framsida. De ”negativa” (röd) och ”positiva” (blå) rotationsriktningar definieras enligt pilarna.

Den studerade motorn har en maximal rotationshastighet av cirka 4000 *RPM* och kan bilda ett maximal vridmoment av cirka 40 *Ncm*, dock inte samtidigt. Motorn har 6 poler och 3 polpar samt en fasresistans uppmätt till cirka 0.076 Ohm.

2.3 Sammanfattade skillnader mellan de studerade mjukvarorna

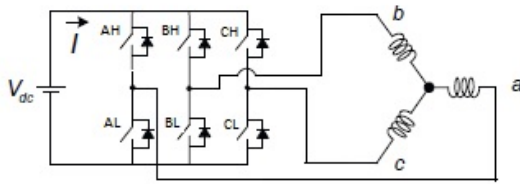
I detta projekt mäts effektförlusterna i en motor när den drivs med tre olika mjukvaror. Den första mjukvaran är blockkommutering, den andra mjukvaran är den nuvarande FOC och den tredje mjukvaran är en uppdaterad version av FOC. Detaljer om dessa mjukvaror presenteras som löpande text i de kommande avsnitten, men en kort sammanfattning i tabellform presenteras i Tabell 1.

Tabell 1

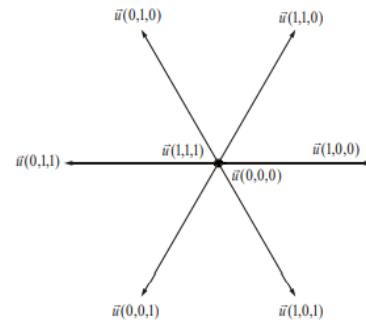
Mjukvara	Hur rotorns position mäts av ECU:n.	Hur rotorns position estimeras för mätningar i detta projekt.	Önskade värdet för i_d (d.v.s i_d^*) vid varvtalsreglering.	Tillåtna varvtal.
Blockkommutering	Sensorlös, information om vinkeln ej tillgänglig	M.h.a. ett extern servo.	Inga bestämda värden för i_d^* eller i_q^*	-4000 till -620 RPM
Nuvarande FOC	Positionssensor, information om vinkeln tillgänglig	M.h.a. ett extern servo.	= 0	-4000 till 4000 RPM
Uppdaterad FOC	Positionssensor, information om vinkeln tillgänglig	M.h.a. ett extern servo.	< 0	-4000 till 4000 RPM

2.4 Blockkommutering

Om en Y-kopplad trefasig motor kopplas som i figur 3 kan motorns rotationsriktning styras genom att styra kombinationen av transistorer i transistorbryggan som är anslutna till U_{dc+} respektive jord. Blockkommutering kan använda sig av 8 olika kombinationer för dessa transistorkopplingar. De 8 kombinationerna kan åskådliggöras som de 6 spännings- och 2 nollvektorerna i figur 4².



Figur 3: Y-kopplad trefasig motor ansluten till transistorbrygga.



Figur 4: Visualisering av de 8 vektorerna. 6 spännings- och 2 nollvektorer.

2.4.1 Den nuvarande implementation av blockkommutering

Styrningsmjukvaran med blockkommutering som används i detta projekt är implementerad på sådant sätt att den endast tillåter den negativa rotationsriktningen. Anledningen är att mjukvaran används för att driva en oljepump där endast den negativa riktningen är nödvändig. Implementationen är sensorlös med positionsestimering av rotorn och tillåter inte hastigheter långsammare än -620 rpm . För hastigheter under cirka -900 RPM är blockkommutering ineffektiv på grund av egenskaper i mjukvaran vars detaljer inte är viktiga för detta arbete.

2.5 FOC, Fältorienterad vektorstyrning

FOC eller fältorienterad vektorstyrning gör det möjligt att kombinera de olika 8 spänningsvektorer för att styra magnetiseringens riktning. På detta sätt kan fältets riktning styras mer steglöst jämfört med blockkommutering. Vektorstyrning implementeras enklast i ett roterande referenssystem och inom kraftelektronik och motorstyrning brukar detta roterande referenssystem kallas dq-referenssystemet eller dq-planet. I denna rapport sätts d-ledet parallellt med rotorns magnetisering och q-ledet sätts 90 grader före, parallellt med motorns emk.

Kunskap om motorns rotorposition Θ är nödvändigt för att kunna styra strömmarna i

²Kim Sang-Hoon 2017 s. 394 - 397.

dq-planet med denna metod. Positionen kan antingen mätas med hjälp av sensorer eller med vinkelstimeringsmetoder. FOC-hårdvaran som används till detta projektet tillåter en mätning av rotorvinkeln med hjälp av en positionsgivare och en sensor.

2.5.1 Den nuvarande implementationen av fältorienterad vektorstyrning

Implementationen av fältorienterad vektorstyrning som BorgWarner använder idag är en enkel implementation av vridmomentsreglering med hjälp av strömreglering med en PI-regulator och referensvärdena:

$$\begin{aligned}i_q^* &= \frac{T_m^*}{\Psi_{m_m}} \\i_d^* &= 0\end{aligned}\tag{1}$$

Där i_q^* och i_d^* är referensvärdena för strömmarna i q- respektive d-ledet. T_m^* är det önskade mekaniska vridmomentet och Ψ_{m_m} är den (mekaniska) magnetiska sammanlänkande flöde som beror på rotorns permanentmagneter. Värdet för Ψ_{m_m} som företaget använder i sin nuvarande implementation är 0.015 Nm/A . Denna typ av vridmomentsreglering är väldigt enkel då endast ett referensvärde för q-strömmen behövs och referensvärdet för d-strömmen hålls till noll. En sådan reglering utnyttjar endast den så kallade Lorentz vridmomentet som beror på Ψ_m och inte vridmomentet som beror på motorns reluktans³.

Regleringen i dq-planet är möjligt tack vare en vinkelpositionssensor lokaliserad i ECU:n och en magnet lokaliserad på rotorns axel som fungerar som givare. Noggrannheten för denna sensor- och givarekombination är angiven till 4 mekaniska grader. BorgWarners mjukvara för FOC-styrning är sådan att den tillåter rotation i negativ och positiv riktning med hastigheterna -4000 RPM till 4000 RPM. Denna styrning används idag för applikationer där motorn används som aktuator och där dess rotationsrörelse omvandlas till linjär rörelse.

Mjukvaran med FOC och beräkningarna i här arbetet använder sig av den amplitudinvarianta Clarktransformationen⁴ för transformationen mellan ABC-planet och $\alpha\beta$ -planet samt Parktransformationen för transformationen mellan $\alpha\beta$ -planet och dq-planet.

³Mats Alaküla, Per Karlsson & Hans Bängtsson, Power Electronics Devices, Converters, Control and Applications, (Lund University: 2019) s. 364.

⁴Alaküla, Karlsson & Bängtsson 2019 s. 296-298.

Tabell 2: Amplitudinvarianta Clarktransformationen

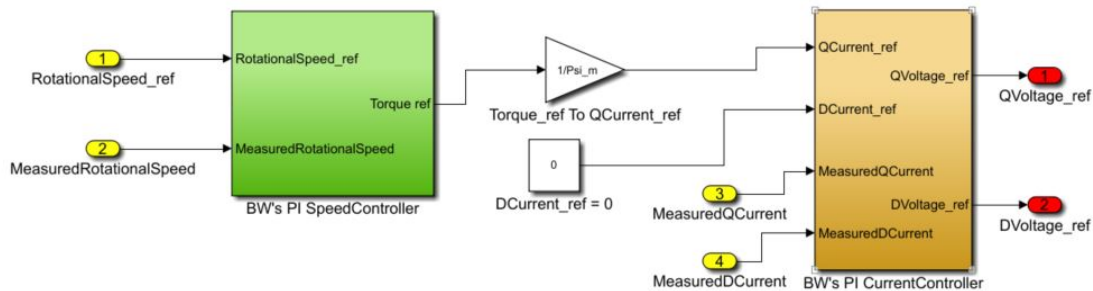
ABC \Leftrightarrow $\alpha\beta$	
Framåtvänd Clarktransformation	Bakåtvänd Clarktransformation
$S_\alpha = S_a$ $S_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (S_b - S_c) \quad (2)$	$S_a = S_\alpha$ $S_b = -\frac{1}{2} \cdot S_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot S_\beta$ $S_c = -\frac{1}{2} \cdot S_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot S_\beta \quad (3)$

Tabell 3: Parktransformationen

$\alpha\beta \Leftrightarrow dq$	
Framåtvänd Parktransformation	Bakåtvänd Parktransformation
$S_d = S_\alpha \cos \Theta + S_\beta \sin \Theta$ $S_q = S_\beta \cos \Theta - S_\alpha \sin \Theta \quad (4)$	$S_\alpha = S_d \cos \Theta - S_q \sin \Theta$ $S_\beta = S_d \sin \Theta + S_q \cos \Theta \quad (5)$

2.6 Simulinksmodellen för fältorienterad vektorstyrning och kommunikationen med ECU:n

BorgWarners mjukvara för vektorstyrning byggs med hjälp av en Simulinksmodell. De viktigaste delarna i modellen för detta examensarbete är en strömregulator och en varvtalsregulator. Strömregulatorn är en PI-regulator som reglerar strömmen i dq-planet. Strömregulatorn tar emot ett referensvärde för q-strömmen från varvtalsregulatorn medan referensvärdet för d-strömmen hålls till noll om motorns styrs varvtalsreglerad. Strömregulatorns utgångar består av spänningsreferensvärden i dq-planet. En nivå över strömregulatorn finns en PI-regulator som tar emot ett varvtalsreferensvärde och översätter det till ett vridmomentsreferensvärde som sedan räknas om till en q-ströms referensvärde. Denna typ av vridmomentsreglering utnyttjar endast Lorenz vridmomentet i motorn.



Figur 5: Abstrakt version av den nuvarande reglerkretsen för FOC.

Mjukvaran för FOC-styrningen tillåter att användaren sätter styrningen i bland annat varvtalsreglering eller strömreglering med hjälp av ett användargränssnitt. Vid varvtalsreglering kan användaren skicka ett referensvärde för rotationshastigheten med enheten RPM , värdet omvandlats till rad/s i mjukvaran. Vid strömreglering kan användaren skicka in referensvärdena för d- och q-strömmarna. Det är på det här sättet kommunikationen med reglersystemet sker under arbetet. Användargränssnittet tillåter även att vissa signaler så som referensvärdena för dq-strömmarna, vridmomentsreferensen, hastighetsreferensen, uppmätt hastighet och uppmätta dq-strömmarna avläses i realtid. Denna kommunikation med användargränssnittet sker med en väldigt låg hastighet på $100 Hz$. Strömregleringskretsen arbetar i $10 kHz$, medan varvtalsregleringskretsen arbetar i $5 kHz$. Uppmätningen av rotorpositionen sker med en hastighet av $2 kHz$ och extrapoleras i mjukvaran för beräkningen av dq-strömmarna.

Möjligheten att reglera dq-strömmar finns inte för blockkommuteringsmjukvaran.

2.7 Vridmomentsreglering med minimal statorström

Ett sätt att öka verkningsgraden i en motor för vilken skillnaden mellan induktanserna i d- och q-ledet är märkbar, är att utnyttja denna skillnad för att skapa moment. Den effektinvarianta vridmomentsekvationen för styrningen av en elektrisk motor med reluktansbidrag är⁵:

$$T = \Psi_m(i_d, i_q) \cdot i_q + (L_d(i_d, i_q) - L_q(i_d, i_q)) \cdot i_d \cdot i_q \quad (6)$$

Där L_d och L_q är induktanserna i d respektive q. Läsaren bör lägga märke till att induktanserna L_d och L_q är funktioner av strömmarna i_d och i_q . Variationen i dessa beror på växelverkan mellan rotorns permanentmagneter och andra elektromagnetiska fält kopplade till storleken på i_d och i_q . Sett från ett stillastående referenssystem beror dessa variationer på amplituden av fasströmmarna och rotorns vinkelposition Θ .

Ekvation 6 från källa [1] är i effektinvariant form vilket innebär att de tvåfasiga storheterna vridmoment T , sammanlänkande flöde Ψ_m och effekt P i $\alpha\beta$ -planet har samma

⁵Alaküla, Karlsson & Bängtsson 2019 s. 304.

storlek som de trefasiga vektorerna i ABC-planet (och därmed samma toppvärde \hat{T} , $\hat{\Psi}_m$ och \hat{P} i dq-planet), men strömmarna i $\alpha\beta$ -planet (och därmed i_d :s samt i_q :s toppvärde \hat{I}_d och \hat{I}_q) har inte samma storlek som i ABC-planet. I denna rapport, så som i styrsystemet som rapporten behandlar samt i källor [2] och [3], dominerar användningen av den amplitudinvarianta transformationen i Tabell 2. Med den amplitudinvarianta transformationen behåller de trefasiga storheterna som spänning och ström samma storlek i $\alpha\beta$ och samma toppvärde i dq-planet som de har i ABC-planet. Däremot har storheter som vridmoment T , sammanlänkande flöde Ψ_m och effekt P ett toppvärde i dq-planet som är $\frac{2}{3}$ lägre än de trefasiga vektorernas längd i ABC-planet ⁶.

Med användning av den amplitudinvarianta formen kan värdet av det elektriska sammanlänkande flödet $\hat{\Psi}_{m_e}$ beräknas genom att mäta upp bildat vridmoment vid ett bidrag av endast q-strömmen med hjälp av formeln⁷:

$$\hat{\Psi}_{m_e} = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{p} \cdot \frac{T_m}{\hat{I}_q} \quad (7)$$

Där det mekaniska vridmomentet T_m omvandlas till elektriskt vridmoment T_e med hjälp av polpartalet p . Faktorn $\frac{2}{3}$ ger det amplitudinvarianta värdet av Ψ_{m_e} och \hat{I}_q är den amplitudinvarianta strömmen i q-ledet.

Ekvationen

$$\Psi_{m_m} = \frac{T_m}{\hat{I}_q} \quad (8)$$

Beskriver i stället den mekaniska, effektinvarianta sammanlänkande flödet Ψ_{m_m} .

Ekvation 6 kan därmed uttryckas som elektriskt amplitudinvariant moment:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot (\hat{\Psi}_{m_e} \cdot \hat{I}_q + (L_d(\hat{I}_d, \hat{I}_q) - L_q(\hat{I}_d, \hat{I}_q)) \cdot \hat{I}_d \cdot \hat{I}_q) \quad (9)$$

eller som mekaniskt moment⁸:

$$T_m = p \cdot T_e = p \cdot \frac{3}{2} \cdot (\hat{\Psi}_{m_e} \cdot \hat{I}_q + (L_d(\hat{I}_d, \hat{I}_q) - L_q(\hat{I}_d, \hat{I}_q)) \cdot \hat{I}_d \cdot \hat{I}_q) \quad (10)$$

I fortsättningen av detta arbete kommer ekvation 10 att användas för beräkning av moment.

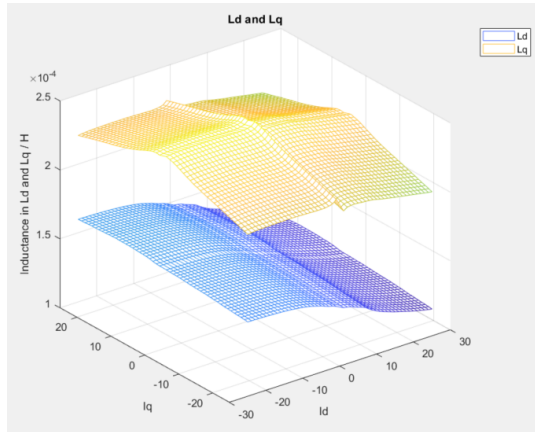
Kunskap om hur olika kombinationer av dq-strömmar påverkar induktanserna L_d och L_q är nödvändigt för att kunna utnyttja båda momentbidragen i styrningen av en elektrisk

⁶Kim Sang-Hoon 2017 s. 178.

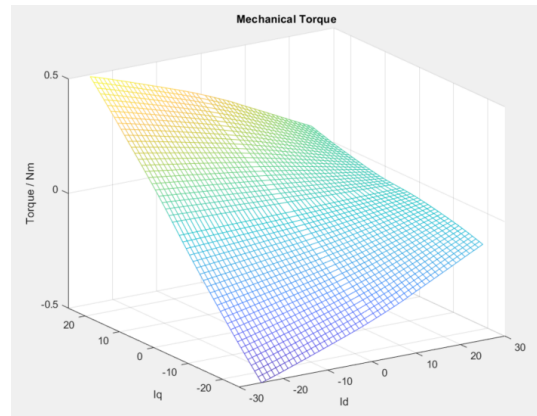
⁷Vandana Rallanbandi, Narges Taran, Dan M. Ionel & P. Zhou, Inductance Testing for IPM Synchronous Machines According to the New IEEE Std 1812 and Typical Laboratory Practices, (University of Kentucky: 2019) s. 6.

⁸Rallanbandi, Taran, Ionel & Zhou 2019 s. 3.

motor. Ett exempel på dessa variationer visas i Figur 6. I Figur 7 visas en momentyta som funktion av i_d , i_q , L_d samt L_q beräknat enligt ekvation 10 med ett konstant värde på Ψ_m .

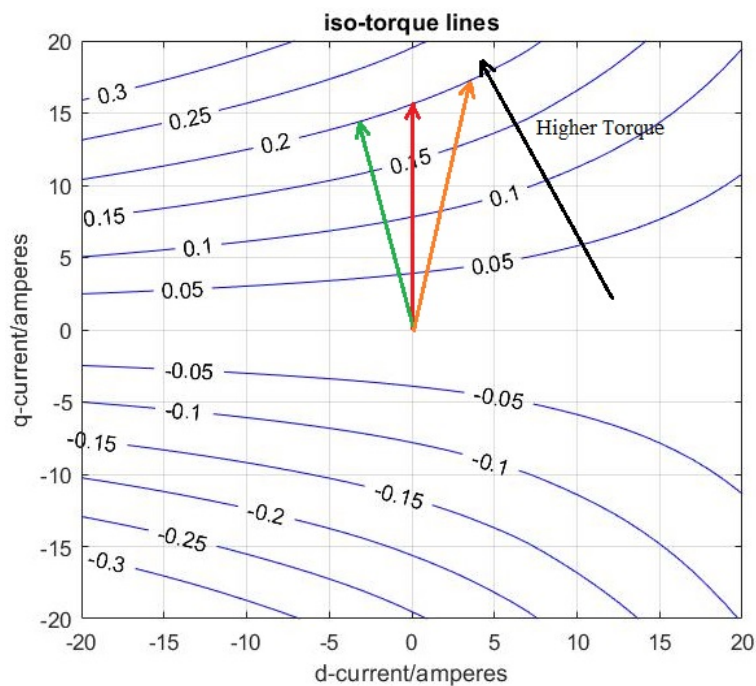


Figur 6: Variationerna i L_d (blå yta) och L_q (gul yta) för olika kombinationer av i_d och i_q [A] för den studerade motorn framtagna med motorns MotorCad modell.



Figur 7: Exempel på en vridmomentsyta som funktion av i_d och i_q [A] beräknad med induktanserna i figur 6.

När vridmomentsytan är känd kan konstantvridmomentslinjerna för motorn illustreras som i figur 8. Figuren visar ett plan med d-strömmen i den horisontella axeln och q-strömmen i den vertikala axeln. De blåa linjerna representerar konstanta vridmomentsnivåer där en linje som är längre ifrån origo representerar en större vridmomentsbelopp än föregående linje. Den röda strömvektorn med sin enda komponent i q-ledet har ett mindre belopp än den orangea vektorn, men är längre än den gröna vektorn. Här kan den gröna vektorn åstadkomma samma moment som de övriga två vektorerna trots att den är mindre i belopp, detta ger maximalt vridmoment för minst strömförbrukning i detta exempel.



Figur 8: Konstantvridmomentlinjer [Nm] i dq-planet [A]. Beräknade efter variationerna i figur 6 . Tre olika strömvektorer som bildar lika stort vridmoment visas i grön, röd och orange.

2.8 Förluster i en elektriskmotor

I en elektrisk maskin finns det flera typer av effektförluster. Dessa förluster kan vara bland annat mekaniska och bero på friktion, det kan vara resistiva förluster som beror på fasströmmarnas storlek och resistansen i faserna eller järnförluster som beror på rotationshastigheten och statorns flödeskoppling. De förlusterna relaterade till friktionen försummas i detta arbete, medan de resistiva förlusterna, också kallade kopparförluster, och järnförlusterna kommer analyseras och försöka minskas.

2.8.1 Kopparförluster

Kopparförluster räknas med formeln:

$$P_{res} = 3 \cdot R \cdot i_{ph}^2 \quad (11)$$

För en trefasig motor med fasströmmen i_{ph} och fasresistansen R .

I dq-planet beräknas de amplitudinvarianta kopparförlusterna som⁹:

$$P_{res} = \frac{3}{2} \cdot R \cdot (\hat{I}_d^2 + \hat{I}_q^2) \quad (12)$$

⁹Kim Sang-Hoon 2017 s. 201.

Från detta kan man se att, för ett bestämt värde på R , det enda sättet att minska kopparförlusterna är att hålla statorsströmvektorn i_s så lite som möjligt samtidigt som det önskade vridmomentet och varvtalet behålls.

2.8.2 Järnförluster

En enkel modell av järnförlusterna kan uttryckas enligt ekvation 13 på grund av förlusternas beroende på statorns flödeskoppling och rotationsfrekvensen¹⁰.

$$P_{iron} = k \cdot (\omega_{el} \cdot |\vec{\Psi}_s|)^2 \quad (13)$$

Där k är en skalningskonstant, ω_{el} den elektriska rotationshastigheten och Ψ_s är statorns sammanlänkande flöde som beskrivs av¹¹:

$$\vec{\Psi}_s = \vec{\Psi}_d + \vec{\Psi}_q = (\vec{\Psi}_m + L_d(i_d, i_q) \cdot i_d) + (j \cdot L_q(i_d, i_q) \cdot i_q) \quad (14)$$

Vilket ger den effektinvarianta ekvationen

$$|\Psi_s| = \sqrt{(\Psi_m + L_d(i_d, i_q) \cdot i_d)^2 + (L_q(i_d, i_q) \cdot i_q)^2} \quad (15)$$

Vad 13 och 15 tillsammans implicerar att för att minska järnförlusterna vid en viss rotationshastighet ω_{el} måste strömmarna i_d och i_q väljas på sådant sätt att det minimerar $|\Psi_s|$. Kunskap om hur olika kombinationer av dq-strömmar påverkar induktanserna L_d och L_q är även här nödvändigt för att kunna modellera järnförlusterna.

Den amplitudinvarianta ekvationen av statorns sammanlänkande flöde blir:

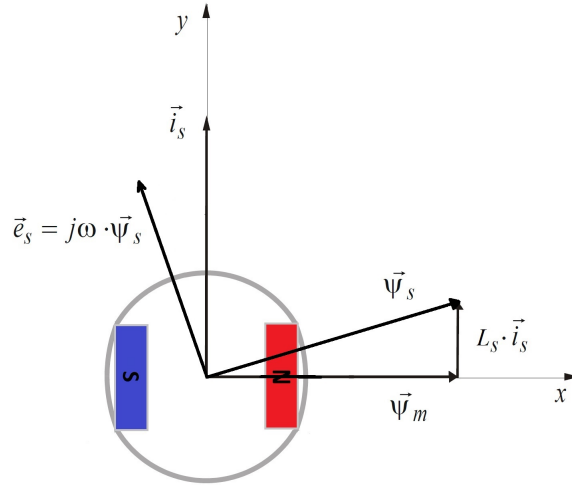
$$|\Psi_s| = \sqrt{(\hat{\Psi}_{me} + L_d(\hat{I}_d, \hat{I}_q) \cdot \hat{I}_d)^2 + (L_q(\hat{I}_d, \hat{I}_q) \cdot \hat{I}_q)^2} \cdot \frac{3}{2} \cdot p \quad (16)$$

2.9 Vridmomentsreglering med reducerade effektförluster

Faktumet att järnförluster är hastighets- och strömberoende innebär att kunskapen om konstantvridmomentlinjerna inte är tillräckligt för att minimera effektförlusterna. Vid högre hastigheter kommer motorn kräva ett större vridmoment på grund av järnförlusterna om dq-strömmarna inte väljes på sådant sätt att de minimerar $|\Psi_s|$. Figur 9 visar hur riktningen och storleken av vektorn \vec{i}_s påverkar vektorn $\vec{\Psi}_s$ för en given $\vec{\Psi}_m$. I sin tur påverkar $\vec{\Psi}_s$ den inducerade statorspänning \vec{e}_s , som leder $\vec{\Psi}_s$ med 90 grader.

¹⁰Mats Alaküla, 'The Synchronous Machine Control', föreläsning i Kraftelektronik komponenter och omvandlare, Lunds Tekniska Högskola, 22 Mars 2022.

¹¹Alaküla, Karlsson & Bängtsson 2019 s. 304



Figur 9: Positionen av vektorerna \vec{i}_s , $\vec{\Psi}_m$, $\vec{\Psi}_s$ och \vec{e}_s i dq-planet.

För att uppnå en högre verkningsgrad för en elektrisk motor måste dq-strömmarna väljas på sådant sätt att de bildar det önskade vridmomentet (de befinner sig på önskad konstantvridmomentlinje som i figur 8) samtidigt som de minimerar summan av alla oönskade förluster. Med kunskap om hur de oönskade förlusterna beror på i_d och i_q kan ett uppslagstabel med önskat vridmoment och estimerad storlek av flödeskoppling som indata och i_d^* och i_q^* som utdata tas fram. Storleken av statorns flödeskoppling kan estimeras utifrån absolutbeloppet av varvtalet $|\omega_{el}|$ med hjälp av formeln¹²:

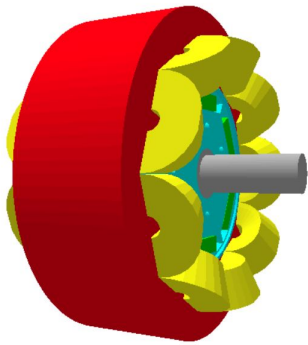
$$|\Psi_s(\omega_{el})| = \frac{U_{dc}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{|\omega_{el}|} \quad (17)$$

Där faktorn $\frac{U_{dc}}{\sqrt{2}}$ är den tillgängliga likspänningen utan övermodulering.

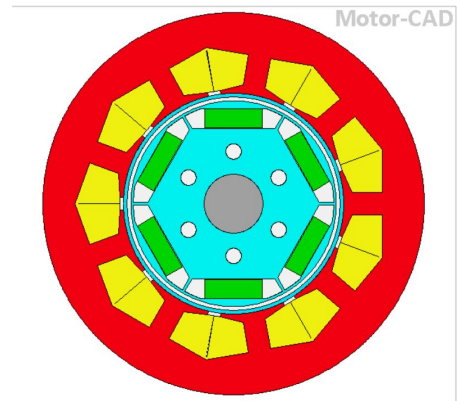
2.10 Motormodell i Ansys Motor-CAD

En modell av den studerade motorn i Motor-CAD är tillgänglig för projektet. Motor-CAD möjliggör simuleringar som löser finita elementmetoden för att mäta påverkan av strömmarna i_d och i_q på induktanserna L_d och L_q . Variationerna på L_d och L_q fås fram i detta projekt med hjälp av MotorCad. Beräkningen av vridmoments- och statorflödesytan sker i Matlab, en programmeringsmiljö som examensarbetaren är mycket bekant med. Därefter kan förlusterna uppskattas som en funktion av i_d och i_q och en uppslagstabel för strömreferenserna i_d^* och i_q^* kan tas fram.

¹²Alakiüla, Karlsson & Bängtsson 2019 s. 304 - 305



Figur 10: 3D-vy av den studerade motorn i Motor-CAD.



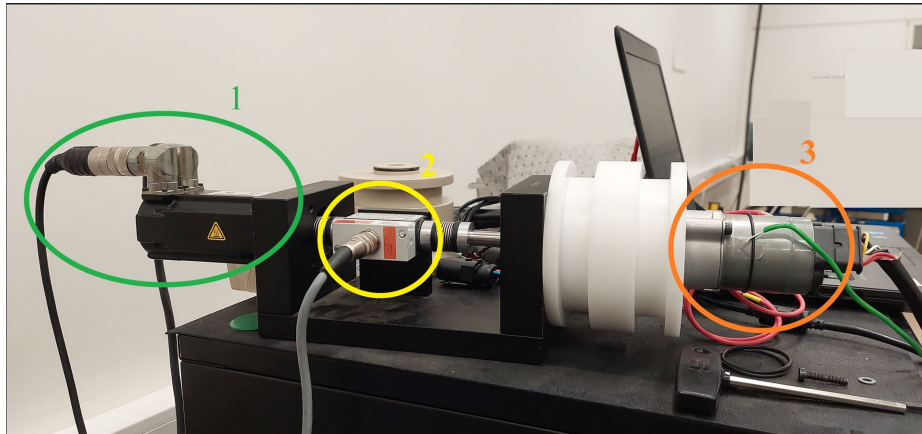
Figur 11: Geometrin av den studerade motorn i Motor-CAD.

2.11 Testriggen

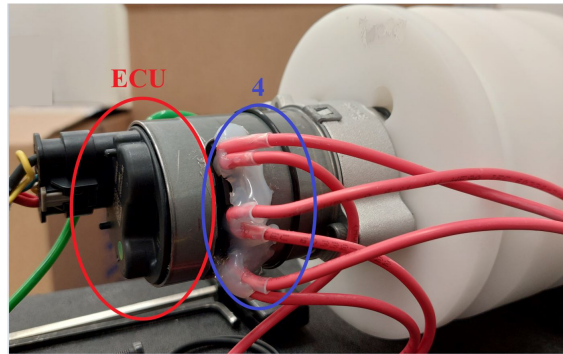
En mätrigg tillhandahålls av BorgWarner för detta projekt. Riggen visas i figur 12. Riggen har en servomotor som kan styras hastighetsreglerad eller vridmomentsreglerad. En vridmomentsgivare är kopplad mellan servons och motorns axel. Riggen kan mäta axelns rotationshastighet och kan ge ifrån sig information om servons rotorposition. Servon rotorposition ska inte förväxlas med motorns rotorposition, som måste estimeras utifrån den förstnämnda vid mätningar med testriggen.

Den studerade motorn har blivit modifierad så att ett mätinstrument kan seriekopplas mellan ECU:s faskontakter och motorns faslindningar. Modifikationen gör det möjligt för riggen att mäta motorns fasströmmar och fasspänningar. Riggens samplingshastighet är 50 kHz förutom för den beräknade rotorhastigheten som samplas med 50 Hz .

För att bestämma vilken styrning som ska testas (FOC eller blockkommutering) måste rätt ECU med rätt hård- och mjukvara kopplas till motorn innan testet startas. DC-strömmen för den studerade motorn förses av riggen, vilket gör det möjligt för riggen att mäta även denna ström. För mätningar på testriggen behövs två olika datorer. Riggens dator styr servon och utför mätningar med hjälp av den ovannämnda utrustningen. En separat dator behövs för att skicka styrsignaler till motorn med hjälp av ett användargränssnitt.



Figur 12: Mättriggen bestående av en servomotor (1), en vridmomentsgivare (2) och den studerade motorn (3).



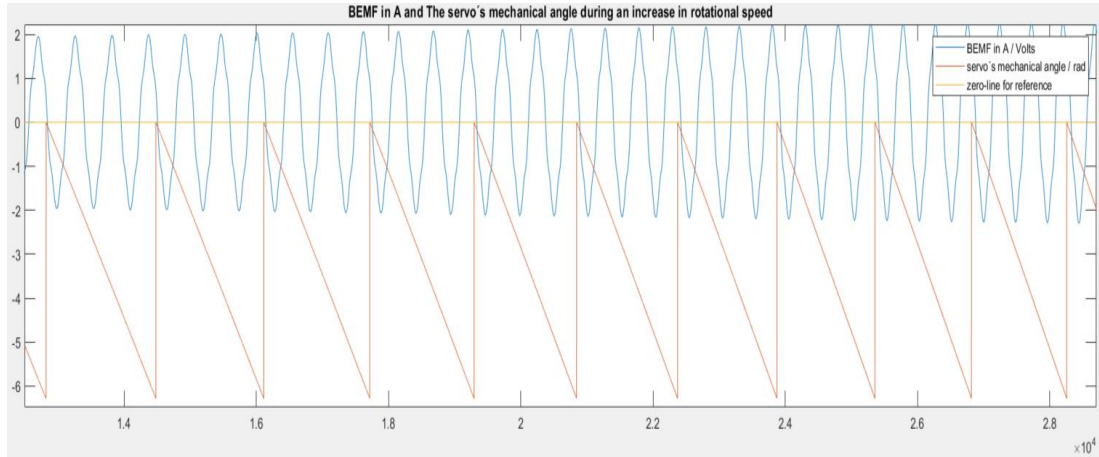
Figur 13: Bild på en modifierad motor med utåt- och inåtgående faslindningar (4). ECU:n är avtagbart för att möjliggöra byte mellan FOC- eller blockkommuteringsmjukvara.

2.11.1 Estimering av motorns rotorposition

Testtriggen ger ifrån sig en emulerad encodersignal för servons rotorposition. Motorns rotorposition kan estimeras utifrån denna signal genom att jämföra servons rotorposition med motorns uppmätta emk (motorns emk och dess rotorposition är kopplade). Riggens encodersignal är tidsfördröjd jämfört med dess mätning av fasspänningar och fasströmmar. När servons och motorns rotor kopplas mekaniskt via en gemensam axel kommer servons och motorns rotorposition skiljas med en vinkel δ . Vinkeln δ ändras varje gång motorns och servon bortkopplas och kopplas på nytt. Tidsfördröningen T har ett värde av $\approx 0.00575s$. För alla mätningar i det här examensarbete beräknades vinkelskillnaden till $\delta \approx 56^\circ$.

Både tidsfördröjningen T och vinkelskillnaden δ innebär att skillnaden mellan servons

rotorposition och motorns emk måste kompenseras vid mätning för att estimeras motorns rotorposition. Vinkeln δ kommer även innebära att kompensering är hastighetsberoende i diskret tid, see figur 14. Hur kompensering sker i praktiken tas upp i metoden.



Figur 14: Motorns emk i fasen A (blå) och servons rotorposition (röd) vid en ökning av varvtalets belopp från -1770 RPM (vänstra änden av bilden) till -2100 RPM (högra änden av bilden). Med ökande varvtal ökar förskjutningen mellan vinkelpositionen och emk:n. Den horisontella axeln visar tiden i samplingar. Emk:n har enheten Volt och vinkeln har enheten radianer.

3 Metod

I detta kapitel presenteras hur effektförlusterna i motorn mättes upp samt en översiktligt beskrivning av hur datan analyserades i MatLab. I kapitlet beskrivs även hur FOC styrningen jämfördes med blockkommutering. Avslutningsvist presenteras metoden för att ta fram en uppslagstabell för styrningen av motorn med FOC med hjälp av mätdata och data från motorns Motor-CAD modell.

Arbetets resultat bygger på data som loggas av mätriggen och inte av ECU:n. En anledningarna till detta val är att mätriggen kan logga data med mycket högre samplingshastighet än den hastigheten som ECU:n kommunicerar med via BorgWarners användargränssnitt. En annan anledning är att blockkommuteringsmjukvaran inte är kapabel av att mäta rotorpositionen och därmed inte kan mäta strömmarna i dq-planet. ECU:ns mätning av dq-strömmarna användes en gång för att jämföra med riggens mätning.

3.1 Mätning av strömmarna och förlusterna för FOC och blockkommutering

Mätningar av effektförlusterna med hjälp av riggen, som presenteras i figur 20, visar att styrningen med FOC har mycket större förluster än styrningen med blockkommutering när dessa mäts vid jämförbara förhållanden. FOC-styrningen klarar inte av att hålla vissa arbetspunkter som styrningen med blockkommutering klarar. Mjukvaran för blockkommutering har vissa begränsningar vid låga varvtal som påverkar dess verkningsgrad. Konsekvensen av detta är att blockkommutering inte är jämförbar med FOC för låga varvtal. De varvtalen där blockkommutering och FOC ansågs jämförbara för denna första mätning är de medelhöga varvtalen. De arbetspunkterna som studerades i denna mätning av effektförlusterna visas i tabell 4. För blockkommutering utfördes mätningarna endast för arbetspunkter med negativa varvtal och negativa moment. De totala förlusterna beräknas som:

$$P_{tot} = P_{in} - P_{ut} = (U_{dc} \cdot i_{dc}) - (\omega_m \cdot T_m) \quad (18)$$

Där U och i_{dc} är likspänningen respektive likströmmen, ω_m och T_m är de mekaniska varvtal och vridmoment. För att beräkna kopparförlusterna i denna mätning användes ekvation:

$$P_{res} = 3 \cdot R \cdot I_{RMS}^2 \quad (19)$$

Där R är resistansen i en fas uppmätt till $76 \text{ m}\Omega$ vid rumstemperatur och I_{RMS} är de uppmätta fasströmmens effektivvärde. Alla dessa storheter mäts med hjälp av riggen och analyseras i MatLab.

Tabell 4: Tabell med studerade arbetspunkter för denna mätning. FOC och blockkommutering är direkt jämförbara för negativa rotationsriktningar.

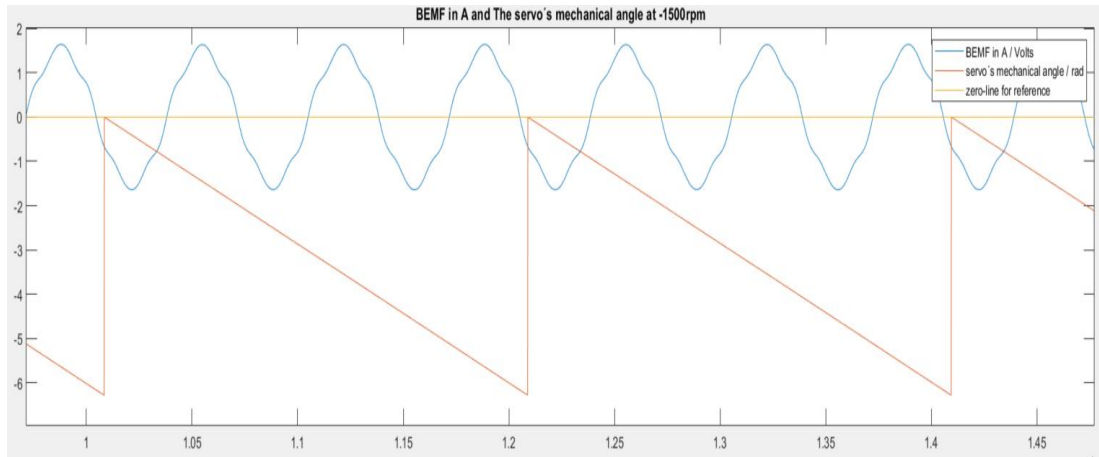
Last / Ncm	Hastighet / RPM	
-20	-1500	Ej avklarat av FOC
-15	-1500	-2500
-10	-1500	-2500
-5	-1500	-2500
0	-1500	-2500
0	1500	2500
5	1500	2500
10	1500	2500
15	1500	2500
20	1500	Ej avklarat av FOC

3.2 Estimering av motorns vinkelposition med kunskap om servonsvinkelposition

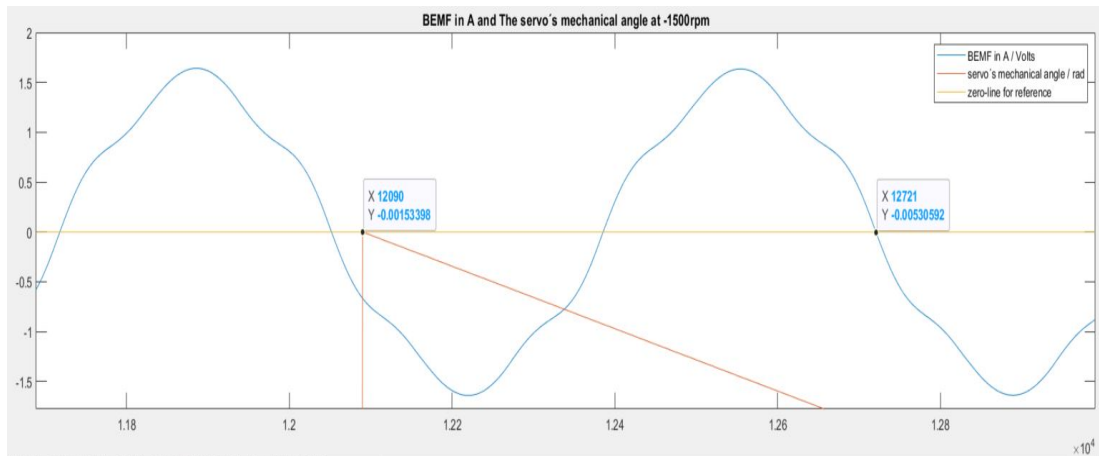
I detta projekt estimeras motorns vinkelposition med hjälp av servons vinkelposition, men eftersom dessa inte behöver vara lika, måste skillnaden kompenseras vid analysen av mätdata för varje mätning. Metoden som användes för kompenseringen är den följande.

Med motorn mekaniskt kopplad till servon och med öppenrets på faserna (utan en ECU inkopplad) drivs motorn av servon, som styrs varvtalsreglerad. Servon måste varvtalsregleras i det varvtalet som vill analyseras för att riggen ska mäta motorns emk vid rätt varvtal, ett exempel visas i figur 15. Nästa steg är att stoppa servon, koppla in ECU:n med mjukvaran som vill testas och driva motorn (med hjälp av ECU:n) varvtalsreglerad vid samma varvtal och riktning som innan. Servon ska nu drivas vridmomentsreglerad vid de vridmomenten som vill analyseras. Processen av att först mäta emk:n vid det intressanta varvtalet måste repeteras för varje rotationshastighet. Riggens datautgång måste loggas under hela processen.

Ett exempel på riggens mätning av motorns emk i fasen A och servons rotorposition vid -1500 *RPM* visas i figur 15. En inzoomad bild av skillnaden mellan vinkeln och nollgenomgången på emk:n visas i Figur 16. Vinkelkurvans topp anpassas till emk:ns fallandeflank för att kalibrera vinkelmätningen med motorns rotorposition. Faktumet att den mekaniska uppmätta vinkeln används för detta steg i stället för den elektriska vinkeln har ingen betydelse för resultatet. Den mekaniska vinkeln räknas senare om till elektrisk vinkel och gör det möjligt att transformera de uppmätta fasströmmarna från $\alpha\beta$ - till dq -planet.

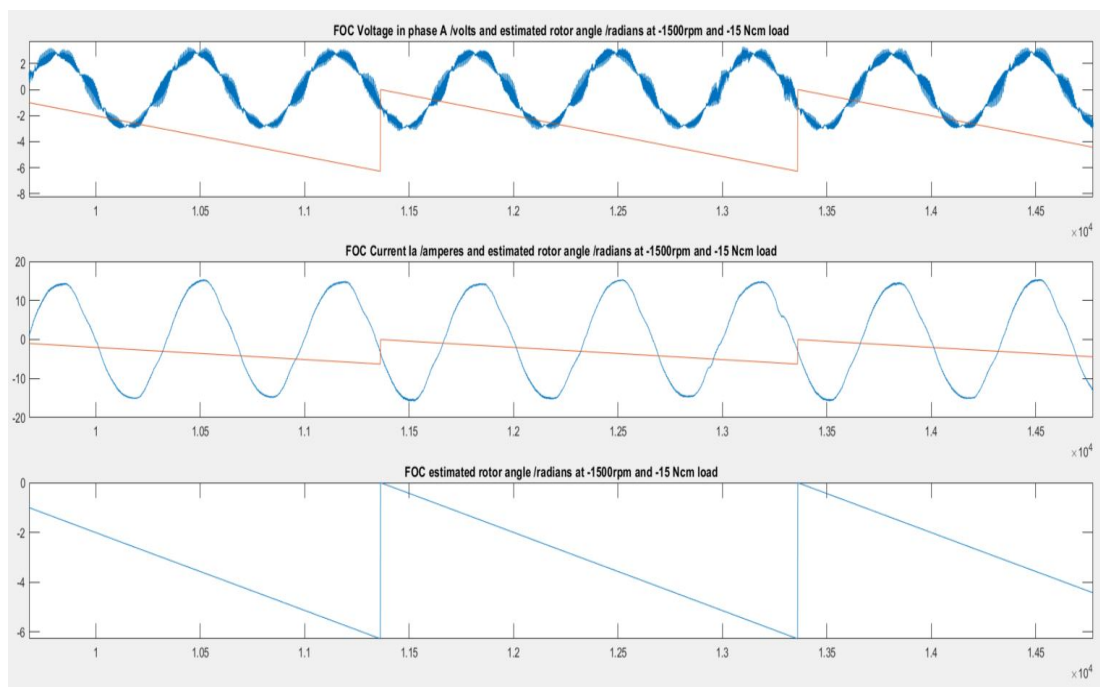


Figur 15: Motors emk i fasen A (blå) och servos rotorposition (röd) vid -1500 RPM i samma plot. En gul linje visar nollinjen. Den horisontella axeln visar tiden i samplingar. Emk:n har enheten Volt och vinkeln har enheten radianer.

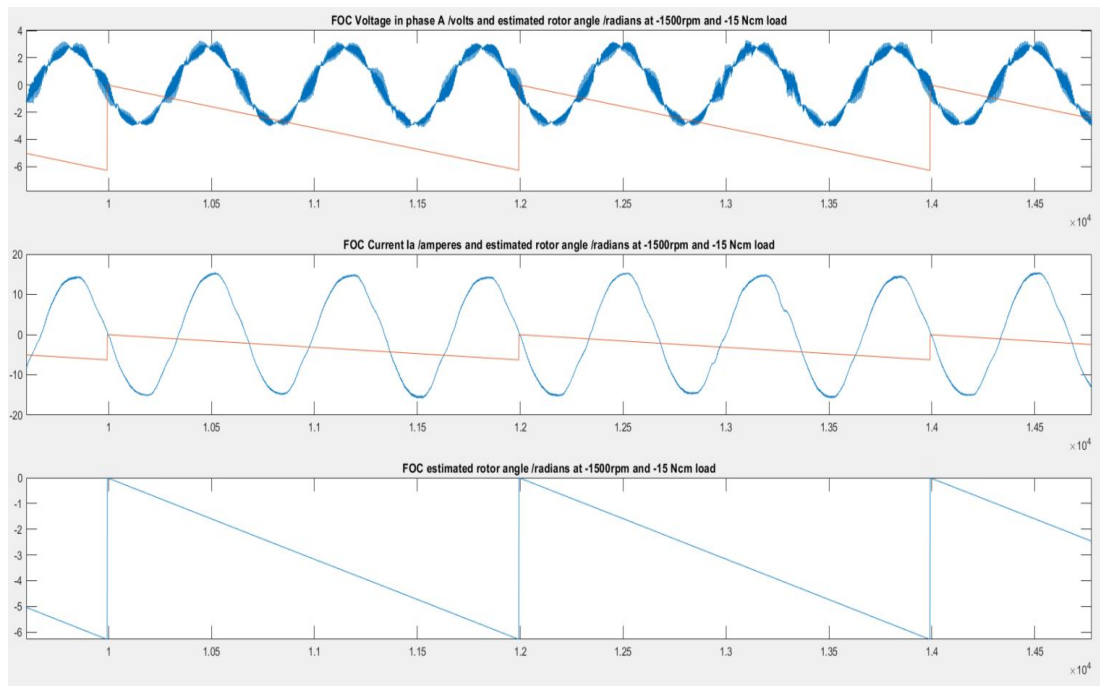


Figur 16: Inzoomad figur av motors emk i fasen A och servos rotorposition vid -1500 RPM i samma plot. Skillnaden mellan emk och den fördröjda vinkelpositionen är av 631 samplingspunkter i detta exempel. En gul linje visar nollinjen. Den horisontella axeln visar tiden i samplingar. Emk:n har enheten Volt och vinkeln har enheten radianer.

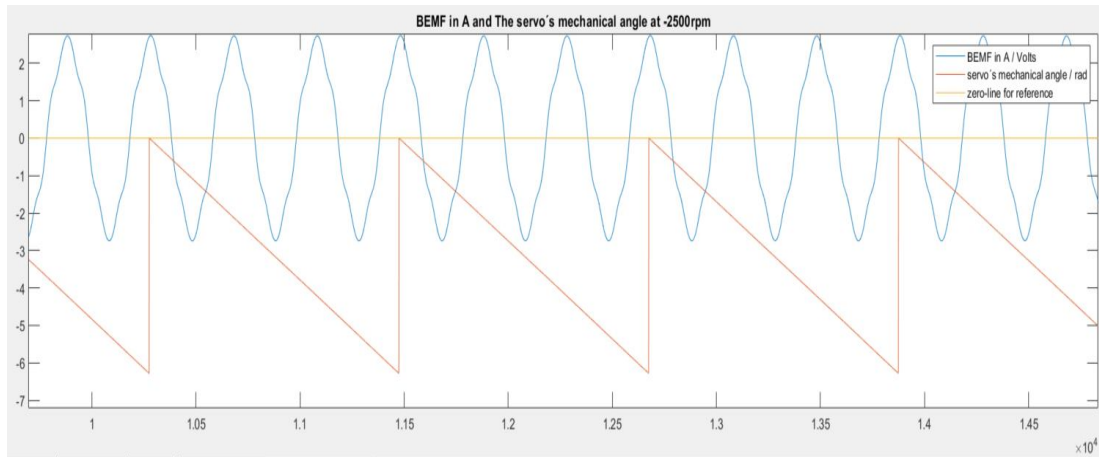
I MatLab sker kompensering genom att skillnaden i antal samplingar mellan motors emk och den fördröjda vinkelpositionen läggs till i datan för den uppmätta vinkelpositionen. Det vill säga att datan skiftas med lika många samplingar som skillnaden mellan uppmätta vinkeln och nollgenomgången i emk:n. Ett exempel på denna kompensering visas i figurerna 17 och 18. Ett exempel på hur kompenseringen är hastighetsberoende visas i figur 19, där emk:n mäts vid -2500 RPM över fas A.



Figur 17: Uppifrån och nedåt: Uppmätt fasspänning i A [V] och Uppmätt servovinkel [rad]. Uppmätt fasström genom fas A [A] och Uppmätt servovinkel [rad]. Uppmätt servovinkel [rad]. -1500 RPM och -15 Ncm. Vinkeln plottas i alla subplottar för att förtydliga tajming och förskjutningen av den uppmätta servovinkeln. Den horisontella axeln visar tiden i samlingar.



Figur 18: Uppifrån och nedåt: Uppmätt fasspänning i A [V] och estimerad motorvinkel [rad]. Uppmätt fasström genom fas A [A] och estimerad motorvinkel [rad]. Estimerad motorvinkel [rad]. -1500 *RPM* och -15 *Ncm*. Vinkeln plottas i alla subplottar för att förtydliga kompenseringen av den uppmätta vinkeln för att likna motorvinkeln. Den horisontella axeln visar tiden i samplingar.



Figur 19: Motorns emk i fasen A (blå) och servos rotorposition (röd) vid -2500 RPM i samma plot. En gul linje visar nollinjen. Den horisontella axeln visar tiden i samplingsar. Emk:n har enheten Volt och vinkeln har enheten radianer. Lägg märke till olikheten i avståndet mellan emk:n och uppmättavinkelns nollpunkt i denna figur jämfört med det i figur 15.

3.3 Mätning av påverkan av ett d-ström referensvärde på styrningen med FOC

Den nuvarande FOC-mjukvaran utnyttjar enbart strömmen i q-ledet för att bilda moment. Introduktionen av en negativ d-ström i mjukvaran och dess påverkan på motorns prestanda och effektivitet analyserades genom att modifiera mjukvaran. Modifikationen gjorde det möjligt att skicka ett strömreferens i_d^* när motorn drivs varvtalsreglerad samtidigt som referensvärdet för q-strömmen bestäms av reglerkretsen. Mätningarna gjordes för hastigheterna -1500, -2500 och -3500 *RPM* samt -15 Ncm. Storleken av i_d^* ändrades med steg av -1 A från 0 ner till -10 A för -1500 *RPM*, från 0 till -12 A för -2500 *RPM* och från -2 till -15 (samt för $i_d^* = 0$) för -3500 *RPM*. På det här sättet kunde kombinationen av dq-strömmarna som gav minst förluster hittas. Estimering av rotorns vinkel gjordes enligt avsnitt 3.2 för varje hastighet.

Mätningen utfördes för ytterligare två hastigheter, nämligen -620 och -700 *RPM*. Målet denna gång var att mäta förflyttningen av strömvektorn vid bibehållet vridmoment för låga hastigheter. Vid låga hastigheter kan effekten av hastighetsberoende förluster, som till exempel järnförluster, minska. På så sätt kan konstantvridmomentlinjerna mätas upp.

3.4 Framtagning av momentytan och statorns flödesyta med hjälp av data från Motor-CAD och mätdata

Finita elementmetoden användes i Ansys Motor-CAD för att ta fram variationerna i L_d och L_q med hjälp av simuleringar. En känslighetsanalys (sensitivity analysis) genomfördes i Motor-CAD med parametrarna enligt tabell 5. De intressanta resultaten så som variationerna i L_d och L_q som funktion av i_d och i_q exporterades till Excel för sortering och sedan importerades i MatLab för analys och behandling.

Tabell 5: Parametervariation för känslighetsanalysen i Motor-CAD.

Parameter	Type	Units	Initial Value	Min Value	Max Value	Step Size	Number of Values	Linked Multiplier	Linked Parameter
DC Bus Voltage:			14						
Phase Advance [elec deg]:			90	-90	90	90	3	1	
Shaft Speed:			2500	500	2500	2500	2	1	
Peak Current:			-5	-25	25	1	51	1	
Magnet Temperature:			20						
Amature Winding Temperature:			20						
Stator Sleeve Temperature:			20						
Shaft Temperature:			20						

De konstantvridmomentlinjerna beräknades i Matlab enligt ekvation 10. Variationerna i L_d och L_q som funktion av i_d och i_q fås från MotorCad:s känslighetsanalys. Värdet på Ψ_{m_m} i beräkningarna ändrades från BorgWarner:s använda värde av 0.015 Nm/A (som beskriver maskinens förmåga att producera vridmoment vid 0 RPM) till 0.0128 Nm/A (som även tar hänsyn till belastningsmomentet med förluster uppmätt vid $620\text{-}700 \text{ RPM}$ med momentgivaren) för att passa mätpunkterna i figurerna 37 och 38.

De konstantflödeskopplingslinjerna beräknades också med hjälp av datan från Ansys Motor-CAD och med hjälp av den amplitudinvarianta Ekvation 16:

3.5 Modellering av koppar- och järnförluster som funktioner av dq-strömmarna

För att estimera järnförlusterna som funktion av dq-strömmarna användes ekvation 13. Kopparförlusterna som funktion av dq-strömmarna beräknades i detta projekt enligt ekvation

$$P_{res} = R \cdot (\hat{I}_d^2 + \hat{I}_q^2) \quad (20)$$

Och inte enligt ekvation 12, vilket innebär att faktorn $\frac{3}{2}$ glömdes bort¹³. Järn- och kopparförlusterna adderades och resultatet jämfördes med några mätpunkter av de totala förluster för att bestämma ett preliminärt värde av skalningsfaktorn k i ekvation 13.

¹³Detta är ett misstag som upptäcktes bara vid revisionen av denna skriftliga rapport. En analys om hur litet detta förväntas ha påverkat de beräknade uppslagstabellerna presenteras i slutet av kapitel 6.2.

3.6 Framtagning av optimala strömytor som funktion av vridmoment och statorns sammanlänkande flöde

Med en preliminär uppskattning av koppar- och järnförlusterna samt med de beräknade konstantvridmomentlinjerna kunde en uppslagstabell för i_d^* och i_q^* tas fram. Framtagningen av ytorna genomfördes i Matlab och gick ut på att, för varje önskat vridmoment och för varje möjlig storlek på statorns flödeskoppling, hitta kombinationen på i_d och i_q som minimerar summan av koppar- och järnförlusterna samt respekterar strömbegränsningen. En strömbegränsning av 25 A användes i denna process. Även här jämfördes de beräknade ytorna med uppmätta värden på i_d och i_q som gav minst förluster för varje uppmätt arbetspunkt. Skalningsfaktorn k i förlustreaktionen 13 justerades för att referensytorna i figurer 52 och 53 skulle stämma överens med uppmätta strömkombinationer för arbetspunkterna -1500, -2500 och -3500 PRM och -15 Ncm.

Resultatet är två uppslagstabeller, en för varje ström, som kan implementeras i motorns FOC-styrning i Simulink. Förlusterna i den uppdaterade styrningen kan då jämföras med de i den nuvarande FOC-styrningen och även med de förlusterna i styrningen med blockkommutering.

Uppslagstabellen i form av tredimensionella ytor och implementationen i Simulink presenteras i resultatdelen tillsammans med en jämförelse av prestandan och förlusterna för de olika styrningarna.

3.7 Källkritik

Två av de källorna som denna analys bygger på är litteratur som används i lärosyftet inom ämnet kraftelektronik, elektriska maskiner samt för styrning av dessa [1], [3]. Den främsta kunskapskällan för arbetet är läroboken "Power Electronics: Devices, Converters, Control and Applications" designat som kurslitteratur för kursen med samma namn som undervisas vid Lunds Tekniska Högskola. Examensarbetaren har genomgått denna kurs med kurskoden EIEN25 under sin utbildning och kan nu kombinera dessa kunskaper med handledning av en av kurslitteraturens medförfattare, prof. Mats Alaküla för att genomföra detta examensarbete.

Kunskap från läroböcker kompletteras med en vetenskaplig rapport [2] där experter inom ämnet undersöker och beskriver beteendet av vissa av parametrarna i elektriska motorer.

4 Analys

Detta avsnitt beskriver resultaten från olika mätningar som utfördes enligt vad som är beskriven i metoddelen. Syftet med detta avsnitt är att redovisa mer i detalj för hur metoden fullföljdes samt för hur eventuella problem löstes. I denna del av rapporten presenteras även hur ny information, som samlades in huvudsakligen genom mätningar, gav insikt på hur projektet skulle fortsätta för att uppnå målet.

4.1 Skillnaden i förluster mellan FOC och blockkommutering

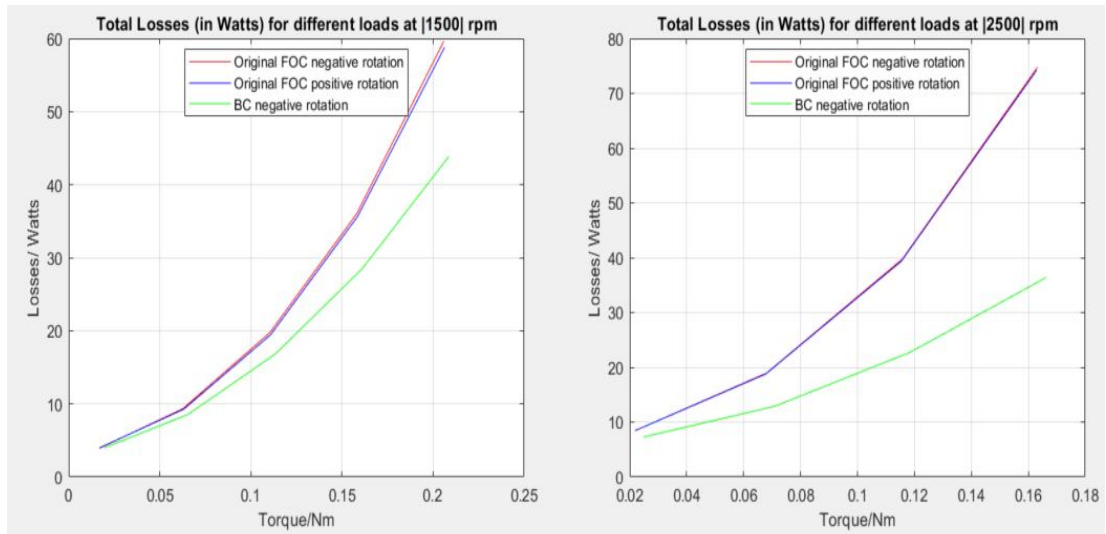
Här presenteras resultatet från mätningar av förlusterna i styrningarna med FOC och med blockkommutering. Graferna nedan visar de totala förlusterna, kopparförlusterna och förlusterna i procent av den totala elektriska effekten. För styrningen med FOC visas positiv rotationsriktning i blå och negativ rotationsriktning i röd. Styrningen med blockkommutering visas i grön. De uppmätta totala förluster sammanställs i en tabell för att underlätta jämförelsen av dessa.

Mätningarna visar att FOC har samma prestanda för båda rotationsriktningar vid dessa arbetspunkter, därför ligger de röda och de blåa linjerna på varandra i alla grafer. Den gröna linjen (blockkommutering) ligger alltid under FOC för alla grafer. På grund av att FOC inte visas för $|2500| \text{ RPM}$ och $|0.2| \text{ Nm}$ är den horisontella skalan i graferna för $|1500| \text{ RPM}$ och $|2500| \text{ RPM}$ olika.

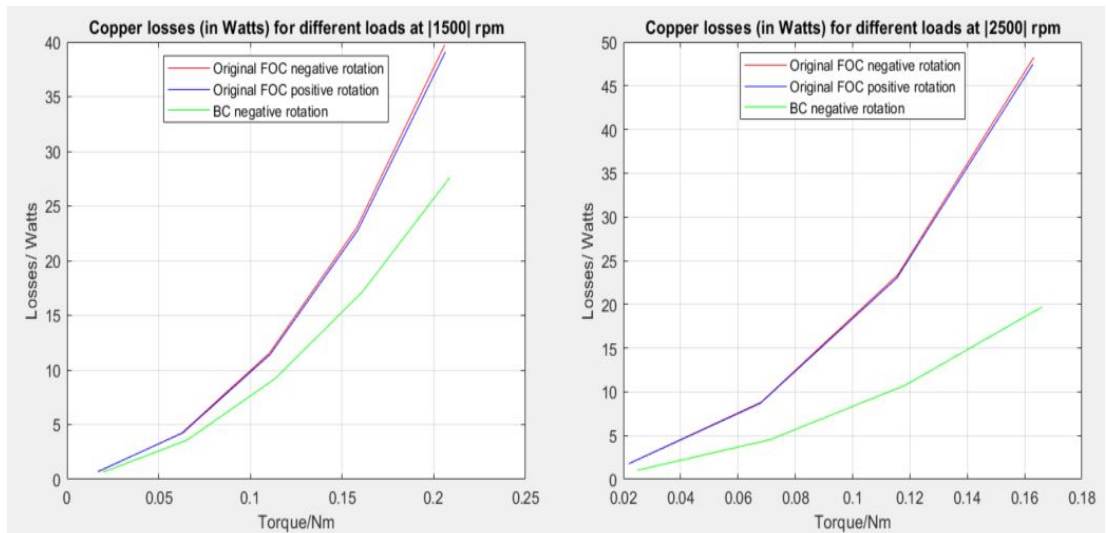
Figurer 20, 21 och 22, visar att för högre uppmätt vridmoment är de uppmätta förlusterna för den nuvarande FOC mycket högre än för blockkommutering. Denna skillnad är ännu mer märkbar vid högre varvtal. Tabell 6 sammanställer resultatet i figurerna 20 - 22 och visar de uppmätta effektförlusterna för mjukvarorna för de olika referensvärden för vridmomentet och varvtalet.

Tabell 6: Jämförelse av de uppmätta förlusterna ($P_{elektriskt} - P_{mekaniskt}$) mellan styrningen med Blockkommutering, nuvarande FOC i negativ riktning och nuvarande FOC i positiv riktning för $|1500| \text{ RPM}$ mellan 0 och $|20| \text{ Ncm}$ samt $|2500| \text{ RPM}$ mellan 0 och $|15| \text{ Ncm}$.

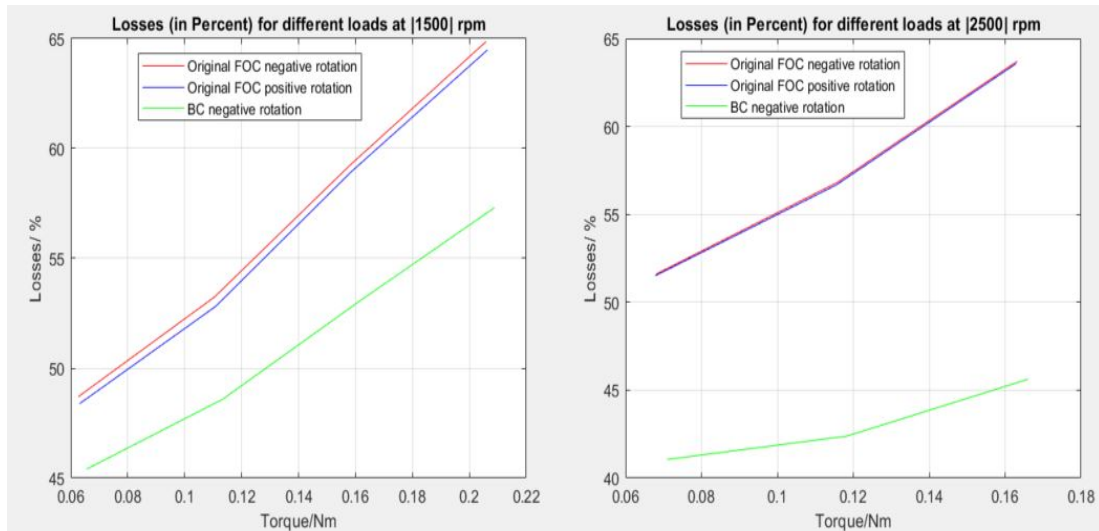
Önskad vridmoment T^*	Mjukvara	Uppmätta förluster vid -1500 RPM (Watts)	Uppmätta förluster vid -2500 RPM (Watts)
0 Ncm	Blockkommutering	3,98	7,28
	FOC negativ riktning	3,90	8,42
	FOC positiv riktning	3,97	8,46
-5 Ncm	Blockkommutering	8,54	12,92
	FOC negativ riktning	9,32	18,94
	FOC positiv riktning	9,26	18,78
-10 Ncm	Blockkommutering	16,78	22,72
	FOC negativ riktning	19,75	39,74
	FOC positiv riktning	19,46	39,39
-15 Ncm	Blockkommutering	28,47	36,27
	FOC negativ riktning	35,97	74,74
	FOC positiv riktning	35,63	74,19
-20 Ncm	Blockkommutering	43,91	ej uppmätt
	FOC negativ riktning	59,63	ej uppmätt
	FOC positiv riktning	58,81	ej uppmätt



Figur 20: Totala förluster räknade som effekt in minus effekt ut.



Figur 21: Kopparförluster beräknade med hjälp av de uppmätta fasströmmarna.



Figur 22: Förlusterna som en andel av den totala elektriska effekten.

På grund av likheten mellan positiv och negativ riktning för FOC-styrningen, mäts enbart den negativa riktningen i fortsättningen av denna rapport. Anledningen är att den negativa riktningen i FOC är den enda riktningen som blockkommuteringsmjukvaran tillåter. Därmed är de direkt jämförbara och graferna blir mer lättlästa.

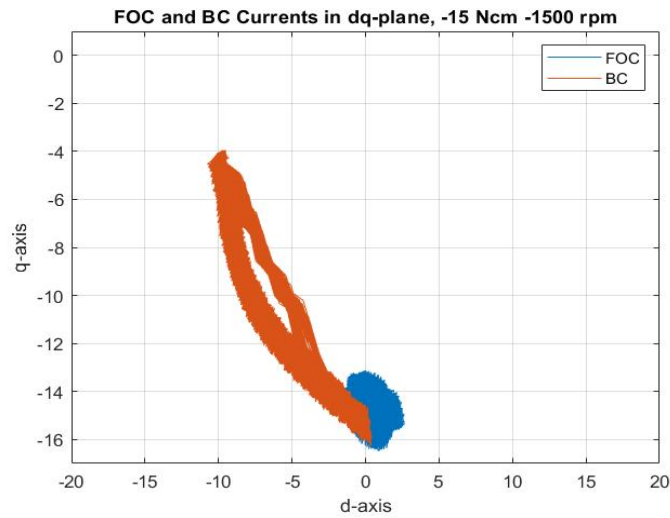
4.2 Skillnaden mellan FOC och blockkommutering i dq-planet

I denna del av analysen presenteras mätningar som visar hur FOC och blockkommutering skiljer sig i sin styrning. Fokuset ligger på att analysera hur strömmarna för båda styrningarna ser ut i dq-planet. Figurerna 23 och 24 visar dq-strömmarna vid -15 Nm för -1500 respektive -2500 RPM . FOC-styrningen lägger strömmen i q-ledet medan d-strömmen försöks hållas till noll. Detta stämmer överens med hur strömregulatorn ser ut för FOC-styrningen. Styrningen med blockkommutering varierar positionen av strömmen och utnyttjar mer den negativa d-strömmen.

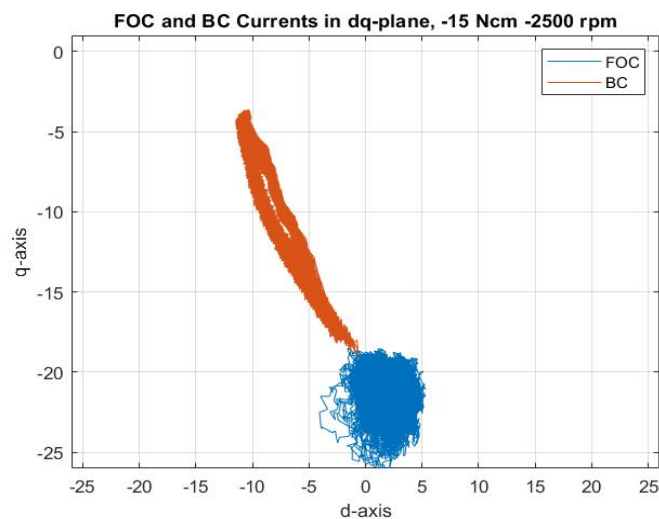
I figur 25 visas de genomsnittliga positionerna av de uppmätta strömmarna för båda hastigheterna. En genomsnittlig position av strömmen visar en väldig förenklad bild av hur strömvektorn flyttar på sig, men denna förenkling underlättar jämförelsen av blockkommutering och FOC. Figur 25 visar att strömvektorn är kortare för blockkommutering (punkten ligger närmare origo) än för FOC trots att vridmomentet och hastigheten kunde hållas konstant för båda fallen.

Figur 25 visar även att FOC-styrningen lägger en liten strömkomponent i det positiva d-ledet, cirka 0.6 A för -1500 RPM och cirka 2 A för -2500 RPM . Denna ström kan vara ett resultat av en liten avvikelse i den uppmätta vinkeln från den verkliga vinkeln, vars effekt blir större vid högre hastigheter. Ett annat alternativ är att ECU:n tappar kontrollen

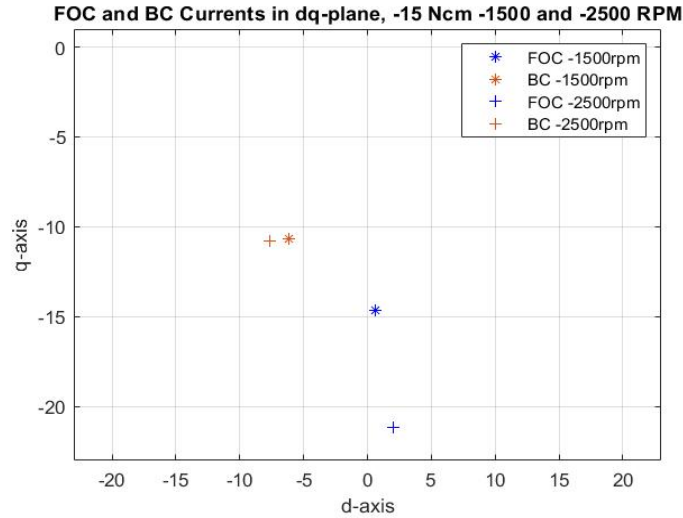
över strömmen vid högre varvtal och högre laster. En tredje möjlighet är en liten fel vid estimeringen av motorns rotorposition utifrån servons rotorposition som även den blir mer märkbar vid högre hastigheter. De första två alternativen skulle leda till minskad prestanda och därmed ökade förluster på grund av ett felaktigt val av styrsignaler (dq-strömmarna) i reglersystemet.



Figur 23: Positionen av strömmarna i dq-planet [A] i styrningen med FOC (blå) och blockkommutering (orange) vid -15 Ncm och -1500 RPM.



Figur 24: Positionen av strömmarna i dq-planet [A] i styrningen med FOC (blå) och blockkommutering (orange) vid -15 Ncm och -2500 RPM.



Figur 25: Genomsnittliga positionen av strömmarna i dq-planet [A] i styrningen med FOC (blå) och blockkommutering (orange) vid -15 Ncm och -1500 RPM (*) samt vid -15 Ncm och -2500 RPM (+).

4.3 Påverkan av en negativ d-ström på FOC-styrningens prestanda och effektförluster

I detta avsnitt visas hur användningen av en strömkomponent i negativa d-ledet påverkar motorns likströmsförbrukning, förluster och även kapaciteten att hålla det önskade varvtalet. Alla grafer som visas här presenterar olika uppmätta storheter under samma test.

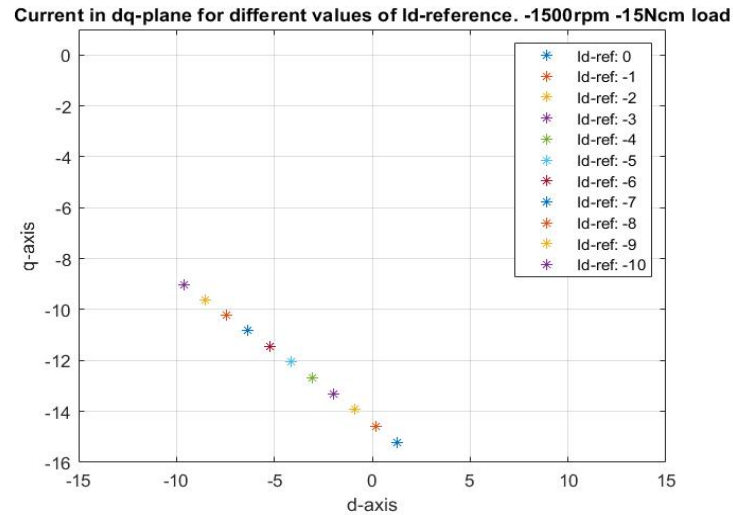
4.3.1 Påverkan av olika referensvärde för d-strömmen på strömmens position i dq-planet

Figureerna 26, 27 och 28 visar positionerna för strömmen i dq-planet när strömregulatorn ges olika i_d -referenser. 26 och 27 visar hur för varje punkt där d-strömkomponenten ökar i storlek q-strömkomponentens storlek minskar och den totala strömvektorns längd minskar samtidigt som hastigheten hålls konstant. Detta är ett viktigt resultat som bevisar att en användning av en negativ ström i d-ledet kan implementeras i styrningen med FOC med potentialen att minska strömförbrukningen.

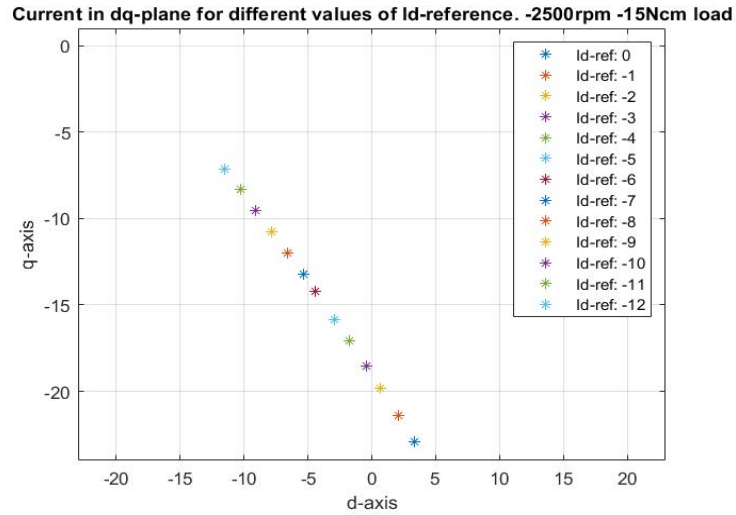
I avsnitt 4.2 nämns att den nuvarande FOC-mjukvaran verkar lägga en positiv d-ström i sin styrning. Den avvikelser från referensvärdet kan observeras igen i de nya mätningarna, men effekten verkar bero på storleken av i_d^* . Om mätningarna analyseras närmare syns det att, för -1500 RPM, en $i_d^* = 0$ ger $i_d \simeq +1.3$ medan $i_d^* = -10$ ger $i_d \simeq -9.6$. För -2500 RPM ger $i_d^* = 0$ $i_d \simeq +3.4$, $i_d^* = -12$ ger $i_d \simeq -11.5$. För -3500 RPM markeras mätningarna där motorn inte kan hålla den önskade hastigheten. För dessa

punkter behöver de uppmätta i_d och i_q inte stämma, då en stor avvikelse från -3500 RPM innebär att en korrekt estimering av motorns rotorposition utifrån servons vinkelmätning inte kan garanteras med den använda estimeringsmetoden, som beskrivs i kapitel 3.2.

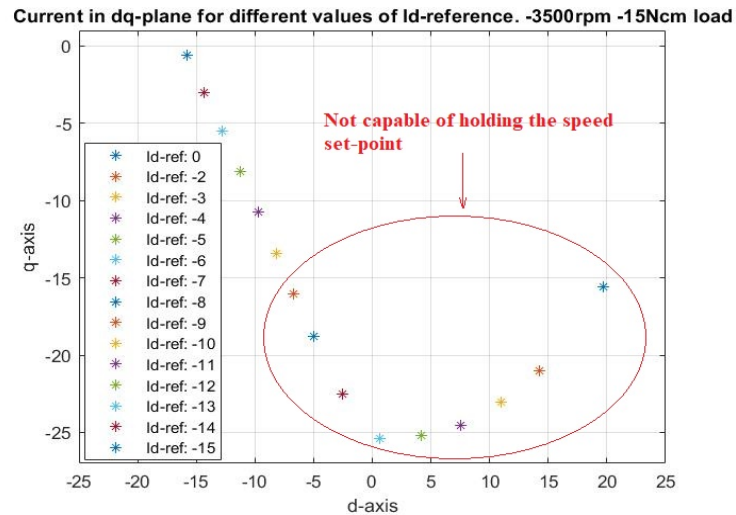
Om mätpunkterna som håller varvtalet analyseras ser man att för -3500 RPM en $i_d^* = -10$ ger $i_d \simeq -8.2$ medan $i_d^* = -14$ ger $i_d \simeq -14.3$ och $i_d^* = -15$ ger $i_d \simeq -15.8$. Mätningar av samma förlopp från ECU:ns perspektiv visas i nästa avsnitt för jämförelse.



Figur 26: Genomsnittliga positionen av strömmarna i dq-planet [A] i styrningen med FOC för olika introducerade värden på i_d -referensen. Med -15 Ncm och -1500 RPM .



Figur 27: Genomsnittliga positionen av strömmarna i dq-planet [A] i styrningen med FOC för olika introducerade värden på i_d -referensen. Med -15 Ncm och -2500 RPM.

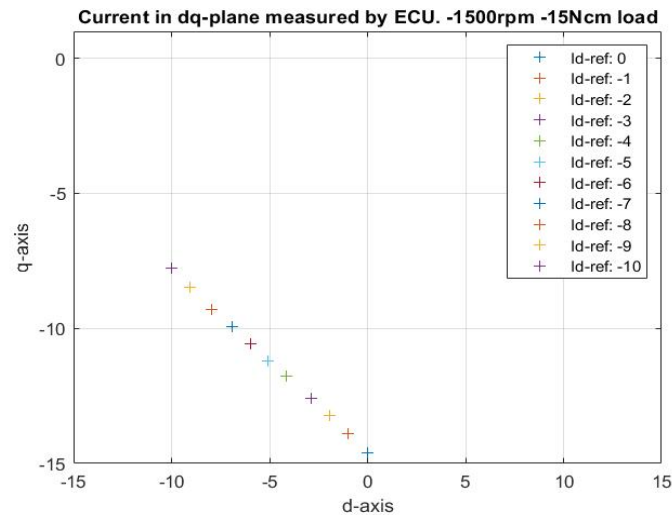


Figur 28: Genomsnittliga positionen av strömmarna i dq-planet [A] i styrningen med FOC för olika introducerade värden på i_d -referensen. Med -15 Ncm ett referensvärde för hastigheten på -3500 RPM.

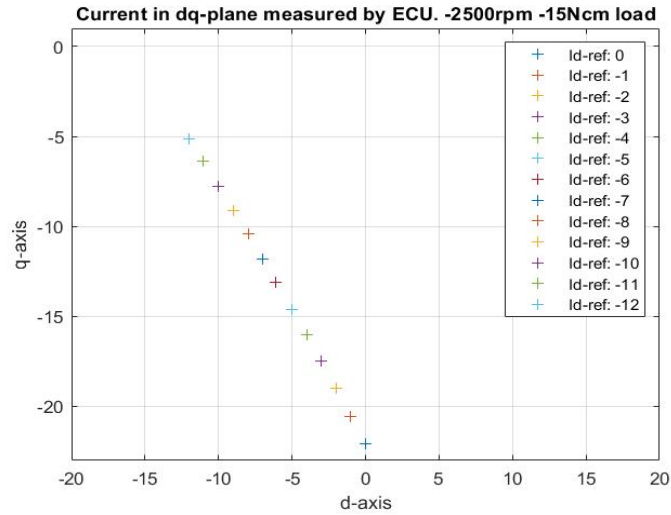
4.3.2 Påverkan av olika referensvärde för d-strömmen på strömmens position i dq-planet sett från ECU:n

Figurerna 29, 30 och 31 visar positionerna för strömmen i dq-planet enligt ECU:ns mätning. Enligt ECU:n är de uppmätta i_d i enlighet med referensvärdena för dessa. För -3500

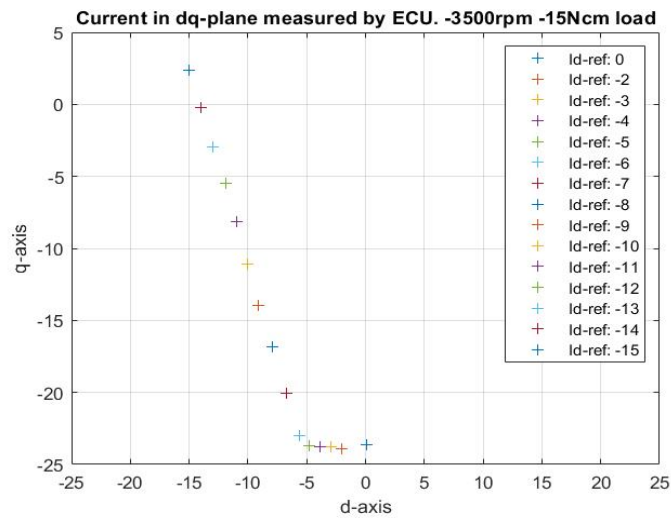
RPM mäter ECU:n en i_q av 2.4 A för $i_d = -15$. Mätningar med riggen visar inga positiva q-strömmar. Skillnaden mellan mätningarna med mätriggen och ECU:ns mätningar visar osäkerhet i projektet som beror på en kombination av osäkerhet i både mätriggens och i ECU:ns positionsmätning. Dessa faktorer bidrar med felmarginaler som kommer att påverka resultatet. Mätosäkerheterna försummas i jämförelse med den signifikanta minskningen i strömförbrukningen som en negativ i_d^* bidrar med i FOC-styrningen. Påverkan på resultatet beaktas och en minskning i mätosäkerheterna bör vara en viktig del av ett fortsatt arbete.



Figur 29: Genomsnittliga positionen av strömmarna i dq-planet [A] i styrningen med FOC för olika introducerade värden på i_d -referensen mätt av ECU:n. Med -15 Ncm och -1500 *RPM*.



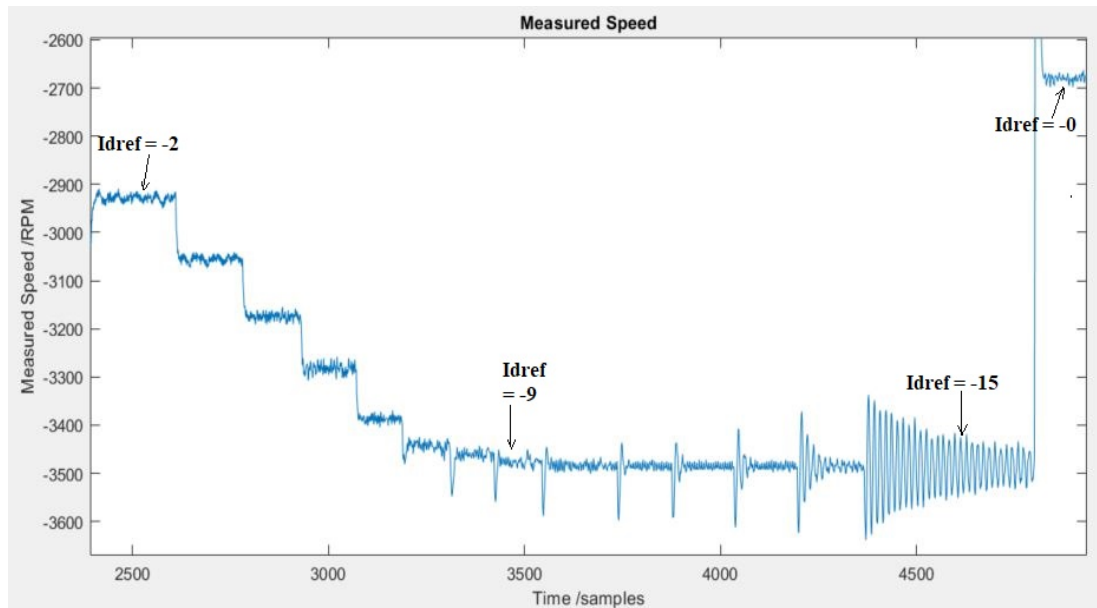
Figur 30: Genomsnittliga positionen av strömmarna i dq-planet [A] i styrningen med FOC för olika introducerade värden på i_d -referensen mätt av ECU:n. Med -15 Ncm och -2500 RPM.



Figur 31: Genomsnittliga positionen av strömmarna i dq-planet [A] i styrningen med FOC för olika introducerade värden på i_d -referensen mätt av ECU:n. Med -15 Ncm och ett referensvärde för hastigheten på -3500 RPM.

4.3.3 Påverkan av en d-ström på motorns förmåga att hålla hastighetsreferensen

Med en last av 15 *Ncm* kan motorn inte hålla en hastighet av -3500 *RPM* med den nuvarande FOC-styrning. Det krävs en d-strömreferens av -10 (ger en uppmätt ström av -8.15) eller större belopp för att kunna hålla hastigheten. En för hög negativ d-strömreferens som -15 (ger en uppmätt ström av -15.76) orsakar i stället för höga svängningar i varvtalsregleringen. En korrekt kombination av dq-strömmarna ger möjligheten att hålla både det önskade vridmomentet och det önskade varvtalet.



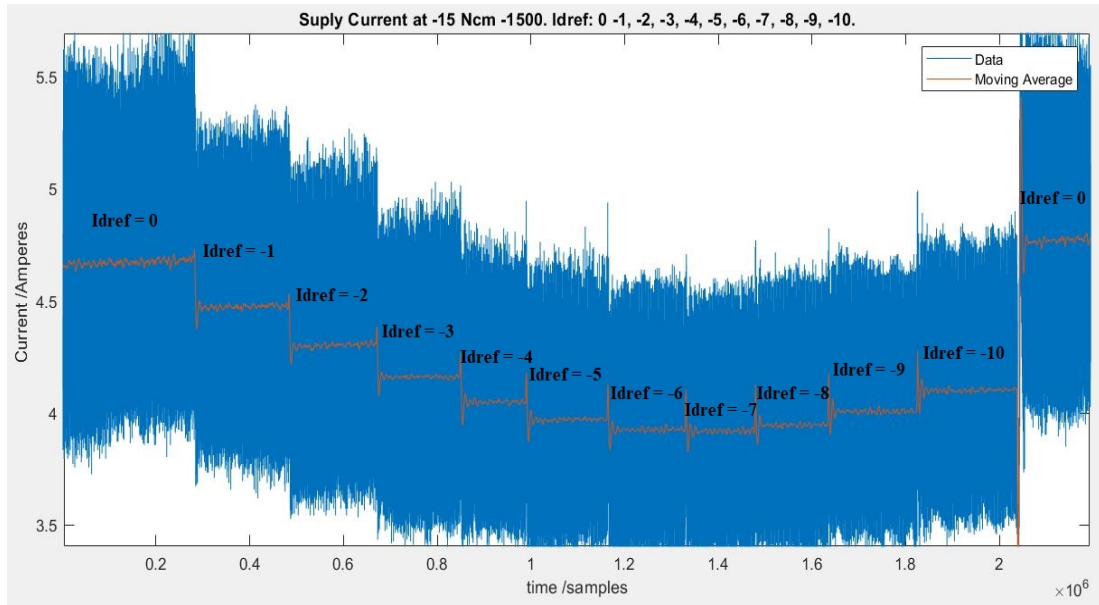
Figur 32: Uppmätt varvtal för en referens av -3500 *RPM* och 15 *Ncm* vid introduktionen av negativa d-ström referenser.

4.3.4 Påverkan av en d-ström på motorns strömkonsumtion och på de totala förlusterna

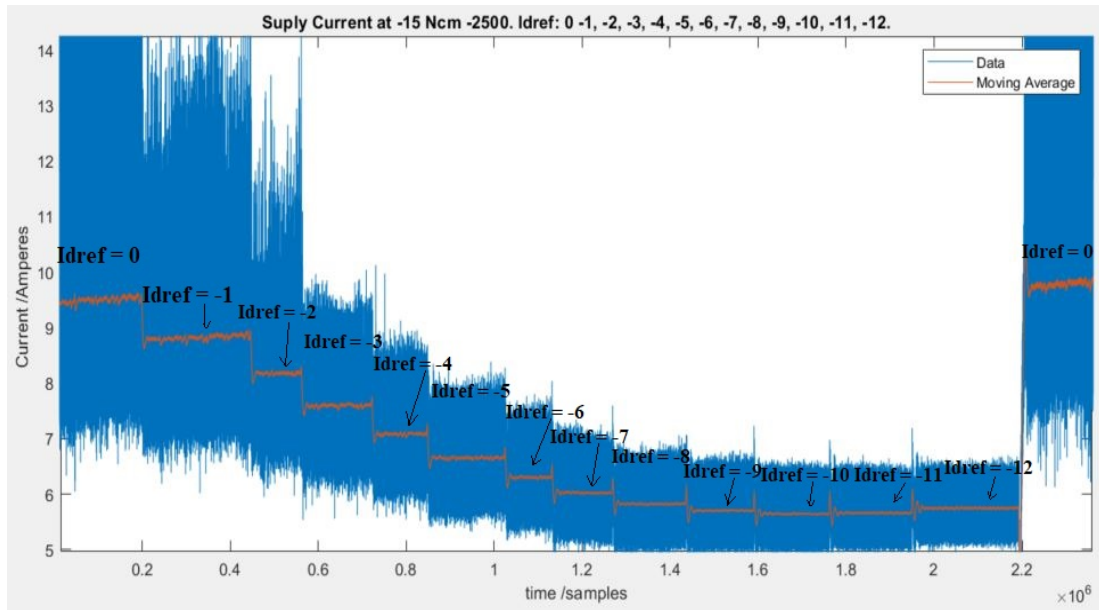
I figurer 33, 34 och 35 visar hur den uppmätta matningsströmmen I_{dc} , det vill säga likströmmen som motorn drar från källan, påverkas av en i_d -referens. Figurerna visar den uppmätta strömmen i blå och ett glidande medelvärde i orange för de tre olika studerade arbetspunkterna (-1500, -2500 och -3500 *RPM* samt -15 *Ncm*). Den svarta texten visar vilken introducerad referens för i_d , det vill säga i_d^* , som motsvarar den uppmätta matningsströmmen. Man kan övertyga sig om att för höga varvtal, en bättre användning av i_d sänker inte bara den totala strömkonsumtionen utan även strömripleln.

En minskning i den uppmätta strömkonsumtionen samtidigt som de uppmätta moment och varvtal behålls konstant innebär en minskning i de totala förlusterna. Hur förlusterna minskar som ett resultat av introduktionen av en d-strömkomponent i styrningen

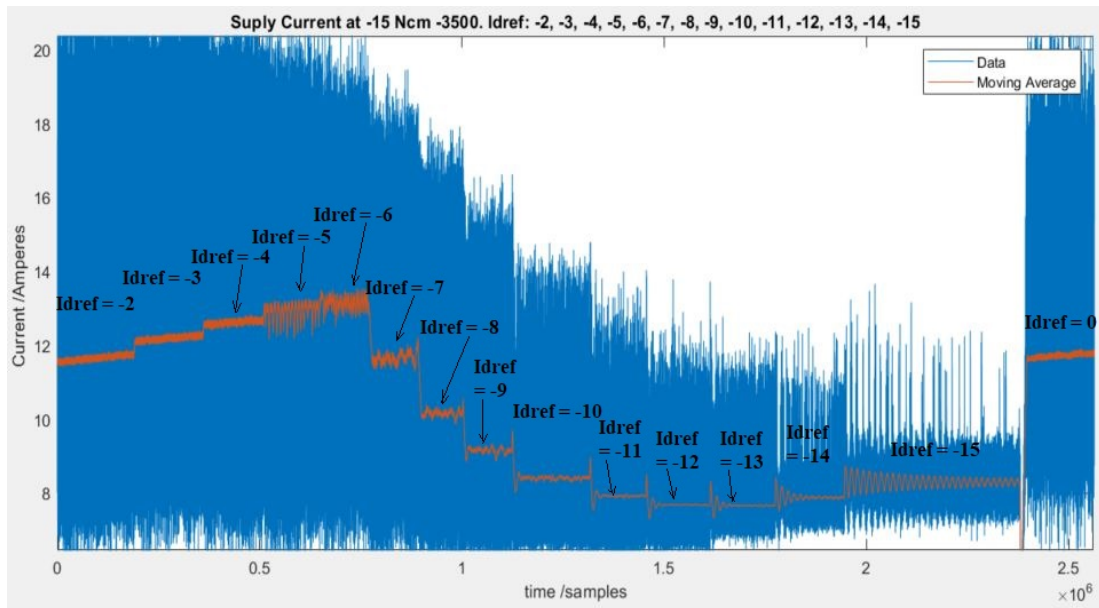
visas i figur 36. Grafen visar de uppmätta effektförlusterna vid de olika studerade arbetspunkterna som funktion av de uppmätta d-strömmarna. Det går att avläsa vilka kombinationer av i_d och i_q som gav de lägsta förlusterna för varje arbetspunkt.



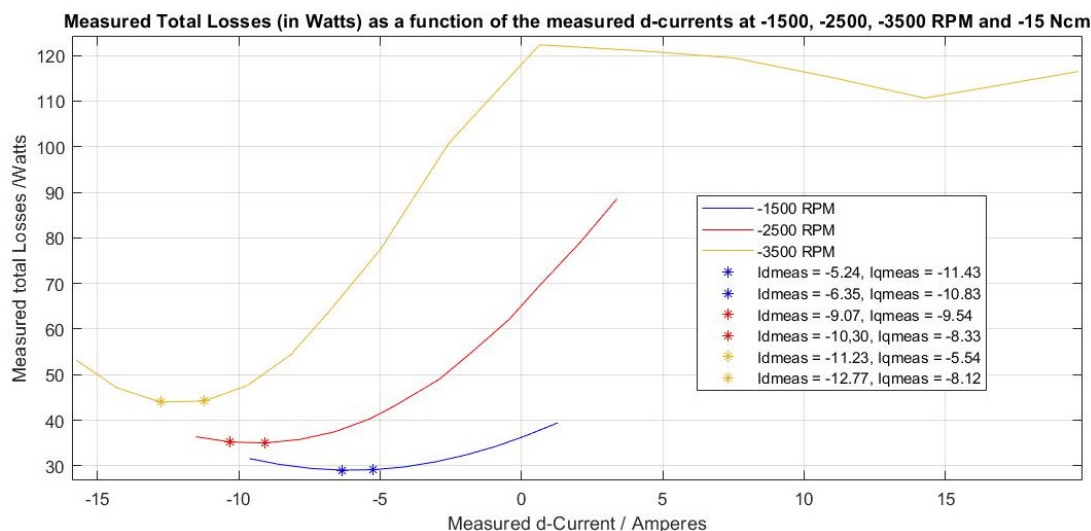
Figur 33: Uppmätt matningsström (blå) som motorn drar från källan vid olika referenser för d-strömmen och ett glidande medelvärde av matningsströmmen (orange). Vid -1500 RPM och -15 Ncm. Den svarta texten visar det introducerade värdet på i_d^* .



Figur 34: Uppmätt matningsström (blå) som motorn drar från källan vid olika referenser för d-strömmen och ett glidande medelvärde av matningsströmmen (orange). Vid -2500 RPM och -15 Ncm. Den svarta texten visar det introducerade värdet på i_d^* .



Figur 35: Uppmätt matningström (blå) som motorn drar från källan vid olika referenser för d-strömmen och ett glidande medelvärde av matningsströmmen (orange). Vid ett referensvärde av -3500 RPM och -15 Ncm. Den svarta texten visar det introducerade värdet på i_d^* .



Figur 36: Uppmätta effektförluster ($P_{elektriskt} - P_{mekaniskt}$) [W] som funktion av de olika uppmätta d-strömmar [A]. Servomotorn är vridmomentsreglerad för att ge 15 Ncm av last. Den studerade motorn varvtalregleras med referensvärden för varvtalet: -1500 (blå), -2500 (röd) och -3500 (orange) RPM. referensvärdena för i_q väljs av reglerkretsen, medan referensvärdena för i_d valdes manuellt. Den blåa linjen består av 11 mätpunkter med olika referenser för i_d , den röda av 13 mätpunkter med olika referenser för i_d , medan den gula linjen består av 15 mätpunkter med olika referenser för i_d enligt vad som beskrivs i kapitel 3.3. De två uppmätta punkter som ger lägst effektförluster för varje kurva har markerats för att underlätta läsningen.

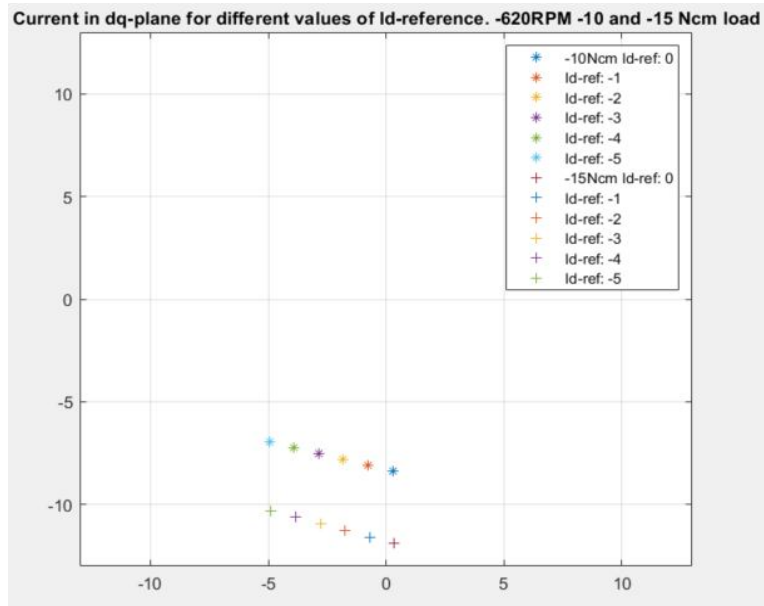
Ett större belopp av den negativa d-strömmen kan minska effektförlusterna i motorn. För -1500 RPM och -15 Ncm ger en uppmätt $i_d = 0A$ att $P_{loss} = 36W$ medan $i_d = -5.24A$ ger $P_{loss} = 29W$. En jämförelse av förlusterna mellan styrningen utan någon i_d^* , en kompenserad styrning som ger $i_d = 0$ och ett värde på i_d som ger de längsta förlusterna för -1500 RPM, -2500 RPM och -3500 RPM, visas i Tabell 7.

Tabell 7: Jämförelse av de uppmätta förlusterna ($P_{elektriskt} - P_{mekaniskt}$) mellan styrningen med $i_d^* = 0$, en uppmätt $i_d = 0$ och uppmätta värden på i_d som ger de längsta förlusterna för -1500 RPM, -2500 RPM och -3500 RPM samt -15 Ncm. Läsaren ska lägga märke till att för -3500 RPM en $i_d^* = 0$ verkar ge en lägre förlust än en $i_d = 0$ i tabellen, men detta beror endast på att för värden på i_d^* högre än -9 A motorn inte klarar att hålla referensvarvtalet av -3500 RPM vid ett bildat moment av -15 Ncm (se figur 32). Samtidigt är matningsströmmen för $i_d^* = 0$ lägre än för $i_d = 0$, som motsvarar $i_d^* \approx -4$ (se figur 35. Resultatet är att den uppmätta skillnaden ($P_{elektriskt} - P_{mekaniskt}$) är större för $i_d = 0$ än för $i_d^* = 0$.

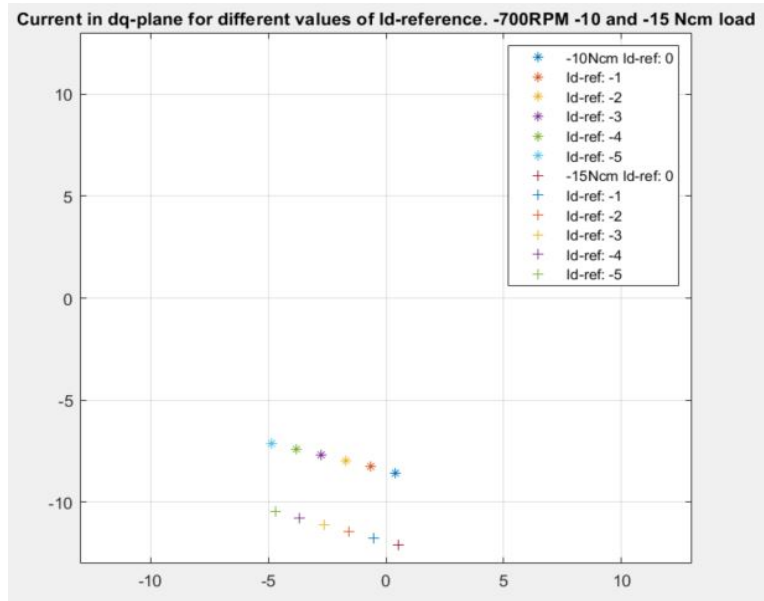
-1500 RPM och -15 Ncm				
Studerad mätpunkt (A)	$i_d^* = 0$	$i_d = 0$	$i_d = -5.2$	$i_d = -6.3$
Uppmätta förluster (W)	39.4	36.7	29.1	29.0
Skillnaden (i W) från fallet $i_d^* = 0$	0	-2.7	-10.3	-10.4
Skillnaden (i %) från fallet $i_d^* = 0$	0	-6.9	-26.1	-26.4
-2500 RPM och -15 Ncm				
Studerad mätpunkt (A)	$i_d^* = 0$	$i_d = 0$	$i_d = -9.1$	$i_d = -10.3$
Uppmätta förluster (W)	88.5	65	35.0	35.2
Skillnaden (i W) från fallet $i_d^* = 0$	0	-23.5	-53.5	-53.3
Skillnaden (i %) från fallet $i_d^* = 0$	0	-26.6	-60.5	-60.2
-3500 RPM och -15 Ncm				
Studerad mätpunkt (A)	$i_d^* = 0$	$i_d = 0$	$i_d = -11.23$	$i_d = -12.77$
Uppmätta förluster (W)	116.4	118	44.2	44.0
Skillnaden (i W) från fallet $i_d^* = 0$	0	+1.6	-72.2	-72.4
Skillnaden (i %) från fallet $i_d^* = 0$	0	+1.3	-62.0	-62.2

4.3.5 Påverkan av en d-ström på strömvektorns längd för låga hastigheter

När påverkan av en negativ i_d i positionen av strömvektorn i dq-planet studeras för låga hastigheter kan konstantvridmomentlinjer åskådliggöras. Vad figurerna 37 och 38 visar är att för två olika (låga) hastigheter, bildar de uppmätta dq-strömmarna samma linje i dq-planet när lasten är densamma. För denna mätning har två olika vridmoment testats för de olika hastigheterna. Att dessa mätpunkter befinner sig på linjer av konstant vridmoment, -10 respektive -15 Ncm blir tydligare i nästa steg.



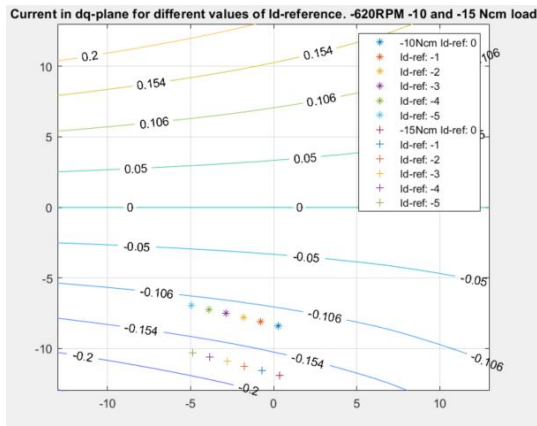
Figur 37: Genomsnittliga positionen, enligt den estimerade motorvinkeln, av de amplitudinvarianta strömmarna i dq-planet [A] i styrningen med FOC för olika värden på Id-referensen. Med -10 ('*') och -15 ('+') Ncm och -620 RPM.



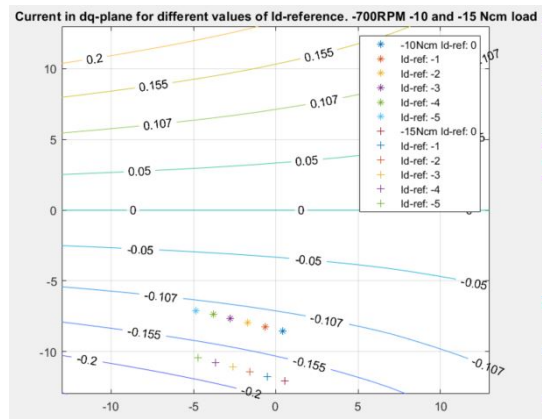
Figur 38: Genomsnittliga positionen, enligt den estimerade motorvinkeln, av de amplitudinvarianta strömmarna i dq-planet [A] i styrningen med FOC för olika värden på Id-referensen. Med -10 ('*') och -15 ('+') Ncm och -700 RPM.

4.4 Beräknade konstantvridmomentslinjer

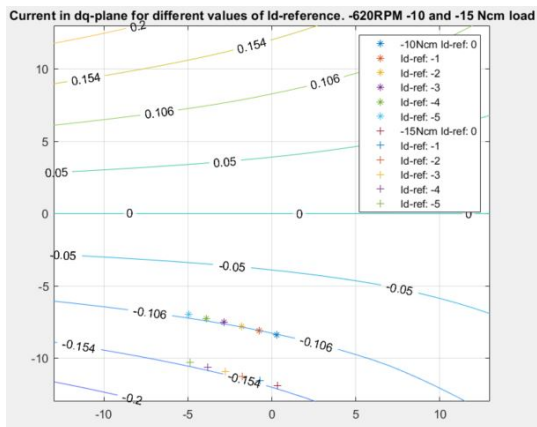
Induktansytorna och vridmomentsytan visades redan i figur 6 och 7 i den tekniska bakgrunden. Med ett värde på Ψ_m av 0.015 Nm/A ser konstantvridmomentslinjerna ut som i 39 och 40 och passar inte de uppmätta dq-strömammarna. $\Psi_m = 0.015 \text{ Nm/A}$ är värdet som används i den nuvarande Simulinkmodellen, men en uppdatering av det använda värdet för Ψ_m krävs för att beräkningarna och mätdata ska stämma bättre överens. Med en $\Psi_m = 0.0128 \text{ Nm/A}$ passar de uppskattade konstantvridmomentslinjerna mätdata väldigt exakt i 41 och 42. Tillräckligt exakt för att gå vidare till nästa steg.



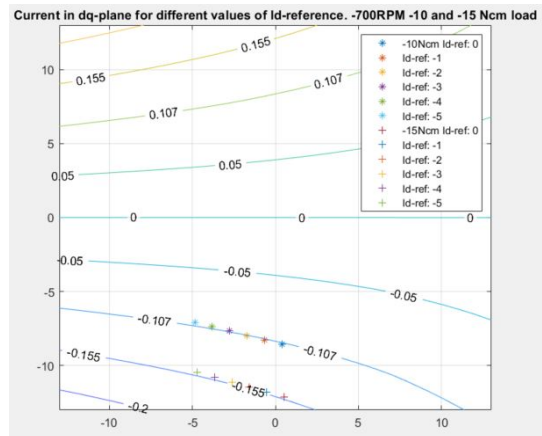
Figur 39: Vridmomentslinjer med $\Psi_m = 0.015 \text{ Nm/A}$ tillsammans med mätdata för -0.10 och -0.15 Ncm och -620 RPM.



Figur 40: Vridmomentslinjer med $\Psi_m = 0.015 \text{ Nm/A}$ tillsammans med mätdata för -0.10 och -0.15 Ncm och -700 RPM.



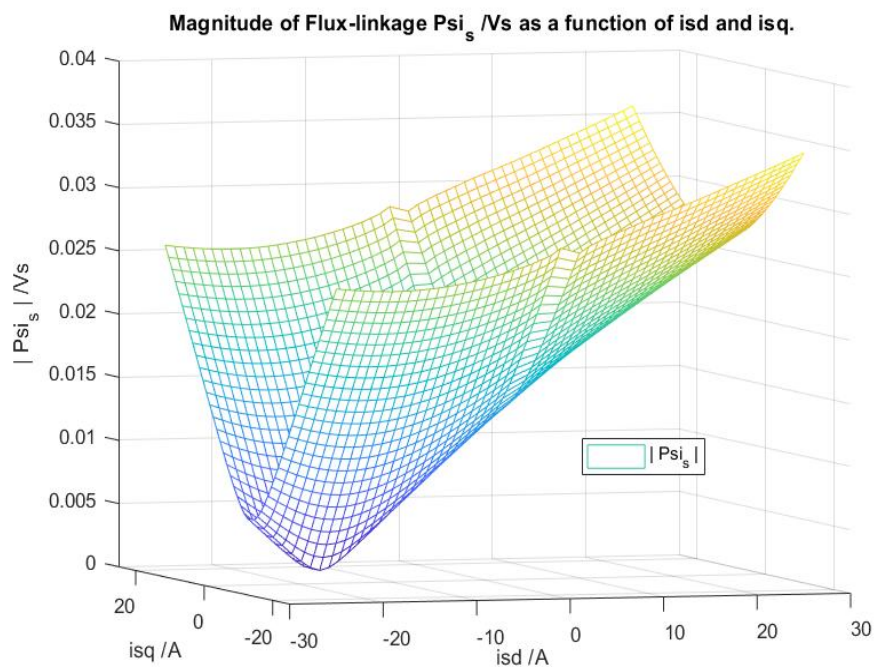
Figur 41: Vridmomentslinjer med $\Psi_m = 0.0128 \text{ Nm/A}$ tillsammans med mätdata för -0.10 och -0.15 Ncm och -620 RPM.



Figur 42: Vridmomentslinjer med $\Psi_m = 0.0128 \text{ Nm/A}$ tillsammans med mätdata för -0.10 och -0.15 Ncm och -700 RPM.

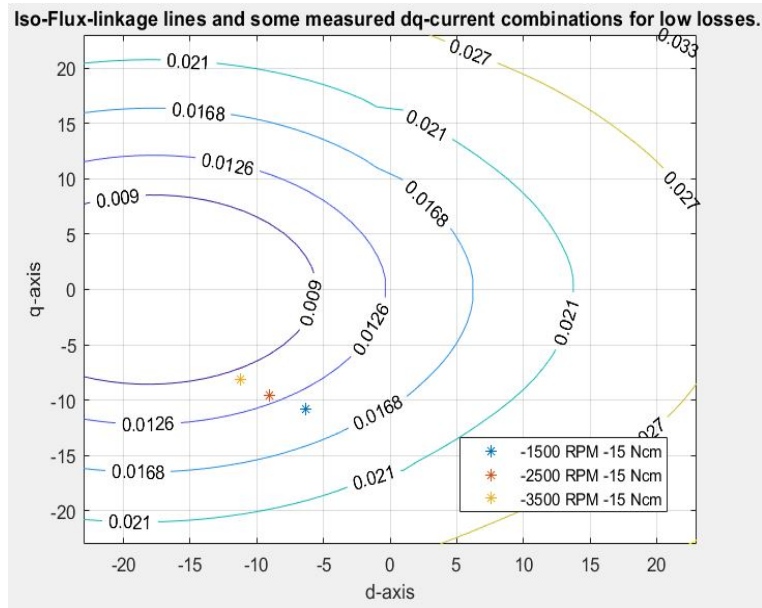
4.5 Beräknade konstantflödeslinjer

Med hjälp av data om induktansvariationerna från Ansys Motor-CAD som visas i figur 6 och Ekvation 16 fås resultatet:



Figur 43: Statorns flödesyta beräknat enligt ekvation 16.

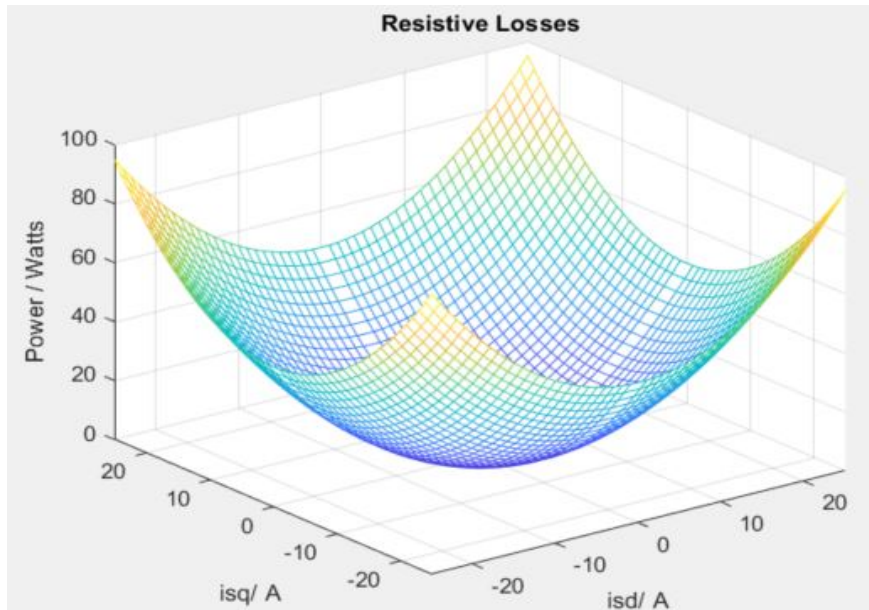
Denna yta ger upphov till de konstantflödeslinjerna:



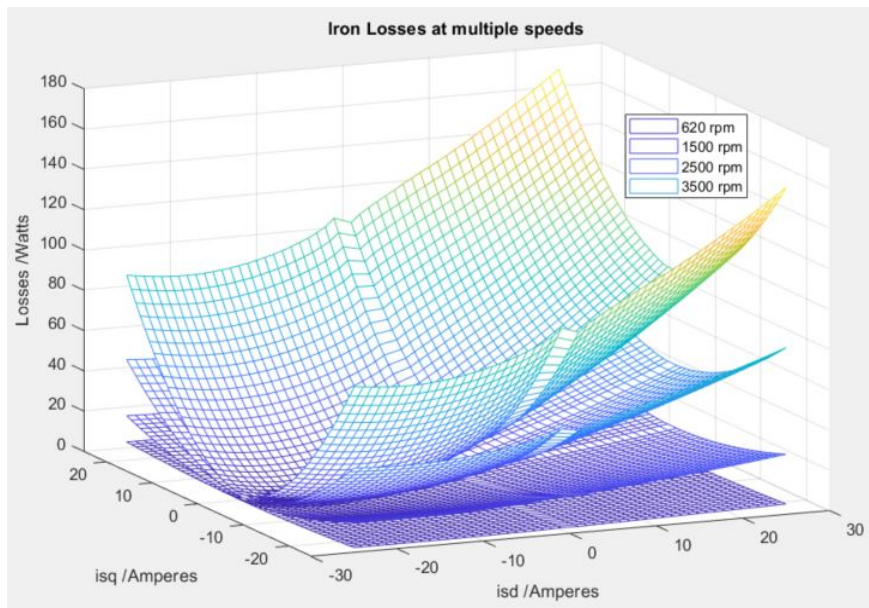
Figur 44: Linjer av konstant flöde. I samma plot visas en uppmätt amplitudinvariant dq-kombination [A] med låg effektförlust för varje studerat varvtal för referens. De uppmätta dq-kombinationerna som visas här går också att se i figur 36.

4.6 Koppar- och järnförlusterna som funktion av dq-strömmarna

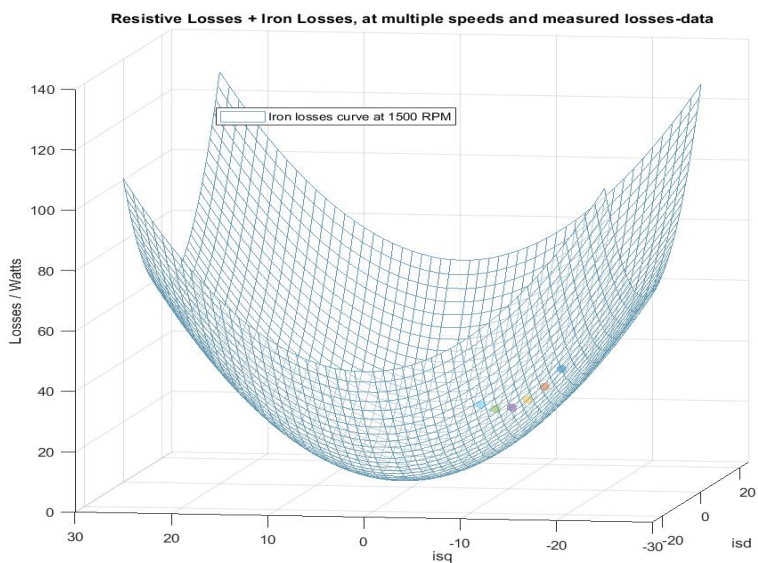
Kopparförlusterna visas i Figur 45 beräknade för $I_d = [-25 \ 25] \text{ A}$ och $I_q = [-25 \ 25] \text{ A}$ (**Observera att förlusterna i Figur 45 är underskattade enligt informationen i kapitel 3.5**). Figur 46 visar de uppskattade järnförlusterna för 4 olika varvtal med en $k = 0.11$. Värdet av skalningskonstanten k bestämdes genom att jämföra mätpunkternas dq-strömmar och totala förluster med den beräknade summan av kopparförluster och järnförlusterna. Figurerna 47, 48 och 49 visar summan av kopparförlusterna och järnförlusterna för 3 olika varvtal tillsammans med mätpunkter.



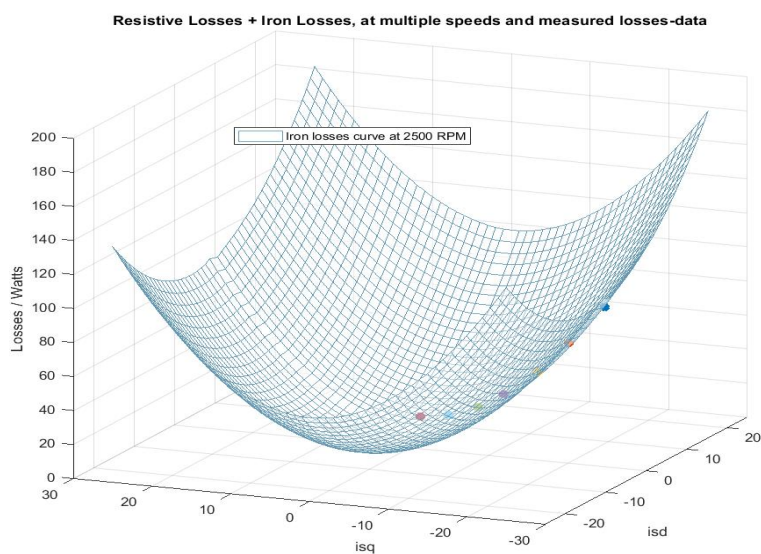
Figur 45: Kopparförlusterna som funktion av dq-strömmarna [A] för en fasresistans av 0.07604 Ohm vid rumtemperatur (**Observera att förlusterna i denna figur är underskattade enligt informationen i kapitel 3.5**).



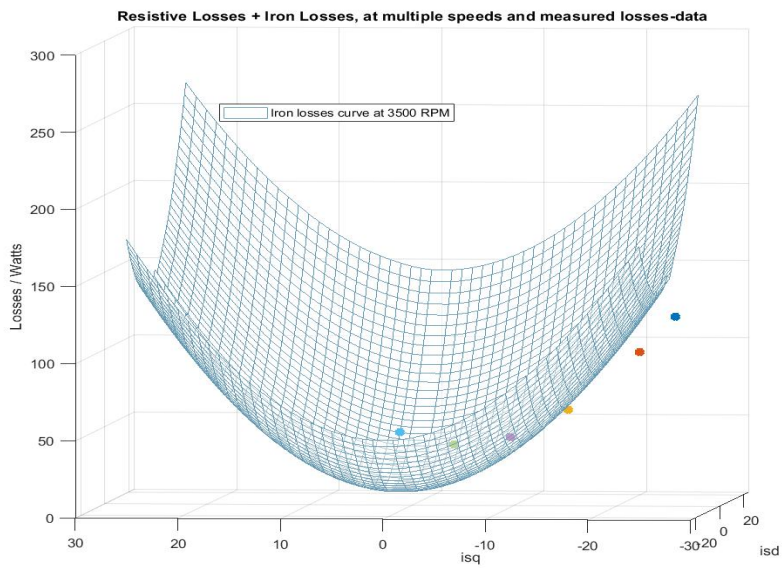
Figur 46: Järnförlusterna som funktion av dq-strömmarna [A] för varvtalen 620, 1500, 2500 och 3500 *RPM*. Högre varvtal ger högre förluster.



Figur 47: Kopparförluster + Järnförluster som funktion av dq-strömmarna [A] för 1500 RPM och en fasresistans av 0.07604 Ohm med $k = 0.11$. Flera mätpunkter av dq-strömmarna och de totala uppmätta förluster plottas i samma graf.



Figur 48: Kopparförluster + Järnförluster som funktion av dq-strömmarna [A] för 2500 RPM och en fasresistans av 0.07604 Ohm med $k = 0.11$. Flera mätpunkter av dq-strömmarna och de totala uppmätta förluster plottas i samma graf.



Figur 49: Kopparförluster + Järnförluster som funktion av dq-strömmarna [A] för 3500 RPM och en fasresistans av 0.07604 Ohm med $k = 0.11$. Flera mätpunkter av dq-strömmarna och de totala uppmätta förluster plottas i samma graf.

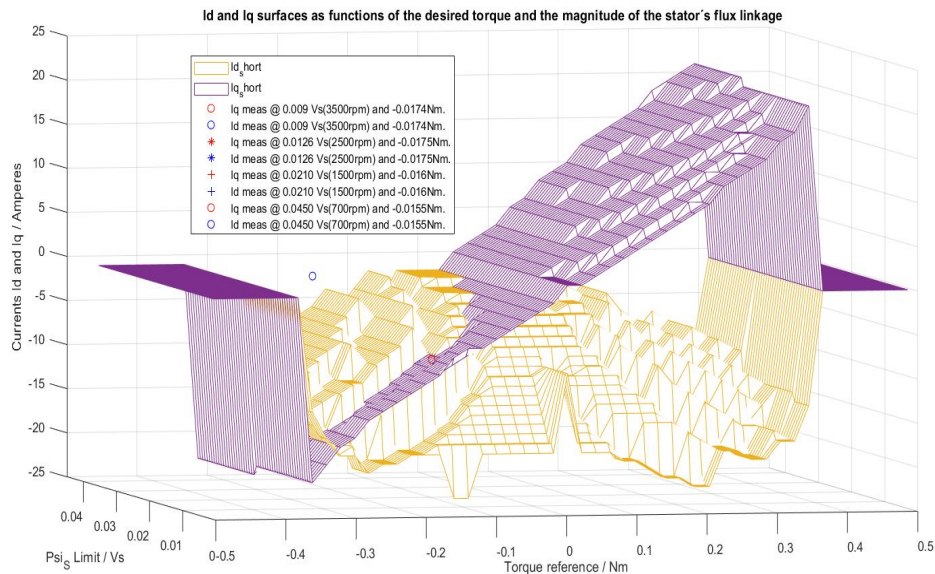
5 Resultat

Denna del av rapporten presenterar projekts resultat. Resultatet består av de beräknade ytor för i_d^* och i_q^* , en implementation av dessa som uppslagstabell i Simulink samt en jämförelse av den uppdaterade styrningen med blockkommutering- och den nuvarande FOC-styrningen vid -1500, -2500 och -3500 *RPM*. Slutligen en liten demonstration av den uppdaterade styrningens prestanda vid -4000 *RPM* visas i form av mätdata.

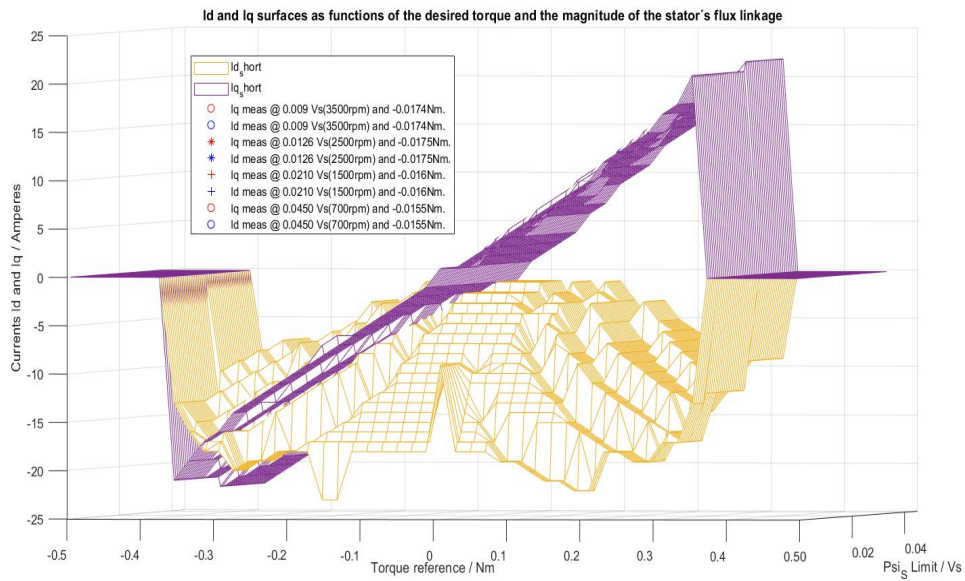
5.1 Strömreferensytor som funktion av vridmoment och statorns flödeskoppling

Två vyer av strömreferensytorna före utjämning och filtrering visas i figurer 50 och 51 där i_d^* visas som en orange yta och i_q^* visas i lila.

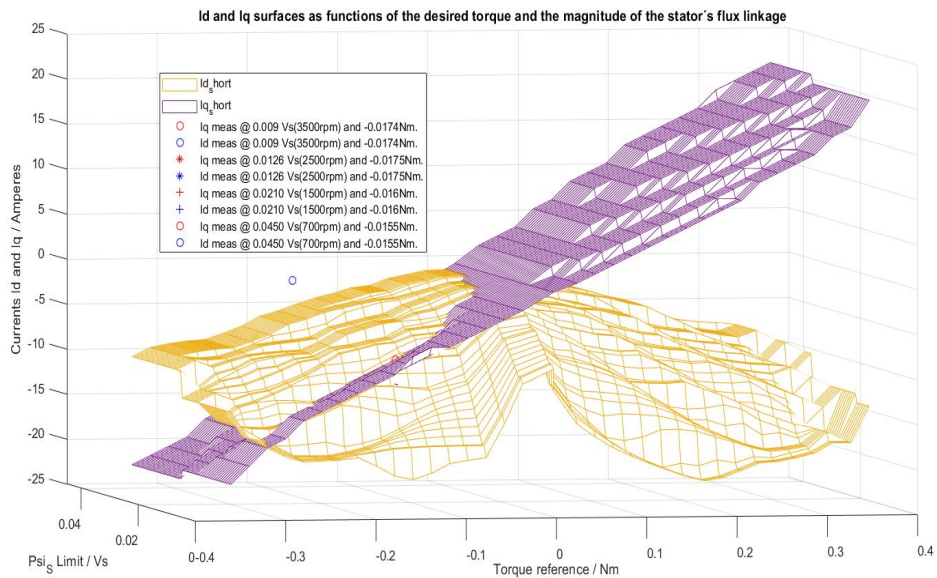
Från dessa ytor elimineras sedan alla nollpunkter som är resultat av strömbegränsningen. Värdena för i_d^* och i_q^* sätts till noll för alla värden där $T^* = 0$ innan ytorna jämnas ut med hjälp av ett enkelt medelvärdesfilter längs med d-ledet. Det slutliga resultatet är de jämnare ytorna i 52 och 53. Tecknet för i_q^* är detsamma som för T^* , medan i_d^* är alltid negativ.



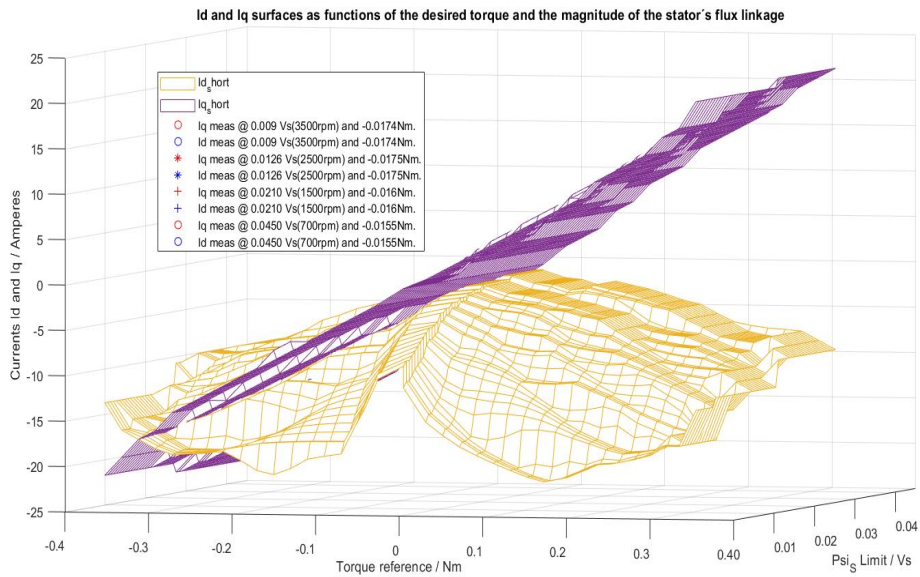
Figur 50: Tredimensionell representation av uppslagstabellerna för i_d och i_q som funktion av vridmoment och statorns sammanlänkat flöde före filtrering och utjämning.



Figur 51: Tredimensionell representation av uppslagstabellerna för i_d och i_q som funktion av vridmoment och statorns sammanlänkat flöde före filtrering och utjämning.



Figur 52: Tredimensionell representation av uppslagstabellerna för i_d och i_q som funktion av vridmoment och statorns sammanlänkat flöde.

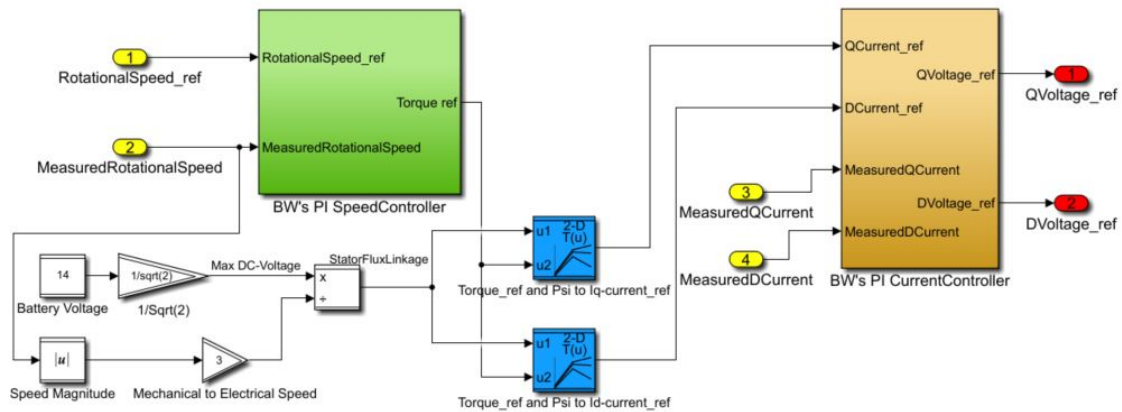


Figur 53: Tredimensionell representation av uppslagstabellerna för i_d och i_q som funktion av vridmoment och statorns sammanlänkat flöde.

5.2 Implementationen i Simulink

Implementationen av styrningen med uppslagstabeller i Simulink är väldigt enkel jämfört med processen för att ta fram uppslagstabellerna. Implementationen består av de ursprungliga varvtals- och strömregulatorerna med skillnaden att i_q^* inte längre beräknas utifrån en vridmomentreferens utan "slås upp" i en tabell. Tabellen tar emot en T^* och ett beräknat värde på statorns sammanlänkat flöde. Den sammanlänkade flödet $|\Psi_s|$ i denna enkla implementation beräknas utifrån den uppmätta rotationshastigheten och ett bestämt värde på likspänningen (här satt till 14 *Volt*).

i_d^* är inte alltid noll längre, utan slås också upp i en tabell på samma sätt som för i_q^* .



Figur 54: Uppdaterad Simulinkmodell med implementationen av uppslagstabellerna för d- och q-strömsreferenser.

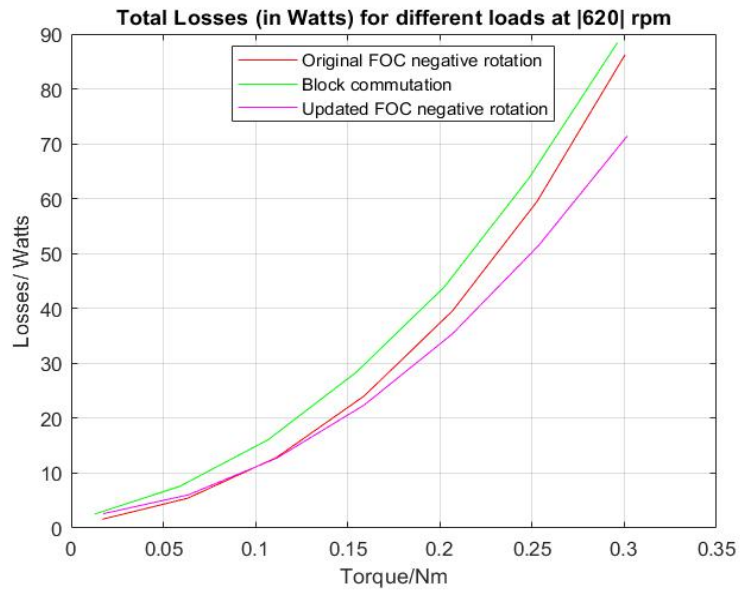
5.3 Jämförelse av den uppdaterade FOC-styrningen med den nuvarande FOC och med blockkommutering

I denna del av resultatet kommer prestandan och effektiviteten av de olika styrningar, det vill säga blockkommutering, FOC och den uppdaterade FOC med uppslagstabell för i_{dq}^* att presenteras. Datan som presenteras består av uppmätta arbetspunkter där servomotorn styrs vridmomentsreglerad (som last) från 0 till 30 Ncm med 5 Ncm steg mellan punkterna. Motorn styrs varvtalsreglerad vid -620, -1500, -2500 och -3500 RPM för varje styrningsmjukvara.

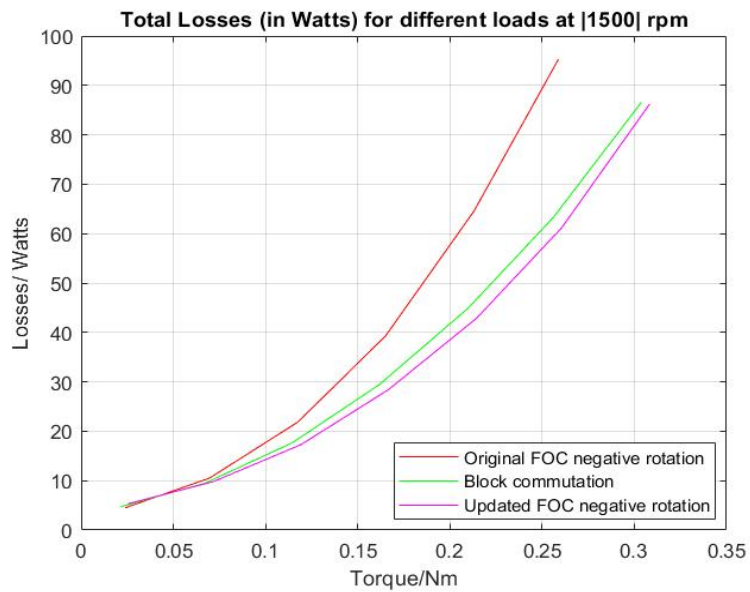
När någon av styrningarna kräver högre strömmar än vad mjukvaran tillåter kommer denna strömförsörjning att begränsas av mjukvaran för att skydda motorn. Resultatet är ett begränsat bildat vridmoment och därmed en begränsad hastighet när motorn är belastad. Figurerna visar endast de arbetspunkterna där respektive styrning klarade att hålla rotationshastigheten för den aktuella lasten. Det vill säga att, exempelvis, en längre kurva för blockkommutering visar att denna styrning klarar högre arbetspunkter än det som styrningarna med FOC klarar innan strömmen måste begränsas.

5.3.1 Totala effektförluster

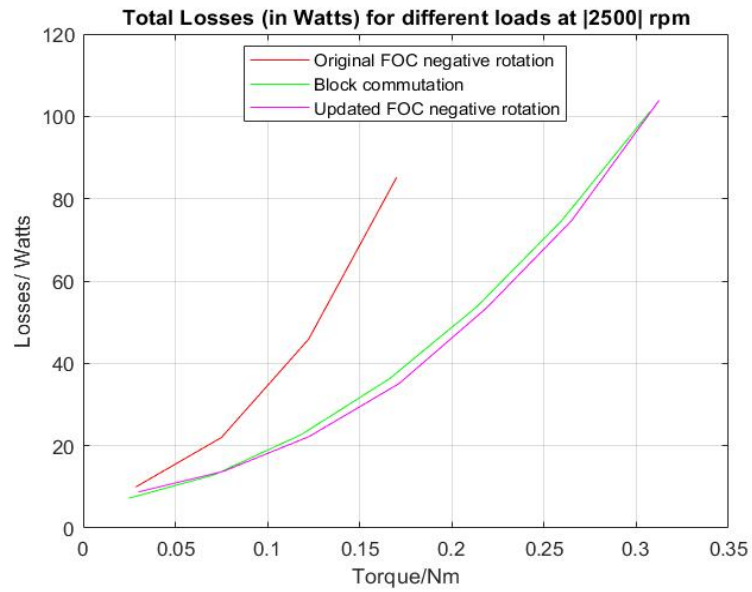
Figurerna nedan visar de uppmätta effektförlusterna som skillnaden mellan elektriskt effekt in i motorn och mekanisk effekt ut från motorn. Blockkommutering har en sämre verkningsgrad vid låga varvtal. När varvtalet ökar ser man hur förlusterna för den nuvarande FOC snabbt ökar, medan den uppdaterade FOC och blockkommutering har praktiskt sett samma verkningsgrad. Vid väldigt höga varvtal som -3500 RPM genererar blockkommutering fortfarande de lägsta förlusterna bland alla styrningarna.



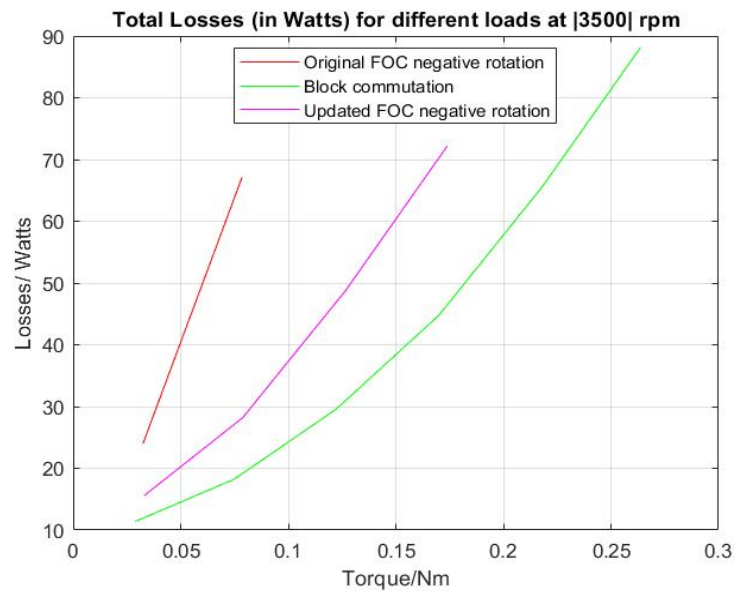
Figur 55: Effektförluster i Watt som funktion av lasten vid -620 RPM för de olika styrningarna. Endast avklarade arbetspunkter mellan 0 och -30 Ncm för varje styrning.



Figur 56: Effektförluster i Watt som funktion av lasten vid -1500 RPM för de olika styrningarna. Endast avklarade arbetspunkter mellan 0 och -30 Ncm för varje styrning.



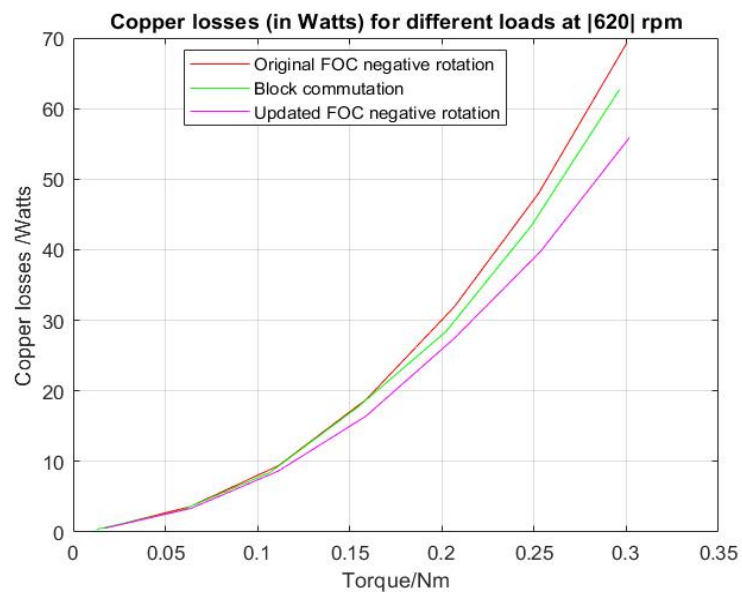
Figur 57: Effektförluster i Watt som funktion av lasten vid -2500 RPM för de olika styrningarna. Endast avklarade arbetspunkter mellan 0 och -30 Ncm för varje styrning.



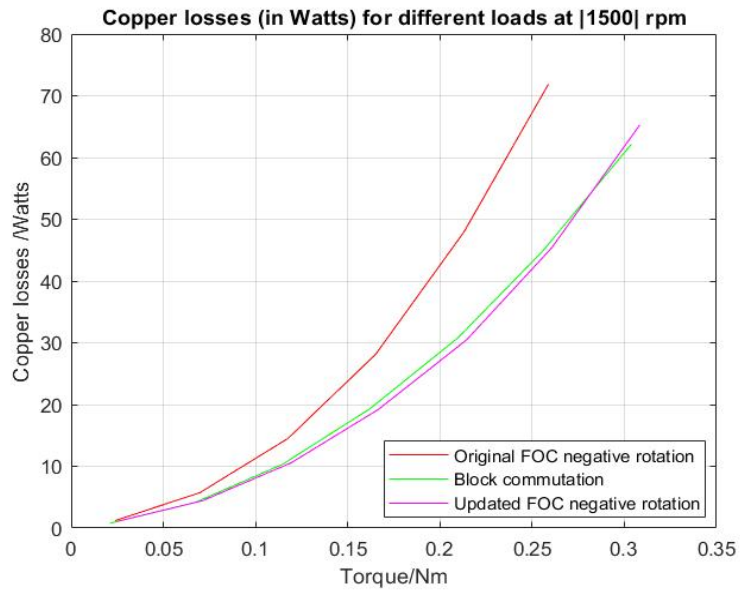
Figur 58: Effektförluster i Watt som funktion av lasten vid -3500 RPM för de olika styrningarna. Endast avklarade arbetspunkter mellan 0 och -30 Ncm för varje styrning.

5.3.2 Kopparförluster

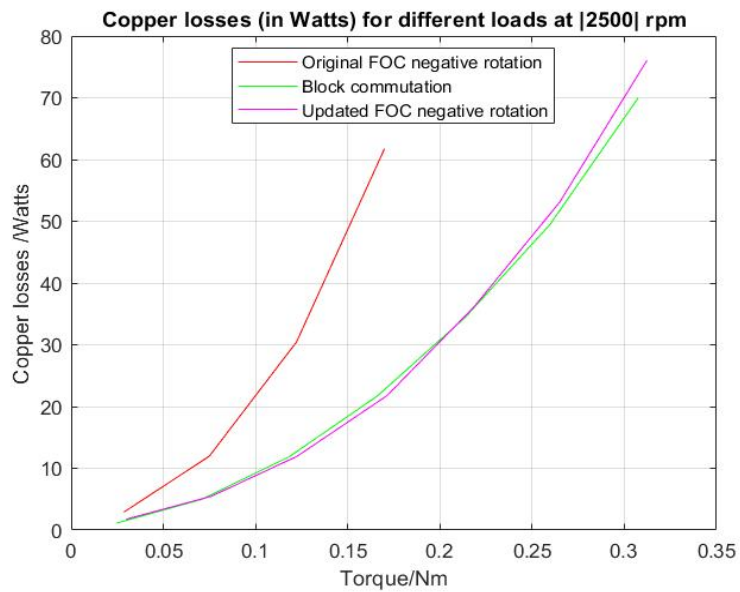
Figurerna nedan visar de uppmätta kopparförlusterna beräknade enligt ekvation 12 med MatLabs `rms()`-kommandot och fasresistansen 0.07604 Ohm. Figurerna visar att den nuvarande FOC alltid kräver högre fasströmmar för att åstadkomma samma vridmoment och hålla vartalet. Fasströmmarna för den styrningen ökar markant med varvtalet och leder till stor värmeutveckling i motorns lindningar. Den uppdaterade FOC och blockkommatering är igen likadana upp till väldigt höga hastigheter där blockkommatering kräver de lägsta fasströmmarna bland styrningarna.



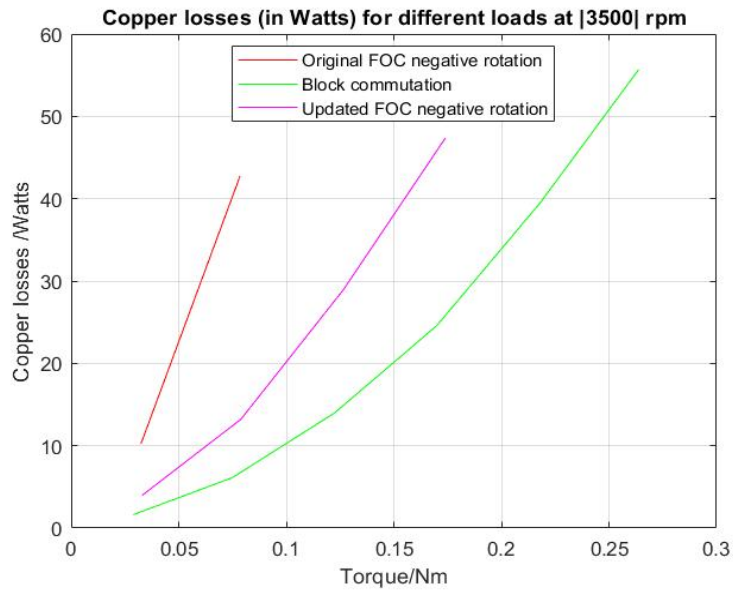
Figur 59: Kopparförluster i Watt som funktion av lasten vid -620 RPM för de olika styrningarna. Endast avklarade arbetspunkter mellan 0 och -30 Ncm för varje styrning.



Figur 60: Kopparförluster i Watt som funktion av lasten vid -1500 RPM för de olika styrningarna. Endast avklarade arbetspunkter mellan 0 och -30 Ncm för varje styrning.



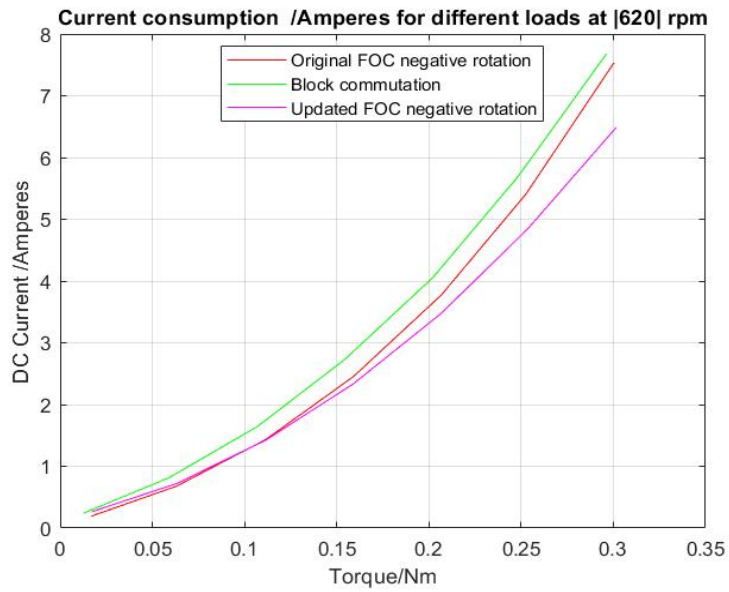
Figur 61: Kopparförluster i Watt som funktion av lasten vid -2500 RPM för de olika styrningarna. Endast avklarade arbetspunkter mellan 0 och -30 Ncm för varje styrning.



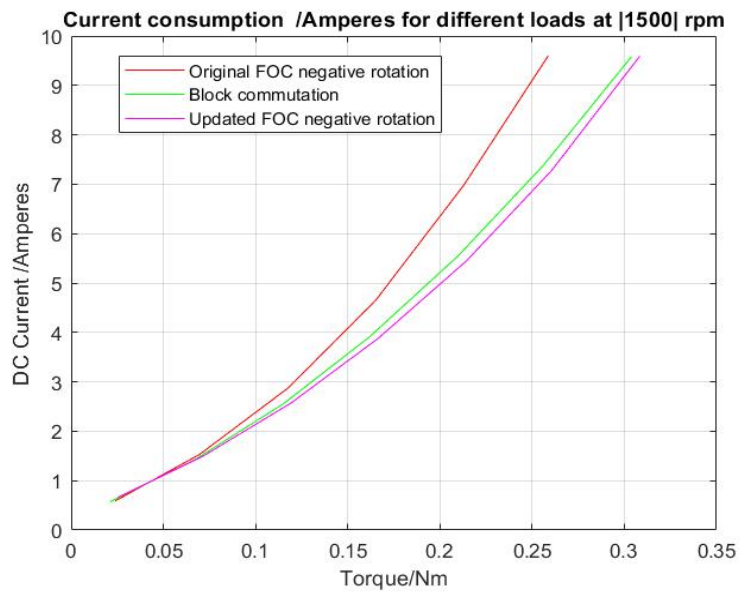
Figur 62: Kopparförluster i Watt som funktion av lasten vid -3500 RPM för de olika styrningarna. Endast avklarade arbetspunkter mellan 0 och -30 Ncm för varje styrning.

5.3.3 Motorns likströmskonsumtion

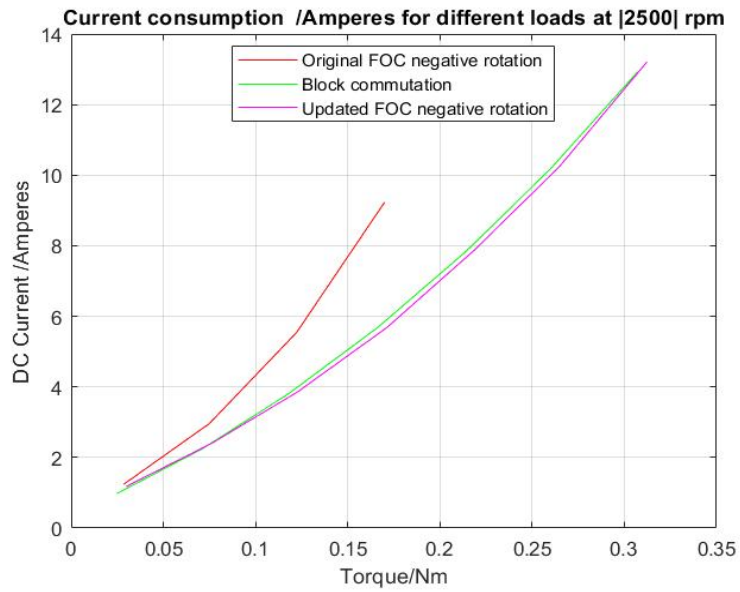
Figureerna nedan visar motorns strömkonsumtion för de olika avklarade arbetspunkterna. Strömkonsumtionen mättes som likströmmen som motorn drar från mätrigen.



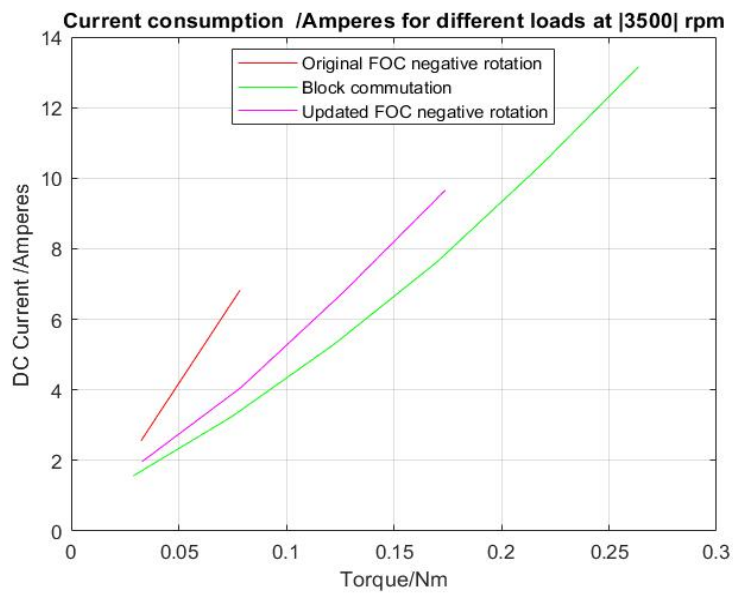
Figur 63: Motorns strömkonsumtion [A] som funktion av lasten vid -620 RPM för de olika styrningarna. Endast avklarade arbetspunkter mellan 0 och -30 Ncm för varje styrning.



Figur 64: Motorns strömkonsumtion [A] som funktion av lasten vid -1500 RPM för de olika styrningarna. Endast avklarade arbetspunkter mellan 0 och -30 Ncm för varje styrning.



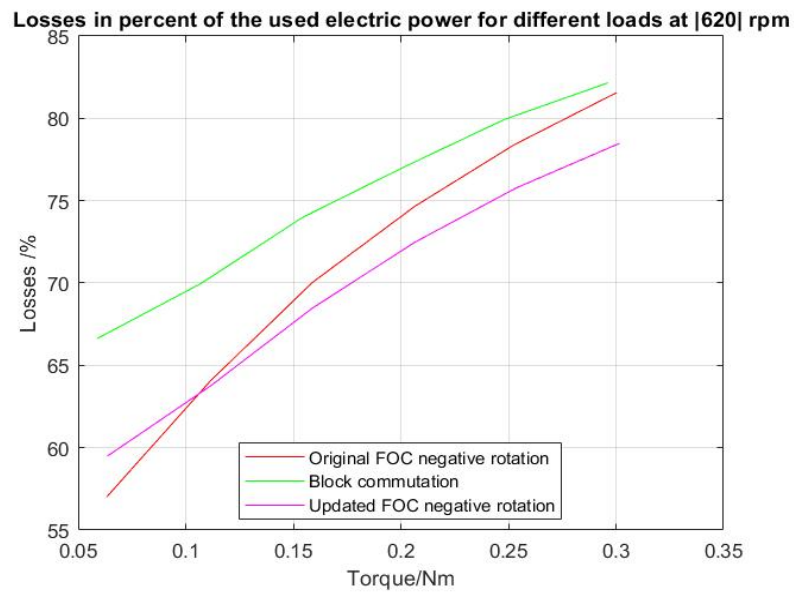
Figur 65: Motorns strömkonsumtion [A] som funktion av lasten vid -2500 RPM för de olika styrningarna. Endast avklarade arbetspunkter mellan 0 och -30 Ncm för varje styrning.



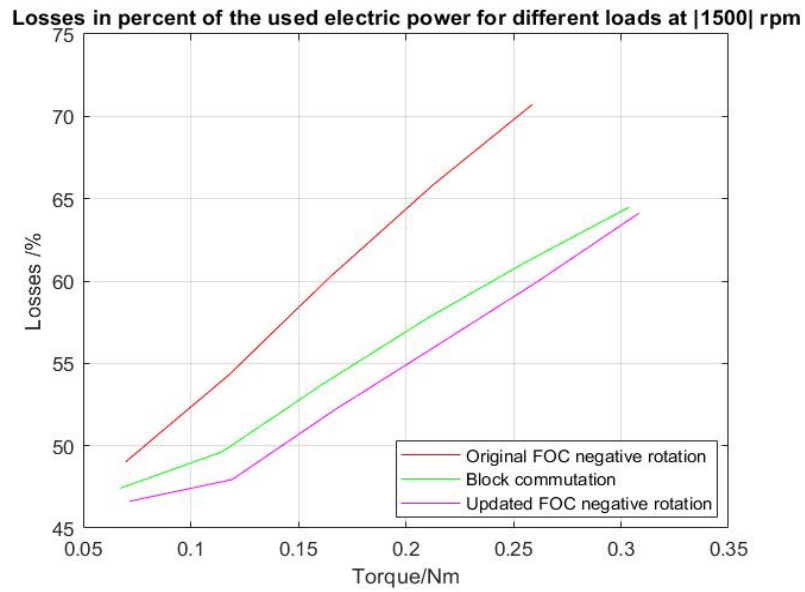
Figur 66: Motorns strömkonsumtion [A] som funktion av lasten vid -3500 RPM för de olika styrningarna. Endast avklarade arbetspunkter mellan 0 och -30 Ncm för varje styrning.

5.3.4 Förlusterna som procent av den totala elektriska effekten

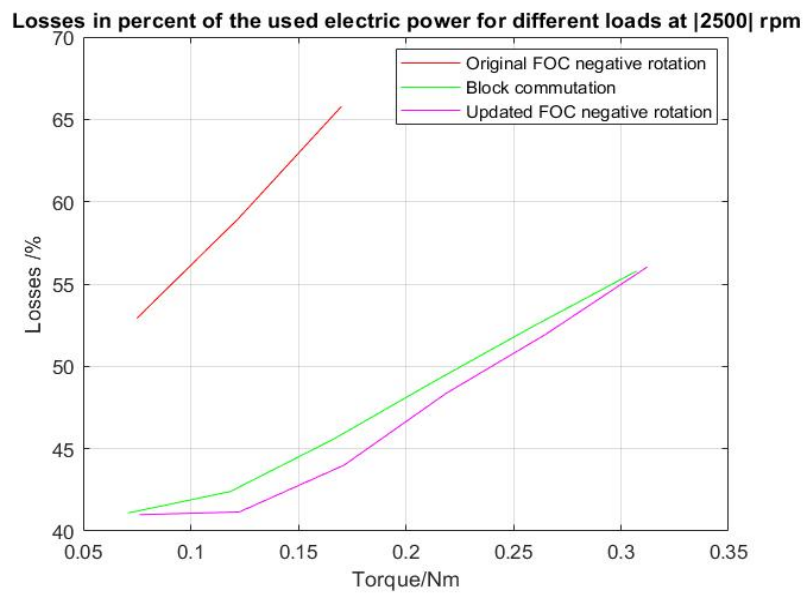
Figurerna nedan visar de uppmätta effektförlusterna i 5.3.1 som en andel av den totala förbrukade elektriska effekten (elektrisk effekt in i motorn). Motorns verkningsgrad vid de olika mätpunkterna kan beräknas som 100– andel förluster.



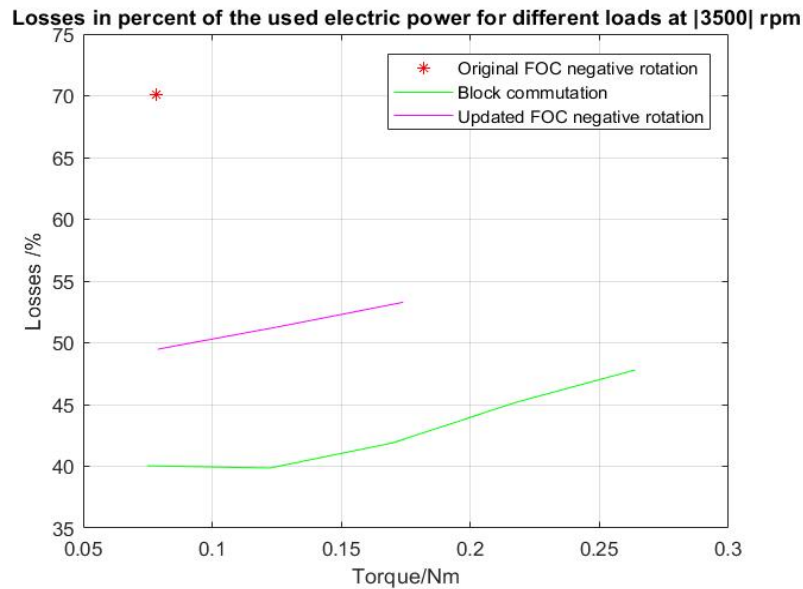
Figur 67: Effektförlusterna som andel av den totala elektriska effekten som funktion av lasten vid -620 RPM för de olika styrningarna. Endast avklarade arbetspunkter mellan -5 och -30 Ncm för varje styrning.



Figur 68: Effektförlusterna som andel av den totala elektriska effekten som funktion av lasten vid -1500 RPM för de olika styrningarna. Endast avklarade arbetspunkter mellan -5 och -30 Ncm för varje styrning.



Figur 69: Effektförlusterna som andel av den totala elektriska effekten som funktion av lasten vid -2500 RPM för de olika styrningarna. Endast avklarade arbetspunkter mellan -5 och -30 Ncm för varje styrning.



Figur 70: Effektförlusterna som andel av den totala elektriska effekten som funktion av lasten vid -3500 RPM för de olika styrningarna. Endast avklarade arbetspunkter mellan -5 och -30 Ncm för varje styrning.

5.4 Sammanfattande tabell av de totala effektförlusterna

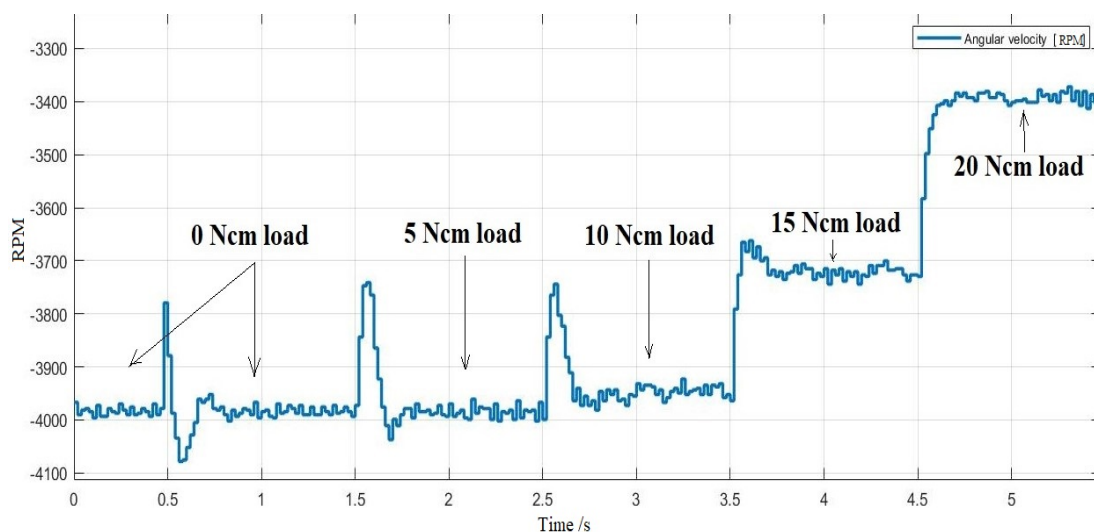
Den här delen av resultatet sammanställer i tabellform informationen som visas i kurvform i kapitel refch:ResEffektFörluster (figurer 55 - 58). Tabell 8 visar de uppmätta totala effektförluster vid referensvridmomenten 0 Ncm, -5 Ncm, -10 Ncm, -15 Ncm, -20 Ncm, -25 Ncm, och -30 Ncm för de tre testade mjukvaror "Blockkommutering", "Nuvarande FOC" (den ursprungliga FOC) och "Uppdaterad FOC" (FOC med uppslagstabell för i_d^* och i_q^*). Effektförlusterna visas enbart för mjukvaror som klarade att hålla varvtalet enligt varvtalsreferenserna -620 RPM, -1500 RPM, -2500 RPM och -3500 RPM. För de mätningar där motorn med aktuell mjukvara inte höll varvtalet med det önskade vridmomentet visas "ej avklarad" i stället för de uppmätta förlusterna. Mjukvarorna och de uppmätta förlusterna är färgkodade för att stämma överens med färgkodningen i figurer 55 - 58. Termerna "Nuvarande FOC" och "ursprungliga FOC" används som synonymer i detta avsnitt.

Tabell 8: Sammanfattande tabell av de totala effektförlusterna som sammanställer resultatet från figurerna 55 - 58. De uppmätta förlusterna visas för motorn med mjukvarorna "Blockkommutering", "Nuvarande FOC" (den ursprungliga FOC) och "Uppdaterad FOC" (FOC med uppslagstabell för i_d^* och i_q^*). För arbetspunkter där motorn inte höll det önskade varvtalet med aktuell mjukvara visas texten "ej avklarad" i stället för uppmätt förlust.

Önskad vridmoment T^*	Mjukvara	Uppmätta förluster vid -620 RPM (Watts)	Uppmätta förluster vid -1500 RPM (Watts)	Uppmätta förluster vid -2500 RPM (Watts)	Uppmätta förluster vid -3500 RPM (Watts)
0 Ncm	Blockkommutering	2,55	4,70	7,25	11,38
	Nuvarande FOC	1,60	4,50	9,98	24,00
	Uppdaterad FOC	2,60	5,32	8,76	15,57
-5 Ncm	Blockkommutering	7,60	9,47	12,92	18,24
	Nuvarande FOC	5,43	10,54	21,97	67,15
	Uppdaterad FOC	6,05	9,78	13,79	28,22
-10 Ncm	Blockkommutering	16,10	17,70	22,72	29,60
	Nuvarande FOC	12,87	21,86	45,85	ej avklarad
	Uppdaterad FOC	12,70	17,30	22,24	48,78
-15 Ncm	Blockkommutering	28,31	29,47	36,25	44,74
	Nuvarande FOC	24,07	39,30	85,16	ej avklarad
	Uppdaterad FOC	22,41	28,40	35,08	72,19
-20 Ncm	Blockkommutering	43,81	44,89	53,83	65,50
	Nuvarande FOC	39,51	64,54	ej avklarad	ej avklarad
	Uppdaterad FOC	35,36	42,90	53,42	111,02
-25 Ncm	Blockkommutering	63,77	63,26	74,76	88,14
	Nuvarande FOC	59,46	95,28	ej avklarad	ej avklarad
	Uppdaterad FOC	51,48	61,20	74,70	ej avklarad
-30 Ncm	Blockkommutering	88,44	86,56	101,15	ej avklarad
	Nuvarande FOC	86,24	ej avklarad	ej avklarad	ej avklarad
	Uppdaterad FOC	71,43	86,27	103,85	ej avklarad

5.5 Den uppdaterade FOC-styrningens prestanda vid 4000 RPM

Denna sista del av resultatet är till för att dokumentera den uppdaterade FOC-styrningens förmåga att hålla det högsta varvtalet beroende på lastens storlek. Figuren visar hur motorn börjar tappa det önskade varvtalet vid en last på 10 Ncm. Därefter medför en ökning i lasten att motorns varvtal minskar.



Figur 71: Uppmätt varvtal för en referens av -4000 RPM och en ökande last från 0 till 20 Ncm med den uppdaterade FOC.

6 Slutsats och framtida arbete

I denna del av rapporten sammanfattas analysen i kapitel 4 och återkopplas till de ursprungliga problemformuleringarna i kapitel 1.4. Resultat som presenteras i kapitel 5 analyseras här och återkopplas till de ursprungliga problemformuleringarna och till analysen. Slutligen presenteras framtida utvecklingsmöjligheter och möjliga fortsättningar på arbetet som presenteras i denna rapport. Termerna "nuvarande FOC" och "ursprungliga FOC" används som synonymer i detta avsnitt.

6.1 Slutsats

I detta avsnitt lyfts de ursprungliga problemformuleringarna upp och besvaras utifrån analysen och resultat (kapitel 4 och 5).

6.1.1 Vid vilka arbetspunkter kan företagets implementation av blockkommutering och den nuvarande FOC jämföras?

Företagets implementation av blockkommutering har strategier i sin styrning vid låga varvtal, ungefär under -900 RPM , som gör den mindre effektiv. FOC-styrningen lider av ett dåligt val av dq-strömmar, vilket begränsar motorns förmåga att behålla en arbetspunkt över cirka $|2500| \text{ RPM}$ och $|15| \text{ Ncm}$ utan överdriven ström. Arbetspunkter där båda mjukvaror (ursprungliga FOC och blockkommutering) anses direkt jämförbara är från hastigheterna -1000 RPM till -2500 RPM . Analysen i kapitel 4.1 och 4.2 i denna rapport fokuserar på arbetspunkterna -1500 RPM från 0 till 20 Ncm samt -2500 RPM

från 0 till 15 Ncm för att studera skillnaderna i förluster och valet av dq-strömmar mellan mjukvarorna.

6.1.2 Hur stor är skillnaden i effektförluster mellan blockkommutering och den nuvarande FOC för de undersökta arbetspunkterna?

Mätningar av skillnaderna i förlusterna mellan den ursprungliga FOC och blockkommutering för jämförbara arbetspunkter som genomfördes vid projektets start visas i Tabell 6. Figuren visar att vid $|1500| RPM$ och $|15| Ncm$ var förlusterna för nuvarande FOC $36 W$ och för blockkommutering $28.5 W$. Medan vid $|2500| RPM$ och $|15| Ncm$ var förlusterna för nuvarande FOC $74 W$ och för blockkommutering $36 W$. En breddare studie av förlusterna vid ännu fler arbetspunkter presenteras i Tabell 8 och diskuteras i kapitel 6.1.5.

6.1.3 Vad gör den implementerade blockkommutering annorlunda i sin styrning jämfört med den nuvarande FOC-styrning?

Vid analys av strömvärdena i dq-planet blev det tydligt att blockkommuteringsstyrningen utnyttjar inte bara strömmen i q-ledet utan också den negativa strömmen i d-ledet. Medan den originella FOC-styrningen är designat för att försöka utnyttja endast strömmen i q-ledet. Att den nuvarande implementationen av blockkommutering inkluderar en negativ ström i d-ledet var okänt för företaget. Det beror på att blockkommutering inte reglerar dq-strömmarna, och deras beteende var inte av intresse.

6.1.4 Vilken strategi kan införas i den nuvarande FOC-styrningens algoritm sådan att förlusterna liknar de i blockkommutering (eller blir lägre)?

En introduktion av en negativ d-ström i den nuvarande FOC-styrningen visar att effektförlusterna i motorn kan minska markant genom ett bättre val av dq-strömmar. Tabell 7 visar att förlusterna vid $-1500 RPM$ och $-15 Ncm$ kan minskas från $39.4 W$ till $29 W$ och vid $-2500 RPM$ och $-15 Ncm$ kan förlusterna minskas från $88.5 W$ till $35.2 W$. En sådan minskning av förluster ger FOC-styrningen en verkningsgrad som liknar blockkommuteringens.

Att effektivisera valet av i_d och i_q för olika kombinationer av vridmoments- och varvtalsreferenser kräver lösningen av olinjära ekvationer med flera variabler som beror på just i_d och i_q . Strategin som används i det här examensarbetet för att bestämma en mer effektiv kombination av i_d och i_q som funktion av vridmomentsreferensen och varvtalet är att lösa dessa icke-linjära ekvationer ”offline” och införa uppslagstabell för vardera strömkomponent som en uppdatering i den nuvarande FOC-mjukvaran.

6.1.5 Vad är resultatet av en sådan uppdatering i styrningen och hur kan det förbättras vidare?

Mätningar på den uppdaterade mjukvaran (som presenteras i Tabell 8) visar att förlusterna minskar vid -25 Ncm och -1500 RPM från 95 W med den nuvarande FOC till 61 W med den uppdaterade FOC. En förbättring av prestanda kan också observeras för den uppdaterade FOC jämfört med den nuvarande FOC. Den uppdaterade FOC tillåter motorn att hålla ett varvtal av -1500 RPM och generera ett moment på -30 Ncm , vilket inte var möjligt med den ursprungliga FOC. De uppmätta förlusterna vid -1500 RPM för den uppdaterade FOC liknar förlusterna vid blockkommutering.

Vid -2500 RPM visar mätningarna att den uppdaterade FOC kan generera ett moment på -30 Ncm , vilket motsvarar prestandan hos blockkommutering. Detta är en ökning med 10 Ncm jämfört med den nuvarande FOC. Förlusterna har minskat från 85 W med den nuvarande FOC till 35 W med den uppdaterade FOC vid -2500 RPM och -15 Ncm .

Vid högre hastigheter, som -3500 RPM , har den uppdaterade FOC en betydligt högre förmåga att generera moment jämfört med den nuvarande FOC. Enligt mätningarna ökar taket från -5 Ncm till -20 Ncm . Vid -3500 RPM är dock blockkommutering fortfarande den mest energieffektiva bland de tre mjukvarorna. Med ett genererat moment på -20 Ncm har den uppdaterade FOC förluster på 111 W , medan blockkommutering har förluster på 65 W . Anledningen som ligger bakom en sämre prestanda av den uppdaterade FOC:n vid väldigt höga varvtal tros vara skillnaden mellan den riktiga rotorpositionen och ECU:ns mätningar av rotorpositionen som observeras i kapitel 4.2 till 4.3.2. I kapitel 4.2 nämns att avvikelsen ökar med ökad hastighet och har potentialen att minska motorns prestanda.

Resultatet är en betydande förbättring av motorns verkningsgrad och strömförbrukning genom användningen av en uppslagstabell för vardera strömkomponent. Den uppdaterade FOC-styrningen uppnår en liknande nivå av effektivitet som blockkommuteringsstyrningen, vilket innebär en tydlig förbättring jämfört med den nuvarande FOC-programvaran. De framtagna uppslagstabellerna visar sig vara korrekta för låga och medelhöga hastigheter, men det finns fortfarande utrymme för förbättring vid de högsta hastigheterna.

Endast en strategi för att minska förlusterna tillämpades i denna projekt. Andra alternativ på lösningar för problematiken är att introducera en fasavancering i FOC-styrningen som är endast hastighetsberoende som en förlustminskningsmetod eller att utvidga undersökningen som presenteras i denna rapport för att ta hänsyn till andra förluster i systemet såsom förluster i DC/AC-omvandlaren. Dock ansågs den valda lösningen och metoden vara lämpliga inom ramen för projektets tidsplan. De goda resultaten visar en stark koppling till teorin som presenteras i det tekniska bakgrunden och bekräftar ett bra val av metoden.

6.2 Framtida utvecklingsmöjligheter

En fortsättning av arbetet bör inkludera en uppgradering av mätutrustningen där servons rotorposition mäts av en fysisk encoder och inte av en emulerad encodersignal för att öka mätningarnas noggrannhet. Mätutrustningen bör också uppgraderas så att servon och den studerade motorn kan båda styras med samma dator i stället för med två olika datorer. En sådan ändring skulle underlätta mätningarna och därmed korta ner tiderna som dessa kräver. Om mätningar blir mindre tidskrävande kan i stället fler mätningar utföras som ger mer information om den studerade motorn. Ytterligare mätningar kan utföras för att studera hur strömmen i_d :s påverkar storleken på effektförlusterna vid ännu högre hastigheter som 4000 RPM, eller även mätningar vid fler medelhöga hastigheter och fler lastnivåer.

En mer komplex och detaljerad modell av de hastighetsberoende förlusterna bör utvecklas för att göra noggrannare jämförelse mellan de uppmätta och de beräknade förlusterna som funktion av i_{dq} och varvtalet. Andra förluster i systemet såsom förluster i DC/AC-omvandlaren kan också beaktas. Detta skulle leda till noggrannare uppslagstabell för dq-strömmarna.

För att säkerställa en korrekt reglering av strömmarna bör en fortsättning av arbetet jämföra de i_d och i_q som mäts av mätriggen med ECU:ns egna mätningar. Mätningar av rotorpositionen från ECU:n som avviker från verkligheten, som de som observeras i kapitel 4.2 till 4.3.2, bör minimeras för att inte påverka motorns effektivitet vid höga varvtal. Ett sätt att göra det är att öka frekvensen som vinkeln mäts med för att likna strömregleringsfrekvensen. Alternativet är att förbättra extrapoleringen mellan vinkelmätningarna för att öka noggrannheten i estimeringen av vinkeln mellan varje mätning.

När förlusterna har minskats till den nivå som BorgWarner är nöjd med, blir nästa steg att anpassa regleringssystemets förstärkningar och dess olika begränsningar så att varvvalsreglering har stegsvaret och specifikationerna som BorgWarner behöver för att tillämpa metoden i produktionsmjukvaran. Denna teknik för att effektivisera valet av dq-strömmarna kan även användas för framtida versioner av företagets motorer eller för andra applikationer där styrning med FOC föredras.

Vid revisionen av denna rapport uppmärksammades att ekvation 20 för modellering av kopparförlusterna, som användes för framtagningen av uppslagstabellerna för dq-strömmarna, är felaktig med en faktor $\frac{3}{2}$ enligt kapitel 3.5. Detta innebär att ekvation 20 underskattar kopparförlusterna som funktion av dq-strömmarna med en faktor 1.5 vid framtagning av uppslagstabellerna för dq-strömmarna. När uppslagstabellerna räknas fram är målet att hitta kombinationen av dq-strömmar som minimerar summan av de uppskattade järn- och kopparförlusterna. I summan av förlusterna finns en faktor k som skalar järnförlusterna och som i detta projekt valdes så att uppmätta kombinationer av dq-strömmar passade de beräknade uppslagstabellerna för i_d^* och i_q^* (Detta beskrivs i kapitel 3.6). Anpassning av storleken på k förväntas ha kompenserat för de underskattade

kopparförlusterna så att påverkan av en missad faktor 1.5 i modellering av kopparförlusterna på de framtagna uppslagstabellerna är försumbart. Dock bör användningen av den korrekta amplitudinvarianta formeln för kopparförlusterna beaktas vid en fortsättningen av arbetet.

7 Referenser

[1] Alaküla, Mats, Karlsson, Per. & Bängtsson, Hans. "Power Electronics Devices, Converters, Control and Applications" Lund University (2019).

[2] Rallanbandi, Vandana, Taran, Narges, Ionel, Dan M. & Zhou, P. "Inductance Testing for IPM Synchronous Machines According to the New IEEE Std 1812 and Typical Laboratory Practices" University of Kentucky (2019).

[3] Sang-Hoon, Kim, "Electric Motor Control DC, AC and BLDC Motors" Amsterdam: Elsevier (2017).