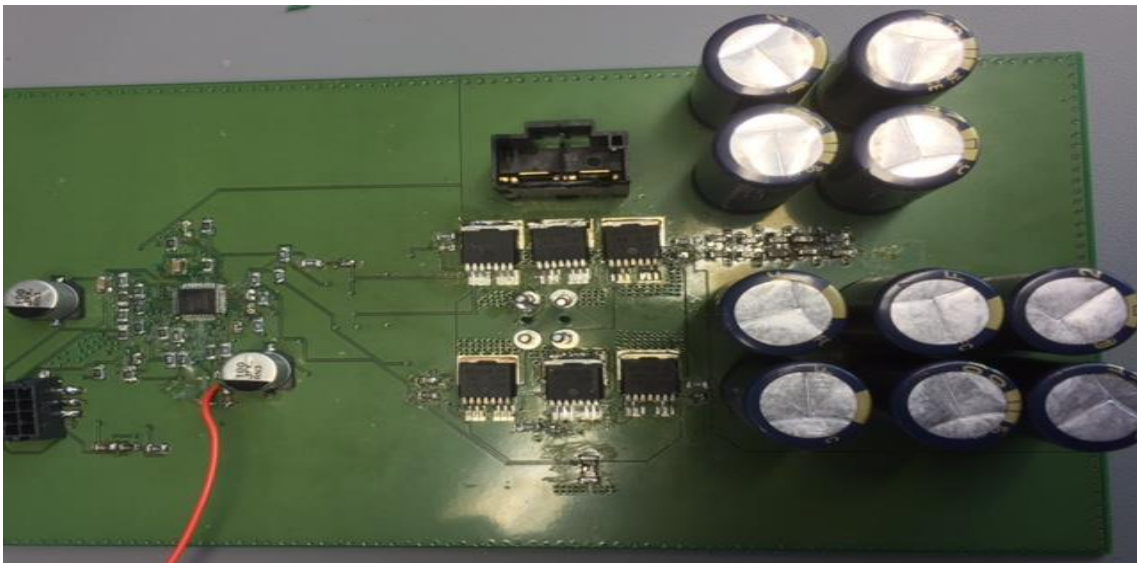


CHALMERS



Styrning av en elcykel med borstlös likströmsmotor och analog teknik

Examensarbete inom högskoleingenjörsprogrammet elektroteknik

ERIK PIHL, MOHAMED KHALAF

Institutionen för Signaler och system
CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA
Göteborg, Sverige 2016

Förord

Detta examensarbete för Elektroingenjörsprogrammet på Chalmers tekniska högskola utfördes under januari – juni 2016, på uppdrag av CPAC Systems i Göteborg. Arbetet fortskred under 20 veckor i halvfartstempo och motsvarar 15 högskolepoäng, vilket fördelades över två personer.

Vi önskar att tacka CPAC Systems för deras resurser, support, personal och lokaler. Vi vill särskilt tacka våra handledare på CPAC, Andreas Kang och Viktor Stensson, samt vår handledare respektive examinator på Chalmers, Göran Hult och Bertil Thomas, för deras handledning under arbetandet.

Göteborg, juni 2016

Erik Pihl och Mohamed Khalaf

Sammanfattning

Cykeln är ett mycket viktigt transportmedel för människor, framförallt på mindre tätbefolkade områden som landsbygden. Även i mer tätbefolkade områden som storstäder är cykeln ett vanligt förekommande transportmedel. Med den snabba industrialiseringen och ekonomiska tillväxten under de senaste åren finns det en ökad efterfrågan på elcyklar, det vill säga cyklar som kan drivas med elmotorer för att underlätta för cyklisten. Elektriska cyklar kan bidra till att minska problem med luftföroreningar orsakade av industriutsläpp och fordon med förbränningsmotorer.

I detta projekt konstruerades en analog styrenhet som styrde en BLDC-motor på en elektrisk cykel. BLDC står för Brushless Direct Current Motor, vilket på svenska kan översättas till borstlös likströmsmotor. Projektet grundades på att företaget CPAC Systems var i behov av en ``backup-motor`` i vissa konstruktioner. Denna motor skulle starta direkt då motorn matades med spänning. Att en borstlös likströmsmotor användes var på grund av att sådana har längre förväntad livslängd än konventionella likströmsmotorer. Styrningen föredrogs bestå helt utav hårdvara då konstruktionen skulle vara enkel. Genom uteslutandet av programmerbara mikrostyrenheter krävdes ingen maskinprogrammering för styrningen. Arbetet utfördes i CPAC Systems lokaler i Göteborg. Arbetet var avgränsat på så sätt att en borstlös likströmsmotor inte behövde konstrueras, utan införskaffades färdigbyggd.

Arbetet resulterade i en fullt fungerande styrenhet för en BLDC-motor, helt utan programvara. Därefter anslöts ett cykelhjul, en navmotor för en elcykel samt ett gaspådrag till konstruktionen för att demonstrera dess funktionalitet. Resultatet medför att CPAC Systems har möjlighet att använda konstruktionen som reservmotor i framtida båtmaskinbyggnader.

Abstract

The bicycle is a very important means of transport for people, especially in less densely populated areas of countryside. Even in more densely populated areas like cities the bicycle is a common means of transport. With the rapid industrialization and economic growth in recent years there is an increased demand for electric bicycles, namely bicycles that can be powered by electric motors to facilitate the rider. Electric bikes can help reduce the problem of air pollution caused by industrial emissions and vehicles with internal combustion engines.

During this project an analog controller was constructed that ruled a BLDC motor on an electric bicycle. BLDC is a shortage for Brushless Direct Current Motor. The project was caused by the fact that the company CPAC Systems was in need of a "backup motor" in some of their designs. This engine was to start immediately when the engine was fed with voltage. A brushless DC motor was used due to a longer life expectancy than a conventional DC motor. The steering was preferred to consist entirely out of the hardware on which construction would be simple. The exclusion of programmable microcontrollers required no machine programming guide. The work was performed in CPAC Systems premises in Gothenburg. The company did not specify that a brushless DC motor had to be constructed. The motor used was purchased by another company.

The work resulted in a circuit board consisting of 'a microcontroller for a BLDC motor, completely without software. A bicycle wheel, a hub motor for an electric bicycle and a throttle was connected to the board to demonstrate its functionality. The assembly failed and some components, including the throttle, were destroyed. The project means that CPAC Systems may use the structure, in the form of the circuit board, as a base for a spare boat motor in future constructions.

1. Inledning	6
• 1.1 Bakgrund	6
• 1.2 Syfte	6
• 1.3 Avgränsningar	6
• 1.4 Precisering av frågeställningen	6
2. Metod	7
3. Teknisk bakgrund	8
• 3.1 BLDC-motor	8
• 3.2 Använd motor	14
• 3.3 Frekvensomriktare	15
• 3.4 Genomtändning	15
• 3.5 Hall-sensorer	15
4. Genomförande	16
• 4.1 Styrning av BLDC-motor genom analog PWM-generering	16
• 4.2 Styrning av BLDC-motor genom integrerad PWM-generering	23
• 4.3 Konstruktion och montering av kretskort, komponenter och motor	34
5. Slutsats	35
6. Appendix	36
• A. Fullständigt schema över första lösningen till motorstyrningen	37
• B. Fullständigt schema över andra lösningen till motorstyrningen	38
• C. Allegro A3930: Diagram & terminallista för in- & utportar	39
• D. Elektriska egenskaper hos Allegro A3930	40
• E. Lista över beställda komponenter	42
7. Källor	43

1. Inledning

1.1 Bakgrund

CPAC Systems, tillverkare av inbäddade elektronisksystem för båt och lastbilsmotorer, var i behov av en enkel ``backup-motor`` för båtmotorer utan mjukvara som skulle aktiveras i de fall då den mer avancerade huvudmotorn, innehållande en stor del mjukvara, inte var fullt fungerande. Uteslutandet av mjukvara medförde svårigheter, då det medförde att väldigt många av motorns funktioner, som vanligtvis kan exekveras med programkod, behövde fungera endast genom användandet av elektroniska komponenter som resistorer, kondensatorer och OP-förstärkare. Arbetet utfördes i CPAC Systems lokaler, framförallt på egen kontorsplats, men även i en laborationssal, mellan januari och juni 2016.

1.2 Syfte

Företaget gav examensarbetarna uppgifterna att konstruera en fullt fungerande motorstyrenhet för en BLDC-motor i form av ett kretskort. Denna styrenhet skulle kunna fungera som reservmotor och skulle starta direkt då den matades med spänning. Att en borstlös likströmsmotor användes var på grund av att sådana har längre förväntad livslängd än konventionella likströmsmotorer. Styrningen föredrogs bestå helt utav hårdvara då konstruktionen skulle vara enkel. Genom uteslutandet av programmerbara mikrostyrenheter krävdes ingen maskinprogrammering för styrningen.

1.3 Avgränsningar

Företaget krävde endast att motorstyrenheten för motorn skulle konstrueras, inte själva motorn. Vidare införskaffades endast billiga komponenter och kretskortet fick monteras för hand i stället för med maskin för att spara pengar.

1.4 Precisering av frågeställningen

Följande specifikationer skulle uppfyllas:

- Konstruktion av en fullt fungerande motorstyrenhet utan programvara
- Konstruktionen skall utformas till ett kretskort
- Motorn skulle fungera för borstlösa likströmsmotorer
- Endast matningsspänning skulle krävas för att motorn skulle fungera
- Ett gasreglage skulle anslutas för att den styrande skall kunna bestämma motorshastigheten
- Monteringen skulle ske för hand

2. Metod

En prototyp skulle byggas och sättas på en cykel. Genom användning av en navmotor blev BLDC-motorn installerad på cykelns framhjul. En mikrostyrenhet som inte krävde programmering användes, Allegro A3930. Till denna enhet anslöts externa komponenter i form av resistorer, kondensatorer, N-kanals MOSFET-transistorer, gaspådrag, kontaktdon samt BLDC-motorn. Styrenheten krävde endast en inmatning av 24 V matningsspänning samt i detta fall också en inmatad 60 mV referensspänning.

Vid användning av BLDC-motorer skall alltid två faser vara aktiva och en inaktiv. Av de tre PWM-signaler som genererades av Allegro A3930 var därför alltid två av dem aktiva och en inaktiv. Varje PWM-signal kopplades sedan till en trefas inverterare innehållande tre par N-kanals MOSFET-transistorer, där varje transistorpar matades av var sin av dessa signaler. Signalerna från varje transistorpar matades därefter var sin motorspole med ström.

Signaler från tre Hall-sensorer, en per fas, indikerade rotorns position. Hallsensorerna mätte magnetfält som avgavs av magneter på rotorn. Dessa signaler matades sedan till styrenheten, som med hjälp av dessa drev transistorparen i rätt ordningsföljd. På detta sätt matades motorns tre faser med ström i rätt sekvens för att driva motorn framåt.

Under arbetet konstruerades två lösningar:

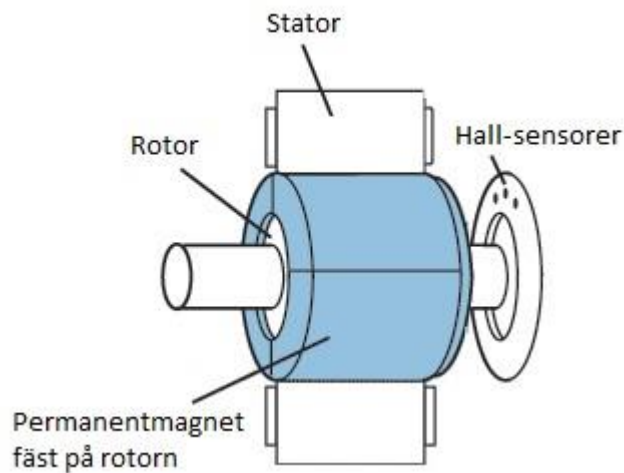
- Lösning ett baserades på analog PWM-generering ur komponenter såsom OP-förstärkare, resistorer, kondensatorer, drivsteg, en trefas inverterare med transistorer, AND-grindar, inverterare, Hall-sensorer samt en BLDC-motor.
- Lösning två baserades på integrerad PWM-generering genom användandet av en icke-programmerbar mikrostyrenhet samt externa komponenter som resistorer, kondensatorer, en trefas inverterare med N-kanals MOSFET-transistorer, Hall-sensorer, tre kontaktdon, ett gaspådrag och en BLDC-motor.

Av dessa användes lösning två till konstruktionen, då den ansågs som mycket enklare att realisera.

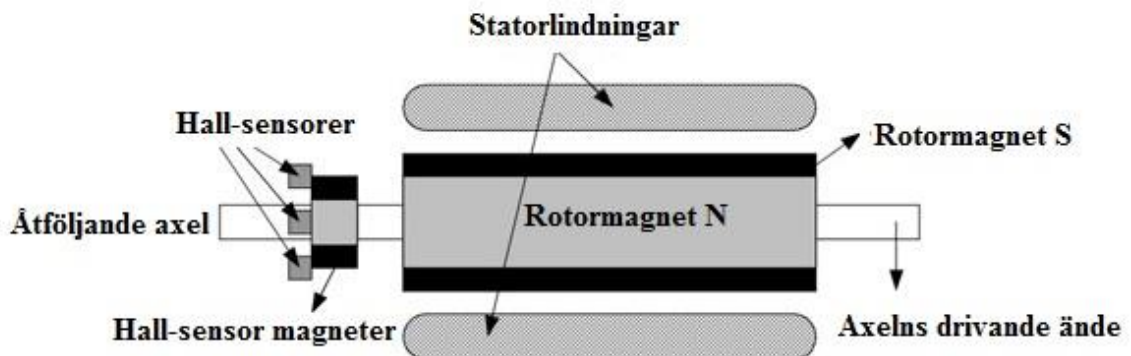
3. Teknisk bakgrund

3.1 BLDC-motor

BLDC-motorn (Brushless Direct Current Motor) är en trefas motor som består av en rotor, statorlindningar samt en åtföljande axel. Fördelen med borstlösa likströmsmotorer jämfört med konventionella sådana är längre förväntat livslängd. Nackdelen är att priset oftast är högre. Se figur 1 och 2 för typexempel på en BLDC-motor samt dess beståndsdelar. Se figur 3 för ett ekvivalent schema för en typisk BLDC-motor [4].



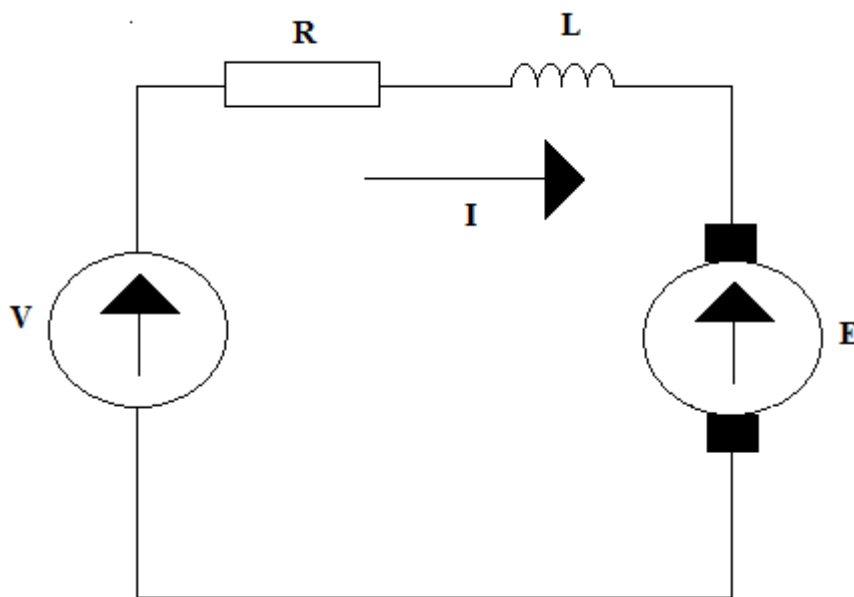
Figur 1: Ett typiskt exempel på en BLDC-motor. Rotorn är den roterande delen av motorn. Permanentmagneterna som är fästa på rotorn genererar magnetiskt flöde mellan rotorn och statorn. Hall-sensornerna är anslutna runt motoraxeln för att indikera rotorns position. Statorn är den fastsittande delen av motorn och matas



Figur 2: En BLDC-motors beståndsdelar, här med åtföljande axel.

Rotorn är den roterande delen av motorn och har 2-8 permanentmagneter för att generera magnetiskt flöde mellan denna och statorn. Statorn består av statorpoler som omges av lindningar. Genom att mata ström till statorpolerna (och därmed statorlindningarna) i rätt ordningsföljd genereras ett roterande elektriskt fält som drar med sig rotorn. Eftersom motoraxeln sitter fast på rotorn börjar denna då också rotera [4].

Ofta används Hall-sensorer. Dessa sensorer är inte en del av själva motorn, men indikerar rotorns och statorns relativa positioner, vilket ger tillräcklig information för att driva statorlindningarna i rätt ordningsföljd och vid rätt tidpunkt [4].



Figur 3: Ekvivalent schema för BLDC-motorn. V betecknar matningsspänningen, I betecknar lindningsströmmen, R betecknar motorns resistans, L betecknar motorns induktans och E betecknar den elektromotoriska spänningen (EMK).

Alla elmotorer genererar en spänning på grund av förflyttning av lindningarna genom tillhörande magnetfält. Denna potential är känd som elektromotorisk kraft (EMK). Egentligen är benämningen elektromotorisk spänning (EMS) mer korrekt, men av tradition används oftast det förra uttrycket. Enligt Lenz lag ger denna spänning upphov till ström i lindningen, med ett magnetfält som motverkar den ursprungliga förändringen av det magnetiskt flödet. Enklare uttryckt, innebär det att denna spänning tenderar att motverka motorns rotation. Dess engelska benämning har därför blivit "back" EMF (Electromotive Force). För en given motor av fast magnetiskt flöde och antal lindningar är EMK proportionell mot vinkelhastigheten för rotorn [4].

BLDC-motorns varvtal är beroende av samma parametrar som en konventionell likströmsmotor. Varvtalet är därmed direkt proportionellt mot den elektromotoriska spänning (E) som appliceras till faserna. För den elektromotoriska spänningen (E) gäller att

$$E = K\omega, \quad (1)$$

där ω betecknar motorns vinkelhastighet mätt i radianer per sekund och k betecknar motorkonstanten för denna motor [11].

Motorns vinkelhastighet kan förenklas till

$$\omega = \frac{2\pi N}{60} = \frac{\pi N}{30} \quad (2)$$

där n betecknar motorns varvtral mätt i varv per minut (RPM) [11].

Genom att kombinera formel (1) och (2) erhålls

$$E = \frac{K\pi N}{30} \quad (3)$$

där k betecknar motorkonstanten, n betecknar motorns varvtal i varv per minut (RPM) och E betecknar den elektromotoriska spänningen (EMK) [11].

Sambandet mellan BLDC-motorns vridmoment och lindningsström kan uttryckas

$$M = K \times I, \quad (4)$$

där M betecknar motorns vridmoment, k betecknar motorkonstanten och I betecknar lindningsströmmen [11].

För en given effekt kan sambandet mellan denna, motorns vridmoment och vinkelhastigheten skrivas

$$P = M \times \omega \quad (5)$$

där P betecknar motorns effekt, M betecknar motorns vridmoment och ω betecknar vinkelhastigheten [11].

Genom omskrivning erhålls

$$M = \frac{P}{\omega} \quad (6)$$

Genom att kombinera formel (2) och formel (6) erhålls då

$$\frac{\pi N}{30} = \frac{P}{kI} \quad (7)$$

där n betecknar motorns varvtal per minut, P betecknar motorns effekt, k betecknar motorkonstanten och I betecknar lindningsströmmen [11].

För att förtydliga sambandet mellan motorns rvtal samt den matade lindningsströmmen, kan formel (7) skrivas

$$N = \frac{Px 30}{kI\pi} \quad (8)$$

där n betecknar motorns varvtal, P betecknar motorns effekt, k betecknar motorkonstanten och I betecknar lindningsströmmen [11].

För motorn kan också följande formel användas:

$$V = E + Ri(t) + L, \quad (9)$$

där V betecknar matningsspänningen, E betecknar den elektromotoriska spänningen (EMK), R betecknar motorns resistans, $i(t)$ betecknar lindningsströmmen då strömmen

varierar i tiden, L betecknar motorns induktans och di/dt betecknar lindningsströmmens förändringshastighet [11].

Eftersom BLDC-motorn vanligtvis matas med konstant likström förblir strömmen i motorn konstant, vilket medför att $i(t) = I$. Det betyder att strömmens förändringshastighet är noll, $di/dt = 0$. Vid likström kan formel (9) uttryckas

$$V = E + RI, \quad (10)$$

Genom omformulering kan formel (10) skrivas

$$E = V - RI, \quad (11)$$

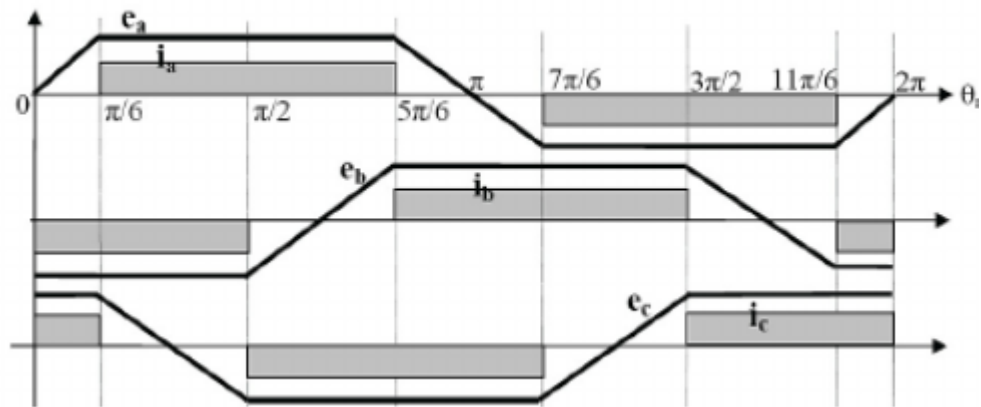
vilket med hjälp av formel (3) kan formuleras

$$\frac{K\pi N}{30} = V - R \times I, \quad (12)$$

vilket efter förenkling kan uttryckas

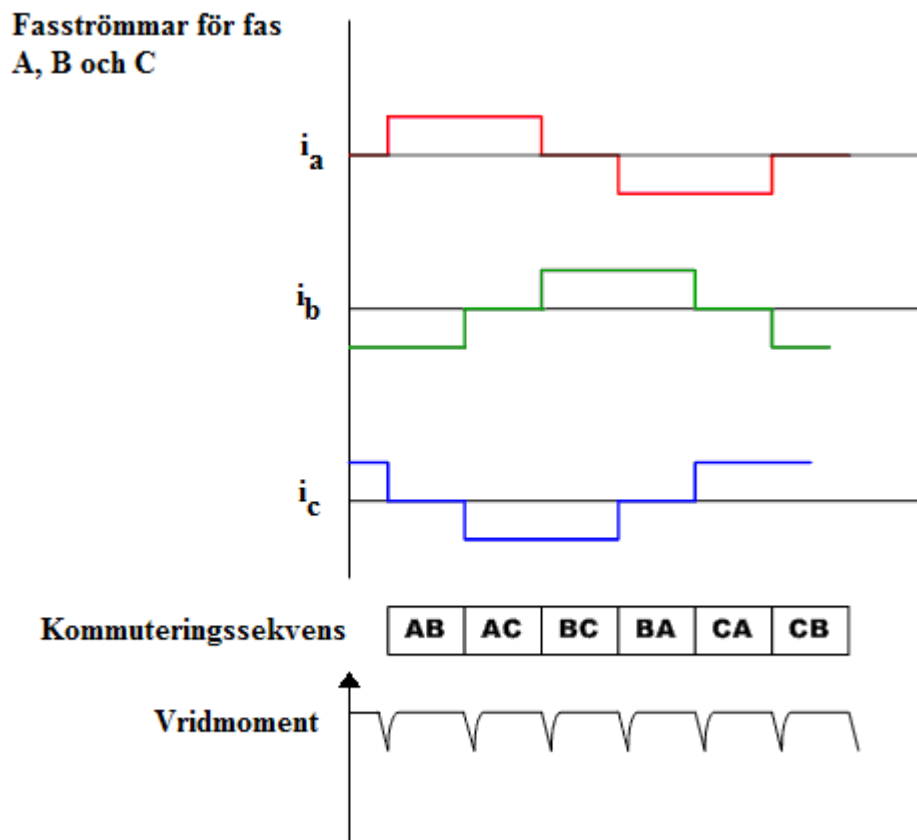
$$N = \frac{30}{K \pi \times (V - RI)} \quad (13)$$

Av motorns tre faser är alltid två av dem aktiva och en inaktiv vid ett givet tillfälle. Detta beteende grundar sig på att driva de två faser som kan producera högst vridmoment vid denna tidpunkt. Motorspolarna i de två faserna matas då med ström. Den elektromotoriska backspänningen (EMS, även kallad elektromotorisk kraft, EMK) blir trapetsformad på grund av faskommutering, enligt figur 1 nedan. Fasströmmen följer EMK och blir rektangelformad, som visas i figur 3 ovan samt figur 4 nedan. Faserna i en trefasmotor är alltid förskjutna 120 grader från varandra [1].



Figur 4: Elektromotorisk backspänning samt fasström genom motorspolarna i fas A, B respektive C. Varje fas är aktiv i 120 grader, följt av 60 grader faskommutation (fasändring), som följs utav 120 graders inverterad signal och till sist ytterligare en kommutation. Varje fas uppvisar samma mönster, men förskjutet 120 grader. Notera hur fasströmmen följer backspänningen.

Teoretiskt sett blir då vridmomentet konstant. I praktiken uppstår dock strömrippel, på grund av att strömmen inte når sitt slutvärde ögonblickligen vid varje 60-graders faskommutering. Detta resulterar i strömrippel sex gånger per period, varav två per fas. På grund av strömripplet avviker vridmomentet något från det annars konstanta värdet under väldigt korta perioder, se figur 5 nedan [1].



Figur 5: Fasströmmarna i_a , i_b och i_c är förskjutna 120 grader från varandra, vilket resulterar i kommuteringssekvensen ovan. Vridmomentet blir därför i princip konsant, men eftersom strömrippel uppkommer vid alla sex kommuteringarna uppkommer också rippel i vridmomentet. Detta resulterar i små avvikelser i vridmomentet, som ses vid varje kommutering ovan, alltså sex gånger per period.

3.2 Använd motor

En navmotor användes, Leaf Bike 2013 Back Lightning Brushless Gearless Hub Motor. Den leverades fäst på ett cykelhjul [13].

Dess märkdata var följande:

- Effekt: $P_N = 250 \text{ W}$
- Spänning: $V_N = 24 \text{ V}$

- Verkningsgrad: 78 % eller högre
- Varvtal: $n_N = 276$ rpm

3.3 Frekvensomriktare

Kontroll av BLDC-motorn utgjordes av att driva strömmar till de tre motorspolarna via en trefas frekvensomriktare, bestående av tre par transistorer. Varje par verkade för var sin fas och mottog därför var sin PWM-signal. Detta gjordes genom:

- Synkronisering av rotns och statorns magnetiska flöden.
- Kontroll av strömmens värde, både dess storlek och hur snabbt den förändrades.

Synkronisering av rotns och statorns flöden gjordes med hjälp av Hall-sensorer, som indikerade rotns (och dess permanentmagneters) position i förhållande till statorlindningarna. Tillräcklig information erhöles för att synkronisering skulle ske [7].

Strömmens storlek och förändringshastighet kontrollerades genom att matningsspänningen delades upp med en viss frekvens, en process som kallas ``chopping``. Längden på arbetscykeln, (engelsk benämning ``duty cycle``, berodde på felströmmens storlek. Tre PWM-signaler genererades, en per fas [7].

3.4 Genomtändning

Genomtändning kan uppstå om transistorerna i ett transistorpar öppnas samtidigt, vilket kan medföra kortslutning och att transistorerna förstörs. Genom att låta en viss tid passera innan en av transistorerna tar emot sin signal kommer dessa signaler inte tas emot samtidigt, vilket kallas att de blir förskjutna. I tekniska termer kallas detta att dödtid introduceras. Att se till att signalerna förskjuts något minskas därför avsevärt risken för genomtändning. Dödtid kan sättas genom användning av ett lågpas RC-filter, som fördröjer signalen som når denna under en viss tid.

3.5 Hall-sensorer

Hall-sensorer är magnetiska sensorer som bidrar med information för att mata motorspolarna med ström i korrekt ordningsföljd och vid korrekt tidpunkt så att rotn samt dess permanentmagneter skall rotera i rätt riktning. De används alltså för att indikera positionen på rotn och dess permanentmagneter [9].

I denna konstruktion användes tre av dessa magnetiska sensorer, varav en för varje fas. De placerades på den del av BLDC-motorn som inte driver last. När en av roterns två magnetpoler passerade Hall-sensorerna generades antingen en hög signal eller en låg signal beroende på vilken av magnetpolerna som passerade. Sydpolen (S) generade en hög signal medan Nordpolen (N) genererade en låg signal. Den exakta sekvensen för kommutering kunde alltså bestämmas genom att kombinera signalerna från de tre sensorerna [3].

4. Genomförande

Följande kapitel delas in i två delar Kapitel 4.1, den första delen, beskriver den första planerade lösningen. Kapitel 4.2 beskriver den genomförda lösningen.

4.1 Styrning av BLDC-motor genom analog PWM-generering

4.1.1 Översikt

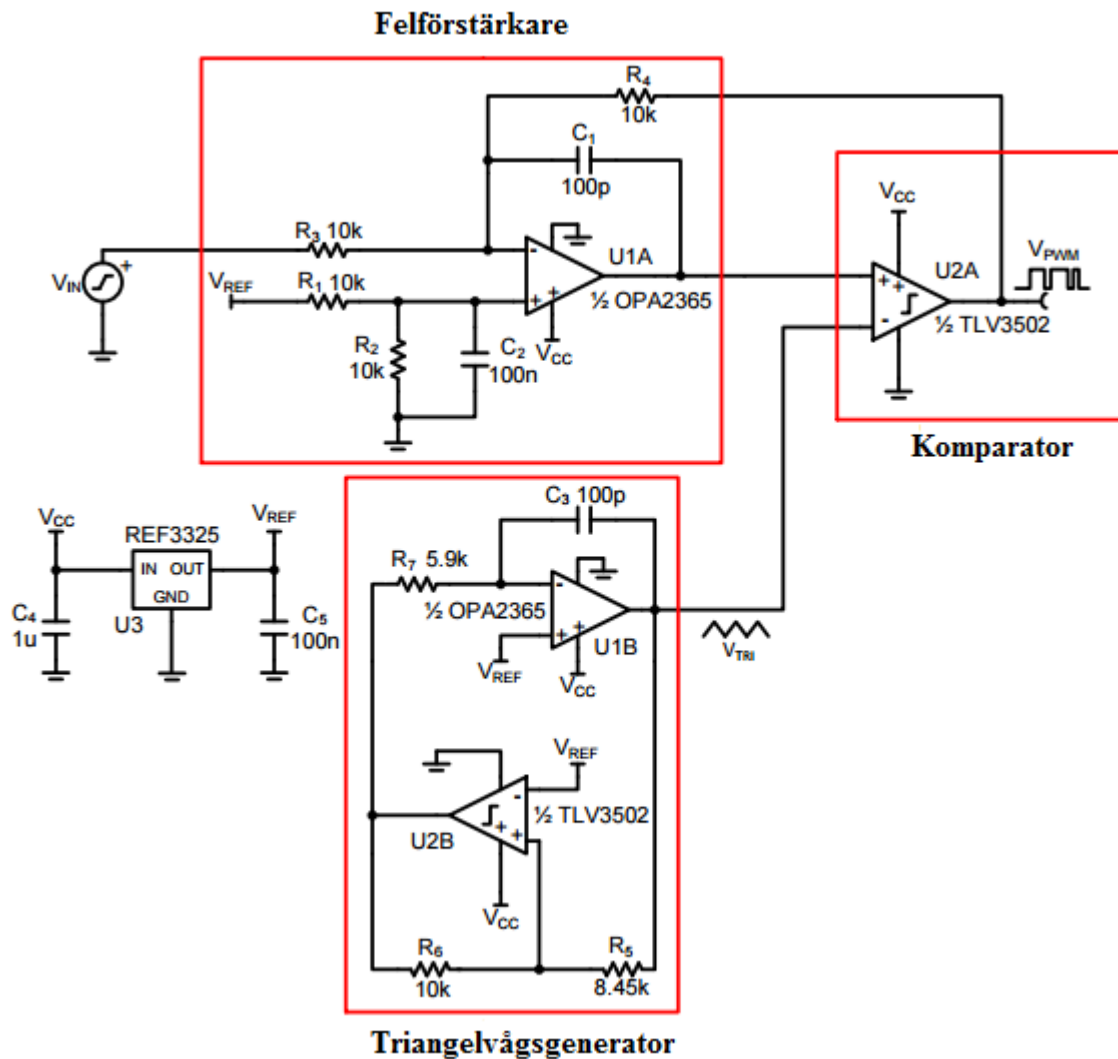
BLDC-motorn kan styras genom att driva ström till de tre motorspolarna A, B och C. PWM-signaler genereras analogt och matas in i ett drivsystem, i enlighet med kretsschemat i appendix A. Drivsystemet ansluts till en trefas frekvensomriktare. De tre PWM-signalerna kopplas sedan till var sin av frekvensomriktarens sex transistorer. Detta sker genom att signalerna går till var sin transistor placerade på frekvensomriktarens övre sida, högsidan, samt att alla tre signaler också inverteras och därefter matar var sin transistor på nedsidan. Dessa transistorer ansluts i tre par, som matar var sin fas, enligt figur 1 ovan. Därmed matar transistorerna var sin motorspole och förser dessa med ström vid aktiv/hög PWM-signal [3].

För att erhålla ett så konstant vridmoment som möjligt kan Hall-sensorer användas för att bidra med information för att driva det faspar som vid en godtyckligt vald tidpunkt kan producera högst vridmoment. Den tredje fasen matas inte vid denna tidpunkt, vilket medför att denna är inaktiv [1].

Signalerna från Hall-sensorerna används som switchar, där dessa fungerar som insignaler till var sin AND-grind, där den andra insignalen består av själva matningsspänningen för motorn. Då båda signaler är höga samtidigt blir felförstärkarens inspänning hög, vilket genererar en PWM-signal.

4.1.2 Analog generering av PWM-signaler

För att PWM-signal, som används för att bestämma genomsnittlig ström och spänning över motorspolarna, skall skapas endast med analog teknik krävs ett visst antal komponenter, såsom OP-förstärkare, resistorer och kondensatorer [4].

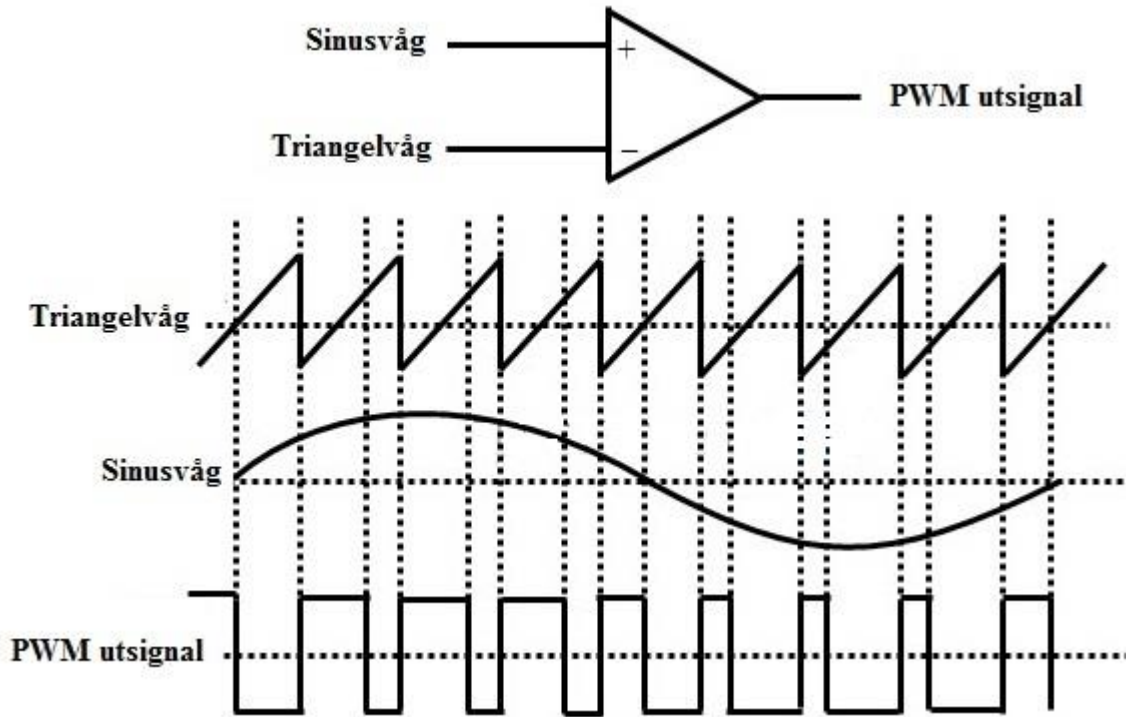


Figur 6: Analog PWM-generering konstruerad med analog teknik.

I figur 6 ovan visas den analoga kretsen som driver motorn. Denna konstruktion innefattar tre viktiga delar:

- **Felförstärkaren**, som har två funktioner:
 - Rättar till fel i utspänningen som skapas av komparatorm.
 - Adderar en likströmsutjämning på inspänningen. Detta möjliggör att kretsen kan ackommodera negativa inspänningar.
- **Triangelvågsgeneratorm**, en typ av vågformsgenerator som genererar en triangelvåg på dess utgång.
- **Komparatorm**, som skapar en rektangelvåg ur sinusvågen på dess plusingång och triangelvågen på dess minusingång. I figur 7 nedan visas processen. När triangelvågens

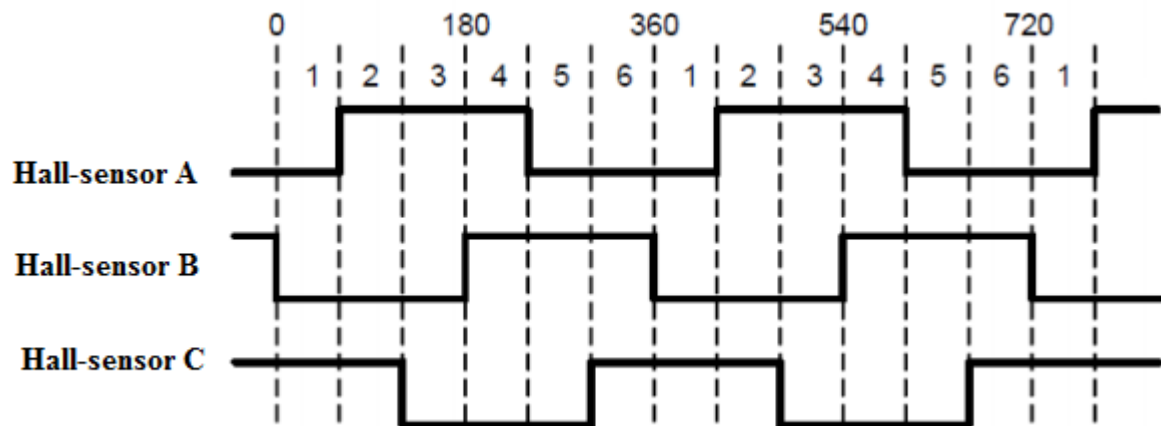
spänning är högre än den sinusformade resulterar detta i att utspänningen är låg. Men när sinusvågens spänning överstiger den triangelformade blir utsignalen hög.



Figur 7: En PWM-signal skapas ur komparators två insignaler.

4.1.3 Drivsystem

Motorns varvtal kan styras med ett drivsystem. Ett bra exempel på ett lämpligt drivsystem är Electromen Oy EM-151B, då denna möjliggör styrning av motorns riktning (DIR), broms (BRAKE) samt stopp (DISABLE) genom enkla knapptryckningar. Återkoppling för motorns varvtal erhålles genom att drivsystemet utnyttjar signaler från Hall-sensorerna [12].

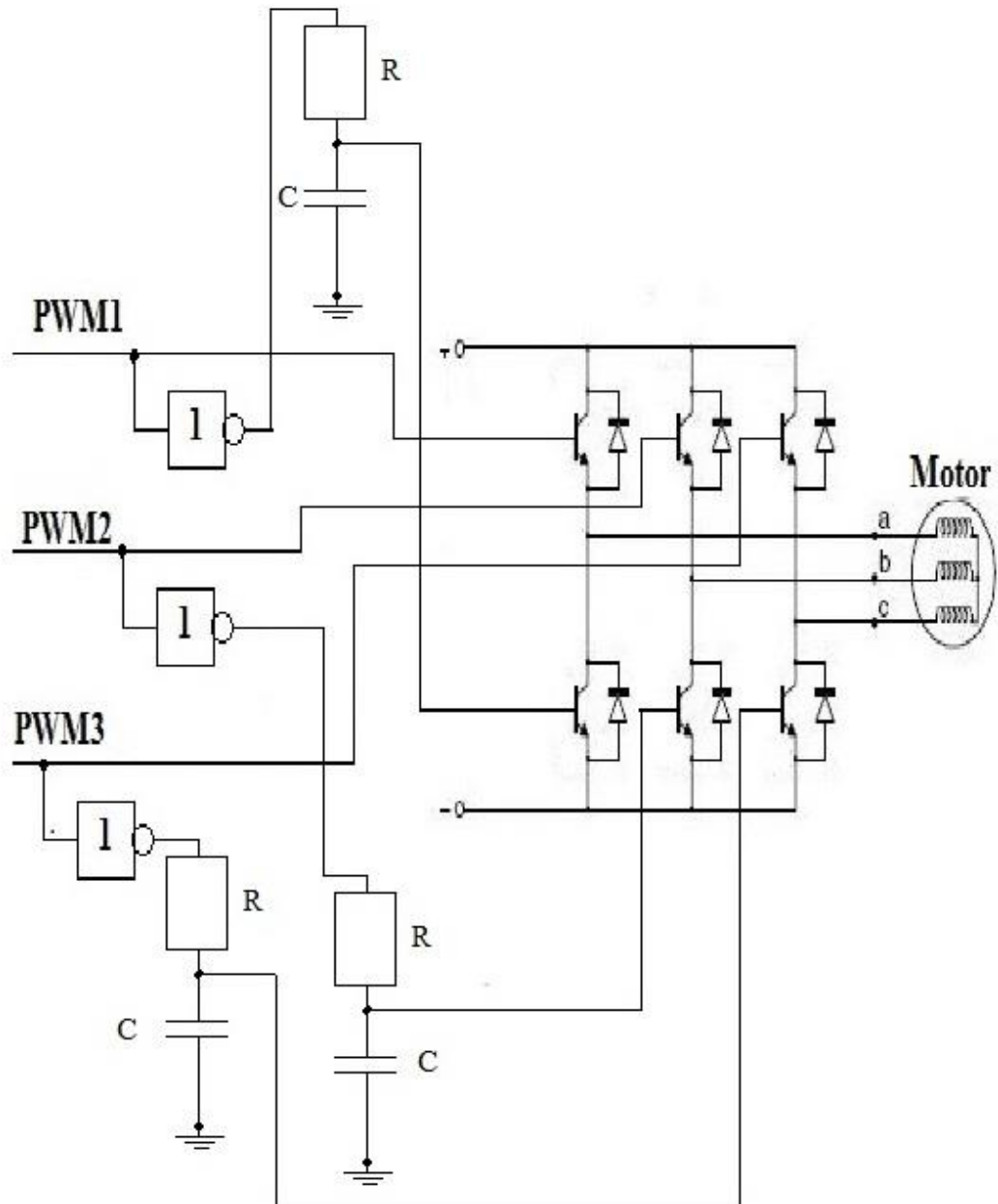


Figur 8: Vågformsdiagram resulterat av signalerna från Hall-sensorerna, som indikerar rotorpositionen.

I figur 8 ovan kan Hall-sensorernas ut signaler ses. Dessa signaler indikerar rotorpositionen. Totalt åtta olika signalkombinationer kan förekomma som utsignal från de tre sensorerna. Två av dessa kombinationer är inte giltiga för positionsdetektering och orsakas ofta av en öppen ledning [14].

4.1.4 Frekvensomriktare

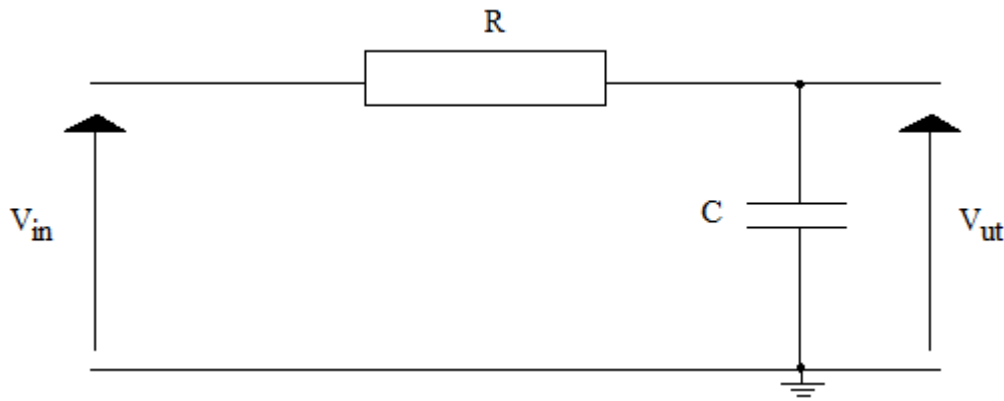
Kontroll av BLDC-motorn utgjordes av att driva strömmar till de tre motorspolarna via en trefas frekvensomriktare, precis som beskrivet i kapitel 3.3. Se figur 9 för en illustration av en trefas frekvensomriktare med tre stycken RC-filter.



Figur 9: Trefas frekvensomriktare med tre transistorpar, där inkommande signaler från drivsteget inverteras och kopplas till den nedre transistoren i varje par samtidigt som originalsignalen bevaras och kopplas till den övre transistoren. Ett lågpas RC-filter fördröjer den inverterade signalen med $1 \mu\text{s}$ för varje fas och transistorpar.

4.1.5 Lågpas RC-filter

Ett lågpas RC-filter består av en resistor och en kondensator, kopplade enligt figur 10 nedan.



Figur 10: Ett lågpas RC-filter använt för att fördröja den inverterade PWM-signalen genom att utnyttja tiden för kondensatorladdning som fördröjning.

Genom att utnyttja uppladdningen av kondensatorn genom resistorn kan fördröjningen som kretsen genererar beräknas. För den pålagda stegspänning vid uppladdning av kondensatorn används formeln

$$V_{ut} = V_{in} \times (1 - e^{-t/RC}), \quad (14)$$

där v_{ut} betecknar spänningen över kondensatorn, V_{in} betecknar kretsens inspänning, som i detta fall består av PWM-signalen som skall fördröjas, t betecknar tiden och RC betecknar kretsens tidskonstant. Detta medför att vid tiden $t = 0$ är kondensatorn urladdad. När tiden går mot oändlighet kommer denna spänning tangera värdet V_{in} . Kondensatorspänningen närmar sig alltså kretsens matningsspänning med tiden. När $v_{ut} = V_{in}$ är kondensatorn uppladdad [16].

Vid tiden $t = RC$ är kondensatorspänningen v_{ut} lika med 63 % av inspänningen E , då

$$V_{ut} = V_{in} \times (1 - e^{-RC/RC}) = V_{in} \times (1 - e^{-1}) = V_{in} \times (1 - 0,36) = V_{in} \times 0,63. \quad (15)$$

På samma sätt gäller att för spänningen över resistorn, v_r , gäller formeln

$$V_r = V_{in} \times e^{-t/RC}, \quad (16)$$

vilket medför att vid tiden $t = 0$ ligger all spänning V_{in} över resistorn. När kondensatorn sedan är uppladdad ligger all spänning istället över kondensatorn. Kretsens tidskonstant RC är alltså ett mått på hur snabbt kondensatorn uppladdas [16].

Vid tiden $t = RC$ kan man på samma sätt som för formel 15 visa att spänningen över resistorn V_r är lika med $0,37 \times V_{in}$. Genom att sätta $V_{in} = \frac{v_r}{0,37} = \frac{V_c}{0,63}$ och använda formel (14) och (16) kan man visa att kretsens tidskonstant RC kan beräknas med

$$RC = -t, \quad (17)$$

där t betecknar den tiden som signalen skall fördröjas.

Signalen skall fördröjas med tiden $t = 1 \mu\text{s}$, vilket medför tidskonstanten

$$RC = \frac{- (1 \times 10)^{-6}}{\ln 0,37} = 1 \mu\Omega\text{F}$$

Kretsens resistor, R , väljs godtyckligt till $1 \text{ k}\Omega$. Detta medför att kondensatorns kapacitans blir

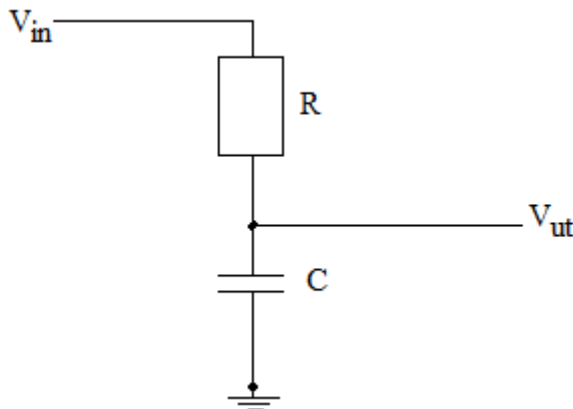
$$C = 1 \times 10^{-6} \text{ R} = \frac{1 \times 10^{-6}}{1000} = 1 \text{ nF}$$

Sammanfattat resulterar detta i ett lågpäss RC-filter med följande parametrar:

$$R = 1 \text{ k}\Omega.$$

$$C = 1 \text{ nF}.$$

I kretsen kopplas filtret enligt figur 11 nedan. Inspänningen, V_{in} , består av den inverterade PWM-signalen för varje fas. Utspänningen, V_{ut} , når den nedre transistorn i varje fas.

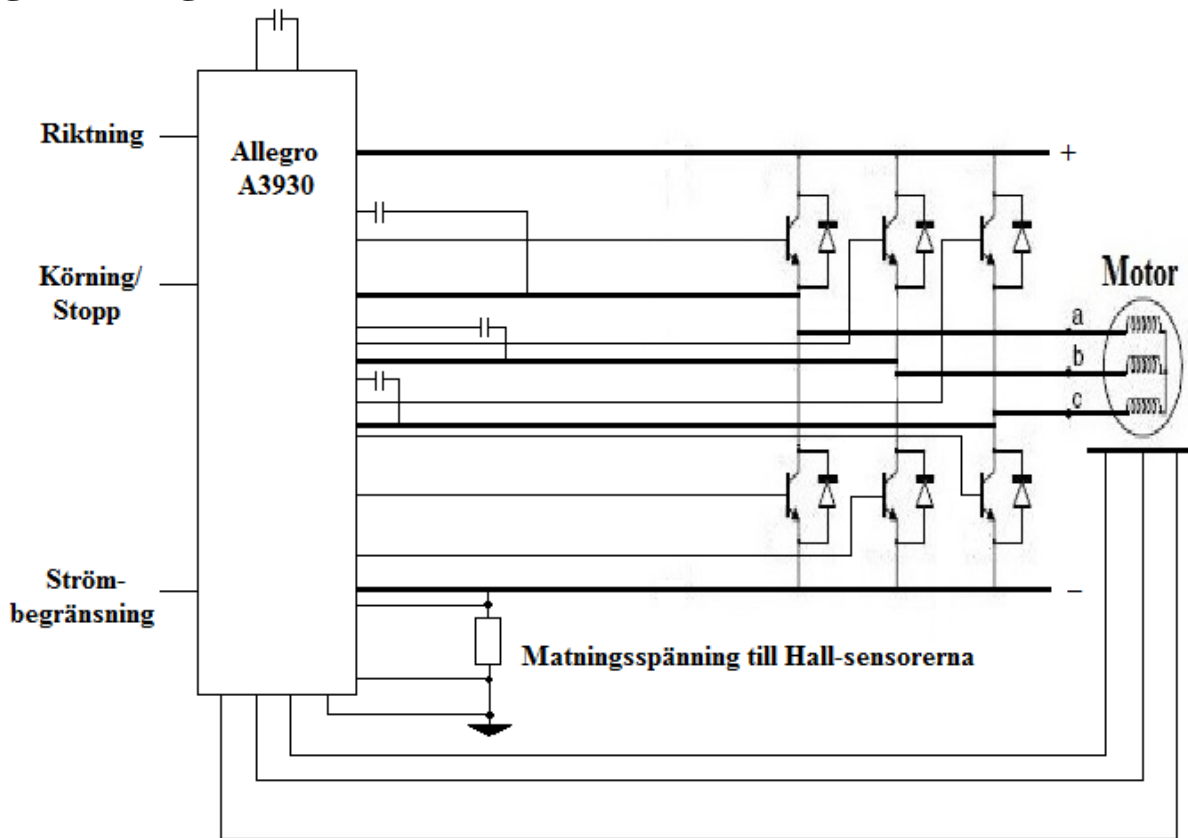


Figur 11: Kopplingsschema för RC-filter använt för styrningen.

4.1.6 Hall-sensorer

Hall-sensorerna tre utsignaler fungerar som insignaler till var sin AND-grind ihop med motorns matningsspänning, i enlighet med kretsschemat i appendix A. Endast vid de tillfällen då båda dessa signaler är höga/aktiva samtidigt bildades en PWM-signal, annars inte. På så sätt krävs att både motorns matningsspänning är på samt att rotorans sydpol når Hall-sensorns magnetfält för att skapa en PWM-signal, och därmed driva motorspolen för denna fas. Genom att samma process sker för alla tre faser samtidigt drivs motorn så fort matningsspänningen är påslagen.

4.2 Styrning av BLDC-motor genom integrerad PWM-generering



Figur 13: Schema över styrningen av BLDC-motorn genom användning av mikrostyrenheten Allegro A3930 Brushless Motor Controller. Se figur 15 för fullständigt kopplingsschema.

4.2.1 Integrerad PWM-generering

För styrningen av motorn användes en icke-programmerbar mikrostyrenhet, Allegro A3930. Denna styrenhet var tillverkad för att ge upphov till kommutering och strömkontroll för trefas BLDC-motorer med integrerade Hall-sensorer. A3930 innehöll stora delar av det krets-system som krävdes för styrningen av motorn, vilket underlättade faktorer såsom generering av PWM-signaler samt Hall-sensorernas funktion. Kretsen var specifikt tillverkad för fordonsapplikationer, vilket ansågs som en fördel då den med stor sannolikhet kunde hantera relativt höga temperaturer och spänningar [2].

Följande parametrar kunde väljas godtyckligt:

- Motorns rotationsriktning
- Körning / stopp

- Strömbegränsning / maximal lastström, som användes ihop med ett gasreglage för att kontrollera motorns varvtal

Enheten var tillverkad för användning ihop med ett slutsteg bestående av sex stycken N-kanals MOSFET-transistorer, som matade ström till motorn. Transistorerna var skyddade mot genomtändning genom integrerad kontroll med dötid, som kunde väljas med en extern resistor. Användning av PWM-signaler ihop med NMOS-transistorer ansågs av tillverkaren som den mest kostnadseffektiva lösningen för att erhålla ett drivsystem med hög verkningsgrad [2].

4.2.2 Bestämning av externa komponenter till A3930

Genom användningen av specifikationer till A3930 samt ett fåtal godtyckligt valda storheter kunde storleken på de externa komponenterna bestämmas [2].

Portar som inte användes anslöts till jord via var sin resistor med resistansen 10 k Ω för att minimera eventuella läckströmmar.

Bestämning av dödtid

För att välja dödtid krävdes en extern resistor, $R_{död}$. Dödtiden behövde göras tillräckligt lång för att täcka variationen av transistorernas bootstrap-kapacitans och toleransen på gateresistansen, både externt och internt till A3930 [2].

Sambandet mellan resistorn $R_{död}$ samt den genomgående strömmen kan uttryckas

$$R_{död} = \frac{2000}{I_{död}} \quad (18)$$

där $R_{död}$ och $I_{död}$ är uttryckt i k Ω respektive μ A [2].

Sambandet mellan den nominella dödtiden, $t_{död(nom)}$, och strömmen genom den externa resistorn $R_{död}$, $I_{död}$, kan formuleras

$$t_{död(nom)} \approx \frac{0,1 + 33}{(5 + I_{död})} \quad (19)$$

där $t_{död(nom)}$ och $I_{död}$ är uttryckt i μs respektive μA [2].

Genom att formulera om formel (19) erhålls uttrycket

$$I_{död} \approx \frac{33}{(t_{död(nom)} - 0,1) - 5} \quad (20)$$

I konstruktionen ansågs dötid omkring $1 \mu s$ som lämpligt. Med formel (18) beräknades då strömmen genom resistorn till

$$I_{död} \approx 31,67 \mu A.$$

Med formel (16) bestämdes resistorns storlek till

$$R_{död} \approx 63,2 k\Omega.$$

$R_{död}$ sattes därför till $60 k\Omega$.

Maximal lastström valdes genom att använda en inmatad referensspänning samt en extern resistor. PWM-frekvensen, f_{osc} , kunde väljas mellan 20-50 kHz genom användning av en extern RC-krets. Kommuteringssekvensen erhöles ur motorns tre Hall-sensorer. Sensorerna var förskjutna 120 grader från varandra i den elektriska tidscykeln, vilket berodde på att för varje fas användes en Hall-sensor och faserna var förskjutna 120 grader från varandra. Kretsen krävde endast en matningsspänning, då alla interna kretsar matades med integrerade regulatorer [2].

Bestämning av det externa RC-filtret och PWM-frekvensen

För att bestämma resistorn R_T och kondensatorn C_T i den externa RC kretsen användes formeln:

$$f_{osc} \approx \frac{1}{(R_T C_T + t_{Blank} + t_{DÖD})}, \quad (21)$$

där f_{osc} betecknar PWM-frekvensen, t_{BLANK} betecknar blanktiden, dvs. tiden då den strömkontrollerande komparatorns utsignal är tom och $t_{död}$ betecknar dötiden för kretsen [2].

Sambandet mellan blanktiden t_{BLANK} och kondensatorn C_T kunde uttryckas

$$t_{BLANK} = C_T \times 2000 \quad (22)$$

Blanktiden beräknades ur formel (22) till

$$t_{BLANK} = 1,36 \mu s.$$

Kapacitansen valdes därför till

$$C_T = 680 \text{ pF}.$$

Dötiden var redan vald till $1 \mu s$. För kretsen användes PWM-frekvensen 20 kHz.

$$f_{OSC} = 20 \text{ kHz}.$$

Genom att formulera om formel (21) erhöles uttrycket

$$R_T = \frac{1/f_{OSC} - t_{BLANK} - t_{DÖD}}{C_T} \quad (23)$$

Ur de tidigare valda värdena bestämdes resistorns storlek till

$$R_T = 70 \text{ k}\Omega.$$

Bestämning av resistorer kopplade till porten för feltröskelspänning, VDTSH

Ur A3930:s specifikationer erhöles information om att spänningen över ingång VDTSH, V_{TSH} , behövde ligga mellan 0,3 - 4 V. Strömmen som flödade mellan denna ingång och jord, I_{TSH} , behövde ligga mellan -1 - 1 A. Den passiva strömmen genom utgången V5, I_{V5} , inte fick överstiga 5 mA [2].

Dessa värden valdes till

$$V_{TSH} = 4 \text{ V.}$$

$$I_{TSH} = 1 \text{ } \mu\text{A.}$$

$$I_{V5} = 5 \text{ mA.}$$

Enligt Kirchoffs strömlag kunde strömmen genom resistor R_{P1} , I_{P1} , beräknas med formeln

$$I_{P1} = I_{P2} + I_{TSH}, \quad (24)$$

där I_{P2} betecknar strömmen över resistorn R_{p2} och I_{TSH} betecknar strömmen som går in i ingången VDTSH.

Ur Ohms lag kunde strömmen I_{P2} beräknas ur spänningen över resistorn R_{p2} , V_{P2} , och resistansen R_{p2} med formeln

$$I_{P2} = \frac{V_{P2}}{R_{p2}} \quad (25)$$

V_{P2} beräknades genom att beräkna potentialen på ingång VDTSH.

Resistorn R_{P2} valdes godtyckligt till 150 k Ω .

$$R_{p2} = 150 \text{ k}\Omega.$$

Genom att R_{P2} valdes till $150 \text{ k}\Omega$ kunde strömmen I_{P2} beräknas med formel (25) till

$$I_{P2} \approx 26,67 \text{ }\mu\text{A}.$$

Med formel (24) beräknades strömmen I_{P1} till

$$I_{P1} = I_{P2} + I_{TSH} \approx 26,67 \text{ }\mu\text{A} + 1 \text{ }\mu\text{A} \approx 27,67 \text{ }\mu\text{A}.$$

Med Ohms lag beräknades resistansen R_{V5} till

$$R_{P1} \approx \frac{(5-4)}{27,67 \text{ M}\Omega} = 37,5 \text{ k}\Omega.$$

$$R_{P1} = 37,5 \text{ k}\Omega.$$

Bestämning av gateresistorerna, R_{GATE}

Gateresistorerna, dvs. resistorerna som var kopplade till varje transistor, R_{GATE} , valdes av handledare till $1 \text{ }\Omega$.

$$R_{GATE} = 1 \text{ }\Omega.$$

Bestämning av den maximala driftströmmen, strömavkänningsresistorn samt matningsspänningen på ingången REF

För att minimera risken för kortslutning eller för höga strömmar i matningskretsen användes en strömavkänningsresistor, R_{SENSE} . Kännedom om strömmen i kretsen erhöles genom att spänningsfallet genom denna resistor indikerades. Dess resistans behövde vara låg för att minimera effektförluster; högst $50 \text{ m}\Omega$, där lägre värden oftast är att föredra [5].

Den maximal driftströmmen I_{DRIFT} , som var den samma som den maximala strömmen över strömavkänningsresistorn R_{SENSE} , skulle enligt databladet för motorn inte överskrida 30 A [2].

Matningsspänningen på ingången REF, även kallad referensspänningen V_{REF} , beräknades med användning av en strömavkänningsresistor med resistansen 2 m Ω , R_{SENSE} . Spänningspotentialen mellan portarna CSP (Current Sense Positive) respektive CSN (Current Sense Negative), som var den samma som spänningen över resistorn R_{SENSE} , jämfördes då med denna referensspänning V_{REF} . Vid maximal driftström (30 A) beräknades spänningen över strömavkänningsresistorn med Ohms lag till

$$V_{\text{REF}} = R_{\text{SENSE}} \times I_{\text{DRIFT}} = 2 \times 10^{-3} \times 30 \text{ V} = 60 \text{ mV}, \quad (26)$$

där I_{DRIFT} betecknar maximal driftström och V_{REF} betecknar spänningen över ingången REF.

Motorhastigheten kunde styras med ett gaspådrag från Leaf Bike, som i schemat kan ses som en potentiometer vid ingången REF [15].

Resistansen över gaspådraget uppmättes med en multimeter till 2,45 k Ω . Genom spänningsdelning utnyttjades att strömmen över detta gaspådrag var den samma som strömmen över resistor R_{20} ovan. Spänningen över gaspådraget var det samma som referensspänningen, det vill säga 60 mV eller 0,06 V.

Spänningen över R_{20} skulle vid maximalt gaspådrag vara 5 - 0,06 V = 4,94 V. Spänningen över gaspådraget skulle då vara det samma som potentialen mellan resistorerna och jord, alltså 0,06 V. M. Därmed beräknades R_{20} till

$$\frac{4,94}{0,06} = \frac{R_{20}}{2,45} \quad (27)$$

R_{20} bestämdes därmed till 201,7 k Ω . Närmsta beställbara resistor var 200 k Ω .

$$R_{20} = 200 \text{ k}\Omega.$$

Vid maximalt gaspådrag blev driftströmmen maximal. På grund av spänningsdelningen blev då spänningen V_{REF} 60 mV. I andra fall blev den lägre [2].

$$I_{\text{DRIFT}} = 30 \text{ A.}$$

$$R_{\text{SENSE}} = 20 \text{ m}\Omega.$$

$$V_{\text{REF}} = 60 \text{ mV.}$$

$$R_{20} = 200 \text{ k}\Omega.$$

Matningsspänning till styrenheten och motorn

Enligt databladet skulle matningsspänningen till styrenheten och motorn, V_{BB} , ligga på 24 V. Med port V5 kunde styrenheten mata interna delar med denna spänningsnivå. Benet REF matades med användning av spänningsdelningen med spänning inom intervallet 0 - 60 mV, som användes som referensspänning. Denna spänning avgjorde driftströmmen och därmed motorns vridmoment samt hastighet. Referensspänningen jämfördes också med spänningen över strömavkänningsresistorn R_{SENSE} [2].

$$V_{\text{BB}} = 24\text{V.}$$

$$V_5 = 5 \text{ V.}$$

$$V_{\text{REF}} = 60 \text{ mV.}$$

Bestämning av pumpkondensatorn, C_{PUMP}

En pumpkondensator med en kapacitans på 470 nF sattes mellan portarna CP1 och CP2, enligt specifikationerna, för att driva en intern laddningspump, som i sin tur drev samtliga utgångar för NFET-transistorerna [2].

Bestämning av bootstrap-kondensatorerna, C_{BOOT}

Storleken på bootstrap-kondensatorerna, C_{BOOT} , behövde väljas för att garantera korrekt drift av enheten. Vid för stort värde kastades tid bort på att ladda kondensatorerna, vilket resulterade i en gräns för den maximala arbetscykeln och PWM-frekvensen. Vid för lågt

värde kunde det uppstå ett stort spänningsfall vid den tidpunkt då laddningen överfördes från C_{BOOT} till transistorernas ingångar. Dess storlek valdes av handledare till

$$C_{BOOT} = 220 \text{ nF.}$$

Kontroll av motorns hastighet

Motorns varvtal kontrollerades genom att kontrollera dess vridmoment. Ur härledningar i kapitel 3.1 visades att en BLDC-motors vridmoment är proportionellt mot dess lindningsström:

Sambandet mellan BLDC-motorns vridmoment och lindningsström kan, enligt formel (4), uttryckas

$$M = K \times I,$$

där M betecknar motorns vridmoment, k betecknar motorkonstanten och I betecknar lindningsströmmen [11].

Genom att kontrollera referensspänningen till motorn mellan 0 - 0,6 V kunde motorns varvtal kontrolleras. Vid maximal driftström (30 A) blev referensspänningen 0,6 V, vilket gav högsta möjliga hastighet. Vid 0 V referensspänningen blev den resulterade driftsströmmen $I_{DRIFT} = 0 \text{ A}$, vilket medförde vridmomentet $M = 0 \text{ Nm}$ och därmed varvtalet $N = 0 \text{ RPM}$.

Användning av glättningskondensatorer

Totalt 20 stycken glättningskondensatorer användes för att likrikta spänningen över bryggan, vilket medförde jämnare spänning till motorn. Eftersom kondensatorer kan lagra energi minskar dessa rippel. Tio stycken 10 μF respektive tio stycken 2200 μF kondensatorer ansågs lämpligt att använda av handledare och placerades därför längst åt höger på bryggan, i enlighet med kretsschemat i appendix B.

Användning av pullup-motstånd

Pullup-resistorer användes till kontaktdonet för Hall-sensorerna. Dessa används generellt för att säkerställa en hög logisk utsignal när ingen ytterligare extern utrustning är ansluten samt vid hög impedans. Genom användning av dessa säkerhetsställdes en hög utsignal till kontaktdonets ingångar för Hall-sensors tre signaler för fas A, B respektive C.

Användning av seriekrets bestående av resistor samt kondensator kopplade parallellt med varje N-kanals MOSFET-transistor

I konstruktionen matas ett transistorpar med spänningen 0 V (låg) eller 24 V (hög). Vid övergång mellan värdena skulle rent ideellt ingen tid passera. I praktiken passerar dock lite tid och under denna sker översvängningar. Detta medför exempelvis att istället för att gå från 0 V till 24 V går signalen från 0 V till kanske 26 V, sedan 22 V, sedan 25 V, därefter 23 V och slutligen 24 V. Genom att parallellkoppla varje transistor med en seriekrets bestående av ett 10 Ω motstånd respektive en 10 nF kondensator minskar dessa översvängningar. I föregående exempel kanske spänningen hade gått från 0 V till 25 V, sedan 23 V och därefter 24 V.

4.2.3 Ingångar för Hall-sensorer

Hall-sensor ingångarna H1, H2 och H3 var konfigurerade för motorer med faserna 120 grader förskjutna från varandra, men kunde användas för 60 grader förskjutning med en extern inverterare. Dessa sensorer krävde att en extern pull-up resistor anslöts mellan sensorns utgång och 5 V matningsspänning [2].

För in- och utgångar samt terminallista se Appendix B.
Elektriska egenskaper se Appendix C.

4.2.4 Funktionsbeskrivning av in/utportar

VBB: Matningsspänning. Denna spänning matade hela styrenheten. Endast en strömanslutning krävdes för hela kretsen, eftersom alla interna kretsar drevs av integrerade regulatorer [2].

VDRAIN: Mätning av högsidans kollektorspänning. Benet kopplades direkt till bryggan genom att vara ansluten till de tre övre transistorernas gemensamma punkt. Denna port medförde ett mycket precist mätvärde på högsidans kollektorspänning [2].

GHA, GHB och GHC: Utgångar för transistordrivning på högsidan, fas A, B och C. Dessa utgångar användes för att driva de externa NMOS-transistorerna på högsidan genom att mata högsidans grindkondensatorer, alltså de kondensatorer som var kopplade till varje transistor på högsidan [2].

SA, SB och SC: Motorkopplingar för fas A,B och C. Dessa utgångar kände av spänningen över lasten [2].

GLA, GLB och GLC: Utgångar för transistordrivning på lågsidan, fas A, B och C. Dessa utgångar användes för att driva de externa NMOS-transistorerna på lågsidan genom att mata lågsidans grindkondensatorer, alltså de kondensatorer som var kopplade till varje transistor på lågsidan [2].

LSS: Returväg för grindkondensatorernas urladdningar. Denna utgång var kopplad till den gemensamma punkten för de tre transistorerna på lågsidan [2].

AGND: Analog jord. Styrenheten hade en enda jordanslutning på AGND-benet. Konstruktionen säkerställde att den enda ström som passerade detta ben var styrenhetens driftström. Transistorerna laddnings- och urladdningsström passerade alltså inte. Därför var det önskvärt att denna jord var så tyst som möjligt, dvs. så lite strömmar som möjligt skulle passera detta ben [2].

RDEAD: Dödtidskonfiguration, Denna port användes för att undvika genomtändning i transistorerna genom att förskjuta signalerna som nådde ett transistorpar. Med detta menas att dödtid konfigureras mellan signalen som nådde högsidans respektive lågsidans transistor i varje fas [2].

Genomtändning kan uppstå om transistorerna i ett transistorpar stängs eller öppnas samtidigt, då dessa signaler är motsatta. Detta kan medför kortslutning och att transistorerna förstörs. För varje faspar användes dödtiden $1 \mu\text{s}$, som konfigurerades genom användningen av en extern resistor, $R_{DÖD}$ [2].

VDTSH: Feltröskelspänning. Indikerade feltillstånd, såsom kortslutning eller tillstånd av låg last [2].

RC: Port för externt RC-filter, som bestämde frekvensen på PWM-signalerna, f_{osc} [2].

V5: 5V matningsspänning. Denna port användes för att mata övriga kretsar med denna spänningsnivå. En $10 \mu\text{F}$ elektrolytkondensator anslöts parallellt med en 100 nF keramisk kondensator. Denna parallellkrets användes för ökad stabilitet och placerades mellan porten och jord så nära porten som möjligt [2].

VREG: Matade ström till kretsen för transistordrivning. När transistorerna drevs med hög signal krävde dessa ström från en extern kondensator som är kopplad till VREG för att ge understöd åt denna puls, dvs. oscillationen [2].

REF: Externt matad referensspänning på 60 mV, som jämfördes med spänningen över resistorn R_{SENSE} [2].

4.3 Konstruktion och montering av kretskort, komponenter och motor

Schemat över motorstyrenheten samt PCB-layout utformades med programmet OrCad version 16.6. Denna version innehåller både OrCad Capture CIS, som användes för utformning av motorschemat, samt OrCad PCB Designer, som användes för att använda det skapade schemat och sätta samtliga komponenter på var sin plats på ett kretskort.

4.3.1 Utformning av motorschemat

ponenter och ledningar (50 st). Därav uppkom problem med att slutföra schemat. Därför blev arbetet något fördröjt. Därefter erhöles en fullständig licens. Endast ett fåtal gånger användes samtliga fem licenser samtidigt, vilket medförde att majoriteten av tiden kunde läggas på projektet.

4.3.2 Utformning av kretskortet

Med OrCad PCB Designer blev en PCB-layout över kretskortet utformad, in i minsta detalj. Kretskortet utformades och samtliga komponenter placerades på var sin plats. Vid färdigställandet bestod kretskortet av fyra nivåer, över 40 komponenter samt tre kontaktdon.

4.3.3 Montering av kretskort, komponenter och motor

När handledaren godkänt utformningen beställdes fyra stycken kretskort samt nödvändiga komponenter. Därefter påbörjades montering av nödvändiga komponenter på kretskortet genom att dessa löddades på, mestadels för hand.

Värmeförlusterna minimerades genom att använda stora kopparytor och hålrum på kortet, vilket maximerade värmeavledningen. Detta medförde vissa svårigheter att löda på de första komponenterna, MOSFET-transistorerna samt mikrostyrenheten. Detta problem löstes genom att lödpasta lades under dessa komponenter.

5. Slutsats

Syftet med projektet var att konstruera icke-programmerbar motorstyrning för en borstlös likströmsmotor med styrning av motorhastigheten, alltså en motorkonstruktion med endast hårdvara. Så fort matningsspänningen till motorn var på skulle motorn fungera. För att testa motorn skulle denna sättas på ett cykelhjul. Att konstruera kretskortet gick som

planerat och blev också godkänt av handledaren, men tog något längre tid än planerat. Detta berodde mestadels på problem att erhålla en fullständig licens för nödvändig programvara för att konstruera kretsschema, layout och kretskort.

De mer lyckade delarna av projektet var att konstruera kretskortet, vilket examensarbetarna är väldigt nöjda över.

De saker som blev mindre lyckade var framförallt kretskortets utseende. Komponenterna placerades för utspritt, vilket gjorde kretskortet onödigt stort. Pålödningen av komponenterna utfördes lite slarvigt, vilket gav kretskortet ett oprofessionellt utseende. Vidare blev inte pålödningen fullständig på grund av bristande färdigheter. Efter mycket felsökning och hjälp sammanfattades att en del komponenter hade blivit kortslutna och gått sönder. Exempelvis gaspådraget hade gått sönder. Men kretskortet är okej. Handledarna menar på att lösningen som utfördes kommer ligga grund för en framtida reservmotor, men att kretskortet behöver göras om; företaget hade förmodligen inte släppt ut konstruktionen på marknaden som den är.

Följande mål skulle uppfyllas:

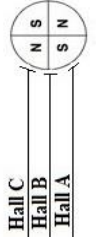
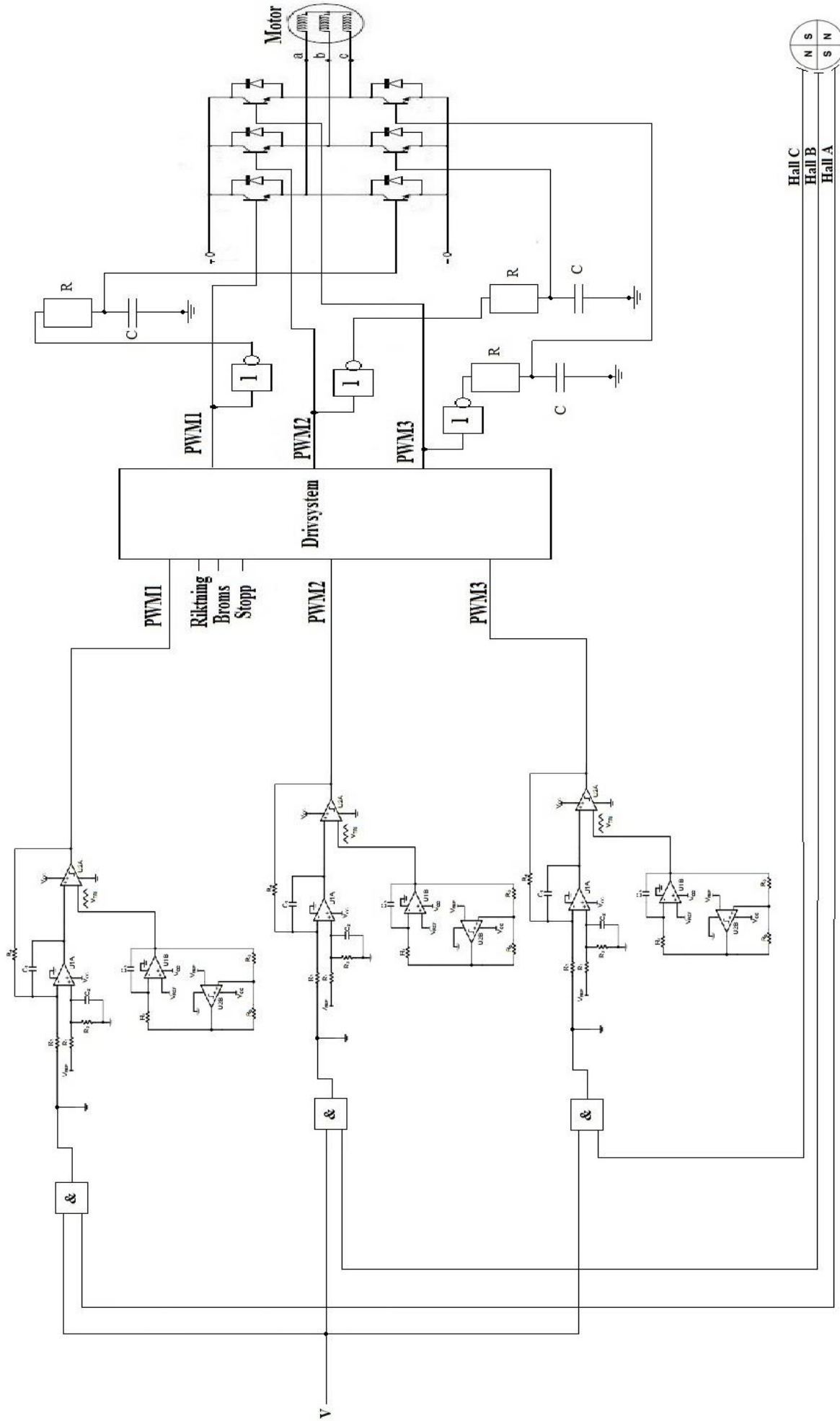
- * Konstruktion av en motorstyrenhet utan programvara - Uppfyllt
- * Konstruktionen skall utformas till ett kretskort - Uppfyllt
- * Motorn skulle fungera för borstlösa likströmsmotorer - Uppfyllt
- * Endast matningsspänning skulle krävas för att motorn skulle fungera - Uppfyllt
- * En cykelmotor skulle kopplas till det monterade kretskortet och kunna fungera – Misslyckades; ansluten, men fungerar inte
- * Ett gasreglage skulle anslutas för att den styrande skall kunna bestämma motorhastigheten - Misslyckades; ansluten, men fungerar inte
- * Montering skulle ske för hand – Misslyckades; förstörde komponenter

Fyra av sju mål uppfylldes. Det som inte uppfylldes gällde själva monteringen av motorn.

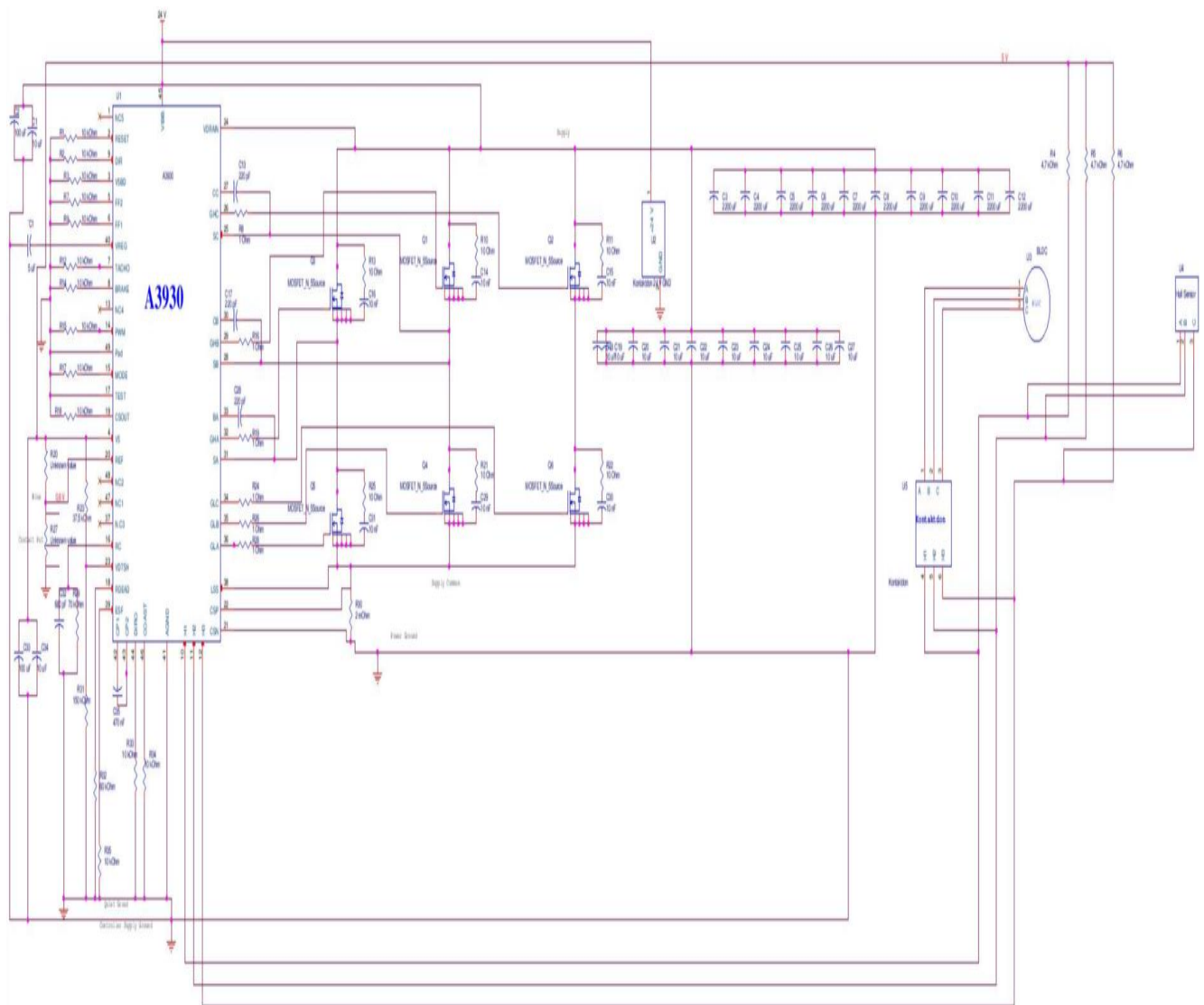
.

6. Appendix

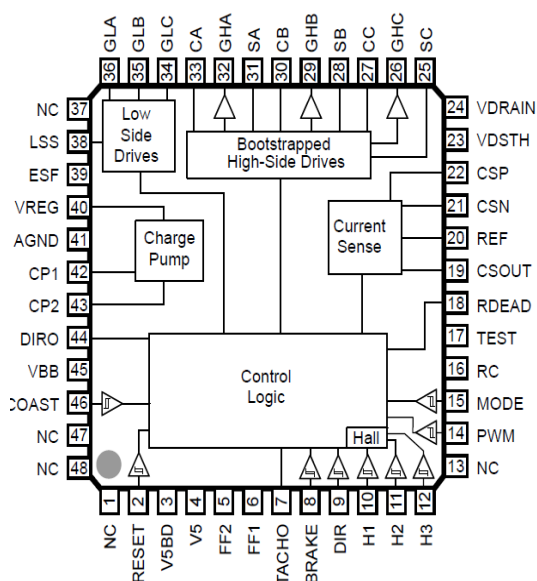
A. Fullständigt schema över första lösningen till motorstyrningen



B.Fullständigt schema över andra lösningen till motorstyrningen



C. Allegro A3930: Diagram & terminallista för in- & utportar



Terminallista

Nummer	Namn	Beskrivning
4	V5	5V regulator referensspänning
16	RC	PWM oscillator kontroll ingång
18	RDEAD	Dötidskonfiguration
23	VDSTH	Feltröskelspänning
26	GHC	Utgång för transistordrivning på högsidan, fas C
24	VDRAIN	Mätning av högsidans kollektorspänning
25	SC	Motorslutning fas C
28	SB	Motorslutning fas B
29	GHB	Utgång för transistordrivning på högsidan, fas B
31	SA	Motorslutning fas A
32	GHC	Utgång för transistordrivning på högsidan, fas C
34	GLC	Utgång för transistordrivning på lågsidan, fas C
35	GLB	Utgång för transistordrivning på lågsidan, fas B
36	GLA	Utgång för transistordrivning på lågsidan, fas A
38	LSS	Källans lågsidan
40	VREG	Matningsutgång för transistordrivning
41	AGND	Analog jord
45	VBB	Matningsspänning

D. Elektriska egenskaper hos Allegro A3930

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Supply and Reference						
V _{BB} Functional Operating Range ⁶	V _{BB}	Function correct, parameters not guaranteed	5.5	–	50	V
V _{BB} Quiescent Current	I _{BBQ}	RESET = High, outputs = Low	–	11	14	mA
	I _{BBS}	RESET = Low, sleep mode	–	–	10	μA
V5 Quiescent Current	I _{V5Q}	RESET = High, outputs = Low	–	–	5	mA
V _{REG} Output Voltage	V _{REG}	V _{BB} ≥ 7.4 V, I _{REG} = 0 to 15 mA	12.10	13	13.75	V
		6 V < V _{BB} < 7.4 V I _{REG} = 0 to 15 mA	2 × V _{BB} –2.7	–	–	V
		5.5 V < V _{BB} < 6 V, I _{REG} < 10 mA	9	10	–	V
Bootstrap Diode Forward Voltage	V _{BOOT}	I _D = 10 mA	0.4	0.7	1.0	V
		I _D = 100 mA	1.5	2.2	2.8	V
Bootstrap Diode Resistance	r _D	r _{D(100 mA)} = (V _{BOOT(150 mA)} – V _{BOOT(50 mA)}) / 100 mA	6	10	20	Ω
Bootstrap Diode Current Limit	I _{DBOOT}		250	500	750	mA
Top-off Charge Pump Current Limit	I _{TOCPM}		–	200	–	μA
High-Side Gate Drive Static Load Resistance	R _{GSH}		250	–	–	kΩ
V5 Output Voltage	V ₅		4.75	5	5.25	V
V _{BE} of External Transistor QV5	V _{BEXT}		–	–	1	V
V5BD Base Drive Capability for QV5 ²	I _{5BD}		–	–	–2	mA
Gate Output Drive						
Turn-On Rise Time	t _r	C _{LOAD} = 3300 pF, 20% to 80% points	–	60	–	ns
Turn-Off Fall Time	t _f	C _{LOAD} = 3300 pF, 80% to 20% points	–	40	–	ns
Pull-Up On Resistance	R _{DS(on)UP}	T _J = 25°C, I _{GHx} = –150 mA	3	4	5	Ω
		T _J = 150°C, I _{GHx} = –150 mA	4.6	5.6	6.6	Ω
Pull-Down On Resistance	R _{DS(on)DN}	T _J = 25°C, I _{GLx} = 150 mA	1	1.5	2	Ω
		T _J = 150°C, I _{GLx} = 150 mA	1.5	2.3	3	Ω
Short-Circuit Current – Source ²	I _{SC(source)}	T _J = 25°C	–	–500	–	mA
Short-Circuit Current – Sink	I _{SC(sink)}	T _J = 25°C	–	850	–	mA
GHx Output Voltage	V _{GHx}	t _w < 10 μs Bootstrap capacitor fully charged	V _{Cx} – 0.2	–	–	V
GLx Output Voltage	V _{GLx}		V _{REG} – 0.2	–	–	V

Forsättning på nästa sida

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Turn-Off Propagation Delay	$t_{p(off)}$	From Hall input change to unloaded gate output change	300	500	700	ns
		From other control input change to unloaded gate output change	–	150	200	ns
Dead Time (turn-off to turn-on delay)	t_{DEAD}	$R_{DEAD} = 5\text{ k}\Omega$	–	180	–	ns
		$R_{DEAD} = 50\text{ k}\Omega$	835	960	1090	ns
		$R_{DEAD} = 400\text{ k}\Omega$	–	3.3	–	μs
		$R_{DEAD} = \text{tied to } V_5$	–	6	–	μs
Logic Inputs and Outputs						
FFx Fault Output (Open Drain)	V_{OL}	$I_{OL} = 1\text{ mA}$, fault asserted	–	–	0.4	V
FFx Fault Output Leakage Current ²	I_{OH}	$V_O = 5\text{ V}$, fault not asserted	–1	–	1	μA
TACHO and DIRO Output High Voltage	V_{OH}	$I_{OH} = -1\text{ mA}$	$V_5 - 1\text{ V}$	–	–	V
TACHO and DIRO Output Low Voltage	V_{OL}	$I_{OL} = 1\text{ mA}$	–	–	0.4	V
Input Low Voltage	V_{IL}		–	–	0.8	V
Input High Voltage (Except RESET)	V_{IH}		2	–	–	V
RESET Input High Voltage	V_{IHR}		2.2	–	–	V
Input Hysteresis	V_{IHys}		300	500	–	mV
Input Current (Except H1, H2, H3, and RESET) ²	I_{IN}		–1	–	1	μA
RESET Input Pull-Down Resistor	R_{PD}	$V_{IN} = 5\text{ V}$	–	50	–	k Ω
Hx Input Pull-Up Resistor	R_{PU}	$V_{IN} = 0\text{ V}$	–	100	–	k Ω
Current Sense Differential Amplifier						
Input Bias Current ²	I_{IBS}	CSP = CSN = 0 V	–250	–200	–150	μA
Input Offset Current ²	I_{IOS}	CSP = CSN = 0 V	–10	–	10	μA
CSP Input Resistance	R_{CSP}	Measured with respect to AGND	–	80	–	k Ω
CSN Input Resistance	R_{CSN}	Measured with respect to AGND	–	4	–	k Ω
Differential Input Voltage	V_{ID}	$V_{ID} = \text{CSP} - \text{CSN}$, $-1.3\text{ V} < \text{CSP} < 4\text{ V}$, $-1.3\text{ V} < \text{CSN} < 4\text{ V}$	0	–	200	mV
Output Offset Voltage	V_{OOS}	CSP = CSN = 0 V	100	320	550	mV
Output Offset Voltage Drift	$V_{OOS(\Delta t)}$	CSP = CSN = 0 V	–	100	–	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Common Mode Range	V_{CM}	CSP = CSN	–1.5	–	4	V
Differential Input Voltage Gain	A_V	$40\text{ mV} < V_{ID} < 175\text{ mV}$, V_{CM} in range	18.5	19	19.5	V/V
Low Output Voltage Error	V_{err}	$0 < V_{ID} < 40\text{ mV}$, $V_{CSOUT} = (19 \times V_{ID}) + V_{OOS} + V_{err}$	–20	–	20	mV
DC Common Mode Gain	A_{CMdc}	CSP = CSN = 200 mV	–	–30	–	dB
Source Resistance	r_{CSOUT}	$V_{CSOUT} = 2\text{ V}$, $-2\text{ mA} < I_{CSOUT} < 0.5\text{ mA}$	–	80	–	Ω
Output Dynamic Range	V_{CSOUT}	$-100\text{ }\mu\text{A} < I_{CSOUT} < 100\text{ }\mu\text{A}$	0.1	–	$V_5 - 0.2$	V
Output Current – Sink	$I_{CSOUT(sink)}$	$V_{CSOUT} = 2\text{ V} \pm 5\%$	–	1	–	mA
Output Current – Source ²	$I_{CSOUT(source)}$	$V_{CSOUT} = 2\text{ V} \pm 5\%$	–	–19	–	mA

E. Lista över beställda komponenter

Motor

1 st Leaf Bike 2013 Back Lightning Brushless växellös navmotor 28 tum, 24 V, 250 W.

Gaspådrag

1 st Leaf Bike TS-001

Transistorer

20 st MOSFET transistor, N Kanal, 240 A, 60 V, 0.00115 ohm, 10 V, 3.7 V

Kablage

6 st Kabel-till-kort kontaktdon, DF60 serie, 2 Kontakt(-er), Hylsstickpropp, 10.16 mm, Hålmontage

Resistorer

10 st Ytmonterat chipmotstånd, Tjockfilm, AEC-Q200 ERJ serie, 69.8 kohm, 660 mW, ± 1%, 500 V

20 st Ytmonterat chipmotstånd, Tjockfilm, RC serie, 4.7 kohm, 250 mW, ± 1%, 200 V, 1206 [3216 Metrisk]

80 st Ytmonterat chipmotstånd, Tjockfilm, MC serie, 10 kohm, 125 mW, ± 5%, 200 V, 1206 [3216 Metrisk]

10 st Ytmonterat chipmotstånd, Tjockfilm, AEC-Q200 ERJ serie, 37.4 kohm, 660 mW, ± 1%, 500 V

10 st Ytmonterat chipmotstånd, Tjockfilm, AEC-Q200 ERJ serie, 60.4 kohm, 660 mW, ± 1%, 500 V

10 st Ytmonterat chipmotstånd, Tjockfilm, AEC-Q200 CRCW serie, 150 kohm, 250 mW, ± 1%, 200 V

10 st Strömavkänningsmotstånd SMD, AEC-Q200 ERJ serie, 0.02 ohm, 1 W, ± 1%, 2512 [6432 Metrisk]

20 st Ytmonterat chipmotstånd, Tjockfilm, AEC-Q200 ERJ serie, 1 ohm, 250 mW, ± 5%, 200 V

30 st Ytmonterat chipmotstånd, Tjockfilm, AEC-Q200 ERJ serie, 10 ohm, 250 mW, ± 1%, 200 V

10 st Ytmonterat chipmotstånd, Keramiskt, MCSR 12 serie, 18 kohm, 250 mW, ± 1%, 200 V

Mikrostyrenhet

5 st MOTOR DRIVER 3 PHASE BLDC(Alegro A3930)

Kondensatorer

20 st SMD flerskiktig keramisk kondensator, C serie, 0.22 μ F, \pm 10%, X7R, 50 V, 1206 [3216 Metrisk]

20 st SMD flerskiktig keramisk kondensator, MC serie, 680 pF, \pm 10%, X7R, 50 V, 1206 [3216 Metrisk]

10 st SMD flerskiktig keramisk kondensator, C serie, 0.47 μ F, \pm 10%, X7R, 50 V, 1206 [3216 Metrisk]

32 st Elektrolytkondensator, AEC-Q200 FC serie, 2200 μ F, \pm 20%, 50 V, 18 mm, Radiell

12 st SMD aluminium-elektrolytkondensator, AEC-Q200 FK serie, 100 μ F, 63 V, Radiell burk - Ytmontering

5 st SMD flerskiktig keramisk kondensator, MC serie, 0.47 μ F, \pm 10%, X7R, 100 V, 1206 [3216 Metrisk]

42 st SMD aluminium-elektrolytkondensator, S serie, 10 μ F, 35 V, Radiell burk - Ytmontering, 10 mm

20 st SMD flerskiktig keramisk kondensator, MCCA serie, 0.01 μ F, \pm 10%, X7R, 50 V, 1206 [3216 Metrisk]

7. Källor

[1] D.C. Hanselman, *Brushless Permanent Motor Design*. Texas: Mcgraw-Hill, 1994.

[2] A3930 and A3931: Automotive Three Phase BLDC Controller and MOSFET Driver. *Allegro Microsystems, Inc*, [Online]. Tillgänglig: <http://www.electronicdatasheets.com/pdf-datasheets/allegro-microsystems-inc/a3930/> [Hämtad 8 februari, 2016].

[3] S. Keeping, An Introduction to Brushless DC Motor Control. *Digi-key Electronics*, mars 2013 [Online]. Tillgänglig: <http://www.digikey.com/en/articles/techzone/2013/mar/an-introduction-to-brushless-dc-motor-control> [Hämtad 29 januari, 2016].

[4] J. Caldwell, Analogue Pulse Width Modulation. *Texas Instruments*, juni 2013 [Online]. Tillgänglig: <http://www.ti.com/lit/ug/slau508/slau508.pdf> [Hämtad 29 januari, 2016].

[5] Current Sense Resistors. *Mouser Electronics*, [Online]. Tillgänglig: http://www.mouser.com/pdfDocs/Ohmite_CSResistors.pdf (Hämtad 12 februari, 2016).

- [7] B. Akin, M. Bhardwaj, Trapezoidal Control of BLDC Motors Using Hall Effect Sensors. *Texas Instruments*, juli 2013 [Online]. Tillgänglig: <http://www.ti.com/lit/an/sprabq6/sprabq6.pdf> [Hämtad 1 februari, 2016].
- [9] How to Select Hall-Effect Sensors for Brushless DC Motors. *Honeywell International Inc*, december 2012 [Online]. Tillgänglig: <http://www.mouser.com/pdfdocs/Selecting-Hall-Effect-for-DC-Brushless-Motors.pdf> [Hämtad 2 februari, 2016].
- [10] What determines the speed of a brushless DC motor. *Electrical Engineering Stack Exchange*, mars 2012 [Online]. Tillgänglig: <http://electronics.stackexchange.com/questions/29034/what-determines-the-speed-of-a-brushless-dc-motor> [Hämtad 2 februari, 2016].
- [11] A, Hughes, B. Drury, *Electric Motors and Drives: Fundamentals, Types and Editions*, 4 uppl. Oxford: Newnes, 2013.
- [12] EM-151B Brushless DC Motor Driver. *Electromen Oy*, december 2011 [Online]. Tillgänglig: http://electromen.com/files/3313/7811/0059/EN_em-151b.pdf [Hämtad 2 februari, 2016].
- [13] 28 inch 24V 250W Front Brushless Motor Wheel. *Leaf Bike*, [Online]. Tillgänglig: <http://www.leafbike.com/products/e-bike-hub-motor/gearless-20-24-26-700c-28-inch/28-inch-24v-250w-front-brushless-motor-wheel-939.html> [Hämtad 2 februari, 2016].
- [14] Hall Sensor Position Detection, *Texas Instruments*, juni 2013 [Online]. Tillgänglig: <http://www.ti.com/lit/an/slva642/slva642.pdf> [Hämtad 2 februari, 2016].
- [15] TS001 Electric Bike Throttle. *Leaf Bike* [Online]. Tillgänglig: <http://www.leafbike.com/products/electric-bike-parts/throttle/ts-001-670.html> [Hämtad 8 april, 2016].