

Fırçasız Doğru Akım Motoru Sürücüsünün Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi

Brushless Direct Current Motor Driver Design and Implementation

Bilal İMREN*  Yaşar BİRBİR 

Marmara Üniversitesi, Teknoloji Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, İstanbul, Türkiye.

*bilal.imren@hotmail.com

Öz

Bu çalışmada, fırçasız doğru akım motorunun 3 faz eşdeğer transfer fonksiyonu kullanılarak Matlab&Simulink ortamında modellenmiştir. Geliştirilen sürücünün devresi kontrol katı, güç katı ve arayüz katı olmak üzere 3 modül olarak Altium ortamında tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Kontrol katı mikrodenetleyici birimini içermektedir. Güç katı 3 fazlı tam köprü topolojisinde evirici devresini, güç girişlerini ve güç çıkışlarını içermektedir. Evirici devresinde anahtarlama elemanı olarak IGBT modül kullanılmıştır. Arayüz katı arayüz ekranı, sinyal girişleri ve sinyal çıkışlarını içermektedir. Sürücü yazılımı C programlama dili ile ARM tabanlı bir mikrodenetleyici üzerinde çalışacak şekilde geliştirilmiştir. Komütasyon yöntemi olarak trapezoidal komütasyon kullanılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Fırçasız Doğru Akım Motoru, Güç Elektroniği, Motor Kontrol, Motor Sürücüsü, Motor Benzetimi

Abstract

In this study, a brushless direct current motor is modeled in Matlab&Simulink using a 3-phase equivalent transfer function. The circuit of the implemented driver has been designed and implemented in Altium environment as 3 modules as control stage, power stage and interface stage. The control unit contains the microcontroller unit. The power stage contains the inverter circuit, power inputs and power outputs in 3-phase full bridge topology. IGBT module is used as the switching element in the inverter circuit. The interface layer contains the interface screen, signal inputs and signal outputs. The driver software has been developed to run on an ARM-based microcontroller with the C programming language. Trapezoidal commutation was used as the commutation method.

Keywords: Brushless Direct Current Motor, Power Electronics, Motor Control, Motor Driver, Motor Simulation

I. GİRİŞ

Günümüzde teknolojinin ve endüstrinin gelişmesine bağlı olarak fırçasız doğru akım motorları ön plana çıkmaktadırlar. Geleneksel fırçalı doğru akım motorları bakım masrafları, fırça ve kolektörde meydana gelen kayıplar ve düşük verimli olması gibi sebeplerden dolayı fırçasız doğru akım motorlarının kullanımı artmaya başlamıştır.

Fırçasız doğru akım motorların avantajları aşağıdaki gibidir.

- Sabit tork ile hız kontrolü
- Yüksek verimlilik
- Fırça kolektör mekanizmasının olmaması
- Boyutlarına göre daha yüksek güç yoğunluğu
- Yüksek devirlerde çalışma imkânı
- Sessiz çalışma

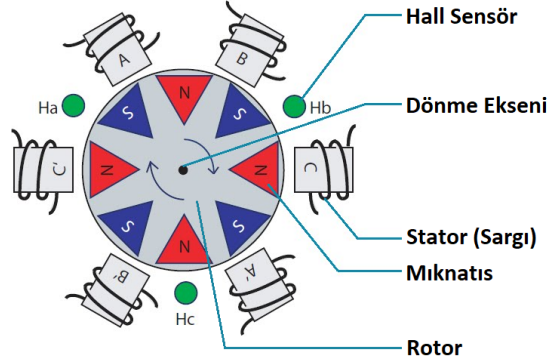
- Uzun ömür
- Daha az bakım ihtiyacı

Fırçasız doğru akım motorların dezavantajları aşağıdaki gibidir.

- Sürücü ile kullanım zorunluluğu
- Geri besleme için pozisyon sensörü zorunluluğu (Sensörsüz kontrol yöntemleri bu çalışma kapsamında değildir.)
- Yüksek maliyet

1.1. Fırçasız Doğru Akım Motorunun İç Yapısı

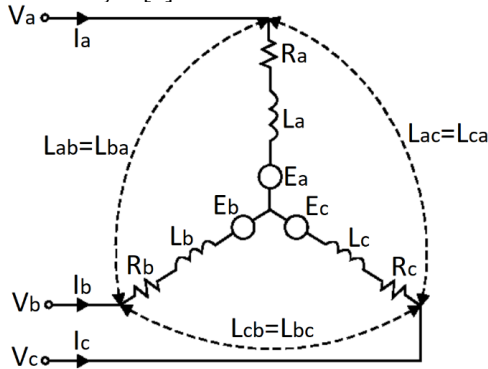
Fırçasız doğru akım motoru stator ve rotor olmak üzere 2 temel parçaya ayrılır. Stator, faz sargılarının bulunduğu sabit kısımdır. Rotor, mıknatıs kutuplarının bulunduğu döner eksen üzerinde hareketli kısımdır. Stator ve rotora ek olarak stator sargıları arasında eşit aralıklar ile yerleştirilmiş 3 adet Hall Sensörü bulunabilmektedir. Bu hall sensörleri aracılığıyla rotorun pozisyonu algılanmakta ve komütasyon sağlanmaktadır. Hall sensörlerine ek olarak mutlak enkoder, artımsal enkoder veya resolver vb. farklı geri besleme elemanları da mevcuttur. Bu çalışmada hall sensörleri kullanılmıştır. Fırçasız doğru akım motorunun iç yapısı Şekil 1’de verilmiştir.



Şekil 1. Fırçasız Doğru Akım Motoru İç Yapısı

1.2. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Eşdeğer Devresi

Fırçasız doğru akım motorları özel tasarım motorlar hariç tutulursa 3 fazlı olarak üretilmektedir. Fırçasız doğru akım motorunun stator eşdeğer devresi Şekil 2’de verilmiştir [7].



Şekil 2. Stator Eşdeğer Devresi

Stator eşdeğer devresine matematiksel olarak ifade edilmek istenirse Denklem 1 ortaya çıkar.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

1.3. Fırçasız Doğru Akım Motoru Komütasyon Yöntemleri

Fırçasız doğru akım motorlarında döner hareketin sağlanabilmesi için, motor fazları belirli bir sıralama ile enerjilendirilmelidirler. Bu olaya elektriksel komütasyon adı verilmektedir. Kullanılan komütasyon türü motor kontrol başarımını doğrudan etkilemektedir.

Fırçasız doğru akım motorlarında kullanılan komütasyon türleri aşağıdaki gibidir.

- Trapezoidal PWM (6 Step PWM)
- Sinüzoidal PWM (SPWM)
- Alan Vektörü PWM (SVPWM)

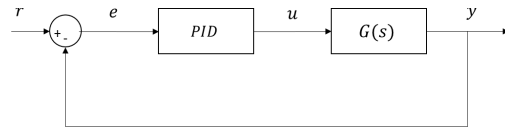
Bu çalışmada trapezoidal PWM kullanılarak bir fırçasız doğru akım motoru sürücüsü modellenmiş, tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir.

1.4. Fırçasız Doğru Akım Motoru Kontrol Yöntemleri

Fırçasız doğru akım motorları kullanım amacına ve isteğe göre hız, konum ya da tork açısından kontrol edilebilirler. Fırçasız doğru akım motorları farklı açılardan kontrol edilebildiği gibi farklı kontrolcülerle de kontrol edilebilirler. Birçok gelişmiş kontrol yöntemi olmasına rağmen, PID kontrol; kararlılığı, karmaşık olmayan yapısı, geniş bir alana uygulanabilirliği ve dijital/analog platformlarda uygulama kolaylığı gibi nedenlerden dolayı hala endüstride en çok tercih edilen ve kullanılan kontrol yöntemidir [6].

1.4.1. PID Kontrol

PID kontrol yaygın kullanılan bir kontrolcü çeşididir. Şekil 3’te PID kontrolün kullanıldığı klasik bir sistemin blok şeması gösterilmektedir. Burada r referans girişini, e giriş ile sistem geri beslemenin farkı olan hatayı, u kontrolcü çıkışını, y ise sistemin çıkışını ifade etmektedir [1].



Şekil 3. PID Kontrol Blok Şeması

Denklem 2’de PID kontrolcünün parametrelerini içeren transfer fonksiyonu verilmiştir. PID içerisindeki K_p , K_i ve K_d parametreleri en uygun değerleri alarak sistem çıkışı ile referans girişi arasındaki farkı ifade eden hata değerini sıfıra indirmiş olur.

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \cdot s \quad (2)$$

PID kontrol yapısının kullanıldığı klasik bir sistemin girişi ve çıkışı arasındaki kapalı döngü transfer

fonksiyonu Denklem 3'te verilmiştir. Burada $G(s)$ kontrol edilecek sistemin, $C(s)$ ise kontrolcünün transfer fonksiyonunu ifade etmektedir.

$$\frac{y}{r} = \frac{G(s).C(s)}{1+G(s).C(s)} \quad (3)$$

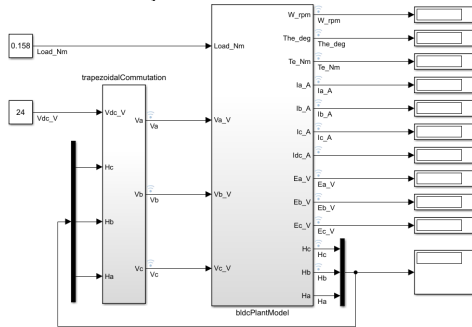
1.4.2. Kontrolcü Parametrelerinin Belirlenmesi

Kontrolcü parametrelerinin belirlenmesi de kontrolcü yapısının oluşturulması kadar önemlidir. PID kontrolde parametrelerin belirlenmesi için Cohen-Coon yöntemi, Tyreus-Luyben yöntemi ve Ziegler-Nichols yöntemi gibi birtakım temel yöntemler mevcuttur. Bunlardan Ziegler-Nichols yöntemi halen en çok kullanılan ayar yöntemlerinden birisidir (Uysal, 2010). Ancak yapılan çalışmalara bakıldığında geleneksel parametre ayarlama yöntemleri; yüksek aşma miktarı, düşük doğruluk oranı ve ayar süresinin uzun olması gibi dezavantajlarından dolayı yapay zekâ optimizasyon algoritmaları kadar başarılı olamamaktadır [3].

II. MATERYAL VE YÖNTEM

2.1. Sistem Modelleme Çalışmaları

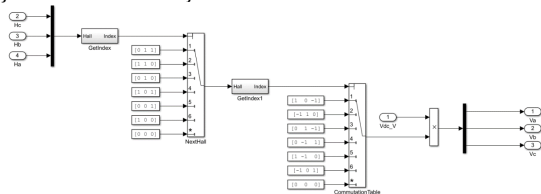
Bu çalışmada fırçasız doğru akım motorunun eş değer devre denklemleri kullanılarak Matlab&Simulink ortamında bir sistem modelleme çalışması yapılmıştır. Sistem modeli blok şeması Şekil 4'te verilmiştir.



Şekil 4. Sistem Modeli Şeması

2.1.1. Komütasyon Bloğu

Sistem modelleme çalışmasında komütasyon yöntemi olarak trapezoidal komütasyon kullanılmıştır. Trapezoidal komütasyon blok şeması Şekil 5'te verilmiştir.



Şekil 5. Trapezoidal Komütasyon Blok Şeması

2.1.2. Fırçasız Doğru Akım Motoru Bloğu

Başlık 1.2'de verilen fırçasız motor eşdeğer devresi ve denklemleri kullanılarak bir transfer fonksiyonu oluşturulmuştur. Oluşturulan transfer fonksiyonu

Matlab&Simulink ortamına aktarılmış ve sistem modeline dahil edilmiştir.

Denklem 4'de 3 faz akım ile motorun ürettiği elektromanyetik tork arasındaki ilişki ifade edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} T_a \\ T_b \\ T_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \cdot [K_t] \cdot \begin{bmatrix} \cos 0 \\ \cos -2\pi/3 \\ \cos -4\pi/3 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Denklem 5'te rotor milinde oluşan toplam tork ifade edilmektedir.

$$T_e = T_a + T_b + T_c \quad (5)$$

Denklem 6'da motorun hızı ile ürettiği zıt elektromotor kuvveti (BEMF) arasındaki ilişki ifade edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} = [N] \cdot [K_e] \cdot \begin{bmatrix} \cos 0 \\ \cos -2\pi/3 \\ \cos -4\pi/3 \end{bmatrix} \quad (6)$$

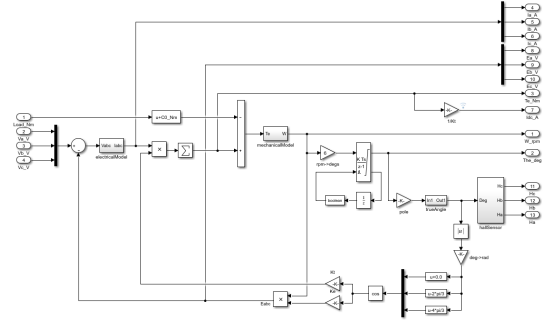
Denklem 7'de stator sargılarının elektriksel transfer fonksiyonu ifade edilmektedir.

$$\frac{1}{L \cdot s + R} \quad (7)$$

Denklem 8'de ise rotorun mekanik transfer fonksiyonu ifade edilmektedir.

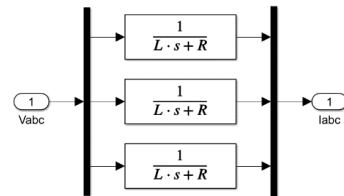
$$\frac{1}{J \cdot s + C_v} \quad (8)$$

Fırçasız doğru akım motoru transfer fonksiyonu blok şeması Şekil 6'da verilmiştir.



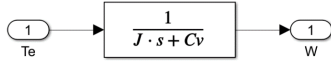
Şekil 6. Fırçasız Doğru Akım Motoru Transfer Fonksiyonu Blok Şeması

Statorda 3 fazlı sargı bulunmaktadır. Bu nedenle her faz için ayrı transfer fonksiyonu kullanılmıştır. Şekil 7'de stator sargılarının 3 faz elektriksel transfer fonksiyonu blok şeması verilmiştir.



Şekil 7. Stator 3 Faz Elektriksel Transfer Fonksiyonu Blok Şeması

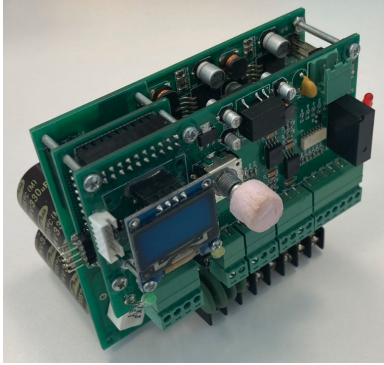
Rotor mekanik transfer fonksiyonu oluşturulurken atalet momenti ve dinamik sürtünme değerleri dikkate alınmıştır. Şekil 8'de rotorun mekanik transfer fonksiyonunun blok şeması verilmiştir.



Şekil 8. Rotor Mekanik Transfer Fonksiyonu Blok Şeması

2.2. Elektronik Devre Tasarımı Çalışmaları

Gerçekleştirilen sürücü güç katı, kontrol katı ve arayüz katı olmak üzere 3 kat olarak tasarlanmıştır. Sürücünün genel görünümü Şekil 9’da verilmiştir [4].



Şekil 9. Gerçekleştirilen Sürücünün Genel Görünümü

Sürücü özellikleri Tablo 1’de verilmiştir.

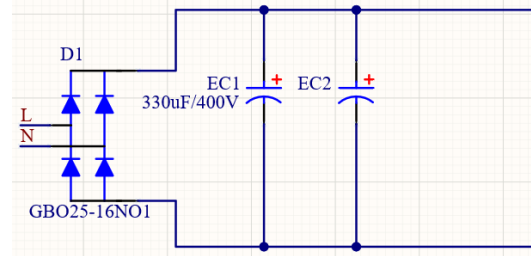
Tablo 1. Sürücünün Özellikleri

Kontrol Katı Giriş Voltajı	18-35 V
Güç Katı Giriş Voltajı	0-300 V _{DC} / 0-220 V _{AC}
Güç Katı Çıkış Voltajı	0-220 V _{AC}
Maksimum Güç	1.5 kW
Komütasyon	Trapezoidal / Sinüzoidal
PWM Frekansı	10 kHz
Dijital Girişler	3 Adet 0-24 V (Optik İzole)
Dijital Çıkışlar	1 Adet Kuru Kontak
Analog Girişler	2 Adet +5V
Analog Çıkışlar	1 Adet +5V
Geri Besleme	Hall Sensör / Artımsal Enkoder
Haberleşme Arayüzü	1 Adet RS485
Kullanıcı Arayüzü	128x64 OLED Ekran Mekanik Enkoder

2.2.1. Güç Katı Tasarımı

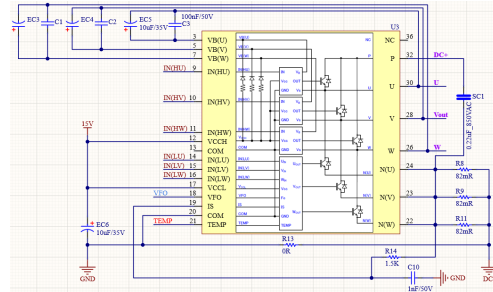
Güç katında tam köprü doğrultucu devre, 3 fazlı tam köprü evirici devresi, 15V, 5V, 3.3V doğru akım düşürücü güç kaynağı devreleri, faz akımı ölçüm devresi ve DC bara gerilimi ölçüm devresi bulunmaktadır.

Sürücünün güç girişinde tam köprü doğrultucu devre bulunmaktadır. Tam köprü doğrultucu devre elemanı olarak IXYS GBO25-16NO1 köprü diyot entegresi kullanılmıştır. DC bara kondansatörü olarak 2 adet 330 µF kondansatör kullanılmıştır. Bu sayede hem AC hem de DC gerilim girişine destek sağlanmaktadır. Tam köprü doğrultucu devre şeması Şekil 10’da verilmiştir.



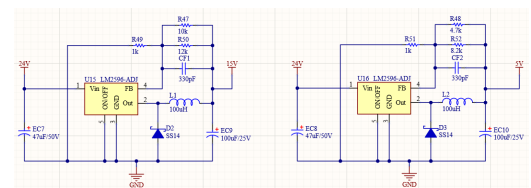
Şekil 10. Tam Köprü Doğrultucu Devre Şeması

Evirici devresinde anahtarlama elemanı olarak tek kılıf içerisinde 6 adet IGBT barındıran Fuji Electric 6MBP35XSF060-50 IPM modül kullanılmıştır. Kullanılan modülün maksimum gerilim değeri 400V_{DC}, maksimum akım değeri 35 A’dır. Bu sayede yerden tasarruf sağlanmıştır. Evirici modülünün devre şeması Şekil 11’de verilmiştir [5].



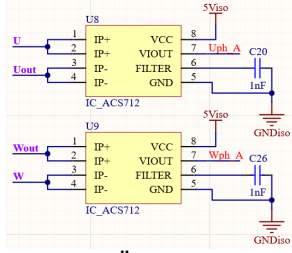
Şekil 11. Evirici Modülü Devre Şeması

Doğru akım düşürücü güç kaynağı devrelerinde LM2596-ADJ entegresi kullanılmaktadır. LM2596-ADJ anahtarlama güç kaynağı devrelerinde sık kullanılan bir entegredir. Ayarlı yapıda olması sayesinde 0-V_{giriş} aralığında istenilen seviyede gerilim çıkışı elde edilebilmektedir. Doğru akım düşürücü güç kaynağı devre şeması Şekil 12’de verilmiştir.



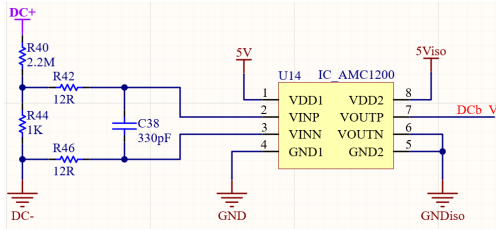
Şekil 12. Doğru Akım Düşürücü Güç Kaynağı Devre Şeması

U ve W fazları üzerinden ACS712 akım sensörü kullanılarak akım ölçümü yapılmaktadır. ACS712 akım sensörü temassız akım ölçümü için kullanılan bir entegredir. Bu sayede elektriksel olarak izole bir biçimde akım ölçümü sağlanabilmektedir. Akım ölçümü devre şeması Şekil 13’te verilmiştir.



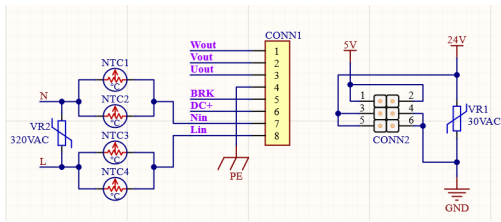
Şekil 13. Akım Ölçümü Devre Şeması

DC bara gerilimi bir gerilim bölücü devresi üzerinden AMC1200 opamp entegresi ile ölçülmektedir. AMC1200 şönt direnç üzerinden gerilim ölçümü için optimize edilmiş elektrikselsel olarak izole bir opamp entegresidir. Bu sayede elektrikselsel olarak izole bir biçimde gerilim ölçümü sağlanabilmektedir. Gerilim ölçümü devre şeması Şekil 14’te verilmiştir.



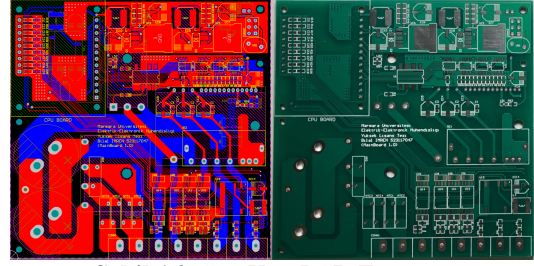
Şekil 14. Gerilim Ölçümü Devre Şeması

Sürücünün güç devresi girişinde 2 adet 330 µF kondansatör bulunmaktadır. Söz konusu kondansatörler boş iken ilk şarj anında kısa devre etkisi yaratacaktır. Bu etkiye “inrush current” adı verilmektedir. Güç devresi tasarımında “inrush current” etkisi dikkate alınmış ve bu etkiyi azaltmak için toplam 4 adet 12 Ω değerinde NTC kullanılmıştır. Bu sayede DC bara üzerinde bulunan kondansatörlerin ilk şarj akımını sınırlandırılmıştır. Giriş koruma devresi şeması Şekil 15’te verilmiştir.



Şekil 15. Giriş Koruma Devresi Şeması

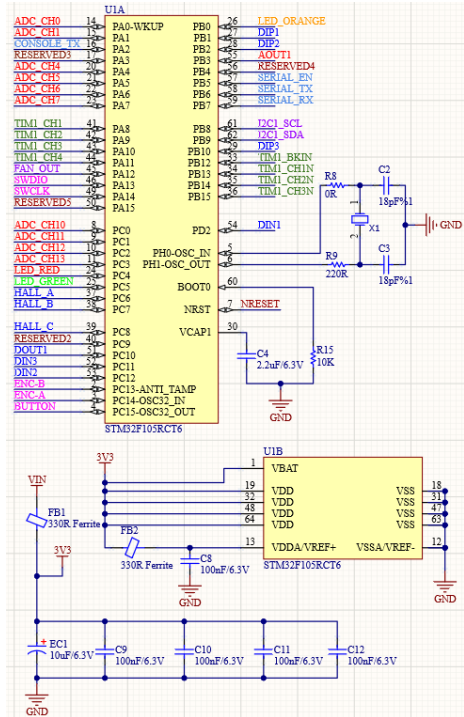
Güç katı devresi Altium ortamında 100x100 mm boyutlarında iki taraflı PCB olarak tasarlanmıştır. Güç katı PCB tasarımı Şekil 16’da verilmiştir.



Şekil 16. Güç Katı PCB Tasarımı

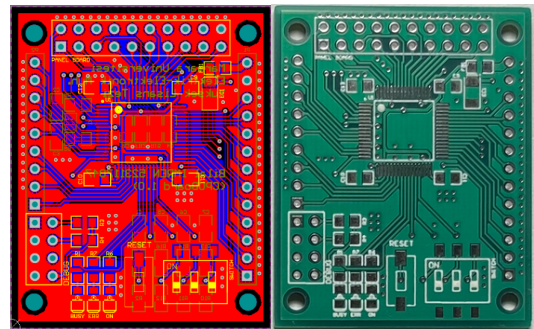
2.2.2. Kontrol Katı Tasarımı

Kontrol katı mikrodenetleyici devresinden meydana gelmektedir. Mikrodenetleyici olarak ARM tabanlı STM32F105RCT6 LQFP64 kullanılmıştır. OLED ekran ile haberleşme arayüzü için I2C birimi, RS485 haberleşme arayüzü için USART birimi kullanılmıştır.



Şekil 17. Kontrol Katı Devre Şeması

Kontrol katı devresi Altium ortamında 37x46 mm boyutlarında iki taraflı PCB olarak tasarlanmıştır. Kontrol katı PCB tasarımı Şekil 18’de verilmiştir.

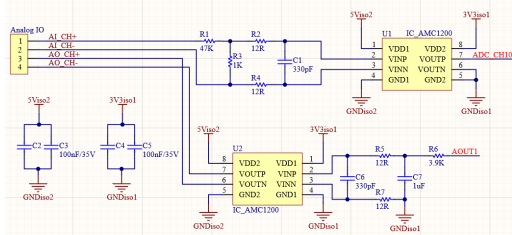


Şekil 18. Kontrol Katı PCB Tasarımı

2.2.3. Arayüz Katı Tasarımı

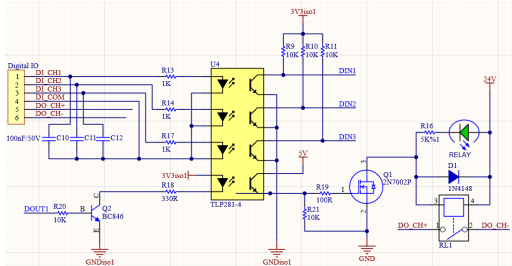
Arayüz katında analog giriş/çıkış devresi, dijital giriş/çıkış devresi, hall sensör/artımsal enkoder arayüzü devresi, RS485 haberleşme arayüzü devresi ve kullanıcı arayüzü devresi bulunmaktadır.

Analog giriş ve çıkış devresinde 1 adet analog giriş ve 1 adet analog çıkış bulunmaktadır. AMC1200 opamp entegresi kullanılmıştır. +5V/-5V aralığında analog sinyali algılama ve +5V/-5V aralığında analog sinyal üretilebilmektedir. Gerilim ölçümü devre şeması Şekil 19’da verilmiştir.



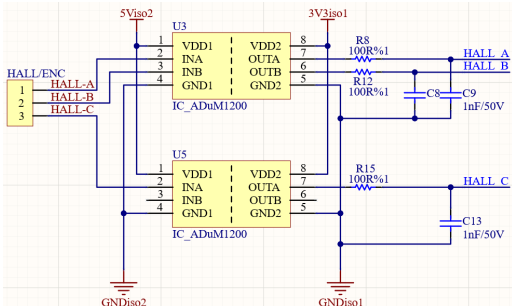
Şekil 19. Analog Giriş/Çıkış Devre Şeması

Dijital giriş/çıkış devresinde 3 adet dijital giriş ve 1 adet kuru kontak çıkış bulunmaktadır. Dijital girişler için TLP281 optokuplör entegresi kullanılmıştır. Kuru kontak çıkışı için tek kutuplu tek konumlu mekanik röle kullanılmıştır. Dijital giriş/çıkış devre şeması Şekil 20’de verilmiştir.



Şekil 20. Dijital Giriş/Çıkış Devre Şeması

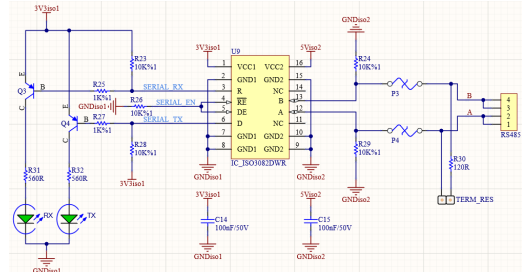
Hall sensör/artımsal enkoder devresinde 3 adet dijital kare sinyal girişi bulunmaktadır. ADuM1200 dijital izolatör entegresi kullanılmıştır. Bu sayede elektriksel olarak izole sensör arayüzü sağlanmaktadır. Hall sensör/artımsal enkoder devre şeması Şekil 21’de verilmiştir.



Şekil 21. Hall Sensör/Artımsal Enkoder Devre Şeması

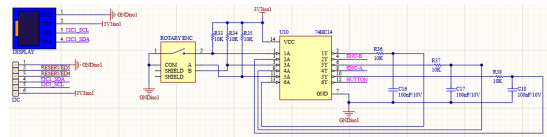
RS485 arayüzü devresinde A ve B olmak üzere iki

adet haberleşme hattı bulunmaktadır. RX ve TX hatlarına paralel LED bağlantısı yapılmıştır. Bu sayede haberleşme durumu LED’ler üzerinden görülebilmektedir. A ve B hatlarında bulunan seri PTC elemanları ile kısa devre koruması sağlanmıştır. ISO3082DWR entegresi kullanılmıştır. RS485 arayüzü devre şeması Şekil 22’de verilmiştir.



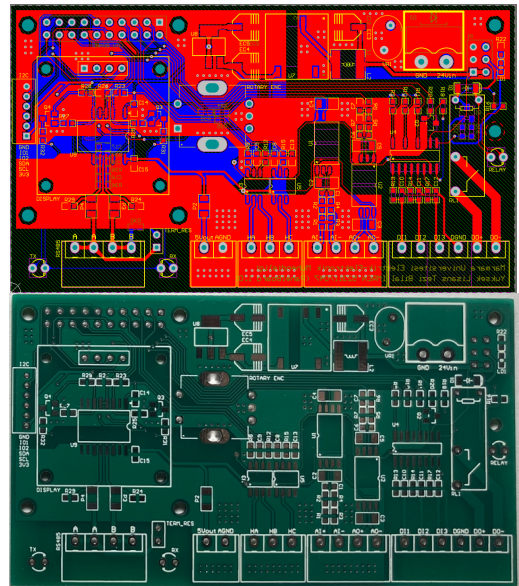
Şekil 22. RS485 Arayüzü Devre Şeması

Kullanıcı arayüzü devresinde 1 adet OLED ekran ve 1 adet mekanik enkoder bulunmaktadır. Mekanik enkoderin çıkışlarında yapısı gereği “debounce” riski bulunmaktadır. Bu durumun önüne geçmek için 74HC14 entegresi ile donanımsal dijital filtre devresi tasarlanmıştır ve “debounce” sorunu en aza indirgenmiştir. OLED ekran I2C haberleşme arayüzü üzerinden kontrol katına bağlanmaktadır. Kullanıcı arayüzü devresi Şekil 23’te verilmiştir.



Şekil 23. Kullanıcı Arayüzü Devresi

Arayüz katı devresi Altium ortamında 100x58 mm boyutlarında iki taraflı PCB olarak tasarlanmıştır. Arayüz katı PCB tasarımı Şekil 24’te verilmiştir.



Şekil 24. Arayüz Katı PCB Tasarımı

algoritmasının kaynak kod parçası Şekil 28’de verilmiştir.

```

static inline float pIdCoreUpdate(pIdCore_t* const pIdCore, float setPoint, float actualValue)
{
    pIdCore->error = fabs(setPoint) - fabs(actualValue);
    // Anti Windup
    if (pIdCore->error > 0.1) {
        if (fabs(pIdCore->output - pIdCore->outputLimMax) > 0.1) {
            pIdCore->integral = pIdCore->integral_prior + pIdCore->error * (pIdCore->iteration_time / 1000.0);
        }
    }
    else if (pIdCore->error < -0.1) {
        if (fabs(pIdCore->output - pIdCore->outputLimMin) > 0.1) {
            pIdCore->integral = pIdCore->integral_prior + pIdCore->error * (pIdCore->iteration_time / 1000.0);
        }
    }
    pIdCore->derivative = (pIdCore->error - pIdCore->error_prior) / (pIdCore->iteration_time / 1000.0);
    pIdCore->output = pIdCore->KP * pIdCore->error + pIdCore->KI * pIdCore->integral + pIdCore->KD * pIdCore->derivative;
    pIdCore->error_prior = pIdCore->error;
    pIdCore->integral_prior = pIdCore->integral;
    if (pIdCore->output > pIdCore->outputLimMax) {
        pIdCore->output = pIdCore->outputLimMax;
    }
    else if (pIdCore->output < pIdCore->outputLimMin) {
        pIdCore->output = pIdCore->outputLimMin;
    }
    return pIdCore->output;
}
    
```

Şekil 28. PID Kontrol Algoritması Kaynak Kod Parçası

PID kontrolde sistem çıkışının referans değere ulaşamaması durumunda integral yığılması sorunu meydana gelmektedir. İntegral yığılmasının önüne geçmek için “Anti Windup” algoritması yazılmıştır. “Anti Windup” algoritmasının kaynak kod parçası Şekil 29’da verilmiştir.

```

// Anti Windup
if (pIdCore->error > 0.1) {
    if (fabs(pIdCore->output - pIdCore->outputLimMax) > 0.1) {
        pIdCore->integral = pIdCore->integral_prior + pIdCore->error * (pIdCore->iteration_time / 1000.0);
    }
}
else if (pIdCore->error < -0.1) {
    if (fabs(pIdCore->output - pIdCore->outputLimMin) > 0.1) {
        pIdCore->integral = pIdCore->integral_prior + pIdCore->error * (pIdCore->iteration_time / 1000.0);
    }
}
    
```

Şekil 29. Anti Windup Algoritması Kaynak Kod Parçası

III. TESTLER

3.1. Sistem Modelleme Testleri

Benzetim testlerinde FAULHABER 3274-BP4 fırçasız doğru akım motorunun parametreleri kullanılmıştır. Kullanılan motorun parametre değerleri Tablo 3’te verilmiştir.

Tablo 3. FAULHABER 3274-BP4 Parametre Değerleri

Parametre	Açıklama	Değer
V_n	Nominal Gerilim	24 V
R_{f-f}	2 Faz Arası Direnç	0,253 Ω
L_{f-f}	2 Faz Arası Endüktans	64,2 μ H
N_0	Boştaki Hızı	8820 RPM
I_0	Boştaki Akımı	0,38 A
N_n	Nominal Hız	8420 RPM
I_n	Nominal Akım	6,88 A
T_n	Nominal Yük	158 mNm
η_{max}	Maksimum Verim	%88
K_e	Zıt Elektromotor Kuvveti (BEMF) Sabiti	2,94 mV/RPM
K_t	Tork Sabiti	28,1 mNm/A
J	Rotor Ataleti	48 gcm ²
C_0	Statik Sürtünme Torku	2,04 mNm
C_v	Dinamik Sürtünme Torku	9,24.10 ⁻⁴ mNm/RPM

3.2. Sürücü Testleri

Sürücü testlerinde FAULHABER 3274-BP4 fırçasız doğru akım motoru kullanılmıştır. Kullanılan motorun parametre değerleri Tablo 3’te verilmiştir. Test kapsamında kullanılan test altyapısına ilişkin bilgiler Tablo 4’te verilmiştir.

Tablo 4. Test Altyapısı

Giriş Gerilimi	24V
Komütasyon Modu	Trapezoidal PWM
Geri Besleme	Hall Sensör
Kontrol Türü	Hız
Osiloskop	Teledyne Lecroy 4 Kanallı Dijital Osiloskop

PID kontrol parametre değerleri Tablo 5’te verilmiştir.

Tablo 5. PID Kontrol Parametre Değerleri

Parametre	Değer
Hız Referansı	6000 RPM
Kp	0,03
Ki	0,02
Kd	0,01

Test sonuçlarına ilişkin osiloskop ekran görüntüsü Şekil 30’da verilmiştir. Ölçüm kanalları aşağıdaki gibidir.

- Kanal_1 Sarı: L1 Faz Akımı (2A/div, 2.00ms/div)
- Kanal_2 Kırmızı: L1-L2 Faz Gerilimi (20V/div, 2.00ms/div)
- Kanal_3 Mavi: L1 Hall Sensör Sinyali (5V/div, 2.00ms/div)



Şekil 30. Sürücü Testi Osiloskop Ekran Görüntüsü
PWM frekansı 10 kHz olarak belirlenmiştir. Motor 6000 RPM hızında sürülmüş ve faz akımı maksimum değeri 4 A olarak ölçülmüştür.

IV. SONUÇ

Bu çalışmada ARM mikrodenetleyici tabanlı fırçasız doğru akım motor sürücüsü tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Tasarım ve gerçekleştirme çalışmalarına ek olarak Matlab&Simulink ortamında sistem modelleme çalışmaları yapılmıştır.

Çalışmalar sonucunda fırçasız elektrik motorlarının modellenmesi, fırçasız elektrik motoru sürücüleri ve kontrol algoritmaları, döngüne donanım sistemlerine entegrasyon, güç elektroniği devre tasarımı, gömülü

yazılım geliştirme vb. çeşitli alanlarda tecrübe ve alt yapı edinilmiştir. Edinilen bu tecrübe ve altyapı ile gelecekte farklı tipte ve büyüklükte elektrik motorları için benzer çalışmaların yapılması planlanmaktadır.

KAYNAKLAR

- [1] Dong, Q., Chu Z. (2021). Brushless DC Motor Driver based on SA306A Integrated Switching Amplifier. 6th International Conference on Automation, Control and Robotics Engineering (CACRE), 15-17.06.2021, Dalian/China.
- [2] Tabak, A. (2020). Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Hız Kontrolünü Gerçekleştirmek İçin PID/PD Kontrolcü Tasarımı ve Performans İncelemesi. Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi, 1(19), 145-155.
- [3] Zhang, Y., Zhang, L., Dong, Z. (2019). An MEA-Tuning Method for Design of the PID Controller. Mathematical Problems in Engineering, 2019, 1-11.
- [4] Jiang D., Ning P., Lai R., Fang Z., Wang F. (2018). Modular design method for motor drives. Chinese Journal of Electrical Engineering, 4(1), 1-10, 2018.
- [5] Lee M., Baek M., Lee J., Chung D. (2018). A new smallest 1200V intelligent power module for three phases motor drives. The International Power Electronics Conference, 20.05.2018, Seoul/Korea.
- [6] Anwar, M. N., Pan, S. (2013). Synthesis of the PID controller using desired closed-loop response. 10th IFAC International Symposium on Dynamics and Control of Process Systems, 46(32), 385-390.
- [7] Gençer, Ç., Gedikpınar, M. (2006). Modelling and Simulation of BLDCM Using MATLAB/SIMULINK. Journal of Applied Sciences, 6(3), 688-691.