



## Position Control of Brushless Direct Current Motor with SVPWM Based FOC Method

Süleyman KOKUNDU<sup>1,\*</sup> M. Timur AYDEMİR<sup>2</sup>

<sup>1,2</sup> Gazi University Faculty of Engineering, Department of Electrical Electronics Engineering, 06570, Maltepe, ANKARA

### Graphical/Tabular Abstract

#### Article Info:

Research article

Received: 14/05/2019

Revision 20/05/2019

Accepted: 17/06/2019

#### Highlights

- Microcontroller
- SIMULINK

#### Keywords

BLDC Motor  
Space Vector PWM  
Field-Oriented Control  
Motor Control

In this paper, SVPWM based FOC Method which was originally developed for control of Permanent Magnet Synchronous Motors is explained in detail and then some modifications are proposed and implemented in order to increase the performance and stability. The proposed method first has been modeled and tested in SIMULINK simulation environment. After the success in simulation environment, the proposed method is implemented with designed driver board and NUCLEO-F746ZG controller board with the code developed on to it. The achievement and applicability of this method for the control of the BLDC Motor have been verified with laboratory tests at no-load and under various load configurations.

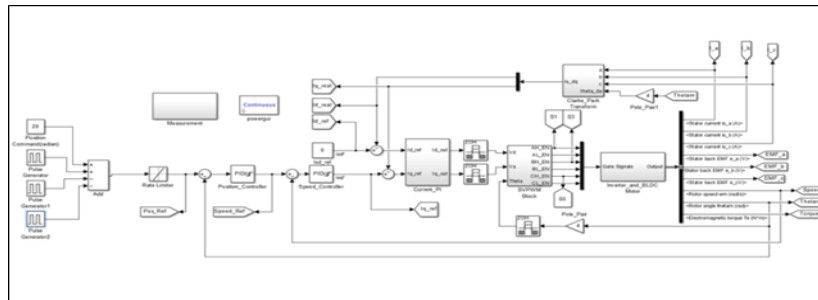


Figure A. SIMULINK Model of the Proposed Method

**Purpose:** The main motivation of this study is to verify the applicability of the SVPWM based FOC technique for the control of the BLDC Motor and increasing the modularity for actual systems by using microcontrollers.

**Theory and Methods:** BLDC Motor in *abc* reference frame is modeled and its fundamental equations are given. FOC is explained step by step. SVPWM is explained in detail and also its restrictions are mentioned. Proposed method is simulated in SIMULINK and then verified design is implemented.

**Results:** The results obtained from laboratory tests have shown that SVPWM based FOC method can be successfully used to control BLDC Motor. Some undesired performance degradations are easily overcome by using powerful microcontrollers and this makes the proposed method superior and attractive over classical methods.

**Conclusion:** In this work, SVPWM based FOC technique has been applied for commutation and current control of the BLDC Motor. In addition, speed and position control of the BLDC Motor have been achieved with the use of a PI Controller. It was proven that SVPWM based FOC technique can be used for the control of the BLDC Motor successfully. Thanks to the success of the prototype design that works with SVPWM based FOC technique, it has also been proven that the electronic board, which contains both the controller and driver sections, can be integrated to the actual systems with little effort.



## UVDGM Tabanlı AYK Yöntemiyle Fırçasız Doğru Akım Motorunun Konum Kontrolü

Süleyman KOKUNDU<sup>1,\*</sup> M. Timur AYDEMİR<sup>2</sup>

<sup>1,2</sup>Gazi Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Müh. Bölümü, 06570, Maltepe, ANKARA

### Öz

Bu çalışma kapsamında, Fırçasız Doğru Akım (FDA) Motorun performansını artırmak için Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyon (UVDGM) tabanlı Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) yöntemi kullanıldı. Kontrol yöntemi ve UVDGM tekniği açıklandı. Ayrıca *abc* referans eksen takımında FDA Motoru modellendi. Düzgün tepkisi ve uygulama kolaylığı açısından PI kontrolcüsü tercih edildi. Hem üretilebilen moment miktarını artırması hem de moment üzerindeki dalgalanmayı azaltmasına rağmen çok fazla işlem gücü gerektirmesi ve esas olarak Sürekli Mıknatıslı Alternatif Akım (SMAA) Motorunun kontrolünü verimli hale getirmek için geliştirilen UVDGM tabanlı AYK yöntemi, FDA Motoru kontrolünde fazla tercih edilmeyordu. İşlemci teknolojisindeki gelişmelerle beraber UVDGM tabanlı AYK yöntemi FDA Motoru kontrolünde çekici hale gelmeye başladı. Bu çalışma kapsamında, UVDGM tabanlı AYK kontrolcünün FDA Motoruna uygulanabilirliği ve başarımı SIMULINK benzetimi ve laboratuvar ortamında yüklü ve yüksüz yapılan testlerin sonuçlarıyla doğrulandı.

### Makale Bilgisi

Araştırma makalesi  
Başvuru: 14/05/2019  
Düzeltilme: 20/05/2019  
Kabul: 17/06/2019

### Anahtar Kelimeler

FDA Motoru  
UzayVektör DGM  
Motor Kontrolü  
Alan Yönlendirmeli  
Kontrol

### Position Control of Brushless Direct Current Motor with SVPWM Based FOC Method

### Abstract

In order to improve the performance of Brushless Direct Current (BLDC) Motor, Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) based Field-Oriented Control (FOC) method is applied in this paper. Control strategy and SVPWM technique are clearly described and BLDC motor is modelled in *abc* reference frame. PI controller was preferred because of its well response and implementation simplicity. Even though it increases the amount of producible torque and decreases the torque ripple, SVPWM based FOC method is not often preferred for BLDC Motor control because this method was mainly developed for Permanent Magnet Synchronous Motor Control and it requires big processing power. After developments on processor technology, use of the SVPWM based FOC method for BLDC Motor Control has become reasonable. In this paper, applicability and achievement of SVPWM based FOC of BLDC Motor is verified and supported with SIMULINK simulations and results of loaded and no load tests which are done in laboratory environment.

### Keywords

BLDC Motor  
Space Vector PWM  
Motor Control  
Field-Oriented Control

## 1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlar (SMSM), zıt elektromotor kuvvetlerinin (EMK) dalga şekillerine göre Sürekli Mıknatıslı Alternatif Akım (SMAA, ing. PMAC) Motoru ve Fırçasız Doğru Akım (FDA, ing. BLDC) Motoru olmak üzere ikiye ayrılır. İlk grubun zıt EMK dalga şekli sinüzoidalken, ikinci grubunki ikizkenar yamuktur. SMAA Motor ile kıyaslandığında FDA Motor yüksek verim, yüksek moment yoğunluğu, düşük maliyet ve yapısal basitlik gibi önemli avantajlara sahiptir [1]. Bahsedilen avantajlar sayesinde FDA Motorun kullanımı tüketici elektroniğinden başlayıp savunma sanayisine kadar uzanan geniş yelpazede günbegün artmaktadır.

FDA Motorun komütasyonunda çoğunlukla geleneksel altı-adım yöntemi tercih edilir. Bu yöntemde komütasyon rotora 120°'lik elektriksel derece aralıklarla rotora yerleştirilen Hall etkili algılayıcıların çıkışları ile yapılır [2]. Komütasyon esnasında üç fazın sadece ikisi aktif durumdadır yani motorun sadece iki fazının sarımları üzerinden akım geçer. Üç fazın sadece ikisinin aynı anda kullanılabilmesi ve komütasyon esnasında motor fazlarından geçen akımın aniden sonlandırılması ya da başlatılması komütasyonun keskin bir şekilde gerçekleşmesi akım ve moment üzerinde ciddi dalgalanmalara sebebiyet verir. Özellikle yüksek frekanslı uygulamalarda, bu dalgalanma sistem başarımını etkileyecek seviyelere ulaşabilir.

Motor komütasyonun yapılabilmesinin yanı sıra Hall etkili algılayıcının çıkışlarının işlenmesiyle hız ve konum kontrolü de yapılabilir [3]. İki ya da daha az kutup çifti içeren FDA Motorlarda ardışık iki Hall etkili algılayıcı arasındaki mesafenin artması çözünürlükte azalmaya sebep olur. Çözünürlükteki azalma hız ve konum kontrolünün kötüleşmesine sebebiyet verir. Bu yüzden hız ve konum kontrolü içeren uygulamalarda Hall etkili algılayıcıyla beraber enkoder de kullanılır [4]. İki tip algılayıcının beraber kullanılması maliyeti artırırken özellikle küçük motorlara ikisinin birlikte yerleştirilmesi imkânsız hale gelebilir.

Bahsedilen dezavantajlar sebebiyle uzun zamandır FDA Motorun verimini artırmaya yönelik yeni komütasyon teknikleri üzerinde araştırmalar devam etmektedir [5-12]. Bu yöntemlerden bir tanesi genellikle SMAA Motor kontrolünde tercih edilen Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyon (UVDGM, ing. SVPWM) tabanlı Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK, ing. Field-Oriented Control) yöntemidir [5-7]. Bu yöntem sayesinde komütasyonla beraber hız ve konum kontrolü de sadece enkoder kullanımıyla istenen düzeyde gerçekleştirilir. Aynı anda üç fazın aktif olarak kullanımıyla beraber komütasyonun da pürüzsüz şekilde gerçekleşmesi üretilen moment miktarını artırırken akım ve moment üzerinde oluşan dalgalanmayı da azaltır.

## 2. FDA MOTOR MODELİ (BLDC MOTOR MODEL)

SMAA Motorun aksine FDA Motorun zıt EMK dalga şekli ikizkenar yamuk olduğu için, FDA Motor  $dq$  eksen takımında modellemeye uygun değildir. Bu yüzden FDA motorun elektriksel modeli bu çalışma kapsamında  $abc$  eksen takımında yapılacaktır [13].

Y tipi bağlantıya sahip 3-Faz FDA Motorun elektriksel modeli aşağıdaki gibidir.

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{an} \\ e_{bn} \\ e_{cn} \end{bmatrix} \quad 1$$

$$L = L_S - L_M$$

$L_S$  = stator bobininin öz endüktansı

$L_M$  = stator bobinleri arasındaki karşılıklı endüktans

$R$  = stator faz direnci

$V_{xn}$  = stator faz gerilimi

$i_x$  = stator faz akımı

$e_{xn}$  = stator zıt EMK değeri,

FDA Motorun elektromanyetik moment ifadesi aşağıdaki gibidir

$$T_e = \frac{1}{\omega_r} (e_{an}i_a + e_{bn}i_b + e_{cn}i_c) \quad 2$$

$\omega_r$  = rotor hızı

### 3. ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROL (FIELD ORIENTED CONTROL)

Alan Yönlendirmeli kontrolün genel adımları aşağıdaki gibidir.

“a” ve “b” fazlarının akımları sensör yardımıyla belirlenir. “c” fazının akımı ise aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$i_c = -(i_a + i_b) \quad 3$$

3 faz durağan eksen takımında tanımlı faz akımları Clarke Dönüşümü ile 2 eksenli durağan  $\alpha\beta$  eksen takımına aktarılır [14].  $\alpha\beta$  eksen takımı ayrıca stator referanslı eksen takımı olarak da adlandırılır.

$$i_\alpha = i_a \quad 4$$

$$i_\beta = \frac{(i_a + 2i_b)}{\sqrt{3}} \quad 5$$

Clarke Dönüşümü uygulansa bile motor bileşenleri hala stator referanslı eksen takımında tanımlı olduğu için söz konusu bileşenlerin değerleri motor konumuna göre değişir. Doğrusal olmayan bu davranış nedeniyle akı ve moment kontrolü istenildiği gibi gerçekleştirilemez.

Bu durumun önüne geçmek için 2 eksenli durağan  $\alpha\beta$  eksen takımında tanımlı bileşenler Park Dönüşümü ile 2 eksenli hareketli  $dq$  eksen takımına taşınır [14]. Yeni eksen takımı rotor referanslı olduğu için motor bileşenlerinin değerleri motor konumundan bağımsızdır.

$$i_d = \cos \theta i_\alpha + \sin \theta i_\beta \quad 6$$

$$i_q = -\sin \theta i_\alpha + \cos \theta i_\beta \quad 7$$

Motor akımları  $dq$  referans eksen takımında tanımlandıktan sonra kontrol oldukça basit hale gelir. Genellikle uygulama kolaylığı sebebiyle PI Kontrolcü  $d$  ve  $q$  eksenlerindeki akım bileşenlerinin kontrolü için kullanılır. Bu iki bağımsız kontrolcünün çıktıları sırasıyla  $v_d$  ve  $v_q$ 'dur.  $i_d$  akımının referans değeri akı üretimini engellemek için sıfıra sabitlenirken,  $i_q$  akımının referansı ise hız döngüsünden üretilir.

$v_d$  ve  $v_q$  gerilimleri, Ters Park Dönüşümü kullanılarak 2 eksenli durağan eksen takımında tanımlı  $v_\alpha$  ve  $v_\beta$  gerilimlerine dönüştürülür [14].

$$v_\alpha = \cos \theta v_d - \sin \theta v_q \quad 8$$

$$v_\beta = \sin \theta v_d + \cos \theta v_q \quad 9$$

Son olarak, bu 2 eksenli durağan eksen takımında tanımlı gerilim değerleri, PWM sinyallerinin üretilebilmesi için anlamlı hale getirilmelidir. Bu son adım uygulanan PWM üretme yöntemine göre değişir. Kendi durumumuzda, BLDC Motoruna uygulanacak referans gerilim vektörünün genlik ve açısı bilgilerini elde etmek için kutupsal koordinat dönüşümünü kullanıyoruz.

$$Genlik = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad 10$$

$$Açı = \arctan(v_\beta/v_\alpha) \quad 11$$

#### 4. UVDGM YÖNTEMİ (SVPWM METHOD)

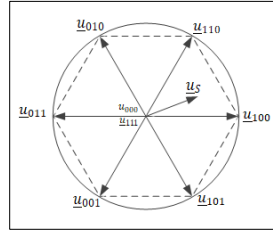
Evirici (*ing.* Inverter) yapısında, her biri motorun ayrı fazına bağlanmış üç adet anahtarlama kolu bulunmaktadır. Bu sayede 8 farklı anahtarlama kombinasyonu (temel durum vektörü) elde edilir. 6 adet temel durum vektörü sıfır olmayan büyüklüğe sahipken diğer ikisi ise sıfıra eşittir.

$\underline{u}_{100}$  gösterimi 100 gösterimine eşittir. Bu durumda ilk basamak A fazını, ikinci basamak B fazını ve üçüncü basamak ise C fazını belirtir. 0 ve 1 değerleri mantık olarak sırasıyla aşağıda belirtilen değerleri ifade eder;

0, sargı negatif baraya (GND) bağlıysa

1, sargı pozitif baraya ( $V_{BUS}$ ) bağlıysa

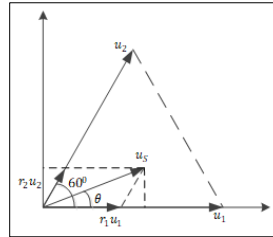
Şekil 1’de gösterilen, çember içindeki çizgili altıgenin sınırlarını oluşturduğu bölge Uzay Vektör Bölgesi olarak adlandırılır. Herhangi bir referans vektörü 8 durum vektörünün uygun kombinasyonu ile elde edilebilir. Motora uygulanacak referans durum vektörünü  $\underline{u}_S$  kabul edersek,  $\underline{u}_S$ ’nin  $\underline{u}_{000}$ ,  $\underline{u}_{111}$ ,  $\underline{u}_{100}$  ve  $\underline{u}_{110}$  durum vektörlerinin oluşturduğu sektörün içerisinde kaldığı görülür. Bu sebeple  $\underline{u}_S$  durum vektörü bu dört temel durum vektörünün uygun kombinasyonundan oluşturulur.



Şekil 1. Uzay Vektör Bölgesi

Şekil 2’de gösterilen birinci uzay vektör bölgesinde tanımlı  $\underline{u}_S$  vektörü aşağıdaki gibi sınırlarını oluşturan iki temel durum vektörü ile ifade edilir.

$$\underline{u}_S = r_1 \underline{u}_1 + r_2 \underline{u}_2$$



Şekil 2. Birinci Bölge İçerisindeki  $\underline{u}_S$  Referans Uzay Vektörü

Kesin anahtarlama zamanlarını belirlemede temel trigonometri bilgisi kullanılarak Şekil 2’den faydalanılır [15]. Öncelikle iki temel durum vektörünün büyüklüğü hesaplanır.

$$r_1 = \sqrt{3} \frac{u_S}{U} \sin(60 - \theta) \quad 12$$

$$r_2 = \sqrt{3} \frac{u_S}{U} \sin \theta \quad 13$$

$$u_S = |\underline{u}_S|$$

$$u_1 = u_2 = |\underline{u}_1| = |\underline{u}_2| = \frac{2}{3} U$$

$$\theta = [0^\circ, 60^\circ], r_1 \text{ ve } r_2 = [0,1].$$

Temel durum vektörlerinin uygulanma süresi aşağıdaki gibidir.

$$T_0 = (1 - r_1 - r_2)T$$

$$T_1 = r_1T$$

$$T_2 = r_2T$$

$r_1 + r_2 < 1$  olması durumunda periyodun geri kalanı 0 büyüklüğüne sahip temel durum vektörleriyle doldurulur.

Yukarıda yapılan anahtarlama süresi hesaplamaları sonucunda, altıgenin sınırlarını ihlal edebilecek bazı durumlar ortaya çıkabilir. Bunun sebebi ise  $\underline{u}_1$  ve  $\underline{u}_2$ 'nin vektörel toplamının  $r_1$  ve  $r_2$ 'nin skaler toplamına eşit olmamasıdır. Olabilecek en kötü durum oluşturarak bu ifade doğrulanabilir:

$$|\underline{u}_S| = \frac{2}{3}U \text{ ve } \theta = 30^\circ,$$

Verilen değerler (4.1) ve (4.2)'ye yerleştirildiğinde;

$$r_1 = \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$r_2 = \frac{\sqrt{3}}{2};$$

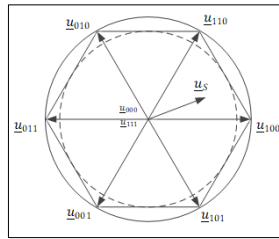
$$r_1 + r_2 = \sqrt{3} > 1$$

$r_1$  ve  $r_2$ 'nin skaler toplamının 1'den büyük olamayacağı bilindiğinden bu durumu engellemek için çıkan sonuç  $\sqrt{3}$ 'e bölünür. Bu durumda  $r_1$  ve  $r_2$ ,  $\frac{1}{2}$ 'ye eşit olur. (4.1)'e değerler konulduğunda

$$\frac{1}{2} = \sqrt{3} \frac{u_S}{U} \sin(60 - \theta), \theta = 30^\circ$$

$|\underline{u}_S|$ 'nin en fazla  $\frac{1}{\sqrt{3}}U$  olabileceği ortaya çıkar.

Bu hesaplamaların ardından, Uygulanabilir Uzay Vektör Bölgesinin sınırları yenilenmelidir. Yenilenmiş sınır, Şekil 3'de çizgili iç çember ile gösterilmiştir.

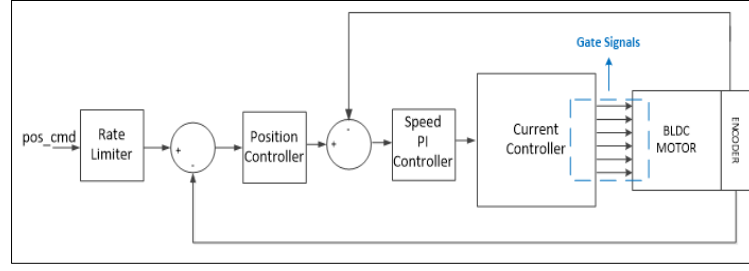


**Şekil 3.** Uygulanabilir Uzay Vektör Bölgesi

Bu çalışmada yapılan bütün hesaplamalar yenilenmiş sınıra göre yapılacaktır.

## 5. ÖNERİLEN YÖNTEM (PROPOSED METHOD)

Şekil 4'te, önerilen yöntemin blok diyagramı gösterilmiştir. Blok diyagramda pos\_cmd olarak gösterilen konum komutu sistemin girdisidir. Konum komutu alındıktan sonra sistem FDA Motorun minimum hatayla bu komutu takip etmesine çalışır.



**Şekil 4.** Önerilen Yöntemin Blok Diyagramı

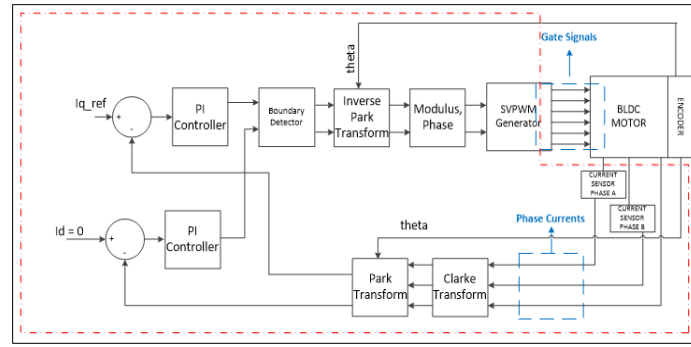
Uygulama kolaylığı ve düzgün tepkisinden ötürü, bu çalışmada PI kontrolcü kullanılmasına karar verildi [15]. Ayrıca tüm sistemin iç içe 3 adet kontrolcü yapısı içermesi de PI kontrolcünün cevap kalitesine katkı sağladığı gözlemlendi.

PI kontrolcülerin çalışma frekansları aşağıdaki gibidir;

- $i_d$  ve  $i_q$  PI kontrolcüsünün çalışma frekansı = 20 kHz
- Hız PI kontrolcüsünün çalışma frekansı = 1 kHz
- Konum PI kontrolcüsünün çalışma frekansı = 100 Hz

Konum komutu, doğrudan konum PI kontrolcüsüne yönlendirilmeden önce konum komutunun değişim oranını sınırlaması için “Oran Sınırlayıcı (Rate Limiter)” bloğuna iletilir. Değişim oranının değeri motorun özellikleri ve sistemin gereksinimlerine göre belirlenir. Oran Sınırlayıcı bloğu sayesinde konum PI kontrolcüsüne sadece izin verilen konum komutu uygulandığından sistem daha kararlı hale gelir.

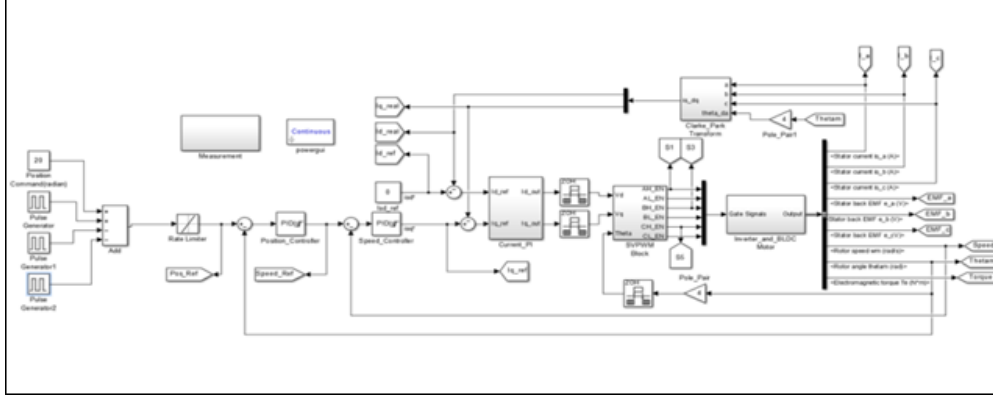
Şekil 5’te çalışma kapsamında uygulanan Alan Yönlendirme Kontrol Bloğunun içyapısı gösterilmiştir. Klasik yönteme ek olarak “Sınır Denetleyici (Boundary Detector)” bloğu eklenmiştir. Bu sayede bağımsız çalışan iki PI kontrolcünün bileşkelerinin hiç bir zaman modülasyon çemberinin sınırlarını ihlal etmemesi amaçlanmıştır.



**Şekil 5.** Uygulanan UVDGM Tabanlı AYK'nın Blok Diyagramı

## 6. SİSTEM MODELLEME (SYSTEM MODELLING)

Önerilen Yöntem bölümünde detaylı bir şekilde anlatılan sistem MATLAB/SIMULINK ortamında modellendi. Daha gerçekçi sonuçlar elde edebilmek için akım PI kontrolcülerinin çalışma frekansı olan 10 kHz değeri benzetime aktarıldı.



**Şekil 6.** Sistemin SIMULINK Modeli

Benzetim sonuçlarının savunma sanayi alanında kullanıma referans olması amacıyla akıllı mühimmatların kanatçıklarının hareketinde kullanılan FDA Motor bu çalışma kapsamında tercih edildi. Yine aynı uygulamalarda tercih edilen 28V bara gerilimi benzetime aktarıldı.

Benzetimde kullanılacak olan FDA Motorun önemli parametreleri Tablo 1’de verilmiştir.

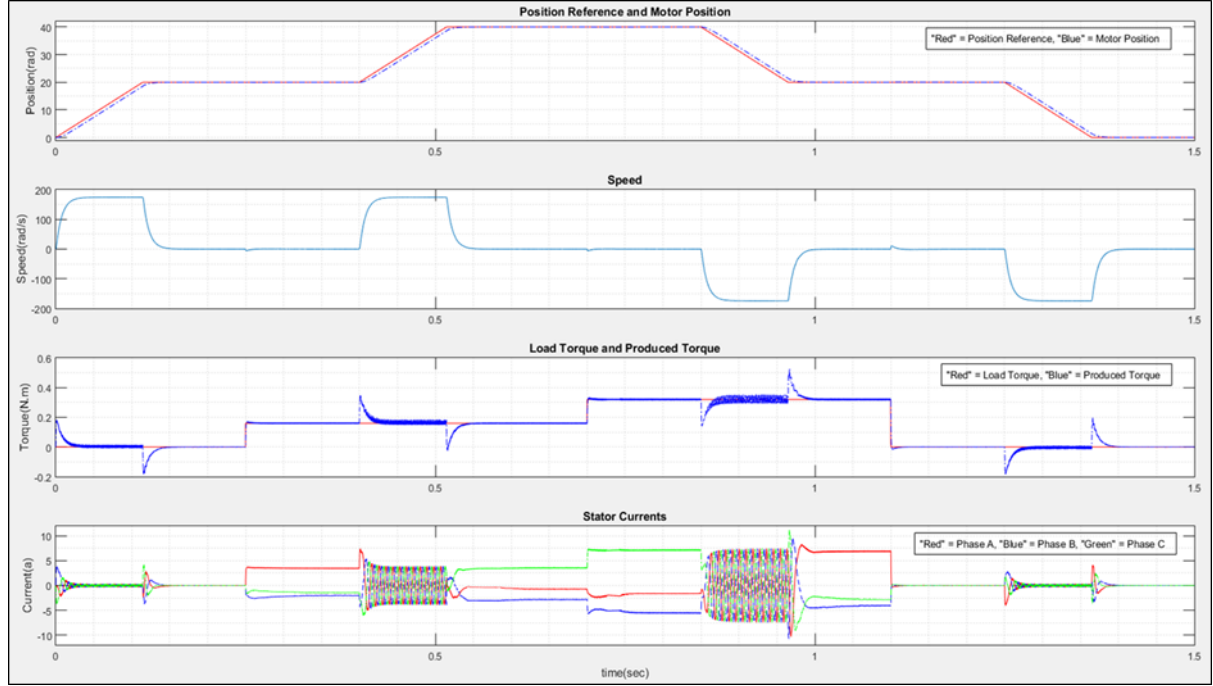
**Tablo 1.** Motor Parametreleri

Elektriksel		Mekaniksel	
Direnç (Ohm)	0,3	Moment Sabiti (N.m/A)	0,048
Endüktans (mH)	2,5	Hız Sabiti (rad/Volt.s)	0,048
Kutup Çifti	4	Rotor Ataleti (kg.m <sup>2</sup> )	3 10 <sup>-6</sup>
		Viskoz Sönümlenme (N.m.s)	2 10 <sup>-5</sup>

**Tablo 2.** Benzetim Test Senaryosu

Zaman(s)	Gerçekleşen Olay
0	Rotor pozisyonu 0 radyana eşit ve yük momenti yok
0	20 radyan pozisyon komutu gelir
0,25	0,16 N.m yük momenti uygulanır
0,4	40 radyan pozisyon komutu gelir
0,7	0,32 N.m yük momenti uygulanır
0,85	20 radyan pozisyon komutu gelir
1,1	Yük momenti sıfırlanır
1,2	0 radyan pozisyon komutu gelir

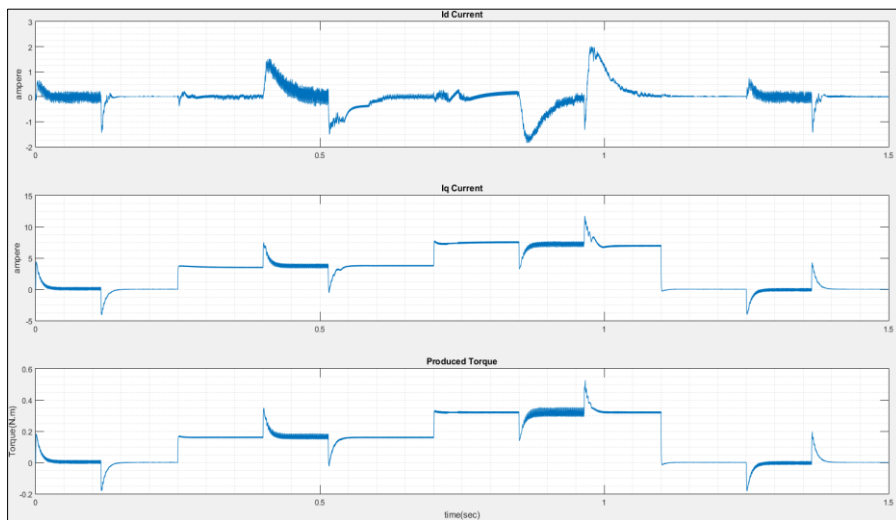




**Şekil 7.** Konum, Hız, Yük Momenti, Üretilen Moment ve Stator Akımlarının Aynı Zaman Ekseninde Gösterimi

Pozisyon komutunun başarıyla takip edildiği gözlenmektedir. Sabit durum hatası olmadığı gibi, pozisyon kontrolcüsünün dinamik tepkisinde aşma veya aşınma yoktur. Ek olarak, yük momentini değişimlerinin, konum kontrolcüsünün performansını etkilemediği gözlenmektedir.

Beklendiği gibi, 3 faz akımları motor döndüğünde neredeyse sinüzoidaldir. Motor sabit ve yük altındayken, 3 faz akımlarının değeri sabit ve sıfırdan farklı iken, yükün olmadığı durumlarda sıfıra eşittir. 40 radyandan 20 radyana geçiş sırasında 3 faz akımlarının değerleri, uygulanan yük momentinin büyüklüğü nedeniyle 20 radyandan 40 radyana geçiş sırasındaki akım değerlerinden daha fazladır.



**Şekil 8.**  $i_d$ ,  $i_q$  ve üretilen moment

En önemli kriterlerden biri olan  $dq$  eksenindeki akım değerleri detaylı incelendi. Moment üreten akım olarak da bilinen  $i_q$  akımının neredeyse üretilen momentle aynı dalga şekline sahip olduğu gözlemlendi. Bu durum  $dq$  eksen takımındaki elektromanyetik moment denklemini doğrulamaktadır.

$$T = \frac{3P}{2} (\lambda_{pm} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad 14$$

P = Kutup çifti sayısı

$\lambda_{pm}$  = Sürekli mıknatısın akı bağı

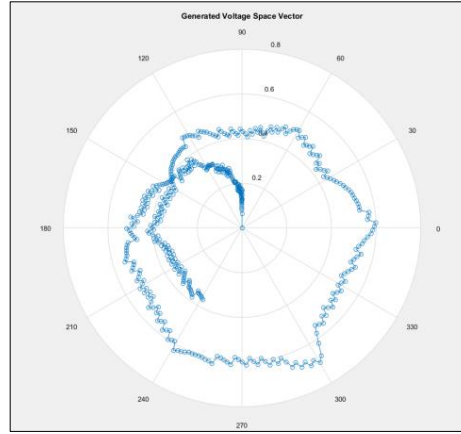
$L_d = d$  eksenindeki motor endüktansı

$L_q = q$  eksenindeki motor endüktansı

$L_d = L_q$  olma durumunda denklem aşağıdaki hale gelir;

$$T = \frac{3P}{2} (\lambda_{pm} i_q) \quad 15$$

$i_q$  akımı moment üretirken,  $i_d$  akımı bileşeni moment kaybına sebebiyet verir. Kararlı durumda,  $i_d$  akım değeri istenildiği gibi sıfır değerine çok yakın iken geçiş durumlarında ise görece daha büyük değerlere ulaştığı gözlemlendi.  $i_q$  akımıyla karşılaştırıldığında  $i_d$  akım değerinin çok düşük olması sistemi daha verimli hale getirdi.

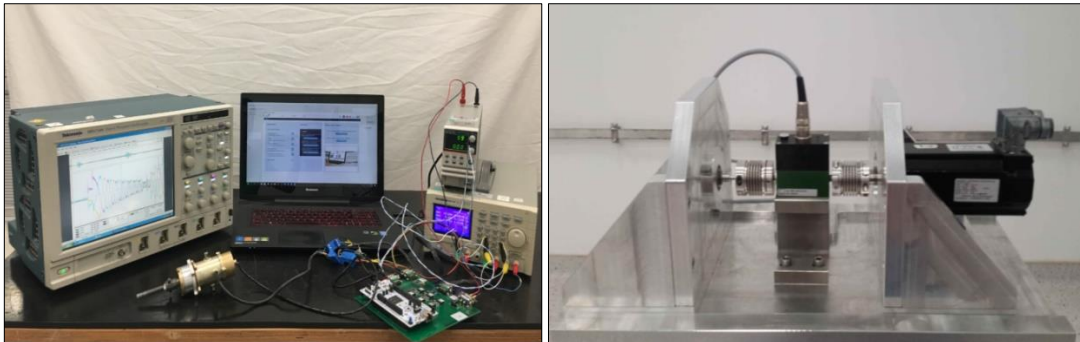


**Şekil 9.** Üretilen Gerilim Uzak Vektörlerinin Kutupsal Koordinat Sisteminde Gösterimi

Şekil 9'da, motor pozitif yani saat yönünde dönerken motora uygulanan gerilim uzay vektörleri kutupsal koordinat sisteminde gösterildi. Beklendiği üzere, motor saat yönünde dönerken kutupsal koordinat sisteminin doğası gereği uygulanan gerilim uzay vektörleri saat yönünün tersine döner.

## 7. LABORATUVAR TESTLERİ (LABORATORY TESTS)

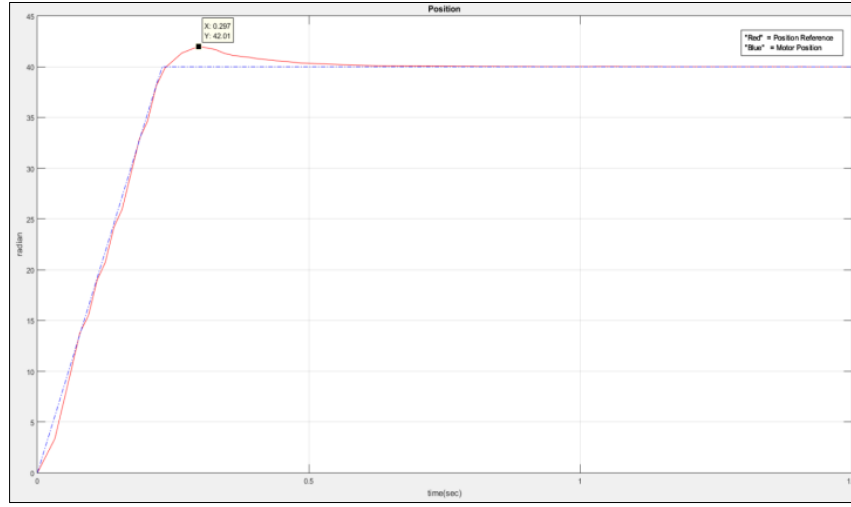
Benzetim ortamında doğrulanan tasarım gerçekleştirilerek laboratuvar ortamında da yüksüz durumda ve yük altında test edildi.



**Şekil 10.** Test Düzenegi ve Yük Momenti Yapısı

### Yüksüz Test

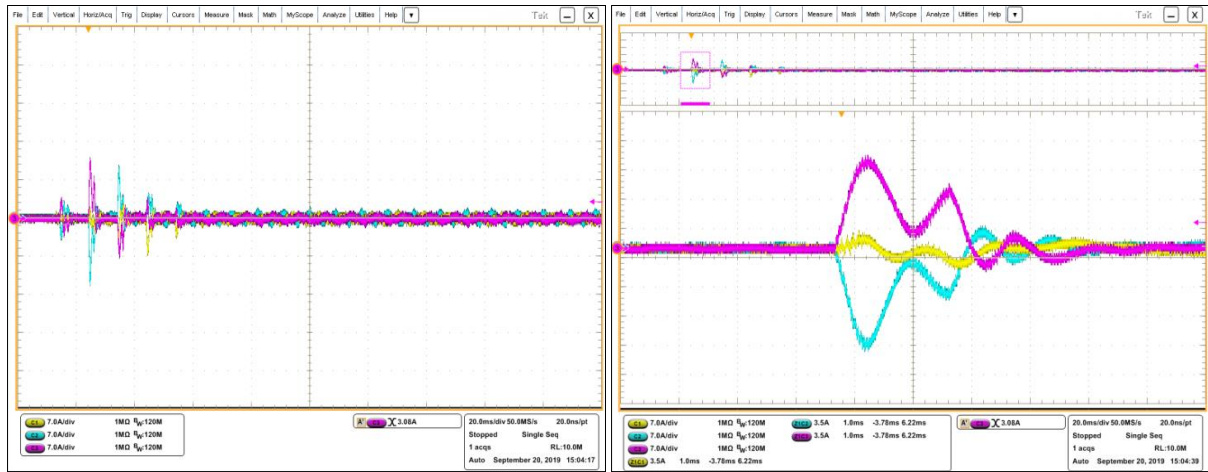
Motor yüksüzken motora 40 radyan'lık pozisyon komutu uygulandı.



**Şekil 11.** 40 Radyan Pozisyon Komutu ve Kontrolcünün Tepkisi

Konum tepkisi aşımı yaklaşık %5'tir ve bu değer kabul edilebilir aralıktadır. Motor pozisyonunda kararlı durum hatası yoktur.

Şekil 12'de görüldüğü üzere, akım motor fazlarından sadece motor döndüğünde geçer ve sinüzoidal dalga şekline sahiptir, kararlı durumda ise 3 faz akımlarının büyüklüğü beklendiği gibi neredeyse sıfırdır.

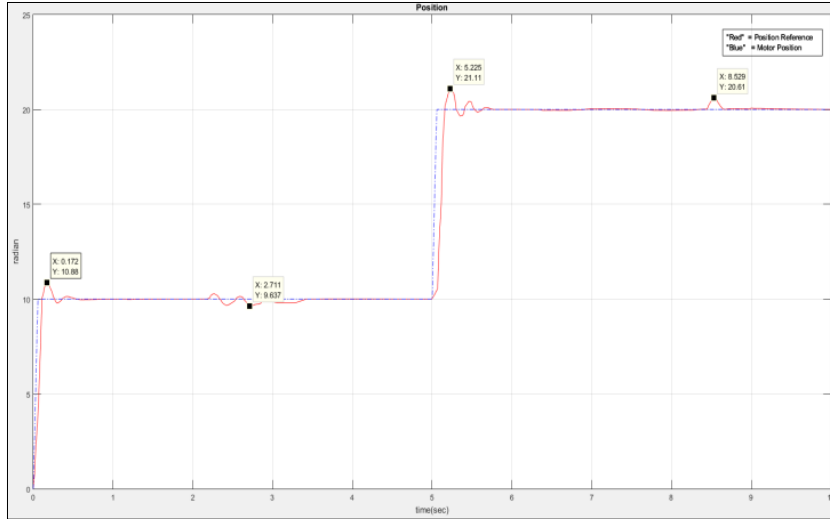


**Şekil 12.** 3 Faz Akımlarının Uzak (solda) ve Yakınlaştırılmış (sağda) Osiloskop Görüntüsü

### Yüklü Test

Yük momentinin yapısı gereği geri kazanım (rejeneratif) modunda çalışmaması sebebiyle yük altında iken motora sadece tek yönde pozisyon komutu uygulandı. Yük momenti yapısının test altındaki motordan tam olarak yalıtımlı olmaması sebebiyle iki yapının birbirlerinin performansına etki edeceği hesaba katıldı. Ayrıca yüklü durumda artan atalatsel moment artışına rağmen tutarlılık olması adına PI kontrolcü katsayıları değiştirilmedi.

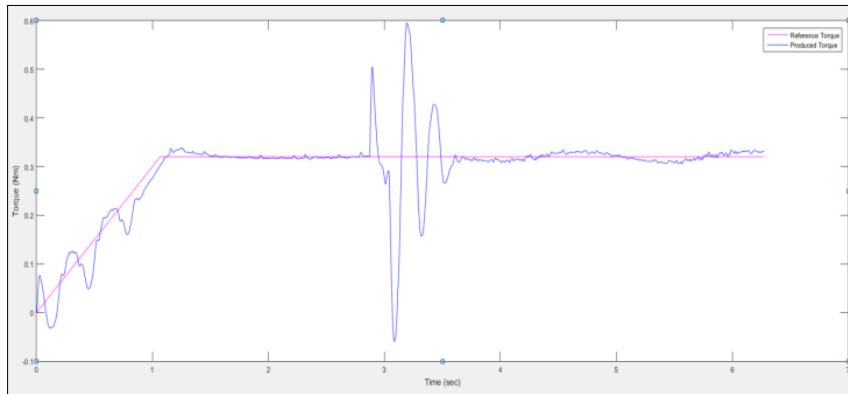
İlk başta yüksüz hareketlendirilen motor 10 radyan konumunda iken 0,32 N.m. yük momentine maruz bırakıldı. Daha sonra yük altındayken motora 20 radyan pozisyon komutu gönderildi.



**Şekil 13.** Yük Altında Gönderilen Pozisyon Komutu ve Kontrolcünün Tepkisi

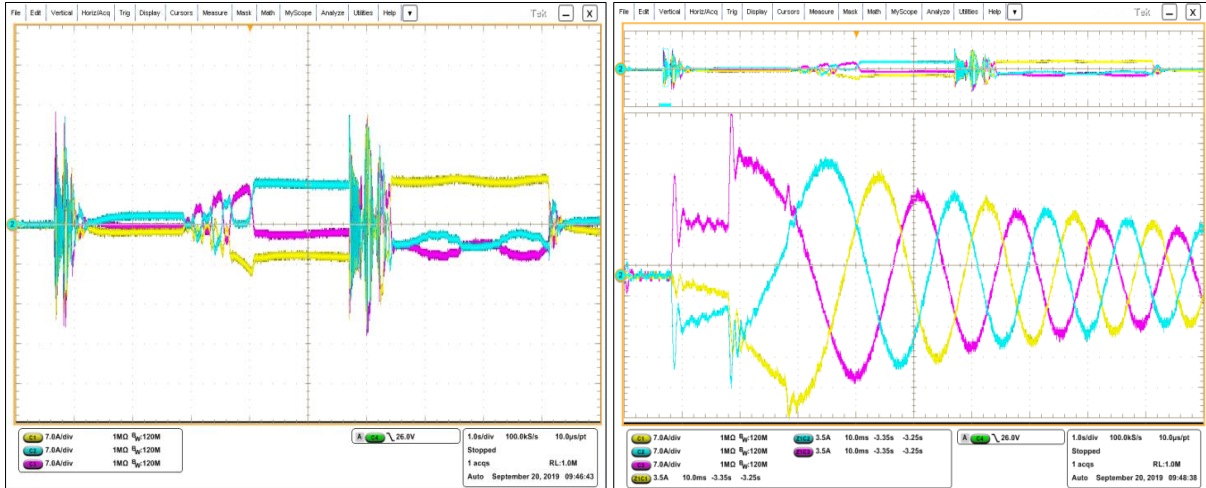
Görüldüğü üzere yüksüz duruma göre motorun hem kararlı duruma ulaşma zamanı hem de aşım miktarı (yaklaşık %11) arttı. Kararlı durum hatası ise gözlenmedi.

Üretilen moment üzerinde dalgalanma motor hareket halinde iken gözlemlenirken, motor sabitken neredeyse sıfırdır. Motorun hareket halinde olmasının yanı sıra hem yük moment yapısının kararlı duruma geçiş performansı hem de iki yapının etkileşim halinde olması dalgalanmanın seviyesinin artmasına sebebiyet verdi.



**Şekil 14.** Yüke Gönderilen Moment Komutu ve Üretilen Moment

Şekil 15'te görüldüğü üzere, motor yük altında ve sabitken faz akımları sıfırdan farklı ve sabit büyüklüklere sahiptir. Motor yük altında olduğu için gönderilen pozisyon komutunun büyüklüğü aynı olmasına rağmen yüksüz duruma göre daha fazla akım çekti. Motorun eylemsizlik momenti arttığı için yük olmadığı durumda ve hareketsizken bir miktar akım çektiği gözlemlendi. Son olarak motor hareketliken faz akımları sinüzoidal dalga şekline sahiptir.



**Şekil 15.** Yük Altında 3 Faz Akımlarının Uzak (solda) ve Yakınlaştırılmış (sağda) Osiloskop Görüntüsü

Testler sonucunda simülasyon ve gerçek sistem arasında pozisyon kontrolörü performansı açısından bazı farklılıklar gözlenmiştir. Sebepler aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Benzetimde hız ve pozisyon PI Kontrolcülerinin sonsuz bant genişliğine sahip olması
- Ölü zaman eklenmesinin gerekliliği, MOSFET'lerin açılma ve kapanma zamanı, önyükleme (ing. bootstrap) kondansatörünün şarjı için zaman gereksinimi, kararsız DC Bara gerilimi ve BDK (Baskı Devre Kartı) tasarımının yan etkileri gibi gerçek sistem kısıtlamalarının olmaması.
- Gerçek sistemde kullanılan yük momentinin yalıtımsız olması
- Gerçek sistemde kullanılan yükün dengesiz performansı
- Yük moment yapısı nedeniyle gerçek sistemdeki motorun ataletindeki artış
- Gerçek sistemde sensörler kaynaklı hataların varlığı
- Veri izleme kısıtları nedeniyle kontrolcü katsayılarını istendiği gibi ayarlanamaması

## 5. SONUÇ (CONCLUSION)

Bu çalışma kapsamında, UVDGM tabanlı AYK yöntemiyle FDA Motorun konum kontrolü gerçekleştirildi. Önerilen tasarım öncelikle SIMULINK benzetim ortamında modellendi ve doğrulandı. Uygulama aşamasında, hem maliyeti düşürmek hem de gerçekleştirme süresini kısaltmak için kontrolcü kartı ve sürücü kartından oluşan modüler yapı tercih edildi. Kontrolcü kartı olarak, fiyat performans oranı düşük olması ve çok fazla açık kaynağına ulaşılabilmesi sebebiyle ST Microelectronics firmasının NUCLEO-FZ746G geliştirme kartı kullanıldı. Kontrolcü kartıyla uyumlu çalışan, üzerinde çeviricilerin ve akım okuma sensörlerinin bulunduğu 4 katmanlı sürücü kartı tasarlanıp üretildi. Laboratuvar koşullarında yapılan yüklü ve yüksüz testlerle üretilen prototipin başarımı doğrulandı.

Bu çalışmanın sonucunda UVDGM tabanlı AYK tekniğinin FDA Motorunun kontrolünde başarılı bir şekilde kullanılabileceği kanıtlandı. UVDGM tabanlı AYK tekniği ile çalışan prototip tasarımının başarısı sayesinde, hem kontrolcü hem de sürücü bölümleri içeren elektronik kartın gerçek sistemlere çok az çaba sarf edilerek entegre edilebileceği kanıtlandı.

## TEŞEKKÜR (ACKNOWLEDGMENTS)

Çalışmalarımız esnasında katkılarından dolayı kurumum TÜBİTAK SAGE'ye teşekkürlerimizi sunarız.

**KAYNAKLAR (REFERENCES)**

- [1] R. Krishnan, *Electrical Motor Drivers, Modeling, Analysis, and Control*, 2001.
- [2] J. Cervantes, E. Cordova, A. I. S. Marrufo, I. U. P. Monarrez, M. Nandayapa “BLDC Motor Commutation Based on DSP Builder for FPGA”, 2016 13th International Conference on Power Electronics (CIEP)
- [3] Han-Chen Wu, Min-Yi Wen, and Ching-Chang Wong, “Speed Control of BLDC Motors Using Hall Effect Sensors Based on DSP”, 2016 International Conference on System Science and Engineering (ICSSE)
- [4] D. Krklješ, C. Morvai, K. Babkovic, and L. Nagy, “BLDC Motor Driver – Development of Control and Power Electronics”, Proc. 27th International Conference on Microelectronics (MIEL 2010)
- [5] Pillay Pragsan, and R. Krishnan, “Modeling Analysis and Simulation of High Performance Vector Controlled PMSM,” in Proc. of the IEEE Annual Meeting ,Atlanta April,1987,pp. 345-349.
- [6] K. C. N. Sridivya, and T. Vamsee Kiran, “Space Vector PWM Control of BLDC Motor”, 2017 International Conference on Power and Embedded Drive Control (ICPEDC)
- [7] A. Islam, B. Hossen, B. Banik, and B. C. Ghosh, “Field Oriented Space Vector Pulse Width Modulation Control of Permanent Magnet Brushless DC Motor”, 2017 IEEE Region 10 Humanitarian Technology Conference (R10-HTC)
- [8] P.L. Chapman, S.D. Sudhoff. C.A. Whitcomb, "Optimal Current Control Strategies for Surface Mounted Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives", IEEE Trans. Energy Convers, Vol. 14, No. 4, December 1999.
- [9] P. J. Sung, W. P. Han, I. H. Man, F. Harashima, "A New Approach for Minimum-Torque-Ripple maximum-Efficiency Control of BLDC Motor," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, Feb. 2000, pp.109-114.
- [10] H. Le-Huy, R. Perret, and R. Feuillet, “Minimization of torque ripple in brushless DC motor drive”, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 22, pp. 748–755, July/Aug. 1986.
- [11] T. S. Kim, S. C Ahn and D. S. Hyun, "A New Current Control Algorithm for Torque Ripple Reduction of BLDC Motors," Proc. of 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vol. 2, 29th Nov.-2nd Dec. 2001 pp.1521-1526.
- [12] G.W. Meng , X. Hao and H. S. Li "Commutation Torque Ripple Reduction in BLDC Motor Using PWM\_ON\_PWM Mode", Proc. Int. Conf. Electr. Mach. Syst. Conf., pp.1 -6 2009.
- [13] K. U. Vinayaka, S. Priya, “Analysis of BLDC Motor Performance Using Space Vector Pulse Width Modulation”, 2016 International Conference on Computation of Power, Energy Information and Communication (ICCPEIC)
- [14] Texas Instrument Application Note BPRA048; Clarke & Park Transforms on the TMS320C2xx
- [15] R. Kennel, “Power Electronics Exercise: Space Vector Modulation”, 2013