

## Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlarda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi ve Benzetim Çalışmasının Gerçekleştirilmesi

### Analysis and Realization of Simulation Study on Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor

Selin Özçira, Nur Bekiroğlu, İbrahim Şenol, Engin Ayçiçek

Elektrik Mühendisliği Bölümü  
Yıldız Teknik Üniversitesi

sozcira@yildiz.edu.tr

nbekir@yildiz.edu.tr

senol@yildiz.edu.tr

eaycicek@yildiz.edu.tr

#### Özet

Son yıllarda sürekli mıknatıslı senkron motorlar yüksek güç yoğunluğu, moment ve verim gibi avantajlarından dolayı yaygın olarak kullanılmaktadır. Sürekli mıknatıslı senkron motorun (SMSM) rotoruna yerleştirilmiş sürekli mıknatıslar sabit alan akısı ürettiklerinden, rotor akımının değişimi klasik tip senkron motorlarda olduğu gibi kolaylıkla kontrol edilemez. Bu amaçla vektör kontrolü ve vektör kontrolünde moment kontrolünü kolaylaştıran doğrudan moment kontrolü yöntemleri SMSM'nin kontrolünde yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Bu çalışmada sürekli mıknatıslı senkron motorun doğrudan moment kontrolü (DTC) incelenmiş ve referans eksen dönüşümleri kullanılarak MATLAB™ tabanlı bir benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. DTC ile motor ve yük parametrelerinin değişimlerinden etkilenmeden, motorun moment ile akısını etkin bir şekilde ve istenen yörengede doğrudan kontrol etmek mümkün olduğu görülmüştür.

#### Abstract

In recent years, permanent magnet synchronous motors (PMSM) are widely used because of their advantages such as high power density, high torque and high efficiency. Due to the fact that the permanent magnets which are placed in a permanent magnet synchronous motor's rotor produce fixed field, the change of rotor current can not be easily controlled as in the classical synchronous motors. Therefore, vector control and direct torque control which simplifies the torque in the theory of vector control have been commonly used for control of PMSM. In this study, direct torque control (DTC) of the permanent magnet synchronous motor is analyzed and MATLAB™ based simulation work is carried out by using the reference frame transformations. It is observed that DTC is feasible to control torque and flux without effects of the motor parameter and load variations.

#### 1. Giriş

Günümüzde teknolojinin her alanında olduğu gibi endüstriyel tahrik sistemlerinde de hızlı bir gelişim süreci başlamıştır. Güç elektroniği anahtarlama elemanlarında anahtarlama hızlarının artmış olması, yüksek anahtarlama frekansı isteyen denetim tekniklerinin kullanılmasını ve yüksek performanslı tahrik sistemlerinin uygulanabilirliğini mümkün kılmıştır. Ayrıca

mikroişlemci mimarilerinin geliştirilmesi ile karmaşık kontrol algoritmalarının uygulanabilmesi mümkün olmuştur. Ancak asenkron motorların veriminin kayma ile değişmesi, reaktif akıma ihtiyaç göstermesi ve özellikle robotik gibi üstün performanslı uygulamalarda gerek duyulacak olan yüksek moment/ağırlık oranına sahip olmayışı nedeniyle, alternatif çözüm arayışları başlamıştır. Bu nedenle yüksek performanslı uygulamalar için özellikle sürekli mıknatıslı senkron motorların yüksek güç yoğunluğu, moment ve verim gibi avantajlarından dolayı sistem modellemesi ve denetimi uygulamaları için farklı algoritma geliştirme çalışmaları sürekli mıknatıslı senkron motorlar üzerine yoğunlaşmıştır. Sürekli mıknatıslı senkron motorlarda uyarma akısını sağlamak amacıyla rotorda sargı yerine sürekli mıknatısların kullanılması ile fırça ve kolektörden kaynaklanan dezavantajlar da giderilmiş olur. Bunun yanı sıra, uyarma kayıpları ortadan kalktığı için termik sınırlar genişlemekte ve aynı hacimli bir makineden daha büyük güçler alınabilmektedir. Rotorda  $Sm_2Co_{17}$  veya Nd-Fe-B gibi yüksek enerjili sürekli mıknatıs kullanılması, hava aralığı indüksiyonunu sargılı makinelerden daha yüksek değerlerde tutar ve rotor sargılarında meydana gelen bakır kayıplarını ortadan kaldırarak verimin aynı güçteki asenkron motordan daha yüksek olmasını sağlar. Ayrıca motor boyutları da oldukça küçülür. Ancak SMSM içerisindeki sürekli mıknatıslar sabit alan akısı ürettiklerinden, rotor akımının değişimi klasik tip senkron motorlarda olduğu gibi kolaylıkla kontrol edilemez. Bu nedenle SMSM'nin kontrolü ile ilgili çalışmalar vektör kontrolü üzerine yoğunlaşmıştır. Bu çalışmada da vektör kontrolünde moment kontrolünü kolaylaştıran doğrudan moment kontrolü yöntemi incelenmiş ve MATLAB™ yazılımı kullanılarak benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Sürekli mıknatıslı senkron motorun doğrudan moment kontrolü için zaman içerisinde bir çok farklı akademik çalışma literatüre sunulmuştur. Bu çalışmalardan bazıları aşağıda verilmiştir.

1985 yılında Almanya'da Depenbrock [1] ve 1986 yılında Japonya'da Takahashi ve Noguchi [2] tarafından geliştirilen doğrudan moment kontrolü ilk olarak asenkron makineler için uygulanmış, ancak 1997 ve 1999'da Zhong ve arkadaşları sürekli mıknatıslı senkron motor için doğrudan moment kontrolü üzerine ilk akademik çalışmalardan birini gerçekleştirmişlerdir [3-4]. Rahman ve arkadaşları d ve q

gerilimlerinin bulunması için belirli katsayılarla dayanan bir yöntem kullanarak doğrudan moment kontrolünü gerçekleştirmişlerdir [5]. Luukko ve arkadaşları doğrudan moment kontrolünde vektör seçme algoritmasına sıfır vektörlerini ilave ederek anahtarlama tablosunu geliştirmiştir [6]. Vaez Zadeh ve arkadaşları deneysel bir vektör kontrollü denetleyici üzerinde TMS320C31 DSP kullanarak sabit moment kontrolünü gerçekleştirmiştir. DSP teknolojisinin motorun dinamik davranışını karşılayamamış olmasından dolayı bu çalışmada momentin istenilen değerlerde ve istenilen sürede cevap vermesi mümkün olmamıştır [7]. Dariusz ve arkadaşları uzay vektör modülasyonunu DSP vasıtasıyla uygulayarak doğrudan moment kontrolünü gerçekleştirmişlerdir [8]. Balazovic ve arkadaşları sürekli mıknatıslı senkron motor için moment kontrolünü ve vektör kontrolünü açıklayan bir teknik rehber yayınlamıştır [9]. Zhao ve arkadaşları çok yüksek hızlarda 20000 rpm sabit mıknatıslı senkron motorun DSP tabanlı kontrolünü gerçekleştirmişlerdir [10]. Popescu ve arkadaşları tek fazlı sabit mıknatıslı senkron motorun moment davranışını incelemişlerdir [11]. Luukko ve arkadaşları doğrudan moment kontrolü için farklı rotor ve yük açıları tayin yöntemleri sunmuşlardır. Yük açısını SMSM denklemlerinden doğrudan doğruya hesaplamışlardır. Bu hesaplamalarda tanjant fonksiyonundan faydalanmışlardır. DSP vasıtası ile tetikledikleri inverter ve motor test düzeneğinden alınan sonuçlara bakıldığında rotor açısı tahmininin osilasyonlu olduğu görülmektedir. Gerçek rotor açısı ile tahmin edilen değer arasında, osilasyonun yaşandığı periyot aralıklarında hata artışı olmuştur. Bu hatayı kompanze edebilmek için PID katsayılarının çok yüksek tutulması gerekliliği ortaya çıkmaktadır [12]. Noriega ve arkadaşları DTC için bulanık mantık kontrolcüsü tasarlamışlardır. Bulanık mantık üyelik fonksiyonları için moment hatasını ve stator akımını kullanmışlardır. Benzetim çalışmalarının yanı sıra deney çalışmalarını Platform III adındaki bir AC motor sürme düzeneğinden faydalanarak bu sürücünün yazılımına bulanık mantık fonksiyonlarını eklemişlerdir. Hem benzetim sonuçlarından hem de deneysel sonuçlardan alınan grafiklere bakıldığında stator akımının dalga formunda olmadığı ve bir sonrası belirsiz ve rastlantısal şekillerde çıktığı gözlemlenmiştir. PI kontrollü histerisiz DTC metoduna göre akımda çok fazla bozulma meydana gelmiştir [13]. Wang ve arkadaşları DTC için uzay vektör modülasyonunda referans akı vektörü hesabını geliştirmişlerdir. Bunun için gerilimin periyoda bağlı trigonometrik fonksiyonunu çıkartmışlar ve düzlem dönüşümlerinde faydalanarak akımın açılal frekansına bağlı olarak sıfır vektörlerinin kullanım periyotlarını hesaplamışlardır. Ancak bu çok karmaşık kontrol yapısı benzetim olarak yapılmış ve deneysel anlamda gerçekleştirilmemiştir. Benzetim sonuçlarına bakıldığında moment grafiğinde gerçek değerle hesaplanan değer arasında uzun gecikme aralıklarının olduğu gözlemlenmiştir [14]. Swierczynski ve arkadaşları uzay vektör modülasyonu yöntemiyle sürülen bir inverter kullanarak DTC metodunu toplu taşıma araçlarında kullanılan yüksek güçlü bir SMSM üzerine uygulamışlardır. Bu çalışmada yapılan MATLAB™ benzetim çalışmasının doğrudan uygulanabileceği platform olan DSPACE 1103 kontrol ünitesi kullanılmıştır [15]. Guo ve arkadaşları doğrudan moment kontrolünde uzay vektör modülasyonunu deniz araçlarında kullanılmak üzere bir matris dönüşürücü üzerine uygulamışlardır. Çift uzay modülasyonu tekniğinin kullanıldığı bu çalışmada matris dönüşürücü için sinyaller DSP tarafından üretilmiştir. Ancak matris dönüşürücünün çektiği akım incelendiğinde toplam

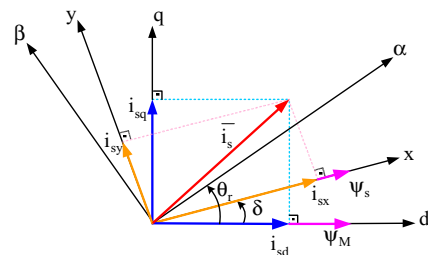
harmonik bozulmasının çok yüksek olduğu gözlemlenmiştir [16]. Geyer ve arkadaşları anahtarlama frekansını ve buna bağlı olarak kayıpları azaltan bir model ön görülebilir kontrol algoritması uygulayarak SMSM'nin doğrudan moment kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Bu sayede anahtarlama kayıpları 50%, THD 25% oranında azaltmışlardır [17]. Özcira ve arkadaşları DTC gözlemleyicisiz ve sensörsüz hız kontrolü simülasyonunu sürekli mıknatıslı senkron motor için gerçekleştirmişlerdir [18]. Bossoufi ve arkadaşları ve sürekli mıknatıslı senkron motor için FPGA temelli bir uygulama gerçekleştirmişlerdir. Ancak bu uygulamada FPGA için 50Mhz sistem frekansında çalışmışlar bu nedenle yüksek anahtarlama frekanslarına ulaşamamışlardır [19].

## 2. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Doğrudan Moment Kontrolü

Doğrudan moment kontrolünün temel prensibi stator manyetik akısı ve momentin referans ve gerçek değerlerine arasındaki farka bağlı olarak uygun stator gerilim vektörlerinin seçilmesidir. Sürekli mıknatıslı senkron motorda, mıknatıslı manyetik akısı sabit olduğundan moment kontrolünde, darbe genişlik modülasyonu (PWM) karşılaştırıcısı ile oluşturulan akım kontrol devresinin kullanılması zorunluluğu ortadan kalkar. Bu nedenle sürekli mıknatıslı senkron motorlarda doğrudan moment kontrolü, PWM akım kontrolü yardımıyla yapılan moment kontrolüne göre daha az parametre bağımlılığı ve hızlı moment cevabı gibi avantajlar sağlar. Sürücü sistemleri gibi karmaşık yapılarda kullanılan kontrol yönteminden bağımsız olarak, kontrol değişkenlerinin sayısının düşürülmesi, sistemin parametre bağımlılığının azaltılması sistemin uygulanabilirliği açısından zorunlu hale gelir. Bu nedenle elektrik makinesine ait üç fazlı denklemler iki faza indirilerek işlem yoğunluğu ortadan kaldırılabilir ve yüksek dinamik performans için akım kontrolü, rotor akı referans sisteminde gerçekleştirilir. Aşağıda bu çalışmada kullanılan doğrudan ve dolaylı vektör kontrolünde kullanılan referans sisteminde motor denklemleri ve sürekli mıknatıslı senkron motorun matematiksel modeli verilmiştir.

## 3. Rotor Referans Sisteminde Motor Denklemleri ve SMSM'nin Matematiksel Modeli

Stator manyetik akı vektörü  $\psi_s$  ve rotor manyetik akı vektörü  $\psi_M$  Şekil 1'de görüldüğü gibi rotor akı (dq), stator akı (xy) referans sistemlerinde çizilebilir. Stator ve rotor manyetik akılarının arasındaki açı  $\delta$ , yük açısıdır.  $\delta$  sabit bir yük momentini altında değişmez. Bu durumda stator akısı da, rotor akısı da senkron hızda döner. Ancak farklı yüklerde  $\delta$  değişir. Burada, stator akımının dönüş hızı ya da  $\delta$ 'deki değişiklik kontrol edilerek, momentteki artışın kontrol edilebileceği gösterilmiştir.



Şekil 1. Farklı referans sistemlerinde stator ve rotor akıları

$$\psi_{sd} = L_{sd}i_{sd} + \psi_M \quad (1)$$

$$\psi_{sq} = L_{sq}i_{sq} \quad (2)$$

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt}\psi_{sd} - \omega_r \psi_{sq} \quad (3)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt}\psi_{sq} + \omega_r \psi_{sd} \quad (4)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \quad (5)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_M i_{sq} - (L_{sq} - L_{sd}) i_{sd} i_{sq}] \quad (6)$$

Sürekli miknatıslı senkron motorların yapısal farklılıklarına göre d ve q eksenleri endüktans değerleri eşit yada farklı olabilir. Bu çalışmada benzetimi gerçekleştirilen motor, rotor içine gömülü miknatıs yapısına sahip olduğundan, d ve q eksenleri endüktans değerleri farklıdır. Denklem (6)'da verilen moment denklemi daha basit bir şekilde ifade edilebilir. Denklem (7) ile verilmiş olan ifade, Şekil 1. de gösterilmiş olan  $\delta$  yük açısı yardımıyla yapılan dönüşümü ifade etmektedir. Denklem (8)'de verilen trigonometrik ifadelerin bileşenleri (6)'da yerlerine yazıldığında denklem (9) elde edilir.

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} \quad (7)$$

F; gerilim, akım ya da manyetik akıyı temsil etmektedir [4]. Şekil 1'den;

$$\sin \delta = \frac{\psi_{sq}}{|\psi_s|} \quad (8)$$

$$\cos \delta = \frac{\psi_{sd}}{|\psi_s|}$$

olduğu bulunur. Burada ifade edilen  $|\psi_s|$ ; stator manyetik akısının genliğini gösterir. Şekil 1 yardımıyla gerekli ifadeler yerine yazılırsa;

$$T_e = \frac{3}{2} p \left[ \psi_{sd} (i_{sx} \sin \delta + i_{sy} \cos \delta) - \psi_{sq} (i_{sx} \cos \delta - i_{sy} \sin \delta) \right]$$

$$= \frac{3}{2} p \left[ i_{sx} \frac{\psi_{sd} \psi_{sq}}{|\psi_s|} + i_{sy} \frac{\psi_{sd}^2}{|\psi_s|} - i_{sx} \frac{\psi_{sd} \psi_{sq}}{|\psi_s|} + i_{sy} \frac{\psi_{sq}^2}{|\psi_s|} \right]$$

$$T_e = \frac{3}{2} p |\psi_s| i_{sy} \quad (9)$$

İfade (9)'dan stator akımının y-eksen bileşeniyle momentin doğrudan orantılı olduğu anlaşılmaktadır.

DTC'nin temel prensibi, uygun anahtarlama tablosundan doğru gerilim vektörlerini seçmektir. Bu seçim, moment ve stator manyetik akısının histerezis kontrolüne dayandırılır. Bu sayede stator manyetik akısının genlik ve hız değişimi doğru stator gerilim vektörleri seçilerek kontrol edilmiş olur. Stator manyetik akısı denklem (10) ile hesaplanır.

$$\bar{\psi}_s = \int_t^{t+\Delta t} (\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (10)$$

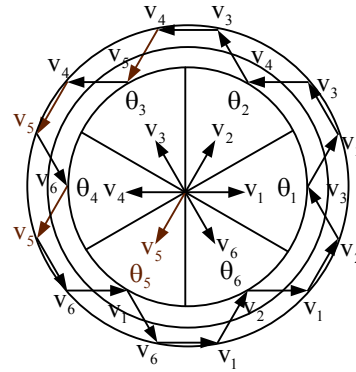
Denklem (10)'daki stator direnci ihmal edilerek, stator manyetik akısı, gerilim uzay vektörünün integrasyonu ile doğrudan belirtilebilir.

$$\bar{\psi}_s = \int \bar{u}_s dt \quad (11)$$

Ancak düşük hızlarda gerilim çok düşük olması, omik gerilim düşümünün etkili olması nedeniyle stator direncinin ihmal edilmesi düşük hızlarda integratör hatalarına neden olabilir.

Denklem (11)'den stator manyetik akısı ile gerilim uzay vektörünün aynı yöne sahip olduğu anlaşılmaktadır. Bu yüzden uygun gerilim uzay vektörlerinin seçimi ile stator manyetik akısının genlik ve yön kontrolü mümkündür.

Stator manyetik akısının genliğinin kontrolü için gerilim vektörleri seçilir. Gerilim vektör düzlemi Şekil 2'de görüldüğü gibi altı bölgeye ayrılmıştır. Her bir bölgede en düşük anahtarlama frekansını veren iki komşu gerilim vektörü, verilen sıraya göre  $\psi_s$ 'in genliğini arttırmak ya da azaltmak için seçilir.



Şekil 2. Uzay vektör modülasyonunda vektörler

Burada, stator manyetik akısı 1 bölgesi içinde saat dönüş yönünün tersine hareket ettiğinde, gerilim uzay vektörü  $v_2$  stator manyetik akı genliğini arttırmak için ya da gerilim uzay vektörü  $v_3$ , genliği azaltmak için seçilmektedir. Stator manyetik akısı saat dönüş yönünde hareket ettiği zaman, hala 1 bölgesinin içinde ise, o zaman  $v_6$  genliği arttırmak,  $v_5$  ise; genliği azaltmak için seçilecektir [18].

Çizelge 1. Anahtarlama vektörleri

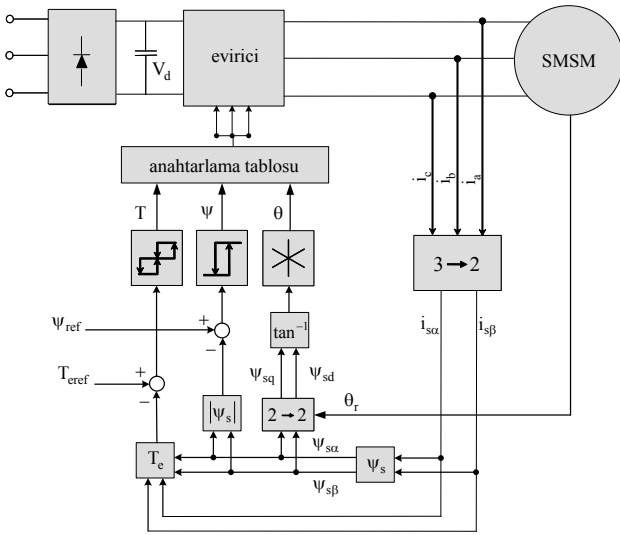
$\psi$	$t_e$	$\theta$					
		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
1	1	V <sub>2</sub> (110)	V <sub>3</sub> (100)	V <sub>4</sub> (101)	V <sub>5</sub> (001)	V <sub>6</sub> (011)	V <sub>1</sub> (010)
	0	V <sub>7</sub> (111)	V <sub>0</sub> (000)	V <sub>7</sub> (111)	V <sub>0</sub> (000)	V <sub>7</sub> (111)	V <sub>0</sub> (000)
	-1	V <sub>6</sub> (101)	V <sub>1</sub> (001)	V <sub>2</sub> (011)	V <sub>3</sub> (010)	V <sub>4</sub> (110)	V <sub>5</sub> (100)
0	1	V <sub>3</sub> (010)	V <sub>4</sub> (110)	V <sub>5</sub> (100)	V <sub>6</sub> (101)	V <sub>1</sub> (001)	V <sub>2</sub> (011)
	0	V <sub>0</sub> (000)	V <sub>7</sub> (111)	V <sub>0</sub> (000)	V <sub>7</sub> (111)	V <sub>0</sub> (000)	V <sub>7</sub> (111)
	-1	V <sub>5</sub> (001)	V <sub>6</sub> (011)	V <sub>1</sub> (010)	V <sub>2</sub> (110)	V <sub>3</sub> (100)	V <sub>4</sub> (101)

Bu çalışmada her anahtarlama periyodu için stator manyetik akısı değişim aralığı  $2\Delta\psi_s$  olarak alınmış. Aynı şekilde moment değişim aralığı da  $2\Delta t_e$  olarak belirlenmiştir. Çizelge 1, bir örnekleme periyodu içinde uygulanması gereken gerilim vektörlerinin sıralamasını, akı ve moment değişimlerine bağlı olarak göstermektedir. Buna göre akı histerezis denetleyicisinin çıkışı, akı değerinde artış gerekli olduğunda  $d\psi_s = 1$  düşüş gerekli olduğunda ise  $d\psi_s = 0$  olarak tanımlanmıştır. Aşağıda iki seviyeli histerezis denetleyicisine ait bağıntı verilmiştir.

$$d\psi_s = \begin{cases} 1, & |\psi_s| \leq \psi_{sref} - \Delta\psi_s \\ 0, & |\psi_s| \geq \psi_{sref} + \Delta\psi_s \end{cases} \quad (12)$$

Moment histerezis denetleyicisinin çıkışı ise momentte bir artış gerekli olduğunda  $dt_e = 1$  düşüş gerekli olduğunda ise  $dt_e = -1$ , gerçek moment değerinde bir değişim gerekmediği durumda ise  $dt_e = 0$  olarak tanımlanmıştır. Aşağıda üç seviyeli histerezis denetleyicisine ait bağıntılar verilmiştir.

$$dt_e = \begin{cases} 1, & |t_e| \leq |t_{eref}| - \Delta t_e \\ 0, & |t_{eref}| \geq |t_{eref}| \\ -1, & |t_e| \leq |t_{eref}| + \Delta t_e \\ 0, & |t_{eref}| \geq |t_{eref}| \end{cases} \quad (13)$$



Şekil 3. Benzetim çalışması gerçekleştirilen sistemin blok şeması

Benzetim çalışması gerçekleştirilen sistemin blok şeması Şekil 3'de verilmiştir. Üç fazlı büyüklükler 2 fazlı büyüklüklere indirgenerek değişken sayısı azaltılmıştır. Bu işlem şemadan da görüldüğü gibi bir kez stator akımları için denklem (14)'te verilen Clarke dönüşümü ve akı için denklem (15)'te verilen Park dönüşümü kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

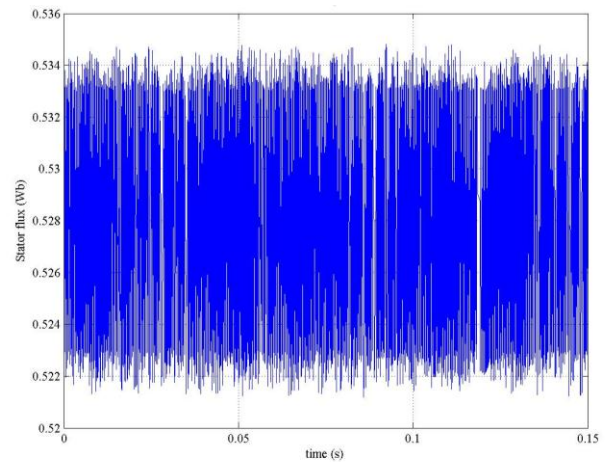
$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos(2\pi/3) & \cos(4\pi/3) \\ 0 & \sin(2\pi/3) & \sin(4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (15)$$

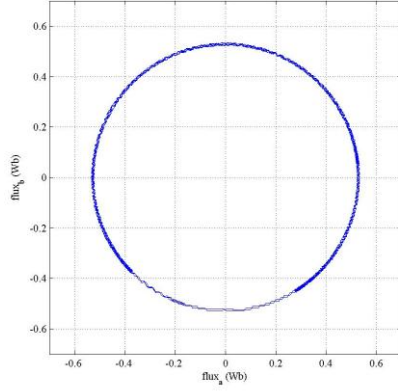
3 faz stator akımlarının dönüşümünde rotor açısının kullanılmasından kaçınılarak sabit düzleme dönüşüm gerçekleştirilmiş ve açı bilgisinin kullanılması sırasında oluşabilecek hatalardan korunulmuştur. Ancak Çizelge 1'den görüldüğü gibi stator akı vektörünün bölgesinin bilinmesi gerekliliği nedeniyle stator akısı vektörünün açısının bilinmesi gerekmektedir. Bu nedenle rotor açısı kullanılarak Park dönüşümü gerçekleştirilmiştir.

#### 4. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Doğrudan Moment Kontrolüne Ait Benzetim Çalışması Sonuçları

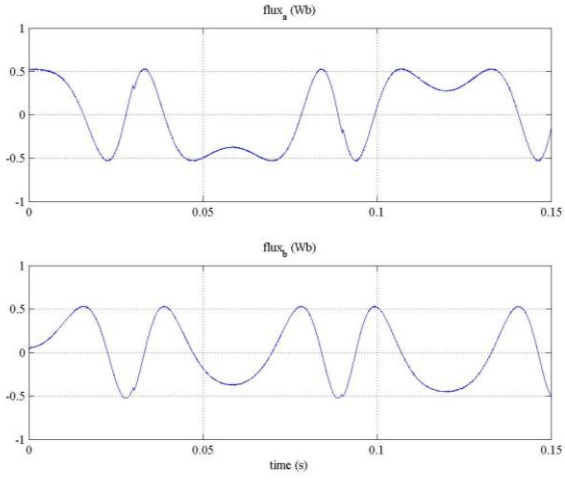
Benzetim çalışmasından elde edilen sonuçlar örnekleme zamanı  $100\mu s$  için aşağıda gösterilmiştir. Akı referansı  $0.533\text{Wb}$  olarak uygulanmıştır. Bunun dışında moment referansı olarak;  $t=0.03\text{s}$ 'de  $2\text{Nm}$ 'den  $-2\text{Nm}$ 'ye ve  $t=0.09\text{s}$ 'de ise  $-3\text{Nm}$ 'den  $3\text{Nm}$ 'ye değişim basamağı uygulanmıştır. Benzetimi yapılan motor Siemens marka rotorunda ferrit mıknatıslar bulunan,  $1.5\text{ kW}$ , 4 kutuplu,  $50\text{ Hz}$ ,  $380\text{V}$  nominal gerilim ve  $3.2\text{A}$  nominal akım etiket değerlerine sahip sürekli mıknatıslı senkron motordur. Şekil 4'te görüldüğü gibi stator akısı cevabı yaklaşık olarak  $0.534$  ile  $0.522\text{ Wb}$  arasında değişmektedir. Akı referans değeri  $0.533\text{Wb}$  bu aralık içinde bulunmaktadır. Şekil 5'te stator manyetik akı vektörlerinin vektör yörüngesini düzgün bir biçimde takip ettiği görülmektedir. Şekil 6'da verilen akı bileşenlerinin birbiriyle uyumlu olduğu görülmektedir. Şekil 7 de eksen dönüşümü kullanılarak  $i_{d,q}$  ve  $V_{d,q}$  grafikleri elde edilmiştir. Buna göre  $q$  bileşenin elektromanyetik moment üretimine katkısı olmadığı ve moment bileşeninin  $d$  eksen akımı olduğu görülmektedir. Şekil 8'de ise eksen dönüşümü kullanılarak  $V_{d,q}$  grafikleri elde edilmiştir. Şekil 9 ve 10'dan görüldüğü üzere moment referansı moment cevabına oldukça yakındır. Şekil 11'de ise moment değişimleri sırasında hızda meydana gelen değişim grafiği verilmiştir.



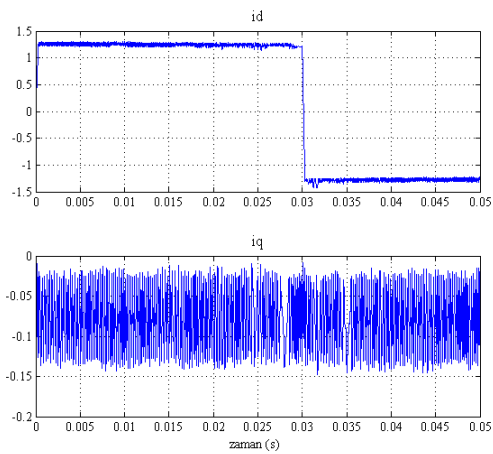
Şekil 4. Stator manyetik akısı benzetim cevabı



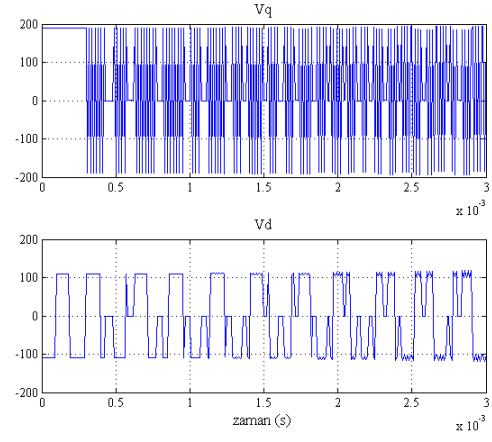
Şekil 5. Stator akı yörüngesi



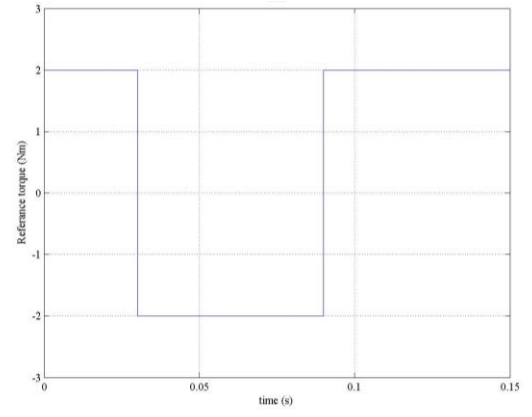
Şekil 6. Stator manyetik akı vektörleri  $\psi_{s\alpha}$  ve  $\psi_{s\beta}$  benzetim cevapları



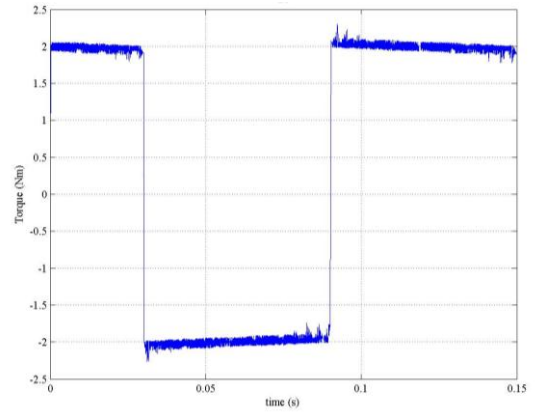
Şekil 7.  $i_d$  ve  $i_q$  akımlarının değişimi



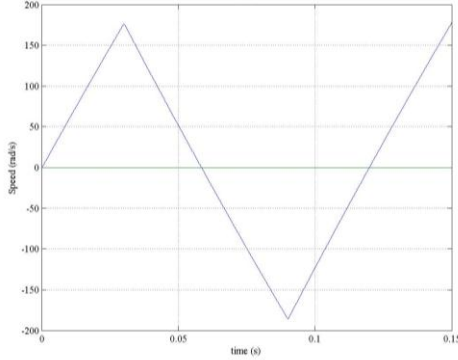
Şekil 8.  $V_d$  ve  $V_q$  akımlarının değişimi



Şekil 9. Referans moment



Şekil 10. Gerçek moment benzetim cevabı



Şekil 11. Hız benzetim cevabı

## 5. Sonuçlar

Bu çalışmada sürekli mıknatıslı senkron motorlarda doğrudan moment kontrolü incelenmiş ve bir benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen benzetim çalışmasında belirli stator akı ve moment referansları, hesaplanan değerler ile karşılaştırılarak hatalar, histerezis karşılaştırıcılarına verilmiş, akı ve moment karşılaştırıcısının çıkışları, stator akısı uzay vektörünün konumu ile uygun gerilim vektörünün seçilmesinde kullanılmıştır. Stator akı vektörleri sonuçları ayrı ayrı gösterilmiş, buna göre stator akı vektörlerinin, anahtarlama tablosunun gerçeklediği yörüngeyi takip ettiği gözlemlenmiştir. PID gibi kontrol döngüsü geri besleme elamanları kullanılmadan moment cevabının referans değeri sağladığı görülmüştür. DTC ile motor ve yük parametrelerinin değişimlerinden etkilenmeden, motorun moment ile akısını etkin bir şekilde ve istenen yörüngede doğrudan kontrol etmek mümkündür. Özellikle yüksek dinamik performans gerektiren uygulamalarda, hızlı moment cevabı sağlayabildiği için DTC metodu, diğer kontrol yöntemlerine göre önemli bir avantaj sahiptir.

## 6. Kaynaklar

- [1] Depenbrock, M., "DTC leans on the theory of field-oriented control of induction machines and the theory of direct self-control", *Etz-Archive* BD.7, H7, pp. 211-218, 1985.
- [2] Takahashi I., Noguchi T., "A New Quick Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol.IA-22, No. 5, pp. 820-827, 1986.
- [3] Zhong, L.; Rahman, M. F.; Hu, W. Y. & Lim, K. W., "Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.12, No.3, pp. 528-536, 1997.
- [4] Zhong, L.; Rahman, M. F.; Hu, W. Y.; Lim, K. W. & Rahman, M. A. "A Direct Torque Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol.14, No.3 pp. 637-642, 1999.
- [5] Rahman, M. F.; Zhong, L. & Haque, E., "Selection of Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor", *School of Electrical Engineering and Telecommunications Lect. The University of New South Wales, Sydney*, 1999.
- [6] Luukko, J., "Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machines-Analysis and Implementation", *Dissertation Lappeenranta University of Technology, Stockholm*, 2000.

- [7] Vaez-Zadeh, S., "Variable Flux Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives for Constant Torque Operation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 16, No.4, pp. 527-534, 2001.
- [8] Dariusz, S.; Martin, P. K. & Frede, B., "DSP Based Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Space Vector Modulation", *Proceeding of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE*, pp. 723-727, 2002.
- [9] Balazovic, P., "3-Phase PM Synchronous Motor Torque Vector Control. Application Note DRM018, Motorola Czech System Laboratories, 2003.
- [10] Zhao, L.; Ham, C. H.; Wu, T. X.; Zheng L.; Sundaram, K.B.; Kapat, J. & Chow, L., "DSP-Based Super High-Speed PMSM Controller Development and Optimization", *Digital Signal Processing Workshop and the 3rd IEEE Signal Processing Education Workshop*, pp. 187-190, 2004.
- [11] Popescu, M.; Miller, T.J.E.; McGilp, M. I.; Strappazon, G.; Trivillin, N. & Santarossa, R., "Torque Behavior of One-Phase Permanent-Magnet AC Motor", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 21, No. 1, pp. 19-26, 2006.
- [12] Luukko, J.; Niemela, M. & Pyrhonen, J., "Estimation of Rotor and Load Angle of Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Machine Drive", *IET Electronics Power Applications*, Vol.1, No. 3, pp. 209-306, 2007.
- [13] Noriega, G.; Restrepo, J.; Guzman, V.; Gimenez, M. & Aller, J., "Direct Torque Control of PMSM using Fuzzy Logic with PWM", *Proceedings of 42nd International Universities Power Engineering Conference UPEC*, pp. 203-209, 2007.
- [14] Wang, L. & Gao, Y., "A Novel Strategy of Direct Torque Control for PMSM Drive Reducing Ripple in Torque and Flux", *Proceedings of IEEE International Electric Machines & Drives Conference IEMDC*, pp. 403-406, 2007.
- [15] Swierczynski, D.; P. Wojcik, P.; Kazmierkowski, M. P. & Janaszek, M., "Direct Torque Controlled PWM Inverter Fed PMSM Drive for Public Transport", *Proceedings on IEEE International Workshop on Advanced Motion Control AMC*, pp. 716-720, 2008.
- [16] Guo, Y.; Xianbing, C. & Chen, C. L. P., "DTC-SVM-based Matrix Converter for a PMSM in a Vessel Electric Propulsion System", *Proc. of the IEEE Control and Decision Conference and Chinese Control Conference*, pp. 3397-3401, 2009.
- [17] Geyer, T.; Beccuti, G. A.; Papafotiou, G. & Morari, M., "Model Predictive Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors", *Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition ECCE Atlanta*, pp. 1-8, 2010.
- [18] Ozcira, S.; Bekiroglu, N.; Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors in "Torque Control", Editor: Moulay Tahar Lamchich, Chapter 6, pp. 129-154, 2011.
- [19] Bossoufi, B; Karim, M; Ionita, S; Lagrioui, A; "The Optimal Direct Torque Control of A PMSM Drive: FPGA-Based Implementation with Matlab & Simulink Simulation" *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, Vol. 28, No. 2, pp. 63-72, 2011.
- [20] Ozcira, S., Bekiroglu, N., Aycicek E., "Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Direct Torque Control Method, Proceedings on International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion SPEEDAM, pp. Ischia, 268-272, 2008.