

DOĞRUDAN MOMENT KONTROLLÜ ASENKRON MAKİNALARDA AKI DÜŞÜŞÜNÜN AZALTILMASI

H. İbrahim OKUMUŞ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Mühendislik-Mimarlık Fakültesi
Karadeniz Teknik Üniversitesi, 61080, Trabzon
e-posta: okumus@ktu.edu.tr

ABSTRACT

In this paper a strategy that improves significantly the performance of Direct Torque Controlled (DTC) induction motor drives is proposed. At low speeds, the stator flux falls below its optimum value during the transition between switching sectors, leading to the inaccurate estimation of the electromagnetic torque. The proposed flux-droop minimization technique rotates the original flux sectors through an appropriate angle that is dependent upon the control signal and the status of the flux error. The technique presented ensures that the stator flux error is maintained within the prescribed hysteresis band, thereby improving significantly the stator flux in the induction motor as well as the harmonic contents of stator currents. The technique is computationally simple and ideally suited for inclusion into a DTC control scheme. Simulation and experimental results are presented to verify the proposed scheme. A low-cost, commercial TMS320C31 DSP board is used for the implementation of the control algorithm.

Anahtar sözcükler: Asenkron Motor, Doğrudan Moment Kontrol, Değişken Akı Bölgeleri, Akı Düşüşü

1. GİRİŞ

Mikro işlemciler ve güç yarı iletkenlerindeki teknolojik ilerlemeler, gelişmiş kontrol yöntemlerinin alternatif akım (AA) motor sürücülerinde kullanılmasını mümkün hale getirmiştir. Bu gelişmenin ortaya çıkmasıyla birlikte yaklaşık 17 yıl önce Depenbrock [1], Takahashi ve Noguchi [2] tarafından tanıtılan doğrudan moment kontrol (DTC) yöntemi son yıllarda asenkron makina sürücülerinde yoğun bir şekilde kullanılmaya başlanmıştır [3][4]. Doğrudan moment kontrol yöntemi hızlı dinamik moment tepkisi sağlamasının yanında makina parametrelerinin değişmesine karşı akım düzenleyici kullanmadan bile oldukça uyumludur. Ayrıca DTC sadece iki adet histerezis bant kontrolür ve en uygun voltaj vektörlerin seçimi için oluşturulan anahtarlama tablosu kullanılarak kolaylıkla gerçekleştirilmektedir. İki seviyeli histerezis bant stator akı kontrolü ve üç seviyeli histerezis bant ise moment kontrolü için kullanılmaktadır. İlk endüstriyel DTC sürücü ABB

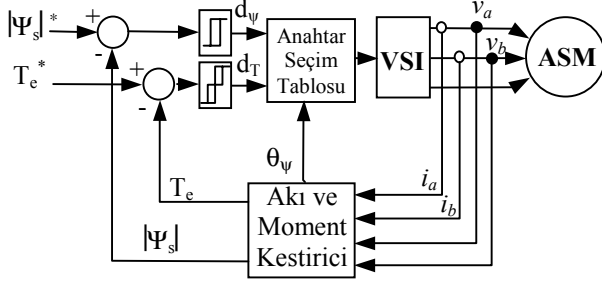
firması tarafından üretilerek endüstrinin kullanımına sunulmuştur.

Diğer taraftan DTC hala, özellikle düşük hızlarda, moment ve akı dalgalanmaları, stator direncindeki değişim ve akı düşüşü gibi sorunlara sahip olmaktadır. En önemli sorunlardan biri de düşük hızlarda ortaya çıkan akı düşüşüdür. Bu çalışmada değişken stator akı anahtarlama bölgeleri olarak adlandırılan bir yöntem önerilmektedir. Bu yöntemle, düşük hızlarda ortaya çıkan akı düşüşü azaltılmaktadır. Klasik DTC'de kullanılan akı bölgeleri önceden tanımlanan açı kadar döndürülerek en son uygulanan voltaj vektörün bir süre daha kullanılmasıyla akının tanımlanan histerezis bant içerisinde kalması sağlanır.

2. DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜN ÇALIŞMA PRENSİBİ

Doğrudan moment kontrolün çalışma prensibi uzay vektör teorisine dayanır. DTC metodun temeli akı ve momentin anlık değerlerinin sadece stator değişkenlerinden hesaplanmasına dayanmaktadır [2][5].

Doğrudan moment kontrol sistemine ait basit bir blok diyagram Şekil 1'de verilmiştir. Sistemim çekirdeği dört ana bölümden oluşmaktadır. Bu bölümler; stator akı ve moment kestiricisi, histerezis akı ve moment karşılaştırıcıları ile optimum anahtarlama vektör tablosu olarak sıralanabilir [6]. Akı ve moment kestirici, iki faz stator akımı, da bara gerilimi ve anahtarlama vektör bilgilerini kullanarak motorun stator akısının ve momentinin kestirimini sağlar. Moment ve stator akısının referans değerleri kestirim değerleri ile karşılaştırılarak elde edilen hata değerleri Şekilde 1'de gösterildiği gibi histerezis karşılaştırıcı girişlerine uygulanır ve çıkışlarında kontrol sinyalleri üretilir (d_T , d_ψ). Bu sinyaller ve stator akısı uzay vektör pozisyonu kullanılarak Tablo 1'den en uygun anahtarlama vektörü seçilerek voltaj beslemeli (VSI) eviriciye uygulanır.



Şekil 1 Doğrudan moment kontrollü sürücü sisteminin blok şeması

Tablo 1 Optimum anahtarlama tablosu

| d_ψ | d_T | 1. Bölge | 2. Bölge | 3. Bölge | 4. Bölge | 5. Bölge | 6. Bölge |
|----------|-------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| 1 | 1 | V2 | V3 | V4 | V5 | V6 | V1 |
| | 0 | V7 | V0 | V7 | V0 | V7 | V0 |
| | -1 | V6 | V1 | V2 | V3 | V4 | V5 |
| 0 | 1 | V3 | V4 | V5 | V6 | V1 | V2 |
| | 0 | V0 | V7 | V0 | V7 | V0 | V7 |
| | -1 | V5 | V6 | V1 | V2 | V3 | V4 |

A. Üç Fazlı Gerilim Beslemeli Evirici Bağlantıları

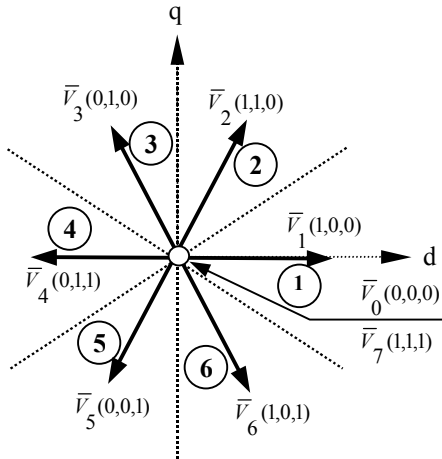
Üç fazlı gerilim beslemeli (VSI) bir eviricide toplam sekiz gerilim vektörü, $\bar{V}_{s,k}$ (S_a, S_b, S_c), $k=0,1,2, \dots$

7, vardır. Bunlardan altısı aktif (sıfırdan farklı), $V_{s,1}(1,0,0), \dots, V_{s,6}(0,1,0)$, ve ikisi de aktif olmayan (sıfır anahtarlama vektörü), $V_{s,0}(0,0,0)$ ve $V_{s,0}(1,1,1)$, vektörleridir. Bu vektörler Şekil 2'de gösterilmiştir. Genelde aktif gerilim vektörlerinin genlikleri $(2/3V_{da})$ 'ya eşit olup aralarında $\frac{(k-1)}{3}$ (burada

$k=1,2, \dots, 6$) faz farkı vardır. Üç fazlı gerilim beslemeli bir eviriciye ait gerilim uzay vektörü aşağıdaki denklemle hesaplanabilir.

$$\bar{V}_{s,k} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} (S_a + a S_b + a^2 S_c) \quad (1)$$

burada $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ ve $k = 0,1,2, \dots, 7$



Şekil 2 Evirici çıkış gerilim uzay vektörleri ve bölgeler

B. Asenkron Motorun Matematiksel Modeli

Bu çalışmada önerilen DTC yöntemin simülasyonu asenkron motorun stator referans eksenindeki matematiksel modeli kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Buna göre bir asenkron motorun matematiksel modeli, stator ve rotor akı değişkenleri kullanılarak aşağıdaki matris formunda verilebilir:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{\Psi}_s \\ \bar{\Psi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R M}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r} & \left(j\omega_r - \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\Psi}_s \\ \bar{\Psi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \bar{V}_s \quad (2)$$

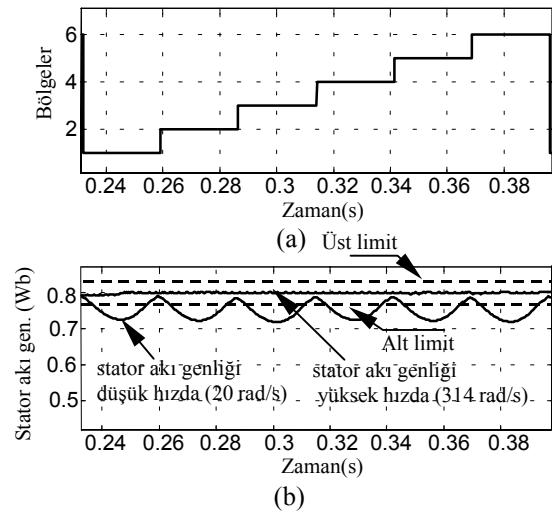
burada $\bar{\Psi}_s$ ve $\bar{\Psi}_r$ sırasıyla stator ve rotor akı uzay vektörlerini, \bar{V}_s stator gerilim uzay vektörünü, R_s, R_r, L_s, L_r, M motor parametrelerini, σ kaçak akı faktörünü ($\sigma = 1 - M^2 / L_s L_r$) ve ω_r rotor açısal hızını göstermektedirler. Elektromagnetik moment aşağıdaki bağıntı ile tanımlanmaktadır:

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (3)$$

burada P motorun kutup sayısıdır.

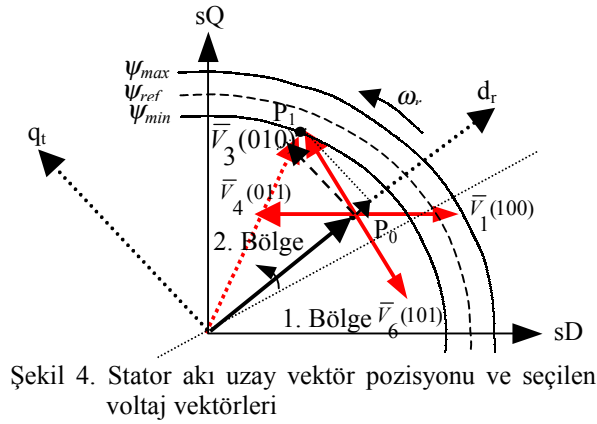
3. GELENEKSEL DTC YÖNTEMİNDE AKI DÜŞÜŞÜ

Geleneksel DTC yönteminde, özellikle düşük hızlarda, akı düşüşü gibi bir sorunla karşılaşabilmektedir. Stator akısı genliği Şekil 3'te gösterildiği gibi, sistematik olarak ana harmonik periyodunda altı defa histeresis bandının alt limitinin altına düşmektedir. Düşük frekanslı çalışmada, stator akı vektör pozisyonunun bir bölgeden diğer bir bölgeye geçişinin hemen ardından uygulanan aktif voltaj vektörü, akının referans değerine ulaşmasını sağlamamaktadır. Söz konusu akı bölgesinde bunu sağlayacak başka da bir aktif voltaj vektörü bulunmadığından düzgün dairesel akı çemberi elde etmek mümkün olamamaktadır [7][8].



Şekil 3 Simülasyon sonuçları, (a) bölgeler, (b) stator akısı genliği

Başka bir anlatımla, Şekil 4'te görüldüğü gibi farz edelim ki stator akı uzay vektörü ikinci bölgede bulunsun. Bu durumda akıyı artıracak voltaj vektörü, \bar{V}_3 vektörüdür. Bu vektör, akı uzay vektörünün birinci bölgeden ikici bölgeye geçişinin hemen ardından akının genliğini yükseltmek için yeterli olmamaktadır. Çünkü statordaki gerilim düşümü oldukça büyük olup özellikle yüksek akımlı çalışmada bu daha da artmaktadır. Bu durumda mıknatıslama endüktansı üzerine düşen gerilim oldukça azalmaktadır. Böylece düşük frekanslarda stator akısının genliği sistematik olarak akı kontrol bandının alt sınırının da altına düşmektedir. Bununla birlikte yüksek hızlarda statordaki gerilim düşümü, mıknatıslama endüktansı üzerindeki göre çok küçük olduğundan ihmal edilebilir.



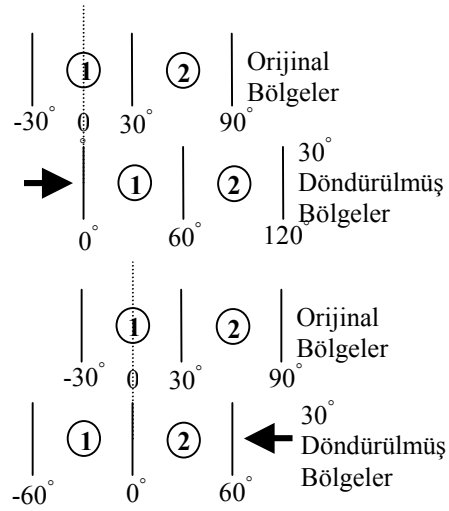
Şekil 4. Stator akı uzay vektör pozisyonu ve seçilen voltaj vektörleri

4. ÖNERİLEN KONTROL YÖNTEMİ

Önerilen yöntemde düşük frekanslı çalışmada, stator akı çemberine ait bölgeler arası geçişlerde ilgili bölgenin önceden belirlenen bir açı kadar döndürülmesi yaklaşımı sunulmaktadır. Bu yaklaşımla düşük hızlarda bir kontrol işareti ile bölgelerin döndürülmesi sağlanmakta ve böylece akı uzay vektörü bir sonraki bölgede olmasına rağmen bir önceki bölgeye ait aktif voltaj vektörü belirli bir süre daha uygulanmakta ve bu şekilde stator akı genliğinin referans değere ulaşması sağlanmaktadır. Bu akı çemberi bölgelerinin dönüş yönü akı uzay vektörünün dönüş yönü ile aynı olmalıdır. Şekil 5'te birinci ve ikinci bölgenin 30°'lik dönmesi sonucu birinci ve ikinci bölgelerin yeni pozisyonları görülmektedir.

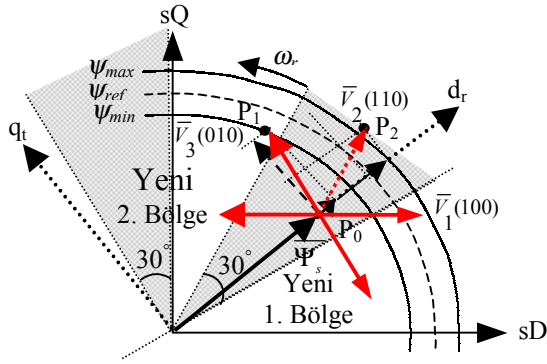
DTC yönteminde voltaj vektörlerinin seçimi sadece iki histerezis kontrolör çıkışlarına (d_{ψ} and d_r) ve stator akı uzay vektörünün açısına (θ_{ψ}) (pozisyonuna) bağlıdır. Bu histerezis kontrol çıkışları ile uygulanan voltaj vektörünün radyal bileşeni, v_{dr} , ve teğet bileşeni, v_{qt} , arasında özel bir ilişki vardır. Eğer $v_{dr} > 0$ ise stator akı genliğinde bir yükselme olacak ve aynı zamanda $v_{qt} > 0$ ise momentte hızlı bir artış ortaya çıkacaktır. Farz edelim ki, stator akı uzay vektörü Şekil 4'teki gibi başlangıçta ikinci bölgedeki P_0 pozisyonunda bulunsun ve saat ibresinin tersi yönünde dönüyor olsun. Bu durumda akının genliğinin histerezis bandın

alt sınırında olduğu, şekilde görülmektedir. Bu nedenle akının genliğini artırmak gerekmektedir ve bu pozisyonda bunu sağlayacak en uygun sadece bir aktif voltaj vektörü vardır, oda \bar{V}_3 vektörüdür. Bu vektör uygulandığında stator akısının pozisyonu, P_0 'dan P_1 konumuna taşınmış olur. Ancak akının genliği hala referans değere ulaşmamaktadır ve bunu sağlayacak başka da bir voltaj vektörü yoktur. Bu durum, uygulanan voltaj vektörün akı üzerindeki radyal bileşeninin çok küçük olmasından kaynaklanmaktadır. Diğer taraftan teğet bileşeni oldukça büyük olduğundan momentte hızlı bir artış ortaya çıkmaktadır. DTC yöntemine göre moment histerezis kontrolörü bu durumda $d_r = 0$ çıkışı vermektedir. Bu durumda Tablo 1'den de görüleceği gibi kontrolör sıfır voltaj vektörünü seçecektir ve böylece zaten düşük olan akı genliği daha da düşecektir.



Şekil 5 Orijinal ve 30° döndürülmüş stator akı bölgeleri

Önerilen yöntemle bu sorun oldukça azaltılmaktadır. Şekil 6'da görüldüğü gibi orijinal akı dilimleri önceden belirlenen açı kadar döndürülerek yeni akı bölgeleri oluşturulur. Akı bölgelerinin döndürülmesi düşük hızlarda ve açı kontrol işaretine bağlı olarak yapılır. Yeni bölgeler orijinal bölgelere dönüş yönünde belirlenen açı kadar girilir ve stator akı uzay vektörü hala aynı bölgede imiş gibi orijinal bölgeye ait gerilim vektörü uygulanmaya devam edilir. Şekil 6'da görüldüğü gibi stator akı uzay vektörü orijinal duruma göre ikinci bölgede iken 30°'lik bir rotasyonla yeni birinci bölgede kalmaktadır. Bu durumda orijinal duruma göre uygulanacak voltaj vektörü \bar{V}_3 olması gerekirken yeni duruma göre \bar{V}_2 vektörü uygulanmaktadır ve böylece akı uzay vektörü P_1 pozisyonundan P_2 pozisyonuna taşınmış olmaktadır. Bu yaklaşımla Şekil 6'dan da görüleceği gibi stator akı genliğinde büyük bir artış sağlanmaktadır.

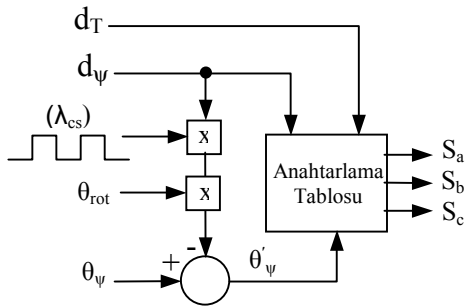


Şekil 6 Yeni stator akı bölgeleri

Önerilen yöntem orijinal stator akısı uzay vektör açısı θ_ψ yerine yeni hayali akı vektör açısı θ'_ψ kullanılarak aşağıdaki gibi gerçekleştirilebilir.

$$\begin{aligned}\theta'_\psi &= \theta_\psi - \Delta\theta_\psi \\ \Delta\theta_\psi &= \theta_{rot} \cdot d_\psi\end{aligned}\quad (4)$$

burada θ_{rot} orijinal bölgelerin döndürülme açısıdır ($-30^\circ \sim 30^\circ$).



Şekil 7 Yeni stator akı bölgelerine göre anahtarlama vektörünün belirlenmesi

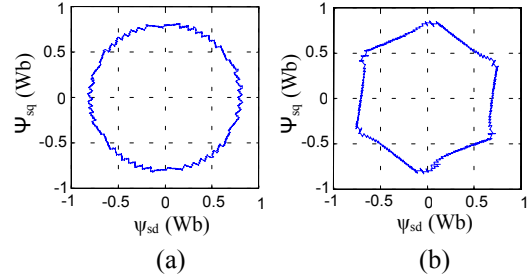
Kontrol sinyali λ_{cs} aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$\lambda_{cs} = \begin{cases} 1 & \frac{(2k-1)\pi}{6} \leq \theta_\psi \leq \frac{(2k+1)\pi}{6} + \theta_{rot} \\ 0 & \text{diğer durumlar için} \end{cases}$$

$$k = 1, 2, \dots, 6$$

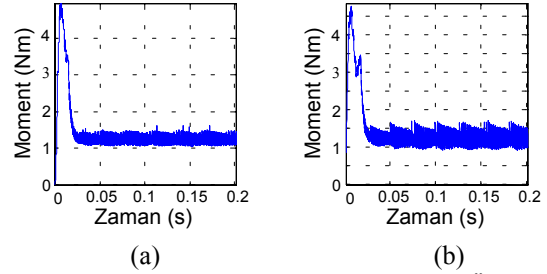
4. SİMÜLASYON SONUÇLARI

Önerilen tekniğe ait simülasyon çalışması Matlab simülatörü kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Şekil 8 ve 9'da önerilen yöntem ile klasik DTC yöntemine ait simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır. Şekil 8(a)'da verilen sonuca göre stator akı çemberinin oldukça dairesel olduğu görülmektedir. Bu sonuç Şekil 8(b)deki sonuçla karşılaştırıldığında önerilen yöntemin oldukça iyi bir sonuç verdiği görülmektedir.



Şekil 8 Stator akı çemberi (a) önerilen metot, (b) klasik metot

Aynı zamanda Şekil 9'da önerilen yöntem ile klasik yöntemle ait moment tepkelerinin bir karşılaştırması verilmiştir. Burada, Şekil 9(a)'da verilen moment tepkesinin Şekil 9(b)'de verilen moment tepkesine göre daha az bir osilasyona sahip olduğu görülmektedir.



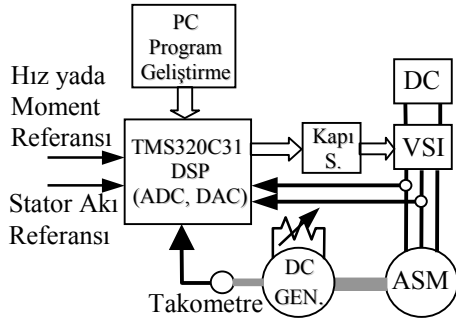
Şekil 9 Elektromagnetik moment tepkesi (a) Önerilen metot, (b) Klasik metot.

5. DENEYSEL SONUÇLAR

Önerilen yöntemin gerçek dünyada uygulanabilirliğini görmek için deneysel bir çalışma da yapılmıştır. Bu çalışmada kullanılan uygulama devresi Şekil 10'da verilmiştir. Dijital Sinyal İşlemci tabanlı uygulama devresinde, bir adet TMS320C31 DSP kartı, bir adet 8 kanallı ADC, bir adet 4 kanallı DAC ve bir adet 0.37 kW sincap kafesli asenkron motor kullanılmıştır. Kullanılan asenkron motora ait parametreler Tablo 2'de verilmiştir. Stator iki faz akımı i_a ve i_b ile da bara gerilimi V_{da} ve ayrıca hız kontrolü için hız bilgisi takometre üzerinden her 60 μs 'de bir ADC ile örneklenerek DSP'ye verilmektedir. Stator akı referansı kaynak program içerisinde tanımlanmaktadır. Anahtarlama vektör bilgileri DSP tarafından üretilerek 4 kanallı DAC üzerinden gerilim beslemeli eviriciye uygulanmaktadır.

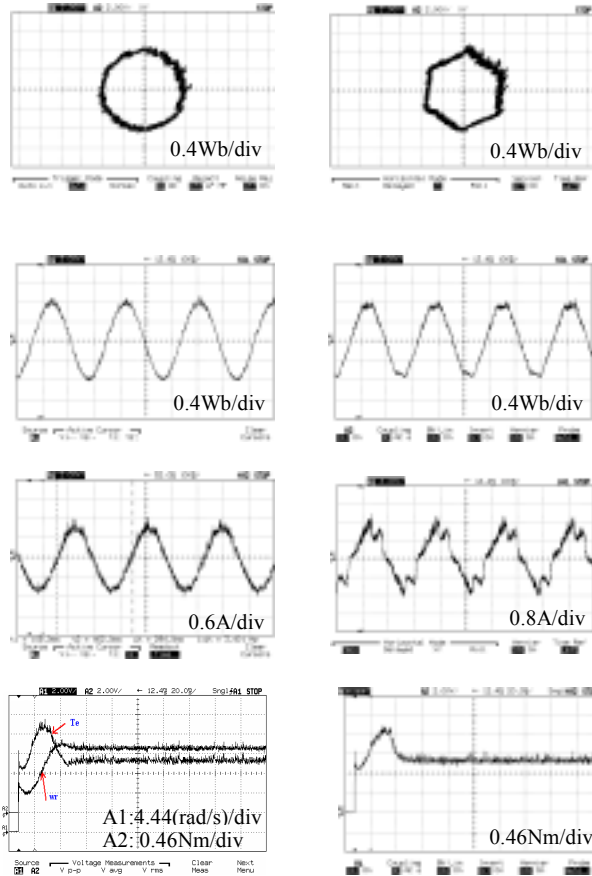
Tablo 2 Motor parametreleri

| | |
|--------------------------------|-------------------------|
| Motor gücü | 0.37 kW |
| Stator direnci (R_s) | 28.13 Ω |
| Rotor direnci (R_r) | 20.76 Ω |
| Stator öz endüktansı (L_s) | 0.634 H |
| Rotor öz endüktansı (L_r) | 0.634 H |
| Ortak endüktans (M) | 0.847 H |
| Eylemsizlik momentini (J) | 0.002 kg-m ² |
| Kutup sayısı (P) | 4 |



Şekil 10 Deneysel uygulama seti

Klasik ve önerilen yöntem için uygulama devresinden elde edilen deneysel sonuçlar Şekil 11'de verilmiştir. Deneysel stator akı bölgelerinin dönme açısı $\theta_{rot} = 30^\circ$ alınarak gerçekleştirilmiştir.



(a) Önerilen DTC yöntem

(b) Klasik DTC yöntem

Şekil 11 Deneysel sonuçlar ($\theta_{rot} = 30^\circ$), sırasıyla stator akı çemberi, stator akısının D bileşeni, stator akısının D bileşeni ve elektromagnetik moment

5. SONUÇ

Bu makalede, DTC kontrollü asenkron motorlarda, özellikle düşük frekanslı çalışmalarda, stator akı düşüşünü oldukça azaltan bir yöntem sunulmaktadır. Bu yöntemle iki seviyeli voltaj beslemeli bir evirici ile düşük hızlarda stator akı genliği kontrol edilerek düzgün dairesel bir akı çemberi elde edilmektedir. Ayrıca stator akımındaki harmonik içerik de oldukça azaltılmaktadır. Simülasyon ve deneysel sonuçlar bu yöntemin, DTC'lerde akı ve momentin kontrolünde kullanılabileceğini açıkça göstermektedir. Son olarak bu yöntemle hızlı bir moment tepkisi elde etme özelliği kaybedilmeden toplam evirici anahtarlama frekansında da oldukça bir düşüş sağlanmaktadır.

KAYNAKLAR

- [1] Depenbrock M., "Direct Self Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 3, No. 4, October 1992, pp. 420-429.
- [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, September/October 1986, pp. 820-827.
- [3] Ludtke I., Jayne M.G., "A New Direct Torque Control Strategy", IEE, Savoy Place, London 1995, pp. 5/1-5/4.
- [4] Okumuş H. İ., "İmproved Direct Torque Control of Induction Machine Drives", PhD Thesis, University of Bristol, July 2001, UK.
- [5] Vas P., "Sensorless vector and direct torque control", Oxford University Press, 1998.
- [6] Schofield J.R.G., "Variable speed drives using induction motors and direct torque control", ABB Industrial Systems Ltd., IEE, Savoy Place, London 1998, pp. 5/1-5/7
- [7] Mei C. G., Panda S. K., Xu J. X., Lim K. W., "Direct Torque Control of Induction Motor – Variable Switching Sectors", IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99, July 1999, Hong Kong, pp. 80-85.
- [8] Rossi R. D.F., Menezes B.R., Silva S.R., "Vector Control of Voltage Fed Three-Phase Inverters: Variable Switching Regions", IEEE PESC'94, pp. 219-224.