

Matris Konverter Beslemeli Self Kontrollü Senkron Motorda Çıkıklık Etkileri

Abuzer ÇALIŞKAN^{1*}, Ahmet ORHAN¹

¹ Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Elazığ

*acaliskan@firat.edu.tr

(Geliş/Received:10.04.20016; Kabul/Accepted: 16.06.216)

Özet

Bu makalede, matris konverterden beslenen self kontrollü senkron motordaki çıkıklık etkileri incelenmiştir. Bu amaçla matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun benzetim programı rotorun çıkık kutuplu ve yuvarlak kutuplu olma durumları için oluşturulmuştur. Çıkıklığın senkron motorun geçici ve sürekli durum performansı üzerindeki etkileri ayrı ayrı karşılaştırmalı olarak ortaya konmuştur.

Anahtar Kelimeler: Çıkıklık Etkileri, Senkron Motor, Matris Konverter

Effects Of Saliency In Matrix Converter Fed Self Controlled Synchronous Motor

Abstract

The effects of the saliency in a matrix converter fed self controlled synchronous motor were investigated in this article. For this purpose the matrix converter-fed self-controlled synchronous motor simulation program was created for the rotor salient pole and round pole that situation. These effects in synchronous motor of saliency were studied comperatively for both dynamic and continuous regimes.

Keywords: Saliency Effect, Synchronous Motor, Matrix Converter.

1. Giriş

Senkron motorlar, rotor yapısına bağlı olarak yuvarlak ve çıkık kutuplu olmak üzere iki grupta ele alınırlar. Düşük hız uygulamalarında; çıkık kutuplu senkron motorlar akım kaynağı evirgeci (AKE) ve doğrudan frekans çeviriciler ile çimento sanayindeki döner fırınlarda yaygın olarak kullanılırlar. Yüksek hızlarda ise merkezkaç kuvvet etkilerinden dolayı çıkık kutuplu senkron motorlar kullanılmaz, genelde yuvarlak kutuplu senkron motorlar tercih edilirler [1].

Rotor çıkıklığının etkileri sinüzoidal beslemeli senkron motorlar için literatürde detaylı olarak incelenmiştir. Ancak değişken hız uygulamalarında özellikle de evirgeç beslemeli sistemlerde rotor çıkıklık etkileri detaylı olarak araştırılmamıştır. Vektör kontrollü sürücü düzeneklerde de bu konuda önemli araştırma eksiklikleri bulunmaktadır [2].

Matris konverter ac-ac dönüşümünü doğrudan yapan bir konverterdir. Bu dönüşümü

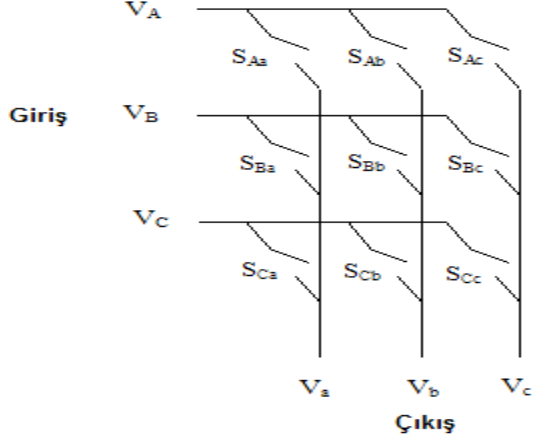
yaparken aynı zamanda birim güç faktöründe çalışma imkanı sunar [3]. Matris konverter üç fazlı a.c güç kaynağındaki yüksek değerli harmonikleri üretmeksizin dört bölge çalıştırılabilir. Klasik sürücülerle karşılaştırıldığında, güç/ağırlık ve güç/hacim oranlarının yüksek olduğu görülür. Devre doğal olarak çift yönlü güç akışını sağlar ve aynı zamanda ticari inverterlerde görülen harmonikleri ihtiva etmeyen hemen hemen sinüzoidal bir giriş akımı sağlar [4].

Bu çalışmada, basitleştirilmiş venturini algoritmasını kullanan matris konverterden beslenen self kontrollü senkron motorun çıkıklık etkileri hem dinamik ve hem de sürekli durum için incelenmiştir.

2. Matris Konverter

Üç fazlı matris konverter dokuz adet çift yönlü anahtardan oluşur. Bu çift yönlü anahtarlarla, kullanılan modülasyon tekniğine bağlı olarak belli bir anahtarlama frekansında sırasıyla anahtarlanarak sabit bir a.c kaynaktan

frekansı ve genliği değiştirilebilen bir a.c. kaynak elde edilir. Şekil-1'de 3x3'lük bir matris konverterin şeması görülmektedir.



Şekil 1. Üç fazlı matris konverter şeması

Bu çalışmada, matris konverterin kontrolü basitleştirilmiş Venturini algoritması kullanılarak sağlanmıştır [5].

$$T_{\beta\gamma} = T_s \left[\frac{1}{3} + \frac{2V_{or} \cdot V_{i\beta}}{3V_{im}^2} + \frac{2q}{9q_m} \sin(\omega_1 t + \varphi_\beta) \cdot \sin(3\omega_1 t) \right] \quad (1)$$

$$V_o = [q \cdot V_{im} \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_\gamma) - \frac{q}{6} V_{im} \cos(3\omega_0 t) + \frac{q}{4q_m} V_{im} \cos(3\omega_1 t)] \quad (2)$$

Burada, V_o anlık çıkış gerilimidir. ω_i giriş geriliminin frekansı, ω_o istenen çıkış frekansdır. φ_β ; A, B, C giriş fazlarına karşılık gelecek şekilde sırasıyla 0, $2\pi/3$ ve $4\pi/3$ değerlerini alır. Benzer şekilde, φ_γ ; a, b, c çıkış fazlarına karşılık gelecek şekilde sırasıyla 0, $2\pi/3$ ve $4\pi/3$ değerlerini alır.

Bu algoritmada q, matris konverterin çıkış geriliminin giriş gerilimine oranıdır (Denklem (3)). q_m maksimum gerilim oranıdır ($0 \leq q_m \leq 0.866$).

$$q = \frac{V_{om}}{V_{im}} \quad (3)$$

$$V_{im}^2 = \frac{4}{9} (V_{AB}^2 + V_{BC}^2 + V_{AB} \cdot V_{BC}) \quad (4)$$

$$V_{om}^2 = \frac{2}{3} (V_a^2 + V_b^2 + V_c^2) \quad (5)$$

V_{im} giriş kaynak geriliminin maksimum değeri Denklem (4) ile hesaplanır. Burada, V_{AB} , V_{BC} giriş hat gerilimlerinin anlık değerleridir. İstenen çıkış geriliminin maksimum değeri V_{om} Denklem (5) ile hesaplanır. V_a , V_b , V_c , talep edilen çıkış geriliminin anlık değerleridir. Matris konverterin ani giriş fazlarının çıkış fazlarına dönüşümünü sağlayan matris aşağıdaki gibidir.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{Aa} & T_{Ba} & T_{Ca} \\ T_{Ab} & T_{Bb} & T_{Cb} \\ T_{Ac} & T_{Bc} & T_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (6)$$

3. Matris Konverter Beslemeli Self Kontrollü Senkron Motor

Bu çalışmada çıkık kutuplu senkron motorun iki eksen dönüşümü olarak adlandırılan d-q referans çatı dönüşümü esas alınır. Rotor referans çatıdaki senkron motor denklemleri aşağıdaki gibi elde edilmiştir [6].

Gerilim ifadeleri;

$$V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \omega_r \lambda_{ds} + p \lambda_{qs} \quad (7)$$

$$V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} - \omega_r \lambda_{qs} + p \lambda_{ds} \quad (8)$$

$$V_{kq} = R_{kq} \cdot I_{kq} + p \lambda_{kq} \quad (9)$$

$$V_{kd} = R_{kd} \cdot I_{kd} + p \lambda_{kd} \quad (10)$$

$$V_{fd} = R_{fd} \cdot I_{fd} + p \lambda_{fd} \quad (11)$$

Akı bağı ifadeleri;

$$\lambda_{qs} = L_{ls} \cdot I_{qs} + L_{mq} (I_{qs} + I_{kq}) \quad (12)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} \cdot I_{ds} + L_{md} (I_{ds} + I_{fd} + I_{kd}) \quad (13)$$

$$\lambda_{kq} = L_{lkq} \cdot I_{kq} + L_{mq} (I_{qs} + I_{kq}) \quad (14)$$

$$\lambda_{fd} = L_{lfd} \cdot I_{fd} + L_{md} (I_{ds} + I_{fd} + I_{kd}) \quad (15)$$

$$\lambda_{kd} = L_{lkd} \cdot I_{kd} + L_{md} (I_{ds} + I_{fd} + I_{kd}) \quad (16)$$

Moment;

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} (\lambda_{ds} I_{qs} - \lambda_{qs} I_{ds}) \quad (17)$$

Hareket denklemi;

$$T_e = j \cdot \left(\frac{2}{p} \right) \cdot p \cdot \omega_r + T_L \quad (18)$$

Buradaki denklemlerde s alt indisi stator sargısı, f alt indisi uyarım sargısı ve k alt indisi ise amortisör sargılarına ait büyüklükleri gösterir. V gerilim, I akım, λ akı bağı, R direnç, T_e moment, P kutup sayısını ifade eder. L_{ls} , L_{fd} , L_{lkq} , L_{lkd} sırasıyla stator sargısı, uyarım sargısı ve amortisör sargısı kaçak indüktanslarını gösterir. T_e ve T_L sırasıyla motor ve yük momentlerini gösterir.

Senkron motorun stator gerilimlerinin frekansı rotor hızı ile belirleniyorsa bu kontrol şekline self kontrol denilir. Self kontrolde stator gerilimi doğrudan kontrol edilebilir. Senkron motorun bu kontrol şeklinde, evirgeç anahtarları, motor hızıyla orantılı bir frekansta tetiklenir yani hız ile tetikleme frekansı kilitlenir. Self kontrol tüm çalışma noktaları için stator ve rotor alanlarının tam olarak senkron kalmalarını sağlar [1].

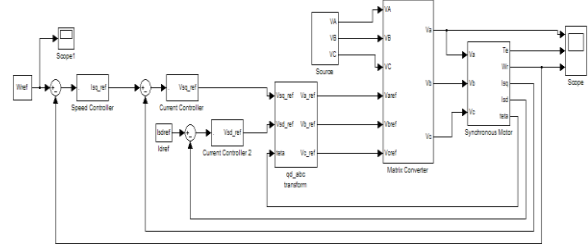
Çıkık kutuplu bir senkron motorun stator ve alan mmk'larının sinüzoidal dağılımlı oldukları kabul edilirse, elde edilen ortalama moment Denklem(19)'da verildiği gibi olur.

$$T_e = K_1 \cdot I_a \cdot I_{fd} \cdot \sin \delta + K_2 \cdot I_a^2 \cdot \sin 2\delta \quad (19)$$

Burada K_1 ve K_2 moment sabitleri, I_a stator akımının genliği, I_{fd} alan (uyarma) akımının genliği ve δ ise stator ve uyarma mmk'ları arasındaki açıdır. Denklem (19)'da K_2 sabiti sıfır alınırsa yuvarlak kutuplu makineye ait moment denklemi elde edilmiş olur. δ açısı 90° de tutulduğundan, uyarma akımı da sabit bir değere ayarlanırsa moment stator akımıyla değiştirilebilir. Çıkık kutuplu olmayan motorda kararlı çalışma aralığı için δ açısı; $0-90^\circ$ arasında, çıkık kutuplu motorda ise 90° den küçük tutulmalıdır [7].

Ani yük ve/veya frekans değişimi durumunda stator gerilimlerinin frekansı rotor hızına kilitlenirse açık çevrim kontrolde oluşan motorun senkronizmden çıkma tehlikesi ortadan kalkar.

Matlab/Simulink'te oluşturulan basitleştirilmiş Venturini algoritmasını kullanan matris konverterden beslenen self kontrollü senkron motorun simülasyonu Şekil 2' de görülmektedir.



Şekil 2. Matris konverterden beslenen self kontrollü senkron motorun simülasyon modeli

Burada referans hız, motorun gerçek hızı ile karşılaştırılarak hata, bir PI'dan oluşan hız kontrolörüne uygulanır. Hız kontrolörünün çıkışı moment akımına karşılık gelen referans I_{sq}^* akımını verir. Alan akımına karşılık gelen referans I_{sd}^* dışarıdan sabit olarak girilir. Referans I_{sq}^* ve I_{sd}^* akımları motordan elde edilen gerçek I_{sq} ve I_{sd} akımları ile karşılaştırılarak PI 'dan oluşan akım kontrolörüne uygulanır. Akım kontrolörlerinin çıkışı referans V_{sq}^* ve V_{sd}^* gerilimlerini verir. Bu gerilimler motordan elde edilen teta açısı yardımıyla referans V_a^* , V_b^* ve V_c^* gerilimlerine dönüştürülür. Bu gerilimler Venturini algoritmasında Denk. (1-6) giriş olarak kullanılır ve matris konverterdeki anahtarların anahtarlama sürelerinin elde edilmesini sağlar.

4. Matris Konverter Beslemeli Self Kontrollü Senkron Motorda Çıkıklık Etkileri

Çıkıklığın senkron motorun performansı üzerindeki etkileri incelenirken daha önce Bölüm 3'de bahsedilen matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun Matlab/Simulink modeli kullanılmıştır. Senkron motorun d-eksen indüktans değerleri q-eksen indüktans değerlerine eşit alınarak yuvarlak kutuplu çalışma şekli elde edilmiştir.

Çıkıklık etkileri senkron motorun aşağıdaki iki farklı durumu için incelenmiştir;

- Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor

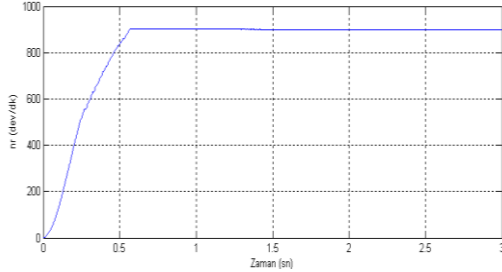
b) Yuvarlak kutuplu amortisör sargılı senkron motor

Modelde kullanılan 6000 Hp gücündeki çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motorun parametreleri;

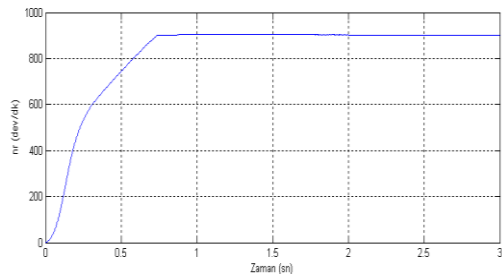
$U_{f-f} = 4000 \text{ V}$	$f_n = 60 \text{ Hz}$
$R_s = 0.03663 \text{ ohm}$	$R_{kq} = 0.118 \text{ ohm}$
$R_{kd} = 0.0914 \text{ ohm}$	$R_{fd} = 0.00438 \text{ ohm}$
$L_{ls} = 1.24 \cdot 10^{-3} \text{ H}$	$L_{lkq} = 9.23 \cdot 10^{-4} \text{ H}$
$L_{mq} = 6.02 \cdot 10^{-3} \text{ H}$	$L_{md} = 8.27 \cdot 10^{-3} \text{ H}$
$L_{lkd} = 7.37 \cdot 10^{-4} \text{ H}$	$L_{lfd} = 2.14 \cdot 10^{-3} \text{ H}$

Benzetim programı ilk önce yüksüz olarak çalıştırılıp, motor sürekli durum hızına ulaştıktan sonra (2 sn sonra) yük devreye alınmıştır. Bir başka ifadeyle motor 0-2 sn aralığında yüksüz, 2-3 sn aralığında ise yüklü olarak çalıştırılmıştır. Geçici duruma ait sonuçlar 0-1 sn aralığında, sürekli duruma ait sonuçlar ise 2.9-3 sn aralığında alınmıştır.

Şekil 3'de matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun (MK-SKSM) iki farklı durumu için hızının zamana göre değişimi görülmektedir.



(a)



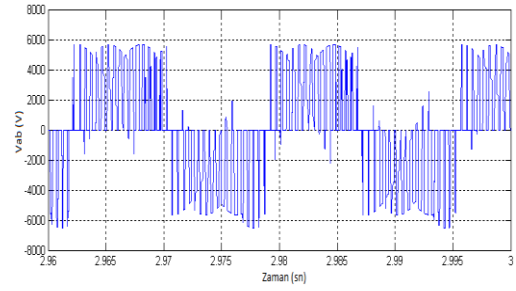
(b)

Şekil 3. MK-SKSM'nin hızının değişimi

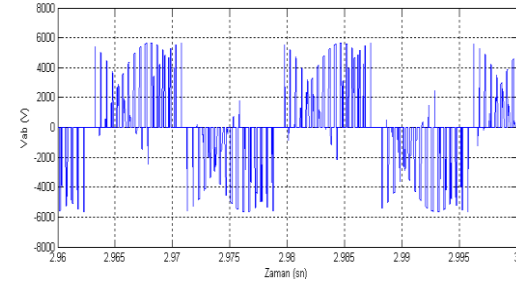
Burada senkron motorun çıkık kutuplu olma durumunda (Şekil 3 a) yuvarlak kutuplu olma

durumuna (Şekil 3 b) göre daha kısa sürede sürekli durum hızına ulaştığı görülüyor. Bu durumun çıkık kutuplu senkron motorun moment değerinin yuvarlak kutuplu senkron motorun moment değerinden relüktans momenti kadar fazla olmasından dolayı kaynaklandığını söyleyebiliriz.

Şekil 4'de matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun sürekli durumdaki faz geriliminin zamana göre değişimi iki farklı durum için görülmektedir.



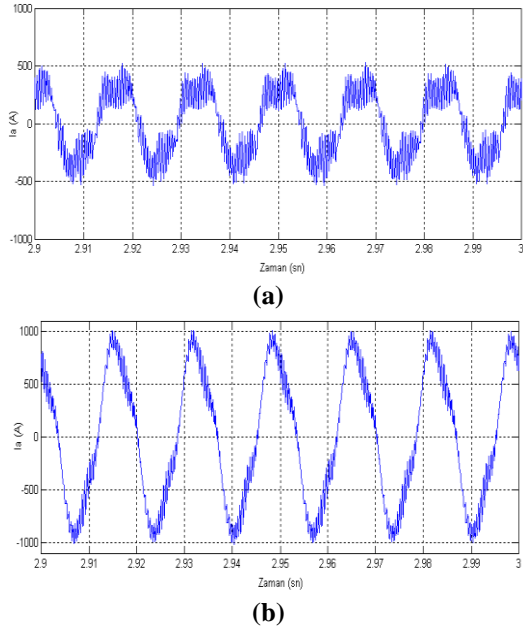
(a)



(b)

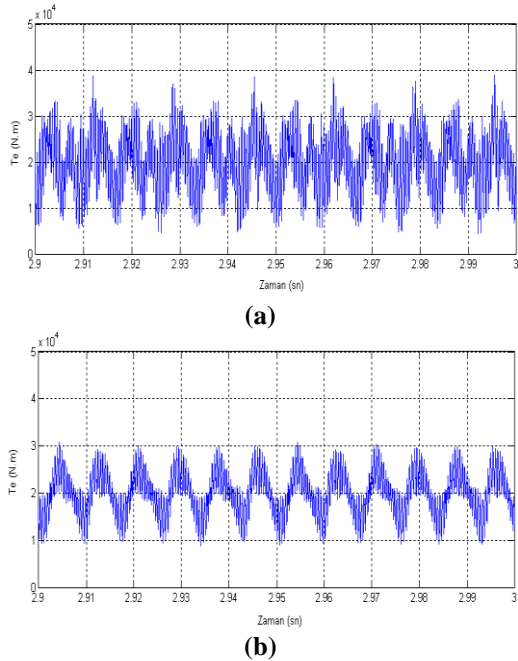
Şekil 4. MK-SKSM'nin sürekli durum koşullarında faz geriliminin değişimi

Şekil 5'te matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun sürekli durumdaki faz akımının zamana göre değişimi iki farklı durum için görülmektedir. Sonuçlardan da görüleceği üzere çıkık kutuplu senkron motordaki (Şekil 5 a) akımın maksimum değeri, yuvarlak kutuplu senkron motora (Şekil 5 b) göre daha azdır (neredeyse 2 kat).



Şekil 5. MK-SKSM'un sürekli durum koşullarında faz akımının değişimi

Matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun sürekli durumdaki momentinin zamana göre değişimi iki farklı durum için Şekil 6'da görülmektedir.

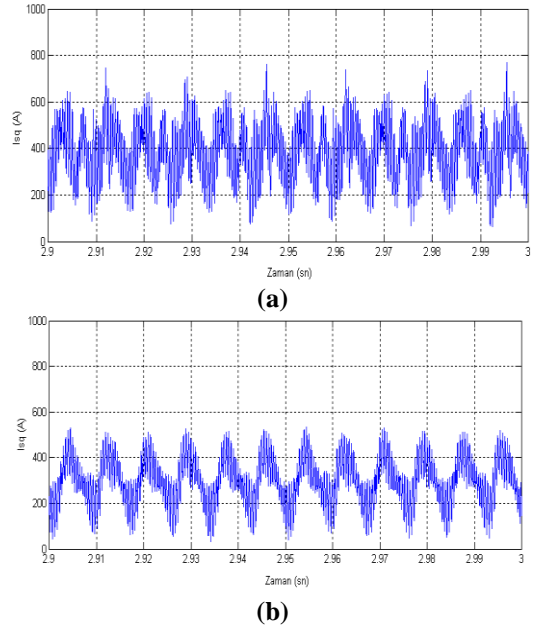


Şekil 6. MK-SKSM'un sürekli durum koşullarında momentinin değişimi

Alınan iki farklı durum için de, senkron motor momentinin sürekli durumda esas

frekansın iki katı bir frekansta dalgalandığı görülmektedir. Senkron motorun sürekli durumdaki ortalama moment değeri iki farklı durum için de aynıdır. Aynı zamanda çıkık kutuplu senkron motordaki (Şekil 6 a) moment dalgalanmalarına en fazla harmonik momentler neden olmaktadır. Çıkık kutupludaki dalgalanmanın (Şekil 6 a) yuvarlak kutuplu senkron motora (Şekil 6 b) göre daha fazla olduğu görülmektedir. Bu durumun nedeni çıkık kutuplu senkron motorun moment değerinin yuvarlak kutuplu senkron motor moment değerinden relüktans momenti kadar fazla olmasıdır.

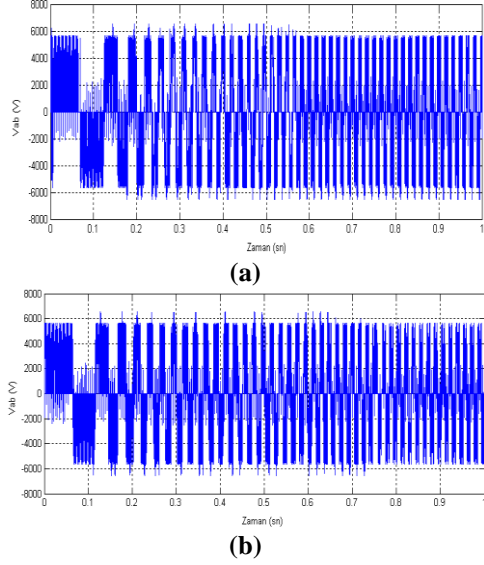
Şekil 7'de iki farklı durum için matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun sürekli durum koşullarındaki stator q-eksen akımının zamana göre değişimi görülmektedir. Stator q-eksen akımının da tıpkı Şekil 6'daki momentteki gibi esas frekansın iki katı bir frekansta dalgalandığı görülmektedir. Çıkık kutuplu senkron motorun (Şekil 7 a) stator q-eksen akımındaki dalgalanmanın genliği yuvarlak kutuplu senkron motora (Şekil 7 b) göre daha fazladır.



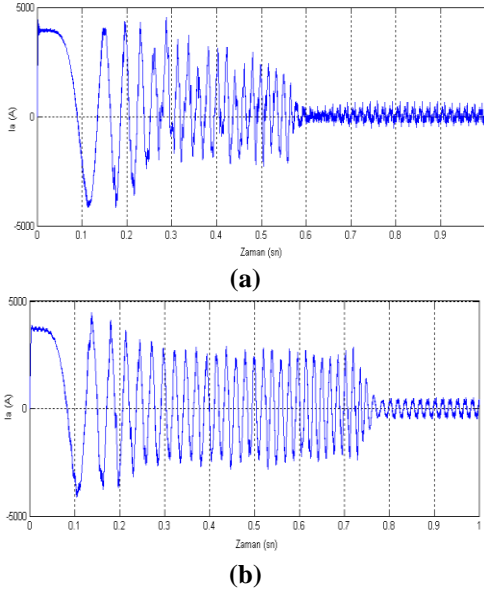
Şekil 7. MK-SKSM'un sürekli durum koşullarında stator q-eksen akımının değişimi

Şekil 8' de matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun geçici rejimdeki faz gerilimleri iki farklı durum için görülmektedir.

İki farklı durumda da gerilimin genliği frekansla orantılı olarak artmaktadır.



Şekil 8. MK-SKSM'un geçici durum koşullarında faz geriliminin değişimi

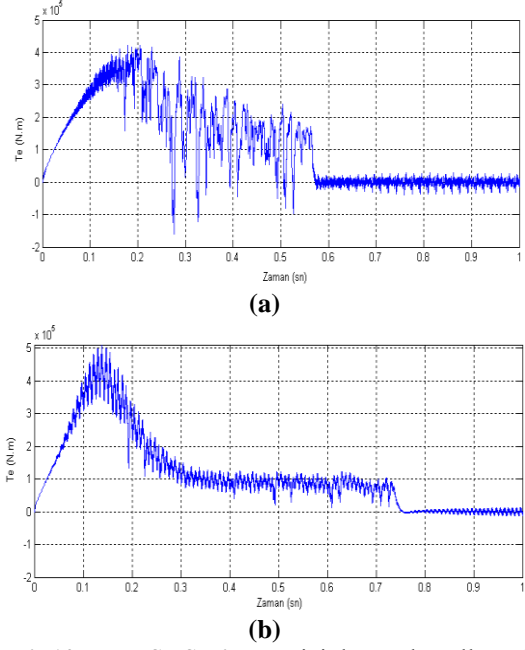


Şekil 9. MK-SKSM'un geçici durum koşullarında faz akımının değişimi

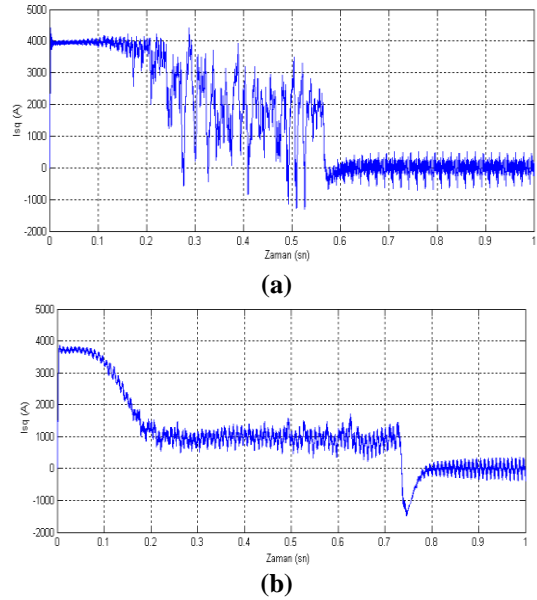
Şekil 9'da matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun geçici durumdaki faz akımının zamana göre değişimi iki farklı durum için görülmektedir.

Şekil 10'da matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun geçici rejimdeki momentinin zamana göre değişimi iki farklı

durum için görülmektedir. Momentin sürekli durumda olduğu gibi geçici durumda da esas frekansının iki katı bir frekansta dalgalandığı görülmektedir.



Şekil 10. MK-SKSM'un geçici durum koşullarında momentin değişimi



Şekil 11. MK-SKSM'un geçici durum koşullarında stator q-eksen akımının değişimi

Şekil 11’de matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun geçici rejimdeki stator q-eksen akımının zamana göre değişimi iki farklı durum için görülmektedir. Senkron motorun stator q-eksen akımının da tıpkı moment gibi esas frekansın iki katı bir frekansta dalgalandığı görülmektedir.

6. Sonuçlar

Bu çalışmada matris konverterden beslenen self kontrollü senkron motorun sürekli durumdaki ortalama moment değerinin çıkıklıktan bağımsız olduğu sonucuna varılmıştır. Ayrıca, senkron motorun çıkık kutuplu olma durumunda yuvarlak kutuplu olma durumuna göre daha kısa sürede sürekli durum hızına ulaştığı sonuçlardan görülmektedir. Bu durumun çıkık kutuplu senkron motorun moment değerinin yuvarlak kutuplu senkron motor moment değerinden relüktans momentini kadar fazla olmasından kaynaklandığını söyleyebiliriz.

Matris konverterden beslenen self kontrollü senkron motorun hem çıkık kutuplu hem de yuvarlak kutuplu olma durumlarında momentin geçici ve sürekli durumda esas frekansın iki katı bir frekansta dalgalandığı sonuçlardan açıkça görülmektedir.

7. Kaynaklar

1. A. Orhan, Büyük Güçlü Senkron Motorların Vektör Kontrolü İçin Yeni Bir Yöntem” . Doktora Tezi. Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ, 1999.
2. Abuzer ÇALIŞKAN, Ahmet ORHAN, Evirgeç Beslemeli Senkron Motorlarda Çıkıklık Etkileri, Elektrik – Elektronik – Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu (ELECO’04), 167-171, Bursa, Aralık, 2004
3. M. Venturini, “A new sine wave in sine out conversion technique which eliminates reactive elements. In: Proceedings of Powercon 7”, San Diego, Calif., pp E3-1, E3-15, 1980.
4. H. Altun, S. Sünter, “Matrix Converter Induction Motor Drive: Modeling, Simulation and Control”, Electrical Engineering 86, December, pp:25-33, 2003.
5. S. Sünter, “A vector controlled matrix converter induction motor drive”, PhD Thesis, Department of Electrical and Electronic Engineering, University of Nottingham., 1995.
6. KRAUSE, P., C., Analysis of Electric Machinery, Mc Graw Hill Book Co., Singapore, 1987.
7. SEN, P., C., Synchronous Motor Propulsion for Transit Systems, IEEE IAS. Ann. Meeting onf. Rec., 264-267, 1982.