

## Matris Konverter Beslemeli Self Kontrollü Senkron Motorda Amortisör Sargı Etkileri

Abuzer ÇALIŞKAN, Ahmet ORHAN

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Fakültesi  
Fırat Üniversitesi  
acaliskan@firat.edu.tr

(Geliş/Received: 17.06.2016; Kabul/Accepted: 08.09.2016)

### Özet

Bu makalede matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorda amortisör sargılarının etkileri incelenmiştir. Senkron motorun amortisör sargılı ve amortisör sargısız benzetim modeli iki farklı durum için oluşturulmuştur. Amortisör sargılarının etkileri hem dinamik hem de sürekli durum için karşılaştırmalı olarak ele alınmıştır.

**Anahtar Kelimeler:** Amortisör Sargısı, Senkron Motor, Matris Konverter

## Effects of Damper Winding in Matrix Converter Fed Self Controlled Synchronous Motor

### Abstract

The effects of the damper windings in a matrix converter fed self controlled synchronous motor were investigated in this article. Synchronous motor with damper winding and without damper winding simulation model has been developed for two different situations. These effects were studied comparatively for both dynamic and continuous regimes.

**Keywords:** Damper Windings, Synchronous Motor, Matrix Converter.

### 1. Giriş

Bir alternatif akım motorunun hızı kaynak frekansı ile belirlenir. Değişken frekanslı alternatif gerilim, ya evirgeçle bir doğru gerilim kaynağından ya da doğrudan frekans çevirici ile bir alternatif gerilim kaynağından elde edilir. Sincap kafesli asenkron motorlar hem düşük maliyetli hem de sağlamdırlar. Fakat verim ve güç faktörleri düşüktür. Dolayısıyla verim ve güç faktörünün önemli olduğu uygulamalarda asenkron motorların alternatifleri senkron motorlardır [1].

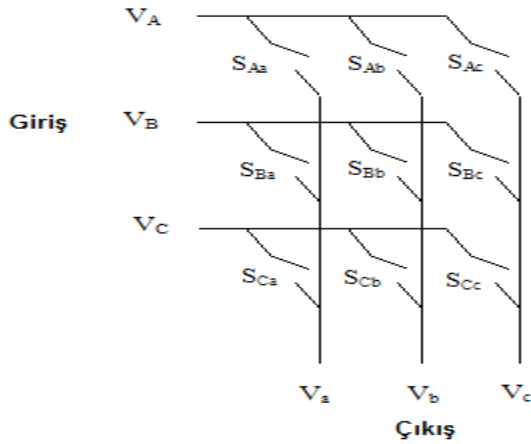
Sinüzoidal gerilimle beslenen senkron motorlarda, amortisör sargıları geçici olaylar esnasında oluşabilecek mekanik osilasyonları ve senkron hızdan sapmaları önler. Bu sargılar senkron makinenin rotoruna bağlanan ve sincap kafesli yapıya benzeyen sargılardır. Geçici olaylar esnasında bu sargılardan sönüm akımları adını verdiğimiz akımlar akar ve bu akımlar makineyi senkronizmde tutacak momentler üretir [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 amortisör sargı 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].

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

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

Burada,  $V_o$  anlık çıkış gerilimidir.  $\omega_i$  giriş geriliminin frekansı,  $\omega_o$  istenen çıkış frekansdır.  $\varphi_\beta$ ; A, B, C giriş fazlarına karşılık gelecek şekilde sırasıyla 0,  $2\pi/3$  ve  $4\pi/3$  değerlerini alır. Benzer şekilde,  $\varphi_\gamma$ ; 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,  $\lambda$  akı bağı, R direnç,  $T_e$  moment, P kutup sayısı ifade eder.  $L_{ls}$ ,  $L_{lfd}$ ,  $L_{lkq}$ ,  $L_{lkd}$  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].

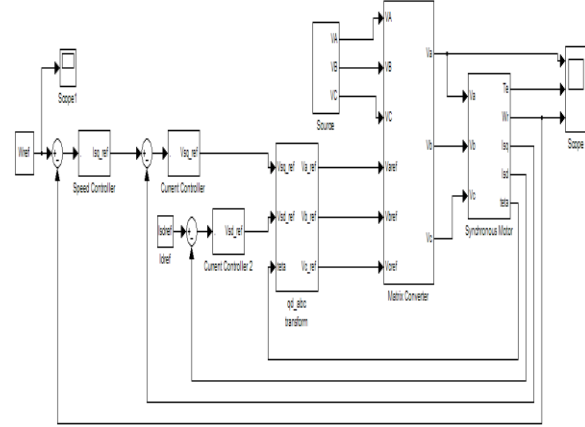
Çıkık kutuplu bir senkron motorun stator ve alan mmk'larının sinüzoidal dağılımlı oldukları kabul edilirse; elde edilen ortalama moment Denklem (19) ile verilir.

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

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

Burada referans hız, motorun gerçek hızı 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 kullanılarak, matris konverterdeki anahtarların anahtarlama sürelerinin elde edilmesi için kullanılır.

#### 4. Matris Konverter Beslemeli Self Kontrollü Senkron Motorda Amortisör Sargı Etkileri

Amortisör sargısının senkron motorun performansı üzerindeki etkileri incelenirken daha önce Bölüm 3'de bahsedilen matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun Matlab/Simulink modeli esas alınmıştır. Senkron

motorun amortisör sargısız olma durumu için ek olarak bir senkron motor modeli oluşturulmuştur.

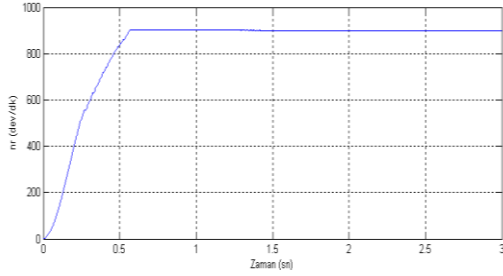
Amortisör sargısı etkileri senkron motorun aşağıdaki iki farklı durumu için incelenmiştir;

- Çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motor
- Çıkık kutuplu amortisör sargısız senkron motor

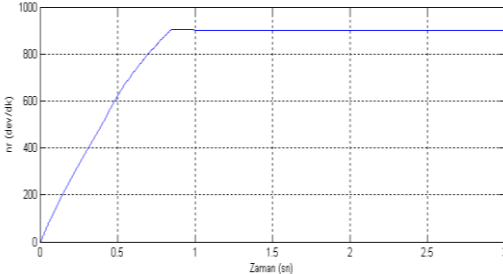
Modelde kullanılan 6000 Hp gücündeki çıkık kutuplu amortisör sargılı senkron motorun parametreleri;

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

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



(a)

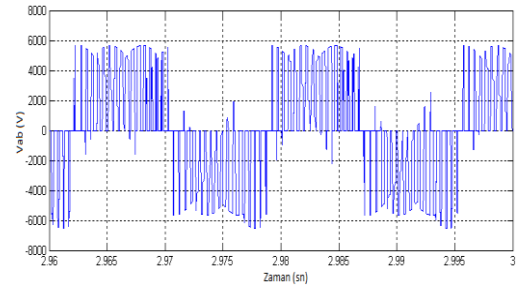


(b)

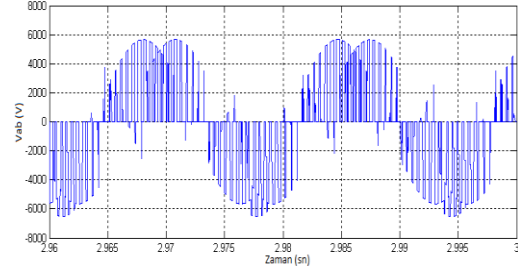
Şekil 3. MK-SKSM'un hızının değişimi

Şekil 3'de matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun (MK-SKSM) iki farklı durumu için hızının zamana göre değişimi görülmektedir. Burada senkron motorun hem çıkık hem de yuvarlak kutuplu olma durumunda; amortisör sargılı senkron motorun (Şekil 3 a) amortisör sargısız senkron motora (Şekil 3 b) göre daha kısa sürede sürekli durum hızına ulaştığı görülmektedir.

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



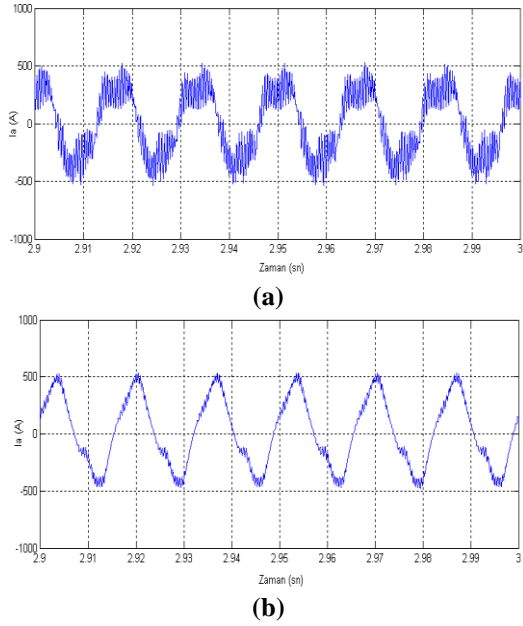
(a)



(b)

Şekil 4. MK-SKSM'un 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 amortisör sargılı senkron motorun (Şekil 5 a) faz akımındaki dalgalanmalar amortisör sargısız senkron motora (Şekil 5 b) göre daha fazladır. Ayrıca amortisör sargılı senkron motorun faz akımının tepe genliği amortisör sargısız senkron motora göre daha fazladır. Buna amortisör sargılarının olmaması durumunda gerilim harmonikleri tarafından görünen yüksek empedans sebep olur.



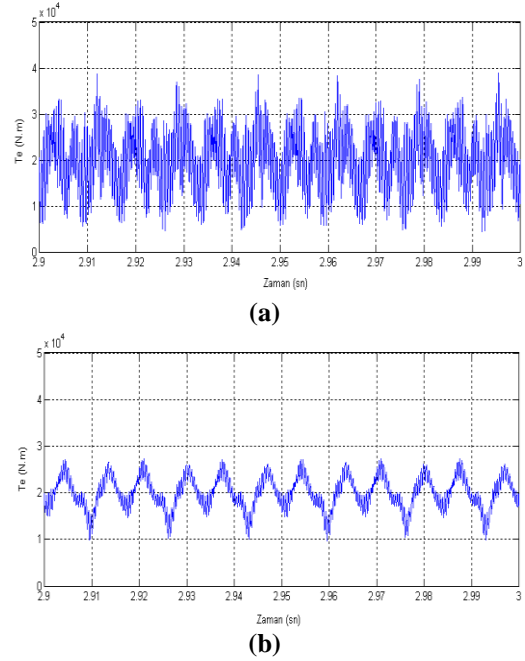
**Şekil 5.** MK-SKSM'un sürekli durum koşullarında faz akımının değişimi

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

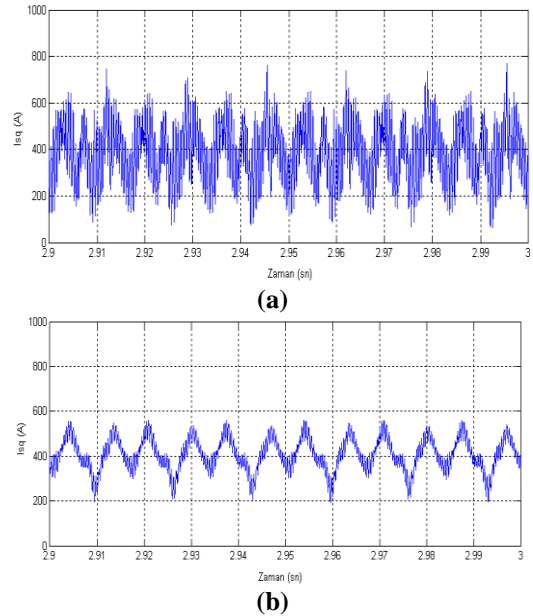
Şekil 7'de iki farklı durum için matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun sürekli durum koşullarındaki stator q-eksen akımının zamana göre değişimi görülmektedir. Stator q-eksen akımının da tıpkı Şekil 6'daki momentteki gibi esas frekansın iki katı bir frekansta dalgalandığı görülüyor.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

Şekil 8'de matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun amortisör sargı akımlarının zamana göre değişimleri görülmektedir. Amortisör sargıları geçici olaylar esnasında oluşabilecek mekanik osilasyonları ve senkron hızdan sapmaları önler. Geçici olaylar esnasında bu sargılardan sönüm akımları adını verdiğimiz akımlar akar ve bu akımlar makineyi senkronizasyonda tutacak momentler üretir.

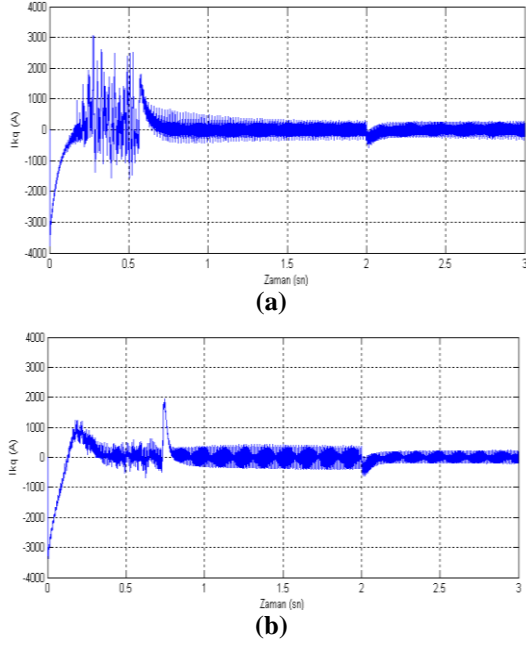
Sonuçlardan da görüleceği üzere sürekli durumda da gerilim harmoniklerinden dolayı amortisör sargılarından akımlar akar. Bu akımlar makinedeki kayıpların artmasına ve ek ısınmalara sebep olur. Motorun ilk yol alması (ilk 0-1 sn aralığı) ve yüklenmesi (2. sn de kısa süre) gibi geçici durumlarda amortisör sargılarından akan akımların genliği artmaktadır.



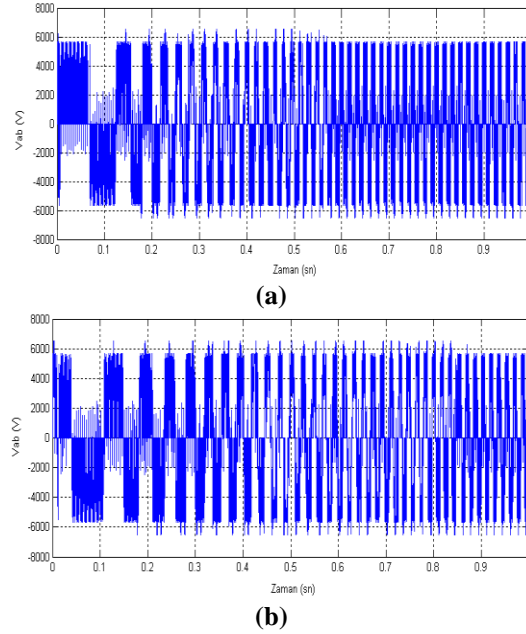
**Şekil 6.** MK-SKSM'un sürekli durum koşullarında momentinin değişimi



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



Şekil 8. MK-SKSM'un amortisör sargı akımlarının değişimi

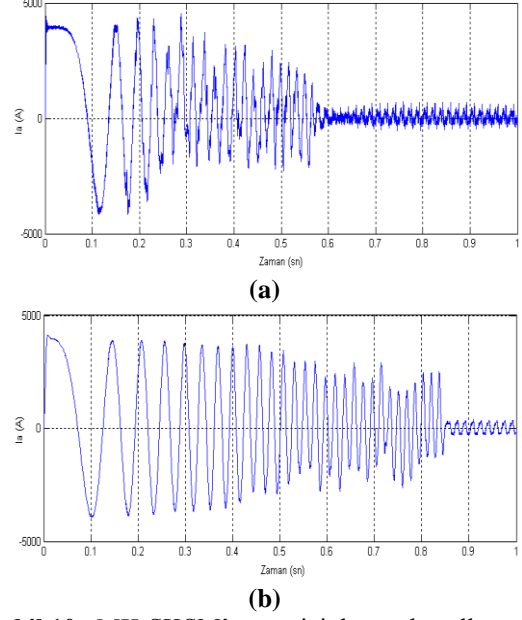


Şekil 9. MK-SKSM'un geçici durum koşullarında faz geriliminin değişimi

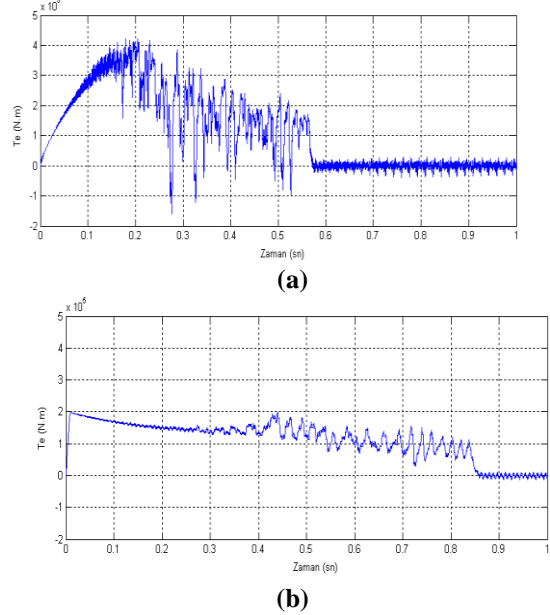
Şekil 9' da matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun geçici rejimdeki faz gerilimleri iki farklı durum için görülmektedir. İki farklı durumda da gerilimin genliği frekansla orantılı olarak artmaktadır.

Şekil 10'da matris konverter beslemeli self kontrollü senkron motorun geçici durumdaki faz akımının zamana göre değişimi iki farklı durum için görülmektedir. Sonuçlardan görüleceği

üzere amortisör sargılı senkron motordaki (Şekil 10 a) akımın maksimum değeri ve oluşan dalgalanma amortisör sargısız senkron motorunkinden (Şekil 10 b) daha büyüktür.



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

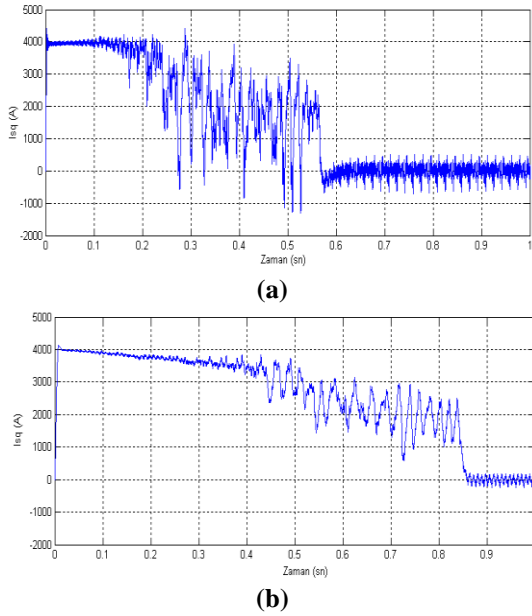


Şekil 11. MK-SKSM'un geçici durum koşullarında momentin değişimi

Şekil 11'de 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 görülüyor. Sonuçlardan da görüleceği üzere geçici durumda amortisör sargılı senkron motorun (Şekil 11 a) momentindeki dalgalanmalar amortisör sargısız senkron motorunkinden (Şekil 11 b) daha fazladır.

Şekil 12’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 görülüyor.



Şekil 12. MK-SKSM’un geçici durum koşullarında stator q-eksen akımının değişimi

## 5. Sonuçlar

Makinanın dengeli bir sinüzoidal kaynaktan beslenmesi durumunda sürekli durum şartları için amortisör sargısının bir etkisi yoktur.

Bununla birlikte matris konverterden beslenen senkron makina sinüzoidal olmayan akım ve gerilimlere maruz kalır. Amortisör sargısının bilinen sinüzoidal kaynakla beslenme durumundaki etkilerden farklı etkileri ortaya konmuştur. En önemli ve çarpıcı etkilerden biri sürekli durumda bile gerilim harmoniklerinin amortisör sargısından akımlar akıttığı ve bununda makinada ek kayıplara ve ısınmalara neden olduğu görülmüştür.

## 6. Kaynaklar

1. A. Orhan, Büyük Güçlü Senkron Motorların Vektör Kontrolü İçin Yeni Bir Yöntem” . Doktora Tezi. Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ, 1999.
2. A. Çalışkan, A. Orhan, Akım Kaynaklı Evirgeçten Beslenen Self Kontrollü Senkron Motorlarda Amortisör Sargılarının Etkileri,
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.