

SPEED CONTROL OF INDUCTION MOTOR BY MATRIX CONVERTER

İsmail COŞKUN*, Ali SAYGIN

*Gazi Üniversitesi, Teknik Eğitim Fakültesi, Elektrik Eğitimi Bölümü, 06500,
Teknikokullar, Ankara, TÜRKİYE e-mail:icoskun@gazi.edu.tr*

ABSTRACT

In this study, the simulation results concerning speed control of the induction motor by using a matrix converter have been given. The field oriented control technique was preferred while making speed control of the induction motor with a matrix converter. Over nominal speed, the flux has been weakened. Therefore, decreasing magnetic saturation and heat dissipation, torque production and drive efficiency were improved at the desired speed. In order to provide unity power factor for the running converter, the space vectors of input currents and output voltages were used in the matrix converter. By using the data taken from the controller, the required switching signals for the matrix converter has been produced. These signals have been taken by using the space vector pulse width modulation technique. Parameters of 4 kW induction motor have been used in the simulation process.

Key words: Matrix converter, Space vector modulation, Induction motor

MATRİS KONVERTER İLE ASENKRON MOTOR HIZ DENETİMİ

ÖZET

Bu çalışmada, matris konverter kullanılarak asenkron motor hız denetimine ait bilgisayar benzetim sonuçları verilmiştir. Matris konverter ile motorun hız denetimi yapılırken alan yönlendirmeli kontrol tekniği tercih edilmiştir. Anma hızının üzerindeki hızlarda alan zayıflatması yapılmıştır. Bu sayede istenen hızda, manyetik doyum ve ısı kayıpları azaltılarak motorda moment üretimi ve sürücü verimliliği sağlanmıştır. Konverterin sabit giriş güç katsayısında çalışmasını sağlamak için, giriş akımları ile çıkış gerilimlerinin uzay vektörleri kullanılmıştır. Denetleyiciden elde edilen veriler kullanılarak matris konverterdeki yarıiletken anahtarların çalışması için gerekli sinyaller üretilmiştir. Bu sinyaller, uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği ile elde edilmiştir. Bilgisayar ortamında 4 kW'lık asenkron motor parametreleri esas alınarak benzetim çalışmaları yapılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Matris konverter, Uzay vektör modülasyon, Asenkron motor

1. GİRİŞ

Klasik frekans konverterlere alternatif akım, doğru akıma ve tekrar alternatif akıma dönüştürülmektedir. Klasik konverterlerde DC hat olması ve enerjinin depo edilmesi için kondansatörlere gereksinim duyulmaktadır. Kondansatörün kullanım süresi ve enerjii şarj edebilme özelliği zamanla değişim göstermesi konverterde zamanla değişik problemlerin ortaya çıkmasına neden olmaktadır. Enerjinin doğrudan dönüşümü için geliştirilen cycloconverter'lerde ise akım ve gerilim eğrilerinde harmonikler oluşması ve düşük frekanslarda momentte salınımlara sebep olması motor hız kontrolünde karşılaşılan başlıca problemlerdir (1-3).

Matris konverterler alternatif akımdan alternatif akıma doğrudan dönüşüm yapan bir konverterdir. Doğrultma ünitesi bulunmadığı için enerjinin şarj edilmesi için kondansatör kullanımına gereksinim duyulmaz. Asenkron

1. INTRODUCTION

In classical frequency converters, first of all alternative current (AC) is converted into direct current (DC) and then reconverted back to alternative current. Because of the DC line in classical converters, capacitors are required to store the energy. Variation in capacitor's usage duration and ability to charge the energy occasionally cause some problems. During direct transfer of energy in cycloconverters, harmonics occur in current and voltage waveforms and cause torque oscillation in low frequencies, these are the initial problems of the motor speed control (1-3).

The matrix converter is a converter, which converts alternative current from line alternative current. Because of not having a rectifier unit they do not need a capacitor to store the energy. Because it lets let the variation of moment-speed of the induction motor run in four

motor moment-hız değişiminde dört bölge de çalışmaya imkan verdiği için diğer konvertlere göre üstünlük sağlamaktadır. Her iki yönde akım geçişi olması, aynı zamanda iki yönlü güç akışını da sağlamaktadır (4,5). Giriş ve çıkış dalga şekillerinin sinüsoidal olması ve kontrol edilebilir giriş güç katsayısı, matris konvertlere olan ilgiyi artırmıştır (6,7).

Asenkron motor hızının matris konverter ile denetlenmesinde değişik kontrol teknikleri kullanılmaktadır. Alan yönlendirmeli kontrol tekniği Venturini darbe genişlik modülasyon tekniği ile birlikte kullanılabilir. Bu yöntem de, gerilim giriş-çıkış dönüştürme oranının maksimum değeri olan 0,866 elde edilmesi için yarıiletkenlerin anahtarlama sürelerinde, çıkış temel harmonik sinyali ile giriş 3. harmonik sinyali ve çıkış 3. harmonik sinyalinin eşitliklerde kullanılmasını zorunlu kılmaktadır (8).

Matris konverterde asenkron motorun doğrudan vektör kontrol yöntemi ile yapılan hız denetiminde uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniği ile birlikte kullanılmaktadır (9). Bu yöntemde akı ve moment değerleri hesaplanarak doğrudan hız kontrolü sağlanmaktadır. Akı değeri gerilim veya akım modeli kullanılarak bulunabilmektedir. Bu yöntem ile düşük hızlarda denetleme yaparken değişimin yavaş olması hesaplama hatalarına sebep olmaktadır (3).

Yapılan bu çalışmada, alan yönlendirmeli kontrol yöntemi kullanılarak asenkron motor hızının denetlenmesi sağlanmıştır. Motor faz akımları senkron eksen düzlemine aktarılmıştır. Alan yönlendirmeli kontrol yöntemi kullanılarak hız denetimi sağlanmış ve konverterde kullanılan yarıiletken elemanların anahtarlama sinyalleri uzay vektör darbe genişlik modülasyonu yöntemi ile elde edilmiştir. Giriş ve çıkış akım dalga şekillerinin sinüsoidal olması, kontrol edilebilir giriş güç katsayısı ve 4 bölge anahtarlama fonksiyonlarına sahip olması sebebiyle bu yöntem tercih edilmiştir.

2. ALAN YÖNLENDİRME KONTROL TEKNİĞİ

Alan yönlendirme kontrol tekniğinde motora ait 3 faz akım, gerilim ve akı ifadeleri 90° faz farklı iki düzleme aktarılmaktadır. Bu sayede asenkron motorun hız denetimi yabancı uyartımlı doğru akım motoruna benzetilerek birbirlerinden bağımsız iki düzlem oluşturulmakta ve hız kontrolü sağlanmaktadır. İki düzleme indirgenmiş motora ait stator ve rotor gerilim eşitlikleri d-q senkron eksen düzleminde ifade edilecek olursa;

quadrants, it has advantages over the other converters. The bidirectional passing of current, provides bidirectional to pass at the same time (4,5). Having sinusoidal waveform of input and output waves and controllable input power factor has increased the demand for matrix converters (6,7).

There are various control techniques to use to control the induction motor speed with matrix converters. A field oriented control technique has been used with Venturini pulse with the modulation technique. In this method, in order to get the maximum value of 0.866 of input – output voltage ratio at switching durations of semiconductors, input 3. harmonic signal with basic output signal harmonic and the output 3. harmonic signal has been used in the equations (8).

To make speed control of the induction motor with matrix converter, the direct vector control method and space vector pulse with modulation technique are used together (9). In this method, flux and moment values are calculated and are used directly to control speed. The flux value can be found by using voltage or current model. Using this method, at low speeds causes calculation errors due to slow variation (3).

In this study, the speed control of the induction motor has been provided by using the field oriented control method. Motor phase currents are transferred to the synchronous axis plane. By using the field oriented control technique, speed control has been provided and the switching signals of the semiconductor elements used in the converter are obtained with space vector pulse width modulation method. This method has been preferred because of having sinusoidal waveform of input –output current, controllable input power factor and operation in 4 quadrant switching area.

2. FIELD ORIENTED CONTROL

In the field oriented control technique the 3-phase current, voltage and flux of the motor are transferred to two planes with 90° phase difference. Therefore, the speed of the induction motor can be controlled like a separately excited direct current motor so that the two independent planes are formed and speed has been controlled. Stator and rotor voltage equalities of the motor have been reduced to two planes and they can be explained on d-q synchronous axis plane as follows.

$$V_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + p \lambda_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e \quad [1]$$

$$V_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + p \lambda_{ds}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e \quad [2]$$

$$0 = R_r i_{qr}^e + p \lambda_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e \quad [3]$$

$$0 = R_r i_{dr}^e + p \lambda_{dr}^e - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^e \quad [4]$$

dir. Yukarıdaki eşitliklerde R_s : stator bir faz direncini, R_r : statora aktarılmış rotor bir faz direncini, ω_e : senkron hızı, ω_r : rotor hızı ve p: türev operatörünü ifade etmektedir. Aynı şekilde akı eşitlikleri ve moment de ifade edilecek olursa;

In these equations, R_s : stator resistance per phase, R_r : rotor phase resistance transferred to stator, ω_e : synchronous speed, ω_r : rotor speed and p: derivative operator. Similarly, flux equalities and moment can be expressed as below.

$$\lambda_{qs}^e = L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e \quad [5]$$

$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e \quad [6]$$

$$\lambda_{qr}^e = L_m i_{qs}^e + L_r i_{qr}^e \quad [7]$$

$$\lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e + L_r i_{dr}^e \quad [8]$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \left(\lambda_{dr}^e i_{qs}^e - \lambda_{qr}^e i_{ds}^e \right) \quad [9]$$

olmaktadır. Yukarıda ki eşitliklerde L_s : stator bir faz endüktansını, L_r : statora aktarılmış rotor bir faz endüktansını ve L_m : ortak endüktansı ifade etmektedir.

At previous equalities, L_s : stator phase inductance, L_r : rotor phase inductance transferred to the stator and L_m : mutual inductance.

Alan yönlendirmeli kontrolde, rotor akı vektörü λ_{dqr}^e birbirinden bağımsız λ_{dr}^e ve λ_{qr}^e vektörlerinden oluşmaktadır. Motor hız denetiminde denetlenecek değişkenlerin sayısının teke indirilmesi için akı vektörlerinden λ_{qr}^e sıfıra eşitlenir. Rotor akı vektörünün mıknatıslama akımı ile olan ilişkisi aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

In the field oriented control, rotor flux vector λ_{dqr}^e occur by two independent λ_{dr}^e and λ_{qr}^e vectors. In order to decrease the number of the varieties to unity, the flux vector λ_{qr}^e is equaled to zero to control the speed of motor. The relation of rotor flux vector with magnetization current is stated as follows;

$$\lambda_r = \lambda_{dr}^e = L_m i_{mr}^e = L_m i_{ds}^e \quad [10]$$

Eş. 10 kullanılarak mıknatıslama akımı $i_{mr}^e = \frac{\lambda_r}{L_m}$ yazılabilir. Yukarıdaki eşitlikler kullanılarak mıknatıslama akımının kayma hızı ve moment ile ilişkisi ifade edilecek olursa

Using Eq. 10, magnetization current can be written $i_{mr}^e = \frac{\lambda_r}{L_m}$. By using the previous equations, the relationship between moment and slip speed depends on magnetization current and can be given as well;

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds}^e i_{qs}^e \quad [11]$$

$$i_{ds}^e = i_{mr}^e + \frac{L_r}{R_r} \frac{d i_{mr}^e}{dt} \quad [12]$$

$$\omega_{sl} = \frac{1}{\frac{L_r}{R_r} i_{ds}^e} i_{qs}^e \quad [13]$$

olmaktadır. Elektromanyetik moment eşitliği kullanılarak rotor hızının değişimi elektriksel hız olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir,

Electrical variation of rotor speed can be expressed as follow.

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \left(T_e - B \frac{2}{P} \omega_r - T_l \right) \frac{P}{2 j} \quad [14]$$

Eş. 14' de T_e : elektromanyetik momenti, B: sürünme katsayısını, T_l : yük momentini, j : atalet momentini, P : motor kutup sayısını ifade etmektedir. Senkron hız, rotor hızı ve kayma hızının toplamına eşit olup alan yönlendirmeli kontrolde düzlem dönüşümlerinde kullanılmaktadır. Bu durum ifade edilecek olursa,

$$\omega_e = \omega_r + \omega_{sl} \quad [15]$$

$$\theta_e = \theta_r + \theta_{sl} \quad [16]$$

Yukarıda verilen eşitlikler kullanılarak asenkron motorun kontrolü sağlanmaktadır. Bu işlem için referans hız ile motor kımaları kullanılarak Eş. 14' den gerçek hız bulunmakta, bu rlerin farkı alınarak hız hatası bulunmaktadır. Hız ının telafisi için konverterde yariletken anahtarların n süreleri ve sıralamasının değiştirilmesi gerekmektedir. İnkron motorun alan yönlendirmeli kontrolüne ait uygulama e şeması Şekil 1' de verilmiştir.

Using the equations above, the speed control of the induction motor is provided. For this operation, by using reference speed and motor phase currents, real speed can be calculated from Eq. 14 and speed error is obtained by subtraction of these values. In order to compensate this speed error, it is necessary to change the conduction time and switching order of the semiconductor switch in the converter. The practical circuit about the field-oriented control of induction motor is given in Figure 1.

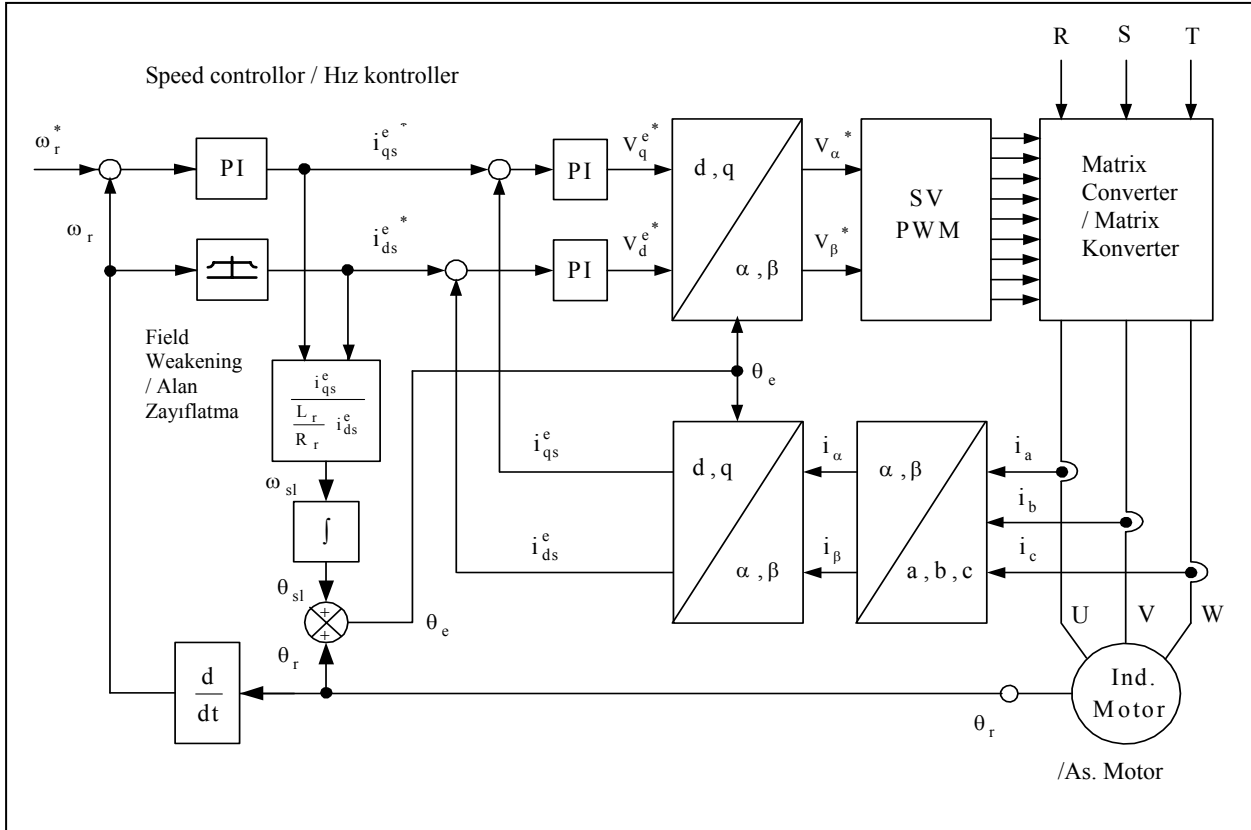


Figure 1. Block diagram of the field oriented control of induction motor

Şekil 1. Asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrol uygulamasının blok diyagramı

3. MATRİS KONVERTERDE UZAY VEKTÖR MODÜLASYONU

Matris konverterde 9 adet çift yönlü yarıiletken anahtarlar bulunmaktadır. Anahtarlama sinyaline bağlı olarak her çıkış fazı her giriş fazı ile bağlanabilmektedir. Bu durum Şekil 2' de gösterilmiştir.

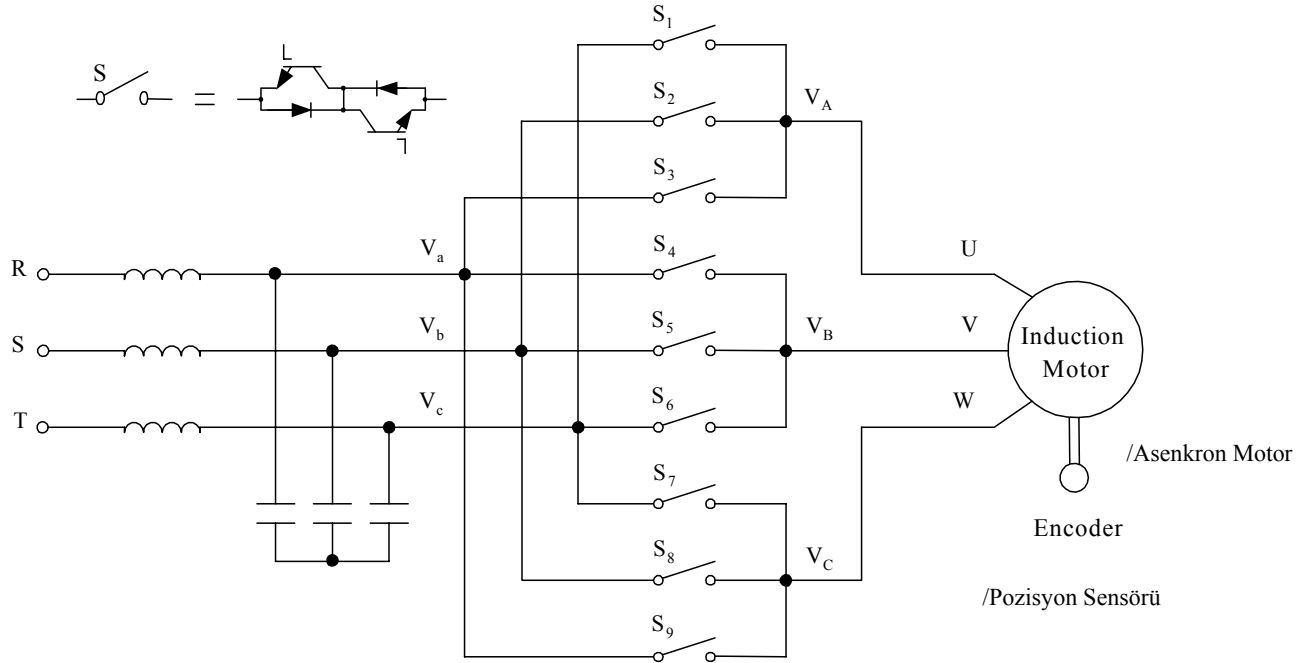


Figure 2. Matrix converter circuit scheme
Şekil 2. Matris konverter devre şeması

Konverterin beslemesi 3 faz AC kaynaktan yapıldığı için anahtarlama esnasında giriş fazları kendi arasında kısa devre edilmemelidir. Her çıkış fazı anahtarlama süresince her giriş fazı ile bağlanabilmektedir. Matris konverterin çıkışında değişik genlik ve frekansta sinyal elde edebilmek için Şekil 2' de gösterilen 9 adet anahtarın doğru şekilde anahtarlama gerekmektedir. Matris konverterin anahtarlama sırasında 27 değişik anahtarlama kombinasyonu oluşmaktadır (10). Belirtilen anahtarlama kombinasyonları Çizelge 1' de verilmiştir.

Çizelge 1' de I grupta verilen anahtarlama kombinasyonlarında çıkış gerilimlerinin uzay vektörünün faz açısı giriş gerilimlerinin uzay vektörünün faz açısına bağlıdır. Aynı şekilde giriş akımlarının uzay vektörünün faz açısı çıkış akımlarının uzay vektörünün faz açısına bağlıdır. Her iki vektöründe faz açılarının bağımsız denetlenememesi sebebiyle Çizelge 1' deki I grup anahtarlama kombinasyonları matris konverter uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniğinde kullanılmamaktadır.

Çizelge 1' de II. grupta verilen 18 adet anahtarlama kombinasyonunda ise çıkış gerilimlerinin uzay vektörünün faz açısı giriş gerilimlerinin uzay vektörünün faz açısına bağlı değildir. Aynı şekilde giriş akımlarının uzay vektörünün faz açısı çıkış akımlarının uzay vektörünün faz açısından bağımsızdır.

3. SPACE VECTOR MODULATION IN MATRIX CONVERTER

There are 9 bi-directional semiconductor switches in the matrix converter. Each output phase can be connected with each input phase with the switching signal. This is shown in Figure 2.

As converters take energy from 3-phase AC supply, the input phases shouldn't be short circuited during switching. Each output phase can be connected with each input phase during switching. In order to take different amplitude and frequency signals at the output of converter, the 9 semiconductor switches in Figure 2 should be switched in the right way. 27 different switching combinations come out during the matrix converter switching (10). These switching combinations are given in Table 1.

In Table 1, at the switching combination given in Group I, the phase angle of the space vector of output voltages depend on the phase angle of the space vector of input voltages. Similarly, the space vector of phase angle of the input currents depends on the space vector of phase angle of output currents. The Group I switching combination cannot be used in the matrix converter space vector pulse with the modulation technique because phase angles of both the vector cannot be controlled independently.

In Table 1, 18 switching combinations are given in Group II, the space vector phase angle of output voltages does not depend on the space vector phase angle of input voltages. Similarly, the phase angle of the space vector of input currents is independent from the phase angle of space vector of output currents.

Çizelge 1' de III grupta verilen anahtarlama vektörlerinde ise sıfır vektörleri elde edilmektedir. Konverter çıkışından sinüsoidal sinyaller elde etmek için anahtarlama esnasında sıfır geçişlerde bu gruptaki anahtarlama yapılmaktadır.

Matris konverter çıkışında uzay vektör darbe genişlik modülasyon tekniğine göre tetikleme sinyalleri üretilebilmek için gerilim ve akımların uzay vektörleri kullanılmaktadır. Her anahtarlama kombinasyonu için akım ve gerilimin alacağı değerler farklıdır. Konverter giriş ve çıkış gerilimleri ile giriş ve çıkış akımlarının uzay vektöründeki ifadeleri yazılacak olursa;

$$\vec{v}_i = \frac{2}{3} (v_{ab} + a v_{bc} + a^2 v_{ca}) = V_i e^{j\alpha_i} \quad [17]$$

$$\vec{v}_o = \frac{2}{3} (v_{AB} + a v_{BC} + a^2 v_{CA}) = V_o e^{j\alpha_o} \quad [18]$$

$$\vec{i}_i = \frac{2}{3} (i_a + a i_b + a^2 i_c) = I_i e^{j\beta_i} \quad [19]$$

$$\vec{i}_o = \frac{2}{3} (i_A + a i_B + a^2 i_C) = I_o e^{j\beta_o} \quad [20]$$

olmaktadır. α_i : fazlar arası giriş gerilimleri uzay vektörünün faz açısını, α_o : fazlar arası çıkış gerilimleri uzay vektörünün faz açısını, β_i : giriş faz akımları uzay vektörünün faz açısını ve β_o : giriş faz akımları uzay vektörünün faz açısını ifade etmektedir.

$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$, $a^2 = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$ uzay fazörlerini ifade etmektedir.

Çizelge 1' de II. gruptaki tüm anahtarlama kombinasyonları için çıkış fazlar arası gerilimlerin uzay vektörleri ve giriş akımlarının uzay vektörleri çizilebilir. Karmaşık uzay düzleminde tüm değişkenler 2 düzlemde değer almakta olup bileşkesi gerilim ve akım bileşke vektörlerini vermektedir. Bu durum Şekil 3' te verilmiştir.

In Table 1, the switching vector given in Group III, zero vectors are obtained. In order to obtain sinusoidal signals from the converter output, during switching at zero crossing, the switching combinations are used.

In order to produce trigger signals according to the space vector pulse width modulation technique at matrix converter output, voltage and current space vectors are used. For each switching combination the value of current and voltage are different. The converter input and output voltages and input output currents in space vectors can be written as follows;

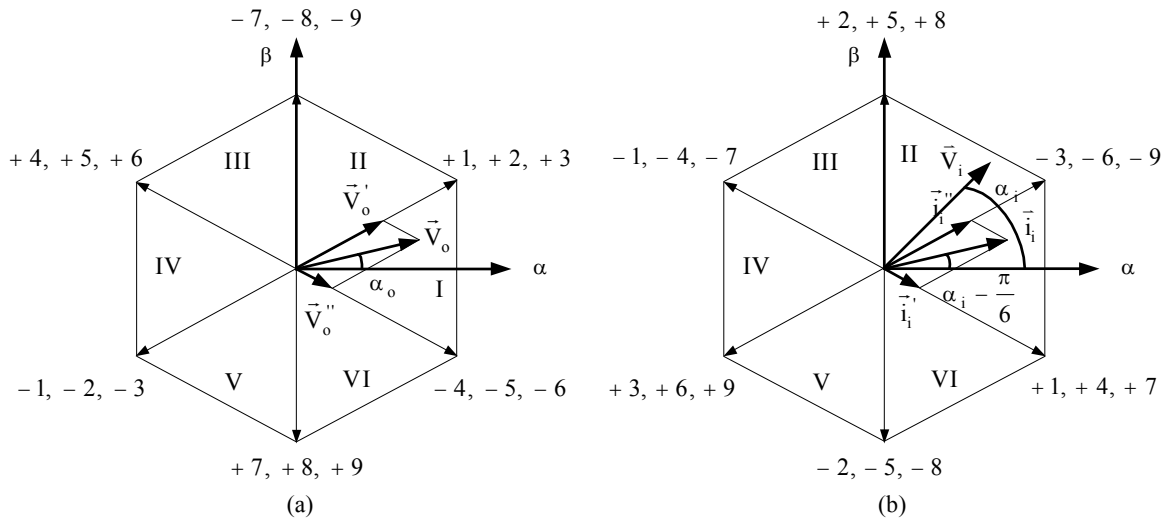
In the above equations, α_i : Phase angle of space vector of phase to phase Input voltages, α_o : Phase angle of space vector of phase to phase output voltages, β_i : phase angle of space vector of input phase currents, β_o : phase angle of space vector of output phase currents.

$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$, $a^2 = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$ states space vector.

In Table 1, for all of the switching combinations in group II, space vectors of phase-to-phase output voltages and space vectors of input currents can be drawn. At complex space plane, all of the variables take a value in two planes and their resultant gives resultant vector of voltage and current. This situation is shown in Figure 3.

Table 1. Switching combinations for space vector modulation.**Çizelge 1.** Matris konverterdeki yarıiletkenlerin anahtarlanma kombinasyonları

Group /Grup	#	Ad	A	B	C	v_{AB}	v_{BC}	v_{CA}	i_a	i_b	i_c	V_o	α_o	I_i	β_i
I	1	-	a	b	c	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}	i_A	i_B	i_C	v_i	α_i	i_o	β_o
	2	-	a	c	b	$-v_{ca}$	$-v_{bc}$	$-v_{ab}$	i_A	i_C	i_B	$-v_i$	$-\alpha_i+4\pi/3$	i_o	$-\beta_o$
	3	-	b	a	c	$-v_{ab}$	$-v_{ca}$	$-v_{bc}$	i_B	i_A	i_C	$-v_i$	$-\alpha_i$	i_o	$-\beta_o+2\pi/3$
	4	-	b	c	a	v_{bc}	v_{ca}	v_{ab}	i_C	i_A	i_B	v_i	$\alpha_i+4\pi/3$	i_o	$\beta_o+2\pi/3$
	5	-	c	a	b	v_{ca}	v_{ab}	v_{bc}	i_B	i_C	i_A	v_i	$\alpha_i+2\pi/3$	i_o	$\beta_o+4\pi/3$
	6	-	c	b	a	$-v_{bc}$	$-v_{ab}$	$-v_{ca}$	i_C	i_B	i_A	$-v_i$	$-\alpha_i+2\pi/3$	i_o	$-\beta_o+4\pi/3$
II a	7	+1	a	b	b	v_{ab}	0	$-v_{ab}$	i_A	$-i_A$	0	$2/\sqrt{3} v_{ab}$	$\pi/6$	$2/\sqrt{3} i_A$	$-\pi/6$
	8	-1	b	a	a	$-v_{ab}$	0	v_{ab}	$-i_A$	i_A	0	$-2/\sqrt{3} v_{ab}$	$\pi/6$	$-2/\sqrt{3} i_A$	$-\pi/6$
	9	+2	b	c	c	v_{bc}	0	$-v_{bc}$	0	i_A	$-i_A$	$2/\sqrt{3} v_{bc}$	$\pi/6$	$2/\sqrt{3} i_A$	$\pi/2$
	10	-2	c	b	b	$-v_{bc}$	0	v_{bc}	0	$-i_A$	i_A	$-2/\sqrt{3} v_{bc}$	$\pi/6$	$-2/\sqrt{3} i_A$	$\pi/2$
	11	+3	c	a	a	v_{ca}	0	$-v_{ca}$	$-i_A$	0	i_A	$2/\sqrt{3} v_{ca}$	$\pi/6$	$2/\sqrt{3} i_A$	$7\pi/6$
	12	-3	a	c	c	$-v_{ca}$	0	v_{ca}	i_A	0	$-i_A$	$-2/\sqrt{3} v_{ca}$	$\pi/6$	$-2/\sqrt{3} i_A$	$7\pi/6$
II b	13	+4	b	a	b	$-v_{ab}$	v_{ab}	0	i_B	$-i_B$	0	$2/\sqrt{3} v_{ab}$	$5\pi/6$	$2/\sqrt{3} i_B$	$-\pi/6$
	14	-4	a	b	a	v_{ab}	$-v_{ab}$	0	$-i_B$	i_B	0	$-2/\sqrt{3} v_{ab}$	$5\pi/6$	$-2/\sqrt{3} i_B$	$-\pi/6$
	15	+5	c	b	c	$-v_{bc}$	v_{bc}	0	0	i_B	$-i_B$	$2/\sqrt{3} v_{bc}$	$5\pi/6$	$2/\sqrt{3} i_B$	$\pi/2$
	16	-5	b	c	b	v_{bc}	$-v_{bc}$	0	0	$-i_B$	i_B	$-2/\sqrt{3} v_{bc}$	$5\pi/6$	$-2/\sqrt{3} i_B$	$\pi/2$
	17	+6	a	c	a	$-v_{ca}$	v_{ca}	0	$-i_B$	0	i_B	$2/\sqrt{3} v_{ca}$	$5\pi/6$	$2/\sqrt{3} i_B$	$7\pi/6$
	18	-6	c	a	c	v_{ca}	$-v_{ca}$	0	i_B	0	$-i_B$	$-2/\sqrt{3} v_{ca}$	$5\pi/6$	$-2/\sqrt{3} i_B$	$7\pi/6$
II c	19	+7	b	b	a	0	$-v_{ab}$	v_{ab}	i_C	$-i_C$	0	$2/\sqrt{3} v_{ab}$	$3\pi/2$	$2/\sqrt{3} i_C$	$-\pi/6$
	20	-7	a	a	b	0	v_{ab}	$-v_{ab}$	$-i_C$	i_C	0	$-2/\sqrt{3} v_{ab}$	$3\pi/2$	$-2/\sqrt{3} i_C$	$-\pi/6$
	21	+8	c	c	b	0	$-v_{bc}$	v_{bc}	0	i_C	$-i_C$	$2/\sqrt{3} v_{bc}$	$3\pi/2$	$2/\sqrt{3} i_C$	$\pi/2$
	22	-8	b	b	c	0	v_{bc}	$-v_{bc}$	0	$-i_C$	i_C	$-2/\sqrt{3} v_{bc}$	$3\pi/2$	$-2/\sqrt{3} i_C$	$\pi/2$
	23	+9	a	a	c	0	$-v_{ca}$	v_{ca}	$-i_C$	0	i_C	$2/\sqrt{3} v_{ca}$	$3\pi/2$	$2/\sqrt{3} i_C$	$7\pi/6$
	24	-9	c	c	a	0	v_{ca}	$-v_{ca}$	i_C	0	$-i_C$	$-2/\sqrt{3} v_{ca}$	$3\pi/2$	$-2/\sqrt{3} i_C$	$7\pi/6$
III	25	0	a	a	a	0	0	0	0	0	0	0	-	0	-
	26	0	b	b	b	0	0	0	0	0	0	0	-	0	-
	27	0	c	c	c	0	0	0	0	0	0	0	-	0	-

**Figure 3.** Voltage and currents space vectors**Şekil 3.** Gerilim ve akımların karmaşık uzay vektöründe gösterilişi

a) Space vectors and phase angle of output voltages between line phases/ Fazlar arası çıkış gerilimlerinin u

zay vektörleri ve faz açısı

c) Space vectors and phase angle of input phase currents /Giriş faz akımlarının uzay vektörleri ve faz açısı

Şekil 3' de uzay vektörlerinde +1,+2...+9 ve -1,-2,...-9 olarak isimlendirilen durumlar Çizelge 1' deki II gruptaki anahtarlama kombinasyonlarının uzay vektörlerinde aldıkları yerleri göstermektedir.

Matris konverterde yarıiletkenlerin bir örnekleme zamanı içerisinde ki anahtarlama süreleri ve sıralamasının belirlenmesi için Şekil 3' te gösterilen gerilim ve akım uzay vektörlerinden yararlanır. Çizelge 1' de +1 ile isimlendirilen anahtarlama durumunun uzay vektöründeki yerini bulmak için bu anahtarlama kombinasyonundaki fazlar arası gerilimler kullanılır.

In Figure 3, the space vectors +1,+2,...,+9 and -1,-2,...,-9 show the place of switching combinations at space vectors in Group II.

The voltage and current space vectors in Figure 3 are used to decide the switching duration and rate of the matrix converter semiconductor for each sample time. In order to show the space vectors of +1 switching situation in Table 1, phase-to-phase voltages are used in this switching combination.

$$\begin{aligned} V_{AB} &= V_{ab} \\ V_{BC} &= 0 \\ V_{CA} &= -V_{ab} \end{aligned} \quad [21]$$

olmaktadır. Çıkış gerilimlerinin gerilim uzay vektöründeki ifadesi bulunulacak olursa,

Voltage space vectors of output voltages are found as below:

$$\begin{aligned} \bar{v}_{ABCs} &= \frac{2}{3} [V_{AB} + a V_{BC} + a^2 V_{CA}] \\ \bar{v}_o &= \bar{v}_{ABCs} = \frac{2}{\sqrt{3}} V_{ab} e^{j\left(\frac{\pi}{6}\right)} \end{aligned} \quad [22]$$

dir.

Matris konverterin giriş akımlarının uzay vektörü her anahtarlama durumu için çıkarılması gerekir. Çizelge 1' de II. bölgede +1 ile ifade edilen anahtarlama durumu için giriş akımının uzay vektöründeki değeri bulunacak olursa;

Input current space vector of the matrix converter must be taken out for every switching position. In Table 1, group II, for the switching position symbolized by +1, the input current value in space vector is found as below:

$$\begin{aligned} \bar{i}_a &= \bar{i}_A \\ \bar{i}_b &= -\bar{i}_A \\ \bar{i}_c &= 0 \end{aligned} \quad [23]$$

olur.

then,

$$\begin{aligned} \bar{i}_{abcs} &= \frac{2}{3} [\bar{i}_a + a \bar{i}_b + a^2 \bar{i}_c] \\ \bar{i}_i &= \bar{i}_{abcs} = \frac{2}{3} \bar{i}_A e^{-j\frac{\pi}{6}} \end{aligned} \quad [24]$$

bulunur. Gerilim vektörü I. bölge de iken anahtarlama elemanlarının iletim süreleri bulunması için;

As voltage vector is at I. area, conduction duration of switching elements is found by,

$$|\bar{v}_x| = |\bar{v}_o| \sin\left(\alpha_o + \frac{\pi}{6}\right) \quad [25]$$

$$|\bar{v}_o'| = \frac{|\bar{v}_x|}{\cos 30} = \frac{|\bar{v}_o| \sin\left(\alpha_o + \frac{\pi}{6}\right)}{\frac{\sqrt{3}}{2}} = \frac{2}{\sqrt{3}} |\bar{v}_o| \sin\left(\alpha_o + \frac{\pi}{6}\right) \quad [26]$$

$$|\bar{v}_y| = |\bar{v}_o| \sin\left(\frac{\pi}{6} - \alpha_o\right) \quad [27]$$

$$|\bar{v}_o''| = \frac{|\bar{v}_y|}{\cos 30} = \frac{|\bar{v}_o| \sin\left(\frac{\pi}{6} - \alpha_o\right)}{\frac{\sqrt{3}}{2}} = \frac{2}{\sqrt{3}} |\bar{V}_o| \sin\left(\frac{\pi}{6} - \alpha_o\right) \quad [28]$$

dir. Sistemin dengeli bir kaynaktan beslendiği düşünülürse gerilim eşitlikleri aşağıda ki gibi ifade edilebilir.

If the system is supplied by a balanced source, the voltage equalities can be explained as follows:

$$\delta_1^+ \frac{2}{\sqrt{3}} V_{ab} - \delta_3^- \frac{2}{\sqrt{3}} V_{ca} = |\bar{v}_o'| = \frac{2}{\sqrt{3}} |\bar{V}_o| \sin\left(\alpha_o + \frac{\pi}{6}\right) \quad [29]$$

$$\delta_4^- \frac{2}{\sqrt{3}} V_{ab} - \delta_6^+ \frac{2}{\sqrt{3}} V_{ca} = |\bar{v}_o''| = \frac{2}{\sqrt{3}} |\bar{V}_o| \sin\left(\frac{\pi}{6} - \alpha_o\right) \quad [30]$$

Akım vektörü 1. bölgede iken anahtarlama elemanlarının iletim süresi bulunacak olursa;

If the current vector is at 1. area, the conduction duration of the switching elements can be found as below,

$$|\bar{i}_x| = |\bar{i}_i| \sin\left(\frac{\pi}{6} - \left(\alpha_i - \frac{\pi}{6}\right)\right) \quad [31]$$

$$|\bar{i}_i'| = \frac{|\bar{i}_x|}{\cos 30} = \frac{|\bar{i}_i| \sin\left(\frac{\pi}{6} - \left(\alpha_i - \frac{\pi}{6}\right)\right)}{\frac{\sqrt{3}}{2}} = \frac{2}{\sqrt{3}} |\bar{i}_i| \sin\left(\frac{\pi}{6} - \left(\alpha_i - \frac{\pi}{6}\right)\right) \quad [32]$$

$$|\bar{i}_y| = |\bar{i}_i| \sin\left(\frac{\pi}{6} + \left(\alpha_i - \frac{\pi}{6}\right)\right) \quad [33]$$

$$|\bar{i}_i''| = \frac{|\bar{i}_y|}{\cos 30} = \frac{|\bar{i}_i| \sin\left(\frac{\pi}{6} + \left(\alpha_i - \frac{\pi}{6}\right)\right)}{\frac{\sqrt{3}}{2}} = \frac{2}{\sqrt{3}} |\bar{i}_i| \sin\left(\frac{\pi}{6} + \left(\alpha_i - \frac{\pi}{6}\right)\right) \quad [34]$$

$$\delta_1^+ \frac{2}{\sqrt{3}} i_A = |\bar{i}_i'| = \frac{2}{\sqrt{3}} |\bar{i}_i| \sin\left(\frac{\pi}{6} - \left(\alpha_i - \frac{\pi}{6}\right)\right) \quad [35]$$

$$\delta_3^- \frac{2}{\sqrt{3}} i_A = |\bar{i}_i''| = \frac{2}{\sqrt{3}} |\bar{i}_i| \sin\left(\frac{\pi}{6} + \left(\alpha_i - \frac{\pi}{6}\right)\right) \quad [36]$$

$$-\delta_4^- \frac{2}{\sqrt{3}} i_B = |\bar{i}_i'| = \frac{2}{\sqrt{3}} |\bar{i}_i| \sin\left(\frac{\pi}{6} - \left(\alpha_i - \frac{\pi}{6}\right)\right) \quad [37]$$

$$-\delta_6^+ \frac{2}{\sqrt{3}} i_B = |\bar{i}_i''| = \frac{2}{\sqrt{3}} |\bar{i}_i| \sin\left(\frac{\pi}{6} + \left(\alpha_i - \frac{\pi}{6}\right)\right) \quad [38]$$

olmaktadır. Matris konverterin çıkışında istenen frekans ve gerilimin genliği elde etmek için her bir anahtarlama elemanının iletim süresi yukarıdaki eşitliklerden bulunacak olursa,

In order to obtain the frequency and voltage amplitude required at matrix converter output, the conduction duration of switching time for each period is found by the above equations:

$$\delta_1^+ = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{|\bar{V}_o|}{|\bar{V}_i|} \sin\left(\alpha_o + \frac{\pi}{6}\right) \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha_i\right) \quad [39]$$

$$\delta_3^- = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{|\bar{V}_o|}{|\bar{V}_i|} \sin\left(\alpha_o + \frac{\pi}{6}\right) \sin \alpha_i \quad [40]$$

$$\delta_4^- = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{|\bar{V}_o|}{|\bar{V}_i|} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \alpha_o\right) \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha_i\right) \quad [41]$$

$$\delta_6^+ = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{|\bar{V}_o|}{|\bar{V}_i|} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \alpha_o\right) \sin \alpha_i \quad [42]$$

dir.

Çıkış geriliminin uzay vektörünün $-\pi/6 \leq \alpha_o \leq \pi/6$ ve giriş gerilim uzay vektörünün $0 \leq \alpha_i \leq \pi/3$ olması durumu için verilen çözümün diğer faz açısı değerleri içinde çözülmesi gerekmektedir.

For the output voltage space vector $-\pi/6 \leq \alpha_o \leq \pi/6$ and the input voltage space vector $0 \leq \alpha_i \leq \pi/3$, the given result should be solved in another phase angle value.

4. SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

Bilgisayar ortamında simülasyon çalışmaları yapılırken; 4 kW, 380 V, 6 kutuplu sincap kafesli asenkron motora ait parametreler baz alınmıştır. Bilgisayarda ki benzetim çalışmaları C/C++ programı kullanılarak yapılmış ve elde edilen verilere ait çizimler Matlab programı ile gerçekleştirilmiştir. Hız denetleyicisi olarak PI denetleyici kullanılmıştır. Simülasyon çalışmalarında 10 kHz' de anahtarlama yapılmış ve sonuçları verilmiştir. Girilen referans elektriksel hız ile geri beslemeden elde edilen elektriksel hız kıyaslanarak denetim yapılmıştır. Uygulamada önce 20 Hz referans bilgisi girilmiş ve motorun 0,3 s' de girilen frekans değerindeki elektriksel hıza ulaşması sağlanmıştır. Çalışma sırasında motorun yüksüz olarak kalkınması baz alınmıştır.

Motorun yük altındaki çalışma durumu 20 Hz için konverterin ve kullanılan denetleyicinin tepkisini görmek amaçlı olarak motor 0,3 s' de kalkındıktan sonra 0,4 – 0,6 s' ler arasında 10 N.m lik yük bağlanarak referans ile gerçek hız, moment, faz akımları ve senkron eksen düzlemine (d-q) aktarılmış motor faz akımları değerleri Şekil 4' te ve Şekil 5' de verilmiştir.

4. SIMULATION STUDIES

While making simulation studies on computer, parameters belonging to a squirrel cage induction motor of 4 kw, 380v and 6 poles were taken into consideration. The simulation studies on the computer were made using the C/C++ programmer and the data obtained from the simulation was drawn using the matlab program. PI was used as speed control. For the simulation studies, the switching combinations were done at 10 kHz, and the results were given. Input reference electrical speed and output electrical speed were compared and controlled. In the practice, first, the reference information was entered as 20 Hz and the motor was provided to reach the electrical speed at 0.35 frequency values. After that between 0.4-0.6 s, with 10 Nm loaded, current, speed, phase currents and motor phase currents value at synchronal axis plane (d-q) were given Figures 4 and 5.

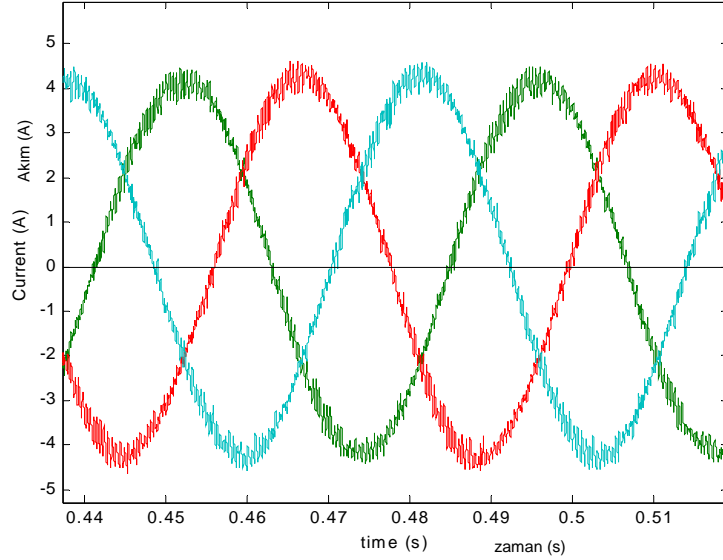


Figure 4. The phase currents of the motor loaded at 20 Hz.
Şekil 4. Motorun 20 Hz de yükte çektiği faz akımları (Açısal hız =125.6 rad/s)

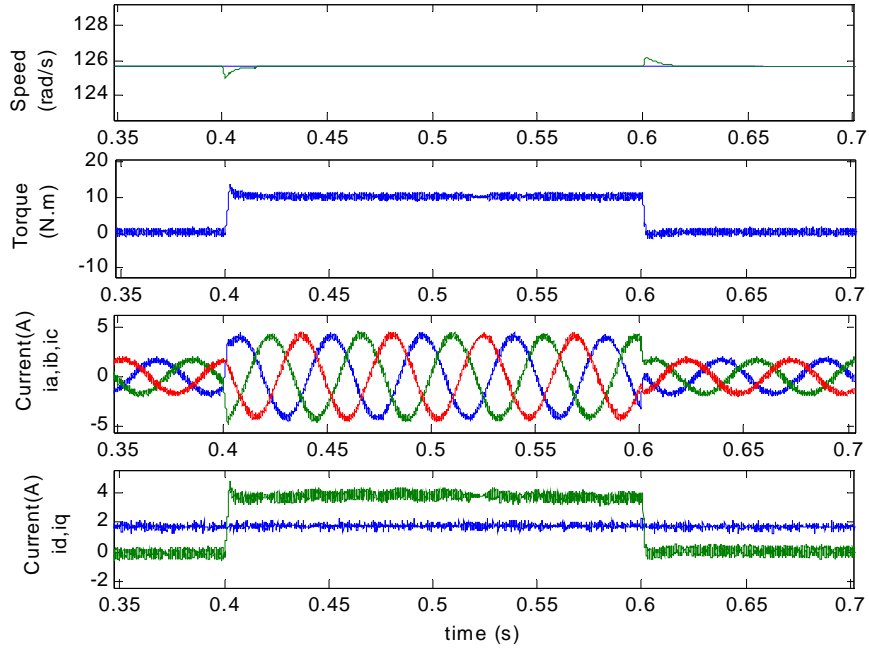


Figure 5. The study position of motor loaded 10 Nm between 0.4 s - 0.6 s
Şekil 5. Motorun 0.4 s – 0.6 s' ler arası 10 N.m yük altında çalışma durumu (20 Hz - 125.6 rad/s)

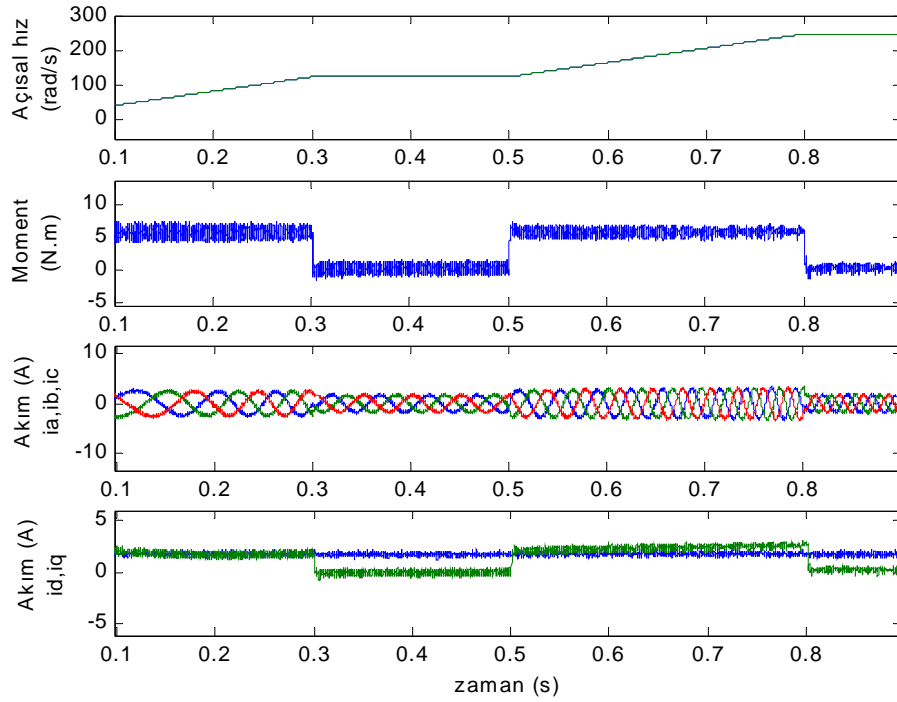


Figure 6. The position of increasing the frequency from 20 Hz to 40 Hz
Şekil 6. Frekansın 20 Hz' den 40 Hz' ye (125.6 rad/s-251.32 rad/s) yükseltilmesi durumu

Motorun değişik hızlarda çalıştırılması amacıyla frekans 20 Hz' den 40 Hz' ye yükseltilmiş, bu durum Şekil 6' da verilmiştir. Motor ilk 0,3 s' de kalktığı, 0,3 ile 0,5 saniyelerde boşta çalıştığı ve 0,5 ile 0,8 s' lerde ise istenilen yeni hız değerine yükseldiği esas alınarak simülasyon yapılmıştır. Şekil 6' da referans hız ile gerçek hız ilk bölümde gösterilmiştir. İkinci bölümde motorda oluşan moment, üçüncü bölümde ise çalışmanın seyri sırasındaki motor faz akımları verilmiştir. Son bölümde ise d-q düzlemine aktarılmış motor akımları verilmiştir.

Motorun çekmiş olduğu akımlardan bir faza ait harmonik analizi Şekil 7' de verilmiştir. Şekil 7' de görüleceği üzere düşük frekanslarda akımlardaki harmonik bileşenler küçük değerlidir. Motor akımları incelendiğinde, yüklü çalışmada daha düzgün akım çekilmekte ve harmonik bileşenler daha düşük değerlidir.

In order for the motor to work at variable speed, frequency was increased from 20 Hz to 40 Hz, which is shown in Figure 6. The motor started first at 0.3 seconds, worked freely between 0.3 and 0.5 seconds, and increased to the target speed that was the basis of the simulation. In Figure 6, the reference speed and current speed is shown in the first part. In the second part the moment of the motor, in the third part the motor phase currents while working are given. In the last part, the motor currents are given on the d-q plane.

The harmonic analysis of a phase of the motor currents is given at Figure 7. As it can be seen in Figure 7, the harmonic compound of the currents in the low frequencies are small values. As the examine of motor currents, currents are more smooth at full load and harmonic compound are at low values.

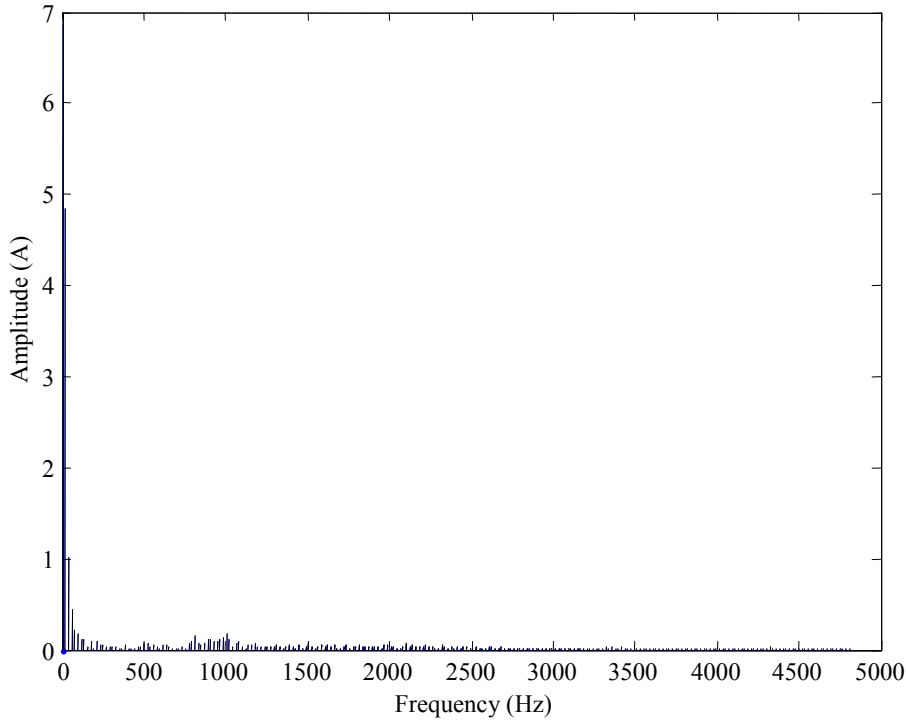


Figure 7. The harmonic analysis of a phase of the motor current
Şekil 7. Motorun çektiği akımlardan bir faza ait harmonik analizi

5. SONUÇ

Yapılan bu çalışma ile asenkron motor hız denetiminin matris konverter ile denetlenmesine ait bilgisayar benzetim sonuçları verilmiştir. Alan yönlendirmeli kontrolden elde edilen veriler kullanılarak matris konverterin anahtarlanması sağlanmıştır. Konverter çıkışında, 2 ile 50 Hz arasında ayarlanan referans frekanslarda, PI denetleyicide aynı katsayıların kullanılması durumunda motor hızında salınımlar meydana gelmiştir. Motor karakteristiğinin doğrusal olmaması ve motor dinamik denklemlerini oluşturan değişkenlerin hız ile ilişkisi olması kullanılan PI denetleyici katsayılarına etki ettiği görülmüştür. En iyi PI katsayılarının elde edilmesi için yapay zeka uygulamalarına ihtiyaç duyulmakta olup eğitime işlemi gerçekleştirilmelidir. Eğitime işleminden elde edilen veriler kullanılarak uygun PI parametreleri elde edilebilir.

Yapılan benzetim çalışmalarının sonucunda, matris konverterin yapısal olarak asenkron motor hız denetimi için uygun olduğu ve oluşan harmoniklerin küçük değerlikli olması sebebiyle ileriki dönemde endüstriyel uygulamalarda kullanılabileceği bu çalışma ile gösterilmiştir.

5. CONCLUSION

In this study, the simulation results of the induction motor speed control with matrix converter have been given. By using datum's, taken from the field oriented control technique, the switching of the matrix converter has been provided. At the converter output reference frequency adjusted between 2-50 Hz, oscillation on the motor speed, if it is compared with PI controller occurred. Because nonlinear motor characteristics, are not linear and motor dynamic equation variables are related with the speed the PI controlling coefficient has been affected. In order to have the best PI coefficient, it is necessary to have artificial intelligence practice which requires training. By using the datum of the training process, suitable PI parameters can be obtained.

As a result of the simulation studies, it is shown that the matrix converter is suitable for induction motor speed control and because the harmonics are at little values, because they can be used in industrial applications in the following years.

REFERENCES / KAYNAKLAR

1. Nielsen, P., Blaabjerg, F. and Pedersen, J.K., “New protection issues of a matrix converter: design considerations for adjustable-speed drives”, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, Volume 35, Issue 5: 1150 –1161 (1999).
2. Watanabe, E., Ishii, S., Yamamoto, E., Hara, H. Jun-Koo Kang and Hava, A.M., “High performance motor drive using matrix converter”, *Advances in Induction Motor Control (Ref. No. 2000/072), IEE Seminar: 7/1 -7/6* (2000).
3. Bose, B. K., *Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall*, New Jersey, 153-183 (2002).
4. Milanovic, M. and Dobaj, B., “A novel unity power factor correction principle in direct AC to AC matrix converters”, *Power Electronics Specialists Conference, 29th Annual IEEE*, Volume 1: 746 –752 (1998).
5. Sunter, S. and Clare, J.C., “A true four quadrant matrix converter induction motor drive with servo performance”, *Power Electronics Specialists Conference, 27th Annual IEEE*, Volume 1: 146 –151 (1996).
6. Ziegler, M., and Hofmann, W., “Implementation of a two steps commutated matrix converter”, *Power Electronics Specialists Conference, PESC 99. 30th Annual IEEE*, Volume 1:175-180 (1999).
7. Siyoung Kim; Seung-KiSul, and Lipo, T.A., “AC/AC power conversion based on matrix converter topology with unidirectional switches” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, Volume 36, Issue 1:139-145 (2000).
8. Sunter, S. and Altun, H., “A method for calculating semiconductor losses in the matrix converter”, *Mediterranean Electro Technical Conference, MELECON 98*, Volume 2: 1260 -1264 (1998).
9. Casadei, D., Serra, G., and Tani, A., “The use of matrix converters in direct torque control of induction machines” *Industrial Electronics Society, IECON '98, Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE*, Volume 2, 744 -749 (1998).
10. Casadei, D., Grandi, G., Serra, G. and Tani, A., “Space vector control of matrix converters with unity input power factor and sinusoidal input/output waveforms”, *Power Electronics and Applications, Fifth European Conference on*, Volume 7, 170 -175 (1993).

Received/ Geliş Tarihi: 30.04.2003 Accepted/ Kabul Tarihi: 28.12.2003