

Matris Konverterden Beslenen Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Vektör Kontrolünün Sayısal Benzetimi

Ahmet GÜNDOĞDU

Batman Üniversitesi Teknoloji Fakültesi Elektronik Haberleşme Müh. Bölümü, Batman
ahmet.gundogdu@batman.edu.tr

Hüseyin ALTUN

Fırat Üniversitesi Teknoloji Fakültesi Elektrik Elektronik Müh. Bölümü, Elazığ
haltun@firat.edu.tr

ÖZET

Bu çalışmada 3-fazlı bir matris konverterden beslenen sinüzoidal akı dağılımlı sabit mıknatıslı senkron motorun (SMSM), alan yönlendirmeli kontrol tekniğine göre hız denetimi gerçekleştirilmiştir. Kontrollü güç kaynağı olarak, $q \leq 0.5$ gerilim dönüştürme oranına sahip Venturini modülasyon algoritmasını kullanan matris konverter ile rotor referans düzleminde geçici ve sürekli durum matematiksel analizi yapılan sabit mıknatıslı senkron motorun Matlab/Simulink modelleri oluşturularak farklı hız ve yük şartları için benzetim sonuçları alınmıştır. Alınan benzetim sonuçlarından motorun, sabit moment altında kalktığı, moment titreşimlerinin çok küçük değerde olduğu ve dinamik performansının çok iyi olduğu gösterilmiştir.

Anahtar Sözcükler : Matris Konverter, Venturini Modülasyon Algoritması, Sabit Mıknatıslı Senkron Motor, Alan Yönlendirmeli Kontrol, Vektör Kontrol

ABSTRACT

In this study, speed control of the permanent magnet synchronous motors (PMSM) with sinusoidal flux distribution fed by a 3-phase matrix converter is performed using field oriented control technique. For various speed and load conditions, simulation results are obtained from constructed permanent magnet synchronous motor Matlab/Simulink model by considering the the transient and steady state mathematical analysis in rotor reference plane and utilizing the matrix converter, which is based on Venturini modulation algorithm having $q \leq 0.5$ voltage conversion rate, as an controlled power source. Obtained results show that the motor proceeds development under the constant torque and torque ripples are significantly reduced while the dynamic performance is considerably improved.

Keywords : Matrix Converter, Venturini Modulation Algorithm, Permanent Magnet Synchronous Motor, Field Oriented Control, Vector Control.

1. Giriş

Yüksek performanslı motor sürücü sistemleri akı ve momentin ayrışık (decouple) denetimini gerektirir [1]. AC motor sürücü sistemlerinde kullanılan ileri kontrol yöntemlerinden birisi, Alan Yönlendirmeli Kontrol olarak da bilinen Vektör Kontrol yöntemidir. Temel kuramı ilk olarak 1971 yılında Blaschke [2] tarafından geliştirilen vektör kontrol yönteminin temelinde, stator ve rotor devresine ait 3-faz büyüklüklerinin eksen dönüşümleri yapılarak birbirinden bağımsız ve birbirine dik bileşenlere ayrıştırılması yer almaktadır. Bu ayrıştırma neticesinde, katsayıları zamanla değişen

parametre sorunu ile akım ve akı arasındaki kenetleme etkisi ortadan kalkmaktadır. Dinamik davranış bakımından serbest uyarımlı doğru akım motorları, akı ve momenti oluşturan bileşenlerin birbirine dik olması yani birbirinden bağımsız olarak denetlenebilir olması nedeni ile yüksek dinamik performansa sahiptirler.

AC motorlarda herhangi bir kontrol yöntemi kullanmadan bu yüksek dinamik performansı doğrudan elde etmek mümkün değildir. Çünkü AC motorlarda akı ve momentin birbirinden bağımsız (ayrışık) olarak denetlenebileceği akı ve akım bileşeni yoktur. Sadece genlik, frekans ve faz bilgilerini içeren sinüzoidal 3-faz stator akım ve gerilim bilgileri mevcuttur. Motorda oluşan akı ve moment, uygulanan giriş 3-faz giriş gerilimlerinin bir fonksiyonu olduğundan dolayı akım ve akı arasında bir kenetleme vardır. Bu kenetleme etkisinden dolayı AC motorun hız ve moment cevabı dolayısı ile performansı düşüktür. Vektör kontrol yönteminin uygulanması ile bu kenetleme etkisi ortadan kalkacağından AC motorun performansı da artacaktır.

Sabit mıknatıslı senkron motorlar, yüksek güç yoğunluğu, yüksek verim, yüksek moment/atalet oranı ve düşük atalet momenti bakımından AC motorlar arasında önemli bir yer tutar [3], ayrıca diğer AC ve DC motorların bütün avantajlarına sahiptir [4]. Ancak bu motorların vektör kontrolü için hız veya pozisyon algılayıcılar gereklidir. Özellikle alan zayıflatma bölgesinde çok yüksek hız değerlerine ulaşılabilir. Sinüzoidal akı dağılımlı sabit mıknatıslı senkron motorlar moment değişimindeki dalgalanma miktarının az olmasından dolayı, trapezoidal akı dağılımlı sabit mıknatıslı senkron motorlara tercih edilmektedir [5].

Doğrudan AC-AC dönüşüm yapan matris konverter ile ilgili ilk çalışmalar 1976 yılında Gyugyi ve Pelly [6] tarafından yapılmıştır. Ancak Venturini ve Alesina tarafından 1980 yılında yapılan [7, 8] çalışma ile daha da geliştirilmiştir. Matris konverterler çift yönlü güç akışı, sinüzoidal giriş ve çıkış akımları [9,10], dört bölgeli çalışma [11], kontrol edilebilir yer değiştirme faktörü gibi üstünlüklere sahiptir [12, 13, 14]. Ayrıca eviricilerle karşılaştırıldığında kondansatör gibi ara enerji depolama elemanlarının olmayışı [14,15,16,17], matris konverterlerin gerçekleştirilmesinde fiziksel boyut bakımından bir avantaj sağlamaktadır. Ara enerji depolama elemanı olarak kullanılan bu büyük hacimli kondansatörler eviricilerin kullanım ömürlerini azaltan en önemli faktörlerdendir [18]. Bu bakımdan matris konverterler eviricilerle kıyaslandığında cazip

bir alternatif olarak karşımıza çıkmaktadır [19]. Gelişen yarıiletken teknolojisi ile birlikte bir matris konverterin standart bir asenkron motorun klemens kutusuna monte edilebileceği tahmin edilmektedir.

Matris konverterler üzerine pek çok çalışma yapılmıştır. Kaynak [20]'de evirici ile matris konverterin kullanıldığı iki ayrı sürücü modeli ile bir SMSM'nin vektör kontrolü gerçekleştirilmiştir. Kaynak [21]'de sabit mıknatıslı senkron generatörün kullanıldığı bir rüzgar türbininden elde edilen gerilimin matris konverter üzerinden doğrudan yüke aktarılmasına ilişkin performans analizi yapılmıştır. Kaynak [22]'de deneysel olarak matris konverterden beslenen 3~, 10 HP bir asenkron motorun hız ve moment cevaplarına ilişkin sürekli durum analizi yapılmıştır.

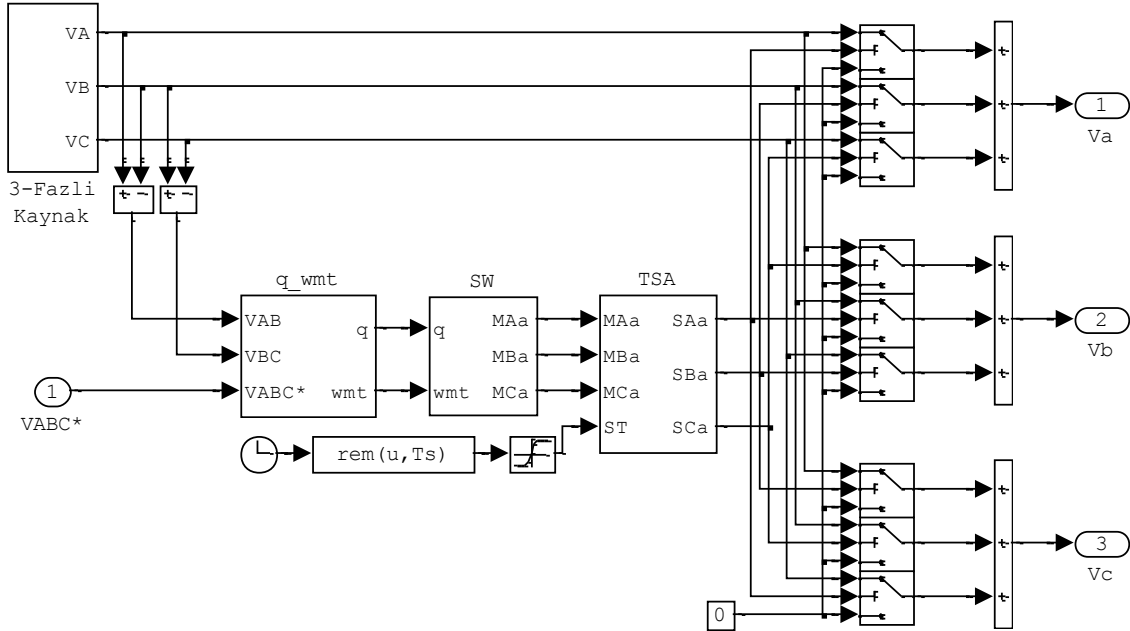
Kaynak [23]'de sabit mıknatıslı senkron motorlu bir servo sistemde hız denetimini iyileştirmek için bir antiwindup-PI tasarımı gerçekleştirilmiştir. Kaynak [24]'de bir RL yükünü besleyen matris konverterin giriş-çıkış akım ve gerilimleri incelenerek farklı anahtarlama frekanslarında harmonik analizi yapılmıştır. Kaynak [25]' de vektör kontrollü asenkron motor ve kaynak [3]' te vektör kontrollü sabit mıknatıslı senkron motor için kontrollü güç kaynağı olarak matris konverter kullanılmıştır.

2. Matris Konverter Modeli Ve Modülasyon Algoritması

Matris konverter doğrudan *ac-ac* dönüşüm gerçekleştiren bir konverter tipidir. Giriş ve çıkış hatları arasına matris şeklinde yerleştirilmiş iki yönlü güç aktarımı yapabilen yarıiletken anahtarlama elemanlarının uygun bağlantısı ile oluşur. Doğrultma işlemi yapılmadığından enerjinin depolanması için kondansatör kullanımına gerek duymamaktadır.

Matris konverterin her 1-faz çıkış gerilimi, 3-faz giriş gerilimlerinin yarıiletken anahtarlar tarafından sabit bir anahtarlama periyodu boyunca arka arkaya düzenli bir şekilde kıyılarak çıkışa aktarılmasıyla elde edilir. Bu anahtarların iletimde kalma süreleri ayarlanarak, istenilen genlik ve frekanstaki çıkış gerilimleri elde edilir. Çıkış gerilimine ait dalga şeklinin sinüzoidal yapıda olması, anahtarlama frekansının

büyüklüğü ile doğrudan orantılıdır. Şekil 1' de matris konverterin Matlab/Simulink [26]' da oluşturulan modeli verilmiştir.



Şekil 1. Matris konverterin Simulink modeli.

Verilen modelde anahtarların iletimde kalma sürelerinin hesaplanmasında Venturini modülasyon algoritması kullanılmıştır. Oluşturulan modele göre öncelikle konverteri besleyecek olan 3-fazlı AC kaynağın hatlar arası gerilimi ölçülür. Daha sonra akım denetleyicileri tarafından belirlenen ve konverterin çıkışında olması istenen referans 3-faz VABC* gerilimleri ile ölçülen hatlar arası gerilimler kullanılarak, konverterin q talep faktörü ile wmt modülasyon açısı belirlenir. Venturini modülasyon algoritmasına göre talep faktörü ile modülasyon açısı denklem (1), (2) ile ifade edilir.

$$q = \sqrt{\frac{V_{om}^2}{V_{im}^2}} \quad (1)$$

$$\omega_m t = \omega_o t - \omega_i t \quad (2)$$

Burada sırası ile, V_{im} giriş faz gerilimlerinin tepe değerini, V_{om} çıkış faz gerilimlerinin tepe değerini, ω_i kaynak frekansını ve ω_o konverter çıkış frekansını temsil etmektedir.

Talep faktörü ve modülasyon açısı belirlendikten sonra SW ile TSA blokları yardımı ile anahtarların iletimde kalma süreleri hesaplanır.

Talep faktörü olarak adlandırılan q , matris konverterin çıkış ile giriş gerilimleri arasındaki dönüştürme oranıdır. Bu benzetim çalışmasında $q \leq 0.5$ gerilim dönüştürme oranına sahip Venturini modülasyon algoritması kullanılmıştır.

3. Motor Modeli

Sabit mıknatıslı senkron motorlar, senkron makinaların özel olarak uyarılan bir alt sınıfı olarak ele alınır ve yüksek güç yoğunluğu, yüksek verim, yüksek moment/atalet oranı ve düşük atalet momenti bakımından AC motorlar arasında önemli bir yer tutar. Bu motorlar günümüzde endüstrinin farklı uygulama alanlarında oldukça popülerdir. Vektör kontrol yöntemine göre, motorun senkron hızla dönen rotor referans düzlemindeki matematiksel denklemleri çıkartılarak Matlab/simulink modeli oluşturulmuştur.

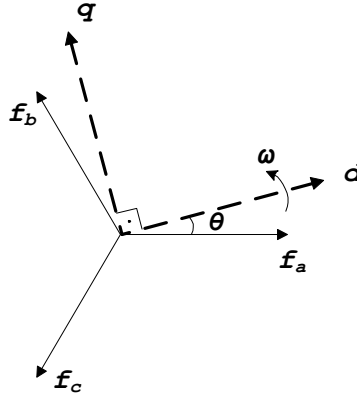
Sabit mıknatıslı senkron motorlar hava aralığındaki manyetik akının dağılımına göre, trapezoidal akı dağılımlı ve sinüzoidal akı dağılımlı olmak üzere iki farklı yapıya sahiptirler. Bunlardan sinüzoidal akı dağılımlı sabit mıknatıslı senkron motorlar ürettikleri elektromanyetik momentin daha az harmonikli olması nedeniyle daha geniş bir kullanım alanına sahiptir.

Uygun bir motor modeli türetebilmek için bazı varsayımlar yapılır. Bunlar; stator sargıları hava aralığı çevresinde sinüzoidal bir şekilde yayılmıştır, indüktansların rotor açısına bağımlılığı üzerindeki stator oyuklarının etkisi, manyetik doyma, indüktans ve dirençlerin sıcaklık ve frekansa olan bağımlılıkları ihmal edilmiştir.

Bu varsayımlar doğrultusunda motora ait akım, gerilim ve akı gibi üç faz büyüklükleri rotor konumuna sabitlenmiş senkron hızda dönen dq eksen sistemine denklem (3) yardımı ile dönüştürülür.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_o \end{bmatrix}}_{f_{dqo}} = \frac{\sqrt{2}}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-120^\circ) & \cos(\theta+120^\circ) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta-120^\circ) & -\sin(\theta+120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}}_{T_{dqo}(\theta)} \underbrace{\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix}}_{f_{abc}} \quad (3)$$

Burada $T_{dq}(\theta)$ Park dönüşüm matrisi olarak adlandırılır ve f_a , f_b , ve f_c ise aralarında 120° faz farkı bulunan üç faz büyüklüklerini temsil eder. Şekil 2' de motora ait abc üç faz büyüklükleri ile senkron hızda dönen dq eksen sistemi arasındaki ilişki vektörel olarak gösterilmiştir.



Şekil 2. dq ile abc arasındaki ilişki.

Burada θ faz vektörleri ile rotor konumu arasındaki elektriksel açıdır. Vektör dönüşümleri sonucunda motorun elektriksel devresine ait geçici durum matematik modeli, stator faz gerilimleri cinsinden denklem (4) ile ifade edilir.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_o \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_{cd} \\ E_{cq} \\ E_{co} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} + E_{cd} \quad (5)$$

$$V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + E_{cq} \quad (6)$$

$$E_{cd} = -\omega_r L_r I_q \quad (7)$$

$$E_{cq} = \omega_r L_d I_d + \omega_r \psi_m \quad (8)$$

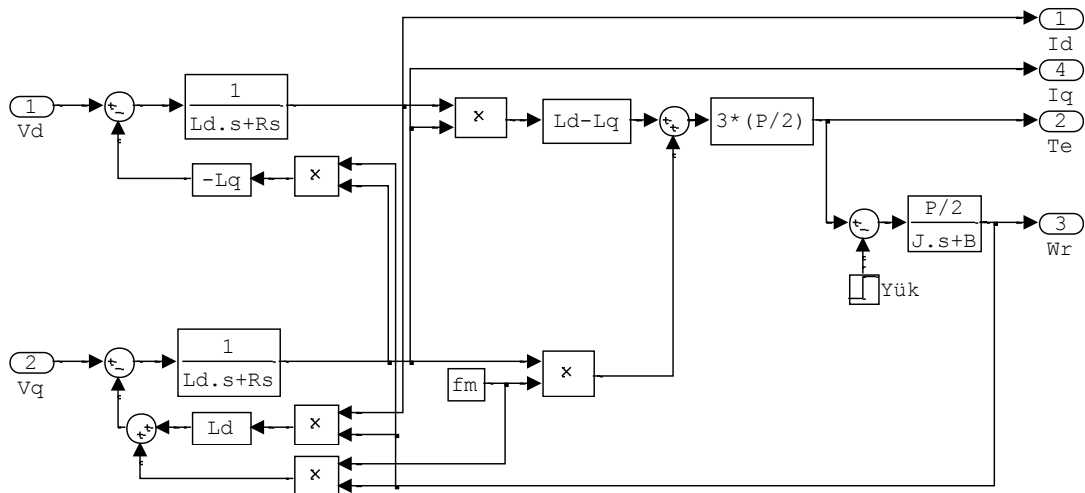
Yukarıdaki denklemlerde V_d , V_q rotor konumuna sabitlenmiş senkron hızda dönen dq eksen gerilimleri, R_s stator sargı direnci, I_d ve I_q stator akımları, E_{cd} ve E_{cq} zıt emk, ω_r ise rad/s olarak rotor açısal hızıdır. Motorun ürettiği elektromanyetik moment;

$$T_e = \frac{3P}{2} [\psi_m I_q + (L_d - L_q) I_d I_q] \quad (9)$$

Motorda üretilen moment motorun mekanik devresinde harcanmaktadır. Motorun mekanik devresine ait geçici durum matematik modeli;

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B\omega_m \quad (10)$$

Burada J motorun eylemsizlik momenti, B sürtünme katsayısı, ω_m rotor mekanik hızı ve T_L yük momentidir. Denklem (5)-(10) kullanılarak motorun dq eksen sisteminde elde edilen simulink modeli Şekil 3' te verilmiştir.



Şekil 3. Sabit mıknatıslı senkron motorun dq modeli.

Benzetimde kullanılan motora ait parametreler Tablo 1’ de verilmiştir.

Tablo 1. Sabit mıknatıslı senkron motor parametreleri.

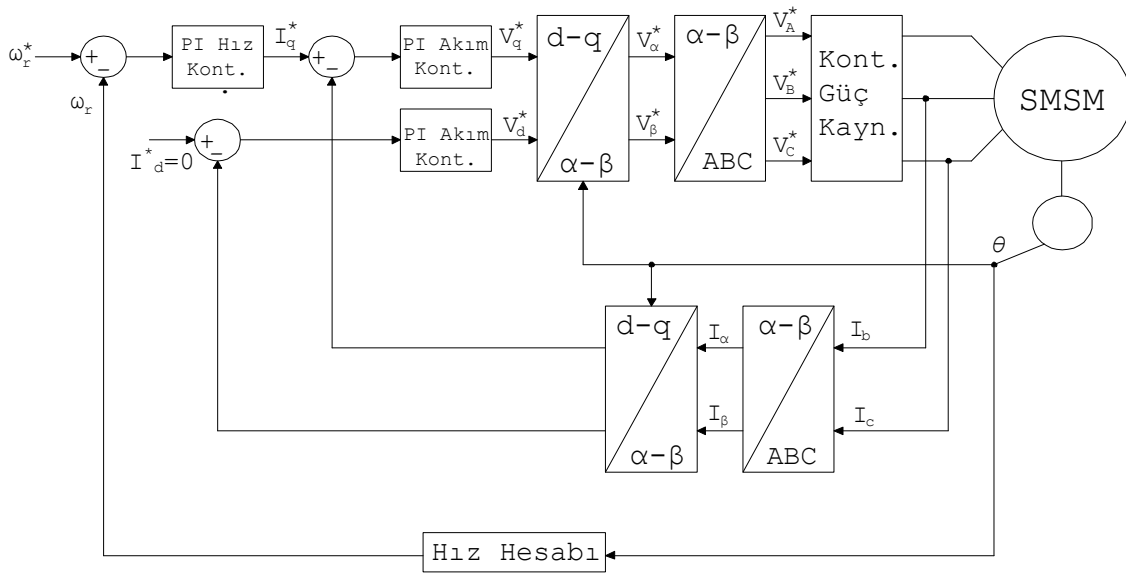
220 Volt, 50 Hertz	$f_m=0.1088$ Weber
$R_s= 0.41 \Omega$	$J=0.0222$ kg.m ²
$L_d= 6.8$ mH	$B=0$ Nm.s
$L_q= 6.8$ mH	$P=4$ (1500 rpm)

4. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Vektör Kontrolü

Alan yönlendirme kontrolü olarak da bilinen vektör kontrol, bir vektör ile temsil edilen stator akım ve gerilimlerini hem genlik hem de faz bakımından kontrol etmeyi hedeflemektedir. Bunu gerçekleştirmek için, kontrol yöntemi zamana ve hıza bağımlı 3-fazlı bir sistemi zamandan bağımsız iki koordinat (dq-koordinatları) sistemine dönüştüren dönüşümlere ihtiyaç duyulur. Bu dönüşümler kullanıldığı takdirde *a.c* motor yapısı bir *d.c* motor yapısına benzer olduğu ve bu nedenle *a.c* motorun *d.c* motora benzer bir şekilde kontrol edilebileceği görülür. Vektör kontrollü motor, giriş referansı olarak q koordinatı ile çakışık moment bileşenine ve d koordinatı ile çakışık akı bileşenine ihtiyaç duymaktadır. Bu kontrol yöntemi bahsedilen dönüşümlere gerek duyduğundan kontrol yapısında elektriksel değişkenlerin ani değerleri her an için mevcuttur. Bu bakımdan vektör kontrollü motorun performansı artmaktadır. Çünkü stator akımının moment ve akı bileşenlerinin referans (hedef) değerlerine ulaşmak ve hatta direkt moment kontrolünü yapmak kolaylaşır. dq referans çatıda moment aşağıdaki ifadeye göre değişir.

$$T_e \propto (3 \psi_m P/2) I_q \quad (11)$$

Bu bağıntıya göre ψ_m rotor akısı sabit tutulursa veya sabit olduğu kabul edilirse moment ile moment bileşeni I_q arasında doğrusal bir ilişki elde edilir. Bu nedenle moment, stator akım vektörünün moment bileşeni kontrol edilerek kontrol edilebilmektedir. Bu açıdan SMSM‘ un vektör kontrol yöntemine göre kontrol edilmesiyle ilgili olarak Şekil 4‘ teki kontrol şeması verilmiştir.



Şekil 4. Sabit mıknatıslı senkron motorun vektör kontrol şeması.

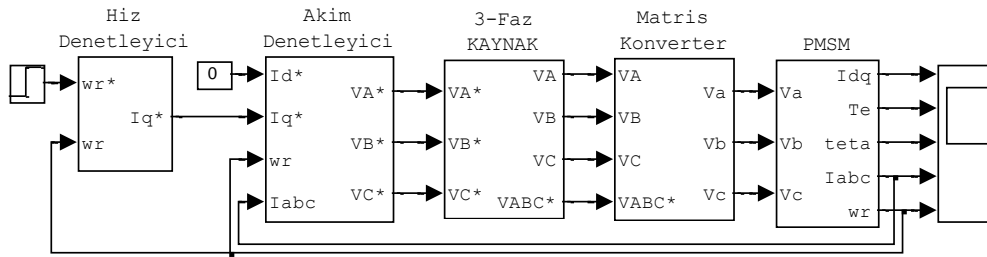
Verilen kontrol şemasına göre motor kontrolünün yapılabilmesi için motorun iki faz akımının ve hız/konumun ölçülmesi gerekir. Burada motorun üçüncü faz akımının da bilinmesi gerekir ancak üçüncü faz akımı, motor yıldız bağlı ve nötr noktası izoleli kabul edildiğinde $I_a + I_b + I_c = 0$ ifadesine göre hesaplanabilir. Motorun konum ve 3-faz akım bilgileri kullanılarak önce Clark ve daha sonra Park dönüşümleriyle I_d ve I_q akımları hesaplanabilir. Motorun konumu ölçülüyorsa hızı, hızı ölçülüyorsa konumu hesaplanabilir.

Hesaplanan hız (ω_r), referans hız ω_r^* ile karşılaştırıldıktan sonra aradaki fark bilgisi, PI hız kontrolörü aracılığıyla motorda momenti oluşturacak olan referans akım bileşeni I_q^* ya dönüştürülmektedir. SMSM' da rotor üzerinde sabit bir mıknatıs bulunduğu ve rotor alanı ψ_m sabit olduğundan motorun normal hız çalışma aralığında kontrol edilmesi durumunda motordaki akıyı oluşturacak olan akım bileşeninin referans değeri $I_d^* = 0$ alınması gerekir. Aksi halde alan zayıflatması gerekiyorsa I_d^* akımı sıfırdan farklı ve negatif değerde olmalıdır. Moment ve akı bileşenlerinin referans değerleri olan I_q^* ve I_d^* belirlendikten sonra ölçülen gerçek motor akımları I_q ve I_d karşılaştırılır. Aradaki fark PI akım kontrolörleri aracılığıyla referans V_q^* ve V_d^* gerilim değerlerine dönüştürülür. Bu gerilimler ters Clark ve ters Park dönüşümleri aracılığıyla referans V_A^* , V_B^* , V_C^* gerilim değerlerine dönüştürülür. Bu gerilimlerin bünyesinde hem genlik hem de frekans bakımından motora uygulanması gereken gerilimlerin bilgisi mevcuttur. Bu

nedenle çeşitli modülasyon teknikleriyle kontrollü güç kaynağında bulunan yarı iletken anahtar elemanların sürülmesi için ilgili PWM sinyalleri üretilebilmektedir.

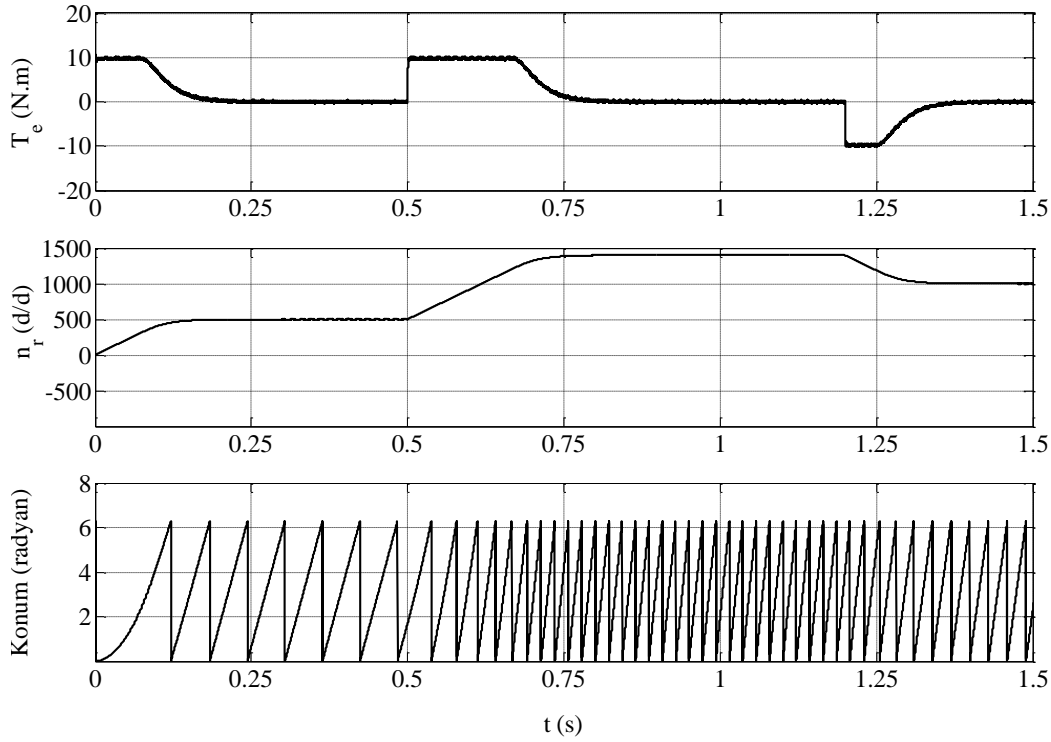
5. Benzetim Sonuçları ve Tartışma

Matris konverterden beslenen sabit mıknatıslı senkron motorun vektör kontrolünün sayısal benzetimini yapabilmek Şekil 4' te verilen vektör kontrol şeması kullanılarak Şekil 5' de verilen Matlab/simulink modeli oluşturulmuştur. Bu model kullanılarak, 5 kHz' lik anahtarlama frekansında değişik yük ve hız şartları için yapılan benzetim sonuçları aşağıda verilmiştir.



Şekil 5. SMSM vektör kontrol sisteminin Simulink modeli.

Şekil 6' da $w_r^* = 500, 1400, 1000$ d/d olarak verilen referans hızlar için motor momenti, hız ve rotor konum grafikleri verilmiştir. Bu süreçte yük momenti $T_L = 0$ alınmıştır. $t = 0$ anında referans hız 500 d/d' dır. Bu hıza bağlı olarak motor hızı da ani olarak yükselmektedir. 0 ile 0.5 saniye arasında referans hız sabit tutulmuştur. Bu süre boyunca motor hızı, referans hızı düzgün olarak izlemektedir. 0.5 sn sonra referans hız 1400 d/d 'ya çıkartılmış ve 0.7 saniye boyunca sabit tutulmuştur.

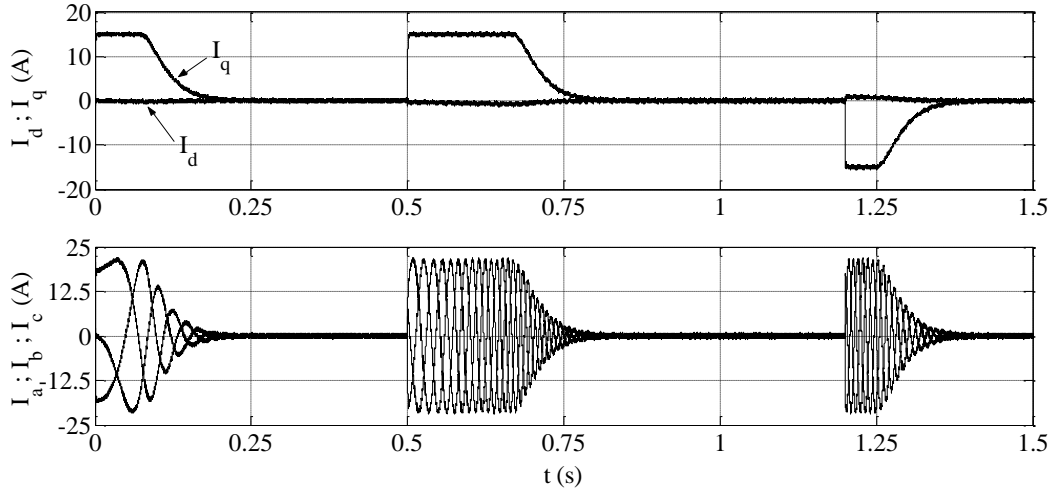


Şekil 6. $T_L=0$ Nm ve $\omega_r^*=500,1400,1000$ d/d referans hızlar için motor momenti, devir sayısı ve rotor konum değişimleri.

Bu süre içerisinde de motor hızının referans hızı 250 ms gecikme ile yakaladığı ve düzgün olarak izlediği görülmektedir. 1.2 saniyeden sonra referans hız 1000 d/d olarak verilmiş ve yine motorun bu hızı 150 ms gecikme ile yakaladığı ve düzgün olarak izlediği görülmektedir. Te moment grafiğine dikkat edilecek olursa motorun sadece verilen referans hızları yakalama süreleri içerisinde yüksek moment ürettiği bunun dışında sürekli durumlarda sifıra yakın düşük bir moment ürettiği görülmektedir. Konum grafiğinden, rotorun elektriksel konumunun her 2π radyan (360°)'da bir sıfır noktasından geçtiği görülmektedir. Motorun başlangıçta 2π radyana ulaşma süresi kalkınmadan dolayı fazladır. Bu durum verilen referans hızları yakalama süreleri içerisinde de görülmektedir. Sürekli durumlarda ise 2π radyanlık süre daha kısadır.

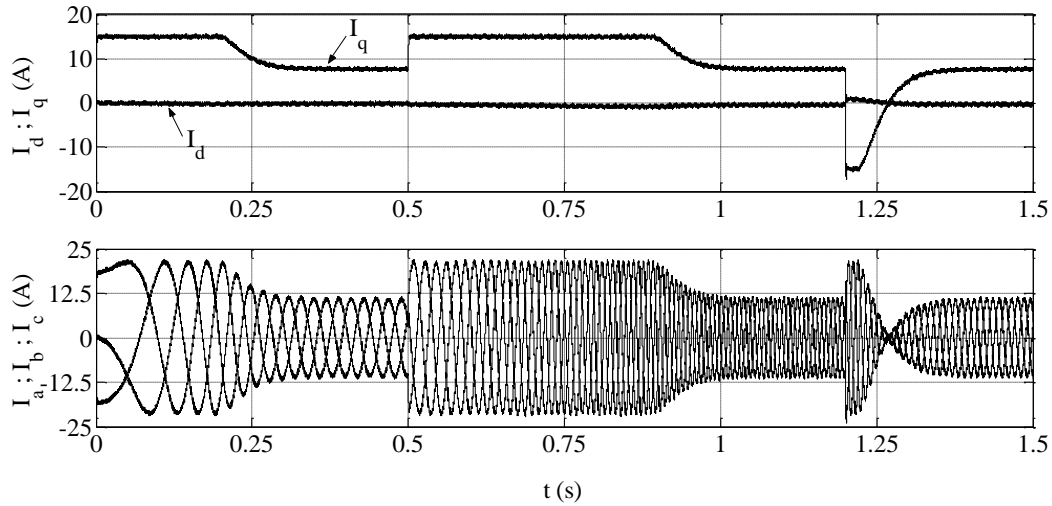
Şekil 7' de aynı referans hız değerleri ve sıfır yük momenti için, moment akım bileşeni I_q ve akı bileşeni I_d ile stator akımlarına ait grafikler verilmiştir. Verilen referans hız değerlerine ulaşma süreleri içerisinde, moment akım bileşeni I_q akımının ve stator akımlarının yüksek olduğu görülmektedir. Sürekli durumda ise I_q akımının ve stator akımlarının azaldığı ve sifıra yakın bir değer aldığı görülmektedir. 1.2' nci saniyeden

sonra referans hız 1400 d/d dan 1000 d/d ya düşürüldüğü zaman gerçek rotor hızının 1400 d/d dan 1000 d/d ya düşmesi için motor negatif moment üretmiştir. Bu durum T_e moment grafiğinden açıkça görülmektedir. Aynı zamanda moment bileşeni I_q ' da negatif olmaktadır. Akı bileşeni I_d ' nin, hızdaki değişimlerden fazla etkilenmediği ve sifıra yakın bir değerde olduğu görülmektedir.



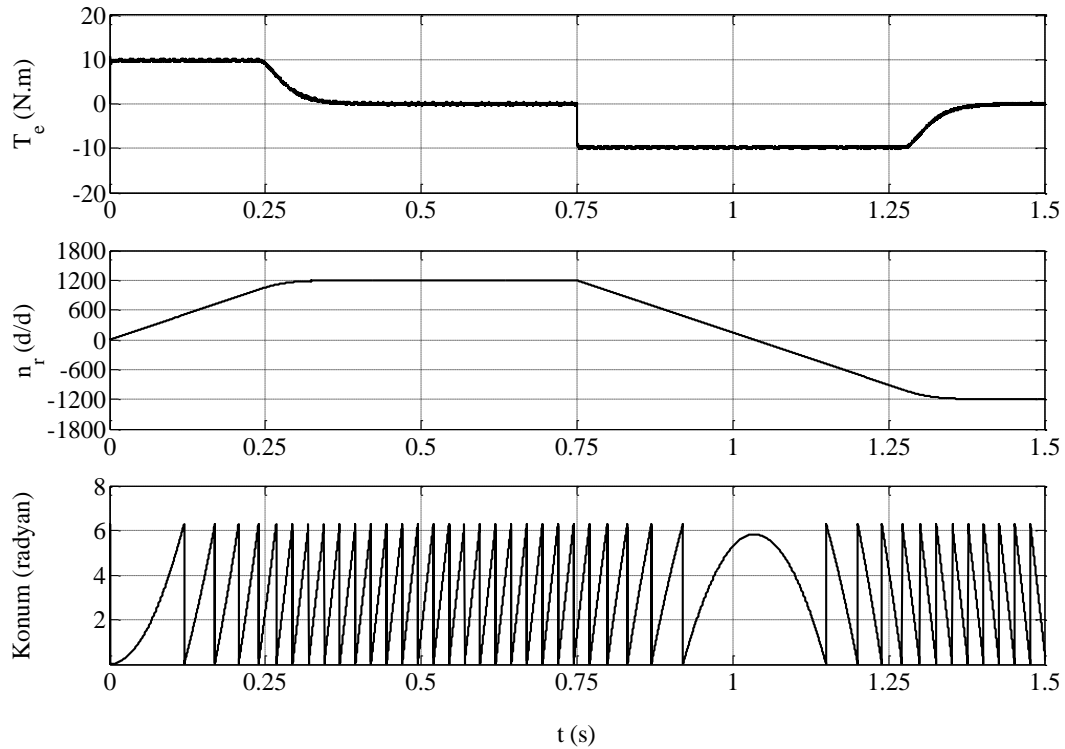
Şekil 7. $T_L=0 \text{ Nm}$ ve $w_r^*=500,1400,1000 \text{ d/d}$ referans hızlar için dq ve stator akımları.

Şekil 8' de $w_r^*=500, 1400, 1000 \text{ d/d}$ olarak verilen referans hız değerleri ve $T_L=5 \text{ Nm}$ yük momentini için motorun, moment akım bileşeni I_q , akı bileşeni I_d ile stator akımlarına ait grafikler verilmiştir. Hızlanma ve yavaşlama süreleri içerisinde I_q akımı ile stator akımları yüksektir. Sürekli durumda ise I_q akımı yük momentini karşılayacak değerde ve I_d akımı ise sifıra yakın değerdedir. Referans hız 1400 d/d dan 1000 d/d ya düşürülürken motorun negatif moment üretebilmesi için moment bileşeni olan I_q akımı da negatif değer almaktadır. Bu durum grafikte açıkça görülmektedir.



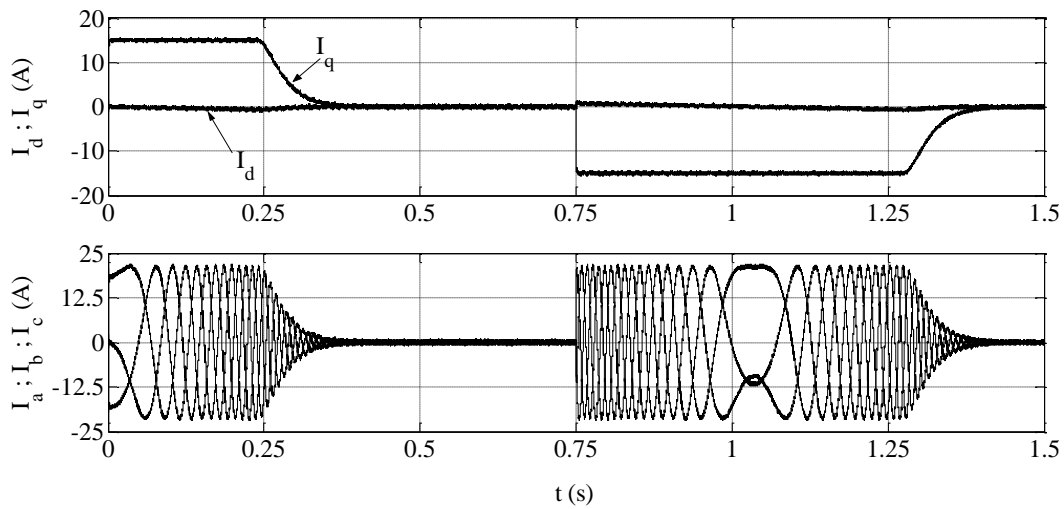
Şekil 8. $T_L=5$ Nm ve $\omega_r^*=500,1400,1000$ d/d referans hızlar için dq ve stator akımları.

Şekil 9 ve Şekil 10’ da, başlangıçta 1200 d/d ve 0.75 saniye sonra -1200 d/d olarak verilen referans hız değerleri için motor momenti, rotor hızı, rotor konum değişimi ile dq ve stator akımlarına ait grafikler verilmiştir. Bu süreçte yük momenti $T_L=0$ Nm alınmıştır.



Şekil 9. $T_L=0$ Nm ve $\omega_r^*=1200,-1200$ d/d referans hızlar için motor momenti, devir sayısı ve rotor konum değişimleri.

Hızlanma süresi içerisinde motorun ürettiği moment yüksek değerdedir yani motor maksimum momentle kalkınmaktadır. Dolayısı ile momenti oluşturan I_q akımı da yüksek değerdedir. Motor 1200 d/d' ya ulaştıktan sonra üretilen moment ve I_q akımı düşmekte ve buna bağlı olarak motorun çektiği faz akımları da azalmaktadır. 0.75 saniye sonra referans hız -1200 d/d olarak verildikten itibaren I_q akımı ve üretilen moment negatif değer almaktadır. Motorun ters yöndeki bu hıza ulaşması için geçen süre yaklaşık 0.5 saniyedir. Bu süre içerisinde motorun çektiği akımların da yüksek olduğu görülmektedir.

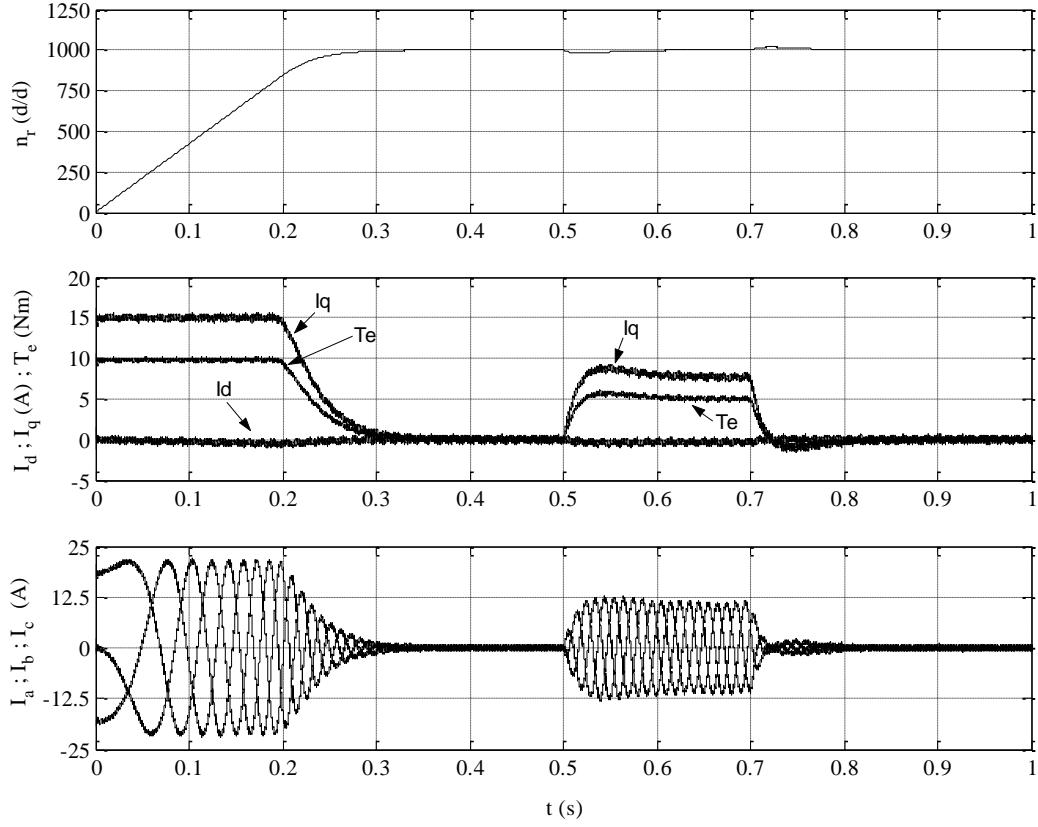


Şekil 10. $T_L=0$ Nm ve $\omega_r^*=1200,-1200$ d/d referans hızlar için dq ve stator akımları.

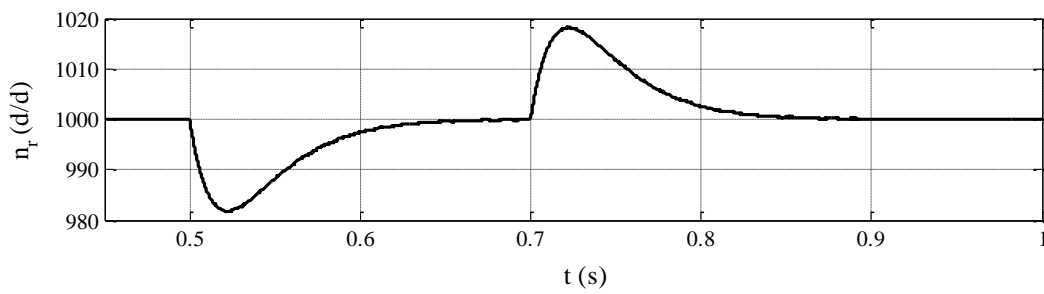
Şekil 11' de 1000 d/d referans hız için motor miline 0.5 saniye ile 0.7 saniye zaman aralığında 5 Nm' lik yükün uygulanmasıyla elde edilen hız, moment ve d-q ile stator akımlarına ait grafikler verilmiştir. Hızlanma süresince moment, momenti oluşturan I_q akımı ve stator akımları yüksek değerdedir. Motor 1000 d/d hıza ulaştıktan sonra moment, I_q akımı ve stator faz akımları motorun boşa çalışmasını karşılayacak bir değere düşmektedir. 5 Nm' lik yükün motor miline uygulandığı zaman aralığında momentin, I_q akımının ve stator akımlarının artışı grafikten görülmektedir.

Yükün motor miline uygulanması ve kaldırılması esnasında, yükün büyüklüğü ile orantılı olarak motor hızında anlık bir düşüş ve artış meydana gelmektedir. Motor hızının verilen referans hız değerine tekrar ulaşması hız denetleyici tarafından çok hızlı

bir şekilde sağlanmıştır. Bu duruma ilişkin grafik Şekil 12’de zaman aralığı büyütülerek verilmiştir.



Şekil 11. $T_L=5$ Nm ve $w_r^*=1000$ d/d referans hız için devir sayısı, motor momenti, dq ve stator akımları.



Şekil 12. $T_L=5$ N.m ve $w_r^*=1000$ d/d referans hızda yüke bağlı devir sayısı değişimi.

6. Sonuçlar

Yapılan benzetim çalışmasında matris konverterden beslenen sinüzoidal akı dağılımlı sabit mıknatıslı senkron motorun vektör kontrolünün sayısal benzetimi gerçekleştirilmiştir. Matris konverterin anahtarlama sürelerinin elde edilmesinde $q \leq 0.5$ gerilim dönüştürme oranına sahip Venturini modülasyon algoritması kullanılmıştır. Çalışmada farklı yük ve referans hızlar için hız denetimi gerçekleştirilmiştir. Yüklü veya yüksüz çalışma durumlarında verilen referans hızlara motorun çok kısa sürelerde ulaştığı, devir yönü değişimlerinde motorun negatif moment üreterek frenleme moduna geçtiği ve dolayısı ile dört bölgede çalışabildiği, sabit moment altında kalkındığı ve üretilen momentteki dalgalanmaların çok küçük değerlerde olduğu grafiklerle gösterilmiştir. Ayrıca matris konverterin, eviricilerle karşılaştırıldığında kondansatör gibi ara enerji depolama elemanlarının olmayışı, çift yönlü güç akışı yapabilmesi, sinüzoidal giriş ve çıkış akımlarına sahip olması, dört bölgeli çalışma ve kontrol edilebilir yer değiştirme faktörü gibi üstünlükleri de göz önüne alındığında bütün bunlar vektör kontrolü uygulanan sinüzoidal akı dağılımlı sabit mıknatıslı senkron motorun akısının ve momentinin ayrı ayrı denetlenebilir olduğunu dolayısı ile çok iyi bir dinamik performansa sahip olduğunu ve matris konverterin bu motorlar için bir sürücü devre olarak kullanılabileceğini göstermektedir.

KAYNAKLAR

1. Vasudevan, M., Arumugan, R., Paramasivam, S., Development of Torque and Flux Ripple Minimization Algorithm for Direct Torque Control of Induction Motor Drive, Electrical Engineering, 2005, pp. 41-51.
2. Blaschke, F., A new method for the structural decoupling of AC induction machines, in conf. Rec. IFAC, Dusseldorf, Germany, Oct. 1971, pp. 1-15.
3. Bouchiker, S., Capolino, G. A., Poloujadoff, M., Vector Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Using AC-AC Matrix Converter, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 6, pp. 1089-1099, November, 1998.
4. Khan, M. A. S. K., Rahman, M. A., Implementation of a New Wavelet Controller for Interior Permanent Magnet Motor Drive, IEEE, pp. 1280-1287, 2007.
5. Gündoğdu, A., Matris Konverterden Beslenen Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Vektör Kontrolünün Sayısal Benzetimi, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 84s., (2005).

6. Gyugyi, L., Pelly, B. R., 1976, Static Power Frequency Changers: Theory, Performance and Applications, New York: John Willey
7. Venturini, M., A New Sine Wave in a Sine Wave Out Conversion Technique Which Eliminates Reactive Elements, In:Proceedings of Powercon 7, San Diego, Calif., pp:E3-1;E3-15, 1980.
8. Venturini, M., Alesina, A., The Generalized Transformer: A New Bidirectional Sinusoidal Waveform Frequency Converter with Continuously Adjustable Input Power Factor, In Proc. IEEE PESC'80, pp:242-252, 1980.
9. S.M. Barakati, J.D. Aplevich, M. Kazerani., Controller design for a wind turbine system including a matrix converter, IEEE Power Engineering Society General Meeting, pp. 1-8, 2007.
10. M.E.I. Mokadem, V. Courtecuisse, C. Saudemont, B. Robyns, J. Deuse., Experimental study of variable speed wind generator contribution to primary frequency control, Renewable Energy, Vol. 34, pp. 833-844, 2009.
11. Friedli T, Kolar JW, Rodriguez J, Wheeler PW., Comparative evaluation of three-phase AC-AC matrix converter and voltage DC-link back-to-back converter systems, IEEE T Ind Electron 12, 4487-4510, 2012.
12. Wheeler, P. W., ve diğ., Matris Converters: A Technology Review, IEEE, Transactions on Industrial Electronics, Vol.49, No.2, 276-288, 2002.
13. Zari, L., Control of Matrix Converter, PhDThesis, Department of Electrical Engineering, University of Bologna, 2007.
14. Liu, T. H., Chen, D. F., Hung, C. K., nonlinear Controller design and Implementation for a Matrix Converter Based PMSM Drive System, IEEE. Proc. Electr. Power Appl., Vol. 152, No. 5, September 2005.
15. S.M. Barakati, M. Kazerani, J.D. Aplevich., Maximum power tracking control for a wind turbine system including a matrix converter, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 24, pp. 705-713, 2009.
16. H. Polinder, F.F.A. Vander Pijl, G.J. DeVilder, P. Tavner., Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 21, pp. 725-733, 2006.
17. L. Helle, K.B. Larsen, A.H. Jorgensen, S. Munk-Nielsen, F. Blaabjerg., Evaluation of modulation schemes for three-phase to three-phase matrix converters, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, pp. 158-171,2004.
18. Kolar JW, Friedli T, Rodriguez J, Wheeler PW., Review of three-phase PWM AC-AC converter topologies. IEEE T Ind Electron, 11, 4988-5006, 2011.
19. Casadei D, Serra G, Tani A., Zarri L., A review on matrix converters. Electr Rev, 2, 15-25, 2006.

20. Szcze_Sniak, P., Urbanski, K., Fedyczak, Z., Zawirski, K., Comparative study of drive systems using vector-controlled PMSM fed by a matrix converter and a conventional frequency converter, Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, Vol.24,1516-1531,2016.
21. Bharanikumar, R., Kumar, A.N., Performance analysis of wind turbine-driven permanent magnet generator with matrix converter, Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, Vol.20, No.3, 299-317, 2012.
22. Nnadi, D., Omeje, C., Steady state analysis of a three phase indirect matrix converter fed 10 HP, 220 V, 50 Hz induction machine for efficient energy generation, Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, Vol.24,3877-3897,2016.
23. Yang, M., Niu, L., Xu, D., Antiwindup design for the speed loop PI controller of a PMSM servo system, Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, Vol.21, 1318-1327, 2013.
24. Gündoğdu, A., RL Yükünü Besleyen Matris Konverterin Matlab/Simulink İle Benzetimi, Gazi Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi, Cilt.24, No.2, 199-207, 2009.
25. Matsuo, T., Bernet, S., Colby, R. S., Lipo, T. A., Application of the Matrix Converter to Induction Motor Drives, in Proc. IEEE-IAS'96, Oct. 1996, San Diego, CA, pp.60-67.
26. Math Works, MATLAB^R for Microsoft Windows, Mass, 1995.