

# ASENKRON MOTORLARIN VEKTÖR ALAN YÖNTEMİYLE KONTROLÜ

N.Süha BAYINDIR - Erdoğan NARLI

Dokuz Eylül Üniversitesi. Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

## O Z E T

*Son yıllarda, hızlı tepki, istenen duyarlı hız ve pozisyon kontrolü uygulamalarında, doğru akım motorlarına alternatif olarak vektör kontrollü asenkron motorlar geliştirilmekte ve kullanılmaktadır. Bu konuda yurt içindeki az sayıda çalışmalar henüz bilgisayar simülasyonları düzeyinde olup, yurtdışındaki çalışmalarda da halen bazı tasarım sorunları vardır. Ancak hızlı mikroişlemciler ve DSP yongaları, gelecekte tüm servo uygulamalarında vektör kontrollü asenkron motorların kullanımına olanak sağlayacaktır. Bu makalede asenkron motorların vektör alan yöntemi ile kontrolü tanıtılmakta ve yöntemin uygulanabilirliği ve sorunları tartışılmaktadır.*

VEKTÖR KONTROLÜ NEDİR?  
ASENKRON MOTOR BİR DOĞRU  
AKIM MOTORU GİBİ DUYARLI VE  
HIZU KONTROL EDİLEBİLİR Mİ?

**D**oğru akım motorlarının duyarlı servo-kontrol uygulamalarında tercih edilmelerinin nedeni: makina içerisindeki magnetik akımın alan akımıyla, üretilen dönme momentinin ise armatür akımıyla, birbirlerinden bağımsız olarak, kontrol edilebilmesidir. Böylelikle makina, yük momenti veya hız değişimlerine karşı hızlı tepki gösterebilmektedir. Asenkron motorların bilinen skalar kontrolünde ise, voltaj ve frekans temel kontrol değişkenleri olup, moment ve akı bu iki değişkenin fonksiyonlarıdır. Bu kuplaj etkisi asenkron motorun tepkisinin yavaşlamasına neden olur. örneğin moment artırmak için frekansı artırdığımızı düşünelim. Bu durumda ilk anda, gerilim sabit iken,

$$v - 4.44 f N y$$

eşitliği gereğince, akıda ve dolayısı ile momentde azalma olacaktır. Uygulamada bu azalmayı telafi etmek amacı ile, v/f kontrolü diye bilinen yöntemle voltaj, uygun miktarda artırılmaktadır. Ancak bu işlem sırasında momentdeki geçici azalma, motor tepkisinin gecikmesine neden olacaktır.

Asenkron motorların skalar kontrolündeki bu sınırlama, vektör veya alan yönlendirmeli kontrol yöntemi ile giderilebilir. Vektör kontrolünde; eksen dönüşümleri ile, stator akımının moment ve akıyı oluşturan bileşenleri birbirlerinden dekuple edilerek, geçiş tepki karakteristikleri hızlandırılmış ve bir doğru akım makinasının karakteristiklerine benzetilmiştir [1]. Bu yöntemde stator akımının genliğinin yanısıra fazının da kontrol edilmesi nedeniyle, yöntemin adı -Vektör Kontrol\* olarak belirlenmiştir [2]. İlke olarak, alan akısı vektörünün stator akımının bir bileşeni doğrultusunda yönlendirilmesi nedeniyle bu yöntem 'Alan Yönlendirilmeli Kontrol' olarak da isimlendirilmektedir [3].

Sincap kafesli asenkron motorlar basit, sağlam, bakım gerektirmeyen ve tüm güçlerde en ucuz motorlardır. Ayrıca, doğru akım motorlarında komütatör-fırça düzeninin neden oldu-

ğü: elektriksel ve mekanik gürültü, süreli bakım zorunluluğu ve patlayıcı ortamlarda çalışmama gibi sakıncalar, asenkron motorlarda yoktur. Bu nedenle, vektör kontrollü asenkron motorlar, Mikroelektronik dalındaki hızlı gelişmelerin yardımı ile, gelecekte duyarlı servo-kontrol uygulamalarında doğru akım motorlarının kullanımını gereksiz kılacaktır. Yüksek dinamik performans gerektirmeyen uygulamalarda dahi, güvenilirlik ve enerji tasarrufu açısından, klasik yöntemlere tercih edilecektir [2].

Vektör kontrol yöntemi ilk kez Blaschke tarafından uygulanmış ve Leonhard ve Bose başta olmak üzere Kanada, Almanya, Japonya, İngiltere ve Amerika'dan çeşitli araştırmacılar bu yöntemin gelişmesine katkıda bulunmuşlardır [4] [5] [6].

Stator akımının moment ve akı bileşenlerine ayrıştırılması sırasında, referans eksenlerinin: mıknatıslama akısı, rotor akısı, stator akısı veya rotor üzerine çakıştırılması seçeneklerine göre, başlıca dört ayrı tip vektör kontrol yöntemi vardır [2]. Ayrıca, dönüşümlerde kullanılan birim vektörlerini elde etme şekline göre, dolaylı ve dolaysız kontrol yöntemleri tanımlanmaktadır. Bu yöntemlerin uygulanmasında karşılaşılan başlıca sorunlar: Akı ölçümlerinin yeterince hassas olmaması, kontrol sisteminin motor parametrelerine bağlı olması ve sonuçta akım bileşenlerinin de-kuple olma özelliğinin bozulmasıdır [1]. Rotor direncinin sıcaklıkla ve deri etkisiyle artmasının vektör kontrolü üzerindeki bozucu etkisini en aza indirmek amacıyla, rotor direncini belirleme fonksiyonu türetilmiş ve denklemlerdeki parametrelerde gerekli düzeltmeler yapılmıştır [7] [8].

Vektör kontrol sisteminde moment, akımla kontrol edildiğinden, bu sistemde sürücü olarak akım kaynaklı evirgeç kullanmak doğaldır. Ancak, kontrol sisteminin çıkışındaki akım komutu ile, ölçülen akım karşılaştırılıp, aradaki hata bir PI kompensatöründen geçirilerek voltaj komutu üretilir. Böylece voltaj kaynaklı bir evirgecin kullanımı da mümkün olur.

#### ASENKRON MOTORUN DİNAMİK MODELİ

3 fazlı asenkron motorun stator ve



**"Vektör kontrol yöntemi ilk kez Blaschke tarafından uygulanmış ve Leonhard ve Bose başta olmak üzere Kanada, Almanya, İtalya, Japonya, İngiltere ve Amerika'dan çeşitli araştırmacılar bu yöntemin gelişmesine katkıda bulunmuşlardır."**

rotor fazları arasındaki magnetik kupaaj nedeniyle, dinamik davranışının 3 eksen sisteminde modellenmesi, zamanla değişen katsayılı diferansiyel denklemlerle mümkün olmakta ve çok karmaşık bir model yapısı ortaya çıkmaktadır. Bu nedenle, dengeli 3 fazlı frekans dönüştürücüsünden beslenen bir asenkron motorun dinamik davranışı, d-q eksenlerinden oluşan iki eksenli sistemde modellenir [9] [10]. Bu sistemde, zamanla değişen parametreler yok edilmekte, tüm parametre ve değişkenler birbirinden de-kuple olan ortogonal d- ve q- eksenleri üzerinde tanımlanmaktadır. Makinanın dinamik modeli, durağan veya döner eksen sistemlerinde tanımlanabilir. Durağan eksen sisteminde, d<sup>s</sup>- ve q<sup>s</sup>- referans eksenleri, statora göre sabit konumdadır. Döner eksen sisteminde ise, d<sup>e</sup>- ve q<sup>e</sup>- referans eksenleri, rotor hızında veya senkron hızda dönerler. Senkron hızda dönen eksen sistemi modelinin avantajı, sinüzoy-

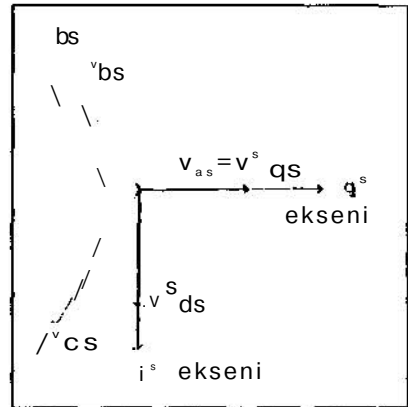
dal uyarılar altında, sürekli hal değişkenlerinin zamana göre sabit olmalarıdır.

#### EKSEN DÖNÜŞÜMLERİ

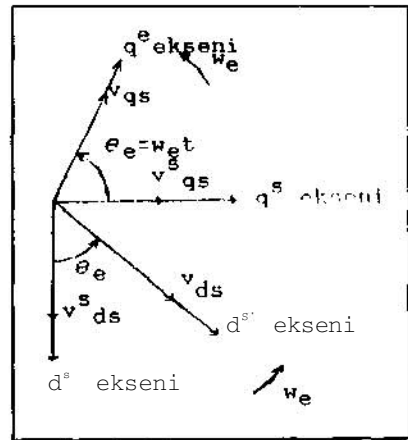
Vektör kontrolü yönteminde kullanılan dinamik modelin elde edilebilmesi için, ard arda iki ayrı eksen dönüşümü yapmak gerekir. İlk dönüşümde, 3 fazlı akım, gerilim ve akı değişkenleri, durağan d<sup>s</sup> - q<sup>s</sup> eksen sistemine aktarılır. Burada örnek olarak, stator gerilimlerin dönüşümü incelenmiştir. Diğer değişkenlerin dönüşümleri benzer şekilde gerçekleştirilebilir [10]. Şekil-1'de, statorun as-fazı eksenini ile durağan q<sup>s</sup> - eksenini çakıştırdığı durumda, fazör dönüşüm diyagramı görülmektedir. Bu diyagrama göre, as-bs-cs eksen sisteminde d<sup>s</sup> - q<sup>s</sup> eksen sistemine dönüşüm ve ters dönüşüm, aşağıdaki

$$V_{qs}^s = V_{as} \quad (0)$$

$$V_{ds}^s = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{bs} + \frac{1}{\sqrt{3}} V_{cs} \quad (2)$$



Ş0\*/M:as-bs-cs/d<sup>s</sup>-q<sup>s</sup> dönüşümü



Şekil-2 d<sup>s</sup> - q<sup>s</sup> / d<sup>e</sup> - q<sup>e</sup> dönüşümü

denklemlerle gerçekleştirilir.

Durağan  $d^s$ - $q^s$  eksen sistemindeki  $v^s$ ,  $v^s$   $d^s$  gerilimlerini,  $W_e$  senkron hızında dönen  $d^e$  -  $q^e$  eksen sistemindeki  $V_{pj}$ ,  $V^e$  gerilimlerine dönüştürmek için, Şekil-2'deki fazör diyagramı ve aşağıdaki dönüşüm denklemleri kullanılır.

$$V_{qs} = v_s^s \cos \omega_e t - v_s^d \sin \omega_e t \quad (3)$$

$$V_{ds} = -v_s^s \sin \omega_e t + v_s^d \cos \omega_e t \quad (4)$$

Asenkron motorun stator sargılarına 3- fazlı, dengeli sinüzoidal kaynak gerilimleri uygulandığı takdirde, bu gerilimler (1) ve (2) dönüşüm denklemleri ile durağan  $d^s$ - $q^s$  eksen sistemine dönüştürülerek,

$$v_{qs}^s = V_{sm} \cos \omega_e t \quad (5)$$

$$v_{ds}^s = -V_{sm} \sin \omega_e t \quad (6)$$

elde edilir. (5), (6) denklemleri, (3), (4) denklemlerine yerleştirildiğinde, döner  $d^e$  -  $q^e$  eksen sistemindeki gerilim bileşenleri elde edilir

$$v_{qs}^e \sim v_{sm} \quad \text{ve} \quad v_{ds}^e = 0 \quad (7)$$

Bu eşitliklerden de görüldüğü gibi, sinüzoidal değişkenler, döner eksen sisteminde, doğru akım değerleri olarak görülmektedir.

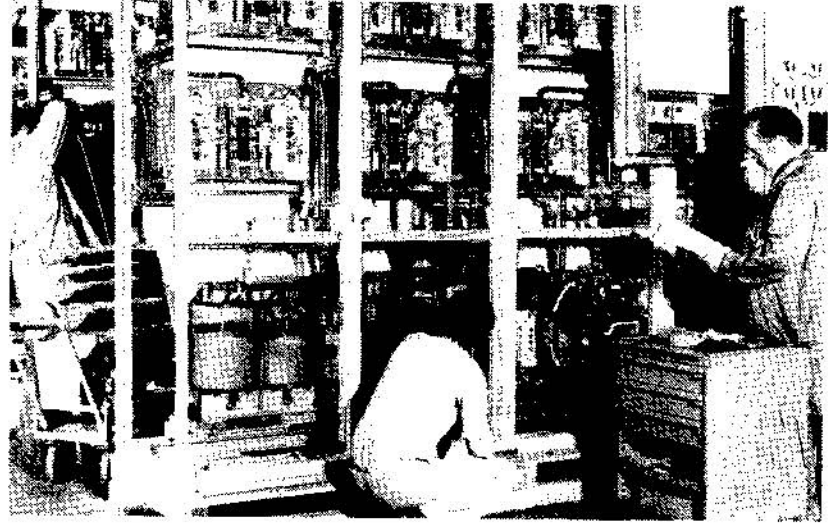
#### SENKRON HIZLA DÖNEN EKSEN SİSTEMİ MODELİ

Senkron hızla dönen  $d^e$  -  $q^e$  eksen sisteminde, stator gerilim, akım ve akı bileşenleri arasındaki dinamik denklemler

$$v_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + \frac{d\psi_{qs}^e}{dt} + \omega_e \psi_{ds}^e \quad (8)$$

$$v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + \frac{d\psi_{ds}^e}{dt} - \omega_e \psi_{qs}^e \quad (9)$$

şeklinde dir. [1]. Eşitliklerin sağ tarafındaki son terimler; referans eksenlerinin dönmesinden kaynaklanan dönme gerilimleridir. Dikkat edilirse, bir ekseninde endüklenen dönme gerilimi, diğer eksenin akı bileşeni ile açısal hızın çarpımından elde edilmektedir. Senkron hızda dönen referans eksenlerinin,  $w_e$  hızında dönen rotora göre hızı  $w_e - w_r$  olduğundan, stator tarafına aktarılan rotor denklemleri, (8) ve (9) denklemlerine ben-



zer şekilde elde edilir.

$$R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_e - w_r) \psi_{dr} = 0 \quad (10)$$

$$R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} + (\omega_e - w_r) \psi_{qr} = 0 \quad (11)$$

(8), (9), (10) ve (11) denklemleri kullanılarak, sincap kafes tipi bir asenkron motorun; senkron hızda dönen eksen sistemindeki dinamik D-Q eşdeğer devreleri Şekil 3'de gösterilmiştir. Eşdeğer devreler üzerinde görülen akım-akı ilişkileri, (8)-(11) denklemlerine yerleştirildiğinde, motorun elektriksel dinamiğini, gerilim ve akımlar cinsinden, tanımlayan modeli aşağıdaki şekilde elde edilir [1].

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^e \\ v_{ds}^e \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{sp} & w_e L_s & L_{mp} & w_e L_m \\ -w_e L_s & R_s + L_p & -w_e L_m & U_p \\ U_p & (w_e - w_r) L_m & R_r + b_p & (w_e - w_r) U \\ - (w_e - w_r) U & L_{mp} & - (w_e - w_r) L_r & R_r + U_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \\ i_{qr}^e \\ i_{dr}^e \end{bmatrix} \quad (12)$$

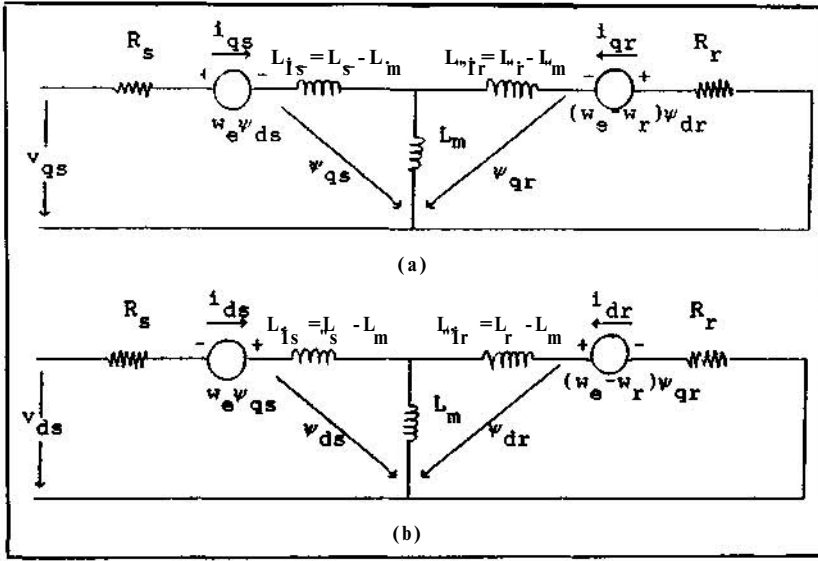
(Denklem 12)

Sürekli hal çalışmasında, denklem (12)'deki tüm türev terimleri sıfır olur ve rotor hızı sabit bir değer alır. Ancak geçiş durumunda,  $W_r$  değişkenidir ve motorun mekanik denklemi  $T_e - T_L - (2J/P) (dV/dt) = 0$  (13) olur. Burada  $T_e$  elektromagnetik moment,  $T_L$  yük moment,  $J$  yük ve motorun eşdeğer atalet moment,  $P$  ise kutup sayısıdır. Asenkron motorda dönme moment, hava aralığı akışı

ile rotor akısının etkileşimi sonucunda üretilir. Döner eksen sisteminde moment ifadesi

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} (I_{qs}^e \psi_{ds}^e - I_{ds}^e \psi_{qs}^e) \quad (14)$$

olur, (12), (13) ve (14) denklemleri asenkron motorun tüm elektromekanik dinamiğini tanımlayan, beşinci dereceden nonlinear, bir model oluşturur. Eksen dönüşüm denklemleri ile birlikte bu model, motorun ge-



Şekil 3. SENKRON HIZDA dönen eksenlerdeki eşdeğer devre.

cici ve sürekli hal davranışının bilgisayar üzerindeki simülasyonunda kullanılmıştır [1T]. Simülasyon sonuçları, modelin, motor dinamik davranışını uygun olarak yansıttığını göstermektedir [12].

#### DOLAYU ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROL

Stator akımının moment bileşeni ile akı bileşeni birbirlerinden dekuple edebilmek için, bu iki bileşeni, birbirlerine ortogonal olan  $d^{\circ}$  - ve  $q^{\circ}$  - eksenleri üzerine yerleştirmek gerekir. Bu ancak dönüşüm denklemlerinde yer alan  $\sin\omega_e t$  ve  $\cos\omega_e t$  birim vektörlerinin uygun seçimiyle mümkün olabilir. Uygulamada, birim vektörlerinin üretiliş biçimine göre dolaylı ve dolaysız alan yönlendirmesi olmak üzere, iki ayrı kontrol yöntemi kullanılmaktadır [4] [6]. Dolaysız alan yönlendirmesinde birim vektörler, hava aralığında ölçülen, veya akım ve gerilim ölçümleri sonucunda tahmin edilen akımlar yardımıyla elde edilir [4]. Ancak düşük hızlarda, akımların ölçümü ya da hesaplanması zorlaşmakta ve sinyallerin harmonik gürültüleri sorunlara yol açabilmektedir. Bu nedenle kimi uygulamalarda bu yöntem yerine dolaylı alan yönlendirme yöntemi tercih edilmektedir. Bu makalede, tüm hız sahasında kullanılabilen ve makina terminal koşullarından bağımsız olan, dolaylı alan yönlendirmesinin ilçeleri

açıklanmaktadır. Şekil -3'deki eşdeğer devreden, stator akımları ile akımlar arasında

$$V_{qs} - L_m i_{qr} + L_s i_{qs} \quad (15)$$

$$V_{ds} - L_m i_{dr} + L_s i_{ds} \quad (16)$$

$$V_{qr} - L_f i_{gr} + L_m i_{qs} \quad (17)$$

$$V_{dr} - M_{dr} + L_m i_{ds} \quad (18)$$

bağıntıları yazılabilir. Bu bağıntılar arasında  $t_{qr}$  ve  $i_{qr}$  rotor akımları yok edilirse,

$$y_{qs} = (L_g - L_m^2/L_r) i_{qs} + (L_m/L_r) \psi_{qr} \quad (19)$$

$$V_{ds} = (L_s - L_m^2/L_r) \dot{y}_{qs} + (U/L_r)$$

$$V_{dr} \quad (20)$$

elde edilir. (19) ve (20) denklemlerindeki  $y_{qs}$  ve  $y_{ds}$  eşitliklerini (14) denkleminde yerleştirerek, stator akımları ve rotor akımları cinsinden bir moment denklemi elde edebiliriz.

$$T_e = (3pL_m/4L_r) (i_{qs} \psi_{dr} - i_{ds} \psi_{qr}) \quad (21)$$

Asenkron motorun stator akımının moment ve akı bileşenlerinin birbirlerinden dekuple edilebilmesi için, (21) denklemi ile belirtilen moment eşitliğinin, doğru akım motorunun aşağıdaki moment eşitliğine benzetilmesi gerekir.

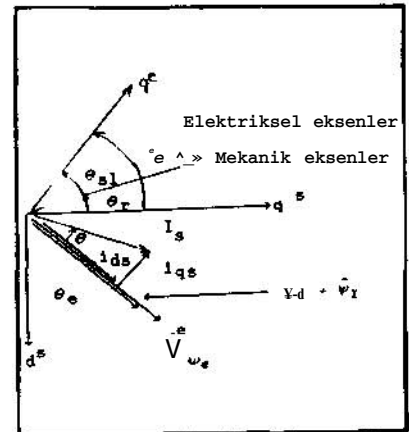
$$T_e = K_a \psi i_a \quad (22)$$

(22) denklemindeki  $V_f$  alan akısı yalnızca  $\psi$  alan akımına bağlıdır ve bu değer sabit tutulduğunda,  $T_e$  momenti,  $i_a$  akımı ile doğrudan kontrol edilebilmektedir. Asenkron motorda bu özelliği elde edebilmek için (21) denklemindeki  $y_{qr}$  veya  $y_{dr}$  akılarından birini sıfıra eşitleyip, rotor akısını yalnız bir eksen üzerine yerleştirmek yeterli olacaktır, örneğin,  $y_{dr}$  rotor akısını  $d^{\circ}$  - eksenine üzerine yerleştirdiğimizi varsayarsak,  $y_{dr} = V_{dr} \psi_e / \omega_e$  - Bu durumda (21) denklemi

$$T_e = (3pL_m/4L_r) i_{qs} \psi_{dr} \quad (23)$$

eşitliğine dönüşür. Bu eşitlikteki  $y_{dr}$  akısı ve  $i_{qs}$  akımı, Doğru akım motorunun moment denklemindeki  $y_f$  akısı ve  $i_a$  akımına benzemektedir. Sonuç olarak, stator akımının döner  $d^{\circ}$  -  $q^{\circ}$  eksen sistemindeki akı ve moment bileşenleri, birbirlerinden dekuple olan,  $i_{ds}$  ve  $i_{qs}$  akımlarına karşı gelmektedir. Şekil -4'deki bu fazör ilişkisi sağlayabilmek için, dolaylı alan yönlendirmesi yönteminde aşağıda açıklanan kontrol prensibi kullanılmaktadır.

(17) ve (18) denklemleri kullanılarak (10) ve (11) rotor denklemlerindeki  $i_{qr}$  ve  $i_{dr}$  rotor akımları yok edilebilir.



Şekil 4. DOLAYU VEKTÖR kontrolü fazör diyagramını.

Böylece:

$$d_{v_{qr}}/dt + (R_r/L_r)v_{qr} - (L_m/L_r)R_r'q_s + w_s |v_{dr} - 0 \quad (24)$$

$$d_{v_{dr}}/dt + (R_r/L_r)v_{dr} - (L_m/L_r)R_r'd_s + *s |V_{qr} - 0 \quad (25)$$

elde edilir. Burada  $w_s | - w_e - w_r$  kayma frekansdır. Stator akımının moment ve akı bileşenlerini birbirlerinden dekopple edebilmek için (24) ve (25) denklemlerinde

$$w_s | - (L_m R_r / L_r) i_{qs} > V_r \quad (26)$$

ve

$$\Psi_r = L_m i_{ds} \quad (27)$$

elde edilir. (26) ve (27) eşitlikleri, dolaylı alan yönlendirmesinde sağlanması gereken koşullardır. Bu koşullar sağlandığı takdirde, asenkron motorun bir doğru akım motoru gibi hassas ve hızlı kontrol edilmesi mümkün olacaktır. Bunun için, dönüşümlerde kullanılan  $\sin w_e t$  ve  $\cos w_e t$  birim vektörlerinin hesaplanmasında, (26) ve (27) koşulları esas alınacaktır. (27) koşulu ve (13) denklemindeki moment eşitliği dikkate alınarak;  $i_{js}$  ve  $i_{qs}$  akımları ile  $W_r$  rotor hızı arasındaki öbek şema modeli Şekil -5'de gösterilmiştir. Stator akımının akı bileşeni ids. istenilen rotor akı düzeyine göre ayarlanıp bu değerde sabit tutulur.  $i_{qs}$  ise, hız kontrol çevriminden elde edilir.

Dolaylı alan yönlendirmesinin kullanıldığı bir hız kontrol uygulaması Şekil -6'da görülmektedir, öbek şema-



**“Dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrolün uygulamadaki en önemli avantajı, yalnızca bir sinyalinin ölçümüne gerek duyulmasıdır.”**

sında görüldüğü gibi, girişteki referans hız ( $w_r^*$ ) ile ölçülen motor hızı ( $w_r$ ) arasındaki hata, bir denetleyici ve akım sınırlayıcıdan geçirilerek,  $i_{qs}^*$  akım komutu elde edilmektedir. Rotor akısı  $\Psi_r$  önceden belirlenen sabit  $k_{JS}^*$  değerini (27) denklemine yerleştirerek hesaplanır. Elde edilen  $V_r$  ve  $i_{qs}^*$  değerleri (26) denklemine yerleştirilerek,  $VV^*$  kayma frekansı bulunur. Birim vektörlerinin elde edilmesinde kullanılan  $e_s \cdot w_e t$  açısı,

$$\langle e - (w_s f + w_r') t \quad (28)$$

eşitliği ile hesaplanır.

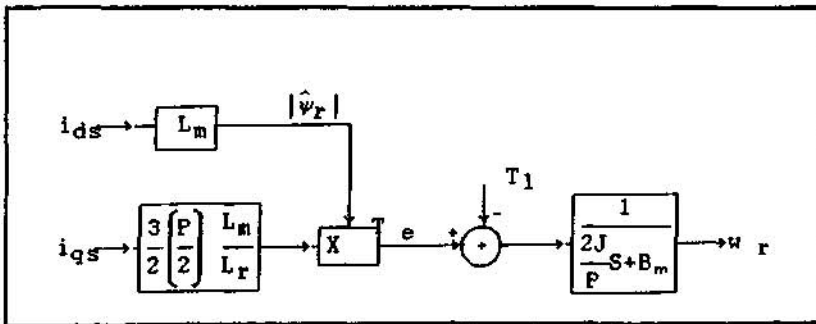
öbek şemanın eksen dönüşümleri kısmında;  $i_a^*$  ve  $i_{qs}^*$  akımları, (26) ve (27) koşullarını sağlayan birim vektörleri yardımı ile önce durağan  $d^* - q^*$  eksen sistemine, daha sonra üç fazlı eksen sistemine dönüştürülerek,  $i_a^*$ ,  $i_b^*$  ve  $i_c^*$  akım komutları elde edilir. Bu üç fazlı akım komutları, darbe genişliği modülasyonlu (PWM) bir evirgeçe uygulanarak motorun vektör kontrollü olarak sürülmesi sağlanır.

Şekil -6'daki hız kontrol sisteminin SIMNON paket programı desteği ile yapılan sirkülasyonlarında, referans hızın basamak değişimine karşı, moment ve gerçek motor hızı tepkileri Şekil-7'de verilmiştir [14]. Sistemdeki asenkron motorun anma değerleri ve eşdeğer devre parametreleri:

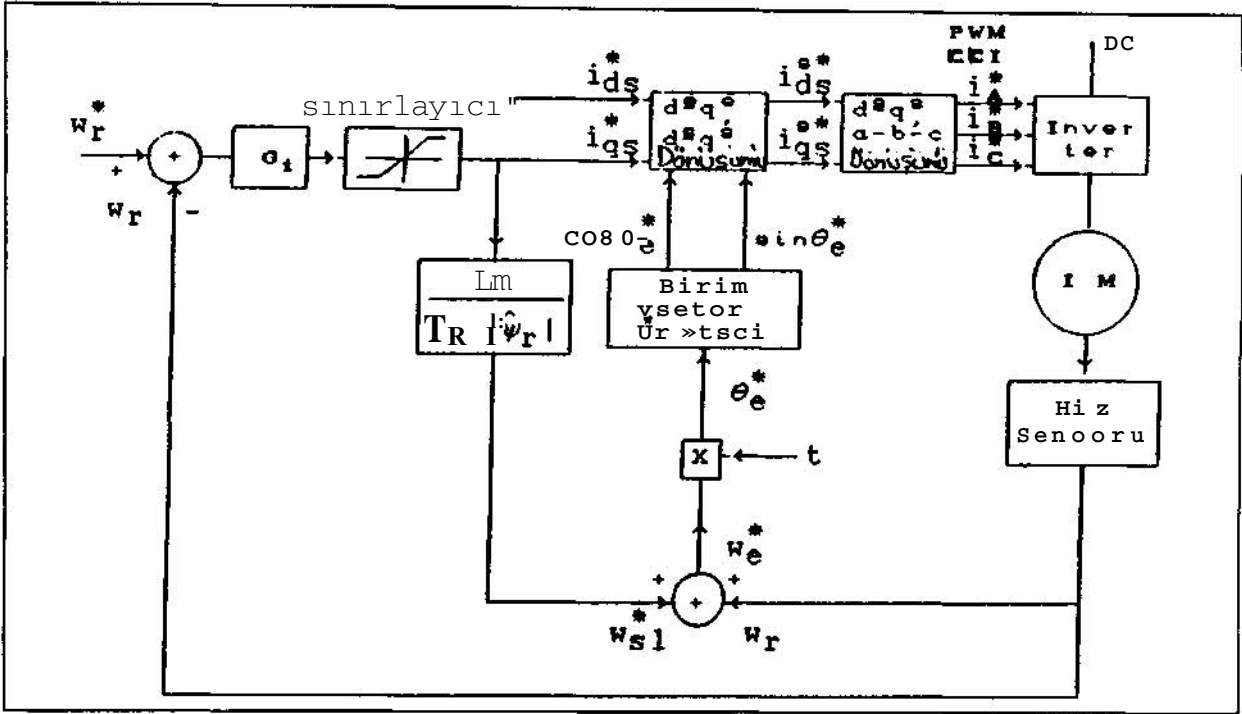
Anma çıkış gücü	1 kW
Anma Hız	171 Ödev. dak
$R_s$	0.49 ohm
$R_r$	0.45 ohm
$L_g$	0.0388 H
$L_r$	0.0354 H
$U_n$	0.0354 H
Motor ve yükün toplam atalet momenti	0.024 Nm S <sup>2</sup> /rad
Motor ve yükün toplam sürtünme katsa.	0.0036 Nm s/rad
Yük moment	5 Nm

Şekil-7'de, Referans hızın basamak artışının olduğu anda,  $T_e$  momenti, atalet momentini karşılayabilmek için, % 100'lük ani bir artış göstermekte ve daha sonra, birinci dereceden bir sistem gibi davranarak, 200 ms'de sürekli hal değerine ulaşmaktadır. Hız tepkisi, üstel olarak artmakta ve 200ms de % 9'luk hata ile, yeni sürekli hal değerine ulaşmaktadır. Bu hata oranı, bir denetleyici yardımı ile azaltılabilir [11]. Bu sonuçlar, tipik bir doğru akım motorunun geçiş tepki özelliklerine benzetmekte ve dolaylı vektör kontrol yönteminin, servo uygulamalarında kullanmaya uygun olduğunu göstermektedir.]

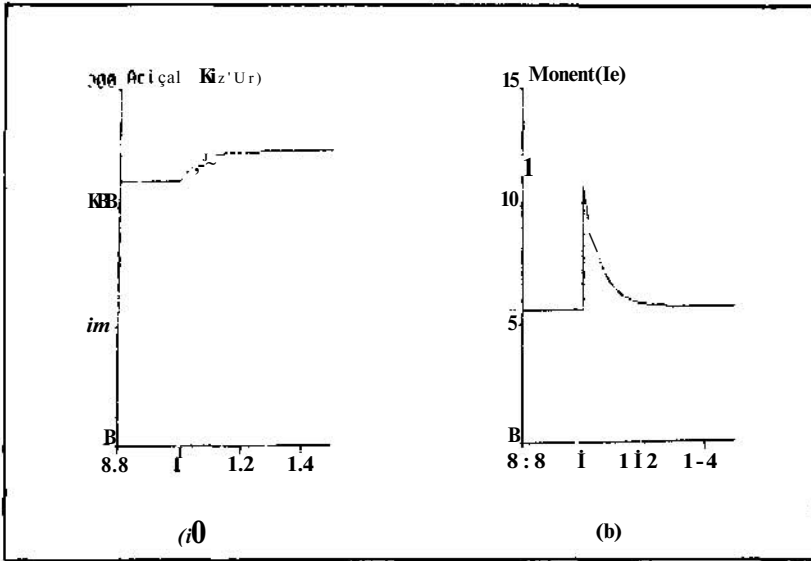
Dolaylı alan yönlendirmeli vektör kontrolün uygulamadaki en önemli avantajı, yalnızca bir sinyalinin ölçümüne gerek duyulmasıdır. Eksen dö-



Şekil 5. Dolaylı vektör kontrollü motor modelinin blok şeması



Şekil 6. DOLA YLI VECTOR kontrollü hız kontrol sistemi



Şekil 7. SİSTEMİN REFERANS hızının basamak artışına karşı (a), hız, (b) moment tepkisi.

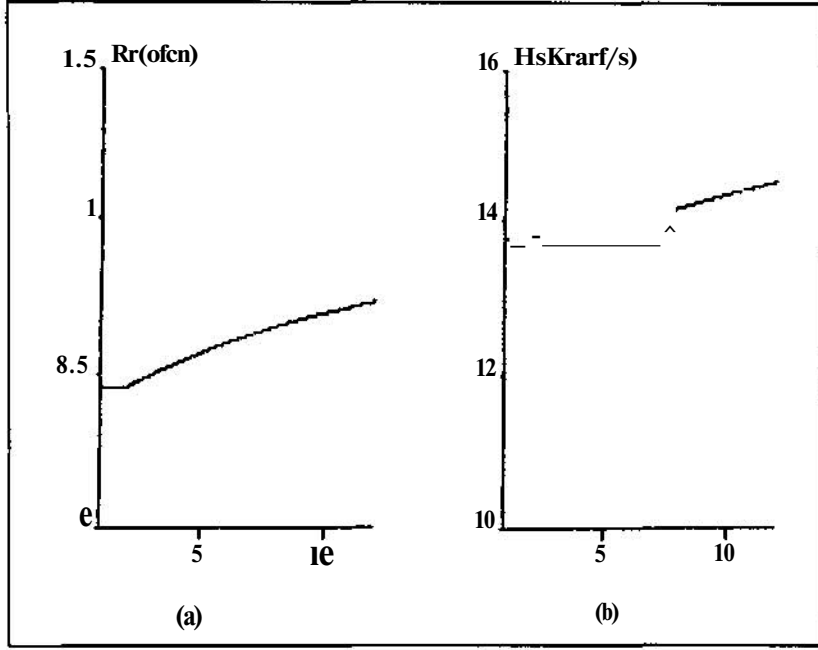
nüşümleri ve dolaylı alan yönlendirme işlemleri bir mikrodenetleyici üzerinde gerçekleştirilebilir. Yöntemin uygulamadaki en büyük güçlüğü ise, çok sayıda işlemi içermesi ve bu işlemlerin gerçek zamanda yapılma zorunluluğudur. Bu nedenle, uygulamada, DSP yongaları diye bilinen, hızlı sayısal işaret işleyicileri kullanılır [13]. örneğin, Motor hızı kontrolü

uygulamalarına uygun olarak tasarlanan TMS320C14 tipi bir DSP yongasının bir işlem süresi nanosaniyeler mertebesinde olup, evirgecin anahtar elemanlarını tetiklemek için altı adet PWM çıkışı bulunmaktadır. Teorik ve simülasyon çalışmaları tamamlanan bu projenin uygulaması, TM320C14 tipi bir DSP yongası üzerinde gerçekleştirilecektir [12].

Dolaylı alan yönlendirme yönteminin, uygulamada karşılaşılan önemli bir sorunu; kayma frekansının hesaplandığı işlemlerin, parametrelere bağımlı olmasıdır, özellikle, rotor direncinin sıcaklıkla ve deri etkisiyle değişmesi, kayma frekansının yanlış hesaplanmasına neden olmakta ve sonuçta, stator akımının moment ve akı bileşenlerinin dekuple olma özelliğini bozmaktadır. Bu durum motorun gerek sürekli, gerek geçici hal davranışının bozulmasına neden olmaktadır. Parametrelerdeki değişimin sistem davranışı üzerindeki olumsuz etkileri üzerinde yapılan bir araştırma sonucunda:

- Kayma faktörü ve akımın sürekli hal değerlerinde hata olduğu,
- Geçiş rejiminde, moment ve akı tepkilerinde ikinci dereceden salınımlar olduğu gözlenmiştir [7]. Geçiş tepkisindeki bozulmaların, bir dış kontrol çevrimi eklenerek düzeltilebileceği, ancak sürekli hal kayma faktöründeki hatanın, kayıpları artırdığı ve en büyük moment değerini azalttığı belirtilmiştir.

Rotor direncindeki değişimin en büyük etkisi kayma frekansı üzerinde gözlemlendiğinden, bu çalışmada, rotor direncinin üstel olarak artışı sırasın-



Şekil 8. fa; ROTOR DİRENCİNDEKİ değişim (b) Kayma frekansında değişim.

da, kayma frekansının tepkisi gözlenmiştir. Şekil -8'de, on saniyelik bir sürede, rotor direncinin, üstel olarak % 100'lük artışı sonucunda, kayma frekansında %5.5'lük bir artış olmaktadır. Bu artış, daha önce bahsedildiği gibi, dolaylı alan yönlendirmesi için gerekli olan (26) denklemdeki koşulu bozmakta ve dolayısı ile sistemin dekuple olma özelliğini yitirmesine yol açmaktadır. Bu nedenle, bu etkileri azaltmak için ek kontrol önlemlerine gerek vardır [12].

CHAN, rotor direncini önceden tahmin edilebilmek için, bir fonksiyon türetmiş ve kayma faktörünün hesaplanmasında kullanılan rotor direnç değerini düzelterek, motor performansını artırmıştır [8]. Ancak bu tür tahmin yöntemleri belirli varsayımlar altında geçerli olduğundan, özellikle sürekli hal davranışında hatalı sonuçlar verebilmektedir.

Rotor direncindeki değişimlerin yavaş olduğu gözönüne alındığında, bu değişimlerin geçiş davranışını çok az etkileyeceği açıktır. Ancak bu çalışmada, sürekli halde oluşacak hataları azaltmak için, ölçülen rotor hızı ile stator frekansı arasındaki kayma frekansını  $q > 1$  ve  $i_{qs}^*$  değerleri kullanılarak hesaplanan kayma fre-

kansı ile karşılaştıracak ve aradaki hatayı düzeltecek bir denetleyici tasarlanmaktadır [12]

## SONUÇLAR

Asenkron motorların yakın bir gelecekte; çelik haddehaneleri, kağıt endüstrisi, duyarlı tezgah kontrolü gibi, hızlı ve kararlı tepki gerektiren uygulamalarda, doğru akım motorlarının yerini alacağı konusunu gündemdedir. Bu değişime olanak sağlayacak vektör alan yönteminin temel ilkeleri ve uygulama özellikleri tanımlanmış ve sorunları tartışılmıştır. Yurtdışındaki kullanımının giderek yaygınlaştığı bu sistemin ülkemizde de tasarlanabileceği ve geliştirilebileceği açıktır. Gelecekte, çoğu konuda olduğu gibi, bu konuda da yurtdışına bağımlı olmamak için, endüstriyel elektronik konusunda araştırma yapan mühendislerin, fazla gecikmeden, bu ve benzeri konularda araştırmalara yönelmelerini önermekteyiz, özellikle hızlı mikroişlemcilerin ve DSP yongalarının yurdumuzda da yaygın olarak kullanılmaya başlandığı bir dönemde, taklitçilikten sakınıp, yeni teknolojilerle bezenmiş, özgün tasarımlar yapabilmek için çaba harcamalıyız.

## KAYNAKLAR

- 1) B. K. Bose, Power Electronics and AC Drives. Englewood Cliffs: Prentice Hall, s. 45-52 ve 264-276.
- 2) P. Vas, Vector Control of AC Machines, Oxford: Clarendon Press, 1990
- 3) B.K. Bose, "Technology Trends in Microcomputer Control of Electrical Machines", IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. 35, No1, Feb. 1989.
- 4) F. Blaschke, "The Principle of Field Orientation as applied to the New TRANSVECTOR Closed Loop Control System for Rotating Field Machines", Siemens Review, Vol. 34, pp. 217-220 May 1972.
- 5) R. Gabriel, W. Leonhard, C. J. Nordby, "Field Oriented Control of a Standard AC Motor Using Microprocessors", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-16, pp. 186-192, Mar./apr. 1980
- 6) M. Koyama, et al., "Microprocessor-Based Vector Control System for Induction Motor Drives with Rotor Time Constant Identification Constant". IEEE Trans. Ind. Appl1., Vol. IA-22. No.3, May/June 1986.
- 7) K.B. Nordin, et al, "The Influence of Motor Parameter Deviations in Feedforward Field Orientation Drive Systems", IEEE Trans. Ind. Appl1., Vol. IA-21, No.4, July / Aug 1985.
- 8) C.C.Chan, H. Wang, "An Effective Method for Rotor Resistance Identification for High-Performance Induction Motor Vector Control", IEEE Trans. Electronics, Vol. 37, No.6, pp.477-482, Dec. 1990.
- 9) N.N. Hancock, Matrix Analysis of Electrical Machinery. Pergamon Press, 1974.
- 10) B. Adkins, R.G. Harley, The General Theory of Alternating Current Machines, London: Chapman and Hall.
- 11) E. Narlı, N.S. Bayındır, T. Oranç, "Dolaylı Alan Yönlendirmeli Bi Asenkron Motor Hız Kontrol Sistemi Simülasyonu", Elektrik Mühendisliği IV.Uusal Kongresi, s. 1-4, Eylül 1991
- 12) E. Narlı, "Indirect Vector Control of Induction Machines", MScThesis, Dokuz Eylül Univ., 1991
- 13) Digital Signal Processing Applications with the TMS320 Family, Texas Instruments, 1986.
- 14) H. Elmqvist, et al., SIMNON Version 3.0, Users Guide for MS-DOS Computers, SSPA Systems, 1990.