

# MATRİS ÇEVİRİCİDEN BESLENEN UÇ ETKİLİ LİNEER ASENKRON MOTORUN KONTROL SİMÜLASYONU

**Hüseyin ALTUN**

Fırat Üniversitesi, Teknik Eğitim Fakültesi, Elektrik Eğitimi Bölümü, 23119 Elazığ.

[haltun@firat.edu.tr](mailto:haltun@firat.edu.tr)

(Geliş/Received: 16.04.2010; Kabul/Accepted: 14.02.2011)

## ÖZET

Bu çalışmada, matris çeviriciden beslenen ve yapısı gereği uç etkisi bulunan bir lineer asenkron motorun alan yönlendirme ile kontrolünün benzetimi gerçekleştirilmiştir. Matris çevirici ve uç etkili lineer asenkron motor Matlab/Simulink’de modellenmiştir. Lineer asenkron motorda meydana gelen uç etkisi göz önünde bulundurulmuş, kurulan benzetim modeli ile gerçek koşullara uygun sonuçlar elde edilmiştir. Lineer asenkron motor sürücü sisteminde matris çeviricinin kullanımı, sisteme matris çeviricinin avantajlarını kazandırmıştır. Uç etkisi dikkate alınarak konvansiyonel bir şekilde motorun alan yönlendirme ile kontrolü yapılmış, uç etkisinin motorun kontrol performansına olumsuz yansımaları benzetim sonuçlarıyla gösterilmiştir. Uç etkisinin kontrol performansına olumsuz etkisi, daha sonra kullanılan bir yöntemle giderilmiş, elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Sonuçlar önerilen kontrol tekniğinin etkinliğini göstermiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Lineer asenkron motor, uç etkisi, matris çevirici, alan yönlendirmeli kontrol.

## SIMULATION FOR THE CONTROL OF A LINEAR INDUCTION MOTOR WITH END EFFECT FED BY MATRIX CONVERTER

### ABSTRACT

In this study, simulation of field-oriented control of a linear induction motor fed by matrix converter was conducted. End-effect in the linear induction motor which occurs due to the structure has been taken into consideration. The matrix converter and the linear induction motor with end-effect have been modelled in Matlab/Simulink. With the constructed simulation model and because end-effect in the linear induction motor has been taken into account, results in accordance with actual conditions have been obtained. Use of matrix converter in the linear induction motor drive system has brought advantages of the matrix converter to the drive system. Negative reflection of the end-effect to the performance of vector control, in a conventional manner, of the linear induction motor has been shown by the obtained results. Subsequently, this negative reflection has been compensated with a new approach to improve the control performance, and for both cases results were given in comparison. The results demonstrate the effectiveness of the proposed control technique.

**Keywords:** Linear induction motor, end-effect, matrix converter, field-oriented control.

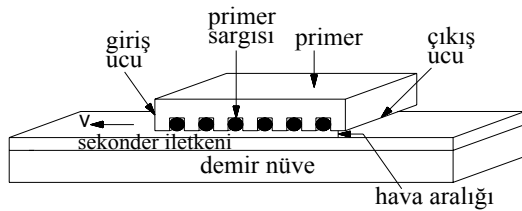
### 1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

Lineer asenkron motorun (LAM) performansı eşdeğeri döner hareket yapan asenkron motor (DAM) performansı kadar iyi değildir. Bununla birlikte LAM’ın birçok karakteristiği DAM tarafından karşılanamamaktadır. Buna ek olarak, dişli sistemi veya döner hareketi lineer harekete dönüştüren çeviricilerin olmaması LAM’ı daha sağlam ve uygun hale getirmektedir [1–4]. Endüstride en yaygın şekilde kullanılan lineer motor, lineer asenkron motordur.

LAM’ın kullanım alanlarından bazıları; yüksek hızlı raylı ulaşım, yürüyen band sistemleri, çelik endüstrisi, otomobil endüstrisi, sürme tipi kapılar, tekstil endüstrisi, sıvı metal pompalardır. Tek yanlı kısa primerli bir lineer asenkron motorun şematik çizimi Şekil.1’de verilmiştir.

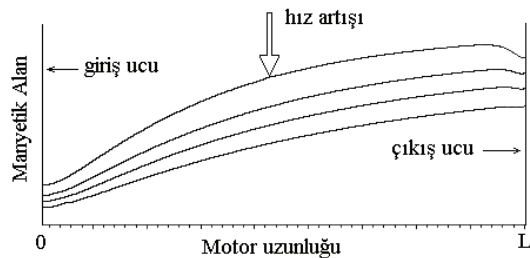
Lineer asenkron motor hareket halinde iken, motor açık hava aralığına sahip olmasından dolayı, hareketin yönüne bağlı olarak motor giriş ucunda sürekli manyetik alan üretilirken çıkış ucunda var olan

manyetik alan yok olmaktadır. Giriş ve çıkış uçlarında manyetik alanda meydana gelen bu şekildeki ani değişimler alüminyumdan oluşmuş sekonder iletken levhası üzerinde eddy akımlarının indüklenmesine neden olur. Bu akımların neden olduğu giriş ucu ve çıkış ucu elektromanyetik alan dalgaları motor uzunluğu boyunca primer ve sekonder arasındaki hava aralığında meydana gelen normal manyetik alan dalgasını olumsuz yönde etkileyerek motorun manyetik alan profilini bozmaktadır. Giriş ucunda oluşan manyetik dalga Şekil.2’de gösterildiği gibi özellikle yüksek hızlarda LAM’ın performansı üzerinde olumsuz etkiye sahiptir. Bu yüzden motor analizinde, motorun performansının belirlenmesi açısından uç etkisini göz önünde bulundurmamak daha gerçekçi olacaktır. Bazı çalışmalarda LAM’ın çıkışında meydana gelen manyetik alan dalgasının ihmal edilebileceği vurgulanmıştır [1,5].



**Şekil 1.** Tek yanlı ve kısa primerli lineer asenkron motorun şematik görünüşü. (Schematic view of a single-sided short primary linear induction motor)

Özellikle son 20 yıl içinde meydana gelen yarıiletken güç elemanları ve mikro denetleyici teknolojisindeki hızlı ilerlemeler güç elektroniği devrelerinde gelişmelere ve iyileştirmelere öncülük etmiştir. Alternatif akım (AA) motorları değişken hız uygulamalarında kullanıldıklarında frekans çeviricileri tarafından beslenirler. Bu tip uygulamalarda eviriciler, sağlamlık ve maliyetten dolayı, diğer tip çeviricilere sıkça tercih edilirler. Ancak giriş tarafında kontrollü çevirici kullanmaksızın, bu tip çeviricilerle çift yönlü güç akışı elde etmek mümkün değildir. Buna ilave olarak doğru akım (DA) bara filtresi kullanımı, bu tip çeviricinin ağır ve geniş yer kaplamasına ve dolayısıyla daha düşük güç/hacim oranına neden olmaktadır. Dört-bölgeli çalışma, birim güç faktörü, çift yönlü güç akışı ve sinüzoidal giriş ve çıkış dalga şekillerinin arzu edildiği değişken hız uygulamalarında ise matris çeviriciler cazip olmaktadır [6,7]. Bu çalışmada lineer asenkron motor, üç-fazlı bir matris çeviriciden beslenmiştir.



**Şekil 2.** Farklı hız değerleri için motor uzunluğu boyunca manyetik alan değişimi [16]. (Magnetic field variation along the motor length for different values of speed)

Literatürde, uç etkisini göz önünde bulunduran LAM’ın eşdeğer devre ve kontrolü üzerine bazı çalışmalar bulunmaktadır. LAM’ın eşdeğer devresini elde etmek üzerine yapılan çalışmaların çoğu döner hareket yapan asenkron motor eşdeğer devre modelinden farklı olarak uç etkisini de kapsayacak şekilde model devreler üzerine odaklanmıştır. Kaynak [8]’de boyuna uç etkisi, enine uç etkisi, deri etkisi ve demirde manyetik doymayı dikkate alan bir sürekli durum eşdeğer devre modeli verilmiştir. Sadece boyuna uç etkisini dikkate alan sürekli durum eşdeğer devre modeli Gieras vd. [9] tarafından önerilmiştir. Burada uç etkisi değişken bir faktör ile temsil edilmiştir. Wei vd. [10] tarafından gerilim, frekans ve akım gibi değişik çalışma şartlarında uç etkisini de göz önünde bulundurularak LAM’ın dinamik davranışı incelenmiştir. Eviriciden beslenen LAM’ın kapalı çevrim kontrolü [5,11]’de gerçekleştirilmiştir. [11]’de LAM’ın analizi hem uç etkisi dikkate alınarak ve hem de uç etkisi dikkate alınmayarak yapılmıştır. Benzetim sonuçlarından uç etkisinin yüksek hızlarda göz önünde bulundurulması gerektiği gösterilmiştir.

Bu çalışmada uç etkisi göz önünde tutularak, üç-fazlı matris çeviriciden beslenen lineer asenkron motorun alan yönlendirme ile kontrolü gerçekleştirilmiştir.

## 2. UÇ ETKİLİ LINEER ASEKRON MOTOR MODELİ (LINEAR INDUCTION MOTOR MODEL WITH END-EFFECT)

Lineer asenkron motorun gerilim denklemleri, eşdeğeri olan döner hareket yapan asenkron motorun gerilim denklemleriyle benzerlik gösterir. d-q eksen sisteminde primer ve sekonder gerilim denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$V_{pd} = R_p I_{pd} + \frac{d\Psi_{pd}}{dt} - \omega_e \Psi_{pq} \quad (1)$$

$$V_{pq} = R_p I_{pq} + \frac{d\Psi_{pq}}{dt} + \omega_e \Psi_{pd} \quad (2)$$

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - (\omega_e - \omega_p) \Psi_{sq} \quad (3)$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + (\omega_e - \omega_p) \Psi_{sd} \quad (4)$$

Burada d-q eksen sisteminde  $V_{pd} - V_{pq}$  ve  $V_{sd} - V_{sq}$  sırasıyla primer ve sekonder gerilimleridir. Sekondere gerilim uygulanmadığından dolayı  $V_{sd}$  ve  $V_{sq}$  sıfıra eşit olur.  $R_p$  ve  $R_s$  sırasıyla primer ve sekonder dirençleridir.  $\Psi_{pd} - \Psi_{pq}$  ve  $\Psi_{sd} - \Psi_{sq}$  primer ve sekonder akıları,  $I_{pd} - I_{pq}$  ve  $I_{sd} - I_{sq}$

ise primer ve sekonder akımlarıdır.  $\omega_e$  elektriksel senkron frekans ve  $\omega_p$  primerin elektriksel açısal hızıdır.

Lineer motorda  $\tau$  kutup adımı ve  $P$  kutup sayısı olmak üzere, motorun uzunluğu  $P\tau$  kadardır. Döner hareket yapan motor her bir devir yaptığında eşdeğeri olan LAM  $P\tau$  uzunluğu kadar yol alır. Döner hareket yapan motorun hızı d/dk olarak  $n$  ise, bir saniyedeki hızı  $n/60$  olur. Bununla birlikte, LAM'da lineer hareketin hızı m/s olarak  $P\tau.n/60$  olacaktır.  $\omega_{pm}$  primerin rad/s olarak mekaniksel hızı olmak üzere;

$$\omega_{pm} = \frac{2}{P}\omega_p = 2\pi\frac{n}{60} \quad (5)$$

olur. Yukarıdaki denklem düzenlenecek olursa;

$$n = \frac{60\omega_p}{P\pi} \quad (6)$$

olur. LAM'm m/s olarak lineer hızı;

$$v = P\tau\frac{n}{60} \quad (7)$$

şeklinde yazıldıktan sonra Denklem (6) Denklem (7)'de yerine yazılırsa;

$$v = \omega_p\frac{\tau}{\pi} \quad (8)$$

eşitliği elde edilir. Döner hareket yapan motorda hareket hızının frekansı ile senkron frekans arasında, kayma ile ilişkili olarak;

$$\omega_p = \omega_e(1-s) \quad (9)$$

eşitliği yazılabilmektedir. Bu eşitlik Denklem (8) de yerine yazılırsa;

$$v = \omega_e(1-s)\frac{\tau}{\pi} \quad (10)$$

ilişkisi bulunur.  $f$  primeri besleyen kaynak frekansı ve  $\omega_e = 2\pi f$  olduğu dikkate alındığında Denklem (10),

$$v = 2\tau f(1-s) \quad (11)$$

olarak düzenlenebilir. Öyleyse motorun senkron hızı m/s olarak,  $v_e = 2\tau f$  kadar olmalıdır. Denklemler (8) ve (10) dan hareketle,

$$\omega_p = \frac{\pi}{\tau}v \quad \text{ve} \quad \omega_e = \frac{\pi}{\tau}v_e \quad (12)$$

yazılabilir. Bu eşitlikler Denklemler (1)-(4)'te yerine yazılırsa;

$$V_{pd} = R_p I_{pd} + \frac{d\Psi_{pd}}{dt} - \frac{\pi}{\tau}v_e\Psi_{pq} \quad (13)$$

$$V_{pq} = R_p I_{pq} + \frac{d\Psi_{pq}}{dt} + \frac{\pi}{\tau}v_e\Psi_{pd} \quad (14)$$

$$0 = R_s I_{sd} + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \frac{\pi}{\tau}(v_e - v)\Psi_{sq} \quad (15)$$

$$0 = R_s I_{sq} + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \frac{\pi}{\tau}(v_e - v)\Psi_{sd} \quad (16)$$

şeklinde lineer motora uygun şekilde primer ve sekonder gerilim denklemleri ifade edilmiş olur. Lineer hareket yapan motora göre akı denklemleri yazılacak olursa;

$$\Psi_{pd} = L_p I_{pd} + L_m I_{sd} \quad (17)$$

$$\Psi_{pq} = L_p I_{pq} + L_m I_{sq} \quad (18)$$

$$\Psi_{sd} = L_s I_{sd} + L_m I_{pd} \quad (19)$$

$$\Psi_{sq} = L_s I_{sq} + L_m I_{pq} \quad (20)$$

elde edilir. Burada  $L_p$  ve  $L_s$  sırasıyla primer ve sekonder öz endüktansları,  $L_m$  ise motorun ortak (mıknatıslanma) endüktansdır. Ancak bu denklemlerin, lineer hareket yapan motorun döner hareket yapan motora göre farkı dikkate alınarak, düzenlenmesi gerekir.

Döner hareket yapan motorlardan farklı olarak, lineer hareket yapan asenkron motordaki karakteristik olgu, motorda meydana gelen uç-etkisidir. Uç-etkisi motor hava aralığının sonlu yapısından kaynaklanmaktadır. Özellikle motor girişinde meydana gelen, motorun sonlu yapıdaki hava aralığı boyunca normal manyetik alan dağılımını bozan ve uç etkisinden kaynaklanan manyetik alan dalgasının dikkate alınması önemlidir. Zira motor girişinde meydana gelen giriş ucu manyetik alan dalgası, gerek verim gerekse güç faktörü açısından motorun çeşitli karakteristikleri üzerinde olumsuz etkisi bulunmaktadır. Bu bakımdan lineer asenkron motor analizinde uç-etkisinin motor karakteristik cevabına olumsuz yöndeki yansımaları göz ardı edilmemelidir. LAM'ın giriş ve çıkış uçlarında manyetik alandaki ani değişimin olumsuz

etkisi yüksek hızlarda büyük, düşük hızlarda ise küçük olmaktadır. Bu nedenle, bu çalışmada elde edilecek sonuçların daha gerçekçi olması açısından, uç-etkisinin hava aralığında manyetik alan dağılımı üzerinde olumsuz yansımaları, motorun mıknatıslanma endüktansı hızla bağlı bir şekilde değişken tutularak dikkate alınmıştır.

Duncan [12] birimsiz bir  $Q$  faktörünü şu şekilde tanımlamıştır:

$$Q = \frac{L/v}{L_s/R_s} \quad (21)$$

Burada  $L = P\tau$  motor uzunluğudur.  $Q$  aslında herhangi bir  $v$  hız değeri için motor uzunluğunu temsil etmektedir. Bu bakımdan, burada tanımlanan  $Q$  oranı önemlidir. Bu açıdan bakıldığında, düşük hızlarda uç-etkisi açısından motorun uzunluğu büyük, yüksek hızlarda ise uç-etkisi açısından motorun uzunluğu küçük olması gerekir. Gerçekten de Denklem (21) incelendiğinde, düşük hızlarda  $Q$  değeri büyük ve yüksek hızlarda  $Q$  değeri küçük olmaktadır. Burada anlatılanlar dikkate alınacak olursa, doğrusal hareket yapan bir motorun hava aralığında mıknatıslanmayı sağlayan  $L_m$  ortak endüktansının, uç-etkisi dikkate alınması ve motorun uzunluğu bakımından, değişken alınması gerekir.  $Q$ 'ya göre şöyle bir fonksiyon tanımlanırsa [12];

$$f(Q) = \frac{1 - e^{-Q}}{Q} \quad (22)$$

bu fonksiyona göre  $L_m$  mıknatıslanma endüktansı değişken olarak şu şekilde tanımlanabilir [12].

$$L_m(Q) = L_m(1 - f(Q)) \quad (23)$$

Düşük hızlarda, uç-etkisi bakımından, motorun uzunluğunun ve  $L_m(Q)$  mıknatıslanma endüktansının büyük olması gerekir. Gerçekten de Denklemler (21)-(23)'e bakıldığında, düşük hızlarda  $Q$  büyük,  $f(Q)$  küçük ve  $L_m(Q)$  büyük olmaktadır. Yüksek hızlarda ise, uç-etkisi bakımından, motorun uzunluğu küçük ve  $L_m(Q)$  mıknatıslanma endüktansı küçük olmalıdır. Bakıldığında,  $Q$  küçük ve  $f(Q)$  büyük olduğundan,  $L_m(Q)$  küçük olmaktadır.

Bu anlayıştan hareketle, (17)-(20) ile verilen primer ve sekonder akı denklemleri yeniden şu şekilde düzenlenebilir:

$$\Psi_{pd} = L_p(Q)I_{pd} + L_m(Q)I_{sd} \quad (24)$$

$$\Psi_{pq} = L_p(Q)I_{pq} + L_m(Q)I_{sq} \quad (25)$$

$$\Psi_{sd} = L_s(Q)I_{sd} + L_m(Q)I_{pd} \quad (26)$$

$$\Psi_{sq} = L_s(Q)I_{sq} + L_m(Q)I_{pq} \quad (27)$$

$$L_p(Q) = L_p - L_m f(Q) = L_{\ell p} + L_m(Q) \quad (28)$$

$$L_s(Q) = L_s - L_m f(Q) = L_{\ell s} + L_m(Q) \quad (29)$$

Burada  $L_{\ell p}$  ve  $L_{\ell s}$  sırasıyla primer ve sekonder kaçak endüktanslarıdır. Lineer motor doğrusal hareket ürettiğine göre bu hareketi, ürettiği kuvvet sayesinde Newton olarak bu kuvvet, mıknatıslanma endüktansının değişkenliği de dikkate alınarak, şu şekilde ifade edilebilir:

$$F_e = 3 \frac{\pi P}{\tau} \frac{L_m(Q)}{2} (I_{pq}I_{sd} - I_{pd}I_{sq}) \quad (30)$$

Motorun mekaniksel dinamiğini temsil eden denklem ise aşağıdaki şekilde olacaktır:

$$m \frac{dv}{dt} = F_e - F_L - bv \quad (31)$$

Bu denklemde  $m$  motorun hareket eden tarafının kütleli ağırlığı,  $F_L$  yük kuvveti ve  $b$  ise sürtünme katsayısıdır.

Denklem (28) denklemler (24) ve (25)'te, denklem (29) ise denklemler (26) ve (27)'de yerine yazıldığı takdirde, motorun primer ve sekonder akı denklemleri kaçak endüktanslar, mıknatıslanma endüktansı ve d-q akımları cinsinden ifadeleri şu şekilde olur.

$$\Psi_{pd} = L_{\ell p}I_{pd} + L_m(Q)(I_{pd} + I_{sd}) \quad (32)$$

$$\Psi_{pq} = L_{\ell p}I_{pq} + L_m(Q)(I_{pq} + I_{sq}) \quad (33)$$

$$\Psi_{sd} = L_{\ell s}I_{sd} + L_m(Q)(I_{sd} + I_{pd}) \quad (34)$$

$$\Psi_{sq} = L_{\ell s}I_{sq} + L_m(Q)(I_{sq} + I_{pq}) \quad (35)$$

(32)-(35) nolu denklemler de (13)-(16) nolu denklemlerde yerine yazıldığında, motorun Şekil 3.'teki gibi d-q eksenini eşdeğer devrelerinin oluşturulmasında kullanılacak olan denklemler bulunur.

$$V_{pd} = R_p I_{pd} + L_{\ell p} \frac{dI_{pd}}{dt} + \quad (36)$$

$$L_m(Q) \frac{d}{dt} (I_{pd} + I_{sd}) - \frac{\pi}{\tau} v_e \Psi_{pq}$$

$$V_{pq} = R_p I_{pq} + L_{\ell p} \frac{dI_{pq}}{dt} +$$

$$L_m(Q) \frac{d}{dt} (I_{pq} + I_{sq}) + \frac{\pi}{\tau} v_e \Psi_{pd}$$

$$(37)$$

$$0 = R_s I_{sd} + L_{\ell s} \frac{dI_{sd}}{dt} +$$

$$L_m(Q) \frac{d}{dt} (I_{pd} + I_{sd}) - \frac{\pi}{\tau} (v_e - v) \Psi_{sq}$$

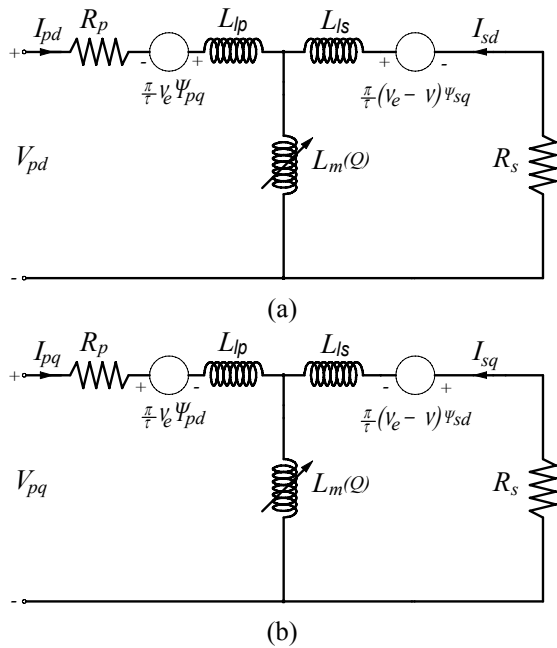
$$(38)$$

$$0 = R_s I_{sq} + L_{\ell s} \frac{dI_{sq}}{dt} +$$

$$L_m(Q) \frac{d}{dt} (I_{pq} + I_{sq}) + \frac{\pi}{\tau} (v_e - v) \Psi_{sd}$$

$$(39)$$

Denklemler (13)-(16), (24)-(27) ve (30)-(31) kullanıldığı takdirde, uç-etkisi de göz önünde tutulacak şekilde, bir lineer asenkron motorun matematiksel modeli elde edilmiş olur.



**Şekil 3.** LAM'ın (a) d eksenli ve (b) q eksenli eşdeğer devreleri. ((a) d-axis and (b) q-axis equivalent circuits)

### 3. ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROL (FIELD-ORIENTED CONTROL)

Alan yönlendirmede sekonder alanı d-q eksen sisteminin d eksenli ile çakıştırılır ve  $\Psi_{sq} = 0$  ve  $\Psi_{sd} = L_m(Q) I_{mpd}$  olduğu göz önünde bulundurulur. Denklemler (26) ve (27)'den;

$$I_{sd} = \frac{L_m(Q)}{L_s(Q)} (I_{mpd} - I_{pd})$$

$$(40)$$

$$I_{sq} = -\frac{L_m(Q)}{L_s(Q)} I_{pq}$$

$$(41)$$

bulunur. Bu denklemler de (24) ve (25) denklemlerinde yerine yazılırsa;

$$\Psi_{pd} = \sigma(Q) L_p(Q) I_{pd} + (1 - \sigma(Q)) L_p(Q) I_{mpd}$$

$$(42)$$

$$\Psi_{pq} = \sigma(Q) L_p(Q) I_{pq}$$

$$(43)$$

$$\sigma(Q) = \frac{L_p(Q) L_s(Q) - L_m^2(Q)}{L_p(Q) L_s(Q)}$$

$$(44)$$

elde edilir. Burada  $I_{mpd}$  sürekli durumda  $I_{pd}$ 'ye eşit olan mıknatıslanma akımıdır.  $\sigma(Q)$  ise kaçak endüktans katsayısıdır. Yine Denklemler (40) ve (41) Denklemler (15) ve (16)'da yerine yazılacak olursa;

$$I_{mpd} = \frac{I_{pd}}{1 + T_s(Q) p}$$

$$(45)$$

$$v_{s\ell} = \frac{I_{pq}}{\frac{\pi}{\tau} T_s(Q) I_{mpd}}$$

$$(46)$$

kontrol döngüsünde tahmin edilecek olan mıknatıslanma akımı ile kayma hız  $v_{s\ell} = v_e - v$  için ifadeler bulunmuş olur. Akım kontrol döngüsü için Denklemler (42)-(43) Denklemler (13)-(14) de yerine yazılırsa;

$$V_{pd} = R_p I_{pd} + \sigma(Q) L_p(Q) \frac{dI_{pd}}{dt} +$$

$$[1 - \sigma(Q)] L_p(Q) \frac{dI_{mpd}}{dt} - \frac{\pi}{\tau} v_e \sigma(Q) L_p(Q) I_{pq}$$

$$(47)$$

$$V_{pdc} = [1 - \sigma(Q)] L_p(Q) \frac{dI_{mpd}}{dt}$$

$$(48)$$

$$-\frac{\pi}{\tau} v_e \sigma(Q) L_p(Q) I_{pq}$$

$$V_{pq} = R_p I_{pq} + \sigma(Q) L_p(Q) \frac{dI_{pq}}{dt} +$$

$$\frac{\pi}{\tau} v_e \sigma(Q) L_p(Q) I_{pd} + \frac{\pi}{\tau} v_e [1 - \sigma(Q)] L_p(Q) I_{mpd}$$

$$(49)$$

$$V_{pqc} = \frac{\pi}{\tau} v_e \sigma(Q) L_p(Q) I_{pd} + \frac{\pi}{\tau} v_e [1 - \sigma(Q)] L_p(Q) I_{mpd} \quad (50)$$

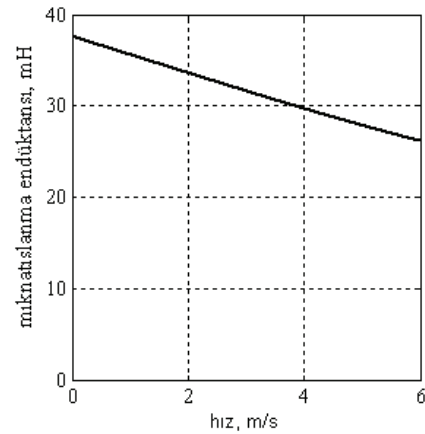
denklemleri elde edilmiş olunur. Burada  $V_{pdc}$  ve  $V_{pqc}$  terimleri kompanzasyon terimleri olup her bir akım kontrol çevriminde ölçülen üç fazlı primer akımlarından, tahmin edilen mıknatıslanma akımından ve değişen hıza bağlı olarak hesaplanan kaçak endüktans katsayısı ile primer öz endüktansından belirlenerek akım kontrolör çıkışlarına eklenir. Sekonder alanı yönlendirilerek d eksen ile çakıştırıldığında ortaya çıkan Denklemler (40) ve (41) Denklem (30) da yerine yazılırsa, motorun ürettiği öteleme kuvveti için kontrol amaçlı uygun bir denklem elde edilir.

$$F_e = 3 \frac{\pi P}{\tau} \frac{L_m(Q)}{L_s(Q)} L_m(Q) I_{mpd} I_{pq} \quad (51)$$

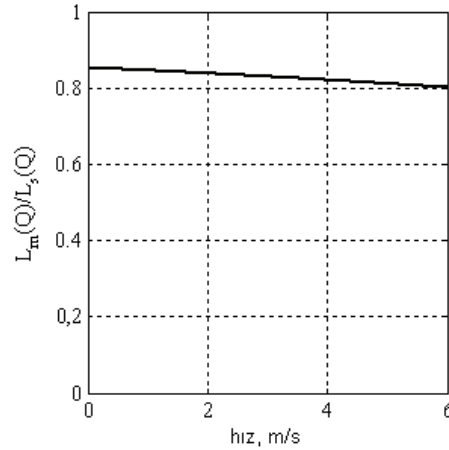
Bu denklemden görüldüğü gibi, alan yönlendirme gerçekleştirilmiş ve motorun ortak ile öz endüktansları sabit kabul edilirse, sabit moment değişken güç bölgesinde DA motorunu kontrol eder gibi,  $I_{mpd}$  mıknatıslanma akımı sabit tutularak  $I_{pq}$  akımı ile  $F_e$  öteleme kuvveti kontrol edilebilir. Yalnız burada lineer asenkron motorun, döner hareket yapan eşdeğeri asenkron motordan farklı olarak uç etkisi nedeniyle, endüktanslarının hız ile beraber değişiminin dikkate alınması gerekir. Denklem (29) da  $L_s(Q)$  nun eşit olduğu sağ taraftaki terimler dikkate alındığında  $L_m(Q)/L_s(Q)$  oranı,  $L_{\ell s}$  nin  $L_m(Q)$  dan çok daha küçük olması nedeniyle, hız değişimiyle beraber fazla değişmeyecektir. Sadece  $L_m(Q)$  nun hıza göre değişimi dikkate alınması gerekir. Bu durum Şekil 4.'te gösterilmiştir.

Şekil 4.'ten görüldüğü gibi parametreleri Ek'te verilen lineer asenkron motorun mıknatıslanma endüktansının hıza göre değişmesi, konvansiyonel bir şekilde döner hareket eden asenkron motoru kontrol eder gibi, lineer motorun kontrol edilemeyeceğini göstermektedir. Mıknatıslanma endüktansının değişimi dikkate alınmadan motora bir hız komutu verildiğinde, motor hedef hıza ulaşana kadar ürettiği öteleme kuvveti ya da  $I_{pq}$  akımı sınırlı ve sabit olması gerekirken, endüktans değişimi nedeniyle, öteleme kuvveti sınırlı ve sabit olmayacaktır. Bu çalışmada bu durum elde edilen sonuçlarla gösterilmiştir. Aynı zamanda bu çalışmada; kontrol sürecinde motora bir hız komutu verildiğinde, mıknatıslanma endüktansının değişimi dikkate alınarak, hızlanma ya da yavaşlama safhalarında öteleme kuvvetinin sabit kalması için,

$I_{pq}$  akımı sabit tutulurken  $I_{pd}$  akımı kontrollü bir şekilde hızlanma için artırılmış yavaşlama için ise azaltılmıştır. Ancak bu şekilde lineer asenkron motor kontrol edildiğinde  $\Psi_{sd} = L_m(Q) I_{mpd}$  alanı sabit tutulabilmektedir. Bu şekilde motor kontrolü için elde edilen sonuçlar, endüktans değişimi dikkate alınmadan motor kontrolü için elde edilen sonuçlarla karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Ayrıca motoru besleyen kontrollü güç devresi olarak matris çeviricinin kullanılmış olması, sisteme bir bütün olarak matris çeviricinin avantajlarını da kazandırmıştır. Şekil 5.'te kontrol aksamı, matris çevirici ve lineer asenkron motordan oluşan sürücü sistemin şematik çizimi görülmektedir.



(a)



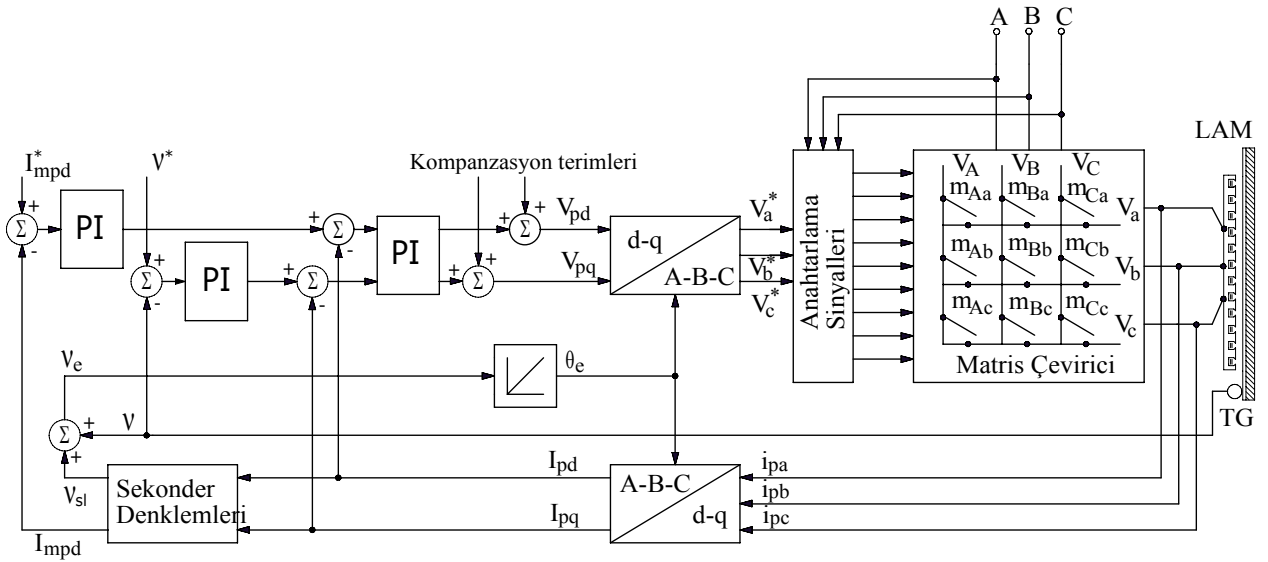
(b)

**Şekil 4.** Hıza göre (a) ortak endüktansın ve (b)  $L_m(Q)/L_s(Q)$  oranının değişimi.

(Variation of (a) mutual inductance and (b)  $L_m(Q)/L_s(Q)$  versus speed)

#### 4. MATRİS ÇEVİRİCİ (THE MATRIX CONVERTER)

Matris çevirici doğrudan ac-ac çevirici ailesinden olup, motor sürücü sistemleri gibi sistemlerde değişken gerilim değişken frekans gerektiren uygulamalarda, kontrollü güç devresi olarak avantajları bulunan

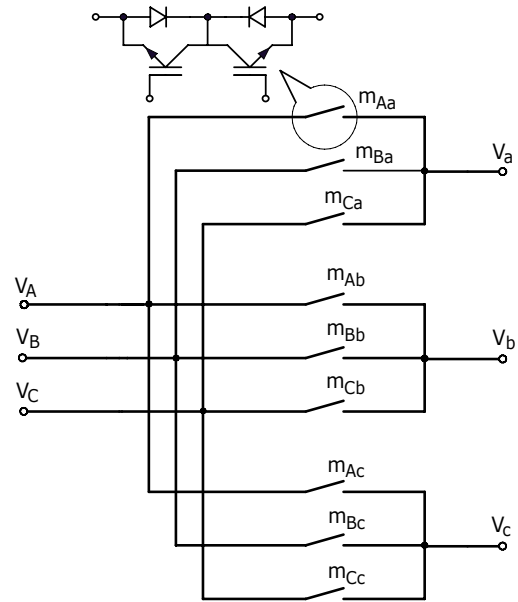


**Şekil 5.** LAM sürücü sisteminin şematik görünüşü. (Schematic view of a linear induction motor drive system)

bir çeviricidir. Sabit frekanslı ve sabit genlikteki ac gerilimden; doğrudan değişken frekanslı değişken genlikte sinüzoidal gerilimin elde edilebilmesi, yükten bağımsız olarak giriş tarafında güç faktörünün belli koşullar altında sürekli birim değerinde tutulabilmesi ve çeviricide kullanılan 9 adet anahtardan her birinin enerji akışına iki yönlü olarak müsaade etmesi, matris çeviricinin avantajları olarak sayılabilir. Matris çeviricinin normal çeviriciden farklı olarak dc baraya gereksinim duymamakta ve dolayısıyla tamamen yarıiletken elemanlardan oluşan güç devresi olarak inşa edilebilmektedir. Bu nedenle çeviricinin güç/hacim oranı büyük olmaktadır. Ancak, çeviricinin giriş tarafındaki darbeli giriş akımlarının düzgün olması için bir filtreye gerek duyulmaktadır. Şekil 6.'da görüldüğü gibi bir matris çeviricide genel olarak, her bir grupta üç anahtar olacak şekilde üç anahtar grubu bulunmaktadır. Her bir grubun anahtarı da, çift yönlü enerji akışı için, iki diyot ve sırt sırta bağlanmış iki yarıiletken anahtardan meydana gelmektedir. Böylece bir matris çeviricide toplam olarak 18 diyot ve 18 yarıiletken anahtar eleman kullanılmaktadır. Matris çeviricide endüktif akım için serbest dolaşım yollarının bulunmaması fiziksel olarak inşasını zorlaştırmaktadır. Bu nedenle arıza koşulları altında matris çeviricinin güç devresinin zarar görmemesi için dikkatli bir şekilde koruma tedbirleri alınması gerekir.

Matris çeviricinin girişinde sabit frekans ve genlikte 3-faz dengeli sinüzoidal gerilimler olduğu varsayıldığında, giriş 3-faz gerilimleri  $V_A, V_B, V_C$  ve çıkış 3-faz gerilimleri  $V_a, V_b, V_c$  olmak üzere, giriş ile çıkış gerilimleri arasında şu eşitlik yazılabilir [7]:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Ab} & m_{Bb} & m_{Cb} \\ m_{Ac} & m_{Bc} & m_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (52)$$



**Şekil 6.** Matris çevirici güç devresi. (Matrix Converter power circuit)

$\beta \equiv (A, B, C)$  ve  $\gamma \equiv (a, b, c)$  olmak üzere  $V_\gamma$  çıkış gerilimi,  $[V_{ABC}] = [V_A \ V_B \ V_C]^T$  giriş gerilimleri sentezinden elde edilir.  $f_s$  anahtarlama frekansının periyodu  $T_s$  süresince, çıkış geriliminin istenilen frekans ve genlikte elde edilebilmesi için, matris çeviricinin yarıiletken anahtarları belli bir kurala göre açılıp kapanması gerekir. Matris çeviricide bir çıkış faz gerilimi elde edilmesinde rol oynayan bir anahtar grubundaki üç anahtardan birinin,  $T_s$  süresince iletimde kaldığı süre  $t_{\beta\gamma}$  olduğu göz önünde bulundurulursa;

$$\begin{aligned}
t_{\beta\gamma} &= m_{\beta\gamma} \cdot T_s \\
\sum t_{\beta a} &= \sum t_{\beta b} = \sum t_{\beta c} = T_s \\
\sum m_{\beta a} &= \sum m_{\beta b} = \sum m_{\beta c} = 1
\end{aligned} \quad (53)$$

olmalıdır. Burada  $t_{\beta\gamma}$ 'ya modülasyon süreleri ve  $m_{\beta\gamma}$ 'ya modülasyon katsayıları denilir. Bu çalışmada, yük koşullarından bağımsız bir şekilde girişinde güç faktörü birim ve çıkış geriliminin en fazla giriş geriliminin %86,6 sı olduğu Venturini kontrol algoritması kullanılmıştır [13,14]. Bu kontrol algoritmasına göre  $m_{\beta\gamma}$  modülasyon terimleri aşağıdaki ifadeye göre hesaplanmıştır.

$$\begin{aligned}
m_{\beta\gamma} &= \frac{1}{3} + \frac{2}{3} \frac{V_\beta \cdot V_\gamma}{V_{im}^2} + \\
&\frac{2}{9} \frac{q}{q_m} \sin(\omega_i t + \varphi_\beta) \cdot \sin(3\omega_i t)
\end{aligned} \quad (54)$$

$$\begin{aligned}
V_\gamma &= q V_{im} \cos(\omega_o t + \varphi_\gamma) - \frac{q}{6} V_{im} \cos(3\omega_o t) \\
&+ \frac{1}{4} \frac{q}{q_m} V_{im} \cos(3\omega_i t)
\end{aligned} \quad (55)$$

$$V_\beta = V_{im} \cos(\omega_i t + \varphi_\beta) \quad (56)$$

Burada  $\varphi_\beta : 0, 2\pi/3, 4\pi/3$  ve  $\varphi_\gamma : 0, 2\pi/3, 4\pi/3$  sırasıyla A,B,C giriş fazlarının ve a,b,c çıkış fazlarının açılarıdır.  $q$  çıkışta hedeflenen gerilimin giriş gerilimine oranı,  $q_m$  maksimum gerilim oranı (0,866),  $V_{im}$  giriş geriliminin tepe değeri,  $\omega_i$  ve  $\omega_o$  rad/s olarak sırasıyla giriş ve çıkış gerilimlerinin frekanslarıdır. Çıkışta hedeflenen gerilimin giriş ve çıkış frekanslarının 3'üncü harmoniklerini barındırmasının nedeni ise, mümkün olan maksimum gerilim oranının elde edilebilmesidir [14]. Bu kontrol algoritmasına göre, her bir anahtarlama periyodunda anlık giriş gerilimlerinin ölçülmesi ve bu ölçüm sonuçları kullanılarak giriş geriliminin genliği ve vektör konumu hesaplanarak yeni bir  $q$  oranının belirlenmesi gerekir. Her bir anahtarlama periyodunda giriş hat gerilimlerinin anlık değerleri  $V_{AB}$  ve  $V_{BC}$  ölçüldüğü takdirde;

$$V_{im}^2 = \frac{4}{9} (V_{AB}^2 + V_{BC}^2 + V_{AB} V_{BC}) \quad (57)$$

$$\omega_i t = \arctan\left(\frac{V_{BC}}{\sqrt{3}\left(\frac{2}{3} V_{AB} + \frac{1}{3} V_{BC}\right)}\right) \quad (58)$$

faz giriş geriliminin genliği  $V_{im}$  ve vektör konumu  $\omega_i t$  hesaplanabilmektedir. Hedeflenen faz çıkış gerilimlerinin anlık değerlerinden;

$$V_{om}^2 = \frac{2}{3} (V_a^2 + V_b^2 + V_c^2) \quad (59)$$

$$\omega_o t = \arctan\left(\frac{V_b - V_c}{\sqrt{3} V_a}\right) \quad (60)$$

faz çıkış geriliminin genliği  $V_{om}$  ve konumu  $\omega_o t$  de hesaplandıktan sonra, ölçüm gerçekleştirilen anahtarlama periyodu için çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı  $q$  şu eşitlikten hesaplanabilmektedir.

$$q = \sqrt{\frac{V_{om}^2}{V_{im}^2}} \quad (61)$$

Matris çeviricide her bir faz çıkış gerilimi 3-faz giriş gerilimleri sentezinden meydana geldiği gibi, her bir faz giriş akımı da 3-faz çıkış akımları sentezinden oluşmaktadır. Giriş 3-faz akımları  $I_A, I_B, I_C$  ve çıkış 3-faz akımları  $I_a, I_b, I_c$  olmak üzere, giriş ile çıkış akımları arasında şu eşitlik yazılabilir.

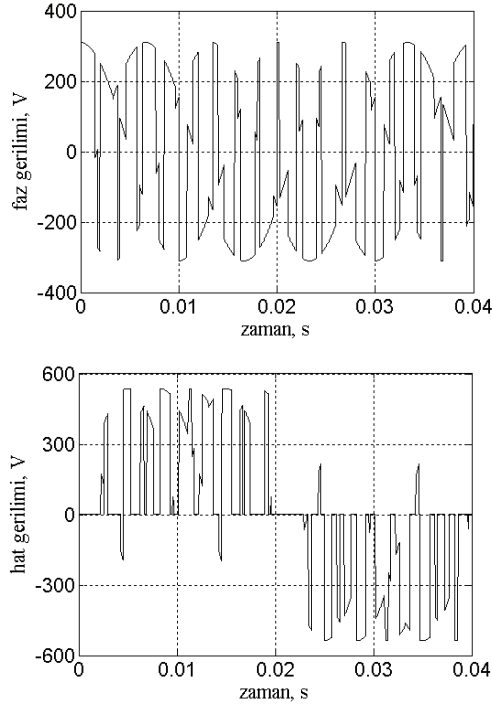
$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ab} & m_{Ac} \\ m_{Ba} & m_{Bb} & m_{Bc} \\ m_{Ca} & m_{Cb} & m_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (62)$$

(52)-(62) arası denklemler kullanıldığında bir matris çevirici kontrol edilerek geri beslemeli sürücü sistemlerinde anlık olarak ihtiyaç duyulan gücü, değişken frekans ve genlikteki gerilimle verebilir. Şekil 7.'de örnek olması açısından, 500 Hz anahtarlama frekansı için, faz gerilimi 220 volt frekansı 50 Hz olan sabit 3-fazlı gerilimden çıkışta elde edilen 25 Hz frekansındaki faz gerilimi ve hat gerilimi görülmektedir. Burada elde edilen çıkışın görsellik ve basitlik açısından iyi okunabilmesi için anahtarlama frekansı düşük (500 Hz) seçilmiştir. Oysa bu çalışmada lineer asenkron motor sürücü sisteminin benzetiminde anahtarlama frekansı olarak 5 kHz kullanılmıştır.

## 5. SÜRÜCÜ SİSTEM MODELİ VE SONUÇLAR (DRIVE SYSTEM MODEL AND RESULTS)

Matris çeviriciden beslenen ve alan yönlendirme ile kontrolü yapılan lineer asenkron motor sürücü sistem modeli Şekil 8.'de verilmektedir. Sistem modeli II., III. ve IV. başlıklar altında anlatılanlar dikkate alınarak ve burada verilen denklemler kullanılarak oluşturulmuştur.





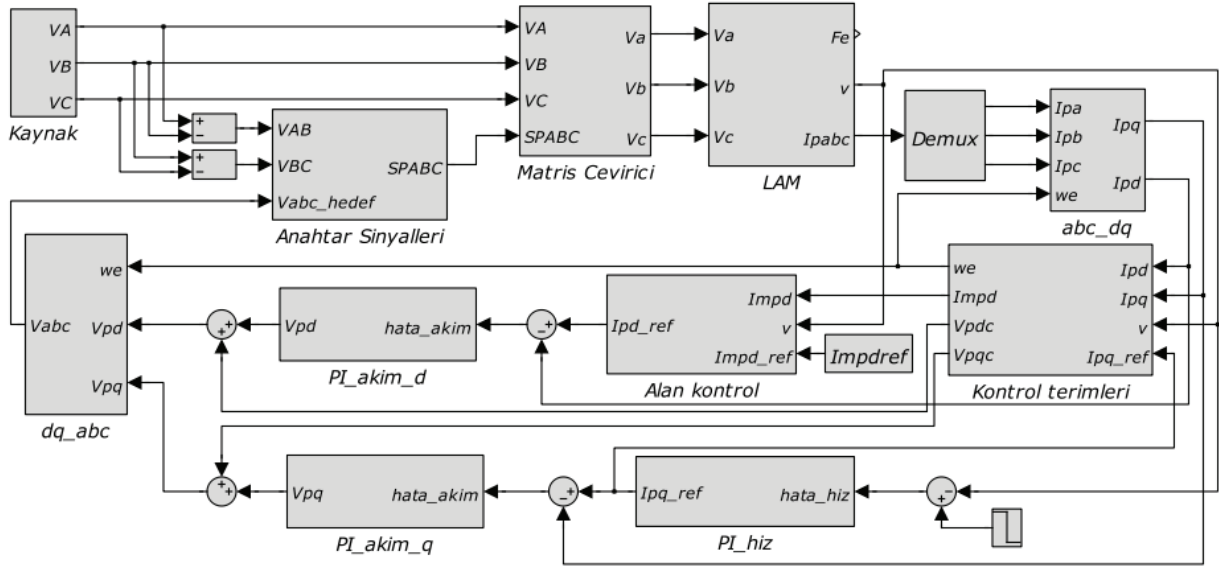
**Şekil 7.** Matris çeviricide faz çıkış ve hat çıkış gerilimleri. (Output phase and output line-to-line voltages in matrix converter)

Motorun konvansiyonel bir şekilde alan yönlendirme ile kontrolü yapılacak olursa, hıza bağlı bir şekilde mıknatıslanma endüktansı değişeceği için, beklenen şekilde sonuçlar elde edilemeyecektir. Bu nedenle, sekonder alanının değişen mıknatıslanma endüktansından etkilenmemesi için,  $I_{mpdref}$  akımı değiştirilerek alan kontrolörü girişine  $I_{mpdref} L_m / L_m(Q)$  olarak girilmiştir. İfadede  $L_m$ , hız sıfır iken motorun mıknatıslanma endüktansı ve  $L_m(Q)$  ise motorun genel olarak hıza bağlı değişen mıknatıslanma endüktansıdır. Referans mıknatıslanma akımı, hıza bağlı olarak mıknatıslanma endüktansı değiştiği için, her örnekleme periyodunda değiştirilerek sekonder d eksen alanının sabit kalması sağlanmıştır. Bu nedenle hız değişiminin meydana geldiği zaman aralıklarında hız artarak değişmişse, mıknatıslanma endüktansı azaldığı için mıknatıslanma akımı referansı artmış, hız azalarak değişmişse mıknatıslanma endüktansı arttığı için mıknatıslanma akımı azalmıştır.

Şekil 8.'deki model bloklarından "Kaynak", sisteme güç sağlayan ve matris çeviricinin girişindeki sabit frekanslı (50 Hz) ve sabit genlikteki (220 Volt) 3-fazlı gerilim kaynağıdır. Matris çeviricinin denetiminde kullanılan ve her bir anahtarlama periyodunda ölçülen giriş gerilimlerinden hat gerilimleri  $V_{AB}, V_{BC}$  görüldüğü gibi ölçülerek "Anahtar Sinyalleri" adlı bloğun girişine verilmiştir. Bu bloğun girişine aynı zamanda; matris çeviricinin anahtar sinyallerinin üretilebilmesi için, d-q akım kontrolörlerinin çıkışlarında üretilen ve daha sonra senkron hızla

dönen iki fazdan sabit üç faza dönüştürülen matris çeviricinin hedef çıkış sinyalleri de verilmiştir. Bloğun girişine verilen bu sinyallerden, Denklemler (54)-(61) gereği, modülasyon terimleri hesaplanarak matris çeviricinin güç devresindeki 9 anahtarın sinyalleri üretilmiştir. Üretilen 9 anahtarlama sinyali ile beraber "kaynak" bloğundan gelen 3-faz gerilim sinyalleri "Matris Çevirici" adlı bloğun girişine verilmiştir. Bu blokta 9 ideal anahtar eleman kullanılmış, girişindeki sinyaller sayesinde lineer asenkron motora uygulanmak üzere alan yönlendirmeli kontrol döngüsünün istediği değişken frekans değişken gerilim sinyalleri üretilmiştir. "Matris çevirici" bloğunun 3-faz çıkış sinyalleri, lineer asenkron motoru temsil eden "LAM" isimli bloğun girişine uygulanmıştır. Bu bloğun oluşturulmasında Denklemler (13)-(16), (24)-(27) ve (30)-(31) kullanılmış ve böylece uç-etkisi de göz önünde tutulacak şekilde lineer asenkron motorun benzetim modeli kurulmuştur.

Görüldüğü gibi motorun  $v$  doğrusal hızı ile primer üç faz akımları ölçülerek, motorun primer akımları d-q eksen akımlarına dönüştürüldükten sonra, "Kontrol terimleri" adlı bloğa girilmiştir. Bu bloktaki hesaplamalarda  $I_{pq}$  akımı ile hız kontrolörü çıkışındaki  $I_{pq\_ref}$  akımı birbirlerinin alternatifi olarak kullanılabilir için, "Kontrol terimleri" adlı bloğa  $I_{pq\_ref}$  akımı da girilmiştir. Ancak, hesaplamalarda  $I_{pq}$  akımı tercih edilerek kullanılmıştır. Bu bloğa giriş sinyallerinden; Denklemler (12), (45)-(46) ve (48) ile (50) kullanılarak mıknatıslanma akımı  $I_{mpd}$ , kompanzasyon terimleri  $V_{pdc}$  ile  $V_{pqc}$  ve motora uygulanacak olan gerilimin rad/s olarak frekansı  $\omega_e$  tahmin edilmiştir. Hesaplanan kompanzasyon gerilimleri  $V_{pdc}$  ile  $V_{pqc}$ ; "PI akım d" ve "PI akım q" isimli akım kontrol bloklarının çıkışlarına, Denklemler (47) ve (49) gereği ilave edilmiştir. Tahmin edilen  $\omega_e$  frekansı ise "abc dq" ile "dq abc" bloklarında sabit üç fazdan senkron hızla dönen iki faza ya da senkron hızla dönen iki fazdan sabit üç faza dönüşüm için kullanılmıştır.  $I_{pq\_ref}$  akımı ölçülen  $v$  hızı ile dışarıdan verilen referans hız arasındaki hatanın "PI hız" adlı hız kontrol bloğundan geçirilmesi sonucu elde edilmiştir. Ölçülen  $v$  hızı ile beraber tahmin edilen  $I_{mpd}$  akımı ve dışarıdan verilen  $I_{mpdref}$  akımı "Alan kontrol" bloğuna verilerek, d eksen akımının kontrolü için  $I_{pd\_ref}$  akımı üretilmiştir.  $I_{pq\_ref}$  ve  $I_{pd\_ref}$  akımları da sırasıyla ölçülen  $I_{pq}$  ve  $I_{pd}$  akımlarıyla karşılaştırılarak, aradaki hatalar akım kontrol bloklarından geçirildikten sonra lineer asenkron motora uygulanması gereken gerilim sinyalleri elde edilmiştir.



Şekil 8. Sürücü sistem modeli. (Drive system model)

Bu çalışmada alan yönlendirmeli kontrol teorisi gereği; konvansiyonel bir şekilde alan akımı  $I_{mpd}$  (veya  $I_{pd}$ ) sabit tutulup  $I_{pq}$  akımı ile lineer asenkron motorun ürettiği öteleme kuvveti denetlenerek motorun hız ayarı yapıldığında, motorun  $I_{pq}$  akımı hız değişimi meydana gelen zaman aralıklarında sabit kaldığı halde, motorun ürettiği öteleme kuvveti sabit kalmamıştır. Öteleme kuvveti; hız artış yönünde değiştiği zaman azalmış, hız azalma yönünde değiştiği zaman artmıştır. Bu durum Denklem (51)'den anlaşılacağı gibi mıknatıslanma endüktansının hıza bağlı bir şekilde değişmesinden kaynaklanmıştır.

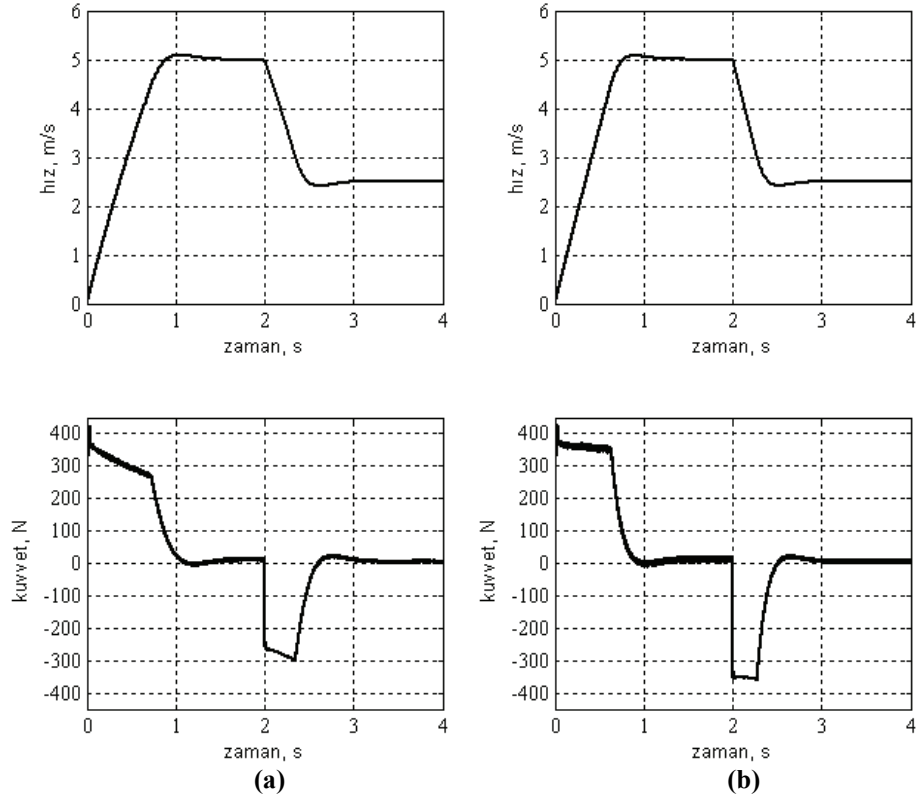
Şekil 9.(a)'da görüldüğü gibi motora 2. saniyeye kadar 5 m/s hız komutu verilmiş, buna karşın motor hızı yaklaşık 0-1 saniyeleri aralığında artarak değişmiş ve hızdaki bu değişmeyi sağlayan öteleme kuvveti ise sabit kalması gerekirken azalmıştır. Yine aynı şekilde görüldüğü gibi motora 2. saniyede 2,5 m/s hız komutu verilmiş, buna karşın motor hızı yaklaşık 2.-2,5. saniyeleri aralığında azalarak değişmiş ve hızdaki bu değişmeyi sağlayan öteleme kuvveti sabit kalması gerekirken artmıştır.

Şekil 10.(a)'da ise aynı denetim koşulları altında motorun primer akımları  $I_{pq}$  ve  $I_{pd}$ 'nin değişimi verilmiştir.  $I_{pd}$  akımı sürekli sabit kaldığı ve sekonder  $q$  eksen akısı kontrol teorisi gereği sıfır olduğu ancak,  $d$  eksen akısı her farklı hız komutu için de olsa sürekli sabit olması gerekirken hız değişimi aralıklarında öteleme kuvvetine benzer şekilde değişmiştir.

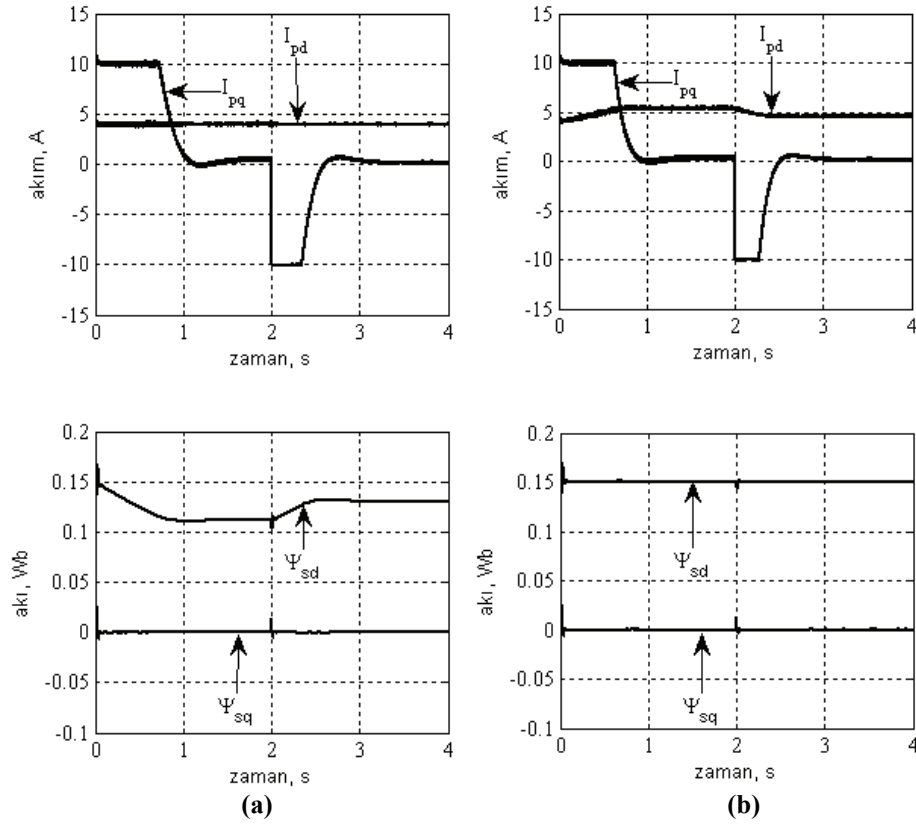
Sekonder alan yönlendirme ile kontrol yapıldığında uygun olan, motora hız referansı verildiğinde motorun

hızı sabit eğimle doğrusal bir şekilde o değere ulaşmaya kadar değişim göstermesidir. Bunun böyle olması için öteleme kuvvetinin sabit kalması gerekir. Öteleme kuvvetinin sabit kalması için ise sekonder alan vektörü denetlenebilir ve sabit kalması gerekir. Sekonder alan vektörü  $d$  eksen ile çakıştırıldığında, sabit öteleme kuvveti değişken güç bölgesinde, farklı hız değerleri için bile olsa sürekli  $\Psi_{sq} = 0$  ve  $\Psi_{sd}$  sabit belli bir değerde olmalıdır. Böyle olduğu takdirde, sekonder alan vektörünün konum eğrisi (veya geometrik yeri) bir çember olacaktır. Ancak bu çalışmada konvansiyonel bir şekilde uç etkili lineer asenkron motor kontrol edildiğinde, Şekil 11.(a)'da görüldüğü gibi sekonder alan vektörünün geometrik yeri çember olmaktan uzak kalmıştır.

Buna karşın önerilen şekilde alan akımı, her örnekleme periyodunda değişen mıknatıslanma endüktansına bağlı bir şekilde değiştirilerek hesaplamalara dâhil edildiğinde, Şekil 9.(b), Şekil 10.(b) ve Şekil 11.(b)'de görüldüğü gibi sonuçlar elde edilmiştir. Şekil 9.(b)'de farklı olarak üretilen öteleme kuvveti, hız değişimi meydana geldiği süreçte sabit kalmış, böylece hedef hıza daha kısa sürede ve daha doğrusal bir şekilde ulaşılmıştır. Şekil 10.(b)'de ise  $I_{pq}$  akımı konvansiyonel eşdeğerine benzer şekilde değişmiş, ancak  $I_{pd}$  akımı konvansiyonel eşdeğerinden farklı olarak sürekli sabit kalmamış, hız değişimine bağlı bir şekilde sekonder alanının sürekli sabit kalması için değişmiştir. Bunun yanı sıra kontrol süresince sekonder alanı sabit kaldığı için, Şekil 11.(b)'de görüldüğü gibi bu alanın vektör ucunun geometrik yeri, Şekil 11.(a)'da görüldüğü düzgül bir çembere daha yakındır. Ayrıca bu hız kontrol süresince, konvansiyonel ve önerilen yöntemle elde edilen faz akımı ile hızın zamana göre değişimleri Şekil 12.(a)'de ve Şekil 12.(b)'de karşılaştırmalı olarak görülmektedir.

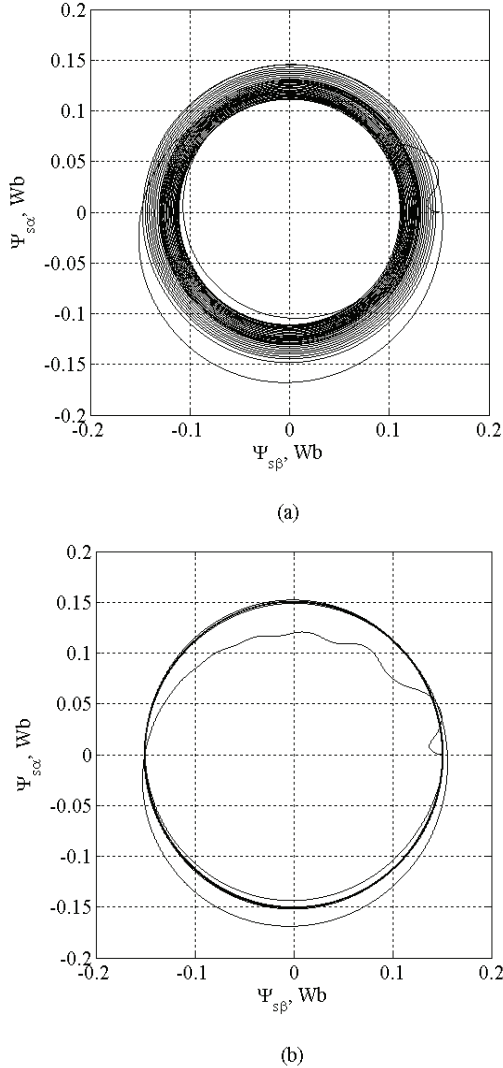


**Şekil 9. (a)** Konvansiyonel ve **(b)** önerilen, yöntem ile yapılan alan yönlendirme kontrolünde zamana göre hız ve öteleme kuvveti değişimleri. (Speed and thrust variations versus time using (a) conventional method and (b) proposed approach)



**Şekil 10. (a)** Konvansiyonel ve **(b)** önerilen, yöntem ile yapılan alan yönlendirme kontrolünde zamana göre  $I_{pd}$ ,  $I_{pq}$  akımları ile  $\Psi_{sd}$ ,  $\Psi_{sq}$  akılarının değişimleri. ( $I_{pd}$ ,  $I_{pq}$  currents and  $\Psi_{sd}$ ,  $\Psi_{sq}$  fluxes variations versus time using (a) conventional method and (b) proposed approach)

Bunun dışında 2. saniyeye kadar 5 m/s ve 2. saniyeden sonra 2,5 m/s hedef hızlara ulaşmak için motorun zamana göre hız değişimine karşın mıknatıslanma endüktansının değişim grafiği Şekil 13.'te verilmiştir. Bu çalışmada lineer asenkron motoru besleyen kontrollü güç devresi olarak matris çevirici kullanılması nedeniyle, çeviricinin avantajlarından olan iki yönlü enerji akışını ve girişindeki birim güç faktörünü göstermek bakımından, elde edilen sonuçlardan yararlanarak Şekil 14. gösterilmiştir. Görüldüğü gibi 2. saniyeden önce, yani motorun hızı sabit ve 5 m/s iken giriş gerilimi ile giriş akımı aynı fazdadır. Daha sonra 2. saniyede 2,5 m/s hız komutu verildiği andan itibaren motor frenlendiği için kazanılan bir kısım enerjinin kaynağa geri verilmesi için giriş gerilimi ile giriş akımı arasındaki faz farkı tam  $180^\circ$  olmuştur. Bu durum 2. ile 2,15. saniyeler arasında meydana gelmiştir. Motor hızı hedef hıza ulaştığında ise yine giriş gerilimi ile giriş akımı aynı fazda olmuştur. Böylece motorun frenleme enerjisi, matris çeviricisinin kalıcı çift yönlü çalışabilme özelliğinden dolayı, kaynağa geri verilmiştir.



Şekil 11. (a) Konvansiyonel ve (b) önerilen, yöntem ile yapılan alan yönlendirme kontrolünde sekonder alan vektörü konum yerinin değişimi. (Secondary field

vector loci using (a) conventional method and (b) proposed approach)

## 6. SONUÇLAR (CONCLUSIONS)

Bu çalışma ile matris çeviriciden beslenen ve uç etkisi bulunan lineer asenkron motorun dolaylı sekonder alan yönlendirme ile kontrol performansı gösterilmiştir. Alan yönlendirmeli kontrolde hıza bağlı olarak değişen mıknatıslanma endüktansı, Duncan eşdeğer devre modelindeki gibi dikkate alınmıştır. Uç etkisi dikkate alınarak konvansiyonel bir şekilde alan yönlendirme kontrolü sürücü sisteme uygulandığında, hız değişimi meydana gelen zaman aralıklarında mıknatıslanma endüktansının değişimi nedeniyle; motorun öteleme kuvveti, sekonder d-ekseni alanı, giriş akımı ve hız cevapları bir asenkron motordan beklenildiği kadar iyi olmamıştır. Motorun beklenen şekilde performans cevabı için, hız kontrol döngüsünde mıknatıslanma akımı  $I_{mpdref}L_m / L_m(Q)$  oranına bağlı olarak değiştirilmiştir. Bu şekilde bir yaklaşım kullanıldığı için, uç etkisinin motor kontrol cevabına olumsuz etkisi olmamıştır. Bu durum, elde edilen sonuçlar ile, herhangi bir önlem alınmadan konvansiyonel bir şekilde alan yönlendirme kontrolü uygulandığında elde edilen sonuçlarla karşılaştırılarak gösterilmiştir. Ayrıca, kontrollü güç devresi olarak matris çeviricinin kullanılmış olması, sürücü sisteme matris çeviricinin avantajlarını kazandırmıştır.

Son olarak bu çalışmanın sağladığı avantajlar maddeler halinde;

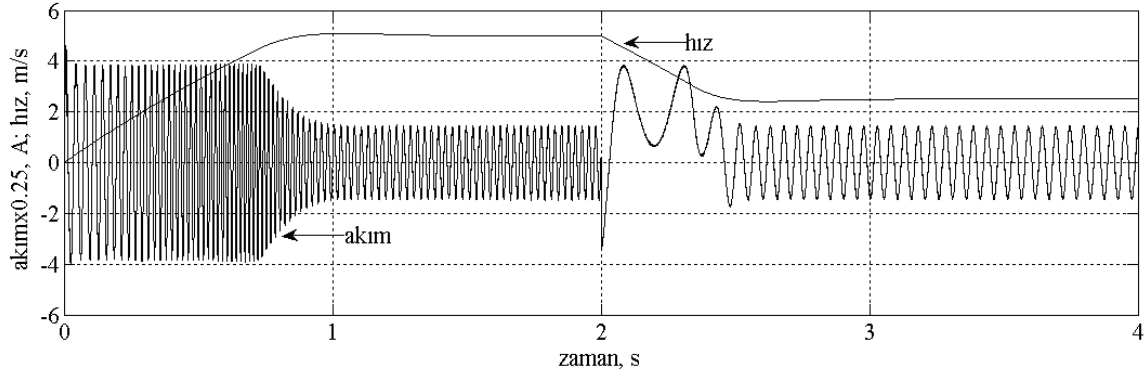
1. Lineer hareket gerektiği durumda, sürücü sistemde dişli sistemi gibi mekanik dönüştürücülere gerek duymadan, doğrudan lineer hareket üreten LAM'ın kullanılması,
2. LAM'ın en önemli karakteristik özgeçerim olan uç etkisinin motor model denklemlerinde dikkate alınmış olması,
3. Kontrollü güç kaynağı olarak, birçok avantajlara sahip olan matris çeviricinin kullanılması,
4. Sürücü sistem kontrolünde skaler kontrol yöntemi yerine sistemin daha hızlı cevap vermesini sağlayan vektörel kontrol yönteminin kullanılması,
5. Kontrol süreci içerisinde, hızın değiştiği zaman aralıklarında, motor tarafında üretilen öteleme kuvvetinin sabit olması gerekirken, uç etkisi nedeniyle değişim göstermesinin önüne  $I_{mpdref}L_m / L_m(Q)$  oranının kullanılarak geçilmiş olması, şeklinde özetlenebilir.

## SEMBOLLER (NOMENCLATURE)

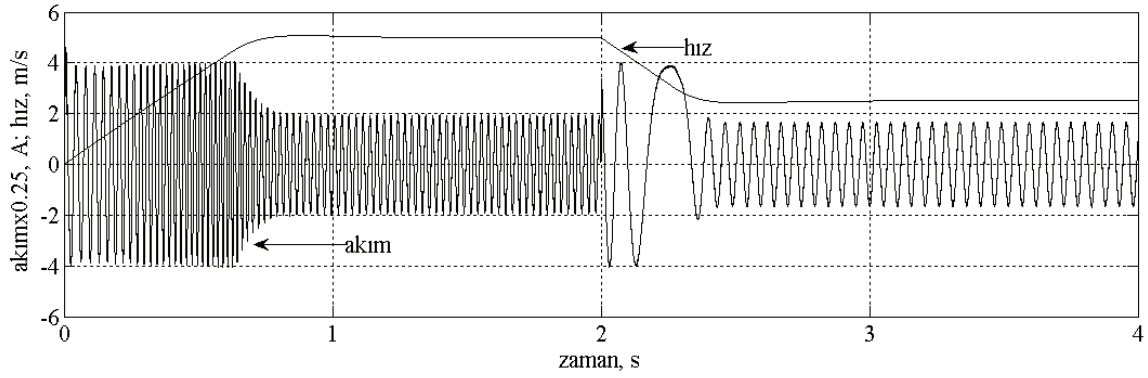
$V_{pd}, V_{pq}$  : Primer d-q eksen gerilimleri (V)

$V_{sd}, V_{sq}$  : Sekonder d-q eksen gerilimleri (V)

$I_{pd}, I_{pq}$  : Primer d-q eksen akımları (A)

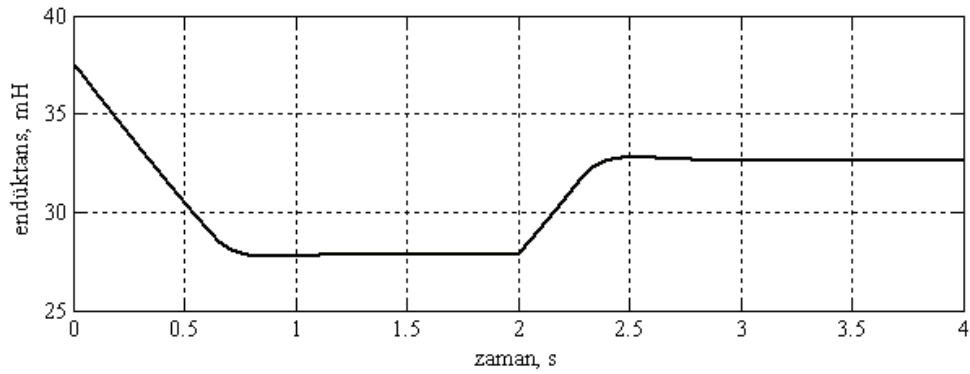


(a)

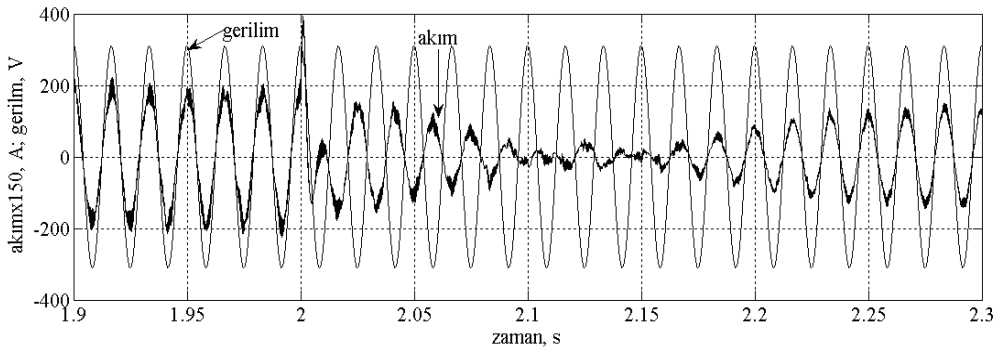


(b)

**Şekil 12.** (a) Konvansiyonel ve (b) önerilen, yöntem ile elde edilen 1-faz akımı ile hızın zamana göre değişimleri. (Speed and phase current variations versus time using (a) conventional method and (b) proposed approach)



**Şekil 13.** Mıknatıslanma endüktansının zamana göre değişimi. (Magnetizing inductance versus time)



**Şekil 14.** Giriş gerilimi ve matris çeviricinin faz giriş akımı. (Input voltage and input current of the matrix converter)

$I_{sd}, I_{sq}$	: Sekonder d-q akımları (A)
$R_p, R_s$	: Primer-sekonder sargı dirençleri ( $\Omega$ )
$\Psi_{pd}, \Psi_{pq}$	: Primer d-q eksen akıları (Wb)
$\Psi_{sd}, \Psi_{sq}$	: Sekonder d-q eksen akıları (Wb)
$\omega_e, \omega_p$	: Elektriksel senkron ve dönme hızı frekansları (rad/s)
$\tau, P$	: Kutup adımı (m) ve kutup sayısı
$\omega_{pm}$	: Mekaniksel hız (rad/s)
$n$	: Devir hızı (d/dk)
$f, f_s$	: Kaynak ve anahtarlama frekansları(Hz)
$v, v_e$	: Lineer hız ve senkron hız (m/s)
$v_{sl}$	: Lineer kayma hızı (m/s)
$L_p, L_s$	: Primer-sekonder öz endüktansları (H)
$L_{\ell p}, L_{\ell s}$	: Primer ve sekonder kaçak endüktansları (H)
$L_m$	: Miknatıslanma endüktansı (H)
$L$	: Motor uzunluğu (m)
$F_e, F_L$	: Öteleme kuvveti ve yük kuvveti (N)
$m$	: Kütleles eylemsizlik (kg)
$b$	: Sürtünme katsayısı (N.s/m)
$\sigma$	: Endüktans kaçak katsayısı
$I_{mpd}$	: Miknatıslanma akımı (A)
$T_s$	: Sekonder elektriksel zaman sabiti veya anahtarlama frekansı periyodu (s)
$V_{pdc}, V_{pqc}$	: Kompanzasyon terimleri (V)
$V_A, V_B, V_C$	: Çevirici giriş faz gerilimleri (V)
$V_a, V_b, V_c$	: Çevirici çıkış faz gerilimleri (V)
$m_{\beta\gamma}$	: Modülasyon terimleri $\beta \equiv (A, B, C)$ ve $\gamma \equiv (a, b, c)$
$\omega_i, \omega_o$	: Çeviricini giriş -çıkış frekansları (rad/s)
$V_{im}, V_{om}$	: Maksimum faz giriş-çıkış gerilimi (V)
$q, q_m$	: Gerilim ve maksimum gerilim oranları
$I_A, I_B, I_C$	: Çeviricinin giriş akımları (A)
$I_a, I_b, I_c$	: Çeviricinin çıkış akımları (A)

#### KAYNAKLAR (REFERENCES)

1. Yamamura, S., **Theory of Linear Induction Motors**, Halstead Press, Division of John Wiley&Sons, Inc., New York, 1972.
2. McLean, G.W., "Review of Recent Progress in Linear Motors", **IEE Proceedings**, Vol. 135, Pt. B, No. 6, 380-416, 1988.
3. Mirsalim, M., Doroudi, A. ve Moghani, J.S., "Obtaining The Operating Characteristics of Linear Induction Motors: A new Approach", **IEEE Transaction On Magnetics**, Vol. 38, No. 2, 1365-1370, 2002.
4. Dae-Kyong, K. ve Byung-II, K., "A Novel Equivalent Circuit of Linear Induction Motor Based on Finite Element Analysis and Its Coupling With External

5. Kang, G. ve Nam, K., "Field-Oriented Control Scheme For Linear Induction Motor With The End-Effect", **IEE Proc.-Electr. Power Appl.**, Vol. 152, No. 6, 1565-1572, 2005.
6. Altun, H. ve Sünter, S., "Matrix Converter Induction Motor Drive: Modeling, Simulation and Control", **Electrical Engineering**, 86-1, 25-33, 2003.
7. Gündoğdu, A. ve Altun, H., "Simulation of a RL Load Fed By a Matrix Converter With Matlab/Simulink", **Journal of The Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University**, Vol. 24, No. 2, 199-207, 2009.
8. Pai, R.M., Boldea, I. ve Nasar, S.A., "Complete Equivalent Circuit of a Linear Induction Motor With Sheet Secondary", **IEEE Transaction On Magnetics**, Vol. 24, No. 1, 639-653, 1988.
9. Gieras, J.F., Dawson, G.E. ve Eastham, A.R., "A New Longitudinal End Effect Factor For Linear Induction Motors", **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Vol. EC-2, No. 1, 1987.
10. Wei, X., Jianguo, Z., Youguang, G., Longcheng, T. ve Shuhong, W., "Analysis on Performance of Linear Induction Motor Basing on Winding Function Method", **ICIEA 2009, 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications**, 3639-3642, Xi'an-China, 25-27 May 2009.
11. Zhao, J., Zhongping, Y., Jianqiang, L. ve Trillion, Q.Z., "Indirect Vector Control Scheme For Linear Induction Motors Using Single Neuron PI Controllers With and Without The End Effects", **7th World Congress on Intelligent Control and Automation**, 5263-5267, Chongqing-China, June 25-27 2008.
12. Duncan, J. ve Eng, C., "Linear Induction Motor-Equivalent-Circuit Model", **IEE Proc.**, Vol. 130, Pt. B, No. 1, 51-57, 1983.
13. Venturini, M., "A New Sine Wave in Sine Wave Out Conversion Technique Which Eliminates Reactive Elements". **Proceedings of Powercon 7**, San Diego, Calif., pp E3-1, E3-15, 1980.
14. Sünter, S., **A Vector Controlled Matrix Converter Induction Motor Drive. PhD Thesis, Department of Electrical and Electronic Engineering**, University of Nottingham, 1995.
15. The MathWorks, **MATLAB®**, Matlab 7.5.0 (R2007b), 2007.
16. Kürüm, H. ve Altun, H., "Modelling The End-Effect In The Linear Asynchronous Motors", **International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics**, ACEMP'2001, Kuşadası-Turkey, 19-23, 27-29 June, 2001.

#### EK (APPENDIX)

##### Motor parametreleri:

Primer direnci:	1,2 $\Omega$
Sekonder direnci:	2,7 $\Omega$
Miknatıslanma endüktansı:	37,6 mH
Primer endüktansı:	60,1 mH
Sekonder endüktansı:	44,1 mH
Kutup sayısı:	4
Kutup adımı:	0,066 m
Eylemsizlik:	50 kg
Sürtünme katsayısı:	2,5 N.s / m