

**T.C  
FIRAT ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**MATRİS KONVERTERDEN BESLENEN LİNEER ASENKRON MOTORUN  
VEKTÖR KONTROL YÖNTEMİ İLE HIZ KONTROLÜNÜN YAPILMASI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Mehmet Şefik ÜNEY**

**Anabilim Dalı: Elektrik Eğitimi**

**Programı: Elektrik Makinaları**

**Tez Danışmanı: Doç. Dr. Hüseyin ALTUN**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 13.08.2010**

**AĞUSTOS-2010**

**T.C  
FIRAT ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**MATRİS KONVERTERDEN BESLENEN LİNEER ASENKRON MOTORUN  
VEKTÖR KONTROL YÖNTEMİ İLE HIZ KONTROLÜNÜN YAPILMASI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Mehmet Şefik ÜNEY**

**(07126102)**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 13.08.2010  
Tezin Savunulduğu Tarih : 03.08.2010**

**Tez Danışmanı: Doç. Dr. Hüseyin ALTUN (F.Ü)**

**Diğer Jüri Üyeleri: Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR(F.Ü)**

**Yrd. Doç. Dr. Selçuk YILDIRIM(F.Ü)**

**AĞUSTOS-2010**

## ÖNSÖZ

Bu tezin hazırlanmasında çok büyük yardımlarını gördüğüm ve değerli fikirleriyle bana yol gösteren başta danışman hocam Sayın Doç. Dr. Hüseyin ALTUN'a ve diğer hocalarıma çok teşekkür ederim.

Yine tez çalışması süresince beni sabırla dinleyen ve büyük desteğini esirgemeyen Yrd. Doç. Dr. M. İlyas BAYINDIR'a sabrından ve anlayışından dolayı, Arş. Gör. Dr. Mehmet POLAT'a teşekkür eder, şükranlarımı sunarım. Ayrıca maddi ve manevi yardımlarını esirgemeyen değerli aileme, eşime ve arkadaşlarım Ferit AKBALIK, Ömer Ali KARAMAN ve Faruk ÖZLÜK'e çok teşekkür ederim.

**Mehmet Şefik ÜNEY**  
**ELAZIĞ-2010**

## İÇİNDEKİLER

|                                                                | <u>Sayfa No</u> |
|----------------------------------------------------------------|-----------------|
| ÖNSÖZ .....                                                    | II              |
| İÇİNDEKİLER .....                                              | III             |
| ÖZET .....                                                     | IV              |
| SUMMARY .....                                                  | V               |
| ŞEKİLLER LİSTESİ .....                                         | VI              |
| TABLolar LİSTESİ .....                                         | IX              |
| SEMBOLLER LİSTESİ .....                                        | X               |
| 1. GİRİŞ .....                                                 | 1               |
| 2. LİNEER ASENKRON MOTORLAR .....                              | 6               |
| 2.1 Giriş .....                                                | 6               |
| 2.2 Uç-Etkileri .....                                          | 8               |
| 2.3 Asenkron Motor Matematiksel Modelleri .....                | 10              |
| 2.3.1 Clarke ve Park Dönüşümleri .....                         | 11              |
| 2.3.2 RIM'in Matematiksel Modeli .....                         | 13              |
| 2.3.3 LIM'in Matematiksel Modeli .....                         | 17              |
| 2.3.4 Sabit Kaynaktan Beslenen LIM'in Benzetimi .....          | 23              |
| 3. MATRİS KONVERTERLER .....                                   | 27              |
| 3.1 Matris Konverterin Yapısı .....                            | 27              |
| 3.2 Venturini Modülasyon Algoritması .....                     | 30              |
| 3.2.1 Giriş ve Çıkış Gerilimleri .....                         | 30              |
| 3.2.1 Giriş ve Çıkış Akımları .....                            | 33              |
| 3.3 Matris Konverterin Matlab/Simulink ile Benzetimi .....     | 35              |
| 4. MATRİS KONVERTERDEN BESLENEN LIM'in HIZ KONTROLÜ .....      | 41              |
| 4.1 Giriş .....                                                | 41              |
| 4.2 Alan Yönlendirme Kontrol Yöntemi .....                     | 41              |
| 4.3 LIM'in Hız Kontrolünün Matlab/Simulink ile Benzetimi ..... | 43              |
| 5. SONUÇ .....                                                 | 55              |
| KAYNAKLAR .....                                                | 58              |
| ÖZGEÇMİŞ .....                                                 | 62              |

## ÖZET

Elektrik motorları, insan hayatının her alanında kendini göstermektedir. Motorların öneminin gün geçtikçe artması sonucunda, insanlar en iyiye arama çabası içine girmişlerdir. Günlük hayatımızda en çok kullandığımız motor tipi, döner hareket yapan asenkron motorlardır. Bu motorun tercih edilme sebepleri olarak, basit, ucuz, sağlam, dayanıklı, az bakım istemeleri ve güvenilir olmaları gösterilebilir. Teknolojik gelişmelerle birlikte insanların ihtiyaçları da farklılaşmaktadır. Döner hareketin gerekliliği kadar, lineer hareketin de ihtiyaç olduğu, insanlar tarafından anlaşılmıştır. Bunun için lineer hareket yapan elektrik motorları imal edilmiştir. Bu motorların beslenmesi ve kontrolü de ayrı bir gerekliliktir. Yarıiletken güç anahtarları ve mikroişlemci teknolojisinin hızlı gelişimiyle birlikte, motorların beslenme ve kontrol mantığı da gelişmiştir. Motor beslenmesinde, istenen gerilim ve frekans değerlerini çıkışa aktaran matris konverter tercih edilir hale gelmiştir. Ayrıca, dc motorlarda olduğu gibi, akı ve momenti birbirinden bağımsız kontrol etme olanağı sunan vektör kontrol yöntemi de, motor kontrolünde yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır.

Bu çalışmada; matris konverterden beslenen lineer asenkron motorun vektör kontrol yöntemi ile hız kontrolünün benzetimi, Matlab/Simulink programında yapılmıştır. Öncelikle, lineer asenkron motoru, döner hareketli asenkron motordan farklı kılan, uç etkileri dediğimiz elektromanyetik olaylar, oluşturulan benzetimde dikkate alınarak, motor modeline dâhil edilmiştir. Daha sonra, motor beslenmesinde kullanılan matris konverter ve motorun hız denetimini yapan vektör kontrolünün matematiksel denklemleri elde edilerek, benzetim yapılmıştır. Son olarak, benzetimden alınan moment, hız ve akım verileri, çeşitli çalışma koşulları altında incelenerek yorumlanmıştır.

**Anahtar Kelimeler:** Lineer asenkron motor, Uç-etkileri, Vektör kontrol, Matris konverter

## SUMMARY

Electric motors can be seen in every field of human life. As a consequence of rise in their importance, people started to search for the best. The most used motor type in everyday life are rotating induction motors. The reasons for preferring these motors can be lined up as follows: they are simple, cheap, robust, durable, reliable and they need little maintenance. With the technological development, humans' needs change. It has been proved that linear movement is required as much as rotating movement. That is the reason why linear electric motors are produced. The feeding and control of these motors are other necessities. By the rapid development of semiconductor switching devices and microprocessor technology, feeding and controlling methods of electrical motors have been improved. Matrix converters, which are direct ac-ac converters and transmit the required voltage and frequency values to the output in feeding electrical motors has become preferable. Besides, as in dc motors, vector control technique which allows controlling the flux and torque freely has become widely used in motors' control.

In this study; the speed control simulation with vector control technique of linear induction motor (LIM) which is fed by a matrix converter is realized by the help of Matlab/Simulink program. Primarily, the magnetic events called *end-effects* which separate the LIM from its rotating counterpart have been taken into consideration in the simulation of this motor model. Later, simulation of vector controlled linear induction motor fed by the matrix converter has been done by obtaining mathematical equations related to the matrix converter which was used in feeding the linear induction motor and equations of vector control method. Finally torque, speed and current results obtained from the simulation have been interpreted under several operating conditions.

**Key words:** Linear induction motor, End-effects, Vector control, Matrix converter.

## ŞEKİLLER LİSTESİ

### Sayfa No

|             |                                                                                                                                                                                                                                         |    |
|-------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Şekil 2.1.  | RIM'in kesilip açılarak LIM elde edilmesi.....                                                                                                                                                                                          | 6  |
| Şekil 2.2.  | Kaynak frekansı 30 Hz olan belli bir LIM'in $S=\%5$ için alan dalgaları.....                                                                                                                                                            | 9  |
| Şekil 2.3.  | Kaynak frekansı 100 Hz olan belli bir LIM'in $S=\%5$ için elektromanyetik alan dalgaları.....                                                                                                                                           | 9  |
| Şekil 2.4.  | $\%5$ kayma değerinde ve belli bir LIM'in uzunluğu boyunca akı yoğunluğu profili .....                                                                                                                                                  | 10 |
| Şekil 2.5.  | a-b-c üç eksenli değişkenlerden $\alpha$ - $\beta$ iki eksenli değişkenlerin elde edilmesi .....                                                                                                                                        | 11 |
| Şekil 2.6.  | $\alpha$ - $\beta$ iki eksenli değişkenlerden a-b-c üç eksenli değişkenlerin elde edilmesi .....                                                                                                                                        | 12 |
| Şekil 2.7.  | Durağan $\alpha$ - $\beta$ eksenli değişkenlerden hareketli d-q eksenli değişkenlerin elde edilmesi .....                                                                                                                               | 12 |
| Şekil 2.8.  | Hareketli d-q eksenli değişkenlerden $\alpha$ - $\beta$ durağan eksenli değişkenlerin elde edilmesi.....                                                                                                                                | 13 |
| Şekil 2.9.  | (a) Üç eksen, (b) Durağan iki eksen, (c) Hareketli iki eksen değişkenlerinin zamana göre değişimleri.....                                                                                                                               | 13 |
| Şekil 2.10. | (a) v hızıyla hareket eden LIM'in hava aralığı giriş ve çıkış uçlarında Eddy akımlarının oluşumu, (b) Hava aralığında Q faktörüne göre akı yoğunluğu değişimi, (c) Motor uzunluğu boyunca Q faktörüne göre Eddy akımları yoğunluğu..... | 20 |
| Şekil 2.11. | LIM'in (a) d eksen, (b) q eksen eşdeğer devre modelleri.....                                                                                                                                                                            | 22 |
| Şekil 2.12. | Sabit kaynaktan beslenen LIM modeli .....                                                                                                                                                                                               | 24 |
| Şekil 2.13. | LIM'in Matlab/Simulink modeli.....                                                                                                                                                                                                      | 24 |
| Şekil 2.14. | LIM'in öteleme kuvveti ve hızının zamana göre değişimi .....                                                                                                                                                                            | 25 |
| Şekil 2.15. | LIM'in hız ve mıknatıslanma indüktansının zamana göre değişimi.....                                                                                                                                                                     | 25 |
| Şekil 2.16. | Primer d-q akımlarının zamana göre değişimi.....                                                                                                                                                                                        | 26 |
| Şekil 2.17. | Primer ve sekonder 1-faz akımlarının zamana göre değişimi.....                                                                                                                                                                          | 26 |

|                    |                                                                                                                   |    |
|--------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Şekil 3.1.</b>  | Üç fazlı matris konverter anahtar dizilişleri.....                                                                | 28 |
| <b>Şekil 3.2.</b>  | Çift yönlü anahtar yapıları .....                                                                                 | 29 |
| <b>Şekil 3.3.</b>  | Anahtarların tetiklenme sıraları ve iletimde kalma süreleri.....                                                  | 33 |
| <b>Şekil 3.4.</b>  | Her bir faza ait giriş akımları ve çıkış akımı bileşenleri .....                                                  | 34 |
| <b>Şekil 3.5.</b>  | LIM'i besleyen matris konverter .....                                                                             | 35 |
| <b>Şekil 3.6.</b>  | Matris Konverterin Matlab/Simulink blok diyagramı .....                                                           | 36 |
| <b>Şekil 3.7.</b>  | $q = 0.45$ ve $f_o = 60$ Hz için modülasyon terimleri ve testere dişi<br>sinyal değişimi .....                    | 37 |
| <b>Şekil 3.8.</b>  | $q = 0.45$ ve $f_o = 60$ Hz için anahtarlara uygulanan darbe dizileri .....                                       | 38 |
| <b>Şekil 3.9.</b>  | $q = 0.45$ ve $f_o = 60$ Hz için LIM öteleme kuvveti ve hızının değişimi ...                                      | 38 |
| <b>Şekil 3.10.</b> | Matris konverterden beslenen LIM'in primer ve sekonder akım<br>değişimleri.....                                   | 39 |
| <b>Şekil 3.11.</b> | Matris konverterden beslenen LIM'in primer ve sekonder 3-faz akım<br>değişimleri.....                             | 39 |
| <b>Şekil 3.12.</b> | Matris konverterden beslenen LIM'in mıknatıslanma indüktansının<br>zamanla değişimi .....                         | 40 |
| <b>Şekil 3.13.</b> | Matris konverterin a-fazı çıkış gerilimi .....                                                                    | 40 |
| <b>Şekil 4.1.</b>  | Hız kontrolü yapılan LIM'in Matlab/Simulink modeli .....                                                          | 44 |
| <b>Şekil 4.2.</b>  | Boşta çalışan LIM'in öteleme kuvveti ve hızının zamana göre<br>değişimi.....                                      | 45 |
| <b>Şekil 4.3.</b>  | Boşta çalışan LIM'in primer d-q akımları ile mıknatıslanma<br>indüktansının değişimi .....                        | 46 |
| <b>Şekil 4.4.</b>  | Boşta çalışan LIM'in primer ve sekonder 1-faz akım değişimleri .....                                              | 46 |
| <b>Şekil 4.5.</b>  | Boşta çalışan LIM'in sekonder akı değişimleri .....                                                               | 47 |
| <b>Şekil 4.6.</b>  | Boşta çalışan LIM'in a-) Öteleme kuvveti ve hızının,<br>b-) Mıknatıslanma indüktansı ve hızının değişimleri ..... | 47 |
| <b>Şekil 4.7.</b>  | 100 N yük altında LIM'in öteleme kuvveti ve hızının zamana göre<br>değişimi.....                                  | 48 |
| <b>Şekil 4.8.</b>  | 100 N yük altında LIM'in primer d-q akımları ve sekonder d-q<br>akılarının zamana göre değişimleri .....          | 48 |
| <b>Şekil 4.9.</b>  | 100 N yük altında LIM'in primer ve sekonder a-fazı akımlarının<br>zamana göre değişimleri .....                   | 49 |



|                    |                                                                                                        |    |
|--------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Şekil 4.10.</b> | 100 N yük altında LIM'in primer ve sekonder 3-faz akımlarının zamana göre değişimleri .....            | 50 |
| <b>Şekil 4.11.</b> | 100 N yük altında LIM'in mıknatıslanma indüktansının zamana göre değişimi.....                         | 51 |
| <b>Şekil 4.12.</b> | 120 N yük altında LIM'in öteleme kuvveti ve hızının zamana göre değişimi.....                          | 52 |
| <b>Şekil 4.13.</b> | 120 N yük altında LIM'in primer d-q akımları ve sekonder d-q akımlarının zamana göre değişimleri ..... | 52 |
| <b>Şekil 4.14.</b> | 120 N yük altında LIM'in primer ve sekonder a-fazı akımlarının zamana göre değişimleri .....           | 53 |
| <b>Şekil 4.15.</b> | 120 N yük altında LIM'in primer ve sekonder 3-faz akımlarının zamana göre değişimleri .....            | 53 |
| <b>Şekil 4.16.</b> | 120 N yük altında LIM'in mıknatıslanma indüktansının zamana göre değişimi.....                         | 54 |

## TABLÖLAR LİSTESİ

### Sayfa No

|                                           |    |
|-------------------------------------------|----|
| <b>Tablo 2.1.</b> LIM'in anma değeri..... | 23 |
|-------------------------------------------|----|

## SEMBOLLER LİSTESİ

|                                  |                                                    |
|----------------------------------|----------------------------------------------------|
| $P_e$                            | : Motor gücü                                       |
| $F_e, F_y$                       | : LIM öteleme kuvveti, yük kuvveti                 |
| $T_e, T_y$                       | : Elektromanyetik moment, yük momenti              |
| $\Psi_{sabc}, \Psi_{rabc}$       | : Stator ve rotor a-b-c akı vektörleri             |
| $\Psi_{sa\beta}, \Psi_{ra\beta}$ | : $\alpha$ - $\beta$ stator ve rotor akı fazörleri |
| $\Psi_{sdq}, \Psi_{rdq}$         | : d-q stator ve rotor akı fazörleri                |
| $\Psi_{pdq}, \Psi_{sdq}$         | : d-q primer ve sekonder akı fazörleri             |
| $\Psi_{sd}, \Psi_{sq}$           | : Stator veya sekonder d-q akı bileşenleri         |
| $\Psi_{rd}, \Psi_{rq}$           | : Rotor d-q akı bileşenleri                        |
| $\Psi_{ra}, \Psi_{r\beta}$       | : Rotor $\alpha$ - $\beta$ akı bileşenleri         |
| $\Psi_{pd}, \Psi_{pq}$           | : Primer d-q akı bileşenleri                       |
| $U_{sabc}, U_{rabc}$             | : Stator ve rotor a-b-c gerilim vektörleri         |
| $U_{pdq}, U_{sdq}$               | : d-q primer ve sekonder gerilim fazörleri         |
| $I_{sabc}, I_{rabc}$             | : Stator ve rotor a-b-c akım vektörleri            |
| $I_{pdq}$                        | : d-q primer akım fazörü                           |
| $I_{sd}, I_{sq}$                 | : Stator veya sekonder d-q akım bileşenleri        |
| $I_{rd}, I_{rq}$                 | : d-q rotor akım bileşenleri                       |
| $I_{pd}, I_{pq}$                 | : d-q primer akım bileşenleri                      |
| $L_s, L_r$                       | : Stator ve rotor öz indüktansları                 |
| $L_{lp}, L_{ls}$                 | : Primer ve sekonder kaçak indüktansları           |
| $L_m, L_p$                       | : Mıknatıslama indüktansı ve primer öz indüktansı  |
| $R_s, R_r$                       | : Stator ve rotor dirençleri                       |
| $R_p$                            | : Primer direnci                                   |
| $J$                              | : Eylemsizlik momenti                              |
| $B$                              | : Sürtünme katsayısı                               |
| $\omega_m$                       | : Motorun mekaniksel hızı                          |
| $\omega_r$                       | : Rotorun elektriksel hızı                         |
| $\omega_e$                       | : Motorun elektriksel senkron hızı                 |
| $\omega_{pm}$                    | : Motorun mekanik açısal hızı                      |
| $\omega_p$                       | : LIM'in elektriksel açısal hızı                   |
| $\theta_r$                       | : Rotorun statora göre elektriksel konumu          |
| $\tau$                           | : Kutup adımı                                      |
| $n$                              | : Motorun devir hızı                               |
| $v$                              | : LIM hızı                                         |

|            |                                                               |
|------------|---------------------------------------------------------------|
| $v_e$      | : LIM senkron hızı                                            |
| $\sigma$   | : Kaçak indüktans katsayısı                                   |
| $S$        | : Kayma                                                       |
| $f$        | : Kaynak frekansı                                             |
| $P$        | : Motor kutup sayısı                                          |
| $l$        | : LIM uzunluğu                                                |
| $Q$        | : Herhangi bir hız değeri için lineer asenkron motor uzunluğu |
| $G$        | : LIM'in hareket eden tarafının kütleel ağırlığı              |
| <b>LIM</b> | : Lineer asenkron motor                                       |
| <b>RIM</b> | : Döner hareket yapan asenkron motor                          |
| <b>DA</b>  | : Doğru Akım                                                  |
| <b>AA</b>  | : Alternatif Akım                                             |

## 1. GİRİŞ

Günümüzde teknolojiadaki gelişmelerle paralel olarak endüstri alanı yanı sıra hemen hemen her alanda elektrik motoru kullanımı artmıştır. Bu motorların kullanımı esnasında, kendilerinden beklenen en iyi performansın elde edilmesi için, bu motorların kullanıldıkları alanda denetimi de önem arz etmektedir. Bunun için teknolojik gelişmelerin sundukları imkânlardan faydalanmak gerekir. Elektrik motoru bir sürücü sistemde kullanıldığında, kontrolü için gerekli olan güç elektroniği devresi ve bu devrede kullanılan yarı iletken elemanlar ile mikroişlemcinin önemi büyüktür. Bu bakımdan elektrik motorunun bulunduğu sürücü sistemde motorun beslendiği güç devresi, güç devresinin kontrolünde kullanılacak olan kontrol tekniği ve neticede sürücü sistemden elde edilecek performans önemlidir.

Asenkron motorlar basit, ucuz, dayanıklı, az bakım isteyen, sağlam ve güvenilir olmalarından dolayı hemen hemen her alanda tercih edilen motorlardır. Ayrıca, her tip motorun olduğu gibi asenkron motorun da lineer hareket üreten eşdeğeri bulunmaktadır. Lineer hareket ihtiyacı duyulan alanlarda lineer asenkron motor (LIM) kullanımı döner hareket yapan eşdeğerinin sahip olduğu birçok avantajı da getirecektir. Bunun yanı sıra lineer harekete ihtiyaç duyuluyorsa, döner hareketi lineer harekete çeviren mekanik çeviricilerle beraber döner hareket yapan asenkron motor kullanmak yerine lineer asenkron motorun kullanılması sistemin verimi açısından daha avantajlıdır.

Asenkron motor sürücü sistemlerinde kaynak olarak kullanılan güç elektroniği devreleri ve bu devrelerin kontrolünde kullanılan kontrol yöntemleri, lineer asenkron motor için de araştırılması ve uygulanması çalışmaları bilimsel alanda devam etmektedir. Kontrollü güç devresi olarak, lineer asenkron motorun bulunduğu sürücü sistemde matris konverterin kullanılması, bilindiği kadarıyla, literatürde rastlanılamamıştır.

Matris konverter alternatif akımdan alternatif akıma (ac-ac) dönüşümü doğrudan yapabilen konverter tiplerinden birisidir. Konverter devresinde 3-faz giriş ve 3-faz çıkış için, matris şeklinde düzenlenmiş çift yönlü 9 adet yarıiletken anahtar eleman bulunmaktadır. Çift yönlü anahtarlar sayesinde güç akışı iki yönlü olabilmektedir. Bu çift yönlü yarıiletken anahtarlarla sinüzoidal bir kaynaktan, uygun modülasyon teknikleri kullanılarak, istenilen genlikte ve frekansta yine sinüzoidal çıkış gerilimleri elde edilebilmektedir. Ayrıca matris konverterde, eviricilerde kullanılan reaktif enerji depolama

elemanları bulunmamaktadır. Günümüzde matris konverter devresindeki anahtarların tetiklenmesinde kullanılan sinyallerin üretimi için Venturini kontrol algoritması (Venturini, 1980), basitleştirilmiş Venturini kontrol algoritması (Sünter ve Altun, 2001) veya uzay vektör kontrol algoritmaları (Erdem, 2007) kullanılmaktadır.

Lineer asenkron motorun kontrolü için tercih edilebilecek yöntemlerden birisi de vektör kontrol yöntemidir. Bu yöntemin uygulanmasında skaler kontrol yöntemine göre, hız, cevap ve güvenilirlik açısından sürücü sisteme getirdiği avantajlar bilinmektedir. Ancak bu yöntem, skaler kontrol yöntemine göre daha karmaşık olduğu gibi, daha hızlı çalışan mikro denetleyicilere ihtiyaç duymaktadır.

Lineer asenkron motorun enerji alan stator tarafına primer ve rotor tarafına ise sekonder denilmektedir. Enerji alan taraf primer, tarak şeklinde oyulmuş ve ince sac levhalardan preslenerek oluşturulmuş demir nüveden ve oyuklara yerleştirilmiş sargıdan oluşmaktadır. Sekonder ise, eddy akımlarının indüklenmesi için her iki yüzü alüminyum veya bakır levhalarla kaplı tek parçalık çelik malzemeden yapılır. LIM’de primer sabit sekonder hareketli taraf olabildiği gibi, sekonder sabit primer hareket eden taraf olabilir. Öte yandan sekonder döner hareket yapan asenkron motorun rotoruna karşılık gelirken, primer döner hareket yapan asenkron motorun statoruna karşılık gelmektedir. Lineer asenkron motorda primerin bir başlangıcı birde sonu olduğu için, bu sonlu yapıdan dolayı, motorun hareket yönüne bağlı olarak, motorun giriş ve çıkış uçlarında uç-etkileri denilen manyetik olaylar meydana gelmektedir. Lineer asenkron motorun girişinde ve çıkışında meydana gelen uç-etkileri ise, motoru model olarak döner hareket yapan asenkron motordan farklı kıldığı gibi, aynı zamanda performansını da olumsuz yönde etkilemektedir.

Temelde LIM’in, uç-etkileri ve başka bazı etkiler (Altun, 2001) dışında matematiksel modeli, asenkron motor matematiksel modeline benzemektedir. Literatür çalışmalarında lineer asenkron motorun kontrolü için kullanılan matematiksel modellerde genellikle uç-etkileri dikkate alınmış ve farklı yöntemler kullanılarak model eşdeğer devreler önerilmiştir. Motor için kullanılacak kontrol yöntemine göre, bu çalışılan devrelerden birisinin uygun olup olmadığının belirlenmesi de önemlidir.

Bu tez çalışmasında matris konverterden beslenen tek yanlı bir lineer asenkron motorun vektör kontrolünün benzetimi gerçekleştirilmiştir. Bunun için bilgisayar aracılığıyla bu benzetimin yapılmasında Matlab/Simulink programı kullanılmıştır. Bu çalışmanın hedefine ulaşması için önce literatür araştırmaları yapılmış, daha sonra LIM ‘in

yapısı ve LIM'in kontrolünde kullanılacak olan, uç-etkilerini de dikkate alan, matematiksel modeller çalışılmıştır. Daha sonra güç devresi olarak kullanılan matris konverter ve bu konverterin kontrol algoritmaları hakkında literatürden araştırmalarda bulunulmuştur. Son olarak matris konverterden beslenen lineer asenkron motor sürücü sisteminin kontrolünde, yöntem olarak tercih edilen vektör kontrol yöntemi kaynaklardan öğrenilmiş (Blaschke, 1974), sürücü sistem birimlerinin matematiksel modelleri kurulmuş ve benzetim gerçekleştirilerek uygun sonuçlar elde edilmiştir.

Bu tezin amacına ulaşmasında yararlanılan başlıca kaynaklardan bazılarının içeriği ile ilgili aşağıda bilgi verilmiştir.

Yamamura tarafından yazılan bir kitapta, lineer asenkron motorun yapısı, analizi, tasarımı ve modellenmesi konusunda çok önemli bilgiler mevcuttur (Yamamura, 1979)

Kang ve Nam tarafından yapılan araştırma makalesinde, uç etkisi dikkate alınarak ve vektör kontrol yöntemi kullanılarak, bir lineer asenkron motor sürücü sistemi üzerinde, hem deneysel hem de benzetim çalışmalarının sonuçları, karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Bu çalışmada aynı zamanda, lineer asenkron motorun eşdeğer devre modelinde, uç-etkileri nedeniyle mıknatıslanma indüktansının değişken olması, vektör kontrolü açısından ortaya çıkan bazı olumsuz etkilerden de bahsedilmektedir (Kang ve Nam, 2006).

Lineer motorların kullanıldıkları uygulama alanlarının önemini vurgulamak bakımından, Lequesne tarafından yapılan bir araştırmada 5 mm.'den 20 mm.'ye kadar lineer hareket gerektiren uygulamalarda, kullanılabilecek lineer motor tasarımlarıyla ilgili sonuçların verilmesi önemlidir (Lequesne, 1996). Aynı zamanda Brückl de yüksek hassasiyet istenen uygulamalarda, lineer hareketli motorların uygunluğunu incelemiştir (Brückl, 1999).

Vaez tarafından yapılan bir çalışmada, uç etkisi dikkate alınarak ve dolaylı rotor akısı ile alan yönlendirmesi kontrol yöntemi kullanılarak, lineer asenkron motorun kontrolü ile ilgili benzetim sonuçları verilmiştir. Makalede ayrıca, önerilen kontrol yöntemi ile motor performansının arttığından bahsedilmektedir (Vaez vd., 2007).

Haroutuon ve Hassan, uç etkisini dikkate alan lineer asenkron motorun dinamik modelini elde edip ilgili modelin benzetim sonuçlarını veren bir çalışma yapmışlardır. Bu çalışmada verilen benzetimlerde, lineer asenkron motorun, yüksüz ve ani yük değişimlerinde ortaya koyduğu performanstan bahsedilmektedir (Haroutuon ve Hassan, 2009).

Ikeda, dijital işaret işleme teknolojisini kullanarak lineer asenkron motorlar için bir kontrol yöntemi geliştirmiştir (Ikeda vd., 1993).

Jaroslav, lineer asenkron motor ile yaptıkları deney sonuçlarında, uygun motor ve sürücü devreler kullanıldığında, lineer asenkron motorların çok güvenilir olduğunu tespit etmiştir (Jaroslav, 2007).

Altun, çift yanlı bir lineer asenkron motorun, kontrol amaçlı uygun bir matematiksel modelini kullanarak, vektör kontrolünü yapmıştır (Altun, 2001).

Altun ve Sünter, güç kalitesi korunarak kayma enerjisinin geri kazanımı için, rotoru matris konverterden beslenen bilezikli asenkron motor ile ilgili çalışmalarında, motor için değişik çalışma koşulları altında elde ettikleri benzetim sonuçları ile iyi bir performansla sistemin kontrolünün yapılabileceğini göstermişlerdir (Altun ve Sünter, 2007). Yine aynı araştırmacılar matris konverterden beslenen kafes sargılı asenkron motor sürücüsünün modellenmesi, benzetimi ve kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Güç kaynağı olarak üç fazlı matris konverter, bu konverterin kontrolü için Venturini kontrol algoritmasını, sürücü sistemin kontrolünde alan yönlendirme kontrol yöntemini kullanarak dört-bölgeli çalışma koşulları altında motor ile ilgili benzetim sonuçları vermişlerdir (Altun ve Sünter, 2003).

Sünter, matris konverterden beslenen 3-fazlı bir asenkron motorun, kayma regülasyon tekniğini kullanarak, kapalı çevrim hız kontrolünü yapmıştır. Sistemin sürekli ve geçici rejimde çalışmasını gösteren deneysel sonuçlar ile birlikte, ayrıca konverterin çift yönlü güç akışına izin veren yapısını deneysel olarak göstermek için, motoru generatör modunda çalıştırmış ve bununla ilgili pratik sonuçlar sunmuştur. (Sünter, 2000).

Alesina ve Venturini, matris konverterin maksimum giriş-çıkış gerilim transfer oranını %86.7' ye yükselten gelişmiş bir kontrol algoritması önermişlerdir (Alesina ve Venturini., 1988).

Polat ve Kürüm, dolaylı rotor akısı alan yönlendirmesi ile üç fazlı asenkron motorun vektör kontrolü benzetimini yaparak, parametre değişimlerinin bu alan yönlendirme yöntemine olan etkisini incelemişlerdir (Polat ve Kürüm, 2002).

Bu tezin ikinci bölümünde, lineer hareketli asenkron motorların yapısal özellikleri, çalışma prensipleri, avantajları ve kullanım alanları ayrıntılı bir şekilde açıklanmıştır. Döner hareketli asenkron motor modelinden faydalanılarak ve uç-etkileri dikkate alınarak sabit kaynaktan beslenen lineer asenkron motorun matematiksel modeli elde edilip, Matlab/Simulink programında modellenmiştir. Ayrıca modelden elde edilen LIM'in, zamana göre bazı değişkenleri grafiğe dökülerek yorumlanmıştır.



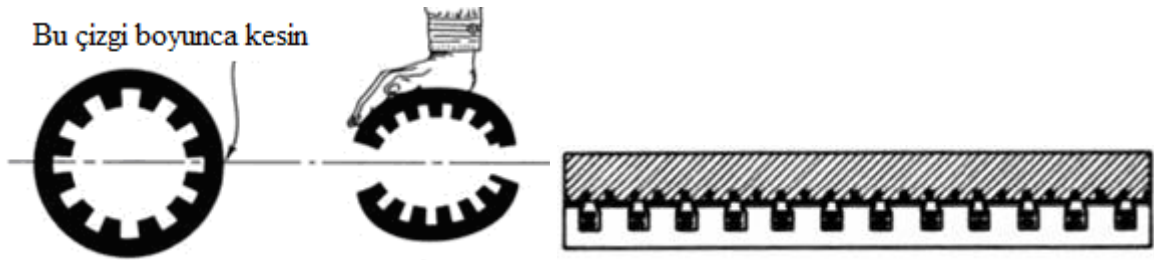
Üçüncü bölümde, matris konverterin temel yapısı, çalışma prensibi, kullanılan çift yönlü anahtar yapılarından ve yine matris konverterde kullanılan Venturini kontrol algoritması hakkında ayrıntılı bilgi verilmiştir. Ayrıca matris konverterin matematiksel modeli elde edilip Matlab/Simulink programında modellenmiştir.

Dördüncü bölümde, LIM'in hız kontrolü, vektörel kontrol yöntemlerinden olan alan yönlendirme kontrol tekniği ile yapılmıştır. Bu bölümde vektör kontrol yönteminin avantajlarından bahsedilmiştir. Ayrıca LIM'in hızı, bu kontrol tekniği ile kontrol edilerek, Matlab/Simulink programında modellenmiş olup programdan alınan veriler, yine bu bölümde yorumlanmıştır.

## 2. LİNEER ASENKRON MOTORLAR

### 2.1. Giriş

Döner hareket üreten asenkron makinenin (RIM) lineer hareket üreten eşdeğeri Lineer asenkron makine olarak adlandırılır. Şekil 2.1’de de görüldüğü gibi LIM’i elde etme yöntemlerinden biri döner makinenin kesilip açılması sonucu oluşur. Genellikle lineer makinenin stator tarafı primer ve rotor tarafı ise sekonder diye adlandırılmaktadır.



Şekil 2.1. RIM’in kesilip açılarak LIM elde edilmesi

Lineer asenkron motor sonlu yapıda olduğundan dolayı, motorun hareket yönüne bağlı olarak, motorun giriş ve çıkış uçlarında uç-etkileri denilen elektromanyetik olaylar meydana gelmektedir. Lineer asenkron motorun döner hareket yapan asenkron motordan farkı sonlu yapıda olması, performansını olumsuz yönde etkileyen ve giriş-çıkış uçlarında meydana gelen uç-etkileridir. Bu nedenle LIM eşdeğer devre modellerinde uç-etkileri dikkate alındığında, LIM’in eşdeğer devresi RIM’in eşdeğer devresinden farklı olmaktadır. Bu bakımdan lineer motor analizlerinde uç-etkileri dikkate alınması gereken önemli bir faktördür. Lineer hareket üreten elektrik makineleri, uygulamada motor veya generatör olarak kullanılabilirler. Fakat lineer makinelerin motor modu uygulamada daha fazla tercih edilmektedir.

Lineer asenkron motorlar, kullanıldıkları sistemin hem maliyetini azaltmakta hem de verimini artırmaktadır. Lineer asenkron motorların üstünlükleri genel olarak aşağıdaki gibi sıralanabilir (Nasar ve Boldea, 1987).

- Lineer asenkron motorların hareket mesafeleri sınırsızdır. Manyetik alan yolu boyunca kolaylıkla hareket edebilirler. Lineer asenkron motorlar lineer hareketi

dişli sistemler ile üreten motorlara nazaran daha hızlı, daha sağlam ve daha yüksek performansa sahiptirler.

- Lineer asenkron motorlar 1µm/s ile 400-500 km/saat hızları arasında çok düşük ve çok yüksek hızlarda çalışabilirler.
- Lineer asenkron motorlar, lineer hareketi dişli takımlarıyla elde eden sistemlerden çok daha sağlamdır. Çünkü vidalı, dişli ve kayışlı sistemler kullanıldıkları sistemlerin kolaylıkla bozulmasına yol açarlar.
- Lineer asenkron motorlar, ara elemanlar kullanmadan doğrudan lineer hareket üreten sistemler olduğu için, çok uzun süre bakım gerektirmezler. Sadece kullanılan elemanların periyodik olarak ayarı ve yağlanması yapılır.
- Bobin ve manyetik malzemeler arasında temas olmadığı için vakumlu ve patlayıcı sistemlerde kullanılmaya elverişlidirler.
- Demir nüveli lineer asenkron motorlar, yüksek manyetik çekime sahip bir kuvvet üretirler. Bu kuvvet eğer sistem tasarımında uygun biçimde kullanılırsa motor performansını artırır.
- Lineer asenkron motorlar, yüksek statik sağlamlığa sahiptirler. 900 N/mikron basınca dayanabilirler.
- Yüksek hızlanma ve frenleme kabiliyetine sahiptirler. Özellikle yer taşımacılığında kullanıldıklarında bu avantajdan dolayı hızlanma ve frenleme için araç ve tekerlek donanımına fazla gerek duyulmamaktadır.
- Primer ile sekonder arasında meydana gelen dikey (normal) kuvvetten dolayı hızlı yer taşımacılığında levitasyon makineleri olarak da kullanılmaktadır.

Teorik olarak LIM'ler döner makinelerin kullanıldığı bazı yerlerde kullanılabilir. Ancak pratikte LIM'lerin kullanım alanları döner makinelere oranla sınırlıdır. Buna neden olarak, LIM'in performans, güç faktörü ve verimin nadiren döner makinelere ulaşması gösterilebilir. LIM'lerin kullanılacağı bir uygulama alanı tasarlarken daima bu uygulamanın RIM'li örneği ile kıyaslanmasında fayda vardır. LIM'lerin kullanım yerlerinden bazıları aşağıda belirtildiği gibidir (Özkop, 2006).

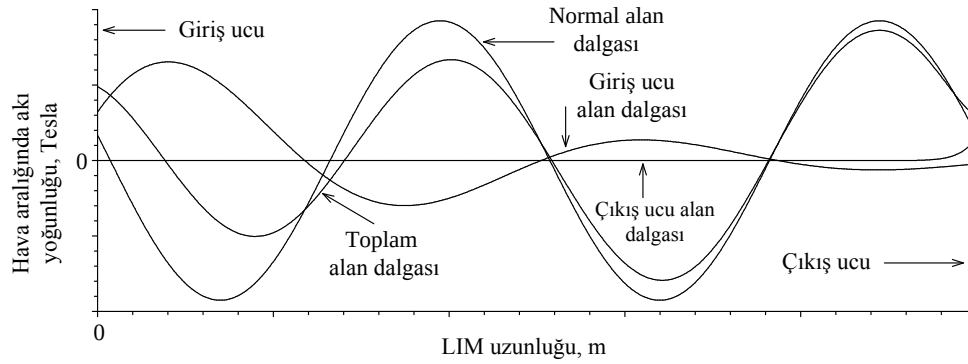
- Yüksek hızlı yer taşımacılığında,
- Takım tezgâhlarında tablanın veya kesicinin hareketinde,
- Yürüyen bant sistemlerinde,
- Uçak geliştirmede rüzgâr tüneli yerine,

- Gemi geliştirmede modelin hareketinde,
- Uçak ivmelendirmede,
- Kapı açma- kapamada,
- şerit testere çalıştırmada,
- İletken sıvıların pompalanmasında,
- İletken parçaların yer değiştirmesinde,
- Otomobillerin hız ve yapay kaza testlerinde,
- Örgü makinesinde iplik taşıyıcının sürülmesinde,
- Tekstil sektöründe mekiklerde,
- Çekiç olarak kuyu açmada,
- Doğrusal hareketli pompalarda,
- Doğrusal hareketli lazer tarayıcılarında,
- Robotik sanayinde,
- Öteleme hareketli aktuatörlerde,
- Öteleme hareketli konum kontrolünde,
- Bobin sarma sistemlerinde,
- Asansörlerde,
- Gezgin fırlatma sistemlerinde,
- Yüksek gerilim devre kesicilerinde,
- Tıp alanında (suni kalp çalıştırma cihazı olarak)

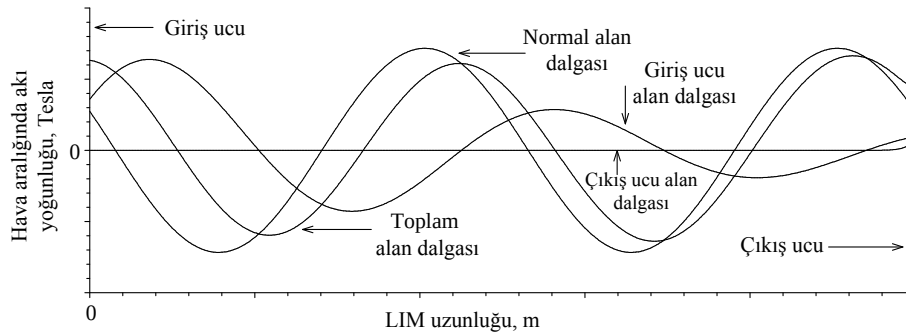
## 2.2. Uç-Etkileri

LİM'in sonlu yapısından dolayı, hava aralığında hareketli elektromanyetik alan dalgası başladığı noktaya ulaşamamaktadır. Bu nedenle uç-etkiler meydana gelmektedir. Bu uç-etkileri, LİM'in bazı karakteristiklerinin eşdeğeri döner hareket yapan asenkron motorunkinden farklı yapmaktadır. Uç-etkileri motorun performansını olumsuz olarak etkilemektedir. Bunlar aslında motorun hava aralığında normal elektromanyetik alan dalgası yanı sıra motorun giriş-çıkış uçlarında meydana gelen ve hava aralığında normal alan dalgasını bozan iki elektromanyetik alan dalgasıdır. Böylece uç-etkileri motor uzunluğu boyunca hava aralığında akı yoğunluğu dağılımını bozarak kendilerini göstermektedir.

LIM hareket ettiği esnada, hareket yönüne bağlı olarak, giriş ucunda aniden elektromanyetik alan meydana gelmesi ve çıkış ucunda elektromanyetik alanın aniden yok olması, sekonder alüminyum levhasının üzerinde eddy akımlarının oluşumuna neden olmaktadır. Bu sirkülasyon akımları motor uzunluğu boyunca hava aralığında akı yoğunluğu dalgasının profilini etkilemektedir. Şekil 2.2. ve Şekil 2.3'te V/f oranı sabit değeri için  $f=30$  Hz –  $f=100$  Hz ve kayma değeri %5 için belli bir motorun hava aralığındaki normal, giriş ucu ve çıkış ucu elektromanyetik alan dalgaları görülmektedir. Her iki şekilde görüldüğü gibi motor giriş ucunda giriş ucu alan dalgaları genlik bakımından büyük ve çıkış ucuna doğru sönümlenmektedir. Çıkış ucu alan dalgası ise çıkış ucunda büyük ve giriş ucuna doğru sönümlenmektedir. Yine çıkış ucunda meydana gelen dalganın, giriş ucunda meydana gelen dalgaya nazaran şiddet bakımından etkisi çok az olacağı şekillerden anlaşılmaktadır. Bu nedenle birçok literatür araştırma makalelerinde ve bu konuda yazılan kitaplarda uç-etkileri dikkate alınırken, çıkış ucu dalgası motor uzunluğu boyunca manyetik alan profili üzerindeki etkisi ihmal edilmektedir. Bunun dışında bu şekillerden, düşük hızlarda uç-etkileri yüksek hızlarda uç-etkilerine göre etkisi daha zayıf olacağı anlaşılmaktadır.

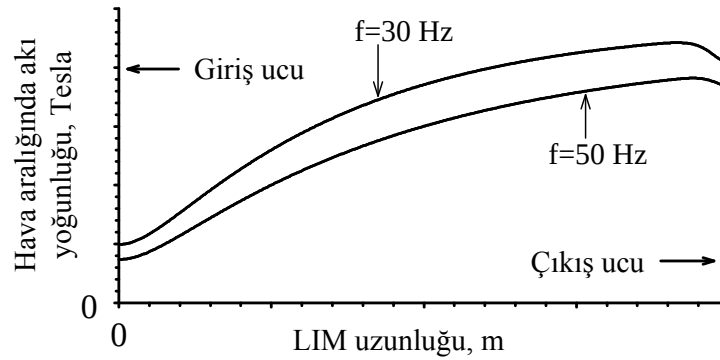


**Şekil 2.2.** Kaynak frekansı 30 Hz olan belli bir LIM'in  $S=5\%$  için elektromanyetik alan dalgaları



**Şekil 2.3.** Kaynak frekansı 100 Hz olan belli bir LIM'in  $S=5\%$  için elektromanyetik alan dalgaları

LIM'in sekonderinde iletken alüminyum levha üzerinde, motorun hareket yönüne bağlı olarak, giriş ucunda eddy akımları aniden büyüyerek motorun mıknatıslanma akımına karşı koymak istemektedir. Bu nedenle motorun giriş ucunda yürüyen normal alan dalgası giriş ucunda meydana gelen uç-etkisi alan dalgası tarafından zayıflatılmaktadır. Motorun çıkış ucunda ise, hareket esnasında yürüyen normal manyetik alan dalgasının aniden yok olması nedeniyle, normal dalganın yok olmaması için onu destekleyecek şekilde bir çıkış ucu alan dalgası oluşmaktadır. Motor uzunluğu boyunca yürüyen ve giriş ile çıkış uçlarında ortaya çıkan bu iki elektromanyetik alan dalgasının yine motor uzunluğu boyunca normal alan profili üzerinde olumsuz etkisi, %5 kayma değerinde ve 30-50 Hz kaynak frekansında belli bir motor için Şekil 2.4'te gösterilmiştir.



**Şekil 2.4.** %5 kayma değerinde ve belli bir LIM'in uzunluğu boyunca akı yoğunluğu profili

LIM'de boyuna uç-etkileri yanı sıra kenar etkisi, boşluk etkisi, demirin doyma etkisi ve deri etkisi de bulunmaktadır. Fakat özellikle yüksek hızlı lineer asenkron motorlar için, yapılan analiz ve kontrol çalışmalarında daha çok boyuna uç-etkileri dikkate alınmakta, diğer etkiler ise ihmal edilmektedir.

### 2.3. Asenkron Motor Matematiksel Modelleri

LIM'in matematiksel modeli temelde asenkron motor modeline benzemektedir. Bu nedenle LIM'in gerilim denklemleri, eşdeğeri olan döner hareket yapan asenkron motorun gerilim denklemleriyle benzerlik göstermektedir. Bilindiği üzere asenkron motorlar için kurulan matematiksel modellerde  $\alpha$ - $\beta$  dönüşümü (Clarke dönüşümü) ve d-q dönüşümü (Park dönüşümü) kullanılmaktadır. Bu dönüşümler kullanıldığı takdirde motor için elde

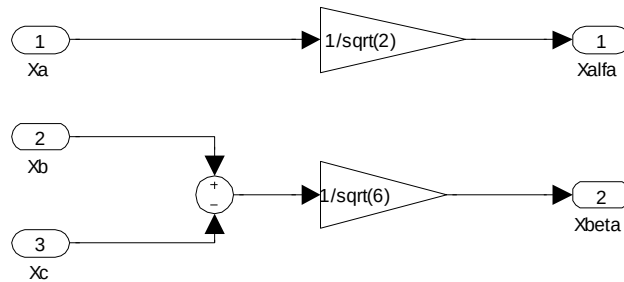
edilen matematiksel denklemlerden hareketle motorun dinamik performansı ile ilgili çeşitli analizler yapılabilir.

### 2.3.1. Clarke ve Park Dönüşümleri

Asenkron makinenin stator ya da rotoruna ait a-b-c üç faz akım, gerilim ya da akı değişkenleri durağan ve birbirlerine dik iki eksen değişkenlerine dönüştürülebilir. Aralarında  $120^\circ$  açı farkı bulunan a-b-c üç eksenli koordinat sistemi değişkenlerinin, aralarında  $90^\circ$  açı farkı bulunan  $\alpha$ - $\beta$  iki eksenli koordinat sistemi değişkenlerine dönüşümü için Clarke dönüşümü kullanılır. Benzer şekilde iki eksenli koordinat sisteminin değişkenleri kullanılarak üç eksenli koordinat sisteminin değişkenleri de elde edilebilir. Bu çift yönlü dönüşümde değişkenlerin hız ve zamana bağlı bağımlılıkları devam etmektedir. Asenkron motorun stator ya da rotoruna ait üç fazlı akım, gerilim veya akı değişkenleri sırasıyla  $X_a$ ,  $X_b$ ,  $X_c$  olmak üzere ve  $\alpha$ - $\beta$  ekseni değişkenleri de  $X_\alpha$ ,  $X_\beta$  olmak üzere aralarında şu eşitlik bulunmaktadır.

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

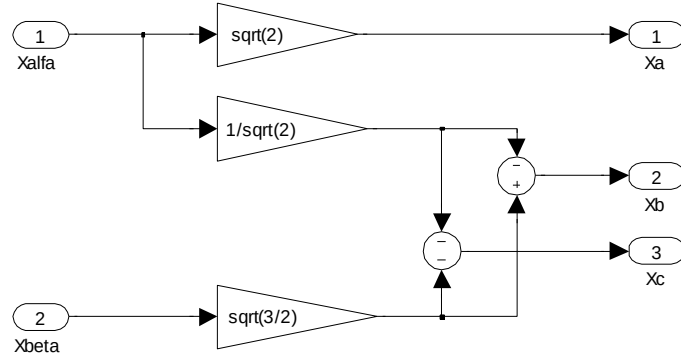
Yukarıdaki eşitlik kullanılarak verilen a-b-c üç eksenli değişkenler,  $\alpha$ - $\beta$  iki eksenli değişkenlerine dönüşümü için Şekil 2.5.'te Matlab/Simulink modeli görülmektedir.



**Şekil 2.5.** a-b-c üç eksenli değişkenlerden  $\alpha$ - $\beta$  iki eksenli değişkenlerin elde edilmesi

Aynı zamanda makine analizinde  $\alpha$ - $\beta$  iki eksenli değişkenlerin a-b-c üç eksenli değişkenlere dönüşümü gerekebilir. Bu nedenle aşağıda bu dönüşüm için denklem (2.2) ve bu denklemden yararlanılarak elde edilen Matlab/Simulink dönüşüm modeli Şekil 2.6'da verilmiştir.

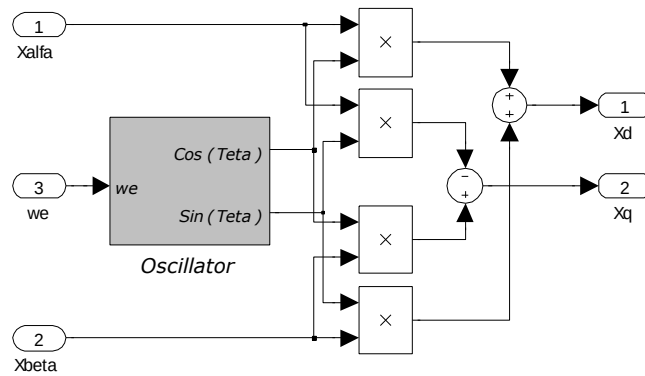
$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (2.2)$$



**Şekil 2.6.**  $\alpha$ - $\beta$  iki eksenli değişkenlerden a-b-c üç eksenli değişkenlerin elde edilmesi

$\alpha$ - $\beta$  ekseninde bulunan değişkenlerin d-q eksenine dönüşümü de makine analizinde kullanılmaktadır. Yani, d-q eksen dönüşümünün  $\alpha$ - $\beta$  duran eksen dönüşümünden farkı hareket etmesidir. Bu dönüşüm, kullanıldığında elde edilen d-q eksen değişkenleri hızdan bağımsız olmaktadır. Bu dönüşüme aynı zamanda Park dönüşümü denilmektedir.  $\alpha$ - $\beta$  eksen değişkenleri bilindiği takdirde, bunlardan yararlanılarak d-q eksen değişkenleri aşağıdaki denklemle elde edilebilir. Bu denklem kullanılarak Şekil 2.7'deki Matlab/Simulink dönüşüm modeli verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

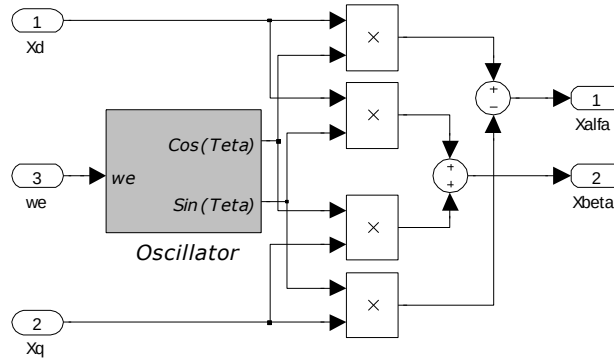


**Şekil 2.7.** Durağan  $\alpha$ - $\beta$  eksenli değişkenlerden hareketli d-q eksenli değişkenlerin elde edilmesi



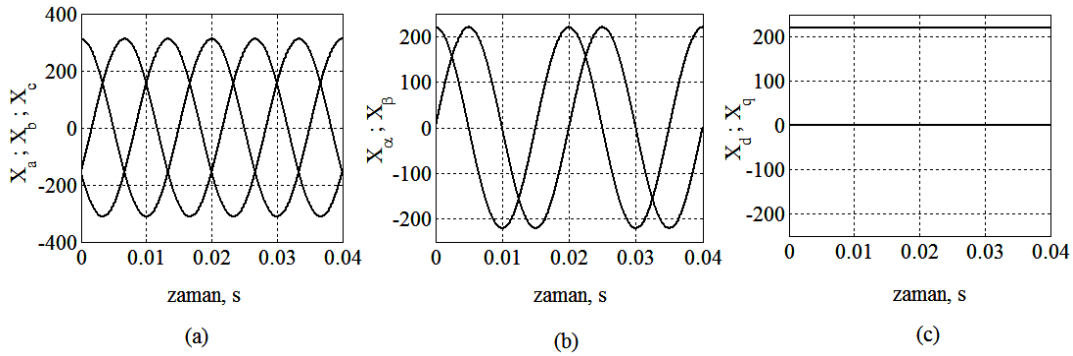
Hareketli d-q eksen değişkenleri bilindiği takdirde, bunlardan yararlanılarak durağan  $\alpha$ - $\beta$  eksen değişkenleri elde edilebilir. Bunun için denklem (2.4) kullanılabilir. Bu denklemden hareketle elde edilen Matlab/Simulink dönüşüm modeli ise Şekil 2.8’de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (2.4)$$



Şekil 2.8. Hareketli d-q eksenli değişkenlerden  $\alpha$ - $\beta$  durağan eksenli değişkenlerin elde edilmesi

Şekil 2.9. (a)’da üç eksen sistemi değişkenlerinin önce  $\alpha$ - $\beta$  ekseni değişkenlerine (Şekil 2.9. (b)) ve daha sonra bunların d-q ekseni değişkenlerine (Şekil 2.9. (c)) dönüştürüldüğü görölmektedir.



Şekil 2.9. (a) Üç eksen, (b) Durağan iki eksen, (c) Hareketli iki eksen değişkenlerinin zamana göre değişimleri

### 2.3.2. RIM’in Matematiksel Modeli

Bir asenkron motorun geçici durum çalışmasının incelenmesi ve bunun yanı sıra kontrolünün gerçekleştirilebilmesi için matematiksel model ve bunlardan yararlanılarak

kontrol denklemlerinin ortaya konması çok önemlidir. Daha önce söylendiği gibi temelde lineer asenkron motorun matematiksel modeli, döner hareket yapan eşdeğerinin matematiksel modeline benzemektedir. Bu nedenle, öncelikle döner hareket yapan asenkron motorun matematiksel model denklemlerinin ortaya konması ve daha sonra lineer asenkron motorun farklı yanları dikkate alınarak bu matematiksel model denklemlerinin uyarlanarak ortaya konması gerekir. Asenkron motorun a-b-c üç-faz değişkenleri cinsinden stator ile rotor gerilim denklemleri ve giriş gücü denklemi aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$[U_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d[\psi_{sabc}]}{dt} \quad (2.5)$$

$$[U_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d[\psi_{rabc}]}{dt} \quad (2.6)$$

$$P_g = [U_{sabc}]^T [I_{sabc}] \quad (2.7)$$

$$P_g = P_e + \text{Kayıplar}$$

Burada  $[U_{sabc}]$ ,  $[I_{sabc}]$ ,  $[\psi_{sabc}]$  sırasıyla stator ve  $[U_{rabc}]$ ,  $[I_{rabc}]$ ,  $[\psi_{rabc}]$  rotor gerilim, akım ve akı vektörleridir.  $[R_s]$ ,  $[R_r]$  sırasıyla stator ve rotor üç-fazlı sargı direnci matrisleridir.  $P_g$  giriş gücü  $P_e$  ise üretilen elektromanyetik güçtür.

$$[U_{sabc}]^T = [U_{sa} \quad U_{sb} \quad U_{sc}]$$

$$[I_{sabc}]^T = [I_{sa} \quad I_{sb} \quad I_{sc}] \quad (2.8)$$

$$[\psi_{sabc}]^T = [\psi_{sa} \quad \psi_{sb} \quad \psi_{sc}]$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

Denklem (2.8) ve (2.9)'daki ifadelerde kullanılan  $U_{sa}, U_{sb}, U_{sc} - I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} - \psi_{sa}, \psi_{sb}, \psi_{sc}$  sırasıyla stator ve  $U_{ra}, U_{rb}, U_{rc} - I_{ra}, I_{rb}, I_{rc} - \psi_{ra}, \psi_{rb}, \psi_{rc}$  ise rotor a-b-c fazlarının gerilim, akım ve akı değişkenleridir.  $R_s$  stator  $R_r$  ise rotor bir-faz sargısının iç direncidir. T transpoze ve d/dt zamana göre türev operatörü anlamında kullanılmıştır.

$$\begin{aligned} [U_{rabc}]^T &= [U_{ra} \quad U_{rb} \quad U_{rc}] \\ [I_{rabc}]^T &= [I_{ra} \quad I_{rb} \quad I_{rc}] \end{aligned} \quad (2.9)$$

$$[\psi_{rabc}]^T = [\psi_{ra} \quad \psi_{rb} \quad \psi_{rc}]$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$P_e = T_e \omega_m \quad (2.10)$$

Denklem (2.7)'de üretilen güç  $P_e$ , üretilen moment ve motorun rad/s olarak mekaniksel hızı cinsinden denklem (2.10)'daki gibi ifade edilebilir.  $T_e$  üretilen moment ve  $\omega_m$  motorun mekaniksel hızı anlamında kullanılmıştır.

Clarke dönüşüm denklemi (2.1) kullanılarak, (2.5)-(2.10) arası denklemlere uygulandığında  $\alpha$ - $\beta$  eksenli değişkenleri cinsinden motorun gerilim, akı, güç ve moment denklemleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$U_{s\alpha\beta} = R_s I_{s\alpha\beta} + \frac{d\psi_{s\alpha\beta}}{dt} \quad (2.11)$$

$$U_{r(\alpha\beta)} = R_r I_{r(\alpha\beta)} + \frac{d\psi_{r(\alpha\beta)}}{dt} \quad (2.12)$$

$$\psi_{s\alpha\beta} = L_s I_{s\alpha\beta} + L_m I_{r(\alpha\beta)} e^{j\theta_r} \quad (2.13)$$

$$\psi_{r(\alpha\beta)} = L_r I_{r(\alpha\beta)} + L_m I_{s\alpha\beta} e^{-j\theta_r} \quad (2.14)$$

$$P_e = 3\omega_r L_m \text{imag} \left\{ I_{s\alpha\beta} [I_{r(\alpha\beta)} e^{j\theta_r}]^* \right\} \quad (2.15)$$

$$T_e = 3 \frac{P}{2} L_m \text{imag} \left\{ I_{s\alpha\beta} [I_{r(\alpha\beta)} e^{j\theta_r}]^* \right\} \quad (2.16)$$

Burada  $\alpha$ - $\beta$  eksenli değişkenleri olarak  $U_{s\alpha\beta}$ ,  $I_{s\alpha\beta}$ ,  $\psi_{s\alpha\beta}$  sırasıyla stator ve  $U_{r(\alpha\beta)}$ ,  $I_{r(\alpha\beta)}$ ,  $\psi_{r(\alpha\beta)}$  rotor gerilim, akım ve akı fazörleridir.  $L_s$ ,  $L_r$ ,  $L_m$  sırasıyla stator öz indüktansı,

rotor öz indüktansı ve mıknatıslanma indüktansıdır.  $\omega_r$  rotorun elektriksel hızı ve  $\theta_r$  ise rotorun statora göre elektriksel konumudur. P motorun kutup sayısı,  $j = \sqrt{-1}$ , \* kompleks eşlenik ve  $imag\{ \}$  operatörü “imajiner” anlamında kullanılmıştır. Yalnız burada (2.12)-(2.16) arası denklemlerde görülen rotora ait değişkenler rotor referans çatısındadır. Dikkat edilirse rotora ait değişkenler rotor referans çatısında gösterilirken değişkenlerin rotor referans çatısında olduğunu ima etmek için “ $\alpha\beta$ ” notasyonu, değişkenin sağında alt indis olarak gösterilirken parantez içine alınmıştır. Örneğin durağan rotor referans çatısında motora ait  $\alpha$ - $\beta$  değişkenleri cinsinden bir matematiksel model kurulmak istenirse, motorun rotor referans çatısında bulunan değişkenleri de stator referans çatısına indirgenmek gerekir. Bunun için rotor referans çatısında, rotora ait denklemler  $e^{j\theta_r}$  ile çarpılması gerekir. Stator referans çatısına indirmek için (2.12) ve (2.14) denklemlerinin her iki yanı  $e^{j\theta_r}$  ile çarpılarak motorun stator referans çatısında gerilim, akı, güç ve moment denklemleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$U_{s\alpha\beta} = R_s I_{s\alpha\beta} + \frac{d\psi_{s\alpha\beta}}{dt} \quad (2.17)$$

$$U_{r\alpha\beta} = R_r I_{r\alpha\beta} + \frac{d\psi_{r\alpha\beta}}{dt} - j\omega_r \psi_{r\alpha\beta} \quad (2.18)$$

$$\psi_{s\alpha\beta} = L_s I_{s\alpha\beta} + L_m I_{r\alpha\beta} \quad (2.19)$$

$$\psi_{r\alpha\beta} = L_r I_{r\alpha\beta} + L_m I_{s\alpha\beta} \quad (2.20)$$

$$P_e = 3\omega_r L_m \text{imag} \{ I_{s\alpha\beta} I_{r\alpha\beta}^* \} \quad (2.21)$$

$$T_e = 3 \frac{P}{2} L_m \text{imag} \{ I_{s\alpha\beta} I_{r\alpha\beta}^* \} \quad (2.22)$$

Burada verilen denklemlerde rotora ait değişkenler yazılırken, rotor değişkeninin sağında kullanılan alt indis “ $\alpha\beta$ ” parantez içerisine alınmayarak, stator referans çatısında olduğu ifade edilmek istenmiştir.

$\omega_e$  motorun elektriksel senkron hızı olmak üzere, şayet motorun (2.17)-(2.22) arası  $\alpha$ - $\beta$  denklem modeli  $\omega_e$  hızıyla hareket eden d-q eksen modeline dönüştürülmek istenilirse, Park dönüşümü gereği denklem (2.3)’ten yararlanılır. Bu durumda  $\alpha$ - $\beta$  eksen model

denklemlerinin her iki yanını  $e^{-j\theta_e}$  ile çarpılması gerekir. Buradan hareketle asenkron motorun d-q eksenini değişkenleri cinsinden gerilim, akı, güç ve moment denklemleri aşağıdaki şekilde elde edilmiştir.

$$U_{sdq} = R_s I_{sdq} + \frac{d\psi_{sdq}}{dt} + j\omega_e \psi_{sdq} \quad (2.23)$$

$$U_{rdq} = R_r I_{rdq} + \frac{d\psi_{rdq}}{dt} + j(\omega_e - \omega_r) \psi_{rdq} \quad (2.24)$$

$$\psi_{sdq} = L_s I_{sdq} + L_m I_{rdq} \quad (2.25)$$

$$\psi_{rdq} = L_r I_{rdq} + L_m I_{sdq} \quad (2.26)$$

$$P_e = 3\omega_r L_m \text{imag} \{ I_{sdq} I_{rdq}^* \} \quad (2.27)$$

$$T_e = 3 \frac{P}{2} L_m \text{imag} \{ I_{sdq} I_{rdq}^* \} \quad (2.28)$$

Elde edilen bu son d-q eksenini model denklemleri, döner hareket yapan bir asenkron motor bilgisayar ortamında analizi ve kontrolü için kullanılabilir. Ancak bu denklemlerle beraber motorun mekaniksel dinamik denklemi de dikkate alınması gerekir.

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_y - B(\omega_m) \quad (2.29)$$

Burada J eylemsizlik momenti  $T_y$  ve B N.m.s olarak sürtünme katsayısıdır. Aynı zamanda motorun mekaniksel hızı  $\omega_m$  ile elektriksel hızı  $\omega_r$  arasında  $\omega_m = 2\omega_r / P$  ilişkisi olduğu dikkate alındığında denklem (2.29) şu şekilde de ifade edilebilir.

$$J \frac{2}{P} \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_y - B \frac{2}{P} \omega_r \quad (2.30)$$

### 2.3.3 LIM'in Matematiksel Modeli

Lineer motorda  $\tau$  kutup adımı olmak üzere, motorun uzunluğu  $P\tau$  kadardır. RIM her bir devir yaptığında eşdeğeri olan LIM  $P\tau$  uzunluğunda yol alır. RIM'in hızı d/dk

olarak  $n$  ise bir saniyedeki hızı  $n/60$  olur. Bununla beraber, LIM’de lineer hareketin hızı m/s olarak  $P\tau n/60$  olacaktır.  $\omega_p$  LIM’in primerin elektriksel açısal hızı ve  $\omega_{pm}$  primerin mekaniksel açısal hızı olmak üzere;

$$\omega_{pm} = \frac{2}{P} \omega_p = 2\pi \frac{n}{60} \quad (2.31)$$

olur. Bu denklem düzenlenecek olursa devir hızı  $n$  şu şekilde yazılabilir.

$$n = \frac{60\omega_p}{P\pi} \quad (2.32)$$

LIM’in m/s olarak lineer hızı  $v = P\tau n/60$  ifadesinde denklem (2.32) yerine yazılırsa;

$$v = \omega_p \frac{\tau}{\pi} \quad (2.33)$$

denklemini elde edilir. RIM’in hareket hızının frekansı ile senkron frekans arasında, kayma ile ilişkili olarak;

$$\omega_p = \omega_e(1-S) \quad (2.34)$$

denklemini yazılabilir. Bu eşitlik denklem (2.33)’te yerine yazılırsa;

$$v = \omega_e(1-S) \frac{\tau}{\pi} \quad (2.35)$$

ilişkisi ortaya çıkar.  $f$  primeri besleyen kaynak frekansı ve  $\omega_e = 2\pi f$  olarak dikkate alındığında denklem (2.35) şu şekilde ifade edilebilir.

$$v = 2\tau f(1-S) \quad (2.36)$$

Öyleyse motorun senkron hızı, m/s olarak,  $v_e = 2\tau f$ , primerin elektriksel frekansı  $\omega_p = \pi v / \tau$  ve primerin elektriksel senkron frekansı  $\omega_e = \pi v_e / \tau$  kadar olmalıdır. Döner hareketli asenkron motorda rotorun elektriksel frekansı  $\omega_r$  LIM’de primerin elektriksel frekansı  $\omega_p$ ’ye karşılık gelmektedir. Yukarıda kısım 2.3.2’de RIM için elde edilen d-q eksenli matematiksel model denklemleri (2.23)-(2.28)’de  $\omega_p = \pi v / \tau$ ,  $\omega_e = \pi v_e / \tau$  yerine yazılarak, LIM için bu denklemler uyarlanacak olursa, aşağıdaki ifadeler elde edilir.

$$U_{pdq} = R_p I_{pdq} + \frac{d\psi_{pdq}}{dt} + j \frac{\pi}{\tau} v_e \psi_{pdq} \quad (2.37)$$

$$0 = R_s I_{sdq} + \frac{d\psi_{sdq}}{dt} + j \frac{\pi}{\tau} (v_e - v) \psi_{sdq} \quad (2.38)$$

$$\psi_{pdq} = L_p I_{pdq} + L_m I_{sdq} \quad (2.39)$$

$$\psi_{sdq} = L_s I_{sdq} + L_m I_{pdq} \quad (2.40)$$

$$P_e = 3\omega_p L_m \text{imag} \{ I_{pdq} I_{sdq}^* \} \quad (2.41)$$

$$T_e = 3 \frac{P}{2} L_m \text{imag} \{ I_{pdq} I_{sdq}^* \} \quad (2.42)$$

Burada denklem (2.38)'de rotor uçları kısa devre olduğu için rotorun gerilimi sıfır alınmıştır.  $R_p$ ,  $R_s$  primer ve sekonder dirençleri;  $L_p$ ,  $L_s$  primer ve sekonder öz indüktansları;  $U_{pdq}$ ,  $I_{pdq}$ ,  $\psi_{pdq}$  sırasıyla primer gerilim, akım ve akı fazörleridir.  $I_{sdq}$ ,  $\psi_{sdq}$  ise sırasıyla sekonder akım ve akı fazörleridir. Analiz için (2.37)-(2.42) arası denklemleri kullanıldığında, LIM için uç-etkileri dikkate alınmamış olur.

Duncan (Duncan, 1983) birimsiz bir Q faktörünü şu şekilde tanımlamıştır.

$$Q = \frac{l/v}{L_s/R_s} \quad (2.43)$$

Burada  $l$  motor uzunluğu ve  $Q$  herhangi bir hız değeri için motor uzunluğunu temsil etmektedir. LIM'de primer ile sekonder arasındaki hava aralığında, motorun uzunluğu bakımından giriş ve çıkış uçlarında manyetik alanda ani değişimler meydana geldiği için, uç-etkileri meydana gelmekte ve motorun hava aralığındaki manyetik alan bozulmaktadır. Yüksek hızlarda uç-etkilerinin motor performansına yansıması büyük, düşük hızlarda ise küçük olmaktadır. Bu bakımdan, burada  $Q$  faktörü önemlidir. Bu açıdan bakıldığında,  $Q$  faktörü düşük hızlarda büyük ve yüksek hızlarda küçük olması gerekir. Denklem (2.43) incelendiğinde motor hızı  $v$  büyük olduğunda  $Q$  faktörünün küçük, motor hızı  $v$  küçük olduğunda  $Q$  faktörünün büyük olduğu anlaşılmaktadır. Bütün bunlar dikkate alınacak olursa, lineer hareket yapan bir motorda mıknatıslanmayı sağlayan  $L_m$  indüktansının, uç-

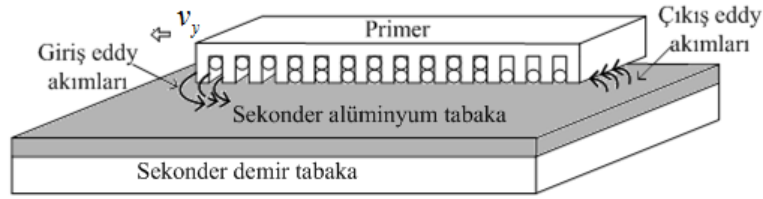
etkileri dikkate alınması bakımından, değişken alınması gerekir. Q faktörünün değişkeni olduğu şöyle bir fonksiyon tanımlanırsa;

$$f(Q) = \frac{1 - e^{-Q}}{Q} \quad (2.44)$$

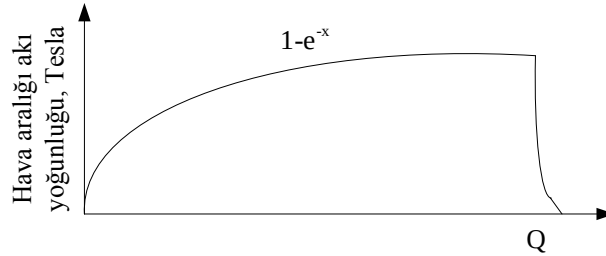
bu fonksiyona göre  $L_m$  indüktansı değişken olarak şu şekilde yazılabilir.

$$L_m(Q) = L_m(1 - f(Q)) \quad (2.45)$$

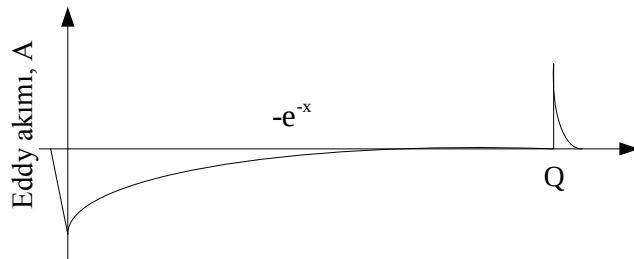
Düşük hızlarda, uç-etkileri bakımından, motor uzunluğu ve  $L_m(Q)$  değişken indüktansının büyük olması gerekir. Denklem (2.43)-(2.45)'e bakıldığında düşük hızlarda Q büyük,  $f(Q)$  küçük ve  $L_m(Q)$  büyük olmaktadır. Yüksek hızlarda ise, uç-etkileri bakımından, Q küçük,  $f(Q)$  büyük ve  $L_m(Q)$  küçük olmaktadır.



(a)



(b)



(c)

**Şekil 2.10.** (a)  $v$  hızıyla hareket eden LIM'in hava aralığı giriş ve çıkış uçlarında Eddy akımlarının oluşumu, (b) Hava aralığında Q faktörüne göre akı yoğunluğu değişimi, (c) Motor uzunluğu boyunca Q faktörüne göre Eddy akımları yoğunluğu



Şekil 2.10'da şematik olarak bir LIM'in görünümü ve hava aralığı boyunca toplam akı yoğunluğu dağılımı ile giriş ve çıkış uçlarında meydana gelen uç-etkilerinin motor uzunluğu boyunca dağılımları verilmiştir. Buradan hareketle (2.39)-(2.40) denklemleri, uç-etkilerini dikkate almak için  $L_m$  mıknatıslanma indüktansını  $L_m(Q)$  şeklinde değişken olarak, yeniden şu şekilde düzenlenebilir.

$$\psi_{pdq} = L_p(Q)I_{pdq} + L_m(Q)I_{sdq} \quad (2.46)$$

$$\psi_{sdq} = L_s(Q)I_{sdq} + L_m(Q)I_{pdq} \quad (2.47)$$

$$L_p(Q) = L_p - L_m f(Q) = L_{\ell p} + L_m(Q) \quad (2.48)$$

$$L_s(Q) = L_s - L_m f(Q) = L_{\ell s} + L_m(Q) \quad (2.49)$$

$L_{\ell p}$  ve  $L_{\ell s}$  sırasıyla primer ve sekonder kaçak indüktanslarıdır. Denklemler (2.37),(2.38) ve denklemler (2.46),(2.47) ayrıştırılarak d ekseni ve q ekseni denklemleri şeklinde yazılacak olursa, motor için uç-etkileri dikkate alınarak, gerilim ve akı denklemleri aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$U_{pd} = R_p I_{pd} + \frac{d\psi_{pd}}{dt} - \frac{\pi}{\tau} v_e \psi_{pq} \quad (2.50)$$

$$U_{pq} = R_p I_{pq} + \frac{d\psi_{pq}}{dt} + \frac{\pi}{\tau} v_e \psi_{pd} \quad (2.51)$$

$$0 = R_s I_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \frac{\pi}{\tau} (v_e - v) \psi_{sq} \quad (2.52)$$

$$0 = R_s I_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \frac{\pi}{\tau} (v_e - v) \psi_{sd} \quad (2.53)$$

$$\psi_{pd} = L_p(Q)I_{pd} + L_m(Q)I_{sd} \quad (2.54)$$

$$\psi_{pq} = L_p(Q)I_{pq} + L_m(Q)I_{sq} \quad (2.55)$$

$$\psi_{sd} = L_s(Q)I_{sd} + L_m(Q)I_{pd} \quad (2.56)$$

$$\psi_{sq} = L_s(Q)I_{sq} + L_m(Q)I_{pq} \quad (2.57)$$

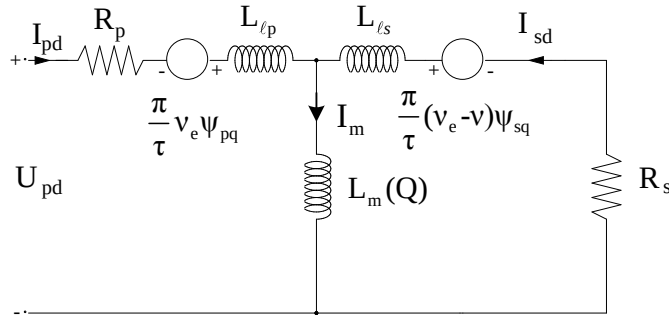
LIM lineer hareket ürettiğine göre bu hareketi, ürettiği öteleme kuvveti sayesinde Newton olarak bu kuvvet, mıknatıslanma indüktansının değişken olduğu da dikkate alındığında, denklem (2.28)'den şu şekilde yazılabilir.

$$F_e = 3 \frac{\pi P}{\tau} L_m(Q) (I_{pq} I_{sd} - I_{pd} I_{sq}) \quad (2.58)$$

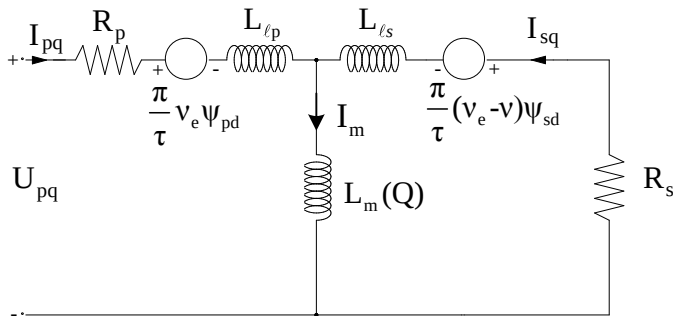
RIM için denklem (2.28)'ye alternatif olarak LIM'in mekaniksel dinamiğini temsil eden denklem ise şu şekilde olacaktır.

$$G \frac{dv}{dt} = F_e - F_y - bv \quad (2.59)$$

Burada G motorun hareket eden tarafının kütle ağırlığı,  $F_y$  yük kuvveti ve b N.s/m olarak sürtünme katsayısıdır. Denklemler (2.48)-(2.59) kullanıldığında, uç-etkileri de dikkate alınacak şekilde, LIM'in matematiksel modeli elde edilmiş olur. Aynı zamanda bu denklemlerden hareketle elde edilmiş LIM'in d ekseni ve q ekseni eşdeğer devre modelleri Şekil 2.11'de verilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 2.11. LIM'in (a) d ekseni, (b) q ekseni eşdeğer devre modelleri

### 2.3.4. Sabit Kaynaktan Beslenen LIM'in Simülasyonu

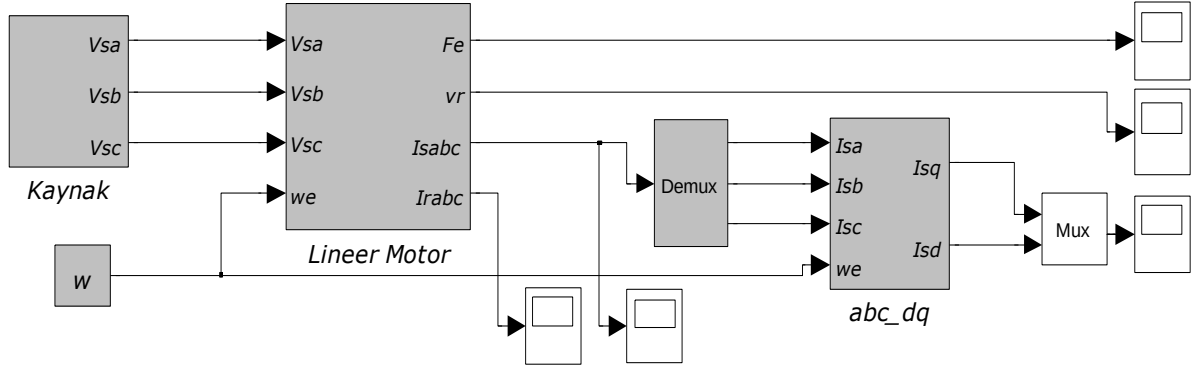
Bu çalışmada denklemler (2.48)-(2.59) kullanılarak bazı değerleri Tablo 2.1'de gösterilen motorun Matlab/Simulink modeli Şekil 2.12'de görülmektedir. Denklemler (2.48)-(2.59) döner hareket yapan asenkron motor matematiksel model denklemlerine benzemesine rağmen, uç-etkilerinin dikkate alınması için Duncan devre modelinden yararlanılarak  $L_m$  mıknatıslanma indüktansının değişken alınması, bu denklemler LIM için de geçerli olmuştur. Yüksek hızlarda uç-etkilerinin motor performansına yansımaları düşük hızlara nazaran daha büyük olduğundan, düşük hızlarda mıknatıslanma indüktansının büyük ve yüksek hızlarda ise küçük değerli olması gerekir.

**Tablo 2.1.** LIM'in anma değerleri

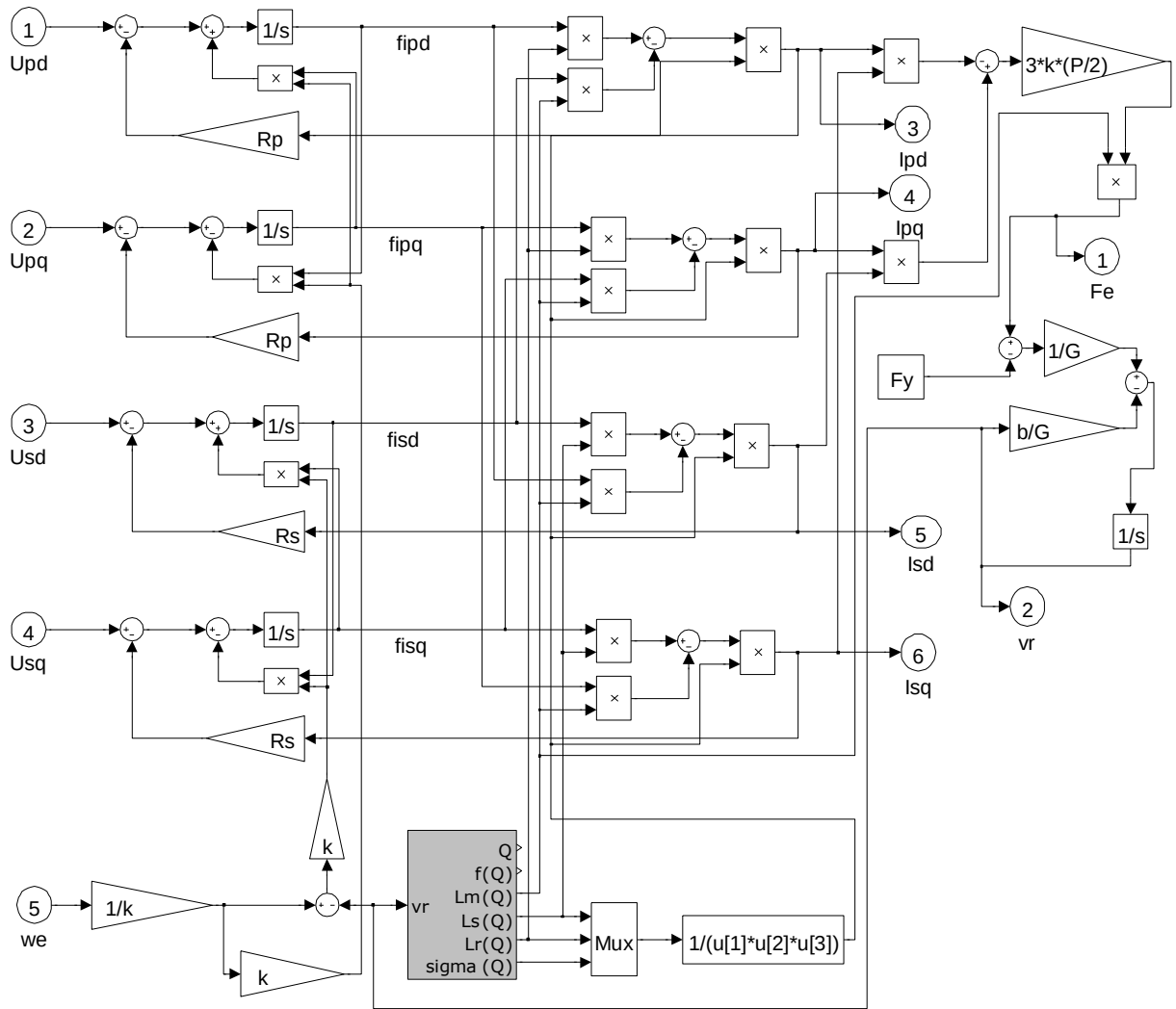
|                                  |                        |
|----------------------------------|------------------------|
| <i>Anma gerilimi</i>             | : 160 Volt             |
| <i>Frekans</i>                   | : 60 Hz                |
| <i>Anma gücü</i>                 | : 4.4 kVA              |
| <i>Anma akımı</i>                | : 10 A                 |
| <i>Kutup adımı</i>               | : 0.066 m              |
| <i>Kutup sayısı</i>              | : 4                    |
| <i>Motor uzunluğu</i>            | : 0.308 m              |
| <i>Primer kaçak indüktansı</i>   | : 22.5 mH              |
| <i>Sekonder kaçak indüktansı</i> | : 6.5 mH               |
| <i>Mıknatıslanma indüktansı</i>  | : 37.6 mH              |
| <i>Primer direnci</i>            | : 1.2 $\Omega$         |
| <i>Sekonder direnci</i>          | : 2.7 $\Omega$         |
| <i>Kütleli ağırlık</i>           | : 50 kg                |
| <i>Dalga no</i>                  | : 47.6 m <sup>-1</sup> |
| <i>Sürtünme katsayısı</i>        | : 2.5 N.s/m            |

Şekil 2.12'de görülen modelde “Kaynak” isimli blok motoru besleyen sabit 3-fazlı, faz gerilimi 160 V ve 60 Hz'lik kaynağın oluşturulduğu bloktur. “Lineer Motor” isimli blok LIM'in matematiksel model denklemlerinden yararlanılarak oluşturulan bloktur. Bu modelin içeriği Şekil 2.13'te verilmiştir. “abc\_dq” isimli blok ise denklemler (2.1)-(2.4)'ün

kullanılarak elde edilen primer ve sekonder 3-faz akımlarının d-q eksen akımlarına dönüştürüldüğü bloktur.

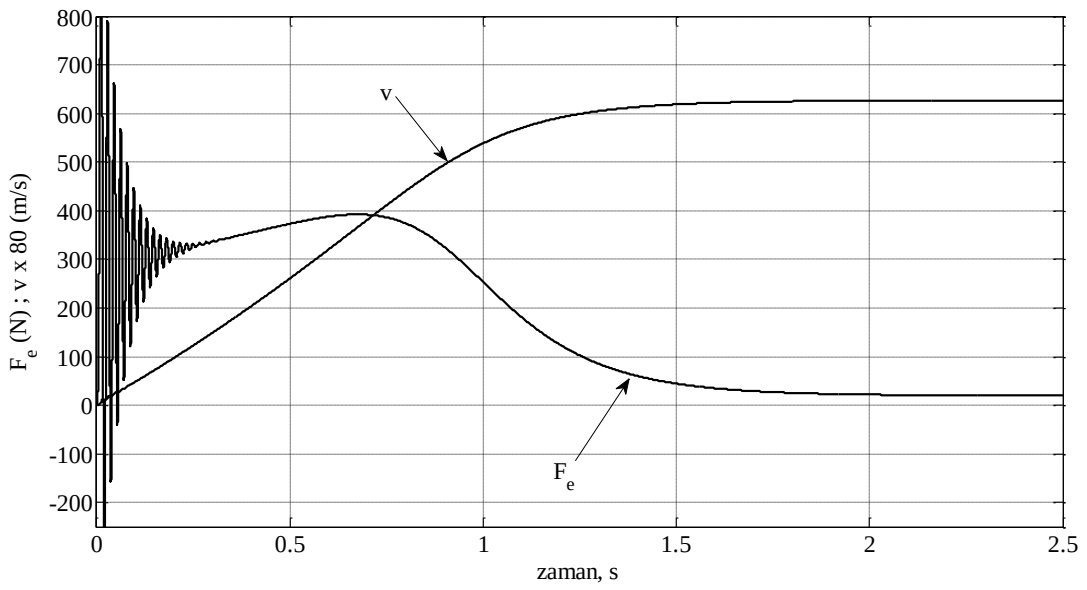


Şekil 2.12. Sabit kaynaktan beslenen LIM modeli

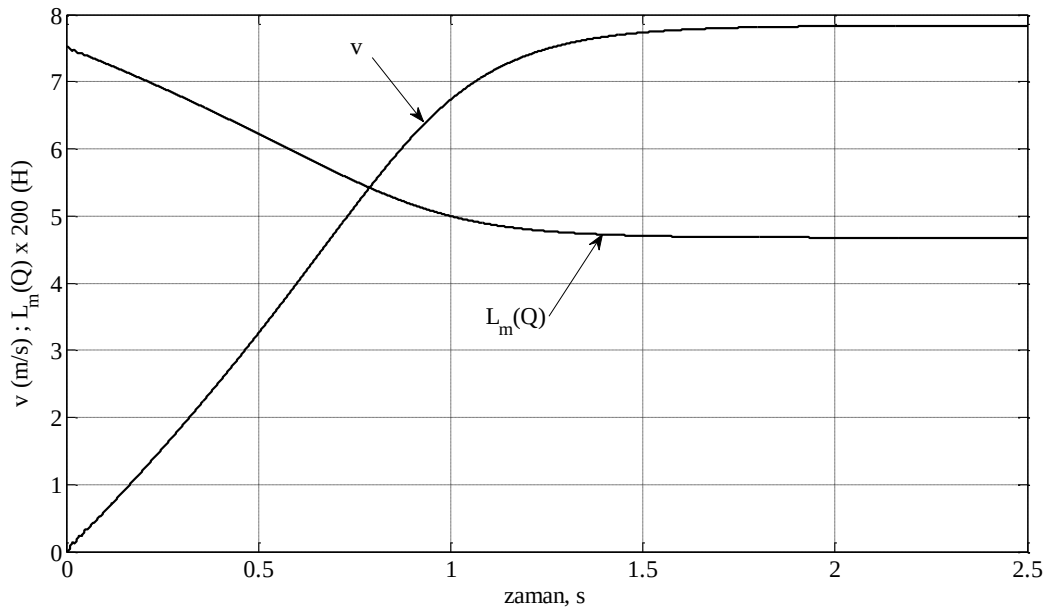


Şekil 2.13. LIM'in Matlab/Simulink modeli

Şekil 2.14'te sabit kaynaktan beslenecek şekilde modellenen motorun öteleme kuvvetinin ve hızının zamana göre değişimleri verilmektedir. Burada LIM'e enerji verildiği ilk andan itibaren 300 N civarında oluşan ilk kalkış öteleme kuvveti sayesinde motorun hızı sıfırdan artarak yaklaşık 7,7 m/s hız değerine ulaşmaktadır. Hızın artmasıyla beraber kalkıştan itibaren öteleme kuvveti önce artarak (390 N) ve daha sonra sürekli durumda hızın yaklaşık 7,7 m/s olduğu yerde 20 N'ye kadar azalmıştır. Burada ele alınan motorun benzetiminde, kalkıştan itibaren sürekli duruma kadar motorun boşta çalıştığı kabul edilmiştir.

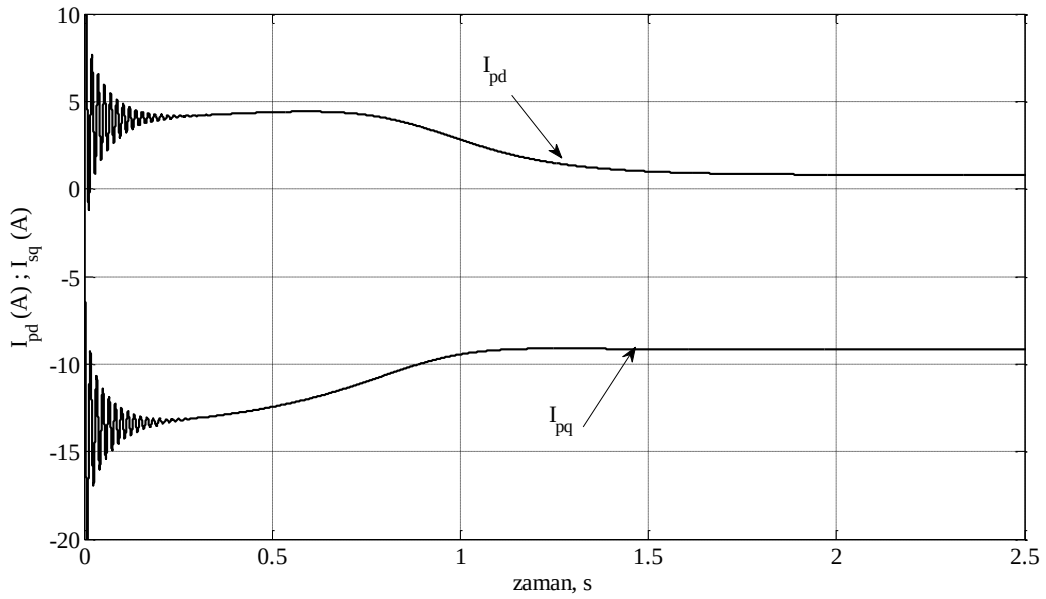


Şekil 2.14. LIM'in öteleme kuvveti ve hızının zamana göre değişimi

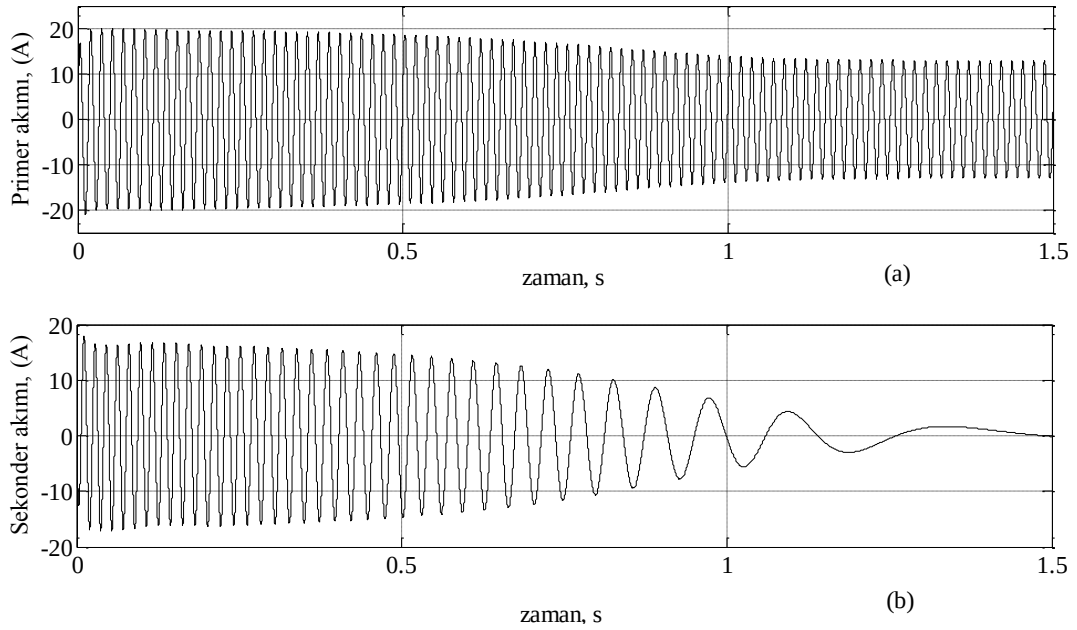


Şekil 2.15. LIM'in hız ve mıknatıslanma indüktansının zamana göre değişimi

Şekil 2.15'te ise mıknatıslanma indüktansı ve motor hızının birbiriyle ters orantılı bir şekilde zamanla değişimleri verilmiştir. Şekil 2.15'ten, motor sıfır hızdan 7.7 m/s'e ulaşıncaya kadar motor hızı küçük iken mıknatıslanma indüktansının büyük, motor hızı büyük iken mıknatıslanma indüktansının küçük olduğu anlaşılmaktadır. LIM'in boşa çalışma koşulu altında sürekli ve geçici durum için primer d-q akımlarının ve primer ile sekonderin faz akımlarının zamana göre değişimleri sırasıyla Şekil 2.16'da ve Şekil 2.17'de görülmektedir.



Şekil 2.16. Primer d-q akımlarının zamana göre değişimi



Şekil 2.17. Primer ve sekonder 1-faz akımlarının zamana göre değişimi

### 3. MATRİS KONVERTERLER

Günümüzde gittikçe gelişen yarıiletken güç anahtarları ve mikroişlemci teknolojisi, bizlere farklı denetim olanakları sağlayan asenkron motor sürücülerinin verimli bir şekilde tasarlanmasını mümkün kılmıştır. Bu tasarımların gelişimine paralel olarak birçok uygulamada asenkron motorlar kullanılır hale gelmiştir. Endüstriyel uygulamalarda kullanılan çeşitli yükler için ihtiyaç duyulan değişken frekans ve genlikteki gerilimler, ac-dc-ac eviriciler veya ac-ac konverterler tarafından sağlanmaktadır. Son yıllarda, doğrudan ac-ac dönüşüm sağlayan, matris konverterler de asenkron motor sürücü sistemlerinde kullanılmaya başlanmıştır.

Matris konverterler, inverterlerde kullanılan reaktif enerji depolama bileşenlerine ihtiyaç bırakmayan bir dönüşüm sağlamaktadır. Ayrıca enerji depolayan ara elemanlara ihtiyaç duymaması, sinüzoidal giriş ve çıkış akımları, yükten bağımsız bir şekilde güç faktörünün ayarlanabilir olması gibi avantajları nedeniyle endüstride alternatif gerilim ve frekans dönüştürücüsü olarak önemli ölçüde kullanım alanına sahiptirler. Bunun yanı sıra diğer ac-ac dönüştürücülere oranla kullanılan eleman sayısının fazla olması, hem topolojisinin gerçekleştirilmesini zorlaştırmakta hem de anahtarlama kayıplarının artmasına sebep olmaktadır. İlk olarak 1976 yılında Gyugyi ve Pelly (Gyugyi ve Pelly, 1976) tarafından geliştirilen matris konverterin temeli saykıl konverter prensibine dayanmaktadır. Geliştirilen bu ilk matris konverterin dezavantajı giriş akımı ve çıkış gerilimi üzerinde, filtre ile kolay bir şekilde yok edilemeyen bazı harmonikler bulunmasıdır. Ancak, daha sonra Venturini tarafından önerilen yeni bir kontrol algoritması sayesinde bu problem giderilmiştir (Gündoğdu, 2005).

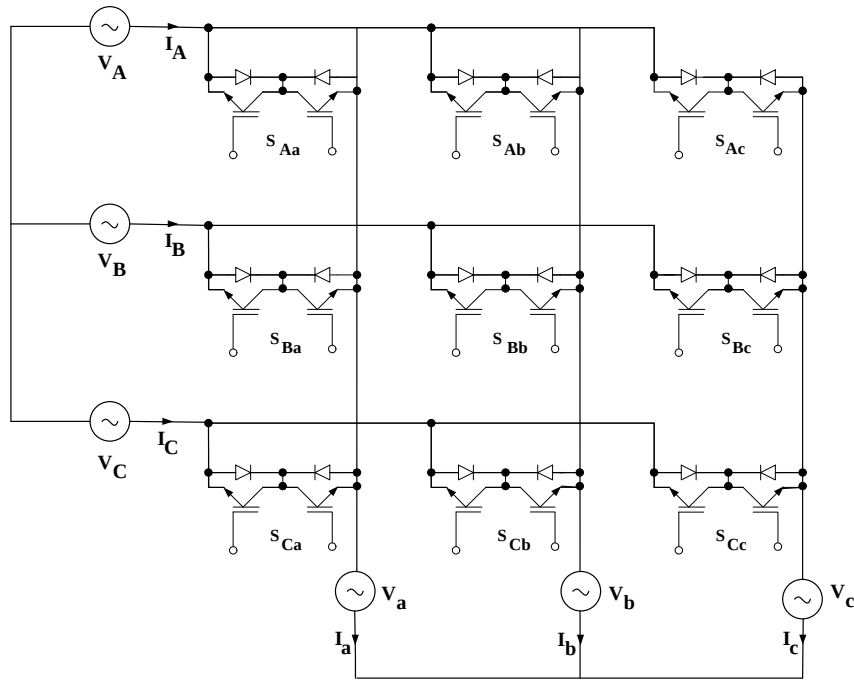
#### 3.1 Matris Konverterin Yapısı

Matris konverter ac-ac dönüşümü doğrudan yapan bir konverterdir. Doğrultma ünitesi bulunmadığından enerjinin depolanması için kondansatör kullanımına ihtiyaç bulunmamaktadır. Moment-hız karakteristiği bakımından dört bölgede çalışma imkânı verdiği için, motor beslemede matris konverter kullanımı diğer konverterlere oranla üstünlük sağlamaktadır. Kullanılan anahtarların, her iki yönde akım geçişine izin vermesi, aynı zamanda iki yönlü güç akışını da sağlamaktadır (Milanovic ve Dobaj, 1998; Sünter

ve Clare, 1996). Giriş ve çıkış dalga şekillerinin sinüzoidal olması ve kontrol edilebilir giriş güç katsayısı, matris konverterlere olan ilgiyi artırmıştır (Siyoung vd., 2000).

Matris konverter, giriş ve çıkış uçları arasına matris şeklinde yerleştirilmiş iki yönlü güç aktarımı yapabilen yarıiletken anahtarlama elemanlarının uygun bağlantısı ile oluşur. 3-fazlı ac-ac dönüşüm yapan bir matris konverterde, her bir fazda üç adet olmak üzere, toplam dokuz adet yarıiletken anahtarlama elemanı bulunmaktadır.

Matris konverterin her 1-faz çıkış gerilimi, 3-faz giriş gerilimlerinin yarıiletken anahtarlar yardımı ile uygun şekilde kıyılmasından elde edilir. Bu anahtarların iletimde kalma süreleri ayarlanarak, istenilen genlikte ve frekansta çıkış gerilimi elde edilir. Çıkış gerilimine ait dalga şeklinin sinüzoidal yapıda olması, anahtarlama frekansının büyüklüğü ile doğrudan orantılıdır.



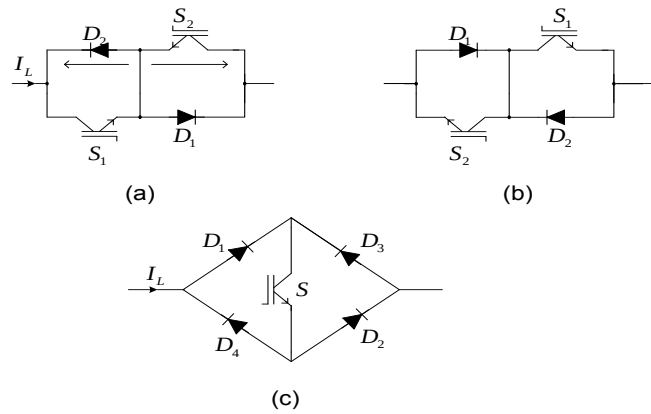
**Şekil 3.1.** Üç fazlı matris konverter anahtar dizilişleri

Yarıiletken anahtarlama elemanlarının bağlantısı Şekil 3.1’de gösterilmektedir. Her bir faza ait çıkış gerilimi, her bir giriş fazının sabit bir anahtarlama periyodu boyunca arka arkaya düzenli bir şekilde çıkışa aktarılmasıyla elde edilir. Şekilde gösterilen her bir  $S_{ij}$  anahtarı çift yönlü yarıiletken anahtardır. Anahtarların isimlendirilmesinde kullanılan indislerin birincisi girişi ( $i=A,B,C$ ), ikincisi çıkışı ( $j=a, b, c$ ) ifade eder. Aynı düzenleme anahtarların iletimde kalma sürelerinin gösteriminde de kullanılır.



Örnek olarak; A faz girişini a faz çıkışına aktaran  $S_{Aa}$  anahtarının iletimde kalma süresi  $t_{Aa}$  olarak gösterilir. Şekil 3.1’de yapısı verilen matris çeviricinin  $V_a$  çıkış fazının oluşumu anahtarların iletimde kalma sürelerine göre şöyledir.  $V_A$  fazı  $S_{Aa}$  anahtarının  $t_{Aa}$  süresince iletimde kalmasıyla çıkışa aktarılır. Bunun hemen ardından  $V_B$  fazı,  $S_{Ba}$  anahtarının  $t_{Ba}$  süresince iletimde kalmasıyla çıkışa aktarılır. Son olarak da  $V_c$  fazı,  $S_{Ca}$  anahtarının  $t_{Ca}$  süresince iletimde kalmasıyla çıkışa aktarılır. Böylece  $V_a$  çıkış gerilimi  $V_A, V_B, V_C$  giriş gerilimlerinin uygun şekilde kıyılması ile elde edilir. Burada  $t_{Aa}, t_{Ba}, t_{Ca}$  sürelerinin toplamı sabit olan anahtarlama periyodu kadardır. Aynı şekilde  $V_b$  fazı  $S_{Ab}, S_{Bb}, S_{Cb}$  anahtarlarının  $t_{Ab}, t_{Bb}, t_{Cb}$  sürelerine göre ve  $V_c$  fazı  $S_{Ac}, S_{Bc}, S_{Cc}$  anahtarlarının  $t_{Ac}, t_{Bc}, t_{Cc}$  sürelerine göre sıralı bir şekilde anahtarlanmasıyla elde edilir.

Yüksek akım ve gerilim uygulamaları için, güç devrelerinde mosfetlerin yerine yine gerilim kontrollü IGBT elemanlar tercih edilir. IGBT, güç mosfetlerinin kolay sürülme, hızlı çalışma ve sağlamlık gibi üstünlüklerini bünyesinde barındıran ve düşük anahtarlama ve iletim kayıplarına sahip olan bir yarıiletken anahtar elemanıdır. Bir IGBT ’nin anahtarlama hızı mosfet’ten daha düşüktür ancak, anahtarlama kayıpları da düşük olduğundan dc ve ac motor sürücüler gibi orta güçlü uygulamalarda, kontrollü güç kaynaklarında IGBT’nin anahtarlama elemanı olarak kullanımı artış göstermektedir (Erdem, 2007).



**Şekil 3.2.** Çift yönlü anahtar yapıları

Matris konverterler, her iki yönde akımı ileten ve ters gerilimleri bloke etme özelliğine sahip çift yönlü anahtarlara ihtiyaç duyar. Şu anki mevcut durumda böyle bir anahtarlama elemanı yoktur. Bu yüzden uygun anahtar hücrelerini oluşturmak için farklı anahtarlama elemanlarını kullanma ihtiyacı hissedilir. Şekil 3.2’de bu konverterlerde çift

yönlü yarıiletken anahtar olarak en fazla tercih edilen anahtar yapıları görülmektedir. Şekil 3.2’de gösterilen çift yönlü anahtarların yapıları IGBT’ler ile gerçekleştirilmiştir.

### 3.2. Venturini Modülasyon Algoritması

Matris konverterlerin kontrolü için Venturini tarafından 1980 yılında yeni bir darbe genişlik modülasyonlu kontrol algoritması geliştirilmiştir. Bu kontrol algoritması istenilen seviyede genlik ve frekans elde edilmesi, giriş akımlarının ve çıkış geriliminin sinüzoidal dalga şeklinde olması olanaklarını sağlar. Bununla birlikte Venturini’nin kontrol algoritmasında çıkış geriliminin genliği giriş geriliminin genliğinin azami %50’si oranında olabilmektedir. Daha sonra Venturini ve Alesina’nın beraber yaptıkları bir çalışma ile bu oranın %86,6’ya çıkarılması sağlanmıştır (Tuzsuzoğlu, 2003).

Modülasyon, dokuz anahtarın her biri için uygun anahtarlama sinyallerini üretmek amacıyla kullanılan bir işlemdir. Burada modülasyon matrisinin doğrudan transfer fonksiyonu yaklaşımı metoduyla üretilmesinden bahsedilecektir. Modülasyonun amacı, sabit frekans ve sabit genlikli giriş gerilimlerinden değişken frekans ve değişken genlikli sinüzoidal çıkış gerilimleri üretmektir.

#### 3.2.1 Giriş ve Çıkış Gerilimleri

Modülasyon işlemi boyunca, anahtarların ideal ve matris konverterin girişine uygulanan gerilimlerin 3-faz dengeli sinüzoidal gerilim olduğu kabul edilirse, matris konverterin girişine uygulanan gerilim  $V_{ABC}$ , matris konverterin çıkışından alınan gerilim  $V_{abc}$  olmak üzere;

$$V_{abc} = [m]V_{ABC} \quad (3.1)$$

şeklinde yazmak mümkündür. Burada  $[m]$  modülasyon katsayı matrisidir.

$$V_{ABC} = [V_A V_B V_C]^T \text{ ve } V_{abc} = [V_a V_b V_c]^T \quad (3.2)$$

olmak üzere, denklem (3.1) ‘deki ifade daha açık bir şekilde yazılacak olursa;

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Ab} & m_{Bb} & m_{Cb} \\ m_{Ac} & m_{Bc} & m_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

şeklinde giriş-çıkış gerilimleri arasındaki ilişkiyi ortaya koymak mümkündür. Anahtarlama frekansı  $(f_s)$ 'nin periyodu  $T_s$  kadar ise, modülasyon katsayı matrisi  $[m]$  elemanlarının anahtarlama periyodu ile anahtarların iletimde kalma süreleri cinsinden ve aralarındaki ilişkiyi şu şekilde ifade etmek mümkündür.

$$\begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Ab} & m_{Bb} & m_{Cb} \\ m_{Ac} & m_{Bc} & m_{Cc} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} t_{Aa} & t_{Ba} & t_{Ca} \\ t_{Ab} & t_{Bb} & t_{Cb} \\ t_{Ac} & t_{Bc} & t_{Cc} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$\begin{bmatrix} m_{Aa} + m_{Ba} + m_{Ca} \\ m_{Ab} + m_{Bb} + m_{Cb} \\ m_{Ac} + m_{Bc} + m_{Cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \text{ ve } \begin{bmatrix} t_{Aa} + t_{Ba} + t_{Ca} \\ t_{Ab} + t_{Bb} + t_{Cb} \\ t_{Ac} + t_{Bc} + t_{Cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_s \\ T_s \\ T_s \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Giriş-çıkış gerilimleri için faz sırası A-B-C veya a-b-c şeklinde olduğu göz önünde bulundurulursa, aslında modülasyon katsayı matrisinin terimleri veya anahtarların iletimde kalma süreleri arasında şu eşitlikler yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} m_{Aa} \\ m_{Ba} \\ m_{Ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Bb} \\ m_{Cb} \\ m_{Ab} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Cc} \\ m_{Ac} \\ m_{Bc} \end{bmatrix} \text{ ve } \begin{bmatrix} t_{Aa} \\ t_{Ba} \\ t_{Ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{Bb} \\ t_{Cb} \\ t_{Ab} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{Cc} \\ t_{Aa} \\ t_{Bb} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Bu nedenle, anahtarların iletimde kalma sürelerine ilişkin analitik ifadeler türetmek için denklem (3.3), (3.4), (3.5)'ten daha sade bir şekilde aşağıdaki gibi bir sonuç yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Cb} & m_{Ab} & m_{Bb} \\ m_{Bc} & m_{Cc} & m_{Ac} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} t_{Aa} & t_{Ba} & t_{Ca} \\ t_{Cb} & t_{Ab} & t_{Bb} \\ t_{Bc} & t_{Cc} & t_{Ac} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Sinüzoidal 3-faz giriş gerilimlerinde yine sinüzoidal ve istenilen genlik ve frekansta çıkış 3-faz gerilimleri elde edildiğine göre, giriş-çıkış gerilimlerini şu şekilde yazmak mümkündür.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \text{ ve } \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = V_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \cos(\omega_o t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Burada  $V_{im}$  ve  $\omega_i$  sırasıyla sabit giriş geriliminin tepe değeri ve frekansıdır.  $V_{om}$  ve  $\omega_o$  ise çıkış geriliminin değişken tepe değeri ve değişken frekansıdır.  $q = V_{om}/V_{im}$  (talep faktörü)

alınmak üzere denklem (3.8) denklem (3.7)'de yerine yazılacak olursa, şu sonuçlar elde edilebilir.

$$T_s q \begin{bmatrix} \cos(\alpha_o) \\ \cos(\beta_o) \\ \cos(\gamma_o) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_i) & \cos(\beta_i) & \cos(\gamma_i) \\ \cos(\beta_i) & \cos(\gamma_i) & \cos(\alpha_i) \\ \cos(\gamma_i) & \cos(\alpha_i) & \cos(\beta_i) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{Aa} \\ t_{Ba} \\ t_{Ca} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Burada  $\alpha_o, \beta_o, \gamma_o$  ve  $\alpha_i, \beta_i, \gamma_i$ , ile ilgili tanımlamalar;

$$\begin{bmatrix} \alpha_o \\ \beta_o \\ \gamma_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_o t \\ \omega_o t - 2\pi/3 \\ \omega_o t + 2\pi/3 \end{bmatrix} \text{ ve } \begin{bmatrix} \alpha_i \\ \beta_i \\ \gamma_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_i t \\ \omega_i t - 2\pi/3 \\ \omega_i t + 2\pi/3 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

şeklindedir. Denklem (3.10)'dan ilk iki satırda bulunan ifadeler ve denklem (3.5)'ten anahtarlama süreleriyle ilgili matris denklemin ilk satırındaki ifade kullanılarak  $t_{Aa}, t_{Ba}, t_{Ca}$  sürelerine ilişkin analitik sonuçlar türetilir.

$$\begin{bmatrix} \cos(\alpha_i) & \cos(\beta_i) & \cos(\gamma_i) \\ \cos(\beta_i) & \cos(\gamma_i) & \cos(\alpha_i) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{Aa} \\ t_{Ba} \\ t_{Ca} \end{bmatrix} = T_s \begin{bmatrix} q \cos(\alpha_o) \\ q \cos(\beta_o) \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

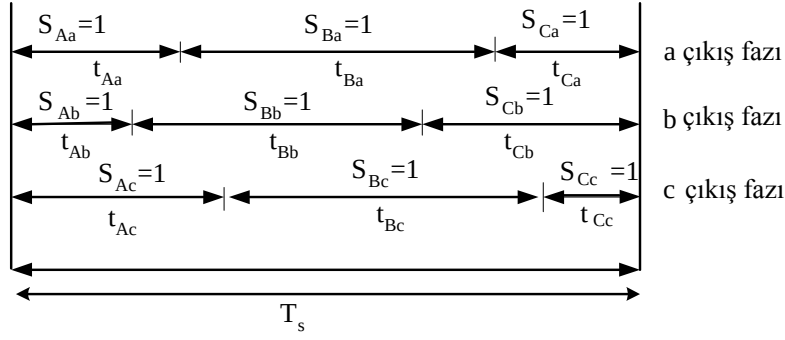
Bu son denklem takımı  $t_{Aa}, t_{Ba}, t_{Ca}$  anahtarlama süreleri bilinmeyenler kabul edilerek çözülecek olursa;

$$\begin{bmatrix} t_{Aa} \\ t_{Ba} \\ t_{Ca} \end{bmatrix} = \frac{T_A}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q \cos(\omega_m t) \\ 1 + 2q \cos(\omega_m t + 2\pi/3) \\ 1 + 2q \cos(\omega_m t - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

gibi sonuçlar elde edilmiş olur. Burada  $\omega_m = \omega_o - \omega_i$  kadardır ve modülasyon frekansı diye tanımlanır. Denklem (3.12), denklem (3.3)'ün ilk satır ifadesinde yerine yazılırsa  $m_{Aa}, m_{Ba}, m_{Ca}$  modülasyon terimlerine de ilişkin sonuç ifadeleri bulunmuş olur. Burada geri kalan anahtarlama süreleri  $t_{Ab}, t_{Bb}, t_{Cb}$  ile  $t_{Ac}, t_{Bc}, t_{Cc}$  ve modülasyon terimleri  $m_{Ab}, m_{Bb}, m_{Cb}$  ile  $m_{Ac}, m_{Bc}, m_{Cc}$  'nin ne olacağını denklem (3.6)'ya bakarak anlamak mümkündür.

$$\begin{bmatrix} m_{Aa} \\ m_{Ba} \\ m_{Ca} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q \cos(\omega_m t) \\ 1 + 2q \cos(\omega_m t + 2\pi/3) \\ 1 + 2q \cos(\omega_m t - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Burada geri kalan anahtarlama süreleri  $t_{Ab}, t_{Bb}, t_{Cb}$  ile  $t_{Ac}, t_{Bc}, t_{Cc}$  ve modülasyon terimleri  $m_{Ab}, m_{Bb}, m_{Cb}$  ile  $m_{Ac}, m_{Bc}, m_{Cc}$  'nin ne olacağını denklem (3.6)'ya bakarak anlamak mümkündür.



**Şekil 3.3.** Anahtarların tetiklenme sıraları ve iletimde kalma süreleri

Bu modülasyon tekniğinin daha da anlaşılması bakımından anahtarlama frekansının bir periyodu için, yarıiletken anahtar elemanlarının iletimde kaldıkları süreleri Şekil 3.3'teki gibi gösterilebilir.

### 3.2.2 Giriş ve Çıkış Akımları

Matris konverter aracılığıyla hedef, değişken frekansta değişken gerilim elde etmek ise ve sabit sinüzoidal giriş gerilimlerinin kıyaslamasıyla elde edilen çıkış gerilimleri sinüzoidal yapıda ise, matris konverterin çıkışına bağlı bulunan yükün karakterine bağlı olarak çıkış akımları da aşağıdaki gibi sinüzoidal yapıda olmalıdır.

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \varphi) \\ \cos(\omega_o t + \varphi - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + \varphi + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Burada  $\varphi$  yükün güç açısıdır. Şekil 3.4'ten görüldüğü gibi giriş akımları  $I_A, I_B, I_C$  çıkış akımları  $I_a, I_b, I_c$ 'nin sentezinden oluşmalıdır.

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{aA} & I_{aB} & I_{aC} \\ I_{bA} & I_{bB} & I_{bC} \\ I_{cA} & I_{cB} & I_{cC} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Bu çıkış akımlarının bileşenleri de çıkış akımları ve modülasyon terimleri cinsinden şu şekilde ifade etmek mümkündür.

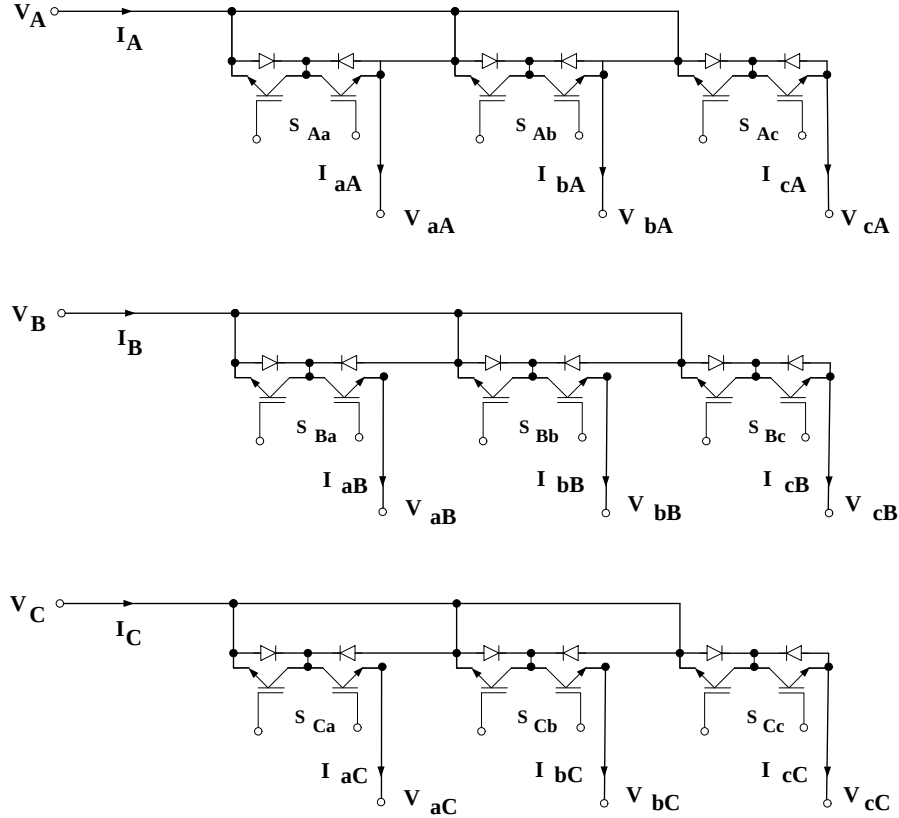
$$\begin{bmatrix} I_{aA} \\ I_{aB} \\ I_{aC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ca} & m_{Ba} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$\begin{bmatrix} I_{bA} \\ I_{bB} \\ I_{bC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Ba} & m_{Aa} & m_{Ca} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$\begin{bmatrix} I_{cA} \\ I_{cB} \\ I_{cC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Ca} & m_{Ba} & m_{Aa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Denklem (3.16), (3.17) ve (3.18) denklem (3.15)'te yerine yazılırsa;

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ca} & m_{Ba} \\ m_{Ba} & m_{Aa} & m_{Ca} \\ m_{Ca} & m_{Ba} & m_{Aa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (3.19)$$



**Şekil 3.4.** Her bir faza ait giriş akımları ve çıkış akımı bileşenleri

Matris konverterin giriş akımları, modülasyon katsayı matrisinin transpozesi ile çıkış akımlarının çarpımına eşit olduğu görülür. Öyleyse çok genel bir ifadeyle giriş akımları

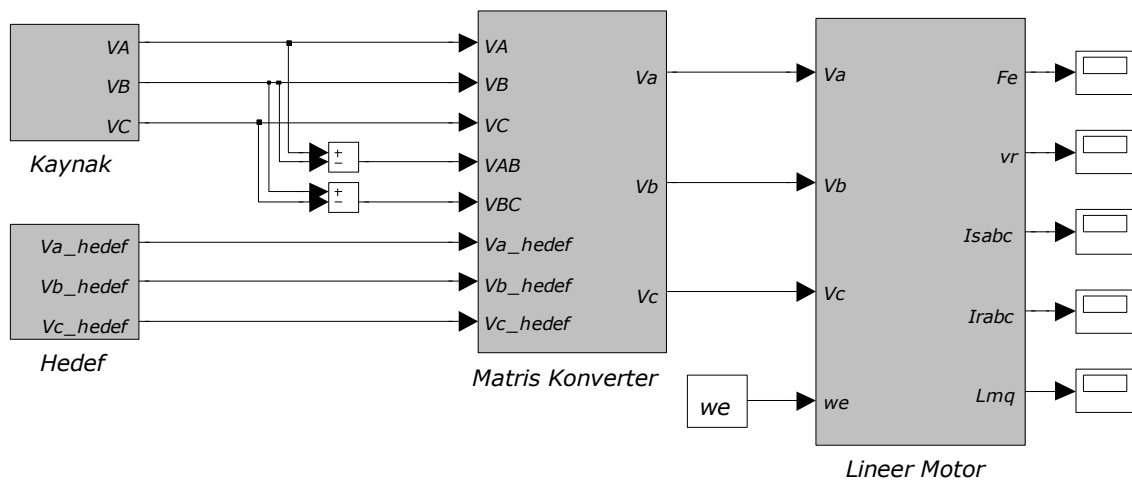
$$I_{ABC} = [m]^T I_{abc} \quad (3.20)$$

olur. Burada  $I_{ABC} = [I_A, I_B, I_C]$ ,  $I_{abc} = [I_a, I_b, I_c]$  ve  $[m]$  modülasyon katsayı matrisinin transpozesidir. Denklem (3.13) ve (3.14), denklem (3.19) 'de yerine yazıldıktan sonra, bazı cebirsel manipölasyonlar yapılarak çıkış akımları  $I_a, I_b, I_c$  'ye ilişkin aşağıdaki analitik sonuç ifade türetilmiş olur.

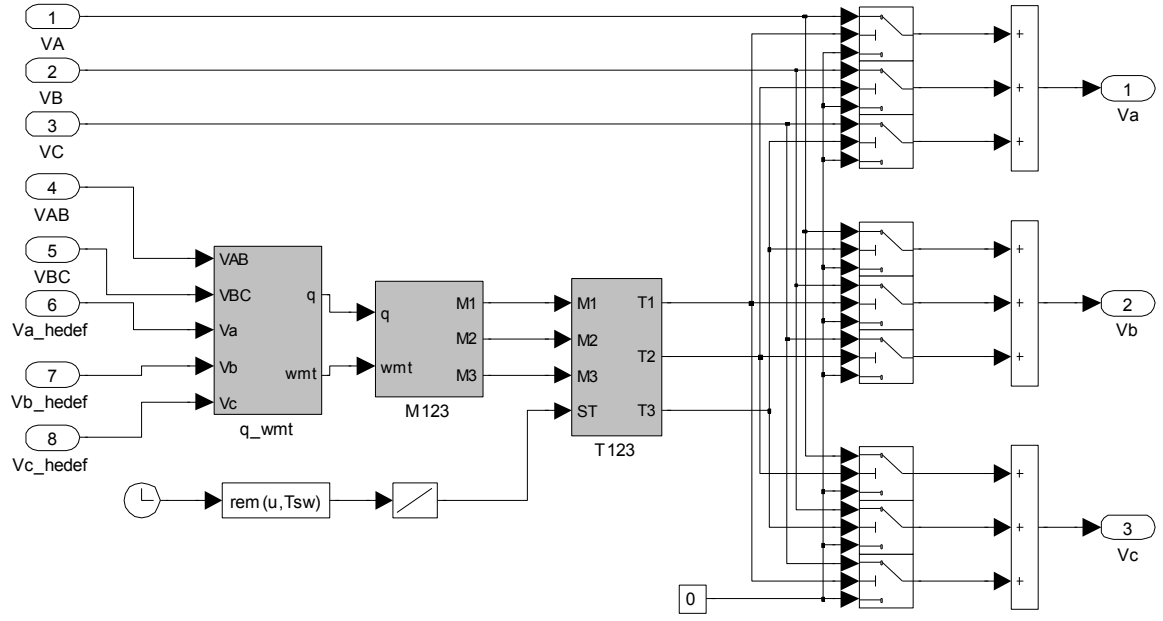
$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = qI_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \varphi) \\ \cos(\omega_i t + \varphi - 2\pi\pi / 3) \\ \cos(\omega_i t + \varphi + 2\pi\pi / 3) \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

### 3.3 Matris Konverterin Matlab/Simulink ile Benzetimi

Genlik ve frekans bakımından modülasyon algoritmasının müsaade ettiği sınırlar içerisinde kalmak koşuluyla, yük besleyen Matris Konverter'in Matlab/Simulink ile benzetimini yapabilmek için, öncelikle Şekil 3.5'te görüldüğü gibi konverteri besleyecek olan 3-fazlı kaynağın herhangi iki hat gerilimini ölçmek gerekir. Örneğin burada  $V_{AB}$  ve  $V_{BC}$  gerilimleri ölçülmüştür. Yük olarak bu modellemede, daha önce Bölüm 2'de iç yapısı verilen "Lineer Motor" isimli blok kullanılmıştır. Şekil 3.5'te görülen "Hedef" isimli blokta sadece matris konverterin çıkışında hem genlik hem de frekans bakımından istenilen 3-fazlı hedef gerilim kaynağı bulunmaktadır. "Matris Konverter" isimli blok yapının içeriği ise, yukarıda anlatılan Venturini kontrol algoritması ve denklemleri çerçevesinde oluşturulmuştur. Bu blokun iç yapısı Şekil 3.6'da görülmektedir.



Şekil 3.5. LIM'i besleyen matris konverter



Şekil 3.6. Matris Konverterin Matlab/Simulink blok diyagramı

Şekil 3.6’da görüldüğü gibi 9 adet ideal anahtar,  $V_A$ - $V_B$ - $V_C$  giriş gerilimleri ve  $V_a$ - $V_b$ - $V_c$  çıkış gerilimleri ile toplama blokları dışında kalan diğer blokların tümü, anahtarların sürülmesinde kullanılacak olan  $T_1, T_2, T_3$  dizi darbelerinin elde edilmesi için kullanılmıştır. “ $q\_wmt$ ” adlı blok aracılığıyla, istenilen çıkış gerilimi genliğinin ve frekansının belirlenmesinde kullanılan  $q$  talep faktörü ve  $\omega_m t$  modülasyon açısı hesaplanmaktadır. Bunun için, ölçülen giriş gerilimlerinden faz giriş geriliminin tepe değeri ve  $\omega_i t$  açısı belirlenebilir (Sünter ve Altun, 2001).

$$V_{im}^2 = \frac{4}{9} (V_{AB}^2 + V_{BC}^2 + V_{AB} V_{BC}) \quad (3.22)$$

$$\omega_i t = \arctan \left[ \frac{-V_{BC}}{\sqrt{3} \left( \frac{2}{3} V_{AB} + \frac{1}{3} V_{BC} \right)} \right] \quad (3.23)$$

Daha sonra denklem (3.8) ile verilen hedef çıkış gerilimlerinden faz çıkış geriliminin tepe değeri ve  $\omega_o t$  açısı da hesaplanabilir.

$$V_{om}^2 = \frac{2}{3} (V_a^2 + V_b^2 + V_c^2) \quad (3.24)$$



$$\omega_o t = \arctan \left( \frac{V_c - V_b}{\sqrt{3}V_a} \right) \quad (3.25)$$

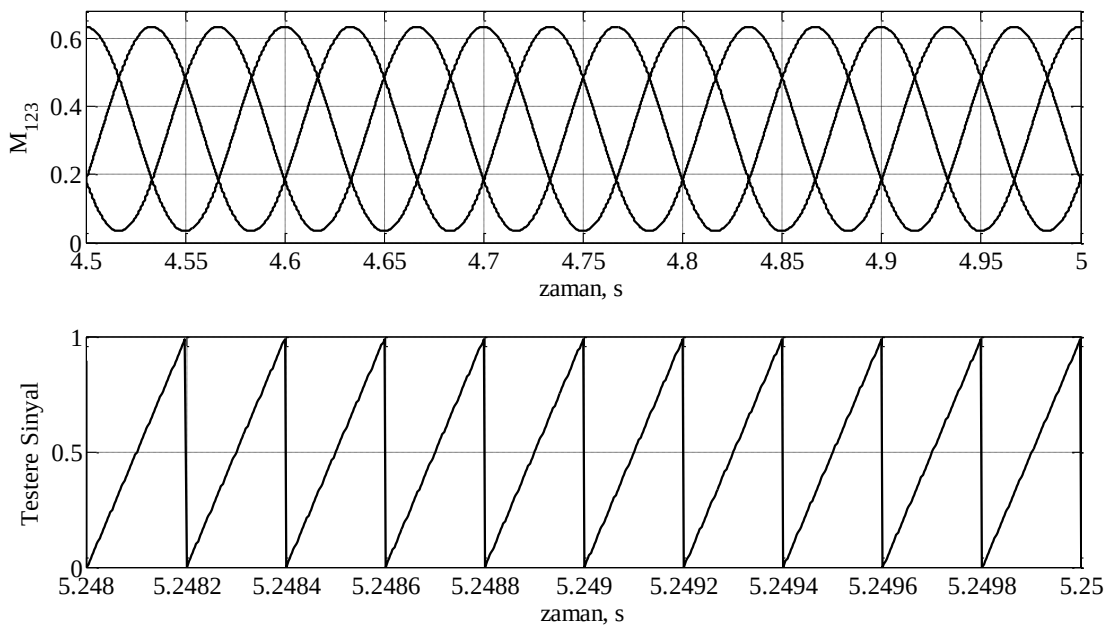
Denklem (3.22) ile (3.24)'ten  $q$  talep faktörü ve denklem (3.23) ile (3.25)'ten  $\omega_m t$  modülasyon açısı bulunabilir.

$$q = \sqrt{\frac{V_{om}^2}{V_{im}^2}} \quad (3.26)$$

$$\omega_m t = \omega_o t - \omega_l t \quad (3.27)$$

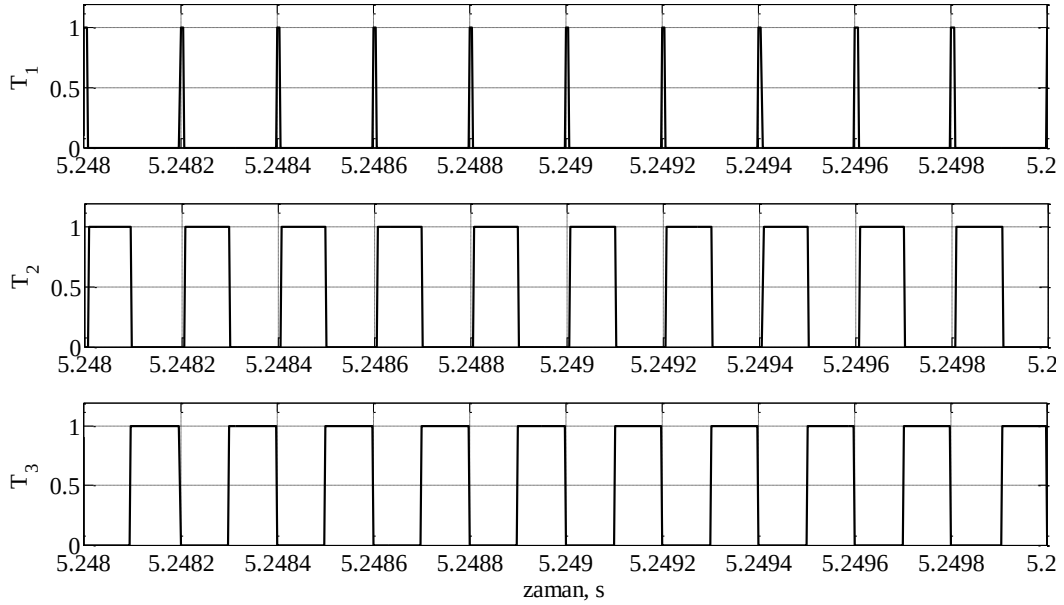
Talep faktörü ve modülasyon açısı belirlendikten sonra denklem (3.13) kullanılarak “M123” adlı blok aracılığıyla modülasyon terimleri  $m_1, m_2, m_3$  hesaplanmaktadır. Elde edilen modülasyon terimlerinin değerleri daha sonra “T123” bloku yardımıyla bir testere dişi sinyalle karşılaştırılarak anahtarlara uygulanacak olan  $T_1, T_2, T_3$  darbe dizileri elde edilmektedir. Bütün bu işlemler sonucunda konverter çıkışında  $V_a, V_b, V_c$  değişken genlik ve frekanstaki çıkış gerilimleri elde edilmektedir.

Bu benzetim çalışmasında sabit kaynak gerilimi 346 volt olup frekans 50 Hz'dir. Başlangıçta hedef seçilen çıkış gerilimi 160 volt ve frekans 60 Hz olarak seçilmiştir. Bu genlik ve frekanstaki gerilim yük olarak kullanılan lineer asenkron motor yüküne uygulanmıştır. Bu benzetimde seçilen anahtarlama frekansı ise 5 kHz'dir.

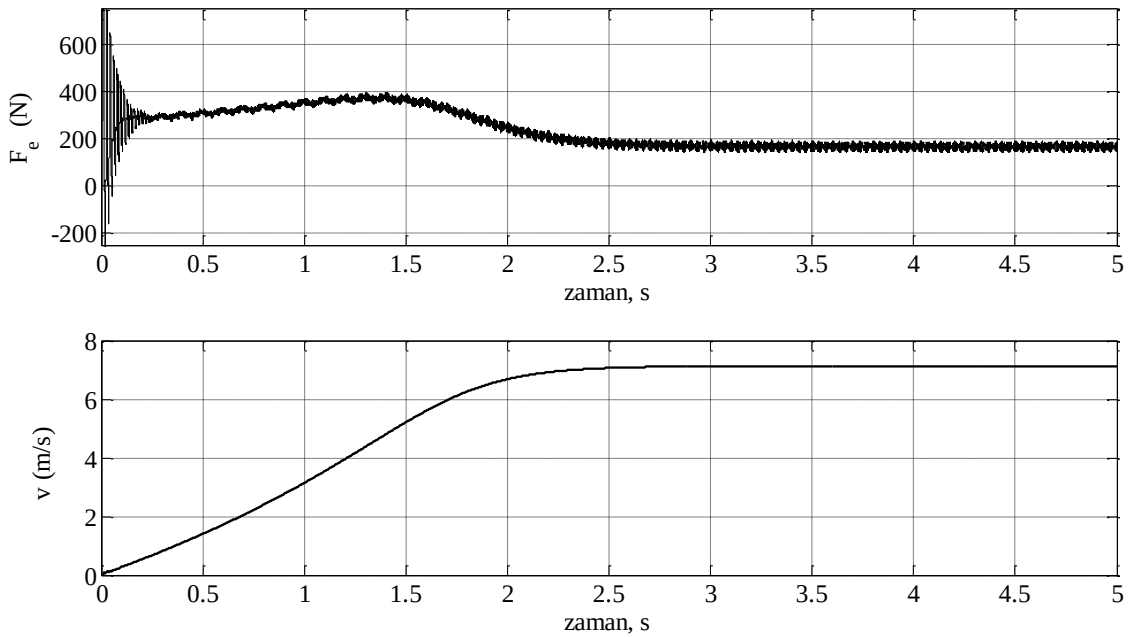


**Şekil 3.7.**  $q = 0.45$  ve  $f_o = 60$  Hz için modülasyon terimleri ve testere dişi sinyal değişimi

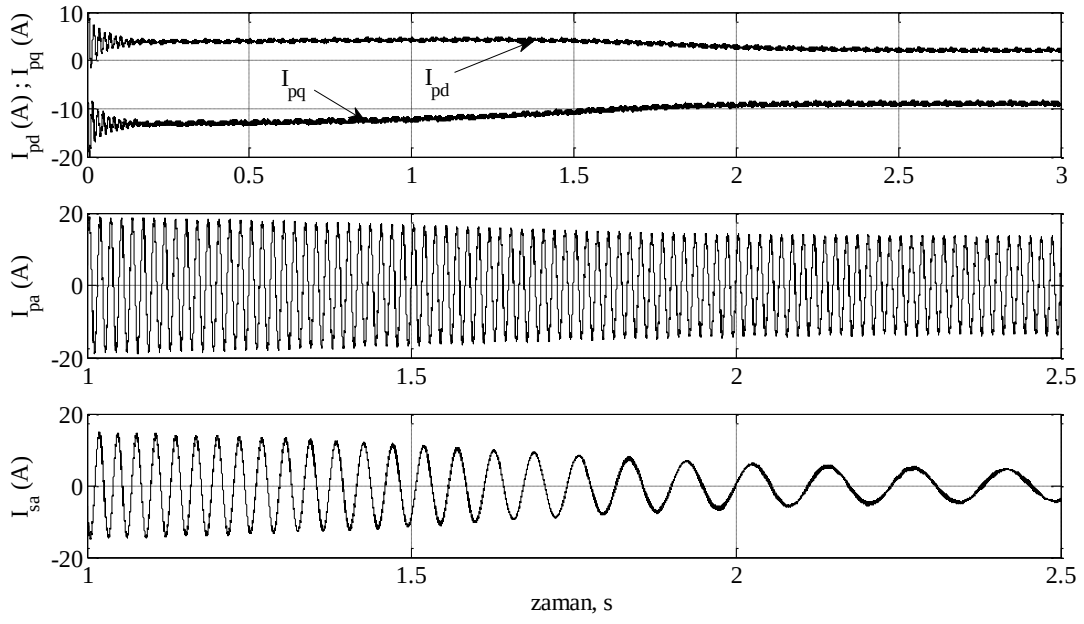
Şekil 3.7’de değişimleri verilen ve toplamaları her an için, (3.5) nolu denklem gereği, 1 olan  $m_1, m_2, m_3$  terimleri görüldüğü gibi frekansı 5 kHz olan bir testere dişi sinyal ile karşılaştırıldıktan sonra hedef olarak seçilen genliği 160 volt ve frekansı 60 Hz olan çıkış gerilimini elde etmek için Şekil 3.8’de verildiği üzere anahtarlara uygulanacak olan darbe dizileri belirlenmiştir. Şekil 3.8’den de anlaşılabacağı gibi herhangi bir anahtar kapalı iken (1 konumu) diğer iki anahtar açık (sıfır konumu) durumundadır.



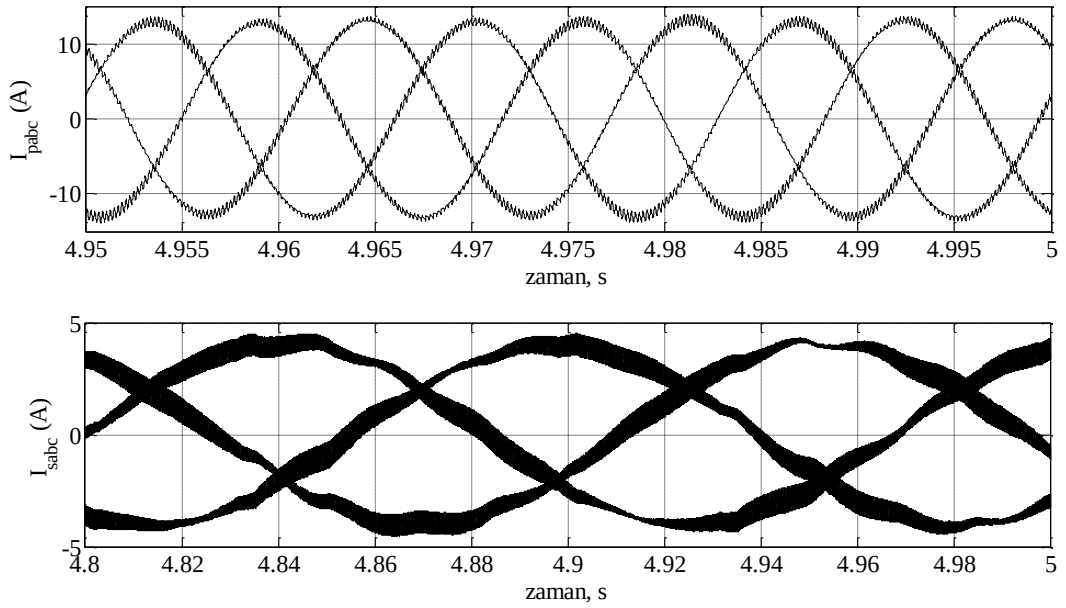
Şekil 3.8.  $q = 0.45$  ve  $f_o = 60$  Hz için anahtarlara uygulanan darbe dizileri



Şekil 3.9.  $q = 0.45$  ve  $f_o = 60$  Hz için LIM öteleme kuvveti ve hızının değişimi



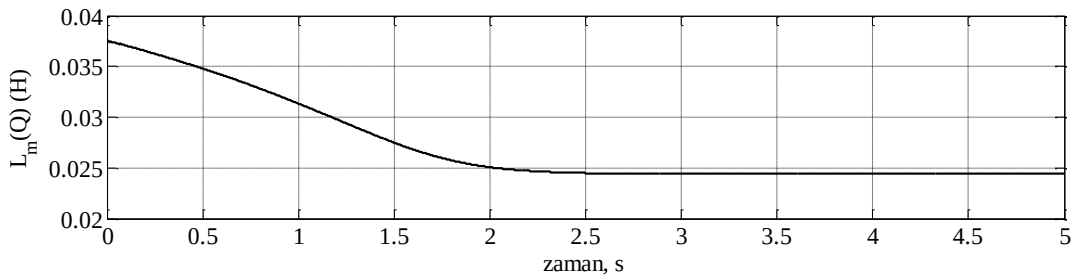
**Şekil 3.10.** Matris konverterden beslenen LIM'in primer ve sekonder akım değişimleri



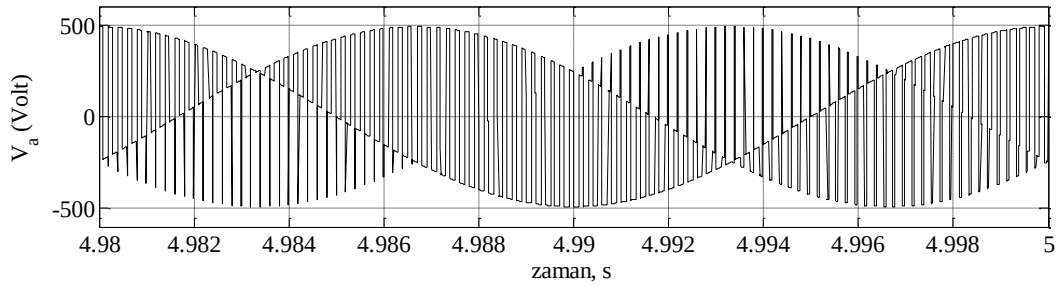
**Şekil 3.11.** Matris konverterden beslenen LIM'in primer ve sekonder 3-faz akım değişimleri

Şekil 3.9'da yük olarak matris konvertere bağlanan ve parametre değerleri Tablo 2.1'de verilen LIM'in öteleme kuvveti ve hızının zamanla değişimleri verilmiştir. Şekil 3.10'da ise çıkış gerilimi 160 Volt ve çıkış frekansı 60 Hz olan matris konverterden beslenen bu LIM'in primer d-q akımları, primer a-fazı akımı ve sekonder a-fazı akımının değişimleri görülmektedir. Görüldüğü gibi hem Şekil 3.9 hem de Şekil 3.10'da da, yani

LIM sabit bir kaynaktan değil de matris konverterden beslendiğinde Bölüm 2’de motor ile ilgili verilen sonuçlara benzer sonuçlar elde edilmiştir. Ancak Bölüm 2’de verilen sonuçlar motor boşta çalışma koşulu altında iken, burada motor 150 N yük altında çalıştığı varsayılmıştır. Şekil 3.11’de sürekli durumda LIM’in 3-faz primer ve sekonder akımlarının zamana göre değişimleri verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi motor akımlarının değişim biçimi sinüzoidal ve primer akımının frekansı 60 Hz ve rotor akımlarının frekansı 5.26 Hz olmuştur. Bu da matris konverterin doğrudan ac kaynaktan istenilen frekansta ac gerilim elde etmesi sayesinde gerçekleşmiştir.



**Şekil 3.12.** Matris konverterden beslenen LIM’in mıknatıslanma indüktansının zamanla değişimi



**Şekil 3.13.** Matris konverterin a-fazı çıkış gerilimi

Şekil 3.12’de matris konverterden beslenen LIM’in 60 Hz’lik 160 Volt gerilim altında, hızının sıfırdan itibaren 7.2 m/s olana kadar, mıknatıslanma indüktansının zamanla değişimi görülmektedir. Burada da mıknatıslanma indüktansı, Bölüm 2’de LIM için uç-etkileri dikkate alınarak verilen matematiksel modele uygun bir şekilde zamanla değişim göstermiştir. Şekil 3.13’te ise matris konverterin 3-faz giriş gerilimlerinden elde edilen ve motora uygulanan 1-faz çıkış geriliminin zamanla değişimi görülmektedir.

## 4. MATRİS KONVERTERDEN BESLENEN LIM'in HIZ KONTROLÜ

### 4.1. Giriş

Sürücü sistemlerden hızlı bir cevap elde edebilmek için, moment hızlı bir şekilde kontrol edilmesi gerekir. Bunun için motorun akısıyla momentinin birbirinden bağımsız olmalıdır. Denklem (4.1)'de görüldüğü gibi bir doğru akım motorunun momenti, uyarma gerilimiyle kontrol edilen akı ve besleme gerilimiyle kontrol edilen endüvi akımının çarpımından oluşmaktadır. Dolayısıyla motor momentinin hızlı kontrol edilebilmesi için uygun koşullar zaten mevcuttur.

$$T_e = K.\psi.I_a \quad (4.1)$$

Doğru akım motorlarının komütatör aksamından dolayı sık sık bakım gerektirmeleri sürücü düzeneklerde kullanımını kısıtlamaktadır. Sürücü düzeneklerde alternatif akım motorlarının kullanımıyla bu sınırlamalar ortadan kaldırılabilir. Ancak alternatif akım motorlarında, skaler kontrol yöntemi kullanılarak hızlı bir dinamik cevabın elde edilemeyeceği bilinmektedir. Çünkü moment ifadeleri incelendiğinde, doğru akım motorunun sahip olduğu moment ifadesinin, alternatif akım motorlarında o şekilde bulunmadığı görülür. Blaschke'nin 1970'li (Blaschke, 1974) yıllarda alternatif akım motorlarında kullanmaya başladığı alan yönlendirme kontrolüyle, alternatif akım motorlarında da alan ve momentin ayrı akım bileşenleri ile kontrol edilebileceği görülmüştür.

Alternatif akım motorlarının moment ve akının bağımsız bir şekilde kontrol edilmesi için vektörel kontrol yöntemi olan Alan Yönlendirme Kontrol Yöntemi yaygın bir şekilde kullanılmaktadır.

### 4.2. Alan Yönlendirme Kontrol Yöntemi

Bu yöntem ile asenkron motor doğrudan veya dolaylı bir şekilde stator veya rotor akı vektörleri yönlendirilerek asenkron motorun dc motor gibi kontrol edilmesi mümkündür. Bu çalışmada dolaylı olarak sekonder akısı yönlendirilerek LIM'in hız kontrolünün benzetimi gerçekleştirilmiştir. Bunun için sekonder alanı d-q eksen sisteminin d eksenini ile karşılaştırılarak  $\psi_{sq} = 0$  ve  $\psi_{sd} = L_m(Q)I_{mpd}$  olduğu göz önünde bulundurulmuştur. Denklemler (2.56) ve (2.57)'den;

$$I_{sd} = \frac{L_m(Q)}{L_s(Q)} (I_{mpd} - I_{pd}) \quad (4.2)$$

$$I_{sq} = -\frac{L_m(Q)}{L_s(Q)} I_{pq} \quad (4.3)$$

bulunur. Denklemler (4.2) ve (4.3), denklemler (2.54) ve (2.55)'te yerine konulacak olursa;

$$\psi_{pd} = \sigma(Q)L_p(Q)I_{pd} + (1-\sigma(Q))L_p(Q)I_{mpd} \quad (4.4)$$

$$\psi_{pq} = \sigma(Q)L_p(Q)I_{pq} \quad (4.5)$$

$$\sigma(Q) = \frac{L_p(Q)L_s(Q) - L_m^2(Q)}{L_p(Q)L_s(Q)} \quad (4.6)$$

elde edilir. Burada  $I_{mpd}$  mıknatıslanma akımı ve  $\sigma(Q)$  kaçak indüktans katsayısıdır.

Denklemler (4.2) ve (4.3), denklemler (2.52) ve (2.53)'te yerine yazılacak olursa;

$$I_{mpd} = \frac{I_{pd}}{1 + T_s(Q)p} \quad (4.7)$$

$$v_{s\ell} = \frac{I_{pq}}{\frac{\pi}{\tau} T_s(Q) I_{mpd}} \quad (4.8)$$

$$T_s(Q) = \frac{L_s(Q)}{R_s} \quad (4.9)$$

kontrol çevriminde hesaplanacak olan mıknatıslanma akımıyla kayma hız  $v_{s\ell} = v_e - v$  için ifadeler bulunmuş olur. Akım çevrimi için denklemler (4.4) ve (4.5), denklemler (2.50) ve (2.51)'de yerine konulacak olursa;

$$U_{pd} = R_p I_{pd} + \sigma(Q)L_p(Q) \frac{dI_{pd}}{dt} + U_{pdc} \quad (4.10)$$

$$U_{pdc} = [1 - \sigma(Q)]L_p(Q) \frac{dI_{mpd}}{dt} - \frac{\pi}{\tau} v_e \sigma(Q)L_p(Q)I_{pq} \quad (4.11)$$

$$U_{pq} = R_p I_{pq} + \sigma(Q)L_p(Q) \frac{dI_{pq}}{dt} + U_{pqc} \quad (4.12)$$

$$U_{pqc} = \frac{\pi}{\tau} v_e \sigma(Q)L_p(Q)I_{pd} + \frac{\pi}{\tau} v_e [1 - \sigma(Q)]L_p(Q)I_{mpd} \quad (4.13)$$

denklemleri bulunur. Burada  $U_{pdc}$  ve  $U_{pqc}$  kompanzasyon terimleri olup her bir akım kontrol çevriminde ölçülen primer akımlarından, hesaplanan mıknatıslanma akımından ve kaçak indüktans katsayısı ile sekonder öz indüktansından belirlenerek akım kontrolör çıkışlarına eklenir. Sekonder akısı yönlendirilerek d ekseni ile çakıştırıldığında ortaya çıkan denklemler (4.2) ve (4.3), denklem (2.58)'de yerine konulacak olursa, motorun ürettiği öteleme kuvveti için dc motorunkine benzer ve uygun bir denklem elde edilir.

$$F_e = 3 \frac{\pi}{\tau} \frac{P}{2} \frac{L_m(Q)}{L_s(Q)} L_m(Q) I_{mpd} I_{pq} \quad (4.14)$$

denklem (4.14)'te görüldüğü gibi, dolaylı olarak sekonder alanı yönlendirilmişse ve motorun ortak ile öz indüktansları sabit kabul edilirse, sabit moment değişken güç bölgesinde doğru akım motorunu kontrol eder gibi,  $I_{mpd}$  mıknatıslanma akımı sabit tutularak  $I_{pq}$  akım ile  $F_e$  öteleme kuvveti kontrol edilebilir.

#### 4.3. LIM'in Hız Kontrolünün Matlab/Simulink ile Simülasyonu

Bu çalışmada parametreleri Tablo 2.1'de verilen ve matris konverterden beslenen lineer asenkron motorun alan yönlendirme kontrol yöntemi kullanılarak Matlab/Simulink'te benzetimi yapılmıştır. Benzetim gerçekleştirilirken Bölüm 2 ve Bölüm 3'te verilen lineer asenkron motor ve matris konverterin matematiksel denklemlerinden faydalanılmıştır.

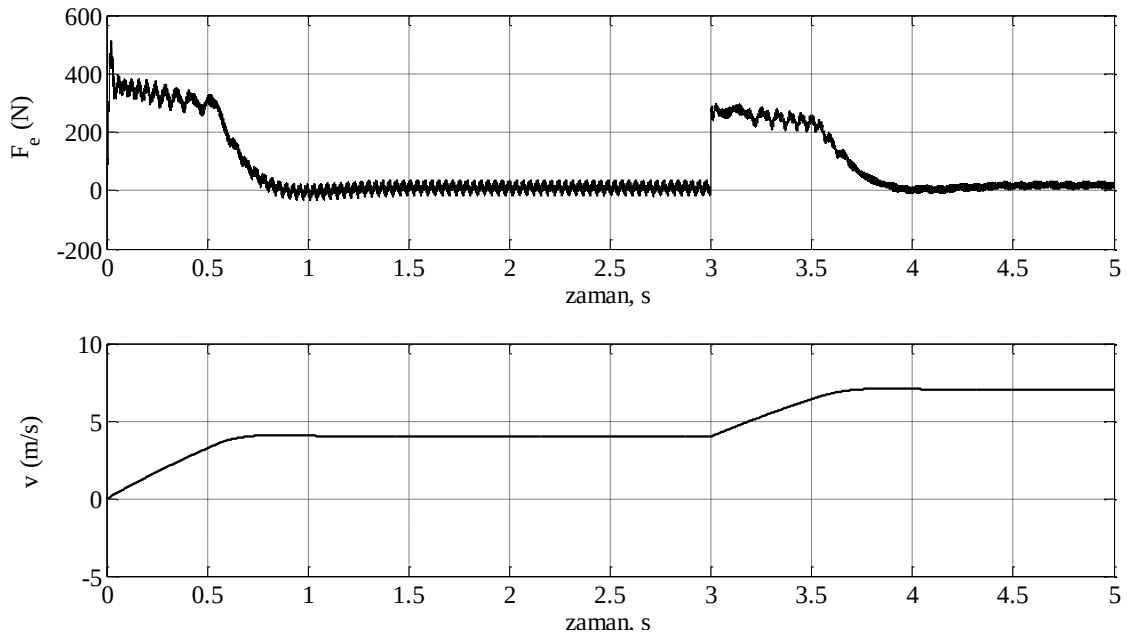
Şekil 4.1'de hız kontrolü gerçekleştirilen lineer asenkron motorun Matlab/ Simulink modeli görülmektedir. Modelde görülen “Matris Konverter” ve “Lineer Motor” isimli blokların iç yapısı daha evvel Bölüm 2 ve Bölüm 3'te verilmiştir (Şekil 2.13 ve Şekil 3.6). Şekildeki modelde görülen “Kaynak” isimli blok 3-fazlı bir kaynak modeli olup, sabit frekans ve sabit gerilimle, çıkışındaki gerilim LIM'e uygulanan matris konverteri beslemektedir. Yine şekildeki modelde “dq\_abc” ve “abc\_dq” isimli bloklar yer almaktadır. Bunlardan “abc\_dq”, hesaplanan primer 3-faz akımlarının a-b-c üç eksen sisteminden d-q iki eksen sistemine dönüşümü için kullanılmıştır. Bu bloklar için iç yapı yine daha evvel Bölüm 2'de verilmiştir. Ya da “abc\_dq” ve “dq\_abc” blokları oluşturulurken denklemler (2.1)-(2.4)'ten faydalanılmıştır. “dq\_abc” isimli blok ise d-q iki eksen sisteminden a-b-c üç eksen sistemine dönüşüm için kullanılmıştır. Dikkat edilirse her iki blokta da giriş olarak  $v_e$  senkron hız verilmiştir. Bunun nedeni d-q eksen





sonra, “ $PI\_Akım\_d$ ” ve “ $PI\_Akım\_q$ ” akım kontrolörleri aracılığıyla, motora verilen hız referansı için uygulanması gereken 3-faz gerilimlerinin, d-q eksen sisteminde karşılığı olan  $U_{pd}$  ve  $U_{pq}$  gerilimleri bulunmuştur.

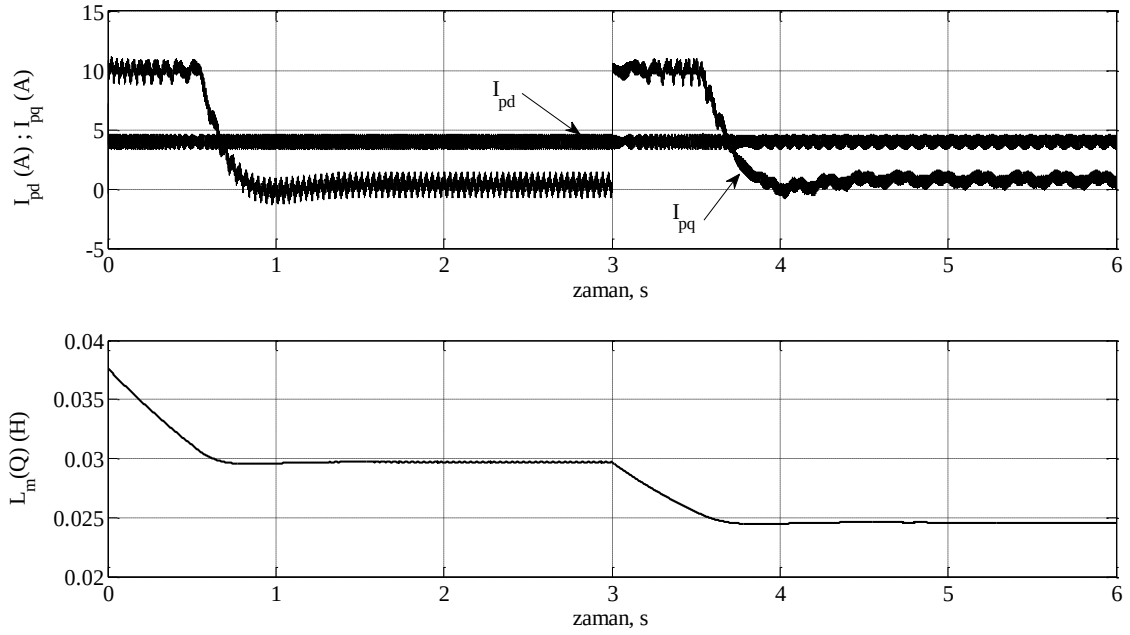
Bu çalışmada hız kontrolü yapılan LIM için üç farklı çalışma koşulu altında benzetim sonuçları alınmıştır. Önce motor boşta çalışacak şekilde, motora 3. saniyeye kadar 4 m/s hedef hız ve 3. saniyeden sonra ise motora 7 m/s hedef hız verilmiştir. Motora ikinci çalışma koşulu olarak; motor 100 N yük altında çalışacak şekilde, motora 3. saniyeye kadar 7 m/s hedef hız ve 3. saniyeden sonra ise 4 m/s hedef hız verilmiştir. Motora üçüncü çalışma koşulu olarak; motor 120 N yük altında çalışacak şekilde, motora 3. saniyeye kadar 5 m/s hedef hız ve 3. saniyeden sonra ise -5 m/s hedef hız verilmiştir. Birinci çalışma koşulu için Şekil 4.2.-Şekil 4.6, ikinci çalışma koşulu için Şekil 4.7.-Şekil 4.11. ve üçüncü çalışma koşulu için Şekil 4.12.-Şekil 4.16. verilmiştir.



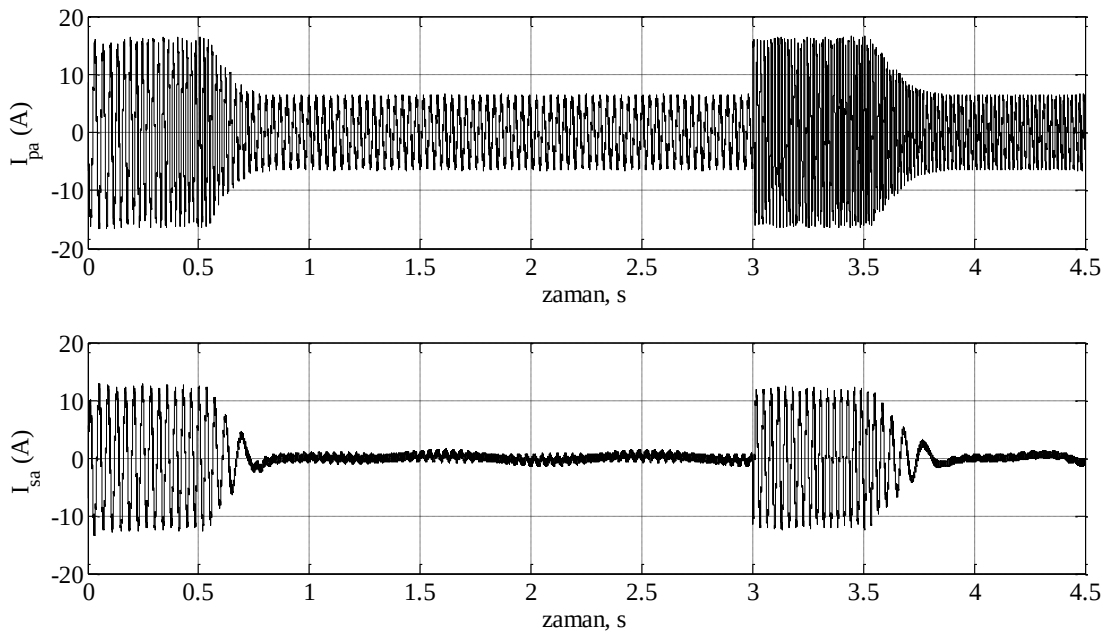
**Şekil 4.2.** Boşta çalışan LIM’in öteleme kuvveti ve hızının zamana göre değişimi

Şekil 4.2’de görüldüğü gibi birinci çalışma koşulu altında motor, kendisine hedef gösterilen 3. saniyeye kadar 4 m/s hıza ve 3. saniyeden sonra kendisine hedef gösterilen 7 m/s hıza ulaşmıştır. Bu süreç içerisinde öteleme kuvvetinin değişimi, motor hızlanırken 200-400 N arasında ancak motor hızı sürekli duruma kavuştuğunda ise yaklaşık sıfırdır. Şekil 4.3’te boşta çalışan LIM’in  $I_{pd}$ ,  $I_{pq}$  akımları ile  $L_m(Q)$  mıknatıslanma indüktansının değişimi görülmektedir. Şekilden görüldüğü gibi  $I_{pd}$  akımı hız ne olursa olsun sabit ve yaklaşık 4 A kadar kalmıştır. Bunun motor için alanının sabit tutulduğu anlamına

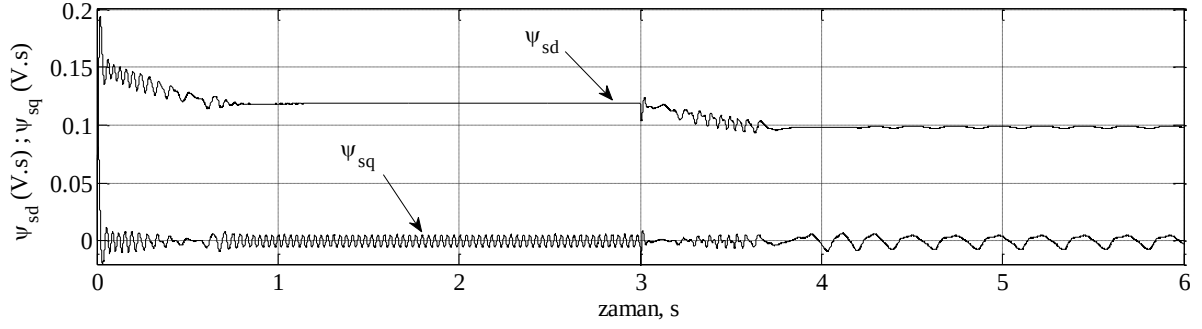
gelmektedir.  $I_{pq}$  akımı ise motor hızlanırken sabit ve 10 A, motor hızı sabit iken ise yaklaşık sıfır olmuştur. Şekil 4.4'te ise boşa çalışan LIM'in, kendisine hedef olarak belirlenen hız değerlerine ulaşırken, primer ve sekonder akımlarının zamanla değişimleri verilmiştir. Görüldüğü gibi motor hızlanırken çektiği sinüzoidal akımın seviyesi büyük ancak sabit; sürekli durumda ise, motor boşa çalışma koşulu altında olduğundan, çektiği akım düşük ve yaklaşık olarak mıknatıslanma akımına karşılık gelmektedir.



Şekil 4.3. Boşa çalışan LIM'in primer d-q akımları ile mıknatıslanma indüktansının değişimi

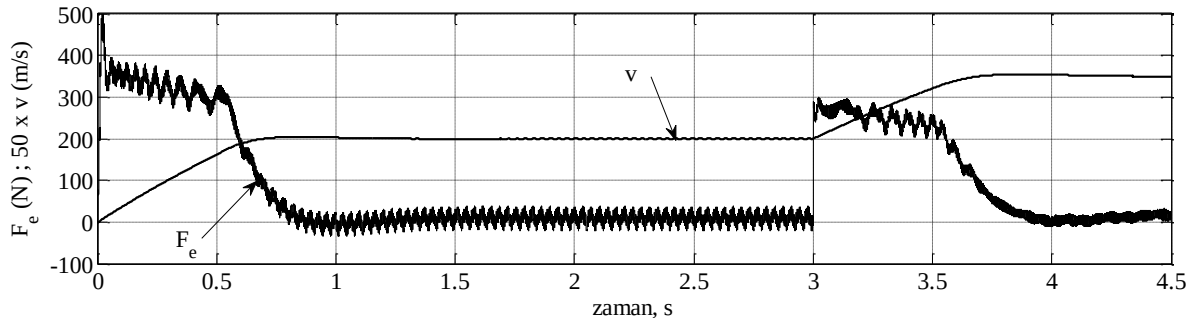


Şekil 4.4. Boşa çalışan LIM'in primer ve sekonder 1-faz akım değişimleri

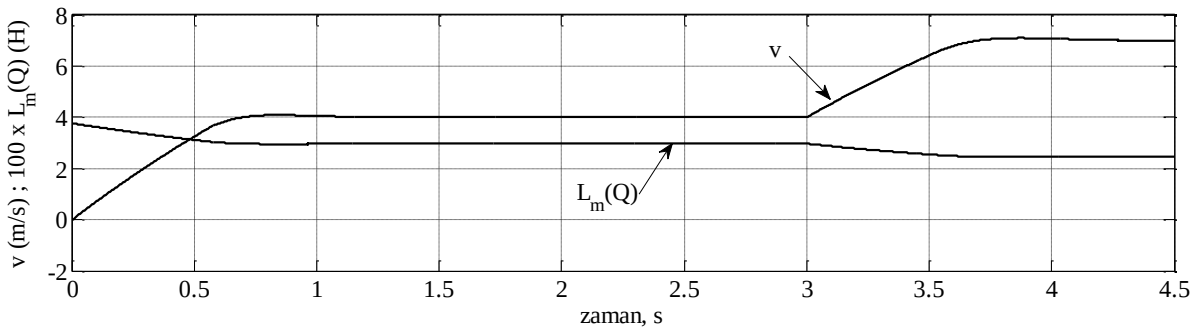


**Şekil 4.5.** Boşta çalışan LIM'in sekonder akı değişimleri

Kullanılan alan yönlendirme kontrol yöntemi gereği, daha evvel rotor akı fazörünün q bileşeni sıfır, d bileşeni ise sabit ve  $\psi_{sd} = L_m(Q)I_{mpd}$  kadar olacak şekilde kontrol denklemleri elde edilmişti. Şekil 4.5'e bakılırsa, motorun  $\psi_{sq} = 0$  olduğu ancak d bileşeninin sabit kalmadığı görülecektir. Bunun sebebi değişimi Şekil 4.3'te görülen mıknatıslanma indüktansının sabit kalmamasından kaynaklanmaktadır.



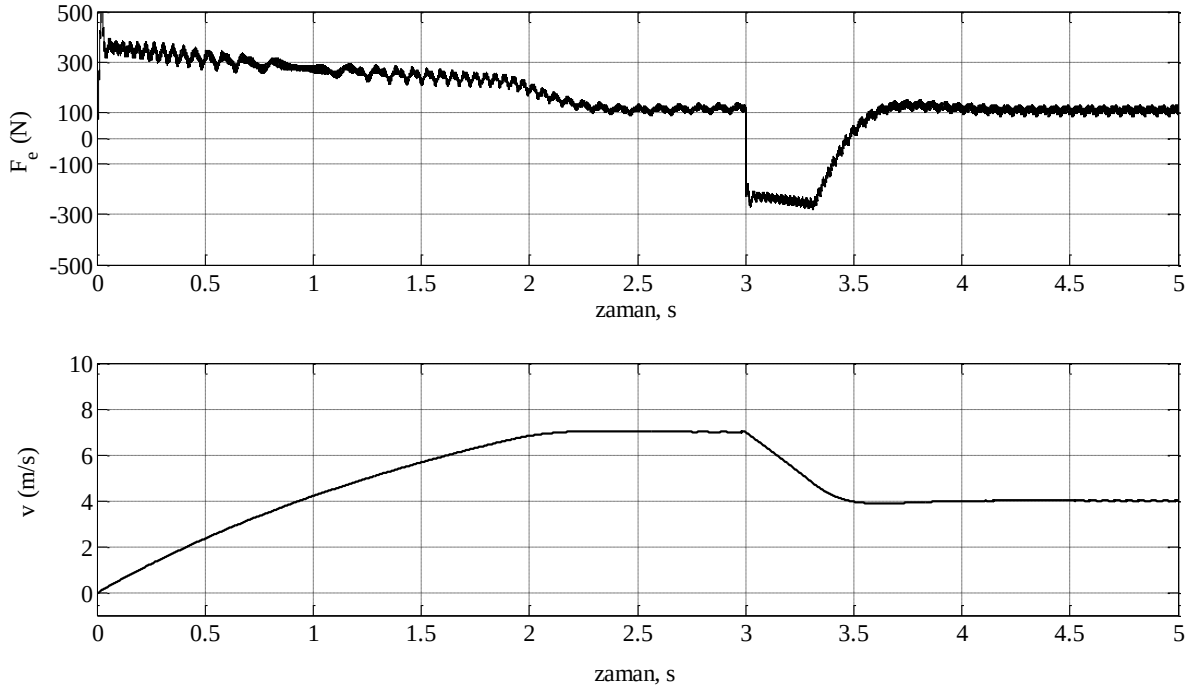
(a)



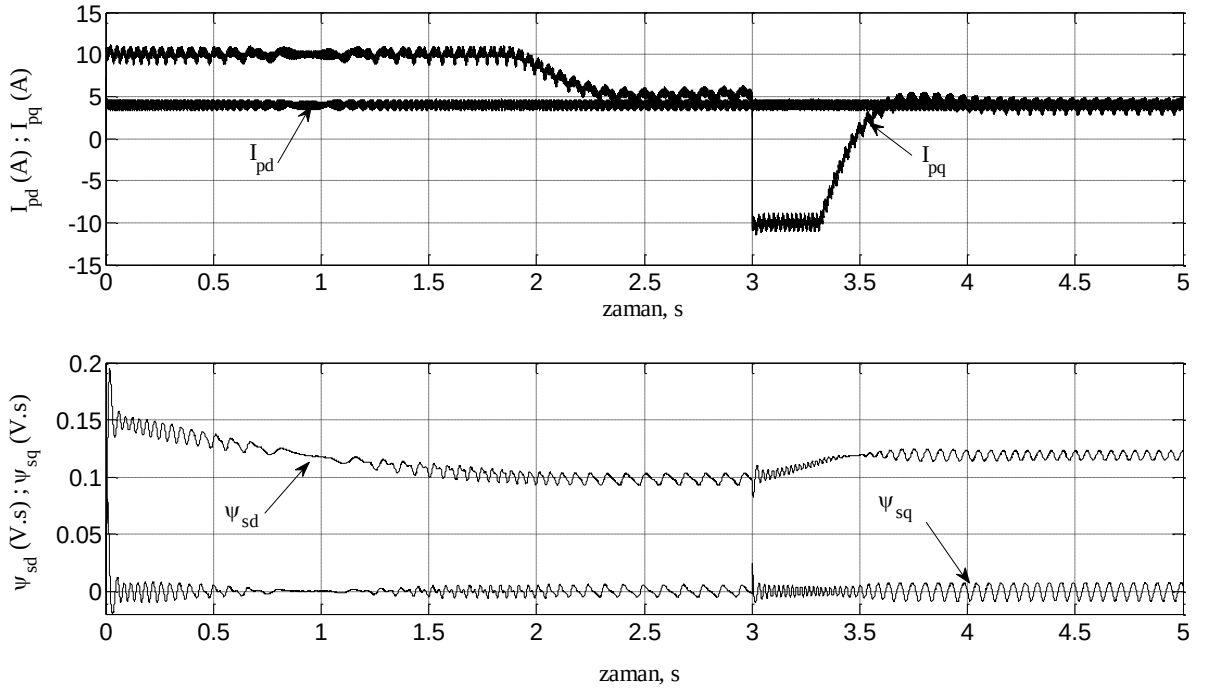
(b)

**Şekil 4.6.** Boşta çalışan LIM'in a-) Öteleme kuvveti ve hızının, b-) Mıknatıslanma indüktansı ve hızının değişimleri

Şekil 4.6'da LIM'in boşta çalışma koşulu altında motor değişkenlerinin değişimleri daha iyi okunabilmesi için, hızla beraber öteleme kuvvetinin ve yine hızla beraber mıknatıslanma indüktansının değişimleri verilmiştir.



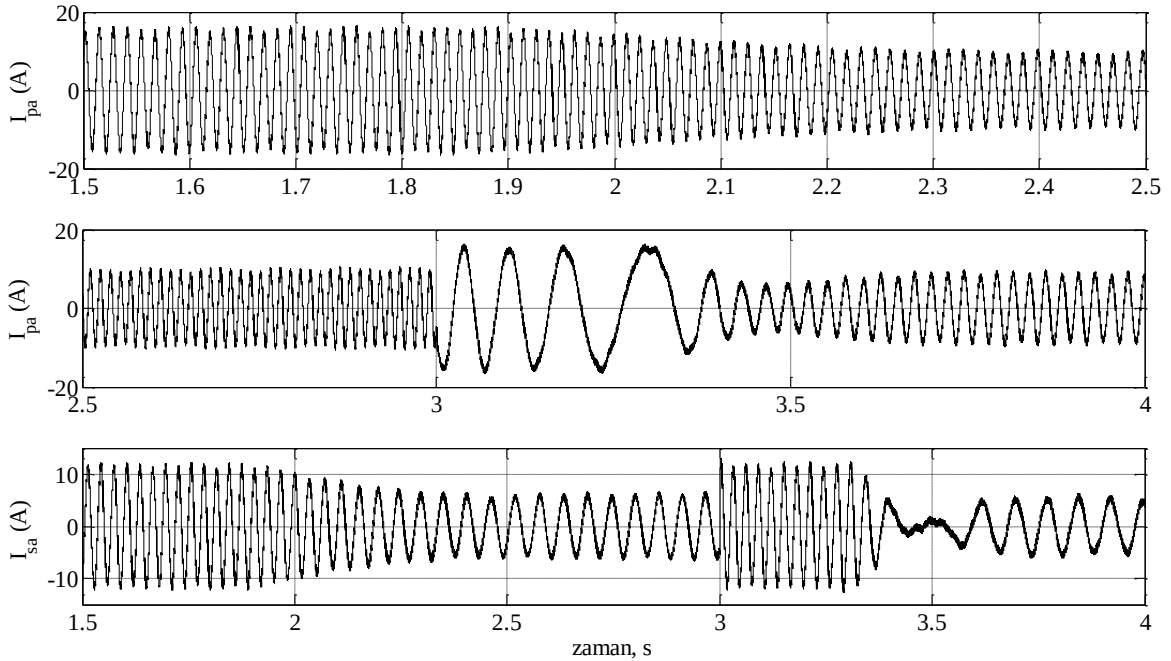
**Şekil 4.7.** 100 N yük altında LIM'in öteleme kuvveti ve hızının zamana göre değişimi



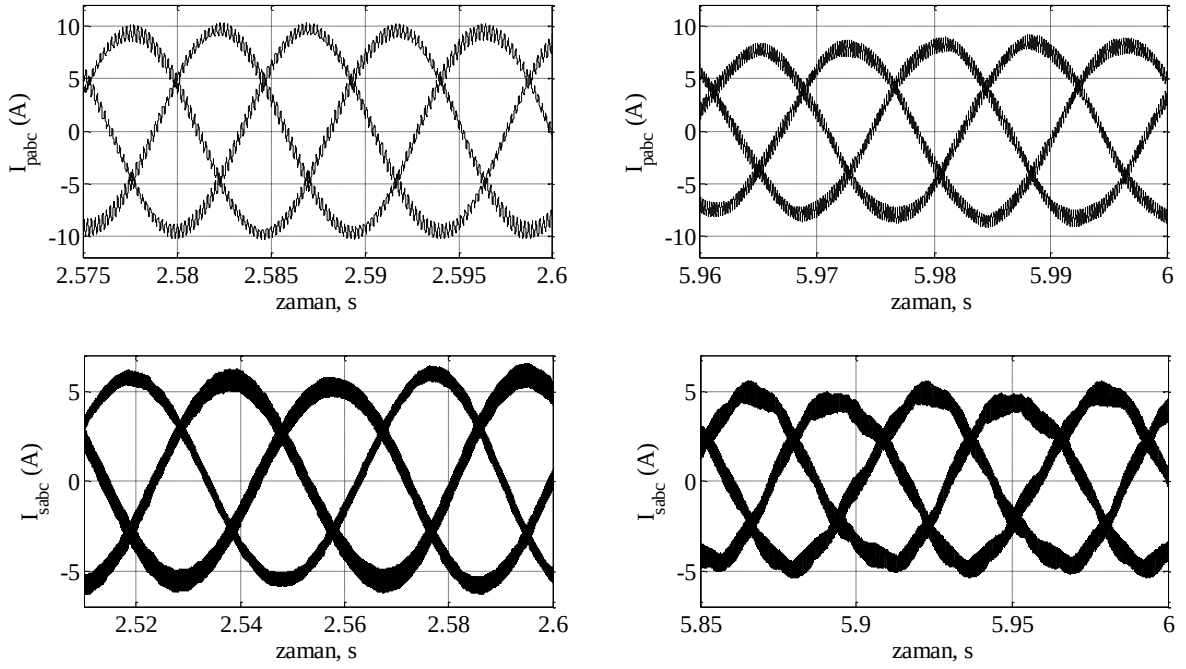
**Şekil 4.8.** 100 N yük altında LIM'in primer d-q akımları ve sekonder d-q akılarının zamana göre değişimleri

Şekil 4.7 ve Şekil 4.8'de ikinci çalışma koşulu altında bulunan lineer asenkron motorun yine öteleme kuvvetinin, hızının, primer d-q akımlarının ve sekonder akılarının

zamanla değişimleri verilmiştir. Bu koşul altında motor 3. saniyeye kadar hedef hız 7 m/s ve 3. saniyeden sonra motora hedef hız 4 m/s verilmiştir. Burada motor hızlanırken birinci koşuldaki gibi motorun öteleme kuvveti 200-400 N aralığında iken, motorun hızı sürekli duruma kavuştuğunda ise birinci koşuldan farklı olarak motorun ürettiği öteleme kuvveti 100 N civarındadır. Bunun nedeni motorun kendisine yüklenen yükü karşılamak zorunda bulunduğu içindir. Ayrıca 3. saniyeden sonra motor hızı, hedef hız 4 m/s olduğu için, azalmaya başladığında motorun ürettiği öteleme kuvveti negatif ve 100-300 N aralığındadır. Bu hız değişimine göre, öteleme kuvvetinin negatif olması motorun frenlendiği anlamına gelmektedir. Motor hızı 4 m/s olduğunda ise yine öteleme kuvveti yükü karşılayacak kadar ve 100 N olmuştur. Bu koşul altında motorun primer d akımı yine hep sabit (4 A) kalırken, q akımı motor hızlandığında sabit 10 A ve motor yavaşladığında sabit -10 A kadar, motor sürekli durumda iken ise birinci koşuldan farklı olarak sıfır değil 5 A kadar olmuştur. Yine bu çalışma koşulu altında sekonder q akı bileşeni hep sıfır iken, d akı bileşeni geçici durumda hıza bağlı olarak değişmiştir. Hız artarken akı zayıflamış, hız azalırken ise akı artmıştır. Ancak sürekli durumda ise bu akı sabit kalmıştır. Kontrol yöntemi gereği bu akının sabit kalmasını istediğimiz halde, değişim göstermesinin nedeni uç-etkileridir, yani mıknatıslanma indüktansının hızla beraber değişim göstermesidir.



**Şekil 4.9.** 100 N yük altında LIM'in primer ve sekonder a-fazı akımlarının zamana göre değişimleri

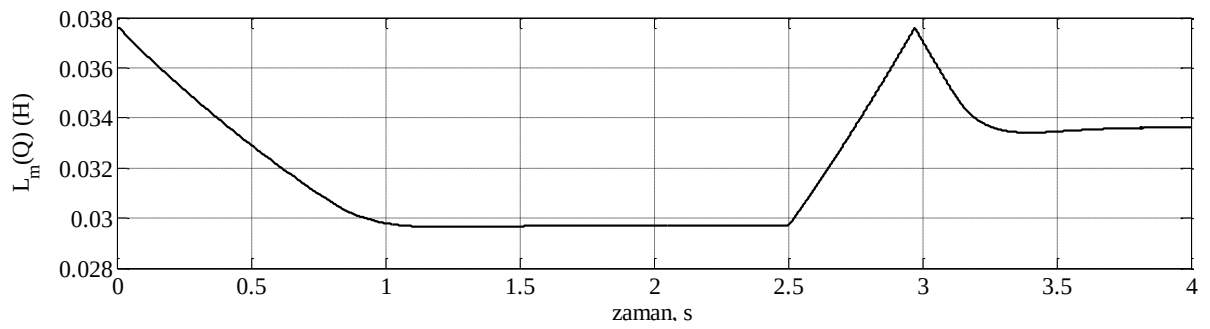


**Şekil 4.10.** 100 N yük altında LIM'in primer ve sekonder 3-faz akımlarının zamana göre değişimleri

Şekil 4.9'da ikinci çalışma koşulu altında motorun primer ve sekonder a-fazı akımlarının değişimleri verilmiştir. Primer akımının zamana göre değişimi verilirken iki farklı zaman aralığı kullanılmıştır. Bunun nedeni akım değişiminin daha net görülebilmesi içindir. Dikkat edilirse primer akımı 1.5-2.5 saniye ve 2.5-4 saniye aralığındaki değişimi görülecektir. Buradan anlaşılabileceği gibi motor hızlanırken sinüzoidal değişen a-fazı akımının genliği sabit kalmış ancak motor hızı 7 m/s'e ulaştığında ise bu akım daha küçük bir sabit değere düşmüştür. 3. saniyeden sonra motorun hız hedefi 4 m/s iken, görüldüğü gibi motor primer akımının frekansı iyice küçülmüş ve sekonder akımının frekansı ise artmıştır. Aynı zamanda primer akımının frekansı azalırken genliği artmış ve sekonder akımının frekansı artarken genliği yine artmıştır. Bunun nedeni kontrol tekniği motor hızını 7 m/s'den 4 m/s'e düşürebilmek için önce motorda yürüyen alanı yavaşlatmak için primere daha büyük genlikte ancak daha düşük frekansta gerilim uygulanmasını istemiştir. Bu istek yerine getirildikten sonra büyük gerilim altında daha büyük primer akımı ve gerilimin frekansına bağlı olarak bu akımın frekansı da küçük olmuştur. Düşük frekanslı yüksek genlikte primer akımı, sekonderde daha yüksek genlikte ve frekansta akımların indüklenmesine neden olmuştur. Şekil 4.9'dan görüldüğü gibi, hız 7 m/s'den 4 m/s'ye düştükten sonra sürekli durumda primer akımı genlik olarak yine, motor 7 m/s'de sürekli

durumda iken sahip olduğu akım değerine dűşerken frekansı azalmıştır. Sekonder akımı da genlik olarak değişmezken frekansı azalmıştır. Aslında burada primer akımı frekansının dűřmesinden dolayı sekonder akımının da frekansı dűřműřtür. Frekansı dűřmeden sekonder akımı azalacak olsaydı, sekonder akımı azalmakla birlikte frekansı artması gerekirdi.

İkinci alıřma kořulu için, yani motor 100 N yűk altında iken kendisine hedef gűsterilen hız deęerlerine ulařırken, sűrekli durum altında motorun primer ve sekonder 3-faz akımlarının zamana gűre deęiřimleri řekil 4.10’da gűrűlmektedir.

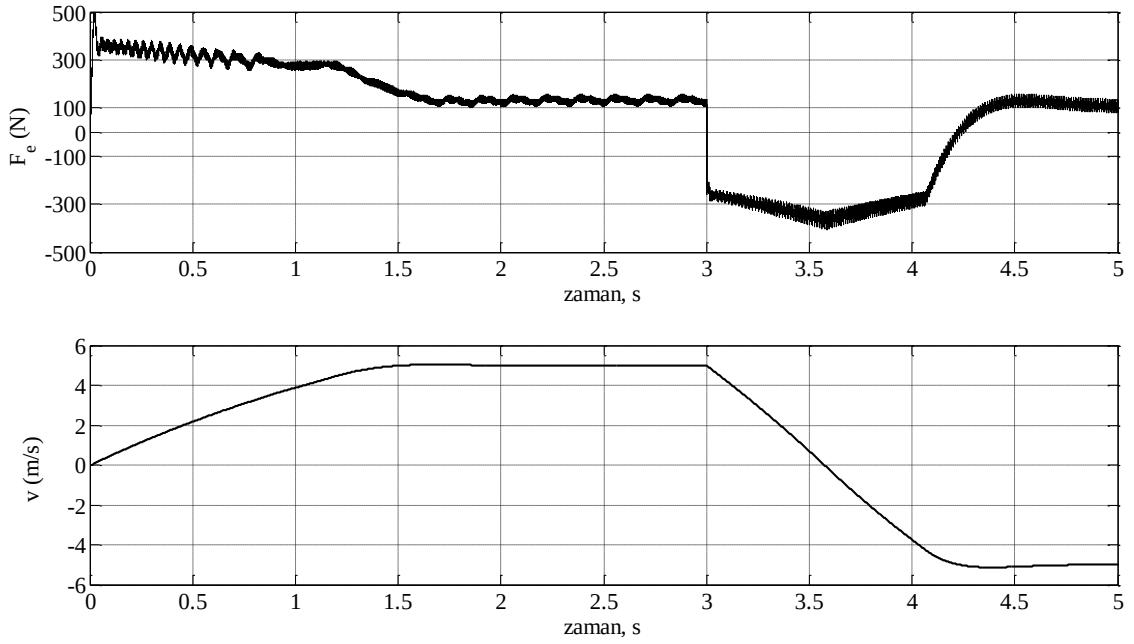


**řekil 4.11.** 100 N yűk altında LIM’in mıknatıslanma indűktansının zamana gűre deęiřimi

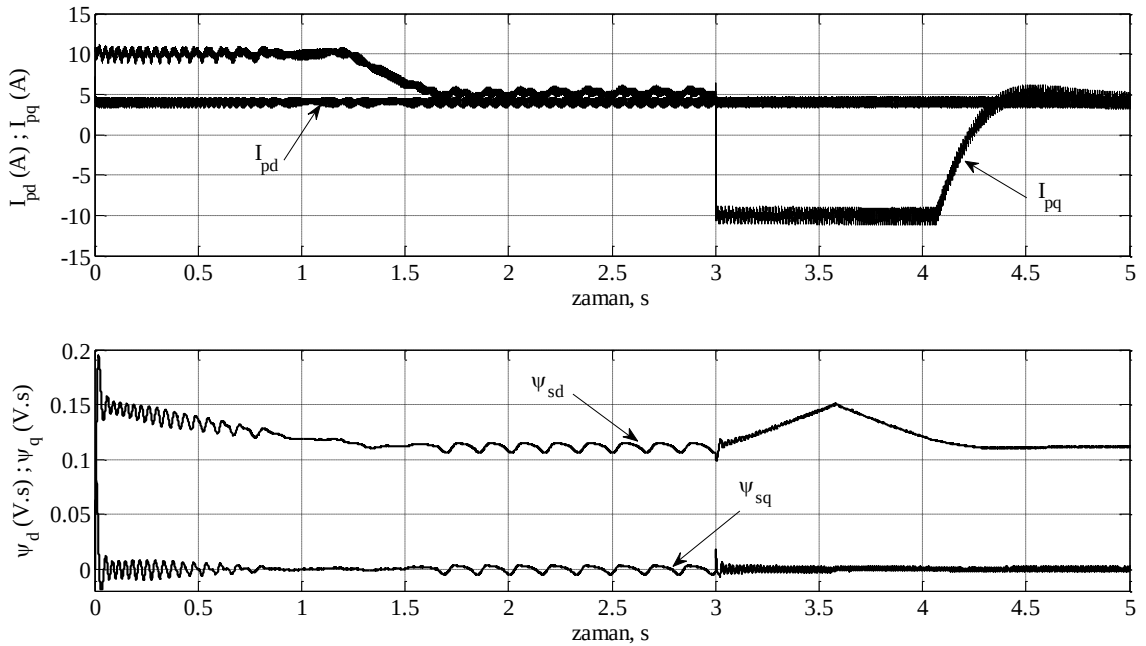
řekil 4.11’de gűrűlen mıknatıslanma indűktansının deęiřiminde, yine motor hızı artarken indűktans azalmıř, motor hızı dűřerken ise indűktans artmıřtır. Gűrűldűęű gibi indűktansın deęiřimi hızla ters orantılıdır. Bunun nedeni, dűřűk hızlarda uç-etkilerinin motor performansına yansımalarının kűűk, yűksek hızlarda ise uç-etkilerinin motor performansına yansımalarının bűyűk olmasından kaynaklanmaktadır.

űűűűű çalıřma kořulu altında motorun űrettięű űteleme kuvveti ve hızının deęiřimleri řekil 4.12’de, motorun primer d-q akımları ile sekonder d-q akıları řekil 4.13’te ve primer ile skonder 1-faz akımlarının deęiřimleri řekil 4.14’te verilmiřtir. Bu alıřma kořulu altında motor için 120 N’luk yűk varsayılmıř ve motora ilk 3 saniye için 5 m/s, ilk 3 saniyeden sonra ise -5 m/s hedef hız gűsterilmiřtir. řekil 4.12’ye bakıldıęında, bu kořul altında da motor kendisine belirlenen hızlara ulařmıřtır. Burada da yine motor hızlanırken űrettięű űteleme kuvveti 200-400 N kadar ve yavařlarken űrettięű űteleme kuvveti eksi 200-400 N civarındadır. Sűrekli durumda ise, yani hız sabit 5 m/s veya sabit -5 m/s olduęunda űretilen kuvvet yaklařık yűk kadar 120 N civarındadır. řekil 4.13’e bakıldıęında, motor hızlanırken primer q akımı sabit ve 10 A yavařlarken ise yine q akımı sabit ancak -10 A olmuřtur. Sűrekli durumda ise sadece yűk ihtiyaını karřılanacak kadar

akım çekilmiştir (5-6 A). Bu çalışma koşulu altında d akımı ise yine sabit ve 4 A kadar kalmıştır. Sekonder akılarından q akısı, kontrol yöntemi gereği hep sıfırda kalmış, ancak d akısı sabit olması gerekirken uç-etkilerinden dolayı değişmiştir. Şekil 4.13'ten görüldüğü gibi motor hızlanırken sekonder d akısı azalmakta ve motor yavaşlarken d akısı artmaktadır.



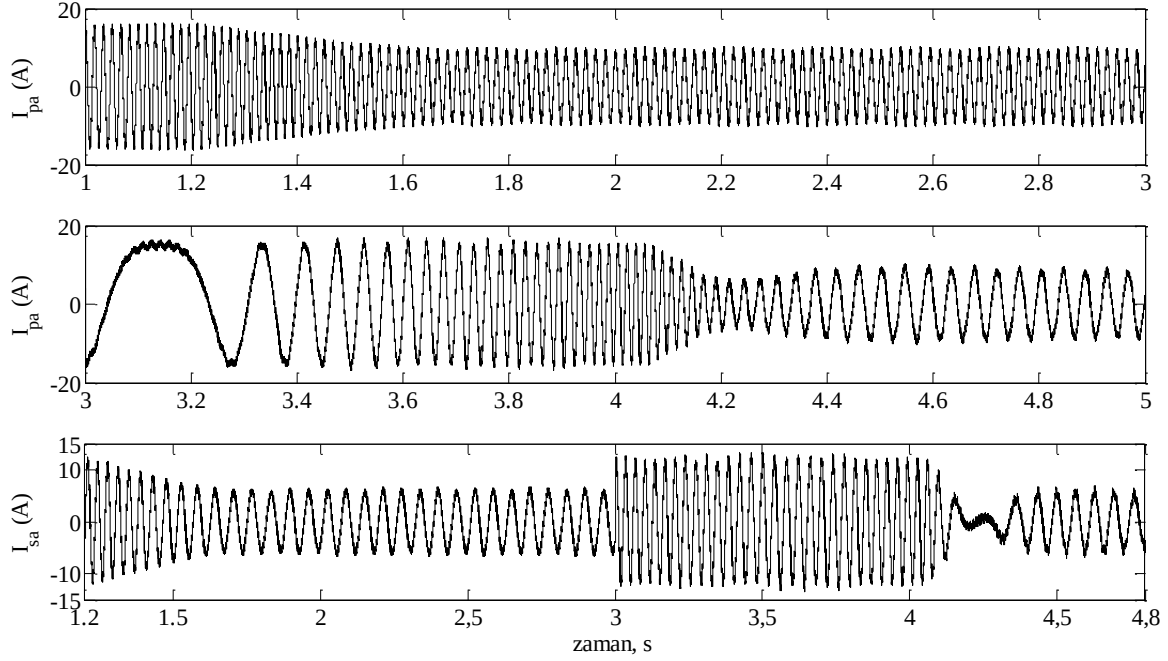
Şekil 4.12. 120 N yük altında LIM'in öteleme kuvveti ve hızının zamana göre değişimi



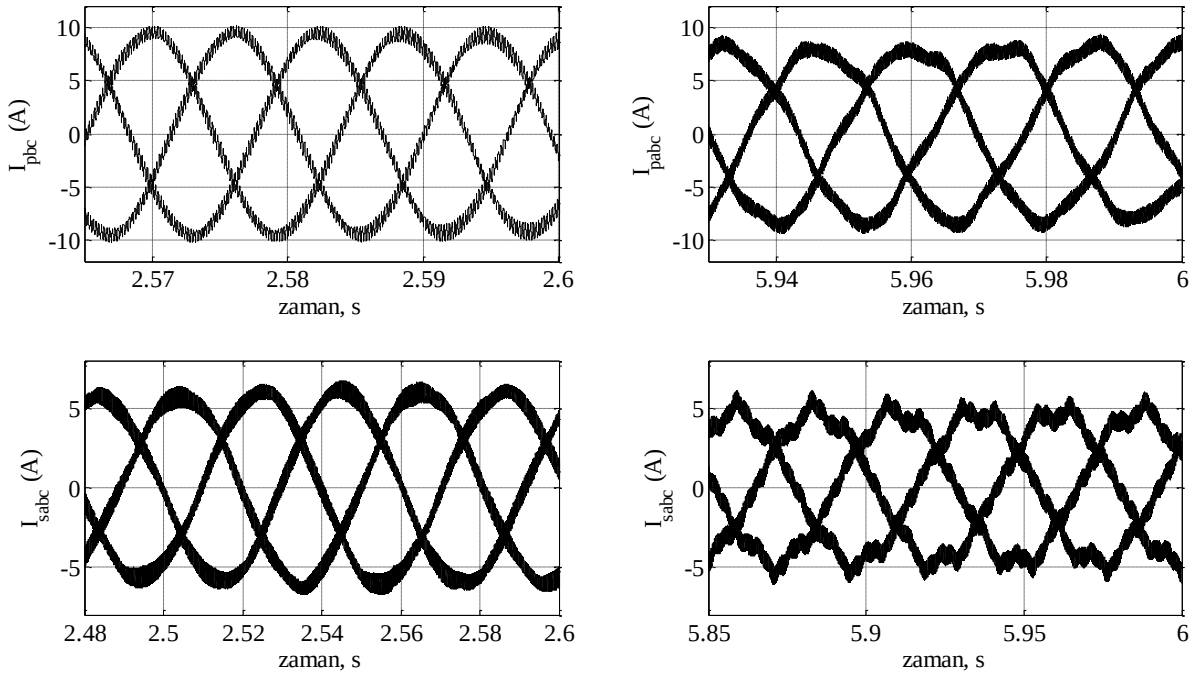
Şekil 4.13. 120 N yük altında LIM'in primer d-q akımları ve sekonder d-q akılarının zamana göre değişimleri



Şekil 4.14'e bakıldığında hem geçici hem de sürekli durumda motorun primer ve sekonder 1-faz akımlarının değişimleri görülecektir. Burada da motor hızlanırken ve yavaşlarken primer ve sekonder akımları genlik ve frekans bakımından, ikinci çalışma koşulu altındakine benzer şekilde değişim göstermişlerdir.

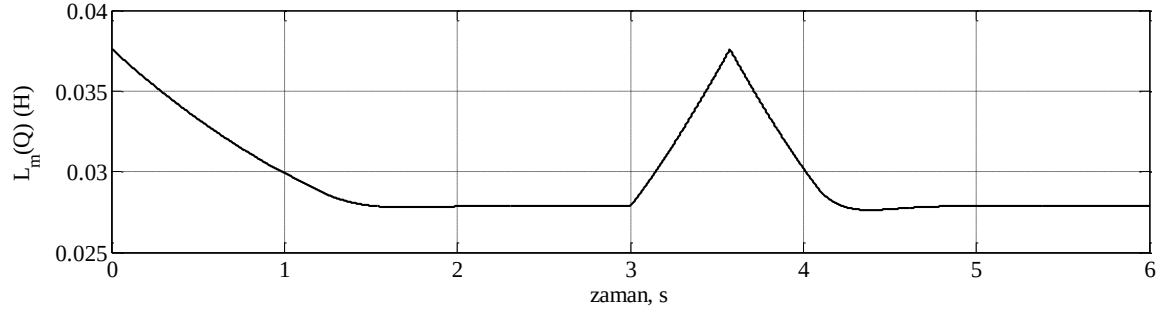


**Şekil 4.14.** 120 N yük altında LIM'in primer ve sekonder a-fazı akımlarının zamana göre değişimleri



**Şekil 4.15.** 120 N yük altında LIM'in primer ve sekonder 3-faz akımlarının zamana göre değişimleri

Şekil 4.15’te motorun sürekli durum 3-faz akımlarının değişimleri ve Şekil 4.16’da ise motorun uç-etkilerinden dolayı mıknatıslanma indüktansının değişimi görülmektedir.



**Şekil 4.16.** 120 N yük altında LIM’in mıknatıslanma indüktansının zamana göre değişimi

## 5. SONUÇ

Bu çalışmada matris konverterden beslenen lineer asenkron motorun hızı, vektörel kontrol tekniklerinden olan alan yönlendirme kontrol yöntemi ile kontrol edilmiştir. Kullanılan motor, asenkron motor ailesinden olduğu için hız ve moment kontrolü, doğru akım motorları kadar kolay olmayacağı bilinmektedir. Asenkron motor hız ve moment kontrolünün kolaylıkla yapılabilmesi için, doğru akım motorlarına benzer bir kontrol mantığının ortaya konması gerekmektedir. Bunun için bu çalışmada, ilk önce motor modeli oluşturulurken, aralarında  $120^\circ$  açı farkı bulunan a-b-c üç eksenli koordinat sistemi değişkenleri, aralarında  $90^\circ$  açı farkı bulunan durağan  $\alpha$ - $\beta$  iki eksenli koordinat sistemi değişkenlerine (Clarke dönüşümü) dönüştürülmüştür. Daha sonra  $\alpha$ - $\beta$  iki eksenli koordinat sistemi, hızdan bağımsız hareketli d-q (Park dönüşümü) iki eksen sistemi değişkenlerine dönüştürülmüştür. Buradan kasıt, asenkron motorların uygun kontrol yöntemleri kullanıldığında, hız ve momentinin doğru akım motorlarında olduğu gibi, ayrı iki akım bileşeniyle kontrol edilebileceğini göstermektir.

Kontrol için öncelikle, lineer asenkron motorun matematiksel modeliyle benzerlik gösterdiği bilinen, döner hareketli asenkron motorun d-q eksenli matematiksel denklemleri elde edilmiştir. Buradan hareket edilerek lineer asenkron motorun matematiksel modelinde, döner hareketli asenkron motorların matematiksel modelinden farklı olarak, motor performansını olumsuz yönde etkileyen uç-etkileri dediğimiz elektromanyetik etkiler dikkate alınmıştır. Ayrıca lineer asenkron motorun modeli oluşturulurken Duncan'ın faz-başı eşdeğer devresinden faydalanılmıştır. Burada Duncan motor uzunluğu boyunca, motorun giriş-çıkış uçlarında manyetik alanda ani değişimler meydana getiren ve motorun hava aralığındaki manyetik alanı bozan uç-etkilerinden bahsetmiştir. Ve uç-etkilerini, denklem (2.43)'te verilen birimsiz Q faktörü ile tanımlamıştır. Parametre değerleri Tablo 2.1'de verilen LIM'in modeli, Matlab/Simulink programında kurulup, Bölüm 2'de görüldüğü gibi, sabit kaynaktan beslenerek çalıştırılmıştır. Buradan elde edilen sonuçlardan hareketle uç-etkilerinin, motor performansına yansımalarının yüksek hızlarda büyük, düşük hızlarda küçük olduğu söylenebilir.

Yine bu çalışmada LIM'in beslemesi, alternatif akımdan alternatif akıma direkt dönüşüm yapan, matris konverter kullanılarak yapılmıştır. Matris konverter, enerji depolayan ara elemanlara ihtiyaç duymaması, sinüzoidal giriş-çıkış akımları, konverter

çıkışında istenilen frekans ve gerilim değerin kolayca elde edilmesi ve yapım-bakım maliyetlerinin az olması gibi avantajlardan dolayı, tercih edilmiştir. Ayrıca matris konverter 3-fazlı frekans ve gerilim kontrolünde invertere ciddi bir rakip olarak görülmektedir. Bölüm 3'te yapılan benzetim çalışmasında LIM, çıkış gerilimi 160 volt, frekansı 60 Hz ve anahtarlama frekansı 5 kHz olarak seçilen matris konverterden beslenmiştir. Bu benzetimde LIM 150 N yük altında çalıştırılmıştır. Matris konverter anahtarlarına uygulanan darbe dizileri, toplamaları her durumda 1 olan modülasyon terimleri, bir testere dişi sinyal ile karşılaştırıldıktan sonra elde edilmiştir. Bu durumda LIM'e uygulanan gerilimin her bir fazı, 3-faz giriş gerilimlerinin yarıiletken anahtarlar yardımı ile uygun şekilde kıyılması sonucu elde edildiği anlaşılmaktadır. Simülasyon sonuçlarından da görüleceği üzere, LIM değişkenlerinde matris konverter etkisi, ayrıca LIM'e uygulanan gerilimin istenen genlik ve frekansta olduğu kolaylıkla görülebilmektedir.

Bu çalışmada dolaylı olarak sekonder akısı yönlendirilerek LIM'in hız kontrolünün benzetimi, Matlab/Simulink programı yardımıyla gerçekleştirilmiştir. Alan yönlendirme kontrol tekniğinin asenkron motorlara doğru akım motorların da olduğu gibi, hız ve momentin iki ayrı akım bileşeni ile kontrol edilebileceği yukarıda bahsedilmiştir. Bu kontrol tekniğinde alan  $d$  akım bileşeni tarafından, moment ise  $q$  akım bileşeni tarafından kontrol edildiği benzetim sonuçlarından görülmektedir.

Bütün çalışma koşulları için elde edilen benzetim sonuçlarında, LIM değişkenleri karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Burada primer  $d$  akım bileşeni sabit kaldığı,  $q$  akım bileşeni ise öteleme kuvveti ihtiyacına cevap verecek şekilde değiştiği görülmektedir. Ayrıca benzetimde, mıknatıslanma indüktansı ve sekonder  $d$  akı bileşeni de LIM hızıyla ters orantılı olarak değişim gösterdiği görülmektedir. Yine  $q$  akı bileşeni, kontrol yöntemi gereği bütün çalışma koşullarında sıfır olduğu görülmektedir. Ayrıca yine kontrol yöntemi gereği sabit kalması istenen  $d$  akı bileşeni, sabit kalmayıp hızla birlikte değişim göstermiştir. Bu duruma elektromanyetik uç-etkileri neden olmaktadır. Dolayısıyla manyetik uç-etkilerinin motor performansını olumsuz yönde etkilediği söylenebilir. LIM performansını artırıcı veya uç-etkilerinin etkisini azaltıcı çeşitli çalışmalar devam etmektedir.

Sonuç olarak LIM'in beslemesi ve kontrolünde kullanılan, matris konverter ve vektör kontrol tekniği sayesinde, motor kontrol komutları doğrultusunda performans göstermiştir. Ayrıca LIM'in istenen gerilim-frekansta beslenebileceği ve hızının yine

istendiği gibi kontrol edilebileceği, bu yapılan çalışmada görülmüştür. Bu alışma LIM'in beslemesi ve kontrolü alanında yapılan çalışmalar bakımından, farklı ve yeni bir bakış açısı kazandırması açısından önemlidir.

## KAYNAKLAR

- Duncan, J. ve Eng, C.,** 1983, Linear induction motor-equivalent circuit model, IEE Proc., Electr. Power Appl., 130, (1), pp. 51–57.
- Kang G. ve Nam K.,** 2005, Field-oriented control scheme for linear induction motor with the end effect, IEE Proc.-Electr. Power Appl. Vol. 152, No. 6.
- Altun, H.,** 2001, Lineer Asenkron Motorun Vektör Kontrolü, Elektrik-elektronik Anabilim Dalı Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elazığ.
- Ziagos, P.D., Khan, S. I. ve Rashid, M. H.,** 1985, Some improved forced commutated cycloconverters structure, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-21, No 5, 1242-1253.
- Nasar, S.A. ve Boldea, I.,** 1987, Linear Motors: Theory, Design and Practical Applications, Prentice-Hall, Inc., New Jersey.
- Roy, G. ve April, G. E.,** 1989, Cycloconverter operation under a new scalar control algorithm, Conference Records of IEEE PESC, Milwaukee, 368-375.
- Alesina, A. ve Venturini, M.,** 1988, Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switches direct PWM ac-ac converter, Proceedings of IEEE/PESC, vol. 2, 1284-1291.
- Faiz, J. ve Jafari, H.,** 2000, Accurate Modeling of Single-Sided Linear Induction Motor Considers End, efect and Equivalent Thickness. IEEE Transaction on Magnteics, 36, 3785-3790.
- Budig, P. K.,** 2000, The Application of Linear Motors, IEEE Power Electronics and Motion Control Conference Proceedings, Beijing, 3, 1336–1341.
- Pandian, S. R., Takemura, F., Hayakawa, Y. ve Kawamura, S.,** 1999, Control Performance of an Air Motor – Can Air Motors Replace Electric Motors, Proceedings of the 1999 IEEE International Conference on Robotics and Automation, Kyoto, 1, 518–524.
- Takemura, F., Pandian, S.R., Nagase, Y., Mizutani, H., Hayakawa Y. ve Kawamura, S.,** 2000, Control of a Hybrid Pneumatic/Electric Motor, Proceedings of the 2000 IEEE/RSI International Conference on Intelligent Robots and Systems, Takamatsu, 1, 209–214.
- Gyugyi L. ve Pelly B. R.,** 1976, Static Power Frequency Changers, New York, Willey.

- Lequesne, B.**, 1996, Permanent Magnet Linear Motors for Short Strokes, IEEE Transactions on Industry Applications, 32, 161–168.
- Ishiyama, M., Makoto, I., Kitaoka, T., Matsumoto, Y. ve Yagoto, M.**, 1999, Linear Motor, 5955798, US Patent Issued.
- Zhu, Z. Q., Hor, P. J., Howe, D. ve Rees-Jones, J.**, 1997, Novel Linear Tubular Brushless Permanent Magnet Motor, Eighth International Conference on Electrical Machines and Drives, Cambridge, 91–95.
- Ikeda, M., Hashimoto, H. ve Harashima, F.**, 1993, Robust Control of Linear DC Motor Using DSP, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Budapest, Conference Proceedings, 397–402.
- Ziagos, P.D., Khan, S. I., Rashid, M. H.**, 1986, Analysis and design of forced commutated cycloconverter structure with improved transfer characteristics, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IE-33, No 3, 271-280.
- Liaw, C. M., Shue, R. Y., Chen, H. C. ve Chen, S. C.**, 2001, Development of a Linear Brushless DC Motor Drive with Robust Position Control, IEE Proc.-Electr. Power ApplicationsHsinchu, 111–118.
- Shieh, N. C. ve Tung, P. C.**, 2001, Robust Output Tracking Control of a Linear DC Brushless Motor for Transportation in Manufacturing System, IEE Proc.-Electr. Power Appllication., Chung-Li, 148, 119–124.
- Gieras, J. F.**, 1994, Linear Induction Drives, Oxford Science Publications.
- Brückl, S.**, 1999, Feed-Drive System with a Permanent Magnet Linear Motor for Ultra Precision Machine Tools, IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Hong Kong, 2, 821–826.
- Basak A. ve Hirkooi, G. H.**, 1990, Computation of Magnetic Field in DC Brushless Linear Motors with NdFeB Magnets, IEEE Transactions on Magnetics, 26, 948-951.
- Laithwaite, E.R.**, 1971, Linear Electric Motors, Mills&Boon Limited, London.
- Altun, H. ve Sünter, S.**, 2007, Application of Matrix Converter to Doubly-Fed Induction Motor for Slip Energy Recovery with Improved Power Quality, IEEE International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP'2007),10-12 September,Bodrum-Türkiye.
- Altun, H., Sünter S.**, 2003, Matrix converter induction motor drive: modeling, simulation and control, Electrical Engineering 86: 25-33

- Sünter S.**, 2000, Matris konverterden beslenen 3 fazlı asenkron motorun kayma regülasyonu kullanarak hız kontrolü Tok'2000, Ankara, 21-22, S. 107-111.
- Jaroslav, H.**, 2007, Linear Motor Control in Active Suspension Systems, MSMT projects 21.
- Hoang, V. N.**, 2003, Design Of A Single-Sided Linear Induction Motor, Lisans Tezi, School Of Information Technology And Electrical Engineering, University Of Queensland, Brisbane.
- Freitas, J., Dias, J., Freitas A. ve Cabrita, C.**, 1994, Optimized Design Of The Tubular Induction Actuator Aided By Computer, Proceedings in 7th Mediterranean Electrotechnical Conference, Antalya, 2, 770 –772.
- Milanovic, M. ve Dobaj, B.**, 1998, A novel unity power factor correction principle in direct AC to AC matrix converters, Power Electronics Specialists Conference, 29th Annual IEEE, Volume 1: 746 –752.
- Sünter, S. ve Clare, J.C.**, 1996, A true four quadrant matrix converter induction motor drive with servo performance, Power Electronics Specialists Conference, 27th Annual IEEE, Volume 1: 146 –151.
- Ziegler, M., ve Hofmann, W.**, 1999, Implementation of a two steps commutated matrix converter, Power Electronics Specialists Conference, PESC 99. 30th Annual IEEE, Volume 1:175-180.
- Sünter S., Altun H.**, 2001, Matris Konvertörde Giriş Gerilimi Üzerindeki Harmonik Etkisinin incelenmesi ve Kompanzasyonu”, Elektrik-Elektronik Bilgisayar Mühendisliği 9. Ulusal Kongresi, Kocaeli, S. 191-195.
- Siyong Kim; Seung-KiSul, and Lipo,T.A.**, 2000, AC/AC power conversion based on matrix converter topology with unidirectional switches” Industry Applications, IEEE Transactions on, Volume 36, Issue 1:139-145.
- Vaez-Zadeh, S., Satvati, M. R.**, 2007, Vector Control of Linear Induction Motors with End Effect Compensation, Department of Electrical Engineering, University of Tehran, Iran vaezsgut.ac.ir.
- Haroutuon A. Hairik Mohammed H. Hassan**, 2009, Dynamic Model of Linear Induction Motor Considering the End Effects, University of Basrah-College of Engineering Department of Electrical Engineering.
- Blaschke F.**, 1974 Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine, pp.



- Yamamura, S.**, (1979), Theory of Linear Induction Motor, New York, Wiley.
- Kim, W. J., Berhan, M. T., Trumper, D. L. ve Lang, J. H.**, 1996, Analysis and Implementation of a Tubular Motor with Halbach Magnet Array, Proceedings of the IEEE Industry Applications Society 31st Annual Meeting, San Diego, 471–478.
- Venturini M.**, 1980, A new sine wave in sine wave out, conversion technique which eliminates reactive elements, in Proceedings of Powercon 7, San Diego, CA,E3-1-E3-15
- Gündoğdu A.**, 2005, Matris Konverterden Beslenen Sabit Mıknatıslı Motorun Vektör Kontrolünün Sayısal Benzetimi, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elazığ.
- Tuzsuzoglu, K.**, 2003, Matris Çeviriciden beslenen üç Fazlı Asenkron Motorun Vektör Kontrolünün Simulink ile Benzetimi, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elazığ.
- Polat M. ve Kürüm H.**, 2002, Dolaylı Rotor Akısı Alan Yönlendirme Yöntemindeki Parametre Değişimlerinin Etkilerinin İncelenmesi, Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu, ELECO'2002, 115-119, Bursa.
- Özkop E.**, 2006, Doğrusal Hareketli Asenkron Motorun Bulanık Mantıkla Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Trabzon.
- Erdem E.**, 2007, Matris Çeviriciden Beslenen Asenkron Motor Sürücüsünün tasarımı ve Kontrol Algoritmalarının uygulanmasında Yeni Bir Yaklaşım, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elazığ.

## ÖZGEÇMİŞ

01.05.1980 tarihinde Batman'da doğdu. İlkokulu, Petrol Ofisi İlkokulunda, ortaokulu Yahya Kemal Beyatlı Ortaokulunda, lise eğitimini ise Batman Teknik ve Endüstri Meslek Lisesinde tamamladı. 1999 yılında Dicle Üniversitesi Batman Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümünü kazandı. 2003 yılında lisans eğitimini tamamladı. 2005 yılında Midyat/Mardin Endüstri Meslek Lisesine, sözleşmeli Elektrik öğretmeni olarak atandı. Bir sene söz konusu okulda görev yaptıktan sonra, norm fazlası durumuna düşmesinden dolayı, Nusaybin/Mardin Teknik ve Endüstri Meslek Lisesine atandı ve burada 2009 yılının Aralık ayına kadar çalıştı. 2009 yılının Aralık ayında, Şırnak Üniversitesi Şırnak Meslek Yüksek Okulunda, göreve başladı. Faal olarak söz konusu okulda görevine devam etmektedir. 2007 yılında Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı Yüksek Lisans programına kayıt oldu. 2010 yılında bu programdan mezun oldu.