

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

**VEKTÖR DENETİM YÖNTEMİ VE DOĞRUDAN MOMENT  
DENETİM YÖNTEMİ UYGULANAN BİR ASENKRON  
MOTORDA HIZ DENETİM PERFORMANSLARININ  
KARŞILAŞTIRILMASI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**  
**Hakan AÇIKGÖZ**

**Anabilim Dalı: Elektrik Eğitimi**  
**Programı: Elektrik Makinaları**

**Tez Danışmanı: Doç. Dr. Beşir DANDIL**

**EYLÜL-2010**

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

**VEKTÖR DENETİM YÖNTEMİ VE DOĞRUDAN MOMENT DENETİM  
YÖNTEMİ UYGULANAN BİR ASENKRON MOTORDA HIZ DENETİM  
PERFORMANSLARININ KARŞILAŞTIRILMASI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ  
Hakan AÇIKGÖZ  
(08126102)**

**Anabilim Dalı: Elektrik Eğitimi  
Programı: Elektrik Makinaları**

**Tez Danışmanı: Doç. Dr. Beşir DANDIL  
Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 03.09.2010**

**EYLÜL-2010**

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

**VEKTÖR DENETİM YÖNTEMİ VE DOĞRUDAN MOMENT DENETİM**  
**YÖNTEMİ UYGULANAN BİR ASENKRON MOTORDA HIZ DENETİM**  
**PERFORMANSLARININ KARŞILAŞTIRILMASI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**  
**Hakan AÇIKGÖZ**  
**(08126102)**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 03 Eylül 2010**  
**Tezin Savunulduğu Tarih: 01 Ekim 2010**

**Tez Danışmanı:** Doç. Dr. Beşir DANDIL (F.Ü)  
**Diğer Jüri Üyeleri:** Prof. Dr. Hanifi GÜLDEMİR (F.Ü)  
Doç. Dr. Servet TUNCER (F.Ü)

**EYLÜL-2010**

## **ÖNSÖZ**

Bu tezin hazırlanmasında çok büyük yardımlarını gördüğüm ve değerli fikirleriyle her zaman beni yönlendiren danışman hocam Doç. Dr. Beşir DANDIL'a, ve hem lisans dönemimde hem de yüksek lisans dönemimde her zaman desteğini gördüğüm, benim için çok değerli olan ve çok sevdiğim hocam Arş. Gör. Resul ÇÖTELİ'ye teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca hiçbir zaman dostluklarını ve yardımlarını benden esirgemeyen ve tez çalışmam süresince verdikleri desteklerinden dolayı Arş. Gör. Deniz KORKMAZ'a, Ümit BUDAK'a, Aykut DİKER'e ve Arş. Gör. Ömer Faruk ALÇİN'e teşekkür ederim.

Yine bu tez çalışmam sırasında bana verdikleri desteklerinden dolayı sevgili anneme, babama ve kardeşlerime teşekkürü bir borç bilirim.

**Hakan AÇIKGÖZ**  
**ELAZIĞ–2010**

## İÇİNDEKİLER

|                                                                               | <u>Sayfa No</u> |
|-------------------------------------------------------------------------------|-----------------|
| ÖNSÖZ.....                                                                    | III             |
| İÇİNDEKİLER.....                                                              | IV              |
| ÖZET.....                                                                     | VI              |
| SUMMARY.....                                                                  | VII             |
| ŞEKİLLER LİSTESİ.....                                                         | VIII            |
| TABLOLAR LİSTESİ.....                                                         | XI              |
| SEMBOLLER LİSTESİ.....                                                        | XII             |
| KISALTMALAR LİSTESİ .....                                                     | XV              |
| 1. GİRİŞ .....                                                                | 1               |
| 2. ASENKRON MOTORLARIN YAPISI VE DENETİMİ.....                                | 6               |
| 2.1 Asenkron Motorlar ve Yapısı.....                                          | 6               |
| 2.1.1 Stator.....                                                             | 6               |
| 2.1.2 Rotor .....                                                             | 7               |
| 2.2 Asenkron Motorların Çalışma İlkesi .....                                  | 7               |
| 2.3 Asenkron Motorun Üç Fazlı Matematiksel Modeli .....                       | 8               |
| 2.4 Asenkron Motorun Dinamik Matematiksel Modeli .....                        | 10              |
| 2.5 Asenkron Motorlarda Vektör Denetimi.....                                  | 11              |
| 2.5.1 Motor Modelleme ve Vektör Denetimin Temel Kavramları .....              | 12              |
| 2.5.1.1 İki-Eksenli Koordinat Sistemi ve Uzay Vektörü.....                    | 12              |
| 2.5.1.2 Referans Eksen Takımlarının Dönüşümü .....                            | 13              |
| 2.5.1.3 AA Motorun Dinamik Modeli .....                                       | 15              |
| 2.5.1.4 Vektör Denetimin İlkesi.....                                          | 19              |
| 2.5.2.1 Rotor Akı Eksen Takımına Göre Motor Modelleme ve Vektör Denetimi .... | 20              |
| 2.5.2.2 Stator Akı Eksen Takımına Göre Motor Modelleme ve Vektör Denetimi.... | 24              |
| 2.5.2.3 Hava Aralığı Akı Eksen Takımına Göre Motor Modelleme ve Denetimi..... | 28              |
| 2.6 Asenkron Motorlarda Doğrudan Moment Denetimi .....                        | 32              |
| 2.6.1. Doğrudan Moment Denetiminin Çalışma Prensibi .....                     | 32              |
| 2.6.2. DMD'nin Matematiksel ve Fiziksel Yorumu .....                          | 33              |
| 2.6.3 DMD'de Anahtarlama Tablosunun Belirlenmesi .....                        | 40              |
| 2.6.4 Stator Akısı Uzay Vektörünün Bulunduğu Bölgenin Hesabı .....            | 42              |

|           |                                                                    |           |
|-----------|--------------------------------------------------------------------|-----------|
| 2.6.5     | Histerezis Bant Denetimi .....                                     | 43        |
| 2.6.6     | Temel DMD Sürücü Sistemi.....                                      | 45        |
| 2.7       | DMD’ nin İyileştirilmesi için Geliştirilen İleri Yöntemler.....    | 49        |
| <b>3.</b> | <b>BENZETİM ÇALIŞMALARI .....</b>                                  | <b>51</b> |
| 3.1       | Alan Yönlendirmeli Denetim Yöntemi için Benzetim Modeli .....      | 51        |
| 3.1.1     | Rotor Alan Yönlendirmeli Denetim için Benzetim Modeli.....         | 53        |
| 3.1.1.2   | Benzetim Çalışması Sonuçları .....                                 | 54        |
| 3.1.2     | Stator Alan Yönlendirmeli Denetim için Benzetim Modeli .....       | 64        |
| 3.1.2.1   | Benzetim Çalışması Sonuçları .....                                 | 65        |
| 3.1.3     | Hava Aralığı Alan Yönlendirmeli Denetim için Benzetim Modeli ..... | 72        |
| 3.1.3.1.  | Benzetim Çalışması Sonuçları .....                                 | 72        |
| 3.2       | Doğrudan Moment Denetim Yöntemi için Benzetim Modeli .....         | 80        |
| 3.2.1     | Benzetim Çalışması Sonuçları .....                                 | 80        |
| <b>4.</b> | <b>SONUÇLAR .....</b>                                              | <b>88</b> |
|           | <b>KAYNAKLAR.....</b>                                              | <b>89</b> |

## ÖZET

Asenkron motorlar diğer elektrik motorlarına göre mevcut yapısal ve maliyet üstünlüklerinin yanına günümüzde, gelişen teknoloji ile birlikte denetim kolaylığını da eklemiştir. Asenkron motorların vektör denetimi, doğru akım motorlarının denetim ilkesine dayanır. Doğru akım motorları dinamik davranışları açısından yüksek performansa sahiptir ve denetimleri kolaydır. Serbest uyarımlı doğru akım motorlarında endüvi ve uyarım sargıları birbirine dik olduğu için endüvi ve uyarım sargılarının akımları birbirinden bağımsız denetlenebilir. Asenkron motorlarda ise böyle bir durum yoktur. Asenkron motorlar üzerine yapılan çalışmalar, eğer üç fazlı değişkenler iki fazlı dq-eksenine dönüştürülür ve dq-eksen bileşenlerinin denetimi yapılırsa, bu motorların doğru akım motorlarına benzer bir şekilde denetlenebileceğini göstermiştir. Yapılan çalışmalarla bu eksen dönüşümlerinin yapıldığı vektör denetim yöntemleri geliştirilmiştir. Böylece asenkron motorlarda akı ve moment ayrı ayrı denetlenebilmektedir. Doğrudan moment denetim yönteminde ise akı ve moment optimum evirici durumlarının doğrudan seçimi ile denetlenir. Doğrudan akı ve moment denetiminin gerçekleştirildiği bu yöntemde vektör denetiminde kullanılan akı ve moment denetleyici yerine histerezis karşılaştırıcılar kullanılır.

Bu tez çalışmasında, bir asenkron motorun hız denetimi için benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Asenkron motorun denetiminde; rotor, stator ve hava aralığı alan yönlendirme yöntemleri ve doğrudan moment denetimi kullanılmıştır. Her bir yöntem için MATLAB/Simulink paket programı yardımı ile denetim yapısı oluşturulmuş ve hız denetimi için aynı koşullar altında benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmasından elde edilen sonuçlar değişik hız referanslarını izleme, yük momenti ve parametre değişimleri gibi bozucu etkenlere göre incelenmiş ve değerlendirilmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Asenkron Motor, Vektör Denetimi, Doğrudan Moment Denetimi

## **SUMMARY**

### **Comparison of Speed Control Performances of an Induction Motor Using Vector Control and Direct Torque Control Methods**

In parallel to technological advance, a new one as simplicity control of induction motors were added to its advantages such as structural and cost. Vector control of induction motors are based on control principle of DA motors. DA motors have high performance in terms of dynamic behaviour and their control is simple. Armature and excited winding currents of self-excited DA motors can be independently controlled because they are vertical to each other. There isn't such case in induction motors. Made studies on induction motors showed that these motors could be controlled such as DA motors if three-phase variables are converted to dq-axis and dq-axis currents are controlled. Vector control methods which are done transform of axis have been developed. Thus, flux and torque of induction motors can be independently controlled. In direct moment control method, flux and torque of induction motors is controlled with selection of optimum switching in inverter. In this control method realized direct flux and torque control; hysteresis controller (comparator) is used instead of flux and torque controller used in vector control methods

In this thesis, simulation studies are realized for speed control of an induction motor via MATLAB/Simulink software. Rotor, stator and air-gap flux methods and direct torque control method are used for speed control of induction motor. Architectures for each control methods are designed by MATLAB/Simulink and simulation results for architectures are given for same conditions. Obtained simulation results are evaluated and analyzed According to disturbance effects such as tracing different references speed, load torque and parameter variations.

**Key Words:** Induction Motor, Vector Control, Direct Torque Control



## ŞEKİLLER LİSTESİ

|                                                                                                                          | <u>Sayfa No</u> |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------|
| Şekil 2.1 Üç fazlı motorun eşdeğer iki faz vektörleri.....                                                               | 10              |
| Şekil 2.2 Gerilim uzay vektörü.....                                                                                      | 13              |
| Şekil 2.3 İki referans eksen takımı arasındaki dönüşüm.....                                                              | 14              |
| Şekil 2.4 Senkron ve duran eksen takımları arasındaki dönüşüm .....                                                      | 14              |
| Şekil 2.5 Eksen takımları ve koordinat sistemlerinin indüksiyon motoru denetimi için<br>dönüştürülmesinin anlatımı.....  | 15              |
| Şekil 2.6 Alan-yönlendirmeli denetimli sistemin genel bir eksen takımına atıfta<br>bulunan moment denetimi.....          | 18              |
| Şekil 2.7 Değişik referans eksen takımları.....                                                                          | 20              |
| Şekil 2.8 Sabit eksen takımında, stator ve rotor akıları ile stator akım vektörleri .....                                | 34              |
| Şekil 2.9 Sabit eksen takımında, $\Delta_t$ süresi boyunca stator akısı vektörünün değişimi. ....                        | 36              |
| Şekil 2.10 Gerilim vektörleri.....                                                                                       | 37              |
| Şekil 2.11 Stator akısı denetimi.....                                                                                    | 39              |
| Şekil 2.12 Stator akısı. ....                                                                                            | 40              |
| Şekil 2.13 Stator akısı uzay vektörü k. bölgede iken, seçilebilecek gerilim vektörleri ve<br>stator akısına etkisi ..... | 41              |
| Şekil 2.14 İki seviyeli histerezis bant denetiminin blok diyagramı.....                                                  | 44              |
| Şekil 2.15 Üç seviyeli histerezis bant denetiminin blok diyagramı .....                                                  | 44              |
| Şekil 2.16 DMD sürücüsü blok diyagramı.....                                                                              | 48              |
| Şekil 3.1 Asenkron motorun alan yönlendirmeli denetimine ilişkin MATLAB/Simulink<br>modeli .....                         | 51              |
| Şekil 3.2 Hız ve akı denetim bloğu.....                                                                                  | 52              |
| Şekil 3.3 Akım denetim bloğu.....                                                                                        | 53              |
| Şekil 3.4 Asenkron motorun MATLAB/Simulink modeli .....                                                                  | 53              |
| Şekil 3.5 Rotor alan yönlendirmeli denetim için alan yönlendirme bloğu .....                                             | 54              |
| Şekil 3.6 Rotor alan yönlendirmeli denetim için 295 rad/sn basamak hızda ve yüksüz<br>durumda elde edilen sonuçlar.....  | 56              |
| Şekil 3.7 Rotor alan yönlendirmeli denetim için sabit basamak hızlarda ve yüksüz<br>durumda elde edilen sonuçlar.....    | 58              |

|                                                                                                                                                                       |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Şekil 3.8</b> Rotor alan yönlendirmeli denetim için sabit basamak hızlarda ve yüksüz<br>durumda elde edilen sonuçlar.....                                          | 60 |
| <b>Şekil 3.9</b> Rotor alan yönlendirmeli denetim için sabit basamak hızlarda ve yüksüz<br>durumda elde edilen sonuçlar.....                                          | 62 |
| <b>Şekil 3.10</b> Rotor alan yönlendirmeli denetim için 300 rad/sn sabit hızda ve $t=0.8$ sn'den<br>itibaren 3.72 N.m yüklü durumda elde edilen sonuçlar.....         | 64 |
| <b>Şekil 3.11</b> Stator alan yönlendirmeli denetim için alan yönlendirme bloğu .....                                                                                 | 65 |
| <b>Şekil 3.12</b> Stator alan yönlendirmeli denetim için 295 rad/sn basamak hızda ve yüksüz<br>durumda elde edilen sonuçlar.....                                      | 66 |
| <b>Şekil 3.13</b> Stator alan yönlendirmeli denetim için sabit basamak hızlarda ve yüksüz<br>durumda elde edilen sonuçlar.....                                        | 67 |
| <b>Şekil 3.14</b> Stator alan yönlendirmeli denetim için sabit basamak hızlarda ve yüksüz<br>durumda elde edilen sonuçlar.....                                        | 69 |
| <b>Şekil 3.15</b> Stator alan yönlendirme için sabit basamak hızlarda ve yüksüz durumda<br>elde edilen sonuçlar .....                                                 | 70 |
| <b>Şekil 3.16</b> Stator alan yönlendirme için 300 rad/sn sabit hızda ve $t=0.8$ sn'den<br>itibaren 3.72 N.m yüklü durumda elde edilen sonuçlar.....                  | 71 |
| <b>Şekil 3.17</b> Hava aralığı alan yönlendirmeli denetim için alan yönlendirme bloğu .....                                                                           | 72 |
| <b>Şekil 3.18</b> Hava aralığı alan yönlendirme için 295 rad/sn basamak hızda ve yüksüz<br>durumda elde edilen sonuçlar.....                                          | 74 |
| <b>Şekil 3.19</b> Hava aralığı alan yönlendirme için sabit basamak hızlarda ve yüksüz<br>durumda elde edilen sonuçlar.....                                            | 75 |
| <b>Şekil 3.20</b> Hava aralığı alan yönlendirmeli denetim için sabit basamak hızlarda ve<br>yüksüz durumda elde edilen sonuçlar.....                                  | 77 |
| <b>Şekil 3.21</b> Hava aralığı alan yönlendirmeli denetim için sabit basamak hızlarda ve<br>yüksüz durumda elde edilen sonuçlar.....                                  | 78 |
| <b>Şekil 3.22</b> Hava aralığı alan yönlendirmeli denetim için 300 rad/sn sabit hızda ve<br>$t=0.8$ sn'den itibaren 3.72 N.m yüklü durumda elde edilen sonuçlar ..... | 79 |
| <b>Şekil 3.23</b> Asenkron motorun doğrudan moment denetimine ilişkin<br>MATLAB/Simulink modeli.....                                                                  | 80 |
| <b>Şekil 3.24</b> Doğrudan moment denetimi için 295 rad/sn basamak hızda ve yüksüz<br>durumda elde edilen sonuçlar.....                                               | 82 |

|                                                                                          |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Şekil 3.25</b> Doğrudan moment denetimi için sabit basamak hızlarda ve yüksüz         |    |
| durumda elde edilen sonuçlar.....                                                        | 83 |
| <b>Şekil 3.26</b> Doğrudan moment denetimi için sabit basamak hızlarda ve yüksüz         |    |
| durumda elde edilen sonuçlar.....                                                        | 84 |
| <b>Şekil 3.27</b> Doğrudan moment denetimi için sabit basamak hızlarda ve yüksüz         |    |
| durumda elde edilen sonuçlar.....                                                        | 86 |
| <b>Şekil 3.28</b> Doğrudan moment denetimi için 300 rad/sn sabit hızda ve $t=0,8$ sn'den |    |
| itibaren 3.72 N.m yüklü durumda elde edilen sonuçlar.....                                | 87 |

## TABLÖLAR LİSTESİ

|                                                                                                                                        | <u>Sayfa No</u> |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------|
| <b>Tablo 2.1</b> Modellemenin durum değişkenleri ve bağlantılı vektör denetim yöntemi .....                                            | 21              |
| <b>Tablo 2.2</b> Rotor akı yönlendirmeli denetime dayalı olarak gerilim- denetimli<br>VSI sürücü için gerekli hesaplamalar .....       | 23              |
| <b>Tablo 2.3</b> Stator akı-yönlendirmeli denetime dayalı olarak gerilim-denetimli bir<br>VSI sürücü için gerekli hesaplamalar. ....   | 27              |
| <b>Tablo 2.4</b> Hava aralığı akı-yönlendirmeli denetime dayalı olarak gerilim denetimli<br>VSI sürücü için gerekli hesaplamalar ..... | 31              |
| <b>Tablo 2.5</b> Anahtarlama vektörleri ve durumları .....                                                                             | 37              |
| <b>Tablo 2.6</b> Eviricide gerilim vektörüne göre stator akısı ve moment değişimleri.....                                              | 41              |
| <b>Tablo 2.7</b> Eviricide anahtarlama yöntemleri .....                                                                                | 42              |
| <b>Tablo 2.8</b> Stator akısı uzay vektörü bölgesinin belirlenmesi.....                                                                | 43              |
| <b>Tablo 2.9</b> Optimum anahtarlama vektörünün seçimi. ....                                                                           | 47              |

## SEMBOLLER LİSTESİ

|                      |                                                                                       |
|----------------------|---------------------------------------------------------------------------------------|
| $\omega_r$           | : Rotor hızı                                                                          |
| $\omega_e$           | : Senkron hız                                                                         |
| $V_{abcs}, V_{abcr}$ | : Stator ve rotor sargılarına uygulanan üç fazlı gerilimler                           |
| $L_{ss}, L_{sr}$     | : Statora ve rotora ait fazların öz endüktansları                                     |
| $i_{abcs}, i_{abcr}$ | : Statora ve rotora uygulanan üç fazlı akımlar                                        |
| $d^s - q^s$          | : Stator d-q eksenleri                                                                |
| $d^r - q^r$          | : Rotor d-q eksenleri                                                                 |
|                      | : Stator sargılarının “A” fazı ile bağlantılı sabit eksen takımı                      |
| $m$                  | : Mekanik mile elektriksel açısal hız $\omega_r$ ile bağlantılı referans eksen takımı |
| $s$                  | : Stator akısı eksen takımı                                                           |
| $r$                  | : Rotor akısı eksen takımı                                                            |
| $a$                  | : Hava aralığı akısı eksen takımı                                                     |
| $e$                  | : Elektriksel açısal hızlı $\omega_e$ senkron eksen takımı                            |
| $g$                  | : Genel eksen takımı                                                                  |
| $d$                  | : d-ekseni bileşeni                                                                   |
| $q$                  | : q-eksen bileşeni                                                                    |
| $x$                  | : Herhangi bir değer                                                                  |
| $x^*$                | : x’in referans değeri                                                                |
| $Re(x)$              | : x’in gerçek kısmı                                                                   |
| $Im(x)$              | : x’in sanal kısmı                                                                    |
| $da$                 | : Hava aralığı akı eksen takımı d-ekseni                                              |
| $dr$                 | : Rotor akı eksen takımı d-ekseni                                                     |
| $ds$                 | : Stator akı eksen takımı d-eksen                                                     |
| $dm$                 | : Mekanik mil eksen takımı d-ekseni                                                   |
| $s$                  | : Kayma frekansı                                                                      |
| $p$                  | : Diferansiyel operatör                                                               |

|                  |                                                              |
|------------------|--------------------------------------------------------------|
| $R_s, R_r$       | : Sırasıyla stator ve rotor direnci                          |
| $L_s, L_r$       | : Sırasıyla stator ve rotor öz endüktansı                    |
|                  | : Toplam sızıntı faktörü                                     |
| $L_m$            | : Ortak endüktans                                            |
| $\tau_r$         | : Rotor zaman sabiti                                         |
| $J_m$            | : Motor ataleti                                              |
| $T_e$            | : Elektro magnetik moment                                    |
| $\Psi_s$         | : Stator akısı                                               |
| $\Psi_r$         | : Rotor akısı                                                |
| $V_s$            | : Stator gerilimi                                            |
| $i_s$            | : Stator akımı                                               |
| $i_r$            | : Rotor akımı                                                |
| $sD$             | : Stator D eksen                                             |
| $sQ$             | : Stator Q eksen                                             |
|                  | : Moment açısı                                               |
| $\Delta T$       | : Sabit moment histerezis bant genişliği                     |
| $\Delta \Psi$    | : Evirici anahtarlama frekansı akı histerezis bant genişliği |
| $dT_e$           | : 3 seviyeli moment histerezis karşılaştırmalı çıkışı        |
| $d\Psi_s$        | : 2 seviyeli akı histerezis karşılaştırmalı çıkışı           |
| $T_s$            | : Örnekleme süresi                                           |
| $T_{e0}$         | : Momentin başlangıç süresi                                  |
| $t_s$            | : Anahtarlama zamanı                                         |
| $T_{eref}$       | : Momentin referansı                                         |
| $B$              | : Sürtünme katsayısı                                         |
| $f_s$            | : Örnekleme frekansı                                         |
| $\theta_e$       | : Elektrik konum                                             |
| $L_{rr}, L_{rs}$ | : Rotora ait öz endüktansları                                |
| $L_{1r}$         | : Rotor kaçak endüktansı                                     |

|            |                                   |
|------------|-----------------------------------|
| $L_{1s}$   | : Stator kaçak endüktansı         |
| $V_{\max}$ | : Faz geriliminin maksimum değeri |
| $P_k$      | : Park dönüşüm sabiti             |
| $e(x)$     | : Hata                            |

## KISALTMALAR LİSTESİ

|             |                                       |
|-------------|---------------------------------------|
| <b>AA</b>   | : Alternatif akım                     |
| <b>ASM</b>  | : Asenkron motor                      |
| <b>DA</b>   | : Doğru akım                          |
| <b>DGM</b>  | : Darbe genişlik modülasyonu          |
| <b>DSP</b>  | : Sayısal işaret işleyici             |
| <b>DMD</b>  | : Doğrudan moment denetimi            |
| <b>emk</b>  | : Elektromotor kuvveti                |
| <b>IGBT</b> | : Kapısı izole iki kutuplu transistör |
| <b>PI</b>   | : Oransal-integratör                  |



## 1. GİRİŞ

Elektrik motorları, elektromekanik dönüştürücüler olarak endüstrinin vazgeçilmez elemanlarından biridir. Elektrik motorlarının endüstrideki uygulamaları genelde fan, kompresör veya pompaları içermekle birlikte, özellikle otomasyona dayalı seri üretim tesislerindeki artışa bağlı olarak servo uygulamaları da büyük önem kazanmıştır [1]. Özellikle yüksek başarımlı servo ve değişken hızlı sürücü uygulamalarında, uzun yıllar boyunca denetimlerinin kolay olması nedeniyle DA motorları tercih edilmesine rağmen teknolojideki gelişmelere paralel olarak son yıllardaki çalışmalar asenkron motorlar, anahtarlama değişken relüktanslı adım motorları ve sabit mıknatıslı senkron motorların denetimi üzerinde yoğunlaşmıştır. Asenkron motorların doğrusal olmayan yapısı nedeniyle, bu motorların denetimine ilişkin son yıllarda birçok çalışma yapılmaktadır. Özellikle son çeyrek yüzyılda yarı iletken ve mikroişlemci teknolojisindeki ilerlemeler sayesinde DA sürücüler yerini hızla AA Sürücülere bırakmaktadır. Endüstriyel uygulamalarda kullanılan servo ve değişken hızlı sürücüler, şebekeden yüke verilen elektrik enerjisini motor mili aracılığıyla mekanik enerjiye dönüştürerek yüke aktarır. Uygulamalarda, motor miline aktarılan moment ve hız büyüklüklerinden sadece birisi denetlenerek moment veya hız denetimi yapılır. Sürücü moment denetim modunda çalıştığında, hız yük tarafından belirlenir. Moment, motordaki gerçek akım ve akımın bir fonksiyonudur. Benzer şekilde sürücü hız denetim modunda çalıştığında, moment yük tarafından belirlenir. Değişken hızlı sürücüler, pompa, fan, vinç, asansör, torna tezgâhı, hadde tezgâhı, kâğıt makinesi ve sarma makinesi gibi farklı yükleri besleyen elektrik motorlarının denetiminde endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Ayrıca, günümüz endüstrisinde, çok pahalı olan ve sık sık bakım isteyen DA motorlar yerine, oldukça ucuz, sağlam ve bakım gerektirmeyen sincap kafesli asenkron motorların yaygın olarak kullanıldığı bilinmektedir [1-5].

Günümüzde, hız denetimi gereksinimi olan uygulamaların % 80-85'inde asenkron motorlar kullanılmaktadır. Doğru akım motorlarının pahalı olması, bakım ve işletme masraflarının yüksek oluşu, verimlerinin düşük olması, boyutlarının büyük oluşu gibi istenmeyen özelliklerden dolayı, asenkron motorların kullanımı yaygınlaşmıştır. Bununla birlikte asenkron motorlar yapılarından kaynaklanan bazı olumsuz yönlerinden dolayı, hız denetim uygulamalarında sayısal işaret işleyiciler ve güç elektroniği elemanları ile birlikte kullanılması kaçınılmazdır. Asenkron motorların; moment-hız karakteristiğinin aynı yük

momentinde kararlı ve kararsız çalışma noktalarına sahip olmasından dolayı ani hız ve moment değişimlerinin motoru kararsızlığa götürmesi, serbest uyarımlı doğru akım motorlarında olduğu gibi uyarım akısı ve moment akımlarının birbirinden bağımsız denetlenememesi en önemli sorunlarıdır. Bu durum asenkron motorların sürücü özelliğini geliştirerek motor için özetlenen sakıncaları ortadan kaldıracak yeni yöntemlerin araştırılmasına neden olmuştur. Servo denetim sistemlerinin endüstride yaygın olarak kullanılması ile yeni gelişen sürücü motorlarında yüksek verim, dayanıklılık, güç katsayısı, kolay ve ucuz denetlenebilirlik, az bakım gerektirme gibi özelliklerin istenmesi bu araştırmaların yoğunlaşmasında önemli bir etkidir. Asenkron motorların hızları, frekans ile doğru orantılıdır. [3,4,6].

Asenkron motorların elektriksel ve mekanik dinamiği arasındaki doğrusal olmayan kenetleme etkisi nedeniyle, geleneksel denetim yöntemleri ile bu motorlardan yüksek başarımlı elde edilmesi güçtür. Asenkron motorların denetiminde, karmaşıklık derecesi farklı bazı denetim yöntemleri, sürekli durum modelinden çıkarılan skaler denetim yöntemi ve motorun dinamik modelinden elde edilen vektörel denetim yöntemleri kullanılmaktadır. Skaler denetim, uygulanabilme kolaylığı nedeniyle değişken hızlı motor sürücülerinde yaygın olarak kullanılan bir yöntemdir. Uygulanma ilkesi, motor momentini sabit tutmak amacı ile gerilim/frekans oranını sabit tutarak frekansı istenen hız değerine göre değiştirmeye dayanmaktadır [1-3].

Asenkron motorlarda ortaya çıkan akı ve moment arasındaki kenetleme etkisinin ortadan kaldırılarak yüksek başarımlı sürücü sistemlerinde de kullanılabilmesi amacıyla standart hız/konum döngüsünden başka daha içte bir döngü oluşturacak şekilde vektör denetim yöntemleri geliştirilmiştir. Vektör denetimi ile motorun akısı ve momentindeki kenetleme etkisi ortadan kaldırılmakta ve bu iki büyüklük ayrı ayrı denetlenebilir hale gelmektedir. İlk olarak Hasse ve Blasche tarafından ortaya atılan alan yönlendirme yöntemi ile asenkron motorların momentini birbirinden bağımsız akı ve moment bileşenleri üzerinden denetlenir. Temel olarak bütün döner alanlı motorlara uygulanabilen bu yöntem doğrudan ve dolaylı alan yönlendirmeli olarak iki değişik şekilde gerçekleştirilebilir.

Dolaylı alan yönlendirmeli denetim, ilk olarak Hasse tarafından uygulanmıştır. Bu yöntemde yönlendirme bilgisi stator akımları ve hızını gözetleyerek elde edilir. Dolaylı alan yönlendirme hesaplamalarında kayma bilgisi stator akımları üzerinden elde edilir [7]. Doğrudan alan yönlendirmeli denetim, ilk olarak Blaschke [8] tarafından uygulanmıştır.

Doğrudan alan yönlendirme uygulanırken, yönlendirme akısı Hall etkili duyargalar, sezici bobinler, stator geriliminin üçüncü harmoniği veya kademeli stator sargıları ya da stator akım-gerilim ve hız ölçümleri kullanılan gözlemleyiciler üzerinden elde edilen akı bilgisi geri beslenir[9]. Yönlendirme akısı olarak asenkron motorlar için tanımlı stator akısı, rotor akısı veya hava aralığı akısı kullanılabilir. Stator ve hava aralığı akısı yönlendirmesi durumunda kararlılık sorunları oluşmaktadır [10,11]. Rotor akısı alan yönlendirmesi, akı ölçülmesindeki güçlüklerle rağmen moment cevap süresi, kararlılık ve ayırıştırmanın doğrudan oluşması nedeniyle daha az hesaplama gerektirir. Stator akısı alan yönlendirmesi ise büyük güçlü motorlarda uygulanmaktadır [9].

Doğrudan veya dolaylı alan yönlendirme yöntemlerinin uygulanması sırasında doyum, sıcaklık ve çalışma frekansına bağlı olarak oluşan ve yönlendirme akısına göre farklılaşan parametre değişimleri, performansı olumsuz etkilemektedir. Alan yönlendirme yöntemindeki parametre değişimlerine olan bağımlılık, bu parametrelerin çalışma sırasında ölçülüp düzeltilmesiyle aşılmaktadır [11].

Mikroişlemciler ve güç yarı iletkenlerindeki teknolojik ilerlemeler, gelişmiş denetim yöntemlerinin alternatif akım motor sürücülerinde kullanılmasını mümkün hale gelmesiyle Depenbrock [12], Takahshi ve Noguchi [13] tarafından tanıtılan doğrudan moment denetim (DMD) yöntemi son yıllarda asenkron motor sürücülerinde yoğun şekilde kullanılmaya başlanmıştır. DMD yöntemi, asenkron motorun vektör denetimine alternatif olarak geliştirilen bir yöntemdir. Doğrudan moment denetiminin temeli, alan yönlendirmeli denetim ve doğrudan kendinden denetim teorisine dayanır. Doğrudan moment denetim yönteminde motorun akısı ve momenti, motorun ölçülebilen büyüklükleri olan stator akım ve geriliminin ani değerleri kullanılarak hesaplanır ve anahtarlama dizisi elde edilerek uygun gerilim vektörleri eviricideki güç anahtarlarına uygulanır. Bu anahtarlama dizisi daha önceden belirlenmiş olan bir anahtarlama tablosundan seçilir. Böylelikle akı ve moment hatasında oluşabilecek değişimler anında düzeltilebilir ve motordan hızlı bir moment cevabı elde edilir. Doğrudan moment denetim yönteminin vektör denetimine göre daha kolay uygulanabilmesi nedeniyle son yıllarda bu alanda yoğun çalışmalar yapılmaktadır[12-14].

Literatürde, Doğrudan moment denetimi ile birçok çalışmalar vardır. Kang ve arkadaşları yapmış oldukları çalışmada asenkron motorun doğrudan momentte histerezis bandın etkilerinin matematiksel çözümünü yapmışlardır. Bu matematiksel çözüm ile eviricide meydana gelen anahtarlama frekansının hesaplanmasını gerçekleştirmişlerdir.

Evirici anahtarlamasına sebep olan moment ve stator akısının matematiksel denklemleri çözümlenmiştir [15].

Depenbrock, Asenkron motorun doğrudan kendinden kontrol (Direct Self Control, DSC) yöntemini ortaya atmıştır. Gerilim kaynaklı eviriciden beslenen asenkron motor momentinin stator akımları, gerilimleri ve stator direnci vasıtasıyla kontrol edilebileceğini savunmuştur [16].

Isao Takahashi ve arkadaşları, Doğrudan moment denetim yöntemini ortaya atmışlardır. Vektör denetim ile doğrudan moment denetim yöntemlerinin karşılaştırmasını yapmışlardır. Vektör denetimle sadece akı doğrudan denetlenirken, doğrudan moment yönteminde hem akı hem moment doğrudan denetlenmektedir. Deneysel olarak elde ettikleri sonuçları teorik sonuçlarla karşılaştırmışlardır [17].

Casadei ve arkadaşları, Alan yönlendirmeli denetim ve doğrudan moment denetiminin avantajları ve dezavantajları yönünden karşılaştırmışlardır. Moment ve akım dalgalanmasını azaltmak için bazı teknikler sunmuşlardır [18].

Buja ve Kazmierkowski, Gerilim kaynaklı eviriciden beslenen asenkron motor için doğrudan moment denetim adlı bir çalışma yapmışlardır. Anahtarlama tablosu tabanlı histerezis doğrudan moment denetimi, doğrudan kendinden denetim, sabit anahtarlama frekanslı uzay vektör modülasyonlu doğrudan moment denetim gibi farklı yaklaşımlar sunulmuştur [19].

Yang Xia ve arkadaşları doğrudan moment denetim yönteminde akı ve moment hataları ile akı vektörünün pozisyonuna ait bilgileri kullanan anahtarlama tablosu yerine bulanık denetleyici kullanmışlardır [20].

Ahmet Faruk Bakan, Asenkron motorda doğrudan moment denetiminin incelenmesi adlı bir doktora tezi çalışması yapmıştır. Doğrudan moment denetim yönteminde karşılaşılan problemler ve bu problemlerin çözümü için geliştirilen yöntemlerin detaylı analizi yapılmıştır [21].

Abdul Wahab ve Sanusi, Alan yönlendirmeli denetim ile doğrudan moment denetimi arasındaki farklılıklara değinmişlerdir. Akı ve moment histerezis band genişliklerinin akı, akım ve momenti nasıl etkilediğine dair çalışmalar yapmışlardır [22].

Tezin yapısı ise; 1.bölümde, Asenkron motorlar hakkında bilgiler verilip günümüzde neden önemli oldukları hakkında bilgiler verilmiştir. Daha sonra tezin konusu olan vektör denetim yöntemi ve doğrudan moment denetim yöntemleri hakkında bilgiler verilmiştir.

2. bölümde ise; Asenkron motorların yapısal özellikleri ve çalışma ilkesi hakkında bilgiler ve asenkron motorların denetim yöntemlerinden rotor, stator ve hava aralığı alan yönlendirmeli denetim yöntemleri hakkında bilgiler verilmiştir. Yine asenkron motorların denetim yöntemlerinden olan doğrudan moment denetim yöntemi hakkında bilgiler verilmiştir.

3. bölümde ise; Asenkron motorların denetim yöntemlerinden olan rotor alan yönlendirmeli denetim, stator alan yönlendirmeli denetim, hava aralığı alan yönlendirmeli denetim ve doğrudan moment denetim yöntemi için MATLAB/Simulink programında benzetimleri oluşturulmuştur. Bu denetim yöntemlerinin farklı hızlardaki performansları incelenmiştir.

4.bölümde; Tüm elde edilen bilgiler ve benzetim çalışmaları sonuçları ışığında genel bir değerlendirme yapılarak sonuçlar verilmiştir.

## **2.ASENKRON MOTORLARIN YAPISI VE DENETİMİ**

### **2.1 Asenkron Motorlar ve Yapısı**

Asenkron motorlar, motor olarak stator sargıları ile aldığı elektrik enerjisini rotorundan dönme hareketi yaparak mekanik enerjiye çeviren ve jeneratör olarak, rotorundan aldığı mekanik enerjiyi, bazı koşullar altında, stator sargılarında elektrik enerjisine çeviren elektro-mekanik makinalardır [3].

Asenkron motorların kullanımı, diğer elektrik motorlarına kıyasla daha sağlam, daha az bakım istemesi ve daha ucuz olmaları nedeniyle genellikle motor uygulamalarıdır. Son yıllarda, mikroişlemciler ve yarı iletken güç elektroniğindeki teknolojik gelişmeler ile asenkron motorların denetimi kolayca yapılabilmektedir. Özellikle evirici devrelerinde tristörlerden sonra güç tranzistörlerinin ve IGBT (kapısı yalıtımlı iki kutuplu transistör)'lerin kullanılır hale gelmesi bu gelişimde önemli rol oynamıştır. Bu teknolojik gelişmeler asenkron motorların hız ve moment denetiminin tıpkı doğru akım motorlarında olduğu gibi, akı ve akımın birbirinden bağımsız olarak denetlenebildiği vektör denetim yöntemlerinin uygulanabilir hale gelmesine neden olmuştur. Böylece asenkron motorların denetiminin uygulanabilir hale gelmesiyle, bu motorların doğru akım motorlarına göre diğer yapısal üstünlükleri ön plana geçmiş ve sürücü sistemleri olarak günümüzde doğru akım sürücülerinin yerini almıştır [1-3].

#### **2.1.1 Stator**

Stator, asenkron motorların hareket etmeyen kısmıdır. Statorda magnetik akıyı ileten stator sac paketi ile stator sargıları vardır. Stator sac paketi iki yüzü izole edilmiş 0.5mm'lik silisyum demir sacların bir araya getirilmesi ve basınç altında sıkıştırılması ile elde edilir. İnce saclar kalıplar kullanılarak büyük presler yardımı ile işlenerek oluklar ve dişlerle birlikte gereken delikler açılarak üretilirler. Oluklar, uygun kalıplar yardımı ile motorun karakteristiklerine etkiyen değişik biçimde üretilirler. Oluklar stator sargılarına yerleştirilir.

### 2.1.2 Rotor

Rotor, asenkron motorun dönen kısmıdır ve rotor sac paketi ile rotor sargılarından oluşur. Rotor sac paketi 0.5mm'lik silisyum saclardan yapılır. Sacların yüzeyleri çok ince bir film tabakası ile yalıtılmıştır. Saclar özel kalıplarla pres altında oluk, dişler ve sıkıştırma cıvata delikleri oluşacak şekilde sac şeritlerinden kesilerek çıkartılır [1].

Saclar bir araya getirilerek pres altında sıkıştırılır ve cıvatalarla bu halde kalması sağlanır. Diğer dönen elektrik motorlara göre stator ile rotor arasında kalan hava aralığı çok küçüktür. Motorun gücüne göre hava aralığının radyal boyu 0,5-1-3 mm kadar olabilir. Böylesine küçük hava aralığı boşta çalışma akımını küçük tutmak için yapılır. Rotor olukları motorun elektrik karakteristiklerini etkileyen değişik biçimlerde yapılır. Rotor oluklarına rotor sargıları yerleştirilir. Rotor sargıları üç fazlı ya da sincap kafesli yapılır. Üç fazlı asenkron motorun statorunda sargı eksenleri arasında uzayda  $2\pi /3$  rad'lık açı olan üç adet bir fazlı sargı vardır. Bu üç sargı yıldız ya da üçgen olarak bağlanır. Faz sargılarını oluşturan bobinler stator oluklarına yerleştirilir. Bu bobinler birbiri ile seri bağlanarak faz sargısını oluştururlar. Rotor sargıları, normal üç fazlı yıldız bağlı ya da sincap kafesli türden olabilir. Sincap kafesli motorlarda rotor çubuklarını her birisi bir faz sargısı gibi davranır ve bu çubuklar iki baştan birer halka ile kısa devre edilir [1-3].

### 2.2 Asenkron Motorların Çalışma İlkesi

3 fazlı, Asenkron motorun stator sargılarına 3 fazlı gerilimler uygulanır. Statordaki sargılardan geçen alternatif akımlar, dönen NS kutuplarını meydana getirirler. Stator sabit olduğu halde, dönen NS kutupları ortadaki kısa devreli rotorun çubuklarını keserek çubuklarda emk'ları indükler. Kısa devreli rotor çubuklarından indüksiyon akımları rotorun NS kutuplarını meydana getirirler. Dönen stator kutupları rotorun kutuplarını etkileyerek (benzer kutuplar birbirini iter, zıt kutuplar birbirini çeker prensibinden hareket ile) rotoru saat ibresi yönünde döndürürler. N kutbu altındaki rotor çubukları bir yöne, S kutbu altındaki rotor çubukları diğer yöne doğru itilirler. Bu itme kuvvetlerinin meydana getirdiği döndürme momenti rotoru saat ibresi yönünde, döner alanın yönünde döndürür.

Rotor hızı arttıkça, döner alanın rotor çubuklarını kesmesi azalacağından, rotor çubuklarında indüklenen emk'ler ve kısa devre çubuklarından geçen endüksiyon akımları azalır ve dolayısıyla rotoru döndüren moment azalır. Motor boşta çalışırken rotorun hızı

senkron hıza (döner alanın hızına) yaklaşır. Döner alanın açısal hızı (senkron hız) ile rotor açısal hızı ( $\omega_r$ ) arasındaki farka “rotor kayması” denir. Diğer bir ifade ile rotor hızının senkron hızdan geri kalmasına “kayma” denir. Rotor hızı hiçbir zaman döner alanın hızına yani senkron hıza eşit olamaz [1,3].

Genelde, bir sistemin matematiksel modeli, sistemin fiziksel davranışının benzetimini yapmak veya bir algoritmaya dayanarak gerçek zamanda denetimi gerçekleştirmek için gereklidir. Matematiksel modeller, sistemin gerçek fiziksel davranışına oldukça uyumlu olmalı ve o davranışı iyi bir şekilde yansıtmalıdır. Model basit olmalı ve en az varsayıma dayanarak oluşturulmalıdır. Modelin karmaşıklığı, denetimi işlemlerinin süresini uzatacak ve böylece sistem performansını düşürecektir. Modellerde kullanılan motorun fiziksel büyüklüklerinin, skaler değil de vektörel olarak göz önüne alınabilmesi sistem modelinin doğruluğunu arttırmaktadır. Özellikle, motorların geçici durum davranışından oluşacak hata önemli derecede azalır [1-3].

### 2.3 Asenkron Motorun Üç Fazlı Matematiksel Modeli

Asenkron motorların geleneksel analizinde sadece sürekli durum koşulları için geçerli olan tek faz eşdeğer devre modelleri kullanılır. Ancak motorun geçici durum davranışının da modellenebilmesi için motorun üç faz eşdeğer modeli kullanılmalıdır.

ASM’ nin stator ve rotor sargılarına uygulanan üç faz gerilim denklemleri aşağıda verilmiştir [20].

$$v_{abcs} = R_s i_{abcs} + \frac{d\Psi_{abcs}}{dt}, \quad v_{abcr} = R_r i_{abcr} + \frac{d\Psi_{abcr}}{dt} \quad (2.1)$$

Burada verilen matrisler aşağıdaki gibidir



$$\begin{aligned}
v_{abcs} &= \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}, \quad i_{abcs} = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}, \quad \Psi_{abcs} = \begin{bmatrix} \Psi_{as} \\ \Psi_{bs} \\ \Psi_{cs} \end{bmatrix}, \quad R_{abcs} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \\
v_{abcr} &= \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}, \quad i_{abcr} = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}, \quad \Psi_{abcr} = \begin{bmatrix} \Psi_{ar} \\ \Psi_{br} \\ \Psi_{cr} \end{bmatrix}, \quad R_{abcr} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.2}$$

Üç fazlı denklem modelindeki akı ve akım arasındaki bağıntı

$$\psi = iL \Rightarrow \begin{bmatrix} \Psi_{abcs} \\ \Psi_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i_{abcr} \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

Asenkron motorun endüktans matrisi, statora ve rotora ait fazların öz endüktansları, fazlar arasındaki öz endüktanslar ile stator ve rotor arasındaki ortak endüktanslardan oluşur. Stator ve rotor arasındaki ortak endüktanslar ise sabit olmayıp fazlar arası açı ve faz farkına bağlı olarak değişir [23].

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{ss} & -\frac{1}{2}L_{sm} & -\frac{1}{2}L_{sm} \\ -\frac{1}{2}L_{sm} & L_{ss} & -\frac{1}{2}L_{sm} \\ -\frac{1}{2}L_{sm} & -\frac{1}{2}L_{sm} & L_{ss} \end{bmatrix} \quad L_{rr} = \begin{bmatrix} L_{rr} & -\frac{1}{2}L_{sm} & -\frac{1}{2}L_{rm} \\ -\frac{1}{2}L_{rm} & L_{rr} & -\frac{1}{2}L_{rm} \\ -\frac{1}{2}L_{rm} & -\frac{1}{2}L_{rm} & L_{rr} \end{bmatrix} \tag{2.4}$$

$$L_{sr}(\theta) = L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 120^\circ) & \cos(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta) \end{bmatrix} = [L_{rs}(\theta)]^T \tag{2.5}$$

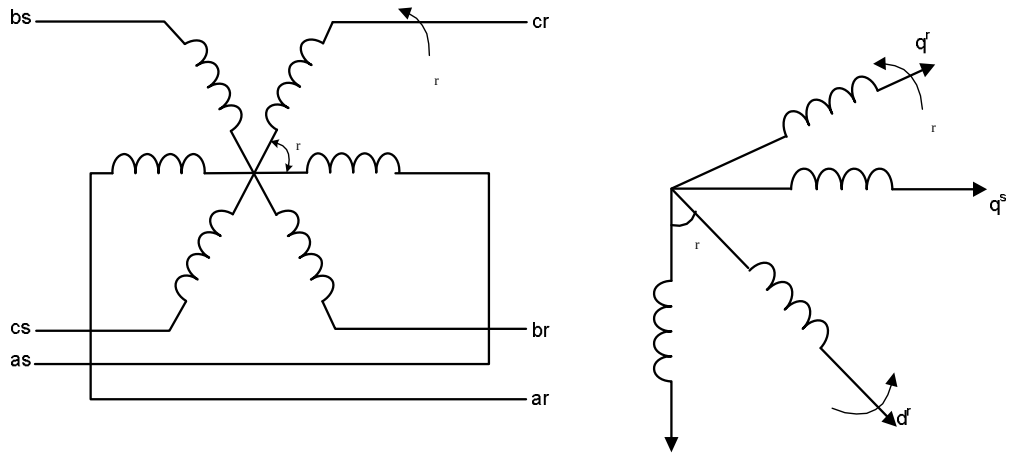
Bu denklemdeki endüktans ifadeleri aşağıdaki gibidir.

$$L_{sm} = L_{rm} = L_m; L_{ss} = L_{sl} + L_{sm}; L_{rr} = L_{rl} + L_{rm}$$

ASM' nin yüksek performanslı hız denetimi ve değişken hız denetimi gibi uygulamalarda motorun sürekli ve geçici durum davranışını tanımlayan dinamik modeli önem kazanmaktadır. Eksen dönüşümleri kullanılarak asenkron motorların dinamik (vektör) denklemleri elde edilebilmekte ve bu dinamik denklemler kullanılarak motorun sürekli ve geçici durum davranışlarının denetlenebildiği denetim yapıları oluşturulabilmektedir [23].

## 2.4 Asenkron Motorun Dinamik Matematiksel Modeli

Asenkron motorların rotor sargıları, stator sargılarına göre hareket ettiğinden dinamik devre modelleri, doğrusal olmayan ve zamanla değişen diferansiyel denklemler ile tanımlanabilir. Bu durum motor devre modelinin çözümünün karmaşık ve zor bir hal almasına neden olur. Bu nedenle üç fazlı asenkron motorların dinamik analizinde uzay fazör veya iki eksen teorisi ile elde edilen iki faza dönüştürülmüş durum uzay modeli kullanılır. Üç fazlı bir asenkron motorun iki fazlı eşdeğeri Şekil 2.1' de görüldüğü gibi elde edilebilir. Burada  $d^s$ ,  $q^s$ -stator d ve q eksenlerine,  $d^r$ - $q^r$  ise rotor d ve q eksenlerine karşılık gelir. Eksen dönüşümleri sonucunda AA motorların dinamik davranışının modellendiği vektör dönüşümleri ortaya çıkmış ve yüksek başarılı hız sürücülerinin denetiminde kullanılan vektör denetim yöntemlerinin temelini oluşturmuştur.



Şekil 2.1 Üç fazlı motorun eşdeğer iki faz vektörleri

Fiziksel sistemlerin modellenmesinde, oluşturulacak modelin karmaşık hale gelmemesi, oluşturulacak model temel alınarak sistem davranışını belirleyecek denetim algoritmalarının geliştirilebilmesi için bazı varsayımlar yapılır. Asenkron motorun

modelinin elde edilmesinde de modelin karmaşık hale gelmemesi için sistem davranışını bozmayacak şekilde bazı varsayımlar yapılmaktadır. Asenkron motorun matematiksel modelinin elde edilmesi sırasında yapılan varsayımlar aşağıda sıralanmıştır [23].

- ✓ Hava aralığı akısı sinüzoidal biçimde düzgün dağılımlıdır,
- ✓ Motorun manyetik devresi doyuma ulaşmadan doğrusal bölgede çalışır,
- ✓ Stator sargıları yıldız bağlı, simetrik ve nötr noktaları yalıtılmıştır,
- ✓ Stator ve rotor sarım sayıları eşit kabul edilmiştir,
- ✓ Histerezis ve fuko kayıpları ihmal edilmiştir,
- ✓ Akım yığılması (deri olayı) ihmal edilmiştir.

## 2.5 Asenkron Motorlarda Vektör Denetimi

Serbest uyartımlı doğru akım motorları hız denetiminin kolayca yapılabilmesi nedeni ile sanayide yaygın olarak kullanılan değişken hızlı denetim sistemleri sınıfında uzun bir süre rakipsiz kalmıştır. Ancak bu motorların en büyük dezavantajları olan komütatör ve fırça yapısı, motorun hem belirli aralıklarda bakım gereksinimine hem de fırça kollektör teması nedeni ile patlayıcı, parlayıcı ve tozlu ortamlarda kullanılamamasına, yüksek devir sayılarına ve yüksek gerilimlere çıkılamamasına neden olmuştur. Bütün bu dezavantajları nedeni ile değişken hızlı tahrik sistemlerinde doğru akım motoru yerine, güvenle kullanılacak başka bir motorun yerleştirilebilmesi için mikro elektroniğin günümüzde ulaşmış olduğu teknolojik seviyeye gelmesinin beklenmesini gerektirmiştir [1,2].

AA motorların klasik DA motorlara kıyasla en önemli özelliği yapısal üstünlükleri daha sade ve daha ucuz mekanik yapı ve bakım gerektirmemeleridir. Asenkron motor sürücülerinin ayarlanabilen hız sürücülerinin uygulamalarının getirdiği karmaşık denetim konuları alan yönlendirmeli denetim teorisi (vektör denetimi), hızlı sayısal işlemciler ve güç aygıtlarındaki yeni gelişmelerle çözülmüştür. İyi tasarlanmış vektör denetimi teorisi moment ve akı arasında bağımsız denetim sağlamaktadır. Akı sabitse ve senkron eksen takımının d-ekseni üzerine yönlendirilmiş ise, moment akımın q-ekseni bileşeni tarafından denetlenir. Senkron eksen takımı rotor akısı, stator akısı veya hava aralığı akısı eksen takımı olabilir. Alan yönlendirmeli denetimin en önemli sorunlarından biri, motor parametrelerinin çalışma koşullarından etkilenmesidir [24-29].

## 2.5.1 Motor Modelleme ve Vektör Denetimin Temel Kavramları

### 2.5.1.1 İki-Eksenli Koordinat Sistemi ve Uzay Vektörü

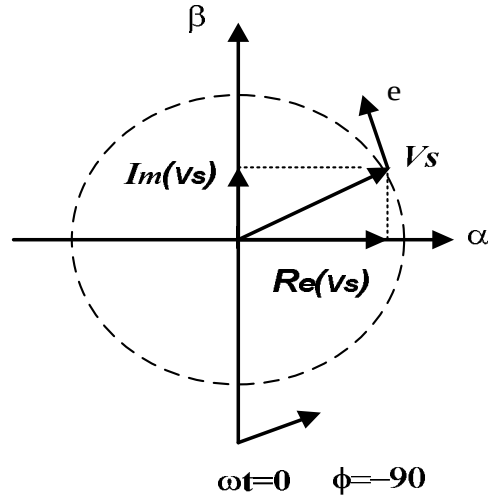
“3/2 dönüşüm” olarak adlandırılan ve zaman bölgesindeki 3 fazlı değişkenleri iki eksenli koordinat sistemi şeklinde bir değişken vektörüne dönüştüren sistem aşağıdaki şekilde tanımlanmıştır:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_s &= |\mathbf{v}_s| e^{j\theta} \\ P_k \left( v_{an} + v_{bn} e^{j120} + v_{cn} e^{-j120} \right) \\ &= P_k (3/2) v_{\max} \end{aligned} \quad (2.6)$$

Burada  $\theta = \omega t - 90^\circ$ ,  $|\mathbf{v}_s| = P_k (3/2) v_{\max}$ ,  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$  faz gerilimlerini ifade eder.  $v_{\max}$  faz geriliminin maksimum değerini,  $\omega = 2\pi f$  gerilimin rad/sn cinsinden senkron hız anlamına gelir. Tersine “2/3 dönüşüm” olarak adlandırılan ve bir değişken vektörünü zaman bölgesindeki iki eksenli koordinat sistemi şeklinde 3 fazlı değişkene dönüştüren sistem “3/2 dönüşümün” tersiyle türetilir. İki-eksenli koordinat sisteminin gerçek ekseninin “A fazının stator sargısı ile karşılaştırılarak, bu dönüşümler denklem 2.6’dan türetilir ve denklem 2.7 ve 2.8’de gösterilebilir.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{2}{3P_k} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

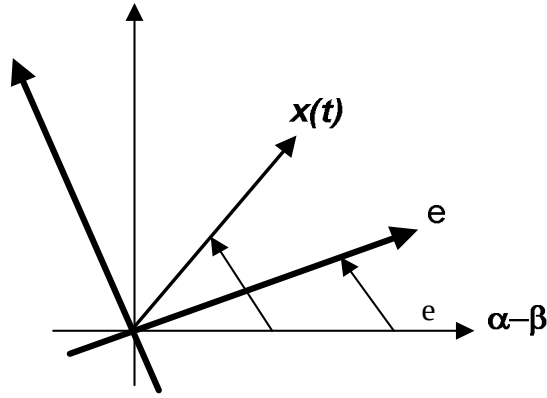


Şekil 2.2 Gerilim uzay vektörü

Şekil 2.2’de 3 fazlı niceliklerin duran (  $\alpha - \beta$  ) eksen takımına göre senkron hız  $\omega_e$  ile dönen bir “uzay vektörü”  $v_s$ ’ye dönüştürüldüğünü göstermektedir. Şekil 2.2’de gösterildiği gibi, uzay vektörü sırasıyla  $Re(v_s)$  ve  $Im(v_s)$  ile ifade edilen iki bileşenden oluşur [30].

#### 2.5.1.2 Referans Eksen Takımlarının Dönüşümü

Vektör denetiminin temel ilkesi asenkron motorun matematiksel modelinin DA motorun modeline benzetilmesidir. Bilindiği gibi serbest uyarımlı DA motorlarda endüvi ve uyarım sargıları doğal olarak birbirine diktir ve bu durum endüvi ve uyarım akımlarının birbirinden bağımsız olarak denetlenmesine olanak verir. Moment ve akının birbirinden bağımsız olarak ayrı ayrı denetlenebileceği iki akım bileşeni vardır. Bu iki eksenli teoriyi DA motor denetimi için AA motor denetimine uygulamak için, motorun AA niceliklerinin DA bileşenlere dönüştürülmesi gerekmektedir. Bu da senkron eksen takımının referans eksen takımı olarak kullanılması ile sağlanabilir. Senkron hızla dönen senkron eksen takımı rotor akı, stator akı, hava aralığı akı eksenine sabitlenebilir. Şekil 2.3’te gösterildiği gibi senkron (e) ve duran çatı ( $\alpha - \beta$ ) arasındaki dönüşüm aşağıdaki gibi gösterilebilir [30].



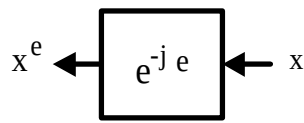
**Şekil 2.3** İki referans eksen takımı arasındaki dönüşüm

$$x^e(t) = |x(t)|e^{j(\theta - e)} = x(t)e^{-j e} \quad (2.9)$$

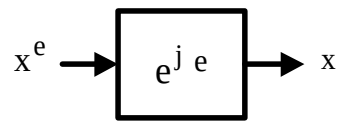
$$x(t) = |x(t)|e^{j e} = x^e(t)e^{j e} \quad (2.10)$$

$$p(x(t)) = (p(x^e(t)) + jx^e(t)p(e))e^{j e} \quad (2.11)$$

$$p(x^e(t)) = (p(x(t)) - jx(t)p(e))e^{-j e} \quad (2.12)$$



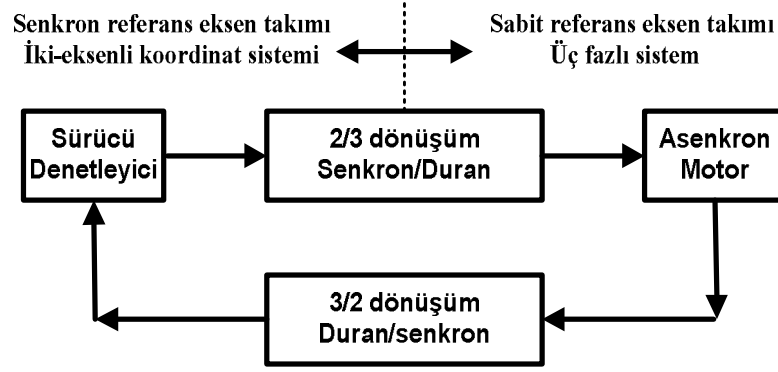
(a)



(b)

**Şekil 2.4** Senkron ve duran eksen takımları arasındaki dönüşüm (a) duran eksenden senkron eksene (b) senkron eksenden duran eksene

Şekil 2.4'te referans eksen takımları "e" ve "α-β"nın senkron ve duran olmasına izin verilerek sırasıyla denklem 2.9 ve 2.10'dan türetililecek senkron ve duran eksen takımları arasındaki dönüşümü göstermektedir.



**Şekil 2.5** Eksen takımları ve koordinat sistemlerinin indüksiyon motoru denetimi için dönüştürülmesinin anlatımı

Koordinat sistemleri ve referans eksen takımlarının AA motorların denetimi için dönüştürülmesi şekil 2.5'te gösterildiği gibi özetlenebilir. Şekil 2.5'te görüldüğü üzere denetim tarafındaki değişkenlerin senkron eksen takımından duran eksen takımına dönüştürülmesi gerekmektedir. Tersi durumda ise ölçülen 3 fazlı büyüklüklerin duran  $\alpha$ - $\beta$  eksenine daha sonra ise DA nicelik olarak senkron eksen takımına dönüştürülerek denetim algoritmasına geri beslenmelidir [30].

### 2.5.1.3 AA Motorun Dinamik Modeli

Aşağıda gösterilen gerilim ve akı denklemleri kullanılarak bir AA motor modellenenabilir.

Gerilim denklemleri:

$$V_s = \dot{I}_s R_s + p\Psi_s \quad (2.13)$$

$$0 = i_r^m R_r + p\Psi_r^m \quad (2.14)$$

Akı denklemleri:

$$\Psi_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (2.15)$$

$$\Psi_r^m = L_m i_s^m + L_r i_r^m \quad (2.16)$$

Denklem 2.14’de gösterildiği gibi, rotor gerilim denkleminde mekanik mil üzerinde sabitlenmiş bir referans eksen takımına göre dönme hızının neden olduğu hiçbir gerilim yoktur. Bu durumda rotor ve referans eksen takımı arasındaki görelî hız sıfırdır.

Genel bir eksen takımına göre AA motorların denklemleri denklem 2.9-2.16 kullanılarak türetilir. Türetme yöntemi aşağıdaki gibidir:

- Rotor geriliminin referans eksen takımını duran eksen takımı ile değiştirirsek:

$$\begin{aligned} 0 &= i_r^m R_r + p \Psi_r^m \\ &= (i_r e^{-j \theta_r}) R_r + p (\Psi_r e^{-j \theta_r}) \\ &= (i_r e^{-j \theta_r}) R_r + (-j \omega_r e^{-j \theta_r}) \Psi_r + e^{-j \theta_r} p \Psi_r \\ &= i_r R_r - j \omega_r \Psi_r + p \Psi_r \end{aligned} \quad (2.17)$$

- Stator gerilim denkleminin referans eksen takımını genel eksen takımı ile yer değiştirirsek:

$$\begin{aligned} v_s &= v_s^g e^{j \theta_g} \\ &= i_s R_s + p \Psi_s \\ &= (i_s^g e^{j \theta_g}) R_s + p (\Psi_s^g e^{j \theta_g}) \\ &= i_s^g R_s + j \omega_g \Psi_s^g + e^{j \theta_g} p \Psi_s^g \end{aligned}$$



$$v_s^g = i_s^g R_s + j_{-g} \Psi_s^g + p \Psi_s^g$$

$$0 = i_r R_s - j_{-r} \Psi_r + p \Psi_r$$

$$= i_r^g e^{j_{-g}} R_r - j_{-r} \Psi_r^g e^{j_{-g}} + p \left( \Psi_r^g e^{j_{-g}} \right)$$

$$= i_r^g e^{j_{-g}} R_r - j_{-r} \Psi_r^g e^{j_{-g}} + \left( j_{-g} e^{j_{-g}} \Psi_r^g + e^{j_{-g}} p \Psi_r^g \right)$$

$$= i_r^g e^{j_{-g}} R_r + j \left( j_{-g} - j_{-r} \right) e^{j_{-g}} \Psi_r^g + e^{j_{-g}} p \Psi_r^g$$

$$= i_r^g R_r + j \left( j_{-g} - j_{-r} \right) \Psi_r^g + p \Psi_r^g \quad (2.18)$$

Buradan;

$$0 = i_r^g R_r + j \left( j_{-g} - j_{-r} \right) \Psi_r^g + p \Psi_r^g \quad (2.19)$$

• Rotor akı denkleminin referans eksen takımını duran eksen takımı ile yer değiştirirsek:

$$\Psi_r^m = e^{-j_{-r} t} \Psi_r$$

$$= L_m i_s^m + L_r i_r^m$$

$$= L_m i_s e^{-j_{-r} t} + L_r i_r e^{-j_{-r} t}$$

$$\Psi_r = L_m i_s + L_r i_r \quad (2.20)$$

- Akı denkleminin referans eksen takımını sabit eksen takımı ile değiştirirsek:

Genel eksen takımına göre akı denklemleri denklem 2.19'daki gerilim denklemleri için gösterildiği gibi benzer şekilde türetilebilecek olup, aşağıda gösterilmiştir:

$$\Psi_s^g = L_s i_s^g + L_m i_r^g$$

$$\Psi_r^g = L_m i_s^g + L_r i_r^g \quad (2.21)$$

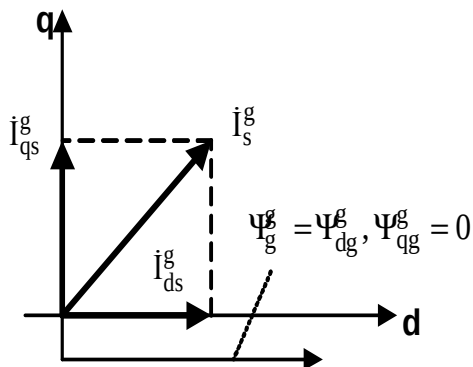
“g” harfi ile ifade edilen bir genel referans eksen takımına göre gerilim ve akı denklemleri kullanılarak bir AA motor modellenmiş ve stator gerilimi denklemi ile özetlenmiştir.

Stator gerilim denklemi:

$$V_s^g = i_s^g R_s + j \omega_g \Psi_s^g + p \Psi_s^g \quad (2.22)$$

Rotor gerilim denklemi:

$$0 = i_r^g R_r + j(\omega_g - \omega_r) \Psi_r^g + p \Psi_r^g \quad (2.23)$$



**Şekil 2.6** Alan-yönlendirmeli denetimli sistemin genel bir eksen takımına atıfta bulunan moment denetimi

Stator akı denklemi:

$$\Psi_s^g = L_s i_s^g + L_m i_r^g \quad (2.24)$$

Rotor akı denklemi:

$$\Psi_r^g = L_m i_s^g + L_r i_r^g \quad (2.25)$$

Mekanik denklem:

$$T_e - T_L = J_m p_r + B_m r \quad (2.26)$$

$$T_e = \frac{3P}{4} R_e (\Psi_s^g \times i_s^g) \quad (2.27)$$

#### 2.5.1.4 Vektör Denetimin İlkesi

Yukarıda asenkron motorun keyfi bir eksen takımına göre elde edilen genel eksen takımındaki denklemleri verilmiştir. Ancak asenkron motorun matematiksel modelinin denetimi uygun hale getirmesi için, değişkenlerin genel bir eksene göre değil de, giriş ve çıkış değişkenlerinden birinin referans alındığı değişkene göre tanımlanması daha uygun olur.

Şekil 2.7 Rotor akı, stator akı ve hava aralığı akı eksen takımları da dahil olmak üzere çeşitli referans eksen takımlarını göstermektedir. Kayma açısal hızı  $\omega_s$ , açısal senkron hız  $\omega_e$  ve rotor hızı  $\omega_r$  arasındaki farktır. Dolayısıyla, iki eksenli koordinat sistemi üzerine d-ekseni üzerine iyi alan yönlendirmesi, kayma frekansı ve mil hızı toplamına eşit olan senkron açısal hız denetlenerek sağlanabilir [30-31].

Tablo 2.1’de özetlendiği gibi, çeşitli eksen takımlarına göre motor dinamikleri ve denetim durumu değişkenleri değiştirilmek suretiyle sağlanabilir. Tablo 2.1’de bağlantılı durum değişkeni ile gösterilen akı ve akım fonksiyonları gösterilmektedir [30].

### 2.5.2.1 Rotor Akı Eksen Takımına Göre Motor Modelleme ve Vektör Denetimi

Denklem 2.24 ve 2.25'deki rotor akım ve stator akı ile durum değişkenleri ile gösterilen akı ve akım fonksiyonlarını türetirsek:

$$\Psi_s^g = L_s i_s^g + \frac{L_m}{L_r} \Psi_r^g \quad (2.28)$$

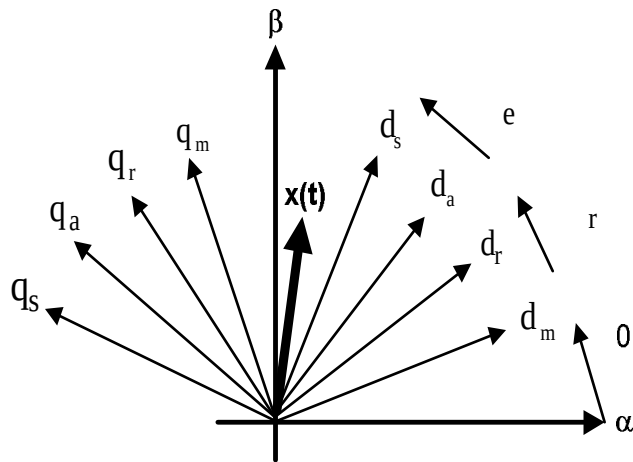
$$i_r^g = \frac{1}{L_r} (\Psi_r^g - L_m i_s^g)$$

$$\text{Buradan; } = 1 - L_m^2 / L_r L_s$$

Yukarıdaki denklemi, denklem 2.22 ve 2.23 ile değiştirerek durum değişkenleri ile gösterilen motor modeli aşağıdaki gibi elde edilir.

$$v_s^g = (R_s + L_s p + j_g L_s) i_s^g + \left( \frac{L_m}{L_r} \right) (j_g + p) \Psi_r^g \quad (2.29)$$

$$p \Psi_r^g = \left[ R_r \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \right] i_s^g + \left[ -j_s - \left( \frac{R_r}{L_r} \right) \right] \Psi_r^g \quad (2.30)$$



Şekil 2.7 Değişik referans eksen takımları

**Tablo 2.1** Modellemenin durum değişkenleri ve bağlantılı vektör denetim yöntemi

| Durum değişkenleri | Vektör denetimi                        | Model için denklemler                                                                      |
|--------------------|----------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------|
| $\Psi_r^r, i_s^r$  | Rotor akı yönlendirmeli denetim        | $\dot{i}_r^g = \dot{i}_r^r = f(\Psi_r^r, i_s^r); \Psi_s^g = \Psi_s^r = f(\Psi_r^r, i_s^r)$ |
| $\Psi_s^s, i_s^s$  | Stator akı yönlendirmeli denetim       | $\dot{i}_r^g = \dot{i}_r^s = f(\Psi_s^s, i_s^s); \Psi_r^g = \Psi_r^s = f(\Psi_s^s, i_s^s)$ |
| $\Psi_a^a, i_s^a$  | Hava aralığı akı yönlendirmeli denetim | $\dot{i}_r^g = \dot{i}_r^a = f(\Psi_a^a, i_s^a); \Psi_r^g = \Psi_r^a = f(\Psi_a^a, i_s^a)$ |

Rotor eksen takımında, AA motorların dinamik modeli aşağıdaki gibi bulunur.

$$v_s^r = (R_s + L_s p + j_e L_s) i_s^r + \left( \frac{L_m}{L_r} \right) (j_e + p) \Psi_r^r$$

$$p \Psi_r^r = \left[ R_r \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \right] i_s^r + \left[ -j_s - \left( \frac{R_r}{L_r} \right) \right] \Psi_r^r \quad (2.31)$$

Akı denklemi (2.31) gerilim denkleminde uygulandığında:

$$p i_s^r = \frac{-1}{L_s} \left[ R_s + \frac{1}{r} \frac{L_m^2}{L_r} + j_e L_s \right] i_s^r + \frac{-1}{L_s} \left[ \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \left( j_r - \frac{1}{r} \right) \right] \Psi_r^r + \left( \frac{1}{L_s} \right) V_s^r$$

$$p \Psi_r^r = \left( \frac{L_m}{r} \right) i_s^r + \left[ -j_s - \left( \frac{1}{r} \right) \right] \Psi_r^r \quad (2.32)$$

Durum değişkenleri ile gösterilen motor modelinde, Rotor akısı alan yönlendirmesi için;

$$\Psi_r^r = \Psi_{dr}^r + j \Psi_{qr}^r = \Psi_{dr}^r$$

$$\Psi_{qr}^r = 0 \quad (2.33)$$

İyi bir yönlendirme koşulu altında, vektör denetiminin kayma frekansı (2.32) denklemi ile elde edilebilir.

$$s = \frac{i_{qs}^r}{\frac{\Psi_{dr}^r}{L_m}} \quad (2.34)$$

Benzer şekilde, stator akımının d-ekseni bileşeni aşağıdaki şekilde türetilebilir:

$$i_{ds}^r = (1 + \sigma) \frac{\Psi_{dr}^r}{L_m} \quad (2.35)$$

Dolayısıyla, mıknatıslanma akımı yukarıdaki denklem ve geri beslemeli stator akımı ile aşağıdaki gibi tahmin edilebilir.

$$i_{mr} \equiv \frac{\Psi_{dr}^r}{L_m} = \frac{i_{ds}^r}{(1 + \sigma)} \quad (2.36)$$

Denklem 2.31, 2.33 ve 2.36 kullanılarak, rotor alan yönlendirmeli denetim için stator gerilim denklemi aşağıdaki şekilde elde edilebilir.

$$\begin{aligned} V_{ds}^r &= (R_s + \sigma L_s p) i_{ds}^r - \omega_e L_s i_{qs}^r + (1 - \sigma) L_s p i_{mr} \\ V_{qs}^r &= (R_s + \sigma L_s p) i_{qs}^r + \omega_e L_s i_{ds}^r + (1 - \sigma) L_s \omega_e i_{mr} \end{aligned} \quad (2.37)$$

Stator geriliminin doğrusal denetimini sağlamak için d-ekseni ve q-ekseni bileşenleri arasındaki bağlantı ifadelerinin çıkarılması gereklidir. Böylece denetim gerilimi aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$v_{ds}^{r*} = v_{dsdecoup}^r + \left( k_p \Delta i_{ds}^r + \int k_i \Delta i_{ds}^r dt \right)$$

$$v_{qs}^{r*} = v_{qsdecoup}^r + \left( k_p \Delta i_{qs}^r + \int k_i \Delta i_{qs}^r dt \right) \quad (2.38)$$

Buradan;

$$v_{dsdecoup}^r \equiv - \quad e \quad L_s i_{qs}^r$$

$$v_{qsdecoup}^r = \quad e \quad L_s i_{ds}^r + (1 - \quad) L_s \quad e i_{mr} \quad (2.39)$$

Rotor alan yönlendirmesi için rotor akısının d-ekseni ile çakıştırılması gerekir. Bu ise, senkron hız hesaplanarak bulunabilir. Senkron hız ise, hesaplanan kayma hızı ile ölçülen/tahmin edilen mil hızının toplamıyla bulunur. Gerilim-denetimli gerilim beslemeli bir evirici için gerilim komutunun da hesaplanması gerekir. Dolayısıyla, kayma frekansı, gerilim dekuplajı ve mıknatıslanma akımı hesaplamaları da dahil olmak üzere bir rotor alan-yönlendirmeli denetim için gerekli hesaplamalar tablo 2.2’de özet olarak verilmiştir [30,31].

**Tablo 2.2** Rotor akı yönlendirmeli denetime dayalı olarak gerilim- denetimli VSI sürücü için gerekli hesaplamalar

| Hesaplama                  | Formül                                                                                                             |
|----------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <b>Mıknatıslanma akımı</b> | $i_{mr} = \frac{i_{ds}^r}{(1 + r_p)}$                                                                              |
| <b>Gerilim dekuplajı</b>   | $v_{ds}^r = - \quad e \quad L_s i_{qs}^r$ $v_{qs}^r = \quad e \quad L_s i_{ds}^r + (1 - \quad) L_s \quad e i_{mr}$ |
| <b>Kayma Frekansı</b>      | $s = \frac{i_{qs}^r}{\Psi_{dr}^r \quad L_m}$                                                                       |

### 2.5.2.2 Stator Akı Eksen Takımına Göre Motor Modelleme ve Vektör Denetimi

Durum değişkenlerine göre akı ve akım fonksiyonlarını türetmek için; denklem 2.24 ve 2.25 ile rotor akımı ve akı denklemleri durum değişkenleri şeklinde temsil edilebilir ve aşağıdaki gibi gösterilebilir:

$$i_r^g = \frac{1}{L_m} (\Psi_s^g - L_s i_s^g)$$

$$\Psi_r^g = -\frac{L_s L_r}{L_m} i_s^g + \frac{L_r}{L_m} \Psi_s^g \quad (2.40)$$

Yukarıdaki denklemi, denklem 2.22 ve 2.23'e uygulayarak motor modelinin durum değişkenleri aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$p \Psi_s^g = -R_s i_s^g - j_g \Psi_s^g + V_s^g \quad (2.41)$$

$$0 = -\frac{L_s}{L_m} [R_r + L_r (j_s + p)] i_s^g + \frac{L_r}{L_m} \left[ \frac{1}{r} + (j_s + p) \right] \Psi_s^g \quad (2.42)$$

Denklem 2.41, denklem 2.42'de yerine yazıldığında AA motorların dinamik modeli aşağıdaki gibi bulunur.

$$p i_s^g = \left[ \frac{-1}{L_s} \left( R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r \right) - j_s \right] i_s^g + \frac{1}{L_s} \left[ \left( \frac{1}{r} - j_r \right) \right] \Psi_s^g + \frac{1}{L_s v_s^g}$$

$$p \Psi_s^g = -R_s i_s^g - j_g \Psi_s^g + v_s^g \quad (2.43)$$



Stator akısı eksen takımına göre;

$$p i_s^s = \left[ \frac{-1}{L_s} \left( R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r \right) - j \right] i_s^s + \frac{1}{L_s} \left[ \left( \frac{1}{r} - j \right) \right] \Psi_s^s + \frac{1}{L_s} v_s^s$$

$$p \Psi_s^s = -R_s i_s^s - j \Psi_s^s + v_s^s \quad (2.44)$$

olarak bulunur. Stator akısı alan-yönlendirmeli denetim durumu için gerekli hesaplamalar aşağıdaki gibi türetilebilir.

$$\Psi_s^s = \Psi_{ds}^s + j \Psi_{qs}^s = \Psi_{ds}^s$$

$$\Psi_{qs}^s = 0 \quad (2.45)$$

İyi bir alan yönlendirme durumunda, vektör denetiminin kayma frekansı denklem 2.44'den bulunabilir.

Kayma frekansı aşağıdaki denklemle elde edilebilir.

$$s = \frac{(1 + r p) i_{qs}^s}{r \left( \frac{\Psi_{ds}^s}{L_s} - i_{ds}^s \right)} \quad (2.46)$$

Ayrıca, stator akımının d-ekseni bileşeni aynı işlemle türetilebilir ve aşağıda gösterilmiştir.

$$(1 + r p) i_{ds}^s = \left( \frac{1}{r} - j \right) i_{qs}^s + (1 + r p) \frac{\Psi_{ds}^s}{L_s} \quad (2.47)$$

Buradan;

$$i_{ds}^s = \frac{\left(\frac{r_s}{1+r_p}\right) i_{qs}^s + \frac{(1+r_p)}{1+r_p} \cdot \frac{\Psi_{ds}^s}{L_s}}{1} \quad (2.48)$$

olarak elde edilir. Stator alan yönlendirmeli denetimde, stator akımının q-ekseni bileşeninin yanında aynı zamanda akının d-ekseni bileşeniyle de denetlenebilir. Dolayısıyla, d-ekseni bileşeninin denetim akımı aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$i_{ds}^{s*} = i_{decoup}^s + \left( k_p \Delta i_{ms} + \int k_i \Delta i_{ms} dt \right) \quad (2.49)$$

Buradan;

$$i_{decoup}^s \equiv \left( \frac{r_s}{1+r_p} \right) i_{qs}^s$$

$$\Delta i_{ms} \equiv i_{ms}^* - i_{ms} \quad (2.50)$$

$$i_{ms} \equiv \frac{\Psi_{ds}^s}{L_s} = \frac{(1+r_p)}{1+r_p} i_{ds}^s - \frac{\left(\frac{r_s}{1+r_p}\right) i_{qs}^s}{1+r_p} \quad (2.51)$$

Denklem 2.45, denklem 2.44'e uygulandığında denklem 2.51'de gösterilen mıknatıslanma akımı tanımı kullanıldığında, stator akı-yönlendirmeli denetim için stator gerilim denklemi aşağıdaki gibi olur:

$$v_{ds}^s = R_s i_{ds}^s + L_s p i_{ms}$$

$$v_{qs}^s = R_s i_{qs}^s + e L_s i_{ms} \quad (2.52)$$

Benzer şekilde, mıknatıslanma akımının q-ekseni bileşeninin gerilim denetimi üzerindeki dekuplaj etkisinin ortadan kaldırılması için, referans gerilimi aşağıdaki denklemle hesaplanabilir.

$$v_{qs}^{s*} = v_{qsdecoup}^s + \left( k_p \Delta i_{qs}^s + \int k_i \Delta i_{qs}^s dt \right) \quad (2.53)$$

$$v_{qsdecoup}^s = e L_s i_{ms} \quad (2.54)$$

Benzer şekilde stator alan yönlendirmeli bir denetim tasarımı için stator akısının d-ekseni ile çıkarılması gereklidir. Ayrıca, bir gerilim-denetimli evirici için gerilim referansının da hesaplanması gerekir. Dolayısıyla, kayma frekansı, gerilim ve akım dekuplajı, mıknatıslanma akımı hesaplamaları da dahil olmak üzere stator akı-yönlendirmeli denetimi için gerekli hesaplamalar tablo 2.3’de özet olarak verilmiştir. Tablo 2.2 ile karşılaştırıldığında, dekuplaj denetiminin sağlanması için stator alan yönlendirmeli denetimde bir ilave hesaplama gerekir. Ancak, stator alan yönlendirmeli denetim için gereken gerilim dekuplaj hesaplamaları tablo 2.2’de gösterildiği gibi rotor alan yönlendirmeli denetimden azdır [30].

**Tablo 2.3** Stator akı-yönlendirmeli denetime dayalı olarak gerilim-denetimli bir VSI sürücü için gerekli hesaplamalar.

| Hesaplama           | Formül                                                                                                        |
|---------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Mıknatıslanma akımı | $i_{ms} \equiv \frac{\Psi_{ds}^s}{L_s} = \frac{(1 + r_p)}{1 + r_p} i_{ds}^s - \frac{(r_s)}{1 + r_p} i_{qs}^s$ |
| Akım dekuplajı      | $i_{decoup} \equiv \frac{(r_s)}{1 + r_p} i_{qs}^s$                                                            |
| Gerilim dekuplajı   | $v_{dsdecoup}^s = 0$<br>$v_{qsdecoup}^s = e L_s i_{ms}$                                                       |
| Kayma Frekansı      | $\omega_s = \frac{(1 + r_p) i_{qs}^s}{r \left( \frac{\Psi_{ds}^s}{L_s} - i_{ds}^s \right)}$                   |

### 2.5.2.3 Hava Aralığı Akı Eksen Takımına Göre Motor Modelleme ve Denetimi

Akı ve akım fonksiyonlarını durum değişkenlerine göre türetmek için; Denklem 2.24 ve 2.25 kullanılarak, rotor akımı ve akı denklemleri durum değişkenleri olarak temsil edilmiş olup, aşağıda yazılmıştır.

$$\Psi_a^g \equiv L_m (i_s^g + i_r^g) \quad (2.55)$$

$$i_r^g = -i_s^g + \frac{1}{L_m} \Psi_a^g$$

$$\Psi_r^g = (L_m - L_r) i_s^g + \frac{L_r}{L_m} \Psi_a^g \quad (2.56)$$

Durum değişkenlerine göre motor modeli türetmek için; yukarıdaki denklem, denklem 2.22 ve 2.23'e uygulanırsa;

$$v_s = [R_s + (j_e + p)(L_s - L_m)] i_s^g + (j_e + p) \Psi_a^g \quad (2.57)$$

$$0 = [-R_r + (L_m - L_r)(p + j_s)] i_s^g + \left[ \frac{R_r}{L_m} + \frac{L_r}{L_m} (p + j_s) \right] \Psi_a^g \quad (2.58)$$

Hava aralığı eksen takımına göre;

$$v_s^a = [R_s + (j_e + p)(L_s - L_m)] i_s^a + (j_e + p) \Psi_a^a$$

$$0 = [-R_r + (L_m - L_r)(p + j_s)] i_s^a + \left[ \frac{R_r}{L_m} + \frac{L_r}{L_m} (p + j_s) \right] \Psi_a^a \quad (2.59)$$

Vektör denetimi koşulu altında gereken hesaplamaları aşağıdaki gibi bulunur.

$$\Psi_a = \Psi_{da}^a + j \Psi_{qa}^a = \Psi_{da}^a$$

$$\Psi_{qa}^a = 0 \quad (2.60)$$

İyi bir alan yönlendirme koşulu altında, hava aralığı alan yönlendirmeli denetim için kayma frekansı denklem 2.59 ile türetilir ve aşağıdaki denklemle gösterilebilir.

$$s = \frac{\left[ 1 + r \left( 1 - \frac{L_m}{L_r} \right) p \right] i_{qs}^a}{r \left[ \frac{\Psi_{da}^a}{L_m} - \left( 1 - \frac{L_m}{L_r} \right) i_{ds}^a \right]} \quad (2.61)$$

Ayrıca, stator akımının d-ekseni bileşeni aynı süreçte türetilir olup, aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$\left[ 1 + r \left( 1 - \frac{L_m}{L_r} \right) p \right] i_{ds}^a = r \left( 1 - \frac{L_m}{L_r} \right) s i_{qs}^a + (1 + r p) \frac{\Psi_{da}^a}{L_m} \quad (2.62)$$

Sürekli durumda, yukarıdaki denklem aşağıdaki gibi bulunur.

$$i_{ds}^a = r \left( 1 - \frac{L_m}{L_r} \right) s i_{qs}^a + \frac{\Psi_{da}^a}{L_m} \quad (2.63)$$

Hava aralığı alan yönlendirmeli denetim için stator akımının d-ekseni bileşeni sadece akımın d-ekseni bileşeni ile denetlenmekle kalmaz, aynı zamanda stator akımının q-ekseni bileşeni ile de denetlenir. d-ekseni akımının doğrusal denetimini sağlamak için, stator akımının q-ekseni bileşeninin kenetleme etkisinin kaldırılması gerekir. Dolayısıyla, d-ekseni bileşeninin referans akımı aşağıdaki şekilde hesaplanır [30].

$$i_{ds}^{a*} = i_{decoupl}^a + \left( k_{pfx} \Delta i_{ma} + \int k_{ifx} \Delta i_{ma} dt \right) \quad (2.64)$$

Buradan,

$$i_{\text{decoup}}^a \equiv \frac{\left(1 - \frac{L_m}{L_r}\right) r_s}{\left[1 + r \left(1 - \frac{L_m}{L_r}\right) p\right]} i_{\text{qs}}^a \quad (2.65)$$

$$\Delta i_{\text{ma}} \equiv i_{\text{ma}}^* - i_{\text{ma}}$$

$$i_{\text{ma}} \equiv \frac{\Psi_{\text{da}}^a}{L_m} = \frac{\left[1 + \left(1 - \frac{L_m}{L_r}\right) r p\right]}{(1 + r p)} i_{\text{ds}}^s - \frac{\left(1 - \frac{L_m}{L_r}\right) r_s}{(1 + r p)} i_{\text{qs}}^a \quad (2.66)$$

Denklem 2.60, denklem 2.59'a uygulandığında ve denklem 2.69'da gösterilen mıknatıslanma akımı tanımı kullanıldığında, hava aralığı alan yönlendirmeli denetim için stator gerilim denklemi aşağıdaki gibi olur:

$$\begin{aligned} v_{\text{ds}}^a &= R_s i_{\text{ds}}^s + (L_s - L_m) p i_{\text{ds}}^a - e (L_s - L_m) i_{\text{qs}}^a + L_m i_{\text{ma}} \\ v_{\text{qs}}^a &= R_s i_{\text{qs}}^a + (L_s - L_m) p i_{\text{qs}}^a + e (L_s - L_m) i_{\text{ds}}^a + e L_m i_{\text{ma}} \end{aligned} \quad (2.67)$$

Benzer şekilde, gerilim dekuplajı doğrusal akım denetimlerinin tasarlanması için gerekir. Dolayısıyla, denklem 2.67'den üretilen referans gerilimler, aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} v_{\text{ds}}^{a*} &= \left(k_p \Delta i_{\text{ds}}^s + \int k_i \Delta i_{\text{ds}}^s dt\right) + v_{\text{qsdecoup}}^a \\ v_{\text{qs}}^{a*} &= v_{\text{qsdecoup}}^a + \left(k_p \Delta i_{\text{qs}}^a + \int k_i \Delta i_{\text{qs}}^a dt\right) \end{aligned} \quad (2.68)$$

Buradan;

$$v_{dsdecoup}^a = -e(L_s - L_m)i_{qs}^a$$

$$v_{qsdecoup}^a = e(L_s - L_m)i_{ds}^a + eL_m i_{ma} \quad (2.69)$$

**Tablo 2.4** Hava aralığı akı-yönlendirmeli denetime dayalı olarak gerilim denetimli VSI sürücü için gerekli hesaplamalar

| Hesaplama                  | Formül                                                                                                                                                                                       |
|----------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <b>Mıknatıslanma Akımı</b> | $i_{ma} \equiv \frac{\Psi_{da}^a}{L_m} = \frac{\left[1 + \left(1 - \frac{L_m}{L_r}\right) r p\right]}{(1 + r p)} i_{ds}^s - \frac{\left(1 - \frac{L_m}{L_r}\right) r s}{(1 + r p)} i_{qs}^a$ |
| <b>Akım dekuplajı</b>      | $i_{decoup} \equiv \frac{\left(1 - \frac{L_m}{L_r}\right) r s}{\left[1 + r \left(1 - \frac{L_m}{L_r}\right) p\right]} i_{qs}^a$                                                              |
| <b>Gerilim dekuplajı</b>   | $v_{dsdecoup}^a = -e(L_s - L_m)i_{qs}^a$<br>$v_{qsdecoup}^a = e(L_s - L_m)i_{ds}^a + eL_m i_{ma}$                                                                                            |
| <b>Kayma Frekansı</b>      | $s = \frac{\left[1 + r \left(1 - \frac{L_m}{L_r}\right) p\right] i_{qs}^a}{r \left[ \frac{\Psi_{da}^a}{L_m} - \left(1 - \frac{L_m}{L_r}\right) i_{ds}^a \right]}$                            |

Kayma frekansı, gerilim dekuplajı ve mıknatıslanma akımı da dahil olmak üzere hava aralığı akı-yönlendirmeli denetim için gereken hesaplamalar tablo 2.4'te özet olarak verilmiştir. Hava aralığı akı-yönlendirmeli denetimin tasarımı için, hava aralığı akısının doğru yönlendirilmesi önemlidir. Ayrıca, bir gerilim-denetimli evirici için gerilim komutunun da hesaplanması gerekir.

Kayma frekansı, akım ve gerilim dekuplajı ve mıknatıslanma akımı hesaplamaları da dahil olmak üzere hava aralığı akı-yönlendirmeli denetim için gerekli hesaplamalar tablo 2.4' te özet olarak verilmiştir. Tablo 2.2 ve 2.3 ile karşılaştırıldığında, dekuplaj denetimi için hava aralığı akı-yönlendirmeli denetimlerindeki akım ve gerilim dekuplajı gerekir; dolayısıyla hesaplamalar bu üç denetim yöntemi içinde en karmaşık olan yöntemdir [30].

## 2.6 Asenkron Motorlarda Doğrudan Moment Denetimi

Doğrudan moment denetim (DMD) yöntemi son yıllarda asenkron motor sürücülerinde yoğun bir şekilde kullanılmaya başlanmıştır. Doğrudan moment denetim yöntemi hızlı dinamik moment tepkisi sağlamasının yanında motor parametrelerinin değişmesine karşı akım denetleyici kullanmadan bile oldukça dayanıklıdır. Ayrıca DMD sadece iki adet histerezis bant denetleyici ve en uygun gerilim vektörünün seçimi için oluşturulan anahtarlama tablosu kullanılarak kolaylıkla gerçekleştirilebilmektedir. İki seviyeli histerezis bant stator akı denetimi ve üç seviyeli histerezis bant ise moment denetimi için kullanılmaktadır. İlk endüstriyel DMD sürücüsü ABB firması tarafından üretilerek endüstrinin kullanımına sunulmuştur. Diğer taraftan DMD hala, özellikle düşük hızlarda, moment ve akı dalgalanmaları, stator direncindeki değişim ve akı düşüşü gibi sorunlara sahiptir. En önemli sorunlardan biri de düşük hızlarda ortaya çıkan akı düşüşüdür [3,14].

### 2.6.1. Doğrudan Moment Denetiminin Çalışma Prensipleri

Doğrudan moment denetim yönteminde, motorun akı ve momentinin, motor parametreleri ve ölçülebilen büyüklükler yardımıyla hesaplanmasını mümkün kıldığı için aynı zamanda bir doğrudan vektör denetim yöntemi sayılır. Doğrudan vektör denetimi yönteminden farkı, akımlar için herhangi bir dönüşüm yapılmasına gerek duyulmadığı gibi, sinüs-üçgen karşılaştırılması veya histerezis akım denetimi gibi bir Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) oluşturma yöntemine de ihtiyaç yoktur. Buna karşılık yöntem, referans ve hesaplanan akı yardımıyla ile momentte oluşacak hataları doğrudan giderecek nitelikte bir anahtarlama dizisinin, eviricideki güç anahtarlama elemanlarına uygulanması gerekir. Bu sayede moment ve akı hatasında oluşabilecek değişimler anında düzeltilmekte ve hızlı bir moment cevabı sağlanabilmektedir. Diğer vektör denetim yöntemleri daha çok rotor akı yönlendirmesi kullanırken, doğrudan vektör denetim yöntemi stator akı yönlendirmesini kullanan bir yöntemdir ve  $-\beta$  eksen takımındaki motor modelinden hareketle gerçekleştirilmektedir [1-14].

DMD'de motor akısı ve momentinin temel denetim değişkenleri olarak kullanılması düşüncesi, DA sürücüsünde yapılan işlemle ilkesel olarak aynıdır. Buna karşılık, klasik DGM ve akı vektör denetimli sürücülerde çıkış gerilimi ile frekansı temel denetim değişkenleri



olarak kullanılır ve bu değişkenler modüle edilerek motora uygulanır. Bu modülatör katı, ek bir işaret işleme zamanı oluşturarak mümkün olan moment ve hız cevabını kısıtlar. DMD’de akı ve momentin her ikisi de histerezis denetleyici ile denetlenir ve DGM üretici ile ilgili gecikmeler ortadan kalkar. DGM üretici yerine optimum anahtarlama mantığı kullanılır. Böylece, DA sürücünün sahip olduğu moment denetim ve doğrudan akı denetim ile hızlı cevap verme gibi özellikler elde edilir. Moment cevabı, oldukça iyidir ve orta seviyeli hız doğruluğu ( %0.1-%10 ) için hız algılayıcı ihtiyacını ortadan kaldırır [1,14,30].

### 2.6.2. DMD’nin Matematiksel ve Fiziksel Yorumu

Uygun stator gerilim vektörlerinin seçilmesi ile stator akısının ve momentinin doğrudan denetlenmesi, bu yöntemin doğrudan moment denetimi olarak adlandırılmasına sebep olmuştur. Yöntemin temel fikri, motor akı ve momentini stator akım ve geriliminin ani değerlerini kullanarak hesaplamaktır. Asenkron motorda stator akısı ve stator gerilimi arasındaki ilişki aşağıdaki gibi verilmektedir [31-34].

$$v_{abcs} = R_s i_{abcs} + \frac{d\Psi_{abcs}}{dt} \quad (2.70)$$

DMD yönteminde asenkron motorun ürettiği moment, stator akısı ve stator akımı kullanarak hesaplanır. Üç fazlı, simetrik asenkron motorda üretilen elektromanyetik momentin ani değeri, aşağıdaki gibi bulur.

$$T_e = \frac{3}{2} P \Psi_{abcs} \times i_{abcs} \quad (2.71)$$

Moment eşitliğinin stator ve rotor akıları cinsinden yazılması, motorda moment oluşumunun fiziksel olarak yorumlanması açısından daha uygundur. Stator ve rotor akıları kullanılarak, denklem 2.3’deki eşitlikler yardımıyla stator akımı aşağıdaki gibi bulunur.

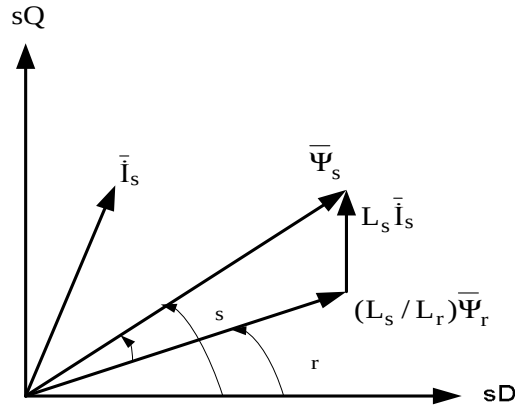
$$i_{abcs} = \frac{\Psi_{abcs}}{L_s} - \frac{L_m}{L_s L_r} \Psi_{abcr} \quad (2.72)$$

Burada sızıntı faktörü olup  $=1 - L_m^2 / L_s L_r$  olarak tanımlanır. (2.72) eşitliği ile verilen stator akımı (2.71)'de verilen moment ifadesinde yerine konulursa, aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_s L_r} \Psi_{abcs} \cdot \Psi_{abcr} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_s L_r} |\Psi_{abcs}| |\Psi_{abcr}| \sin \quad (2.73)$$

Statorun akım ve gerilim vektörleri arasındaki ilişki, stator direncindeki gerilim düşümü ihmal edilerek (2.70) eşitliğinden, aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$v_{abcs} = \frac{d\Psi_{abcs}}{dt} \quad (2.74)$$



**Şekil 2.8** Sabit eksen takımında, stator ve rotor akıları ile stator akım vektörleri

$\Delta t$  Küçük zaman aralığında motora  $\bar{v}_k = v_{sD} + jv_{sQ}$  evirici gerilim vektörü uygulandığında, stator direncindeki gerilim düşümü ihmal edilirse stator akısı bileşenlerindeki değişim, aşağıdaki gibi olur.

$$\Delta \Psi_{sD} = v_{sD} \Delta t \quad (2.75)$$

$$\Delta \Psi_{sQ} = v_{sQ} \Delta t \quad (2.76)$$

Başlangıçta  $\overline{v_1}$  gerilim vektörü uygulanarak stator akısının  $t = t_0$  anında sD eksenini doğrultusunda  $\Psi_{s0}$  değerine ulaştığı kabul edilirse, stator akısının  $t_0 = \Delta t$  anındaki genliği, aşağıdaki gibi bulunur.

$$|\Psi_{abcs}| = \sqrt{\Psi_{sQ}^2 + (\Psi_{s0} + \Delta \Psi_{sD})^2} \quad (2.77)$$

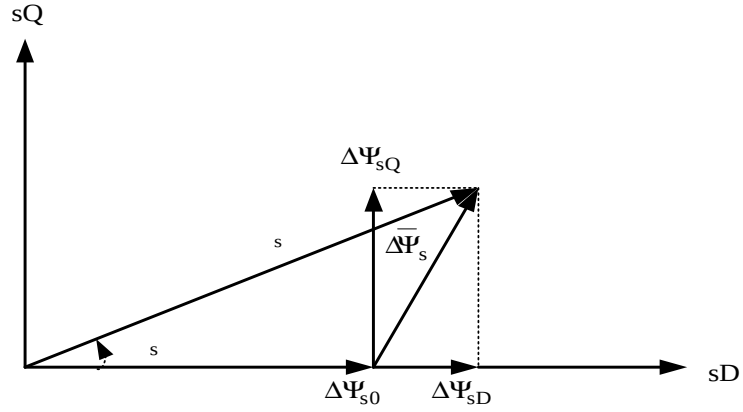
$\Psi_{s0} + \Delta \Psi_{sD} \gg \Delta \Psi_{sQ}$  olduğu kabul edilirse, stator akısının genliği,

$$|\Psi_{abcs}| \cong \Psi_{s0} + \Delta \Psi_{sD} \quad (2.78)$$

olarak elde edilir. Şekil 2.9’da sabit eksen takımında,  $\Delta t$  süresi boyunca stator akısı vektörünün değişimi görülmektedir. Stator akısındaki değişim, büyük ölçüde stator akısının  $t = t_0$  anındaki yönü doğrultusunda uygulanan gerilim vektörü tarafından sağlanır.  $\Delta t$  Kısa zaman aralığında rotor akısı uzay vektörünün değişmediği kabul edilir. Bu durumda (2.74)’de verilen motorun elektromanyetik moment eşitliği kullanılarak,

$$\Delta \Gamma_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_s L_r} \Psi_r \Delta \Psi_{sQ} \quad (2.79)$$

yazılır. Motor momentindeki değişim, stator akısının  $t = t_0$  anındaki yönüne dik olan evirici gerilim vektörünün oluşturduğu  $\Delta \Psi_{sQ}$  tarafından üretilir.



**Şekil 2.9** Sabit eksen takımında,  $\Delta t$  süresi boyunca stator akısı vektörünün değişimi.

$t_0$  anında  $t_0 + \Delta t$  anına kadar stator akısı uzay vektörünün açısındaki değişim,

$$\Delta_s = \tan^{-1} \frac{\Delta \Psi_{sQ}}{\Psi_{s0} + \Delta \Psi_{sD}} \quad (2.80)$$

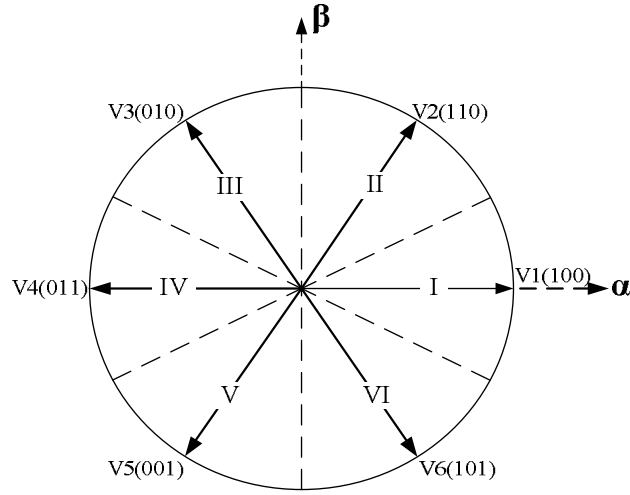
olarak hesaplanır. Bu eşitlik  $\Delta t$ 'ye bölünürse stator akısının açısal hızı elde edilir. Eylemsizlik nedeniyle  $\Delta t$  süresi boyunca rotor hareketsiz olduğundan stator akısının hızı kayma hızı ile aynıdır. Böylece, kayma hızı, aşağıdaki gibi yazılır.

$$s = \frac{\Delta_s}{\Delta t} \quad (2.81)$$

$\Delta \Psi_{sD}$  ihmal edilirse,

$$s \cong \frac{\Delta \Psi_{sQ}}{\Psi_{s0} \Delta t} \quad (2.82)$$

Stator akısını sabit tutacak şekilde statora uygulanan gerilim vektörleri, stator akısının hızlı bir şekilde moment ihtiyacını karşılayacak konuma getirirse, en hızlı moment cevabını oluşturur. Asenkron motor DMD sürücüsünde gerçek moment referans momentten küçükse  $d_s / dt$  hızlı bir şekilde değiştirilerek moment arttırılır. Eğer moment referans değere eşitse, stator akısının dönmesi durdurulur.



**Şekil 2.10** Gerilim vektörleri

Stator akısı uzay vektörü ileri yönde hızlanırsa pozitif moment ve aksi halde negatif moment elde edilir. Stator akısının denetimi, asenkron motoru besleyen Geri beslemeli eviricide uygun gerilim vektörlerinin seçilmesi ile sağlanır[14]. Standart bir asenkron motorun rotor zaman sabiti 100 ms'den daha büyüktür ve rotor akısı stator akısını  $i_r$  zaman sabiti ile takip eder. Yüksek güçlü motorlarda rotor zaman sabiti daha büyüktür. Dolayısıyla rotor akısı, stator akısına göre çok yavaş değiştiğinden sabit kabul edilebilir. Eğer stator akısı da sabit kabul edilirse, (2.73) eşitliğine göre moment açısı uygun bir şekilde değiştirilerek hızlı bir şekilde denetim edilebilir. Açısı evirici tarafından üretilen uygun gerilim vektörü seçilerek değiştirilebilir.

**Tablo 2.5** Anahtarlama vektörleri ve durumları

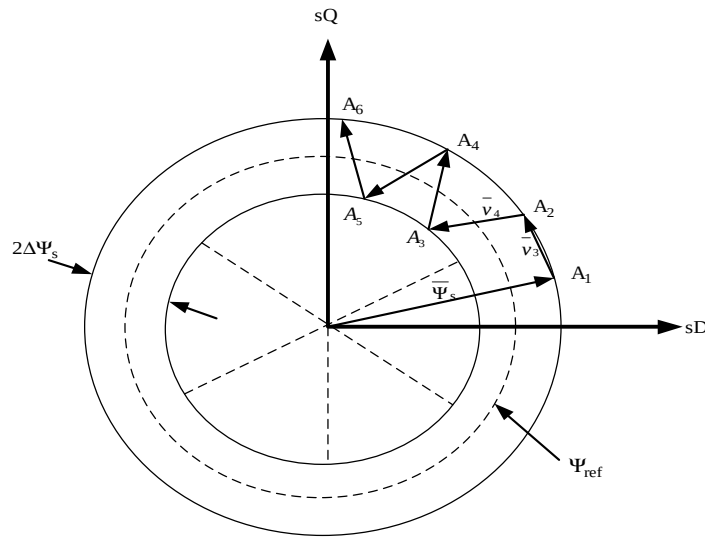
| Gerilim vektörleri | Konum | Durum |
|--------------------|-------|-------|
| V1                 | (100) | Aktif |
| V2                 | (110) | Aktif |
| V3                 | (010) | Aktif |
| V4                 | (011) | Aktif |
| V5                 | (001) | Aktif |
| V6                 | (101) | Aktif |
| V7                 | (111) | Sıfır |
| V0                 | (000) | Sıfır |

Stator akısının modülünün sabit olmadığı zayıflatma bölgesinde, uygun evirici gerilimi seçilerek açısı  $|\Psi_{abcs}|$  birlikte denetlenir.  $\Delta t$  küçük zaman aralığında gerilim vektörü uygulandığında, (2.74) eşitliğine göre stator akısı vektöründeki değişim  $\Delta\Psi_{abcs} = v_{abcs}\Delta t$  olarak yazılabilir. Yani, stator akısı, stator gerilim vektörünün yönünde ve hızında  $\Delta\Psi_{abcs}$  kadar ilerler. Adım adım uygun gerilim vektörü seçilerek stator akısını istenilen şekilde hareket ettirmek mümkündür. Stator akısı uzay vektörünü rotor akısından hızlı bir şekilde uzaklaştıran bir gerilim vektörü uygulandığında açısı arttığından moment de artar. Sıfır gerilim vektörü uygulandığında stator akısı uzay vektörü hareketsiz kabul edilir. Gerçekte stator omik gerilim düşümü nedeniyle çok yavaş hareket eder. Bu durumda rotor akısı uzay vektörü hareket etmeye devam eder ve açısı azalır. Eğer bu süre yeteri kadar uzunsa, rotor akısı uzay vektörü stator akısı uzay vektörünü geçer, böylece açısı işareti ve elektromanyetik momenti yön değiştirir [14].

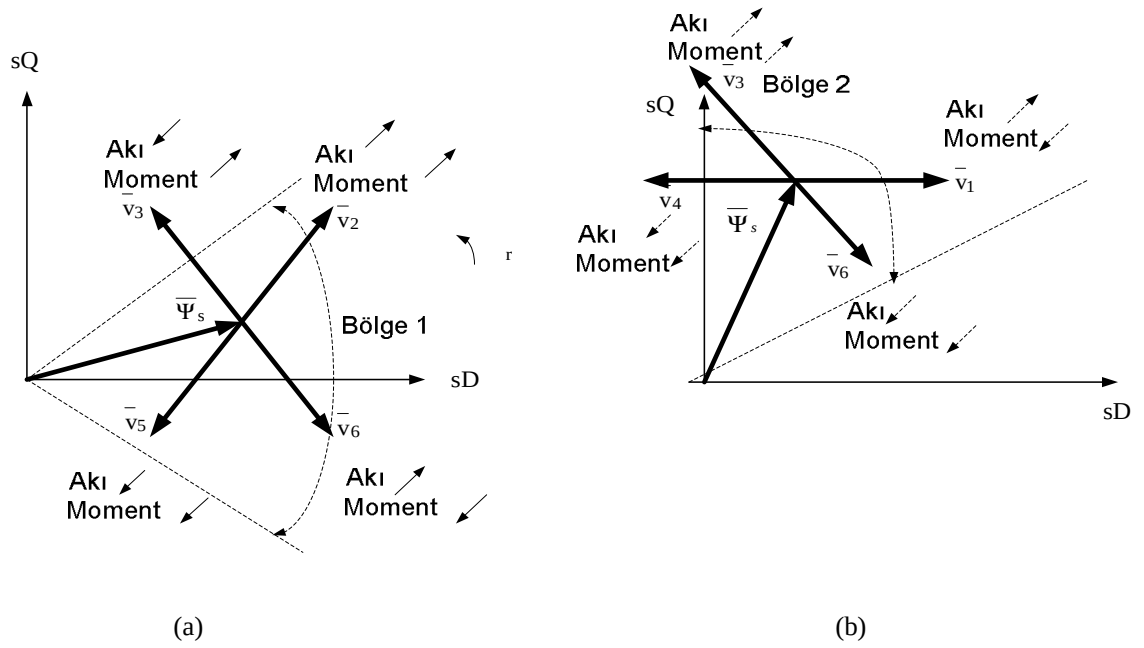
Stator akısı uzay vektörü, stator gerilimi uzay vektörünün integrali olduğundan, uygulanan gerilim vektörü doğrultusunda ilerler. Altı darbeli kare dalga eviricide, kullanılan altı adet gerilim vektöründen dolayı, stator akısı altıgen bir yörünge içinde hareket eder. Sinüsoidal PWM’de sıfır ve aktif vektörler seçilerek stator akısının sinüsoidale yakın olması sağlanır. Stator akısının denetimi ile ilgili bir örnek Şekil 2.11’de görülmektedir. Bu örnekte başlangıçta,  $A_1$  noktasında olan stator akısı uzay vektörü, uygun gerilim vektörleri seçilerek bir histerezis bandı içerisinde ve dairesel bir yörüngede saat yönünün tersinde hareket ettirilmiştir.  $A_1$  Noktasında stator akısı uzay vektörü 1. bölgede ve üst sınırdadır. Anahtarlama vektörü olarak  $\bar{v}_3$  seçilirse stator akısı  $A_1$ ’den  $A_2$ ’ye doğru ilerler.  $A_2$  noktası da 2.bölgedeki üst sınır olup, bu noktada  $\bar{v}_4$  vektörü seçilirse şekildeki gibi hareket eder. Eğer  $A_3$  noktasında stator akısı uzay vektörü durdurulacaksa sıfır gerilim vektörlerinden biri seçilir.  $\bar{v}_0$  ve  $\bar{v}_7$  Sıfır anahtarlama vektörlerinden hangisinin seçileceği, anahtarlama sayısının minimum olmasına göre belirlenir.  $\bar{v}_4$  vektörü (011) olduğuna göre,  $\bar{v}_0$  (000) seçilirse iki anahtar ve  $\bar{v}_7$  (111) seçilirse bir anahtar konum değiştirir. Bu durumda, anahtarlama frekansı açısından  $\bar{v}_7$ ’nin seçilmesi daha uygundur.  $A_3$  noktasında bulunan stator akısı uzay vektörünün saat yönünün tersine hızlı bir şekilde hareket etmesi istenirse  $\bar{v}_1$  vektörü seçilebilir. Böylece, stator akısı istenilen  $\Psi_{sref}$  referansı etrafında belirli bir  $2\Delta\Psi_s$  bandı içinde denetlenir [29].

Saat yönünün tersine dönen bir motorda, momentte bir artış gerekiyorsa, stator akısı uzay vektörünü saat yönünün tersine hareket ettirmek gerekir. Momentte bir azalma gerekiyorsa, stator akısı uzay vektörünü saat yönünde hareket ettirmek gerekir. Momentin değişmesi istenmiyorsa, stator akısı uzay vektörünün dönmesi durdurulur. Bu üç farklı moment durumu için seçilecek vektörler, stator akısı uzay vektörünün bulunduğu bölgeye ve stator akısında yapılacak değişikliğe bağlıdır. Dolayısıyla, moment ve stator akısındaki artma ve azalma durumları için altı aktif vektör arasından seçme yapılır.

Şekil 2.12’de, stator akısı 1. ve 2. bölgede iken, gerilim vektörlerinin stator akısı ve momente nasıl etki ettiği görülmektedir. Şekil 2.12(a)’da görüldüğü gibi, stator akısı 1. bölgede iken momentin artması için  $\bar{v}_2$  veya  $\bar{v}_3$  ve azalması için  $\bar{v}_5$  veya  $\bar{v}_6$  vektörleri seçilir. Akının artması için  $\bar{v}_2$  veya  $\bar{v}_6$  ve azalması için  $\bar{v}_3$  veya  $\bar{v}_5$  vektörleri seçilir. Şekil 2.12 (b)’de stator akısı 2. bölgede iken momentin artması için  $\bar{v}_3$  veya  $\bar{v}_4$  ve azalması için  $\bar{v}_1$  veya  $\bar{v}_6$  vektörleri seçilir. Akının artması için  $\bar{v}_1$  veya  $\bar{v}_3$  ve azalması için  $\bar{v}_4$  veya  $\bar{v}_6$  vektörleri seçilir [35-36].



**Şekil 2.11** Stator akısı denetimi



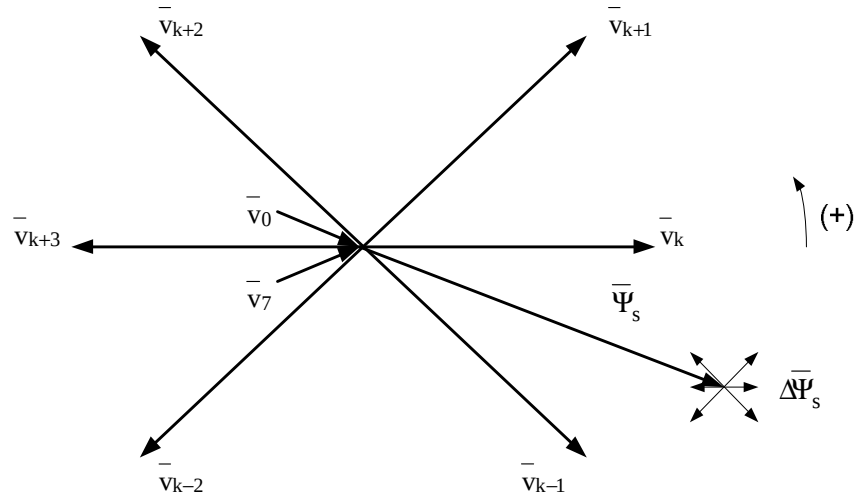
**Şekil 2.12** Stator akısı a) 1. bölgede ve b) 2. bölgede iken, gerilim vektörlerinin stator akısı ve momente etkisi.

### 2.6.3 DMD’de Anahtarlama Tablosunun Belirlenmesi

$k=1,2,3,4,5,6$  olmak üzere stator akısı uzay vektörü  $k$ . bölgede ise, stator akısının genliğini arttırmak için  $\bar{v}_k, \bar{v}_{k-1}, \bar{v}_{k+1}$  gerilim vektörleri motora uygulanabilir. Genliği azaltmak için  $\bar{v}_{k+2}, \bar{v}_{k-2}, \bar{v}_{k+3}$  vektörleri seçilir. Stator akısı uzay vektörünün hızı, sıfır ve aktif anahtarlama vektörlerinin oranı değiştirilerek denetlenir. Sıfır anahtarlama vektörleri önemli moment dalgalanmalarına sebep olur. Şekil 2.13’te stator akısı  $k$ . bölgede iken seçilebilecek gerilim vektörleri görülmektedir. Bu gerilim vektörleri, şekilde gösterilen yönlerde  $\Delta t$  küçük zaman aralığında  $\Delta \Psi_{abcs} = v_{abcs} \Delta t$  kadar bir değişme oluşturur [24].

Stator akısının genliğini denetlemek için kullanılan gerilim vektörleri, aynı zamanda motor momenti üzerinde de etkili olur. Evirici uzay gerilim vektörlerinin stator akısının kayma hızını arttırması, momentte bir artış oluşturur. Stator akısının kayma hızındaki bir azalma ise, momentte azalma oluşturur.





**Şekil 2.13** Stator akısı uzay vektörü  $k$ . bölgede iken, seçilebilecek gerilim vektörleri ve stator akısına etkisi

Evirici gerilim vektörlerinin stator akısı ve moment üzerindeki etkileri tablo 2.6’da verilmiştir. Bu tabloda ok sayısı değişme miktarını göstermektedir. Momentin artması veya eğimin pozitif olması için, motorun dönüş yönünden bağımsız olarak  $\bar{v}_{k+1}$  ve  $\bar{v}_{k+2}$  vektörleri kullanılır. Motorun momentini azaltmak için  $\bar{v}_{k-1}$  ve  $\bar{v}_{k-2}$  vektörleri kullanılır.  $\bar{v}_k$  ve  $\bar{v}_{k+3}$  ile sıfır gerilim vektörleri, motor hızının yönüne göre tablo 2.6’da verildiği gibi momenti değiştirir[37]. Çıkışı iki seviyeli olan histerezis denetleyicileri kullanıldığında, stator akısı ve motor momentini için gerilim ihtiyacı dört farklı durum oluşturur. Her bir durum için, hata sinyalini azaltıcı yönde olan en az bir evirici gerilim vektörü bulunabilir. Görüldüğü gibi, gerilim beslemeli evirici, stator akısı genliğini ve motor momentini doğrudan ayarlayarak, bunların istenilen referansı takip etmelerini sağlayabilir.

**Tablo 2.6** Eviricide gerilim vektörüne göre stator akısı ve moment değişimleri

|                  | $\bar{v}_{k-2}$ | $\bar{v}_{k-1}$ | $\bar{v}_k$ | $\bar{v}_{k+1}$ | $\bar{v}_{k+2}$ | $\bar{v}_{k+3}$ | $\bar{v}_0, \bar{v}_7$ |
|------------------|-----------------|-----------------|-------------|-----------------|-----------------|-----------------|------------------------|
| $ \bar{\Psi}_s $ | ↓               | ↑               | ↑ ↑         | ↑               | ↓               | ↓ ↓             | ↑ ↓                    |
| $T_e (m > 0)$    | ↓ ↓             | ↓ ↓             | ↓           | ↑               | ↑               | ↓               | ↑                      |
| $T_e (m < 0)$    | ↓               | ↓               | ↑ ↑         | ↑ ↑             | ↑ ↑             | ↑               | ↑                      |

Stator akısının genliği, akı yönündeki evirici gerilim vektörü bileşeni tarafından etkilenir. Motor momenti, stator akısına dik olan evirici gerilim vektörü bileşeni tarafından denetlenir. Stator akısının artma veya azalma durumuna göre, momenti denetlemek üzere farklı anahtarlama çözümleri kullanılabilir. Bu çözümlerden her biri, moment ve akım dalgalanması, anahtarlama frekansı, iki veya dört bölge çalışma yeteneği açısından sürücü davranışını etkiler [25].

**Tablo 2.7** Eviricide anahtarlama yöntemleri

|      | $T_e \uparrow \quad  \Psi_s  \downarrow$ | $T_e \uparrow \quad  \Psi_s  \downarrow$ | $T_e \downarrow \quad  \Psi_s  \uparrow$ | $T_e \downarrow \quad  \Psi_s  \downarrow$ |
|------|------------------------------------------|------------------------------------------|------------------------------------------|--------------------------------------------|
| ST-A | $\bar{v}_{k+1}$                          | $\bar{v}_{k+2}$                          | $\bar{v}_0, \bar{v}_7$                   | $\bar{v}_0, \bar{v}_7$                     |
| ST-B | $\bar{v}_{k+1}$                          | $\bar{v}_{k+2}$                          | $\bar{v}_k$                              | $\bar{v}_0, \bar{v}_7$                     |
| ST-C | $\bar{v}_{k+1}$                          | $\bar{v}_{k+2}$                          | $\bar{v}_k$                              | $\bar{v}_{k+3}$                            |
| ST-D | $\bar{v}_{k+1}$                          | $\bar{v}_{k+2}$                          | $\bar{v}_{k-1}$                          | $\bar{v}_{k-2}$                            |

#### 2.6.4 Stator Akısı Uzak Vektörünün Bulunduğu Bölgenin Hesabı

En uygun anahtarlama vektörünün seçimi için, stator akısı uzak vektörünün bulunduğu bölgenin bilinmesi gereklidir. Bu bölgeleri aşağıdaki bağıntı ile belirlenebilir.

$$\theta_s = \tan^{-1} \frac{\Psi_{sD}}{\Psi_{sQ}} \quad (2.83)$$

Stator akısı uzak vektörünün açısına göre bulunduğu bölge tayin edilir. Uygulamada bu işlemin yapılması DSP'ler için zaman alıcıdır. Hesaplama kolaylığı açısından trigonometrik dönüşüm yapmadan da bu bölgenin bulunması mümkündür. Stator akısı vektörünün  $\Psi_{sD}, \Psi_{sQ}$  ve  $\sqrt{3}|\Psi_{sQ}| - |\Psi_{sD}|$  bileşenleri kullanılarak bölgeler tespit edilebilir.

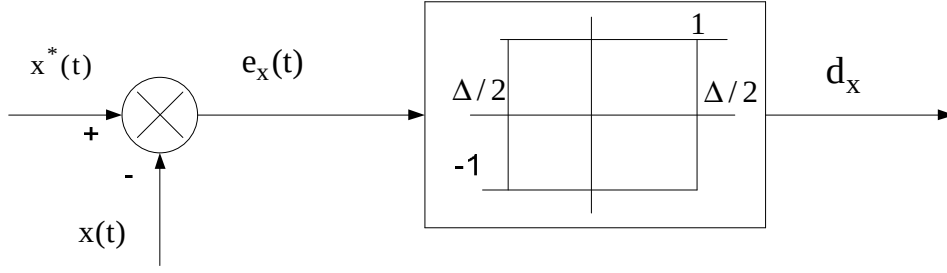
**Tablo 2.8** Stator akısı uzay vektörü bölgesinin belirlenmesi

| $\Psi_{sD}$ | $\Psi_{sQ}$ | $\sqrt{3} \Psi_{sQ}  -  \Psi_{sD} $ | Bölge |
|-------------|-------------|-------------------------------------|-------|
| +           | +/-         | -                                   | 1     |
| +           | +           | +                                   | 2     |
| -           | +           | +                                   | 3     |
| -           | +/-         | -                                   | 4     |
| -           | -           | +                                   | 5     |
| +           | -           | +                                   | 6     |

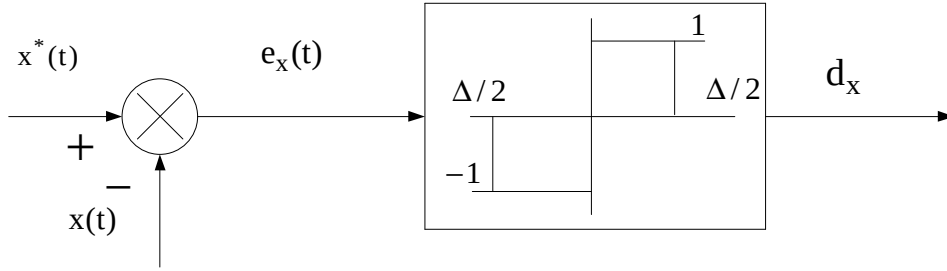
Stator akısı uzay vektörünün bulunduğu bölge başka bir teknik ile de bulunabilir.  $sD$  ve  $sQ$  eksenleri  $90^\circ$  Aralıklarla 4 eşit parça oluşturmaktadır. Bu parçalar  $\Psi_{sD}$  ve  $\Psi_{sQ}$  'nun işaretleri kullanılarak bulunabilir. Her parça içinde bir bölge ve diğer bölgenin yarısı mevcut olduğundan,  $\Psi_{sQ} / \Psi_{sD}$  oranı kullanılarak bölge bulunabilir [14].

### 2.6.5 Histerezis Bant Denetimi

Histerezis bant denetimi, kapalı çevrim denetimin basit ve yaygın olan bir türüdür. İki seviyeli ve üç seviyeli histerezis bant denetim yöntemi grafiksel olarak Şekil 2.14 ve 2.15'de gösterilmektedir. Referans  $x^*(t)$  ve gerçek  $x(t)$  arasındaki hata işareti,  $e(t)$ , histerezis elemanın çıkış durumu ile denetlenen durum değişkeni değeridir. Histerezis bant denetiminin uygulanması basit olduğundan çok kullanılır. Bunun yanında, hızlı tepkisi, doğal ani akım yükselmelerini sınırlama özelliği ve mükemmel dinamik performansı bulunmaktadır. Ayrıca bu yöntem, yük parametrelerinin tam olarak bilinmesine ihtiyaç duymayan analog bir denetim yöntemidir. Ara yüz elemanı olarak kullanılan sayısal denetleyiciler, bakım, esneklik ve uyumlu çalışma gibi üstünlüklerine rağmen yüksek talep gören, aktif filtreler ve yüksek doğruluk isteyen sürücülerdeki akım denetimi için doğruluk ve hızlı tepki açısından yetersiz kalmaktadır. Diğer yandan, klasik histerezis tekniği, nötrü yalıtılmış üç fazlı sistemde fazlar arasındaki gürültü ve değişken anahtarlama frekansı gibi problemlerden etkilenmektedir.



Şekil 2.14 İki seviyeli histerezis bant denetiminin blok diyagramı



Şekil 2.15 Üç seviyeli histerezis bant denetiminin blok diyagramı

Bu olumsuzlukları ortadan kaldırmak için bazı çalışmalarda etkili yöntemler sunulmaktadır. Bu çalışmalarda güçlü ve yüksek performanslı denetim elde edilebilen ve uygulanabilir bir yöntem olduğu gösterilmektedir. Doğrudan moment denetimde amaç, histerezis karşılaştırıcı kullanarak stator akısı ve moment hatasının her ikisini de sıfıra indirmek için en uygun anahtarlama vektörünü seçmektir. Histerezis karşılaştırıcı doğrudan moment denetimin merkezinde yer alır ve hem anahtarlama için en uygun gerilim vektörü belirlenmesinde hem de seçilen vektörün ve uygulanma süresinin belirlenmesinde önemli rol oynar. Histerezis karşılaştırıcı sayesinde güç devresi elemanları gereksiz anahtarlamalardan korunmaktadır. Şekil 2.14’de gösterildiği gibi doğrudan moment denetimde kullanılan iki seviyeli histerezis karşılaştırıcı, stator akısının referans değeri ile gerçek değerini karşılaştırmak için kullanılır. Benzer şekilde, Şekil 2.15’de gösterildiği gibi üç seviyeli histerezis karşılaştırıcı, hız-moment denetleyici tarafından üretilen dâhili referans değeriyle momentin gerçek değerini karşılaştırmak için kullanılır. Bu karşılaştırıcıların çıkışları her örnekleme periyodunda yenilenir ve bu çıkışlar akı veya momentin değiştirilip değiştirilmeyeceğini belirler.

Anahtarlama frekansında akı ve moment histerezis bandının genişliğinin etkisi ile ilgili pek çok çalışma yapılmıştır. Doğrudan moment denetimde, sabit moment histerezis

bant genişliği,  $\Delta T$ , seçilmesi durumunda, evirici anahtarlama frekansı akı histerezis bant genişliği  $\Delta\Psi$ , ile ilişkili olarak değişmektedir. Küçük akı histerezis bant genişliği yüksek anahtarlama frekansı sonucunu ortaya koyar, rotor akı vektörü yörüngesini dairesel ve faz akım dalga şeklini sinüzoidal dalga biçimine yaklaştırır. Bu çalışma şartlarında, eviricideki anahtarlama kayıpları artarken motorda harmonik bakır kayıpları ortaya çıkar. Diğer yandan, stator akısı için büyük histerezis bant genişliği anahtarlama frekansını azaltır ve stator akı vektör yörüngesinin altıgen olmasına neden olur. Bu durumda motorda harmonik bakır kayıpları artarken eviricide anahtarlama kayıpları azalmaktadır.

Motorun moment üretiminde, histerezis bant genişliğinin etkisi doğrudan moment denetimde çalışmada dikkate alınmalıdır. Moment dalgalanmaları moment histerezis bant genişliği ile ilgilidir. Eviricideki anahtarlama ve dolayısıyla anahtarlama kayıplarındaki ana etken moment histerezis bandıdır [14].

## 2.6.6 Temel DMD Sürücü Sistemi

DMD sürücüsünde seçilen evirici anahtarlama vektörü, her bir anahtarlama periyodunda, stator akısındaki hatanın  $2\Delta\Psi_s$  ve momentteki hatanın  $2\Delta T_e$  bandı içinde kalmasını sağlayacak şekilde seçilir. Akı denetleyici çıkışı  $d\Psi_s$ , moment denetleyici çıkışı  $dT_e$  ve stator akısının bölgesine göre motora uygulanması gereken gerilim vektörü bir tablo kullanılarak belirlenebilir. Bu tablo, optimum anahtarlama vektörünün seçim tablosu olarak adlandırılır. Tablo 2.7’de verilen ST-A yöntemi kullanılarak yapılan optimum anahtarlama seçim tablosu tablo 2.9’da gösterilmiştir. Akıda bir artma gerekli ise  $d\Psi_s = 1$ , azalma gerekiyorsa  $d\Psi_s = 0$  kabul edilir. İki seviyeli akı histerezis karşılaştırıcısının çıkışı  $d\Psi_s$  aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\begin{aligned}
 d\Psi_s \Rightarrow \quad & 1, \quad \left| \overline{\Psi}_s \right| \leq \Psi_{sref} - \Delta\Psi_s \\
 & 0, \quad \left| \overline{\Psi}_s \right| \geq \Psi_{sref} + \Delta\Psi_s
 \end{aligned} \tag{2.84}$$

Momentte bir artma gerekli ise  $dT_e = 1$ , azalma gerekli ise  $dT_e = -1$ , bir değişiklik gerekmiyorsa  $dT_e = 0$  kabul edilir. Üç seviyeli moment histerezis karşılaştırmacının çıkışı  $dT_e$ , saat yönünün tersi veya pozitif dönüş yönü için,

$$\begin{aligned} dT_e \Rightarrow & \begin{aligned} 1, & \quad |T_e| \leq |T_{eref}| - \Delta T_e \\ 0, & \quad |T_{eref}| \geq |T_{eref}| \end{aligned} \end{aligned} \quad (2.85)$$

Saat yönü veya negatif dönüş yönü için, aşağıdaki şekilde tanımlanır.

$$\begin{aligned} dT_e \Rightarrow & \begin{aligned} -1, & \quad |T_e| \leq |T_{eref}| + \Delta T_e \\ 0, & \quad |T_{eref}| \geq |T_{eref}| \end{aligned} \end{aligned} \quad (2.86)$$

Histerezis bantlarının genişliklerinin seçimi de oldukça önemlidir. Bant genişliği çok küçük seçilirse, denetim kaybolur, stator akısı bandın dışına çıkar. Sıfır vektörünün süresi moment dalgalanmalarında doğrudan etkilidir. Tablo 2.9’da verilen anahtarlama vektörlerinin uygulanması, motorun hızı çok düşük değilse mükemmel sonuçlar verir. Motor çalışmaya yeni başladığında ve çok düşük hızlarda, akı denetiminde problem ortaya çıkar. Bu durumda, stator akısı önce belirli bir değere yükseltilir daha sonra moment referansı uygulanır Stator akısı bileşenlerinin tahmini, hem anahtarlama vektörünün seçiminde hem de momentin tahmininde gereklidir [31,32]. Stator akısı, stator eksen takımında yazılan stator gerilimi eşitliği kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\Psi_{sD} = \int (v_{sD} - R_s i_{sD}) dt \quad (2.87)$$

$$\Psi_{sQ} = \int (v_{sQ} - R_s i_{sQ}) dt \quad (2.88)$$

**Tablo 2.9** Optimum anahtarlama vektörünün seçimi.

| $d\Psi_s$ | $dT_e$ | Bölge 1     | Bölge 2     | Bölge 3     | Bölge 4     | Bölge 5     | Bölge 6     |
|-----------|--------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| 1         | 1      | $\bar{v}_2$ | $\bar{v}_3$ | $\bar{v}_4$ | $\bar{v}_5$ | $\bar{v}_6$ | $\bar{v}_1$ |
|           | 0      | $\bar{v}_7$ | $\bar{v}_0$ | $\bar{v}_7$ | $\bar{v}_0$ | $\bar{v}_7$ | $\bar{v}_0$ |
|           | -1     | $\bar{v}_6$ | $\bar{v}_1$ | $\bar{v}_2$ | $\bar{v}_3$ | $\bar{v}_4$ | $\bar{v}_5$ |
| 0         | 1      | $\bar{v}_3$ | $\bar{v}_4$ | $\bar{v}_5$ | $\bar{v}_6$ | $\bar{v}_1$ | $\bar{v}_2$ |
|           | 0      | $\bar{v}_0$ | $\bar{v}_7$ | $\bar{v}_0$ | $\bar{v}_7$ | $\bar{v}_0$ | $\bar{v}_7$ |
|           | -1     | $\bar{v}_5$ | $\bar{v}_6$ | $\bar{v}_1$ | $\bar{v}_2$ | $\bar{v}_3$ | $\bar{v}_4$ |

Stator akımlarından iki tanesi ölçülerek üçüncüsü hesaplanır. Örneğin  $i_{sA}$  ve  $i_{sB}$  ölçüldüğünde,  $i_{sC}$ , aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$i_{sC} = -(i_{sA} + i_{sB}) \quad (2.89)$$

Buradan  $i_{sD}$  ve  $i_{sQ}$  bileşenleri aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$i_{sD} = i_{sA} \quad (2.90)$$

$$i_{sQ} = \frac{i_{sB} - i_{sC}}{\sqrt{3}} = \frac{i_{sA} + 2i_{sB}}{\sqrt{3}} \quad (2.91)$$

DMD sürücüsünün performansı, büyük ölçüde stator akısı uzay vektörünün doğru tahmin edilmesine bağlıdır. Bu tahmin işlemindeki doğruluk, akım ve gerilimin doğru ölçülmesine ve integral işleminin doğru yapılmasına bağlıdır. DMD sürücüsünde stator akısı ve moment, anahtarlama tablosu kullanılarak ayrı ayrı ve bağımsız olarak denetlenir. Şekil 2.16'da blok diyagramı görülen DMD sürücüsünde, Stator akısı uzay vektörünün modülü ile stator akısının referans değeri karşılaştırılarak, elde edilen hata iki konumlu stator akısı histerezis karşılaştırıcısına verilir. Moment de aynı şekilde referans değeri ile karşılaştırılarak, elde edilen hata üç konumlu moment histerezis karşılaştırıcısına verilir.

The diagram illustrates a closed-loop control system for an asynchronous motor. The reference speed  $n_{ref}$  is compared with the actual speed  $n$  at a summing junction. The resulting error signal is processed by a speed feedback block (represented by a graph of a ramp) to produce a reference torque  $T_{ref}$ . This reference torque is compared with the actual torque  $T_e$  at another summing junction. The resulting error signal is processed by a torque feedback block (represented by a graph of a step function) to produce a reference flux  $\Psi_{sref}$ . The reference flux is compared with the actual flux  $|\Psi_s|$  at a third summing junction. The resulting error signal is processed by a flux feedback block (represented by a graph of a step function) to produce a reference flux derivative  $d\Psi_s$ . The reference torque  $T_{ref}$  and the reference flux derivative  $d\Psi_s$  are inputs to the 'Anahtar Seçim Tablosu' (Switch Selection Table), which outputs the 'Akı Bölgesi' (Flux Region). The 'Akı Bölgesi' and the reference torque  $T_e$  are inputs to the 'Moment ve Stator akısı Tahmin edici' (Torque and Stator Flux Estimator), which outputs the reference flux derivative  $d\Psi_s$  and the reference flux  $\Psi_{sref}$ . The 'Moment ve Stator akısı Tahmin edici' also receives feedback signals  $V_{dc}$ ,  $i_a$ , and  $i_b$  from the 'VSI' (Voltage Source Inverter). The 'VSI' receives the reference flux derivative  $d\Psi_s$  and the reference flux  $\Psi_{sref}$  as inputs and outputs the motor voltage  $V_{dc}$  and the motor currents  $i_a$  and  $i_b$  to the 'Asenkron Motor' (Asynchronous Motor). The 'Asenkron Motor' outputs the actual speed  $n$  to the speed feedback block.

DMD sürücüsünde her bir örnekleme veya denetim periyodunda aşağıdaki işlemler tekrarlanır.

- 48



- Çıkış gerilim vektörü  $d\Psi_s, dT_e$  ve stator akısının bulunduğu bölgeye göre seçilir.
- Seçilen gerilim vektörüne ait anahtarlama sinyalleri sürme devresine verilerek denetim periyodunun tamamlanması beklenir ve sonra ilk adıma dönülür.

DMD' nin temel özellikleri aşağıdaki gibi özetlenebilir [41,42].

- Optimum anahtarlama vektörleri ile akı ve moment doğrudan denetlenir.
- Stator akım ve gerilimlerinin denetimi dolaylıdır. Stator akımları ve akı yaklaşık olarak sinüsoidaldır.
- Yüksek dinamik performans ve en hızlı moment cevabı elde edilir.
- Koordinat dönüşümüne, modülatöre ve denetleyiciye ihtiyaç yoktur. Hız denetimi için tek bir PI denetleyici kullanmak yeterlidir
- Evirici anahtarlama frekansı, akı ile momentin histerezis bant genişliklerine bağlıdır ve değişkendir. Moment dalgalanması, örnekleme süresi ve bant genişliğine bağlıdır.
- Akı tahmini için, diğer vektör sürücülerinde olduğu gibi gelişmiş tekniklerin kullanılması gereklidir.

## 2.7 DMD' nin İyileştirilmesi için Geliştirilen İleri Yöntemler

DMD gerçekleştirilmesi kolay bir yöntem olmasına rağmen, uygulamada çıkan problemlerin çözümü için geliştirilen özel yöntemlerin kullanılması gereklidir. Bu bölümde, DMD uygulamalarında karşılaşılan bazı problemler ve bunların çözümü için teklif edilen ileri yöntemler ele alınmıştır.

Normal DMD' de karşılaşılan temel problemler aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- İlk çalışma anında, düşük hızlarda ve moment referansı değişimlerinde, motor akımının yüksek değerler alması.
- Stator akısı tahmininde, özellikle düşük hızlarda doğruluğun kaybolması.
- Stator direncindeki değişimin akı ve moment denetiminde bozulmaya yol açması.

- Anahtarlama frekansının değişmesi.
- Histerezis bantlarının, maksimum anahtarlama frekansına göre belirlenmesinden dolayı denetim performansının bozulması.
- Moment ve stator akısında histerezis denetimi nedeniyle dalgalanma oluşması.
- Stator akısındaki dalgalanmaların doğrudan denetim edilen stator akımında harmoniklere yol açması.
- Momentteki dalgalanmaların motor hızında dalgalanmalara yol açması.
- Hız denetiminde bulunan PI denetleyici katsayılarının geniş bir denetim aralığında aynı performansı vermemesi ve düşük hızlarda problemlerle karşılaşılması.
- Alan zayıflatma bölgesine geçişte denetim performansının kötüleşmesi.

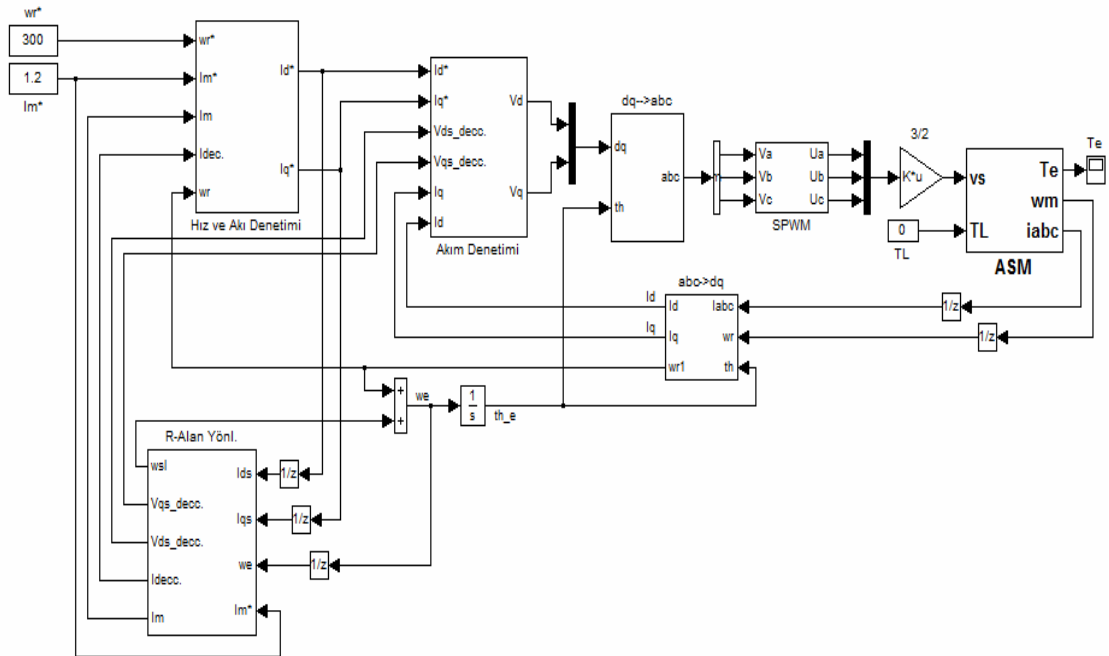
Normal DMD' nin problemlerini zmek ve daha yüksek performans elde etmek için, önceden yapılan çalışmalar aşağıdaki başlıklarda toplanabilir[14-33].

- Motor kalkışı esnasında stator akımının sınırlandırılması
- Stator akısı tahmininin iyileştirilmesi
- Değişken olan anahtarlama frekansının sabit tutulması, moment dalgalanmasının azaltılması ve histerezis bantları denetiminin iyileştirilmesi
- Stator direncinin güncellenmesi
- PI denetleyici katsayılarının farklı hız bölgelerine göre belirlenerek hız denetiminin iyileştirilmesi
- Algılayıcısız olarak hız denetiminin sağlanması
- Yüksek hızlarda DMD'den kare dalga moduna geçişin sağlanması

### 3. BENZETİM ÇALIŞMALARI

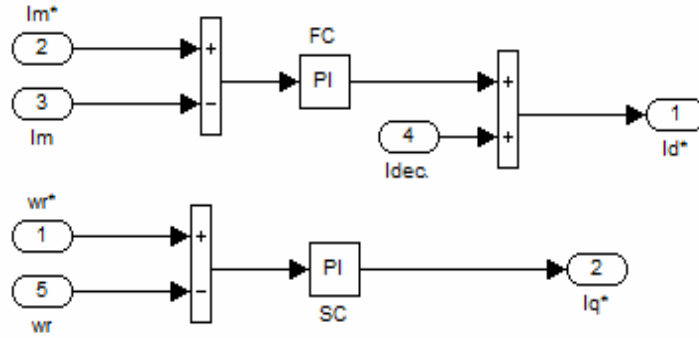
#### 3.1 Alan Yönlendirmeli Denetim Yöntemi için Benzetim Modeli

Bu bölümde asenkron motorun alan yönlendirmeli ve doğrudan moment denetimli hız denetimi için benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Her iki denetim yapısının benzetim çalışmalarında MATLAB/Simulink blokları kullanılmıştır. İlk önce asenkron motorun alan yönlendirmeli denetimi için, Simulink blokları kullanılarak Şekil 3.1’de verilen benzetim modeli hazırlanmıştır. Alan yönlendirmeli denetim için hazırlanan benzetim modeli, hız ve akı denetimi, alan yönlendirme, akım denetimi, Park-Clarke ve ters Park-Clarke dönüşümü, hız denetiminin gerçekleşmesi için gerekli olan farklı frekanslarda gerilim üreten sinüsoidal DGM ve evirici ile asenkron motorun modellendiği ana bloklardan oluşmaktadır. Şekil 3.1’de verilen benzetim modeli, bu çalışmada her üç alan yönlendirme yöntemi için de temel olarak kullanılmıştır. Stator ve hava aralığı yönlendirmeli denetim için sadece alan yönlendirme bloğu değiştirilmiştir.



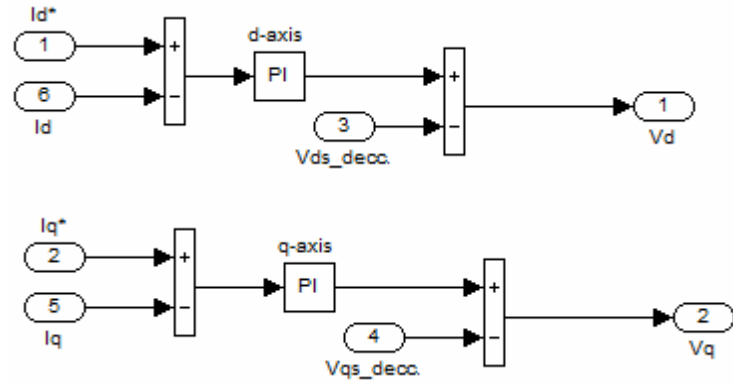
Şekil 3.1 Asenkron motorun alan yönlendirmeli denetimine ilişkin MATLAB/Simulink modeli

Verilen denetim yapısında, motorun hızı ve akımları ölçülerek geri besleme bilgisi olarak kullanılmıştır. “Hız ve Akı Denetimi” bloğu biri hız diğeri ise akı denetiminde kullanılan iki PI denetleyici içerir. Motordan ölçülen hız ve referans hız karşılaştırılarak aradaki fark bilgisi motorun moment akımı olan referans  $I_q$  akımını üretmesi amacıyla PI denetleyiciye uygulanmaktadır. Referans manyetiklenme akımı olan  $I_m$  akımı, motor alanını oluşturmak üzere motorun boşta çektiği akım değerinde sabit olarak seçilmiştir. Bu akım ölçülen  $I_m$  akımıyla karşılaştırılmış ve elde edilen hata işareti PI denetleyiciye uygulanmıştır. PI denetleyicinin çıkışına kenetleme terimi eklenerek motorun ana alanını oluşturan referans  $I_d$  akımı üretilmiştir. Şekil 3.1’de gösterilen hız ve akı denetim bloğunun içi şekil 3.2’de gösterilmiştir.



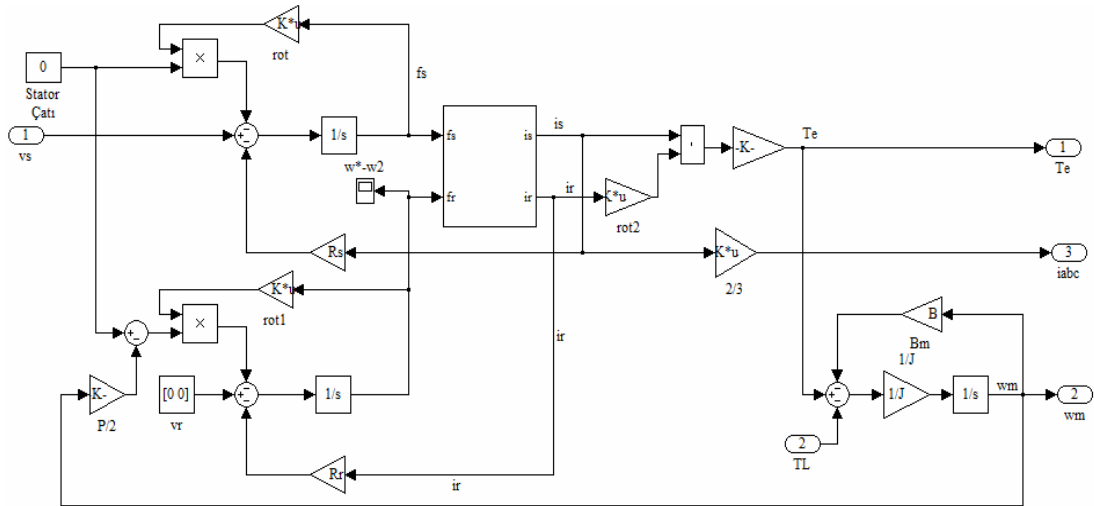
Şekil 3.2 Hız ve akı denetim bloğu

Akım denetim bloğu, akı ve hız denetim bloğundan elde edilen referans dq akımları ve motordan ölçülen dq akımları arasındaki hatayı işleyen PI denetleyicilerden oluşmaktadır. Akım denetim bloğu, motorun istenilen hızda dönebilmesi için gerekli referans  $V_d$ - $V_q$  gerilimlerini üretmektedir. Bu gerilimlerin bulunabilmesi için, PI akım denetleyicilerinin çıkışına kenetleme terimleri eklenmiştir. Şekil 3.1’de gösterilen akım denetim bloğunun yapısı Şekil 3.3’de gösterilmiştir.



Şekil 3.3 Akım denetim bloğu

Akım denetim bloğundan elde edilen referans gerilimler DA gerilimleridir. Asenkron motorun gereksinim duyduğu üç fazlı gerilimlerin sağlanabilmesi için, senkron çatıdaki DA gerilimler “dq->abc” bloğu ile referans üç faz gerilimlerine dönüştürülmektedir. Motorun istenilen momenti üretebilmesi için hesaplanan bu gerilimlerden sinüzoidal DGM yöntemi kullanılarak bulunan modülasyon dalgaları eviriciye kapı darbeleri olarak uygulanmaktadır. Eviriciden elde edilen gerilimler ise asenkron motor modeline uygulanmaktadır. Şekil 3.1’de gösterilen asenkron motorun MATLAB/Simulink modeli Şekil 3.4’de verilmiştir.

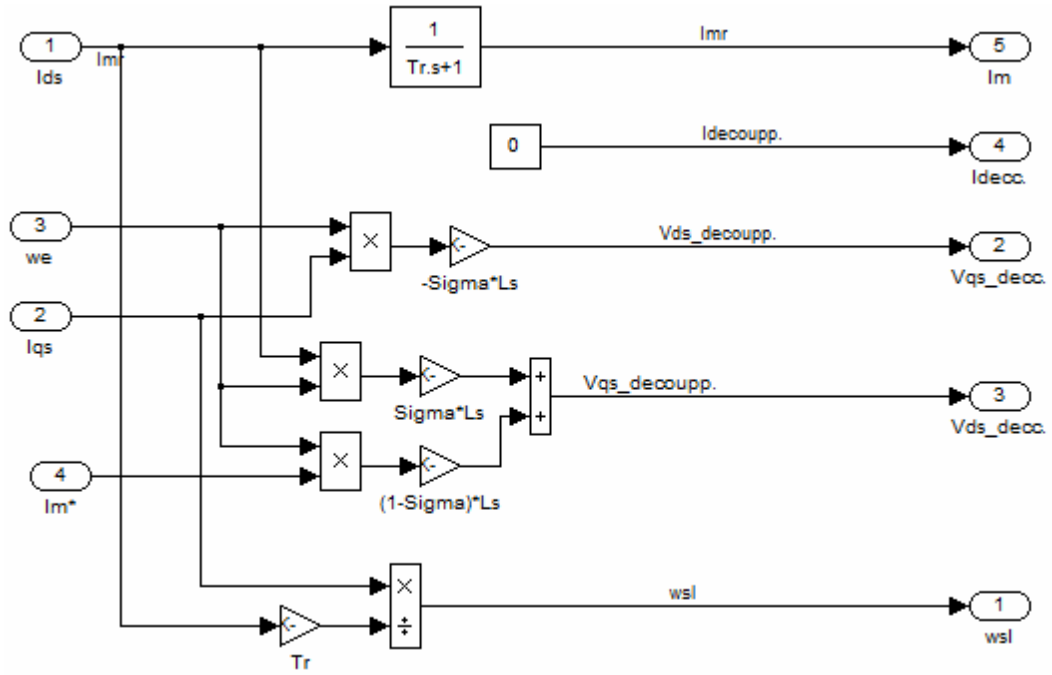


Şekil 3.4 Asenkron motorun MATLAB/Simulink modeli

### 3.1.1 Rotor Alan Yönlendirmeli Denetim için Benzetim Modeli

Asenkron motorun alan yönlendirmeli hız denetiminin gerçekleştirilebilmesi için, ilk önce rotor alan yönlendirmesi kullanılmıştır. Bu amaçla Şekil 3.1’de verilen denetim

yapısında alan yönlendirme bloğunda rotor alan yönlendirmesi sağlanmıştır. Rotor alan yönlendirme bloğunun içi Şekil 3.5’de gösterilmiştir. Şekil 3.5’de verilen rotor alan yönlendirme bloğu Bölüm 2’deki rotor alan yönlendirme kısmında verilen denklemleri içermektedir. Stator geriliminin denetimini sağlamak için d-ekseni ve q-ekseni bileşenleri arasındaki kenetleme terimleri Simulink blokları yardımı ile hesaplanmıştır. Şekilden de görüldüğü gibi kayma frekansı, gerilim dekuplajı ve mıknatıslanma akımı da dâhil olmak üzere bir rotor alan yönlendirme için gerekli hesaplardan oluşmaktadır.

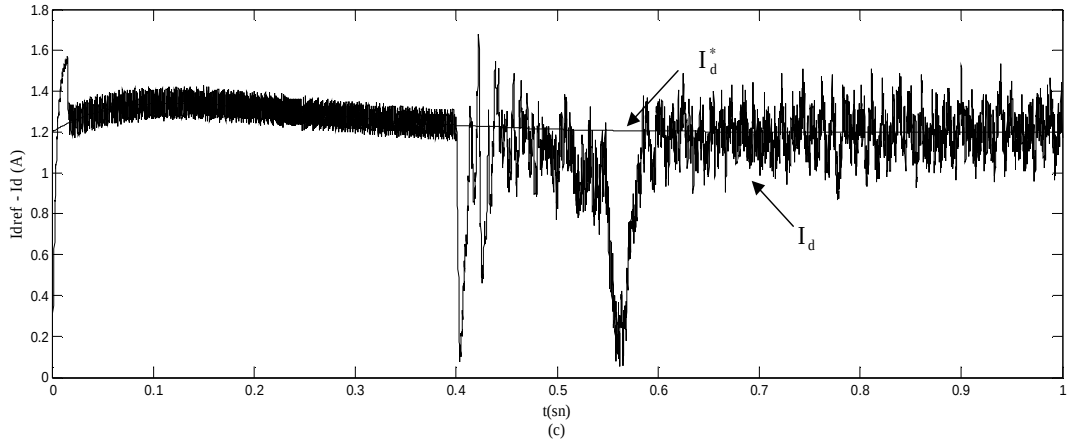
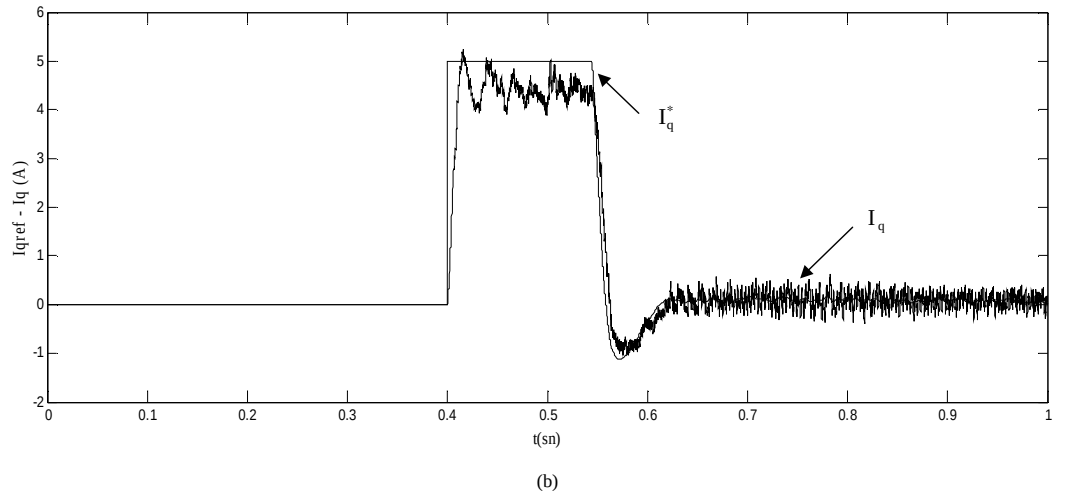
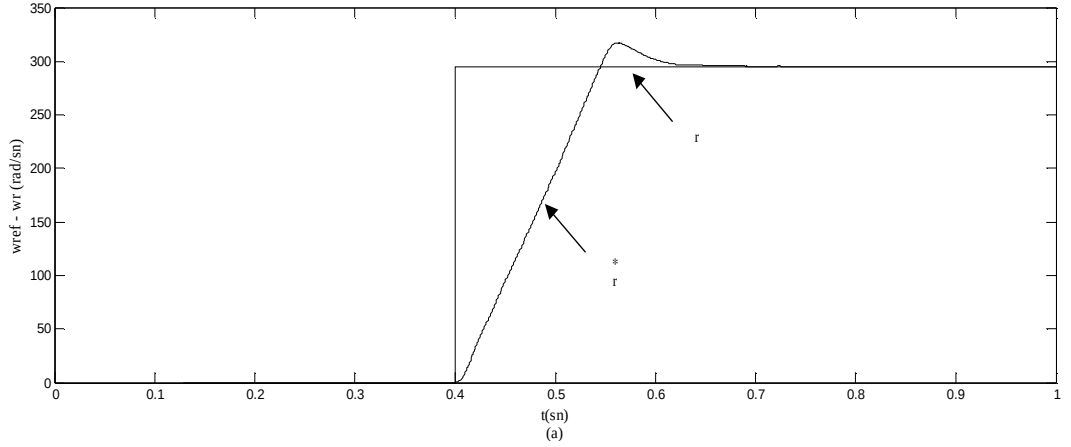


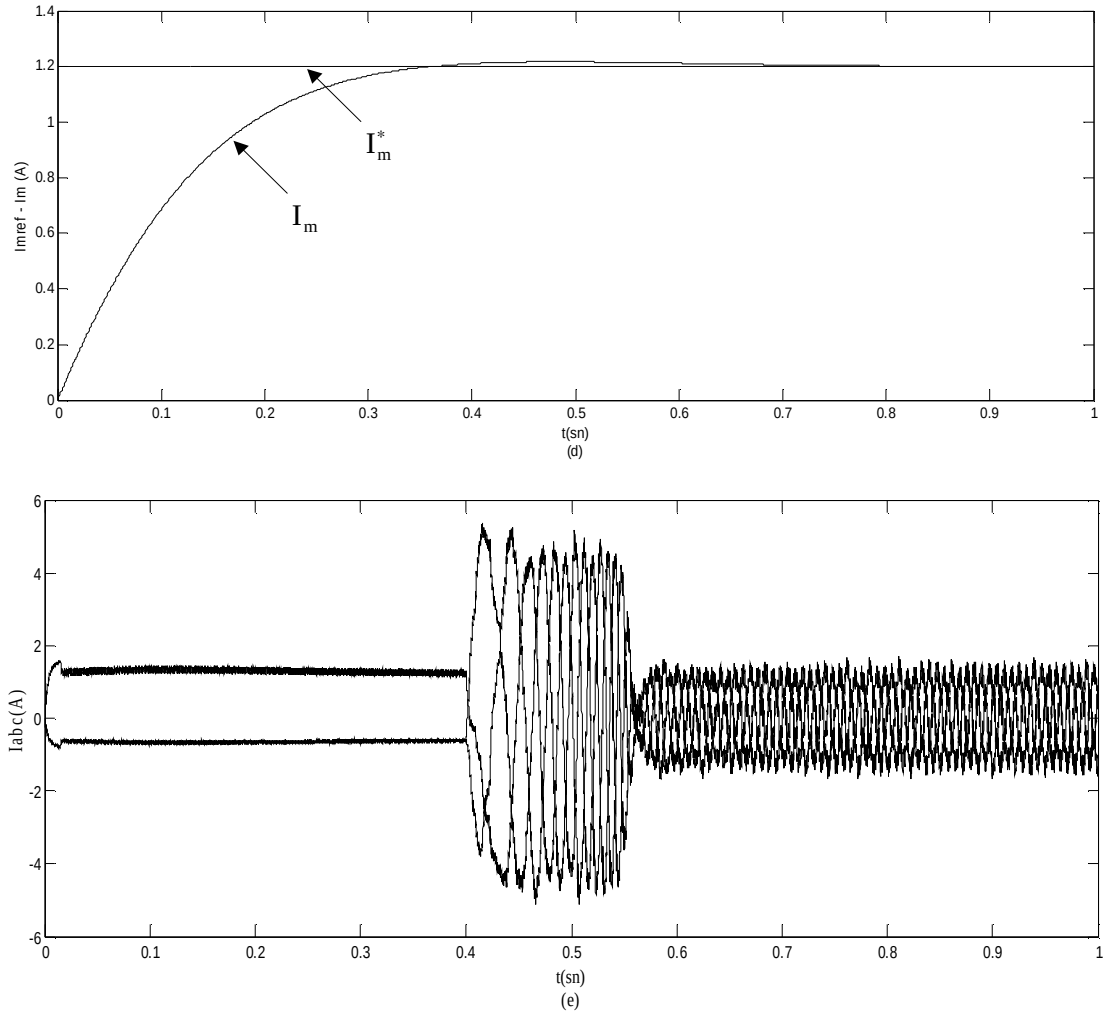
Şekil 3.5 Rotor alan yönlendirmeli denetim için alan yönlendirme bloğu

### 3.1.1.2 Benzetim Çalışması Sonuçları

Rotor alan yönlendirmesi kullanılarak asenkron motorun hız denetim başarımının incelenebilmesi için, değişik hız referansları ve bozucu giriş olarak ise anma değerinde yük momenti uygulanmıştır. Şekil 3.6’da motor yüksüz durumda iken motorun sabit 295 rad/sn’lik referans hızı izleme başarımı gösterilmiştir. Şekil 3.6(a)’da motor hızı ile referans hız arasındaki değişim verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi, motor hızı yaklaşık %5 lik bir aşma ile sürekli durum hatası olmaksızın referans hızı başarılı bir şekilde izlemektedir. Şekil 3.6(b)’de  $I_q^*$  ve  $I_q$  akımlarının değişimi görülmektedir. Motorun referans hıza ulaşana kadarki geçici durumda motorun aşırı akım çekmemesi için motor akımı  $\pm 5A$  ile sınırlanmıştır. Geçici durumun sona ermesiyle birlikte  $I_q$  akımı boştaki

kayıpları karşılayacak kadarlık akım değerine düşmekte ve referans  $I_q^*$  akımını başarılı bir şekilde izlemektedir. Şekil 3.6(c)'de  $I_d^*$  ve  $I_d$  akımlarının değişimleri görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi  $I_d$  akımı  $I_d^*$  akımını sürekli durum hatası olmaksızın izlemektedir. Şekil 3.6(d)'de manyetiklenme akımları olan  $I_m^*$  ve  $I_m$  akımlarının, Şekil 3.6(e)'de ise motorun şebekeden çektiği akımların değişimleri görülmektedir.



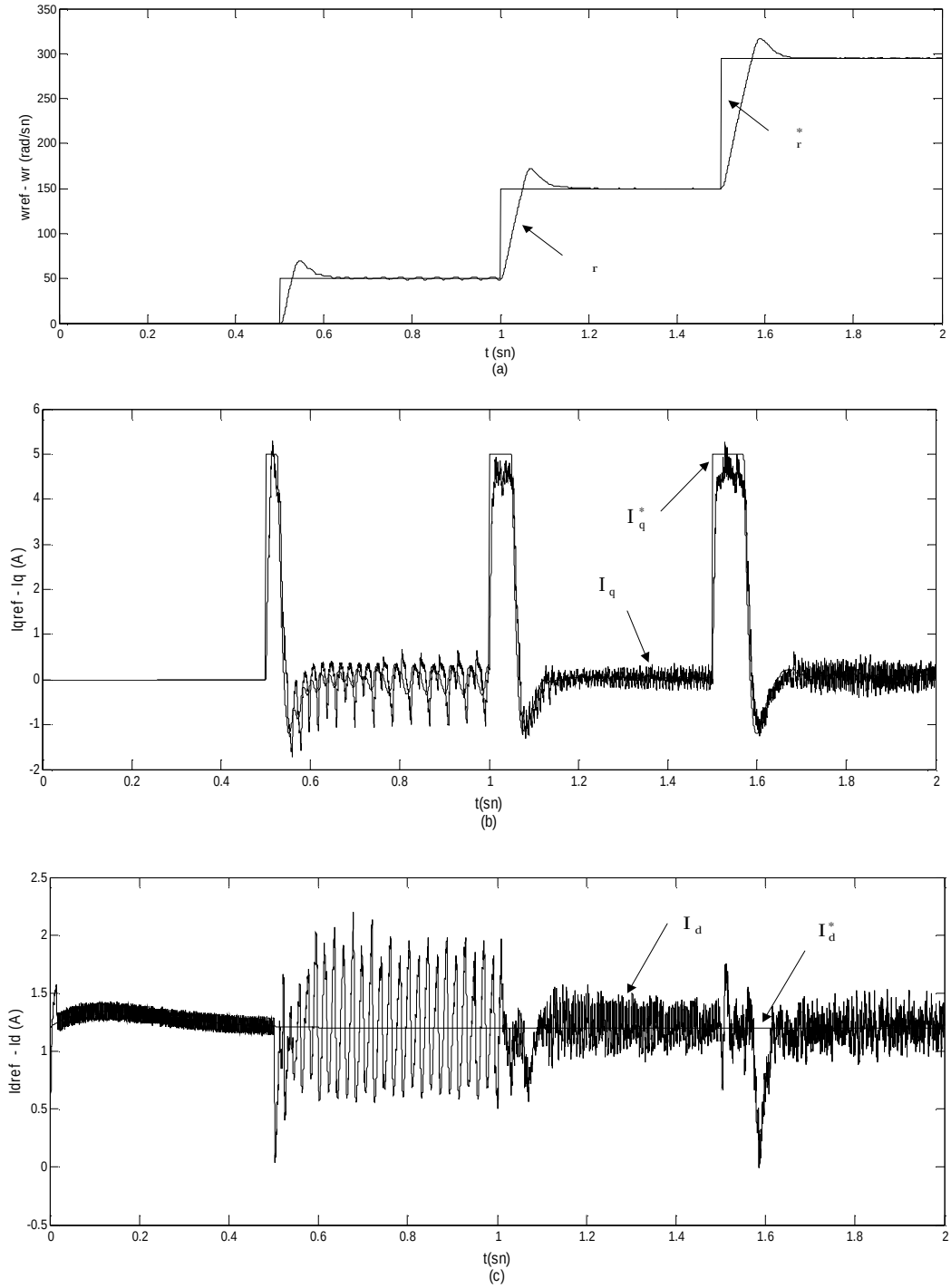


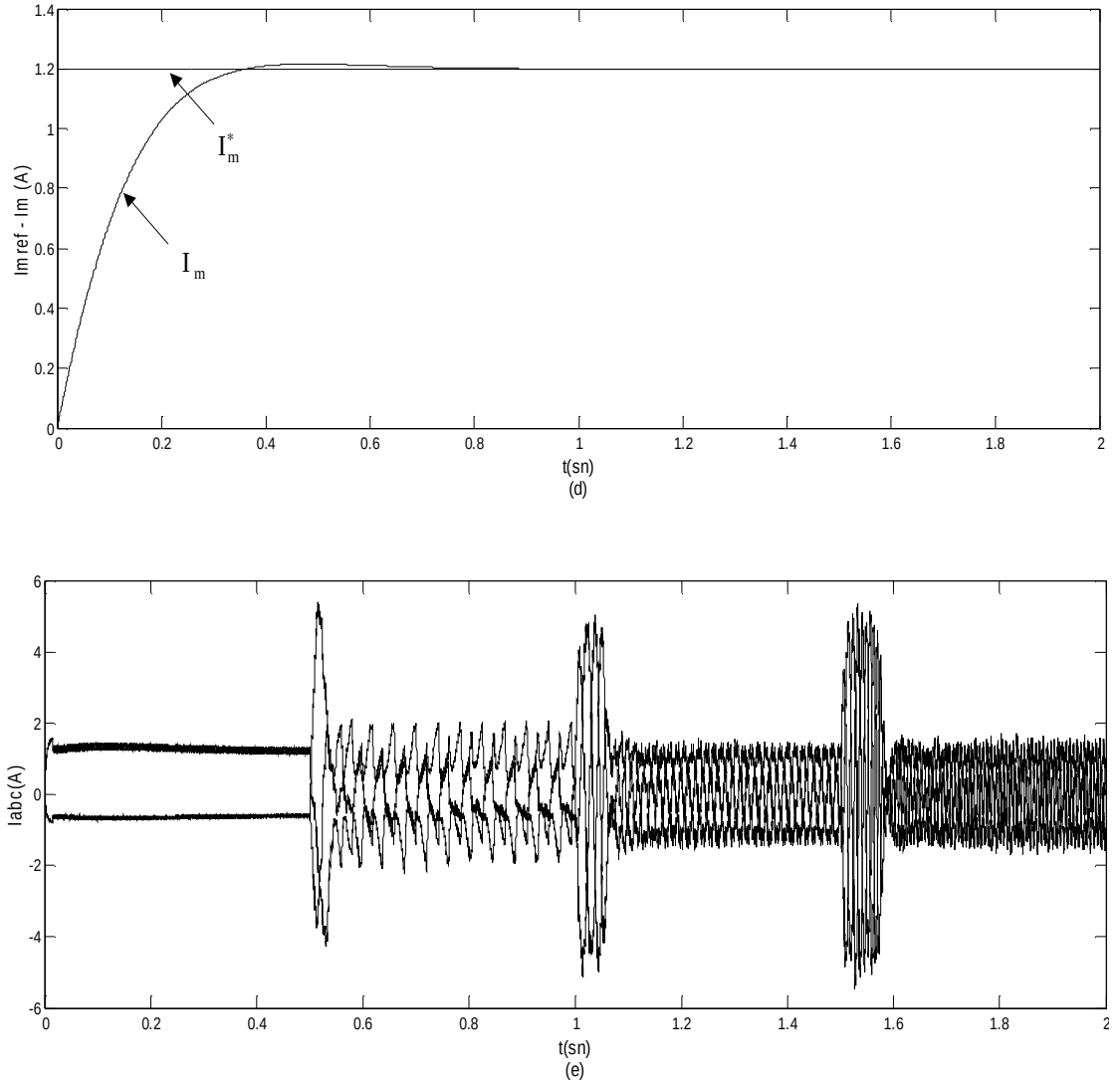
**Şekil 3.6** Rotor alan yönlendirmeli denetim için 295 rad/sn basamak hızda ve yüksüz durumda elde edilen sonuçlar. (a) referans hız ile motor hızının değişimi, (b)  $I_q^*$  akımı ile  $I_q$  akımının değişimi, c)  $I_d^*$  ile  $I_d$  değişimi, (d)  $I_m^*$  ve  $I_m$  akımının değişimi, (e) stator akımlarının değişimleri

Asenkron motorun değişken hız referanslarına karşı başarımlarının izlenebilmesi amacıyla, motor başlangıçtan itibaren yüksüz durumda iken motora 50/150/295 rad/sn'lik değişken hız referansı uygulanmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 3.7'de verilmiştir. Şekil 3.7(a)'da motor hızının değişken hız referansını sürekli durum hatası olmaksızın başarılı bir şekilde izlediği görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi motor hızı düşük hızlarda oransal ve integral kazançların sabit olması nedeniyle küçük salınımlar yaparak referans hızı izlemektedir. Şekil 3.7(b)'de  $I_q^*$  ve  $I_q$  akımlarının değişimi görülmektedir. Motorun referans hıza ulaşana kadarki geçici durumda motorun aşırı akım çekmemesi için motor akımı  $\pm 5A$  ile sınırlanmıştır. Geçici durumların sona ermesiyle birlikte  $I_q$  akımı boştaki kayıpları karşılayacak kadar akım çekmekte ve referans  $I_q^*$  akımını başarılı bir şekilde



izlemektedir. Şekil 3.7(c)'de  $I_d^*$  ve  $I_d$  akımlarının değişimleri görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi  $I_d$  akımı  $I_d^*$  akımını sürekli durum hatası olmaksızın izlemektedir. Şekil 3.7(d)'de manyetiklenme akımları olan  $I_m^*$  ve  $I_m$  akımlarının, Şekil 3.7(e)'de ise motorun şebekeden çektiği akımların değişimleri görülmektedir.

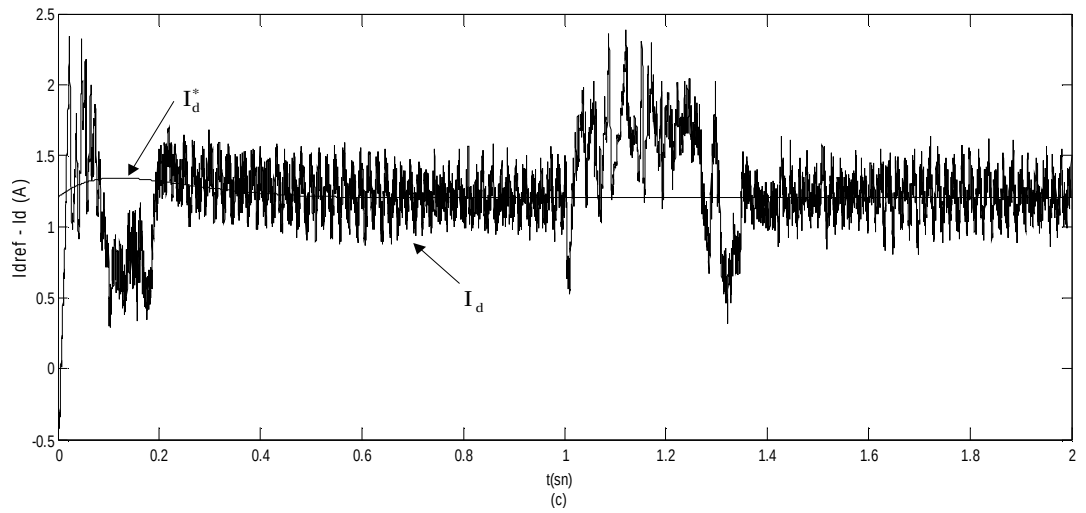
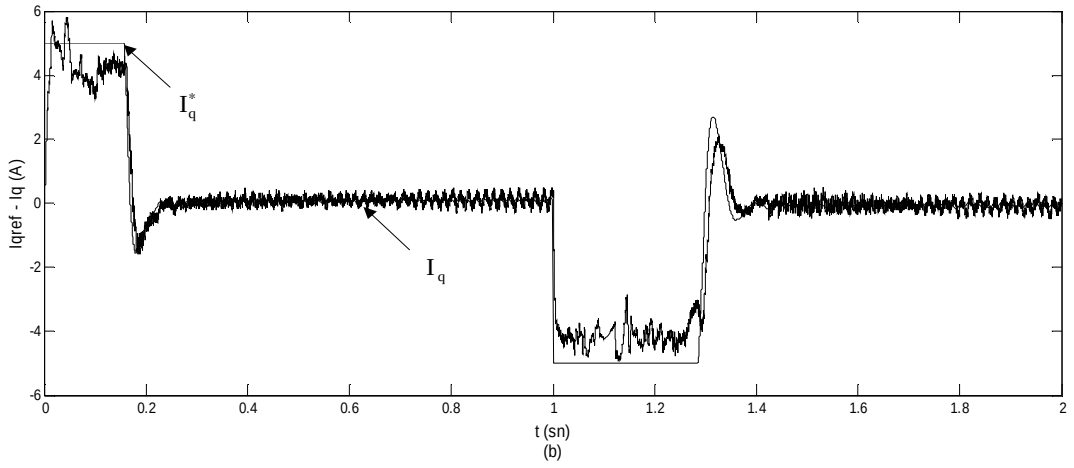
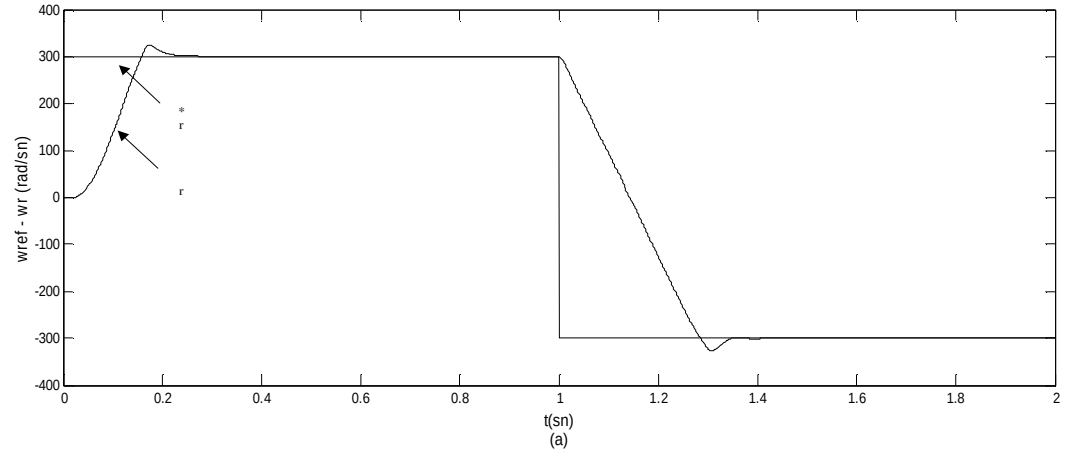


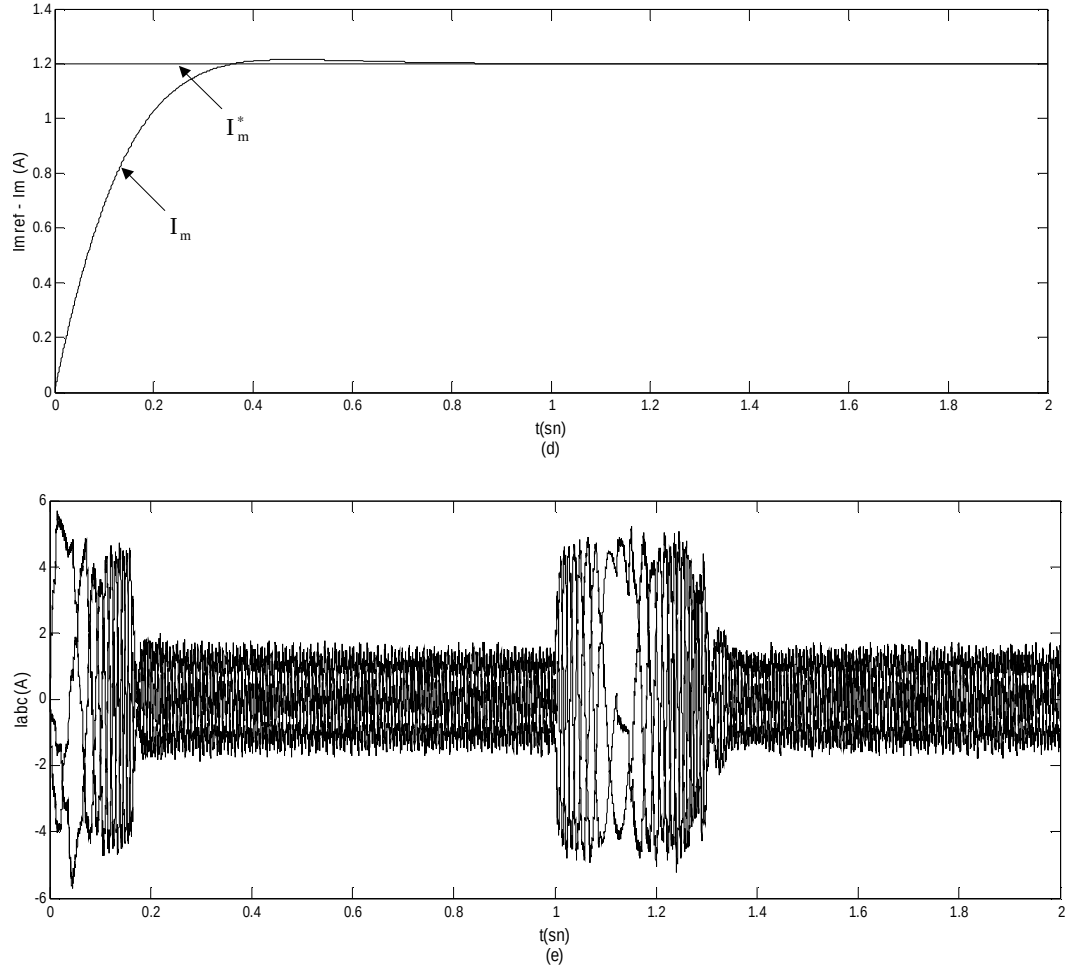


**Şekil 3.7** Rotor alan yönlendirmeli denetim için sabit basamak hızlarda ve yüksüz durumda elde edilen sonuçlar. (a) referans hız ile motor hızının değişimi, (b)  $I_q^*$  akımı ile  $I_q$  akımının, (c)  $I_d^*$  ile  $I_d$  değişimi, (d)  $I_m^*$  ve  $I_m$  akımının değişimi, (e) stator akımlarının değişimleri

Vektör denetimli asenkron motorlardan beklenen en önemli özelliklerden biri de motorun dört bölgesi olarak çalışabilmesidir. Bu amaçla motor yüksüz durumda iken motora  $\pm 300$  rad/sn’lik sabit referans hız uygulanmış ve elde edilen sonuçlar Şekil 3.8’de gösterilmiştir. Şekil 3.8(a)’da motor hızı PI denetleyicinin tasarımına uygun bir şekilde yaklaşık olarak %5’lik bir aşma yapmıştır ve sürekli durum olmaksızın referans hızı izlemektedir. Şekil 3.8(b)’de  $I_q^*$  ve  $I_q$  akımlarının değişimi görülmektedir. Motorun referans hıza ulaşana kadarki geçici durumda motorun aşırı akım çekmemesi için motor akımı  $\pm 5$ A ile sınırlanmıştır. Geçici durumun sona ermesiyle birlikte  $I_q$  akımı boşdaki kayıpları karşılayacak kadar akım çekmekte ve referans  $I_q^*$  akımını başarılı bir şekilde izlemektedir. Şekil 3.8(c)’de  $I_d^*$  ve  $I_d$  akımlarının değişimleri görülmektedir. Şekil

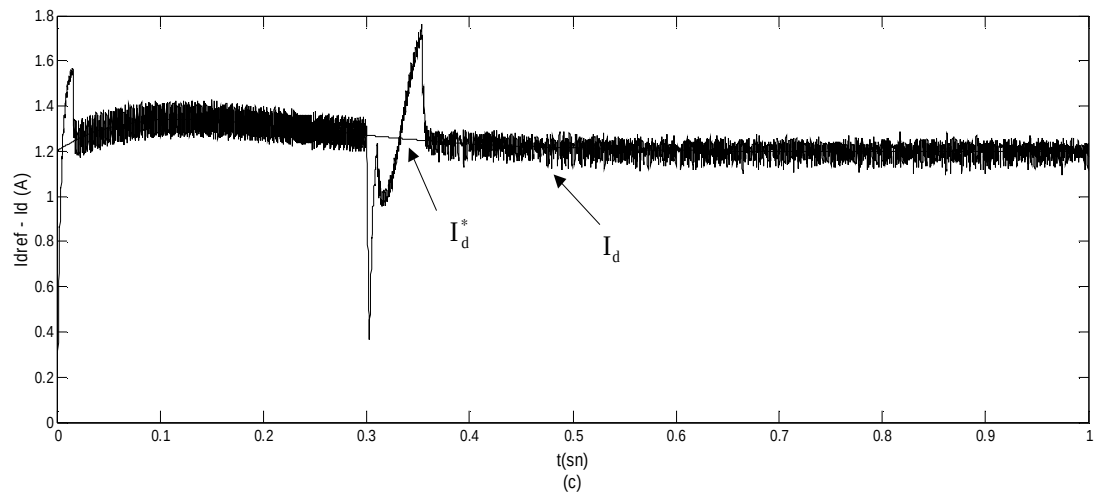
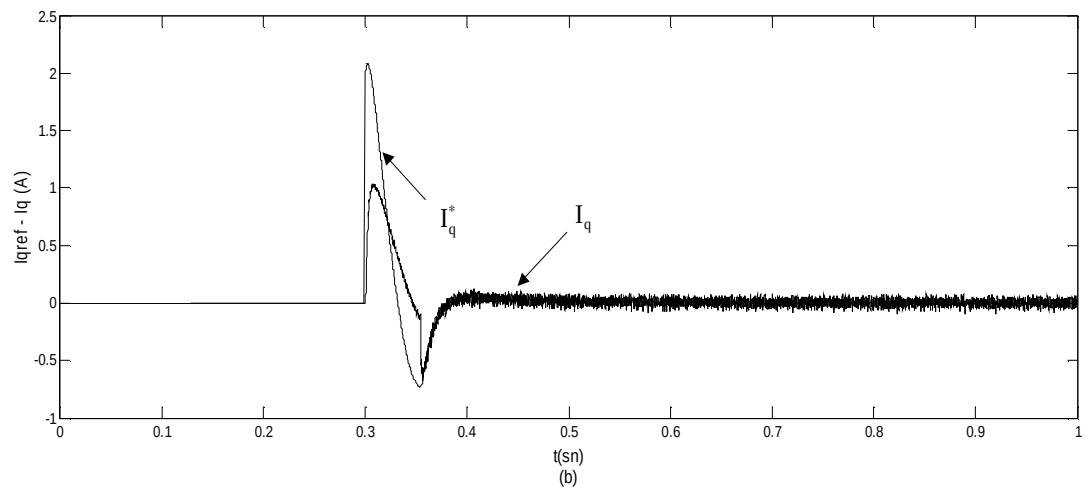
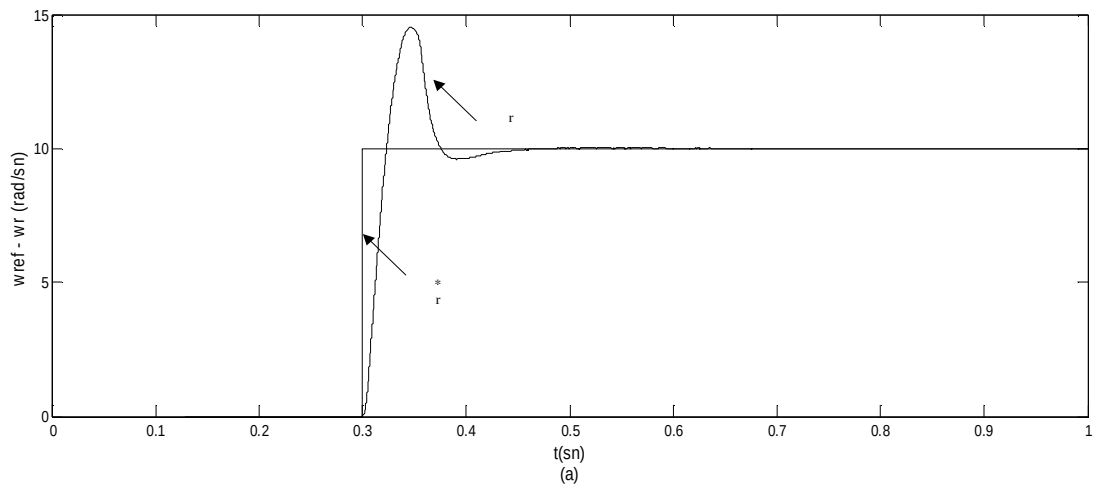
3.8(d)'de manyetiklenme akımları olan  $I_m^*$  ve  $I_m$  akımlarının, Şekil 3.8(e)'de ise motorun şebekeden çektiği akımların değişimleri görülmektedir.

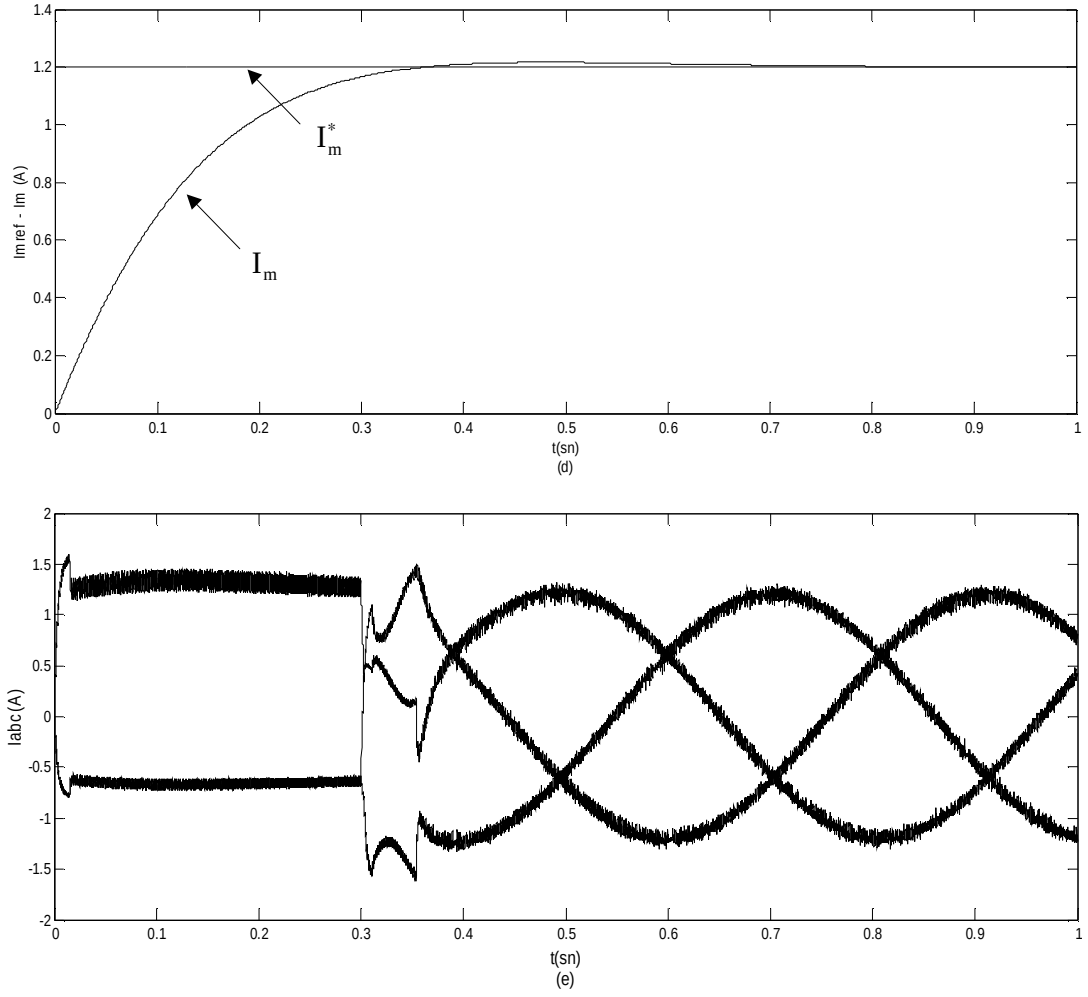




**Şekil 3.8** Rotor alan yönlendirmeli denetim için sabit basamak hızlarda ve yüksüz durumda elde edilen sonuçlar. (a) referans hız ile motor hızının değişimi, (b)  $I_q^*$  akımı ile  $I_q$  akımının, (c)  $I_d^*$  ile  $I_d$  değişimi, (d)  $I_m^*$  ve  $I_m$  akımının değişimi, (e) stator akımlarının değişimleri

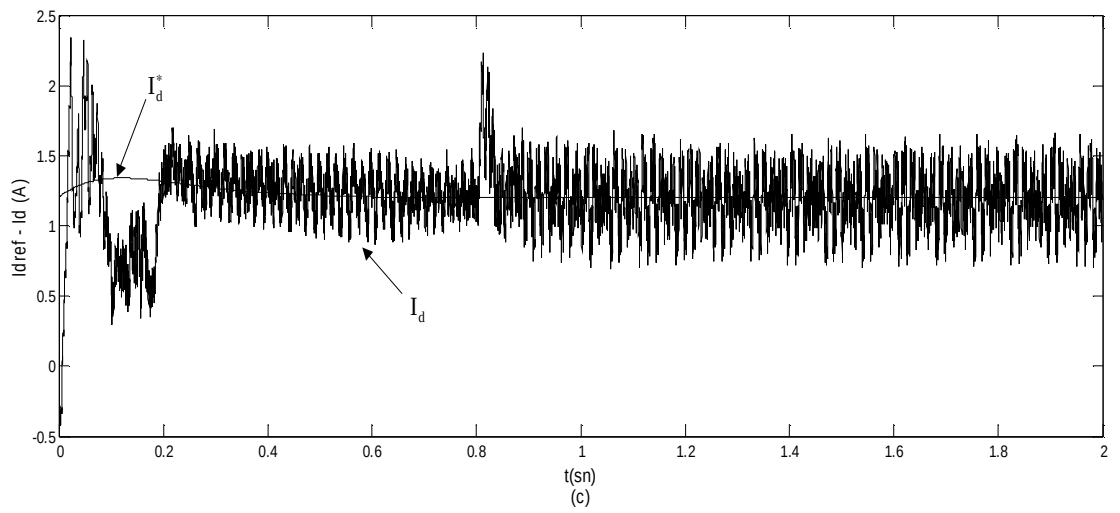
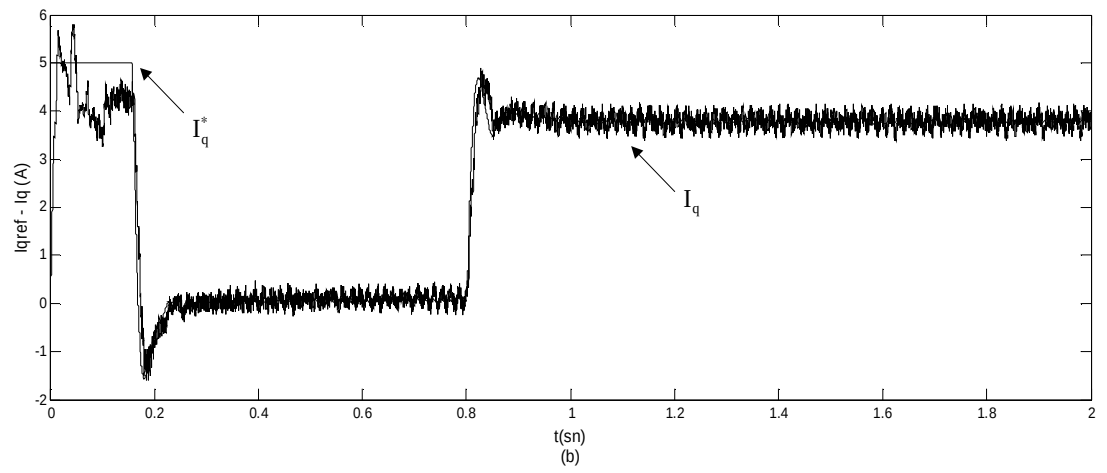
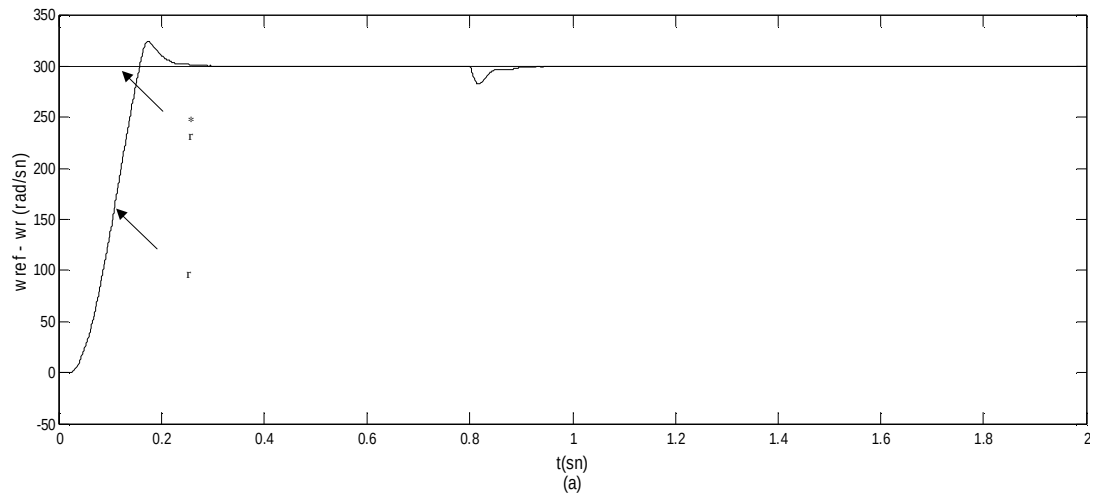
Motorun düşük hız başarımının gözlenmesi amacıyla, motor yüksüz durumda iken 10 rad/sn'lik referans hız uygulanmıştır. Motorun düşük hızları izleme başarımı Şekil 3.9'da gösterilmiştir. Şekil 3.9(a)'da motor hızı ile referans hızın değişimleri verilmiştir. Buradan da görüldüğü gibi, hız denetleyicinin kazançları değiştirilmediği için geçici durumda aşma bir miktar artmakla birlikte sürekli durumda bir bozulma olmamaktadır. Şekil 3.9(b)'de  $I_q^*$  ve  $I_q$  akımlarının değişimi görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi,  $I_q$  akımı  $I_q^*$  akımını başarılı bir şekilde izlemektedir. Şekil 3.9(c)'de  $I_d^*$  ve  $I_d$  akımlarının değişimleri görülmektedir. Şekil 3.9(d)'de manyetiklenme akımları olan  $I_m^*$  ve  $I_m$ , Şekil 3.9(e)'de ise motorun şebekeden çektiği akımların değişimleri görülmektedir.

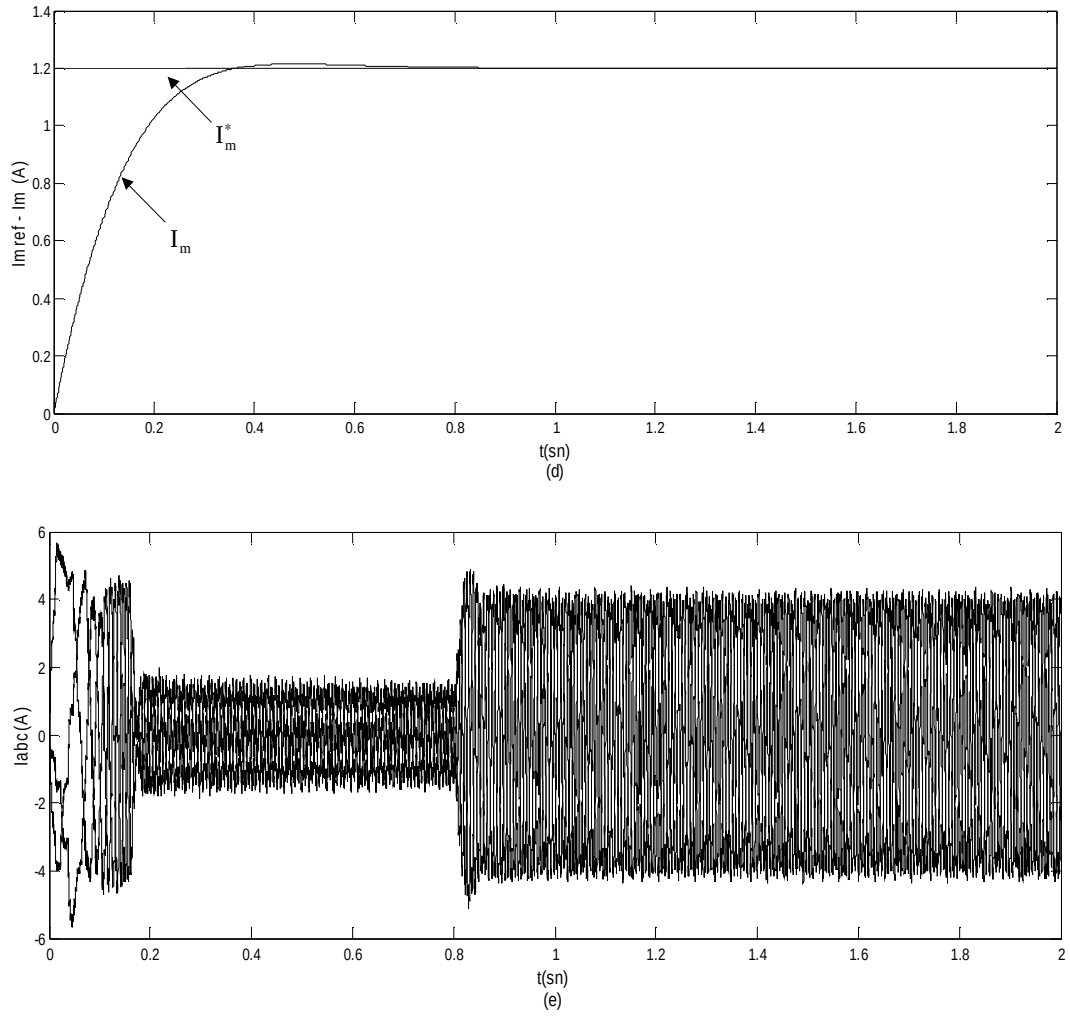




**Şekil 3.9** Rotor alan yönlendirmeli denetim için sabit basamak hızlarda ve yüksüz durumda elde edilen sonuçlar. (a) referans hız ile motor hızının değişimi, (b)  $I_q^*$  akımı ile  $I_q$  akımının, (c)  $I_d^*$  ile  $I_d$  değişimi, (d)  $I_m^*$  ve  $I_m$  akımının değişimi, (e) stator akımlarının değişimleri

Motorun bozucu girişlere karşı başarımının incelenebilmesi amacıyla, motora anma değerinde sabit yük momenti uygulanmış ve elde edilen sonuçlar Şekil 3.10'da verilmiştir. Motor başlangıçta yüksüz durumdadır.  $t=0.8$  sn'den itibaren motora 3,72 N.m'lik yük bindirilmektedir. Şekil 3.10(a)'da Motora yük bindirildiği anda motor hızında yaklaşık olarak % 10'luk bir düşüş olmuş, sonra hızla toparlanarak referans hızı izlemeye devam etmiştir. Şekil 3.10(b)'de  $I_q^*$  ve  $I_q$  akımlarının değişimi görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi, yük bindirildikten sonra  $I_q$  akımı yükü karşılayacak kadar akım çekmiştir ve  $I_q^*$  akımını başarılı bir şekilde izlemektedir. Şekil 3.10(c)'de  $I_d^*$  ve  $I_d$  akımlarının değişimleri görülmektedir. Şekil 3.10(d)'de manyetiklenme akımları olan  $I_m^*$  ve  $I_m$  akımlarının, Şekil 3.10(e)'de ise motorun şebekeden çektiği akımların değişimleri görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi yük bindirildikten sonra motor yük momentini karşılayabilmek için anma değerinde akım çekmektedir.





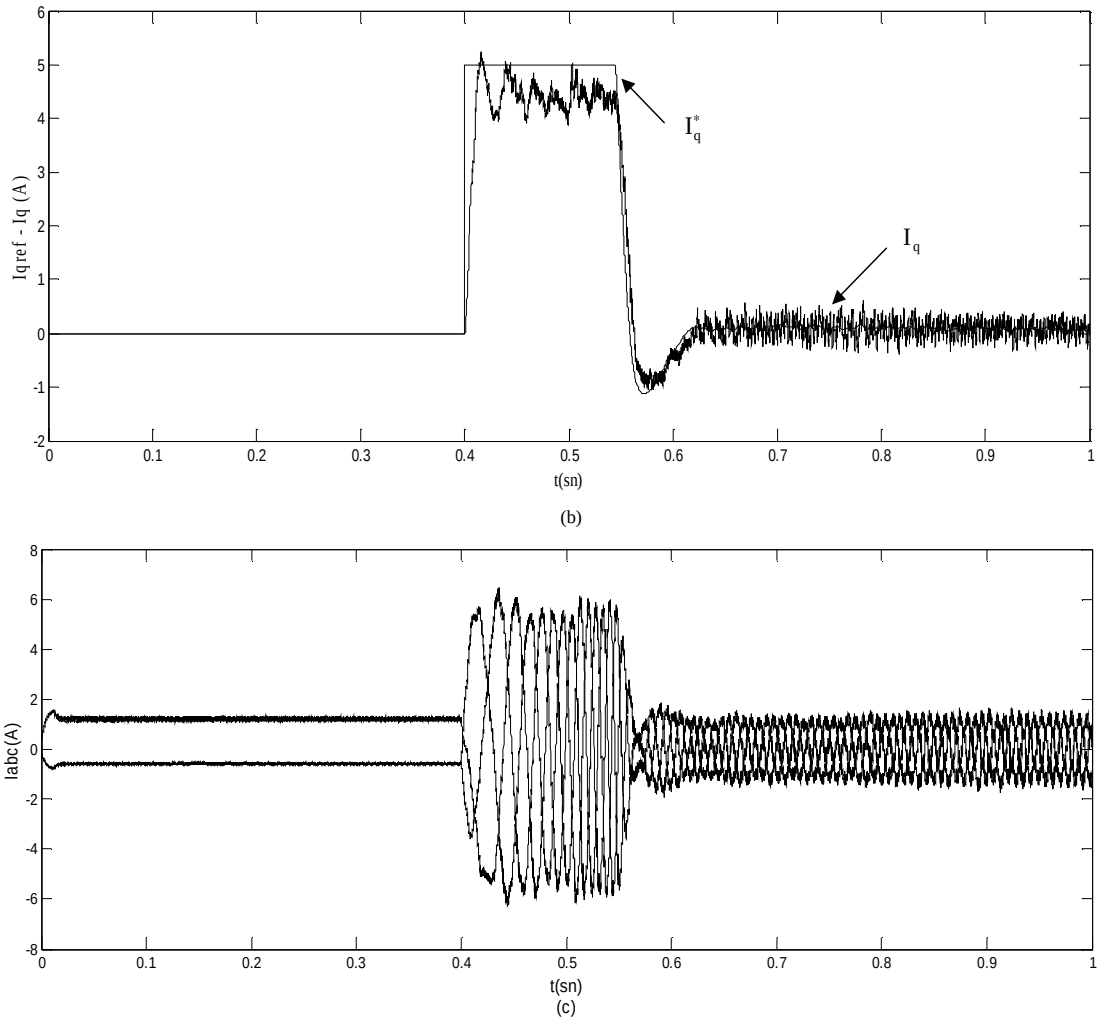
**Şekil 3.10** Rotor alan yönlendirmeli denetim için 300 rad/sn sabit hızda ve  $t=0.8$  sn'den itibaren 3.72 N.m yüklü durumda elde edilen sonuçlar. (a) referans hız ile motor hızının değişimi (b)  $I_q^*$  akımı ile  $I_q$  akımının değişimi, (c)  $I_d^*$  ile  $I_d$  değişimi, (d)  $I_m^*$  ve  $I_m$  akımının değişimi (e) stator akımlarının değişimleri

### 3.1.2 Stator Alan Yönlendirmeli Denetim için Benzetim Modeli

Asenkron motorun stator alan yönlendirmeli denetimi için, Şekil 3.1'de verilen denetim yapısındaki “R. Alan Yönl.” bloğu, 3.11'de içyapısı gösterilen “S. Alan Yönl.” bloğu ile değiştirilmiştir. Şekil 3.11'de verilen stator alan yönlendirme bloğu Bölüm 2'deki stator alan yönlendirme kısmında verilen denklemleri içermektedir. Şekilde görüldüğü gibi kayma frekansı, gerilim ve akım dekuplajı ve mıknatıslanma akımı hesaplamaları dâhil olmak üzere stator alan yönlendirmeli denetim için gerekli olan hesaplamalar bulunmaktadır.

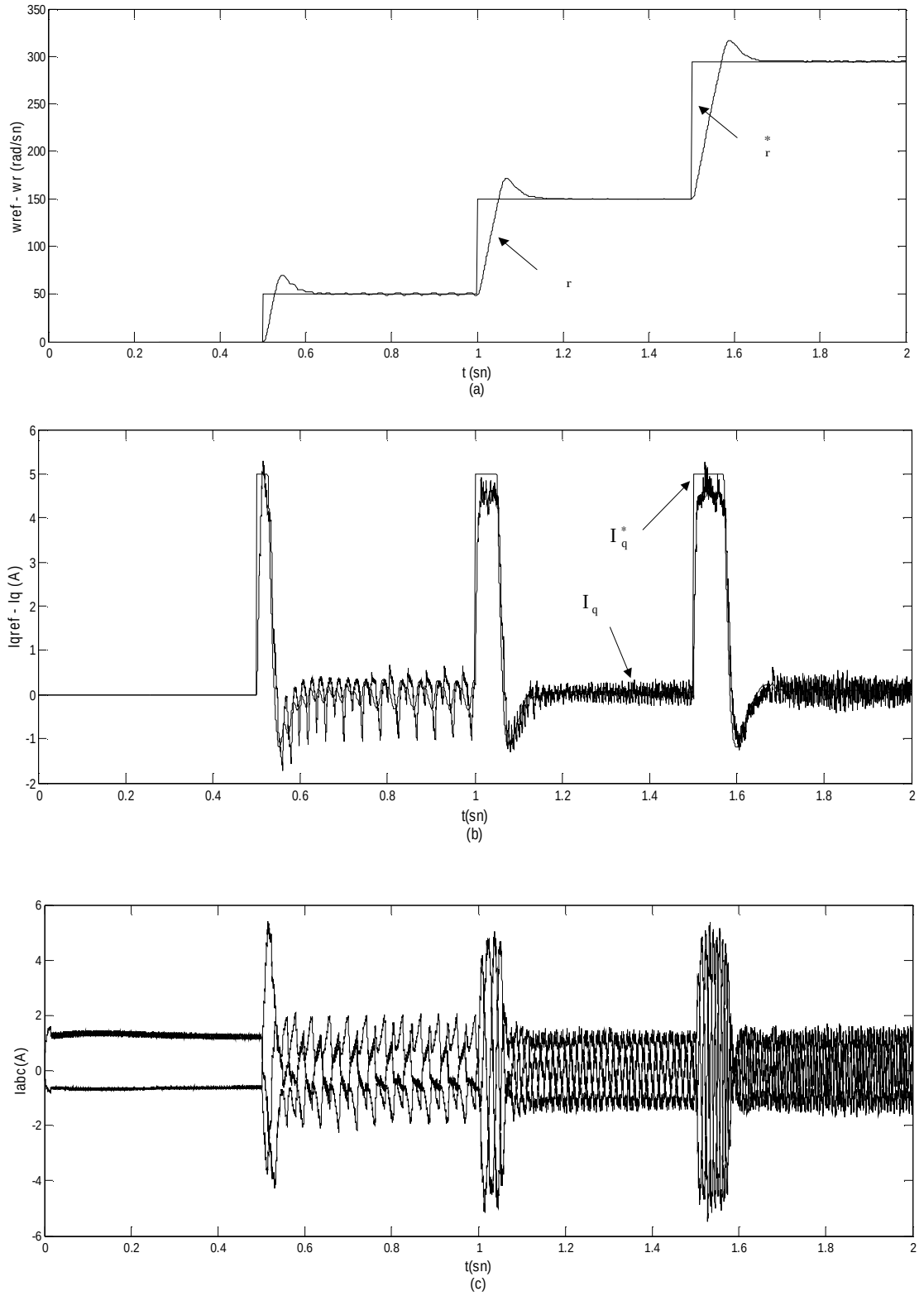






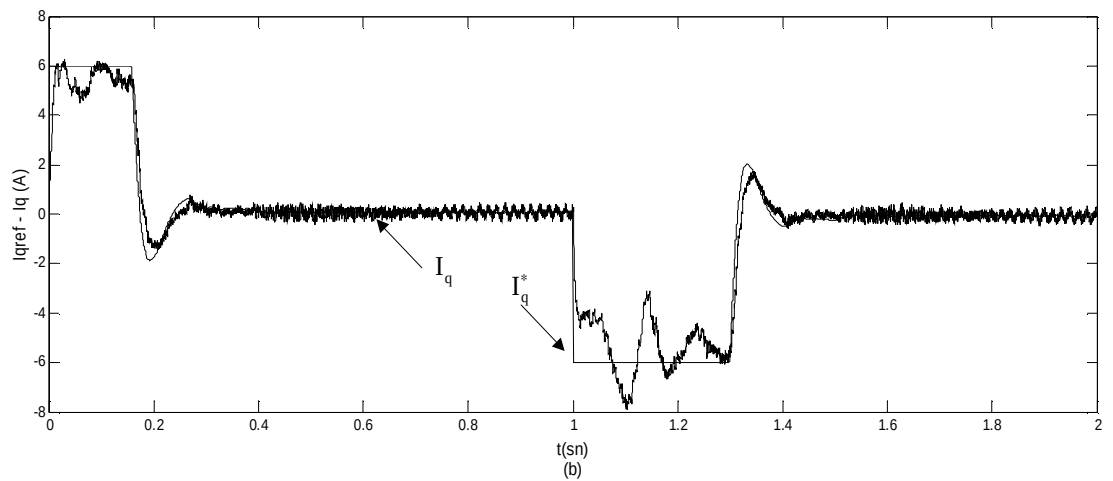
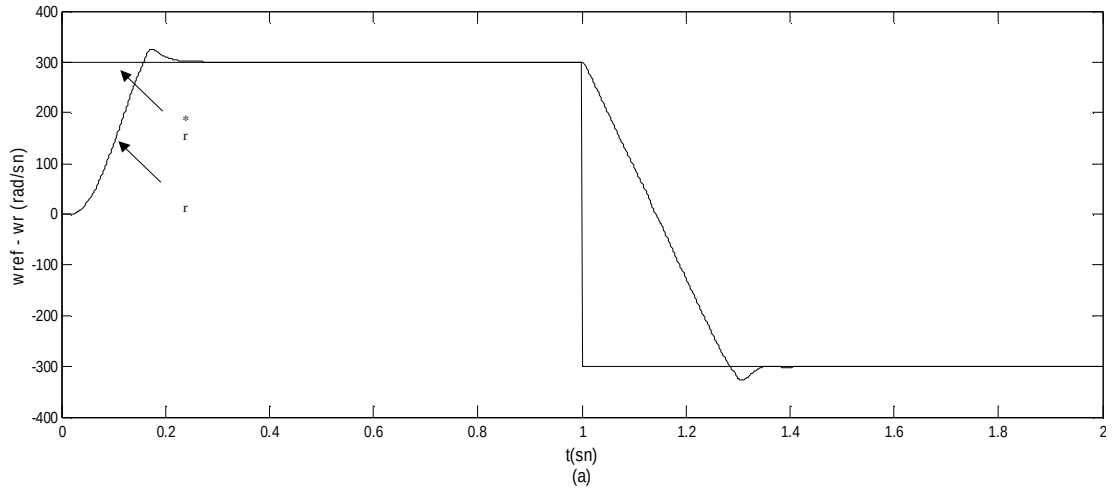
**Şekil 3.12** Stator alan yönlendirmeli denetim için 295 rad/sn basamak hızda ve yüksüz durumda elde edilen sonuçlar. (a) referans hız ile motor hızının değişimi, (b)  $I_q^*$  akımı ile  $I_q$  akımının değişimi, (c) stator akımlarının değişimleri

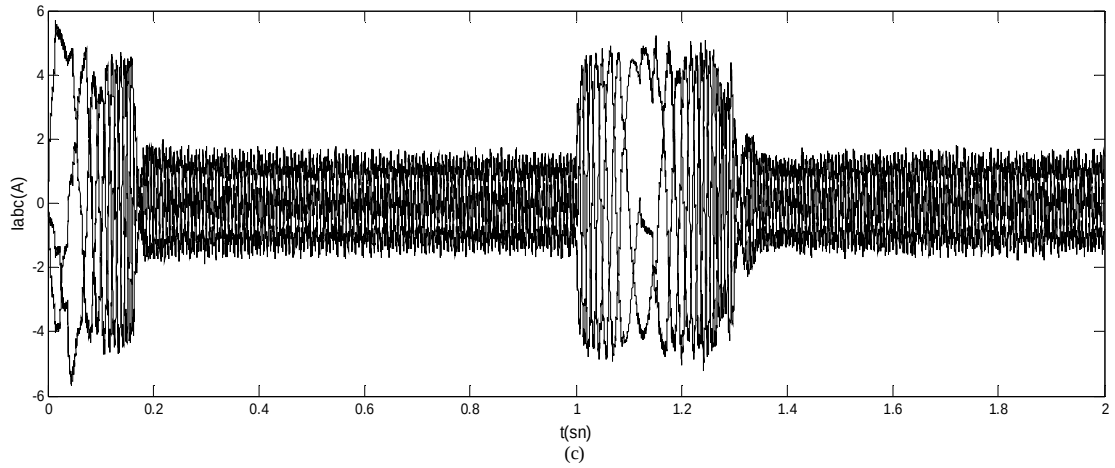
Asenkron motorun değişken hız referanslarına karşı başarımlarının izlenebilmesi amacıyla, motor başlangıçtan itibaren yüksüz durumda iken motora 50/150/295 rad/sn'lik değişken hız referansı uygulanmıştır. Elde edilen sonuçlar şekil 3.13'de verilmiştir. Şekil 3.13(a)'da motor hızının değişken referans hızı %5'lik aşma yaparak sürekli durum hatası olmaksızın başarılı bir şekilde izlediği görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi motor hızı düşük hızlarda oransal ve integral kazançların sabit olması nedeniyle küçük salınımlar yaparak referans hızı izlemektedir. Şekil 3.13(b)'de  $I_q^*$  ve  $I_q$  akımlarının değişimi görülmektedir. Motorun referans hıza ulaşana kadarki geçici durumda motorun aşırı akım çekmemesi için motor akımı  $\pm 5A$  ile sınırlanmıştır. Şekilden de görüldüğü gibi  $I_q$  akımı referans  $I_q^*$  akımını başarılı bir şekilde izlemektedir. Şekil 3.13(c)'de ise motorun şebekeden çektiği akımların değişimleri görülmektedir.



**Şekil 3.13** Stator alan yönlendirmeli denetim için sabit basamak hızlarda ve yüksüz durumda elde edilen sonuçlar. (a) referans hız ile motor hızının değişimi, (b)  $I_q^*$  akımı ile  $I_q$  akımının değişimi, (c) stator akımlarının değişimleri

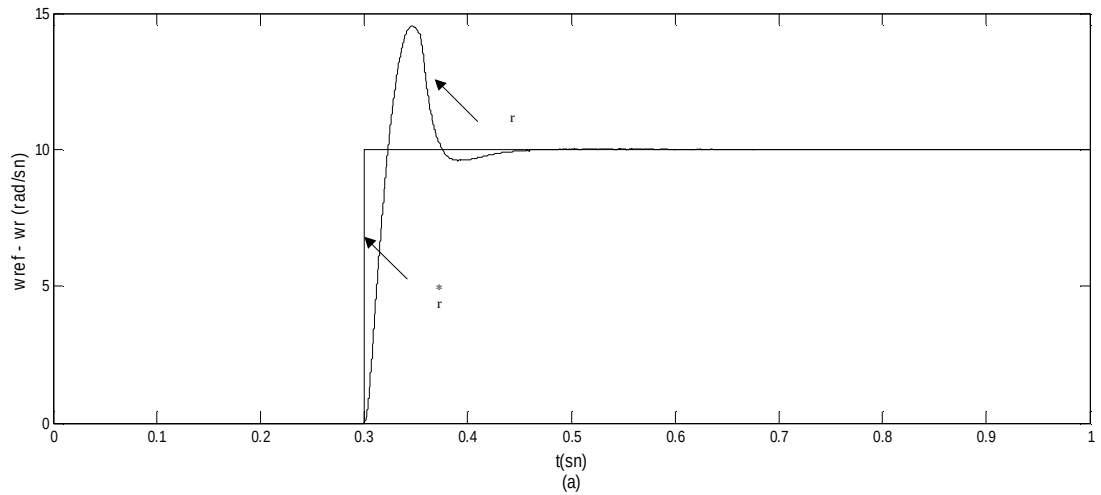
Rotor alan yönlendirmeli denetimde olduğu gibi, asenkron motorun dört bölgesi çalışmasının test edilebilmesi için motor yüksüz durumda iken motora  $\pm 300$  rad/sn'lik sabit referans hız uygulanmış ve elde edilen sonuçlar Şekil 3.14'de gösterilmiştir. Şekil 3.14(a)'da motor hızı PI denetleyicinin tasarımına uygun bir şekilde yaklaşık olarak %5'lik bir aşma yapmıştır ve sürekli durum olmaksızın referans hızı izlemektedir. Şekil 3.14(b)'de  $I_q^*$  ve  $I_q$  akımlarının değişimi görülmektedir. Motorun referans hıza ulaşana kadarki geçici durumda motorun aşırı akım çekmemesi için motor akımı  $\pm 6$ A ile sınırlanmıştır. Geçici durumun sona ermesiyle birlikte  $I_q$  akımı boştaki kayıpları karşılayacak kadarlık akım değerine düşmekte ve referans  $I_q^*$  akımını başarılı bir şekilde izlemektedir. Şekil 3.14(c)'de ise motorun şebekeden çektiği akımların değişimleri görülmektedir

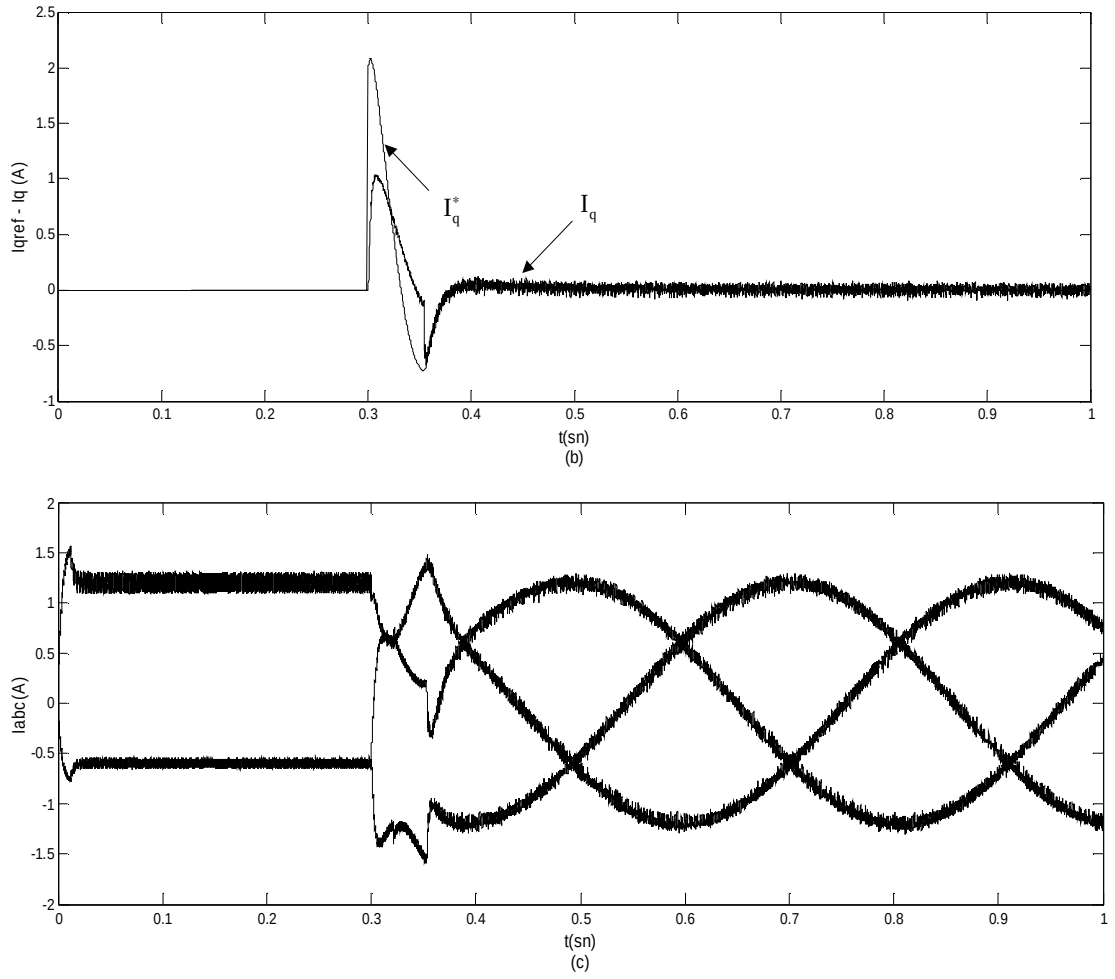




**Şekil 3.14** Stator alan yönlendirmeli denetim için sabit basamak hızlarda ve yüksüz durumda elde edilen sonuçlar. (a) referans hız ile motor hızının değişimi, (b)  $I_q^*$  akımı ile  $I_q$  akımının değişimi, (c) stator akımlarının değişimleri

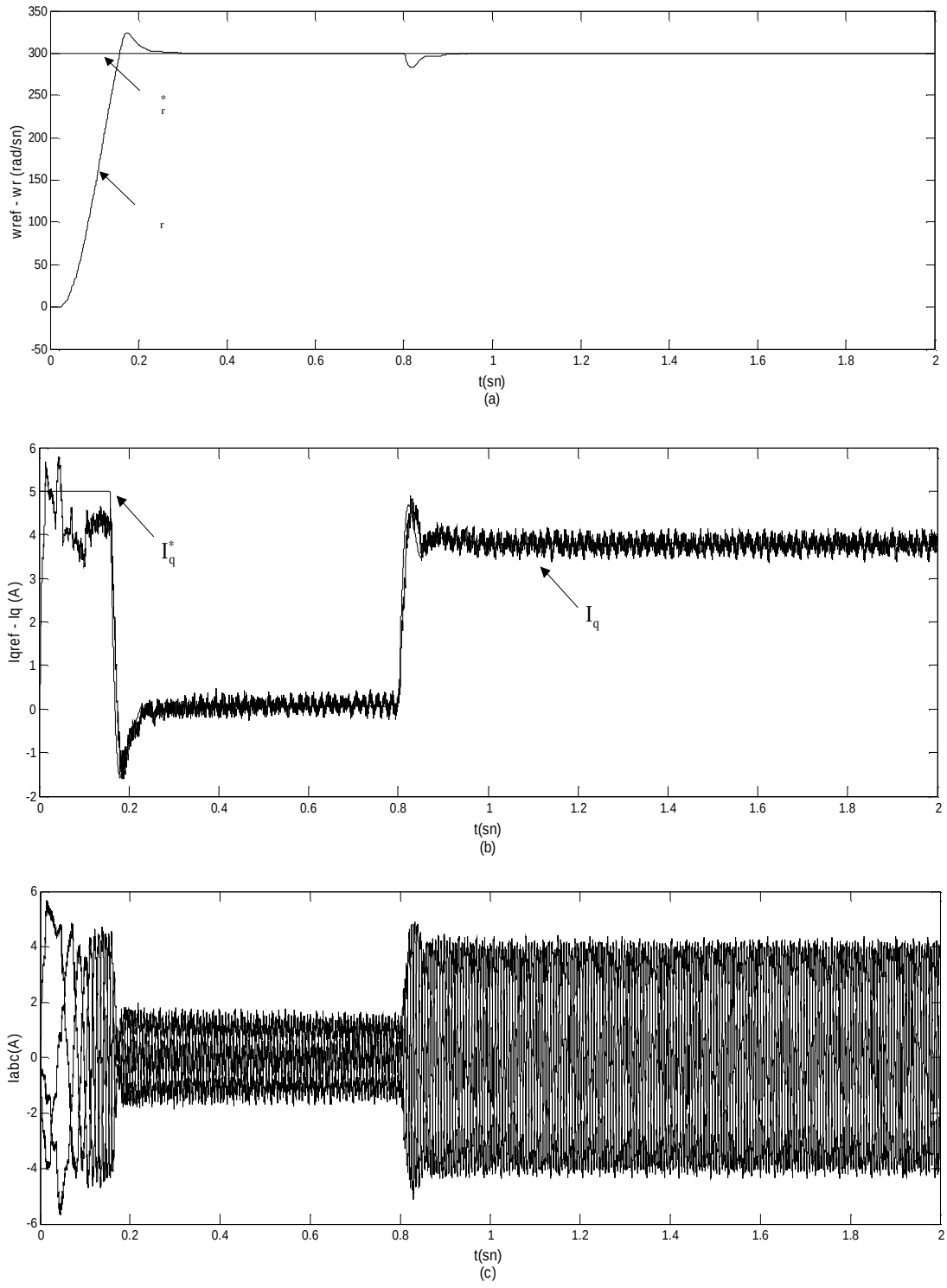
Şekil 3.15’de motor yüksüz durumda iken 10 rad/sn’lik referans hız uygulanmıştır. Motorun düşük hızları izleme başarımı Şekil 3.15’de gösterilmiştir. Şekil 3.15(a)’da motor hızı ile referans hızın değişimleri verilmiştir. Buradan da görüldüğü gibi, hız denetleyicinin kazançları değiştirilmediği için geçici durumda bir miktar aşma artmakla birlikte sürekli durumda bir bozulma olmamaktadır. Şekil 3.15(b)’de  $I_q^*$  ve  $I_q$  akımlarının değişimi görülmektedir. Şekil 3.15(e)’de ise motorun şebekeden çektiği akımların değişimleri görülmektedir.





**Şekil 3.15** Stator alan yönlendirme için sabit basamak hızlarda ve yüksüz durumda elde edilen sonuçlar. (a) referans hız ile motor hızının değişimi, (b)  $I_q^*$  akımı ile  $I_q$  akımının değişimi, (c) stator akımlarının değişimleri

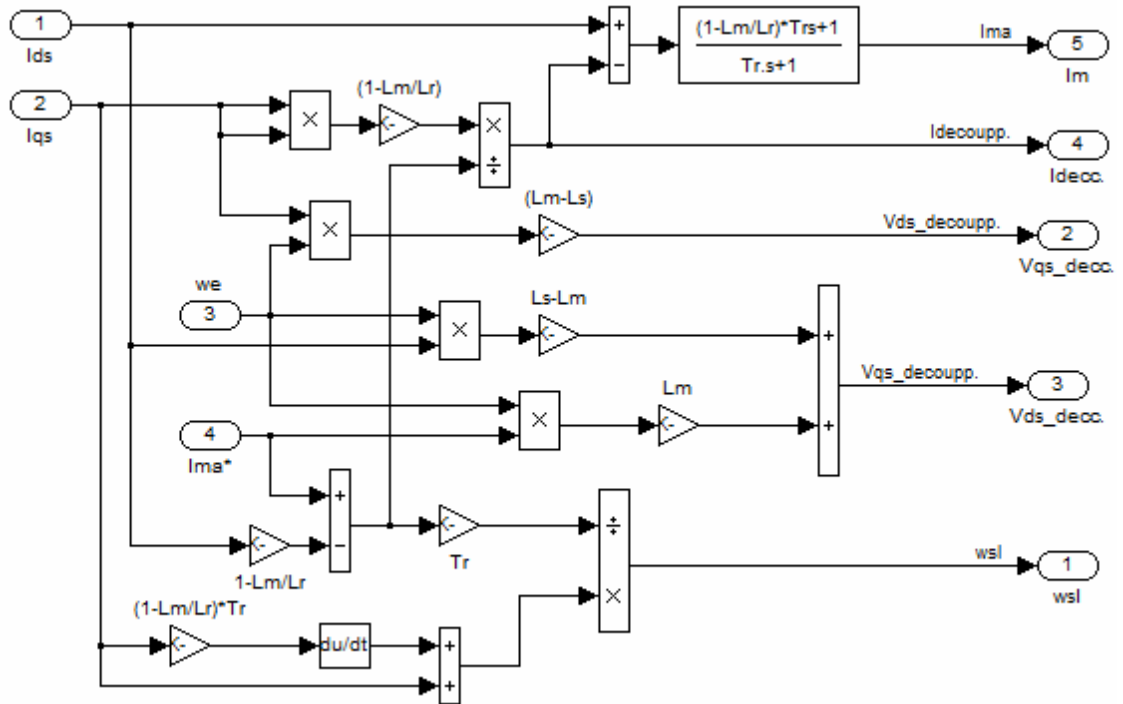
Motorun bozucu girişlere karşı başarımının incelenebilmesi amacıyla, motora anma değerinde sabit yük momenti uygulanmış ve elde edilen sonuçlar Şekil 3.16’da verilmiştir. Motor başlangıçta yüksüz durumdadır.  $t=0.8$  sn’den itibaren motora 3,72 N.m ‘lık yük bindirilmektedir. Şekil 3.16(a)’da Motora yük bindirildiği anda motor hızının düştüğü ve kısa bir süre sonra tekrar referans hızı takip ettiği görülmektedir. Şekil 3.16(b)’de  $I_q^*$  ve  $I_q$  akımlarının değişimi görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi, yük bindirildikten sonra  $I_q$  akımı yükü karşılayacak kadar akım çekmiştir ve  $I_q^*$  akımını başarılı bir şekilde izlemektedir. Şekil 3.16(c)’de ise motorun şebekeden çektiği akımların değişimleri görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi yük bindirildikten sonra motor yük momentini karşılayabilmek için anma değerinde akım çekmektedir.



**Şekil 3.16** Stator alan yönlendirme için 300 rad/sn sabit hızda ve  $t=0.8$  sn'den itibaren 3.72 N.m yüklü durumda elde edilen sonuçlar. (a) referans hız ile motor hızının değişimi, (b)  $I_q^*$  akımı ile  $I_q$  akımının değişimi, (c) stator akımlarının değişimleri

### 3.1.3 Hava Aralığı Alan Yönlendirmeli Denetim için Benzetim Modeli

Asenkron motorun hava aralığı alan yönlendirmeli denetimi için yine Şekil 3.1'deki rotor alan yönlendirmeli denetim bloğundan yararlanılmıştır. “R. Alan Yönl.” bloğu, 3.17’de içyapısı gösterilen “H. Alan Yönl.” bloğu ile değiştirilmiştir. Bu bloğun simulink bloklarıyla gerçekleştirilmesi şekil 3.17’de gösterilmiştir. Şekil 3.17’de verilen stator alan yönlendirme bloğu bölüm 2’deki hava aralığı alan yönlendirme kısmında verilen denklemleri içermektedir. Şekilden de görüldüğü gibi Hava aralığı alan yönlendirmeli denetim için alan yönlendirme bloğu kayma frekansı, gerilim ve akım dekuplajı ve mıknatıslanma akımı hesaplarından oluşmaktadır.



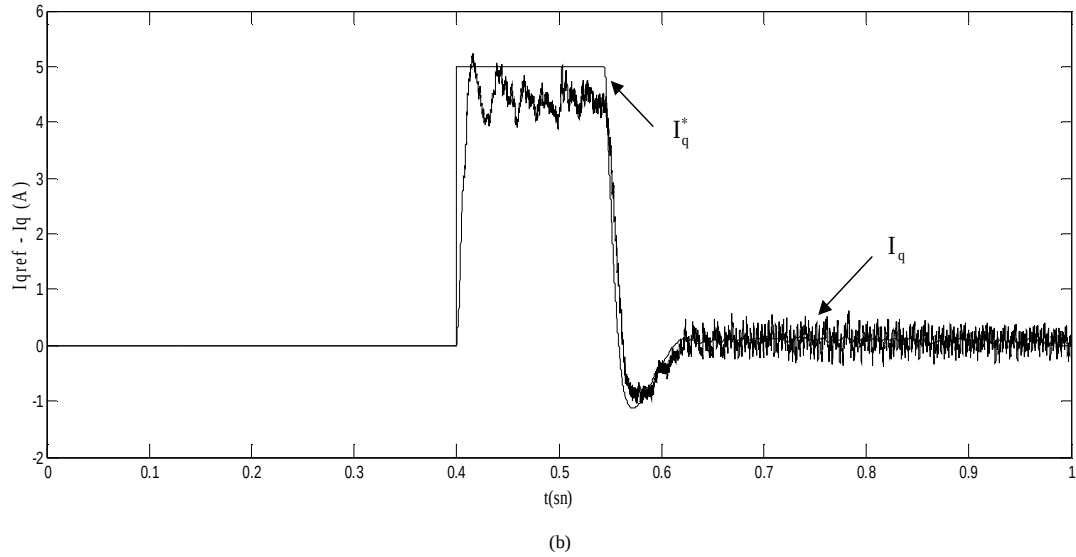
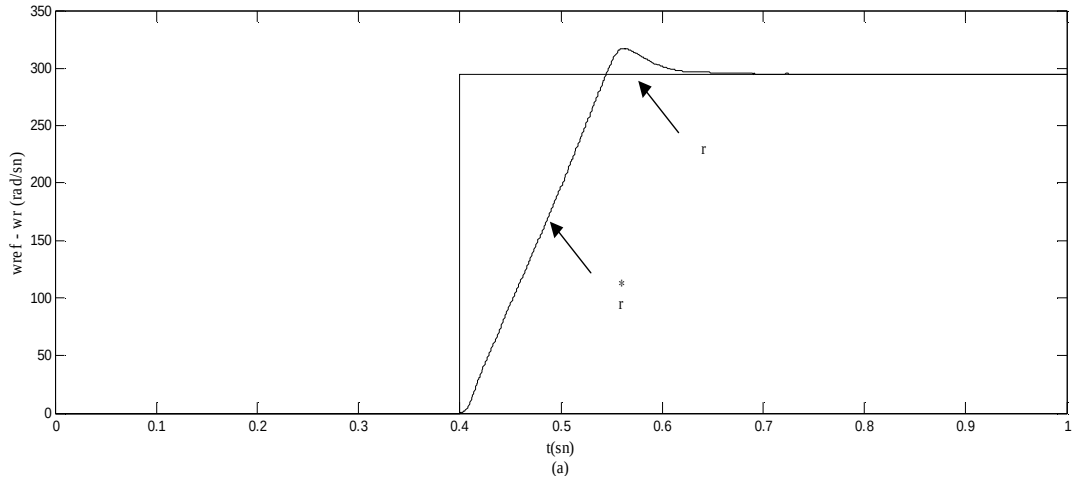
Şekil 3.17 Hava aralığı alan yönlendirmeli denetim için alan yönlendirme bloğu

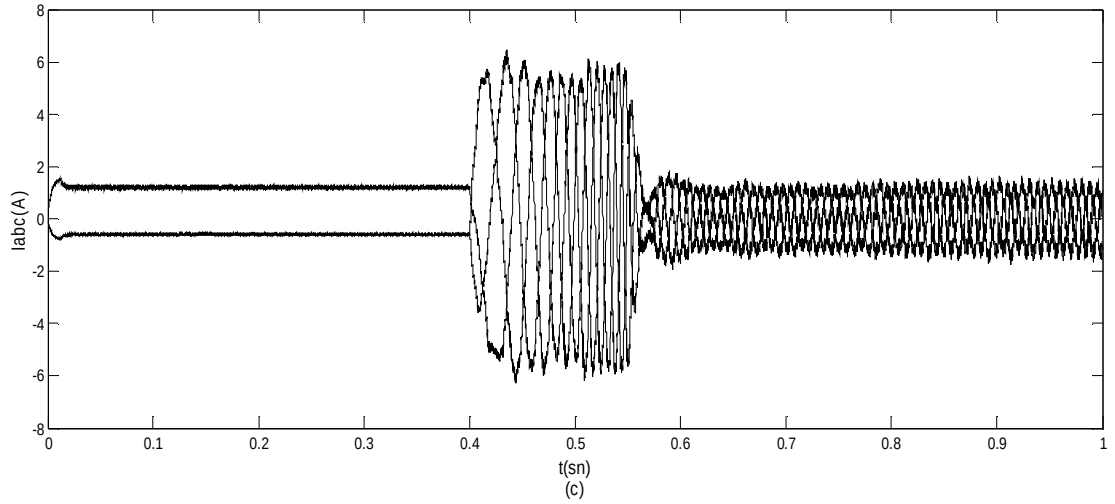
#### 3.1.3.1. Benzetim Çalışması Sonuçları

Hava aralığı alan yönlendirmesi kullanılarak asenkron motorun hız denetim başarımının incelenebilmesi için, değişik hız referansları ve bozucu giriş olarak ise anma değerinde yük momenti uygulanmıştır. Şekil 3.18’de motor yüksüz durumda iken motorun sabit 295 rad/sn’lik referans hızı izleme başarımı gösterilmiştir. Şekil 3.18(a)’da motor hızı



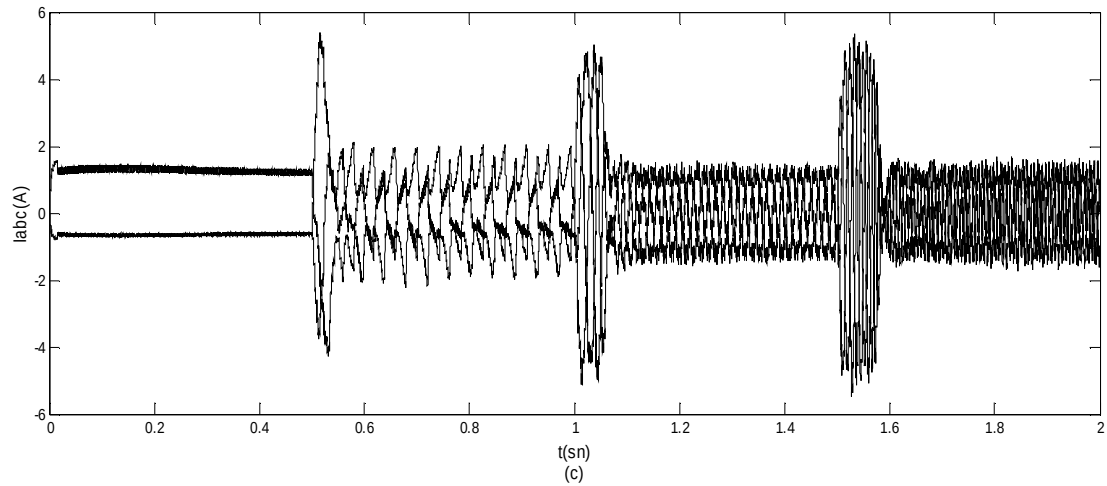
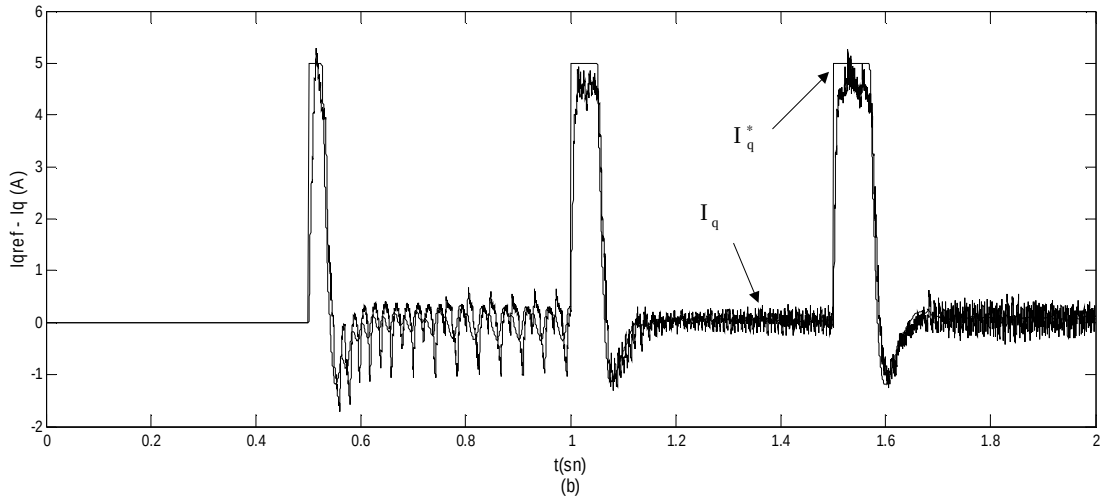
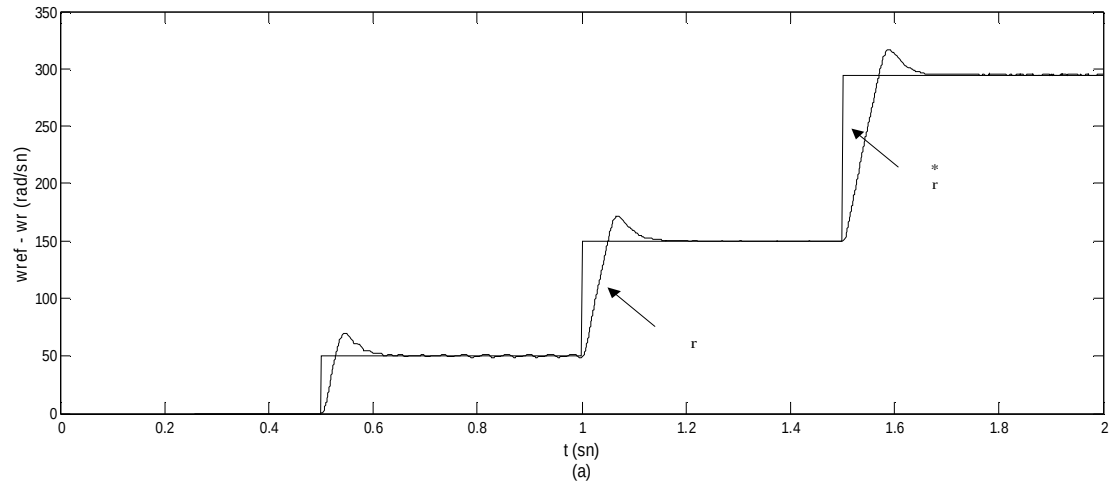
ile referans hız arasındaki değişim verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi, motor hızı yaklaşık %5 lik bir aşma ile sürekli durum hatası olmaksızın referans hızı başarılı bir şekilde izlemektedir. Şekil 3.18(b)'de  $I_q^*$  ve  $I_q$  akımlarının değişimi görülmektedir. Motorun referans hıza ulaşana kadarki geçici durumda motorun aşırı akım çekmemesi için motor akımı  $\pm 5A$  ile sınırlanmıştır. Geçici durumun sona ermesiyle birlikte  $I_q$  akımı boştaki kayıpları karşılayacak kadarlık akım değerine düşmekte ve referans  $I_q^*$  akımını başarılı bir şekilde izlemektedir. Şekil 3.18(c)'de ise motorun şebekeden çektiği akımların değişimleri görülmektedir.





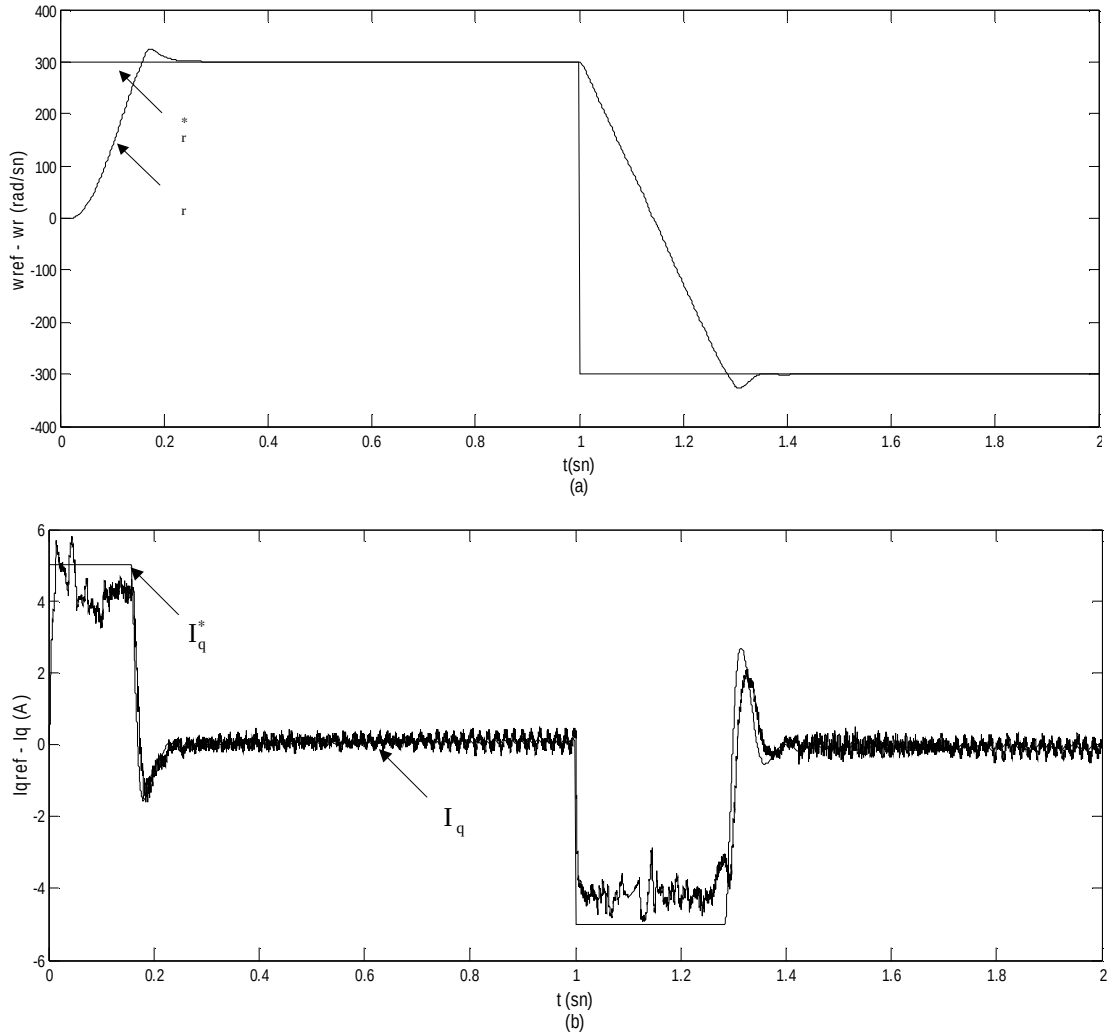
**Şekil 3.18** Hava aralığı alan yönlendirme için 295 rad/sn basamak hızda ve yüksüz durumda elde edilen sonuçlar. (a) referans hız ile motor hızının değişimi, (b)  $I_q^*$  akımı ile  $I_q$  akımının değişimi, (c) stator akımlarının değişimleri

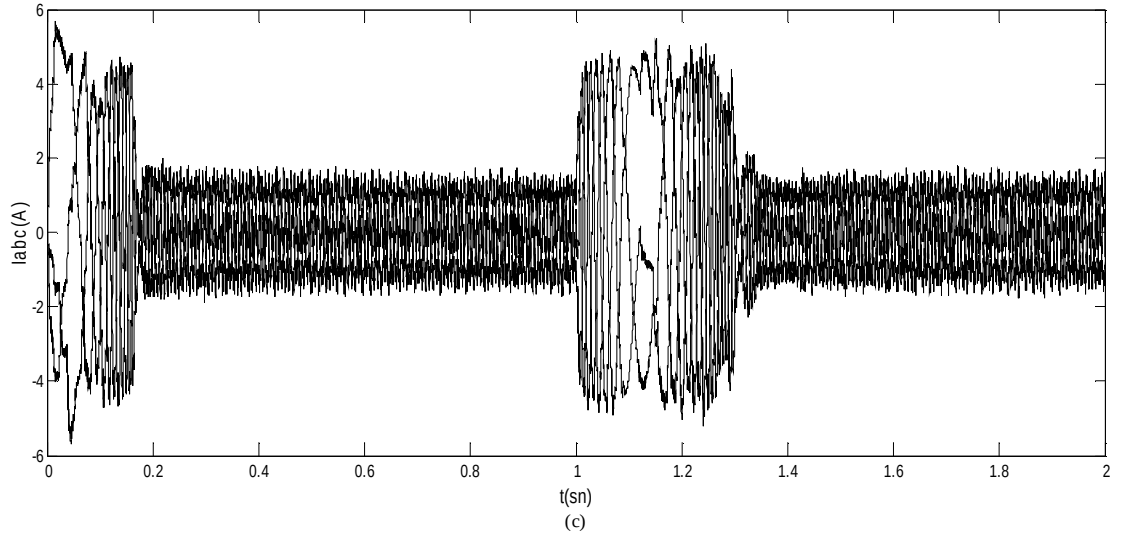
Asenkron motorun değişken hız referanslarına karşı başarımlarının izlenebilmesi amacıyla, motor başlangıçtan itibaren yüksüz durumda iken motora 50/150/295 rad/sn’lik değişken hız referansı uygulanmıştır. Elde edilen sonuçlar şekil 3.19’da verilmiştir. Şekil 3.19(a)’da motor hızının değişken referans hızı sürekli durum hatası olmaksızın başarılı bir şekilde izlediği görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi motor hızı düşük hızlarda oransal ve integral kazançların sabit olması nedeniyle küçük salınımlar yaparak referans hızı izlemektedir. Şekil 3.19(b)’de  $I_q^*$  ve  $I_q$  akımlarının değişimi görülmektedir. Motorun referans hıza ulaşana kadarki geçici durumda motorun aşırı akım çekmemesi için motor akımı  $\pm 5A$  ile sınırlanmıştır. Geçici durumun sona ermesiyle birlikte  $I_q$  akımı boştaki kayıpları karşılayacak kadarlık akım değerine düşmekte ve referans  $I_q^*$  akımını başarılı bir şekilde izlemektedir. Şekil 3.19(c)’de ise motorun şebekeden çektiği akımların değişimleri görülmektedir.



**Şekil 3.19** Hava aralığı alan yönlendirme için sabit basamak hızlarda ve yüksüz durumda elde edilen sonuçlar. (a) referans hız ile motor hızının değişimi, (b)  $I_q^*$  akımı ile  $I_q$  akımının değişimi, (c) stator akımlarının değişimleri

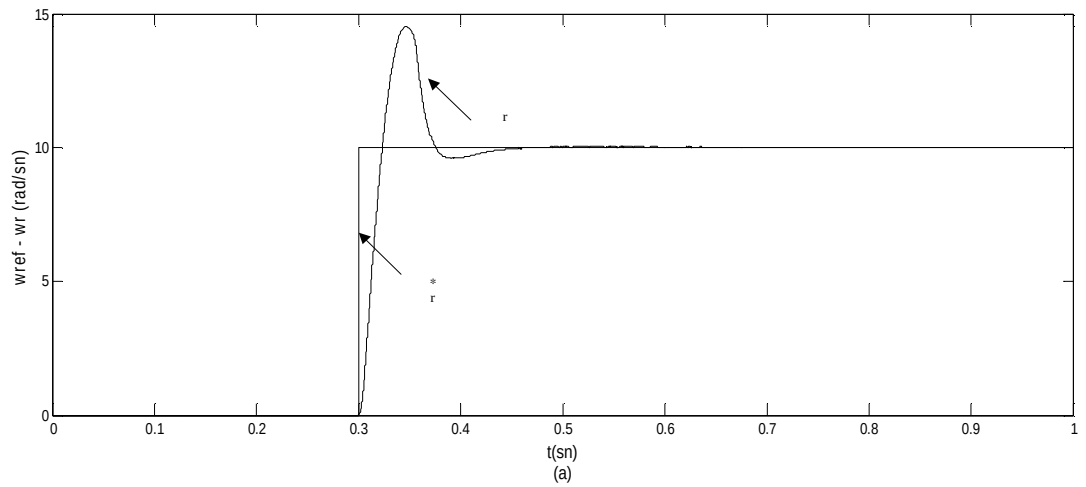
Şekil 3.20’de motor yüksüz durumda iken motora  $\pm 300$  rad/sn’lik sabit referans hız uygulanmış ve elde edilen sonuçlar Şekil 3.20’de gösterilmiştir. Şekil 3.20(a)’da motor hızı PI denetleyicinin tasarımına uygun bir şekilde yaklaşık olarak %5’lik bir aşma yapmıştır ve sürekli durum olmaksızın referans hızı izlemektedir. Şekil 3.20(b)’de  $I_q^*$  ve  $I_q$  akımlarının değişimi görülmektedir. Şekil 3.20(c)’de ise motorun şebekeden çektiği akımların değişimleri görülmektedir.

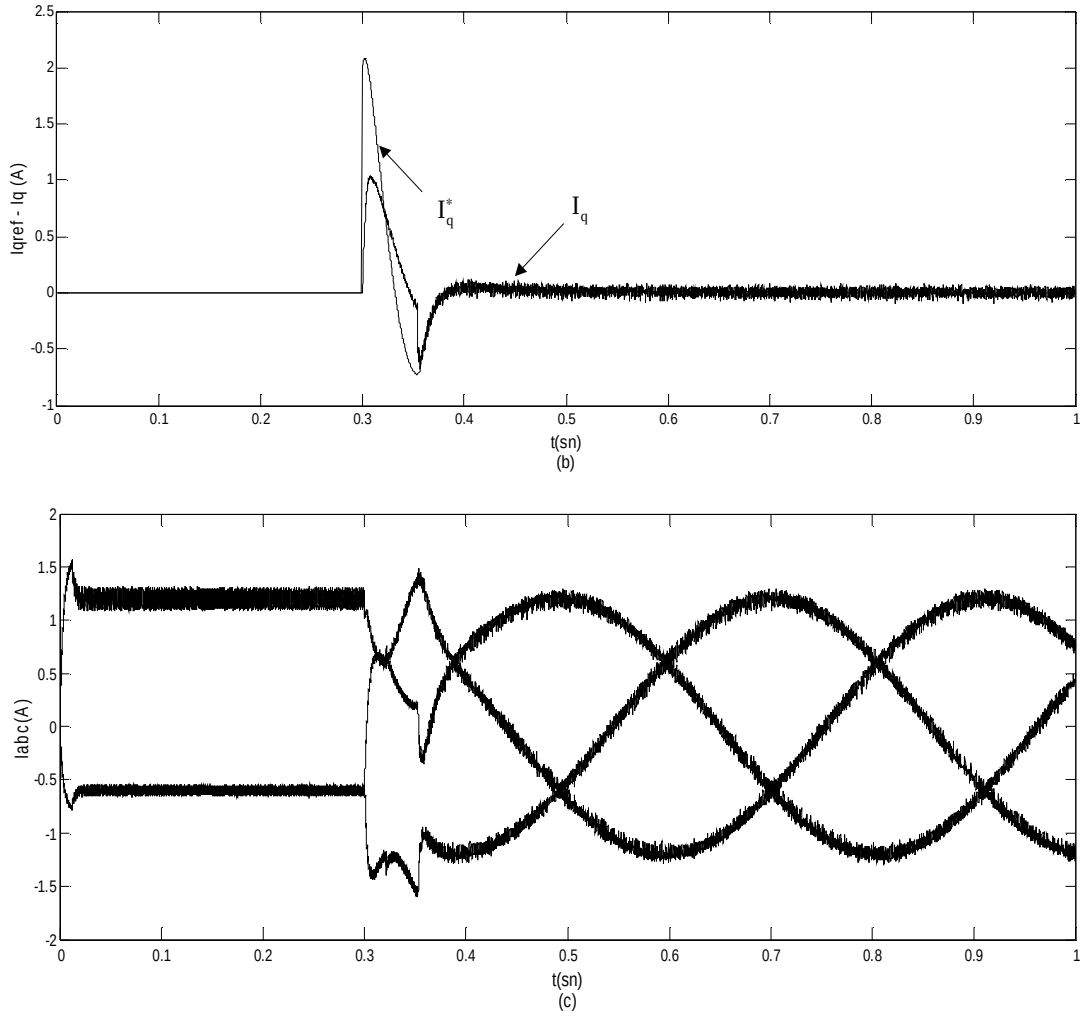




**Şekil 3.20** Hava aralığı alan yönlendirmeli denetim için sabit basamak hızlarda ve yüksüz durumda elde edilen sonuçlar. (a) referans hız ile motor hızının değişimi, (b)  $I_q^*$  akımı ile  $I_q$  akımının değişimi (c) stator akımlarının değişimleri

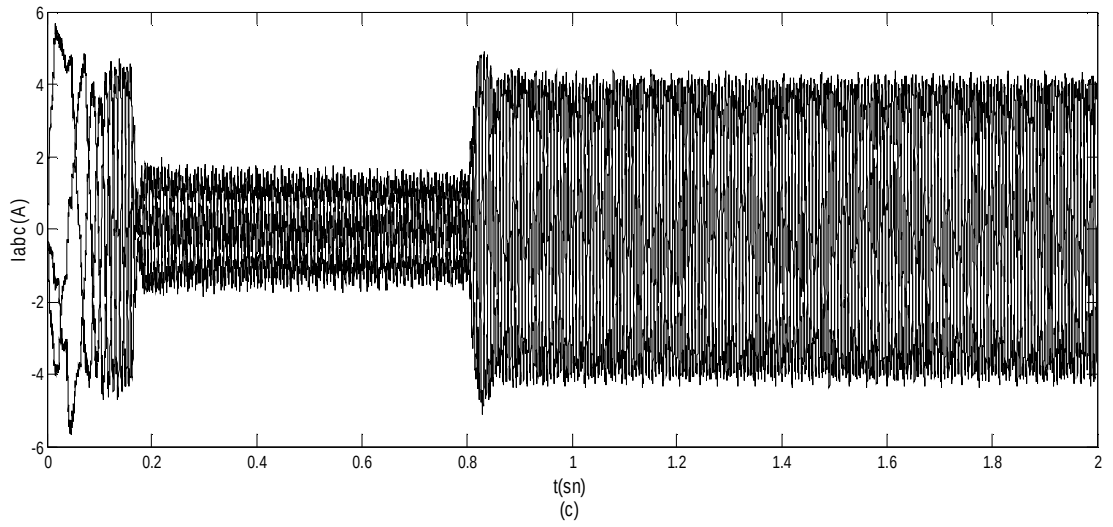
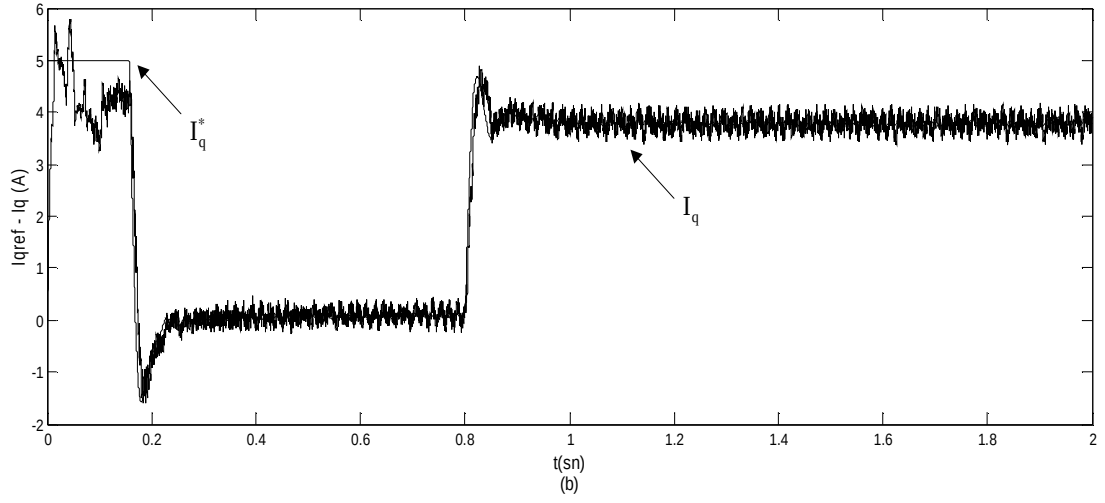
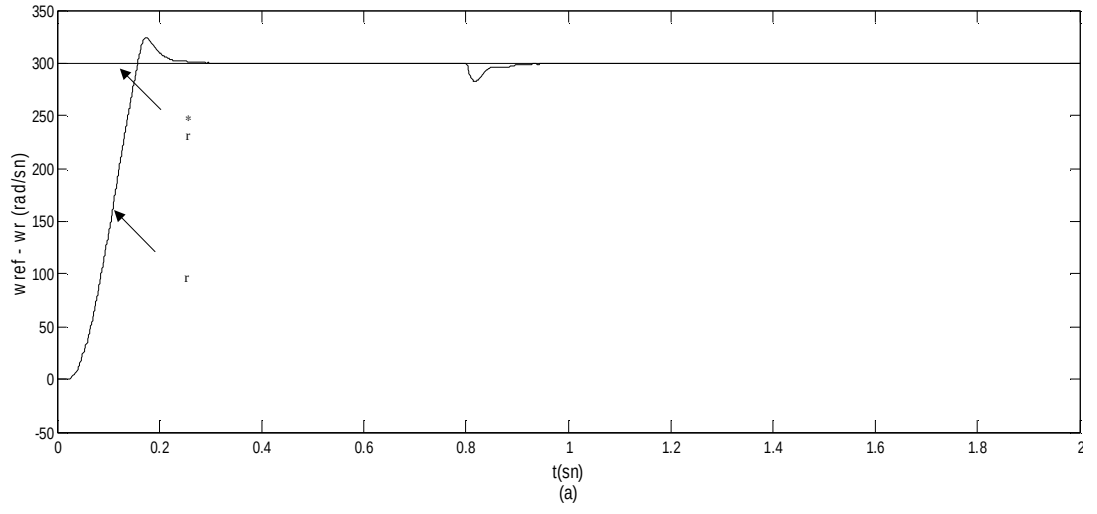
Asenkron motorun düşük hız başarımının gözlenmesi amacıyla, motor yüksüz durumda iken 10 rad/sn’lik referans hız uygulanmıştır ve motorun düşük hızı izleme başarımı Şekil 3.21’de gösterilmiştir. Şekil 3.21(a)’da motor hızı ile referans hızın değişimleri verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi, PI denetleyicinin kazançları değiştirilmediği için geçici durumda bir miktar aşma artmakla birlikte sürekli durumda bir bozulma olmamaktadır. Şekil 3.21(b)’de  $I_q^*$  ve  $I_q$  akımlarının değişimi görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi,  $I_q$  akımı sürekli durum hatası yapmadan  $I_q^*$  akımını başarılı bir şekilde izlemektedir. Şekil 3.21(c)’de ise motorun şebekeden çektiği akımların değişimleri görülmektedir.





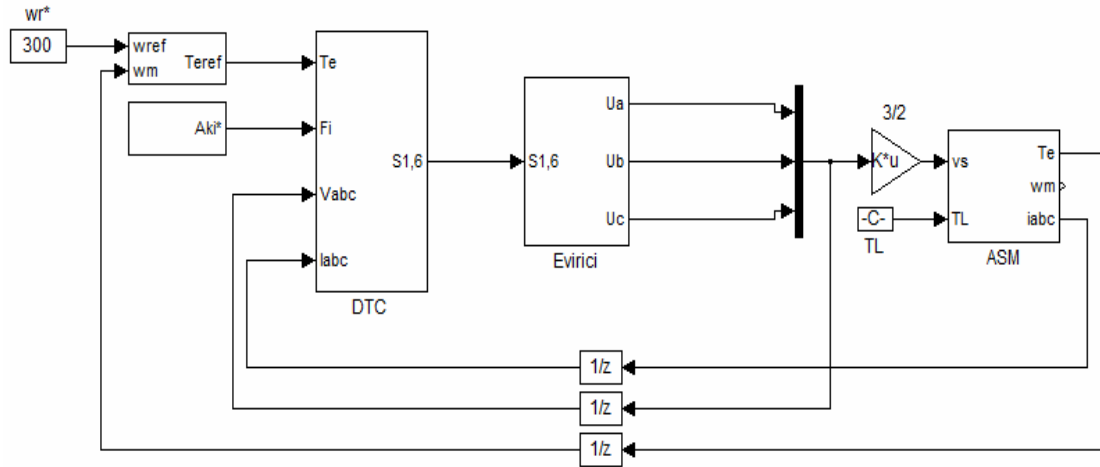
**Şekil 3.21** Hava aralığı alan yönlendirmeli denetim için sabit basamak hızlarda ve yüksüz durumda elde edilen sonuçlar. (a) referans hız ile motor hızının değişimi, (b)  $I_q^*$  akımı ile  $I_q$  akımının değişimi (c) stator akımlarının değişimleri

Motorun bozucu girişlere karşı başarımının incelenebilmesi amacıyla, hava aralığı alan yönlendirmeli denetim de motora anma değerinde sabit yük momenti uygulanmış ve elde edilen sonuçlar Şekil 3.22’de verilmiştir. Motor başlangıçta yüksüz durumdadır.  $t=0.8$  sn’den itibaren motora 3,72 N.m ‘lik yük bindirilmektedir. Şekil 3.22(a)’da Motora yük bindirildiği anda motor hızının yaklaşık olarak % 10’luk bir düşüş gösterdiği ve daha sonra referans hızı yakalayarak sürekli durum hatası olmaksızın referans hızı izlediği görülmektedir. Şekil 3.22(b)’de  $I_q^*$  ve  $I_q$  akımlarının değişimi görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi, yük bindirildikten sonra  $I_q$  akımı yükü karşılayacak kadar akım çekmiştir ve  $I_q^*$  akımını başarılı bir şekilde izlemektedir. Şekil 3.22(c)’de ise motorun şebekeden çektiği akımların değişimleri görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi yük bindirildikten sonra motor anma momentini karşılayabilmek için şebekeden anma değerinde akım çekmektedir.



**Şekil 3.22** Hava aralığı alan yönlendirmeli denetim için 300 rad/sn sabit hızda ve  $t=0.8$  sn'den itibaren 3.72 N.m yüklü durumda elde edilen sonuçlar. (a) referans hız ile motor hızının değişimi (b)  $I_q^*$  akımı ile  $I_q$  akımının değişimi, (c) stator akımlarının değişimleri

### 3.2 Doğrudan Moment Denetim Yöntemi için Benzetim Modeli



**Şekil 3.23** Asenkron motorun doğrudan moment denetimine ilişkin MATLAB/Simulink modeli

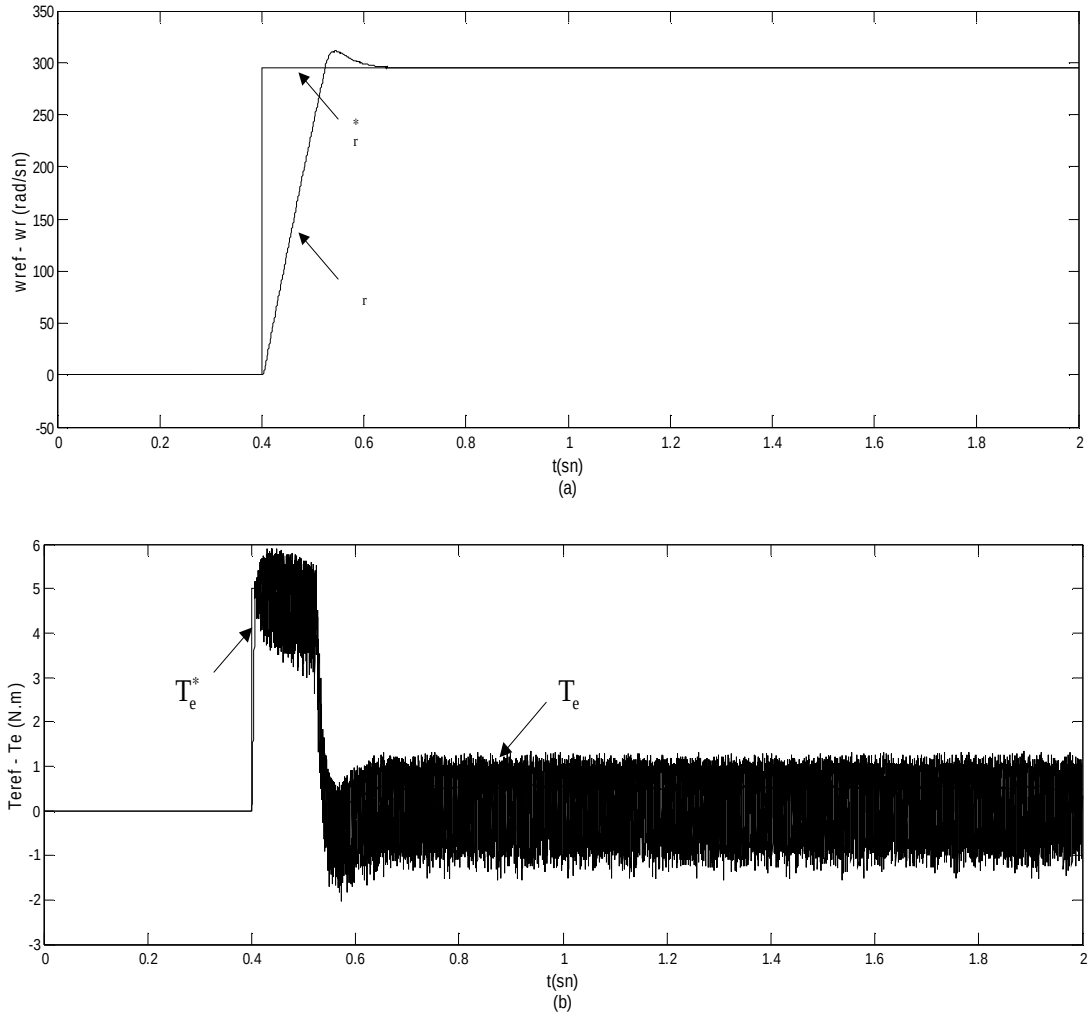
Bu bölümde Doğrudan moment denetim yönteminin gerçekleştirilebilmesi için MATLAB/Simulink blokları ile hazırlanan benzetim modeli hazırlanmıştır. Gerçekleştirilen benzetim modeli Şekil 3.23’de gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi benzetim modeli, hız denetleyici, anahtarlama tablosu, akım-gerilim ölçümleri, evirici ve asenkron motor modelinden oluşmaktadır. Asenkron motorun modellenmesinde d-q modeli kullanılmıştır. DMD yönteminde stator akımı, gerilimi ve stator direnci yardımı sayesinde stator akısı ve moment tahmini yapılarak, referans akı ve moment değerleriyle karşılaştırılır. Elde edilen bu akı ve moment hataları histerezis bloklarına uygulanır. Bu histerezis bloklarında akı ve moment bant genişlikleri tanımlanır. Bu bant genişlikleri ile akı ve momentin hesaplanmış değerlerinin, referans değerlerinden sapma miktarı belirlenir. Histerezis blokların çıkış bilgisi ve stator akısının konum bilgisi sayesinde, anahtarlama tablosundan en uygun gerilim vektörleri seçilerek eviriciye uygulanır. Bu şekilde akı ve moment denetimi yapılmış olur.

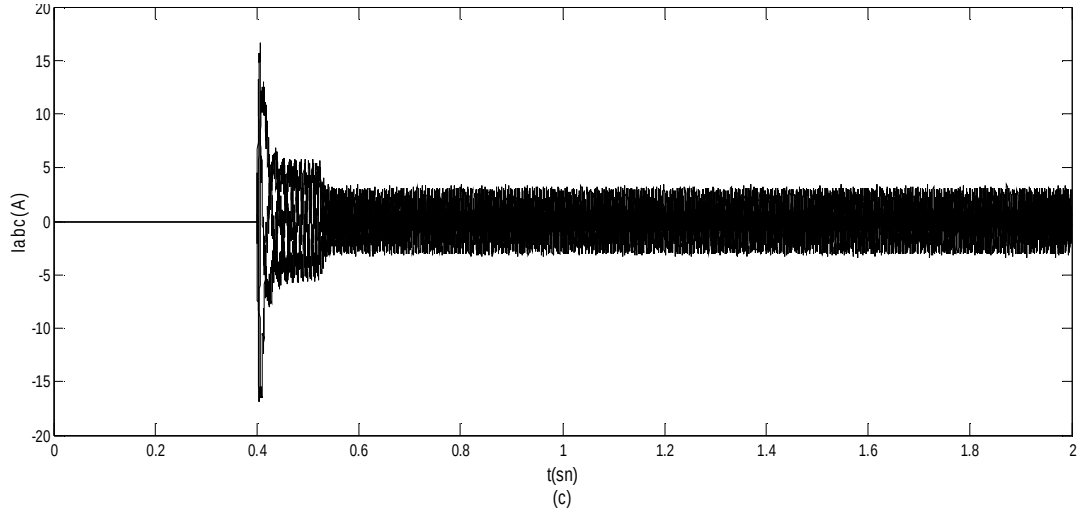
### 3.2.1 Benzetim Çalışması Sonuçları

Bu kısımda doğrudan moment denetim yöntemi uygulanan asenkron motorun hız denetim başarımı incelenmiştir. Şekil 3.24'te motor yüksüz durumda iken motor hızının sabit 295 rad/sn'lik referans hızı izleme başarımı gösterilmiştir. Şekil 3.24(a)'da motor hızı, arzu edilen hızı sürekli durum hatası olmaksızın başarılı bir şekilde izlemektedir.



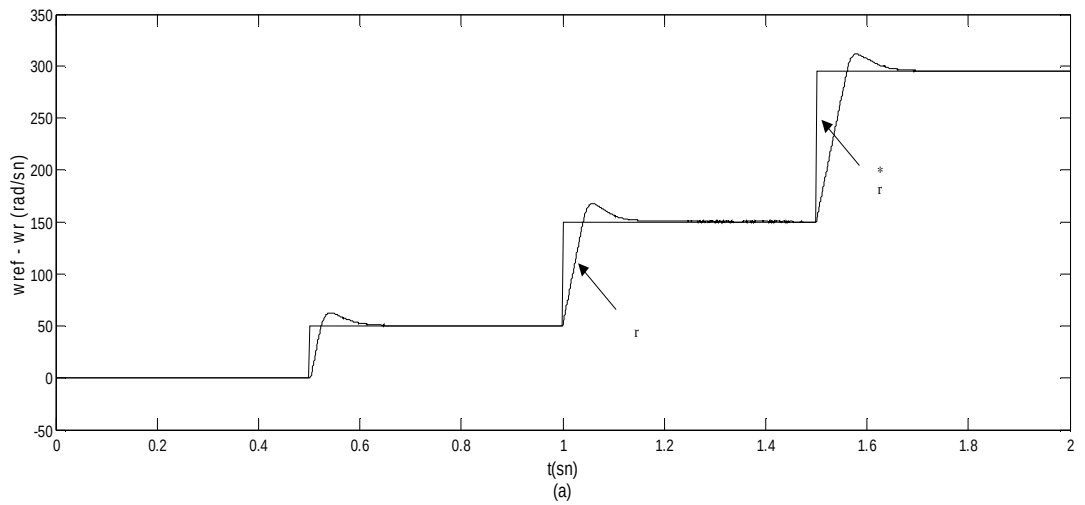
Şekil 3.24(b)'de ise moment değişimi görülmektedir. Moment grafiğine dikkat edilirse, motorun sadece referans hıza ulaşma süresi içinde yüksek değerde moment ürettiği bunun dışında sürekli durumda sadece kayıpları karşılayacak kadar bir moment ürettiği görülmektedir. Şekil 3.24(c)'de motorun şebekeden çektiği akımlar görülmektedir. Motor hızı referans hıza ulaştığında boşa çalışmayı ve kayıpları karşılayacak kadar akımlar çekmektedir.

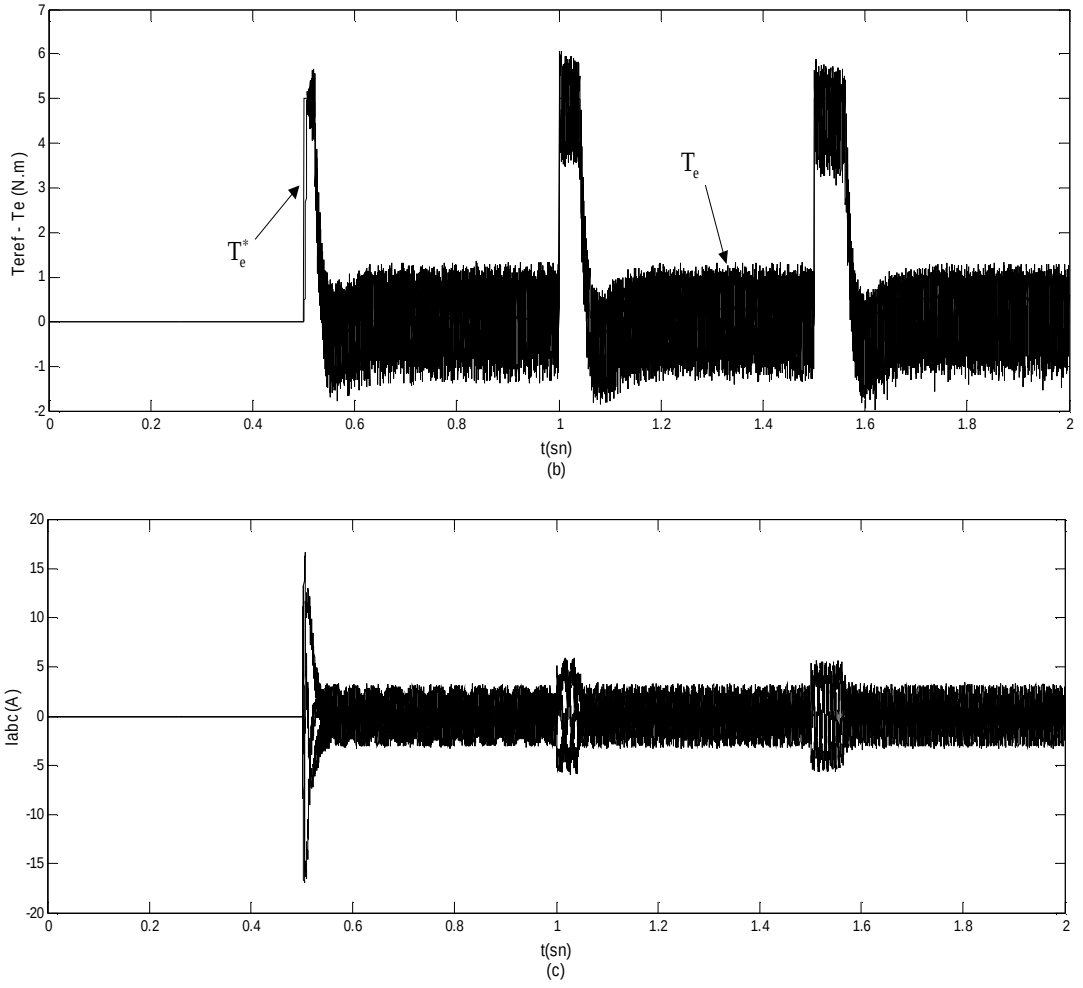




**Şekil 3.24** Doğrudan moment denetimi için 295 rad/sn basamak hızda ve yüksüz durumda elde edilen sonuçlar. (a) referans hız ile motor hızının değişimi, (b) moment değişimi, (c) stator akımlarının değişimleri

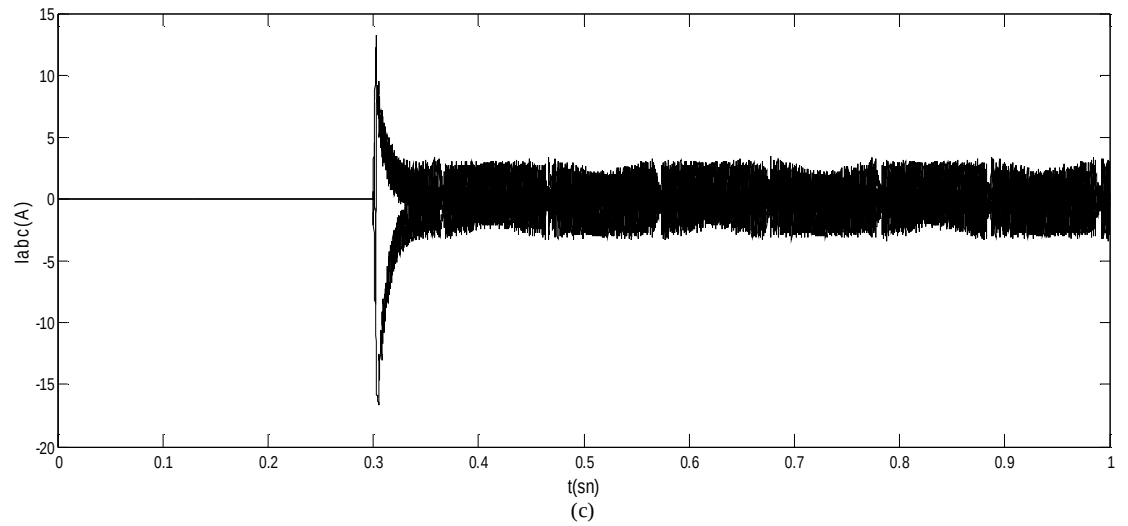
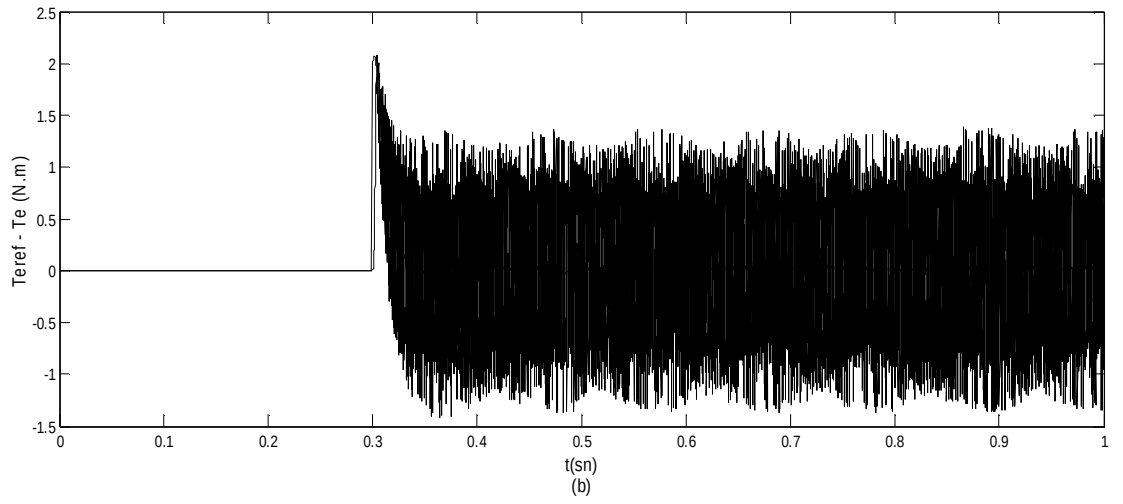
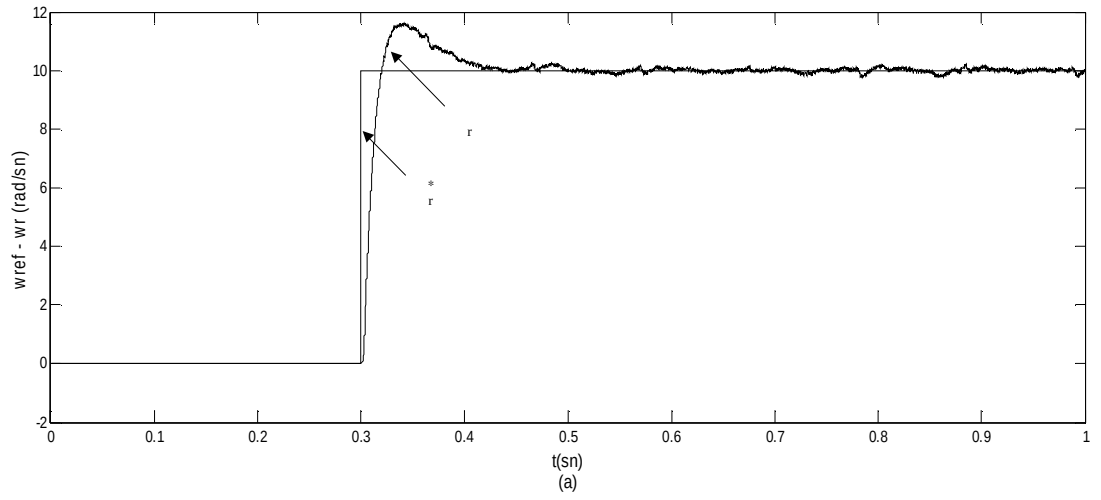
Şekil 3.25’de motor başlangıçtan itibaren yüksüz durumda iken motor hızının 50/150/295 rad/sn’lik değişik sabit referans hızları izleme başarımı gösterilmiştir. Şekil 3.25(a)’da motor hızı ve referans hızın değişimleri verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi motor hızı, referans hızı sürekli durum hatası olmaksızın arzu edilen referans hızı başarılı bir şekilde izlemektedir. Şekil 3.25(b)’de ise moment değişimi görülmektedir. Yine şekilden de görüldüğü gibi motor referans hızlara gelindiğinde çok hızlı cevap vererek sadece kayıpları karşılayacak kadar moment üretmektedir. Şekil 3.25(c)’de ise motorun stator akımlarının değişimi görülmektedir.





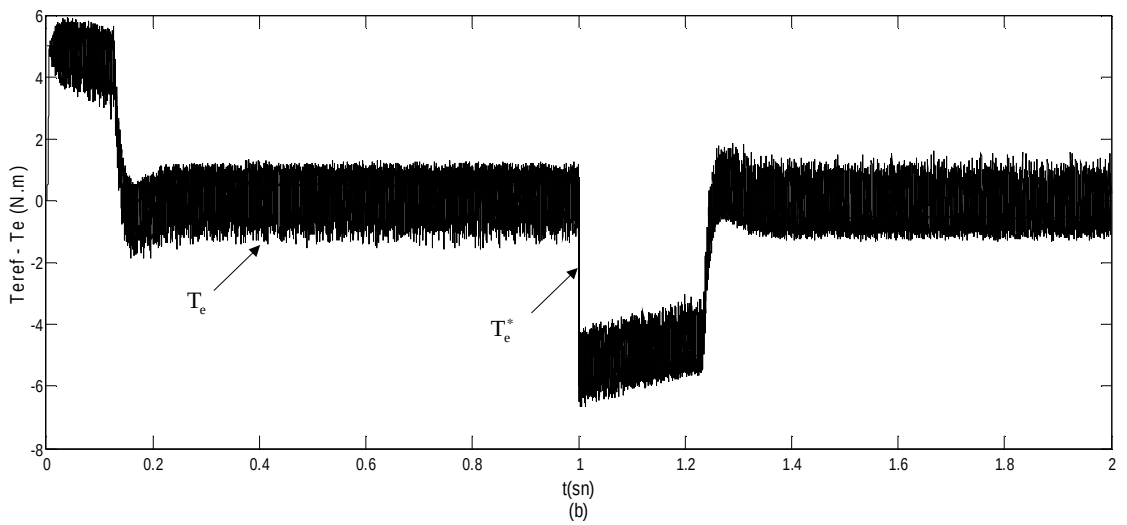
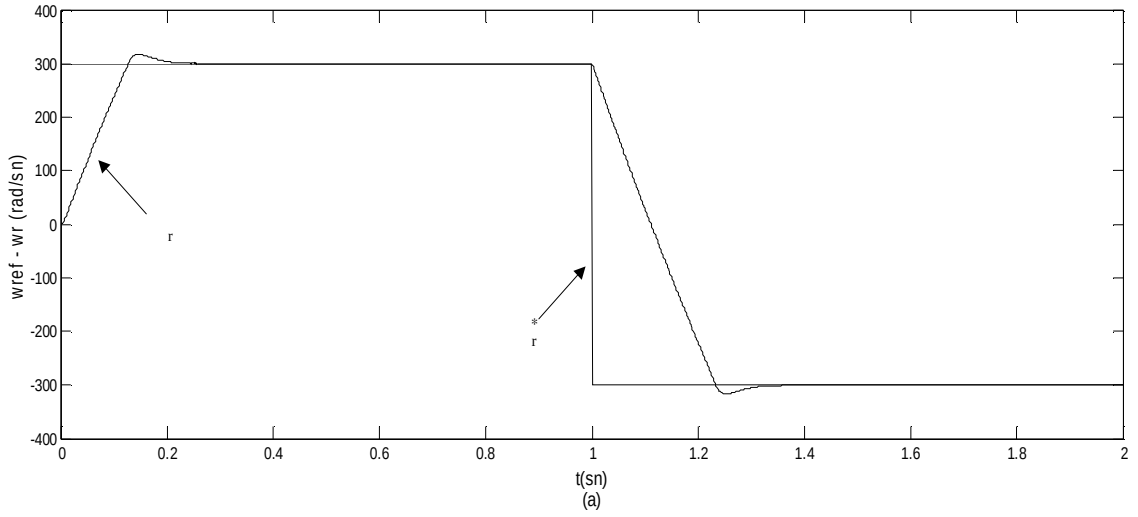
**Şekil 3.25** Doğrudan moment denetimi için sabit basamak hızlarda ve yüksüz durumda elde edilen sonuçlar. (a) referans hız ile motor hızının değişimi, (b) moment değişimi, (c) stator akımlarının değişimleri,

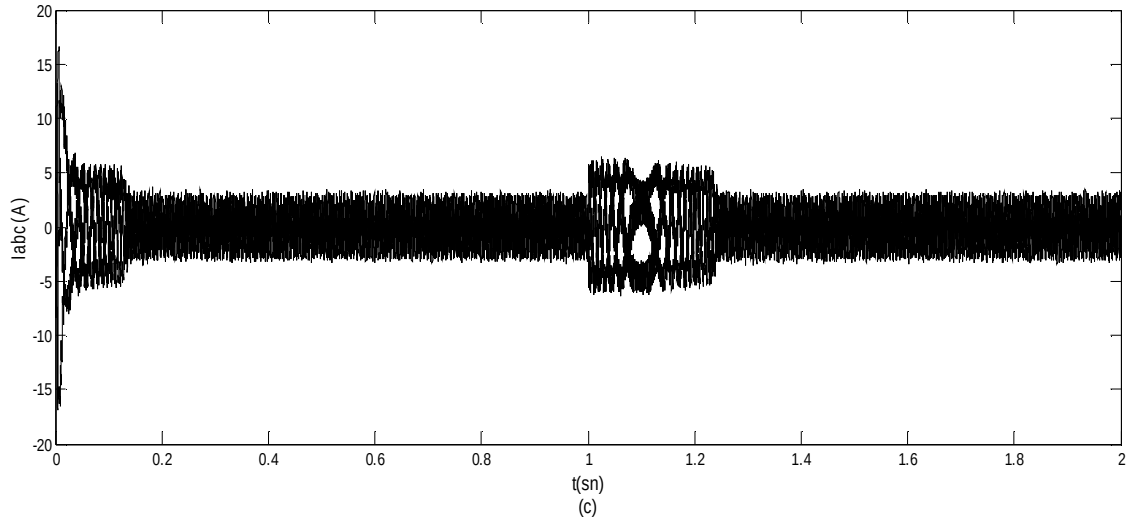
Şekil 3.26’de Motor yüksüz durumda iken motor hızının 10 rad/sn’lik değişik sabit referans hızı izleme başarımı gösterilmiştir. Şekil 3.26(a)’da motor hızı ve referans hızın değişimleri verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi motor hızı arzu edilen referans hızı başarılı bir şekilde izlemektedir. Şekil 3.26(b)’de ise moment değişimi görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi motor referans hızlara geldiğinde hızlı bir şekilde cevap vererek sürekli durumda sadece kayıpları karşılayacak kadar moment üretir. Şekil 3.26(c)’de motorun stator akımlarının değişimi görülmektedir.



**Şekil 3.26** Doğrudan moment denetimi için sabit basamak hızlarda ve yüksüz durumda elde edilen sonuçlar. (a) referans hız ile motor hızının değişimi, (b) Moment değişimi, (c) stator akımlarının değişimi,

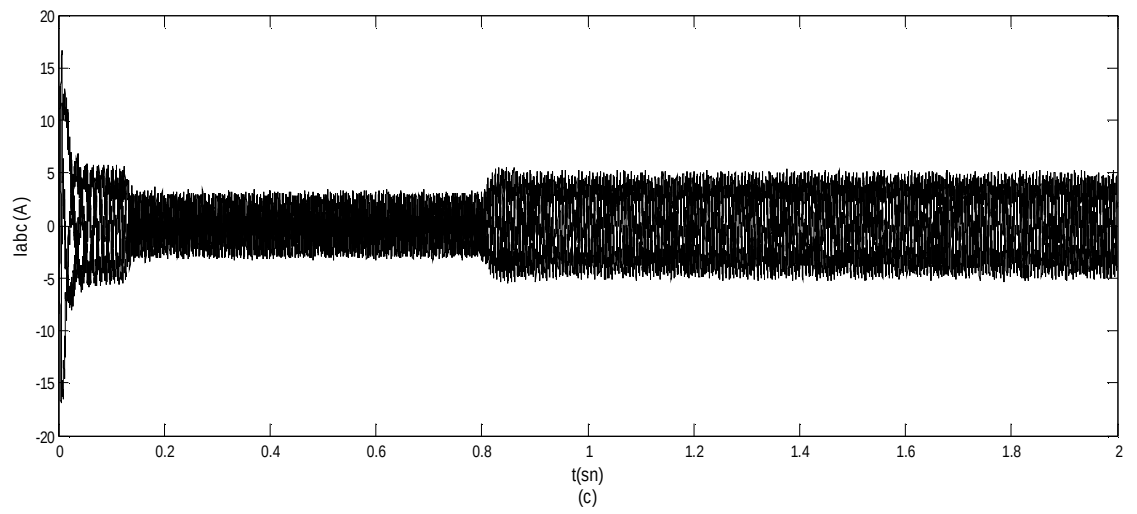
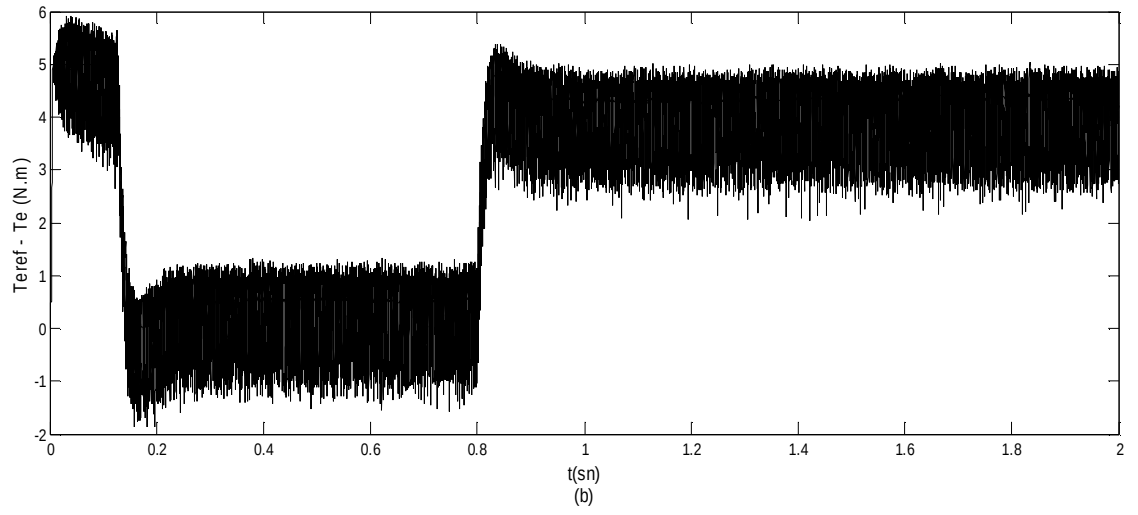
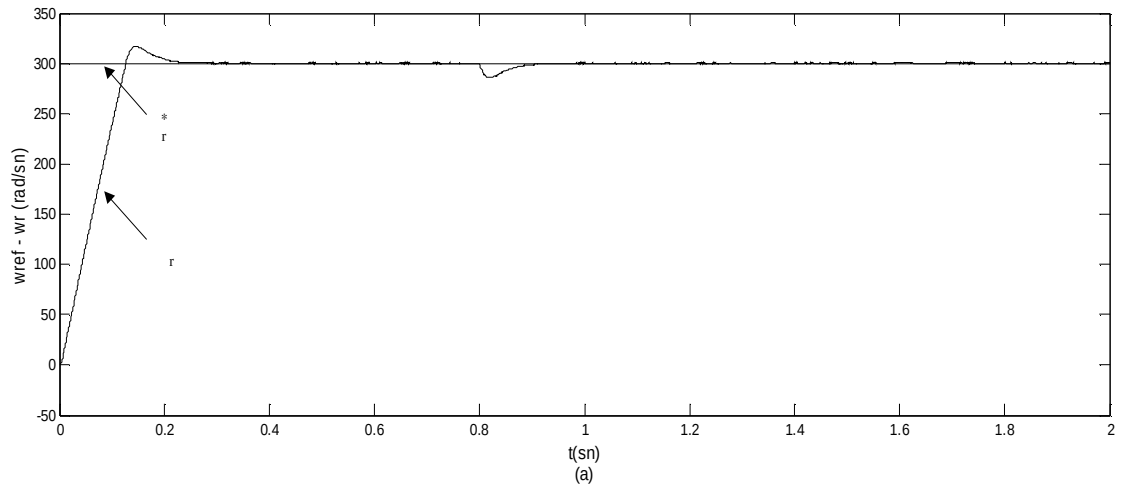
Şekil 3.27’de Motor yüksüz durumda iken motor hızının  $\pm 300$  rad/sn’lik değişik sabit referans hızları izleme başarımı gösterilmiştir. Şekil 3.27(a)’da motor hızı ve referans hızın değişimleri verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi motor hızı arzu edilen referans hızı başarılı bir şekilde izlemektedir. Şekil 3.27(b)’de ise moment değişimi görülmektedir. Referans hız  $-300$  rad/sn’ye düşürülmesi sırasında motor bu yavaşlamayı gerçekleştirebilmek için negatif moment üretmiştir. Motor sürekli durumda ise sadece kayıpları karşılayacak kadar moment ürettiği görülmektedir. Şekil 3.27(c)’de motorun stator akımlarının değişimi görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi motorun sadece verilen referans hıza ulaşma süresi içerisinde yüksek akımlar çektiği görülmektedir





**Şekil 3.27** Doğrudan moment denetimi için sabit basamak hızlarda ve yüksüz durumda elde edilen sonuçlar. (a) referans hız ile motor hızının değişimi, (b) moment değişimi, (c) stator akımlarının değişimi,

Şekil 3.28’de Motor hız 300 rad/sn sabit hızlıdır. Motor başlangıçta yüksüz durumdadır.  $t=0.8$  sn de motora 3,72 N.m’lik yük bindirilmektedir. Şekil 3.28(a)’da Motora yük bindirildiği andan itibaren motor hızının düştüğü ve motor hızlı bir şekilde toparlanarak referans hızı başarılı bir şekilde izlediği görülmektedir. Şekil 3.28(b)’de ise moment değişimi görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi motor yük bindirilmeden sadece kayıpları karşılamak için moment üretmektedir. Yük bindirildikten sonra yükü ve kayıpları karşılayacak bir moment üretmiştir. Şekil 3.28(c)’de motorun stator akımlarının değişimleri görülmektedir. Başlangıçta yüksüz durumda iken sadece kayıpları karşılayacak kadar akımlar çekmektedir. Yük bindirildiği andan itibaren stator akımlarının yüksek değerler aldığı görülmektedir.



**Şekil 3.28** Doğrudan moment denetimi için 300 rad/sn sabit hızda ve  $t=0,8$  sn'den itibaren 3.72 N.m yüklü durumda elde edilen sonuçlar. (a) referans hız ile motor hızının değişimi (b) moment değişimi, (c) stator akımlarının değişimleri

#### 4. SONUÇLAR

Bu çalışmada asenkron motorlarda vektör denetim yöntemi ve doğrudan moment denetim yöntemi karşılaştırılmıştır. Serbest uyarımlı doğru akım motorlarının hız ve moment denetimlerinin kolay bir şekilde yapılabilmesi için, Asenkron motorların denetimlerinin serbest uyarımlı doğru akım motorlarına benzer bir şekilde yapılabilmesi gerekli olan dönüşümler ve hesaplamalar yapılarak bir asenkron motorun serbest uyarımlı doğru akım motoru gibi denetlenmesi gerçekleştirilmiştir. Vektör Denetim için asenkron motorların d-q eksenli matematiksel modeli MATLAB/Simulink programında oluşturulmuştur.

Asenkron motorların denetim yöntemlerinden olan; Vektör denetimi ve doğrudan moment denetim yönteminin yapıları farklıdır ama her iki denetim yönteminin de amaçları aynıdır. Her iki denetim yönteminde de amaç: Motoru, motor ve yük parametrelerinden etkilenmeden denetlemektir.

Vektör denetiminde, hareketli eksen dönüşümlerine ihtiyaç vardır. Bunun içinde dönüşümler uzun zaman almaktadır. Doğrudan moment denetiminde ise dönüşümler durağan eksen takımına göre yapıldığı için hesaplamalar daha az zaman almaktadır.

Bu çalışmada bahsedilen rotor, stator ve hava aralığı alan yönlendirmeli denetim yöntemlerinin sadece birkaç parametre değiştirilerek uygulanabileceği gösterilmiştir. Burada, rotor alan yönlendirmeli denetim sadece rotor zaman sabitine bağlı olduğu için stator ve hava aralığı alan yönlendirmeli denetim yöntemlerinden uygulamalarda daha hızlıdır. Stator ve hava aralığı alan yönlendirmeli denetimde hesaplanacak parametreler fazla olduğu için hatalar daha çok olmaktadır. Bu denetim yöntemlerinde gerilim-akım dekuplajı, kayma frekansı ve mıknatıslanma akımlarının hesaplanmalarına gerek vardır. Doğrudan moment denetim yönteminde ise stator akısı ve momentini hesaplanması gerekli olan parametrelerdir.

Her iki denetim yönteminin başarımında, ölçülen/tahmin edilen veya hesaplanan parametrelerin önemli etkisi vardır. Vektör denetim yönteminde ve doğrudan moment denetim yöntemlerinin her ikisinde de yüksek hız ve moment cevabı elde etmek mümkündür. Her iki denetim yönteminde de akım ve moment dalgalanmaları mevcuttur. Düşük hızlarda her iki denetim yönteminde de dalgalanmaların olduğu görülmektedir. Fakat doğrudan moment denetim yönteminde bu dalgalanmalar daha fazladır.



## KAYNAKLAR

- [1] **Sarioğlu, M.K., Gökaşan, M. ve Boğosyan, S.**, 2003, Asenkron Makinalar ve Kontrolü, Birsen Yayınevi, İstanbul.
- [2] **Boduroğlu T.**, 1994, Elektrik Makineleri Dersleri, Cilt 2, Kısım 3, İstanbul.
- [3] **Çolak, İ.**, “Asenkron Motorlar”, Nobel Yayın Dağıtım, Ankara, 141-159 (2001).
- [4] **Altunsaçlı, A., Alacalı, M.**, “Elektrik makineleri 1. basım.”, Color Ofset, İskendurun, 7-10 (2003).
- [5] **Saçkan, A. H.**, (1994), Asenkron Motorlar, Birsen Yayınevi, Bölüm 1, 2, 5, 6, 7 ve 8.
- [6] **Gökkaya, M., Oğuz, N.**, “Alternatif Akım Makineleri 1. basım.”, Şenyuva basım Sanayi, Ankara, 84-85 (1974).
- [7] **Vas, P.**, (1972). Vector control of AC machines. Oxford Univ.
- [8] **F. Blaschke.**, “The principle of field orientation as applied to the new Transvector closed loop control system for rotating field machines,” Siemens Rev., vol. 34, pp. 217–220, 1972.
- [9] **Bayer, K., H., Blaschke, F.**, (1977) Stability problems with the control of induction machines using the method of field orientation. IFAA symposium on control in power electronics and drives. 483-492.
- [10] **Depenbrock, M.**, (1985) Direkte selbstregelung (DSR) für hochdynamische drehfeldantrieb mit stromrichterschaltung. Etz-Archiv Bb 7. 211-218.

- [11] **Akın E., (1994)** “Stator Akısı Üzerinden Asenkron Motorun Rotor Akısı Alan Yönlendirmesi için Bir Yöntem”, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [12] **Depenbrock M.**, “Direct self control(DSC) of Inverter-fed Induction Machine IEEE trans. On power electronics, Vol.3no.4,october 1992,pp.420-429.
- [13] **Takahashi I., Noguchi T.**, “A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor”,IEEE Trans.on Industry Applications,Vol.IA-22,No.5,September/October 1986, pp. 820-827.
- [14] **Bakan F. A.**, Asenkron Motorlarda Doğrudan Moment Kontrolü Ders Notları, [www.yildiz.edu.tr/~fbakan](http://www.yildiz.edu.tr/~fbakan) (2005).
- [15] **J.Kang, and S.Sul.**, “Analysis an prediction of inverter switching frequency in DTC of induction machine based on hysteresis bands and mAAhine parameters”, IEEE trans.on Industrial electronics,Vol.48,Num.3,2001.
- [16] **Depenbrock, M.**, 1987. Direct self-control of the flux and rotary moment of a rotary field machine, U.S. Patent 4 678 248.
- [17] **Takahashi, I. and Noguchi, T.**, 1986. A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor, IEEE Tr. On I.A., September, 22, 820-827.
- [18] **Casadei, D., Profumo F., Serra, G., and Tani A.**, 2002. FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control, IEEE Transactions on Industria. Electronics, Vol. 17, No. 5, September.
- [19] **Buja, G. S. and Kazmierkowski M. P.**, 2004. Direct torque control of PWM inverter-fed ac motors—a survey,” IEEE IE Trans., vol. 51, pp. 744–757, August.

- [20] **X.Yang, and W.Oghanna**, “fuzzy DTC of induction motor with stator flux estimation compensation”,Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON 97, vol.2 505-510.
- [21] **Bakan, A.F.**, 2002. Asenkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi ve Geliştirilmesi, Doktora Tezi, Y.T.Ü Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [22] **Abdul Wahab, H.F. and Sanusi, H.**, 2008. Simulink Model of Direct Torque Control of Induction Machine, American Journal of Applied Sciences 5(8): 1083-1090 ISSN 1546 9239.
- [23] **Dandıl B.**, (2004) “Sinirsel Bulanık Denetleyicilerle Asenkron Motorun Dayanıklı Hız Denetimi”, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ .
- [24] **Boldea, 1. And Nasar, S.**, 1992, Vector Control of AA Drives CIC Pres, New York.
- [25] **Bose, K. B.**, 2002, Modern Power Electronics and AA Drivers, Prentice Hall, New Jersey.
- [26] **N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins**, Power Electronics: Converters, Applications and Design, Second ed. New York:Wiley, 1995.
- [27] **Y. S. Lai.**, “Modeling and vector control of induction machine-a new unified approach,” in Proc. IEEE Power Eng. Soc.Winter Meeting, 1999, pp. 47–52.
- [28] **Novotny, D.W. ve Lorenz, R.D.**, 1986, Introduction to Field Orientation and High Performance AC Drives Tutorial Course Notes, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting.

- [29] **G. R. Slemon**, “Modeling of induction machines for electric drives,” IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 25, pp. 1126–1131, Nov./Dec. 1989.
- [30] **Y. S. Lai**, “ Machine Modeling and Universal Controller for Vector Controlled Induction Motor Drives,” in Proc. IEEE Trans.energy con.,Vol.18,No.1,March.2003.
- [31] **Y. S. Lai, J. H. Chen, and C. H. Liu**, “A universal vector controller for induction motor drives fed by voltage-controlled voltage source inverter,” in Proc. IEEE Power Eng. Soc. Summer Meeting, 2000, pp. 2493–2498.
- [32] **Schofield J.R.G.**,“Variable speed drives using induction motors and direct torque control”, ABB Industrial Systems Ltd., IEEE, Savoy Place, London 1998, pp. 5/1-5/7
- [33] **Okumuş H.İ.**, “İmproved direct torque control of induction mAAhine drives”,phd thesis,university of Bristol, july 2001,uk.
- [34] **Vas P.**, “Sensorless vector and direct torque control”, Oxford University Press, 1998.
- [35] **T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, and L. M. Tolbert**, “Direct torque control of induction machines using space vector modulation,”IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 28, no. 5, pp. 1045–1053, 1992.
- [36] **Chapuis, Y.A. and D. Roye.** “Direct torque control and current limitation method in start up of an induction machine”. IEEE Conf. Power Electronics and Variable Speed Drives, 451-455,1998.
- [37] **G. Buja, D. Casadei, and G. Serra**, “Direct stator flux and torque control of an induction motor: Theoretical analysis and experimental results,” in Proceedings of the IECON '98, vol. 1, 1998, pp. T50–T64.

- [38] **N.R.N. Idris and A.H.M. Yatim**, “Reduced Torque Ripple And Constant Torque Switching Frequency Strategy For Direct Torque Control Of Induction Machine”, In Conf Rec. IEEE APEC, pp. 154-161, vol.1, 2000.
- [39] **P.L. Jansen, R.D. Lorenz**, “A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives”, IEEE Trans Ind Appl., vol 30, no. 1, Jan/Feb, 1994.
- [40] **X.Yang, and W.Oghanna**, “Fuzzy DTC of induction motor with stator flux estimation compensation”, Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON 97, vol.2 505-510.
- [41] **Casadei, D., G. Gandi, G. Serra and A. Tani**,. “Effect of flux and torque hysteresis band amplitude in direct torque control of Induction Machine”. Proc.IECON’94, Bologna, Italy, 299-304. 1994.
- [42] **P.Tiitinen**, “The next generation motor control method, DTC direct torque control”, Proceeding of Int. Conf on Power Electronics, Drives and Energy System for industrial growth, N.Delhi, India, 8-11 Jan., 1996.

## **ÖZGEÇMİŞ**

1984 yılında K.Maraş'ta doğdu. İlk ve Ortaöğrenimini K.Maraş'ta tamamladı. 2003 yılında Fırat Üniversitesini kazandı. 2007 yılında lisans eğitimini tamamladı. 2008 yılında Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Makinaları Anabilim dalı yüksek lisans programına kayıt oldu. 2010 yılında Batman Üniversitesi Mekatronik Mühendisliğinde Araştırma Görevlisi oldu ve halende bu görevini sürdürmektedir. İyi derecede İngilizce bilmektedir.