

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ÜÇ FAZLI ASENKRON MAKİNANIN BULANIK MANTIK  
KULLANARAK KONTROLÜ

Elektrik Mühendisi Ali ÇAŞKURLU

57872

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde  
"Yüksek Mühendis"  
Ünvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 13.06.1996  
Tezin Savunma Tarihi : 09.07.1996

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Sefa AKPINAR

Jüri Üyesi : Doç. Dr. Cemil GÜRÜNLÜ

Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. İsmail H. ALTAŞ

Enstitü Müdürü : Prof. Dr. Fazlı ARSLAN

Haziran 1996

TRABZON

## ÖNSÖZ

Bu çalışma, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik - Elektronik Anabilim Dalı, Yüksek Lisans Programı çerçevesinde üç fazlı asenkron makinanın bulanık mantık kontrolü üzerine gerçekleştirilmiştir.

Dinamik motor kontrol yöntemlerinden vektör kontrolü üzerinde bulanık mantık uygulamasının sistem performansını arttıracakları düşünülmektedir. Bu amaçla vektör kontrol yöntemlerinin arasına etkin bir alternatif olarak son yıllarda katılan "moment vektör kontrolü" yöntemi ayrıntılı olarak ele alınmaktadır.

Gerek moment vektör kontrol yönteminin, gerekse bulanık mantık konusunun yeni ve kontrolde etkin olmaları çalışma konusunu güncel ve faydalı kılmaktadır.

Vektör kontrolü ve bulanık mantık ile ilgilenen araştırmacılar için bu çalışma faydalı bir kaynak niteliği taşımaktadır.

Çalışmalarımda, beni daima destekleyerek bugünlere gelmemi sağlayan aileme teşekkür ederim.

Ayrıca danışmanlığımı üstlenerek çalışmalarımı yönlendiren Sayın Prof. Dr. Sefa AKPINAR' a ve çalışmalarımda bana yardımcı olan tüm akademik ve idari personele teşekkür ederim.

Haziran-1996, Trabzon

Ali ÇAŞKURLU

# İÇİNDEKİLER

|   | <u>Sayfa no</u> |
|---|-----------------|
| ÖNSÖZ.....  | II              |
| İÇİNDEKİLER.....  | III             |
| ÖZET.....   | VI              |
| SUMMARY.....  | VII             |
| ŞEKİL LİSTESİ.....  | VIII            |
| TABLO LİSTESİ.....  | XI              |
| SEMBOL LİSTESİ.....   | XII             |
| 1. GENEL BİLGİLER.....  | 1               |
| 1.1 Giriş.....  | 1               |
| 1.2. Kaynak Araştırması.....  | 2               |
| 1.3. Üç Fazlı Asenkron Makinanın Modellenmesi.....                                  | 8               |
| 1.3.1. d - q Eksen Dönüşümleri.....   | 8               |
| 1.3.2. Senkron Hızla Dönen Eksen Takımında Makina Modeli                            |                 |
| 1.3.3. Duran Eksen Takımında Makina Modeli.....                                     | 14              |
| 1.4. Asenkron Makina Kontrol Yöntemleri.....  | 14              |
| 1.4.1. Kontrol Stratejisinin Belirlenmesi.....                                      | 14              |
| 1.4.2. Asenkron Makina Kontrol Karakteristikleri.....                               | 18              |
| 1.4.3. Değişken Hızlı Asenkron Makina Sürücü Düzeneklerin<br>Sınıflandırılması..... | 19              |
| 1.4.4. Asenkron Makinanın Skaler Kontrol Yöntemleri.....                            | 19              |
| 1.4.4.1. Gerilim/Frekans (V/f) Kontrolü.....  | 20              |
| 1.4.4.2. Moment ve Akı Kontrolü.....  | 23              |
| 1.4.4.3. Kayma Gücü Geri Beslemesi ile Kontrol.....                                 | 25              |
| 1.4.5. Asenkron Makinanın Dinamik Kontrol Yöntemleri.....                           | 26              |

|        |   |    |
|--------|---|----|
| 1.5.   | Asenkron Makinaların Vektör Kontrol Yöntemleri ile Kontrolü.....                          | 27 |
| 1.5.1. | Vektör Kontrol Yöntemlerinin Doğru Akım Makinaları<br>Benzetimi ile Tanımlanması .....    | 27 |
| 1.5.2. | Rotor Akısı Kullanarak Asenkron Makina Alan Yönlendirmesi.....                            | 29 |
| 1.5.3. | Hava Aralığı Akısı Kullanarak Asenkron Makina Alan<br>Yönlendirmesi.....                  | 31 |
| 1.5.4. | Stator Akısı Kullanarak Asenkron Makina Alan<br>Yönlendirmesi.....                        | 33 |
| 1.5.5. | Doğrudan Vektör Kontrol Yöntemi.....  | 36 |
| 1.5.6. | Dolaylı Vektör Kontrol Yöntemi .....  | 41 |
| 1.6.   | Bulanık Kümeler ve Bulanık Mantık.....  | 49 |
| 1.6.1. | Bulanık Küme Teorisi .....  | 50 |
| 1.6.2. | Bulanık Kümelerin Özellikleri .....   | 53 |
| 1.6.3. | Bulanık Sistem .....  | 55 |
| 1.6.4. | Bulanık Kontrol Algoritması.....  | 57 |
| 1.6.5. | Bulanık Kontrolör.....  | 60 |
| 2.     | YAPILAN ÇALIŞMALAR.....   | 62 |
| 2.1.   | Gerilim Vektörleri Kullanılmasıyla Doğrudan Akı ve Moment<br>Kontrolünün Sağlanması ..... | 62 |
| 2.1.1. | Doğrudan Kendini Kontrol.....   | 62 |
| 2.1.2. | Akı Vektörü Kontrolünün PWM Evirici İle Yapılması .....                                   | 62 |
| 2.1.3. | Moment Kontrolünün PWM Evirici İle Yapılması.....   | 65 |
| 2.1.4. | Doğrudan Akı ve Moment Kontrolü. ....   | 68 |
| 2.2.   | Bulanık Kontrolör Sistem.....   | 68 |
| 2.2.1. | Bulanık kontrolörlü doğrudan kendini kontrol yöntemi .....                                | 69 |

|      |   |    |
|------|---|----|
| 2.3. | Verimliliği Arttırmak İçin Akı Kontrolunun Yeniden Sağlanması ....                            | 73 |
| 3.   | BULGULAR .....  | 75 |
| 3.1. | Verimliliğin Arttırılmasına Yönelik Akı - Moment Kontrolunun Sağlanmasından Önceki Durum..... | 75 |
| 3.2. | Verimliliğin Arttırılmasına Yönelik Akı - Moment Kontrolunun Sağlanması Durumu.....           | 75 |
| 4.   | İRDELEME .....  | 81 |
| 5.   | SONUÇLAR.....   | 83 |
| 6.   | ÖNERİLER .....  | 84 |
| 7.   | KAYNAKLAR .....   | 85 |
| 8.   | EKLER.....  | 90 |
| 9.   | ÖZGEÇMİŞ .....  | 91 |

## ÖZET

Alternatif akım (AA) makinaları mekanik olarak basit bir yapıya sahip olmalarına rağmen, doğrusal olmayan (non-lineer) ve birbirini etkileyebilen çok değişkenli bir kontrol yapısı vardır.

Asenkron makinalar kalkış anında ve moment kumanda değeri değişimlerinde yavaş bir tepke gösterirler. Bu problemlerin üstesinden gelebilmek için bulanık mantık " moment vektör kontrol yöntemi " ile birleştirilebilir.

Bulanık mantık kontrolör, bulanık değişkenler kümesine dayanarak optimum anahtarlama durumunu seçmektedir. Bulanık kurallar makina hız tepkesine dayanılarak akım ve akı vektörlerinin gözlenmesi ile oluşturulmuştur.

Sürekli durum çalışmada verimlilik optimizasyonu da hesaba katılmıştır. Moment kumanda değeri ile uygun olarak, akı genliği kontrol altında tutulmak suretiyle optimum verimlilik sağlanmıştır.

Benzetim çalışmalarından elde edilen sonuçlar, uygulanan yöntemle, kalkış anındaki akı ve moment tepkelerinin, moment kumanda değişimlerdeki tepkelerin, geleneksel kontrol yöntemlerinden daha başarılı bir şekilde elde edildiğini göstermektedir.

Anahtar Kelimeler : Bulanık mantık, Vektör kontrol, Asenkron makina.

## **SUMMARY**

### **FUZZY LOGIC CONTROL OF AN INDUCTION MACHINE**

AC machines, in particular induction machines, are of simple mechanical construction but have a nonlinear, highly interacting multivariable control structure.

An induction machine shows a sluggish response during startup and under changes of torque command. Fuzzy logic is used in conjunction with "torque control method " to minimize these problems.

A fuzzy logic controller chooses the optimum switching states based on a set of fuzzy variables. Fuzzy rules are determined based on speed response of the machine and by observing the vector diagram of flux and currents.

The efficiency optimization in the steady state operation is also considered; it can be achieved by controlling the amplitude of the flux in accordance with the torque command.

The starting flux and torque response and the responses to the step changes in command torque with simulation results showed a considerable improvement over the conventional control.

Keywords : Fuzzy logic , Vector control, Induction machine.

## ŞEKİL LİSTESİ

### Sayfa no

|                  |  |    |
|------------------|--|----|
| <b>Şekil 1.</b>  | (a) Duran as - bs - cs eksenlerinden duran d - q eksen takımına dönüşüm.....                           | 10 |
|                  | (b) Duran $d^s$ - $q^s$ eksen takımından senkron hızla dönen $d^e$ - $q^e$ eksen takımına dönüşüm..... | 10 |
| <b>Şekil 2.</b>  | Senkron hızla dönen eksen takımına göre eşdeğer devre;   |    |
|                  | (a) q - ekseni devresi. ....   | 13 |
|                  | (b) d - ekseni devresi .....   | 13 |
| <b>Şekil 3.</b>  | Duran eksen takımında  |    |
|                  | (a)Hız.....  | 15 |
|                  | (b)Moment .....  | 15 |
|                  | (c,d) Gerilimlerin (d-q bileşeni).....   | 15 |
|                  | (e,f) Stator akımlarının (d-q bileşeni).....   | 16 |
|                  | (g,h) Rotor akımlarının zamanla değişimi.....  | 16 |
| <b>Şekil 4.</b>  | Döner eksen takımında  |    |
|                  | (a) Stator akımı d- bileşeni.....  | 17 |
|                  | (b) Stator akımı q- bileşeni.....  | 17 |
|                  | (c) Rotor akımı d- bileşeni.....   | 17 |
|                  | (d) Rotor akımı q- bileşeni.....   | 17 |
| <b>Şekil 5.</b>  | Asenkron motor kontrol blok diyagramı.....   | 19 |
| <b>Şekil 6.</b>  | Değişken hızlı asenkron motor sürücü düzeneklerin sınıflandırılması.....                               | 20 |
| <b>Şekil 7.</b>  | (a)Açık çevrimli gerilim/frekans (V/f) kontrolü.....   | 21 |
|                  | (b)Hızlanma ve yavaşlama özeğrileri.....   | 21 |
| <b>Şekil 8.</b>  | Kayma düzenlenmesi yapılarak sabit gerilim/frekans kontrolü ile hız kontrolü.....                      | 22 |
| <b>Şekil 9.</b>  | Moment ve akı kontrolü ile hız kontrolü.....   | 24 |
| <b>Şekil 10.</b> | Moment ve akı değerlerinin hesaplanmasına ilişkin akış diyagramı.....                                  | 24 |



|                  |   |    |
|------------------|---|----|
| <b>Şekil 11.</b> | Statik Kramer sürücü ile hız kontrolü.....  | 25 |
| <b>Şekil 12.</b> | (a) Vektör kontrol metoduna göre doğru akım makinası ile asenkron makina benzetimi.....       | 28 |
|                  | (b) Makina modeli ile vektör kontrolünün gerçekleştirilmesi.....                              | 28 |
| <b>Şekil 13.</b> | Asenkron makina alan yönlendirmesi için vektör diyagramı.....                                 | 30 |
| <b>Şekil 14.</b> | (a) Rotor akısı alan yönlendirmesi blok diyagramı.....  | 34 |
|                  | (b) Hava aralığı akısı alan yönlendirmesi blok diyagramı.....                                 | 34 |
|                  | (c) Stator akısı alan yönlendirmesi blok diyagramı.....                                       | 34 |
| <b>Şekil 15.</b> | Belirli stator akısı için devir sayısı - moment özeğrisi.....                                 | 36 |
| <b>Şekil 16.</b> | Gerilim beslemeli evirici ile doğrudan vektör kontrolü.....                                   | 37 |
| <b>Şekil 17.</b> | Rotor akılarının elde edilmesi.....   | 39 |
| <b>Şekil 18.</b> | Rotor hızı ve stator akımlarından rotor akısının hesaplanması..                               | 40 |
| <b>Şekil 19.</b> | Dolaylı vektör kontrolü için fazör diyagramı.....   | 41 |
| <b>Şekil 20.</b> | Ayrık kontrollü makina modelinin blok diyagramı.....  | 44 |
| <b>Şekil 21.</b> | Dolaylı vektör kontrol yöntemi kullanılarak konum kontrol düzeneğinin gerçekleştirilmesi..... | 45 |
| <b>Şekil 22.</b> | Konum kontrol düzeneğinde;  |    |
|                  | (a)Hızın zamanla  | 46 |
|                  | (b)Konumun zamanla değişimi.....  | 46 |
| <b>Şekil 23.</b> | Konum kontrol düzeneğinde;  |    |
|                  | (a)Momentin zamanla değişimi.....   | 47 |
|                  | (b)Rotor akısının zamanla.....  | 47 |
| <b>Şekil 24.</b> | Alanın zayıfladığı bölgede kontrolü genişletmek için blok diyagramı.....                      | 48 |
| <b>Şekil 25.</b> | Akım kontrolör doyma etkisinin kaldırılması için önerilen diyagram                            | 49 |
| <b>Şekil 26.</b> | Verilen tablo için üyelik fonksiyonları gösterimi.....  | 52 |
| <b>Şekil 27.</b> | Konveks ve konveks olmayan bulanık küme.....  | 53 |
| <b>Şekil 28.</b> | Bulanık sistem blok gösterimi.....  | 56 |
| <b>Şekil 29.</b> | Sürücü sistem hız tepkesinin incelenmesi.....   | 58 |
| <b>Şekil 30.</b> | Doğrudan kendini kontrol blok diyagramı.....  | 62 |

|                  |   |    |
|------------------|---|----|
| <b>Şekil 31.</b> | PWM evirici sürücü blok diyagramı.....  | 63 |
| <b>Şekil 32.</b> | Gerilim vektörleri gösterimi.....   | 64 |
| <b>Şekil 33.</b> | $\lambda$ için gerilim vektörleri seçimi.....   | 64 |
| <b>Şekil 34.</b> | Wsl adım değişikliğinde moment tepkesi.....   | 67 |
| <b>Şekil 35.</b> | Optimum anahtarlama tablosu ve histerizes karşılaştırıcılar.....                                    | 67 |
| <b>Şekil 36.</b> | Doğrudan moment ve akı kontrolü için vektörel diyagramın gösterilmesi.....                          | 68 |
| <b>Şekil 37.</b> | Bulanık mantık kontrolörlü asenkron makina sürücü sistemi.....                                      | 69 |
| <b>Şekil 38.</b> | Akı hatası, moment hatası ve akı konumu için üyelik fonksiyonları değişimi.....                     | 71 |
| <b>Şekil 39.</b> | Asenkron makina bulanık mantık kontrolörlü doğrudan kendini kontrol kuralları.....                  | 72 |
| <b>Şekil 40.</b> | (a)Stator akısı yönlendirmeli vektör kontrol yönteminde moment tepkesi.....                         | 76 |
|                  | (b)Bulanık mantık kontrollü moment vektör kontrol yönteminde moment tepkesi.....                    | 76 |
| <b>Şekil 41.</b> | (a)Stator akısı yönlendirmeli vektör kontrol yönteminde stator akısı değişimi.....                  | 77 |
|                  | (b)Bulanık mantık kontrollü moment vektör kontrol yönteminde stator akısı değişimi.....             | 77 |
| <b>Şekil 42.</b> | (a)Moment referans değişiminin bulanık mantık kontrolörlü moment vektör kontrolü ile izlenmesi..... | 78 |
|                  | (b)Stator akısı değişimi.....   | 78 |
| <b>Şekil 43.</b> | Sürekli çalışma durumuna kadar akının izlediği yol.....   | 79 |
| <b>Şekil 44.</b> | Stator akımının değişimi.....   | 79 |
| <b>Şekil 45.</b> | Statora uygulanan gerilimin zamanla değişimi.....   | 80 |
| <b>Şekil 46.</b> | (a)Verimliliği artırmak için önerilen modelde momentin değişimleri.....                             | 80 |
|                  | (b)Verimliliği artırmak için önerilen modelde stator akısının zamanla değişimleri .....             | 80 |

## TABLO LİSTESİ

| <b><u>Tablo No</u></b> |  | <b><u>Sayfa No</u></b> |
|------------------------|--|------------------------|
| <b>Tablo 1.</b>        | Atanmış Üyelik Dereceleri Tablosu..... | 51                     |
| <b>Tablo 2.</b>        | Hata ve Hata Değişimi Durum Planı..... | 59                     |
| <b>Tablo 3.</b>        | Dilbilimsel Kontrol Kuralları.....     | 59                     |



## SEMBOL LİSTESİ

|                 |   |
|-----------------|---|
| a, b, c         | :Faz isimlerine karşılık gelen alt indisler.                  |
| s, r            | :Stator/rotor büyüklüklerine ilişkin alt indisler.            |
| m               | :Magnetik büyüklüklere ilişkin alt indisler.                  |
| d, q            | :d-q bileşenlerine karşılık gelen alt indisler.               |
| $\alpha, \beta$ | : $\alpha/\beta$ büyüklüklerine karşılık gelen alt indisler.  |
| ref             | :Referans değerlerin gösterilmesinde kullanılan alt indisler. |
| s, e            | :Duran/dönen eksen takımına ilişkin üst indisler.             |
| f               | :Frekans.   |
| os              | :Stator sıfır bileşen büyüklükleri.                           |
| $T_e$           | :Üretilen dönme momenti.                                      |
| $T_l$           | :Yük momenti.   |
| N               | :Stator/rotor dönüşüm oranı.                                  |
| $\lambda$       | :Akılara ilişkin büyüklükler.                                 |
| $V, v$          | :Etkin/anlık gerilim büyüklükleri.                            |
| $V_d$           | :Doğru gerilim.   |
| $V_f$           | :Uyarma gerilimi.   |
| $V_m$           | :Maksimum gerilim.  |
| X               | :Reaktans.  |
| $I_s, I_r$      | :Stator/rotora ilişkin kaçak büyüklükler için alt indisler.   |
| $I, i$          | :Etkin/anlık akım büyüklükleri                                |
| $I_d$           | :Doğru akım.  |
| $I_f$           | :Uyarma akımı.  |
| $I_m$           | :Etkin magnetik akım.   |
| $I_o$           | :Magnetik akım vektörü.                                       |
| $\theta_e$      | :Senkron dönen eksen takımı açısı.                            |
| $\theta_r$      | :Rotor açısı.   |
| sl              | :Kaymaya ilişkin alt indisler.                                |
| $\tau$          | :Zaman sabiti.  |
| L               | :Endüktans.   |
| p               | :Türev operatörü.   |

|               |  |
|---------------|--|
| $p$           | :Makina kutup sayısı.  |
| $P$           | :Güç.  |
| $R$           | :Direnç.   |
| $R_i$         | :Demir kayıplarına karşılık gelen eşdeğer direnç.            |
| $emk$         | :Elektro motor kuvvet.                                       |
| $W_e$         | :Stator frekansı (rad/sn).                                   |
| $W_m$         | :Rotor mekanik hızı.   |
| $W_r$         | :Rotor elektriksel hızı.                                     |
| $t$           | :Zaman.  |
| $j$           | :Eylemsizlik momenti.  |
| $\rightarrow$ | :Fazörel büyüklükler.  |
| $x$           | :Vektörel çarpım.  |
| $K_t$         | :Moment sabiti.  |
| *             | :Referans büyüklükler için üst indis.                        |
| $\sigma$      | :Kaçak faktörü.  |
| $S$           | :Anahtarlama durumu.   |
| $\Lambda$     | :Histerizes hata büyüklüğü.                                  |
| $M$           | :Ortak endüktans.  |
| $\mu$         | :Üyelik derecesi.  |
| $X_i$         | :Bulanık küme i. elemanı.                                    |
| $U$           | :Evrensel küme.  |
| $R^n$         | :n- boyutlu Euclidian matrisi.                               |
| $R$           | :Bulanık ilişki.   |
| $k$           | :Örnekleme anı.  |
| $e,de$        | :Hata/hata değişimi.   |
| $\theta$      | :Stator akısı konumu.  |
| $\beta$       | :Magnetik akım vektörü ile rotor akımı arasındaki faz farkı. |
| $N_{out}$     | :Çıkış anahtarlama durumu.                                   |

# 1. GENEL BİLGİLER

## 1.1 GİRİŞ

Endüstrinin pek çok alanında hız ve konum kontrolü gereken yerlerde elektrik makinaları yaygın olarak kullanılmaktadır. Hız ve konum kontrolü için doğru akım makinaları, adım motorları fırçasız doğru akım makinaları asenkron makinalara göre daha uygundur. Fakat, özellikle doğru akım makinalarındaki kollektör fırça donanımının meydana getirdiği sakıncalar bu motorların kullanım alanını kısıtlamaktadır. Son yıllarda yarı iletken teknolojisindeki gelişmeler, mikroişlemci hızlarındaki artış, yeni kontrol yöntemlerinin geliştirilmesi ile endüstride asenkron makinaların kullanımı oldukça yaygınlaşmıştır. Daha küçük boyuttan daha fazla güç sağlamaları, yüksek verimlilik, düşük maliyet ve az bakım istemelerinden dolayı asenkron makinalar tercih edilmektedir [1,5].

Doğru akım makinalarında magnetik akı alan (uyarma) akımıyla, üretilen dönme momenti ise endüvi akımıyla birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmesi nedeniyle, makina, yük momenti veya hız değişimlerine karşı hızlı tepke gösterebilmektedir. Asenkron makinalarda ise akıyı ve momenti oluşturacak olan sinüoidal akım genlik, faz ve frekans bilgilerini bünyesinde taşımaktadır. Bu durumda akımın hem fazı hem de genliği yani akım vektörü kontrol edilmelidir. Asenkron makinanın skaler kontrol yönteminde gerilim ve frekans temel kontrol değişkenleridir ve moment-akı bu iki değişkene bağlıdır. Bu kuplaj şeklindeki bağımlılık asenkron makinanın tepkesinin gecikmesine neden olur. Örneğin, momenti artırmak için frekansı arttırdığımızı düşünelim. Gerilim sabit iken,

$$V=4,44.N.f. \lambda \quad (1)$$

bağıntısı gereğince akıda, dolayısıyla momentte azalma olacaktır. Bu azalmayı telafi edebilmek için gerilim uygun miktarda arttırılmalıdır. Bu işlem sırasında momentteki geçici azalma motor tepkesinin azalmasına neden olur [1]. Skaler kontrol yönteminde mevcut olan bu kısıtlama "vektör kontrolü" (veya "alan yönlendirmeli kontrol") ile giderilebilir [1,30,33,43].

## 1.2. Kaynak Araştırması

Vektör kontrol yönteminde ilk çalışmalar K. Hasse (1969) tarafından "Dolaylı Vektör Kontrol Yöntemi"nin geliştirilmesi ve F. Blashke (1972) tarafından "Doğrudan Vektör Kontrol Yöntemi"nin geliştirilmesi olarak görülmektedir. Dolaylı vektör kontrolünde yönlendirme bilgisi stator akımları ve hız gözlenerek, kayma bilgisi ise stator akımları üzerinden elde edilir. Doğrudan vektör kontrolü uygulanırken Hall-Etkili duyarlar, sezici bobinler, stator geriliminin 3. harmoniği veya stator akım-gerilim ve hız ölçümleri kullanan gözlemleyiciler üzerinden elde edilen yönlendirme akı bilgisi geri beslenir ve ayırıştırmanın temelini oluşturan dönüşümler gerçekleşir [1].

Bu çalışmalarda asenkron motorların momenti birbirinden bağımsız akı ve moment bileşenleri üzerinden kontrol edilebilmektedir. Fakat bu yöntemler 1980'lere kadar uygulamadaki teknolojik zorluklar nedeniyle çok az dikkat çekmiştir. Ancak sayısal işaret işleme tekniklerindeki gelişmeler ve yarı iletken anahtarlama elemanlarının performanslarındaki artışlar ile vektör kontrolü üzerindeki çalışmalar yoğunlaşmıştır.

1980'lerde mikroşlemci kullanılarak gerçekleştirilen vektör kontrolünde düşük hızlarda stator sargılarındaki gerilim düşümünden kaynaklanan hatalar olduğu fakat sistem tepkesinin referans değer değişimlerine karşı hızlı olduğu gözlenmiştir [2]. Mikroşlemci kullanılarak pek çok analog donanım ortadan kalkmış ve sistem karmaşıklığı giderilmiştir. Bu çalışma vektör kontrol yönteminde mikroşlemci uygulanmasına başlangıç teşkil etmesi bakımından önemlidir.

1980'lerden sonra mikroşlemcilerin kontrol alanında kullanılması sadece vektör kontrolünde değil skaler kontrol yöntemlerinde de yaygın olarak görülmektedir. Bose, 1983'de mikroşlemci dayalı modulatör ile gerilim atlamaları ve harmonikleri kontrol altına alarak doğrusal olmayan yapıyı (non-linearite) ortadan kaldırmaya yönelik olarak evirici dalga şekillerini üretmeye çalışmıştır. Sistemin çalışma hızı büyük oranda mikroşlemci hızına bağlıdır. Modulatör ile alçak frekans bölgesinde "uniform örnekleme" yöntemiyle dalga şekilleri üretilirken, yüksek frekans bölgesinde bakma tablosu (look-up table) kullanılarak harmonikler geniş ölçüde azaltılmıştır [3]. M.H.Park ve arkadaşları 1984'de

optimal kayma tesbiti ile  $V/f$  oranını ayarlayacak şekilde Z-80'li bir sistem geliştirmişlerdir [28]. Bu yıllarda motor kayıplarının indirgenmesine yönelik çalışmalar da ivme kazanmıştır. A. Kuska ve arkadaşları AA ve DA motor kayıplarının indirgenmesine yönelik yöntemler araştırmışlardır [4]. Toplam kayıplardan hareketle güç (veya moment), gerilim, frekans ve hızla ilgili bağıntılar çıkarılıp, gücün verilen hız ve momentte frekansa bağılı genel fonksiyonu belirlenmiş, bu fonksiyonun minimumu sayısal olarak çözümlenerek frekansa bağılı genel ifade bulunmuştur. S. Sathkumar 1983 yılında yaptığı çalışmada vektör kontrol sisteminin analizi üzerinde yoğunlaşmış, dinamik modellemesini gerçekleyerek benzetim sonuçlarını elde etmiştir [5]. 1986 yılında ise mikroişlemci ile vektör kontrolünü uygulamıştır.

Vektör kontrol yönteminin minimum hata ile uygulanabilmesi için parametrelerin sıcaklık ve doyma ile değişiminin bilinmesi gerekmektedir. 1987 yılında Krishnan ve arkadaşları tarafından yapılan yayında vektör kontrol yöntemlerinin tercih sebeplerine değinilirken pek çok parametre uydurma (adaptasyon) yönteminin aslında kendilerinin parametre bağımlı olduğu vurgulanmıştır [6]. Parametre algılanmasına yönelik analitik ifadeler sürekli durum ve geçici durum için çıkarıldıktan sonra, normalize edilmiş kontrolöre bağımlı gerçek makina parametreleri denklemlerde yerine yazılarak genelleştirilmiş ifadelerin elde edilmesi şeklinde parametre "adaptasyonu" gerçekleştirilmiştir.

1988 yılında Z. K. Wu ve arkadaşları tek mikroişlemci kullanarak rotor akısı üzerinden dolaylı vektör kontrolünü gerçeklemiştir [7]. Kapı sürücü darbeleri bilgisayar belleğinde yüklüdür ve tek mikroişlemcinin kullanılması diğer çalışmalardan önemli farklarıdır. Gerilim kontrolünün akım kontrolüne göre daha az rotor parametre değişiminden etkilendiğinden rotor parametre kompanzasyonuna gidilmemiştir. Başka bir dolaylı vektör kontrolü çalışmasında [8] düşük hızlarda moment (harmoniklerinin) darbelenmelerinin etkisini hesaba katacak şekilde ve rotor direnci değişimlerini kompanze edebilmek için bir kayma kompanzasyon çevrimi kontrol kuralları içerisine yerleştirilmiştir. DA hat akımını düzenlemek için stator akımının genlik kontrolünü ve ateşleme ardışılığını sağlamak üzere kontrol kuralları geliştirilmiştir. K. Tungpimolrut ve arkadaşları



makina endüktanslarında biriken magnetik enerji ve akım bilgisine dayanarak bir kontrol stratejisi geliştirmiştir [9]. Magnetik enerji, gerilim ve akım vektörlerinden faydalanılarak hesaplanmakta stator direncinin ve dolayısıyla sıcaklık değişiminin etkisi kontrolde gözükmemektedir. Dolaylı vektör kontrol yöntemi kullanılmıştır.

Vektör kontrol yöntemlerinde optimal akı seviyesinde kontrolün sağlanması verimliliğin artırılması açısından önemlidir [14]. F.M.H. Khater ve arkadaşlarının 1987'de yaptıkları çalışmada, doymaya ve doğrusal hava aralığı parametrelerine bağlı olarak magnetik endüktansın ifadesi çıkarılıp makina modelinde kullanmak suretiyle değişik yükleme durumları için uygun akı seviyeleri belirlenmiştir.

1990'lı yıllardan itibaren yapılan çalışmalar duyurga (sensör) kullanmadan kontrol yöntemlerinin üzerinde yoğunlaşmıştır [10,11,12]. Bin Wu ve arkadaşları, stator gerilimi algılanarak ve istenen faz açısını üreterek akım kaynaklı eviriciye (AKE) uygulamakta ve bu şekilde gerekli olan akımı sağlamaktadır [11]. Diğer bir çalışmada ise rotor akım ve gerilimleri kullanılarak geribesleme işaretleri alınmakta, rotor hızına ilişkin bilgi moment açısına dayanarak elde edilmektedir. Bu şekilde moment ve reaktif güç kontrolü, pozisyon algılayıcısı kullanılmadan sağlanmaktadır. Fakat yüksek performans gerekli olan yerlerde pozisyon algılayıcısı moment açısını kontrol yerine kullanılabilir [12,13].

T. G. Habetler ve arkadaşları, 1992 yılında yaptıkları çalışmada stator akısı alan-yönlendirmesi yöntemi kullanarak doğrudan moment kontrolünü yapmıştır [15]. Her bir anahtarlama periyodunda darbe-periyot (duty/cycle) oranı doğrudan hesaplanmakta bu hesaplamalar makinanın geçici durumuna, moment ve akı hatalarına bağlı olarak yapılmakta, uygun gerilim vektörleri uygulanmaktadır. Hız geribeslemesinin kullanılmadığı yöntemde akım sıçramaları üçgen-sinüs modülasyonu kontrol yöntemine göre daha azdır. Makina "emk"sının da bilinmesine gerek duyulduğundan momentteki değişimlere tepke gösterimi daha kısa sürelidir.

Ayrıca, T.G.Habetler ve arkadaşları "Ayrık Darbe Modülasyonu" (ADM) kullanarak doğrudan moment kontrolü yapmaya çalışmışlardır. Gerilim vektör gruplarının (sıfır grubu hariç) akı ve moment hatalarına bağlı olarak seçimi yapılmaktadır. Önceki anahtarlama durum değişimlerinin de göz önüne alındığı

sistemde “da” hat akımından faz akımları üretilmektedir. Pozisyon veya hız duyargası kullanılmamakta, sadece bir akım duyargası kullanılmaktadır. Yüksek çalışma frekansı gerekmektedir [16]. Diğer bir çalışmada ise faz gerilim ve akımları “da” hat gerilim ve akımlarından elde edilmekte bu bilgilerden akı, moment ve hız hesaplanmaktadır [17]. Önceki çalışmalardan farklı olarak anlık moment kontrolü yerine ortalama moment kontrolü stratejisine gidilerek PI kontrolörler kullanılmıştır. Stator akısı alan yönlendirmesinin kullanıldığı sistem yüksek performans ve maliyetli vektör kontrol sistemleri ile düşük maliyet ve performanslı skaler (V/f) sürücüler arasında kalmaktadır.

Duyargasız çalışmalara bir başka yaklaşım da [11]’de yapılmaktadır. Stator faz açısının kontrolü yoluyla AKE asenkron motor sürücü sistemi geliştirilmiştir. Sistem vektör kontrol yöntemleri kadar iyi sonuç vermese de yüksek güç uygulamaları için elverişlidir. Faz açısı kontrolünün temel düşüncesi stator frekansının tüm değerlerinde AKE faz açısını sabit tutmaya dayanmaktadır. Bu sağlandığı zaman rotor frekansı da sabit kalacaktır.

Takahashi’nin yaptığı “limit-cycle” kontrol tekniğine dayalı çalışmalarda oldukça yüksek verimli ve hızlı tepke verebilen sonuçlar elde edilmiştir [18,19]. Takahashi, AKE’de gözükten 3 histerizes çevrimini ortadan kaldırarak bunlardan kaynaklanan yavaşlamaları gidermiş, bu şekilde anahtarlama frekansı yükseltilmiştir. Moment ve akı hatalarına bağımlı olarak optimum gerilim vektörleri (sıfır vektör grupları da dahil) seçilmektedir. 1989’da yaptığı çalışmada anahtarlama ile artan sıfır bileşen akımını azaltmaya yönelik olarak 19 gerilim vektörü kullanmıştır. Yüksek doğrulukta moment ve akı kontrolü sağlanırken anahtarlama frekansı azalmıştır [19].

1988’de Depenbrock’un geliştirdiği “Doğrudan Kendini Kontrol Yöntemi”nde (DKKY) Gerilim Beslemeli Evirici (GBE) anahtarlama kapasitesine de bağlı olarak stator akısı ve moment kontrolü yapılmaktadır. Referans değerlerle hesaplanan değerler bir histerizes çevrimi içerisinde karşılaştırılarak uygun anahtarlama durumları belirlenmekte, düşük anahtarlama frekanslarında oldukça iyi bir performans elde edilmektedir [20]. Bu çalışmanın bir devamı olarak 1992’de hız

ölçmeden hız kontrolü için geliştirilen yöntemin detayları verilmekte ve uygulaması yapılmaktadır[31].

Depenbrock ve Takahashi'nin yaptığı çalışmalarda moment ve akı iki faz bilgisinden faydalanılarak hesaplanmakta, Habetler ve Divan'ın çalışmalarında ise sadece bir "da" akım duyargası kullanılmakta, kontrolör faz akımlarını sentezlemekte, moment ve akı hatalarına bağlı olarak uygun anahtarlama durumu belirlenmektedir.

Vektör kontrolünün uygulamalarında arayüz elemanları, kontrol performansı üzerinde oldukça önemlidir. R.B.Sepe ve arkadaşlarının 1994'de yaptıkları yayında evirici motor sistemi ile bütün sayısal ayırık zamanlı vektör akım kontrolörler arasındaki arayüz elemanlarının algılama problemlerinin performans üzerindeki etkileri incelenmiştir. Akım ölçülmesinde kullanılan süzgeçlerin "kuplaj" etkisine sahip olabileceği, bu kuplaj etkisinde ise rotor hızı ve süzgeç band genişliğinin etkili olduğu gözlenmiştir. Eksen dönüşümlerinden faz gerilimlerine dönüşümde kullanılan ölçeklemeler (quantizasyon) de moment kaymalarına sebep olmaktadır [21].

Buraya kadar uygulamadaki vektör kontrollu ve skaler kontrol yöntemlerinde asenkron makinaların hızlı bir şekilde tepke vermesi, motorun kalkış anındaki geçici olayın daha kısa süreli olması, referans değişimlerinin iyi izlenmesi, az kayıplı yüksek performanslı sürücülerin optimum bir şekilde tasarımı üzerindeki çalışmalar incelenmiştir. Mükemmel bir şekilde tasarlanmış vektör kontrollu sürücü düzeneğinde bile parametre değişimi kontrolü etkilemektedir. Bu problemleri minimuma indirmek amacıyla vektör kontrol yöntemleri ile "bulanık mantık" birleştirilebilir. Bulanık kontrolörün ana özelliği, deneyimle kazanılan ve analitik bağıntılara dayanılarak oluşturulan dilbilimsel kuralları bir otomatik kontrol stratejisine dönüştürebilmekte ve karmaşık bir matematiksel modele ihtiyaç duymamaktadır [23]. Geleneksel kontrol yöntemlerine göre kesin olmayan ve belirsiz durumları içeren süreç modellerinde bulanık kontrolün belirgin bir üstünlüğü vardır [14,23,24,25,26]. M. El-Buluk yaptığı yayında akı pozisyonu, akı hatası ve moment hatası olarak belirlenen bulanık değişkenlere göre uygun gerilim vektörlerini seçerek evirici anahtarlama durumlarını tesbit etmektedir.

Düşük hızlarda sistem performansını geliştirmek için bulanık direnç kestirimi yapılarak, stator direnci değişimlerinin kontrol üzerindeki etkisi giderilmeye çalışılmıştır [24]. Geleneksel "Doğrudan Kendini Kontrol" yöntemlerine göre daha iyi sonuçlar elde edilmiştir. 1993 yılında A. Suyitna ve arkadaşları Lyapunov kontrol kriterlerini kullanarak bir bulanık kontrolör geliştirmişler, doğrusal olmayan bir sistem için PID kontrolörlere göre daha iyi sonuçlar elde etmişlerdir [27]. Bulanık mantık kullanarak sistemin matematiksel modelinin indirgenmesi ve kontrolünün yapıldığı çalışmada [4], sistem davranışına benzer özellikte daha düşük mertebeden doğrusal bir referans model seçilerek, asenkron motordan hız geribeslemesi alınmış, tasarlanan "Doğrusal Model İzleyici Kontrolör" (DMIK) işleme girdikten sonra bulanık kontrol gerçekleştirilmiştir. DMIK parametre değişiminden oldukça etkilenmekte ve tam olarak oluşturulmamış matematiksel modelden kaynaklanan hatalar kontrolde gözükmemektedir. Fakat matematiksel modelleme karmaşıklığının ortadan kaldırılarak hızlı bir yapı oluşturulması ve kolay adaptasyon sağlanması önemli bir avantajdır. Kayma gücü geribesleme yöntemine dayanarak aktif güç (moment veya hız) ve reaktif güç kontrolünün bulanık mantık kullanarak hızlı bir şekilde sağlandığı bir başka çalışma da Y. Tang ve arkadaşları tarafından yapılmıştır [28]. Sonuçlar vektör kontrolü ile karşılaştırılarak irdelenmiştir.

Buraya kadar asenkron motor kontrolü üzerine yapılmış olan veya iyi bir kontrol stratejisinin geliştirilmesine yardımcı olabilecek özgün çalışmalar üzerinde durulmuştur. Vektör kontrol yöntemi d-q eksen takımında q ve d eksen akımlarından biri ile moment diğeri ile akıyı kontrol eden bir sistemdir. Bunun için d ve q eksen akımları arasındaki kuplaj ortadan kaldırılır. Şimdiye kadar yapılan çalışmaların incelenmesinden de görüldüğü gibi genel olarak modelleme ve gerçekleştirme üzerinde durulmuş, karmaşık matematiksel modelin sistem hızını yavaşlattığı gözlenmiştir. Bu tezde makina parametrelerine daha az bağımlı, daha az karmaşık bir sistem oluşturularak optimal kontrol sağlanmaya çalışılmıştır.

Bu amaçla asenkron makinanın d-q eksen takımında analizi yapılarak akımlar, hız ve momente ilişkin dinamik davranışlar elde edilmiştir.

Sonraki bölümde asenkron makinanın kontrol yöntemleri incelenerek yarar ve sakıncaları karşılaştırılmıştır. Daha sonra vektör kontrol yöntemlerine genel olarak değinilmiş, vektör kontrol yönteminin evirici benzetimi ile çalışması ele alınarak davranışı irdelenmiştir.

2. bölümde önce gerilim vektörleri kullanılarak doğrudan akı ve moment kontrolünün sağlanmasına yönelik bilgiler evirici benzetimi ile verilmiştir. Bulanık mantık ve bulanık mantıklı kontrolün anlatıldığı bölümde bulanık mantık işlemleri ve bulanık kontrol stratejileri irdelenmiş, diğer yöntemlere göre üstünlük ve sakıncaları incelenmiştir.

Sonraki bölümde doğrudan kendini kontrol (moment vektör kontrolü) ile bulanık mantık birleştirilerek yapılan kontrolün ayrıntıları verilmiştir. Diğer kontrol yöntemleri ile sonuçlar karşılaştırılarak kurulması gereken modelin özellikleri tartışılmış ve tasarım için temel olacak öneriler geliştirilmiştir.

### **1.3. Üç Fazlı Asenkron Makinanın Modellenmesi**

#### **1.3.1. d-q Eksen Dönüşümleri**

Üç fazlı asenkron makinanın genel denklemleri yazıldığında empedans matrisinin rotor konumunun bir fonksiyonu olduğu ve zamanla değiştiği görülür. Denklemleri bu hali ile çözmek oldukça zordur. Ancak,

-Motorun çektiği güç

-Üretilen magnetomotor kuvvette değişiklik olmamak koşulu ile

rotor konumuna bağlı zamanla değişen parametreleri elimine etmek mümkündür. Durum değişkenleri ve parametreler birbirine göre dik (ortogonal) olan d-q eksen takımında yazılabilir. Makina d-q modeli duran veya dönen eksen takımına göre açıklanabilir. Duran eksen takımında  $d^s$  ve  $q^s$  referans eksenleri statora göre yazılırken durmaktadır, oysa rotora göre yazılırken bu eksenler dönmektedirler. Dönen sistemde eksenler senkron hıza veya rotor hızına göre referans alınabilir. Senkron hızla dönen eksen takımına göre modellemenin avantajı sürekli çalışma durumunda değişken olarak görülen kaynaklar, "da" kaynaklar olmaktadır[1,5].

$V_{as}$ ,  $V_{bs}$ ,  $V_{cs}$  kaynak gerilimleri olmak üzere rotor dönme açısı ve açısal hıza bağlı olarak yazılan makina denklemleri  $d_s^s$ - $q_s^s$  duran eksen sistemine aktarılabilir

(Şekil 1.a). Bu durumda denklemler rotor dönme açısını içermez ve sadece hıza bağlı kalır.  $d^s$ - $q^s$  duran eksen takımında kaynak gerilimleri matrisel formda aşağıdaki gibi verilebilir [30.]

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta-120) & \sin(\theta-120) & 1 \\ \cos(\theta-240) & \sin(\theta-240) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \\ V_{os}^s \end{bmatrix} \quad (2)$$

(2) bağıntısının her iki yanını dönüşüm matrisinin tersi ile çarpılarak ters dönüşümü alınır,

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \\ V_{os}^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-120) & \cos(\theta+120) \\ \sin\theta & \sin(\theta-120) & \sin(\theta+120) \\ 0,5 & 0,5 & 0,5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (3)$$

yazılabilir. Burada  $\theta$ ,  $a_s$  eksenini ile  $q_s^s$  eksenini arasındaki açıyı,  $V_{os}^s$  sıfır bileşen gerilimini göstermektedir. Dengeli üç fazlı durumda sıfır bileşen gerilimi oluşmaz fakat dönüşüm işlemleri için matrislerde yerleştirilmektedir.

$\theta = 0$  olarak seçilirse  $a_s$  ve  $q_s^s$  eksenleri çakışır. Sıfır gerilim bileşeni de göz ardı edildiğinde, dönüşüm bağıntısını aşağıdaki gibi sadeleştirmek mümkün olmaktadır.

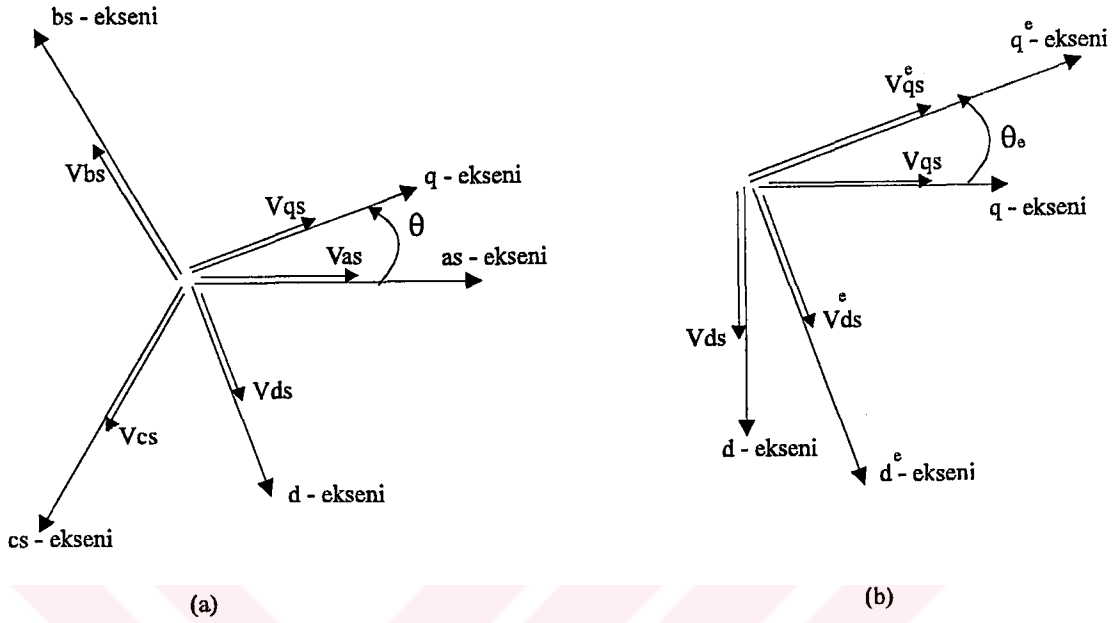
$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \end{bmatrix} \quad (4)$$

Ters dönüşüm alınarak,

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & 1/\sqrt{3} \\ 0 & -1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (5)$$

elde edilir. Duran  $d^s$ - $q^s$  eksen takımındaki denklemler şekil 1.b yardımıyla senkron hızla dönen eksen takımındaki denklemlere dönüştürülerek, aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(W_e \cdot t) & -\sin(W_e \cdot t) \\ \sin(W_e \cdot t) & \cos(W_e \cdot t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \end{bmatrix} \quad (6)$$



Şekil 1. (a) Duran  $a_s$ - $b_s$ - $c_s$  eksenlerinden duran  $d^s$ - $q^s$  eksen takımına dönüşüm.

(b) Duran  $d^s$ - $q^s$  eksen takımından senkron hızla dönen  $d^e$ - $q^e$  eksen takımına dönüşüm.

(6) bağıntısının ters dönüşümü alınarak,

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(W_e \cdot t) & \sin(W_e \cdot t) \\ -\sin(W_e \cdot t) & \cos(W_e \cdot t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs}^e \\ V_{ds}^e \end{bmatrix} \quad (7)$$

elde edilir. Faz gerilimlerinin dengeli ve sinüsoidal olduğu kabul edilirse,

$$V_{as} = V_m \cdot \cos(W_e \cdot t) \quad (8)$$

$$V_{bs} = V_m \cdot \cos(W_e \cdot t - 120^\circ) \quad (9)$$

$$V_{cs} = V_m \cdot \cos(W_e \cdot t + 120^\circ) \quad (10)$$

$$V_{qs}^s = V_m \cdot \cos(W_e \cdot t) \quad (11)$$

$$V_{ds}^s = -V_m \cdot \sin(W_e \cdot t) \quad (12)$$

$$V_{qs} = V_m = \hat{V}_m \quad (13)$$

$$V_{ds} = 0 \quad (14)$$

bağıntıları yazılabilir [33]. Burada  $V_{qs}^s$  ve  $V_{ds}^s$ 'in zamanla değişen alternatif akım büyüklükleri "aa" ve  $V_{qs}$ ,  $V_{ds}$ 'nin ise zamanla değişmeyen doğru akım "da" büyüklükleri olduğu görülmektedir. Benzer dönüşümler akılar (veya akımlar) için de yapılabilir.

### 1.3. 2. Senkron Hızla Dönen Eksen Takımında Makina Modeli

Duran  $a_s$ ,  $b_s$ ,  $c_s$  koordinatlarında üç fazlı stator denklemlerini yazmak mümkündür. Vektörel formda stator denklemi için,

$$\vec{V}_s^s = R_s \cdot \vec{i}_s^s + \frac{d\vec{\lambda}_s^s}{dt} \quad (15)$$

yazılabilir. Burada  $\vec{V}_s^s$ ,  $\vec{i}_s^s$ ,  $\vec{\lambda}_s^s$  anlık gerilim, akım ve akıya karşılık gelmektedir. Senkron hızla dönen eksen takımında gerilim bağıntıları çeşitli kaynaklarda dönüşüm işlemleri uygulanarak elde edilmiştir [4,52]. Koordinat eksenlerinin senkron hızda döndüğü düşünülürse (15) denklemi,

$$\vec{V}_s = R_s \cdot \vec{i}_s + \frac{d\vec{\lambda}_s}{dt} + \vec{W}_e \times \vec{\lambda}_s \quad (16)$$

olarak yazılabilir. (16) bağıntısı (15) bağıntısına stator sargılarının açısız hızı ve birbirleri ile ortak endüktanslarına bağlı olarak oluşan hareket gerilimi,  $\vec{W}_e \times \vec{\lambda}_s$ , teriminin eklenmesi ile elde edilmektedir. Senkron hızla dönen gerilim bağıntıları ,

$$V_{qs} = R_s \cdot \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + W_e \cdot \lambda_{ds} \quad (17)$$

$$V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - W_e \cdot \lambda_{qs} \quad (18)$$

olarak yazılabilir. Eğer rotor hareket etmezse rotor denklemleri (17) ve (18) denklemleri ile benzer olacaktır.

$$V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + W_e \cdot \lambda_{dr} \quad (19)$$



$$V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - W_e \cdot \lambda_{qr} \quad (20)$$

Burada tüm değişkenler ve parametreler stator referans alınarak yazılmıştır. Rotor  $W_r$  hızında hareket ettiği için rotor referans alınarak yazılan d-q eksenleri, senkron hızla dönen referans takımına bağlı olarak  $(W_e - W_r)$  hızında hareket eder [30,33]. Buna göre (19) ve (20) bağıntıları,

$$V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + (W_e - W_r) \lambda_{dr} \quad (21)$$

$$V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (W_e - W_r) \lambda_{qr} \quad (22)$$

şeklinde düzenlenebilir. Şekil 2.(a) ve (b)'de senkron hızla dönen referans eksen takımına göre eşdeğer devre görülmektedir. Şekil 2'den yararlanarak akı bağıntıları çıkarılabilir,

$$\lambda_{qs} = L_{is} \cdot i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (23)$$

$$\lambda_{qr} = L_{ir} \cdot i_{qr} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (24)$$

$$\lambda_{ds} = L_{is} \cdot i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (25)$$

$$\lambda_{dr} = L_{ir} \cdot i_{dr} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (26)$$

Bu açıklamalardan yola çıkarak gerilim, empedans ve akım matrisleri ilişkisini,

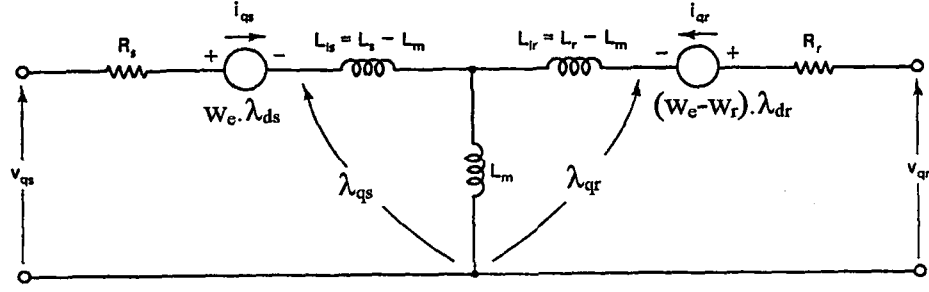
(27)

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \cdot p & W_e \cdot L_s & L_m \cdot p & W_e \cdot L_m \\ -W_e \cdot L_s & R_s + p \cdot L_s & -W_e \cdot L_m & p \cdot L_m \\ p \cdot L_m & (W_e - W_r) \cdot L_m & R_r + L_r \cdot p & (W_e - W_r) \cdot L_r \\ -(W_e - W_r) \cdot L_m & L_m \cdot p & -(W_e - W_r) \cdot L_r & R_r + L_r \cdot p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix}$$

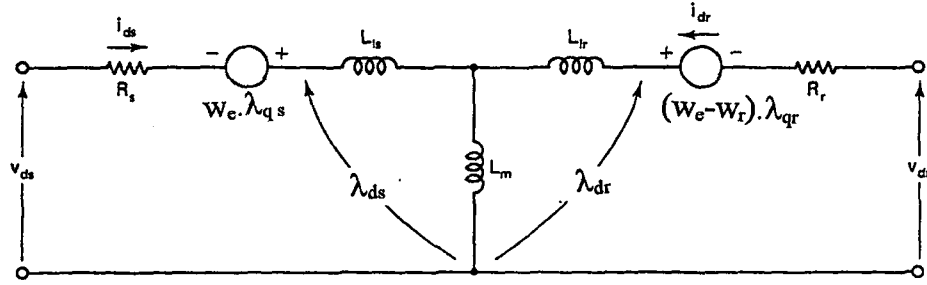
şeklinde yazmak mümkündür [30]. (27)'deki hız terimi  $W_r$  normalde sabit olarak ele alınamaz. Hareket denkleminde moment ile olan bağıntısı,

$$T_e - T_L = J \cdot \frac{dW_m}{dt} = \frac{2}{p} J \frac{dW_r}{dt} \quad (28)$$

olarak yazılabilir.



(a)



(b)

Şekil 2. Senkron hızla dönen referans eksen sistemine göre eşdeğer devreler.

a) q<sup>e</sup>-ekseni devresi    b) d<sup>e</sup>-ekseni devresi

Moment bağıntısının genel vektörel formu yazılırsa [30] ,

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \cdot \vec{\lambda}_m \times \vec{I}_r \quad (29)$$

şeklindedir. d<sup>e</sup>-q<sup>e</sup> bileşenleri cinsinden,

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{dm} \cdot i_{qr} - \lambda_{qm} \cdot i_{dr}) \quad (30)$$

bağıntısı elde edilir. Akı ve akımlar arasındaki ilişkilere dayanarak, moment bağıntısı için birkaç ifade elde etmek mümkündür.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot (\lambda_{dm} \cdot i_{qs} - \lambda_{qm} \cdot i_{ds}) \quad (31)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot (\lambda_{ds} \cdot i_{qs} - \lambda_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (32)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot L_m (i_{qs} \cdot i_{dr} - i_{ds} \cdot i_{qr}) \quad (33)$$

(27)'den (33) denkleminde kadar dengeli üç fazlı gerilimle beslenen senkron hızla dönen eksen takımında modellenmiş bir asenkron makinanın elektromekanik davranışını içeren bağıntılar çıkarılmıştır. Sincap kafesli asenkron makina için  $V_{qr} = V_{dr} = 0$  olmaktadır.

### 1.3. 3. Duran Eksen Takımında Model

Duran eksen takımına göre makina dinamik modeli (27) bağıntısında  $W_e=0$  alınarak elde edilir. Moment denklemleri, (29,.....,33), duran eksen takımında da geçerlidir.  $\hat{V}_m$  ve  $\hat{\lambda}_r$  fazörleri arasındaki bağıntılar,

$$|\tilde{V}_m| = \sqrt{(V_{qs}^s)^2 + (V_{ds}^s)^2} \quad (34)$$

$$|\tilde{\lambda}_r| = \sqrt{(\lambda_{qr}^s)^2 + (\lambda_{dr}^s)^2} \quad (35)$$

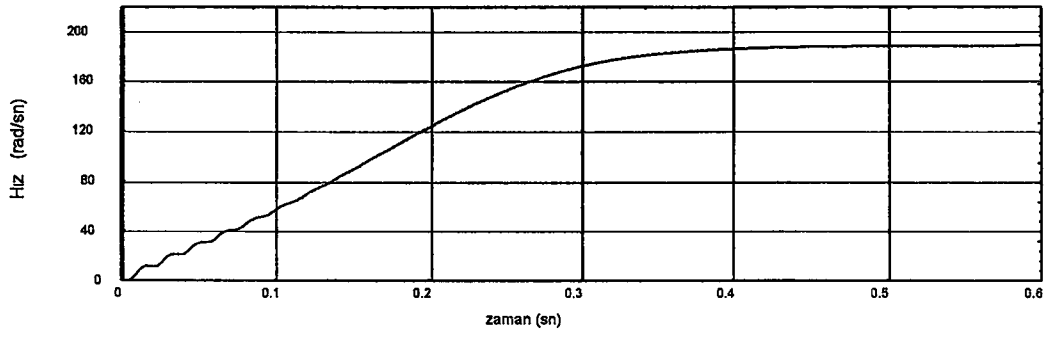
ile verilir.

Parametreleri Ek-1'de verilen bir makinanın senkron hızla dönen eksen sistemdeki ve duran eksen sistemindeki dinamik davranışı bilgisayar benzetim programı ile incelenmiş ve şekil 3 ve şekil 4'deki değişimler elde edilmiştir.

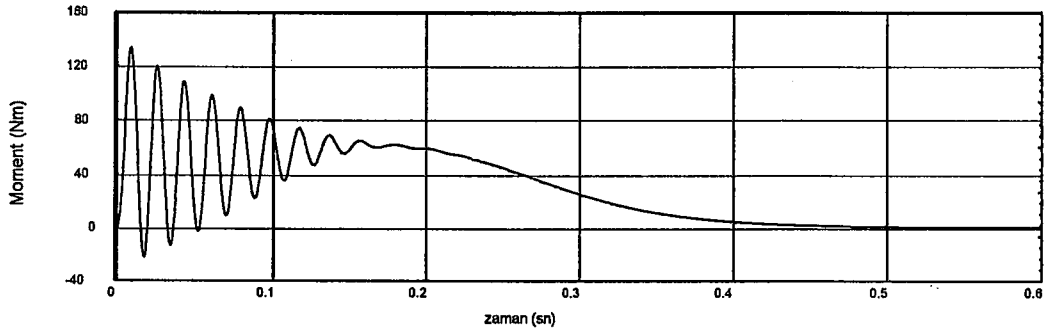
## 1.4. Asenkron Makina Kontrol Yöntemleri

### 1.4. 1. Kontrol Stratejisinin Belirlenmesi

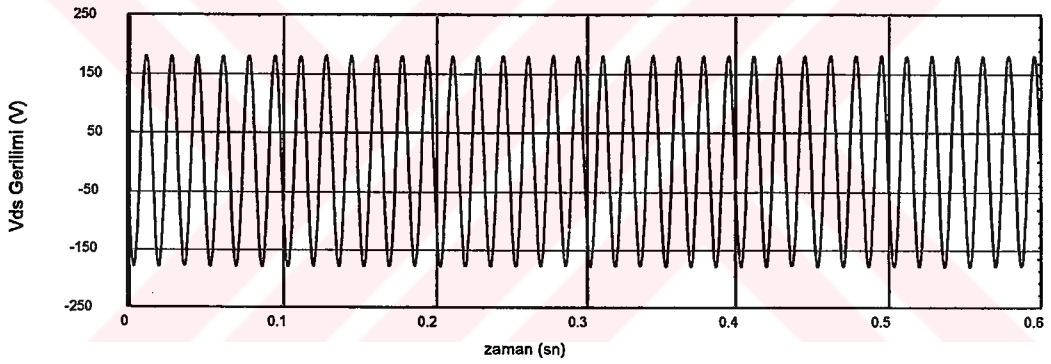
Alternatif akım makinalarının kontrolü doğru akım makinalarının kontrolünden daha karmaşıktır ve bu karmaşıklık V/f güç kaynağından, değişken işaret işleme sürecinden ve makina dinamiğinden kaynaklanmaktadır. Değişik kontrol yöntemlerine sahip asenkron makinalara uygulamanın tabiatına bağlı olarak özel yöntemler uygulanabilir. Kontrol stratejisine karar verebilmek için aşağıdaki sorulara da genel bir yaklaşımda bulunmak yerinde olacaktır [30].



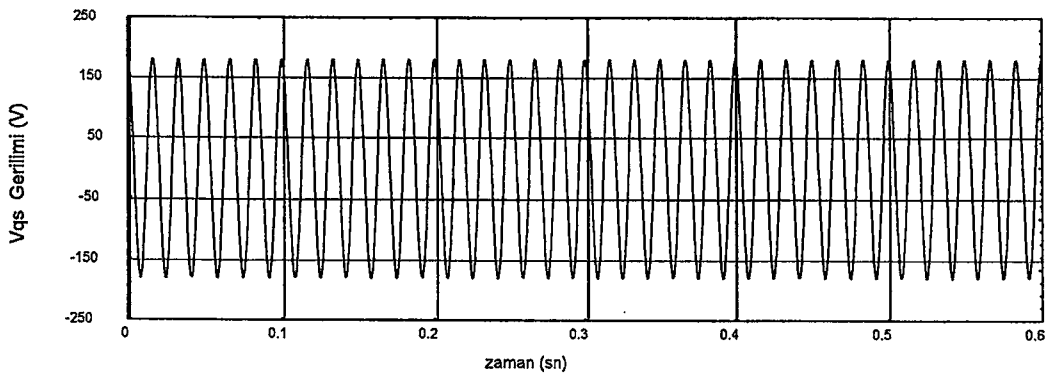
(a)



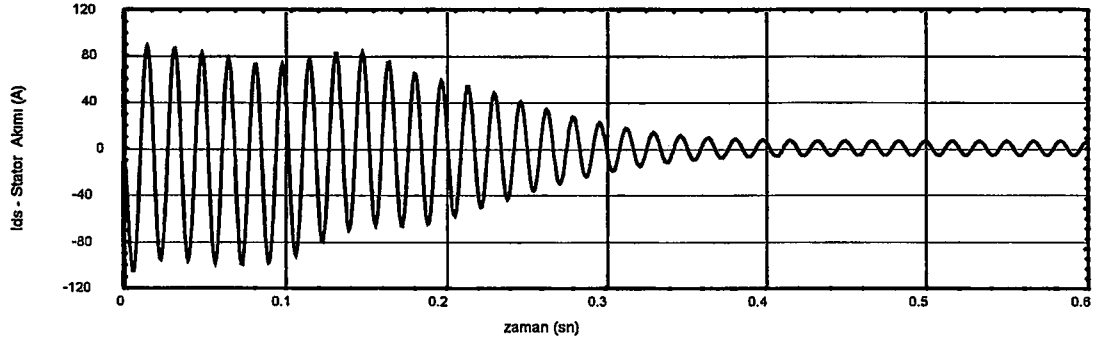
(b)



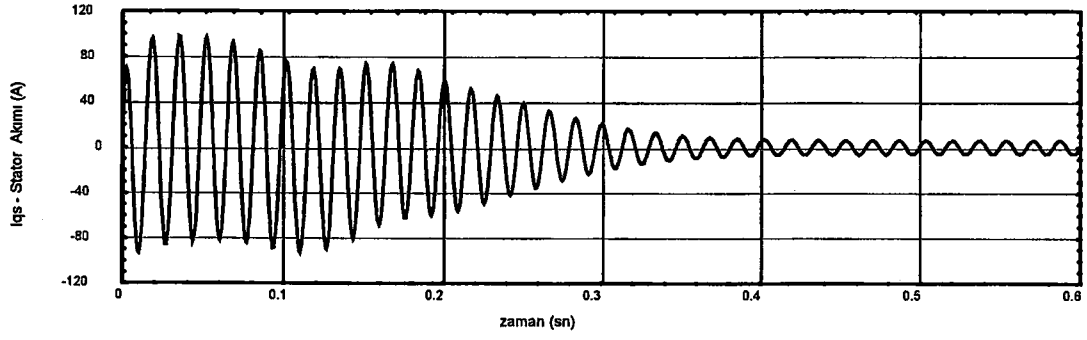
(c)



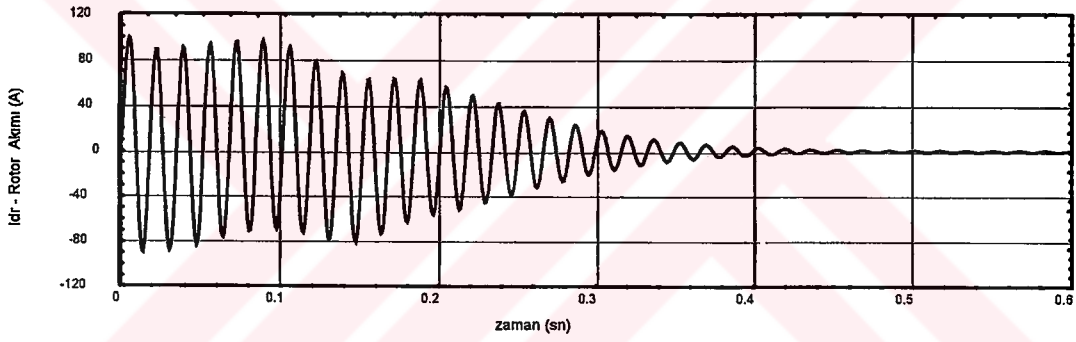
(d)



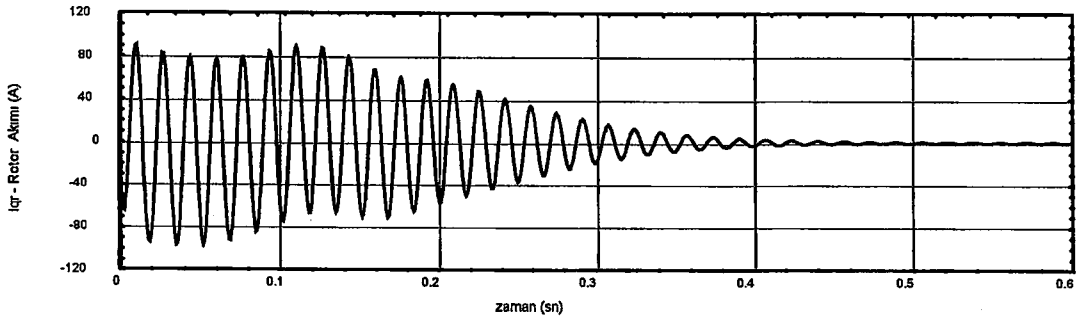
(e)



(f)

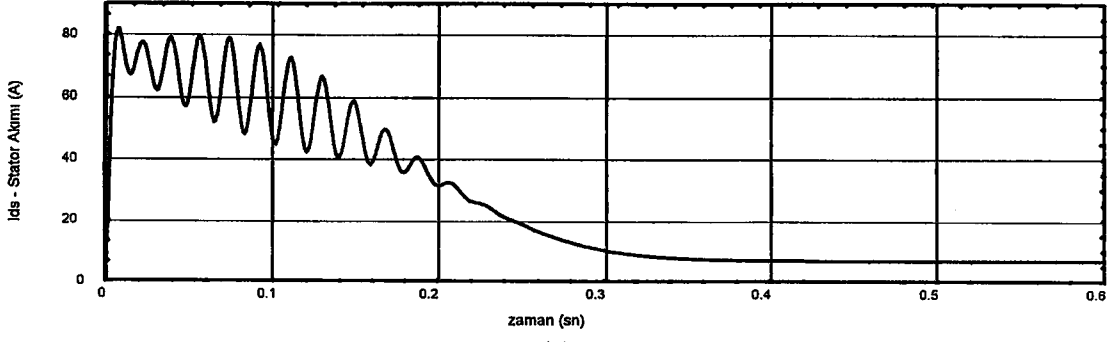


(g)

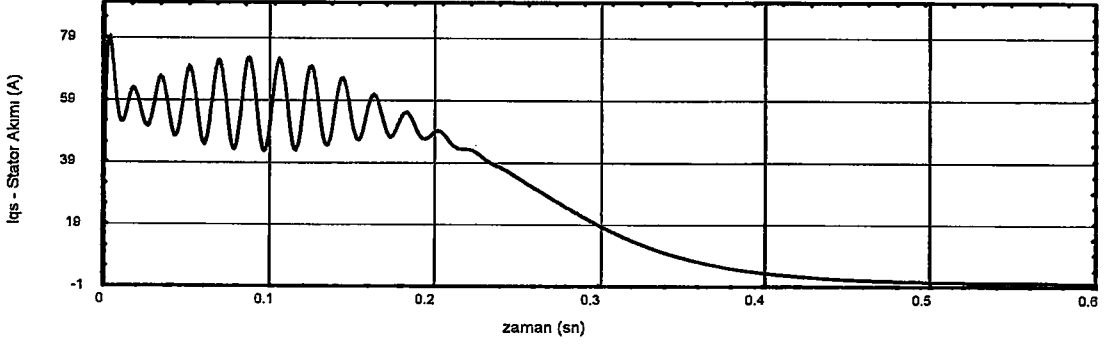


(h)

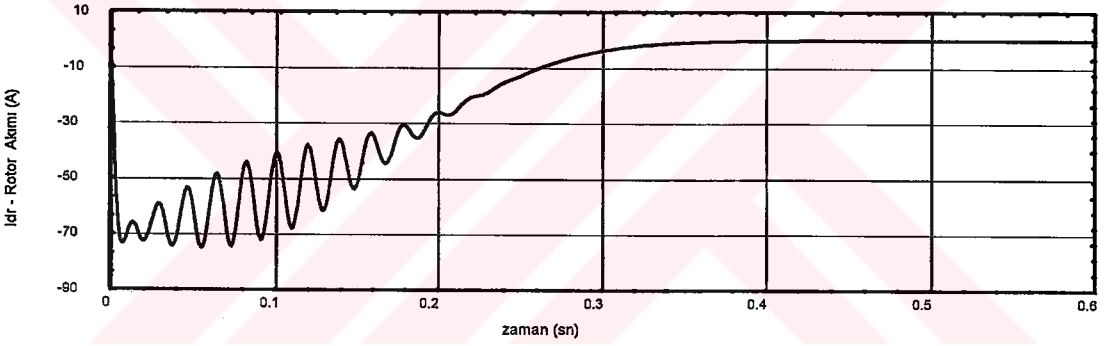
Şekil 3. Duran eksen takımında;  
 (a) hız                      b) moment                      (c,d) gerilimlerin (d-q bileşeni)  
 (e,f) stator akımlarının (d-q bileşeni)                      (g,h) rotor akımlarının zamanla  
 değişimi.



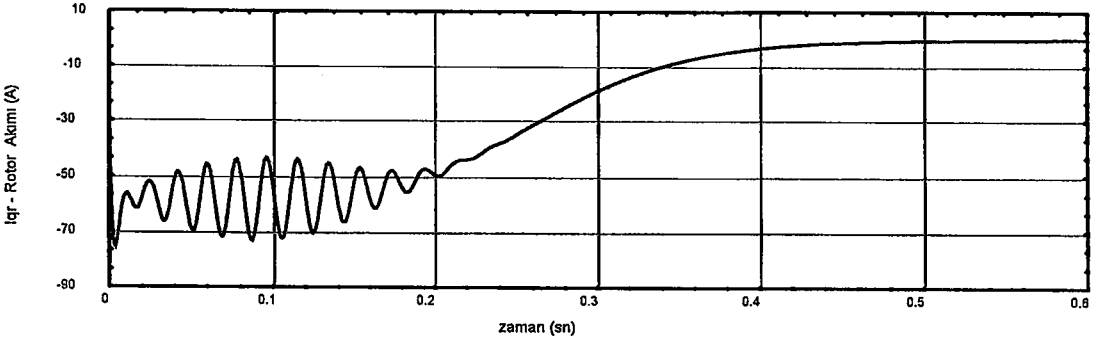
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 4. Dönen eksen takımında ;

(a) Stator akımı d- bileşeni

(b) stator akımı q- bileşeni

(c) rotor akımı d- bileşeni

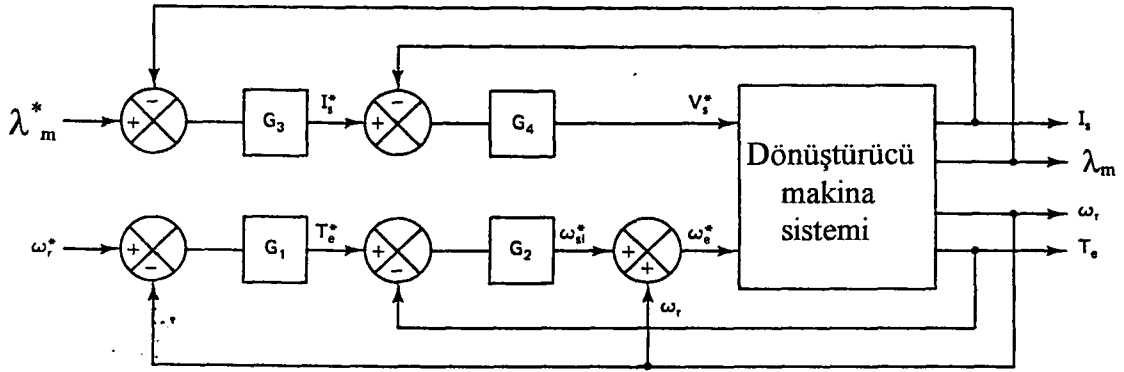
(d) rotor akımı q- bileşeni

- Ne çeşit besleme kaynağı kullanılmalı?
- Kontrol açık çevrim mi, kapalı çevrim mi olmalı?
- Hız, moment veya pozisyon kontrolü mu yapılmalı?
- Sürücü sistem kaç çeyrekte çalışabilmeli?
- İvmelenme ve tepki zamanları ne olmalı?
- Tek fazlı mı, yoksa çok fazlı makina mı kullanılmalı?
- Hız kontrol alanı ne olmalı, sıfır hız bölgesi veya alan zayıflama bölgesi dahil mi?
- Sürücü sistemin parametre değişimlerinden etkilenmesi nasıl olmalı?
- Harmoniklerin, moment darbelenmelerinin veya güç faktörünün kontroluna gerek var mı?

#### 1.4. 2. Asenkron Motor Kontrol Karakteristikleri

Asenkron motor sürücü sistemi temelde çok değişkenli bir kontrol sistemidir. Gerilim ve frekans kontrol girişleri, hız, pozisyon, moment, akı, stator akımı veya bunların birkaçı kontrol çıkışları olabilir. (27)'de verilen denklem sisteminde empedans matrisindeki  $W_r$  teriminin varlığından dolayı bir doğrusallık olmadığı (non-linear) görülmektedir. Ayrıca parametrelerde meydana gelebilecek doymadan, sıcaklık ve deri etkisinden dolayı makina "non-linearliğinde" artma olacağı açıktır. Kontrolde kullanılacak sayısal elemanların karakteristikleri de göz önüne alınmalıdır. Fakat makina tepkesinin çok yavaş olduğu durumlar için bu karakteristikler ihmal edilebilir [1,30].

Şekil 5'de genel olarak bir kontrol sistemi blok diyagramı görülmektedir. Burada stator akımı, hava aralığı akısı, hızı ve moment sistem çıkışları olarak hesaba katılabilir. Hava aralığı akısı,  $\lambda_m^*$ , hız,  $W_r^*$ , ana kontrol değişkenleridir. Tüm çıkışlar ve kontrol çevriminin işaretleri "da" büyüklüklerdir ve değişkenlerle orantılıdır. Şekil 5'den de görüldüğü gibi kontrol sistemi iç içe kontrol döngüleri hiyerarşisine sahiptir. İç içe kontrol döngüsü sayısını azaltmaya çalışmak mümkündür, fakat bu performans düşüklüğüne sebep olabilir [30].



Şekil 5. Asenkron motor kontrol blok diyagramı.

Sürücü sistemin bazı çıkış büyüklüklerini duyargalar kullanarak ölçmek zordur, fakat diğer büyüklüklere bağlı olarak bu büyüklükleri kestirmek olasıdır.

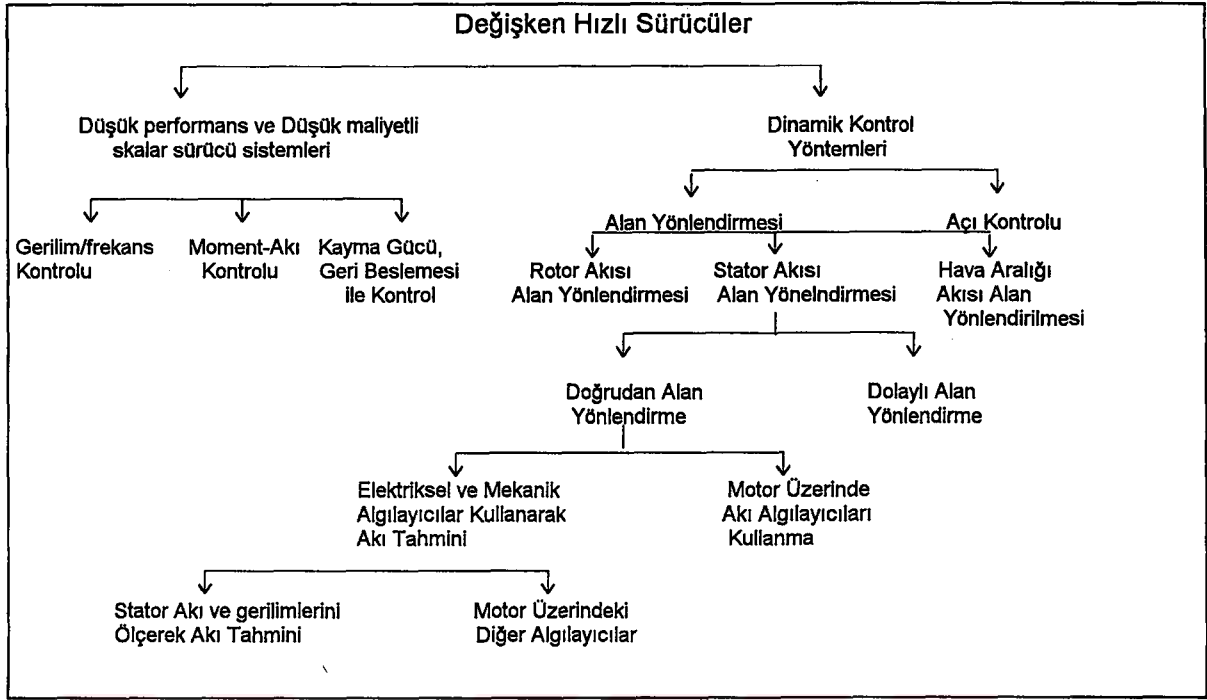
#### 1.4. 3. Değişken Hızlı Asenkron Motor Sürücülerinin Sınıflandırılması

Asenkron motorlarda başlangıçta kullanılan skaler kontrol yöntemleri, gelişen güç elektroniği elemanları ve mikroişlemciler ile yerini vektör kontrol yöntemlerine bırakmaktadır. Düşük maliyet ve düşük performanslı skaler sürücü sistemlerinden, yüksek performans ve yüksek maliyetli sürücü sistemlere kadar günümüzde kullanılan değişken hızlı asenkron motor kontrol yöntemleri şekil 6'da gösterilmektedir. Günümüzde yapılan çalışmalar makinanın mili üzerindeki hız duyargasını çıkartmayı ve elektronik kontrol sisteminin performansını arttırmayı amaçlamaktadır. Rotor üzerinde algılayıcı kullanmanın avantajları düşük maliyet, küçültülmüş boyut, algılayıcı kablosunun devre dışı kalması ve artan güvenilirliktir [43].

#### 1.4. 4. Asenkron Makinanın Skaler Kontrol Yöntemleri

Temelde, asenkron makinanın sürekli durumda hız-moment özgeçirilerinin stator ve rotor akım, gerilim, frekansına göre değişimlerinden faydalanan sayısal yöntemlerdir.



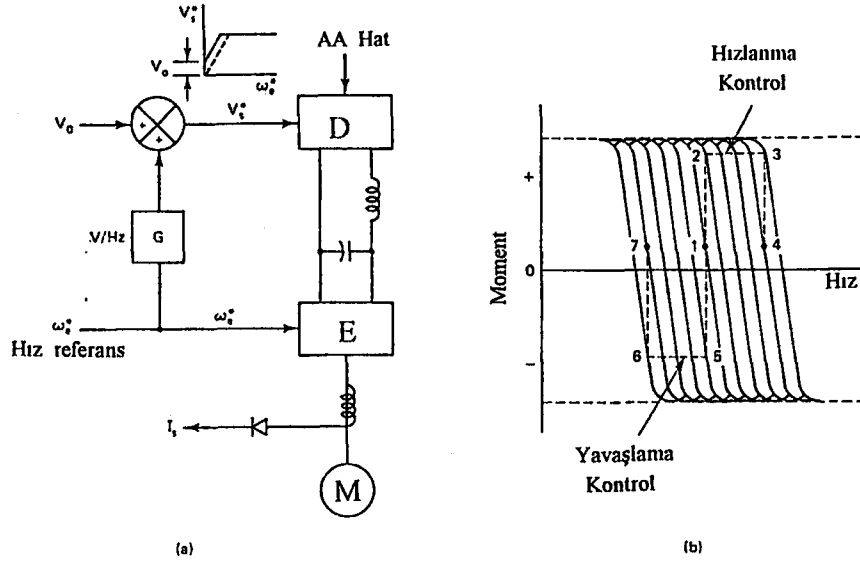


Şekil 6. Değişken hızlı asenkron motor sürücü düzeneklerin sınıflandırılması.

#### 1.4. 4. 1. Gerilim/Frekans (V/f) Kontrol

Basit ve popüler bir uygulama olan açık çevrim V/f hız kontrol yöntemi şekil 7'de gösterilmektedir. Güç devresi faz kontrollü doğrultucudan, LC süzgeçten ve eviriciden oluşmaktadır. Kumanda değeri  $\omega_s^*$  küçük değerdeki kayma frekansı ihmal edilirse motor hızına yaklaşık bir değerdedir. Doğrultucu gerilim kumanda değeri  $V_s^*$  doğrudan frekans bilgisinden üretilir. Sürekli durumda makina hava aralığı akısı yaklaşık olarak  $V_s/\omega_s$  ile orantılıdır. Bu oran anma değerleri dikkate alınarak sabit tutulursa makinanın moment duyarlılığı en iyi değerde olur [30].

Sabit akıda moment, doğru akım makinasında olduğu gibi stator akımı ile orantılı olacaktır. Sıfır hız bölgesinde frekans yaklaşık sıfır olacağından, stator gerilimi de sıfır olmaya eğilimli olacak ve bu gerilim aynı zamanda stator sargıları tarafından "absorbe" edilecektir. Stator direncinin üstesinden gelebilmek için yardımcı bir gerilim  $V_0$  gerilimi uygulanır. Yani, moment oluşması için gerekli akı değeri V/f oranını büyüterek veya minimum gerilim değeri, ile stator gerilimi toplanarak elde edilir. Sürekli çalışma durumunda yük momenti arttırılırsa, kayma frekansı kararlılık sınırları içerisinde artacak ve üretilen moment ile yük momenti

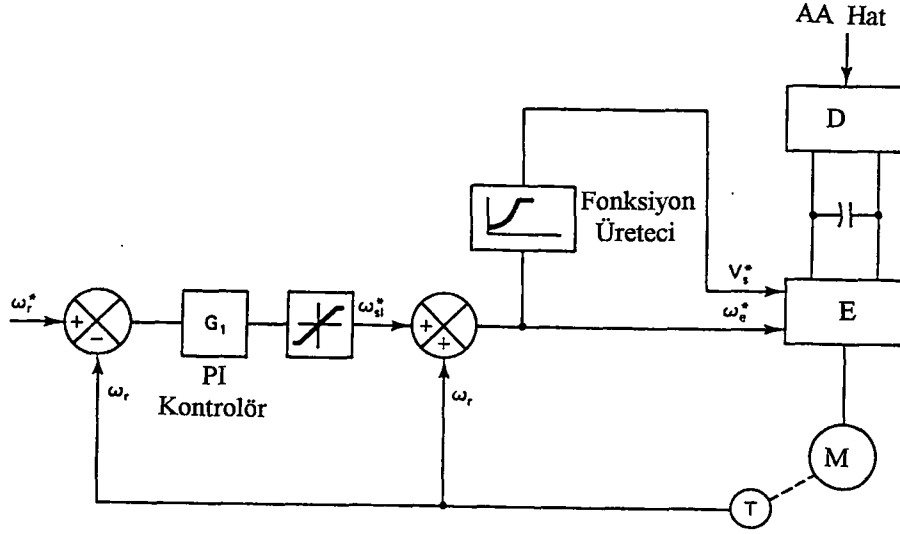


Şekil 7. (a) Açık çevrim gerilim/frekans V/f kontrolü.

(b) Hızlanma ve yavaşlama özeğrileri.

arasındaki denge sağlanacaktır. Eğer kumanda frekans değeri makinanın çalışma frekansını aşarsa doğrultucu gerilimi doymaya ulaşacak ve makina sabit moment bölgesinden alan zayıflatıcı bölgeye (sabit güç bölgesi) geçecektir. Bu bölgede akı azalacak ve üretilen moment aynı stator akımında azalacaktır. Bu durumda alternatif gerilim dalgalanmasından ve sargılardaki gerilim düşümünden dolayı akıda da dalgalanmalar olacaktır. Doğrultucunun kapalı çevrim gerilim kontrolü ile bu giderilebilir. Şekil 7 (b)'de sabit moment bölgesinde hızlanma/yavaşlama özeğrileri gösterilmektedir. Hızlanma ve yavaşlama sırasında devrilme momentinin aşılması için frekans hız bilgisini izlemesi gerekmektedir [1,30].

Şekil 8'de kayma düzenlenmesine dayanan V/f kontrol yöntemi blok diyagramı gösterilmektedir. Burada stator frekansını rotor hızı ve referans hız belirler. Kayma üretilen momentle orantılı olduğu için sistem, hız kontrol döngüsü içerisinde moment kontrolü olarak düşünülebilir. Buradaki moment kontrolünde akım duyargası kullanılmamış ve aynı hız bilgisi her iki döngü içerisinde kullanılmıştır. Referans hız değerinin yükseltilmesi ile makina bir kayma sınırı içerisinde hızlanır. Maksimum momentle orantılı olarak sınırlanan kayma, yük momentini ile belirlenen sürekli durum çalışmada aşağıya doğru düşer. Referans  $\omega_r^*$  değeri azaltılırsa kayma negatif olur ve makina dinamik (regeneratif) frenleme moduna geçer [30].



Şekil 8. Kayma düzenlemesi yapılarak sabit V/f kontrolü ile hız kontrolü.

*Gerilim/frekans kontrolünün üstünlükleri [3,33]:*

-Açık çevrimli veya kapalı çevrimli olarak gerçekleştirilebilir,

-Makina kaçak reaktansı ve toplam endüktansının büyük olduğu durumlarda iyi sonuç vermektedir (kaçak reaktanslar gerilimdeki harmonikleri süzer ve akımın sinüs biçimine yaklaşmasına yardım eder),

-Evirici elemanlarının iletim ve tıkama durumları kolayca belirlenebilmekte ve gerçekleştirilebilmektedir,

-Stator gerilim ve frekansının belirlenmesinde sadece anma değerlerine ihtiyaç duyulmaktadır,

-Sincap kafesli veya bilezikli asenkron makinelerin her ikisinde de kullanılabilir,

*Gerilim/frekans kontrolünün sakıncaları:*

-Hava aralığı akısı hakkında kesin bilgi vermezler ve akı başıboş kalır,

-Akımın başıboş kalmasından dolayı sürücü düzeneğin verimi düşer. Hesaplamalar stator giriş büyüklüklerinden yapıldığından doyma ve harmoniklerin düzeltilmesi yeterince yapılamaz, bu yüzden optimal kontrol için yeterince uygun değildir,

-Gerilim beslemeli eviricinin kullanıldığı ve PWM yapıldığı bu sistemde, hız moment karakteristiğinin pozitif momentli iki çeyreğinde çalışılabilir. Diğer çeyrekte de çalışabilmesi için ek donanıma ihtiyaç vardır,

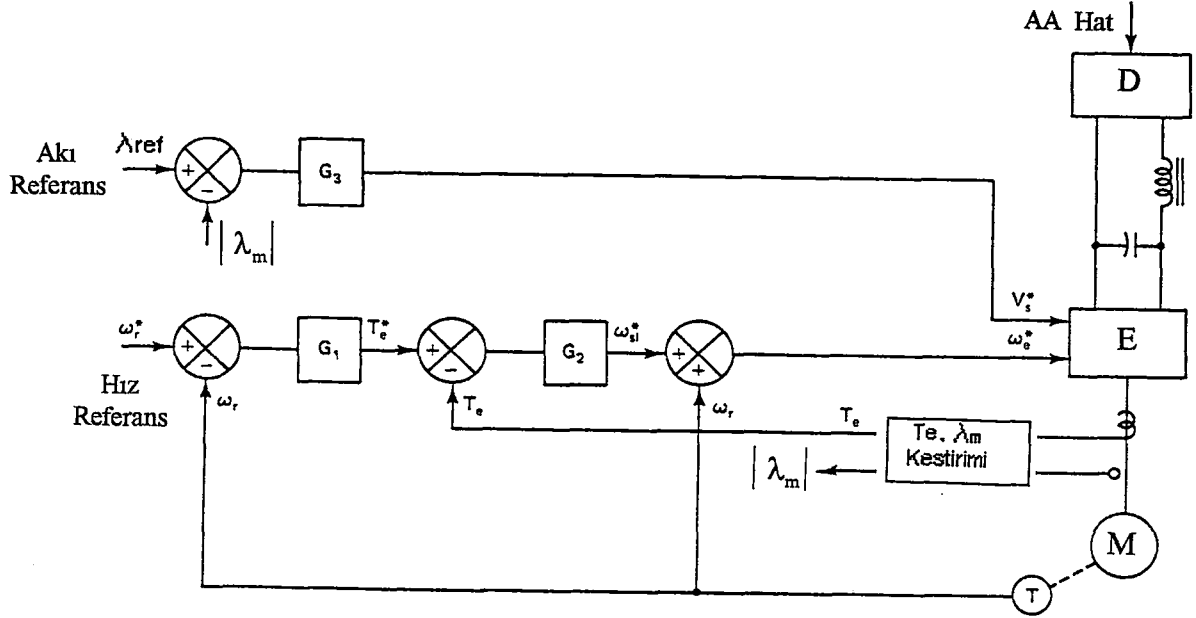
-Anma hızın üzerinde PWM çalışma modu kare dalga çalışma moduna dönüşür.

#### 1. 4. 4. 2. Moment ve Akı Kontrolü

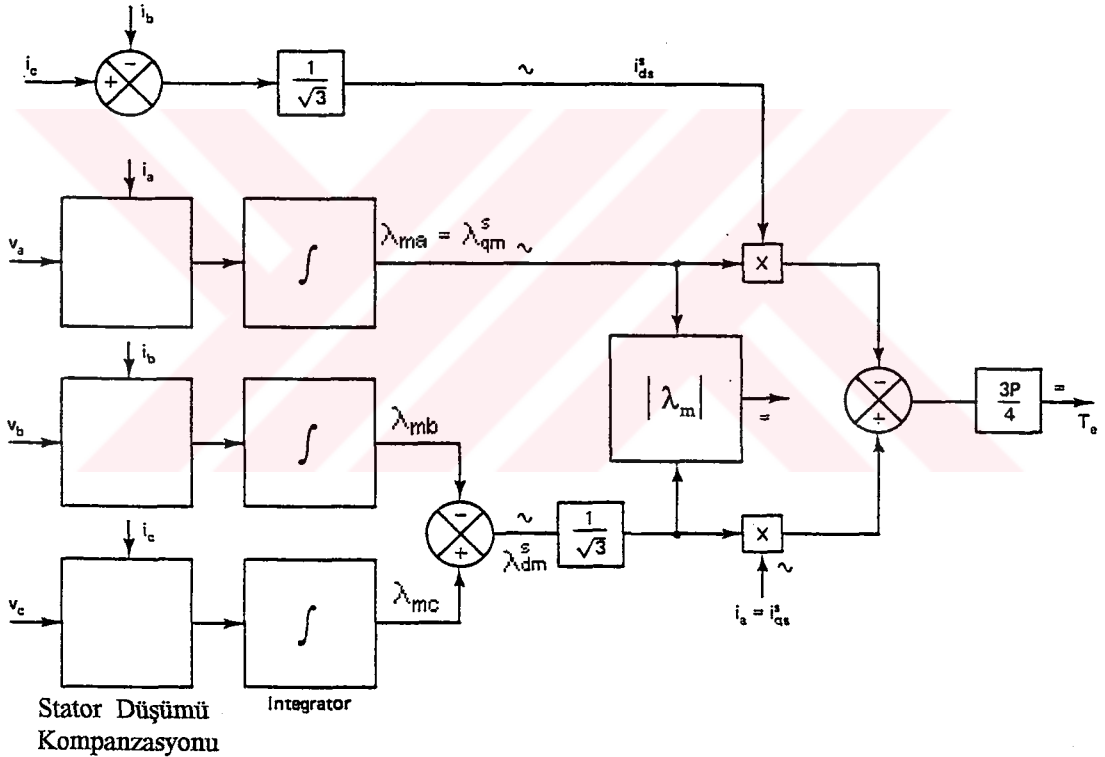
Gerilim/frekans kontrolündeki akının başıboş kalması problemi momentin ve akının kontrolü ile çözülebilir. Bu sistem stator gerilim ve akım değerlerinin hava aralığı akısının ve o anki momentin yaklaşık belirlenmesi ilkesine dayanır [33]. Moment ve akı kontrol döngülerinden bağımsız olarak bir hız kontrol sistemi şekil 9'da gösterilmektedir. Burada hız çevrimi içerisine moment çevrimi eklenerek hız tepkesinin daha hızlı ve kararlı olması sağlanmaktadır. Hız düzenleyici  $G_1$  bir PI kompenzator olabilir, moment düzenleyici  $G_2$  kazanç katsayısı veya sınırlayıcı olmak kaydıyla PI kompenzator olabilir. Takometre ile ölçülen rotor hızı ile referans hız karşılaştırılarak elde edilecek hata işareti  $G_1$ 'den geçirilerek gerekli moment kumanda değeri elde edilir. Bu kumanda değeri ile stator akım ve gerilimlerinden hesaplanan moment değeri karşılaştırılarak elde edilen hata işareti  $G_2$ 'den geçirilir ve eviriciyi kumanda edecek stator frekansı bulunmuş olur.

Akı kontrol çevrimi, referans akı değeri ile geri besleme akı değerlerini karşılaştırarak PWM işaretinin gerilim referans değerini üretir. Burada problem geribesleme akı değerinin alınmasının güçlüğüdür. Makina terminal gerilimleri ve akımları algılanarak moment ve akı değerlerinin hesaplanmasına ilişkin bir akış diyagramı şekil 10'da gösterilmektedir. Alternatif bir yöntem de akı değerinin Hall-Etkili Duyargalar kullanarak tespit edilmesidir. Fakat bu duyargalar sıcaklıktan etkilenmekte ve bunun kompanze edilmesi ise oldukça güç olmaktadır [43].

Makina hızı %10 nominal hızın altına düşmezse statorda meydana gelebilecek kayıplar ihmal edilebilir. Makina parametrelerinin sıcaklıkla değişimi akı ve moment kontrolünün istenen duyarlılıkta olmasını engellediğinden iyi bir süzgeçlemeye gereksinim vardır.



Şekil 9. Moment ve akı kontrolü ile hız kontrolü.



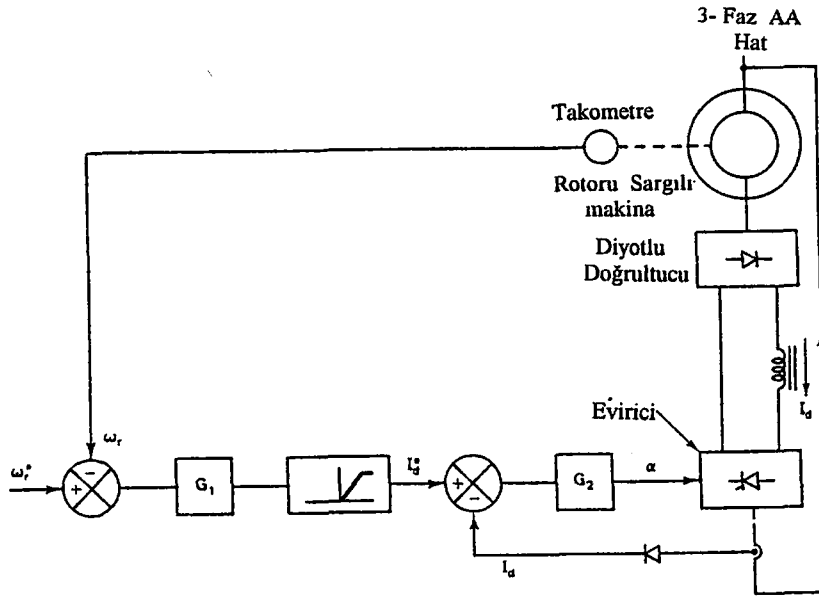
Şekil 10. Moment ve akı değerlerinin hesaplanmasına ilişkin akış diyagramı.

Akı ve moment kontrolü ile akının başıboş kalması durumu önlenerek optimal kontrol için imkan sağlandı. Doyma durumunun da kontrol altına alınabileceği düşünülürse makina parametrelerinin değişimi üzerinde sıcaklığın oldukça etkili olacağı gözükcektir. Bu yöntemin uygulanmasında makina anma değerlerinin yanısıra sargıların ortak ve kaçak endüktanslarının etkileri de göz

önünde bulundurulmalıdır. Gerilim/frekans kontroluna göre daha düşük hızlarda çalışabilmektedir, fakat anma hızının üzerinde evirici karedalga üreteceğinden akı seviyesi düşecek, kontrol etkisiz kalacaktır [20,33].

#### 1. 4. 4. 3. Kayma Gücü Geri Beslemesi İle Kontrol (Slip Power Recovery-SPR)

Statik Kramer ve statik Scherbius yöntemleri olmak üzere temelde iki şekli vardır. Bu tip sürücü sistem karakteristikleri bir doğru akım makinası ile benzer olup kontrol şekli ise faz kontrollu doğrultucu, "da" sürücü sisteme benzemektedir (Şekil 11). Sabit hava aralığı akısında moment "da" hat akımı ( $I_d$ ) ile orantılıdır.  $I_d$ , geribesleme çevrimi ile kontrol edilmektedir. Hız kontrolü akım kontrolü üzerine eklenir. Kontrol yönteminin basit olmasına rağmen, tek çeyrekte kontrol edilebilir olması en büyük dezavantajıdır. Sistem nominal hızın üzerinde bir hızda çalışamaz. Eğer hattan rotora evirici üzerinden "da" akım verilecek olursa makina senkron motor gibi davranır. Senkron motor çalışma durumu, statik Kramer sürücü sistemde eviriciden verilecek doğru akım değeri, doğrultucu ile ters kutuplu olacağından doğrultucu üzerinden kısa devre olacak ve rotor sargılarından geçmeyeceği için ancak statik Scherbius sistemlerde mümkün olacaktır. Büyük güç sistemlerinde, pompa, vinç, kompresör v.b. nominal hızın yarısı ile nominal hız arasındaki bölgede hız ayarına ihtiyaç duyulan sürücü düzeneklerde kayma gücü geribeslemesi kullanılmaktadır [30].



Şekil 11. Statik Kramer sürücü ile hız kontrolü.

#### 1. 4. 5. Asenkron Makinanın Dinamik Kontrol Yöntemleri

Genel olarak iki yöntemden bahsedilebilir:

- Vektör kontrolü (alan yönlendirmeli kontrol)
- Açık kontrolü

Her iki sistem de referans frekansındaki değişimde üretilen momenti anlık olarak kontrol eder. Bu nedenle moment açısı, kayma açısı ve kayma frekansını belirlenen bir değerde tutmak için giriş büyüklükleri hesaplanır ve giriş terminaline zorunlu komut gönderilir. Bu büyüklükler giriş terminalinde makina büyüklüklerine dönüştürülerek makina kontrol edilir [12].

Açık kontrol yönteminin avantaj ve dezavantajlarını aşağıdaki gibi özetlemek mümkündür [12]:

- Açık kontrolü açık çevrimli olarak kolayca gerçekleştirilebilir,
- Yüksek moment/akım oranı elde edilir,
- Sıfır hız civarında çalışılabilir,
- Sistem, magnetik doyma ve sıcaklıktaki değişimlerden etkilenen makina parametrelerindeki değişimlerden etkilenerek doğruluktan sapar.

Vektör kontrol yöntemi dinamik davranış karakteristiği bakımından en iyi sürücü sistemdir. Moment-hız karakteristiği serbest uyarımlı bir doğru akım makinasına benzemektedir. Vektör kontrol yönteminin seçilmesi için aşağıdaki belirleyici ilkeler gözönüne alınır [33]:

- Hızlı kontrol esaslı, yüksek güç ve verim gereken sürücü düzeneklerde,
- Hız moment çalışma düzleminde 4-çeyrekte de çalışabilir. Hız geçişleri düzgündür ve gerektiği zaman makinanın kalkış ve durma anlarındaki ivme kontrol edilebilir,
- Devrilme momenti tanım olarak söz konusu değildir, makinanın maksimum değerleri aşılmadığı sürece moment üretimi her hızda maksimum seviyede tutulabilir (rotor akısı alan yönlendirmesinde),

- Doyma bölgesindeki moment üretiminde gözükten doğrusal olmayan değişmeyi en iyi karşılayan sistemdir. Akıdaki azalma ise moment akımı ile karşılanır. Bu ise diğer sürücülerden daha iyi moment cevabına sahip olduğunu gösterir,

- Konum kontroluna imkan sağlar, servo sistemlerde rahatça kullanılabilir.

Yukarıda anlatılan özelliklerinden dolayı vektör kontrol yöntemi asansör, vinç, elektrikli taşıt, fan, pompa, presleme, hızlı konum kontrollü bilgisayar uygulamaları ve benzeri pek çok sistemlerde kullanılabilir.

## 1. 5. Asenkron Makinaların Vektör Kontrol Yöntemleri İle Kontrolü

### 1. 5. 1. Vektör Kontrol Yöntemlerinin Doğru Akım Makinaları Benzetimi ile Tanımlanması

Doğru akım makinaları içerisindeki magnetik akı uyarma akımı, üretilen dönme momenti endüvi akımıyla birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmesi nedeniyle makina yük momenti veya hız değişimlerine karşı hızlı tepke gösterebilmektedir.

Bir doğru akım makinasında endüvi reaksiyonu ihmal edildiği zaman moment bağıntısı aşağıdaki gibi yazılabilir:  $I_f$ , uyarma akımı,  $I_e$  endüvi akımı olmak üzere,

$$T_e = K_t \cdot I_f \cdot I_e \quad (36)$$

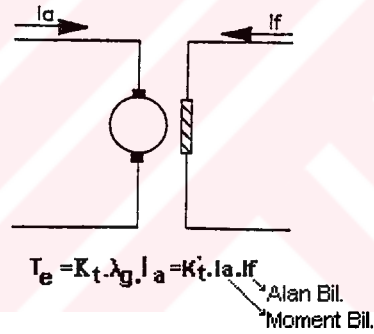
$I_f$  akımı veya karşı düşen alan akısı, endüvi akımı  $I_e$ 'den ayrıştırıldığında moment duyarlılığı geçici ve sürekli çalışmada maksimum olmaktadır. Üç fazlı asenkron makinanın dinamik denklemleri "senkron dönen eksen sisteminde" kurulduğunda elde edilen doğru akım ve gerilimler göz önüne alındığında bu şekilde kontrol asenkron makinalara da uygulanabilir. Şekil 12 (a)'da iki kontrol girişi ( $i_{ds}^*$ ,  $i_{qs}^*$ ) evirici ve eviricinin kontrolü ile asenkron makina gösterilmektedir.  $i_{ds}$  ve  $i_{qs}$  sırasıyla boyuna ve enine ekseninde stator akım bileşenleridir. Vektör kontrol yönteminde doğru akım makinasında olduğu gibi  $i_{ds}$  akımı  $I_f$ 'ye,  $i_{qs}$  akımı  $I_e$ 'ye karşılık düşmektedir. Bu durumda moment bağıntısı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$T_e = K_t' \cdot |\lambda_m'| \cdot i_{qs} = K_t \cdot i_{ds} \cdot i_{qs} \quad (37)$$

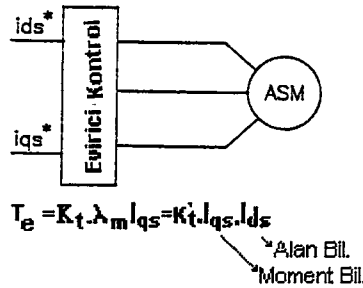


$i_{qs}$  stator akımının aktif bileşenidir ve momente karşı düşer,  $i_{ds}$  stator akımının reaktif bileşenidir ve akıya karşı düşmektedir.  $i_{ds}$  ve  $i_{qs}$  bağımsız ve dik bileşenler olup serbestçe değiştirilebilmektedir. Normal süreç için, bir doğru akım makinasındaki gibi  $i_{ds}$  sabit tutulmakta ve moment  $i_{qs}$  akımı ile değiştirilmektedir. Vektör kontrol yönteminin uygulanması ilke olarak şekil 12 (b)'de gösterilmektedir. Yapılan tüm işlemlerin geçerliliği rotor akısının konumunun tam olarak bilinmesine bağlıdır. Bu bilginin elde edilip kullanılması durumuna göre vektör kontrol yöntemi "doğrudan vektör kontrol yöntemi" ve "dolaylı vektör kontrol yöntemi" olarak isimlendirilir.

Vektör kontrolü kavramı, asenkron makina için tanımlanabilen stator akısı, hava aralığı akısı ve rotor akısı için geçerlidir. Hangi akı için yönlendirme yapılacaksa, d-q eksen sisteminin bir bileşeni bu akı ile çakıştırılarak o akı ile eşzamanlı olarak döndürülür [1,30,33,43].



(a)



(b)

Şekil 12. (a) Vektör kontrol yönteminde doğru akım makinası ile asenkron makina benzetimi.

(b) Makina modeli ile vektör kontrolünün gerçekleştirilmesi.

### 1. 5. 2. Rotor Akısı Kullanarak Asenkron Makina Alan Yönlendirilmesi

Asenkron makinanın d-q eksen sistemindeki modelinde elde edilen moment bağıntısı,

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} L_m (i_{sd} \cdot i_{rd} - i_{sq} \cdot i_{rq}) \quad (38)$$

şeklinde idi.

Stator akımının değiştirilmesi sonrasında hem  $i_{sq}$ , hem de  $i_{sd}$  değişecektir. Rotor akımları da bu değişimden etkilenecektir. Buradan, aşağıdaki bağıntılar yazılabilir:

$$i_{rd} = \frac{\lambda_{rd}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd} \quad (39)$$

$$i_{rq} = \frac{\lambda_{rq}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \quad (40)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\lambda_{rd} \cdot i_{sq} - \lambda_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (41)$$

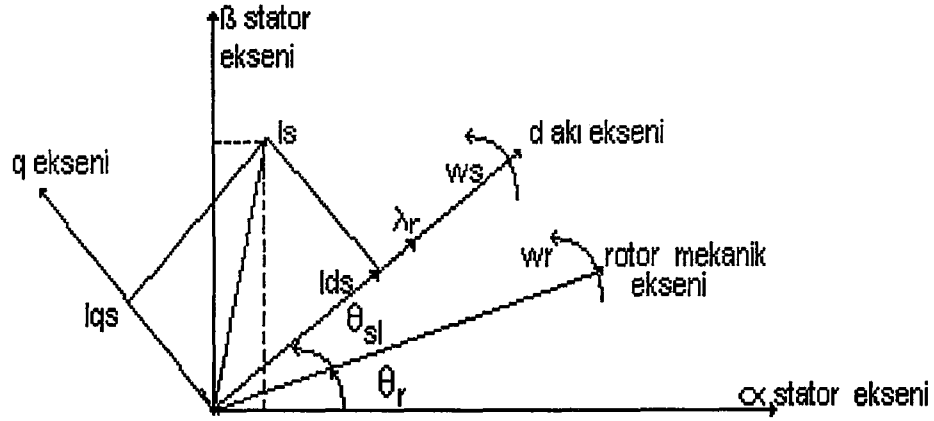
Asenkron makinaya ilişkin vektörel büyüklükler dönen eksen takımı ( $\alpha, \beta$  veya  $d^e-q^e$ ) ve duran eksen takımında (d-q veya  $d^s-q^s$ ) şekil 13'deki gibi gösterilebilir. Vektör diyagramında görüldüğü gibi d-q eksen sisteminin d-ekseni rotor akısı ile çakıştırılırsa  $\lambda_{rq}=0$  olur. Bu çakıştırmanın sağlanabilmesi için rotor akı vektörünün konumu bilinmek zorundadır. Daha sonra d-q eksen sistemi rotor akısı çakışık şekilde döndürülür. Bu durumda moment ifadesi için,

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \lambda_{rd} \cdot i_{sq} \quad (42)$$

$$\lambda_{rq}=0 \quad (43)$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_{rq} = 0 \quad (44)$$

yazılabilir.



Şekil 13. Asenkron makina alan yönlendirmesi için vektör diyagramı.

(43) ve (44) koşulları dinamik modeldeki denklemlerde yerine yazılırsa, stator akımının d-bileşeni ile rotor akısının d-bileşeni arasında

$$p \cdot \lambda_{rd} + \frac{1}{\tau_r} \cdot \lambda_{rd} = \frac{L_m}{\tau_r} \cdot i_{rd} \quad (45)$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (46)$$

bağıntısı ortaya çıkar. Burada  $\tau_r$  rotor zaman sabitidir.  $i_{sd}$  ile rotor akısının sabit tutulduğu durum için moment ifadesi stator akımları cinsinden yazılabilir,

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \frac{L_m^2}{L_r} \cdot i_{sd} \cdot i_{sq} \quad (47)$$

Asenkron motora ilişkin parametreler sabit kabul edildiğinde motorun üreteceği moment, stator akımı bileşenleri ile rotor akısının konumu belirlenerek kontrol edilebilir. Bu durumda rotor akısı ile yönlendirilmiş asenkron makinayı tanımlayan denklemler aşağıdaki gibi verilebilir [43]:

$$U_{sd} = R_s \cdot i_{sd} - W_{sl} \cdot \lambda_{sq} + p \cdot \lambda_{sd} \quad (48)$$

$$U_{sq} = R_s \cdot i_{sq} - W_{sl} \cdot \lambda_{sd} + p \cdot \lambda_{sq} \quad (49)$$

$$0 = R_r \cdot i_{rd} + p \lambda_{rd} \quad (50)$$

$$0 = R_r \cdot i_{rq} + W_{sl} \cdot \lambda_{rd} \quad (51)$$

Akı bağıntıları için

$$\lambda_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + L_m \cdot i_{rd} \quad (52)$$

$$\lambda_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + L_m \cdot i_{rq} \quad (53)$$

$$\lambda_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + L_m \cdot i_{sd} \quad (54)$$

$$0 = L_r \cdot i_{rq} + L_m \cdot i_{sq} \quad (55)$$

Üslü ifadeler statora indirgenmiş rotora ait büyüklükler için kullanılmaktadır.

### 1.5.3. Hava Aralığı Akısını Kullanarak Asenkron Makinanın Alan Yönlendirmesi

Rotor akısının dışında kalan alan yönlendirmelerinde daha karmaşık bir yapı vardır. Ancak bu yöntemler akının doğrudan veya daha az parametreye bağımlı olarak ölçülmesi avantajına sahiptir. d-q eksen sisteminde hava aralığı akıları yazılacak olursa:

$$\lambda_{md} = L_m (i_{sd} + i'_{rd}) \quad (56)$$

$$\lambda_{mq} = L_m (i_{sq} + i_{rq}) \quad (57)$$

elde edilir. Bu akılar stator ve rotor halkalama akıları ile ilişkilendirilebilir.

$$\lambda_{sdq} = U_s \cdot i_{sdq} + \lambda_{mdq} \quad (58)$$

$$\lambda_{rdq} = U_r \cdot i_{rdq} + \lambda_{mdq} \quad (59)$$

Moment denklemini tekrar yazılırsa,

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot (\lambda_{md} \cdot i_{sq} - \lambda_{mq} \cdot i_{sd}) \quad (60)$$

elde edilir. Senkron hızda dönen eksen sistemini rotor akısı yönlendirmesine benzer şekilde bu kez hava aralığı akısı ile çakıştırılacaktır. Bu çakıştırma d-ekseni ile olursa  $\lambda_{mq}=0$  olur. Eğer asenkron makina akım kontrollü bir kaynak üzerinden beslendiği varsayılırsa, bu durumda statora ilişkin dinamik denklem ihmal edilebilir. Bu kabulden sonra makina denklemleri [30,43],

$$0 = R_r \cdot i_{rq} + p \cdot L_{lr} \cdot i_{rq} + W_{sl} (\lambda_{md} + L_{lr} \cdot i_{rd}) \quad (61)$$

$$0 = R_r \cdot i_{rd} + p \cdot (\lambda_{md} + L_{lr} \cdot i_{rd}) + W_{sl} (L_{lr} \cdot i_{rq}) \quad (62)$$

$$\lambda_{md} = L_m (i_{sd} + i_{rd}) \quad (63)$$

$$\lambda_{mq} = L_m (i_{sq} + i_{rq}) = 0 \quad (64)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{3} \cdot \lambda_{md} \cdot i_{sq} \quad (65)$$

(61),.....,(65) denklemleri hava aralığı alan yönlendirmeli kontrol için dinamik durumu tanımlarlar. Moment denklemi incelendiğinde eğer hava aralığı akısı sabit tutulabilirse, anlık moment kontrolunun mümkün olduğu görülür.  $i_{sq}$  ve  $i_{sd}$  kontrol giriş büyüklükleri olarak ele alındığında (63) ve (64) denklemlerinden,

$$i_{rq} = -i_{sq} \quad (66)$$

$$i_{rd} = \frac{\lambda_{md}}{L_m} - i_{sd} \quad (67)$$

elde edilir. (66) ve (67) bağıntıları kullanılarak kayma ifadesi elde etmek için (61) denklemi çözülürse;

$$W_{sl} = \frac{(R_r + L_{lr} \cdot p) i_{sq}}{\lambda_{md} + L_{lr} \left( \frac{\lambda_{md}}{L_m} - i_{sd} \right)} \quad (68)$$

$$W_{sl} = \frac{(R_r + L_{lr} \cdot p) \cdot i_{sq}}{\frac{L'}{L_m} \cdot \lambda_{md} - L_{lr} \cdot i_{sd}} \quad (69)$$

elde edilir. (62) denklemi kullanılarak akı ifadesi yazılabilir.

$$p \cdot \lambda_{md} = -(R_r + L_{lr} \cdot p) \left( \frac{\lambda_{md}}{L_m} - i_{sd} \right) - W_{sl} \cdot L_{lr} \cdot i_{sq} \quad (70)$$

(70) denklemi düzenlenirse,

$$p \cdot \lambda_{md} = -\frac{R_r}{L_r} \cdot \lambda_{md} + \frac{L_m}{L_r} (R_r + L_{lr} \cdot p) i_{sd} - W_{sl} \cdot \frac{L_m \cdot L_{lr}}{L_r} \cdot i_{sq} \quad (71)$$

bağıntısı yazılır. (71) denkleminde görülen hava aralığı akısı ile kayma arasındaki kenetlenme rotor akısı alan yönlendirmesinde yoktur.

#### 1. 5. 4. Stator Akısını Kullanarak Asenkron Makinanın Alan Yönlendirilmesi

Stator akısı alan yönlendirmesi için asenkron makinanın d-q modelini kullanarak akı ve moment ifadeleri,

$$\lambda_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + L_m \cdot i_{rd} \quad (72)$$

$$\lambda_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + L_m \cdot i_{rq} \quad (73)$$

$$T_e = \frac{3p}{2} (i_{sd} \cdot i_{sq} - i_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (74)$$

olarak yazılabilir. Rotora ilişkin büyüklükler statora indirgenmiştir. Makinanın ideal bir akım kaynağından beslendiği varsayılırsa rotora ilişkin büyüklükleri ( $i_{dr}, i_{qr}, \lambda_{dr}, \lambda_{qr}$ ) yok etmek suretiyle senkron dönen eksen takımında makina denklemleri yazılabilir [43],

$$(1 + \tau_r \cdot p)\lambda_{sq} = (L_s + \sigma \cdot L_s \cdot \tau_r \cdot p)i_{sq} - W_{sl} \cdot \tau_s (\lambda_{sd} - \sigma \cdot L_s \cdot i_{sd}) \quad (75)$$

$$(1 + \tau_r \cdot p)\lambda_{sd} = (L_s + \sigma \cdot L_s \cdot \tau_r \cdot p)i_{sd} - W_{sl} \cdot \tau_r (\lambda_{sq} - \sigma \cdot L_s \cdot i_{sq}) \quad (76)$$

stator akısı yönlendirmesinde  $\lambda_{sq}=0$  olacağından (75) ve (76) denklemleri düzenlenerek,

$$0 = (L_s + \sigma \cdot L_s \cdot \tau_r \cdot p)i_{sq} - W_{sl} \cdot \tau_r (\lambda_{sd} - \sigma \cdot L_s \cdot i_{sd}) \quad (77)$$

$$(1 + \tau_r \cdot p)\lambda_{sd} = (L_s + \sigma \cdot L_s \cdot \tau_r \cdot p)i_{sd} - W_{sl} \cdot \tau_r \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sq} \quad (78)$$

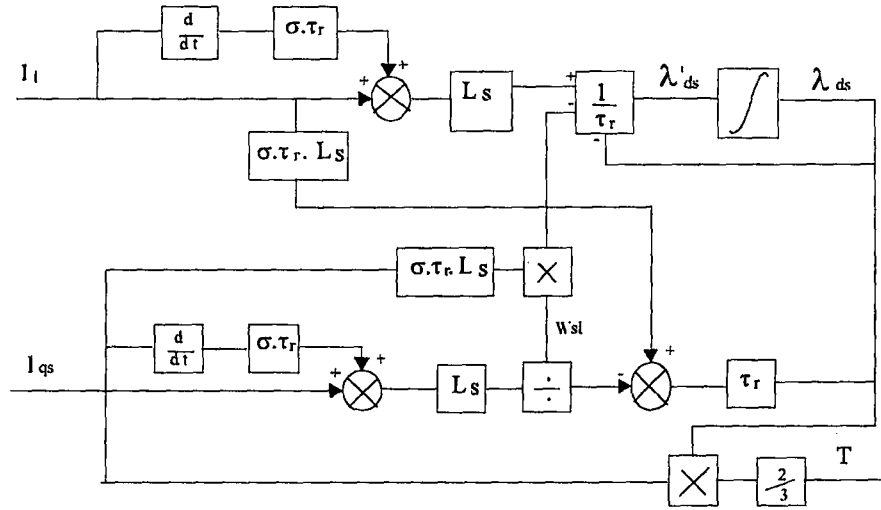
$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \lambda_{sd} \cdot i_{sq} \quad (79)$$

bağıntıları elde edilir. Kayma ifadesi tekrar yazılırsa,

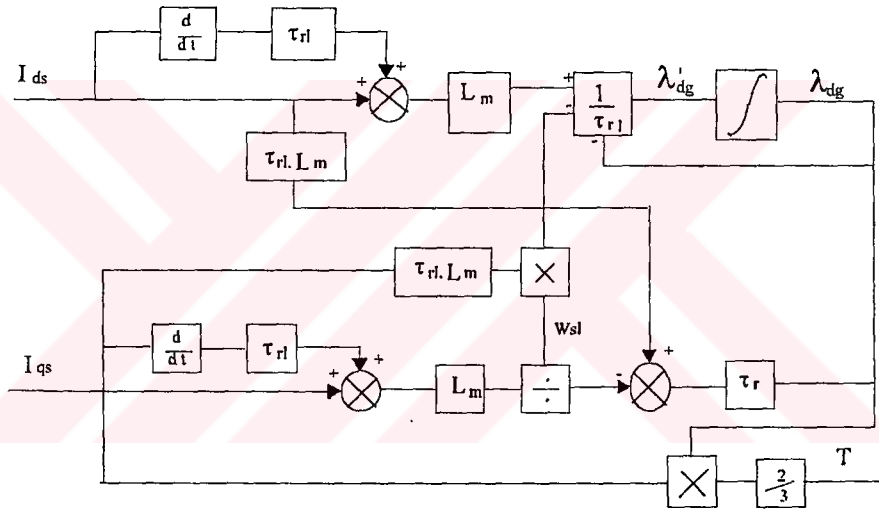
$$W_{sl} = \frac{(L_s + \sigma \cdot L_s \cdot \tau_r \cdot p)i_{sq}}{\tau_r \cdot (\lambda_{sd} - \sigma \cdot L_s \cdot i_{sd})} \quad (80)$$

elde edilir. Bu ifadeden stator akısı ile  $i_{sq}$  arasında bir kenetlenme olduğu görülür.

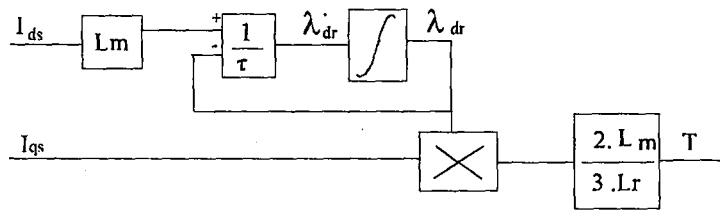
Alan yönlendirmelerine ilişkin dinamik denklemler incelendiğinde rotor akısı yönlendirmesindeki ayrıştırmanın daha basit olduğu görülmektedir. Şekil 14 (a, b, c)'de bu alan yönlendirmelerine ilişkin blok-diyagramlar gösterilmektedir [45].



(a)



(b)



(c)

Şekil 14. a) Rotor akısı alan yönlendirmesi blok diyagramı.

b) Hava aralığı akısı alan yönlendirmesi blok diyagramı.

c) Stator akısı alan yönlendirmesi blok diyagramı.

Stator akısı, hava aralığı akısı veya rotor akısı alan yönlendirmesi, yönlendirme yapılan akının ölçülmesi veya dolaylı olarak hesaplanması ile gerçekleştirilebilir. Her üç yönlendirme durumunda da doğrudan veya dolaylı alan yönlendirme yöntemleri uygulanabilir. Hava aralığı akısı ve stator akısının ölçülmesi veya hesaplanması rotor akısına göre daha kolaydır. Rotor akısının hesaplanması sırasında rotora ilişkin parametreler de kullanılacağı için parametre bağımlılığı oluşmaktadır. Diğer taraftan stator ve hava aralığı akısı yönlendirmesinde kararlılık sorunları oluşmaktadır. Her üç akı yönlendirmesi için sürekli durum momentleri yazılıp, sabit akı koşulu incelendiği zaman rotor akısı yönlendirmesinde devrilme momentinin oluşmadığı, buna karşılık diğer iki yönlendirmede devrilme momentinin oluştuğu görülür. Stator ve hava aralığı akısı yönlendirmesinde  $\partial T_e / \partial W_{sl} = 0$  yazılarak, maksimum devrilme momentleri aşağıdaki gibi elde edilir [43]:

a) Stator akısı alan yönlendirmesinde maksimum devrilme momenti ve maksimum kayma için,

$$T_{e,\max} = \pm \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 \cdot \frac{|\lambda_s|^2}{\sigma \cdot L_r} \quad (81)$$

$$W_{sl,\max} = \pm \frac{1}{\sigma \cdot \tau_r} \quad (82)$$

b) Hava aralığı akısı yönlendirmesinde maksimum devrilme momenti ve maksimum kayma için,

$$T_{e,\max} = \pm \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \frac{|\lambda_m|^2}{L_r'} \quad (83)$$

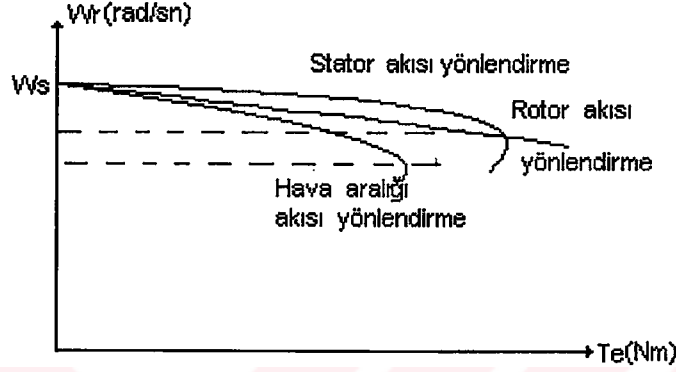
$$W_{sl,\max} = \pm \frac{1}{\sigma \cdot \tau_r} \quad (84)$$

(82), (84) denklemlerindeki kayma ifadeleri akılara bağımlı değildir. Ancak devrilme momentleri akıların kareleri ile orantılıdır. Bu durumda akı seviyesindeki değişimler devrilme momentini karesel olarak etkilemektedir. Stator ve hava aralığı akısı yönlendirmesinde, maksimum kayma ifadesindeki motor parametreleri



yanlış kullanılarak, açılma kayma frekansı  $W_{sl,max}$ 'dan daha yüksek olduğu zaman, kararsızlıklar oluşmaktadır.

Şekil 15'de stator akısının belirli bir değeri için stator akısı, hava aralığı akısı ve rotor akısı yönlendirmesine ilişkin devir sayısı-moment özgeçirileri görülmektedir. Rotor akısı yönlendirmesinde görülen doğrusallık kontrol uygulamaları için önemli bir üstünlüktür.

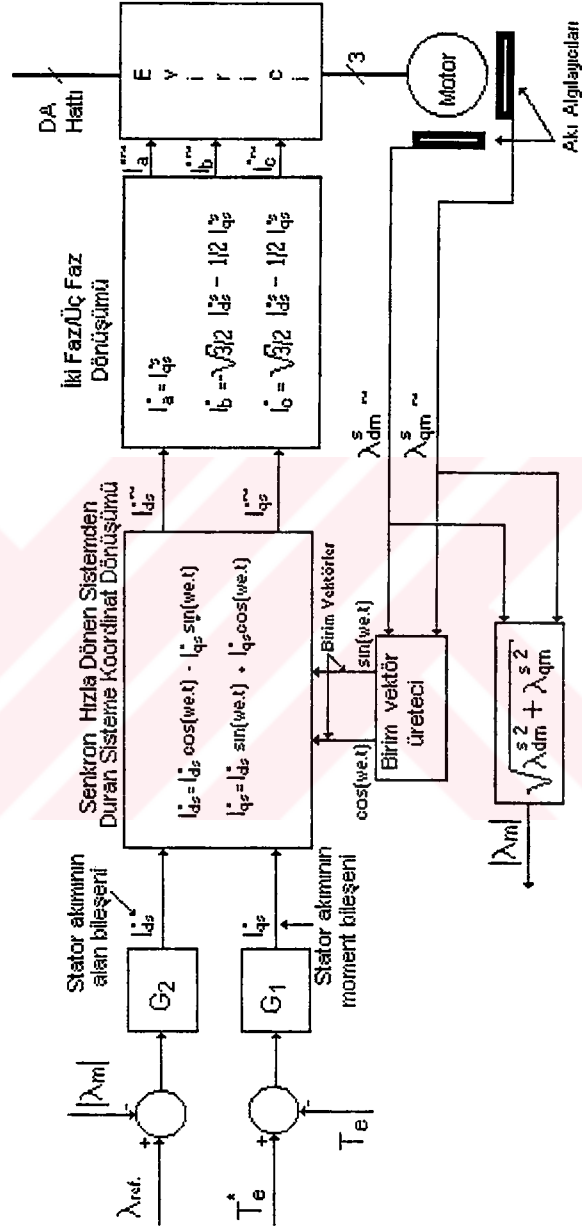


Şekil 15. Belirli stator akısı için devir sayısı-moment özgeçirisi.

### 1. 5. 5. Doğrudan Vektör Kontrol Yöntemi

Bir akım kontrollü PWM evirici için vektör kontrol yönteminin blok diyagramı Şekil 16'da gösterilmiştir. Referans kontrol değişkenleri  $i_{ds}^*$  ve  $i_{qs}^*$  doğru akım değerli büyüklükler olup, akı işaretinden üretilen  $\cos(\omega_e t)$  ve  $\sin(\omega_e t)$ 'nin yardımı ile duran referans sistemine dönüştürülürler. Elde edilen duran sistem işaretleri evirici için esas olan faz akımlarına karşılık düşürülür. Akı kontrol çevrimi kullanılarak düzenli akı kontrolü sağlanmıştır.  $i_{qs}^*$  akımı moment kontrol çevriminden üretilir. Buna ilave olarak genelde hız kontrolü için bir dış hız kontrol çevrimine bağlı olarak da üretilebilir.  $i_{qs}^*$  bir doğru akım büyüklüğü olup negatif moment için negatif değer alır.

Doğrudan kontrol yöntemi hava aralığı akılarından birim vektör işaretlerinin üretimine bağlıdır. Duran eksen takımı büyüklükleri olan  $\lambda_{dm}^s$  ve  $\lambda_{qm}^s$  doğrudan veya stator akım ve gerilimlerinden kestirilerek ölçülebilirler. Bu akı değerlerinden faydalanılarak üretilen birim vektörlerin kullanılması suretiyle  $i_{qs}$  ve  $i_{ds}$  akımları sırasıyla q° ve d° senkron hızla dönen referans eksenleri ile çakıştırılırlar [30].



Şekil 16. Gerilim beslemeli evirici ile doğrudan vektör kontrolü.

Akı vektörleri için aşağıdaki bağıntılar yazılabilir:

$$|\lambda_m| = \sqrt{\lambda_{dm}^2 + \lambda_{qm}^2} = \sqrt{(\lambda_{dm}^s)^2 + (\lambda_{qm}^s)^2} \quad (85)$$

$$\lambda_{dm}^s = |\lambda_m| \cdot \cos(W_e \cdot t) \quad (86)$$

$$\lambda_{qm}^s = |\lambda_m| \cdot \sin(W_e \cdot t) \quad (87)$$

Buraya kadar anlatımlarda rotor kaçak endüktansları ihmal edilmiştir. Oysa rotor kaçak endüktanslarının dinamik davranışa etkisi büyüktür. Hava aralığı akıları aşağıdaki bağıntılar kullanılarak rotor kaçak akılarına karşı düşürülebilir.

$$\lambda_{qr} = L_m \cdot i_{qs} + L_r \cdot i_{qr} \quad (88)$$

$$\lambda_{qm} = L_m \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{qr} \quad (89)$$

(88), (89) bağıntılarından  $i_{qr}$  elimine edilirse,

$$\lambda_{qr} = \left( \frac{L_r}{L_m} \right) \lambda_{qm} - L_{lr} \cdot i_{qs} \quad (90)$$

bağıntısı bulunur. Benzer şekilde,

$$\lambda_{dr} = \left( \frac{L_r}{L_m} \right) \lambda_{dm} + L_{ls} \cdot i_{ds} \quad (91)$$

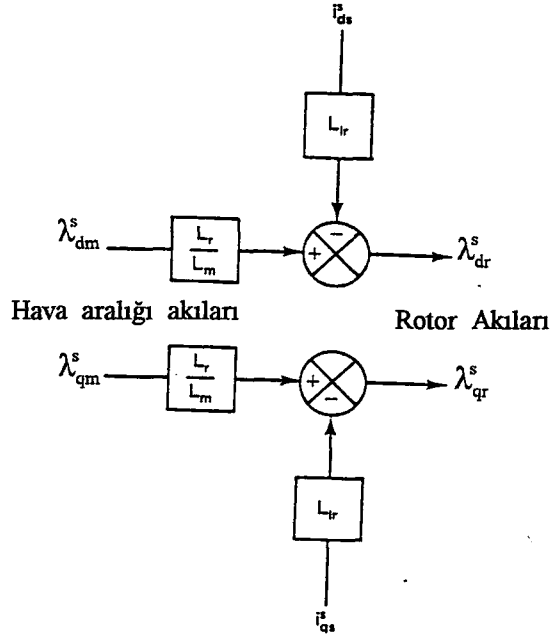
yazılabilir. (90) ve (91) bağıntılarından rotor akı bileşenleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$|\lambda_r| = \sqrt{\lambda_{dr}^2 + \lambda_{qr}^2} = \sqrt{(\lambda_{dr}^s)^2 + (\lambda_{qr}^s)^2} \quad (92)$$

$$\cos(w_e t) = \frac{\lambda_{dr}}{|\lambda_r|} \quad (93)$$

$$\sin(w_e t) = \frac{\lambda_{qr}}{|\lambda_r|} \quad (94)$$

Şekil 17'de rotor akılarının elde edilmesine ilişkin blok diyagram görülmektedir.



Şekil 17. Rotor akılarının elde edilmesi.

Buraya kadar doğrudan vektör kontrol yöntemi anlık akım kontrollü PWM evirici kullanılarak açıklandı ve incelemeler nominal hızın %10'u ve bu hızın üzerinde uygulanabilecek şekilde incelendi. Çünkü sıfır hız civarında akı vektörlerinin elde edilmesi zordur. Faz gerilimlerinin doğrudan integrali belirli bir hızdan sonra yeterli doğrulukta elde edilebilir. Bağıntılardaki kuplaj etkisi yüksek hızda kolayca ayırt edilebilmesine rağmen düşük hızda çok kötü sonuç vererek hatalı kontrole neden olur. Stator akısındaki düşme sıfır hızda çok zor bir şekilde önlenemez. Düşük hız bölgesinde rotor akısı, hız ve stator akım işaretlerinden daha doğru bir şekilde bulunabilir [30]. Duran q-eksen sistemine göre rotor bağıntısı için,

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} + i_{qr} \cdot R_r - W_r \cdot \lambda_{qr} = 0 \quad (95)$$

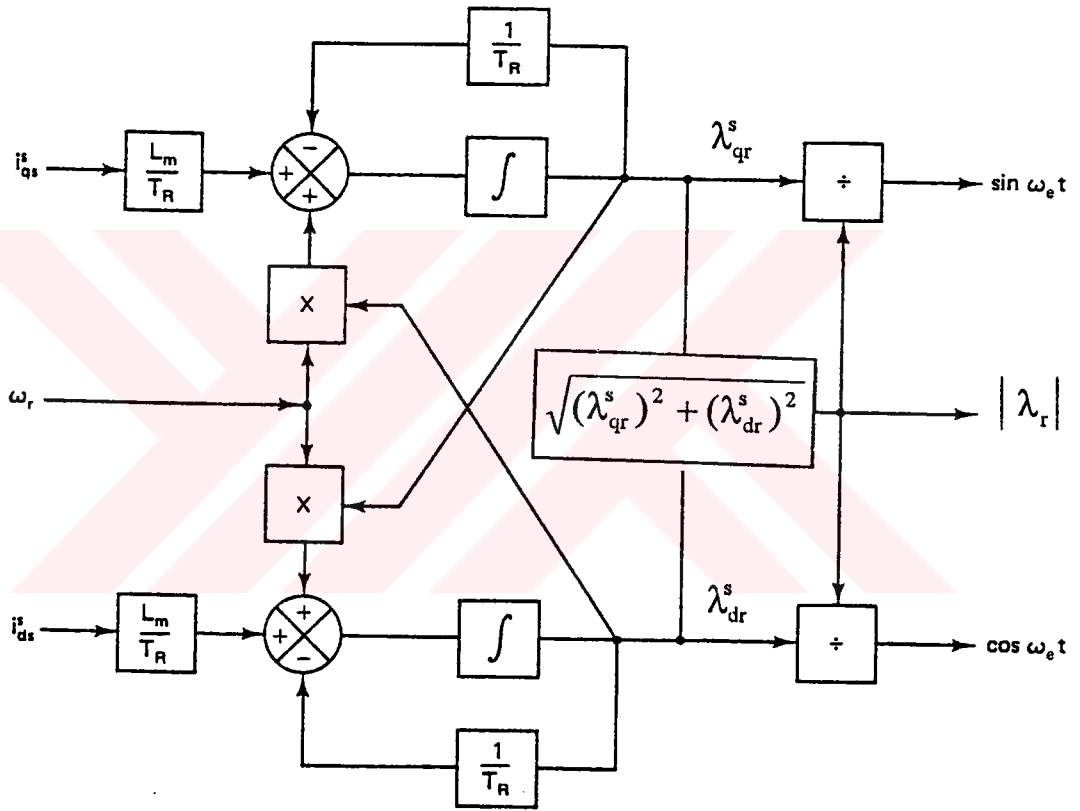
yazılarak eşitliğin her iki yanını  $((L_m \cdot R_r) / L_r)(i_{qs})$  ile toplanıp (88) bağıntısı kullanılırsa,

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{qs} + W_r \cdot \lambda_{qr} - \frac{1}{\tau_r} \cdot \lambda_{qr} \quad (96)$$

ifadesi elde edilir. d<sup>s</sup> eksenine eşdeğer devresi için benzer şekilde,

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{ds} + W_r \cdot \lambda_{qr} - \frac{1}{\tau_r} \cdot \lambda_{dr} \quad (97)$$

yazılabilir. (96) ve (97) bağıntıları rotor akılarını, stator akımı ile hızın fonksiyonu olarak verirler. Bu bağıntıların blok diyagramı gösterimi şekil 18'de verilmiştir.  $i_{qs}$  ve  $i_{ds}$  işaretleri üç faz /iki faz dönüşümü ile faz akım işaretlerinden üretilebilirler. Akının bu şekilde bulunması ile yapılan kontrol sıfır hızdan maksimum hıza kadar geçerlidir.



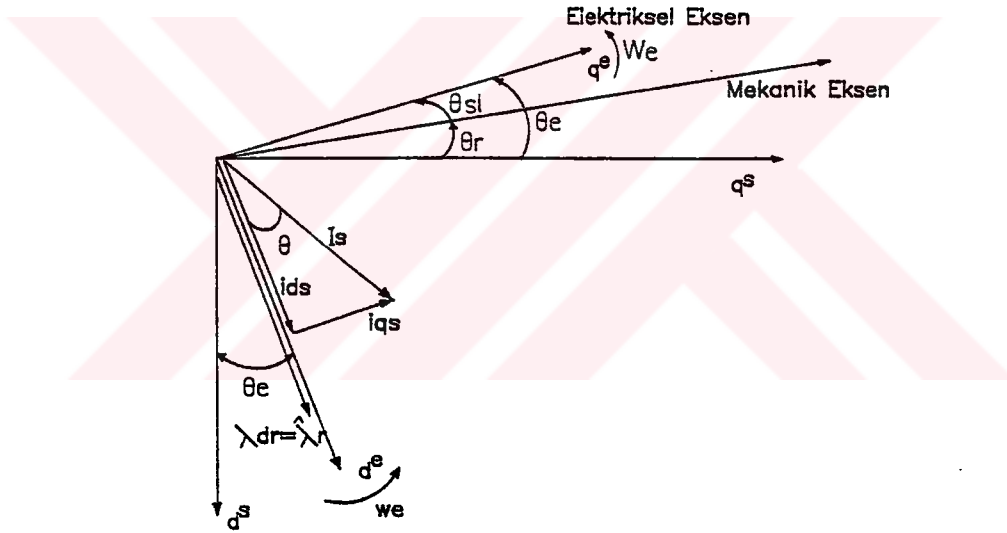
Şekil 18. Rotor hızı ve stator akılarından rotor akısının hesaplanması.

Bu akı belirleme sistemi makina parametrelerindeki değişimlere (sıcaklık, deri olayı v.b. etkiler) bağlı olarak doğruluktan sapar. İşaretlerin harmonikli bozulmaları doğrudan vektör kontrolünde pek çok probleme neden olur [30].

### 1. 5. 6. Dolaylı Vektör Kontrol Yöntemi

Dolaylı vektör kontrol yöntemi makina terminallerinden elde edilen büyüklükleri kullanmadan, birim vektörleri ürettiğinden dolayı bozulma ve harmoniklerin süzülmesi sorunlarını ortaya çıkarmaz [29].

Şekil 19'da dolaylı vektör kontrolü temel ilkesi fazör diyagramı kullanılarak açıklanmaktadır.  $d^{\circ}$ - $q^{\circ}$  eksen sistemi senkron açısal hızla ( $W_e$ ) dönerken, d-q eksen sistemi duran haldedir. Her t anında  $q^{\circ}$  eksenini  $q^s$  ekseninden  $\theta_e$  kadar faz farkına sahiptir. Burada  $\theta_e = W_e t$ ,  $\theta_r = W_r t$  ve  $\theta_{sl} = W_{sl} t$  ile verilir. Rotor akısı  $\lambda_r$ , rotor kaçak akısından ve hava aralığı akısından oluşmakta ve  $q^{\circ}$  eksenini ile çakışmaktadır. Bundan dolayı, ayırık kontrol için akımın akı bileşeni  $i_{ds}$  ve akımın moment bileşeni  $i_{qs}$  sırasıyla  $d^{\circ}$  ve  $q^{\circ}$  eksenleri ile çakışmaktadır[30].



Şekil 19. Dolaylı vektör kontrolü için fazör diyagramı.

Senkron hızla dönen eksen sisteminde rotor devresi gerilim bağıntıları aşağıdaki biçimde yazılabilir,

$$\frac{d\lambda_{qr}^e}{dt} + R_r i_{qr}^e + (W_e - W_r) \lambda_{dr}^e = 0 \quad (98)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}^e}{dt} + R_r i_{dr}^e - (W_e - W_r) \lambda_{qr}^e = 0 \quad (99)$$

Rotor akı bağıntıları tekrar yazılırsa,

$$\lambda_{qr}^e = L_r \cdot i_{qr}^e + L_m \cdot i_{qs}^e \quad (100)$$

$$\lambda_{dr}^e = L_r \cdot i_{dr}^e + L_m \cdot i_{ds}^e \quad (101)$$

(100) ve (101) bağıntılarından,

$$i_{qr}^e = \frac{1}{L_r} \cdot \lambda_{qr}^e - \frac{L_m}{L_r} i_{qs}^e \quad (102)$$

$$i_{dr}^e = \frac{1}{L_r} \cdot \lambda_{dr}^e - \frac{L_m}{L_r} i_{ds}^e \quad (103)$$

(102) ve (103) bağıntıları kullanılarak (98) ve (99) bağıntıları yeniden düzenlenirse rotor akımlarından arındırılır.

$$\frac{d\lambda_{qr}^e}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \cdot \lambda_{qr}^e - \frac{L_m}{L_r} R_r \cdot i_{qs}^e + W_{sl} \cdot \lambda_{dr}^e = 0 \quad (104)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}^e}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \cdot \lambda_{dr}^e - \frac{L_m}{L_r} R_r \cdot i_{ds}^e + W_{sl} \cdot \lambda_{qr}^e = 0 \quad (105)$$

Burada  $W_{sl} = W_e - W_r$  dir. Ayrık kontrol için istenen durum,

$$\lambda_{qr}^e = \frac{d\lambda_{qr}^e}{dt} = 0 \quad (106)$$

$$\lambda_{dr}^e = \lambda_r^e = 0 \quad (107)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}^e}{dt} = 0 \quad (108)$$

şeklinde dir. (106) ve (107) bağıntıları kullanılırsa (104) ve (105) bağıntıları için,

$$W_{sl} = \frac{L_m}{\lambda_r} \cdot \frac{R_r}{L_r} \cdot i_{qs}^e \quad (109)$$

$$\frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d\lambda_r^e}{dt} + \lambda_r^e = L_m \cdot i_{ds}^e \quad (110)$$

elde edilir. Stator akısı için,

$$\lambda_{qs}^e = L_s \cdot i_{qs}^e + L_m \cdot i_{qr}^e \quad (111)$$

$$\lambda_{ds}^e = L_s \cdot i_{ds}^e + L_m \cdot i_{dr}^e \quad (112)$$

bağıntıları verilebilir. (100) ve (101) bağıntıları kullanılarak stator akı bağıntıları rotor akımlarından arındırılabilir.

$$\lambda_{qs}^e = \left( L_s - \frac{L_m}{L_r} \right) i_{qs}^e + \frac{L_m}{L_r} \cdot \lambda_{qr}^e \quad (113)$$

$$\lambda_{ds}^e = \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{ds}^e + \frac{L_m}{L_r} \cdot \lambda_{dr}^e \quad (114)$$

Moment denklemleri stator akı ve akımları cinsinden,

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (i_{qs}^e \cdot \lambda_{ds}^e - i_{ds}^e \cdot \lambda_{qs}^e) \quad (115)$$

şeklinde gösterilebilir. (108) ve (109) bağıntıları (110) bağıntısından yazılarak (106) ve (107) bağıntıları dikkate alındığında,

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot i_{qs}^e \cdot \lambda_r \quad (116)$$

şeklinde moment ifadesi sadeleşir. Bu bağıntılar ve mekanik denklem,

$$\left( \frac{2}{p} \right) \cdot J \cdot \frac{dW_r}{dt} = T_e - T_L \quad (117)$$

yardımıyla ayrık kontrollü makina modeli şekil 20'deki gibi tanımlanabilir. Akım kontrollü eviricinin besleme devresini oluşturduğu ve giriş-çıkış arasındaki zaman gecikmesinin ihmal edildiği kabul edilmektedir.  $T_e$  momenti  $i_{qs}^e$  akımı ile anlık üretilir, fakat sistemin  $i_{ds}^e$  'ye göre gecikmesi vardır. Buradan hareketle sistemin serbest uyarımlı bir doğru akım makinasına benzediği söylenebilir [29,30,33].

Dolaylı vektör kontrolünü gerçeklemek için (104) ve (105) bağıntılarını göz önünde bulundurmak gerekir. Şekil 21'de dolaylı vektör kontrol yöntemi kullanılarak gerçekleştirilen bir konum kontrol düzeneği gösterilmektedir. İstlenen rotor akısı  $\lambda_r$  için  $i_{ds}^*$  akımı (105) bağıntısından elde edilir ve bu değer sabit olarak tutulur.  $i_{qs}^*$  akımı hız döngüsünden elde edilir.  $W_{s1}$  kayması (104) bağıntısı ile  $i_{qs}^*$  'ye bağlıdır. Rotorun ekseni olan mekanik eksene göre istenen elektriksel açığı elde etmek için kullanılan kayma açısı vektörler  $\sin(\theta_{s1}^*)$  ve  $\cos(\theta_{s1}^*)$ , ileri yöndeki sayıcı, VCO veya ROM esaslı sin/cos üreticisine doğru üretilir. Rotor



konum vektörü  $\cos(\theta_r)$  ve  $\sin(\theta_r)$  açı kodlayıcıdan elde edilir.  $\cos(\theta_e)$  ve  $\sin(\theta_e)$ 'yi elde etmek için kayma ve mekanik açı vektörleri toplanır [33].

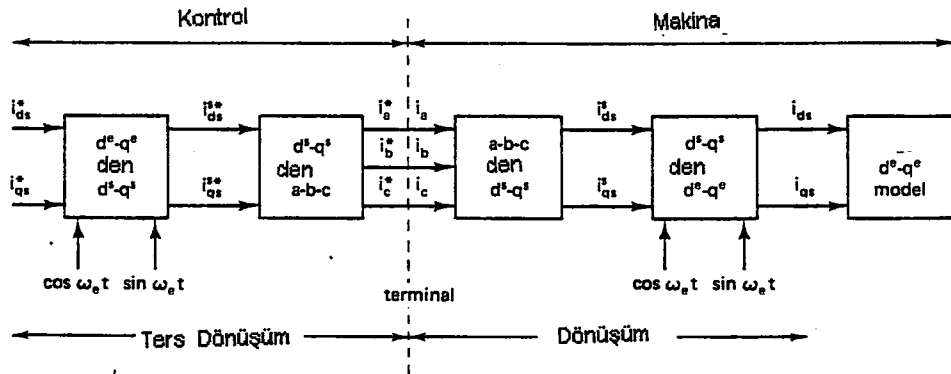
$$\cos(\theta_e^*) = \cos(\theta_r + \theta_{sl}^*) = \cos(\theta_r) \cdot \cos(\theta_{sl}^*) - \sin(\theta_r) \cdot \sin(\theta_{sl}^*) \quad (118)$$

$$\sin(\theta_e^*) = \sin(\theta_r + \theta_{sl}^*) = \sin(\theta_r) \cdot \cos(\theta_{sl}^*) + \cos(\theta_r) \cdot \sin(\theta_{sl}^*) \quad (119)$$

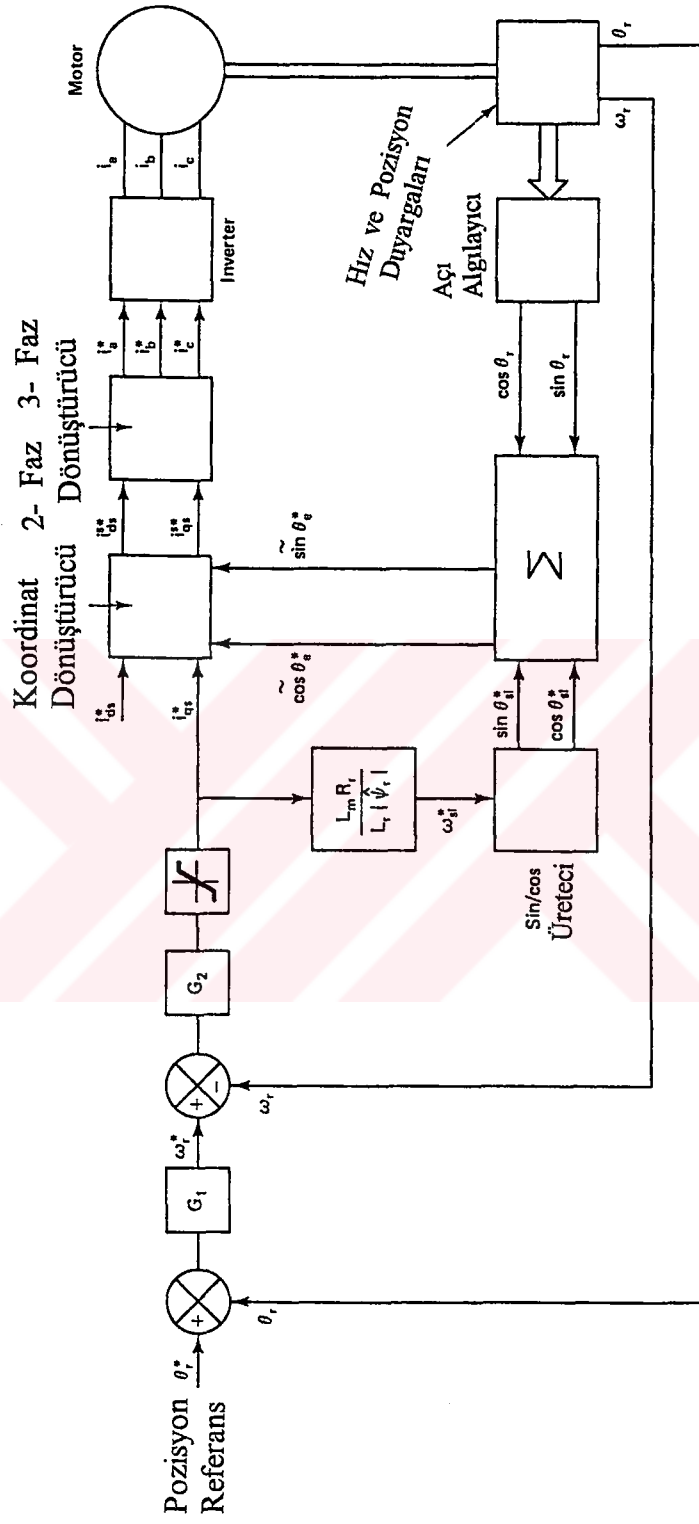
Kayma açısı ve rotor konum vektörlerinin bağımsız formları yerine kayma hızı ve rotor hızı doğrudan toplanabilir. O zaman  $\cos(\theta_e)$  ve  $\sin(\theta_e)$  işaretleri bir VCO, sayıcı veya sin/cos üretici tarafından üretilir.

Temel hızın üzerinde şekil 21'deki sistemde alan azalacağı için vektör kontrol yöntemi uygulanamaz. Alanın azaldığı bölgede uygulamayı genişletmek için bir kontrolör blok diyagramı şekil 22'de verilmektedir. Temel hızın üzerinde  $|\lambda_r|$ , hızla ters orantılı olarak azalmaktadır. Böylece sistem vektör kontrolü altında kalır. Dikkat edilirse (105) bağıntısı çözülerek açık çevrim şeklinde kontrol sağlanmaktadır.

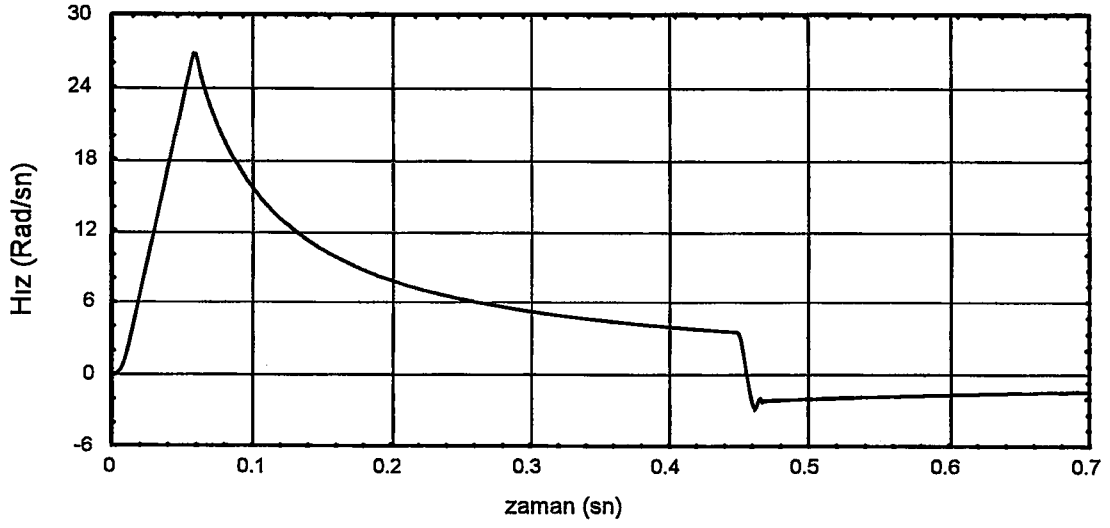
Dolaylı vektör kontrolünde, doğrudan vektör kontrolünde olduğu gibi sürücü sistem dört çeyrekte de çalışabilir ve hız sıfırdan tam değere kadar doğru bir şekilde ayarlanabilir. Kontrol için rotor konum işaretleri mutlaka üretilmelidir. Bu durum kontrolün makina parametrelerine olan bağımlılığını göstermektedir. Dolayısıyla kontrolör makina parametre değişimlerini izlemek zorundadır. En etkin parametre olan rotor direnci ideal ayrıklı kontrolde sadece belirli sınırlar için değişik yöntemler yardımıyla kestirilebilir [33].



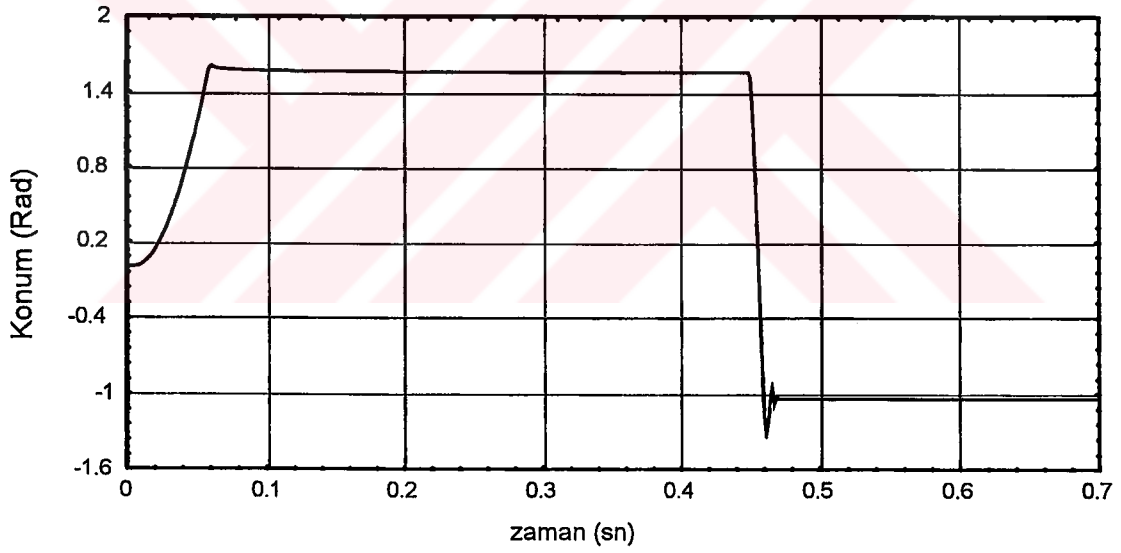
Şekil 20. Ayrıklı kontrollü makina modelinin blok diyagramı.



Şekil 21. Dolaylı vektör kontrol yöntemi kullanılarak konum kontrol düzeneğinin gerçekleştirilmesi.



(a)

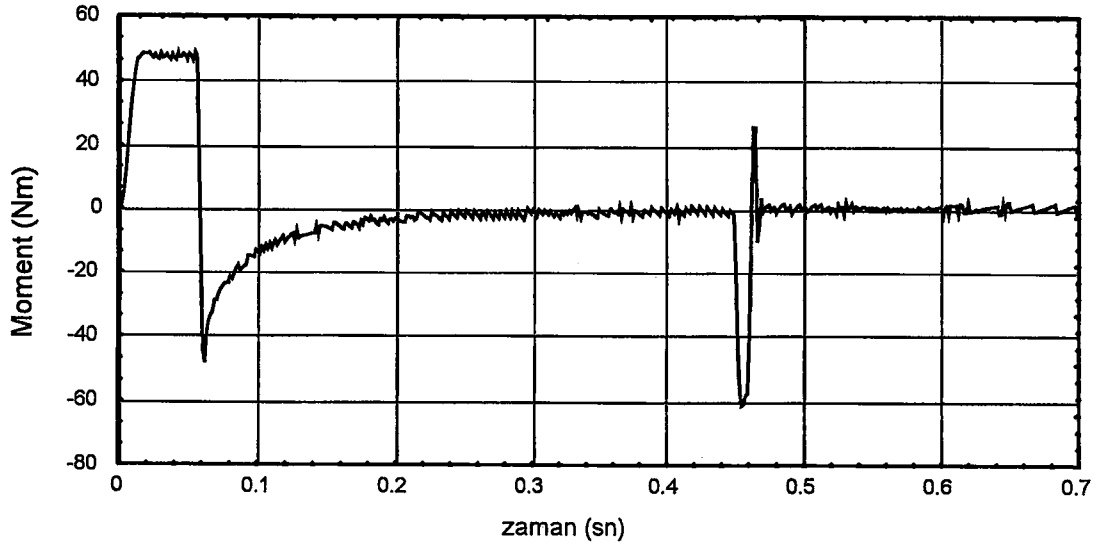


(b)

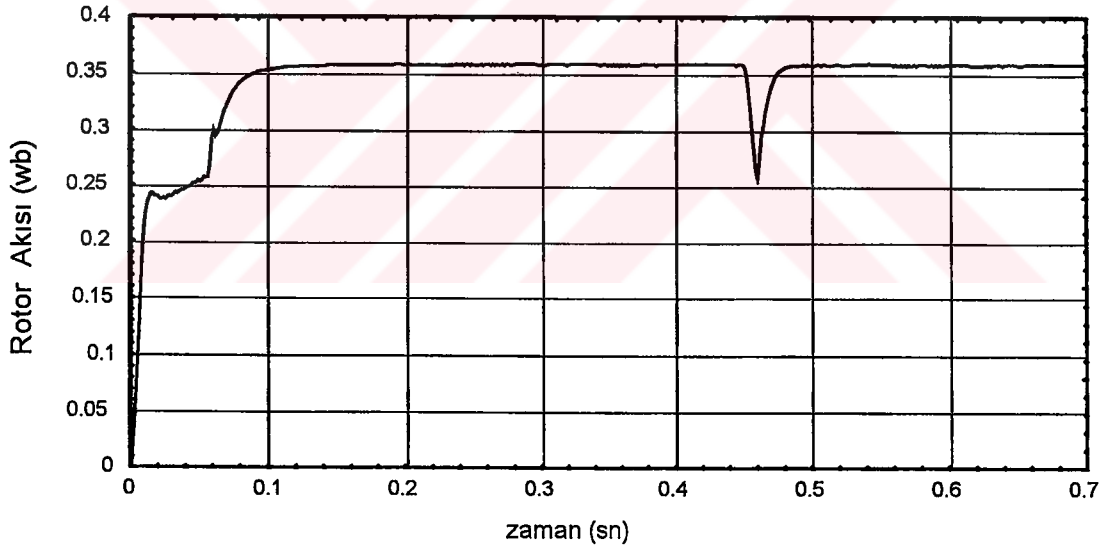
Şekil 22. Konum kontrol düzeneğinde ;

(a) Hızın zamanla değişimi.

(b) Konum zamanla değişimi.



(a)

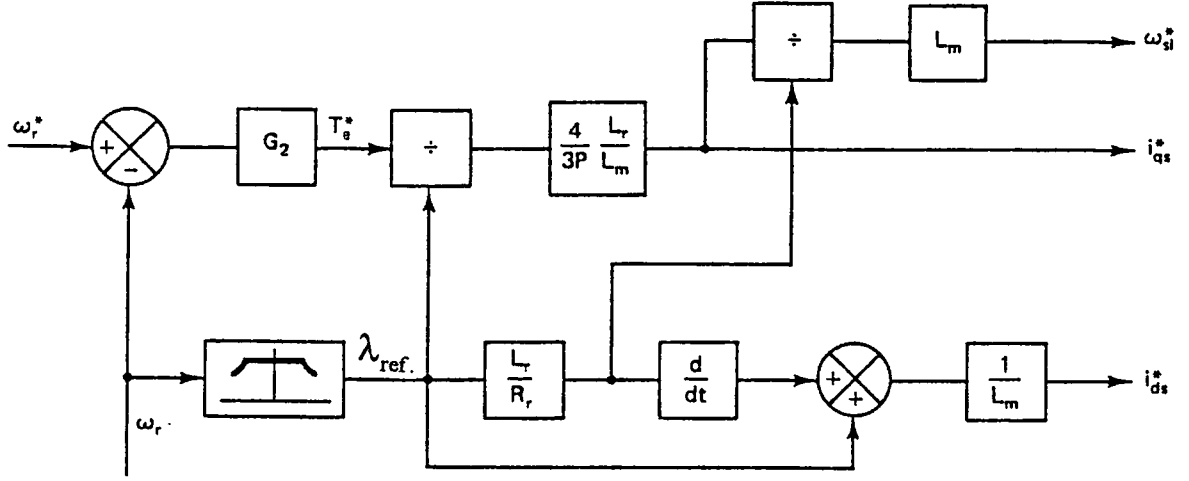


(b)

Şekil 23. Konum kontrol düzeneğinde ;

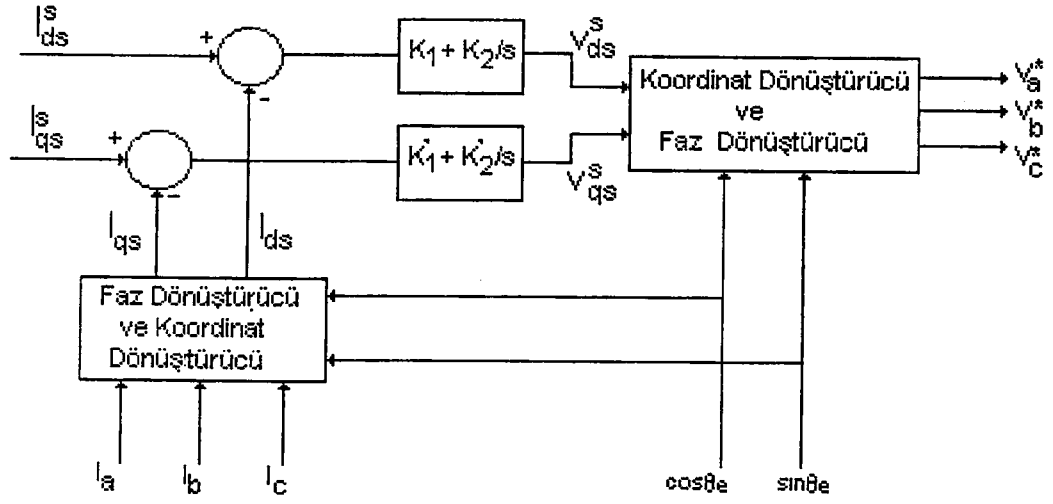
(a) Momentin zamanla değişimi.

(b) Rotor akısının zamanla değişimi.



Şekil 24. Alanın azaldığı bölgede kontrolü genişletmek için blok diyagramı.

Buraya kadar doğrudan ve dolaylı vektör kontrol yöntemleri anlık faz akım kontrollu eviriciler kullanılarak incelendi. Düşük hız bölgelerinde makina emk'sı düşük olur ve akım kontrolörünün çalışmasında bir sorun ortaya çıkmaz. Yüksek hızda sayıcı yüksek olduğundan, periyodun tepe değer bölgelerinde sayıcı doymaya gidecektir. Bu durumda temel akım bileşeni gereğinden az olacak ve fazı akımdan sapma gösterecektir. Genişleme ve faz hata problemleri şekil 23'de gösterilen blok diyagramı yardımıyla çözülebilir. Makina faz akımları bir PI kontrolöre  $V_{ds}^*$  ve  $V_{qs}^*$  işaretlerini üretmek için senkron dönen referans eksenine dönüştürülürler. Bu durumda gerilim komutları duran sistemin anlık faz gerilimlerine dönüşecektir. Eğer anlık faz akımının kontrolünün sağlanması gerekiyorsa şekil 21'de gerilim işaretleri karşı düştükleri akım işaretleri ile yer değiştirir. Böylece anlık akım kontrolünün doymuş ve doymamış bölgelerinde de başarılı olunabilecektir. Düşük hız bölgesinde kompanzator çıkışı çevrim işaretini takip eder, fakat, parçalı olarak doyan anlık akım kontrolörde bu çıkışlar gerekenden yüksek olacaktır ve çevrim hatası integral özelliğinden dolayı sıfır olmaya zorlanacaktır [30].



Şekil 25. Akım kontrolör doyma etkisinin kaldırılması için önerilen diyagram.

## 1.6. Bulanık Kümeler ve Bulanık Mantık

Bulanık mantık insan düşünce yapısına geleneksel mantık sistemlerinden daha yakındır. Bilgi temeline dayalı sistemlere uygulanabilen bulanık mantık, belirsiz olan veya kesin olmayan durumlarda insan tanısına ve algılama yeteneklerine dayanarak, deneysel verileri kullanarak çözüme ulaşımında matematiksel bir güç sağlar. Bulanık mantık kontrol, uzman bilgilere dayalı dilbilimsel (linguistic) kontrol stratejisini bir otomatik kontrol stratejisine dönüştürür. Yapılan çalışmalar bulanık mantık kontrolör ile elde edilen sonuçların geleneksel kontrol algoritmalarından elde edilen sonuçlara göre çok daha iyi olduğunu göstermektedir. Süreç yapısının çok karışık olduğu veya kullanılabilir bilgi kaynaklarından elde edilen bilginin yetersiz, belirsiz olması durumlarında bulanık mantığın kullanılabilirliği açıktır. Bu açıdan bulanık mantık matematiksel kontrol ile insan davranışı gibi karar verme arasında bir adım olarak düşünülebilir. Teşhis ve tanı yetersizliği altında bir sonuç edinebilmeyi sağlaması yanında, sistematik bir prosedür kullanarak tasarıma olanak vermemesi bulanık mantık kontrolün bir dezavantajıdır [30].

Klasik küme, kümeye ait olan veya ait olmayan biçimde iki grubun oluşturulması ile anlamlıdır. Klasik kümeye ait olanlar ile olmayanlar arasında kesin bir fark vardır. Bulanık küme, üye olanlar ile olmayanlar arasındaki kesin geçişi elimine ederek belirsizlik kavramını yeniden tanımlar. Bulanık küme, evrensel küme içerisindeki mümkün her bireye, bireyin bulanık küme içerisindeki üyelik derecesini atayarak matematiksel olarak tanımlı hale getirir. Böylece her birey 0 ile 1 arasında değişebilen bir üyelik derecesi ile temsil edilmiş olur (klasik kümedeki gibi yalnız 1 veya yalnız 0 ile temsil edilmezler) [51,55].

### 1.6.1. Bulanık Küme Teorisi

U evrensel kümenin her bir elemanı için üye olduğunun ya da olmadığını saptanması bu kümenin üyelik fonksiyonu (ya da karakteristiği) tarafından yapılır. Üyelik fonksiyonu, elemanın küme içindeki üyelik derecesini veren ve özel bir aralıkta evrensel kümenin elemanlarına değer atayan bir fonksiyon gibi genelleştirilebilir. U evrensel kümesi içerisinde, A bulanık kümesinin üyelik fonksiyonu  $\mu_A$  genellikle,

$$\mu_A : U \rightarrow [0,1] \quad (120)$$

biçiminde ifade edilir.  $[0,1]$  ifadesi, 0 ile 1 aralığındaki değerleri kapsamaktadır.

$x_i$ , A bulanık kümesinin bir elemanı ve  $\mu_i$  ise  $X_i$ 'nin A'daki üyelik derecesi olarak varsayalım. A için (A kümesinin desteği)

$$A = \mu_1/x_1 + \mu_2/x_2 + \dots + \mu_n/x_n \quad (121)$$

yazılabilir. Bölü (/) işareti, X evrensel kümesindeki A bulanık kümesinin sıfır olmayan üyelik derecelerine sahip olan tüm elemanlarını, yine bunların A'daki üyelik dereceleri ile birleştiğini göstermektedir. Toplam işareti (+) aritmetik bir operatör değil, A kümesinin tanımında eleman çiftlerinin ve üyelik derecelerinin topluca ifade edilmeleri için kullanılır [35]. U evrensel kümesinin (ayrık evrende) diğer bir gösterimi için,

$$A = \sum \mu_i/x_i \quad (122)$$

yazılabilir. U evrensel kümesinin sürekli olduğu durum için A bulanık kümesi,

$$A = \int_u \mu_A(x) / x \quad (123)$$

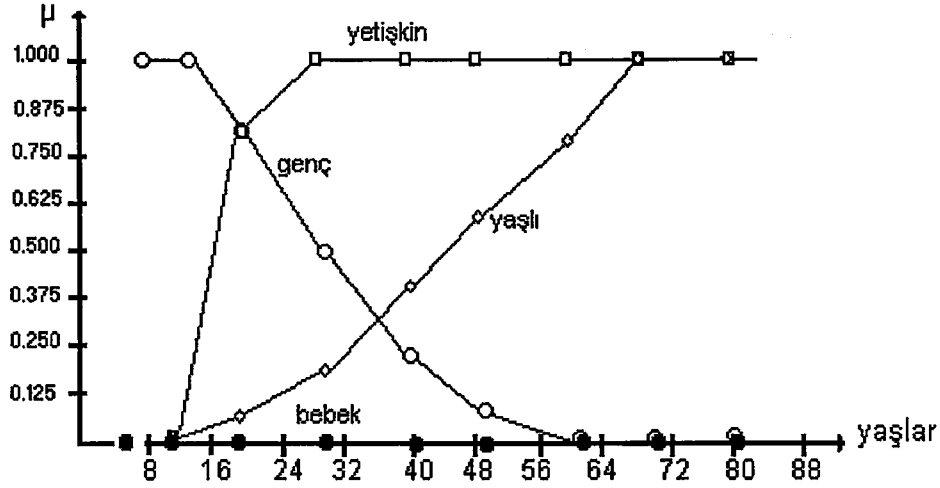
şeklinde yazılabilir. Bulanık kümenin yüksekliği (height) bu kümedeki elemanlardan en büyük dereceye sahip olanı tarafından belirlenir. Bulanık kümedeki elemanlardan en az bir tanesi olası maksimum üyelik derecesini içeriyorsa (1-sayı) bulanık küme "normalizeli" olarak tanımlanır. Tablo 1'de atanmış üyelik dereceleri verilen bir bulanık kümenin üyelik dereceleri fonksiyonları şekil 33'de gösterilmektedir.

Tablo 1. Atanmış üyelik dereceleri tablosu

| Yaş | Bebek | Yetişkin | Genç | Yaşlı |
|-----|-------|----------|------|-------|
| 5   | 0     | 0        | 1    | 0     |
| 10  | 0     | 0        | 1    | 0     |
| 20  | 0     | 0,8      | 0,8  | 0,1   |
| 30  | 0     | 1        | 0,5  | 0,2   |
| 40  | 0     | 1        | 0,2  | 0,4   |
| 50  | 0     | 1        | 0,1  | 0,6   |
| 60  | 0     | 1        | 0    | 0,8   |
| 70  | 0     | 1        | 0    | 1     |
| 80  | 0     | 1        | 0    | 1     |

A bulanık kümesinin bir  $\alpha$ -kesimi,  $\Delta\alpha$  klasik kümesidir ve A'da bir üyelik derecesine sahip U evrensel kümesinin, belirli  $\alpha$ -değerine eşit ya da ondan büyük olan bütün elemanlarını kapsar. Tablo 1'de verilen örnekte,





Şekil 26. Verilen tablo için üyelik fonksiyonları gösterimi.

$\alpha = 0,2$  için

$\text{Genç}_{0,2} = \{5,10,20,30,40\}$  veya  $\alpha=0,8$  için,

$\text{Genç}_{0,8} = \{5,10,20\}$

yazılabilir.

Verilen A bulanık kümesinin bütün farklı  $\alpha$ -kesimlerini gösteren  $\alpha \in [0,1]$  seviyeleri kümesine, A'nın "seviye kümesi" denir ve

$$\Lambda_A = \{\alpha / \mu_A(x) = \alpha \text{ bazı } x \in U\} \quad (124)$$

şeklinde gösterilir. Yani  $\Lambda_A=U$  üzerinde tanımlı A bulanık kümesinin seviye kümesini göstermektedir. Örnek olarak;

$$A = \frac{0,8}{1} + \frac{0,1}{2} + \frac{1}{3} + \frac{0,3}{4} + \frac{0,6}{5} + \frac{0,2}{6} + \frac{0,5}{7}$$

alınırsa,

$$\Lambda_{0,5} = \{1,3,5,7\}$$

$$\Lambda_{0,7} = \{1,3\}$$

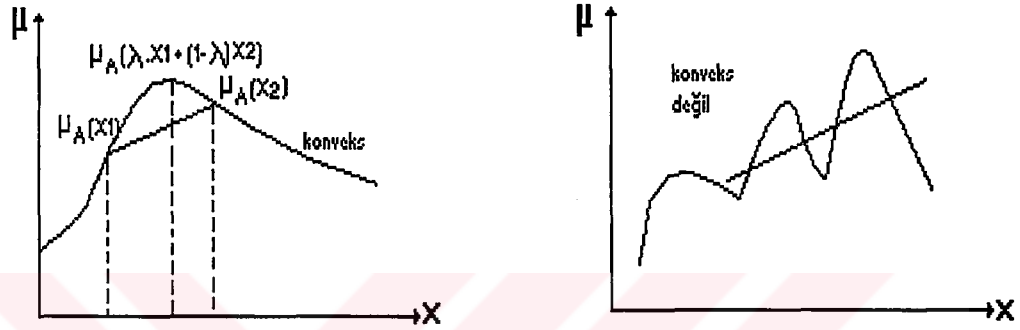
yazılır.

Bir bulanık küme sadece ve sadece her bir  $\alpha$ -kesimleri bir konveks küme olduğu zaman konvekstir. Bunun için aşağıdaki şartlar sağlanmalıdır.

$$\mu_A(\eta X_1 + (1-\eta)X_2) \geq \min(\mu_A(X_1), \mu_A(X_2)) \quad (125)$$

$$\forall \eta \in [0,1] \text{ için } \forall X_1, X_2 \in U \quad (126)$$

A bulanık kümesindeki  $x_1, x_2$  nokta çifti için,  $x_1$  ve  $x_2$ 'yi birleştiren bütün noktalar A bulanık kümesi içerisinde kalıyorsa, n-boyutlu Euclidian vektör uzayı  $R_n$ 'deki bütün noktalar kümesini sağlıyor yani konvektir denir. Şekil 34'de konveks ve konveks olmayan yapı görülmektedir. Konveks bulanık kümenin üyelik fonksiyonu bir konveks fonksiyon olmak zorunda değildir [35].



Şekil 27. Konveks ve konveks olmayan bulanık küme.

### 1.6.2. Bulanık Kümelerin Özellikleri

**Sayısal Büyüklük:** Sonlu bir U evrensel kümesindeki A bulanık kümesinin sayısal büyüklüğü A içindeki  $x_i$ 'nin bütün elemanlarının üyelik derecelerinin toplamıdır.

$$|A| = \sum_{x_i \in U} \mu_A(x_i) \quad i=1, 2, \dots, n \quad (127)$$

**Alt Küme:** U evrensel kümesindeki A bulanık kümesinin üyelik derecesi, B bulanık kümesindeki üyelik derecesine eşit veya ondan küçükse A, B'nin alt kümesidir denir.

$$\mu_A(x) \leq \mu_B(x) \Rightarrow \forall x \in U \text{ için } A \subseteq B \quad (128)$$

**Eşit Küme:** Her  $x \in U$  için  $\mu_A(x) = \mu_B(x)$  ise A, B'ye eşittir denir ve  $A=B$  olarak gösterilir.

$$A=B \text{ ise } A \subseteq B \text{ veya } B \subseteq A \quad (129)$$

**Uygun Alt Küme:** A, B'nin alt kümesi fakat ona eşit olmadığında, A'ya B'nin uygun alt kümesi denir.

$$\mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad \forall x \in U \quad \text{ve} \quad (130)$$

$$\mu_A(x) = \mu_B(x) \quad \forall x \in U \quad (\text{en az bir } x \in U) \quad (131)$$

ise bunu aşağıdaki gibi ifade etmek mümkündür.

$A \subset B$ , sadece ve sadece  $A \subseteq B$  ve  $A \neq B$ .

**Bileşim Özelliği:** U evrensel kümesindeki A ve B bulanık altkümeleri için bileşim,  $A \cup B$  kümesi için,

$$\mu_{A \cup B} = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad \forall x \in U \quad \text{için} \quad (132)$$

Boole mantığında "OR" işlemine karşılık düşer.

**Kesişim Özelliği:** U evrensel kümesindeki A ve B bulanık kümeleri için kesişim,  $A \cap B$ ,

$$\mu_{A \cap B} = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad \forall x \in U \quad \text{için} \quad (133)$$

şeklinde tanımlanır. Boole Mantığında "AND" işlemine karşılık gelmektedir.

**Tümleyen Özelliği:** U evrensel kümesi içerisinde A bulanık alt kümesinin tümleyeni,

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (134)$$

şeklinde tanımlanır. Boole Mantığında "NOT" işlemine karşılık gelir.

**Yayıma Özelliği:** A bulanık kümesi için

$$A = \frac{\mu_1}{x_1} + \frac{\mu_2}{x_2} + \dots + \frac{\mu_n}{x_n} \quad (135)$$

f, U evrensel kümesindeki  $x_i$  noktalarını Y kümesine izdüşüren bir fonksiyon olduğunda yayılma ilkesi,

$$f(A) = f\left(\frac{\mu_1}{x_1} + \frac{\mu_2}{x_2} + \dots + \frac{\mu_n}{x_n}\right) = \frac{\mu_1}{f(x_1)} + \frac{\mu_2}{f(x_2)} + \dots + \frac{\mu_n}{f(x_n)} \quad (136)$$

biçiminde tanımlanabilir.

Eğer U'nun elemanlarının 1'den fazlası f tarafından bazı  $y \in Y$  izdüşürülürse, A bulanık kümesindeki bu elemanların üyelik derecelerinden en büyük olanı  $f(A)$ 'daki Y için üyelik derecesi olarak seçilir.

Eğer y'ye hiçbir  $x \in U$  atanmamışsa,  $f(A)$ 'daki y'nin üyelik derecesi "0" dır.

**Kartezyen Çarpım:** U ve Y evrensel kümelerinde A ve B bulanık kümeleri için bulanık ilişki R, kartezyen çarpım bulanık küme olarak aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$R = A(x) \times B(y) = \mu_R(x, y) = \min[\mu_A(x), \mu_B(y)] \quad (137)$$

Bulanık kontrol IF-THEN kurallarınca tanımlanmıştır. Genel bir kural yapısı aşağıdaki gibidir:

"Eğer,  $x \rightarrow A$  ve  $y \rightarrow B$  ;  $z \rightarrow c$ " dir.

Burada x, y, z bulanık değişkenlerdir. A, B, C ise X, Y, Z evrenlerindeki bulanık kümelerdir.

**Sonucun Birleşim Kuralı:** Eğer bir bulanık R(x,y) ilişkisi mevcut ise  $B(y^*)$  bulanık kümesi, bulanık  $A(x^*)$  kümesinden sonucun birleşim kuralı uygulanması ile bulunabilir [35].

$$B(y^*) = A(x^*) \circ R(x, y) \quad (138)$$

ve üyelik fonksiyonu için,

$$\mu_B(y^*) = \max[\min[\mu_A(x^*), \mu_R(x, y)]] \quad (139)$$

### 1.6.3. Bulanık Sistem

Şekil 35'de bulanık kontrolör genel yapısı görülmektedir. Sistem bulanıklaştırma birimi, bilgi temeli, karar verme ve durulaştırma birimlerinden oluşmaktadır [36, 37].

**Bulanıklaştırma Birimi:** Bulanıklaştırma birimi aşağıdaki işlevleri kapsamaktadır:

- Giriş değişkenlerinin değerlerinin ölçümü.
- Giriş değişkenlerinin değer aralığının evrensel küme ile uygun olacak şekilde ölçeklendirilmesi,

- Veri girişlerinin bulanık uygun dilbilimsel değerlere çevrilmesi.

Bulanıklaştırma biriminde kesin değerli girişler, dilbilimsel değerler ile karşılaştırılabilir derecesine dönüştürülürler.

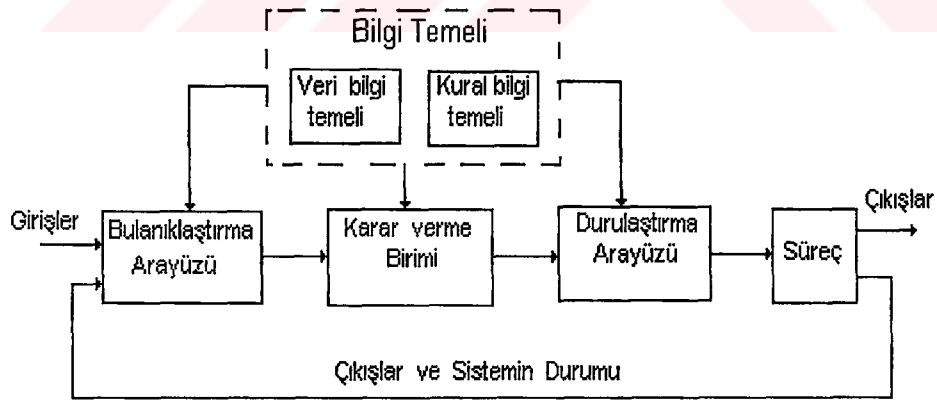
**Bilgi temeli:** Uygulama bölümüne ait ve kontrol amaçlarını sağlayacak bilgileri kapsamaktadır. İki bölümden oluşur:

- **Veri bilgi temeli:** Bulanık mantık kontrolör içerisindeki bulanık verinin dilbilimsel kontrol kurallarının başarıyla kullanılmasına yönelik gerekli belirlemeler yapılır.

- **Kural Bilgi Temeli:** Dilbilimsel kontrol kurallarının bir kümesi olarak kontrol amaçları ve kontrol politikası karakterize edilir.

**Karar Verme Birimi:** Bulanık mantık kontrolörün özüdür. Bulanık mantık kuralları ve bulanık karmaşıklık karar vermeye dayalı bulanık kavramlar simüle edilerek kontrol işlevi şeklinde sonuçlandırılır.

**Durulaştırma Birimi:** Sistemin bulanık sonuçlarını evrensel küme ile uygun değer aralığına taşır ve bulanık kontrol işlevini, bulanık olmayan kontrol işlevi olarak sonuçlandırır.



Şekil 28. Bulanık sistem blok gösterimi.

#### 1.6.4. Bulanık Kontrol Algoritması

Bulanık kontrol algoritmasının oluşturulmasında rotor hız tepkesi göz önüne alınmıştır. k'inci örnekleme anı için  $e(k)$  hız hatası,  $de(k)$  hız hatasındaki değişim,  $W_r(k)$  referans hız,  $W(k)$  örnekleme anındaki hız olmak üzere aşağıdaki bağıntıları yazmak mümkündür [53].

$$e(k) = W_r(k) - W(k) \quad (140)$$

$$de(k) = e(k) - e(k-1) \quad (141)$$

Şekil 36 (a)'da verilen rotor hız tepke düzlemini hata ve hatadaki değişim büyüklüğüne göre tepke düzlemini 4 bölgeye ayırmak mümkündür.

$$a_1 : e > 0 \quad \text{ve} \quad de < 0 \quad (142)$$

$$a_2 : e < 0 \quad \text{ve} \quad de < 0 \quad (143)$$

$$a_3 : e < 0 \quad \text{ve} \quad de > 0 \quad (144)$$

$$a_4 : e > 0 \quad \text{ve} \quad de > 0 \quad (145)$$

Sistem davranışının daha iyi incelenmesi bakımından referans değer ve aşımalar civarındaki tepkeler şekil 36 (b)'de gösterilebilir. c: olası aşım tepkeleri olmak üzere referans civarındaki tepkenin durumu aşağıdaki gibi belirlenebilir.

$$c_1 : (e > 0 \rightarrow e < 0) \quad \text{ve} \quad de \lll < 0 \quad (146)$$

$$c_2 : (e > 0 \rightarrow e < 0) \quad \text{ve} \quad de \ll < 0 \quad (147)$$

$$c_3 : (e > 0 \rightarrow e < 0) \quad \text{ve} \quad de < 0 \quad (148)$$

$$c_4 : (e < 0 \rightarrow e > 0) \quad \text{ve} \quad de > 0 \quad (149)$$

$$c_5 : (e < 0 \rightarrow e > 0) \quad \text{ve} \quad de \gg > 0 \quad (150)$$

$$c_6 : (e < 0 \rightarrow e > 0) \quad \text{ve} \quad de \gg \gg > 0 \quad (151)$$

Şekil 36 (c)'deki referans değerinin alt-düşüm ve üst-aşım yayılımındaki genlik gösterimi için,

$$m_1 : de = 0 \quad \text{ve} \quad e \lll < 0 \quad (152)$$

$$m_2 : de = 0 \quad \text{ve} \quad e < 0 \quad (153)$$

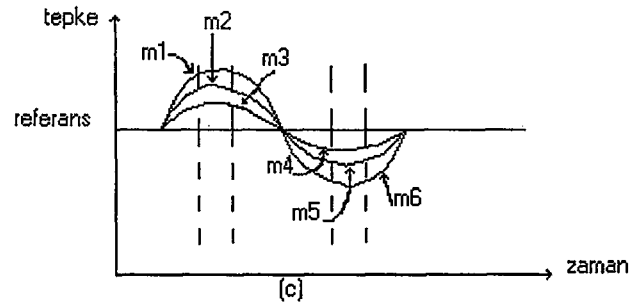
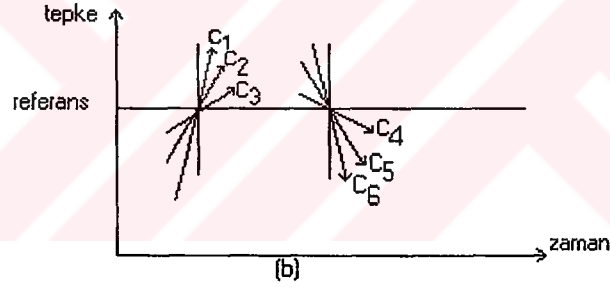
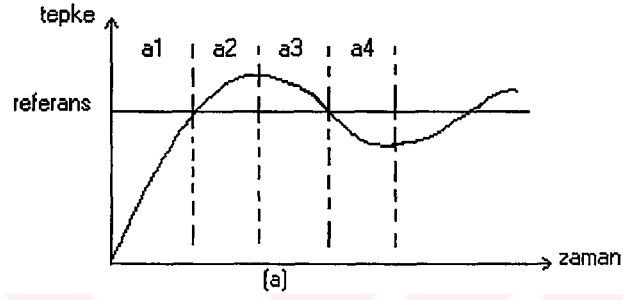
$$m_3 : de=0 \quad ve \quad e<0 \quad (154)$$

$$m_4 : de=0 \quad ve \quad e>0 \quad (155)$$

$$m_5 : de=0 \quad ve \quad e \gg 0 \quad (156)$$

$$m_6 : de=0 \quad ve \quad e \gg \gg 0 \quad (157)$$

ifadeleri yazılabilir. Bu üç duruma yönelik incelemeler tablo 2'de verilmiştir.



Şekil 29. Sürücü sistem hız tepkesinin incelenmesi.

Tablo 2. Hata ve hata değişimi durum planı

| de - e | NB   | NO   | NK   | SH | PK   | PO   | PB   |
|--------|------|------|------|----|------|------|------|
| NB     | **** | **** | **** | C1 | **** | **** | **** |
| NO     | **** | a2   | **** | C2 | **** | a1   | **** |
| NK     | **** | **** | **** | C3 | **** | **** | **** |
| SH     | m6   | m5   | m4   | SH | m3   | m2   | m1   |
| PK     | **** | **** | **** | C4 | **** | **** | **** |
| PO     | **** | a3   | **** | C5 | **** | a4   | **** |
| PB     | **** | **** | **** | C6 | **** | **** | **** |

Tablo 3. Dilbilimsel kontrol kuralları

| de - e | NB | NO | NK | SH | PK | PO | PB |
|--------|----|----|----|----|----|----|----|
| NB     | SH | PK | PK | PO | PO | PB | PB |
| NO     | NK | SH | PK | PK | PO | PO | PB |
| NK     | NK | NK | SH | PK | PK | PO | PO |
| SH     | NO | NK | NK | SH | PK | PK | PO |
| PK     | NO | NO | NK | NK | SH | PK | PK |
| PO     | NB | NO | NO | NK | NK | SH | PK |
| PB     | NB | NB | NO | NO | NK | NK | SH |

şekil 36'ya göre yapılan incelemeler ve Tablo 2 kullanılarak, Tablo 3'de verilen dilbilimsel kontrol kuralları belirlenir. Kuralların uygulanması için, örneğin 3. sıra ve 6. blok için, eğer:

$$e \rightarrow PO, \quad de \rightarrow NK \text{ ise kontrol girişi } du \rightarrow PO$$

şeklinde yazılabilir. Burada kullanılan terimler: P pozitif, N:negatif, K:küçük, S:sıfır, H : hata.

Kuralların etkin bir biçimde kullanımı daha sonraki bölümlerde açıklanacaktır.



### 1.6.5. Bulanık Kontrolör

Bulanık kontrolör dilbilimsel bulanık değişkenler kullanılarak bilginin modellenmesine dayanmasına rağmen bu, sistemde kullanılan elemanların daha düşük hızlı, ucuz algılayıcılar olması anlamına gelmemelidir. Bunun yanısıra kullanılan algılayıcıların da sayısının indirgenmesi beklenmeyebilir. Bulanık mantığın özünde sınıflandırılmış olan nitelikli bilginin kullanılabilir olması yatmaktadır. Bulanık kontrol uygulanmasının diğer kontrol yöntemlerine göre avantajlarını aşağıdaki gibi özetlemek mümkündür.

- Detaylı bir matematiksel model gerektirmezler [34, 52].

- Pek çok giriş, çıkış değişkenleri eş zamanlı olarak ele alınabilir [24,25].

- Bulanık kontroldeki tüm kurallar eş zamanlı olarak uygulanır ve sonuçlandırılır. Uyuşmayan kurallar biçimsel olarak uydurulabilir [24, 34].

- Dilbilimsel değişkenlerin küçük değerli rakamlar olması dolayısı ile önemli bir hata indirgenmesi getirilir. Giriş-çıkış değerlerinin tüm kombinasyonları için çıkış belirleme zorunluluğu yoktur. Değişkenlerin dikkatli bir seçimi, üyelik fonksiyonlarının uygun belirlenmesi kuralların sayısını önemli ölçüde indirgeyecektir [9, 53].

- Bulanık kontrolör içerisine yerleştirilen kontrol kuralları sistem girişlerinin belirli kombinasyonlarında istenilen çıkış elde edilemezse diğer girişlere dokunulmadan kontrol işlevini gerçekleştiren aktif kurallar yeniden belirlenebilir. Bir bulanık kontrolöre kurallar rahatlıkla eklenebilir veya istenen belirli bir özellikteki kontrol kurallarının özelliği rahatlıkla sistem davranışını bozmayacak şekilde etkin hale getirilebilir [9, 54].

- Bulanık mantık kontrolörlerle klasik P,I,D kontrolörleri birbirine bağlamak suretiyle kontrol performansını artırmak mümkündür [23, 26, 53, 54].

- Çok karmaşık sistemlerde istenen kalite, nitelik ve hıza göre birden fazla bulanık kontrolör kullanılabilir [24, 25].

- Gerçek zaman uygulamalarının kontrol altına alınabildiği sistemlerde, yeterli zaman sağlanabiliyorsa donanımdan ziyade yazılımın verdiği esneklikten dolayı bulanık kontrol avantaj sağlamaktadır [24, 25, 53, 54].

- Farklı sistemlere bulanık kontrolör adaptasyonu rahatlıkla yapılmaktadır [51, 53].

- Doğrusal olmayan taleplere karşılık verebilecek şekilde doğrusal olmayan kontrol işaretlerini üretebilmektedir.



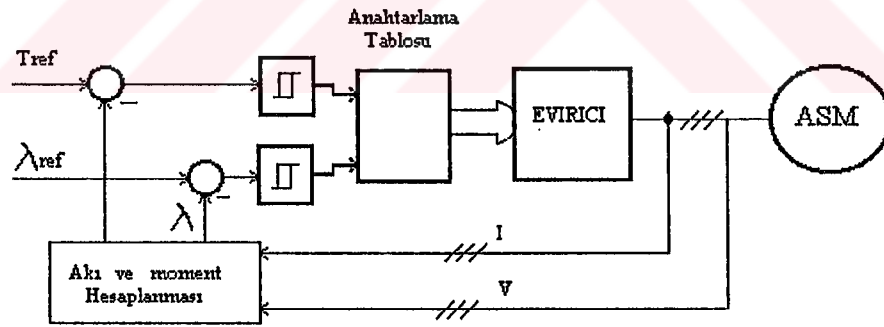
## 2. YAPILAN ÇALIŞMALAR

### 2.1. Gerilim Vektörlerinin Kullanılmasıyla Doğrudan Akı ve Moment Kontrolünün Sağlanması

#### 2. 1. 1. Doğrudan Kendini Kontrol

Bu bölümde asenkron makinanın hızlı tepkeli ve yüksek verimli kontrolünü sağlamak üzere "doğrudan kendini kontrol yöntemi" geliştirilecektir.

Doğrudan kendini kontrol yöntemi, optimum çıkış gerilim vektörünü kullanarak moment ve akının "limit-cycle" kontrolüne dayanmaktadır. Şekil 26'da doğrudan kendini kontrol yöntemi blok diyagramı görülmektedir. Bu sistemde moment ve akı makina giriş terminal değerlerinden (gerilim, akı) anlık olarak hesaplanır. Böylece doğrudan ve bağımsız olarak optimum evirici anahtarlama modu seçilerek kontrole imkan sağlanmaktadır. Seçim histerizes band genişliğinin sınırları içerisinde moment ve akı hatalarını sınırlayarak anlık en hızlı moment ve yüksek verimi sağlayacak şekilde yapılmaktadır. Böylece makinanın kalkış ve referans değer değişimlerinde meydana gelebilecek geçici olayların süresi kısaltılacak ve harmonik kayıplar azalacaktır [18,19,20].



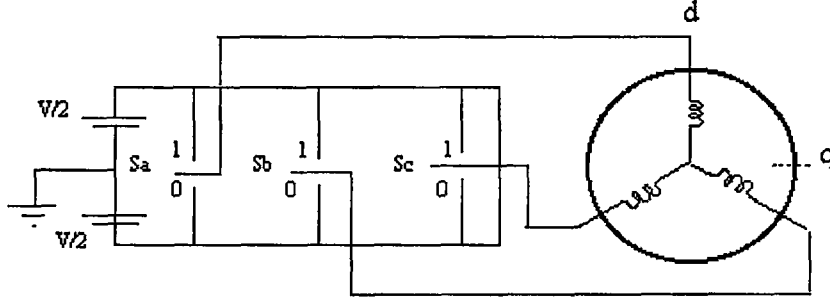
Şekil 26. Doğrudan kendini kontrol blok diyagramı.

#### 2. 1. 2. Akı Vektörü Kontrolünün PWM Evirici ile Yapılması

Şekil 27'de PWM evirici sürücü blok diyagramı görülmektedir.  $V_{1a}$ ,  $V_{1b}$ ,  $V_{1c}$  faz-nötr gerilimi olarak evirici anahtarlama durumuna göre belirlenmektedir.  $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$  olası evirici anahtarlama durumları olarak alınırsa, eviricinin 8-farklı iletim modunda olacağı görülür.  $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$  anahtarlama durumlarını 0:iletimde olmama, 1: iletimde olma durumu olarak ele alınırsa,  $V_1$  için,

$$V_1(S_a, S_b, S_c) = \sqrt{\frac{2}{3}} V \cdot (S_a e^{j0} + S_b e^{j2\pi/3} + S_c e^{j4\pi/3}) \quad (158)$$

yazılabilir. Burada  $V$ , PWM eviricinin "da" hat gerilimidir



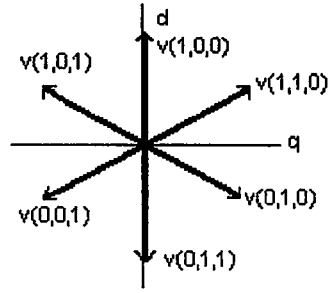
Şekil 27. PWM evirici sürücü blok diyagramı.

Anahtarlama modlarına göre belirlenen bu 8 çeşit gerilim vektörlerinden 2 tanesi sıfır gerilim vektörü  $V_1(0,0,0)$ ,  $V_1(1,1,1)$  ve diğer 6 tanesi sıfır olmayan (nonzero)  $V_1(0,0,1)$ .... $V_1(1,1,0)$  gerilim vektörleridir. Şekil 28'de gerilim vektörleri ve anahtarlama modları gösterilmektedir.

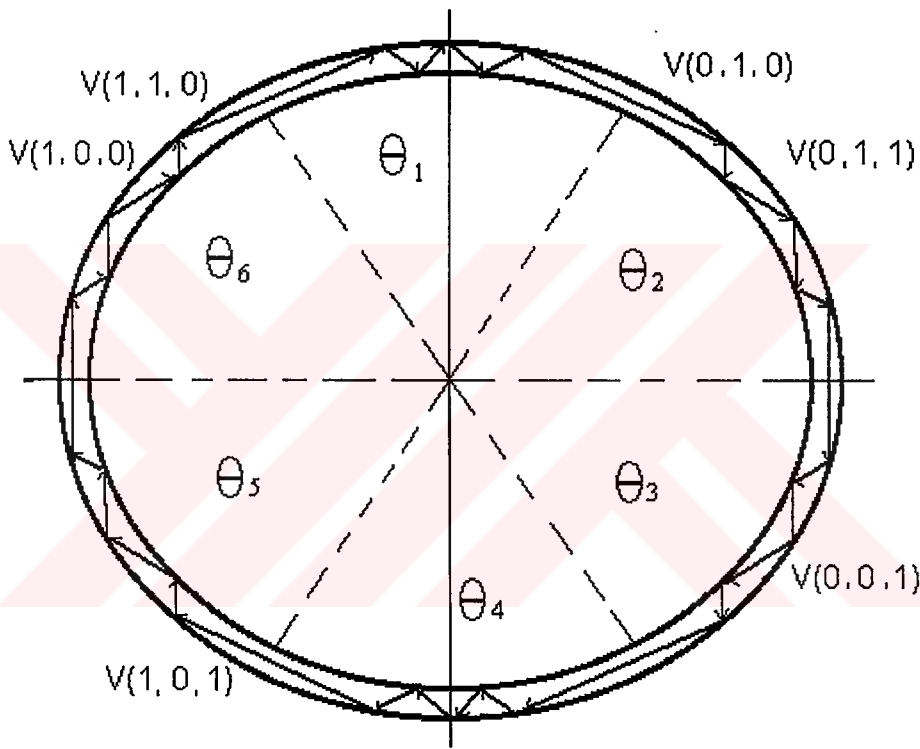
Akı ifadesi gerilim vektörünün integrali alınarak belirlendiğinden,

$$\lambda_1 = \int (V_1 - R_1 \cdot i_1) dt \quad (159)$$

yazılabilir. Sargılardaki gerilim düşümünün küçük değerde olduğu kabul edilirse, akı,  $\bar{\lambda}_1$ , evirici çıkış gerilimi yönünde hareket eder [7]. Burada problem akı izleme hızındaki değişimlerde akının izlediği yüzeyin (genliğe karşı düşmekte) değişmeden sabit tutulması ve akı referans değişimlerinde akı izleme hızının değişmeden korunmasından kaynaklanmaktadır. Evirici çıkışı sıfır olmayan vektör gruplarından (nonzero) birinin seçilmesi durumunda  $\lambda$ , çıkış gerilimiyle orantılı olarak sabit bir hızda hareket eder. Sıfır gerilim vektörü (zero) olması durumunda, sargılardaki gerilim düşümünün,  $R_1 \cdot i_1$ , çok küçük olmasından dolayı hız çok küçüktür ve yaklaşık olarak sıfır kabul edilebilir. Uygun gerilim vektörlerinin seçilerek  $\lambda_1$  vektörünün belirli bir değeri izlemesi ve genliğinin sabit tutulması sağlanabilir. Sıfır gerilim vektörleri ile sıfır olmayan gerilim vektörleri grupları arasındaki çıkış oranı değiştirilerek  $\lambda_1$ 'in dönme hızı kontrol edilebilir. Eğer  $\lambda_1$ 'in dönme hızı ve genliği serbestçe değiştirilebilirse referans momentin izlenmesi ve minimum kayıplı süreç gerçekleşmiş olacaktır [18, 19].



Şekil 28. Gerilim vektörleri gösterimi.



Şekil 29.  $\lambda_1$  için gerilim vektörlerinin seçimi.

Şekil 29'da sabit  $|\lambda_1|$  kontrolünü sağlamak üzere bir örnek gösterilmektedir.  $V_1(S_a, S_b, S_c)$  seçimi,  $|\lambda_1|^*$  referans değeri ile hesaplanan  $|\lambda_1|$  arasındaki hatanın belirli histerizes sınırları arasındaki  $\Delta|\lambda_1|$ 'ye bağlı olarak yapılmaktadır.

$$|\lambda_1|^* - \Delta|\lambda_1|/2 \leq |\lambda_1|^* + \Delta|\lambda_1|/2 \quad (160)$$

$\Delta|\lambda|$  : Histerizes band genişliğini göstermektedir.

Gerilim vektörünün seçilmesi sadece  $|\lambda_1|$ 'in hatasına değil aynı zamanda yönüne de bağlıdır [18]. Evirici çıkış gerilim vektörleri periyodik olarak  $\pi/3$  radyan aralıklarla değişir. Yön bilgisini de sağlamak üzere d-q düzlemi 6-bölgeye ayrılır. (n) akı pozisyonunun bulunduğu bölge olmak üzere,

$$(2n-3)\pi/6 \leq \theta(n) \leq (2n-1)\pi/6 \quad n=1\dots6 \quad (161)$$

Akının  $\theta(2)$  bölgesinde olması durumu için  $V_1(0,1,0)$  ve  $V_1(0,1,1)$  gerilim vektörleri saat yönünde dönme için (122) denklemini sağlarlar.  $|\lambda_1|$ ,  $|\lambda_1|^{*+\Delta}|\lambda_1|/2$ 'nin üst seviyesine ulaştığında  $V_1(0,1,1)$  seçilmelidir.  $|\lambda_1|$ ,  $|\lambda_1|^{*-\Delta}|\lambda_1|/2$ 'nin alt seviyesine ulaştığında  $V_1(0,1,0)$  seçilmelidir. Diğer bir deyişle, saat yönünde dönme için  $V_1(1,0,0)$  ve  $V_1(1,0,1)$  gerilim vektörleri seçilmelidir. Böylece  $|\lambda_1|$ 'in sabit tutulması 2-boyutlu "limit-cycle" kontrolü ile uygun gerilim vektörleri seçilerek sağlanmış olur [18].

### 2. 1. 3. Moment Kontrolunun PWM Evirici İle Yapılması

Şekil 30'da sabit  $|\lambda_1|$  altında, uygulanan kayma frekansının,  $W_{sl}$  farklı genliklerdeki adım değişiklikleri için moment tepkesini göstermektedir. Sürekli çalışma durumu için maksimum moment  $W_{sl}=2\pi \cdot 25$  rad/sn'de elde edilmektedir. Bunun yanında momentteki artma oranı  $t=0$  anında  $W_{sl}$ 'nin adım değişim genliği ile yaklaşık olarak orantılıdır. Bu özelliği analitik olarak [18]'de açıklanmıştır. Bu açıklamada moment tepkesi,

$$T = \frac{W_{sl} \cdot R_r \cdot M^2 \cdot I_o^2}{z^2} - \left\{ \frac{R_r \cdot M^2 \cdot I_o^2}{\ell \cdot z} \cdot \sin(w_{sl} \cdot t + \alpha) - \frac{L_{11} \cdot I_o}{\ell} \left[ L_{22} \cdot I_o - \ell \cdot R_e(I_s|_{t=0}) \right] \sin(w_{sl} \cdot t) - L_{11} \cdot I_o \cdot I_m(I_1|_{t=0}) \cos(w_{sl} \cdot t) \right\} \exp(-R_r \cdot t/\ell) \quad (162)$$

olarak verilmektedir.

$$\ell = (L_{11} \cdot L_{22} - M^2) / L_{11}$$

$$z = \sqrt{R_r^2 + (W_{sl} \cdot \ell)^2}$$

$$\alpha = \arctan\left(\frac{w_{sl} \cdot \ell}{R_r}\right)$$

$l_o$  = magnetik akım vektörü,

$w_{sl}$  = kayma frekansı,

$L_{11}$  = stator öz endüktansı,

$L_{22}$  = rotor öz endüktansı,

$M$  = ortak endüktans,

(5) ifadesinden momentin maksimum artma oranı için yaklaşık olarak,

$$\frac{dT}{dt} = \left(\frac{p}{2} \cdot M^2 \cdot |\lambda_1|^2 \cdot W_{sl}\right) L_{11} / (L_{11}L_{22} - M^2) / 2 \quad (163)$$

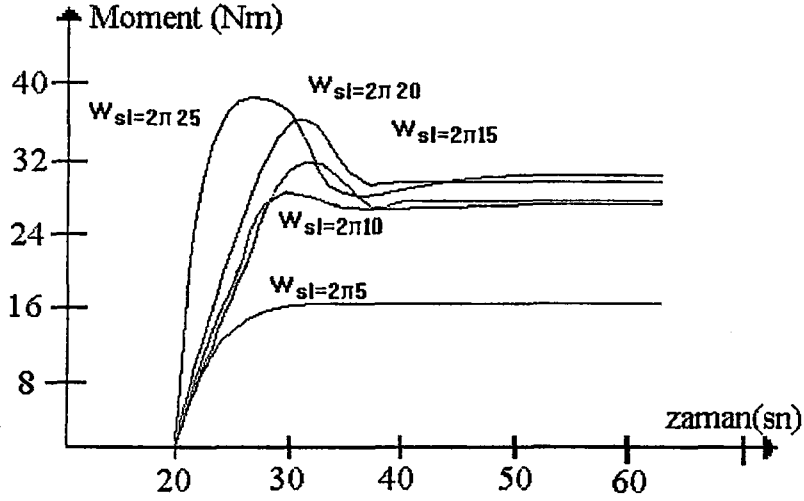
yazılabilir [19].

Hesaplanan moment  $T$ , referans  $T^*$  değerine ulaştığı zaman evirici anahtarlama frekansının azaltılması için  $T$ 'yi mümkün olduğu kadar yavaş azaltmak gerekir. Bu yavaş boşalma işlemi sıfır vektör grupları kullanılarak yapılabilir [18,20].  $V_1(S_a, S_b, S_c)$ 'nin belirlenmesi  $\Delta T$  ve  $|\lambda_1|$  histerizes band genişliği içerisinde yapılmalıdır.

$$T^* - \Delta T \leq T \leq T^* \quad \lambda_1 : \text{saat yönünde dönmekte} \quad (164)$$

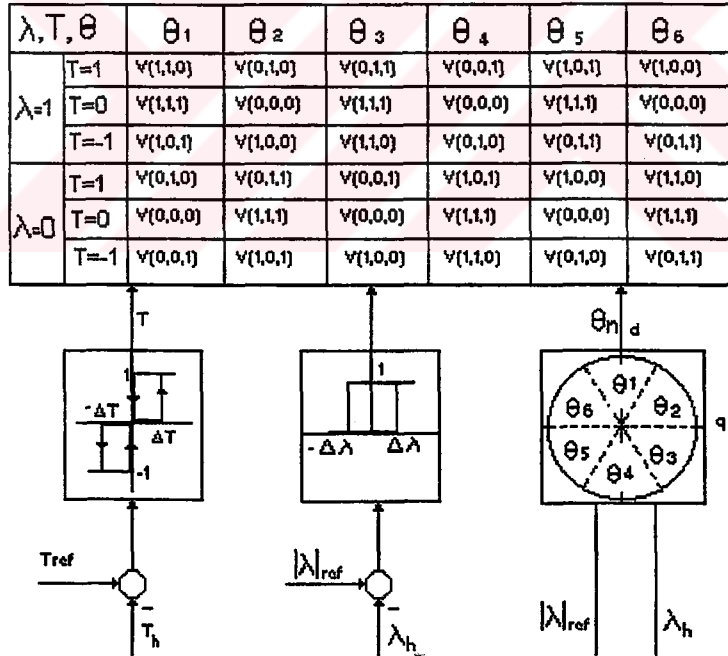
$$T^* \leq T \leq T^* + \Delta T \quad \lambda_1 : \text{saatin aksi yönünde dönmekte} \quad (165)$$

$\lambda_1$ in saat yönünde dönmesi durumu için  $T$ ,  $T^*$ 'ye ulaştığı zaman sıfır gerilim vektörü seçilerek  $\lambda_1$ 'in durması ve  $T$ 'nin boşalması sağlanır. Bu durum  $W_{sl} = -W_m < 0$  ile uygundur.  $T$ ,  $T^* - \Delta T$ 'ye ulaştığı zaman hızlandırma vektörlerinden birisi seçilir. Saatin aksi yönünde dönme için sıfır hızlandırma vektörleri seçilerek  $T^* \leq T \leq T^* + \Delta T$  sağlanmaya çalışılır [1819]. Takahashi ve Depenbrock tarafından geliştirilen bu yöntemle bir başka yaklaşım da Divan ve Habetler tarafından akı ve moment kontrolünde hızlandırma vektörlerinin aktif olarak kullanımı şeklinde yapılmıştır.



Şekil 30.  $W_{sl}$  adım değişikliğinde moment tepkesi.

Şekil 31'de gerilim vektörlerinin uygun seçimi için 2-çevrimli histerizes karşılaştırıcı görülmektedir. Histerizes çevrimlerin doyuma ulaşip-ulaşmamasına göre anahtarlama gerçekleşir. Histerizes çevrimlerine bağlı olarak moment ve akı hatalarına göre uygun anahtarlama durumu Şekil 31'de gösterilmektedir.



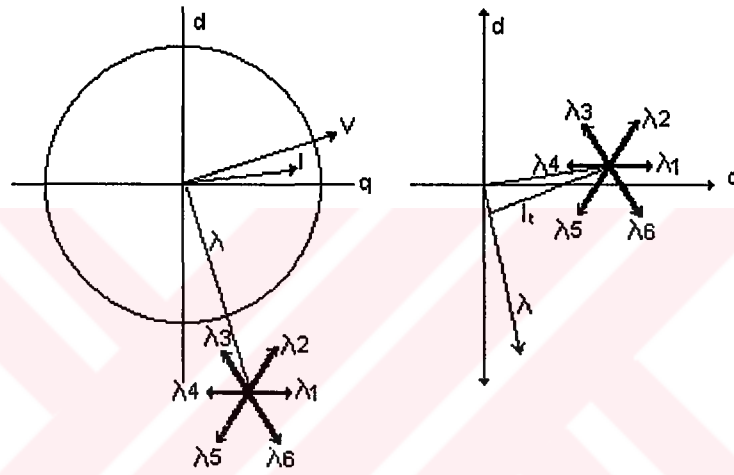
Şekil 31. Optimum anahtarlama tablosu ve histerizes karşılaştırıcılar.

## 2. 1. 4. Doğrudan Akı ve Moment Kontrolü

Şekil 28'deki vektör diyagramı kullanarak, Şekil 32'de gösterilen vektörel konum için bir kontrol stratejisi oluşturmak mümkündür. Şekil 32'deki akı



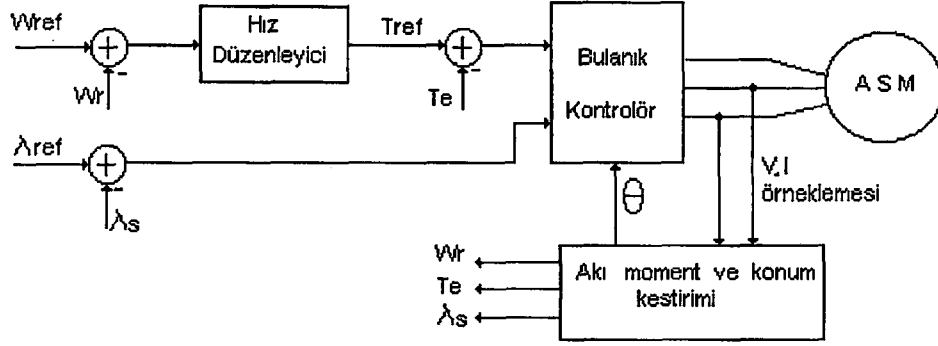
pozisyonuna göre; 5, 6, 1 akıyı artırırken 2, 3 ve 4 akıyı azaltacaktır. Benzer şekilde 6, 1, 2 durumları momenti artırırken 3, 4, 5 durumları momenti azaltacaktır. Akıda büyük bir artma, momentte küçük bir azalma için 6 durumu seçilir. Akıda küçük bir azalma ve momentte küçük bir artma için 1 durumu seçilir. Akıda küçük bir azalma ve momentte küçük bir artma için 2 durumu seçilir. Akıda büyük bir azalma ve momentte küçük bir azalma için 3 durumu seçilir. Akıda küçük bir artma ve momentte büyük bir azalma için 4 durumu seçilir. Akıda küçük bir artma ve momentte küçük bir azalma için 5 durumu seçilir. Momentte küçük bir azalma ve akının sabit tutulması için sıfır durumu seçilir [24].



Şekil 32. Doğrudan moment ve akı kontrolü için vektörel diyagramın gösterimi.

## 2. 2. Bulanık Kontrolör Sistem

Şekil 37'de tasarlanacak olan sistemin blok diyagramı gösterilmektedir. Sistemde moment ve akının anlık değerleri motor giriş büyüklüklerinden hesaplanmaktadır. Moment ve akı hesaplamalarından edinilen bilgiler akı vektörü pozisyonuna göre anahtarlama durumunun seçiminde kullanılacaktır. Hata oranının çok büyük ve çok küçük olmasının meydana getirdiği doğrusal olmayan (non-lineer) şekildeki değişimin kompanse edilmesi çok güçtür. Çok büyük ve çok küçük ifadelerinin göreceli kavramlar olması bulanık mantık kullanımı için doğal bir avantaj sağlar. Bu avantajın kullanılması geleneksel kontrol yöntemlerinin kullanımına göre çok daha verimli sonuçlar üretmektedir [15,16, 24].



Şekil 37. Bulanık mantık kontrolörlü asenkron makina sürücü sistemi.

### 2.2.1. Bulanık Kontrolörlü Doğrudan Kendini Kontrol

Bu bölümde asenkron motor "Doğrudan Kendini Kontrol Yöntemi" için bulanık kontrolörlü sistem geliştirilecektir (şekil 37). Bulanık kontrolör üç bulanık durum değişkeni ve bir kontrol değişkeni olacak şekilde tasarlanacaktır. Her bir bulanık değişken minimum sayıda kural ile maksimum kontrolü sağlamak amacıyla bulanık alt-kümelere ayrılmıştır.

Birinci bulanık değişken, stator akısı referans değeri ile hesaplanan değer arasındaki fark olan stator akı hatasıdır ( $E_\lambda$ ). Akı hatası evrensel kümesinde 3 bulanık alt-kümeye ayrılmıştır. Pozitif akı hatası,  $PE_\lambda$ ; sıfır akı hatası,  $SE_\lambda$ ; negatif akı hatası,  $NE_\lambda$ . Üyelik fonksiyonu değişimi şekil 38 (a)'da gösterilmektedir.

$$E_\lambda = \lambda_{ref} - |\lambda_s| \quad (166)$$

$$\lambda_{qs} = \int (V_{qs} - i_{qs} \cdot R_s) \cdot dt \quad (167)$$

$$\lambda_{ds} = \int (V_{ds} - i_{ds} \cdot R_s) \cdot dt \quad (168)$$

$$\lambda_s = \sqrt{\lambda_{qs}^2 + \lambda_{ds}^2} \quad (169)$$

İkinci bulanık değişken, referans moment değeri ile hesaplanan moment değeri arasındaki fark olan moment hatasıdır ( $E_{te}$ ). Moment hatası evrensel kümesinde 5 bulanık alt kümeye ayrılmıştır. Pozitif büyük moment hatası,  $PB_{te}$ ; pozitif küçük moment hatası,  $PK_{te}$ ; sıfır moment hatası,  $SH_{te}$ ; negatif küçük moment hatası,  $NK_{te}$ ; negatif büyük moment hatası,  $NB_{te}$ . Üyelik fonksiyonu değişimi şekil 38 (b)'de gösterilmektedir.

$$E_{te} = T_{e_{ref}} - T_e \quad (170)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot (i_{qs} \cdot \lambda_{ds} - i_{ds} \cdot \lambda_{qs}) \quad (171)$$

Üçüncü bulanık değişken, stator akısı ile referans eksen arasındaki açıdır.

$$\theta = -\arctan(\lambda_{ds} / \lambda_{qs}) \quad (172)$$

Bu bulanık değişken evrensel kümesinde 12-bulanık alt kümeye ( $\theta_1, \dots, \theta_{12}$ ) ayrılmıştır. Üyelik fonksiyonu değişimi şekil 38 (c)'de gösterilmektedir.

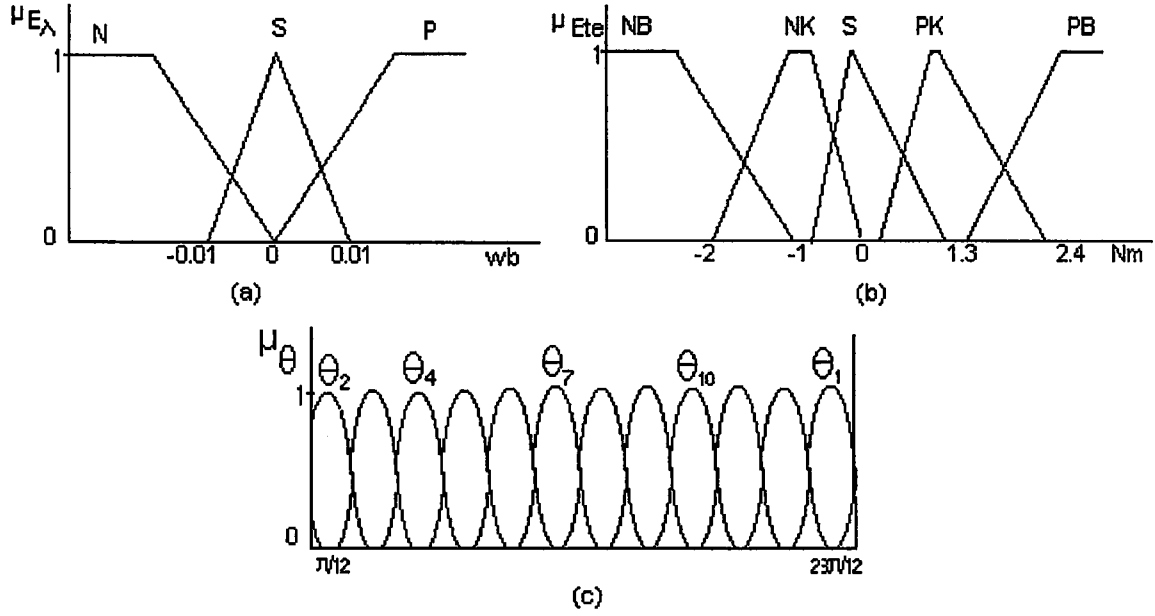
Kontrol değişkeni olarak evirici anahtarlama durumu (n) alınmıştır. Anahtarlama durumları kesin değerler olduğundan bulanık üyelik dağılımına gerek duyulmamıştır.

Üyelik fonksiyonlarının seçimi tamamen keyfi olarak (üçgen, sinüs, yamuk vb.) yapılmaktadır. Uygun üyelik fonksiyonunun belirlenmesine yönelik bir yöntem olmamakla beraber seçilen fonksiyon kontrol üzerinde oldukça etkilidir. Kararlılığın sağlanması bakımından üyelik fonksiyonunun bazı bölümlerinde iki-seviyeli mantığa dönülebilir. Bulanık kümelerin değerlerini belirlemek için bulanık değişkenlerin değer aralıkları elde edilmelidir. Bulanık değişkenlerin değer aralıklarının farklı olması, değişkenlerin bulanık küme değerlerinin de birbirinden farklı olmasını sağlar. Tüm bulanık değişkenlerin benzer aralıkta olması aynı aralıktaki farklı evrensel kümelerin benzer bulanık kümeyi belirlemesine neden olabilir.

Kontrol işlevini belirlemek için akı hatası, moment hatası ve açı evrenlerindeki  $E_\lambda$ ,  $E_{te}$  ve  $\theta$  bulanık değişkenleri arasındaki genel bir ilişki aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\text{Eğer } E_\lambda \rightarrow A_i \text{ ise (Eğer } E_{te} \rightarrow B_i \text{ ise (Eğer } \theta \rightarrow C_i \text{ ise } n=N_i)) \quad (173)$$

Yukarıdaki ifade kısaca,



Şekil 38. Akı hatası, moment hatası ve akı konumu için üyelik fonksiyonları değişimi.

$$\text{Eğer } A_{i_{E_\lambda}}, B_{i_{E_{te}}} \text{ ve } C_{i_{E_\theta}} \text{ ise } n = N_i \quad (174)$$

şeklinde yazılabilir. Bu anlatımları bulanık kümelerin kartezyen çarpımları ile açıklamak mümkündür.

$$R = A_{i_{E_\lambda}} \times B_{i_{E_{te}}} \times C_{i_{E_\theta}} \quad (175)$$

Şekil 39'da verilen kontrol kuralları tablosu dikkate alınarak, örneğin  $\theta_2$  konumu için,

Kural 1 : Eğer  $E_\lambda \rightarrow P$  ve  $E_{te} \rightarrow PB$  ise  $n=2$ , değilse

Kural 2 : Eğer  $E_\lambda \rightarrow S$  ve  $E_{te} \rightarrow PB$  ise  $n=2$ , değilse

.....

.....

Kural 15 : Eğer  $E_\lambda \rightarrow N$  ve  $E_{te} \rightarrow NB$  ise  $n=5$

dilbilimsel kuralları yazılabilir. Yukarıda yazılan her bir kural bulanık kümelerin kartezyen çarpımından bir R ilişkisini göstermektedir. Bulanık ilişki R için her bir

| $\theta_1$            |   |   |   | $\theta_2$            |   |   |   | $\theta_3$            |   |   |   | $\theta_4$            |   |   |   |
|-----------------------|---|---|---|-----------------------|---|---|---|-----------------------|---|---|---|-----------------------|---|---|---|
| $E_{te}, E_{\lambda}$ | P | S | N | $E_{te}, E_{\lambda}$ | P | S | N | $E_{te}, E_{\lambda}$ | P | S | N | $E_{te}, E_{\lambda}$ | P | S | N |
| PB                    | 1 | 2 | 2 | PB                    | 2 | 3 | 3 | PB                    | 2 | 3 | 3 | PB                    | 3 | 3 | 4 |
| PK                    | 1 | 2 | 3 | PK                    | 2 | 3 | 3 | PK                    | 2 | 3 | 4 | PK                    | 3 | 4 | 4 |
| SH                    | 0 | 0 | 0 | SH                    | 0 | 0 | 0 | SH                    | 0 | 0 | 0 | SH                    | 0 | 0 | 0 |
| NK                    | 6 | 0 | 4 | NK                    | 6 | 0 | 5 | NK                    | 1 | 0 | 5 | NK                    | 1 | 0 | 6 |
| NB                    | 6 | 5 | 5 | NB                    | 6 | 6 | 5 | NB                    | 1 | 6 | 6 | NB                    | 1 | 1 | 6 |

| $\theta_5$            |   |   |   | $\theta_6$            |   |   |   | $\theta_7$            |   |   |   | $\theta_8$            |   |   |   |
|-----------------------|---|---|---|-----------------------|---|---|---|-----------------------|---|---|---|-----------------------|---|---|---|
| $E_{te}, E_{\lambda}$ | P | S | N | $E_{te}, E_{\lambda}$ | P | S | N | $E_{te}, E_{\lambda}$ | P | S | N | $E_{te}, E_{\lambda}$ | P | S | N |
| PB                    | 3 | 4 | 4 | PB                    | 4 | 4 | 5 | PB                    | 4 | 5 | 5 | PB                    | 5 | 5 | 6 |
| PK                    | 3 | 4 | 5 | PK                    | 4 | 5 | 5 | PK                    | 4 | 5 | 6 | PK                    | 5 | 5 | 6 |
| SH                    | 0 | 0 | 0 | SH                    | 0 | 0 | 0 | SH                    | 0 | 0 | 0 | SH                    | 0 | 0 | 0 |
| NK                    | 2 | 0 | 6 | NK                    | 2 | 0 | 1 | NK                    | 3 | 0 | 1 | NK                    | 3 | 0 | 2 |
| NB                    | 2 | 1 | 1 | NB                    | 2 | 2 | 1 | NB                    | 3 | 2 | 2 | NB                    | 3 | 3 | 2 |

| $\theta_9$            |   |   |   | $\theta_{10}$         |   |   |   | $\theta_{11}$         |   |   |   | $\theta_{12}$         |   |   |   |
|-----------------------|---|---|---|-----------------------|---|---|---|-----------------------|---|---|---|-----------------------|---|---|---|
| $E_{te}, E_{\lambda}$ | P | S | N | $E_{te}, E_{\lambda}$ | P | S | N | $E_{te}, E_{\lambda}$ | P | S | N | $E_{te}, E_{\lambda}$ | P | S | N |
| PB                    | 5 | 6 | 6 | PB                    | 6 | 6 | 1 | PB                    | 6 | 1 | 1 | PB                    | 1 | 1 | 2 |
| PK                    | 5 | 6 | 1 | PK                    | 6 | 1 | 1 | PK                    | 6 | 1 | 2 | PK                    | 1 | 2 | 2 |
| SH                    | 0 | 0 | 0 | SH                    | 0 | 0 | 0 | SH                    | 0 | 0 | 0 | SH                    | 0 | 0 | 0 |
| NK                    | 4 | 0 | 2 | NK                    | 4 | 0 | 3 | NK                    | 5 | 0 | 3 | NK                    | 5 | 0 | 4 |
| NB                    | 4 | 3 | 3 | NB                    | 4 | 4 | 3 | NB                    | 5 | 4 | 4 | NB                    | 5 | 5 | 4 |

Şekil 39. Asenkron makina bulanık mantık kontrolörlü doğrudan kendini kontrol için kuralları.

bulanık kural deyimi ve kümelerin üyelik dereceleri kullanılarak aşağıdaki belirlemeler yapılabilir.

$$\text{Kural 1 : } R_1 = P_{E_{\lambda}} \times PB_{E_{te}} \times \theta_2$$

$$\mu_{R_1}(E_{\lambda}, E_{te}, \theta_2) = \min(\mu_p(E_{\lambda}), \mu_{PB}(E_{te}), \mu_{\theta_2}(\theta))$$

$$\text{Kural 2 : } R_2 = S_{E_{\lambda}} \times PB_{E_{te}} \times \theta_2$$

$$\mu_{R_2}(E_{\lambda}, E_{te}, \theta_2) = \min(\mu_s(E_{\lambda}), \mu_{PB}(E_{te}), \mu_{\theta_2}(\theta))$$

.....

$$\text{Kural 15 : } R_{15} = N_{E_\lambda} \times NB_{E_{te}} \times \theta_2$$

$$\mu_{R_{15}}(E_\lambda, E_{te}, \theta_2) = \min(\mu_N(E_\lambda), \mu_{NB}(E_{te}), \mu_{\theta_2}(\theta))$$

Kuralların birleşimi olarak genel ilişki yazılırsa,

$$R = R_1 + R_2 + \dots + R_{15} \quad (176)$$

$$\mu_R(E_\lambda, E_{te}, \theta_2) = \min[\mu_{R_1}(E_\lambda, E_{te}, \theta_2), \mu_{R_2}(E_\lambda, E_{te}, \theta_2), \dots, \mu_{R_{15}}(E_\lambda, E_{te}, \theta_2)] \quad (177)$$

elde edilir. Sonuç kontrol işlevine sonucun birleşim kuralı uygulanarak karar verilir.

$$\mu_N(n) = \max\{\min\{\mu_1(E_\lambda), \mu_1(E_{te}), \mu_1(\theta_2), \mu_{R_1}(E_\lambda, E_{te}, \theta)\}, \dots, \mu_{R_{15}}(E_\lambda, E_{te}, \theta)\} \quad (178)$$

Burada çıkışlar kesin olduğu için çıkışın belirlenmesi maksimum olasılık dağılımına göre yapılmaktadır. Bundan dolayı,

$$\mu_{N_{out}}(n) = \max_{N=1}^7(\mu_N(n)) \quad (179)$$

olacaktır. Böylece çıkış anahtarlama durumunu  $N_{out}$  verecektir.

### 2.3. Verimliliği Artırmak için Akı Kontrolunun Yeniden Sağlanması

Anlık kayma açışal frekansının kontrolü ile moment kontrolü başarılı bir şekilde elde edilebilir, oysa akının genliği alan zayıflama bölgesinde çalışıyormuş gibi kontrol edilerek verimliliği artırmak mümkündür. Alan zayıflama bölgesinde, yeterli moment veya hızlı moment tepkisi, akıdaki artmaya yönelik tepkenin yavaş olmasından dolayı elde edilemez. Diğer bir deyişle, sürekli çalışma durumunda, özellikle aşırı yüklenmelerde, maksimum verim düşük bir akı seviyesinde elde edilir. Bu durumda, maksimum verimi elde etmek için akı seviyesi, moment referans değeriyle uygun olarak ayarlanır.

Asenkron motorun toplam kayıp ifadesini aşağıdaki gibi yazmak mümkündür:

$$P_{kayıp} = R_s \cdot i_s^2 + R_r \cdot i_r^2 + R_i \cdot I_0^2 \quad (180)$$

$R_i$  : Demir kayıplarına eşdeğer direnç,

$I_0$  : magnetik akım vektörü

$$i_0 = i_s + (M/L_s) \cdot i_r \quad (181)$$

Kayıp denklemini  $I_0$  ve  $I_r$  akımlarına göre tekrar yazılırsa,

$$P_{kayıp} = (R_s + R_r) \cdot I_r^2 + (R_s + R_i) \cdot I_0^2 + 2 \cdot R_s \cdot I_0 \cdot I_r \cdot \cos \beta \quad (182)$$

$\beta$  :  $I_0$  ve  $I_r$  akımları arasındaki faz farkıdır.

Bu durumda motor momenti  $\beta$  ile ilişkili olarak aşağıdaki gibi yazılabilir,

$$T = L_s \cdot I_0 \cdot I_r \cdot \sin \beta \quad (183)$$

Kaçak reaktansa karşılık gelen gerilim düşümü  $w \cdot (L_s/M)^2 \cdot \ell \cdot I_r$ ,  $w \cdot L_s \cdot I_0 \cdot \cos \beta$ 'ya eşit olacağından aşağıdaki bağıntı elde edilir [18].

$$I_r = \frac{L_s}{(L_s/M)^2 \cdot \ell} \cdot I_0 \cdot \cos \beta \quad (184)$$

Bu durumda kayıplar için,

$$P_{kayıp} = \frac{2 \cdot (L_s/M)^2 \cdot \ell \cdot T}{L_s^2} \cdot \left( \frac{A \cdot \cos^2 \beta + B}{\sin \beta} \right) \quad (185)$$

Burada,

$$A = \frac{L_s}{(L_s/M)^2 \cdot \ell} \cdot [L_s \cdot (R_s + R_r) / (L_s/M)^2 \cdot \ell + 2 \cdot R_s] \quad (186)$$

$$B = R_s + R_i \quad (187)$$

Toplam kayıp ifadesi (185),  $\beta = \arctan \sqrt{(A+B)/B}$  'de minimumdur.  $\beta$  ifadesi, (183) ve (184) denklemlerinde yerine yazılırsa,

$$T = \frac{\sqrt{AB+B^2}}{(L_s/M)^2 \cdot \ell (A+2B)} \cdot |\lambda_s|^2 \quad (188)$$

elde edilir. (188) ifadesi, B teriminde  $R_i$  içerdiğinden dolayı açısız kayma frekansının bir fonksiyonudur. Bu durumda akı referans değeri  $\lambda_{ref}$ , (188) denklemindeki moment ifadesinden hesaplanabilir.

### **3. BULGULAR**

Tasarlanan bulanık mantık kontrolörlü doğrudan kendini kontrol yönteminde anlık olası en büyük tepkeyi verebilecek gerilim vektörleri akı hatasına , moment hatasına ve akı konumuna bağlı olarak uygun şekilde seçilerek başarılı sonuçlar elde edildi. Bulanık mantık kontrolde kullanılan üyelik fonksiyonlarının kontrol üzerinde oldukça etkili olduğu gözlemlendi. Motorun kalkma anındaki yavaş tepkesini karşılayabilecek şekilde gerekli olan doğrusal olmayan kontrol giriş işaretlerinin üretilbileceği görüldü.

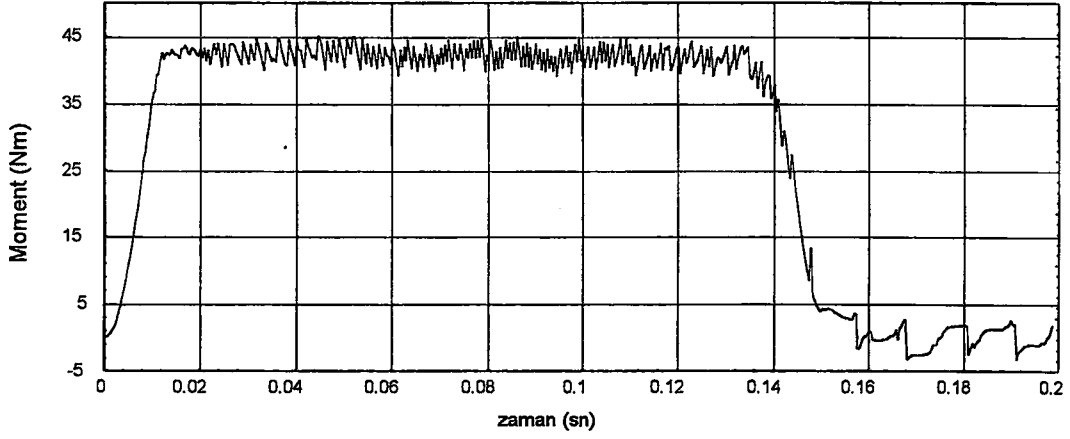
#### **3.1. Verimliliğin Arttırılmasına Yönelik Akı - Moment Kontrolunun Sağlanması Önceki Durum**

Bulanık mantık kullanılarak yapılan kontrolde sistem moment tepkesinin vektör kontrol yöntemlerinden (stator akısı yönlendirmeli) daha hızlı olduğu (şekil 40. a, b) görüldü. Başlangıçta stator akısındaki artma hızının , momentteki artma hızından çok daha yüksek olduğu (şekil 41. a, b) gözlemlendi. Referans değişimleri oldukça hızlı ve doğru bir şekilde izlenerek (şekil 42 ) başarılı sonuçlar elde edildi. Sürekli çalışma durumunda akının neredeyse dairesel bir yol izlediği (şekil 43) görüldü. Stator akımının değişimi ise şekil 44 ' de görüldüğü gibi yaklaşık olarak sinüsoidaldir. Uygun gerilim vektörleri talep edilen akı ve momente göre seçilerek (şekil 45) en hızlı moment tepkesi sağlanmış ve akı kontrolü yapılmış oldu. Bu şekilde gereksiz evirici anahtarlama ortadan kaldırılarak , anahtarlama frekansı azaltıldı.

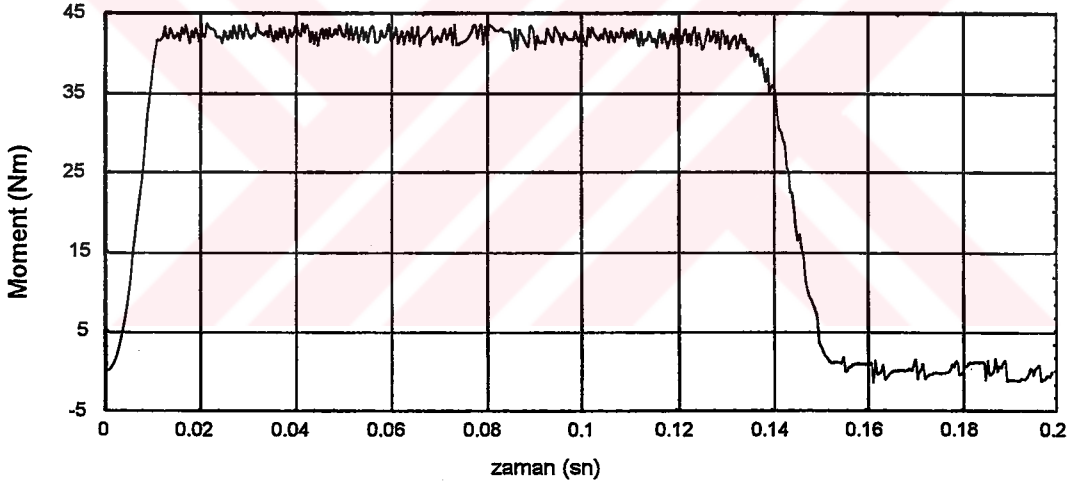
#### **3.2. Verimliliğin Arttırılmasına Yönelik Akı - Moment Kontrolunun Sağlanması Durumu**

Minimum kayıplı sürecin gerçekleşmesi için toplam kayıplardan hareketle bir asenkron motor sabit parametrelili kayıp modeli oluşturularak özellikle aşırı yüklerde verimliliği arttırmak ve en hızlı moment tepkesini elde edebilmek için akı seviyesi moment ile otomatik olarak ayarlandı. Böylece aşırı yüklerde elde edilemeyen veya yeterince hızlı olmayan moment tepkesi akı seviyesinin ayarlanması ile elde edilmiş (şekil 46 a,b) oldu.





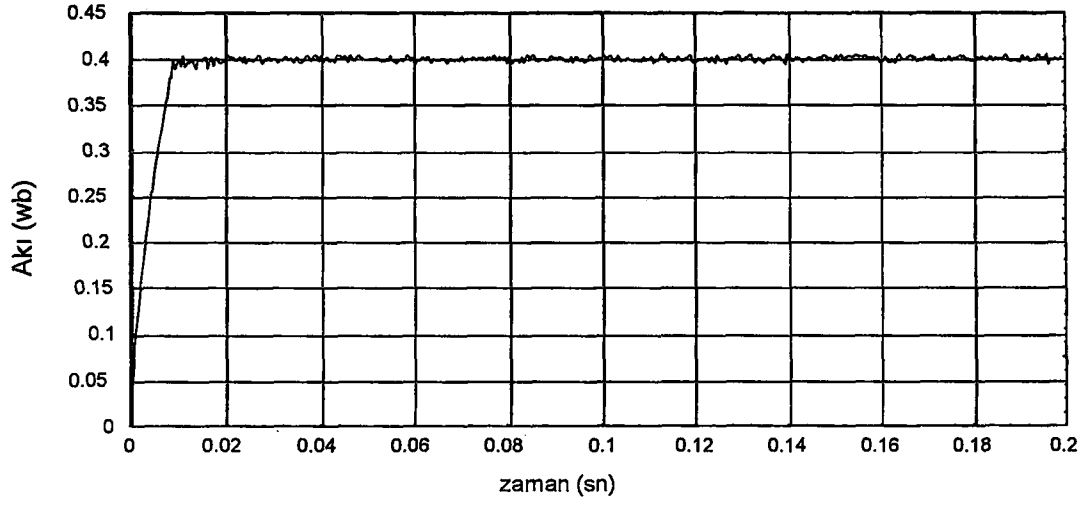
(a)



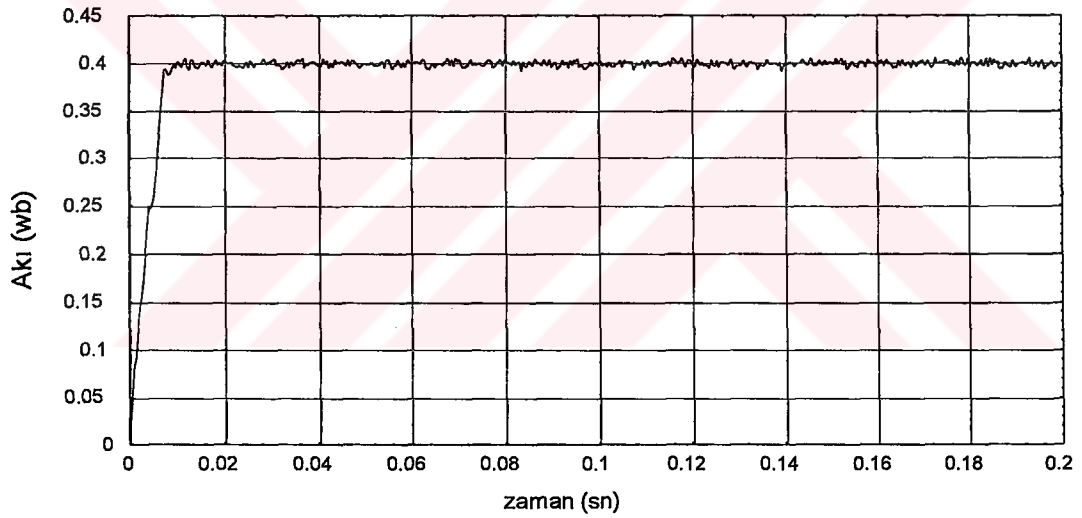
(b)

Şekil 40. (a) Stator akısı yönlendirmeli vektör kontrol yönteminde moment tepkesi.

(b) Bulanık mantık kontrollü moment vektör kontrol yönteminde moment tepkesi.



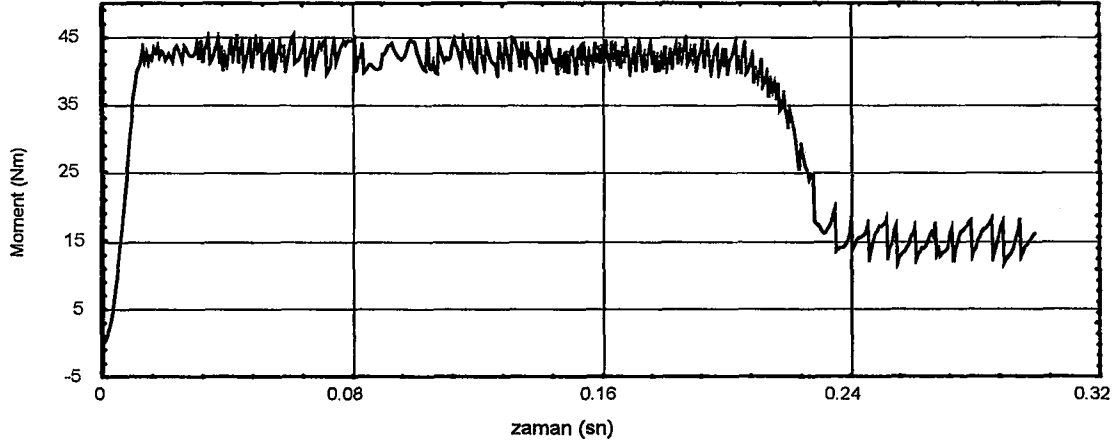
(a)



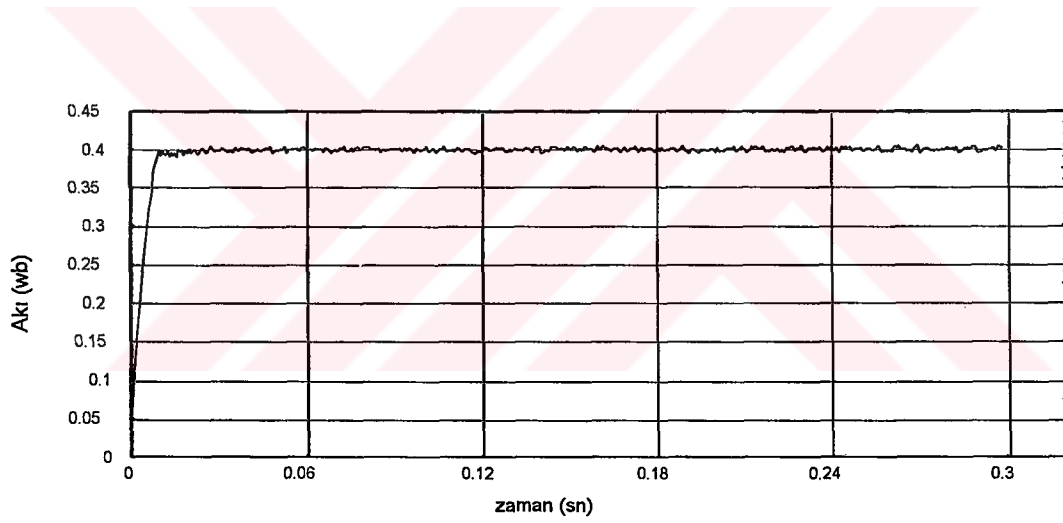
(b)

Şekil 41. (a) Stator akısı yönlendirmeli vektör kontrol yönteminde stator akısı değişimi.

(b) Bulanık mantık kontrollü moment vektör kontrol yönteminde stator akısı değişimi.



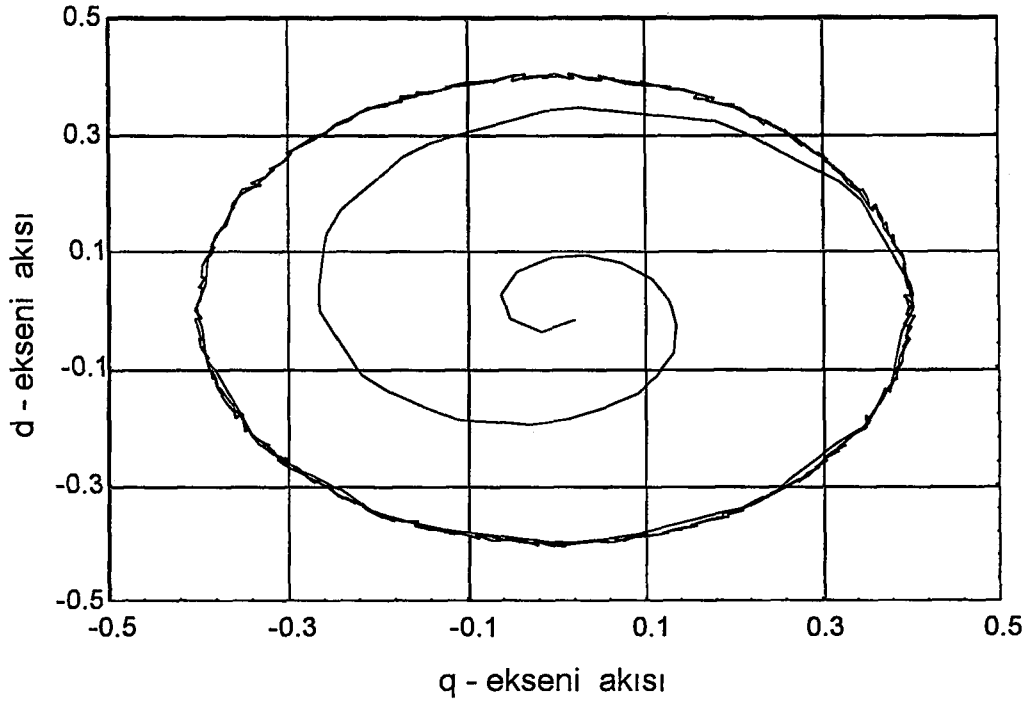
(a)



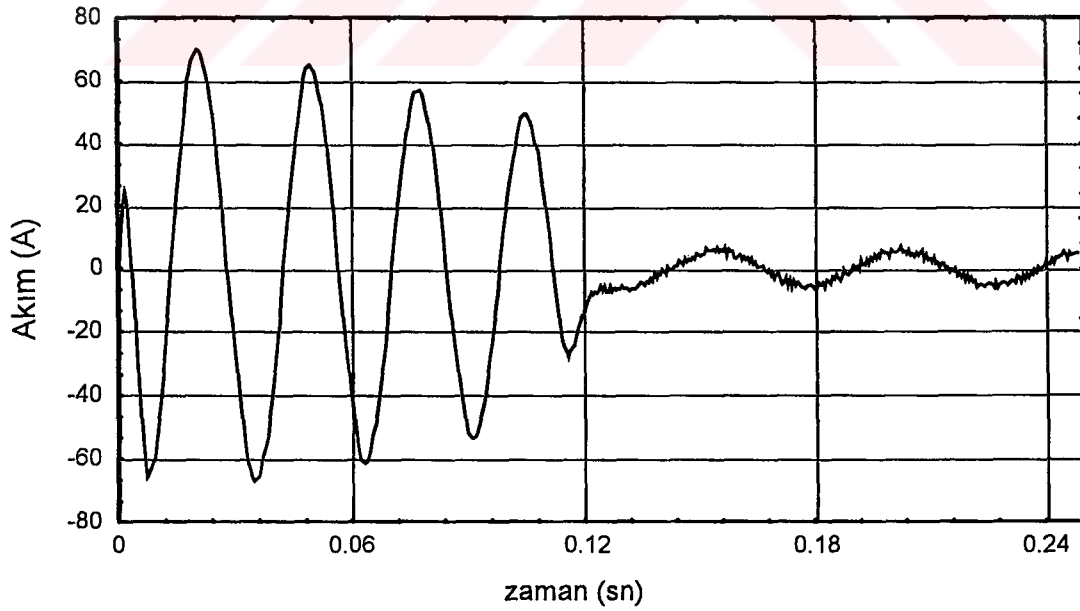
(b)

Şekil 42 (a) Moment referans değişiminin bulanık mantık kontrolörlü moment vektör kontrol yöntemi ile izlenmesi.

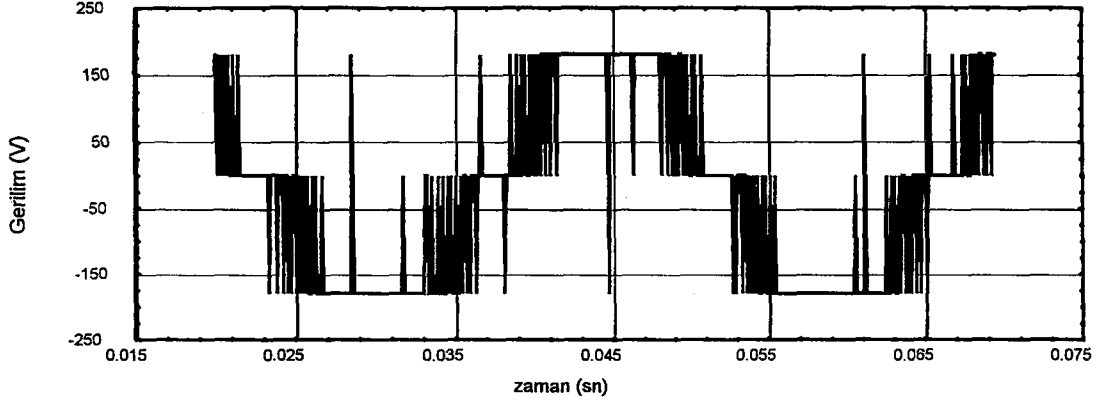
(b) Stator akısı değişimi.



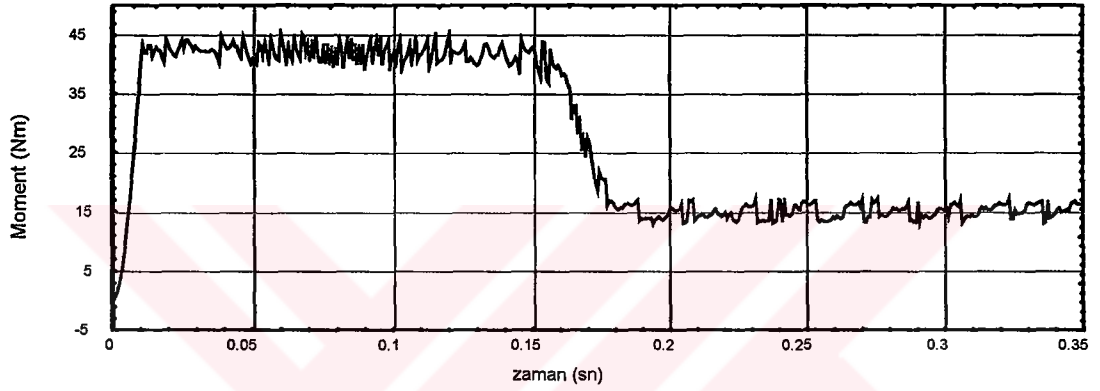
Şekil 43. Sürekli çalışma durumuna kadar stator akısının izlediği yol.



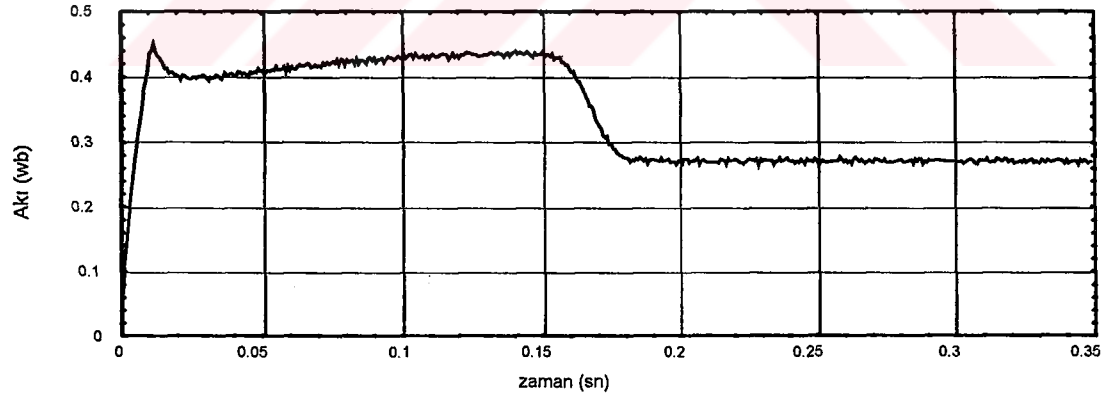
Şekil 44. Stator akımının değişimi.



Şekil 45. Statora uygulanan gerilimin zamanla değişimi.



(a)



(b)

Şekil 46. (a) Verimliliği arttırmak için önerilen modelde momentin değişimi.

(b) Verimliliği arttırmak için önerilen modelde stator akısının değişimi.

#### 4. İRDELEME

Bu çalışmada asenkron motor akı ve monet kontroluna bulanık mantık kontrolörlü doğrudan kendini kontrol yaklaşımı yapılarak minimum kayıplı süreç geliştirilmeye çalışılmıştır.

Kontrol stator büyüklükleri üzerinden yapılmaktadır. Bu ise kontrolde oldukça etkin olan ve kompanzasyonu zor olan rotor parametre değişimlerinin etkinliğini ortadan kaldırmaktadır. Kontrol değişkenleri doğrudan stator büyüklüklerinden hesaplanmaktadır. Motor hızının belirlenmesinde yüksek performans istenen yerlerde hız duyargası kullanılabileceği gibi daha düşük performans istenen sistemlerde hız duyargasız algoritmalara başvurulabilir.

Uygun üyelik fonksiyonunun belirlenmesi, kontrol performansını oldukça etkilemektedir. Seçilen üyelik fonksiyonunda kararlılığın sağlanması ve evirici frekansının azaltılması bakımından bazı yerlerde iki seviyeli mantığa dönülebilir. Moment ve akıya ilişkin üyelik fonksiyonlarındaki hata aralıklarının farklı olması aynı hata değeri için aynı bulanık altkümenin belirlenmesini önleyecektir. Bu ise kontrolün daha etkin olmasını sağlayacaktır. Doğrusal olmayan taleplere bulanık mantık kontrolör doğrusal olmayan girişleri üreterek oldukça iyi tepkeler verebilmektedir.

Kural sayısının fazla olmasının bir zaman kısıtlaması problemini meydana getirebileceği düşünülerek benzetim programında 180 adet kural yeterli görülmüştür. Donanımsal olarak uygulama aşamasında sistem performansına göre kural sayısı, üyelik fonksiyonları, akı pozisyon bölgeleri yeniden belirlenebilir.

Evirici anahtarlama durumunun belirlenmesinde histerizes çevrimi yerine doğrudan gerilim vektörlerinin seçilmesi evirici anahtarlama frekansını düşürmektedir.

Minimum kayıplı sürecin gerçekleştirilmesi için bir kayıp modeli oluşturularak özellikle aşırı yüklerde karşılanamayan moment tepkisi, moment - akı bağıntısının oluşturulması ile akı seviyesinin, talep edilen momentle uygun olarak ayarlanarak yeterli hale getirilmiştir. Motor kayıp modelinin oluşturulmasında literatürde sözü edilen diğer yaklaşımlar da göz önüne alınabilir. Daha etkin bir kontrol için stator direnç kestirimi yapılabilir. Stator direncindeki değişimleri kompanze edebilmek amacıyla bulanık direnç kestirimi yapılmasında , moment ve akının bir fonksiyonu olmasından ve diğer parametrelerdeki değişimden etkilenmemesinden dolayı stator akımı kullanılabilir. Fakat bulanık direnç kestiriminde düşük seviyelerdeki moment değerlerine dikkat etmek gerekmektedir.



## 5. SONUÇLAR

1. Bu çalışmada, uygun bulanık değişkenler ve üyelik fonksiyonları belirlenerek bulanık kontrol algoritması geliştirilip, belirlenen kurallar doğrultusunda bulanık mantık kontrolörlü doğrudan kendini kontrol yöntemi benzetim sonuçları elde edildi.

2. Bulanık mantık teorisi üzerinde ayrıntılı durularak bulanık küme teorisinin klasik mantıktan daha esnek olduğu görüldü; deneyim ve bilgi ile elde edilen veriler doğrultusunda kurallar oluşturuldu.

3. Asenkron motor dinamik kontrol yöntemlerinden vektör kontrolü üzerinde ayrıntılı durularak doğrudan kendini kontrol yöntemi için altyapı oluşturuldu.

4. Tüm hesaplamaların stator büyüklüklerine göre yapılabirirliği gösterilerek , dinamik kontrolde etkin olan rotor parametrelerinin etkisi ortadan kaldırıldı.

5. Sistemin referans moment ve akı değerlerini yeterli doğrulukta ve hızda izlediği görüldü.

6. Aşırı yüklenmelerde meydana gelen moment tepkesinin azalması problemi sabit parametrelili kayıp modeli geliştirilerek akının moment ifadesine bağlanması şeklinde düzenlendi. Stator akısının neredeyse dairesel bir yol izlediği, stator akımının sinusoidal bir şekilde değiştiği benzetim sonuçlarından elde edildi.

7. Çok büyük güçlü ve yüksek hızlı uygulamalar için elverişli olan bu sistem diğer vektör kontrol yöntemleri arasında " Moment Vektör Kontrol Yöntemi " olarak yerini almaktadır.



## 6. ÖNERİLER

Hız duyargası kullanmadan hızın tesbit edilmesine yönelik olarak "Model Referans Adaptif Sistemler" kullanılabilir.

Bulanık mantık kontrolde üyelik fonksiyonlarının belirlenmesinde "Yapay Sinir Ağları" kullanılarak daha etkin bir kontrol algoritması geliştirilebilir. Bulanık mantık ve yapay sinir ağları bu şekilde birleştirilebilir.

Evirici sistemi (0,1,-1) anahtarlama durumlarını verebilecek şekilde düzenlenmesiyle daha uygun gerilim vektörleri geliştirilerek kontrol performansı artırılabilir.

Sadece evirici doğrultucu kısmı kullanılarak 'da' hat gerilimi ve akımları ölçülerek faz akımlarını, momentini ve hızı tespit etmek mümkündür. Ayrıca anlık moment kontrolü yerine ortalama moment kontrolü de yapılabilir.

Peryodik çalışma isteğine bağlı olarak evirici doluluk - periyot oranı doğrudan hesaplanabilecek şekilde bir algoritma geliştirilebilir. Böyle bir algorithmda moment ve akının bir anahtarlama periyodunda iki defa kontrolü sözkonusudur.

Optimum kontrol için akı seviyesinin belirlenmesinde magnetik doyma etkisinin de hesaba katılması kontrol performansını olumlu yönde etkileyecektir. Ayrıca verimliliği artırmak için başka kayıp modelleri de geliştirilebilir.

Stator akısını kontrol yerine hava aralığı akısı veya rotor akısını da kontrol etmek mümkündür. Hava aralığı akısı doğrudan ölçülebilir, fakat rotor akısının kestirimi daha zordur ve daha çok parametre bağımlıdır.

Bu çalışmada harmonik kayıplar ve eliminasyonu üzerinde yeterince durulamamıştır. Harmonik kayıpların azaltılması ve harmonik eliminasyon üzerinde ayrıntılı çalışmalar yapılabilir.

Çalışmaların bir sonraki adımı önerilen bu işlemlerin donanım birimleri kullanarak uygulaması olabilir.

## 7. KAYNAKLAR

1. Vas, P., Vector Control of Ac Machines, Second Edition, Oxford University Press, New York, 1990.
2. Gabriel, R., Leonhard W., Nordby, C. I., Field Oriented Control of Standart AC Motor Using Microprocessors, IEEE Transaction on Industry Applicatisons, 16,4, March/April 1980, 186-192.
3. Bose B., Sutherland H. A., A High Performance Pulsewidth Modulator for an Inverter Fed Drive System Using a Microcomputer, IEEE Transactions on Industry Applications, 19, 2, March/April 1983, 235-243.
4. Kuska A., Galler D., Control Means for Minimization of Losses in AC and DC Motor Drives, IEEE Transactions on Industry Applications, 19,6,July/August 1983, 561-570.
5. Krause P. C., Analysis of Electric Machinery, Second Edition, McGraw Hill Book Co., Singapore, 1987.
6. Krishnan R., Doran F. C., Study of Parameter Sensitivity on High Performance Inverter-Fed Induction Motor Drive Systems, IEEE Transactions on Industry Applications, 23, 4, July/August 1987, 623-635.
7. Wu Z. K., Strangas F. G., Feed Forward Field Oriented Control of an Induction Motor Using VSI and Standartized Single-Board Computers, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 35, 1, Feb. 1988, 75-82.
8. Schauder C., Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers, IEEE Transactions on Industry Applications, 28, 5, September/October 1992, 1054-1061.
9. Tungpimolrut K., Peny F. Z., Fukau T., Robust Vector Control of Induction Motor Without Using Stator and Rotor Circuit Time Constant, IEEE Transactions on Industry Applications, 30, 5, September/October 1994, 1241-1246.
10. Tazima H., Hori Y., Speed Sensorless Field Oriented Control of the Induction Machine, IEEE Transactions on Industry Applications, 29, 1, January/February 1993, 175-180.
11. Wu B., Sleman G. R., Dewan S. B., PWM CSI Induction Motor Drive with Phase Angle Control, IEEE Transactions on Industry Applications, 27, 5, September/October 1991.
12. Xu L., Chang W., Torque and Reactive Power Control of a Doubly Fed Induction Machine by Position Sensorless Scheme, IEEE Transactions on Industry Applications, 31, 3, May/June 1995, 636-642.

13. Zhao Z. Y., Tomizulca M., Isaka S., Fuzzy Gain Scheduling of PID Controllers, IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, 23, 5, September/October 1993, 1392-1398.
14. Van der Wal A. J., Application of Fuzzy Logic Control in Industry, Fuzzy Sets and Systems, 74, (1995), 33-41.
15. Habetler T. G., Profuma F., Pastorelli M., Tolbert L. M., Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation, IEEE Transactions on Industry Applications, 28, 5, September/October 1992, 1045-1053.
16. Habetler T. G., Divan D. M., Control Strategies for Direct Torque Control Using Discret Pulse Modulation, IEEE Transactions on Industry Applications, 27, 5, September/October 1991, 893-90.
17. Xue Y., Xu X., Habetler T. G., Divan D. M., A Stator Flux Oriented Voltage Source Variable Speed Drive Based on Dc Link Measurement, IEEE Transactions on Industry Applications, 27, 5, September/October 1991, 962-969.
18. Takahashi I., Noguchi T., A New Quick Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor, IEEE Transactions on Industry Applications, 22, 5, September/October 1986, 820-827.
19. Takahashi I., Ohmori Y., High Performans Direct Torque Control of an Induction Motor, IEEE Transactions on Industry Applications, 25, 2, March/April 1989, 257-264.
20. Depenbrock M., Direct Self Control (DSC) of Inverter Fed Induction Machine, IEEE Transactions on Power Electronics, 3, 4, October 1988, 420-429.
21. Sepe R.B., Lang I.H., Implementation of Discrete Time Field Oriented Current Control, IEEE Transactions on Industry Applications, 30, 3, May/June 1994, 723-728.
22. Liaw C. M., Lin F. J., Position Control with Fuzzy Adaptation for Induction Servomotor Drive, IEEE Proceedings-Electronics Power Applications, 142, 6, November 1995, 397-404.
23. King P. J., Mamdani E. H., The Application of Fuzzy Control Systems to Industrial Processes, Automatica, 13, Pergamon Press, 1977, 235-242.
24. Mir S. A., Zinger D. S., Elbuluk M. E., Fuzzy Controller for Inverter Fed Induction Machines, IEEE Transactions on Industry Applications, 30,1, January/February 1994, 78-84.
25. Mir S. A., Elbuluk M. E., Zinger D. S., Fuzzy Implementation of Direct Self Control of Induction Machines, IEEE Transactions on Industry Applications, 30, 3, May/June 1994, 893-901.

26. Mizumoto M., Realization of PID Control by Fuzzy Control Methods, Fuzzy Sets and Systems, 70, (1995), 171-182.
27. Suyitno A., Fujikawa J., Kobayashi H., Dote Y., Variable Structured Robust Controller by Fuzzy Logic for Servomotors, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 40, 1, February 1993, 80-88.
28. Tang Y., Xu L., Vector Control and Fuzzy Logic Control of Doubly Fed Variable Speed Drives with DSP Implementation, IEEE Transactions on Energy Conversion, 10, 4, December 1995, 661-668.
29. Blaschke F., The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed Loop Control System for Rotating-Field Machines, Siemens Review, 34,5, May 1972, 217-220.
30. Bose B., Power Electronics and AC Drives., Second Edition, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1986.
31. Bader U., Depenbrock M., Gierse G., Direct Self Control (DSC) of Inverter Fed Induction Machine: A Basis for Speed Control without Speed Measurement, IEEE Transactions on Industry Applications, 28, 3, May/June 1992, 581-588.
32. Ito T., Yamaguchi T., Veda R., Mochizuki T., Tokata S., Analysis of Field Orientation Control CSI Drive Induction Motor System, IEEE Transactions on Industry Applications, 19, 2, March/April 1983, 206-210.
33. Kaya I., Vektör Kontrollu Asenkron Motor Sürücü Düzeneklerinin Analizi ve Optimizasyonu, Yüksek Lisans Tezi, K.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 1990.
34. Zadeh L. A., Outline of A New Approach to the Analysis of Complete Systems and Decision Processes, IEEE Transactions on System, Man and Cybernetics, 3, 1, January 1973, 28-44.
35. Klim G. J., Folger T. A., Fuzzy Sets, Uncertainty and Information, Second Edition, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1988.
36. Lee C. C., Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller-Part I, IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, 20, 2, March/April 1990, 404-418.
37. Lee C. C., Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller-Part II, IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, 20, 2, March/April 1990, 419-435.
38. Kung Y. S., Liaw C. M., A Fuzzy Logic Controller for Improving a Linear Model Following Controller for Motor Drives, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2, 3, August 1994, 194-202.

39. Schauder C.D., Chao F.H., Roberts M.T., High Performance Torque Controlled Induction Motor Drives, IEEE Transactions on Industry Applications, 19, 3, May/June 1983, 349-355.
40. Kwok D. P., Wang P., Li C. K., A Combined Fuzzy and Classical PID Controller, Microprocessing and Microprogramming, 32, 1991, 701-708.
41. Sugeno M., Industrial Applications of Fuzzy Control, Elsevier Science Publishers B. V., 1985.
42. Tzafestas S., Papanikolopoulos M., Incremental Fuzzy Expert PID Control, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 17, 5, October 1990, 365-371.
43. Akın E., Stator Akısı Üzerinden Asenkron Motorun Rotor Akısı Alan Yönlendirmesi İçin Bir Yöntem, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 1994.
44. Veda R., Sonada T., Koga K., Ichikawa M., Stability Analysis in Induction Motor Drive by V/f Controlled General Purpose Inverter, IEEE Transactions on Industry Applications, 28, 2, March/April 1992, 472-481.
45. Erdman W. L., Hoft R. G., Induction Machine Field Orientation Along Airgap and Stator Flux, IEEE Transactions on Energy Conversion, 5, 1, March 1990, 115-121.
46. Park M. H., Kısıl S., Microprocessor Based Optimal Efficiency Drive of an Induction Motor, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 31,1, February 1984, 69-73.
47. Kuba K., Watanabe M., Ohmae T., Kamiyama K., A Fully Digitalized Speed Regulation Using Multi-Microprocessor System for Induction Motor Drive, IEEE Transactions on Industry Applications, 21, 4, July/August 1985, 1001-1008.
48. Matsuo T., Blasko V., Moreina J. C., Lipo T. A., Field Oriented Control of Induction Machines Employing Rotor End Ring Detection, IEEE Transactions on Power Electronics, 9, 6, November 1994, 638-645.
49. Peak S. Plunkett A. B., Transistorized PWM Inverter Induction Motor Drive System, IEEE Transactions on Industry Applications, 19, 3, May/June 1983, 379-387.
50. Liu C. H., Hwu C. C., Fang V. F., Modelling and Implementation of a Microprocessor Based CSI-Fed Induction Motor Drive Using Field Oriented Control, IEEE Transactions on Industry Applications, 25, 4, July/August 1989, 588-597.
51. Özben Ö., Yapay Sinir Ağları Kullanarak Bulanık Üyelik Fonksiyonlarının Üretilmesi, Yüksek Lisans Tezi, K.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 1995.

52. Tang K. L., Mullholland R. J., Comparing Fuzzy Logic with Classical Controller Designs, IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, 17,1, November/December 1987.
53. Liaw C. M., Wang I. B., Design and Implementation of a Fuzzy Controller for a High Performance Induction Motor Drive, IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, 21, 4, July/August 1991.
54. Katata R., De Geest D., Title A., Fuzzy Controller: Design, Evaluation, Parallel and Hierarchical Combination with a PID Controller, Fuzzy Sets and System, 71, 1995, 113-129.
55. Çaşkurlu A., Akpınar S., Doğru Akım Motorları Sürücü Düzeneklerinde Bulanık Mantık Kullanarak Hız Denetiminin Yapılması, TOK'96, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, 1996, İstanbul, Bildiriler Kitabı, 124-132.



## 8. EKLER

### EK - 1

#### Kullanılan motor parametreleri:

$$P = 4$$

$$M = 6.93 \text{ mH}$$

$$J = 0.089 \text{ kg.m}^2$$

$$R_s = 0.435 \text{ } \Omega$$

$$R_r = 0.816 \text{ } \Omega$$

$$L_{ls} = 2 \text{ mH}$$

$$L_{lr} = 2 \text{ mH}$$

$$L_{\sigma} = 8.34 \text{ mH}$$

$$f = 60 \text{ Hz}$$

$$V_m = 181 \text{ V}$$

## 9. ÖZGEÇMİŞ

1972 yılında Sivas 'ta doğdu. Sivas Vali Muammer İlkokulu, Sivas Behrampaşa Ortaokulu, Sivas Lisesi 'ni bitirdikten sonra 1989 yılında KTÜ Mühendislik - Mimarlık Fakültesi Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü ' nde lisans eğitime başladı. 1993 yılında bu bölümden elektrik mühendisi ünvanı ile mezun olduktan sonra aynı yıl KTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik - Elektronik Anabilim Dalı ' nda yüksek lisans eğitime başladı. 1994 yılından itibaren Sivas Cumhuriyet Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü 'nde araştırma görevlisi olarak çalışmaya başladı.

