

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ASENKRON MAKİNALAR VE VEKTÖREL  
KONTROLÜ**

**Elektrik Müh. Nilgün POLAT**

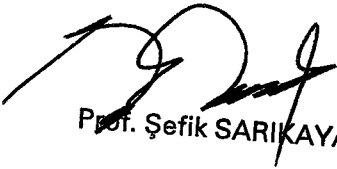
**F.B.E. Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Mühendisliği Programında**

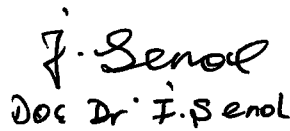
**Hazırlanan**

**93746**

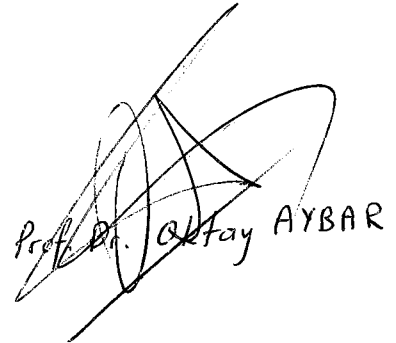
**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Tez Danışmanı : Doç. Dr. İbrahim ŞENOL**

  
Prof. Şefik SARIKAYALAR

  
Doç. Dr. İ. Şenol

**İSTANBUL, 2000**

  
Prof. Dr. Oktay AYBAR

# İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	i
ŞEKİL LİSTESİ.....	ii
ÖNSÖZ.....	iv
ÖZET.....	v
ABSTRACT.....	vi
1. GİRİŞ.....	1
2. AC MAKİNALAR.....	1
2.1 Endüksiyon Makinası.....	1
2.1.1 Dönme momenti.....	1
2.1.2 Eş devre.....	4
2.1.3 Eş devre analizi.....	7
2.1.4 Değişken-gerilimli çalışma.....	11
2.1.5 Değişken-frekanslı çalışma.....	12
2.1.6 Değişken stator akımı.....	15
2.1.7 Harmonik etkiler.....	17
2.1.8 Dönme momenti (tork) titreşimi.....	19
2.1.9 Dinamik moment.....	21
2.1.10 Eksenlerin dönüşümü.....	22
2.1.11 Senkronize olarak dönen çerçeve modeli.....	25
2.1.12 Sabit çerçeve modeli.....	29
3. ASENKRON MOTORLARIN VEKTÖREL KONTROLÜ.....	31
3.1 Endüksiyon Motor Kontrolünün Özellikleri.....	32
3.1.1 Küçük-sinyal modeli.....	34
3.2 Vektör Kontrol Metotları.....	38
3.2.1 Doğrudan (direkt) vektör kontrol metodu.....	41
3.2.2 Dolaylı (indirekt) vektör kontrol metodu.....	47
3.3 Akım Beslemeli İnverterin Kontrolü.....	54

4. SONUÇLAR.....	58
KAYNAKLAR.....	59
ÖZGEÇMİŞ.....	61



## SİMGE LİSTESİ

$B_p$	Hava boşluğu akı yoğunluğunun tepe değeri
$f_e$	Stator frekansı (hertz)
$F_p$	Rotor mmf (manyetomotor kuvveti) nin tepe değeri
$I_r$	Rotor akımı
$I_s$	Stator akımı
$I_0$	Yüksüz uyarma akımı
$I_m, I_c$	Mıknatıslanma ve nüve kayıp akım bileşeni
$I_a$	Nüve akımı
$I_h$	Harmonik akım
$I_f$	Alan akımı
$l$	Makinenin aksenal uzunluğu
$L_m$	Mıknatıslanma endüktansı
$L_{ls}$	Stator kaçak endüktansı
$N_e$	Hız (rpm ) olarak
$P$	Kutup sayısı
$P_{lr}, P_{ls}$	Rotor ve stator bakır kayıpları
$r$	Makinenin yarıçapı
$R_s, R_r$	Rotor ve stator sargılarının dirençleri
$S$	Kayma
$T_e$	Moment
$V_s$	Stator uç gerilimi
$W_e$	Stator açısal frekansı
$W_r$	Rotor açısal frekansı
$W_{sl}$	Kayma açısal frekansı
$\Psi_m$	Hava boşluğu akısı
$\theta_r$	Rotor açısı

## ŞEKİL LİSTESİ

	sayfa
Şekil 1.1	İdeal 3-fazlı 2 kutuplu endüksiyon motor.....2
Şekil 1.2	Hava boşluğu akısı ile rotor mmf dalgalarının etkileşimi ile dönme momenti (tork) üretimi .....3
Şekil 1.3	Endüksiyon motorun bir faz eşdeğer devresi.....5
Şekil 1.4	Şekil 1.3 (b) deki eş devrenin fazör diyagramı.....6
Şekil 1.5	Yaklaşık eş devre.....8
Şekil 1.6	Sabit gerilim ve frekansta dönme momenti-hız eğrisi.....9
Şekil 1.7	Değişken stator gerilimli tork-hız eğrisi.....11
Şekil 1.8	Değişken frekanslı tork-hız eğrisi.....12
Şekil 1.9	Sabit gerilim/hertz de dönme momenti-hız eğrisi.....13
Şekil 1.10	Değişken gerilimli dönme momenti-hız eğrilerinin bölgeleri güç.....14
Şekil 1.11	Endüksiyon motorun gerilim frekans ilişkisi.....15
Şekil 1.12	Değişken stator akımında tork-hız eğrileri.....16
Şekil 1.13	Bir faz harmonik eş devre.....18
Şekil 1.14	6. dönme momenti harmoniklerini açıklayan fazör diyagram.....20
Şekil 1.15	Karalı hal as-bs-cs in $d^s$ - $q^s$ eksen dönüşümü .....23
Şekil 1.16	Sabit $d^s$ - $q^s$ eksenlerinin senkronize dönen $d^e$ - $q^e$ eksenine dönüşümü.....25
Şekil 1.17	Senkronize olarak dönen referans çerçevede D-Q eş devresi: (a) $q^e$ eksen devresi (b) $d^e$ eksen devresi.....27
Şekil 1.18	Sabit referans çerçevede D-Q eş devresi (a) $q^s$ eksen (b) $d^s$ eksen.....29
Şekil 1.19	Zıt elektro motor kuvveti ile bir faz eş devresinin üretilmesi.....30
Şekil 2.1	Endüksiyon motorun genel kontrol blok diyagramı.....33
Şekil 2.2	Kontrol sisteminin çok değişkenli yapısı.....35
Şekil 2.3	(a) Açık-döngü volt/hertz kontrolü (b) Hızlanma ve yavaşlama karakteristikleri.....36
Şekil 2.4	Vektör kontrolünde endüksiyon motor ve dc makine benzerliği.....39
Şekil 2.5	Doğrudan vektör kontrolünün fazör diyagramı.....40
Şekil 2.6	Vektör kontrol uygulamalı makine modeli.....41
Şekil 2.7	Bir gerilim beslemeli inverterin doğrudan vektör kontrolü.....42
Şekil 2.8	Birim vektörlerin sentezi.....43
Şekil 2.9	Rotor akılarının sentezi.....44

Şekil 2.10	Hız ve stator akımlarından rotor akı hesaplanması.....	46
Şekil 2.11	Dolaylı (indirekt) vektör kontrolünün fazör diyagramı.....	48
Şekil 2.12	Dekuplaj kontrollü makine modelinin blok diyagramı.....	50
Şekil 2.13	Dolaylı (indirekt) vektör kontrolü servo sistem pozisyonu.....	51
Şekil 2.14	Zayıflama bölgesinde çalışma alanının genişletme kontrol blok diyagramı.....	53
Şekil 2.16	Akım beslemeli inverter sürücünün vektörel kontrolü.....	56
Şekil 2.17	Konvertör kaskadı ile endüksiyon motor super/sub(alt) hız kontrolü.....	57



## ÖNSÖZ

Bu çalışmada ,1. bölümde Asenkron makinanın karakteristiklerinden bahsedilip ,2. bölümde ise asenkron makinanın vektör kontrolü ile incelenmesi amaçlanmıştır .Skaler kontrol yöntemlerinden hemen sonra ortaya çıkıp ,elektrik le tahrik konusunda oldukça önemli gelişmeler yaratan ve hala gelişimini sürdüren vektör kontrol yöntemi ve sözkonusu yöntemin temel ilkeleri ana hatları ile incelenmiştir. Bu çalışmalarında bana yardımcı olan sayın Doç. Dr. İbrahim Şenol hocama teşekkürlerimi sunarım.



## ÖZET

Geçmişte değişken hızlı uygulamalarda D.C motorlar kullanılıyordu. Bunun sebebi; D.C motorların akı ve momentleri alan ve nüve akımı ile kolayca kontrol edilebiliyor olmasıydı. Özellikle; yaklaşık sıfır hızda ,hızlı cevap uygulamalarında dışarıdan uyarmalı D.C motorlar tercih ediliyordu. Aslında; D.C motorların belirli dezavantajları var, bunlar ;komütatör ve fırçalardan kaynaklanıyor. Bundan dolayı periyodik bakım gerekmektedir. Ve yüksek-hız , yüksek gerilim altında çalışmalarda komütatör kapasitelerini sınırlarlar. Bu problemler alternatif akım motorları kullanılarak çözümlenebilir. Çünkü ; A.C motorların basit ve pürüzlü yapıları vardır. Bakımları ekonomiktir.

Değişken hızlı A.C sürücüler ;geçmişte D.C makinelerin çalışma şartları ve komütatör sınırlanmalarından dolayı istenmeyen şartlarda da kullanılmıştır. Çok motorlu sistemlerde hızlı anahtarlama statik inverterlerin yüksek maliyetlerinden dolayı , düşük maliyetli A.C motorların kullanılması maliyeti düşürmüştür.

Değişik A.C sürme sistemleri arasında ;en iyi ekonomik avantaj kafes tipli indüksiyon motorlara aittir. Bütün güç oranlarında ; kafes tipli motorlar en ucuzdur ve basit,pürüzlü yapıya sahiptirler. Bunların mükemmel kontrol kabiliyetleri vardır,değişken hızlı A.C sürücülerde ; modern statik konvertörler le ve vektör kontrolü ile yüksek performans elde edilebilir.

Vektör kontrol tekniklerinin hızlı mikro prosesörlerle birlikte uygulanması indüksiyon motor ve senkron motor sürücülerinde yüksek performans sağlar. Geçmişte bu kontrol teknikleri kompleks donanım ve yazılım problemlerinden dolayı uygulanamıyordu. D.C makinalarda olduğu gibi A.C makinalarda da moment kontrolü motor akımlarının kontrolü ile sağlanır. Aslında; D.C makinaların tersine A.C makinalar da ; faz açısı ve akımlar kontrol edilebilir ,diğer bir deyişle ; akım vektörü kontrol edilmelidir. Bundan dolayı , “Vektör Kontrolü” denilmektedir. D.C makinalarda ; alan akı değişimi ve nüve manyeto motor kuvveti komütatör ve fırçalarla sabitlenmiştir. A.C makinalarda ise ; alan akısı ve nüve manyeto motor kuvveti uzaysal açısı harici bir kontrol gerektirir. Bu kontrolün olmaması , A. C makinalarda , değişik alanlar arasında ki uzaysal açılarının yükü değişmesi istenmeyen dinamik cevap titreşmesini üretir. Vektör kontrollü A.C makinalar da; moment ,ve akı nı ürettiği akım bileşenleri dekaplajlıdır ve ani cevap karakteristikleri dışarıdan uyarmalı D.C makine gibidir. Bu çalışmanın amacı ;vektör kontrol prensiplerinden bahsetmektir.

Anahtar Kelimeler: Ayarlanabilir-hız ,alan akımı, nüve akımı,dışardan uyarma, yüksek verim.

## ABSTRACT

In the past d.c. motors were used extensively in areas where variable-speed operation was required, because their flux and torque could be controlled easily by the field and armature current. Especially; the separately excited d.c. motors has been used mainly for application where there was a requirement of fast response and four-quadrant operation with high performance near zero speed. However, d.c. motor have certain disadvantages, which are due to the existence of the commutator and brushes. That is, they require periodic maintenance, and they have limited commutator capability under high-speed, high-voltage operational conditions. These problems can be overcome by the application of alternating current motors, which can have simple and rugged structure, high maintainability and economy.

Variable-speed a.c. drives have been used in the past to perform relatively undemanding roles in applications which preclude the use of d.c. motors, either because of the working environment or commutator limits. Because of the high cost of efficient, fast switching frequency static inverters, the lower cost of a.c. motors has also been a decisive economic factor in multi-motor systems.

Among the various a.c. drive systems, those which contain the cage induction motor have a particular cost advantage. The cage motor is simple and rugged and is one of the cheapest machines available at all power ratings. Owing to their excellent control capabilities, variable speed drives incorporating a.c. motors and employing modern static converters and vector control can well compete with high performance four-quadrant d.c. drives.

Vector control techniques incorporating fast microprocessor have made possible the application of induction motor and synchronous-motor drives for high-performance applications where traditionally only d.c. drives were applied. In the past such control techniques would have not been possible because of the complex hardware and software required to solve the complex control problem. As for d.c. machines, torque control in a.c. machines is achieved by controlling the motor currents. However, in contrast to a d.c. machine, in an a.c. machine, both the phase angle and current has to be controlled, or in other words, the current vector has to be controlled. This is the reason for the terminology "vector control". Furthermore, in d.c. machines, the orientation of the field flux and armature m.m.f. is fixed by the commutator and the brushes, while in a.c. machines the field flux and spatial angle of the armature m.m.f. require external control. In the absence of this control, the spatial angles between the various fields in a.c. machines vary with the load and yield unwanted oscillating dynamic response. With vector control of a.c. machines, the torque and flux-producing current components are decoupled and the transient response characteristics are similar to those of a separately excited d.c. machines.

Key words: Variable-speed operation, field current, armature current, separately excited, high performance.

## 1 GİRİŞ

AC Makinaları, hız-ayarlı ac sürme sistemlerinde oldukça kullanışlıdır ve bunların özelliklerini tam olarak anlamak, bu günün karmaşık sürme sistemlerini dizayn etmede zorunludur. Geleneksel olarak ac makineleri, kararlı-hal özelliklerin oldukça önemli olduğu açık devreli sabit hızlı uygulamalarda kullanılmaktadır. Kapalı devreli hız-ayarlı sürme uygulamalarında, statik olduğu kadar dinamik davranışı da göz önünde bulundurmak önemlidir. Bir ac makinesinin dinamik davranışı, dc makinesine göre çok daha karmaşıktır.

Bu bölümde, indüksiyon makinelerin temel statik ve dinamik özelliklerini incelenecektir. Ac makinelerinin dinamik d-q modeli tanıtılmaktadır. Performans özellikleri, değişik hızlı uygulamalara özellikle deyinilerek incelenmektedir. Ac makinesi özellikleri ile ilgili diğer ayrıntılar sonraki bölümlerde sunulacaktır.

## 2 AC MAKİNALAR

### 2.1 İndüksiyon Makinesi

İndüksiyon makinesi, özellikle kafes tipi, hız-ayarlı ac sürme sistemlerinde en yaygın olarak kullanılan makinedir. Şekil 1.1' idealize edilmiş üç fazlı iki kutuplu bir indüksiyon motorunu göstermektedir ve burada stator ve rotor sargılardaki her fazda konsantre bir bobin bulunmaktadır. İndüksiyon veya transformatör işlemi ile kısa devreli rotor sargılarda akımın indüklenmesi ile elde edilen dengeli üç fazlı ac gerilim stator sargılara verilir.

#### 2.1.1 Dönme Momenti (Tork) Üretimi

Sargıların ideal olmayan dağılımına ve sinüzoidal olmayan gerilim ve akım dalgalarına bağlı olarak oluşan harmoniklerin etkisini ihmal edersek stator'un, hava boşluğunda aşağıda şekilde verilen senkronize hızda dönen, uzaysal dağılmış sinüzoidal akı yoğunluğu dalgasını oluşturduğu gösterilebilir.

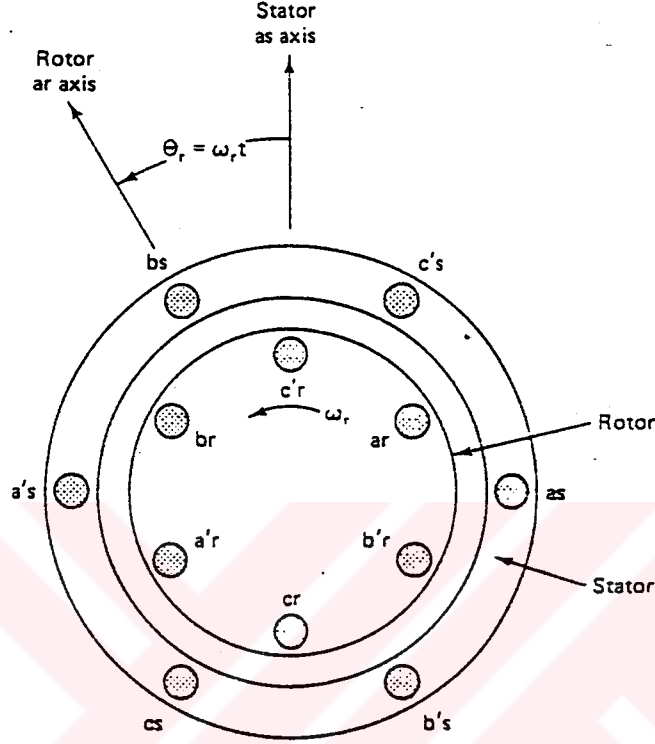
$$N_e = \frac{120f_e}{P} \quad (1.1)$$

Burada;

$N_e$ , rpm olarak hız

$f_e$ , hertz olarak stator frekansı,

ve P, kutup sayısıdır.



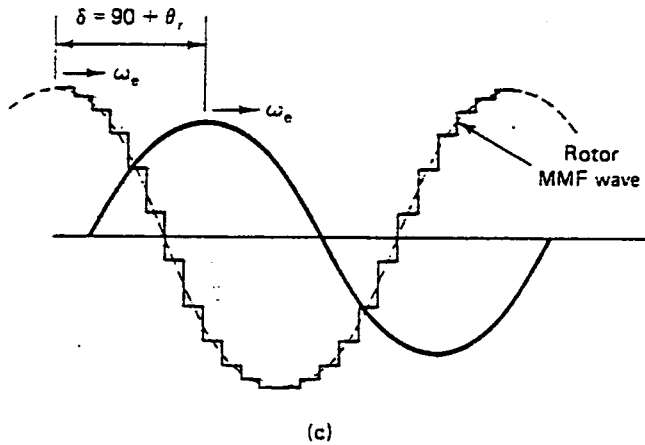
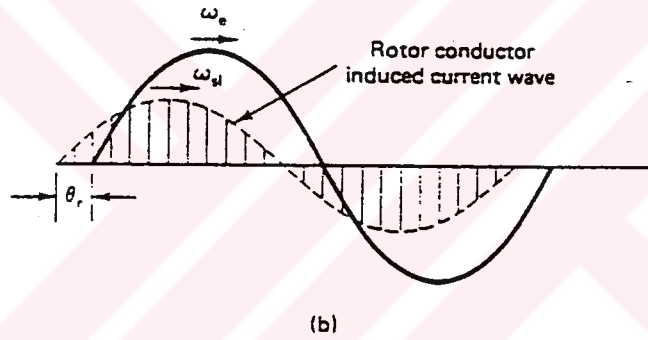
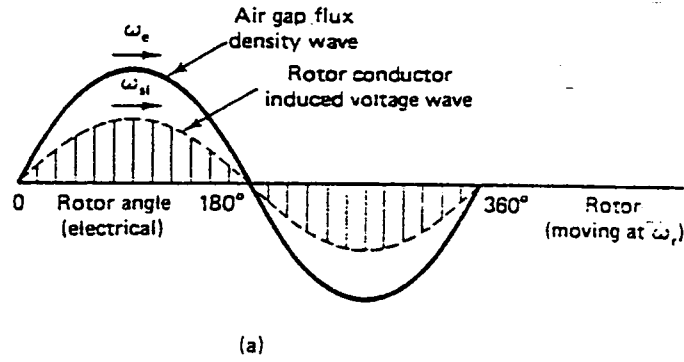
Şekil 1.1 İdeal 3-fazlı 2 kutuplu indüksiyon motor

Eğer rotor ,ilk kararlı halde ise,rotor iletkenleri süpürme manyetik alana maruz kalacak ve aynı frekansta rotor akımını üretecektir. Makinede döndürmeyi oluşturan hava boşluğu akısı ile rotor manyetomotor kuvvet (mmf) interaksyionudur (karşılıklı etkileşimi). Bu, şekil 1.2'de dalga şekilleri ile açıklanmıştır. Makinenin senkron hızında rotor'da herhangi bir indüksiyon oluşmaz ve bunun için dönme momenti(tork)'de üretilemez. Herhangi diğer hızda ( $N_r$ ), hız diferansiyeli (farkı)  $N_e - N_r$  kayma meydana getirir ve her birim kayması S, şu şekilde tanımlanır.

$$S = \frac{N_e - N_r}{N_e} = \frac{W_e - W_r}{W_e} = \frac{W_{sl}}{W_e} \quad (1.2)$$

Burada  $\omega_e$ ; stator açısai frekans;  $\omega_r$ , açısai frekansda rotor elektrik hızı, ve  $\omega_s$ ; kayma açısai frekansdır. Rotor a bağı olarak; kayma frekansında hareket eden hava boşluğu akısı, rotor'da kayma frekans; gerilimini harekete geçirir ve bu da buna karşılık olarak, kısa devreli rotor da kayma frekans; akımını oluşturur.

Şekil 1.2(a)'da,  $\omega_e$  hızında hareket eden sinüzoidal hava boşluğu akı yoğunluğu dalgası ;



Şekil 1.2 Hava boşluğu akısı ile rotor mmf dalgalarının etkileşimiyle dönme momenti(tork) üretimi (Fitzgerald ve Kingsley ,1971)

dikey çizgilerle gösterilen, rotor iletkenlerinde gerilimi üretir. Ortaya çıkan rotor akımı dalgası, rotor güç faktörü açısı ,  $\theta_r$  ile gerilim dalgasını geciktirir. Adımlı rotor mmf dalgası, akım dalgasından oluşturulabilir ki bu da şekil de gösterilen noktalı çizgi ile gösterilebilir. Rotor,  $\omega_r$  hızında hareket ettiğinden ve bunun akım dalgası rotora göre  $\omega_{sl}$  hızında hareket ettiğinden, rotor mmf dalgaları hava boşluğu akı dalgaları ile aynı hızda hareket eder. Gerçek dönme momenti (tork) ifadesi türevi de bir şekilde dahil edilerek şu şekilde gösterilebilir (Ref.1)

$$T_e = \pi \left( \frac{P}{2} \right) l r B_p F_p \sin \delta \quad (1.3)$$

Burada P, kutup sayısı; l, makinenin aksenal uzunluğu; r, makinenin yarı çapı;  $B_p$ , hava boşluğu akı yoğunluğunun tepe değeri;  $F_p$ , rotor mmf'sinin tepe değeri ve  $\delta = 90 + \theta_r$ ' dir. (1.3) denklemi şu şekilde de oluşturulabilir.

$$T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) |\hat{\Psi}_m| |\hat{I}_r| \sin \delta \quad (1.4)$$

Burada;  $|\Psi_m|$ , her kutup için hava boşluğu akı bağlantısının tepe değeri ve  $|\hat{I}_r|$ , rotor akımının tepe değeridir.

### 2.1.2 Eş Devre

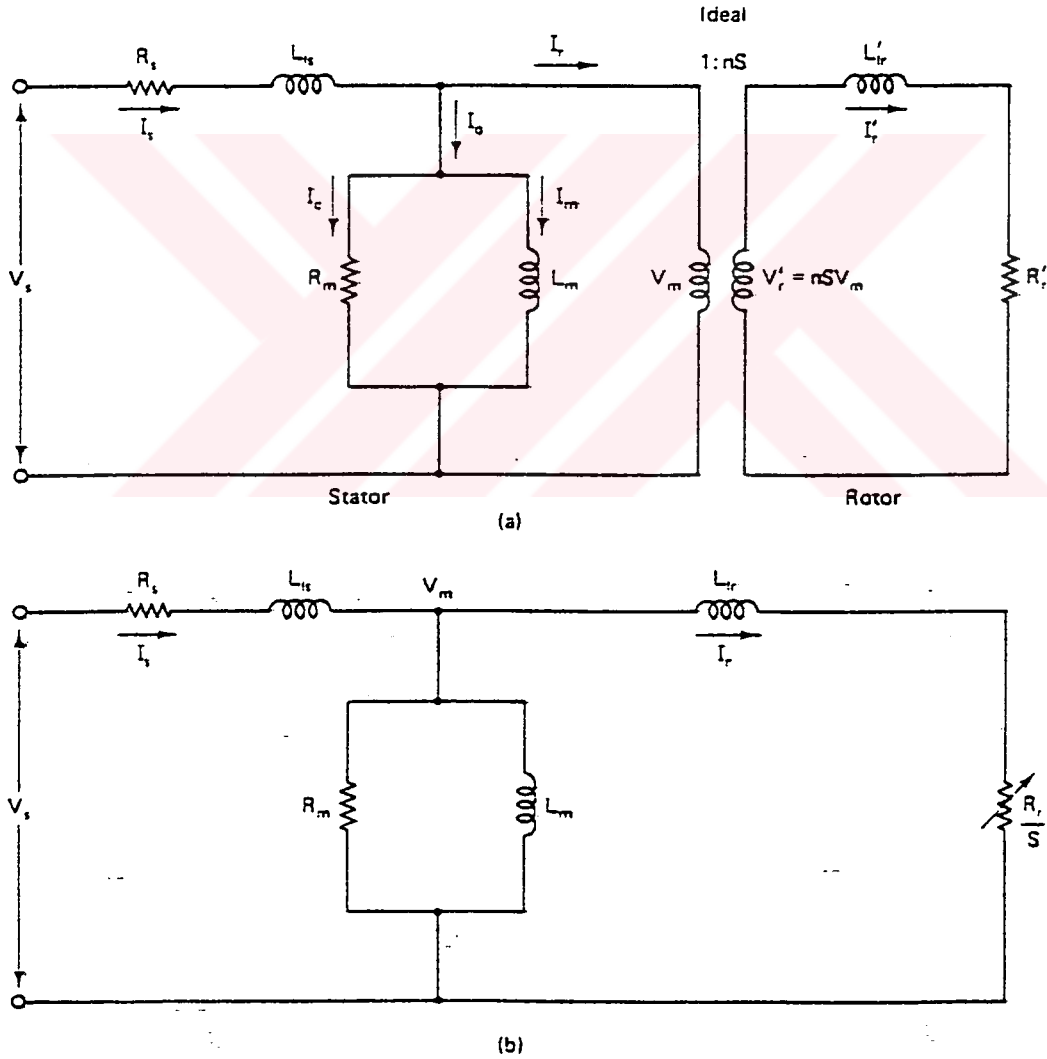
Verilen indüksiyonlu motor çalışmasının fiziksel açıklaması, şekil 1.3'de gösterilen ve kararlı-hal performans analizleri için oldukça önemli olan transformatör benzeri bir faz eş devresini geliştirmeye yardımcı olur.

Senkronize olarak dönen hava boşluğu akı dalgası zıt bir emf gerilimi ( $V_m$ ) oluşturur ve bu daha sonra rotor fazında kayma gerilimi  $V_r = nSV_m$ 'ne dönüşür. Burada; n, rotor stator dönüş oranı ve S= kaymadır. [ her birim için (pu)]. Stator uç gerilimi  $V_s$ , dirençte ki ( $R_s$ ) kayıplar ve kaçak endüktans( $L_{ls}$ ) dan dolayı  $V_m$  geriliminden farklıdır. Yüksüz uyarma akımı ( $I_0$ ) iki bileşenden oluşur; nüve kayıp bileşeni;  $I_c = V_m/R_m$  ve mıknatıslanma bileşeni  $I_m = V_m/ \omega_e L_m$ .dir. Burada  $R_m$ , uyarma kaybı için eş rezistans ve  $L_m$ , mıknatıslanma endüktansı'dır. Rotorda endüklenen gerilimi  $V_r'$  kayma frekansında  $\omega_{sl}$ , rotor akımına  $I_r'$

yol açar ki bu rotor direnci  $R_r$  ve kaçak empedans  $\omega_{sl}L_{lr}'$  ile sınırlıdır. Stator akımı  $I_s$ ;  $I_0$  ve rotor yansıma akımı  $I_r'$  dan oluşur. Şekil (1.3 (b)), stator ile ilgili eş devreyi gösterir.

$$I_r = nI_r' = \frac{n^2SV_m}{R_r' + JW_{sl}L_{lr}'} = \frac{V_m}{\left(\frac{R_r}{S}\right) + JW_eL_{lr}} \quad (1.5)$$

Burada  $R_r$  ve  $L_{lr}$  parametreleri, stator' a aittir. Dururken  $S = 1$ ' dir ve şekil 2.3(b), kısa devreli transformator eş devresine tekabül eder. Senkron hızda (örnek  $S = 0$ ), akım  $I_r = 0$  dır. Ve makine sadece uyarma akımını ( $I_0$ ) alır. Alt senkron hızda ( $0 < S < 1.0$ ) ve küçük  $S$  değeri ile rotor akım ( $I_r$ ) temelde  $R/S$  ( $R_r/S \gg \omega_e L_{lr}$ )' dan etkilenir.



Şekil 1.3 İndüksiyon Motorun Bir Faz Eş devresi



### 2.1.3 Eş Devre Analizi

Bir makinenin kayıp ve güç ifadeleri şu şekil'de özetlenebilir:

$$\text{Giriş gücü} \quad P_{in} = 3V_s I_s \cos \theta \quad (1.8)$$

$$\text{Stator bakır kaybı} \quad P_{ls} = 3I_s^2 R_s \quad (1.9)$$

$$\text{Çekirdek (nüve) kaybı} \quad P_{lc} = 3 \frac{V_m^2}{R_m} \quad (1.10)$$

$$\text{Çapraz hava boşluğu gücü} \quad P_g = 3I_r^2 \frac{R_r}{S} \quad (1.11)$$

$$\text{Rotor bakır kaybı} \quad P_{lr} = 3I_r^2 R_r \quad (1.12)$$

$$\text{Çıkış gücü} \quad P_0 = P_g - P_{lr} = 3I_r^2 R_r \frac{1-S}{S} \quad (1.13)$$

$$\text{Mil gücü} \quad P_{sh} = P_0 - P_{FW} \quad (1.14)$$

Burada  $P_{FW}$ , sürtünme ve sarım kaybıdır. Çıkış gücü, artan dönme momenti(tork)  $T_e$  ve hız ürünü olduğundan  $T_e$ , şu şekilde ifade edilebilir.

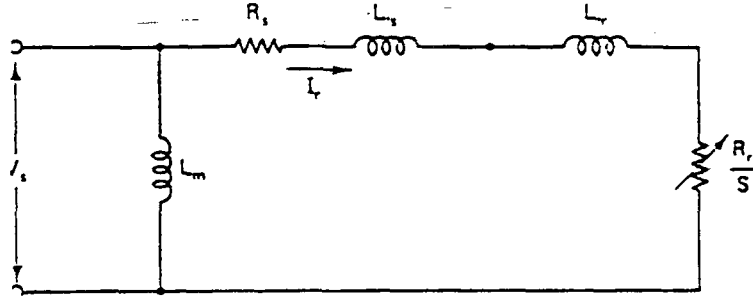
$$T_e = \frac{P_0}{\omega_m} = \frac{3}{\omega_m} I_r^2 R_r \frac{1-S}{S} = 3 \left( \frac{P}{2} \right) I_r^2 \frac{R_r}{S \omega_e} \quad (1.15)$$

Burada  $\omega_m = (2/P)\omega_r$ , rotor mekanik hızıdır (rad/s). (1.11) denklemini (1.15) denkleminde yerine koyarsak şu sonucu elde edebiliriz.

$$T_e = \left( \frac{P}{2} \right) \frac{P_g}{\omega_e} \quad (1.16)$$

Buna göre, stator frekansını bilerek hava boşluğu gücünden dönme momenti (tork) hesaplanabilir.  $P_g$  gücü, senkronize vat'larda daima dönme momenti (tork) olarak tanımlanır.

Şekil 1.3 (b)'nin eş devresi, şekil 1.5' şeklinde basitleştirilebilir, burada nüve kaybı direnci  $R_m$  düşürülür ve mıknatıslanma endüktansı  $L_m$  girişe transfer edilir. Yaklaşım, entegral



Şekil 1.5 Yaklaşık Eş Devre

beygir gücü bir makine için geçerlidir, burada;  $|(R_s + j\omega_e L_s)| \ll \omega_e L_m$ 'dir şekil 1.5'de akım  $I_r$  şu şekilde çözülebilir.

$$I_r = \frac{V_s}{\sqrt{(R_s + R_r/S)^2 + W_e^2(L_{ls} + L_{lr})^2}} \quad (1.17)$$

(1.17) denkleminin (1.15) denkleminde yerine konulması sonucu;

$$T_e = 3 \left( \frac{P}{2} \right) \frac{R_r}{SW_e} \frac{V_s^2}{(R_s + R_r/S)^2 + W_e^2(L_{ls} + L_{lr})^2} \quad (1.18)$$

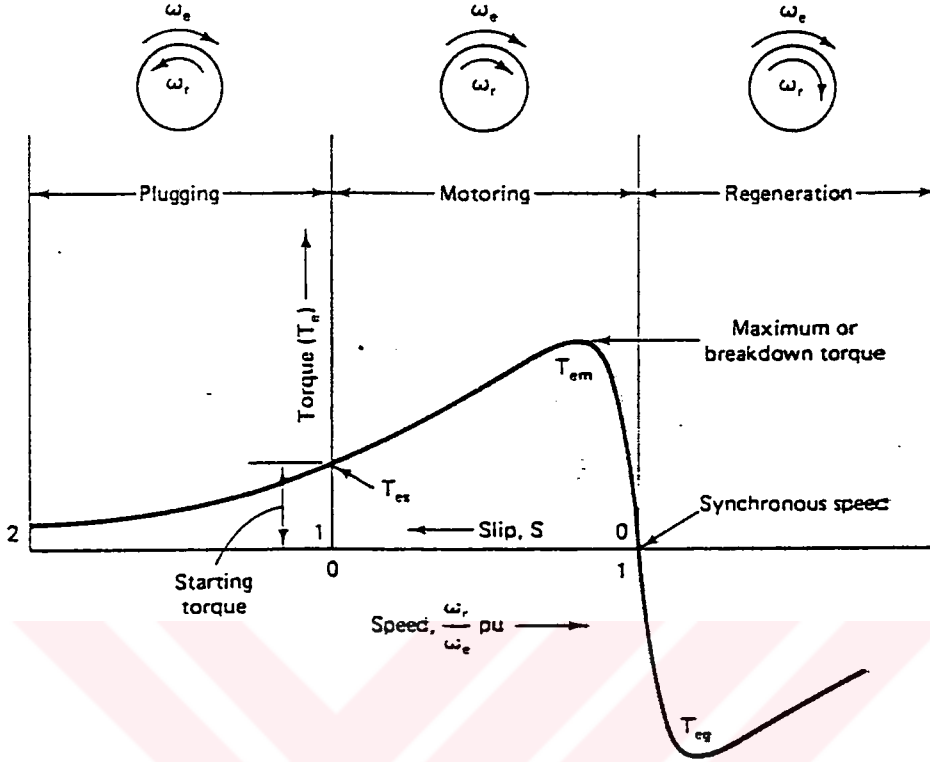
**Dönme momenti (Tork)-hız eğrisi:** Eğer besleme gerilimi ve frekans sabitseler,  $T_e$  dönme momenti (tork), (1.18) denkleminde  $S$  kaymasının bir fonksiyonu olarak hesaplanabilir. Şekil 1.6, dönme momenti(tork)-hızı ( $\omega_r/\omega_e = 1 - S$ ) eğrisini gösterir ve burada kayma değeri,  $0 \leq S \leq 1.0$  bölgesinin ötesine uzanır. Bölgeler tapalama ( $1.0 \leq S \leq 2.0$ ), motorlama ( $0 \leq S \leq 1.0$ ) ve tekrar üretme de ( $S < 0$ ) olarak tanımlanabilir. Normal motorlama bölgesinde,  $T_e = 0$ 'dır

( $S = 0$ 'da) ve  $S$  arttıkça (örneğin hız düştükçe)  $T_e$ , dönme momenti (tork)  $T_{em}$ 'ye ulaşılan kadar quasi(yarı)-lineer bir eğride artar. Bu bölgede stator düşüşü küçüktür ve hava boşluğu akışı yaklaşık olarak sabit kalır. Kırılma, dönme momentinin(tork) ötesinde  $T_e$ ,  $S$  artışı ile azalır.  $S = 1$ ' de makinenin çalışma döndürme(tork) momenti  $T_{es}$ , (1.18) denkleminde şöyle yazılabilir.

$$T_{es} = 3 \left( \frac{P}{2} \right) \frac{R_r}{W_e} \frac{V_s^2}{(R_s + R_r)^2 + W_e^2(L_{ls} + L_{lr})^2} \quad (1.19)$$

Tapalama bölgesinde, rotor, hava boşluğu akı yönünün ters yönünde döner böylece

$S > 1$ 'dir bu durum, stator besleme faz sıralaması, rotor hareket ederken tersine dönmesinden ya da rotoru ters yönde süren yük tipi nedeniyle oluşur.



Şekil 1.6 Sabit gerilim ve frekansta dönme momenti (tork)-hız eğrisi

Tapalama esnasındaki dönme momenti(tork), frenleme momenti olarak ortaya çıkar. Tapalama frenine bağlı enerji makine içinde dağılır ve bunun için aşırı makine ısınması önlenmelidir. Tekrar üretme bölgesinde rotor, hava boşluğu akısı ile aynı yönde süpersenkronize hızda hareket eder böylece kayma negatif olur ve negatif bir dönme momenti(tork) oluşturur. Negatif kayma, negatif eş rezistansa  $R_r/S$  tekabül eder (şekil 1.5). pozitif rezistans  $R_r/S$ , motorlama esnasında enerji tüketir ancak negatif  $R_r/S$  enerji üretir ve bunu kaynağa geri gönderir. Böylece makine endüksiyon jeneratör modunda çalışır. Değişken frekanslı endüksiyon motor sürmesinde, stator frekansı, tekrar üretmeli frenleme etkisini içeren düşük rotor hızında ( $\omega_e < \omega_r$ ) kontrol edilebilir. Bir endüksiyon motoru, eğer mil süper senkronize hızda döndürülürse sürekli jeneratör olarak çalışabilir.

Eğer (1.18) denklemini kayma çekilip sıfıra eşitlenirse o zaman ;

$$S_m = \pm \frac{R_r}{\sqrt{R_s^2 + W_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2}} \quad (1.20)$$

Burada  $S_m$ ; dayanma dönme momenti (tork)  $T_{em}$ 'e tekabül eden kaymadır. (1.18) denkleminde  $-S_m$ 'yi yerine koyarsak motorlamanın dayanma dönme momenti (tork) şöyledir;

$$T_{em} = \frac{3 P}{4 W_e} \frac{V_s^2}{\sqrt{R_s^2 + W_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2 + R_s}} \quad (1.21)$$

$-S_m$ 'yi yerine koyarsak, tekrar üretme dayanma dönme momenti (tork) şöyledir.

$$T_{eg} = -\frac{3 P}{4 W_e} \frac{V_s^2}{\sqrt{R_s^2 + W_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2 - R_s}} \quad (1.22)$$

Stator rezistansı ( $R_s$ ) ihmal edildiğinde  $|T_{em}| = |T_{eg}|$  'dir şekil 1.5'in eş devresinin daha da basitleştirilmesi, stator parametreleri  $R_s$  ve  $L_{ls}$  ihmal edilerek gerçekleştirilebilir. Bu yaklaşım, entegral beygir gücü makine için ve hız tipik olarak %10'un üzerindeyse makuldür. Daha sonra dönme momenti(tork) denklemi (1.18) şu şekilde basitleştirilebilir.

$$T_e = 3 \left( \frac{P}{2} \right) \left( \frac{V_s}{W_e} \right)^2 \frac{W_{sl} R_r}{R_r^2 + W_{sl}^2 L_{lr}^2} \quad (1.23)$$

(1.23) denklemi, (1.6) denkleminde şu şekilde benzetilebilir.

$$I_r = \frac{S V_s}{\sqrt{R_s^2 + W_{sl}^2 L_{lr}^2}} \quad (1.24)$$

$$\cos \theta_r = \frac{R_r}{\sqrt{R_s^2 + W_{sl}^2 L_{lr}^2}} \quad (1.25)$$

Hava boşluğu akısı  $\Psi_m$ , şu şekilde verilebilir;

$$\Psi_m = \frac{V_s}{W_e} \quad (1.26)$$

Düşük kaymalı bölgede, (1.23) denklemi şu şekilde gösterilebilir;

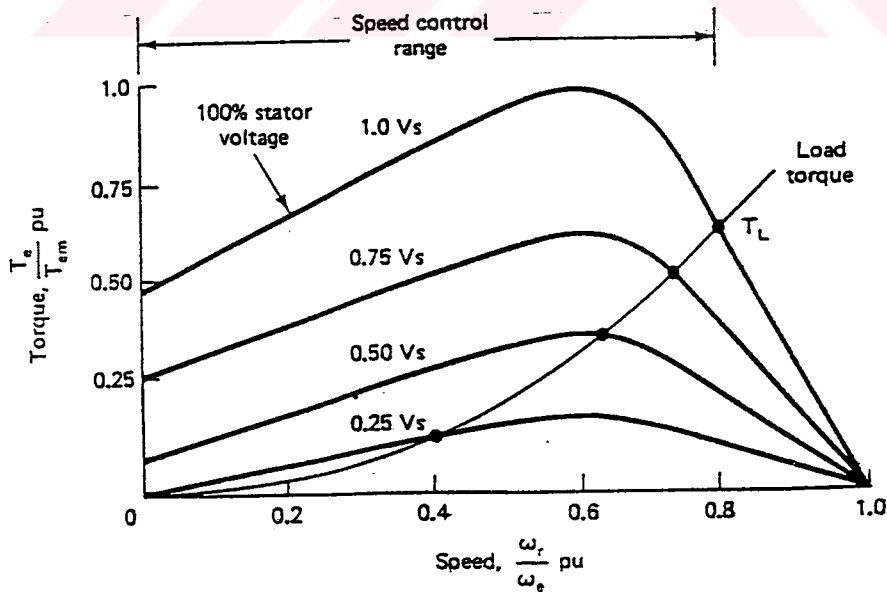
$$T_e = 3 \left( \frac{P}{2} \right) \frac{1}{R_r} \psi_m^2 W_{sl} \quad (1.27)$$

Burada  $R_r^2 \gg \omega_{sl}^2 L_{lr}^2$ 'dir. (1.27) denklemini sabit  $\omega_{sl}$ 'yi gösterir  $T_e \propto \psi_m^2$  veya sabit  $\psi_m$  için  $T_e \propto \omega_{sl}$  dir.

#### 2.1.4 Değişken-gerilimli çalışma

Kafes tipli endüksiyon motorunun basit ve ekonomik hız kontrol metodu, sabit frekansta stator gerilimini değiştirmektir.

Hat frekansında stator gerilimi; ters paralel tristörlerin her faza bağlanıp faz açılı kontrolü ile kontrol edilebilir. Şekil 1.7, (1.18) denkleminde gösterilen değişken stator gerilimli tork-hız eğrilerini gösterir. Ayrıca bir fan veya üfleme tipi sürme ( $T_L \propto \omega_r^2$ ) için yük moment(tork) eğrisi de şekilde verilmiştir ve burada kesişme noktaları, değişken hızlı çalışma için sabit noktaları tanımlamaktadır. Yüksek kaymalı ( $S_m$ ) motorlar (NEMA sınıfı D kategorisi altında yüksek rotor rezistanslı) normalde bu hız kontrolü metodunda kullanılırlar ve bu da makinede yüksek bakır kaybına yol açar. Hız kontrol sınırı, eğer yavaş kaymalı makine kullanılıyorsa önemli ölçüde azalacaktır. Diğer yandan makine, sabit moment(tork) tipli yüklerde ( $S_m \geq 1$ ) bütün hız sınırında kontrol edilebilecek şekilde dizayn edilmiştir.



Şekil 1.7 Değişken stator gerilimli tork-hız eğrisi

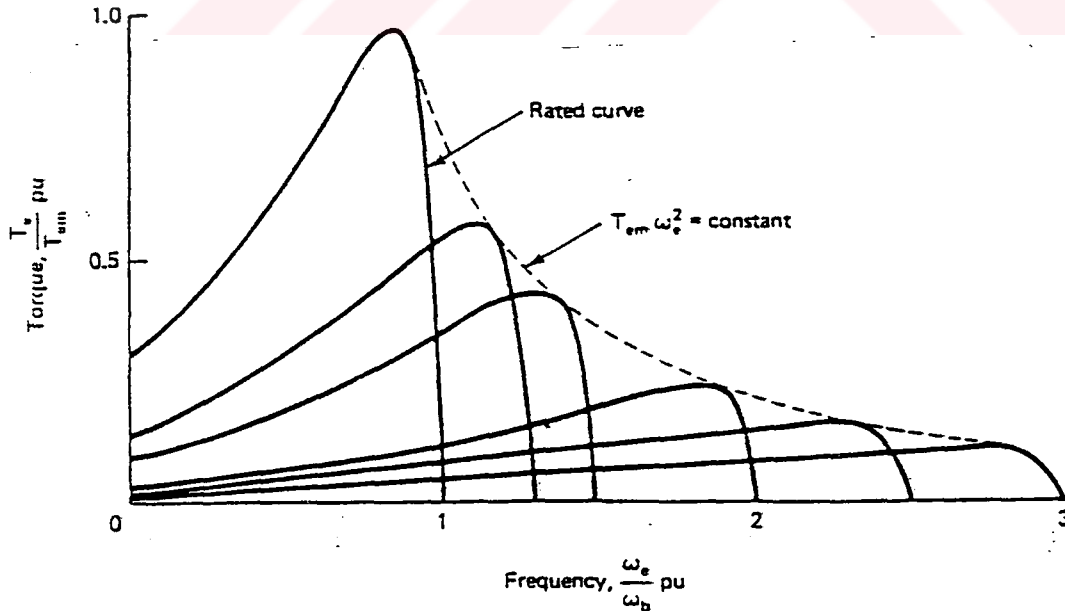
Klasik iki fazlı servomotorlar ve tek fazlı donanım tipi sürmeler, değişken gerilim, sabit frekans ilkesinde çalışırlar. Bu hız kontrolü metodunda, stator akımının her amperinde gelişen dönme momenti (tork) stator gerilimi (örneğin hava boşluğu akısı) azaldıkça azalır. Bunun için, sabit yüklü tork da, stator akımı hız azaldıkça artar ve daha fazla bakır kaybı ile sonuçlanır.

Böylece ciddi bir makine ısınma problemi ortaya çıkar. Yük dönme momentinin(tork) kare yasası özelliği için şu ( $T_L \propto \omega_r^2$ ) gösterilebilir. (Ref.4); stator akımı, senkronize hızın tahminen üçte ikisinde tam yüklü stator akımından daha yüksek olan maksimum değerine ulaşır.

### 2.1.5 Değişken – frekanslı çalışma

Eğer stator frekansı, nominal değerinden daha büyük bir değere artarsa, moment(tork)-hız eğrileri (1.18 denkleminde elde edilen), şekil 1.8'deki gibi verilebilir. Hava boşluğu akısı ve stator akımı, frekans arttıkça azalır ve buna mukabil maksimum artmış dönme momenti de(tork) azalır. Kayma fonksiyonu olarak maksimum dönme momenti(tork) (1.23) denkleminde elde edilebilir.

$$T_{em} = 3 \left( \frac{P}{2} \right) \left( \frac{V_s}{W_e} \right)^2 \frac{W_{slm} R_r}{R_r^2 + W_{slm}^2 L_{lr}^2} \quad (1.28)$$

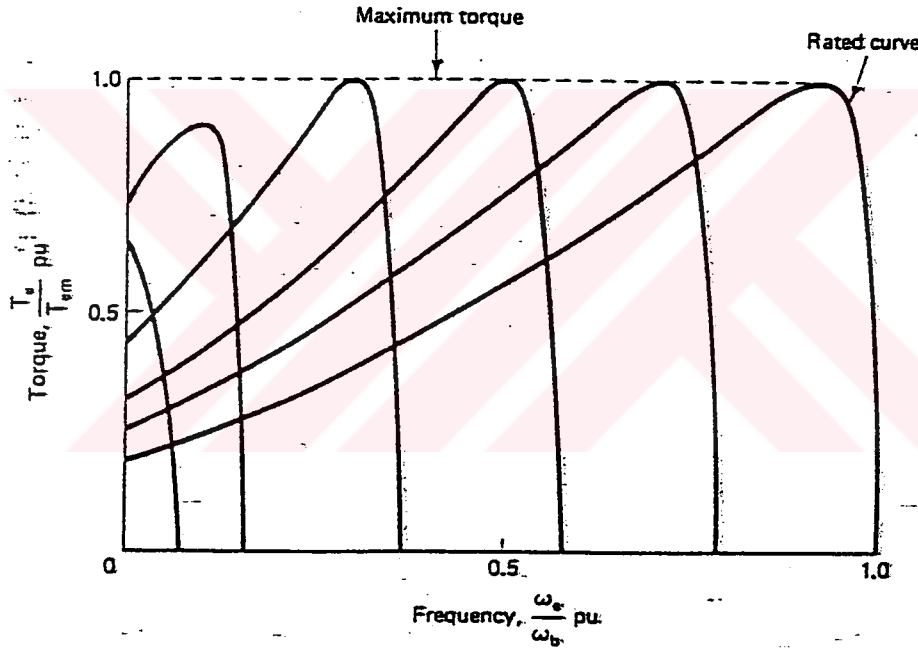


Şekil 1.8 Değişken frekanslı tork-hız eğrisi

Burada  $\omega_{slm} = R_r / L_{lr}$ , maksimum dönme momentindeki (tork) kayma frekansıdır. Denklem,  $T_{em}\omega_e^2 = \text{sabit}$  olduğunu gösterir (örneğin makine, değişken frekanslı çalışmada dc seri motor gibi davranır).

Eğer nominal gerilimde besleme frekansının azaltılması için bir çaba gösterilirse hava boşluğu akısı doyacak ve aşırı stator akımına yol açacaktır. Bunun için taban frekansının ( $\omega_b$ ) altındaki bölge, sabit hava boşluğu akısını temin etmek için tekabül eden stator gerilimi azaltılması ile desteklenmelidir.

Şekil 1.9,  $V_s/\omega_e$  oranının sabit tutulduğu dönme momenti (tork)-hız eğrileri krokisini gösterir (1.28) denklemiyle verilen maksimum dönme momenti (tork) ( $T_{em}$ ), hava boşluğu akısının stator empedans düşüşü ile azaldığı düşük frekanslı bölge dışında geçerlidir. Bunun için, bu bölgede stator düşüşü, maksimum dönme(tork) momentini oluşturmak için ek gerilim yükselticisi ile denkleştirilmelidir.



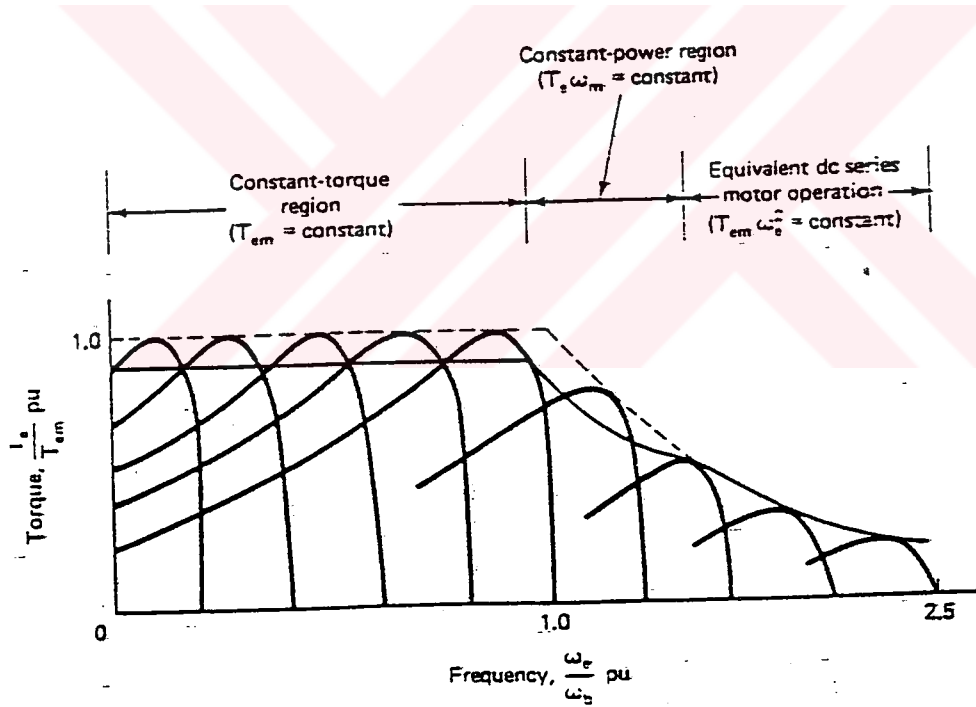
Şekil1.9 Sabit gerilim/hertz de dönme momenti(tork)-hız eğrisi

Motor, sabit dönme momenti(tork) bölgesinde sabit bir hava boşluğu akısında çalıştığından her stator akım amperi için dönme momenti(tork) hassasiyeti yüksektir ve sürme sisteminin hızlı geçici cevabını sağlar. Değişken-gerilimdeki değişken-frekanslı sürme sisteminde makinenin genelde düşük kayma özelliği bulunur ve bu da verimi artırır. Baz frekanslı çalışma için düşük kalkış dönme momentine(tork) rağmen makine daima maksimum dönme momentinde (tork) ta kaldırılabilir. (şekil 1.9'da belirtildiği gibi)

endüstriyel ac sürmeleri, değişken gerilimde değişken frekanslı güç beslemesi ile ayarlanabilir hızla çalışmaktadırlar.

Değişken gerilim ve değişken frekans beslemeli pratik bir sürme sisteminin dönme momenti(tork)-hızı eğrilerinin farklı bölgeleri şekil 1.10'da gösterilmiştir. Buna tekabül eden gerilim-frekans ilişkisi şekil 1.11'de verilmiştir şekil aynı zamanda dönme momenti(tork), stator akımını ve frekansın bir fonksiyonu olarak kaymayı da gösterir. Sabit dönme momenti(tork) bölgesinde maksimum elde edilebilir dönme momenti(tork), sınırlı inverter akım kapasitesine bağlı olarak dayanma dönme momentinden(tork) daha düşük gösterilmiştir

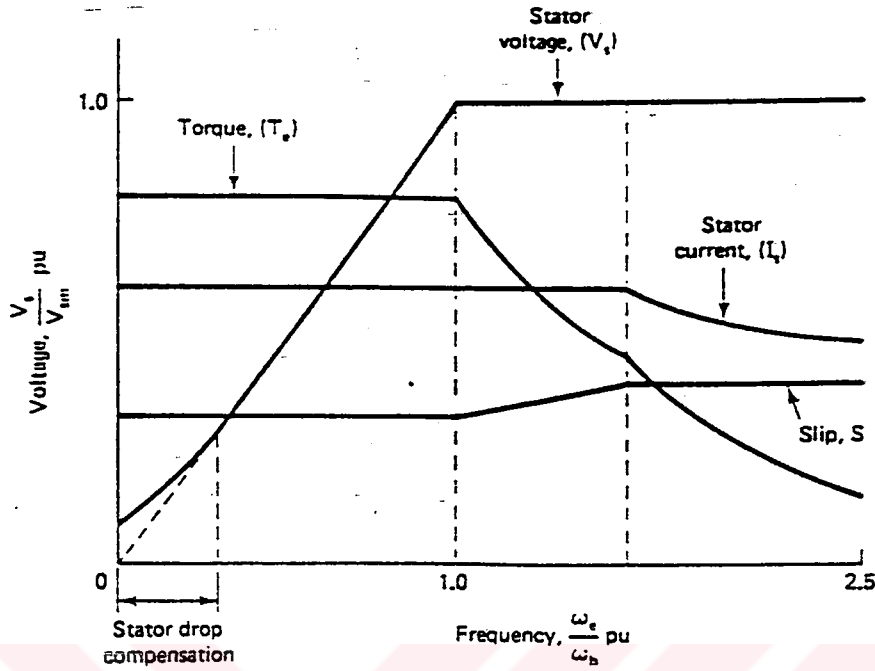
Sabit dönme momenti(tork) bölgesinin sağ kenarında stator gerilimi nominal değere ulaşır ve makine daha sonra sabit güç bölgesine girer. Bu bölgede hava boşluğu akısı azalır ancak stator akımı, kaymayı arttırarak sabit tutulur. Bu dışarıdan uyarmalı dc motorun zayıflatılmış alanına eşittir.



Şekil 1.10 Değişken gerilimli dönme momenti(tork)-hız eğrilerinin bölgeleri (değişken frekanslı güç beslemeli)

Sabit güç bölgesinin sınırında dayanma dönme momentine(tork) ( $T_{em}$ ) ulaşır ve daha sonra makine hızı, frekans arttırılarak daha da arttırılır (şekil 1.8). (stator akımı düşürülerek).

Maksimum dönme momenti(tork) zarfının altındaki herhangi bir çalışma noktası, gerilimi ve / veya frekansı kontrol ederek temin edilebilir ( 2. Bölümde tartışılacaktır).



Şekil 1.11 İndüksiyon motorun gerilim-frekans ilişkisi

### 2.1.6 Değişken stator akımı

Artan dönme momentini(tork) kontrol altına almak için stator gerilimini kontrol etmek yerine direk olarak stator akımı kontrol edilebilir. Akım kontrolünde; sabit bir stator akımı değeri için dönme momenti(tork) karakteristiği rotor akımı ve mıknatıslanma akımının ilgili dağılımına bağlıdır ve stator parametrelerinden ( $R_s$  ve  $L_{ls}$ ) bağımsızdır. Dağılım, paralel empedansların ters oranından etkilenir ve dönme frekans ve kaymaya bağımlı olur. Rotor kaçak endüktansını ( $\omega_e L_{lr} \ll R_r / S$ ) ve nüve kaybını ihmal ederek akımların dağılımı (1.29,1,30) daki gibi verilebilir;

$$I_m = \frac{R_r/S}{\sqrt{W_e^2 L_m^2 + (R_r/S)^2}} I_s \quad (1.29)$$

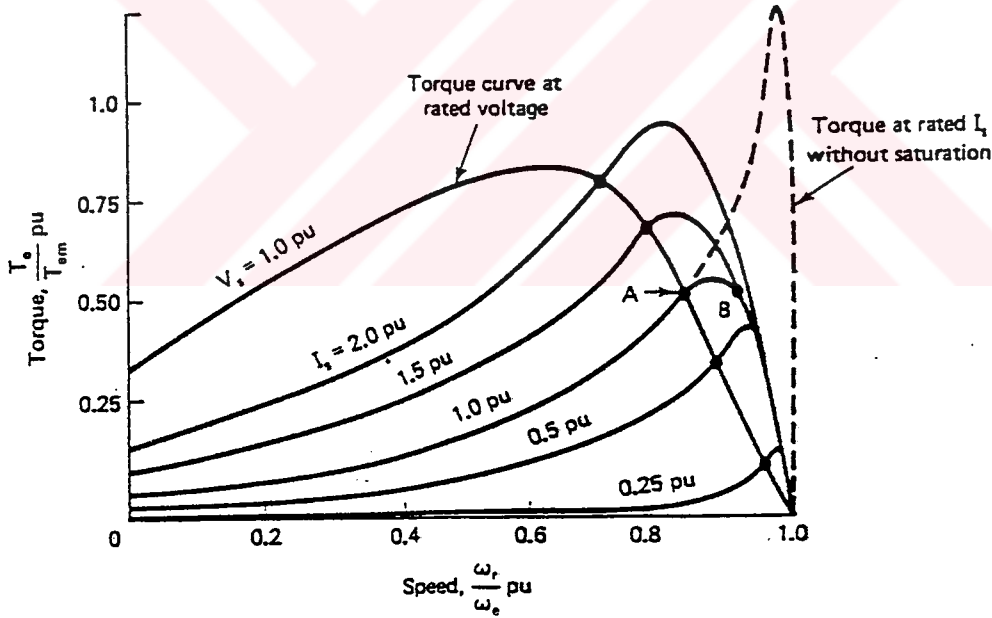
$$I_r - I_a = \frac{W_e L_m}{\sqrt{W_e^2 L_m^2 + (R_r/S)^2}} I_s \quad (1.30)$$

(1.29) ve (1.30) denklemlerini (1.7) yerlerine koyarsak dönme momenti(tork) şu şekilde ifade edilir.

$$T_e = K I_s^2 \frac{S W_e R_r L_m}{R_r^2 + S^2 W_e^2 L_m^2} \quad (1.31)$$

Denklem (1.31), stator akımının, frekansın ve kaymanın bir fonksiyonu olarak dönme momentini(tork) verir. Farklı stator akımlarda fakat sabit frekansta motor dönme momentini(tork)-hızı eğrileri, şekil 1.12’de verilmiştir.

Örneğin makine nominal akımda çalıştırılırsa ( $I_s = 1.0$  pu), kalkış dönme momenti,  $V_s = 1.0$  pu’daki gerilimle beslenen makinenin ki ile kıyaslandığında oldukça düşük olacaktır. Bunun nedeni, hava boşluğu akısı, rotor kısa devre etkisine bağlı olarak oldukça düşüktür. Hız arttıkça (örneğin kayma azaldıkça) stator gerilimi yükselir ve bunun neticesinde dönme momentini(tork) yüksek bir değere ulaşır (noktalı çizgilerle gösterildiği gibi) ve daha sonra senkron hızda keskin bir eğimle sıfıra düşer. Ancak pratikte makinede doyma, artan(gelişen) torku sınırlar (düz çizgide gösterildiği gibi). Nominal gerilimli dönme moment(tork) eğrisi şekil 1.12’de gösterilmiştir bu eğri A noktasında  $I_s = 1.0$  pu tork eğrisini keser.



Şekil 1.12 Değişken stator akımında tork-hız eğrileri

Makine, aynı dönme momentini(tork) talebinde A veya B’de çalıştırılabilir. B noktasındaki düşük kaymadan dolayı rotor akımı düşük olacaktır ve hava boşluğu akısı bir şekilde daha yüksek olacaktır ve kısmi doymaya yol açacaktır. Bu daha yüksek nüve kaybı ve harmonik dönme momentini(tork) titreşmesine yol açacaktır, bu daha sonra anlatılacaktır. Stator bakır

kaybı, A ve B'de aynıdır ancak rotor bakır kaybı, A'da daha yüksektir. Genelde A'da çalışma daha çok arzu edilir. Ancak A, dönme momenti(tork) eğrisinin sabit olmayan bölgesinde olduğundan makinenin kapalı devre çalışması zorunludur. Dönme momenti(tork), stator akımını ve kaymayı değiştirerek değiştirilebilir böylece hava boşluğu akısı sabit kalır.( örneğin, lokus, eş gerilim üretme-tork eğrisinin negatif meyilindedir) Dönme momenti(tork)-frekans düzlemindeki çeşitli çalışma noktaları (şekil 1.10), değişken akımlı, değişken frekanslı güç beslemesi ile oluşturulabilir. Akım beslemeli sürmeler bölüm 2'de tartışılmıştır.

### 2.1.7 Harmonik etkiler

Hız-ayarlı sürücülerde; makineler, çıkışında harmonikleri içeren konvertörler ile beslenirler. Bu harmoniklerin aşağıdaki zararlı etkileri bulunur (1) ısıma ve (2) dönme(tork) momenti titreşmesi (pulsosyon).

**Isınma:** Gerilim beslemeli sürücüde sinüzoidal olmayan stator gerilimi, fourier analizi ile ana ve harmonik bileşenlere ayrıştırılabilir. Simetrik bir dalga şeklinde sadece tek harmonikler bulunur. Üçlü harmonikler, üçgen veya yıldız yükte (nötr olmayan) herhangi bir akıma yol açamazlar. Düşük değerli harmonikler için faz gerilimlerinin fourier serileri şu şekilde verilebilir.

$$V_{as} = V_{1m} \sin W_e t + V_{5m} \sin 5W_e t + V_{7m} \sin 7W_e t + \dots \quad (1.32)$$

$$V_{bs} = V_{1m} \sin(W_e t - 120^\circ) + V_{5m} \sin 5(W_e t - 120^\circ)t + V_{7m} \sin 7(W_e t - 120^\circ) + \dots \quad (1.33)$$

$$V_{cs} = V_{1m} \sin(W_e t + 120^\circ) + V_{5m} \sin 5(W_e t + 120^\circ)t + V_{7m} \sin 7(W_e t + 120^\circ) + \dots \quad (1.34)$$

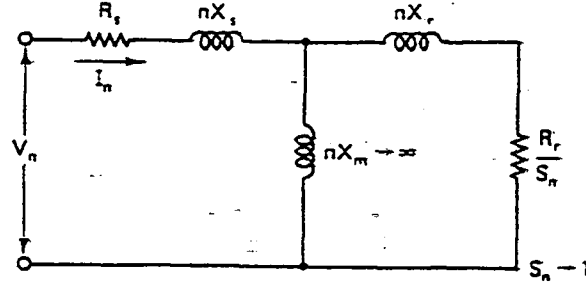
(1.33) ve (1.34) denklemleri şöyle basitleştirilebilir

$$V_{bs} = V_{1m} \sin(W_e t - 120^\circ) + V_{5m} \sin(5W_e t + 120^\circ)t + V_{7m} \sin(7W_e t - 120^\circ) + \dots \quad (1.35)$$

$$V_{cs} = V_{1m} \sin(W_e t + 120^\circ) + V_{5m} \sin(5W_e t - 120^\circ)t + V_{7m} \sin(7W_e t + 120^\circ) + \dots \quad (1.36)$$

Her bir harmonik bileşen için makine, sabit parametrelili bir eş devreyle temsil edilebilir ve ortaya çıkan akım süperpozisyon ilkesi ile hesaplanabilir. Şekil 1.3 (b)'deki bir faz eş devresi, şekil 1.13'deki gibi harmonik bir eş devreye dönüştürülebilir, burada nüve kaybı direnci  $R_m$  ihmal edilir. Bu şekilde  $n$ , harmoniğin dizisi ve  $S_n$ ,  $n$ . harmonik teki kaymadır.

(1.32), (1.35) ve (1.36) denklemleri 5'inci harmonik gerilimin ( $V_{5m}$ ) negatif faz sekansı vardır ve bunun için buna tekabül eden manyetik alanlar  $5\omega_e$  hızında geri yönde dönerler.



Şekil 1.13 Bir faz harmonik eş devre

Aynı denklemler 7'inci harmonik manyetik alanın  $7\omega_e$  hızında ileri yönde döndüğünü gösterir. Rotor hızı sadece ana frekans ile bağlantılı olduğundan rotor, harmonik alana göre (örneğin  $S_n = 1.0$ ) pratikte sabit görünür. Matematiksel olarak  $n$ . harmonik teki kayma şu şekilde verilebilir.

$$S_n = \frac{nW_e \pm W_r}{nW_e} \quad (1.37)$$

Burada negatif ve pozitif işaretler sırasıyla ileri ve geri dönme alanlarına aittir. (1.37) denklemindeki  $\omega_r / \omega_e = 1 - S'$  yi değiştirerek ve basitleştirerek şu formülü çıkarırız.

$$S_n = \frac{(n \pm 1) \pm S_1}{n} \cong 1.0 \quad (1.38)$$

Burada  $S_1$ , ana-frekans kaymasıdır. Örneğin, (1.38) denkleminde  $S_1$  0'la 1 arasında değişirse  $S_5$ 'de 1.2'den 1.0'a ve  $S_7$  ise 0.857'den 1.0'a değişir. Şekil 1.13'deki eş devre pasif bir eş devreye yaklaşır ve burada harmonik akımlar, harmonik gerilimlerin bilinmesiyle hesaplanabilirler. Bunun anlamı harmonik akımlar, ana frekans çalışma

durumundan etkilenmemektedirler (yani; bunlar dönme momentinden ve makine hızından bağımsızdırlar).  $nX_m \rightarrow \infty$  ve  $(nX_{is} + nX_{ir}) \gg (R_s + R_r)$  düşünürsek.

$$I_n = \frac{V_n}{n(X_s + X_r)} \quad (1.39)$$

Ve tekabül eden rms harmonik akım şu şekilde verilebilir.

$$I_h = \sqrt{I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + I_{13}^2 + \dots} \quad (1.40)$$

$$I_h = \sqrt{\sum_{n=5,7,\dots} I_n^2} \quad (1.41)$$

Burada  $I_5, I_7, \dots$  akımın rms harmonik bileşenleridir. Toplam stator ve rotor bakır kayıpları şu şekilde hesaplanabilir.

$$P_{ls} = 3(I_{sl}^2 + I_h^2)R_s \quad (1.42)$$

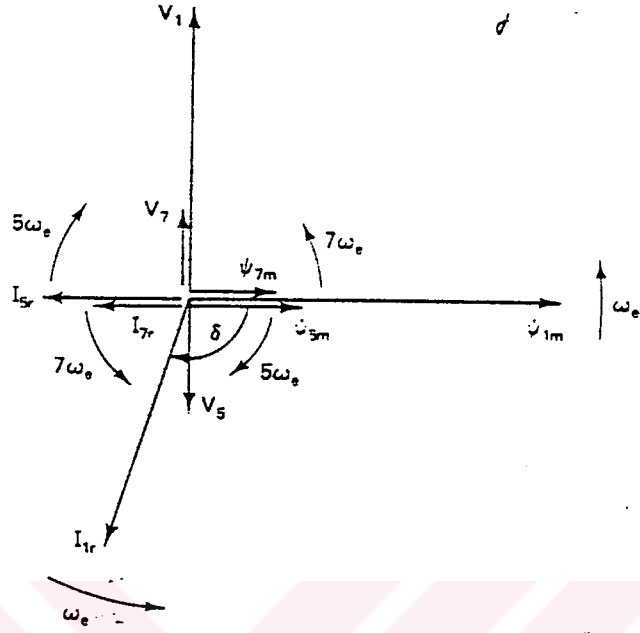
$$P_{lr} = 3(I_{rl}^2 + I_h^2)R_r \quad (1.43)$$

Burada  $I_{sl}$  ve  $I_{rl}$ , ana rms akımlarıdır. Harmonikler aynı zamanda nüve kaybını da artırırlar ancak bunun büyüklüğü, bakır kaybına göre küçüktür. Eş devre parametreleri sabit farz edilebilir ama bu yaklaşım pek doğru olmaz. Hem stator hem de rotor rezistansları ısı ile artarlar. Ana frekansta çalışmadaki kabuk(yüzey) etkisi ihmal edilebilir ancak harmonik frekansta etkiler baskın olur, özellikle rotor rezistansta. Eş devredeki tüm endüktanslar doyma ile değişir. (Ref.5)

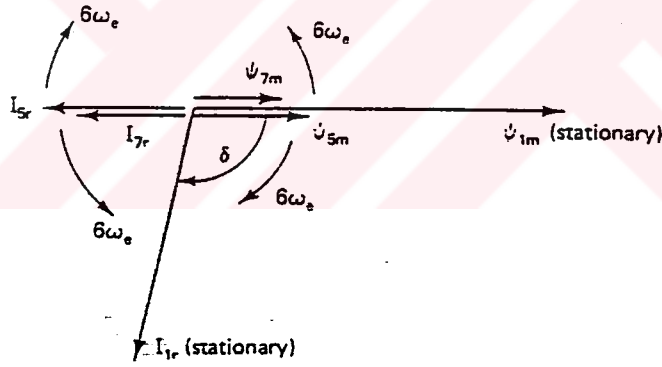
### 2.1.8 Dönme momenti (tork) titreşimi

Dönme momenti (tork) titreşimi, hava boşluğu akısı ile rotor mmf dalgalarının farklı harmonik sırada etkileşimi sonucu ortaya çıkarlar. Genel dönme momenti(tork) hava boşluğu akısı ile rotor akımı fonksiyonu ve hava boşluğu akısı ile rotor akımı arasındaki faz açısı olarak ifade edilir (1.6) denkleminde bu ifade verilmiştir. Ana frekans bileşenleri veya diğerleri (harmonik frekans gibi)  $\delta$  açısı sabit kalır ve bunun için sadece tek yönlü

dönme momenti(tork) oluşur. Hava boşluğu akısının harmonik bileşeni, aynı frekansta rotor akımını indükler. ( $S_n \cong 1$ ) ve bunun için dönme momenti(tork), dönen hava boşluğu akısı ile aynı yönde meydana gelir



(a)



(b)

Şekil 1.14 6. Dönme momenti(tork) harmoniklerini açıklayan fazör diyagram

Örneğin; 7'inci harmonik dönme momenti(tork) ana dönme momentine eklenir ancak 5'inci harmonik buna ters yöndedir.  $\delta$  açısı zamanla değiştiğinde dönme momenti(tork) titreşimi (pulsasyon) oluşur.

Bir frekansın  $\Psi_m$ 'si diğer frekansın  $I_r$ 'si ile kesiştiğinde bu olur.  $\delta$  açısının değişme oranı karşılıklı dönen fazörlerin hız farkı kadardır.

Dönme momenti(tork), şekil 1.14(a)'da gösterildiği gibi tek bir diyagramdaki çeşitli frekansların akı ve rotor akım fazörlerini üst üste bindirerek hesaplanabilir şekilde, sadece 5 inci ve 7 inci harmonik gerilimlerinin etkileri göz önüne alınmış ve akı fazörlerinin  $t=0$ 'da sabit olduğu düşünülmüştür. Her harmonik gerilim, buna karşılık gelen akı ve rotor akımı bileşenlerine neden olacaktır. 5 inci ve 7inci harmonikler için eş devre rezistansları ihmal edilmiştir. Ve böylece harmonik akımlar, ilgili akı bileşenlerini 180 derece geciktirecektir. Ana ve 7 inci harmonik fazörler, sırasıyla  $\omega_e$  ve  $7\omega_e$  hızlarında saat yönünün tersinde dönerler. 5 inci harmonik fazörler ise  $5\omega_e$  hızında saat yönünde dönerler. Şekil 1.14 (b), şekil 1.14(a)'dan oluşturulmuştur. Burada ana fazörleri sabit kabul ederek tüm şemaya  $\omega_e$ 'de saat yönünde bir dönme verilmiştir.

Diyagramdan, ana akının 5inci ve 7inci harmonik akımları ve ana akımın 5inci ve 7inci harmonik akıları ile etkilenmesi sonucu 6 ıncı harmonik dönme momentinin(tork) oluştuğu görülmektedir. Matematiksel olarak bu harmonik dönme momenti(tork) ifadesi şöyle gösterilebilir.

$$T_{e6} = K [ \Psi_{1m} I_{7r} \sin(\pi - 6\omega_e t) + \Psi_{7m} I_{1r} \sin(\delta + 6\omega_e t) \quad (1.44)$$

$$+ \Psi_{1m} I_{5r} \sin(\pi + 6\omega_e t) + \Psi_{5m} I_{1r} \sin(\delta - 6\omega_e t) ]$$

$$= K [ \Psi_{1m} (I_{7r} - I_{5r}) \sin(6\omega_e t) + I_{1r} (\Psi_{7m} + \Psi_{5m}) \cos(6\omega_e t) ] \quad (1.45)$$

Burada  $\delta \cong 90^\circ$  dir. Harmonik akı bileşenleri  $\psi_{7m}$  ve  $\psi_{5m}$  çok küçük olduğundan ikinci terimin katılımı ihmal edilebilir.

Titreşimli dönme momenti (tork) makine hızında zorlanmaya yol açar ancak yüksek frekanslı bileşenlerin etkisi, sistemin mekanik ataletine bağlı olarak düzleştirilir. Titreşim frekansı düşükse veya sistemin mekanik ataleti küçükse hız zorlanması daha da kötüleşebilir. Titreşimli dönme momenti(tork) frekansı, sürme sisteminin mekanik rezonansına yakın olabilir ve bu ciddi mil vibrasyonu ile sonuçlanabilir. Bu, dişlilerin aşınmasına, yıpranmaya ve geri besleme kontrol sisteminde yetersiz performansa yol açar.

### 2.1.9 Dinamik model

Şu ana kadar sadece karalı-hal çalışmada geçerli olan bir faz eş devresini inceledik. Hız-ayarlı sürme sisteminde makine normalde geri besleme çevriminde bir elementi teşkil eder ve bunun için bunun dinamik davranışı dikkate alınmalıdır. Bir ac makinesinin

dinamik performansı, stator ve rotor fazları arasındaki kuplaj etkisinden dolayı bir şekilde karışıktır ve burada kuplaj katsayıları, rotor pozisyonu ile değişirler. Bunun için makine modeli, zaman değişkenli katsayılı diferansiyel denklemlerle tanımlanabilir.

Eğer güç beslemesi dengeli üç fazlı ise (bir konvertör ile beslendiğinde olduğu gibi) iki eksen veya d-q teorisi normalde dinamik modelleme için kullanılır. Bu teoride zaman değişkenli parametreler elimine edilir ve değişkenlerle parametreler, dikey veya karşılıklı bağlanan direk (d) ve dörtlü(quadrature) (q) eksenlerle ifade edilirler. Bir makinenin d-q dinamik modeli ya sabit ya da döner bir referans çerçevesinde ifade edilebilir. Sabit referans çerçevesinde referans  $d^s$  ve  $q^s$  eksenleri, stator üzerinde sabittirler, döner referans çerçevesinde ise bunlar dönerler. Döner çerçeve ya rotor üzerinde sabittir yada senkron hızda hareket eder. Senkron olarak döner bir çerçeve modelinin avantajı şudur; sinüsoidal beslemede değişkenler dc değerler olarak belirir.

### 2.1.10 Eksenlerin dönüşümü

Sadece stator besleme gerilimlerini ve as-bs-cs eksenleri ile  $d^s$ - $q^s$  eksenleri arasındaki dönüşüm ilişkilerini (her ikisi de sabit referans çerçevesindedir şekil 1.15) ele alalım.

Akım ve akı gibi diğer değerler aynı şekilde dönüştürülebilir.  $\theta$  açısı, iki eksen arasındaki açıdır.  $d^s$  ve  $q^s$  gerilimleri şeklindeki faz gerilimleri şu şekilde matris formunda yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta-120) & \sin(\theta-120) & 1 \\ \cos(\theta+120) & \sin(\theta+120) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \\ V_{os}^s \end{bmatrix} \quad (1.46)$$

Buna karşılık gelen ters ilişki şöyledir.

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \\ V_{os}^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-120) & \cos(\theta+120) \\ \sin\theta & \sin(\theta-120) & \sin(\theta+120) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (1.47)$$

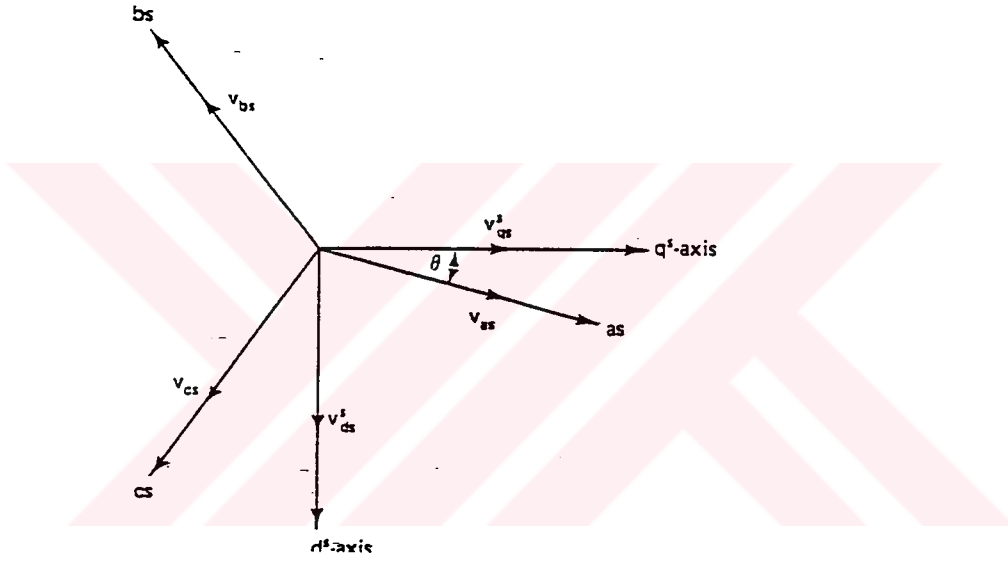
Burada  $v_{os}^s$ , sıfır değerli bileşendir. Üç fazlı dengeli durumunda sıfır değerli bileşen mevcut değildir. Burada sadece önemli dönüşüm ilişkileri ele alınmıştır.

$\theta = 0$  olarak ele almak uygundur böylece  $q^s$ - eksenini  $a^s$  eksenine ile çakıştır. Aynı zamanda sıfır değerli bileşeni göz ardı ederek dönüşüm (transformasyon) ilişkileri şu şekilde basitleştirilir.

$$V_{as} = V_{qs}^s \quad (1.48)$$

$$V_{bs} = -\frac{1}{2} V_{qs}^s - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{ds}^s \quad (1.49)$$

$$V_{cs} = -\frac{1}{2} V_{qs}^s + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{ds}^s \quad (1.50)$$



Şekil 1.15 Kararlı hal  $a^s$ - $b^s$ - $c^s$  in  $d^s$ - $q^s$  eksen dönüşümü

$$V_{qs}^s = \frac{2}{3} V_{as} - \frac{1}{3} V_{bs} - \frac{1}{3} V_{cs} = V_{as} \quad (1.51)$$

$$V_{ds}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}} V_{bs} + \frac{1}{\sqrt{3}} V_{cs} \quad (1.52)$$

Sabit  $d^s$ -  $q^s$  çerçevesindeki gerilimler, şekil 1.16'nın yardımıyla aşağıdaki gibi senkronize olarak dönen  $d^e$ - $q^e$  çerçevesine dönüştürülebilir.

$$V_{qs} = V_{qs}^s \cos \omega_e t - V_{ds}^s \sin \omega_e t \quad (1.53)$$

$$V_{ds} = V_{qs}^s \sin \omega_e t + V_{ds}^s \cos \omega_e t \quad (1.54)$$

Uygun olması için üst ( $e$ ), senkronize olarak dönen çerçeve parametrelerinden çıkarılmıştır.

(1.53) ve (1.54) denklemleri, sabit çerçeve değişkenleri ilişkilerini tanımlamak için aşağıdaki gibi döner çerçeve değişkenleri ters çevrilebilir.

$$V_{qs}^s = V_{qs} \cos \omega_e t + V_{ds} \sin \omega_e t \quad (1.55)$$

$$V_{ds}^s = -V_{qs} \sin \omega_e t + V_{ds} \cos \omega_e t \quad (1.56)$$

Faz gerilimlerinin dengeli ve sinüzoidal olduğunu düşünelim. O zaman;

$$V_{as} = V_{sm} \cos \omega_e t \quad (1.57)$$

$$V_{bs} = V_{sm} \cos(\omega_e t - 120) \quad (1.58)$$

$$V_{cs} = V_{sm} \cos(\omega_e t + 120) \quad (1.59)$$

olur.

Bunları (1.51) ve (1.52) denklemlerine uyarlırsak;

$$V_{qs}^s = V_{sm} \cos \omega_e t \quad (1.60)$$

$$V_{ds}^s = -V_{sm} \sin \omega_e t \quad (1.61)$$

olur.

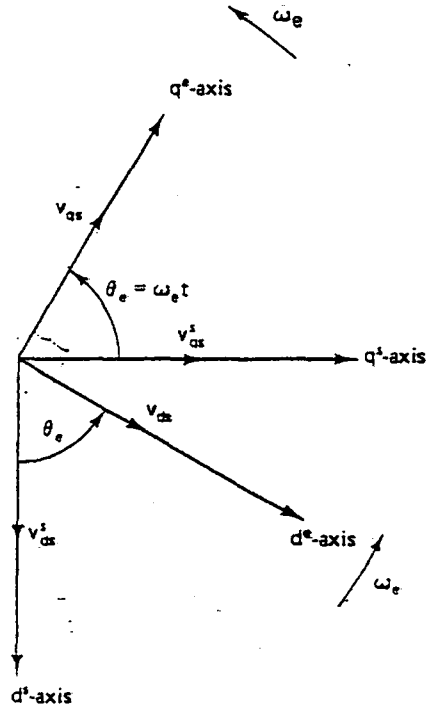
Bunları (1.53) ve (1.54) denklemlerine uyarlırsak;

$$V_{qs} = V_{sm} = V_m \quad (1.62)$$

$$V_{ds} = 0 \quad (1.63)$$

olur.

Bu ilişkiler, sinüzoidal değişkenlerin, senkronize olarak dönen referans çerçevesinde dc değerler olarak ortaya çıktıklarını doğrular.



Şekil 1.16 sabit d<sup>s</sup>- q<sup>s</sup> eksenlerinin senkronize dönen d<sup>e</sup>- q<sup>e</sup> eksenine dönüşümü

### 2.1.11 Senkronize olarak dönen çerçeve modeli

Makinenin üç fazlı stator denklemlerini sabit koordinatlar a<sub>s</sub>, b<sub>s</sub> ve c<sub>s</sub>'de ifade etmek mümkündür. Vektör formundaki stator denklemi şöyle verilebilir;

$$\bar{V}_s^s = R_s \bar{I}_s^s + \frac{d\bar{\Psi}_s^s}{dt} \quad (1.64)$$

Burada  $\bar{V}_s^s$ ,  $\bar{I}_s^s$  ve  $\bar{\Psi}_s^s$  sırasıyla sabit çerçevedeki gerilim, akım ve akı bağlantı vektörleridir her bir vektör, birim vektörlerin bileşenleri şeklinde şöyle ifade edilebilir.

$$\bar{X}_s = X_{as} \bar{U}_{as} + X_{bs} \bar{U}_{bs} + X_{cs} \bar{U}_{cs} \quad (1.65)$$

Eğer koordinat eksenleri senkronize hızda ( $\omega_e$ ) dönerse (1.64) denklemi şu şekilde yazılabilir.

$$\bar{V}_s^s = R_s \bar{I}_s^s + \frac{d\bar{\Psi}_s^s}{dt} + \omega_e \times \bar{\Psi}_s^s \quad (1.66)$$

Burada vektörler, (1.64) denklemindeki gibidir ancak ek olarak  $\bar{\omega}_e \times \bar{\psi}_s$  terimleri eklenmiştir. Çapraz çarpım  $\bar{\omega}_e \times \bar{\psi}_s$ , referans çerçevesinin dönmesine bağlı olarak hız gerilimi olarak tanımlanır. Çapraz çarpım elde edildikten sonra (1.66) denklemi, senkronize olarak dönen bir çerçevede  $d^e$  ve  $q^e$  gerilimleri şeklinde yazılabilir.

$$V_{qs} = R_s \dot{I}_{qs} + \frac{d\bar{\Psi}_{qs}}{dt} + \omega_e \Psi_s \quad (1.67)$$

$$V_{ds} = R_s \dot{I}_{ds} + \frac{d\bar{\Psi}_{ds}}{dt} - \omega_e \Psi_{qs} \quad (1.68)$$

Yukarıdaki denklemlerde  $\omega_e = 0$  değerini yerine koyarsak sabit  $d^s$ - $q^s$  çerçevesinde stator denklemleri elde edilir.

Eğer rotor hareket etmiyorsa, çift beslenen bir makine için rotor denklemleri, (1.67) ve (1.68) denklemlerine benzeyecektir.

$$V_{ds} = R_s \dot{I}_{ds} + \frac{d\bar{\Psi}_{ds}}{dt} - \omega_e \Psi_{qs} \quad (1.69)$$

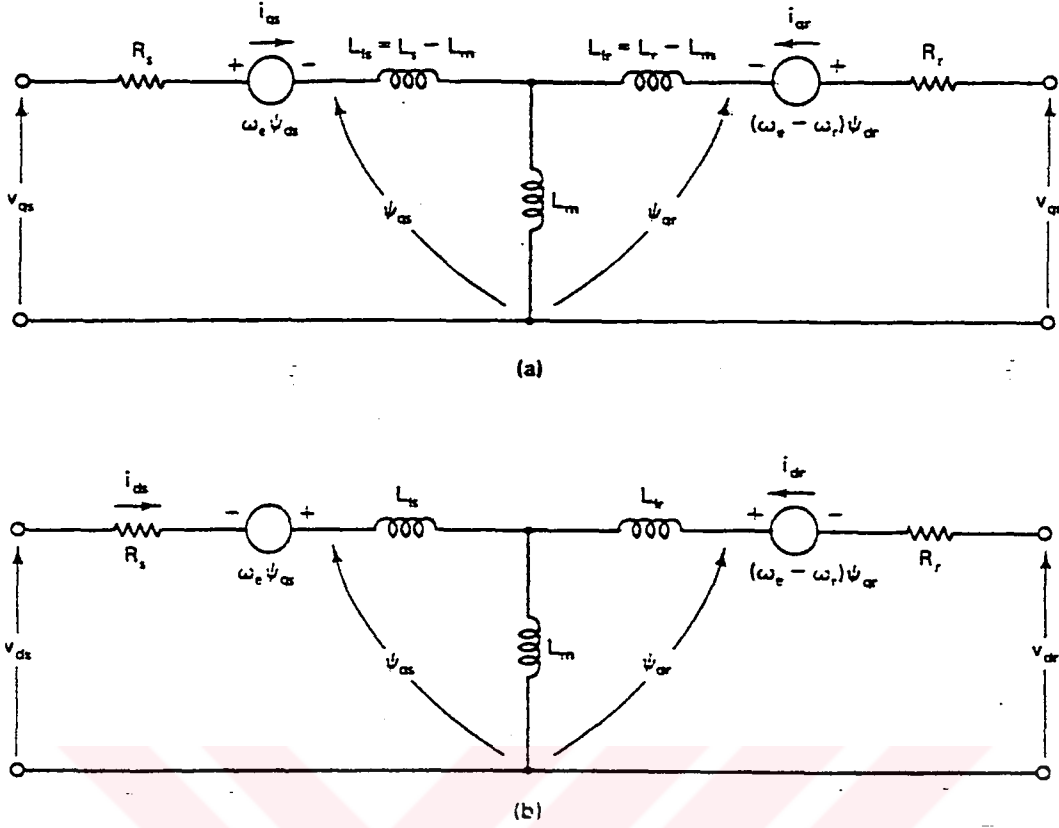
$$V_{dr} = R_r \dot{I}_{dr} + \frac{d\bar{\Psi}_{dr}}{dt} - \omega_e \Psi_{qr} \quad (1.70)$$

Buradaki tüm değişkenler ve parametreler stator'a göredir. Rotor,  $\omega_r$  hızında hareket ettiğinden rotor üzerinde sabitlenen d-q eksenleri, senkronize olarak dönen referans çerçevesine bağlı olarak  $\omega_e - \omega_r$  hızında hareket ederler bunun için (1.69) ve (1.70) denklemleri şu şekilde değiştirilmelidirler.

$$V_{qr} = R_r \dot{I}_{qr} + \frac{d\bar{\Psi}_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \Psi_{dr} \quad (1.71)$$

$$V_{dr} = R_r \dot{I}_{dr} + \frac{d\bar{\Psi}_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \Psi_{qr} \quad (1.72)$$

Şekil 1.17, makinenin  $d^e$ - $q^e$  eş devrelerini senkronize olarak dönen referans çerçevesinde gösterir.



Şekil 1.17 senkronize olarak dönen referans çerçevesinde D-Q eş devresi: (a)  $q^c$  eksenli devresi (b)  $d^c$  eksenli devresi

Akımlar şeklindeki akı bağlantısı ifadeleri şekil 1.17'den şöyle yazılabilir.

$$\Psi_{qs} = L_{is} \dot{I}_{qs} + L_m (\dot{I}_{qs} + \dot{I}_{qr}) \quad (1.73)$$

$$\Psi_{qr} = L_{ir} \dot{I}_{qr} + L_m (\dot{I}_{qs} + \dot{I}_{qr}) \quad (1.74)$$

$$\Psi_{ds} = L_{is} \dot{I}_{ds} + L_m (\dot{I}_{ds} + \dot{I}_{dr}) \quad (1.75)$$

$$\Psi_{dr} = L_{ir} \dot{I}_{dr} + L_m (\dot{I}_{ds} + \dot{I}_{dr}) \quad (1.76)$$

Yukarıdaki ifadeleri (1.67), (1.68), (1.71) ve (1.72) denklemleri ile birleştirerek gerilimler ve akımlar şeklinde elektrik dinamikleri modeli, şu şekilde matris formunda verilebilir.

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + SL_s & \omega_e L_s & SL_m & \omega_e L_m \\ -\omega_e L_s & R_s + SL_s & -\omega_e L_m & SL_m \\ SL_m & (\omega_e - \omega_r) L_m & R_r + SL_r & (\omega_e - \omega_r) L_r \\ -(\omega_e - \omega_r) L_m & SL_m & -(\omega_e - \omega_r) L_r & R_r + SL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{qs} \\ \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qr} \\ \dot{I}_{dr} \end{bmatrix} \quad (1.77)$$

Burada S, Laplace operatörüdür Tekli beslenen makinede  $v_{qr}$  ve  $v_{dr}$  gerilimleri, sıfır olarak farz edilmelidir. Eğer  $\omega_r$  hızı sabit olarak düşünülürse,  $v_{qs}$  ve  $v_{ds}$  ve  $\omega_e$  girdilerini bilerek  $\dot{I}_{qs}$ ,  $\dot{I}_{ds}$ ,  $\dot{I}_{qr}$  ve  $\dot{I}_{dr}$  akımları, (1.77) denkleminde çözülebilir.  $v_{qs}$  ve  $v_{ds}$  gerilimleri, sinüzoidal olmayan dalgalara tekabül edebilir. (konvertör beslemeli makinede). Akım beslemeli makinede ise  $\dot{I}_{qs}$ ,  $\dot{I}_{ds}$  ve  $\omega_e$  miktarları bağımsızdır. O zaman bağımlı değişkenler  $v_{qs}$ ,  $v_{ds}$ ,  $\dot{I}_{qr}$  ve  $\dot{I}_{dr}$ , 1.77 denkleminde çözülebilir. Eğer sadece denklemin kararlı-hal (1.77) çözümü isteniyorsa, tüm S ile ilgili terimler sıfır olmalıdır. Kararlı-halde (sabit hal) senkronize olarak dönen referans çerçevesindeki tüm değişkenler, sinüsoidal uyarıyla dc değerleri olarak ortaya çıkar(daha önce söz edilmişti).

1.77 denklemindeki hız sinyali  $\omega_r$  normalde bir sabit olarak düşünülemez. Bu şu şekilde dönme momenti(tork) ile ilgilidir.

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{2}{P} J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (1.78)$$

Burada  $T_L$ , yük dönme momenti(tork) ve J, sistem ataletidir.

**Artan dönme momenti(tork):** Hava boşluğu akısı ile rotor mmf'nin etkileşimi sonucu dönme momenti(tork) artımı bu bölümün başında tartışılmıştır. Burada bu değişkenlerin d-q bileşenleri ile ilgili olarak daha ayrıntılı açıklanacaktır. (1.4) denkleminde dönme momenti(tork) genel vektör formunda şu şekilde verilebilir.

$$T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) \hat{\Psi}_m \times \hat{I}_r \quad (1.79)$$

$d^e$ - $q^e$  bileşenleri olarak şu şekilde verilir.

$$T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) (\Psi_{dm} \dot{I}_{qr} - \Psi_{qm} \dot{I}_{dr}) \quad (1.80)$$

Akılarla akımlar arasındaki ilişkiler değiştirilerek  $T_e$ 'nin diğer birkaç formu oluşturulur.

$$T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) (\Psi_{dm} \dot{I}_{qs} - \Psi_{qm} \dot{I}_{ds}) \quad (1.81)$$

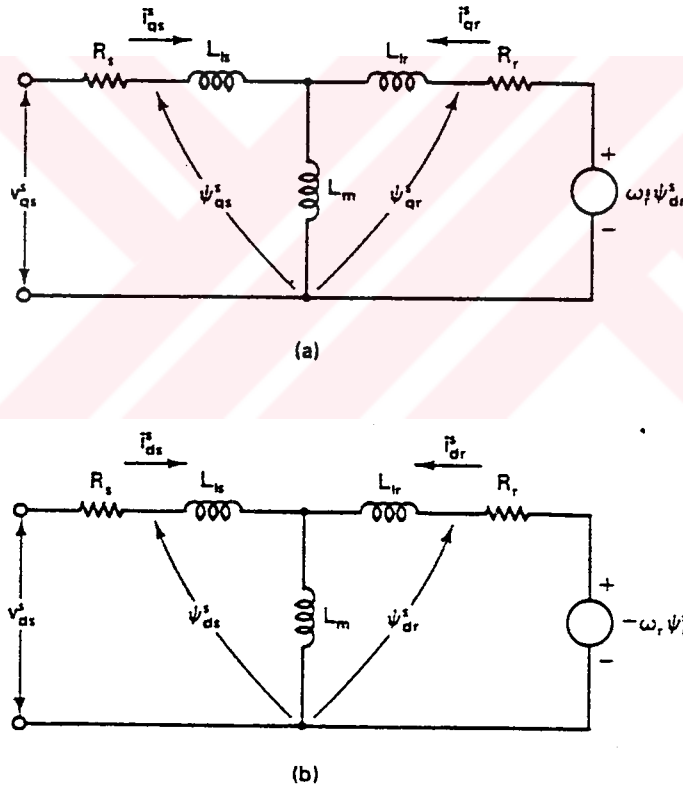
$$= \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) (\Psi_{ds} \dot{I}_{qs} - \Psi_{qs} \dot{I}_{ds}) \quad (1.82)$$

$$= \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) L_m (\dot{I}_{qs} \dot{I}_{dr} - \dot{I}_{ds} \dot{I}_{qr}) \quad (1.83)$$

(1.77),(1.78) ve (1.83) denklemleri, bir endüksiyon makinesinin elektro mekanik dinamiklerinin komple modelini verir. Bileşke sistem denklemi beşinci sıradadır ve modeldeki doğrusal olmayış(nonlinearity) oldukça açıktır. Denklem, durum boşluk formunda yazılabilir. Dönüşüm denklemli elektro mekanik model, geçici ve sabit durum performanslarını incelemek için bilgisayar üzerinde simüle edilebilir.

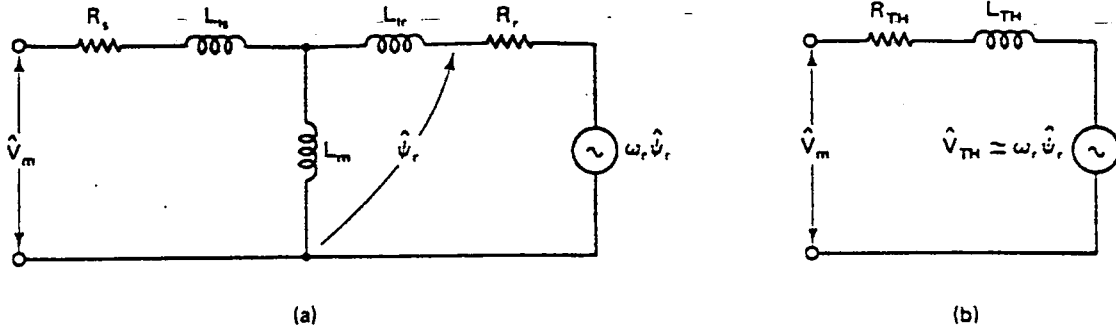
### 2.1.12 Sabit çerçeve modeli

Sabit çerçeve modelindeki dinamik makine modeli 1.77 denklemindeki  $\omega_e=0$  değeri verilerek türetilebilir.



Şekil 1.18 Sabit referans çerçevede D-Q eş devresi: (a)  $q^s$  ekseni (b)  $d^s$  ekseni devresi

Bu formda bu,  $d^s$ - $q^s$  notasyonunda Stanley (Ref 3) denklemi olarak bilinir ve tekabül eden eş devreler şekil 1.18'de verilmiştir.



Şekil 1.19 Zıt elektromotor kuvveti ile bir faz eş devresinin türetilmesi

Önceden belirtildiği gibi, sabit referans çerçevesinde değişkenler, kararlı halde sinüzoidal girişli sinüsel dalgaları olarak ortaya çıkarlar. (1.79) ile (1.83) arası dönme momenti(tork) denklemleri, tekabül eden sabit referans çerçevesi değişkenleri ile geçerli kalırlar.

Şekil 1.18'deki  $d^s$ - $q^s$  eş devreler, şekil 1.19 (a)'de belirtildiği gibi zıt emf'li bir faz eş devresini oluşturmak için karlı-halde birleştirilebilir.  $V_m$  ve  $\psi_r$  fazörleri şu şekilde açıklanır.

$$|\hat{V}_m| = \sqrt{V_{qs}^2 + V_{ds}^2}$$

$$|\hat{\Psi}_r| = \sqrt{\Psi_{qr}^2 + \Psi_{dr}^2}$$

Burada  $|V_m|$   $|\psi_r|$ , fazörlerin tepe değerleridir. Şekil 1.19(b)'den basitleştirilen Thevenin eş devresi, şekil 1.19(a)'dan türetilenir, burada  $R_{TH} \cong R_s + R_r$   $L_{TH} \cong L_{is} + L_{ir}$ , ve  $\omega_{TH} = \omega_r$   $\psi_r$ 'dir.  $L_m$ 'nin büyük olduğu düşünülür. Bu devre, makinenin bir faz geçici eş devresini temsil edebilir ve sık, sık konvertör analizi için kullanılır.

### 3 ASENKRON MOTORLARIN VEKTÖREL KONTROLU

#### Giriş

Inverterle beslenmiş AC motorların kullanılması ile ulaşılan sürekli hal doğruluğu hemen hemen dışarıdan uyarmalı DC motor kullanılarak yapılan kadar mümkündür. Fakat, AC motor sürücülerinde ulaşılabılır DİNAMİK PERFORMANS genellikle iyi değildir. Dinamik performans, motorun kumanda edilen hız veya moment teki değişikliklere vereceği cevap hızının ölçütüdür. Bu nedenle, yüksek güvenilirlik oranına sahip olan inverter beslemeli AC motor sürücülerindeki gelişmelere rağmen, DC motor, metalurji endüstrisinde ters dönebilen ince tabakaların döndürülerek frezelenmesi ve birçok makinenin sürücüleri gibi yüksek dinamik performans isteyen alanlarda üstünlüğünü sürdürdü. Son yıllar AC motorlar için yeni kontrol yönteminin gelişmesine tanık oldu. Bu yöntem VEKTÖR KONTROLÜ olarak adlandırılıyor ve dinamik performans konusunda AC motor sürücülerinin görünüşünde köklü değişiklikler yaptı. Vektör kontrolü, (dinamik performansı) dışarıdan uyarmalı DC motor kontrolündeki benzer davranışları AC motor kontrolünde mümkün hale getirdi ve aynı dinamik performans kalitesine ulaştı. Vektör kontrolü, AC motor sürücülerinin düşük dinamik performansının, AC motorun kendi zayıf yönleri veya temel sınırlamaları yüzünden olmadığını, fakat motoru beslemekte olan gücün durumu(davranışı) ve bu kontrol yolu yüzünden olduğunu kabul etmektedir. Bu nedenle, Vektör kontrolü, son yıllarda hız-ayarlı elektrik motor sürücülerini alanındaki en önemli gelişmedir.

Dışarıdan uyarmalı DC motorların sahip olduğu yüksek dinamik performans kalitesi, DC motorun nüve devresi ve alan devresinin manyetik olarak birleşmemesinden kaynaklanmaktadır. DC motorda, alan devresi tarafından üretilen m.m.f. ve nüve devresi tarafından üretilen m.m.f. uzaysal alanda birbirlerini dörtgene tamamlarlar. Bu yüzden alan devresi ve nüve devresi arasında herhangi bir manyetik ilişki yoktur. Rotor dönerken, rotor bobini üzerinde oluşan devamlı tekrarlanan açıp kapama( switching) komutatör hareketi yüzünden, bu manyetik ilişkisizlik varlığını rotorun hızı veya açısız durumuna aldırılmadan devam ettirir. Bu da nüve devresindeki hızlı akım değişmelerini etkilenmesini, alan devresinin büyük değerdeki endüktansındaki oluşumu güçleştirmeden, mümkün kılar. Nüve akımı hızla değişebildiği için, motor momentini yükseltebilir ve hız değişmesi istendiği zaman kendi hızını çok hızlı bir şekilde artırabilir veya azaltır ve istenilen hıza

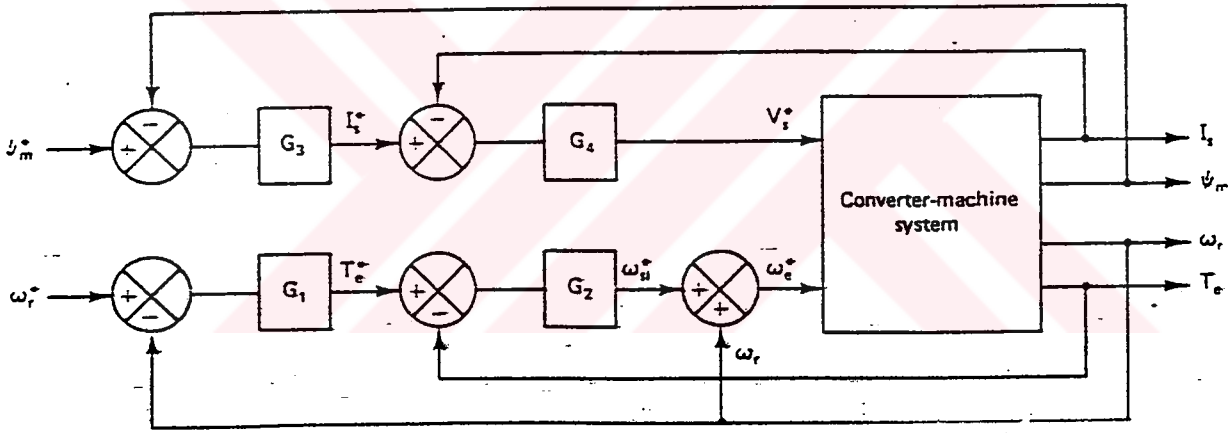
mümkün olduğu kadar hızlı bir şekilde ulaşır. DC motorlarda olduğu gibi AC motorlarda da moment üretimi akım ve akının (flux) karşılıklı etkileşimi sonucunda oluşur. Fakat, endüksiyon motorlarda, (yalnız statoru beslenenler) momentle ilişkili akım ve akı üretimi ile ilişkili akım kolaylıkla ayrılamaz. Vektör kontrolünün temel prensibi moment ve akı üretimini üstlenen akımın bileşenlerine ayrılmasına ve bunların bağımsız olarak kontrol edilmesine dayanır.

Eskiden beri bir motorun eşdeğer devresini onun performansını ve çeşitli davranışlarını ortaya çıkarmak için kullanıyoruz. Genellikle de eşdeğer devre sürekli hal çalışma koşullarına dayanır. Vektör kontrolünün öncelikli amacı, hız ve moment değiştiğinde iyi performansa ulaşmaktır. Bu nedenle AC makinelerin basit eşdeğer devreleri, vektör kontrolü tekniğini açıklamak için çok uygun değildir. Bunun yerine, bu amaca en uygun olan uzay vektörü kavramı kullanılacaktır. Senkron motorlarda vektör kontrolü nispeten kolaydır, bunun sebebi rotorda bulunan alan devresi ayrı olarak beslenir ve bağımsız şekilde ayarlanabilir. Rotor alan akısı sabittir ve devir sayısı ile değişmez. Kafes tipli endüksiyon motorlarında (stator tarafından beslenen motorlar) moment ve stator giriş akımlarının bileşenlerine ayırmak daha zordur. Üstelik AC akım taşıyan rotor ve rotor alanı (rotor hareketine göre) sabit değildir. Bu da vektör kontrolünü senkron motorlarındakine göre daha az kolay hale getirir. Fakat sincap kafesli endüksiyon motorları, sürücü uygulamaları açısından çok daha fazla bir şekilde tercih edilmektedir, bunun sebebi ise bu motorların ucuzluğu, mekanik yapısının daha sağlam olması ve de göreceli olarak bakım masraflarının daha az olmasıdır. Bu nedenle bölüm boyunca ilk hedefimiz endüksiyon motorlarının vektör kontrolü olacaktır.

### 3.1 Endüksiyon Motor Kontrolünün Özellikleri

Endüksiyon motor sürme sistemi temelde çok değişkenli bir kontrol sistemidir ve bunun için prensipte durum değişkeni kontrol teorisi uygulanmalıdır. Burada kontrol girdileri gerilim ve frekans ve çıktılar, hız, pozisyon, moment(tork), hava boşluğu akısı, stator akımı veya bunların herhangi kombinasyonu olabilir. (1.77),(1.78) ve (1.83) denklemleri ile verilen makine modeli lineer değildir. Çünkü. (1.77) denkleminin empedans matrisinde ve 1.83 denkleminde  $\omega_r$  terimi mevcudiyeti söz konusudur. Ayrıca, makine parametreleri, doyma, ısı ve deri etkisiyle değişebilir ve sistemin lineerliğini bozar. Bunun yanında ; konvertörlerin örneklenmesinden dolayı sistem ayrık zamanlıdır. Eğer kontrol sisteminde

bir mikro bilgisayar veya diğer dijital devreler kullanılırsa o zaman ek örnekleme karakteristikleri eklenmelidir. Konvertörler ve kontrolörlerin süreksiz zaman etkisi ihmal edilebilir (eğer makinenin cevabı yavaşsa). Şekil 2.1; kontrol sisteminin genel blok şemasını gösterir. Burada stator akımı, hava boşluğu akısı, hız ve artan moment(tork) çıktılar olarak düşünülür. Primer kontrol sinyalleri hava boşluğu akısı  $\psi_m^*$  ve hızdır  $\omega_r^*$ . Tüm çıktılar ve kontrol döngü sinyalleri, ilgili değişkenlere orantılı dc gerilimlerdir. Kontrol sistemi, kontrol döngüsünün hiyerarşisi ile karakterize edilir. Örneğin, hava boşluğu akı kontrolü döngüsü, iç döngüde ki stator akımını kontrol eder bu da stator gerilimini kontrol eder. Benzer şekilde hız kontrol döngüsü, iç döngüde ki momenti kontrol eder. Moment (tork) döngüsü, kayma sinyalini ( $\omega_{sl}^*$ ) oluşturur ve bu da frekans komutunu ( $\omega_e^*$ ) oluşturmak için geri besleme hızına eklenir. G1, G2, G3 ve G4 kontrol elemanları basit kazanç veya kompensatör(dengeleyici) fonksiyonları olabilir ve normalde değişkenleri sınırlayıcı içerir. Ayrıca iç kontrol döngüsünün daha hızlı cevap vermesi istenir.



Şekil 2.1 Endüksiyon motorun genel kontrol blok diyagramı

Bir ac sürme sisteminin bazı çıktı sinyallerinin, sensörlerin yardımıyla ölçülmesi güçtür ancak kısmi bir gözlemcinin yardımıyla tahmin edilebilir. Çıktı sinyallerinin sayısı, iç kontrol döngülerinin sayısı azalır azaltılabilir bu da performans bozulmasına yol açar. Şekil 2.1; şekil 2.2'deki gibi standart çok değişkenli bir yapıya dönüştürülebilir. Şekil 2.1'deki kontrol elemanları saf kazancı kullanıyorsa, şekil 2.2'deki geri besleme kontrolörü G, saf kazanç matrisidir. Diğer yandan G, kompensatör(dengeleyici) fonksiyonları ve durum boşluk denklemleriyle karakterize edilir.

AC sürme sistemi çok değişkenli, ve lineer olmadığından dolayı kararlılık(stabilite) analizi çok güçtür. Bilgisayar simülasyonu veya bilgisayar destekli analiz, kararlılık incelemesi ve performans analizleri için çok faydalıdır. Kontrol parametreleri ve kontrol yapısı simülasyonda belirlendiğinden prototip sistem dizayn edilir. Ve kontrol parametrelerini ileri iterasyonu ile laboratuarda test edilir

### 3.1.1 Küçük-sinyal modeli

Konvertörün süreksiz zaman yapısını göz ardı ederek şekil 2.1'deki konvertörlü makine sistemi, kararlı-hal çalışma noktasında küçük sinyalli bir bozulma ile lineerize edilebilir, ve bir çift çıktı ve girdi sinyali arasındaki transfer fonksiyonu ile tanımlanabilir. Bu modelin avantajı şudur; sürme sisteminin kararlılık analizi, Bode, Nyquist, gibi klasik kontrol teorisi kullanılarak mümkündür. Sistem lineer olmadığından kutuplar, sıfırlar ve transfer fonksiyonlarının kazancı, kararlı-hal çalışma noktası değiştikçe değişecektir. Kapalı döngü kontrol sistemi, en kötü çalışma noktasında sistem sabit olacak ve performanslar kabul edilebilecek şekilde dizayn edilmelidir. Bir endüksiyon makinesinin elektro mekanik dinamikleri, beşinci sıra lineer olmayan durum boşluk denklemi ile tanımlanır. (1.77), (1.78) ve (1.83) denklemleriyle oluşturulabilir.

Yukarıdaki denklemleri birleştirerek ve kararlı-hal çalışma noktasına küçük sinyalli bir sarsım uygulayarak şunu elde ederiz.

$$\begin{bmatrix} v_{qso} + \Delta v_{qs} \\ v_{dso} + \Delta v_{ds} \\ v_{qro} + \Delta v_{qr} \\ v_{dro} + \Delta v_{dr} \\ T_{LO} + \Delta T_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + SL_s & (\omega_{eo} + \Delta\omega_e)L_s & SL_m \\ -(\omega_{eo} + \Delta\omega_e)L_s & R_s + SL_s & -(\omega_{eo} + \Delta\omega_e)L_m \\ SL_m & (\omega_{eo} + \Delta\omega_e)L_m & R_r + SL_r \\ -(\omega_{eo} + \Delta\omega_e)L_m & SL_m & -(\omega_{eo} + \Delta\omega_e)L_r \\ \frac{3P}{2}L_m(i_{dro} + \Delta i_{dr}) & -\frac{3P}{2}L_m(i_{qro} + \Delta i_{qr}) & 0 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

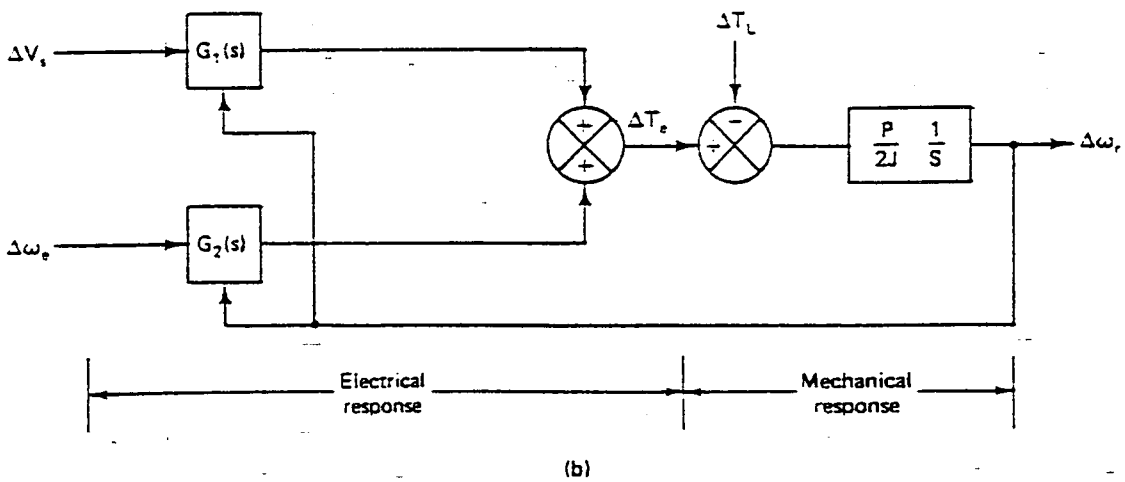
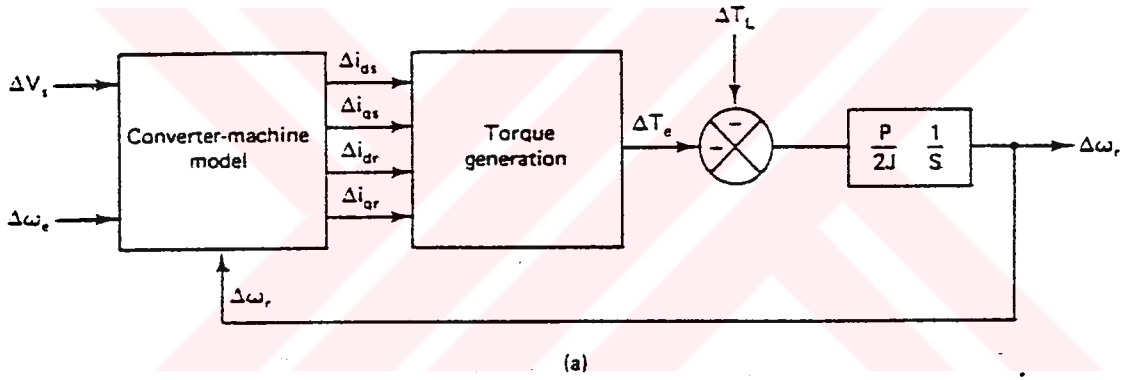
$$\begin{bmatrix} (\omega_{eo} + \Delta\omega_e)L_m & 0 \\ SL_m & 0 \\ (\omega_{eo} + \Delta\omega_e)L_r & -L_m(i_{dso} + \Delta i_{ds}) - L_r(i_{dro} + \Delta i_{dr}) \\ R_r + SL_r & L_m(i_{qso} + \Delta i_{qs}) + L_r(i_{qro} + \Delta i_{qr}) \\ 0 & -\frac{2}{P}JS \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qso} + \Delta i_{qs} \\ i_{dso} + \Delta i_{ds} \\ i_{qro} + \Delta i_{qr} \\ i_{dro} + \Delta i_{dr} \\ \omega_{ro} + \Delta\omega_r \end{bmatrix}$$



gerilim fazörü, stator q-ekseni ne yerleştirilir böylece  $\Delta v_{qs} = \Delta v_s$  ve  $\Delta v_{ds} = 0$  olur, ve  $\Delta v_s$ ,  $\Delta \omega_e$  ve  $\Delta T_L$  girdi değişkenleri olarak kalır. Konvertör dinamikleri ihmal edilirse durum boşluk denklemi aynı zamanda konvertörlü makine sistemini de temsil eder. Bir konvertör kazancı, kontrolör kazancı ile birleşebilir. Küçük sinyalli blok şeması şekil 2.3(a)'da verilmiştir. Burada elektrik ve mekanik cevaplar ayrılmıştır. Konvertörlü makine modeli, girdi kontrol sinyalleri  $\Delta v_s$  ve  $\Delta \omega_e$  'den akımları oluşturur ve geri besleme hız sinyali  $\Delta \omega_r$ , zıt emf'yi oluşturmak için hareket eder. Artan moment  $\Delta T_e$  şu denklemle akımlardan çıkarılır.

$$\Delta T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) L_m \left[ (i_{dro} \Delta i_{qs} + i_{qso} \Delta i_{dr}) - (i_{dso} \Delta i_{qr} + i_{qro} \Delta i_{ds}) \right] \quad (2.3)$$

Şekil 2.1 deki diğer küçük sinyalli çıktılar  $\Delta I_s$  ve  $\Delta \psi_m$ , aşağıdaki gibi akım sinyallerinden analiz edilebilir.



Şekil 2.3 (a) Açık-döngü volt/hertz kontrolü; (b) Hızlanma ve yavaşlama karakteristikleri

Stator akımı  $\hat{I}_s$  şu şekilde verilebilir.

$$|\hat{I}_s| = \sqrt{i_{qs}^2 + i_{ds}^2} \quad (2.4)$$

Küçük sinyal şu şekilde lineerize edilebilir

$$|\Delta \hat{I}_s| = \frac{i_{qso}}{\sqrt{i_{qso}^2 + i_{dso}^2}} \Delta i_{qs} + \frac{i_{dso}}{\sqrt{i_{qso}^2 + i_{dso}^2}} \Delta i_{ds} \quad (2.5)$$

Benzer şekilde hava boşluğu akısı şu şekilde verilir.

$$|\hat{\Psi}_m| = \sqrt{\Psi_{qm}^2 + \Psi_{dm}^2} \quad (2.6)$$

$$\Psi_{qm} = L_m (i_{qs} + i_{qr})$$

$$\Psi_{dm} = L_m (i_{ds} + i_{dr})$$

Hava boşluğu akısı için lineer (doğrusal) denklem şöyledir;

$$\begin{aligned} |\Delta \hat{\Psi}_m| &= \frac{L_m (i_{qso} + i_{qro})}{\sqrt{(i_{qso} + i_{qro})^2 + (i_{dso} + i_{dro})^2}} \Delta i_{qs} \\ &+ \frac{L_m (i_{dso} + i_{dro})}{\sqrt{(i_{qso} + i_{qro})^2 + (i_{dso} + i_{dro})^2}} \Delta i_{ds} \\ &+ \frac{L_m (i_{qso} + i_{qro})}{\sqrt{(i_{qso} + i_{qro})^2 + (i_{dso} + i_{dro})^2}} \Delta i_{qr} \\ &+ \frac{L_m (i_{dso} + i_{dro})}{\sqrt{(i_{qso} + i_{qro})^2 + (i_{dso} + i_{dro})^2}} \Delta i_{dr} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Küçük sinyalli transfer fonksiyonu blok şeması (şekil 2.3(a)'dan çıkarılan) şekil 2.3 (b)'de gösterilmiştir. Burada transfer fonksiyonları  $G_1(S)$  ve  $G_2(S)$  şöyle tanımlanır.

$$G_1(S) = \frac{\Delta T_e}{\Delta V_s} \Big|_{\Delta \omega_r = 0, \Delta \omega_e = 0} \quad (2.8)$$

$$G_2(S) = \frac{\Delta T_e}{\Delta \omega_e} \left| \begin{array}{l} \Delta \omega_r = 0 \\ \Delta V_s = 0 \end{array} \right. \quad (2.9)$$

Yukarıdaki transfer fonksiyonlarında, sistem ataleti  $J$  oldukça büyükse hız, sabit bir parametre olarak düşünülebilir. ( $\Delta \omega_r \rightarrow 0$ ) (yani,  $T_m \gg T_e$ , burada  $T_m$  eş mekanik zaman sabiti ve  $T_e$  ise eş elektrik zaman sabitidir.) böyle bir durumda, hız cevabı asıl olarak mekanik zaman sabiti ile dikte edilir. Herhangi sonlu atalet sistemi için transfer fonksiyonu  $\Delta \omega_r / \Delta V_s$ ,  $\Delta \omega_r / \Delta \omega_e$  ve  $\Delta \omega_r / \Delta T_L$  durum boşluk denkleminde (2.2) çıkarılabilir.

### 3.2 Vektör Kontrol Metotları

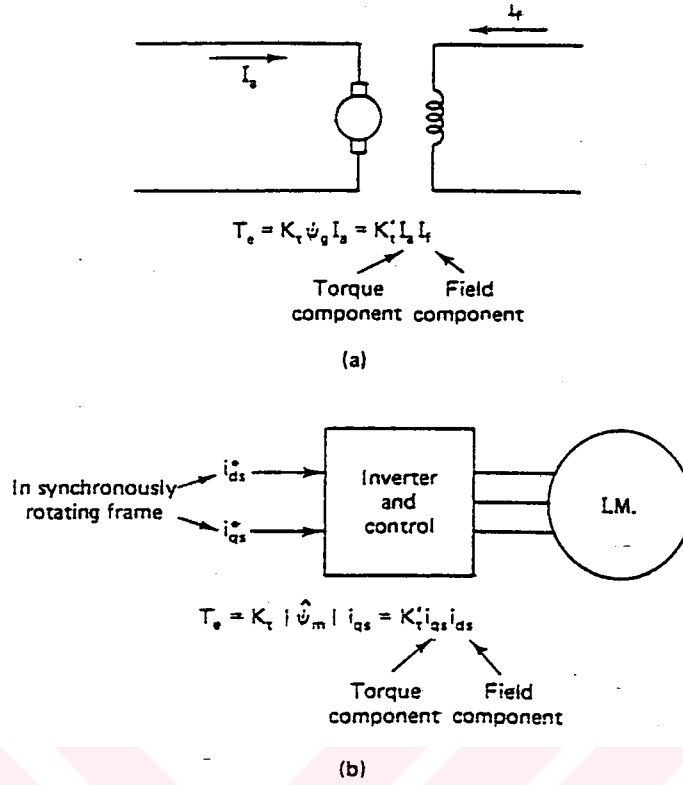
Gerilim beslemeli ve akım beslemeli inverter sürmelerin skalar kontrol metotlarında gerilim veya akım ve frekans, endüksiyon motorunun temel kontrol değişkenleridirler. Örneğin gerilim beslemeli sürmede hem moment(tork) hem de hava boşluğu akısı, gerilim ve frekans fonksiyonlarıdır. Burada kuplaj etkisi, endüksiyon motorunun yavaş cevabından sorumludur. Örneğin, moment(tork) frekans artışı ile artarsa (yani; kayma) akı azalma eğilimi gösterir. Ancak bu, ek gerilimde yavaş akı kontrolü akım beslemesi ile karşılanır. Akımın geçici dalması, kaymayla moment(tork) hassasiyetini azaltır ve böylece cevap süresi uzar. Bu açıklama akım beslemeli sürme sistemi içinde geçerlidir. Bu bahsedilen kısıtlama alan yönlendirmeli veya vektörel kontrol yöntemiyle kaldırılabilir.

Bu kontrol metodu hem endüksiyon hem de senkron makinelerle uygulanabilir. Vektör kontrol metodunda ac makinesi, dışarıdan uyarımalı bir dc makinesi gibi kontrol edilir. Bu benzetme, şekil 2.4'de açıklanmıştır.

Bir dc makinesinde, endüve mıknatıslanmasını giderme etkisini ve alan doymasını göz ardı ederek moment(tork) şöyle verilir.

$$T_e = K'_t I_a I_f \quad (2.10)$$

Burada  $I_a$ , akımın endüvi veya moment(tork) bileşenidir. Ve  $I_f$ , akımın alan veya akı bileşenidir. Bir dc makinesinde kontrol değişkenleri  $I_a$  ve  $I_f$ , dikey veya karşılıklı vektörler olarak düşünülür. Normal çalışmada alan akımı  $I_f$ , nominal alan akısını korumak için set edilir ve moment(tork); endüvi akımı değiştirilerek değiştirilir.



Şekil 2.4 Vektör kontrolünde endüksiyon motor ve dc makine benzerliği

$I_f$  akımı veya tekabül eden alan akısı, endüvi akımı  $I_a$ 'dan ayrıldığından moment(tork) hassasiyeti, hem geçici hem de kararlı-hal durumlarında maksimumda kalır. Bu kontrol modu, endüksiyon motoruna da uygulanabilir. (eğer makinenin çalışması, sinüsoidal değişkenlerin dc değerler olarak ortaya çıktığı senkronize olarak dönen referans çerçevesinde düşünülürse). Şekil 2.4'de , inverter kontrollü endüksiyon motoru, iki kontrol girdisi  $\hat{I}_{ds}^*$  ve  $\hat{I}_{qs}^*$  ile gösterilmiştir.  $\hat{I}_{ds}$  ve  $\hat{I}_{qs}$  akımları stator akımının dikey eksen ve dörtlü eksen bileşenleridir ve her ikisi de senkronize dönen referans çerçevesindedirler.

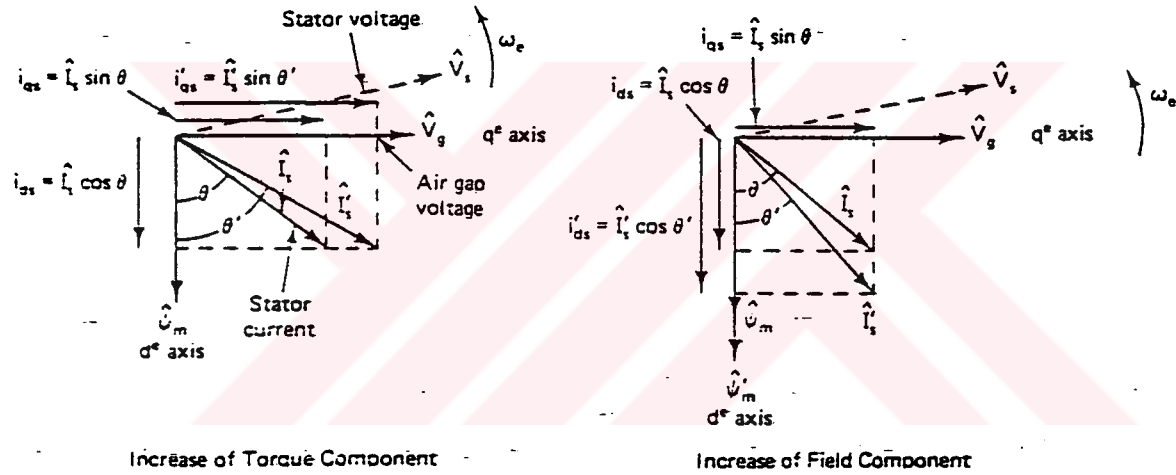
Vektör kontrolünde,  $\hat{I}_{ds}$  alan akımı  $I_f$ 'ye benzer ve  $\hat{I}_{qs}$   $\hat{I}_{ds}$  dc makinesinin endüvi akımına  $I_a$  benzer bunun için moment(tork) şöyle ifade edilir.

$$T_e = K_t |\hat{\Psi}| \hat{i} = K'_t \hat{i} \hat{i} \quad (2.11)$$

$\hat{I}_{ds}$  ve  $\hat{I}_{qs}$ 'nin vektör kontrol metodunda kontrol vektörleri olarak nasıl oluştuğuna dair temel kavram; (senkronize dönen  $d^e$ - $q^e$  referans çerçevesindeki fazör şemalarının yardımıyla) şekil 2.5 te gösterilmiştir. Burada basitleştirmek için rotor kaçak endüktansı

ihmal edilmiştir. Fazör şeması,  $q^e$  eksenine yerleştirilen hava boşluğu gerilimi  $V_g$  ile gösterilmiştir. Stator akımı  $\hat{I}_s$ , ( $V_g$ ) gerilimini  $(90-\theta)^\circ$  lik geciktirir. Yani,  $\hat{I}_{qs} = \hat{I}_s \sin \theta$ ,  $V_g$  ile aynı fazdadır ve  $\hat{I}_{ds} = \hat{I}_s \cos \theta$   $V_g$  ile aynı bölgededir.  $\hat{I}_{qs}$  akımı, stator akımın moment (tork) veya aktif bileşenidir. Ve hava boşluğunun çaprazında buna tekabül eden aktif güç,  $V_g \hat{I}_{ds}$  'dir.  $\hat{I}_{ds}$  akımı ise stator akımının alan veya reaktif bileşenidir. Ve hava boşluğu akısı  $\psi_m$  'yi oluşturur. Hava boşluğunun çaprazındaki tekabül eden reaktif güç  $V_g \hat{I}_{qs}$  dir. Fazör diyagramından, hava boşluğunun çaprazında gelişen moment (tork) ;

$T_e = K_t |\psi_m| \hat{I}_{qs} = K_t \hat{I}_{qs} \hat{I}_{ds}$  burada  $\hat{I}_{qs}$  ve  $\hat{I}_{ds}$ , şekil 2.5 te gösterilmiştir. Bunun için moment(tork) denklemi dc makinesininkine benzer.  $\hat{I}_{qs}$  ve  $\hat{I}_{ds}$  değişkenleri, karşılıklı dekuplajlıdır ve dikey bileşenleri etkilemeksizin değiştirilebilir. Normal çalışmada, dc makinesinde olduğu gibi,  $\hat{I}_{ds}$  akımı sabit kalır ve moment(tork);  $\hat{I}_{qs}$  bileşeni değiştirilerek değiştirilir



Şekil 2.5 Doğrudan vektör kontrolünün fazör diyagramı (terimler tepe değerinde)

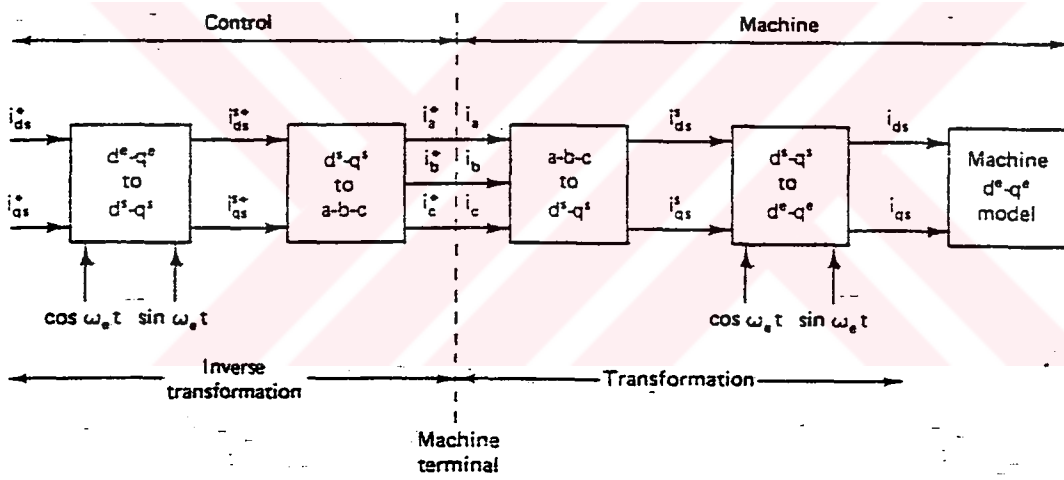
Buna mukabil olarak  $\hat{I}_s$ 'nin kutup(polar) pozisyonu  $\hat{I}_s$ 'ye kayar. Vektörel kontrol, Cartesian veya kutupsal(polar) formda yorumlanabilir.

Vektör kontrollü makine modeli şekil 2.6 da açıklanmıştır. Şekilde inverter dahil edilmemiştir. Kontrolör tarafından oluşturulan referans dalgalarında olduğu gibi ideal fazda akım dalgalarının ( $\hat{I}_a$ ,  $\hat{I}_b$  ve  $\hat{I}_c$ ) oluşturulduğu düşünülür. Makine modeli sağda gösterilmiştir. Faz akımları  $\hat{I}_a$ ,  $\hat{I}_b$  ve  $\hat{I}_c$ , üç faz-iki faz dönüşümü ile  $\hat{I}_{qs}^s$  ve  $\hat{I}_{ds}^s$ 'ye dönüştürülür. Bunlar daha sonra makine modeline uygulanmadan önce ünite (birim) vektörleri  $\cos \omega_e^t$  ve  $\sin \omega_e^t$  ile senkronize dönen referans çerçevesine dönüştürülürler.

Kontrolör, iki basamaklı ters dönüşüm yapar böylece kontrol parametreleri  $\dot{I}_{ds}^*$  ve  $\dot{I}_{qs}^*$  sırasıyla makine değişkenleri  $\dot{I}_{ds}$  ve  $\dot{I}_{qs}$ 'ye tekabül eder. Birim vektörleri,  $\dot{I}_{ds}$ 'nin  $\psi_m$  fazörü ile ve  $\dot{I}_{qs}$ 'nin  $V_g$  fazörü ne yerleştirilmesini sağlar. Transformasyon ve ters transformasyon herhangi bir dinamiği içermez ve bunun için  $\dot{I}_{ds}$  ve  $\dot{I}_{qs}$ 'ye cevap ani bir şekilde oluşur.

Hızlı transit cevaba ilaveten burada bir endüksiyon motorunun geleneksel stabilite problemi yoktur. Kontrol, dört bölge (4-quadrant) çalışma için kolaylıkla yapılabilir. Bunun için vektör kontrollü endüksiyon motor sürmeleri, yüksek performanslı uygulamalarda geleneksel dc makinelerinin yerine) kullanılabilir. (servo sürmeler, çelik mil kontrolleri vs.)

Genel olarak iki vektör kontrolü metodu vardır. Birincisi, F.Blaschke (Ref.11) tarafından geliştirilen (direk) doğrudan kontrol metodu diğeri ise K.Hasse (Ref.12) tarafından geliştirilen (in direk) dolaylı kontrol metodudur. Metodlar, birim (ünite) vektör sinyallerinin  $\cos \omega_e t$  ve  $\sin \omega_e t$  nin nasıl oluştuğu ile ilgilidir.



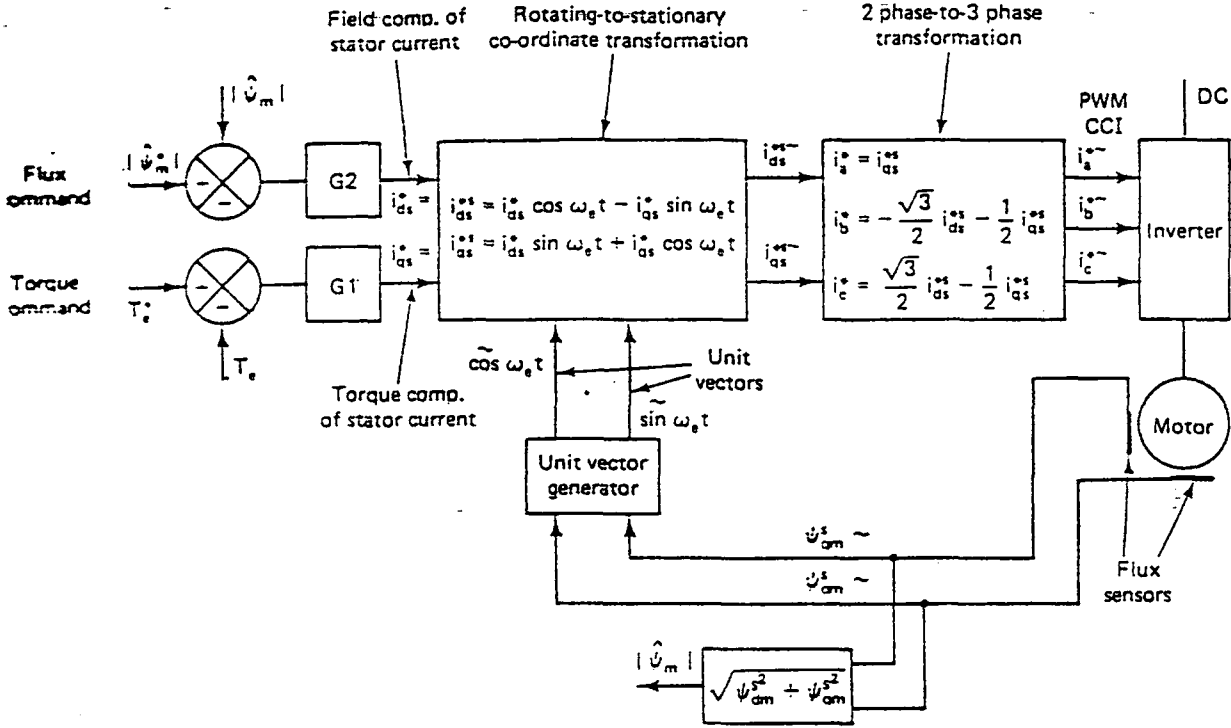
Şekil 2.6 Vektör kontrol uygulamalı makine modeli

### 3.2.1 Doğrudan(direk) vektör kontrolü metodu

PWM akım kontrollü inverterin direk vektör kontrol metodunun temel blok şeması şekil 2.7'de verilmiştir.

DC değerleri olan ana kontrol parametreleri  $\dot{I}_{ds}^*$  ve  $\dot{I}_{qs}^*$ , akı sinyallerinden oluşan  $\cos \omega_e t$  ve  $\sin \omega_e t$  nin yardımı ile sabit referans çerçevesine dönüştürülürler.

Ortaya çıkan sabit çerçeve sinyalleri ise inverter için faz akım komutlarına dönüşürler 1. bölümde tartışılan dönüşüm denklemleri kutuların içinde gösterilmiştir.



Şekil 2.7 Bir gerilim beslemeli inverterin doğrudan vektör kontrolü(rotor kaçak endüktans lar ihmal edilmiştir.) Akı kontrol döngüsü kesin akı kontrolü için eklenir.

$i_{qs}^*$  akımı, istendiğinde dış hız kontrol döngüsüne sahip olabilen moment(tork) kontrol döngüsünden elde edilir.  $i_{qs}^*$  akımı negatif moment(tork) için negatif olur ve  $i_{qs}^*$ 'nin faz pozisyonu tersine döner (şekil 2.5)

Direk vektör kontrol metodu, hava boşluğu akılarından birim vektörü sinyallerinin oluşumuna bağlıdır. Hava boşluğu akıları  $\psi_{dm}^s$  ve  $\psi_{qm}^s$  direk olarak ölçülebilir veya stator gerilimden ve akım sinyallerinden hesap edilebilir.  $i_{ds}$  ve  $i_{qs}$  akımları, çerçeve  $d^s$  ve  $q^s$  eksenleri ne birim vektörler kullanılarak yerleştirilir.. Aşağıdaki bağıntıları yazabilirsiniz (şekil 2.8)

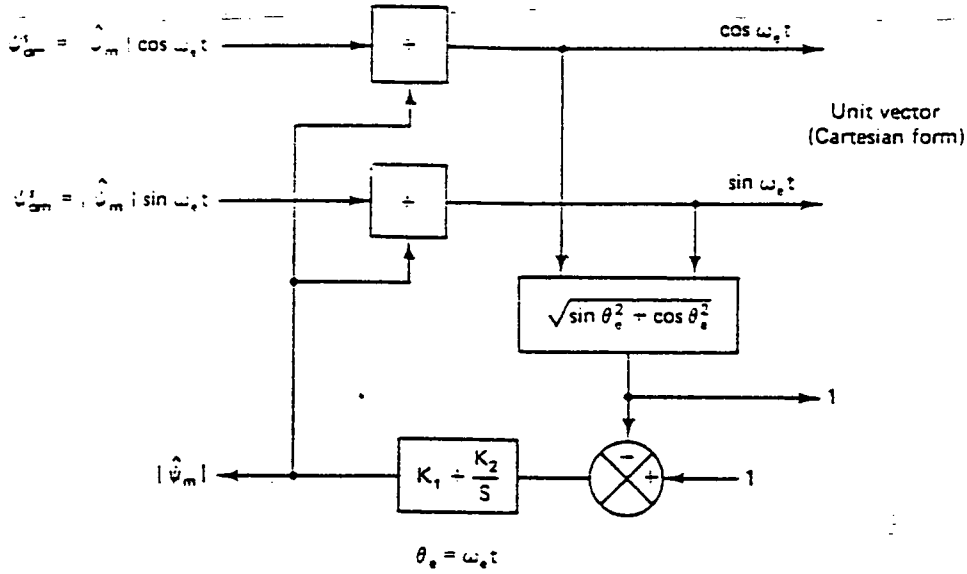
$$|\hat{\Psi}| = \sqrt{\Psi_{dm}^2 + \Psi_{qm}^2} = \sqrt{(\Psi_{dm}^s)^2 + (\Psi_{qm}^s)^2} \quad (2.12)$$

$$\Psi_{dm}^s = |\Psi_m| \cos \omega_e t \quad (2.13)$$

$$\Psi_{qm}^s = |\Psi_m| \sin \omega_e t \quad (2.14)$$

(2.13) ve (2.14) denklemleri,  $\cos \omega_e t$  ve  $\sin \omega_e t$  nin sırası ile  $\psi_{dm}^s$  ve  $\psi_{qm}^s$ 'ye karşılık olduğunu gösterir.

Geri besleme kontrol ilkesiyle birim vektörlerinin  $\psi_{dm}^s$  ve  $\psi_{qm}^s$  sentezi şekil 2.8'de verilmiştir.



Şekil 2.8 Birim vektörlerin sentezi

Şu ana kadar rotor kaçak endüktansını ihmal ederek vektör kontrol metodunu inceledik. Rotor kaçak akısının önemli miktarda etkisinin olduğu görülebilir ve bu nedenle bu ihmal edilemez. Aslında, hem vektör hem de skalar kontrol metodlarında; rotor akısı, hava boşluğu akısından daha çok dikkate alınmalıdır. Blaschke, hava boşluğu akısında vektör kontrolünün istenmeyen stabilite (kararlılık) problemi ile sonuçlanacağını göstermiştir. Hava boşluğu akısı, rotor kaçağı için aşağıdaki gibi karşılanabilir.

$$\Psi_{qr}^s = L_m i_{qs}^s + L_r i_{qr}^s \quad (2.15)$$

$$\Psi_{qm}^s = L_m i_{qs}^s + L_m i_{qr}^s \quad (2.16)$$

$i_{qr}^s$ 'yi (2.15) denkleminde çıkarırsak;

$$\Psi_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} \Psi_{qs}^s - L_r i_{qs}^s \quad (2.17)$$

Benzer şekilde d<sup>e</sup>- ekseninden çıkarırsak ;

$$\Psi_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} \Psi_{dm}^s - L_{lr} i_{ds}^s \quad (2.18)$$

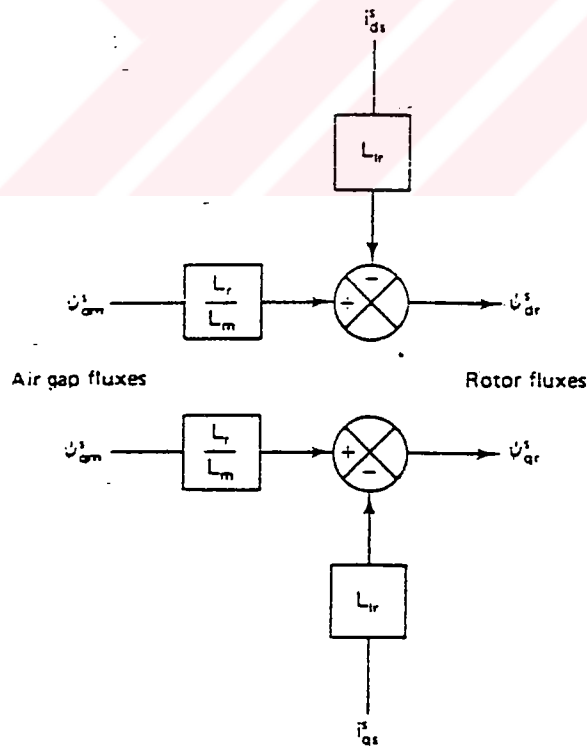
(2.17) ve (2.18) denklemlerinden rotor akılarının sentezi şekil 2.9 'da gösterilmiştir. Rotor akısı  $|\psi_r|$  ve şekil 2.7 için birim vektörleri şu şekilde verilebilir.

$$|\hat{\Psi}_r| = \sqrt{\Psi_{dr}^2 + \Psi_{qr}^2} = \sqrt{(\Psi_{dr}^s)^2 + (\Psi_{qr}^s)^2} \quad (2.19)$$

$$\cos \omega_e t = \frac{\Psi_{dr}^s}{|\hat{\Psi}_r|} \quad (2.20)$$

$$\sin \omega_e t = \frac{\Psi_{qr}^s}{|\hat{\Psi}_r|} \quad (2.21)$$

Direk (doğrudan) vektör kontrol metodu, akım kontrollü PWM inverter kullanılarak tartışılmıştır. Artan moment(tork) gerilimlerden çok akımlarla bağlantılı olduğundan akım kontrolü mantıksaldır.



Şekil 2.9 Rotor akılarının sentezi

Akım kontrolünün istenen bir şey olmasına rağmen inverter akım döngüsünün içinde gerilim kontrolü olabilir. Ani faz akım komutu, asıl faz akımı ile kıyaslanabilir ve PI kompensatör leri(dengeleyici) yoluyla faz gerilimi komutu oluşturulabilir ki bu da üçgen taşıyıcı dalgası yoluyla PWM gerilim dalgasını meydana getirir.

Alternatif olarak  $\hat{i}_{ds}^*$  ve  $\hat{i}_{qs}^*$  komutları gerçek  $\hat{I}_{ds}$  ve  $\hat{I}_{qs}$  akımlarıyla karşılaştırılır ve hatalar PI kompensatörleri(dengeleyici) yoluyla ilgili gerilim komutları  $v_{ds}^*$  ve  $v_{qs}^*$  i oluşturur. Bunlar daha sonra inverteri kontrol etmek için faz gerilimlerine çevrilebilir.

Şu ana kadar tanımlanan direk(doğrudan) vektör kontrol metodu düşük hızda doğru akı sinyali sentezini yapmak güç olduğundan ancak baz hızın tipik olarak %10'nunun üzerinde uygulanabilir. Aslında, faz gerilimlerinin direk entegrasyonu ile elde edilen akı sinyalleri sadece yüksek hız değerinde kullanılabilir. Ortaya çıkan kuplaj etkisi (yüksek hızda küçük olsa da ), hız azaldıkça kötüleşir. Servo sistemler gibi uygulamalarda sürme sistemi en olası transit cevapla sıfır hızda çalışmalıdır. Sıfır hızda stator düşmesinin karşılanması oldukça güçtür. Düşük hız bölgesinde rotor akısı, hız ve stator akım sinyallerinden daha doğru bir şekilde sentez edilebilir.  $q^s$ -eksenli sabit çerçeve eş devresinin rotor denklemi şu şekilde verilir [şekil 1.18 (a)]

$$\frac{d\Psi_{qr}^s}{dt} + i_{qr}^s R_r - \omega_r \Psi_{dr}^s = 0 \quad (2.22)$$

Denklemin her iki yanına  $(L_m R_m / L_r) \dot{I}_{qs}^s$  terimini ekleyerek şunu elde ederiz.

$$\frac{d\Psi_{qr}^s}{dt} + \frac{R_r}{L_r} (L_m i_{qs}^s - L_r i_{qr}^s) - \omega_r \Psi_{dr}^s = \frac{L_m}{L_r} i_{qs}^s \quad (2.23)$$

(7.55) denklemini değiştirerek ve basitleştirerek şunu elde ederiz

$$\frac{d\Psi_{qr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_R} i_{qs}^s + \omega_r \Psi_{dr}^s - \frac{1}{T_R} \Psi_{qr}^s \quad (2.24)$$

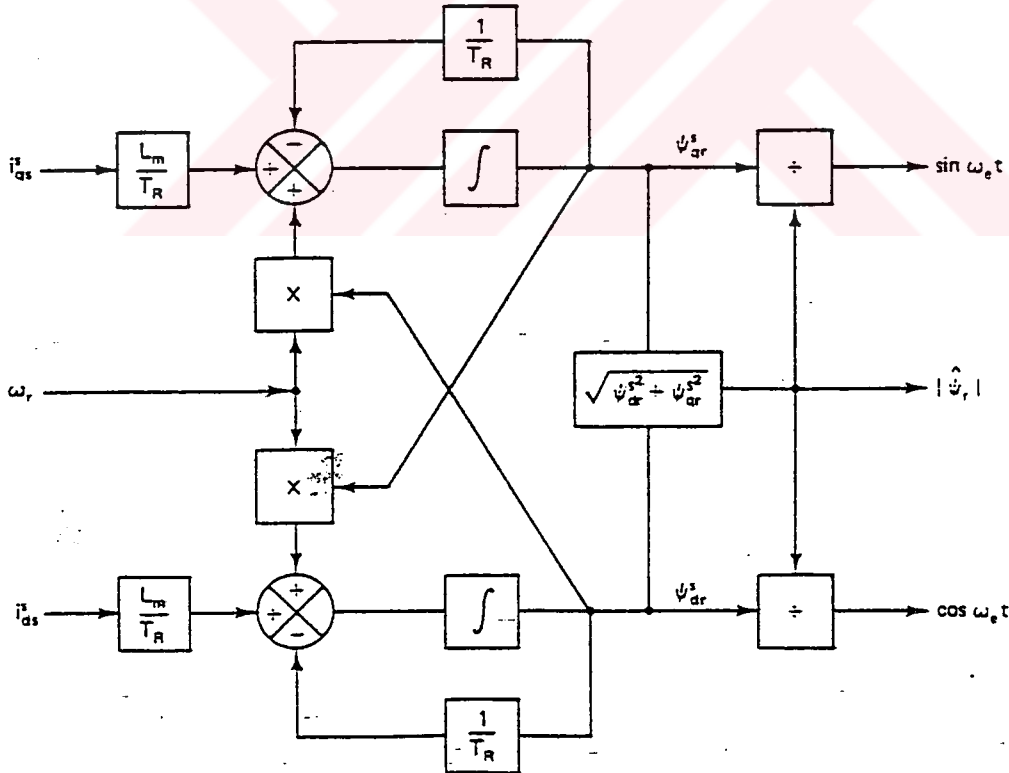
Benzer şekilde, denklem  $d^s$ -eksenli eş devreden şu şekilde çıkarılır.

$$\frac{d\Psi_{dr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_R} i_{ds}^s + \omega_r \Psi_{qr}^s - \frac{1}{T_R} \Psi_{dr}^s \quad (2.25)$$

Burada  $T_R = L_r/R_r$ , rotor devre zaman sabitidir. (2.24) ve (2.25) denklemleri, stator akım ve hızın fonksiyonları olarak rotor akılarını verir ve tahmin için simülasyon şeması şekil 2.10'da verilir.

Ön uçta,  $\hat{I}_{qs}^s$  ve  $\hat{I}_{ds}^s$  sinyalleri, üç faz- iki faz dönüştürmeyle faz akım sinyallerinden oluşturulabilir.

Rotor akısı  $|\hat{\psi}_r|$  ve birim vektör sinyallerinin oluşumu sağda gösterilmiştir. Bu akı tahmini metodu, sıfırdan maksimum hıza kadar geçerlidir. Ancak, tahmin makine parametrelerine bağlıdır; özellikle rotor rezistans değişimi, ısı değişimine ve deri etkisine bağlı olarak etkili olabilir. Şekil 2.8 de gösterilen birim vektörünün sentezinin doğrudan(direk) metodunda, makine parametreleri makul hızda çalıştıkça önemli değildir. Sinyallerin harmonik bozulması, direk vektör kontrol metodun da bazı problemlere yol açar. Bir filtrenin takılması frekans hassasiyetli faz değişimine yol açar ve kuplaj etkisini bozar.



Şekil 2.10 Hız ve stator akımlarından rotor akı hesaplanması

### 3.2.2 Dolaylı (In direk) vektör kontrol metodu

Doğrudan(direk) vektör kontrol metodunda birim vektörlerinin sentezi, makine uç(terminal) şartlarına bağlıdır. Burada tartışılacak olan dolaylı(indirek) vektör kontrol metodunda ise bu bağımlılık ortaya çıkmaz ve bunun için bozulma problemi olmaz.

Şekil 2.11; bir fazör şemasının yardımıyla indirek vektör kontrol ilkesini açıklar  $d^s$ - $q^s$  eksenleri, stator üzerinde sabitlenirken  $d^e$ - $q^e$  eksenleri, senkronize açısal hızda ( $\omega_e$ ) döner. Herhangi bir anda  $q^e$  elektriksel eksen,  $q^s$  eksenine göre  $\theta_e$ , açısal pozisyondadır.  $\theta_e$  açısı, rotor açısal pozisyon  $\theta_r$  ve kayma açısal pozisyon  $\theta_{sl}$ ' nin toplamıyla verilir ve burada  $\theta_e = \omega_e t$ ,  $\theta_r = \omega_r t$  ve  $\theta_{sl} = \omega_{sl} t$  dir. Hava boşluğu akısı ve rotor kaçak akısından oluşan rotor akısı  $\Psi_r$  gösterildiği gibi  $d^e$  eksenine yerleştirilir. Böylece dekuplaj kontrolü için  $i_{ds}$  akımının stator akı bileşeni ve  $i_{qs}$  akımının moment(tork) bileşeni sırasıyla  $d^e$  ve  $q^e$  eksenlerine yerleştirilir.

Döner çerçeve  $d^e$ - $q^e$  eş devrelerinden aşağıdaki denklemleri yazabiliriz.

$$\frac{d\Psi_{qr}}{dt} + i_{qr} R_r + (\omega_e - \omega_r) \Psi_{dr} = 0 \quad (2.26)$$

$$\frac{d\Psi_{dr}}{dt} + i_{dr} R_r + (\omega_e - \omega_r) \Psi_{qr} = 0 \quad (2.27)$$

$$\Psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (2.28)$$

$$\Psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (2.29)$$

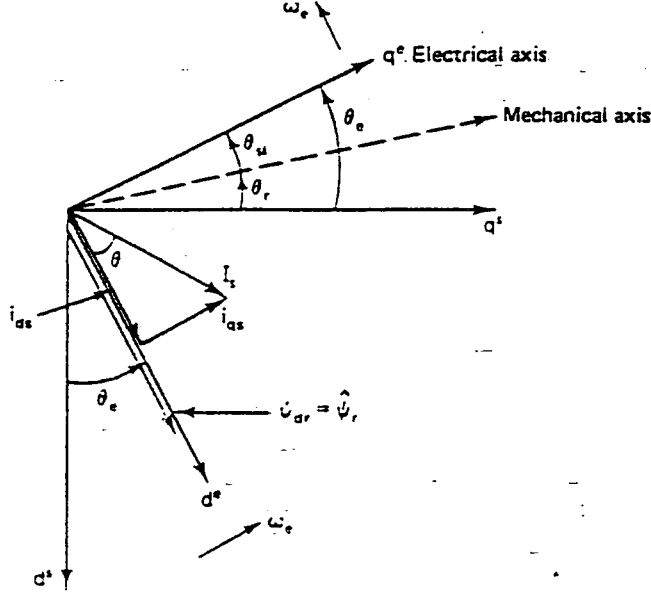
(2.28) ve (2.29) denklemlerinden şu çıkar.

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} \Psi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (2.30)$$

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} \Psi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \quad (2.31)$$

(2.26) ve (2.28) denklemlerinden rotor akımları (2.30) ve (2.31) denklemlerinde yerleştirilerek şu şekilde elimine edilebilirler.

$$\frac{d\Psi_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \Psi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{qs} + \omega_{sl} \Psi_{dr} = 0 \quad (2.32)$$



Şekil 2.11 Dolaylı(indirek) vektör kontrolünün fazör diyagramı

$$\frac{d\Psi_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \Psi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} - \omega_{sl} \Psi_{qr} = 0 \quad (2.33)$$

Burada  $\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$ 'dir.

Dekuplaj kontrolü için şu arzu edilir.

$$\Psi_{qr} = \frac{d\Psi_{qr}}{dt} = 0$$

$$\Psi_{dr} = \hat{\Psi}_r = \text{sabit}$$

$$\frac{d\Psi_{dr}}{dt} = 0$$

İlk iki şartı değiştirerek (2.32) ve (2.33) denklemleri şöyle basitleştirilir.

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\hat{\Psi}_r} \left( \frac{R_r}{L_r} \right) i_{qs} \quad (2.34)$$

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{d\hat{\Psi}_r}{dt} + \hat{\Psi}_r = L_m i_{ds} \quad (2.35)$$

Tekrar, rotor akısı ve stator akımının bir fonksiyonu olarak moment(tork) şu şekilde çıkarılır, stator akı bağlantı ilişkileri, şekil 1.17' den şöyle yazılabilir.

$$\Psi = L i_r + L i \quad (2.36)$$

$$\Psi = L i_r + L i \quad (2.37)$$

(2.36) ve (2.37) denklemlerini (2.28) ve (2.29) denklemlerinde yerine koyarak şunu elde ederiz.

$$\Psi_{qs} = \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \Psi_{qr} \quad (2.38)$$

$$\Psi_{ds} = \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \Psi_{dr} \quad (2.39)$$

Stator akımları ve stator akılarının fonksiyonu olarak moment(tork) denklemi şöyledir.

$$T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) (i_{qs} \Psi_{ds} - i_{ds} \Psi_{qs}) \quad (2.40)$$

(2.38) ve (2.39) denklemleri, stator akılarını elimine etmek için (2.40) denkleminde şöyle ifade edilebilir.

$$T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} \Psi_{dr} - i_{ds} \Psi_{qr}) \quad (2.41)$$

$\Psi_{qr} = 0$  ve  $\Psi_{dr} = \Psi_r$  şeklinde değiştirirsek moment(tork) ifadesi şöyle olur.

$$T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \hat{\Psi}_r \quad (2.42)$$

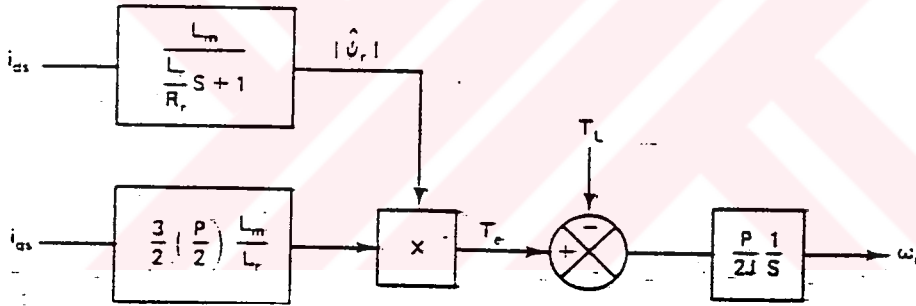
Yukarıdaki denklemler, mekanik denklemle birlikte

$$\left( \frac{2}{P} \right) j \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L \quad (1.78)$$

Şekil 2.12 'de gösterildiği gibi dekuplaj kontrolündeki makine modelini tanımlarlar. İnverter, akım kontrollü olarak düşünülür ve komut ile cevap arasındaki gecikme ihmal edilir. Artan moment(tork)  $T_e$ ,  $\dot{I}_{qs}$  akımıyla ani cevap verir ancak  $\dot{I}_{ds}$  ye bağlı olarak gecikmesi vardır. Modelin dışarıdan uyarmalı dc makineye benzerliği açıktır.

Dolaylı(in direk) vektör kontrolü için (2.34) ve (2.35) denklemlerini ele almak gerekir. Şekil 2.13 dolaylı (in direk) vektör kontrol metodunu kullanan servo sistemi göstermektedir.

$\dot{I}_{ds}^*$  akımın akı bileşeni, istenen rotor akısı için (2.35) denklemden belirlenir ve burada sabit tutulur.  $\dot{I}_{qs}^*$  akımının moment(tork) bileşeni ise hız kontrol döngüsünden çıkarılır.  $\omega_{sl}^*$  kaymasının kurma değeri ise  $\dot{I}_{qs}^*$  akımına bağlıdır. (2.34 denklemleri) Rotor mekanik eksenlerine karşılık gelen istenen elektriksel eksenlerini belirleyen kayma açılı vektörler  $\sin \theta_{sl}^*$  ve  $\cos \theta_{sl}^*$ , VCO, sayaç ve ROM bazlı SIN/COS jeneratörü yoluyla  $\omega_{sl}^*$  sinyalinden ileri besleme şeklinde üretilir. Rotor pozisyonlu vektörler  $\cos \theta_r$  ve  $\sin \theta_r$ ; açı şifreleyicisinden (encoder) elde edilir ve aşağıdaki gibi  $\cos \theta_e$  ve  $\sin \theta_e$  'yi elde etmek için kayma vektörlerine eklenirler.



Şekil 2.12 Dekuplaj kontrollü makine modelinin blok diyagramı

$$\cos \theta_e^* = \cos(\theta_r + \theta_{sl}^*) = \cos \theta_r \cos \theta_{sl}^* - \sin \theta_r \sin \theta_{sl}^* \quad (2.43)$$

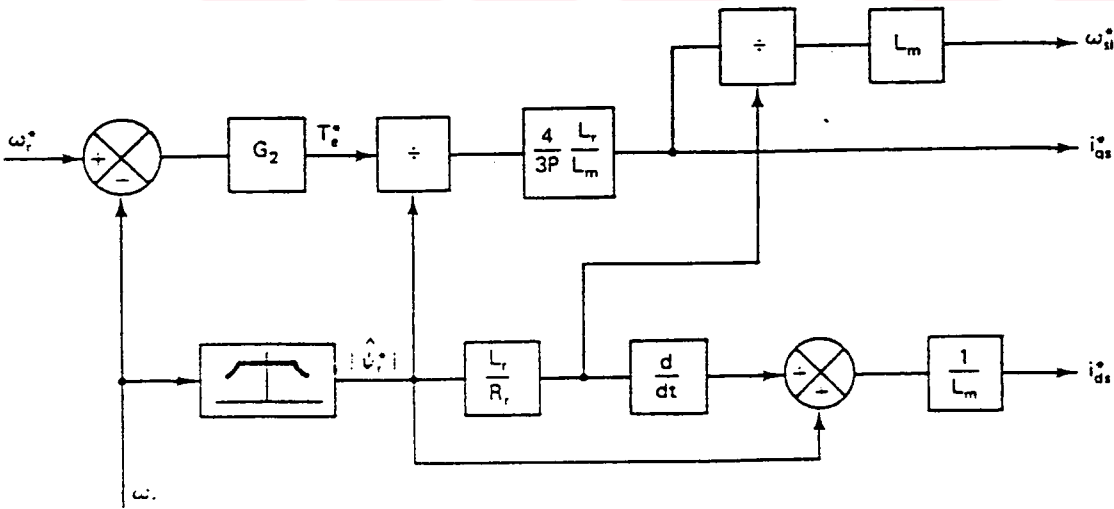
$$\sin \theta_e^* = \sin(\theta_r + \theta_{sl}^*) = \sin \theta_r \cos \theta_{sl}^* + \cos \theta_r \sin \theta_{sl}^* \quad (2.44)$$



Koordinat değiştirici ve iki faz-üç faz dönüştürücü (transformatör) için hesaplamalar, Şekil 2.7'de olanla aynıdır. Kayma açılı ve rotor pozisyonlu vektörleri cartesian formunda işlemek yerine kayma ve rotor hızı sinyalleri direk olarak eklenebilir. Ve sonra  $\cos \theta_e$  ve  $\sin \theta_e$  sinyalleri, VCO, sayaç ve SIN/COS dalga formu jeneratörü ile sentez edilebilir. Bu durumda motor, fiziksel olarak herhangi pozisyonda alana yerleşecek ve  $\theta_r$ 'nin mutlak olması gerekmeyecektir. Tekrar, polar vektör kontrol metodunda koordinat değişimi polar formda yapılabilir. Alan zayıflama bölgesinde kontrol sağlamak için Şekil 2.13 değiştirilebilir. Alan zayıflama bölgesindeki işlemi uzatmak için alan kontrolör blok Şeması, Şekil 2.14'de verilmiştir. Baz hızının altında, makine sabit ( $\psi_r$ ) de çalışır ve bunun için işlem, Şekil 2.13'e benzer. Baz hızının üstünde, ( $\psi_r$ ) hıza ters orantılı olması için zayıflatılır böylece sürme sistemi, vektör kontrol modunun altında kalır.

(2.35) denklemini çözümlenerek akı, açık döngüli Şekilde kontrol edilebilir. İn direk vektör kontrolüyle sürme sistemi, direk metottaki gibi tüm dört bölgede çalıştırılabilir ve hız, sıfırdan tüm hız oranına kadar kontrol edilebilir.

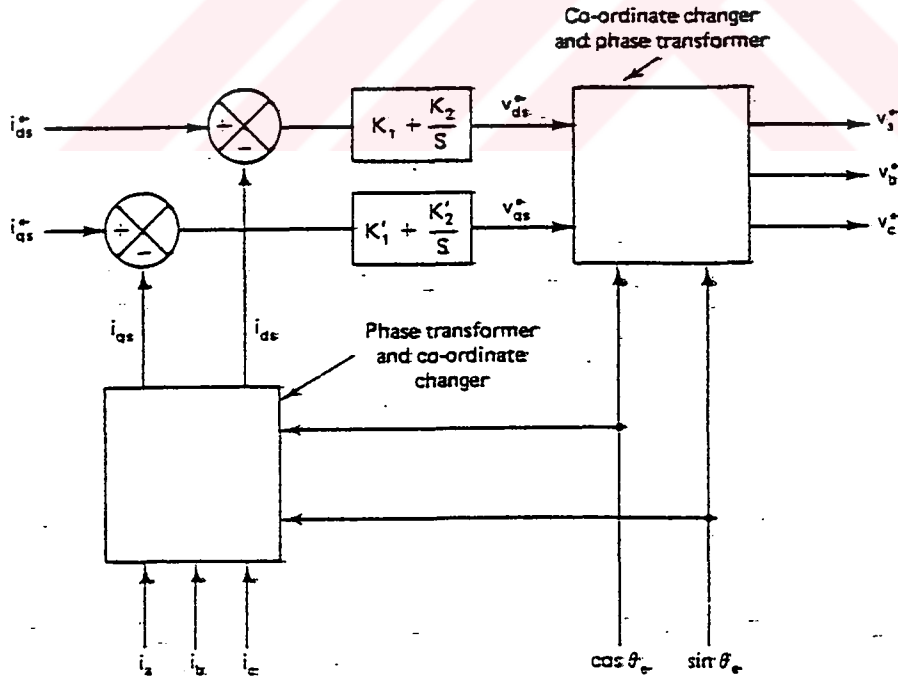
Ancak rotor pozisyonu sinyali bu metotta zorunludur. Tekrar, kontrolör makine parametrelerine bağımlıdır ve ideal dekopljaj için kontrolör parametreleri, makine parametrelerine benzemelidir ki bunu elde etmek oldukça güçtür. Dikkate alınması gereken etkin parametre, rotor rezistansıdır. Hem direk hem de indirek vektör kontrol metodlarında, inverter de ani faz akım kontrolü kullanılmıştır.



Şekil 2.14 Zayıflama bölgesinde çalışma alanını genişletme için kontrol blok diyagramı

Makine; zıt emf sinin düşük olduğu düşük hızlı bölgede akım kontrolörü iyi iz sürecektir. Ancak yüksek hızda akım kontrolörü, yüksek zıt emf den dolayı devrin bir kısmında doyma eğilimi, gösterecektir. Bu durumda, asıl akım büyüklüğü az olacak ve bunun fazı, komut edilen akımdan sapacaktır. Genlik ve faz hatası problemleri, şekil 2.15'deki blok şeması ile çözülebilir. Makine faz akımları, PI kompensatörleri yoluyla  $v_{ds}^*$  ve  $v_{qs}^*$  komutlarını oluşturmak için senkronize olarak dönen çerçeveye dönüştürülürler. Bu gerilim komutları daha sonra sabit çerçeve ani faz gerilimlerine dönüştürülürler. Entegre kontrollü döner çerçeve geri besleme döngüleri, PWM gerilim geçiş bölgesinde genlik ve akımların faz izlenmesini sağlar ve besleme gerilimi kare dalgaya düz bir şekilde yükselir. Açıkça entegre edici kompasatörlü bir bağlantının eklenmesi, sistem cevabını ters yönde etkilemektedir.

Ani faz akımı kontrol özelliğini sağlamak önemlidir. Şekil 2.15, gerilim komutlarının tekabül eden akım komutlarıyla yer değiştirdiği yerde kullanılabilir. Bu tip akım kontrol şeması, hem doymuş hem de doymamış akım kontrolü oranları için uygundur. Düşük hızlı bölgede kompasatör çıktısı, bağlantı komutunu izler ancak ani akım kontrolörünün kısmi doymasında bu çıktılar daha yüksek olur ve böylece bağlantı hatası sıfır olmaya zorlanır (integratör işlemi ile)



Şekil 2.15 Akım kontrolörünün doyma etkisini azaltmak için kontrol blok diyagramı

### 3.3 Akım Beslemeli İnverterin Kontrolü

Doğrudan ve dolaylı vektör kontrol metodunu akım-kontrollü, gerilim-beslemeli inverterler üzerinde örnekleyebiliriz. Kontrol prensipleri diğer tip konvertörlü sürme sistemlerine kolaylıkla uygulanabilir. Burada şunu belirtmek gerekir ki ;vektörel kontrol metotları sadece ac sürme sistemleri ile sınırlandırılmaz. Bu metotlar genel olarak ; 3-fazlı ac sistemlere aktif ve reaktif gücü bağımsızca ayarlamak için kullanılır.

Şekil 2.16 bir akım-beslemeli inverter sürme devresinin doğrudan vektör kontrol metodunu göstermektedir. Kontrol hem sabit moment te hemde alan zayıflatıcı bölgelerde geçerlidir. hız dış döngüde kontrol edilmektedir. Döngü hatası moment (tork) komutu  $T^*_e$  üretmektedir ve bu akım komutu  $\dot{I}^*_{qs}$  yi üretmek için akı  $|\psi_r|$  ile bölünmektedir. Akı komutu  $|\psi^*_r|$  sabit moment bölgesinde sabittir. Fakat sabit güç bölgesinde hıza ters orantılı olarak zayıflatılmaktadır. Akı kapalı-döngü ile kontrol edilmektedir ve döngü hatası  $\dot{I}^*_{ds}$  akımını akı bileşenini oluşturur.  $\dot{I}^*_{qs}$  ve  $\dot{I}^*_{ds}$  akımları kutupsal forma dönüştürülür. Makine stator akımı  $|\dot{I}^*_s|$  redresör akımına bağlıdır. Böylece redresör tetikleme açısı kontrol edilerek ;stator akımı kapalı-döngü ile kontrol ile kontrol edilebilir. Stator akımını rotor akısına karşılık gelen istenen moment açısına  $\theta$  yerleştirmek için inverter frekansı faz-kilitlemeli-döngü (PLL) ile kontrol edilir. Bu bazen makinenin “açı kontrolü” olarak tanımlanır. Rotor akısı  $|\psi_r|$  ve moment açısı  $\theta$  ; şekil 2.10 ve aşağıda ki bağıntılar kullanılarak çıkarılabilir;

$$i_{qs} = i_{qs}^s \cos \omega_e t - i_{ds}^s \sin \omega_e t \quad (2.45)$$

$$i_{ds} = i_{qs}^s \sin \omega_e t - i_{ds}^s \cos \omega_e t \quad (2.46)$$

$$\angle \theta = \tan^{-1} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (2.47)$$

kontrol diyagramı dört bölgede 0 hızdan bütün hızlara kadar geçerlidir. Şekil 2.17 de konvertör kaskadı ile endüksiyon motorun süper/alt senkron hız kontrolü gösterilmektedir. Konvertör hat- tarafı (C1) bir ac hat ile değiştirilir. Konvertör makine tarafı ise (C2) zorlamalı değiştirilir. Kayma enerjisi hattı iyileştirsin diye alt senkron motor ve süper senkron rejeneratör modlarında; C2 konvertörü bir redresör ve C1 bir inverter gibi çalışır.

Alt senkron jeneratör ve süper senkron motor modlarında konvertörlerin rolleri tersine döner ve kayma enerjisi rotorla beslenir. Hız kontrol döngüsünden oluşan hata moment komutunu üretir. Bu C1 konvertörünü kontrol ederek dc hat akımı  $I_d$  yi kontrol eder. C2 konvertörü bağımlıdır ve açı PLL diyagramı ile kontrol edilir. Çünkü C2 zorlamalı değiştirilmiştir ve aktif kayma gücüne ihtiyacı vardır.



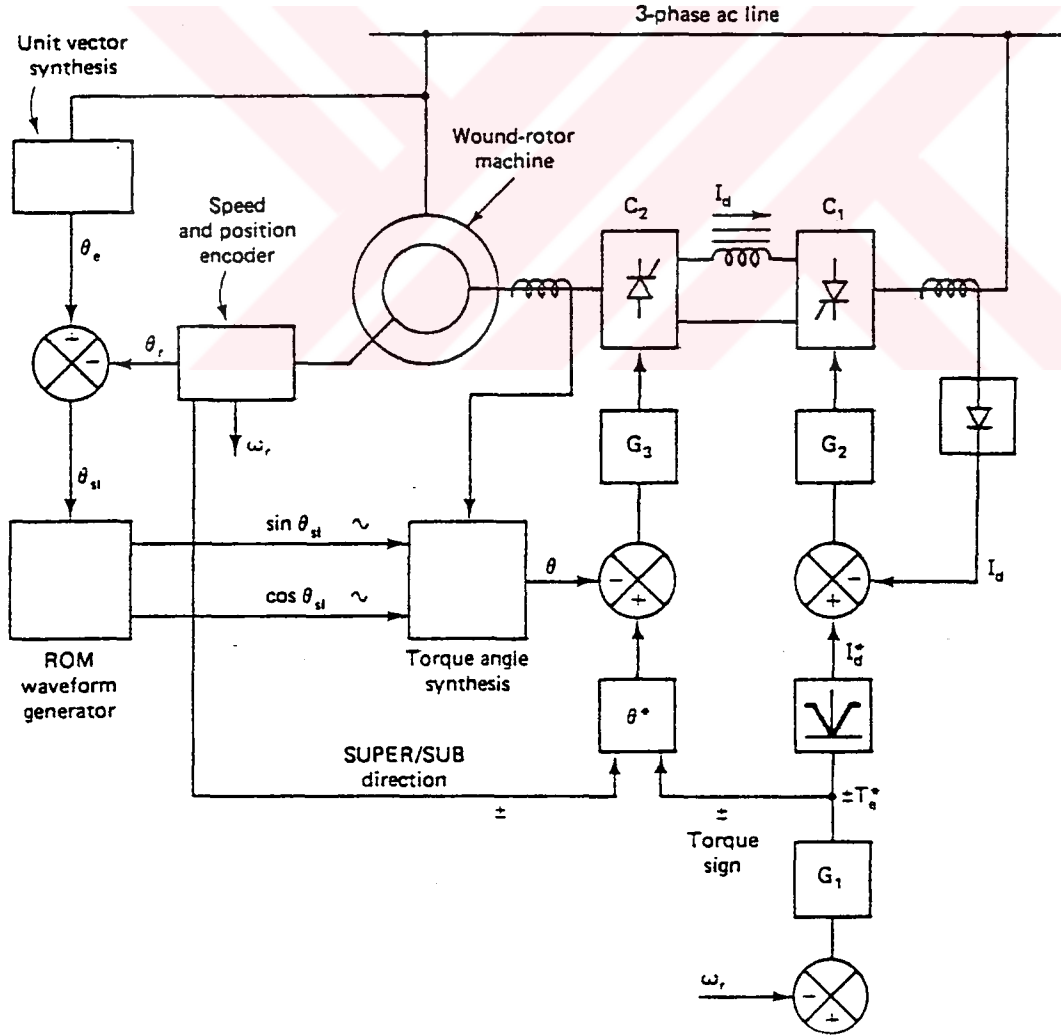


Moment açısı  $\theta$  ;  $90^\circ$  ye ayarlanabilir. Kayma gücünün iyileşmesi için rotor akımı rotor gerilimi ile aynı fazdadır.

( $\theta=+90$ ) ve kayma gücünü beslemek için; akım gerilim fazının dışındadır (yani  $\theta= -90$ ) Aşağıda gösterildiği gibi  $\theta^*$  polarity si değişik modlarda olabilir.

$T_e^*$ işareti	Süper/sub(alt) yön	$\theta^*$ işareti
+	Sub(+)	+
-	Sub(+)	-
+	Süper(-)	-
-	Süper(-)	+

$\theta$  açısının gerçek üretimi şekil 2.17 de gösterilmiştir. Birim vektör  $\theta_e$  kutupsal formdadır ve stator tarafından sentez edilmiştir.  $\theta_e$  açısı ;  $\theta_{sl}$  açısını üretmek için rotor açısından  $\theta_r$  çıkarılır ve bu ROM dalga şekli jeneratörü ile  $\sin\theta_{sl}$  ve  $\cos\theta_{sl}$  ye dönüştürülür.



#### 4 SONUÇLAR

AC makinaların kontrolü DC makinalara göre daha komplekstir. Eğer zorunlu performans özellikleri isteniyorsa kontrol daha da zorlaşır. AC makinaların kontrolünün kompleks olmasının sebebi ; değişken frekanslı güç kaynağı , AC işaretler ve AC makinanın karmaşık dinamikleridir. Endüksiyon makinaların birçok kontrol yöntemi vardır. Kullanılacak yöntem uygulamaya bağlıdır. Kullanılacak yöntemin seçiminde aşağıdaki sorulara cevap verilmelidir.

- Ne tip güç konvertörleri kullanılmalıdır?
- Kontrol açık-döngü mü , kapalı-döngü mü olmalı?
- Sistem pozisyon , hız yada moment(tork) kontrollü mü olacak?
- Bir-quadrant (bölge), iki-quadrant(bölge) veya dört-quadrant (bölge) lı sürücü sistem mi kullanılmalı?
- Doğruluk ve cevap-zamanı gereklilikleri nelerdir?
- Tek-makinalı sürücü mü çok-makinalı sürücü mü olacak?
- Hız sınırı nedir? Sıfır hız ve alan zayıflatıcı bölgesi var mı?
- Moment (tork) titreşmesi , harmonikler ve güç faktörü kontrolü gerekli mi?

Biz burada alan yönlendirmeli veya vektör kontrolünün prensiplerinden bahsettik.

**KAYNAKLAR**

Athans, M., (1974) , Modern Control Theory, Part 1 MIT Press, Cambridge, Mass.

Brickwedde, A., (1984) , “Microprocessor –Based Adaptive Speed-and Position-Control for Electrical Drives,” Conf. Rec. IEEE/IAS Annu. Meet., pp. 411-417

Bose,B.K., ,(1982) , “Adjustable Speed AC Drives- A Technology Status Review,” Proc. IEEE, Vol. 70, pp. 116-135, Feb

Bose,B.K., (1985) , “Sliding Mode Control of Induction Motor,” Conf. Rec. IEEE/Annu. Meet., pp. 479-486

Blaschke, F., (1972) , “The Principle of Field Orientation as Applied to the New TRANSVECTOR Closed Loop Control System for Rotating Field Machines ,” Siemens Review , Vol. 34, pp. 217-220, May

Cornell,E.P. and T .A. Lipo,(1977) , “ Modeling and Design of Controlled Current Induction Motor Drive System,” IEEE Trans. Ind. Appl. , Vol. IA-13 , pp. 321-330, July-Aug

Fromme,G.,(1982) , “Self-Optimizing Controller Employing Microprocessor,” Proc. Microelectron. Power Electron. Electr. Drives, Darmstadt, pp. 117-125

Garces ,L.J.,(1979) , “Parameter Adaption for The Speed Controlled Static AC Drive with Squirrel Cage Induction Motor,” Conf. Rec. IEEE/Ias Annu. Meet., pp. 843-850

Honsinger,V.B.,(1980) ,”Induction Motors Operating from Converters,” Conf. Rec. IEEE/IAS Annu. Meet.,pp. 1276-1285,Oct

Itkis ,U.(1976) , Control Systems of Variable Structures, Wiley, Newyork

Kaufman,G.A. and A .B. Plunkett ,(1981) , “A High-Performance Torque Controller Using a Voltage Source Inverter and Induction Machine,” Conf. Rec. IEEE/IAS Annu. Meet., pp. 863-872, Oct.

Nabae,A., K . Otsuka, H. Uchins, and R. Kurosawa, (1978) ,“ An Approach to Flux Control of Induction Motors with Variable Frequency Power Supply,” Conf. Rec. IEEE/IAS Annu. Meet. , pp. 890-896

Novotny,D.W. and J . H . Wouterse,(1976) , “Induction Machine Transfer Functions and Dynamic Response by Means of Complex Time Variables,” IEEE Trans. Power Appar. Syst. , Vol. PAS-95 , pp . 1325-1334 , July-Aug.

Ogata,K., (1967) , State Space Analysis of Control Systems, Prentice-Hall, Englewood Clifffas N. J.

Plunkett,A.B., (1979) ,"A Current Controlled PWM Transistor Inverter Drive," Conf. Rec. IEEE/IAS Annu. Meet . , Pp. 785-792, Oct.

Plunkett A.B.,and D .L . Plette,(1977) , "Inverter-Induction Motor Drive for Transit Cars," IEEE Trans . Ind. Appl. ,Vol IA-18, pp. 26-37

Park ,R.H. ,(1920), "Two Reaction Theory of Synchronous Machines- I," AIEE Trans., Vol. , pp. 716-721, June.

Robertson ,S.D.T. and K. M. Hebbler ,(1971) ,"Torque Pulsation in Induction Motors with Inverter Drives ," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-7, pp. 318-323, Mar.-Apr

Stanley ,H.C.,(1938) , " An Analysis of the Induction Machine ," AIEE Trans., Vol. 57, pp. /51-759



**ÖZGEÇMİŞ**

Doğum tarihi	27 . 04. 1973	
Doğum yeri	Gaziantep	
Lise	1984-1990	Şehit Şahin Lisesi
Lisans	1992-1996	Yıldız Teknik Üniversitesi Mühendislik Fak. Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	1996-1997	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bil. Enstitüsü İngilizce Hazırlık Programı
	1997-2000	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bil. Enstitüsü Elektrik Müh. Anabilim Dalı, Elektrik Mak. Programı
Çalıştığı kurum	1998-Devam ediyor	ALCATEL-TELETAŞ (Teknik Eğitim Mühendisi)

