

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ \* FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

135956

**AA MOTOR DENETİMİNDE KULLANILAN GÜÇ DEVRESİNİN  
DEĞİŞİK MİKRO DENETLEÇLERLE SÜRÜLMESİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Elk.Müh. Satılmış ÜRGÜN**

**Anabilim Dalı: Elektrik Mühendisliği**

**Danışman: Doç. Dr. Bekir ÇAKIR**

**TC. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU  
AKADEMİK YERLEŞİM MERKEZİ**

135956

**AĞUSTOS 2003**

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ \* FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**AA MOTOR DENETİMDE KULLANILAN GÜÇ DEVRESİNİN  
DEĞİŞİK MİKRO DENETLEÇLERLE SÜRÜLMESİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**  
**Elk. Müh. Satılmış ÜRGÜN**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih:22 Ağustos 2003**

**Tezin Savunulduğu Tarih :3 Eylül 2003**

**Tez Danışmanı**

**Doç. Dr. Bekir ÇAKIR**

(*Bekir Çakir*)

**Üye**

**Yrd. Doç. Dr. Mehmet BAYRAK**

(*M. Bayrak*)

**Üye**

**Yrd. Doç. Dr. Sabri ÇAMUR**

(*Sabri Çamur*)

**EC. YÜKSEK LİSANS ENSTİTÜSÜ**  
**DOKÜMANLAMA BİRİMİ**

**Eylül 2003**

# AA MOTOR DENETİMİNDE KULLANILAN GÜÇ DEVRESİNİN DEĞİŞİK MİKRO DENETLEÇLERLE SÜRÜLMESİ

Satılmış ÜRGÜN

**Anahtar Kelimeler:** D-Q Model, Skaler Denetim, DGA, Mikrodenetleyici

**Özet:** Günümüzde, asenkron makineler yüksek verimleri, dayanıklılıkları ve bakımlarının kolay olmalarından dolayı yaygın olarak kullanılmaktadır. Diğer yandan asenkron makinelerin denetim yöntemleri karmaşık ve pahalıdır. Vektör denetimi, doğrudan moment denetimi ve skaler denetim asenkron makinelerin bilinen denetim yöntemleridir. Bu çalışmada, skaler denetim incelenmekte, geliştirilen mikrodenetleyici sistemle altı adımlı çalışma ve DGA işaretleri üretilip makine üzerindeki etkileri elde edilmektedir.

UL. FUK. ...  
ECONOMYASTON MERKEZİ

# DRIVING THE POWER CIRCUIT WHICH USED IN AC MOTOR CONTROL UNITS WITH DIFFERENT MICROCONTROLLERS

Satılmış ÜRGÜN

**Keywords:** D-Q Model, Scalar Control, PWM, Microcontroller

**Abstract:** AC machines are widely used in industry where high power and efficiency energy conversions are required. On the other hand AC motor control methods are too complicated and expensive. Three techniques are generally used to control the induction machine: a scalar control, direct torque control and vector control. In this thesis, scalar control is introduced, six-step operation and PWM signals are produced with the developed system including microcontroller and their effects on machine are presented.

## ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜRLER

Endüksiyon motorlarının diğer motorlara göre üstünlüklerinden dolayı uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu nedenle endüksiyon motorlarının denetimleri üzerinde yapılan çalışmalar gün geçtikçe artmaktadır. Günümüzde mikrodenetleyicilerin yüksek performans düşük maliyet oranlarının yükselmesi denetim sistemlerinde bu yöne doğru kayma olmasına neden olmuştur. Endüksiyon motorlarının denetimlerinde kullanılan DSP kartların çok yüksek fiyatlı oluşu ve sanayi ortamında çalışmaya uygun olmayışından dolayı bunların yerine mikrodenetleyici kullanılmasını zorunlu hale getirmiştir. Bu çalışmada, Endüksiyon motorların bilinen en kolay ve en ucuz denetim yöntemi olan skaler denetim incelenmiş ve evirici devresinin geliştirilen mikrodenetleyicili sistem ile denetimi yapılmıştır.

Bu çalışmanın bundan sonra bu alanda yapılacak çalışmalara ışık tutacağını ümit eder maddi manevi yardımlarından dolayı başta ailem olmak üzere, Danışmanım Doç.Dr.Bekir ÇAKIR'a, Tarık ERFİDAN'a ve Yakup KARABAĞ'a teşekkür ederim.

Müh. SATILMIŞ ÜRGÜN

## İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	ii
ABSTRACT.....	iii
ÖNSÖZ VE TESEKKURLER.....	iv
İÇİNDEKİLER.....	v
SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR.....	iix
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	xi
TABLolar DİZİNİ.....	xv
BÖLÜM 1 ENDÜKSİYON MAKİNALARI.....	1
1.1 Giriş.....	1
1.2 Endüksiyon Makinesinde Moment Üretilmesi.....	1
1.3 Eşdeğer Devre.....	4
1.4 Eşdeğer Devre Analizi.....	6
1.4.1 Moment-hız eğrisi.....	8
1.5 Gerilim Denetimli Çalışma.....	11
1.6 Frekans Denetimli Çalışma.....	12
1.7 Akım Denetimli Çalışma.....	15
1.8 Harmonik Etkiler.....	17
1.8.1 Isınma.....	17
1.8.2 Moment titreşimi.....	19
1.9 Dinamik Model.....	21
1.9.1 Esken dönüşümleri.....	22
1.9.2 Senkron dönen çerçeve modeli.....	25
1.9.3 Kararlı çerçeve modeli.....	29
BÖLÜM 2 GERİLİM BESLEMELİ EVİRİCİLER.....	31
2.1 Giriş.....	31
2.2 Sinüsoidal DGA.....	31
2.3 Harmonik Yok Etme Yöntemi.....	36

2.4 Uyarlamalı Akım Denetimli DGA.....	42
2.5 Dinamik ve Faydalı Frenleme.....	44
2.6 Modelleme ve Benzeşim.....	46
2.7 Evirici-Makine Arabirimi.....	53
2.8 Denetim Devreleri.....	53
2.8.1 Kare dalga evirici.....	53
2.7.2 DGA evirici.....	55
<b>BÖLÜM 3 ENDÜKSİYON MAKİNESİNİN SKALER DENETİMİ.....</b>	<b>58</b>
3.1 Giriş.....	58
3.2 Endüksiyon Motor Denetim Karakteristiği.....	59
3.2.1 Küçük işaret modeli.....	60
3.3 Skaler Denetim Yöntemleri.....	65
3.3.1 Gerilim beslemeli evirici denetimi.....	65
3.3.1.1 V/Hz denetimi.....	65
3.3.1.2 Moment ve akı denetimi.....	68
3.3.1.3 Akım denetimli DGA eviricisini sürme.....	71
3.3.1.4 Endüksiyon makinelerinin birlikte çalıştırılması.....	74
3.3.2 Akım beslemeli evirici denetimi.....	75
3.3.2.1 Programlanabilir akım denetimi ile sabit akı işlemi.....	77
3.3.2.2 Kayma düzeltme denetimi.....	78
<b>BÖLÜM 4 BENZEŞİMLER VE UYGULAMA SONUÇLARI.....</b>	<b>80</b>
4.1 Giriş.....	80
4.2.1 Eksen dönüşümü.....	80
4.2.2 Herhangi bir hızda dönen eksen takımına göre endüksiyon makinenin modeli.....	83
4.3 Asenkron Motorun Benzeşimi.....	85
4.3.1 Farklı referans eksen takımı için benzeşim sonuçları.....	85
4.4 Uygulaması Yapılacak Sistemin Benzeşimi.....	88
4.4.1 Benzeşim yapılan sistem.....	88
4.4.2 Taşıyıcı frekansı temel frekansın 12 katı olan DGA için benzeşim sonuçları.....	90
4.4.3 Taşıyıcı frekansı temel frekansın 30 katı olan DGA için benzeşim sonuçları.....	92

4.5 Endüksiyon Makinesinin UVA Yöntemi ile Skaler Denetimi.....	94
Şekil 4.25 Faz akımları. ....	96
4.6 Uygulaması Yapılacak Sistem .....	97
4.6.1 Giriş.....	97
4.6.2 Gerçeklenen sistem .....	97
4.6.2.1 Güç modülü.....	98
4.6.2.2 Besleme Devresi.....	99
4.6.2.3 IGBT Sürücü Devresi.....	99
4.6.2.4 Tasarlanan Sistemin Çalışması .....	100
4.7 Uygulama Sonuçları.....	103
4.7.1 Bir fazlı çalışma sonuçları.....	103
a) Taşıyıcı frekansı temel frekansın 12 katı olan DGA için uygulama sonuçları. .....	103
b) Taşıyıcı frekansı temel frekansın 30 katı olan DGA için uygulama sonuçları. .....	104
a) Taşıyıcı frekansı temel frekansın 12 katı olan DGA için uygulama sonuçları. .....	105
b) Taşıyıcı frekansı temel frekansın 30 katı olan DGA için uygulama sonuçları. .....	106
SONUÇLAR VE ÖNERİLER .....	107
KAYNAKLAR .....	108
EKLER.....	110
ÖZGEÇMİŞ .....	114



## SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR

DGA	:Darbe genlik ayarı
F	:Frekans (Hz)
$I_d$	:DA akımı
$I_f$	:Makine alan akımı
$I_L$	:Nominal yük akımı
$I_m$	:Nominal mıknatıslanma akımı
$I_r$	:Nominal rotor akımı ( stator referans alınmış)
$I_s$	:Nominal stator akımı
$i_{dr}$	:Anlık d-ekseni rotor akımı
$i_{ds}$	:Anlık d-ekseni stator akım
$i_{qr}$	:Anlık q-ekseni rotor akımı
$i_{qs}$	:Anlık q-ekseni stator akımı
T	:Atalet momenti
$V_m$	:Hava aralığı gerilimi
$V_R$	:Doğrultucu DA gerilimi
V	:Anlık besleme gerilimi
$v_d$	:Anlık DA gerilimi
$v_D$	:Anlık diyot gerilimi
$v_f$	:Anlık alan gerilimi
$v_Q$	:Anlık tristör gerilimi
$v_{dr}$	:Anlık d-ekseni rotor gerilimi
$v_{ds}$	:Anlık d-ekseni stator gerilimi
$v_{qr}$	:Anlık q-ekseni rotor gerilimi
$v_{qs}$	:Anlık q-ekseni stator gerilimi
$X_r$	:Rotor reaktansı
$X_s$	:Senkron reaktans
$X_{ds}$	:d-eksen senkron reaktansı
$X_{lr}$	:Rotor kaçak reaktansı

$X_{ls}$	:Stator kaçak reaktansı
$X_{qs}$	:q-ekseni senkron reaktansı
$\alpha$	: Tetikleme açısı
$\delta$	:Güç açısı
$\theta$	:Moment açısı
$\theta_e$	:Senkron döner çerçeve açısı
$\theta_r$	:Rotor açısı
$\theta_{sl}$	:Kayma açısı
$\tau$	:Zaman sabiti
$L_d$	:DA hattı filtre endüktansı
$L_m$	:Mıknatıslanma endüktansı
$L_r$	:Rotor endüktansı
$L_s$	:Stator endüktansı
$L_{lr}$	:Rotor kaçak endüktansı
$L_{ls}$	:Stator kaçak endüktansı
$L_{dm}$	:d-ekseni mıknatıslanma endüktansı
$L_{qm}$	:q-ekseni mıknatıslanma endüktansı
$n$	:Dönüştürme oranı
$N_e$	:Stator senkron hızı (nominal)
$N_r$	:Rotor elektriksel hızı
$P$	:Kutup sayısı
$P_g$	:Hava aralığı gücü
$P_m$	:Mekaniksel çıkış gücü
$P_{sl}$	:Kayma gücü
$R_r$	:Rotor direnci
$R_s$	:Stator direnci
$S$	:Kayma
$T$	:Zaman periyodu
$T_e$	:Üretilen moment
$T_L$	:Yük momentini
$T_s$	:Örnekleme zamanı
$V$	:Nominal besleme gerilimi
$V_d$	:DA gerilimi

$V_f$	:Üretilen EMK (nominal)
$\Psi_a$	:Endüvi kaçak akısı
$\Psi_f$	:Alan akısı
$\Psi_m$	:Hava aralığı akısı
$\Psi_s$	:Stator akısı
$\Psi_{dr}$	:d-ekseni rotor akısı
$\Psi_{ds}$	:d-ekseni stator akısı
$\Psi_{qr}$	:q-ekseni rotor akısı
$\Psi_{qs}$	:q-ekseni stator akısı
$w_e$	:Stator frekansı (rad/sn)
$w_m$	:Rotor mekanik hızı (rad/sn)
$w_r$	:Rotor elektriksel hızı
$w_{sl}$	:Kayma frekansı
$\wedge$	:Fazörün tepe değeri

## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1	İdeal üç fazlı iki kutuplu endüksiyon motoru.....	2
Şekil 1.2	Hava aralığı akısı ve MMK etkileşimi ile momentin üretilmesi. ....	3
Şekil 1.3	Endüksiyon motorunun bir fazına ait eşdeğer devre. ....	5
Şekil 1.4	Eşdeğer devrenin fazör diyagramı (Şekil 1.3.(b)).....	6
Şekil 1.5	Yaklaşık eşdeğer devre. ....	7
Şekil 1.7	Stator gerilim denetimi ile elde edilen moment-hız eğrileri. ....	11
Şekil 1.8	Frekans denetiminde elde edilen moment-hız eğrileri.....	13
Şekil 1.9	Sabit $V/Hz$ 'de moment-hız eğrileri. ....	13
Şekil 1.10	Frekans denetimli güçle beslenen, moment-hız eğrileri. ....	14
Şekil 1.11	Endüksiyon motorundaki gerilim-frekans ilişkisi. ....	14
Şekil 1.12	Stator akım denetiminde moment-hız eğrileri. ....	16
Şekil 1.13	Bir faza ait eşdeğer harmonik devre. ....	18
Şekil 1.14	Altıncı harmonik momentin açıklandığı fazör diyagram.....	21
Şekil 1.15	Sabit $a_s-b_s-c_s$ ekseninden $d^s-q^s$ eksenine dönüşüm. ....	23
Şekil 1.16	Sabit $d^s-q^s$ ekseninden $d^e-q^e$ eksenine dönüşüm. ....	24
Şekil 1.17. a)	Senkron dönen referans çerçevesindeki $q^e$ eksenli eşdeğer devre. ....	27
b)	Senkron dönen referans çerçevesindeki $d^e$ eksenli eşdeğer devre. ....	27
Şekil 1.18. a)	Senkron dönen referans çerçevesindeki $q^s$ eksenli eşdeğer devre. ....	29
b)	Senkron dönen referans çerçevesindeki $d^s$ eksenli eşdeğer devre.....	29
Şekil 1.19	Her faza ait eşdeğer devrenin zıt EMK ile türetilmesi. ....	30
Şekil 2.1	DGA işaretlerinin elde edilmesi ( yalnızca yarım periyot görülür).....	32
Şekil 2.2. a)	DGA eviricisinin hat gerilimi.....	33
b)	DGA eviricisinin faz gerilimi. ....	33
Şekil 2.3	Düzenli örneklemeli DGA yöntemi.....	35
Şekil 2.4	Transistörlü eviricilerde temel frekans ve taşıyıcı frekans ilişkisi. ....	36
Şekil 2.6	5. ve 7. harmonik değerleri için temel çıkış gerilimi ve boşluk açısı arasındaki ilişki. ....	39
Şekil 2.7	5. ve 7. harmoniklerin elenmesini gösteren spektrum analizör çıkışı.....	41

<b>Şekil 2.8</b> Gerilim dalgasının en küçük dalgalanma akımı yöntemi ile elde edilen spektrum analizör çıkışı. ....	42
<b>Şekil 2.9</b> Uyarlamalı DGA yöntemi ile akım denetimi. ....	43
<b>Şekil 2.10</b> Uyarlamalı DGA denetim blok diyagramı. ....	44
<b>Şekil 2.11 a)</b> DGA eviricide dinamik fren yeteneği. ....	45
<b>b)</b> Kare dalga eviricisinde dinamik fren yeteneği. ....	45
<b>Şekil 2.12</b> İki yönlü güç akışı için çift GTO'lu DGA eviricisi. ....	46
<b>Şekil 2.13</b> Senkron dönen referans çerçevede kare dalga eviricili endüksiyon motor modeli. ....	52
<b>Şekil 2.14</b> Kare dalga eviricinin denetim blok diyagramı. ....	54
<b>Şekil 2.16</b> DGA eviricinin denetim blok diyagramı. ....	56
<b>Şekil 2.17</b> Sinüs dalga üreticinin elemanlarını gösteren blok diyagram. ....	57
<b>Şekil 3.1</b> Endüksiyon motorunun genel denetim blok diyagramı. ....	60
<b>Şekil 3.2</b> Denetim sisteminin çok değişkenli yapısı. ....	61
<b>Şekil 3.3 a)</b> Açık çevrim V/Hz denetimi. ....	63
<b>b)</b> Hızlanma ve yavaşlama karakteristikleri. ....	63
<b>Şekil 3.4 a)</b> Açık çevrim V/Hz denetimi. ....	66
<b>b)</b> Hızlanma ve yavaşlama karakteristikleri. ....	66
<b>Şekil 3.6</b> Kayma düzeltmeli sabit V/Hz hız denetimi. ....	68
<b>Şekil 3.7</b> Bağımsız moment ve akı denetimli hız denetimi. ....	69
<b>Şekil 3.8</b> Moment ve hava aralığı akısının yaklaşım yöntemi ile bulunması. ....	70
<b>Şekil 3.9</b> Tabanca tipli akım denetimli DGA evirici ile sürme işlemi. ....	72
<b>Şekil 3.10</b> Hızlanma ve fren çalışmada sürme karakteristiği. ....	73
<b>Şekil 3.11</b> Taşıma araçlarında kullanılan farklı tekerlek çaplarının sürücü sisteme etkisi. ....	74
<b>Şekil 3.12 a)</b> Bağımsız akım ve kayma denetimi. ....	76
<b>b)</b> Sabit DA akımda moment-kayma karakteristiği. ....	76
<b>Şekil 3.13</b> Sabit akı işlemi için programlanabilir akım denetimi. ....	77
<b>Şekil 3.14</b> Statik Kramer sürücü sistemli hız denetimi. ....	78
<b>Şekil 4.1</b> $as-bs-cs - d^s-q^s$ dönüşümü. ....	81
<b>Şekil 4.2</b> Duran $d^s-q^s$ ekseninden senkron dönen $d^e-q^e$ eksenine dönüşüm. ....	82
<b>Şekil 4.3</b> Herhangibir hızda dönen referans eksen takımına göre Simulinkte kurulan asenkron motor dinamiği. ....	85

<b>Şekil 4.4</b> Duran eksen takımında (a) stator, (b) rotor ,(c) Moment ve rotor açısıl hızın zamana bağlı değişimi.....	86
<b>Şekil 4.5</b> Senkron dönen eksen takımında (a) stator, (b) rotor ,(c) Moment ve rotor açısıl hızın zamana bağlı değişimi.....	86
<b>Şekil 4.6</b> Rotorla dönen eksen takımında (a) stator, (b) rotor ,(c) Moment ve rotor açısıl hızın zamana bağlı değişimi.....	86
<b>Şekil 4.7</b> DGA çalışma durumunda (a) referans ve taşıyıcı işaretler, (b) rotor açısıl hızın zamana bağlı değişimi.....	87
<b>Şekil 4.8</b> Benzeşimi yapılan sistemin genel görüntüsü.....	88
<b>Şekil 4.9</b> Üç faz ve taşıyıcı işareti üreten devre.....	88
<b>Şekil 4.10</b> DGA işaretlerini üreten devre.....	89
<b>Şekil 4.11</b> IGBT devresi. ....	89
<b>Şekil 4.12</b> Fazlar ve Taşıyıcı dalga.....	90
<b>Şekil 4.13</b> Üç faz için anahtarlama işaretleri. ....	90
<b>Şekil 4.14.</b> Faz-nötr gerilimleri.....	91
<b>Şekil 4.15</b> Faz-faz gerilimleri. ....	91
<b>Şekil 4.16</b> Faz akımları. ....	92
<b>Şekil 4.17</b> Fazlar ve Taşıyıcı dalga.....	92
<b>Şekil 4.18</b> Üç faz için anahtarlama işaretleri. ....	93
<b>Şekil 4.19</b> Faz-nötr gerilimleri.....	93
<b>Şekil 4.20</b> Faz-faz gerilimleri. ....	94
<b>Şekil 4.21</b> Faz akımları. ....	94
<b>Şekil 4.22.</b> Skaler denetim blok şeması. ....	95
<b>Şekil 4.23.</b> Anahtarlama işaretleri.....	95
<b>Şekil 4.24.</b> Faz-nötr gerilimleri.....	95
<b>Şekil 4.25.</b> Faz-faz gerilimleri. ....	96
<b>Şekil 4.26.</b> Faz akımları. ....	96
<b>Şekil 4.27.</b> Makine hızı. ....	96
<b>Şekil 4.28.</b> Uygulama devresi blok şeması. ....	97
<b>Şekil 4.29</b> Uygulama devresi.....	98
<b>Şekil 4.30.</b> Güç Modülünün iç yapısı. ....	99
<b>Şekil 4.31.</b> IGBT sürücü devresi.....	100
<b>Şekil 4.32.</b> Besleme ve IGBT sürücü devresi. ....	101

Şekil 4.33. Sistemin çalışmasına ait blok şeması.....	102
Şekil 4.34. a) Bir fazlı eviricini boştaki çıkış gerilimi,.....	103
b) Bir fazlı eviricini R-L ( $R=47\Omega$ , $L=700\text{ mH}$ ) yükte çıkış gerilimi.....	103
Şekil 4.35. a) Bir fazlı eviricini yük akımı, .....	103
b) Bir fazlı eviricini yük akımı ve gerilimi. ....	103
Şekil 4.36. Bir fazlı eviricini boştaki çıkış gerilimi. ....	104
Şekil 4.37. a) Bir fazlı eviricini yük akımı. ....	104
b) Bir fazlı eviricini yük akımı ve gerilimi arasındaki ilişki.....	104
Şekil 4.38. a) Üç fazlı eviricini faz-nötr gerilimi.....	105
b) Üç fazlı eviricini faz_faz gerilimi.....	105
Şekil 4.39. a) Üç fazlı eviricini $V_{ab}$ ve $V_{ca}$ faz-faz gerilimleri,.....	105
b) Üç fazlı eviricinin a ve c fazlarına ait akımlar.....	105
Şekil 4.40. a) Üç fazlı eviricini faz-nötr gerilimi,.....	106
Şekil 4.41. a) Üç fazlı eviricini $V_{ab}$ ve $V_{ca}$ fazlar arası gerilimleri, .....	106
b) Üç fazlı eviricini a ve c fazına ait akımlar.....	106

## **TABLolar DİZİNİ**

Tablo 2.1 DGA' da çıkış harmoniklerinin özeti. ....	34
Tablo 2.2 $V_s$ 'nin %93'ten %100'e değişimindeki $\alpha$ açđ değerleri tablosu. ....	40





## BÖLÜM 1 ENDÜKSİYON MAKİNALARI

### 1.1 Giriş

AA makineleri, hızı denetlenen sürücü sistemlerinde çalışırlar ve yapılarının anlaşılması karmaşık sürücü sistemlerin anlaşılması için zorunludur. AA makineleri genellikle, kararlı hal özelliğinin önemli olduğu uygulamalarda açık döngüde çalıştırılır. Kapalı döngü hız deneyimli uygulamalarda statik davranış, dinamik davranış kadar önemlidir. Bu kısımda endüksiyon makinelerinin temel statik ve dinamik özellikleri incelenecek ve makinenin d-q modeli üretilecektir.

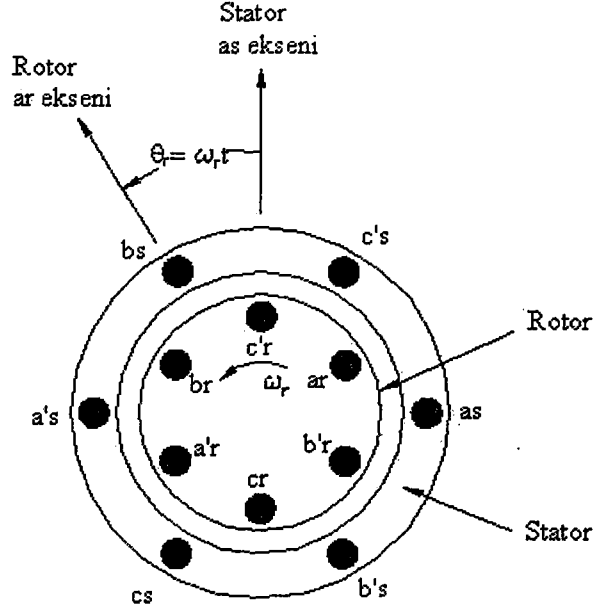
Hızı ayarlanabilen AA sürücü sistemlerinde en çok sincap kafesli endüksiyon makineleri kullanılır. Şekil 1.1’de stator ve rotor sargıları noktasal olarak gösterilen, ideal üç fazlı ve iki kutuplu motor görülmektedir. Stator sargıları dengeli üç fazlı bir gerilimle beslenir ve kısa devre rotor sargılarında endüksiyon yada dönüşüm etkisiyle akım üretilir.

### 1.2 Endüksiyon Makinesinde Moment Üretilmesi

İdeal olmayan sargılar, sinüsoidal olmayan akım ve gerilim nedeniyle oluşan harmonikler ihmal edilirse, makinenin senkron hızı;

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

şeklinde ifade edilir. Burada  $N_e$  stator senkron hızı,  $f_e$  stator frekansının Hertz biriminden değeri ve  $P$  kutup sayısıdır. Eğer rotor başlangıçta karalı ise iletkenler tarama manyetik alanına maruz kalır, aynı frekansta rotor akımı üretilir.



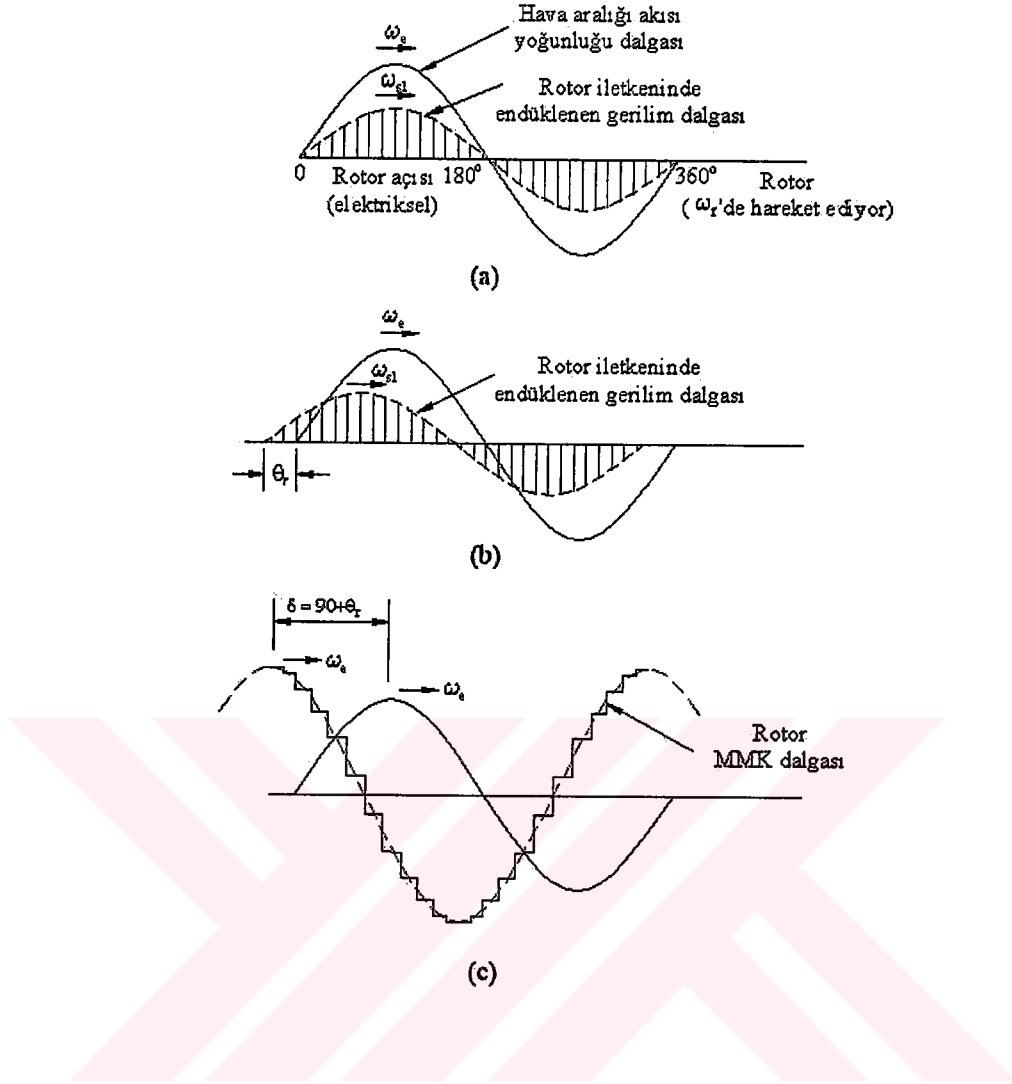
Şekil 1.1 İdeal üç fazlı iki kutuplu endüksiyon motoru.

Hava aralığı akısı ve rotor magneto motor kuvveti arasında etkileşim oluşur ve Şekil 1.2'de gösterildiği gibi makinede moment oluşur. Makinenin senkron hızında rotorda her hangi bir endüksiyon yoktur, böylece moment üretilmez. Her hangi bir  $N_r$  hızında, hız farkı  $N_e - N_r$  kayma oluşturur. Kayma değeri  $S$ ;

$$S = \frac{N_e - N_r}{N_e} = \frac{\omega_e - \omega_r}{\omega_e} = \frac{\omega_{sl}}{\omega_e} \quad (1.2)$$

olur. Burada  $\omega_e$  stator açısal frekansı,  $\omega_r$  açısal frekanstaki rotor elektriksel hızı ve  $\omega_{sl}$  kayma açısal frekansıdır. Kayma frekansında ( $\omega_{sl}$ ) hareket eden hava aralığı akısı, rotorda üretilen kayma frekansı gerilimi ile ilişkilidir. Buna bağlı olarak kısa devre edilmiş rotorda kayma frekansı akımı üretilir.

Şekil 1.2(a)'da  $\omega_e$  hızı ile hareket eden sinüsoidal hava aralığı akı yoğunluğu, rotor iletkenlerinde dikey çizgilerle gösterilen gerilimleri oluşturur. Oluşan akım dalgası, gerilim dalgasından güç faktörü açısı  $\theta_r$  kadar gecikir. Basamak şeklinde gösterilen MMK (Magneto Motor Kuvveti) akım dalgası ile üretilir ve kesik çizgi ile yaklaşık olarak çizilmiştir. Rotora bağlı olarak, rotor  $\omega_r$  ve akım  $\omega_{sl}$  hızı ile döndükten sonra rotor MMK dalgası hava aralığı akısı ile aynı hızda döner.



Şekil 1.2 Hava aralığı akısı ve MMK etkileşimi ile momentin üretilmesi.

Üretilen gerçek moment ifadesini bulmak için moment formülü yazılır.[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 eksen uzunluğu, r makinenin yarı çapı, B<sub>p</sub> hava aralığı akısının tepe değeri, F<sub>p</sub> rotor MMK tepe değeri ve  $\delta = 90^\circ + \theta_r$  dir. Denklem (1.3) düzenlenirse;

$$T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) \|\Psi_m\| I_r \sin \delta \quad (1.4)$$

Burada  $|\Psi_m|$  her bir kutuptaki hava aralığı akı bağıntısının tepe değeri ve  $|I_r|$  rotor akımının tepe değeridir.

### 1.3 Eşdeğer Devre

Endüksiyon makinesinin çalışmasını açıklamaya yardımcı olan her bir fazdaki eşdeğer devre Şekil 1.3'te verilmiştir. Bu devre kararlı hal çalışma analizi için çok önemlidir. Senkron hızda hava aralığı akı dalgası  $V_m$  emk üretir, daha sonra bu değer rotor tarafında  $V'_r = nSV_m$  kayma gerilimine dönüştürülür, burada  $n$  rotordan statora dönüştürme oranı ve  $S$  kayma değeridir. Stator uç gerilimi ( $V_s$ ),  $R_s$  direnci ve  $L_{ls}$  kaçak endüktansında düşen gerilimler ve  $V_m$  değerinin toplamına eşittir.

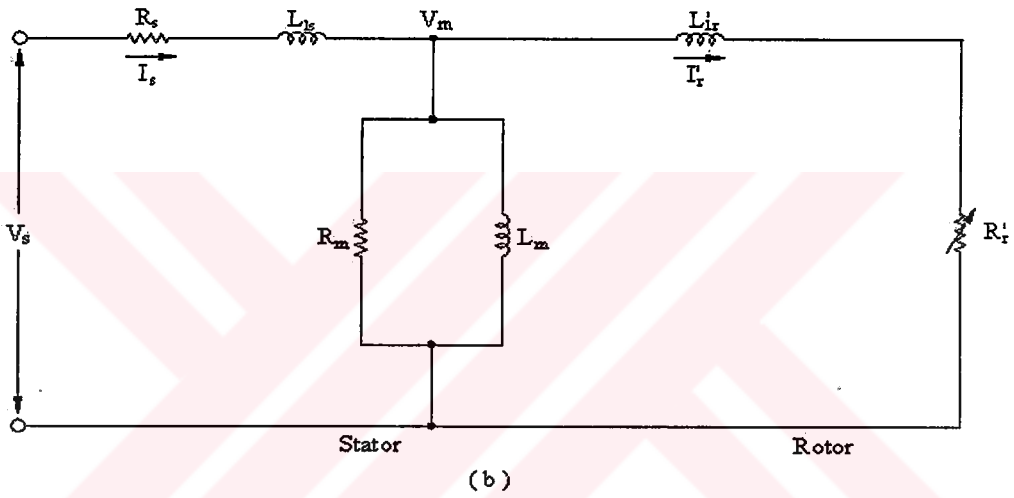
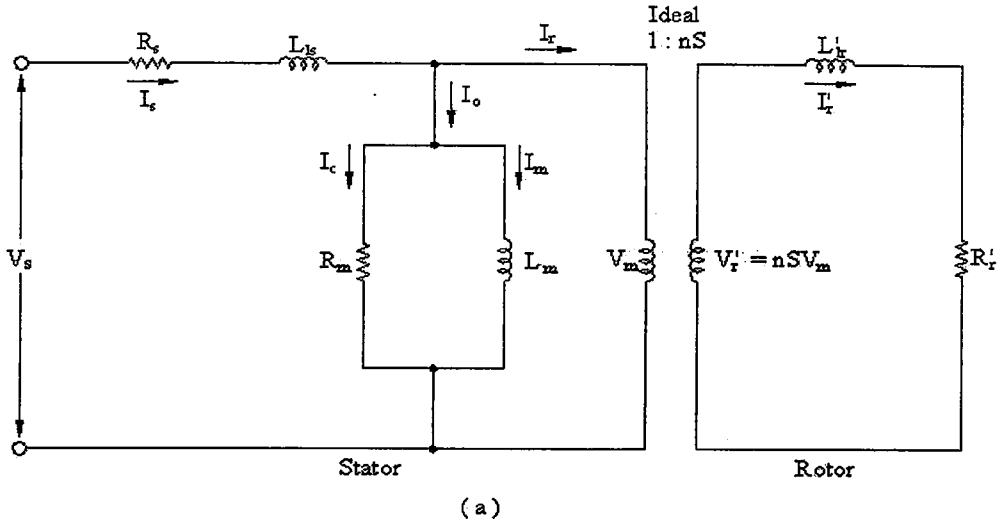
Yüksüz uyartım akımı ( $I_0$ ) iki bileşenden oluşur; birinci bileşen bakır kayıpları elemanı ( $I_c = V_m / R_m$ ) ve diğeri mıknatıslanma elemanıdır ( $I_c = V_m / R_m$ ). Burada  $R_m$  uyartım kayıplarının eşdeğer direnci ve  $L_m$  manyetik endüktanstır. Rotorun ürettiği  $V'_r$  gerilimi  $\omega_{sl}$  frekansında  $I'_r$  akımını oluşturur, bu akım rotor direnci  $R'_r$  ve kaçak empedans  $\omega_{sl} L'_{lr}$  ile sınırlandırılır. Stator akımı ( $I_s$ ), uyartım elemanı,  $I_0$  ve rotor yansıma akımı  $I'_r$ 'den oluşur. Şekil 1.3.(b)'de statora indirgenmiş eşdeğer devre görülmektedir. Burada  $I_r$ ;

$$I_r = \frac{n^2 S V_m}{R'_r + j\omega_{sl} L'_{lr}} = \frac{V_m}{\left(\frac{R_r}{S}\right) + j\omega_e L_{lr}} \quad (1.5)$$

olur. Denklemden  $R_r$  ve  $L_{lr}$  statora indirgenmiş değerlerdir.  $S=1$  olduğu durumda Şekil 1.3.(b)'deki devre eşdeğer kısa devre edilmiş dönüşüm devresi haline gelir. Senkron hızda ( $S=0$ ),  $I_r=0$  olur ve makine yalnızca  $I_0$  uyartım akımı çeker. Senkron hızın altında ( $0 < S < 1$ ) ve  $S$ 'nin küçük değerlerinde,  $I_r$  rotor akımı  $R_r/S$  ( $R_r/S \gg \omega_e L_{lr}$ ) değerinden etkilenir.

Eşdeğer devrenin fazör diyagramı Şekil 1.4'te gösterilmiştir. Denklem (1.4)'te ki moment eşitliği aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$T_e = K \Psi_m I_r \sin \delta \quad (1.6)$$

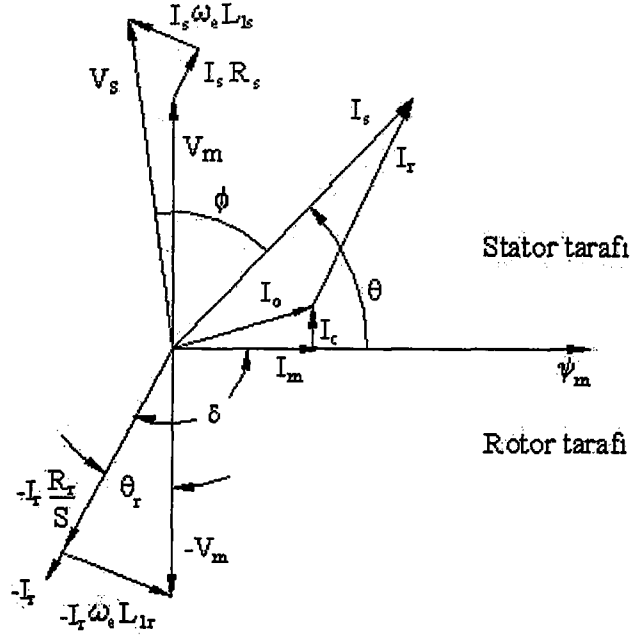


Şekil 1.3 Endüksiyon motorunun bir fazına ait eşdeğer devre.

Burada  $\Psi_m$  ve  $I_r$  fazör diyagramdaki nominal değerlerdir. Eğer çekirdek kayıpları elemanı  $I_c$  ihmal edilirse denklem aşağıda görüldüğü gibi sadeleştirilebilir.

$$T_e = K'I_m I_r \sin \delta = K'I_m I_s \sin \theta = K'I_m I_a \quad (1.7)$$

Denklem (1.7)'de ki döndürme momenti eşitliği DA makinelerdeki formülle benzerdir. Burada  $I_m$  stator akımının mıknatıslanma yada akı elemanı,  $I_a = I_s \sin \theta$  stator akımının endüvi yada döndürme momenti elemanı ve  $K'$  döndürme momenti sabitidir. Akım elemanları  $I_m$  ve  $I_a$  dikey yada karşılıklı olarak ayrılmıştır.



Şekil 1.4 Eşdeğer devrenin fazör diyagramı (Şekil 1.3.(b)).

#### 1.4 Eşdeğer Devre Analizi

Makinenin kayıp ve güç ifadelerini özetlemek gerekirse;

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

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

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

$$\text{Hava aralığı gücü} \quad P_g = 3I_r^2 \frac{R_r}{S} \quad (1.11)$$

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

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

$$\text{Mil gücü} \quad P_{mil} = P_0 - P_{SR} \quad (1.14)$$

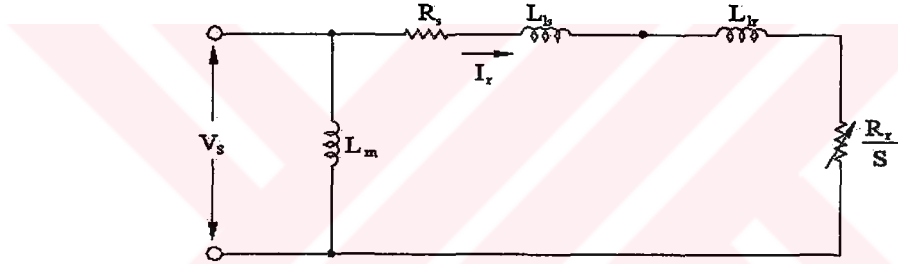
Burada  $P_{SR}$  sürtünme ve rüzgar kayıplarıdır. Çıkış gücü, üretilen  $T_e$  döndürme momenti ve hızı ile üretildikten sonra şu şekilde ifade edilir.

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

Burada  $\omega_m = (2/P)\omega_r$  rotorun rad/sn cinsinden mekanik hızıdır. Denklem (1.11) ve (1.15) birleştirilirse, döndürme momenti ifadesi,

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

Buda gösteriyor ki döndürme momenti, bilinen stator frekansındaki hava aralığı gücü ile hesaplanabilir.



Şekil 1.5 Yaklaşık eşdeğer devre.

Şekil 1.3.(b)'de ki eşdeğer devre, Şekil 1.5'te ki gibi sadeleştirilebilir, burada  $R_m$  çekirdek kaybı direnci dışarı atılmıştır ve manyetizasyon endüktansı  $L_m$  girişte gösterilmiştir. Bu yaklaşım  $\left| (R_s + j\omega_e L_{ls}) \right| \ll \omega_e L_m$  olan makinelerde geçerlidir. Şekil 1.5'te ki  $I_r$  akımı ;

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

olur. Denklem (1.15) ve (1.17) birleştirilirse;

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

### 1.4.1 Moment-hız eğrisi

Eğer besleme gerilimi ve hız frekansı sabitse,  $T_e$  döndürme momenti kaymanın bir fonksiyonu olarak Denklem (1.18) 'de ki gibi hesaplanabilir. Şekil 1.6 döndürme momenti-hız ( $\omega_r/\omega_e=1-S$ ) eğrisini göstermektedir. Burada kaymanın değeri  $0 \leq S \leq 1$  aralığındadır. Çalışma bölgeleri; tıkama bölgesi ( $1 \leq S$ ), motor bölgesi ( $0 \leq S \leq 1$ ) ve faydalı frenleme bölgesi ( $S \leq 0$ )'dir. Motor çalışma bölgesinde  $S=0$  olduğunda  $T_e=0$  olur ve  $S$  arttığında  $T_e$  değeri  $T_{em}$  değerine kadar yarı doğrusal artar. Bu bölgede stator kayıpları küçüktür ve hava aralığı akısı sabit değere oturur. Döndürme momenti ( $T_e$ ), kırılma noktasının arkasında kaymanın ( $S$ ) artan değerine karşılık azalır. Makinenin başlangıç döndürme momenti  $T_{es}$ ,  $S=1$  durumunda şöyle ifade edilir;

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

Tıkama bölgesinde, rotor hava aralığı akısının tersi yönde hareket eder ve böylece  $S > 1$  olur. Bu durum, rotor hareketli iken stator besleme faz darbeleri ters çevrildiğinde yada rotoru ters yönde süren bir revizyon direnci bulunması halinde ortaya çıkar. Tıkama bölgesindeki döndürme momenti fren momenti şeklinde ortaya çıkar. Tıkama freni nedeniyle ortaya çıkan enerji, makinede dağılır ve bundan dolayı makinenin oluşacak aşırı ısılarla karşı korunması gerekir. Faydalı frenleme bölgesinde rotorun, aynı yönde stator hava aralığından daha hızlı dönmesi nedeniyle kayma negatif olur ve negatif yada faydalı frenleme momenti oluşur. Negatif kayma değeri, negatif eşdeğer direnci  $R_r/S$  ile ilişkilidir. Pozitif  $R_s/S$  direnci motor çalışmada enerji harcar fakat negatif  $R_r/S$  direnci enerji üretir ve kaynağa geri gönderir. Böylece makine generatör biçiminde çalışmış olur. Frekans denetimli endüksiyon motoru sürücüsünde, stator frekansı faydalı frenleme etkisinin olmadığı düşük rotor hızında denetlenir. Endüksiyon motoru (rotor mili), stator hava aralığı akısının hızından daha yüksek bir hızla döndürülürse makine generatör çalıştırılmış olur.



Eğer, denklem (1.18)'deki eşitlik kayma değeri referans alınarak yeniden düzenlenirse ve sifıra eşitlenirse;

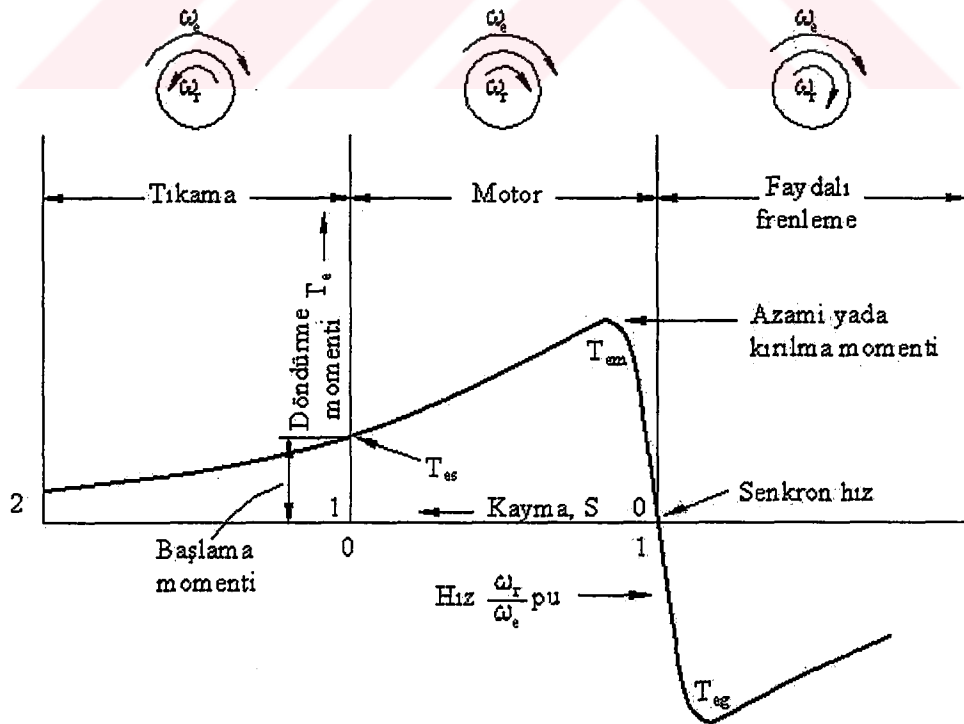
$$S_m = \pm \frac{R_r}{\sqrt{R_s^2 + \omega_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2}} \quad (1.20)$$

olur. Burada  $S_m$  frenleme momentine bağlı kayma değeridir. +  $S_m$  değeri, Denklem (1.18) de yerine konursa moment eşitliği aşağıdaki hale dönüşür.

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

Ayrıca  $-S_m$  değeri, Denklem (1.18)'de yerine yazılırsa faydalı frenleme momenti elde edilir.

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



Şekil 1.6 Sabit gerilim ve frekansta moment-hız eğrisi.

Dikkat edilirse,  $R_s$  direnci ihmal edildiğinde  $|T_{em}| = |T_{eg}|$  olduğu görülür. Şekil 1.5'teki devrede  $R_s$  ve  $L_{ls}$  değişkenleri ihmal edilirse, eşdeğer devre iyici sadeleştirilmiş olur. Bu yaklaşımın yapılması hızın %10'un üstünde olduğu uygulamalarda mantıksız değildir. Bu durumda, Denklem (1.18)'deki moment eşitliği aşağıdaki gibi sadeleşir.

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

Denklem (1.23), Denklem (1.6)'ya benzetilebilir,  $I_r$  ve  $\cos\theta_r$  değerleri yerine konursa;

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

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

ve hava aralığı akısı  $\Psi_m$  olarak kabul edilirse;

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

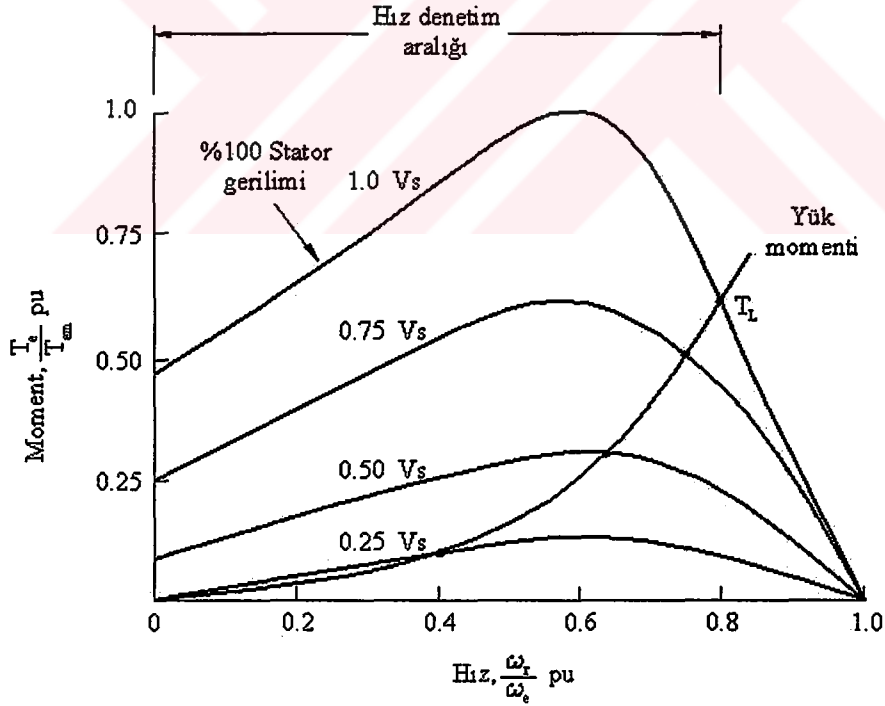
Düşük kayma bölgesinde, denklem yaklaşık olarak,

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

olur. Burada  $R_r^2 \gg \omega_{sl}^2 L_{lr}^2$  olarak kabul edilir. Denklem (1.27) gösteriyor ki sabit  $\omega_{sl}$  değerinde  $T_e \propto \Psi_m$  yada sabit  $\Psi_m$  değerinde  $T_e \propto \omega_{sl}$ 'dir.

## 1.5 Gerilim Denetimli Çalışma

Sincap kafesli endüksiyon motorlarında hız denetiminin basit ve ekonomik yolu, sabit frekansta stator gerilimini değiştirmektir. Hat frekansındaki stator geriliminin denetimi her bir faza bağlanan paralel olmayan tristörlerde anahtarlama açısı değiştirilerek yapılır. Şekil 1.7'deki moment-hız eğrileri değişik stator gerilimleri için çizilmiştir ve eğriler Denklem (1.18) ile hesaplanır. Fan yada vantilatör tipli yükler ( $T_L \propto \omega_r^2$ ) için yük-moment eğrileri yine aynı şekilde gösterilebilir. Burada kesişim noktaları hız denetimi işlemi için uygun noktaları belirler. Motorlar büyük kayma değerleri ile hız kontrolünde kullanılırsa, bu durum makinelerde büyük kayıplara neden olur. Düşük kayma değerli makineler kullanıldığında hız denetimi aralığının azaldığı açıkça görülmektedir. Diğer yandan makine  $S_m \geq 1$  durumu için tasarlanırsa, sabit momentli yükler için denetim tam bir hız aralığında gerçekleşir.



Şekil 1.7 Stator gerilim denetimi ile elde edilen moment-hız eğrileri.

Klasik iki fazlı servo motorlar ve araç tipli motorlarda gerilim denetimli sürme işlemi yapılır. Bu tip hız denetim yönteminde, stator akımının her amperinde üretilen

moment stator gerilimi gibi azalır. Bundan dolayı sabit-yük moment için azalan hıza karşılık stator akımı artar. Sonuç olarak daha fazla bakır kayıpları oluşur, böylece makinede ısı problemleri ortaya çıkar. Yük momentinin karesel değişimi görülür, burada stator akımı azami değerine hızın iki, üç katında ulaşır [4].

## 1.6 Frekans Denetimli Çalışma

Eğer stator frekansı nominal değer üzerinde çıkarsa, Denklem (1.18)'den çıkarılan moment-hız eğrileri, Şekil 1.8'deki gibi çizilir. Hava aralığı akısı ve stator akımı frekansın artmasına karşılık azalır ve bunlara bağlı olarak ortaya çıkan döndürme momenti azalır. Kaymanın bir fonksiyonu olan azami döndürme momenti ( $T_{em}$ ), Denklem (2.23)'de verilmiştir.

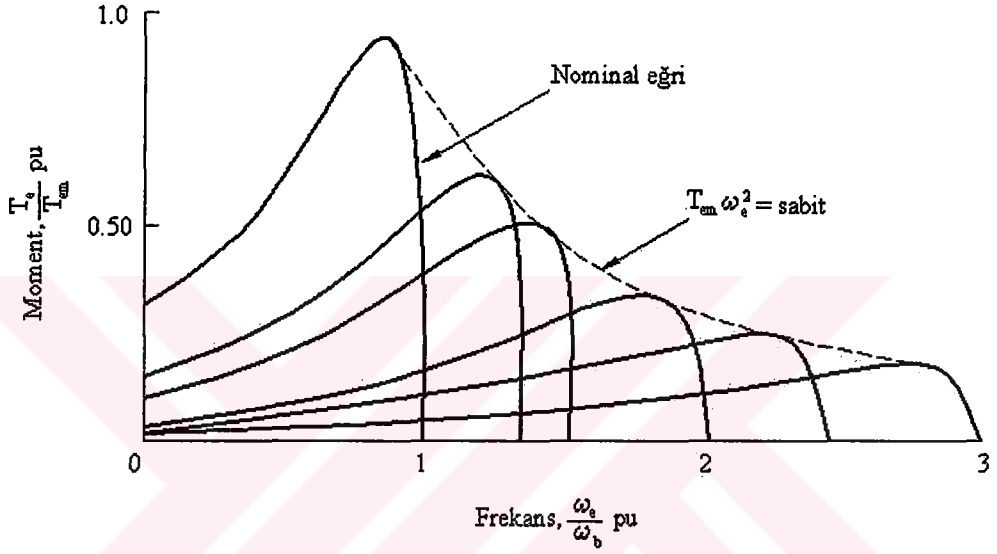
$$T_{em} = 3 \left( \frac{P}{2} \right) \left( \frac{V_s}{\omega_e} \right)^2 \frac{\omega_{slm} R_r}{R_r^2 + \omega_{slm}^2 L_{lr}^2} \quad (1.28)$$

Burada  $\omega_{slm} = R_r / L_{lr}$  azami döndürme momentindeki kayma frekansıdır. Denklem gösteriyor ki  $T_{em} \cdot \omega_e^2 = \text{sabittir}$ , yani makine frekans denetimli DA motoru gibi davranıyor.

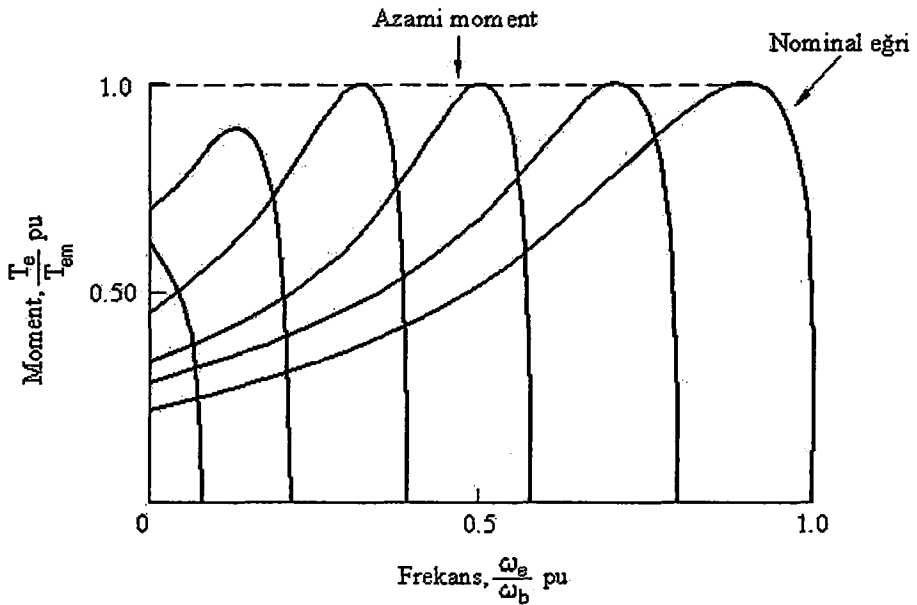
Eğer nominal gerilimde besleme frekansını arttıracak bir işlem yaparsak hava aralığı akısı doyuma gider ve aşırı rotor akımları çekilir. Şekil 1.9'da  $V_s / \omega_e$  oranının sabit tutulduğu moment-hız eğrileri görülmektedir. Denklem (1.28)'de verilen  $T_{em}$  azami döndürme momenti hava aralığı, akısının stator empedans düşümü ile azaltıldığı, düşük frekans bölgesinde yaklaşık olarak geçerlidir. Bundan dolayı, bu bölgede azami döndürme momentini korumak için stator düşümleri, stator gerilimi artırılarak denkleştirilmelidir.

Makine sabit moment bölgesinde, sabit hava aralığı ile çalıştıktan sonra sürücü sistemin hızlı cevabına izin verir. Makine, frekans denetimli sürücü sistemlerde yüksek verim almak için düşük kayma karakteristiğine sahiptir. Temel frekans çalışmalarında düşük başlama momentine rağmen, Şekil 1.9'da görüldüğü gibi makine büyük momentle başlamaya izin verebilir.

Gerilim ve frekans denetimli pratik sürücü sistemlerin değişik bölgelerdeki döndürme momenti hız eğrileri Şekil 1.10'da gösterilmektedir. Karşılıklı etkileşime sahip gerilim-frekans ilişkisi ise Şekil 1.11'de gösterilmektedir. Ayrıca aynı şekilde frekansın, moment, stator akımı ve kayma fonksiyonları gösterilmektedir. Sabit döndürme momenti bölgesinde ayarlanabilir azami moment, evirici akım kapasitesinin sınırından dolayı çökme momentinden küçük gösterilmiştir.

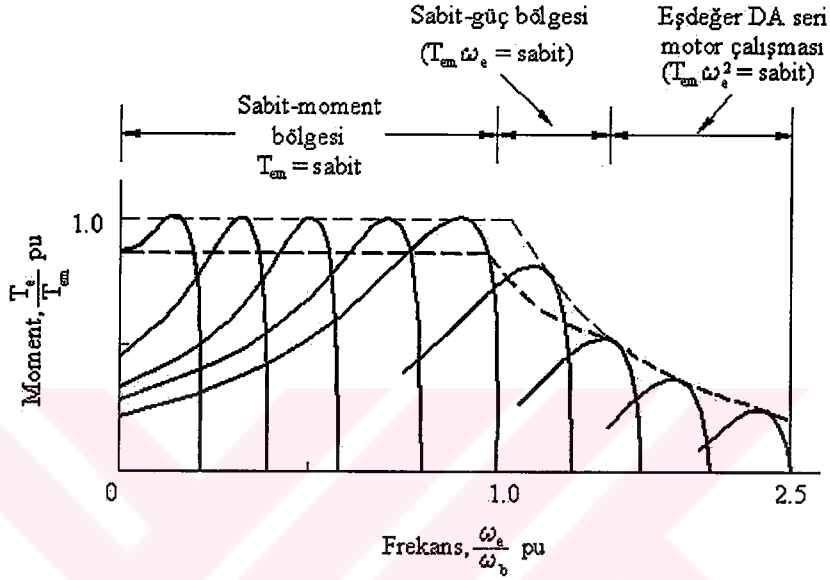


Şekil 1.8 Frekans denetiminde elde edilen moment-hız eğrileri.

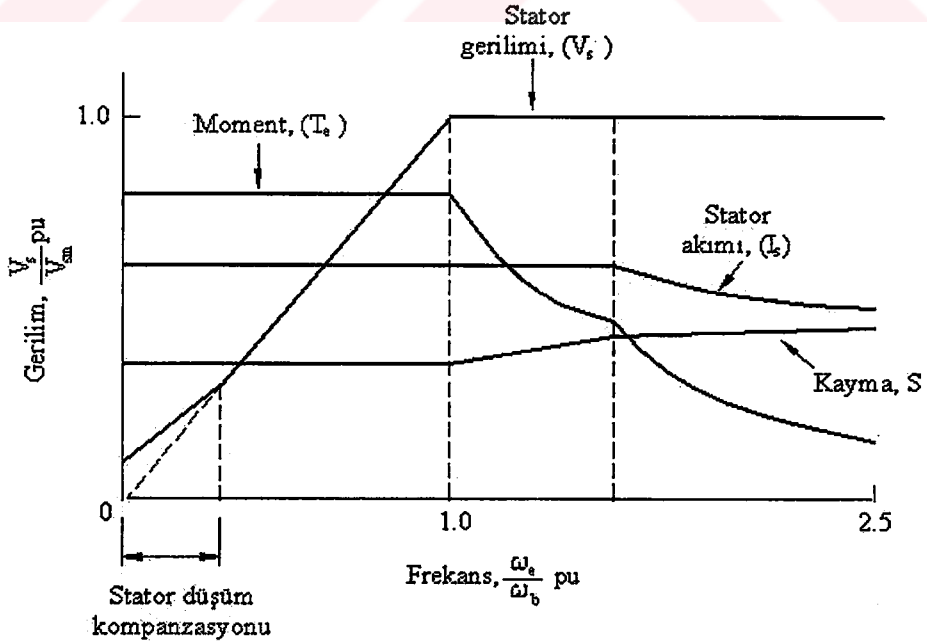


Şekil 1.9 Sabit V/Hz'de moment-hız eğrileri.

Sabit döndürme momentinin sağ kenarında, stator gerilimi nominal değerine ulaşır ve sonra sabit güç bölgesine girer. Bu bölgede hava aralığı akısı azalır fakat artan kayma ile stator akımı sabit bir şekilde devam eder. Şekil 1.8’de sabit güç bölgesinin kenarında çökme momenti  $T_{em}$  değerine ulaşır ve sonra makine hızı, akımın azalmasına rağmen frekansın artırılması ile daha da artar.



Şekil 1.10 Frekans denetimli güçle beslenen, moment-hız eğrileri.



Şekil 1.11 Endüksiyon motorundaki gerilim-frekans ilişkisi.

## 1.7 Akım Denetimli Çalışma

Stator gerilimini denetlemek yerine, stator akımı üretilen döndürme momenti ile doğrudan denetlenebilir. Akım denetiminde, döndürme momenti karakteristiği, bağlı manyetik akım yayılışına ve belirlenmiş stator akımı genliği için rotor akımına bağlıdır fakat stator parametreleri  $R_s$  ve  $L_{ls}$  'den bağımsızdır. Bu yayılış paralel empedansın ters oranı ile etkilenmektedir.

Rotor kaçak endüktansını ( $R_r / S \gg \omega_e L_{lr}$ ) ve çekirdek kayıplarının ihmal etmek için, akım yayılışı,

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

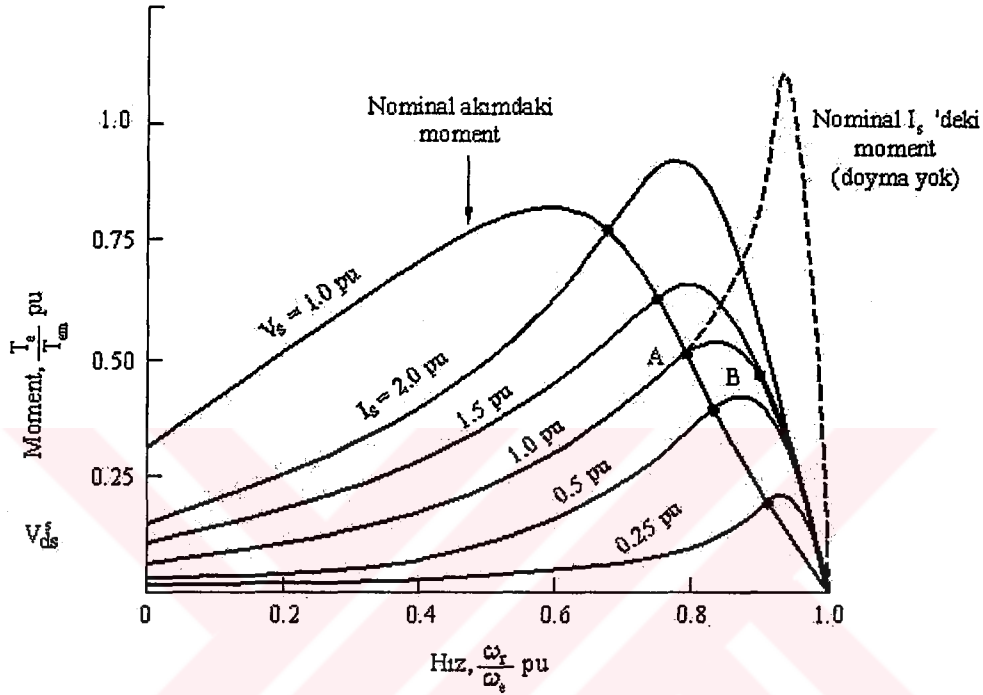
$$I_r = I_a = \frac{\omega_e L_m}{\sqrt{\omega_e^2 L_m^2 + (R_r / S)^2}} I_s \quad (2.30)$$

denklemleri ile verilir. Denklem (1.29),(1.30) ve (1.7) yerine konursa, moment ifadesi;

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

Denklem (1.31) döndürme momentini, stator akımının, frekansın ve kaymanın bir fonksiyonu olarak verir. Motorun belirli bir frekanstaki moment-hız eğrileri, Şekil 1.11'de gösterilmektedir. Eğer makine anma değerinde çalışıyorsa ( $I_s=1.0$  pu), başlangıç momenti gerilim beslemeli makineye ( $V_s=1.0$  pu) nazaran çok düşük olur. Bunu nedeni hava aralığı akısının rotor kısa devre etkisine göre çok düşük olması olabilir. Hız arttırıldığında (kayma azalır) stator gerilimi artar ve sonuç olarak yüksek hava aralığı akısı ile birlikte döndürme momenti artar. Eğer makinenin doyumu ihmal edilirse, döndürme momenti yüksek bir değere ulaşır (kesik çizgi ile gösterildiği gibi) ve sonra senkron hızda dik bir eğimle sıfıra iner. Uygulamada

doymum üretilen moment ile sınırlandırılır. Anma gerilimindeki moment eğrisi, Şekil 1.12'de gösterilmektedir. Burada negatif eğim parçası anma hava aralığı akısındaki kararlı çalışma için göz önüne alınabilir. Burada  $I_s=1.0$  pu moment eğrisi ile A noktasında kesişir.



Şekil 1.12 Stator akım denetiminde moment-hız eğrileri.

Makine A ve B noktalarında aynı moment talebi için çalışabilir. B noktasındaki düşük kayma nedeniyle rotor akımı daha az olabilir ve boşluk akısı doymum nedeniyle yükselebilir. Bu durum yüksek çekirdek kayıpları ve harmonik moment titreşimleri ile sonuçlanır. A ve B noktalarındaki stator bakır kayıpları aynı kalır fakat A noktasındaki rotor kayıpları daha yüksektir. Bunları göz önüne aldığımızda A noktasında çalışma daha fazla istenir. Bununla beraber A noktası moment eğrisinin kararsız bölgesinde olduktan sonra, makinenin kapalı çevrim çalışması zorunlu hale gelir. Moment stator akımı ve kayma ayarlanarak değiştirilebilir. Böylece hava aralığı akısı sabit kalır. Moment-frekans düzleminde çeşitli çalışma noktaları, akım ve frekans denetimli güç beslemesi ile elde edilebilir [2].



## 1.8 Harmonik Etkiler

Hız denetimli sürücülerde makineler, çıkışlarında harmonik içeren dönüştürücüler tarafından beslenir. Bu harmonikler şu zararlı etkilere sahiptir.

### 1.8.1 Isınma

Gerilim denetimli sürücü ile sinüsoidal olmayan stator gerilimi Fourier analizi ile temel ve harmonik elemanlarına ayrılır. Simetrik dalga şekli için sadece tek harmonikler gösterilebilir. Üçün katı olan harmonikler nötrsüz yıldız ve üçgen yüklerde her hangi bir akıma neden olmazlar. Hat gerilimi Fourier serilerinin düşük dereceli harmonikleri aşağıdaki gibi verilir.

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

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

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

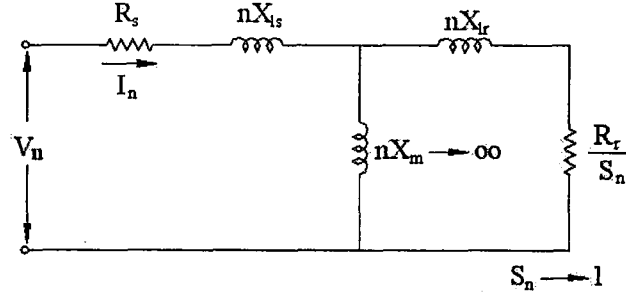
Denklem (1.33) ve (1.34) yeniden düzenlenirse;

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

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

Her bir harmonik elemanı için makine yaklaşık olarak sabit parametrelili doğrusal eşdeğer devre gibi gösterilebilir ve bileşke akımı süper pozisyon yöntemi ile hesaplanabilir. Şekil 1.3.(b)'deki her bir fazın eşdeğer devresi, Şekil 1.13'te gösterilen devre gibi harmonik eşdeğer devreye dönüştürülebilir ve burada  $R_m$  çekirdek kaybı direnci ihmal edilmiştir. Şekil 1.13'te  $n$  harmonik derecesi ve  $S_n$   $n$ . harmonikteki kayma değeridir. Denklem (1.32),(1.35) ve (1.36) beşinci

harmonik gerilimi  $V_{sm}$ 'nin negatif etkiye sahip olduğunu gösterir ve bu yüzden



Şekil 1.13 Bir faza ait eşdeğer harmonik devre.

oluşturduğu manyetik alan ters yönde  $5\omega_e$  hızı ile döner. Aynı denklemlerde 7. harmoniğin manyetik alanı ileri yönde  $7\omega_e$  hızı ile döner. Rotor hızı sadece temel frekansla ilişkilidir. Rotor harmonik alana göre pratik olarak görünür. Matematiksel olarak n. harmonikteki kayma aşağıdaki gibi verilebilir.

$$S_n = \frac{n\omega_e \mp \omega_r}{n\omega_e} \quad (1.37)$$

Burada negatif ve pozitif işaretler ileri ve geri dönüş alanı ile ilişkilidir. Denklem (1.37)'yi sadeleştirmek için  $\omega_r/\omega_e=1-S$  ifadesini yerine yazarsak,

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

elde edilir. Burada  $S_1$  temel frekans kaymasıdır. Örneğin Denklem (1.38)'de  $S_1$  değeri 0 ile 1 arasında değişirse,  $S_5$  1,2-1.0 ve  $S_7$  0,857-1.0 aralıklarında değişir. Şekil 1.13'te ki eşdeğer devreye bilinen harmonik gerilimleri ile harmonik akımlarının hesaplanabildiği pasif eşdeğer devre yaklaşımı yapılabilir. Bunu anlamı harmonik akımları temel frekans çalışma şartlarından etkilenmez. Farz edelim ki  $nX_m \rightarrow \infty$  ve  $(nX_{ls} + nX_{lr}) \gg (R_s + R_r)$ ,

$$I_n = \frac{V_n}{n(X_{ls} + X_{lr})} \quad (1.39)$$

Buna karşılık düşen harmonik akım;

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

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

Burada  $I_5, I_7$  ve diğerleri akımın nominal elemanlarıdır. Toplam stator ve rotor bakır kayıpları aşağıdaki gibi hesaplanır.

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

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

Burada  $I_{sl}$  ve  $I_{rl}$  temel etkin akım değerleridir. Ayrıca harmonikler çekirdek kayıplarını artırır fakat genliği bakır kayıplarına göre düşüktür.

Şimdiye kadar eşdeğer devre parametrelerinin sabit olduğu varsayımı yapıldı ama yaklaşım büyük oranda doğrudur. Stator ve rotor dirençlerinin her ikisi de sıcaklıkla birlikte artar. Temel frekans işlemde deri etkisi ihmal edilir, fakat harmonik frekansta bu etki baskın olur (özellikle rotor direncinde). Eşdeğer devredeki bütün endüktanslar doyumla birlikte değişir [5].

### 1.8.2 Moment titreşimi

Titreşim momentleri farklı harmonik derecelerdeki hava aralığı akısı ve rotor MMK'in kesiştiği noktalarda üretilir. Genel moment ifadesi, Denklem (1.6)'da verildiği gibi, hava aralığı akısı, rotor akımı ve bu iki değer arasındaki açının bir fonksiyonudur. Temel frekans elemanları yada diğerleri (örneğin harmonik frekansı) için  $\delta$  sabit kalır ve bu nedenle yalnız tek yönlü moment üretilir. Hava aralığı akısının bir harmonik bileşeni aynı frekanstaki rotor akımını indükler ve bundan dolayı döndürme momenti dönen hava aralığı akısı gibi aynı yönde üretilir. Örneğin

7. harmonik momenti temel momente eklenir fakat 5. harmonik momenti buna terstir.

Döndürme momenti titreşimleri  $\delta$  açısı zamanla değiştiğinde üretilir. Bu bir frekansın  $\Psi_m$ 'inin diğer frekansın  $I_r$ 'si ile etkileşmesi ile ortaya çıkar ve dönen fazöre denk düşen hızlar arasındaki farkı gösteren bir orandır. Titreşim momentleri Şekil 1.14.(a)'da gösterildiği gibi tek diyagramda farklı frekansların hava aralığı akısı ve rotor akımı fazörleri üst üste konarak hesaplanabilir. Görüldüğü gibi her bir harmonik gerilimi, karşılıklı akı ve rotor akımı bileşenlerine neden olur. 5. ve 7. harmonikler için eşdeğer devre dirençleri ihmal edilir ve bu nedenle harmonik akımları  $180^\circ$ 'lik akı bileşenlerine göre gecikir. 5. harmonik bileşeni saat yönünde  $5\omega_e$  hızı ile dönerken temel ve 7. harmonik bileşenleri saat yönünün tersi istikamette sırasıyla  $\omega_e$  ve  $7\omega_e$  hızları ile döner. Şekil 1.14.(b), Şekil 1.14.(a)'nın saat yönünde  $\omega_e$  hızı ile döndürülmesinden elde edilmiştir. Şekilden görülebilir ki, 6. harmonik momenti temel akının 5. ve 7. harmonik akımlarının etkileşimi ile oluşturulur. Matematiksel olarak 6. harmonik momenti ifadesi aşağıdaki gibi yazılır.

$$T_{e6} = K[\Psi_{1m}I_{7r} \sin(\pi - 6\omega_e t) + \Psi_{7m}I_{1r} \sin(\delta + 6\omega_e t) + \Psi_{1m}I_{5r} \sin(\pi + 6\omega_e t) + \Psi_{5m}I_{1r} \sin(\delta - 6\omega_e t)] \quad (1.44)$$

$$T_{e6} = K[\Psi_{1m}(I_{7r} - I_{5r})\sin 6\omega_e t + I_{7r}(\Psi_{7m} + \Psi_{5m})\cos 6\omega_e t] \quad (1.45)$$

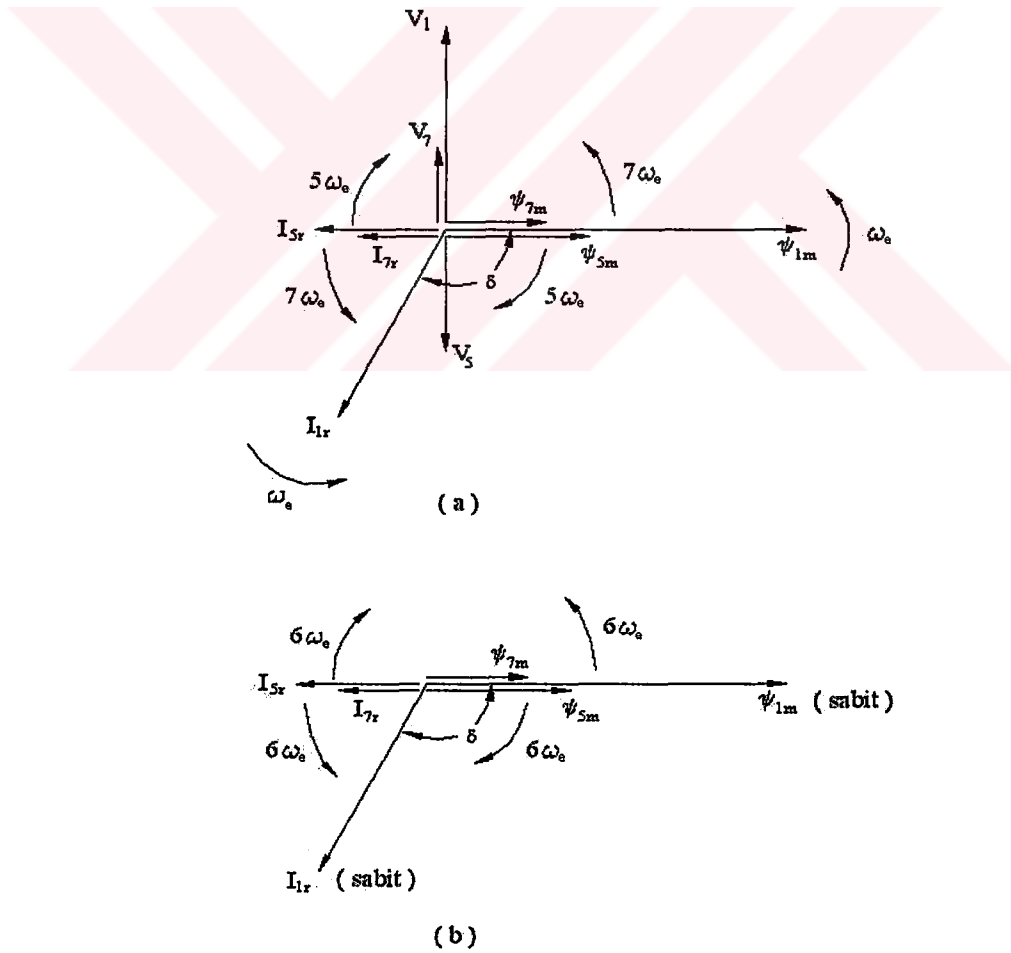
Burada  $\delta \approx 90^\circ$ 'dir. Harmonik akı bileşenleri  $\Psi_{7m}$  ve  $\Psi_{5m}$  çok küçük olduğundan ikinci terim ihmal edilebilir.

Titreşim momentleri, rotor hızında salınım oluşturma eğilimindedir fakat yüksek frekans bileşenlerinin etkisiyle ve sistemin mekanik eylemsizliği nedeniyle düzeltiler. Eğer titreşim frekansı düşük yada sistemin mekanik eylemsizliği küçükse hız titreşimleri kötüleşebilir. Titreşim frekansı momenti sürücü sistemin mekanik rezonansına yakın olabilir ve bu durum sistemde mil titreşimleriyle,

mekanik yorulmayla ve geri besleme sisteminde iyi olmayan bir çalışmayla sonuçlanabilir [7].

### 1.9 Dinamik Model

Şimdiye kadar makinenin her bir fazındaki eşdeğer devreyi göz önüne aldık, bu kararlı-hal çalışma için geçerlidir. Hız denetimli sürücü sisteminde makine normal olarak bir geri besleme döngüsü oluşturur ve bu yüzden makinenin dinamik davranışı göz önüne alınmak zorundadır. AA makinesinin dinamik çalışması biraz karmaşıktır çünkü stator ve rotor fazları arasında kavrama etkisi vardır. Burada kavrama katsayısı rotor pozisyonuna göre değişir. Bu yüzden makine modeli zaman değişkeni katsayılı diferansiyel denklemlerle tanımlanmalıdır.



Şekil 1.14 Altıncı harmonik momentin açıklandığı fazör diyagram.

Eğer güç beslemesi üç fazlı ve dengeli ise iki eksen yada d-q teorisi dinamik model için kullanılabilir. Bu teoride, değişken zamanlı parametreler elenmiştir ve değişkenler ve parametreler dikey eksen (d) ve karesel eksen (q)'dur. Makinenin d-q dinamik modeli gerek kararlı gerekse dönen referans çerçeve şeklinde ifade edilebilir. Sabit referans çerçevede, referans  $d^s$  ve  $q^s$  eksenleri stator için sabittir, oysa dönen referans çerçevede bunlar döner. Dönen çerçeve ya rotor da sabittir yada senkron hızda döner. Senkron dönen çerçeve modelinin üstünlüğü, sinüsoidal beslemede değişkenler kararlı durum şartlarında DA özelliğe sahip gibi görünür.

### 1.9.1 Eksen dönüşümleri

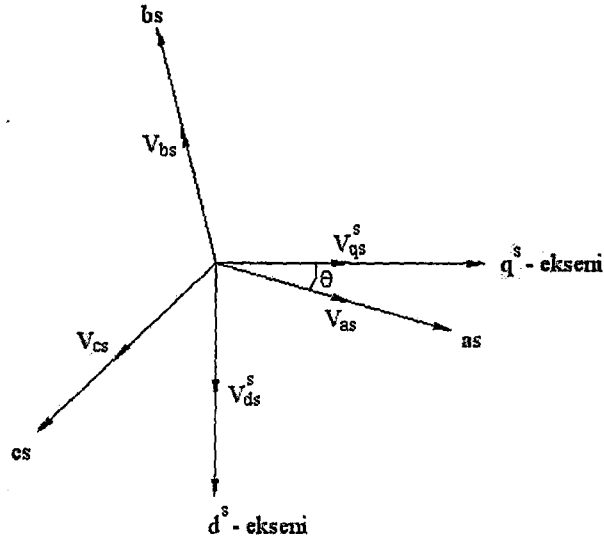
Stator besleme gerilimini göz önüne alalım, bu değeri yalnızca as-bs-cs eksenleri ve  $d^2$ - $q^2$  eksenlerinin dönüşümü ile elde edebiliriz. Burada her ikisi de Şekil 1.15'te görüldüğü gibi sabit referans çerçevedir. Diğer nicelikler (akım ve akı gibi) benzer yollarla dönüştürülebilir.  $\theta$  açısı iki eksen kümesi arasındaki açı değeridir. Faz gerilimleri matris formda yazılmak istenirse,

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta + 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \\ v_{0s}^s \end{bmatrix} \quad (1.46)$$

ve matrisin tersi alınırsa,

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \\ v_{0s}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad (1.47)$$

Burada  $v_{0s}^s$  sıfır dizisi elemanıdır. Dengeli üç fazlı durumu için sıfır dizisi elemanı mevcut değildir. Bu yalnızca tek dönüşüm ilişkisini açıklamak için göz önünde bulundurulur.



Şekil 1.15 Sabit as-bs-cs ekseninden  $d^s$ - $q^s$  eksenine dönüşüm.

$\theta = 0$  yapılarak  $q^s$  ve as eksenleri çakıştırılabilir. Sıfır dizisi elemanını ihmal etmekle dönüşüm ilişkisi sadeleştirilebilir.

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

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

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

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

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

Kararlı  $d^s$ - $q^s$  çerçevesindeki gerilimler, senkron dönen  $d^e$ - $q^e$  çerçevesine dönüştürülebilir.

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

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

uygunluk açısından e üst simgesi, senkron dönen çerçeve parametrelerinden düşürülmüştür. Denklem (1.53) ve (1.54) döner çerçeve içindeki kararlı değişkenleri açıklamak için evirilebilir.

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

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

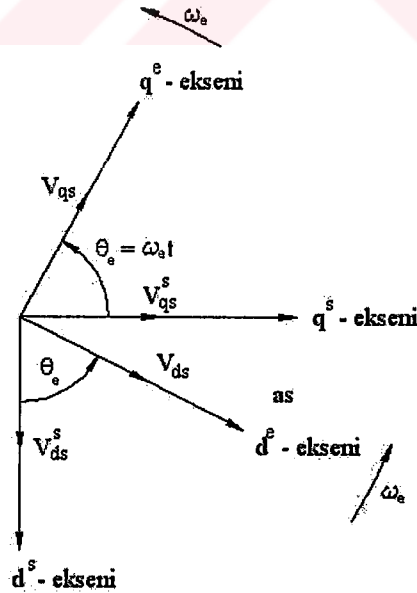
Örneğin hat gerilimlerinin dengeli ne sinüsoidal olduğunu düşünelim.

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

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

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

Denklem (1.51) ve (1.52)'yi yerine yazarsak,



Şekil 1.16 Sabit d<sup>s</sup>-q<sup>s</sup> ekseninden d<sup>e</sup>-q<sup>e</sup> eksenine dönüşüm.

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



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

denklemleri elde edilir. Bu kez Denklem (1.53) ve (1.54)'ü yerine yazarsak,

$$v_{qs} = V_{sm} = \hat{V}_m \quad (1.62)$$

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

denklemleri elde edilir. Bu bağıntılar, senkron dönen referans çerçevede sinüsoidal değişkenlerin DA özelliklere sahip gibi davrandığını göstermektedir.

### 1.9.2 Senkron dönen çerçeve modeli

Sabit koordinatları  $a_s$ ,  $b_s$  ve  $c_s$  olan makinenin üç fazlı stator denklemlerini ifade etmek mümkündür. Vektör formdaki stator eşitliği aşağıdaki gibi verilir.

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

Burada  $\bar{v}_s^s$ ,  $\bar{i}_s^s$  ve  $\bar{\Psi}_s^s$  ifadeleri; sabit çerçevede kaçak gerilim, akım ve akı vektörleridir. Her bir vektör elemanı birim vektörleri içinde 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 senkron  $\omega_e$  hızında döndürülürse, Denklem (1.64),

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} + \bar{\omega}_e \times \bar{\Psi}_s \quad (1.66)$$

Burada vektörler, Denklem (1.64)'teki ile aynıdır fakat  $\bar{\omega}_e \times \bar{\Psi}_s$  ifadeleri eklenmiştir.

$\bar{\omega}_e \times \bar{\Psi}_s$  kartezyen çarpımı referans çerçevenin dönmesiyle oluşan hız gerilimidir.

Kartezyen çarpım yapıldıktan sonra, Denklem (1.66)'da senkron dönen çerçevede  $d^e$  ve  $q^e$  elemanları ile yazılırsa,

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \omega_e \Psi_{ds} \quad (1.67)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \omega_e \Psi_{qs} \quad (1.68)$$

İfade  $\omega_e = 0$  , Denklem (1.68)'de yerine yazılırsa, sabit d<sup>s</sup>-q<sup>s</sup> çerçevesindeki stator denklemleri elde edilir.

Eğer rotor dönmüyorsa, rotor denklemleri, Denklem (1.67) ve (1.68) ile benzer olabilir.

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \omega_e \Psi_{qs} \quad (1.69)$$

$$v_{dr} = R_s i_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - \omega_e \Psi_{qs} \quad (1.70)$$

Burada bütün değişkenler ve parametrelerde stator referans alınır. Rotor  $\omega_r$  hızı ile döndükten sonra, senkron dönen referans çerçeveye göre d-q eksenleri rotorun  $\omega_e - \omega_r$  hızında sabit kalır. Bunu için Denklem (1.69) ve (1.70),

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \Psi_{dr} \quad (1.71)$$

$$v_{dr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \Psi_{dr} \quad (1.72)$$

gibi düzenlenebilir. Şekil 1.17 makinenin senkron dönen referans çerçevesindeki eşdeğer devresini göstermektedir. Akım terimindeki kaçak akı ifadeleri Şekil 2.17'den şöyle çıkarılır;

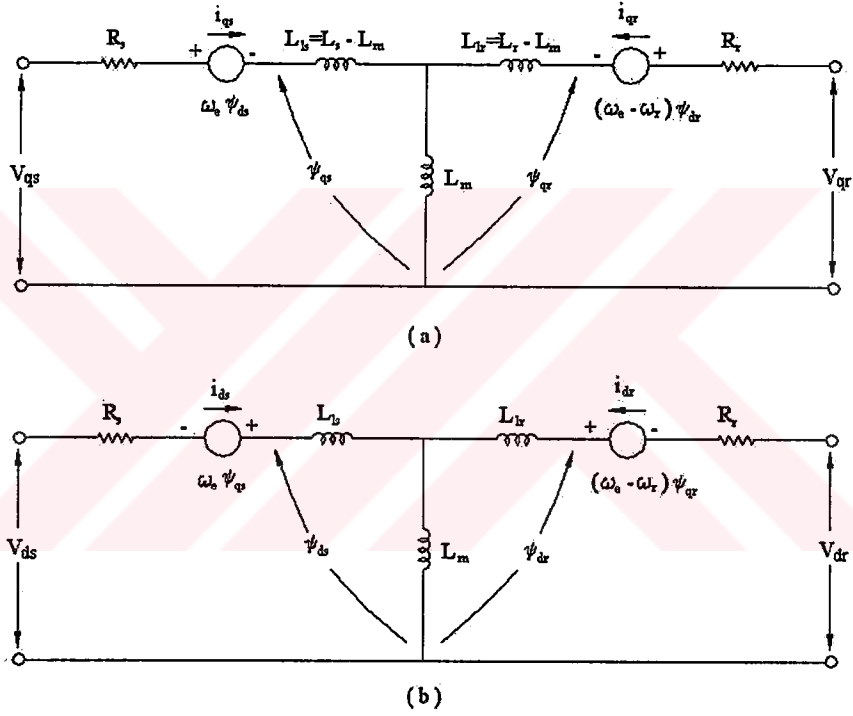
$$\Psi_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (1.73)$$

$$\Psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (1.74)$$

$$\Psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (1.75)$$

$$\Psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (1.76)$$

Yukarıdaki ifadeleri, Denklem (1.67), (1.68), (1.71) ve (1.72) ile birleştirilirse, elektriksel dinamik model gerilim ve akım terimleriyle matris formunda verilebilir.



Şekil 1.17. a) Senkron dönen referans çerçevesindeki q<sup>e</sup> eksenli eşdeğer devre.

b) Senkron dönen referans çerçevesindeki d<sup>e</sup> eksenli eşdeğer devre.

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

Burada S türev operatörüdür. Aynı ayrı beslenen makineler için  $v_{qr}$  ve  $v_{dr}$  gerilimleri sıfır farz edilir. Eğer  $\omega_r$  hızı sabit olarak göz önüne alınırsa  $v_{qs}$ ,  $v_{ds}$  ve  $\omega_e$  değerleri verildiğinde  $i_{qs}$ ,  $i_{ds}$ ,  $i_{qr}$  ve  $i_{dr}$  değerleri Denklem (1.77) kullanılarak bulunabilir. Akım

beslemeli makine için  $i_{qs}$ ,  $i_{ds}$  ve  $\omega_e$  nicelikleri bağımsızdır. Diğer bağımlı değerler  $v_{qs}$ ,  $v_{ds}$ ,  $i_{qr}$  ve  $i_{dr}$  Denklem (1.77) ile çözülebilir. Eğer, Denklem (1.77) ile kararlı hal çözümü yapılmak istenirse S ile ilgili terimler sıfır yapılmalıdır. Kararlı halde, senkron dönen referans çerçeve içindeki bütün değerler sinüsoidal uyarımlı DA makinedekine benzer.

Denklem (1.77)'deki  $\omega_r$  hız işareti normal olarak sabit gibi davranmaz. Moment ile hız ilişkisi Denklem 1.78 ile verilebilir.

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

Burada  $T_L$  yük momenti ve J sistemin eylemsizliğidir.

Hava aralığı akısı ve rotor MMK' inin etkileşimi ile oluşan moment üretme konusu bu bölümün başında anlatılmıştır. Burada en genel yapısı d-q elemanları ile ilişkili olarak ifade edilecektir. Denklem (1.4)'te moment genel vektör formda verilebilir.

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

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

Akımlar ve akılar arasındaki bağıntılar yerine konursa,  $T_e$ 'nin diğer formları,

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

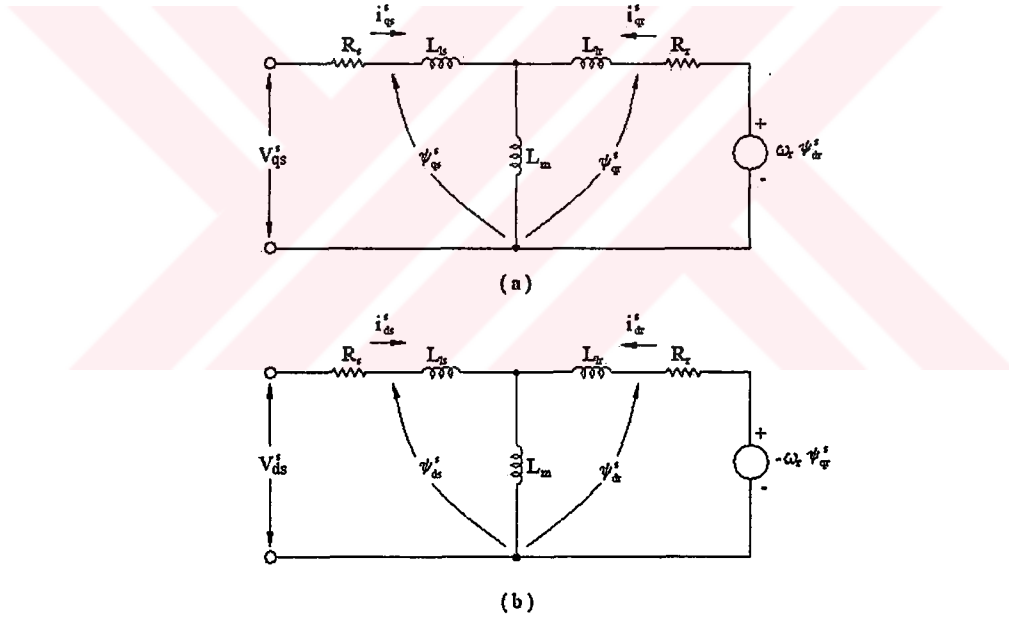
$$T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) (\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds}) \quad (1.82)$$

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

Denklemler (1.77), (1.78) ve (1.83) endüksiyon makinesinin elektro mekaniksel dinamik modelinin tamamını verir. Denklem kolaylıkla durum uzayı şekline yazılabilir. Dönüşüm eşitlikleri ile elektro mekaniksel model geçici ve kararlı performanslarının incelenmesi için bilgisayarla benzeşim yapılabilir.

### 1.9.3 Kararlı çerçeve modeli

Kararlı referans çerçevdeki dinamik makine modeli, Denklem (1.77)'de  $\omega_e=0$  yazarak çıkarılabilir. Buna uygun eşdeğer devre Şekil 1.18'de verilmiştir. Daha önce ifade edildiği gibi kararlı referans çerçevde değişkenler, sinüsoidal girişli kararlı durumdaki sinüs dalgaları gibi görünürler. Dikkat edilirse Denklem (1.79)'dan (1.83)'e kadar moment ifadeleri uygun referans çerçevde değişkenleri ile geçerli olur.



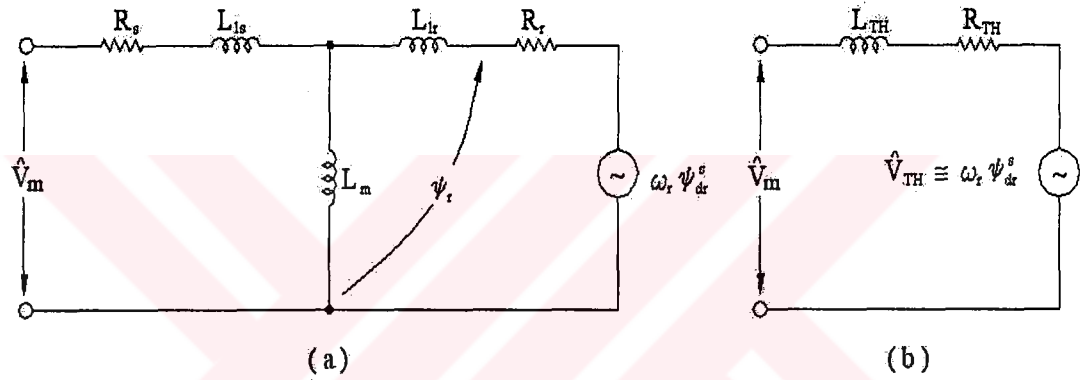
Şekil 1.18. a) Senkron dönen referans çerçevdeki q<sup>s</sup> eksenli eşdeğer devre.  
b) Senkron dönen referans çerçevdeki d<sup>s</sup> eksenli eşdeğer devre.

Şekil 1.18'deki d<sup>s</sup>-q<sup>s</sup> eşdeğer devreleri, Şekil 1.19.(a)'da ki her bir fazın eşdeğer devresini elde etmek için kararlı halde birleştirilebilir.

$$|\hat{V}_m| = \sqrt{v_{qs}^2 + v_{ds}^2} \quad (1.84)$$

$$|\hat{\Psi}_m| = \sqrt{\Psi_{qs}^2 + \Psi_{ds}^2} \quad (1.85)$$

Burada  $|\hat{V}_m|$  ve  $|\hat{\Psi}_m|$  fazörlerin tepe değerleridir. Şekil 1.19.(b)'deki Thevenin eşdeğer devre, Şekil 1.19.(b)'den türetilmiştir ve burada  $R_{TH} \approx R_s + R_r$ ,  $L_{TH} \approx L_{ls} + L_{lr}$  ve  $\hat{V}_{TH} \approx \omega_r \hat{\Psi}_r$ 'dir ve  $L_m$ 'nin büyük olduğu kabul edilir. Şekil 1.19.(b)'de, makinenin sadeleştirilmiş her bir faza ait geçici eşdeğer devreyi gösterir ve en çok dönüştürücü analizinde kullanılır [3].



Şekil 1.19 Her faza ait eşdeğer devrenin zıt EMK ile türetilmesi.

## **BÖLÜM 2 GERİLİM BESLEMELİ EVİRİCİLER**

### **2.1 Giriş**

Evirici denetim mantığı oldukça basittir ve temel frekans salınımı başına düşen sınırlı anahtarlama sayısı nedeniyle anahtarlama kayıpları düşüktür. Bir önemli sorun DA hat gerilimi, çıkış gerilimini denetlemek için azalırken komütasyon yeteneği azalır. Tabi ki bu problem komütasyon için yerleştirilen yardımcı devrelerle çözülebilir. Komütasyon devresi ve ortak problemler transistör , GTO (Gate-Turn-Off tristör) ve IGBT gibi kendinden komütasyonlu eviriciler için geçerli değildir ve bu yüzden fiyat, ağırlık, verim ve gerilim denetim aralığı gibi unsurlar geliştirilmiştir. Hız denetimi 10:1 oranının ötesinde altı adım eviriciler için sorun olmaktadır çünkü düşük gerilim harmonik akımları aşırı olur ve buda makinenin aşırı akım çekmesine ve momentte titreşimlere neden olur.

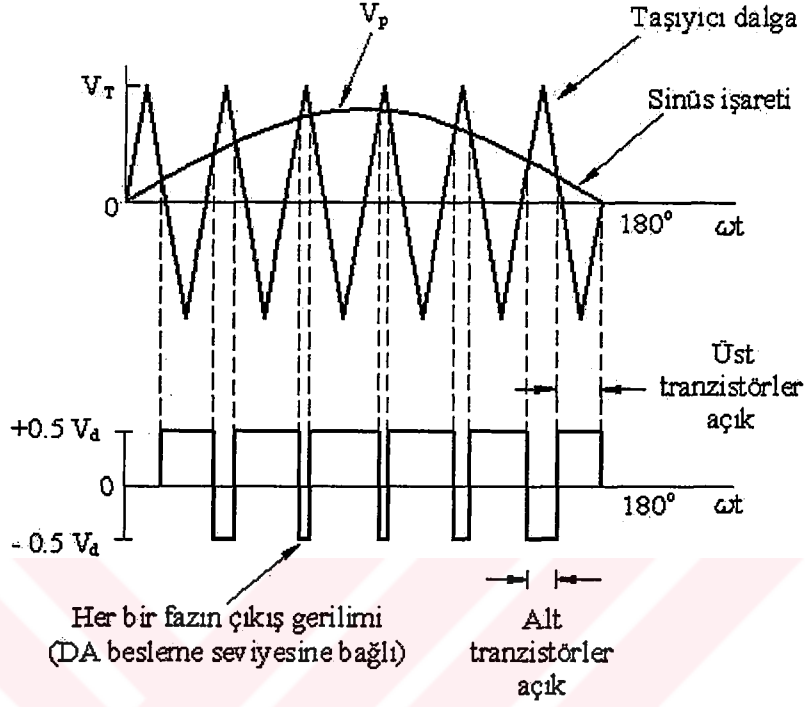
Yukarıda bahsedilen problemler, bu bölümde inceleyeceğimiz darbe genişlik ayarı (DGA = PWM : Pulse Width Modulation ) kullanılarak çözülebilir. DGA eviricisi, diyotlu köprü doğrultucu ve LC filtresi kullanılarak beslenir. Temel frekans çıkış gerilimi elektronik olarak DGA kullanılan evirici ile denetlenir. Bu bölümde şu DGA türleri incelenecektir.

- Sinüsoidal DGA
- Harmonik yok etme yöntemi
- Uyarlamalı akım denetimi

### **2.2 Sinüsoidal DGA**

Sinüsoidal DGA yöntemi endüstriyel uygulamalarda yaygındır ve literatürde geniş bir şekilde incelenmektedir. Bir ikizkenar taşıyıcı üçgen dalganın temel frekanslı sinüs dalga ile karşılaştırıldığı DGA yöntemi ve ara kesit noktaları ile belirlenen

anahtarlama işaretleri Şekil 2.1’de gösterilmektedir. Taşıyıcı üçgen dalga üç faz içinde ortak olarak kullanılır.



Şekil 2.1 DGA işaretlerinin elde edilmesi ( yalnızca yarım periyot görülür).

Hat gerilimini ve faz geriliminin nötr noktasına göre tipik dalga şekli Şekil 2.2’de gösterilmiştir. Yarım köprü evirici çıkışının alternatif darbesi ve boşluk genişliği sinüsoidal olarak ayarlanır ve dalga şekli frekansın temel bileşenini içerir. Çıkış dalgasının Fourier analizi oldukça karmaşıktır fakat Denklem (2.1)’deki gibi gösterilebilir [8].

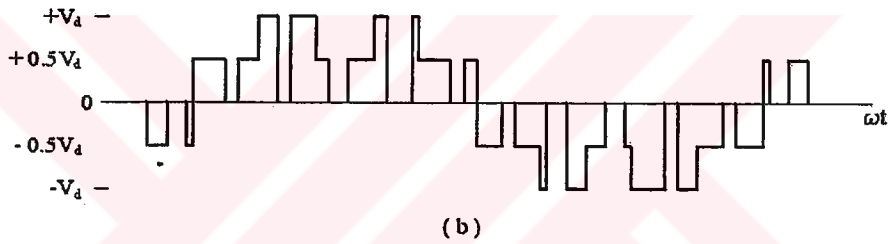
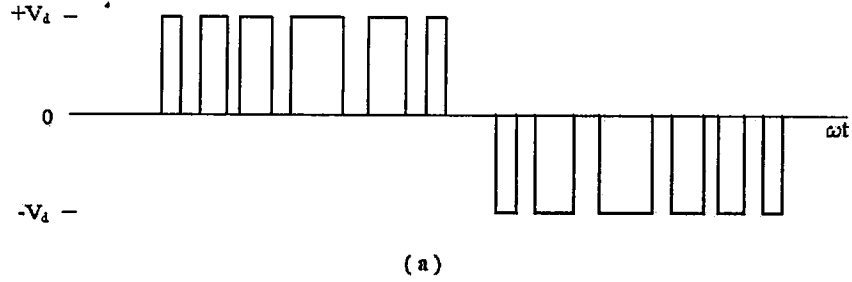
$$v(t) = m \frac{V_d}{2} \sin(\omega_s t + \phi) + \text{Bessel fonksiyonu harmonik terimi} \quad (2.1)$$

Burada m ayar işareti,  $\omega_s$  temel frekans,  $\phi$  çıkış geriliminin faz değişimidir ve ayar dalgasının konumuna bağlıdır.

Ayar işareti  $m = V_p / V_T$  şeklinde belirlenir. Burada  $V_p$  temel dalganın tepe değeridir ve  $V_T$  taşıyıcı dalganın tepe değeridir. Ayar işareti ayarlanan gerilim ve çıkış gerilimi arasındaki ilişkiyi göstermek için 0 ile 1 arasında değiştirilebilir;  $m=1$  için temel



gerilimin tepe değeri en fazla  $0.5V_d$  olur ve bu kare dalga tepe geriliminin %78.5'i dir. Üçün katı harmonikler ve temel dalga karıştırılarak doğrusal aralıktaki azami gerilim değeri bir miktar arttırılabilir. Çıkış  $m=0$  durumunda simetrik darbe ve boşluk genişliği ile kare dalga olur. Ayar işareti 1'e yaklaşırken yarım salınım ortalarındaki boşluk genişliği yok olma eğilimindedir.



Şekil 2.2. a) DGA eviricisinin hat gerilimi.  
b) DGA eviricisinin faz gerilimi.

DGA çıkış dalgası, taşıyıcı dalğanın frekansı ile ilişkili olarak ortaya çıkan harmonikler ve  $M\omega_c \pm N\omega_s$  biçiminde temel frekans ilişkili yan bantlar içerir. Burada  $\omega_c$  taşıyıcı frekans,  $\omega_s$  ayar frekans, M ve N tamsayılarıdır ve  $M+N$  tek tam sayıdır. Taşıyıcı frekansın temel frekansa oranı  $P=15$  için çıkış gerilimlerinin özeti Tablo 2.1'de verilmiştir.

Tablo 2.1'den görülebilir ki harmoniklerin genlikleri P değerinden bağımsızdır. Yüksek taşıyıcı frekansı P ile evirici hat akımı harmonikleri makinenin nominal akı endüktansı ile iyi filtrelenebilir ve akım şekli sinüs dalgaya yaklaşabilir. P'nin üçüncü çarpanı olarak seçilmesi ile üçün katı frekansla ilişkili akımlar oluşmaz. P değeri evirici kayıpları ve makine harmonik kayıplarını dengeleyecek şekilde

seçilmelidir. P' nin yüksek değerlerinde evirici anahtarlama kayıpları artar fakat makine harmonik kayıpları azalır.

**Tablo 2.1** DGA' da çıkış harmoniklerinin özeti.

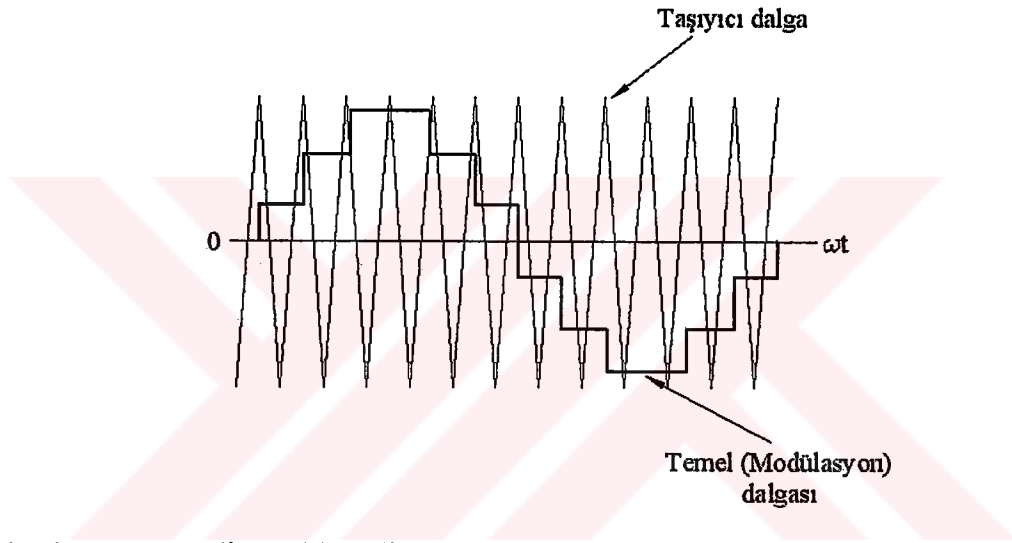
M	Harmonikler
1	$15\omega_c$
	$15\omega_c \pm 2\omega_s$
	$15\omega_c \pm 4\omega_s$
	$15\omega_c \pm 6\omega_s$
2	vb.
	$30\omega_c \pm \omega_s$
	$30\omega_c \pm 3\omega_s$
	$30\omega_c \pm 5\omega_s$
3	vb.
	$45\omega_c$
	$45\omega_c \pm 2\omega_s$
	$45\omega_c \pm 4\omega_s$
	$45\omega_c \pm 6\omega_s$
	vb.

Düzgün örnekleme tekniğine dayanan en yaygın DGA tekniği, Şekil 2.3'te verilmektedir. Daha önce açıklanan doğal örneklemede olduğu gibi anahtarlama anları, örnekleme noktalarının gerçek doğal seçimi ile belirlenir. Örnekleme ve tutma temelli örnekleme yönteminde, örnekleme frekansı taşıyıcı frekansa eşittir. İlk yöntemde darbe taşıyıcı dalga boşluğu yönünde asimetriktir. Halbuki diğer yöntemde her zaman simetriktir.

Mikro bilgisayar uygulamalarına kolaylıkla uyarlanabilen düzgün örnekleme yöntemi düşük frekans harmoniklerinde büyük avantaj sağlar ve serbest çalışma yönteminde alt harmonikleri yok eder. Temel çıkış gerilimi ayar katsayısı m'nin azami değerine kadar artırılmasıyla doğrusal aralığın ötesine kadar artırılabilir. Eğer doğrusal bölgeden doğrusal olmayan bölgeye geçiş başlarsa, dalganın ortasına yakın ani düşüşler şok akım sorunlarına neden olur ve zorlamalı komütasyonlu devrelerde komütasyon kaybına neden olur. Bu durum özellikle transistörlü eviriciler için uygun değildir çünkü bu elemanları ani akım yükselmelerine karşı duyarlılıkları vardır. Bundan başka doğrusal olmayan transfer karakteristikleri, temel frekans ilişkili

harmonikler (3.,5.,7. vb) geçiş bölgesinde görünmeye başlar ve makinede önemli kayıplara neden olur.

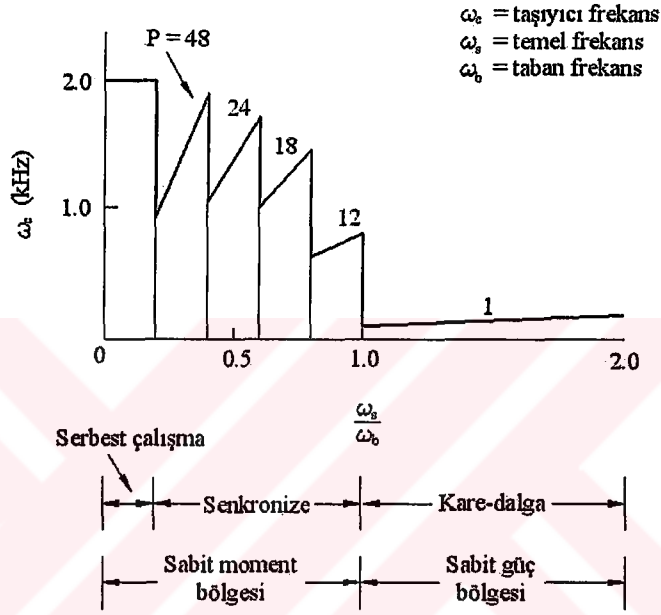
Sinüs ayar dalgası yerine, kare yada testere dişi biçimli ayar dalgası kullanılabilir. Bu evirici çıkışında simetrik dalga genişliği verir. Evirici çıkış gerilimi, ayar dalgasının genliği değiştirilerek doğrusal bir biçimde denetlenebilir. Kare dalgaya geçiş haricinde boşluk düşüm sorununa rastlanmaz. Kare dalga DGA harmonik çıkışı, sinüsoidal DGA' ya nazaran daha kötüdür fakat ayar dalgası elde etmek daha kolaydır.



Şekil 2.3 Düzenli örneklemeli DGA yöntemi.

Frekans ilişkisi. Hız denetimli sürücü uygulamaları için evirici çıkış gerilimi ve frekansı, Şekil 2.4'te gösterilen ilişki ile değişir. Sabit güç bölgesinde azami gerilim, eviricinin kare dalga yönteminde çalıştırılması ile elde edilir fakat sabit moment bölgesinde, gerilim DGA yöntemi kullanılarak denetlenir. Eviricinin, taşıyıcı dalganın frekansının temel dalga frekansına oranının integrali ile çalışması istenir. Sabit oran P temel frekans düşerken düşük taşıyıcı frekansa neden olur ve bu makine harmonik kayıpları açısından istenmeyen bir durumdur. Uygulamadaki transistörlü eviricilerin taşıyıcı dalga-temel dalga ilişkisi Şekil 2.4'te verilmektedir. Düşük temel frekansta taşıyıcı dalga sabit olarak tutulur ve evirici serbest yada asenkron çalışır. P oranı belki önemli değildir ve faz sürekli olarak sürükleniyor olabilir. Bu DA dengeleme kayması ile birlikte alt harmoniklerde de kaymalara neden olur fakat bu

tip kötü etkiler büyük frekans oranı nedeniyle önemsenmeyebilir. Serbest çalışma bölgesini senkron bölge izler, burada P gösterildiği gibi adımlarla değişir, böylece azami ve asgari taşıyıcı frekanslar belirli bölgede sınırlı kalır. Taban frekansın yanında geçiş, kare dalga çalışmada ortaya çıkar. Burada taşıyıcı frekans temel frekansla aynı kabul edilir. Denetim, taşıyıcı frekans sıçramalarına karşı gerilim sıçramaları olmayacak şekilde dikkatli tasarlanmalıdır.



Şekil 2.4 Transistörlü eviricilerde temel frekans ve taşıyıcı frekans ilişkisi.

### 2.3 Harmonik Yok Etme Yöntemi

Kare dalganın, istenmeyen harmonikleri yok edilebilir ve temel gerilim bileşeni harmonik yok etme yöntemi ile denetlenebilir. Bu yöntemde boşluklar, Şekil 1.5'te görüldüğü gibi kare dalga üzerinde önceden belirlenen açılarla oluşturulur. Bu şekilde yarım periyotluk çıkış dalgası, dalga simetrisi ile gösterilir. Dört boşluk açısı  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$  ve  $\alpha_4$  üç harmonik bileşenini yok etmek ve temel gerilimin denetlenmesi için ayarlanır. Büyük değerli harmonik bileşenler, dalga şekline eklenen boşluk açıları ayarlanabilirse, yok edilebilir.

Dalğanın genel Fourier serisi;

$$v(t) = \sum_{n=0}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (2.2)$$

burada;

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(t) \cos n\omega t d\omega t$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(t) \sin n\omega t d\omega t$$

Çeyrek periyotta simetrik dalgalar için yalnızca sinüslü tek harmonik elemanları bulunur. Bu yüzden katsayılar,

$$a_n = 0 \quad (2.3)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(t) \sin n\omega t d\omega t \quad (2.4)$$

şeklinde belirlenebilir. Farz edelim ki dalganın birim genliğe sahip olsun,  $v(t)=\pm 1$ ,  $b_n$ 'in açılımı,

$$b_n = \frac{4}{\pi} \left[ \int_0^{\pi/4} (+1) \sin n\omega t d\omega t + \int_{\pi/4}^{\pi/2} (-1) \sin n\omega t d\omega t + \int_{\pi/2}^{3\pi/4} (+1) \sin n\omega t d\omega t + \dots + \int_{\pi/2}^{\pi} (-1)^{K-1} \sin n\omega t d\omega t + \int_{\pi}^{3\pi/2} (+1) \sin n\omega t d\omega t \right] \quad (2.5)$$

Aşağıdaki ilişki kullanılırsa,

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin n\omega t d\omega t = \frac{1}{n} (\cos n\theta_1 - \cos n\theta_2)$$

birinci ve son terim,

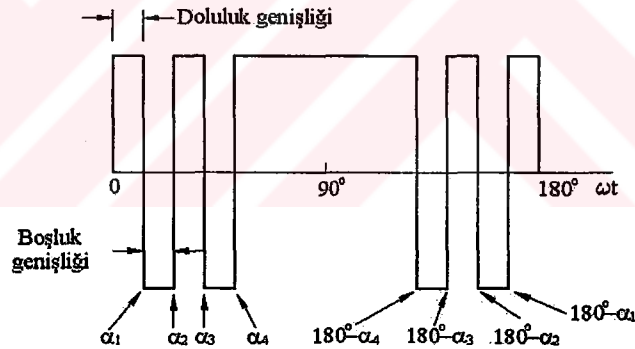
$$\int_0^{\alpha_1} (+1) \sin n\omega t d\omega t = \frac{1}{\pi} (1 - \cos n\alpha_1) \quad (2.6)$$

$$\int_{2K}^{\pi/2} (+1) \sin n\omega t d\omega t = \frac{1}{\pi} \cos n\alpha_K \quad (2.7)$$

olur. Denklem (2.5) diğer elemanlarının da integrali alınır ve Denklem (2.6) ve (2.7)'de yerine konursa , eşitlik;

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{4}{n\pi} [1 + 2(-\cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2 - \dots + \cos n\alpha_K)] \\ &= \frac{4}{n\pi} \left( 1 + 2 \sum_{K=1}^K (-1)^K \cos n\alpha_K \right) \end{aligned} \quad (2.8)$$

halini alır. Dikkat edilirse, Denklem 2.8'de K değişkenleri ( $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_K$ ) içerir ve K adet değişkenin çözülmesi gerekir. K adet  $\alpha$  açısı ile temel gerilim denetlenir ve k-1 harmonikleri yok edilir.



Şekil 2.5 Harmonik eleme yönteminde gerilim dalgası.

Örneğin 5. ve 7. harmonikler yok edilir ve temel gerilim denetlenir. 3. ve üçün katı diğer harmonikler, eğer makine yalıtılmış nötr nokta ile yıldız bağlı ise ihmal edilebilir. Burada K=3' tür ve buna bağlı eşitlikler Denklem (2.8)'de türetilir.

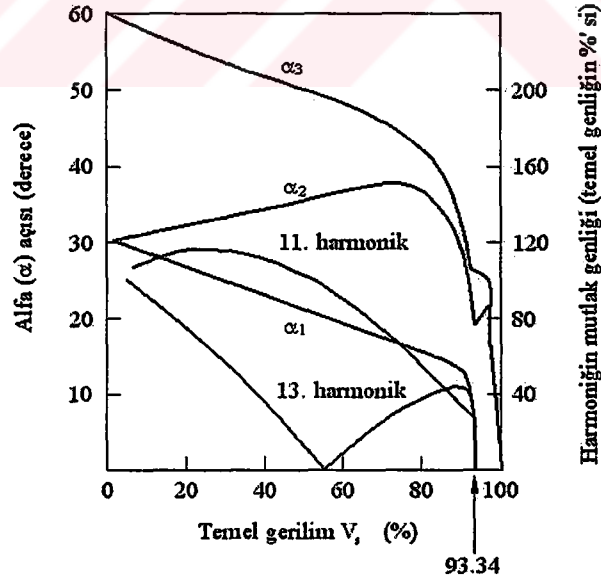
$$\text{Temel: } b_1 = \frac{4}{\pi} (1 - 2\cos \alpha_1 + 2\cos \alpha_2 - 2\cos \alpha_3) \quad (2.9)$$

$$\text{5. harmonik: } b_5 = \frac{4}{\pi} (1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 - 2\cos 5\alpha_3) = 0 \quad (2.10)$$

$$7. \text{ harmonik : } b_7 = \frac{4}{\pi} (1 - 2\cos 7\alpha_1 + 2\cos 7\alpha_2 - 2\cos 7\alpha_3) = 0 \quad (2.11)$$

yukarıdaki doğrusal olmayan eşitlikler özel temel genlik için çözülebilir ve açıları belirlenebilir.  $\alpha$ 'nın, farklı çıkış gerilimlerindeki değerleri Şekil 2.6'da çizilmiştir. Ayrıca şekilde düşük dereceden önemli harmoniklerde (11. ve 13.) gösterilir. Ayrıca şekilde gerilim seviyesinin %93.84 olduğu durumda 5. ve 7. harmoniklerin yok edildiği görülür ve bu noktada  $\alpha_1=0$  dır. Şekil 2.5'te her iki taraftaki boşluk kenara doğru simetrik olarak değişir ve sonra düşer böylece gerilim sıçraması özel sınır içerisinde kalır. Gerilim sıçramasının %1 içerisindeki değeri için  $\alpha$  açısı tablosunun bir parçası Tablo 2.2'de verilmektedir.

Harmonik yok etme yöntemi, mikro bilgisayarlarda boşluk açısı için bilgi tablosu (look-up table) kullanılarak uygun bir şekilde gerçekleştirilir.  $V_s$ 'nin belli bir değerinde, açılar bilgi tablosundan alınır ve uygun darbe genişliği zaman domeninde aşağı sayıcının yardımıyla elde edilir. Şekil 2.7'de  $V_s=50\%$  ve  $f_s=100$  Hz değerlerindeki mikro bilgisayar temelli spektrum analizör çıkışı gösterilmiştir [9].



**Şekil 2.6** 5. ve 7. harmonik değerleri için temel çıkış gerilimi ve boşluk açısı arasındaki ilişki.

Eğer temel frekans azaltılırsa, boşluk açılarının sayısı artırılır böylece harmoniklerin büyük değerleri yok edilebilir. Böylece, yarım periyottaki boşluk açılarının sayısı yada saniye başına düşen komütasyon sayısı eviricinin anahtarlama kayıpları ile belirlenir.

Düşük frekanstaki boşluk açısının büyük değerlerinin sakıncası herhangi bir gerilim dalgasına karşılık gelen  $\alpha$  açısının, sıra dışı bir şekilde, büyük olma eğilimidir.

**Tablo 2.2**  $V_s$ 'nin %93'ten %100'e değişimindeki  $\alpha$  açı değerleri tablosu.

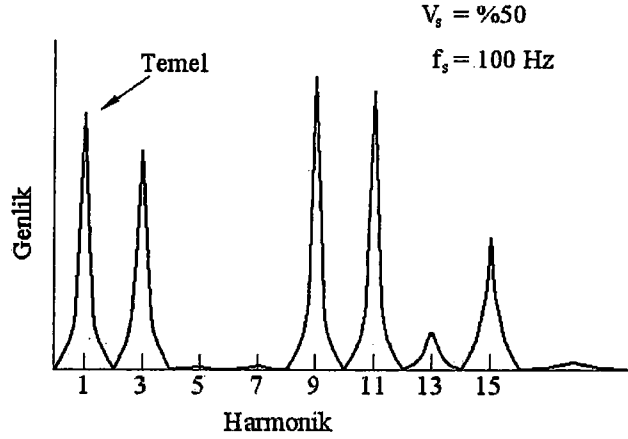
$V_s$	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$
93	0	15.94	22.Mar
94	0	16.17	21.56
95	0	16.41	20.86
96	0	16.88	20.39
97	0	17.34	19.92
98	0	11.Şub	13.59
99	0	Nis.69	Tem.27
100	0	0	0
(kare dalga)	0	0	0

Bu nedenle düşük frekansta karma (hibrit) DGA projesinde düşük gerilim bölgesinde sinüsoidal DGA yöntemi kullanılır. Yüksek frekansta ise yüksek gerilim bölgesi harmonik eleme yöntemi kullanılır. Bu şekilde gerilim sıçraması bütün bölgede kesin bir şekilde denetlenir ve sinüsoidal geçiş yöntemi nedeniyle oluşan harmonik kayıpları önemli bir şekilde azaltılır. Gerilim denetiminin istendiği yüksek verimli sürücü sistemlerde, sabit güç bölgesinde harmonik yok etme yöntemi geliştirilebilir.

Şekil 2.7'de gösterildiği gibi harmonik eleme yönteminin bir sakıncası düşük dereceli harmoniklerin yok edilmesinin düşük dereceden önemli harmoniklerin genliklerini arttırmasıdır. Makine harmonik kayıplarının dalgalı akımın nominal değeri ile oluştuğunu öğrendikten sonra, özel harmoniklere dikkat etmek yerine bu değişimi en düşük seviyeye çekmek gerekir. Makine parametrelerindeki deri etkisi



özellikle rotor sargısı için ihmal edildiği düşünülebilir. Bölüm 1’de gösterildiği gibi Şekil 1.14’teki pasif eşdeğer devresinin nominal kaçak endüktansı harmonik gerilime uygun harmonik akımlar oluşturur. Bundan dolayı dalgalı akımın nominal değerinin denklemi;



Şekil 2.7 5. ve 7. harmoniklerin elenmesini gösteren spektrum analizör çıkışı.

$$\begin{aligned}
 I_{\text{dalgalı}} &= \sqrt{I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + \dots} \\
 &= \sqrt{\frac{I_{3m}^2}{2} + \frac{I_{5m}^2}{2} + \frac{I_{7m}^2}{2} + \frac{I_{9m}^2}{2} + \dots} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{n=3}^{\infty} \left( \frac{V_n}{n\omega_s L} \right)^2}
 \end{aligned} \tag{2.12}$$

Burada,

$I_3, I_5, vb$  = harmonik akımlarının nominal değeri,

$I_{3m}, I_{5m}, vb$  = harmonik akımların tepe değeri,

$n$  = harmonik derecesi,

$V_n$  =  $n$ . harmoniğin tepe değeri,

$L$  = makinenin bir fazının nominal kaçak endüktansı,

$\omega_s$  = temel frekans.

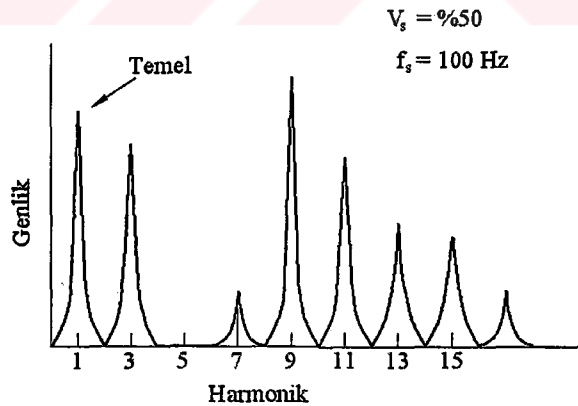
Denklem (2.12)’ye uygun harmonik bakır kaybı,

$$P_L = 3I_{\text{dalgalı}}^2 R \tag{2.13}$$

olur. Burada R makinenin faz başına düşen nominal dirençtir. Verilen boşluk açılarının sayısı için  $V_n$  ifadesi, Denklem (2.8)'de verilmiştir. Bu eşitlik, Denklem (2.12)'de yerine konursa  $I_{dalgalı}$  boşluk açısının bir fonksiyonu olarak bulunur. Boşluk açıları,  $I_{dalgalı}$  akımını düşürmek için bilgisayarda iterasyonla bulunur. Harmonik kayıpları için yeniden düzenlenen  $\alpha$  açılarının bilgi tabloları harmonik eleme yönteminden daha çok istenir. Şekil 2.9, Şekil 2.8 ile aynı şartlar altındaki en küçük dalgalanma akımı yöntemindeki gerilim spektrumunu göstermektedir. Dikkat edilirse 7. harmonik yeniden görülmektedir fakat 11. harmoniğin genliği daha düşüktür. Burada da üçün katı harmonikler önemsenmez [10].

## 2.4 Uyarlamalı Akım Denetimli DGA

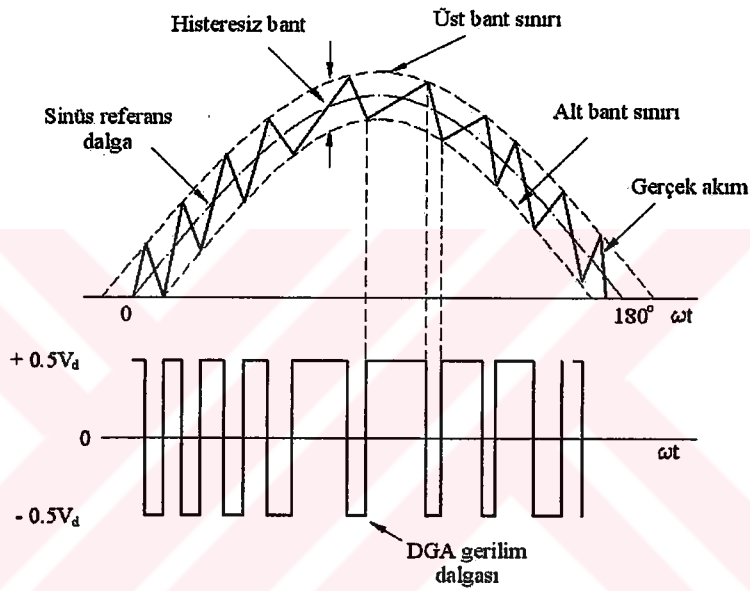
Şimdiye kadar, DGA ile denetlenen çıkış gerilim dalgasının harmoniklerindeki tartışma, DA hat geriliminin ( $V_d$ ) düzgün bir şekilde filtrelenmesi temeline oturuyordu. Bu şart önemli miktarda dalgalanma içeren LC yada C filtreler için geçerli olmayabilir. Burada bahsedeceğimiz uyarlamalı yada histeresiz bant akım denerim DGA tekniği bu sorunun üstesinden gelmek için sisteme eklenecektir. Şekil 2.9'da gösterilen akım denetimi temelli bu teknik gerilim denetimi ile zıttır.



**Şekil 2.8** Gerilim dalgasının en küçük dalgalanma akımı yöntemi ile elde edilen spektrum analizör çıkışı.

Denetim devresi, Şekil 2.10'da gösterildiği gibi gerçek akım değeri ile karşılaştırılmak üzere istenilen genlik ve frekansta, referans akım dalgaları üretir. Akım üst histeresiz bandı aşarsa yarım köprünün üst transistörü kesime gider ve alt

transistörler ilettime geçer. Sonuçta çıkış gerilimi  $+0.5V_d$ 'den  $-0.5V_d$  değerine değişir ve akım düşer. Akım alt banttan aşağı düşerse yarım köprünün üst transistörleri ilettime geçer ve alt transistörleri kesime gider. Geçiş süresi  $t_G$  her bir geçişten doğacak hataları önleyecek şekilde üretilir. Gerçek akım dalgasının alt ve üst histeresiz bantlar arasında yaptığı zikzak hareketi ile yarım köprünün alt ve üst transistörleri için gerekli anahtarlama işaretleri elde edilir. Burada evirici gerilim kaynağı yerine akım kaynağı ile beslenir ve tepeden tepeye akım dalgalanması uyarlamalı olarak,  $V_d$  dalgalanmasına aldırılmadan denetlenir.

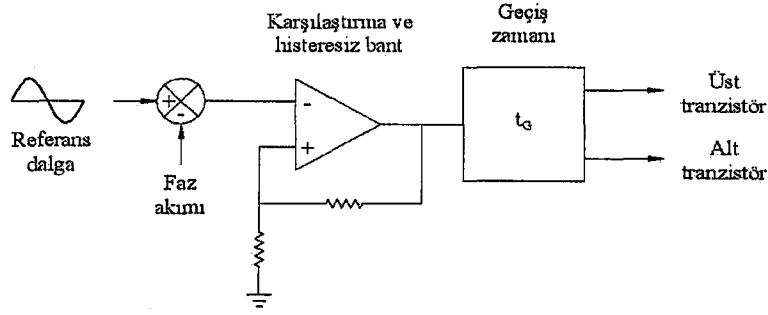


Şekil 2.9 Uyarlamalı DGA yöntemi ile akım denetimi.

Tepeden tepeye akım dalgalanması ile ilişkili olan nominal dalgalı akım böylece makine ısınma sorununu azaltacak şekilde denetlenir. Akım denetimli DGA çalışma, sabit güç bölgesinde kare dalga çalışmaya düzgün bir şekilde geçebilir. Makine EMK' sının küçük olduğu, düşük hızda çalışırken akım denetiminin bir zorluğu yoktur fakat, EMK' nın büyük olduğu yüksek hızda, akım denetimi periyodun bir parçasında doyuma gidebilir. Bu durumda temel akım genliği düşebilir ve faz kumanda akımından sapabilir. Akım dalgasının eğimi, denklem 2.14'te verilmiştir [20].

$$\frac{di}{dt} = \frac{0.5V_d - V_{cm} \sin \omega_s t}{L} \quad (2.14)$$

Burada  $V_{cm}\sin\omega t$  sinüsoidal değişen EMK ve L kaçak endüktanştır.



Şekil 2.10 Uyarlamalı DGA denetim blok diyagramı.

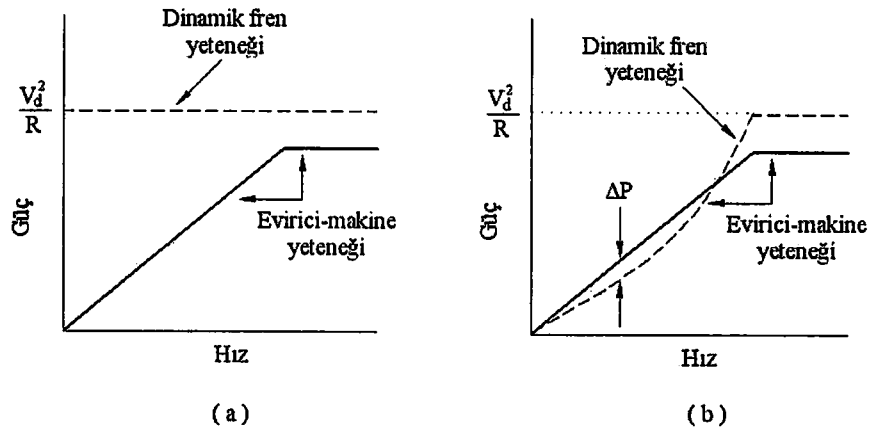
## 2.5 Dinamik ve Faydalı Frenleme

Hız denetimli sürücülerde, makine hızın azaltılması için elektriksel frenlemeye maruz bırakılabilir. Elektriksel frenlemede motor generatör biçiminde çalışır ve sistem eylemsizliğinde depolanan kinetik enerji elektriksel enerjiye çevrilir. Daha sonra enerji, ya paralel sürücü kullanılan sistemlerde dirençte harcanır yada besleme devresine geri gönderilir. Bu işlemin birincisi dinamik frenleme ve ikincisi de faydalı frenleme olarak bilinir. Endüksiyon motor generatör olarak süper senkron hızda çalıştırılabilir, bu durum evirici frekansını makine hızının altına düşürmekle ( $\omega_e < \omega_r$ ) sağlanabilir. Eğer güç açısı,  $\delta$  negatiften pozitifte geçerse asenkron motor generatör olarak çalışabilir. Dört bölge hız denetiminde, makine hızı, elektriksel frenleme ile sıfıra getirilir ve sonra makineyi aksi yönde döndürmek için eviricinin faz dizisi ters çevrilir.

Kare dalga evirici sürücüsü için, yükün birim deplasman faktörüne sahip olduğu düşünülüyorsa generatör çalışma boyunca gerilim ve akım  $180^\circ$  faz farklı olur ve her yarım köprünün geri besleme diyotları  $180^\circ$  boyunca sırayla iletilir. Tipik deplasman faktör yükü  $180^\circ$  boyunca diyot ve tristör arasına paylaşılır. Hangi durumda olunursa olunsun evirici doğrultucu gibi çalıştırılabilir ve generatörde ki aktif güç DA hattına gönderilebilir. Evirici bir üreteç üzerinden besleniyorsa, DA'nın geri gönderilmesi üretici yeniden şarj edebilir. Dinamik fren direnci, frenleme gücünü harcamak için DA hat geriliminin histeresiz bandı içerisinde açık-kapalı anahtarlanabilir. Diğer

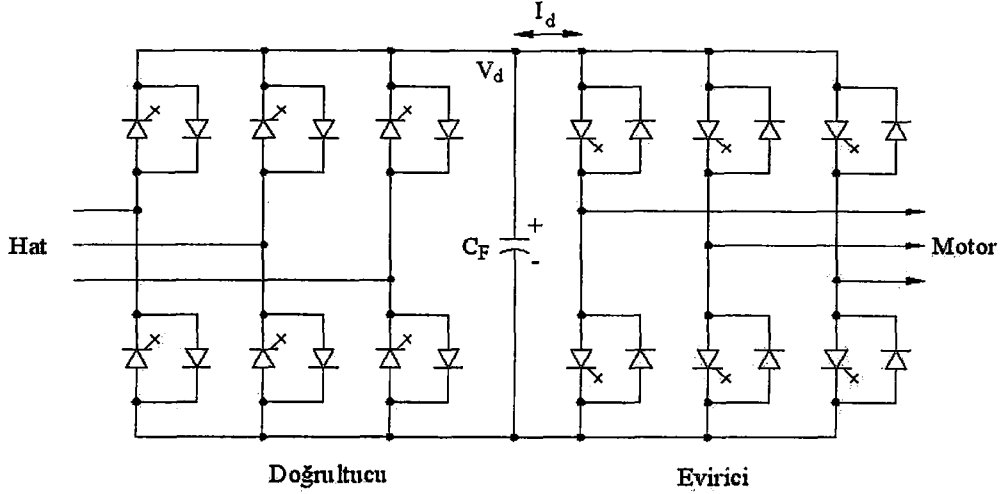
yandan, DA gücünü şebekeye vermek için ters-paralel dönüştürücü bağlanabilir. Burada AA şebekesinin gücü geri alacağı düşünülür.

DGA'nın dinamik fren yeteneği ve kare dalga evirici, Şekil 2.11'de karşılaştırılmıştır. Dinamik fren gücü, verilen  $V_d^2 / R$  ifadesi ile DA hat gerilimi ile ilişkilendirilmiştir, burada R fren direncidir. Sabit DA hat gerilimine sahip DGA'da fren gücü, Şekil 2.11.(a)'da görüldüğü gibi yatay noktalı çizgi ile gösterilmiştir. Kare dalga eviricide DA hat gerilimi sabit moment bölgesinde frekansla doğrusal olarak değişir ve bu yüzden Şekil 2.11.(b)'de görüldüğü gibi frenleme yeteneği parabol şeklinde verilir. Sabit güç bölgesinde tam DA hat gerilimine ulaşılır ve frenleme yeteneği DGA ile özdeş olur. Ayrıca, Şekil 2.11'de evirici-makine güç yeteneği gösterilmiştir. İdeal olarak motor çalışmada eğriler özdeştir ve sabit moment bölgesinde eğimli kalın çizgi ile, sabit güç bölgesinde ise yatay kalın çizgi ile gösterilmiştir. Şekil 2.11'de anlaşıldığı gibi DGA eviricide dinamik fren direnci bütün fren gücünü emer fakat kare dalga eviricide sabit moment bölgesinde  $\Delta P$  genliğinde düşer. Bu aşırı güç DA gücünü arttırabilir ve makinede, denetim harcama yeteneğine ulaşmak için fren gücü aşağıya çekilmedikçe aşırı uyarımlara neden olur. Faydalı frenleme için eklenen ters-paralel evirici maliyete ve ağırlığa neden olur ve bu yüzden enerji tasarrufu konusunda dikkatli olunmalıdır.



Şekil 2.11 a) DGA eviricide dinamik fren yeteneği.

b) Kare dalga eviricisinde dinamik fren yeteneği.



Şekil 2.12 İki yönlü güç akışı için çift GTO'lu DGA eviricisi.

Şekil 2.12'de gösterilen DGA eviricisi ile her iki yönde de serbest güç akışı mümkündür. Motor çalışma esnasında ilk evirici doğrultucu gibi çalışır ve güç hattan motora doğru akar fakat faydalı frenleme işleminde bu kez roller değişir. Bu tip çalışmanın faydası hat akımının yaklaşık sinüsoidal olmasıdır [16].

## 2.6 Modelleme ve Benzeşim

Evirici yada doğrultucu-evirici eklenmiş hız denetimli AA makinesinde karmaşık olan kararlılık sorunları daha da artabilir. Makine doğrusal olmayan çok değişkenli bir sistemdir ve dönüştürücünün kaynak direnci ile dinamik ilişkisi olabilir. Dönüştürücünün ayrı zaman etkisi sorunları daha da karıştırabilir. Bundan başka, sistemin yapısı daha da karmaşık olabilir, örneğin bir evirici bir çok makineyi besleyebilir yada tek bir doğrultucu bir çok eviriciyi besleyebilir. Bu tip sistemlerin analitik çalışması oldukça zordur ve bu yüzden bilgisayar tabanlı benzeşim (simülasyon) çalışması gereklidir. Ayrıca benzeşim çalışması, yeni denetim yöntemlerinin incelenmesinde ( harmonik etkileri ve sistem parametrelerinin değişmesi gibi ) oldukça kullanışlıdır.

Benzeşim çalışması için sistemin modeli gereklidir ve modelin karmaşıklığı, bu çalışmanın amacına bağlıdır. Genelde, elektrik devrelerinde aktif, pasif, doğrusal ve doğrusal olmayan elemanlar, düğüm ve dal grafikleri ile tanımlanır ve MATLAB

gibi programlar sayısal (digital) benzeşim için kullanılır. Ayrıca bu tip benzeşim çalışmaları sürücü sistem için de geçerlidir. Daha uygun olarak, sistemin dinamikleri durum-uzay denklemleri ile benzeştirilebilir. Şekil 1.17’de  $d^e$ - $q^e$  döner referans çerçevesindeki endüksiyon motor modeli gösterilmiştir. Stator ve rotor faz akımları,  $d^e$ - $q^e$  ve faz dönüşümleri ile makine model akımları kullanılarak yeniden düzenlenmiştir. Stator faz akımları, evirici anahtarlama ağı kullanılarak evirici DA’ya çevrilebilir ve DA hat filtresinin durum değişkenine uygulanır. Daha sonra doğrultucu anahtarlama ağı, hat gerilimi ve akım dalgaları ile hatta uygulanır.

Denetleyici içeren sürücü sistemin bir tam dinamik modelinin sayısal bilgisayarlarla MATLAB programı kullanılarak benzeşimi yapılabilir. MATLAB, dinamik sistemin benzeşiminde kullanıcılar için oldukça kolay bir dile sahiptir. Sistem, doğrusal yada doğrusal olmayan ve sürekli yada ayrık zamanlı sistemin benzeşimi mikro bilgisayar tabanlı denetim sistemi için oldukça önemlidir. MATLAB, dinamik sistemin durum uzay şeklinde tanımlanmasına izin verir, sürekli sistem diferansiyel ve ayrık zamanlı denklemlerle tanımlanır. Benzeşim için büyük sistem, küçük ara bağlantılı alt sistemlerle çözülür. Her bir sistem denklem kümesi ve giriş/çıkış işaretleri kullanılarak tanımlanır. MATLAB benzeşiminin sonuçları bilgisayar ekranında eğriler şeklinde yada tablo biçiminde verilir.

Burada doğrultucu-evirici-motor sisteminin kararlı çalışması için basitleştirilmiş model incelenecektir. Eviricinin simetrik üç fazlı kare dalga gerilimler ürettiği ve doğrultucunun denetlenebilir DA gerilim kaynağı gibi davrandığı düşünülür.

Kare dalga evirici gerilim denklemlerini elde etmek için, hat geriliminin Fourier serisi;

$$v_{a0} = \frac{4V}{\pi} \left( \cos \omega t + \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \dots \right) \quad (2.15)$$

$$v_{b0} = \frac{4V}{\pi} \left[ \cos(\omega t - 120^\circ) + \frac{1}{3} \cos 3(\omega t - 120^\circ) + \frac{1}{5} \cos 5(\omega t - 120^\circ) + \dots \right] \quad (2.16)$$

$$v_{c0} = \frac{4V}{\pi} \left[ \cos(\omega t + 120^\circ) + \frac{1}{3} \cos 3(\omega t + 120^\circ) + \frac{1}{5} \cos 5(\omega t + 120^\circ) + \dots \right] \quad (2.17)$$

şeklinde yazılabilir. Kare dalga eviricideki faz-nötr gerilim eşitlikleri yazılırsa,

$$v_{a0} = v_{an} + v_{n0} \quad (2.18)$$

$$v_{b0} = v_{bn} + v_{n0} \quad (2.19)$$

$$v_{c0} = v_{cn} + v_{n0} \quad (2.20)$$

Üç fazlı dengeli beslemede  $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$  olduğundan üstteki denklemleri taraf tarafa toplarsak;

$$3v_{n0} + 0 = v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}$$

$$v_{n0} = \frac{1}{3}(v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}) \quad (2.21)$$

Denklem (2.21)'i, Denklem (2.18),(2.19) ve (2.20) de yerine yazarsak,

$$v_{an} = v_{a0} - v_{n0} = \frac{2}{3}v_{a0} - \frac{1}{3}(v_{b0} + v_{c0}) \quad (2.22)$$

$$v_{bn} = v_{b0} - v_{n0} = \frac{2}{3}v_{b0} - \frac{1}{3}(v_{a0} + v_{c0}) \quad (2.23)$$

$$v_{cn} = v_{c0} - v_{n0} = \frac{2}{3}v_{c0} - \frac{1}{3}(v_{a0} + v_{b0}) \quad (2.24)$$

Fourier serisindeki kararlı çerçeve gerilimleri  $v_{qs}^s$  ve  $v_{ds}^s$ , Denklem (1.51), (1.52), (2.22), (2.23) ve (2.24)'ü, Denklem (2.18),(2.19) ve (2.20)'de yerine yazılıp eşitlikleri yeniden düzenlenirse.

$$v_{qs}^s = \frac{2}{3}v_{a0} - \frac{1}{3}v_{b0} - \frac{1}{3}v_{c0} = \frac{2V_d}{\pi} \left( \cos \omega_e t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_e t - \frac{1}{7} \cos 7\omega_e t + \dots \right) \quad (2.25)$$

$$v_{ds}^s = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{c0} - v_{b0}) = \frac{2V_d}{\pi} \left( -\sin \omega_e t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_e t + \frac{1}{7} \sin 7\omega_e t + \dots \right) \quad (2.26)$$

denklemleri elde edilir. Uygun döner çerçeve ilişkisi;



$$v_{qs} = v_{qs}^s \cos \omega_e t - v_{ds}^s \sin \omega_e t = \frac{2V_d}{\pi} \left( 1 + \frac{2}{35} \cos 6\omega_e t - \frac{2}{143} \cos 12\omega_e t + \dots \right) \quad (2.27)$$

$$v_{ds} = v_{qs}^s \sin \omega_e t + v_{ds}^s \cos \omega_e t = \frac{2V_d}{\pi} \left( \frac{12}{35} \sin 6\omega_e t - \frac{24}{143} \sin 12\omega_e t + \dots \right) \quad (2.28)$$

Burada  $t = 0$  anında q ve d eksenlerinin uygun şekilde ayarlandığı düşünülür. Denklem (2.27) ve (2.28)'in, Fourier serisinde ifade edildiği gibi evirici DA gerilimi ve anahtarlama fonksiyonu ile birlikte makine gerilimiyle ilişkilidir .

Evirici DA akımı ve makine akımları arasındaki ilişki, eviricinin giriş ve çıkış arasındaki güç dengesi göz önüne alınarak elde edilebilir. Bu varsayım doğrudur çünkü evirici anahtarlama devresidir ve enerji depo eden bir elemana sahip değildir.

Eş zamanlı güç ilişkisi,

$$V_d I_d = v_{an} i_a + v_{bn} i_b + v_{cn} i_c \quad (2.29)$$

Denklem (1.49) ve (1.51)'deki d<sup>s</sup>-q<sup>s</sup> şeklindeki faz değişkenleri yerine konursa,

$$V_d I_d = \frac{3}{2} (v_{ds}^s i_{ds}^s + v_{qs}^s i_{qs}^s) \quad (2.30)$$

Tekrar, Denklem (1.55) ve (1.56)'dan d<sup>s</sup>-q<sup>s</sup> şeklindeki ifadeleri d-q şeklinde yazarsak,

$$V_d I_d = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) \quad (2.31)$$

Denklem (2.27) ve (2.28)'i, Denklem (2.31)'de yerine yazarsak, evirici DA akımı makine akımlarının bir fonksiyonu olarak gösterilebilir.

$$I_d = \frac{3}{\pi} i_{qs} \left( 1 + \frac{2}{35} \cos 6\omega_e t - \frac{2}{143} \cos 12\omega_e t + \dots \right) + \frac{3}{\pi} i_{ds} \left( \frac{12}{35} \cos 6\omega_e t - \frac{24}{143} \cos 12\omega_e t + \dots \right) \quad (2.32)$$

Anahtarlama fonksiyonunu belirlemek için,

$$G_{qs} = 1 + \frac{2}{35} \cos 6\omega_e t - \frac{2}{243} \cos 12\omega_e t + \dots \quad (2.33)$$

$$G_{ds} = \frac{12}{35} \sin 6\omega_e t - \frac{24}{243} \sin 12\omega_e t + \dots \quad (2.34)$$

böylece,

$$v_{qs} = \frac{2}{\pi} V_d G_{qs} \quad (2.35)$$

$$v_{ds} = \frac{2}{\pi} V_d G_{ds} \quad (2.36)$$

$$I_d = \frac{3}{\pi} (i_{qs} G_{qs} + i_{ds} G_{ds}) \quad (2.37)$$

Şimdiye kadar eviricinin besleme gerilimi,  $V_d$ 'nin tam değeri olduğu düşünülmüştür. Genelde, DA hatta ya LC filtre vardır ya da evirici bir doğrultucudan besleniyordur. Bu durumda DA hat denklemleri,

$$V_R = L_d \frac{dI_R}{dt} + I_R R_d + V_d \quad (2.38)$$

$$I_R - I_d = C_d \frac{dV_d}{dt} \quad (2.39)$$

Burada  $V_R$  doğrultucu gerilimi,  $I_R$  doğrultucu akımı ve  $L_d$ ,  $R_d$  ve  $C_d$  filtre parametreleridir. Denklem (2.38) ve (2.39), sabit katsayılar  $2/\pi$  ve  $\pi/3$  ile çarpılıp değiştirilirse,

$$\frac{2}{\pi} V_R = \left( \frac{6L_d}{\pi^2} \right) \frac{d}{dt} \left( \frac{\pi}{3} I_R \right) + \left( \frac{\pi}{3} I_R \right) \left( \frac{6}{\pi^2} R_d \right) + \frac{2}{\pi} V_d \quad (2.40)$$

$$\frac{\pi}{3} I_R - \frac{\pi}{3} I_d = \left( \frac{\pi^2 C_d}{6} \right) \frac{d}{dt} \left( \frac{2}{\pi} V_d \right) \quad (2.41)$$

yada,

$$V'_R = L'_d \frac{d}{dt} I'_R + I'_R R'_d + V'_d \quad (2.42)$$

$$I'_R - I'_d = C'_d \frac{dV'_d}{dt} \quad (2.43)$$

Burada ilk nicelikler sabit katsayılı niceliklerle yer değiştirmiştir. İlk değişkenlerin terimlerinde, Denklem (2.25), (2.36) ve (2.37) yazılırsa,

$$v_{qs} = V'_d G_{qs} \quad (2.44)$$

$$v_{ds} = V'_d G_{ds} \quad (2.45)$$

$$I'_d = i_{qs} G_{qs} + i_{ds} G_{ds} \quad (2.46)$$

Şekil 2.13'te döner referans çerçeve eşitliklerinin eşdeğer devresi gösterilmektedir. Denklem (2.37) ve (2.33)'teki  $\omega_r$  ifadesinin elde edilişi yine bu şekilde gösterilmektedir. Şekil 2.13'teki modelde  $V'_R$ ,  $\omega_e$  ve  $T_L$  modeli etkileyen değerlerdir.

Bu model aşağıdaki değerler ihmal edilirse daha da basitleştirilebilir.

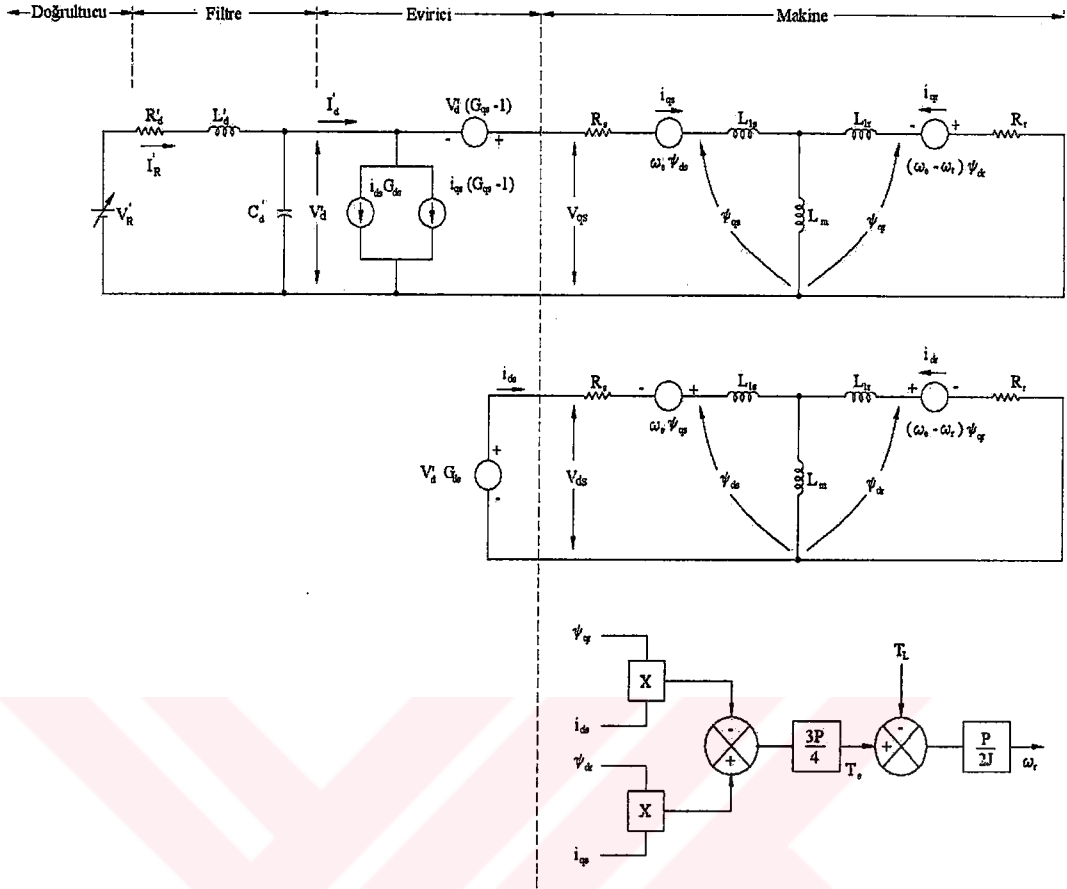
$$G_{qs} = 1$$

$$G_{ds} = 0$$

$$v_{qs} = V'_d$$

$$v_{ds} = 0$$

Bu sadeleştirme, makinenin sinüsoidal gerilim tarafından beslendiğini gösterir fakat makine-filtre etkileşimi için kararlılık çalışması basit eşdeğer devre için yeterlidir.



Şekil 2.13 Senkron dönen referans çerçeve de kare dalga eviricili endüksiyon motor modeli.

Sürücü sistemin sayısal benzeşiminden daha önce açıklanmıştı, burada ise bilgisayar benzeşim yöntemlerinden bahsedilecektir. Basit kullanılabilirliği nedeniyle sayısal bilgisayarlarda benzeşim yaygın olmasına rağmen örneksel (analog) bilgisayarlarda benzeşimlerde yapılabilir. Doğada, makine-dönüştürücü sistemi örnekseldir. Örneksel benzeşim basit ve uygulanabilir ve örneksel değişkenlere ulaşmak daha kolaydır. Örneksel ve sayısal bilgisayarlarda içeren karma bilgisayarlarda sistem uygun bir şekilde örneksel ve sayısal benzeşim için bölünebilir. Normalde, dönüştürücü ve makine örneksel bilgisayarlarda benzeştirilir fakat denetim, hem örneksel hem de sayısal bilgisayarlarda benzeştirilebilir. Karmaşık hesaplama ve karar işlemcisi içeren ve doğal ayrık zamanlamalı mikro bilgisayar tabanlı denetim sistemi sayısal bilgisayarlarda benzeştirilir. Ayrıca eşitlik (parity) benzeşim tekniği de kullanılmıştır. Modüler yapı blokları ile bu tip benzeşimler, deneyimsiz kişiler tarafından bile kolaylıkla yapılabilir.

## 2.7 Evirici-Makine Arabirimi

Genel uygulamalarda frekans denetimli sürücüler için standart 50 Hz'lik AA makineleri kullanılmasına rağmen sistemin uygun çalışma ve fiyat sağlayacak şekilde tasarlanması istenir. Gerilim denetimli evirici için makinede yüksek kaçak endüktans tercih edilir. Böylece harmonik akımları düşük olur fakat yüksek kaçak endüktansta motor germe momenti üretir, bunun için uygun değerler tercih edilmelidir. Evirici beslemesinde endüksiyon motorunun yol alma akımı ile ilgilenmiyorsak yüksek direnç yada çift kafes rotor sargısı gerekli değildir. Gerçekte rotorda bakır çubuklar kullanılır böylece rotor bakır kayıpları önemli ölçüde azaltılır. Makine çok düşük kayma ile çalışıyorsa endüksiyon motoru kararlı çalışma bölgesinde senkron makine gibi çalışır. Harmonikler nedeniyle oluşan deri etkisi makine tasarımında önemli bir etkidir. Deri etkisi stator sargılarında belki ihmal edilebilir fakat bakır çubukların yapısı nedeniyle rotorda önemli bir değere sahip olabilir. Çubuklar geniş kısmı üst tarafta olan tabut şeklinde tasarlanırsa deri etkisi azaltılabilir fakat düşük frekansta düşük direnç sağlanmalıdır. Bunların yanı sıra bakır kayıpları, histeresiz ve endüksiyon akım kayıpları makinenin yüksek verimde çalıştırılabilmesi için düşük değerde olacak şekilde tasarlanmalıdır. DGA sürücüsünde, anahtarlama frekansı, bileşik evirici kayıpları ve makine kayıplar bütün bölgede asgari düzeye çekecek şekilde ayarlanmalıdır. Evirici fiyatı makine fiyatından fazla olmasına rağmen yüksek verimli makinenin evirici güç oranını koruması bütün sistemin fiyatını düşürür. Harmonik moment titreşimleri, DA düzensizliği, sıçrama hataları vb diğer hatalar makine tasarımında göz önüne alınmalıdır.

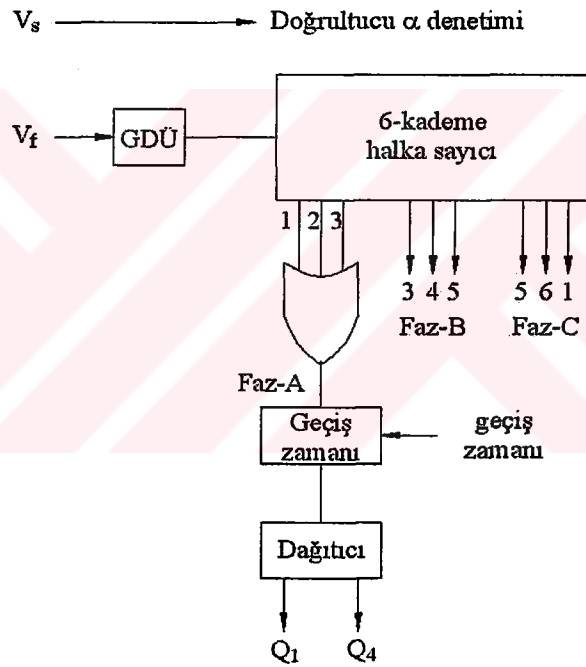
## 2.8 Denetim Devreleri

Evirici denetimi örneksel/sayısal donanım yada mikro bilgisayarların arasında tercih yapmakla tamamlanır. Burada donanım tercihinin inceleyeceğiz.

### 2.8.1 Kare dalga evirici

Şekil 2.14 altı-adım kare dalga eviricinin denetim blok diyagramının gösterir ve Şekil 2.15 bu diyagramın çalışmasını açıklıyor. Evirici gerilimi ve frekansı örneksel

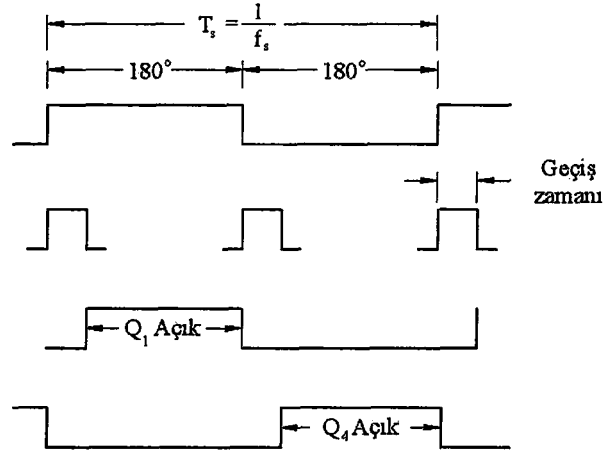
İşaretler  $v_s$  ve  $v_f$  ile tanımlanır. İşaret  $v_s$  DA hat gerilimi  $V_d$ 'yi denetleyen faz denetimli doğrultucunun tetikleme açısını denetler. İşaret  $v_f$ , Şekil 4.14'te görüldüğü gibi gerilim-denetim üreticinde (GDÜ) darbe trenine dönüştürülerek halka sayıcıya gönderilir. Örneksel işaret  $f_1=6f_s$  olacak şekilde ölçeklendirilir burada  $f_s$  temel frekanstır. Kesintisiz güç kaynağı uygulamalarında olduğu gibi eviricilerde sabit ve tam frekans ihtiyacı için, frekans komutu kristal üreteç tarafından üretilir. Halka sayıcının çıkışındaki komşu üç katı, üç girişli bir OR kapısı  $60^\circ$  örtüşüm (overlapping) açısı ile temel frekans  $f_s$ 'de üç faz kare dalgaları elde etmek için birleştirir. Bu kare dalgalar, üst güç elemanının pozitif yarım periyotta ilettiği ve alt güç elemanının negatif yarım



Şekil 2.14 Kare dalga eviricinin denetim blok diyagramı.

periyotta ilettiği basit sayısal sürücü işaretleridir. Bununla beraber, alt ve üst güç elemanının sürme işaretinin yasaklandığı bir ölü zaman aralığı üretilmektedir. Bu zaman aralığına geçiş süresine diyebiliriz. Tristörlü eviriciler için, komütasyon, geçiş süresinin başlangıç kısmında başlar ve böylece diğer tristör iletime geçmeden önce iletimdeki tristör kesime götürülmüş olur. Benzer bir şekilde GTO yada transistörlü Eviricilerde geçiş zamanı işareti cihazın kesime gittiğini garantileyerek

oluşabilecek kısa devreleri engeller. Geçiş zaman aralığından sonra sayısal işaretler diğer durumlar için üretilir.



Şekil 2.15 Kare dalga evirici denetimini açıklayan sayısal dalga şekli.

## 2.7.2 DGA evirici

Şekil 2.16'da aşağıdaki fonksiyonel elemanları içeren DGA eviricisinin blok diyagramı görülmektedir.

GDO, örneksel frekans komutu  $v_f$  işaretini  $f_1$  darbe trenine çevirir.

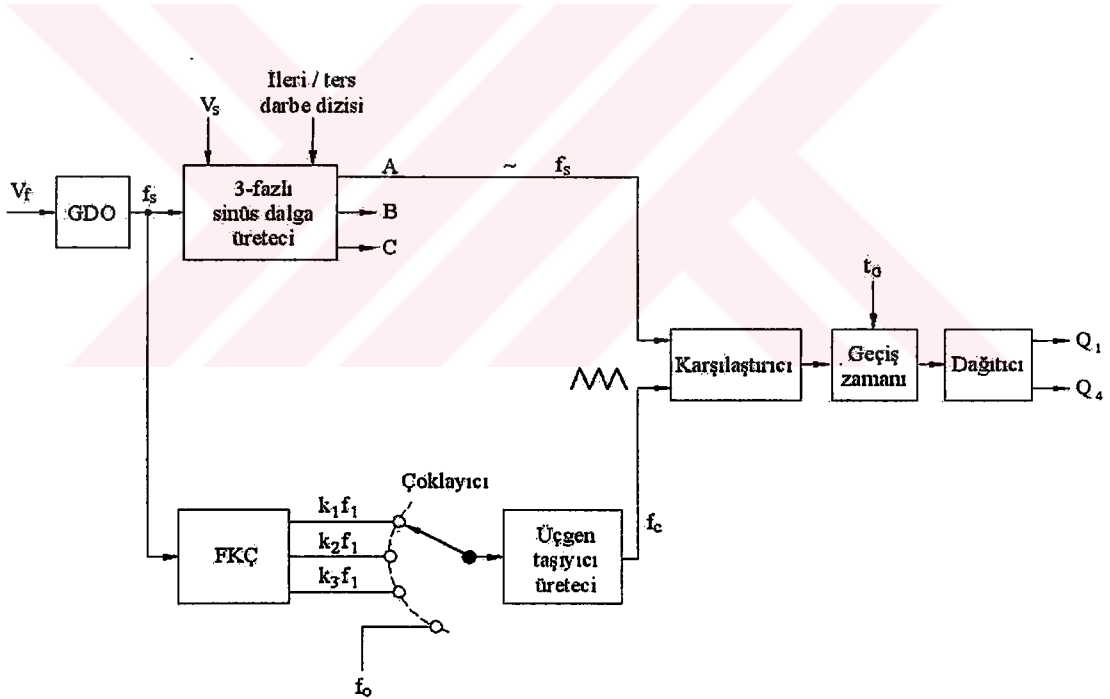
Evirici çıkışları için istenen değişken genlikli ve frekanslı üç fazlı sinüs dalga üretici. Frekans  $f_s$ ,  $f_1$  frekans değerine dönüştürülür ve genliği, örneksel gerilim komutu  $v_s$  ile değiştirilir. Üretcin faz dizisi ileri/ters sayısal işareti ile terslenir.

Faz kilitlemeli çevrim (FKÇ = PLL; phase-locked loop) değişik oranlarda frekans üretir.

Çoklayıcı (multiplexer),  $f_1$  oranına uygun FKÇ kanallarından birini seçer. Ayrıca serbest çalışma frekansı  $f_0$  çoklayıcının girişidir.

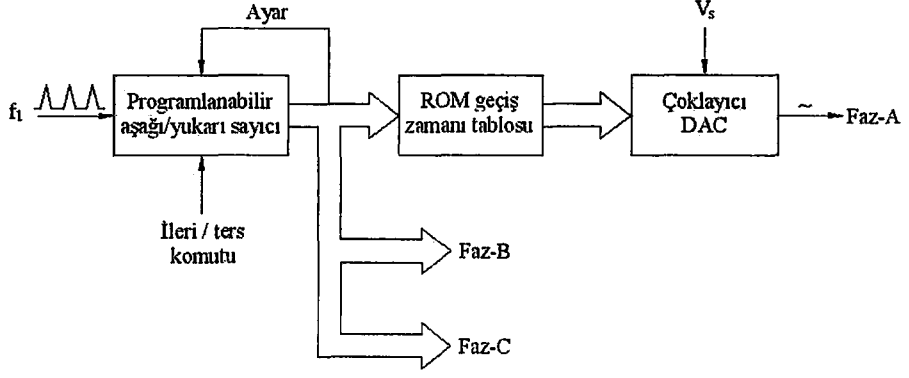
Belirlenen sabit genlikte fakat değişken frekanstaki üçgen taşıyıcı dalga üretici çoklayıcının seçtiği frekansta  $f_c$  işaretini oluşturur. Frekans  $f_c$  giriş frekansının alt çarpımıdır ve dalga şekli giriş sinüs işareti ile eş anlıdır.

Her bir faz için geçiş zamanı ve dağıtıcı devresi Şekil 2.14'te açıklanmıştı. Şekil 2.17'de sinüs referans dalga üretici elemanı görülmektedir. Düzenli açısal aralıktaki birim sinüsün genliği ROM'da (read-only memory) bilgi tablosu şeklinde sayısal olarak saklanır. Frekans  $f_1$  yukarı sayma şeklinde ROM adreslerini tarayan işareti üreten programlanabilir yukarı/aşağı sayıcı için saat işaretleridir. Sayıcı, sayma işinin sonuna geldiğinde yeniden ayarlanır ve sayma işleminin başına döner. ROM'dan alınan sayısal çıkışlar sayısalda örneksel işarete dönüştürücü DAC (digital to analog converter) kullanılarak referans sinüse dönüştürülür. Örneksel gerilim  $v_s$ , denetim sinüs dalga genliği elde etmek için DAC çıkışını büyütür.



Şekil 2.16 DGA evircinin denetim blok diyagramı.





**Şekil 2.17** Sinüs dalga üreticinin elemanlarını gösteren blok diyagramı.

Diğer fazlar B ve C Şekil 2.17 ile bilgi tablolarındaki  $120^\circ$  faz farklı bilgiler haricinde özdeştir. Sinüs dalgasının faz dizisi şekilde görüldüğü gibi ileri/ters komutu ile tersine çevrilebilir. Üçgen taşıyıcı dalgalar farklı yöntemlerle elde edilir, yalnızca bir fazlıdır ve genliği tam değere oturmuştur ayrıca terside alınmaz.

Bu benzeşimle ilgili çıkışlar değişik anahtarlama frekanslarıyla ve diğer değişkenlerin farklı değerlerinde verilebilir [11].

## BÖLÜM 3 ENDÜKSİYON MAKİNESİNİN SKALER DENETİMİ

### 3.1 Giriş

AA makinelerinin denetimi DA makinelerine nazaran daha karmaşıktır ve eğer çok sayıda çalışma özelliği isteniyorsa bu karmaşıklık daha da artar. Bu karmaşıklık, frekans denetimli güç beslemesi, AA işaret erişimi ve makinenin karmaşık dinamiği nedeniyle oluşmaktadır. Endüksiyon makinelerinin denetiminde değişik yöntemler vardır ve belirli uygulamalar, uygulamanın doğasına bağlıdır. Denetim stratejisi aşağıdaki temel sorular üzerine kurulur.

Hangi tip dönüştürücüler kullanılabilir?

Denetim kapalı çevrim mi yoksa açık çevrim mi olmalı?

Konum, hız yada moment denetimi mi olacak?

Tek bölge, iki bölge yada dört bölge sürücü sistemlerinden hangisi kullanılmalı?

Doğruluk yada cevap zamanından hangileri önemli?

Yük tek makine yada çoklu makine sisteminden mi oluşacak?

Hız aralığı ne olacak? Sıfır hız ve alan zayıflama bölgesi içerecek mi?

Sürücünün dayanıklı para metrik duyarsızlık cevabı vermesi gerekli mi?

Titreşim momenti, harmonikler ve güç faktörünün denetimine ihtiyaç var mı?

Uygulamada yukarıda saydığımız özellikleri karşılayan çok sayıda sürücü yöntemi ve sürücü sistemi bulunmaktadır. Biz burada skaler denetim yönteminden bahsedeceğiz.

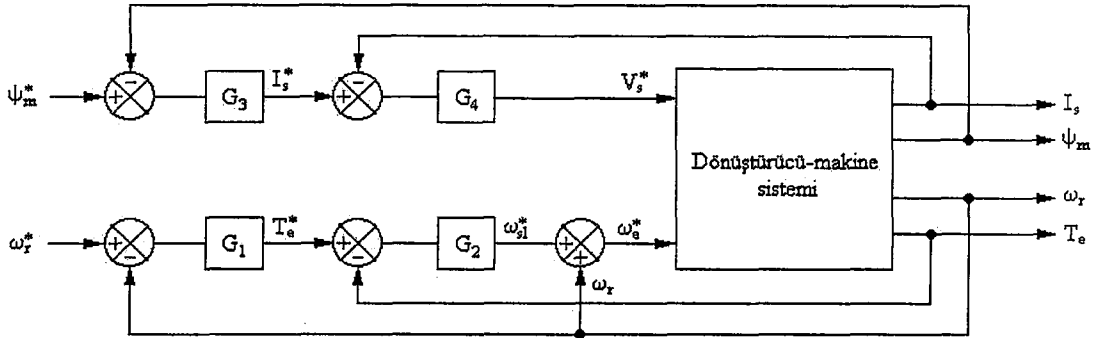
### 3.2 Endüksiyon Motor Denetim Karakteristiği

Endüksiyon motoru sürücü sistemi, basit olarak çok değişkenli sistemdir ve bu yüzden durum değişkeni denetim teorisi uygulanabilir. Burada gerilim ve referans denetim girişleridir ve çıkış girişleri olarak hız, konum, moment, hava aralığı akısı yada bunların bir fonksiyonu kullanılabilir. Makine modeli eşitlikleri, Denklem (1.77), (1.78) ve (1.83), Denklem (1.77) eşitliğindeki empedans matrisinde  $\omega_r$ 'nin varlığı ve Denklem (2.83)'teki çarpım terimlerinden dolayı doğrusal değildir. Ek olarak makine parametreleri belki doyum, sıcaklık ve deri etkisiyle değişecek ve bu da sistemin doğrusallığını etkileyecektir. Sistem, dönüştürücünün doğası gereği ayrık zamanlıdır. Eğer mikro bilgisayarlar yada diğer sayısal devreler denetim sisteminde kullanılırsa, örnekleme devreleri de sonradan eklenir. Dönüştürücü ve denetleyicilerin ayrık zaman etkisi makine cevabı tembelse ihmal edilebilir.

Şekil 3.1 denetim sisteminin genel blok diyagramını göstermektedir. Burada stator akımı, hava aralığı akısı, hız ve üretilen moment çıkış birimi olarak göz önüne alınır ve birincil denetim sinyalleri hava aralığı akısı  $\psi_m^*$  ve hız  $\omega_r^*$ 'dir. Bütün çıkışlar ve denetim döngü sinyalleri değişkenlerin DA gerilim oranlarıdır. Denetim sistemi şekilde gösterildiği gibi denetim döngüleri hiyerarşisi ile belirlenir. Örneğin hava aralığı akısı denetim döngülerinde stator akımını denetler. Benzer bir şekilde, hız denetim döngüsünde, döndürme momenti başlangıç döngüsü ile denetlenir. Moment döngüsü kayma işareti  $\omega_{sl}^*$  üretir ve bu frekans işareti  $\omega_e^*$ 'yi elde etmek için geri besleme hızına eklenir.

Denetim elemanları  $G_1$ ,  $G_2$ ,  $G_3$  ve  $G_4$  kazanç yada denkleştirici fonksiyonlarıdır. İç denetim döngülerinin cevap sürelerinin hızlı olması istenir. AA sürücü sistemin bazı çıkışlarının algılayıcılar yardımıyla ölçülmesi oldukça zordur fakat parçalı gözleyicilerin yardımıyla yaklaşım yapılabilir. Çıkış işaretlerinin sayısı, iç denetim

döngülerinin sayısı düşürülerek azaltılabilir fakat bu verimde bir azalmaya neden olur. Şekil 3.1 standart çok değişkenli yapı içerisinde, Şekil 3.2'ye dönüştürülebilir.



Şekil 3.1 Endüksiyon motorunun genel denetim blok diyagramı.

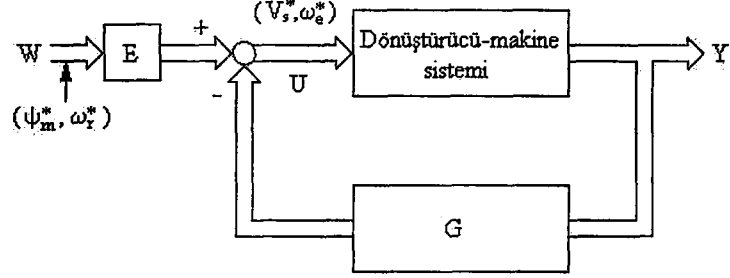
Şekil 3.1'deki denetim elemanları saf kazanç kullanır oysa Şekil 3.2'de geri besleme denetimcisi G saf kazanç matrisi olarak kullanılır. Diğer yandan, denkleştirici fonksiyonları ile durum uzayı eşitliği kullanılarak G karakterize edilir.

AA sürücü sistemi doğal olarak doğrusal olmayan, çok değişkenli ve ayrık zamanlı olduğu için kararlılık analizi oldukça zordur. Bilgisayar benzeşimi yada bilgisayar yardımlı analiz, yeni denetim stratejisinde kararlılık çalışması ve performans analizi için çok kullanışlı hale getirilmiştir. Özellikle olarak denetim yapısı ve denetleyici parametreleri kararlı hale getirilmiştir.

### 3.2.1 Küçük işaret modeli

Dönüştürücünün ayrık zaman özelliği ihmal edilirse, Şekil 3.1'deki dönüştürücü makine sistemi kararlı hal çalışma noktası temel alınarak doğrusallaştırılabilir ve transfer fonksiyonu giriş ve çıkış işaretleri ile tanımlanabilir. Böyle bir transfer fonksiyonu modelinin üstünlüğü, sürücü sistemi kararlılık analizini klasik denetim yöntemlerini (Bode, Nyquist yada Root-locus) kullanarak mümkün hale getirmesidir. Sistem doğrusal olmadıkça kutuplar, sıfırlar ve transfer fonksiyonu kazancı kararlı hal çalışma noktasını kayması gibi değişirler. Kapalı döngü denetim sistemi, sistemin en kötü çalışma noktasının kararlı ve verimli olduğu düşünülerek tasarlanır.

Endüksiyon makinesinin elektro mekanik dinamik modeli beşinci derece doğrusal olmayan durum uzayı eşitlikleri ile tanımlanır ve Denklem (1.77), (1.78) ve (1.83) ile



Şekil 3.2 Denetim sisteminin çok değişkenli yapısı.

tanımlanır. Bu denklemler bir araya getirilirse ve kararlı hal çalışma noktasındaki küçük işaret bozunmaları uygulanırsa,

$$\begin{bmatrix} v_{qso} + \Delta v_{qs} \\ v_{dso} + \Delta v_{ds} \\ v_{qro} + \Delta v_{qr} \\ v_{dro} + \Delta v_{dr} \\ T_{L0} + \Delta T_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + SL_s & (\omega_{eo} + \Delta\omega_e)L_s & SL_m \\ -(\omega_{eo} + \Delta\omega_e)L_s & R_s + SL_s & -(\omega_{eo} + \Delta\omega_e)L_m \\ SL_m & (\omega_{eo} + \Delta\omega_e)L_m & R_r + SL_r \\ -(\omega_{eo} + \Delta\omega_e)L_m & SL_m & -(\omega_{eo} + \Delta\omega_e)L_r \\ \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_m (i_{dro} + \Delta i_{dr}) & -\frac{3}{2} \frac{P}{2} L_m (i_{qro} + \Delta i_{qr}) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qso} + \Delta i_{qs} \\ i_{dso} + \Delta i_{ds} \\ i_{qro} + \Delta i_{qr} \\ i_{dro} + \Delta i_{dr} \\ \omega_{ro} + \Delta\omega_r \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

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

matris denklemi elde edilir. Burada nicelikler;  $v_{qso}$ ,  $v_{dso}$ ,  $v_{qro}$ ,  $v_{dro}$ ,  $T_{L0}$ ,  $\omega_{eo}$ ,  $i_{qso}$ ,  $i_{dso}$ ,  $i_{qro}$ ,  $i_{dro}$  ve  $\omega_{ro}$  kararlı hal çalışma noktasını tanımlar ve türevleri sıfıra eşitlenerek bulunabilirler. Denklem (3.1),  $\Delta^2$  terimi ihmal ederek kararlı hal terimleri elenerek doğrusallaştırılabilir, böylece küçük işaret doğrusal durum uzay eşitliği aşağıdaki gibi elde edilir.

$$X = AX + BU \quad (3.2)$$

burada,

$$X = [\Delta i_{qs} \quad \Delta i_{ds} \quad \Delta i_{qr} \quad \Delta i_{dr} \quad \Delta \omega_r]^T$$

$$U = [\Delta V_s \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad \Delta \omega_e \quad \Delta T_L]^T$$

$$A = \frac{-1}{L_s L_r - L_m^2} \begin{bmatrix} R_s L_r & (L_s L_r - L_m^2) \omega_{eo} + L_m^2 \omega_{ro} & & & & \\ - (L_s L_r - L_m^2) \omega_{eo} - L_m^2 \omega_{ro} & R_s L_r & & & & \\ - R_s L_m & - L_m L_s \omega_{ro} & & & & \\ L_m L_s \omega_{ro} & - R_s L_m & & & & \\ - \frac{3 P^2}{8 J} L_m (L_s L_r - L_m^2) \dot{i}_{dro} & \frac{3 P^2}{8 J} L_m (L_s L_r - L_m^2) \dot{i}_{qro} & & & & \\ & & - R_r L_m & L_m L_r \omega_{ro} & L_m^2 \dot{i}_{dso} + L_m L_r \dot{i}_{dro} & \\ & & - L_m L_r \omega_{ro} & - R_r L_m & - L_m^2 \dot{i}_{qso} - L_m L_r \dot{i}_{qro} & \\ & & R_r L_s & (L_s L_r - L_m^2) \omega_{eo} - L_s L_r \omega_{ro} & - L_m L_s \dot{i}_{dso} - L_s L_r \dot{i}_{dro} & \\ - (L_s L_r - L_m^2) \omega_{eo} + L_s L_r \omega_{ro} & R_r L_s & & & L_m L_s \dot{i}_{qso} + L_s L_r \dot{i}_{qro} & \\ \frac{3 P^2}{8 J} L_m (L_s L_r - L_m^2) \dot{i}_{dso} & - \frac{3 P^2}{8 J} L_m (L_s L_r - L_m^2) \dot{i}_{qso} & & & & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} \begin{bmatrix} L_r & 0 & -L_m & 0 & - (L_s L_r - L_m^2) \dot{i}_{dso} & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -L_m & (L_s L_r - L_m^2) \dot{i}_{qso} & 0 \\ -L_m & 0 & L_s & 0 & - (L_s L_r - L_m^2) \dot{i}_{dro} & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & L_s & (L_s L_r - L_m^2) \dot{i}_{qro} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & - \frac{P}{2J} (L_s L_r - L_m^2) \end{bmatrix}$$

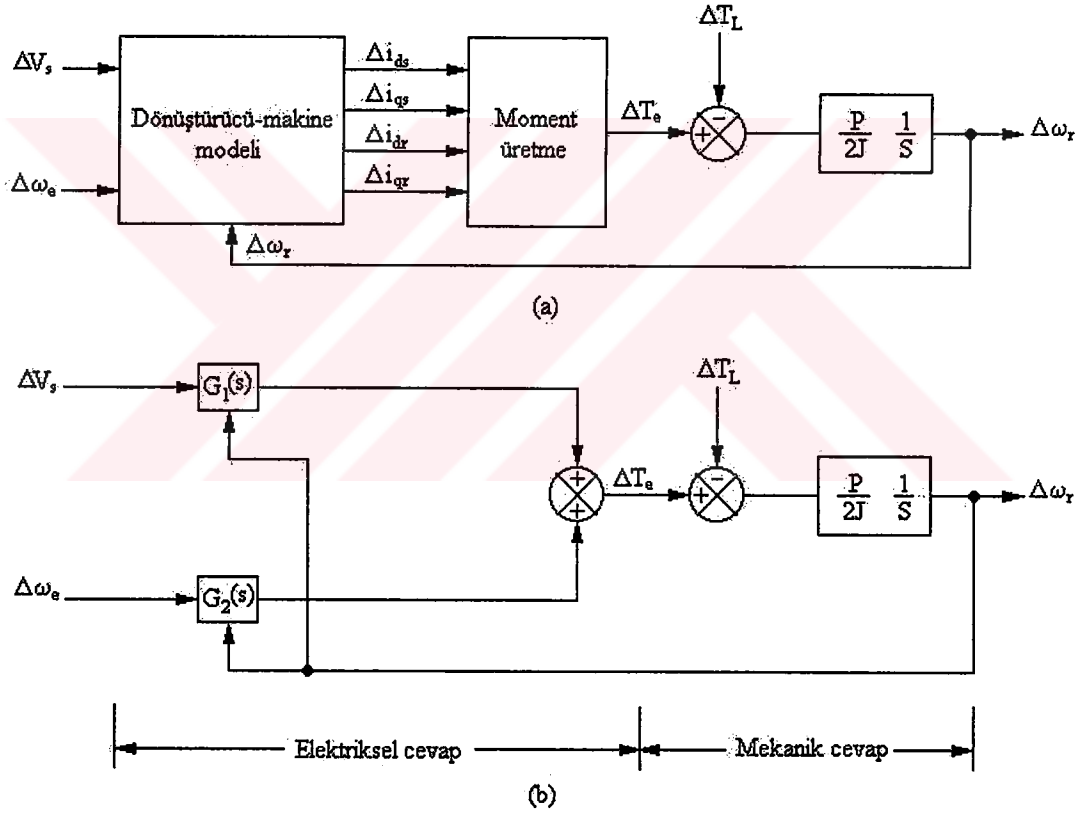
Denklem (3.2)'de makinenin yalnızca statoru beslediği düşünülür ( $\Delta v_{qr} = \Delta v_{dr} = 0$ ) ve stator gerilim fazörü q eksenine ile düzenlenir böylece  $\Delta v_{qs} = \Delta v_s$  ve  $\Delta v_{ds} = 0$  olur. Burada  $\Delta v_s$ ,  $\Delta \omega_e$  ve  $\Delta T_L$  giriş değerleridir. Durum uzayı eşitliği, dönüştürücü dinamikleri ihmal edilirse dönüştürücü makine sistemi şeklinde gösterilebilir. Herhangi bir dönüştürme kazancı, denetim kazancı ile birleştirilebilir. Küçük işaret blok diyagramı, Şekil 3.3.(a)'da gösterilmiştir, burada elektriksel ve mekanik cevaplar ayrılmıştır. Dönüştürülmüş makine modeli, giriş denetim sinyalleri  $\Delta v_s$  ve  $\Delta \omega_e$ 'den akımlar yayar ve  $\Delta \omega_r$  geri besleme işareti zıt EMK gibi davranır. Üretilen moment  $\Delta T_e$ . Denklem (3.3)'te görüldüğü gibi oluşturulur.

$$\Delta T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) L_m \left[ (i_{dro} \Delta i_{qs} + i_{qso} \Delta i_{dr}) - (i_{dso} \Delta i_{qr} + i_{qro} \Delta i_{ds}) \right] \quad (3.3)$$

Şekil 3.1'de ki küçük işaret çıkışları  $\Delta I_s$  ve  $\Delta \Psi_m$  aşağıdaki gibi akım işaretleri ile oluşturulur:

Stator akımı  $\hat{I}_s$ ,

$$|\hat{I}_s| = \sqrt{i_{qs}^2 + i_{ds}^2} \quad (3.4)$$



Şekil 3.3 a) Açık çevrim V/Hz denetimi.

b) Hızlanma ve yavaşlama karakteristikleri.

Stator akımı doğrusallaştırılabilir.

$$|\Delta \hat{I}_s| = \frac{i_{qso}}{\sqrt{i_{qso}^2 + i_{dso}^2}} \Delta i_{qs} + \frac{i_{dso}}{\sqrt{i_{qso}^2 + i_{dso}^2}} \Delta i_{ds} \quad (3.5)$$

Benzer olarak hava aralığı akısı,

$$|\hat{\Psi}_m| = \sqrt{\Psi_{qm}^2 + \Psi_{dm}^2} \quad (3.6)$$

burada,

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

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

Hava aralığı akısı için doğrusallaştırılmış eşitlik,

$$|\hat{\Psi}_m| = \frac{L_m (i_{qso} + i_{qro})}{\sqrt{(i_{qso} + i_{qro})^2 + (i_{dso} + i_{dro})^2}} \Delta i_{qs} + \frac{L_m (i_{dso} + i_{dro})}{\sqrt{(i_{qso} + i_{qro})^2 + (i_{dso} + i_{dro})^2}} \Delta i_{ds} \\ + \frac{L_m (i_{qso} + i_{qro})}{\sqrt{(i_{qso} + i_{qro})^2 + (i_{dso} + i_{dro})^2}} \Delta i_{qr} + \frac{L_m (i_{dso} + i_{dro})}{\sqrt{(i_{qso} + i_{qro})^2 + (i_{dso} + i_{dro})^2}} \Delta i_{dr} \quad (3.7)$$

Şekil 3.3.(a)'dan türetilen küçük işaret fonksiyonu blok diyagramı, Şekil 3.3.(b)'de gösterilmiştir. Burada transfer fonksiyonu  $G_1(s)$  ve  $G_2(s)$  aşağıdaki gibi belirlenmiştir.

$$G_1(s) = \left. \frac{\Delta T_e}{\Delta V_s} \right|_{\Delta \omega_r = 0, \Delta \omega_e = 0} \quad (3.8)$$

$$G_2(s) = \left. \frac{\Delta T_e}{\Delta \omega_e} \right|_{\Delta \omega_r = 0, \Delta V_s = 0} \quad (3.9)$$

Yukarıdaki transfer fonksiyonunda, sistemin eylemsizliği  $J$  çok büyük ( $\tau_m \gg \tau_m$ ) ise hız sabit parametre gibi davranır ( $\Delta \omega_r = 0$ ), burada  $\tau_m$  eşdeğer mekanik zaman sabiti ve  $\tau_e$  eşdeğer elektriksel zaman sabitidir. Bu durumda, hız cevabı asıl olarak mekanik zaman sabiti ile yazdırılır. Belirli eylemsizliğe sahip sistem için transfer fonksiyonu  $\Delta \omega_r / \Delta V_s$ ,  $\Delta \omega_r / \Delta \omega_e$  ve  $\Delta \omega_r / \Delta T_L$  durum uzayı eşitliğinden türetilir.



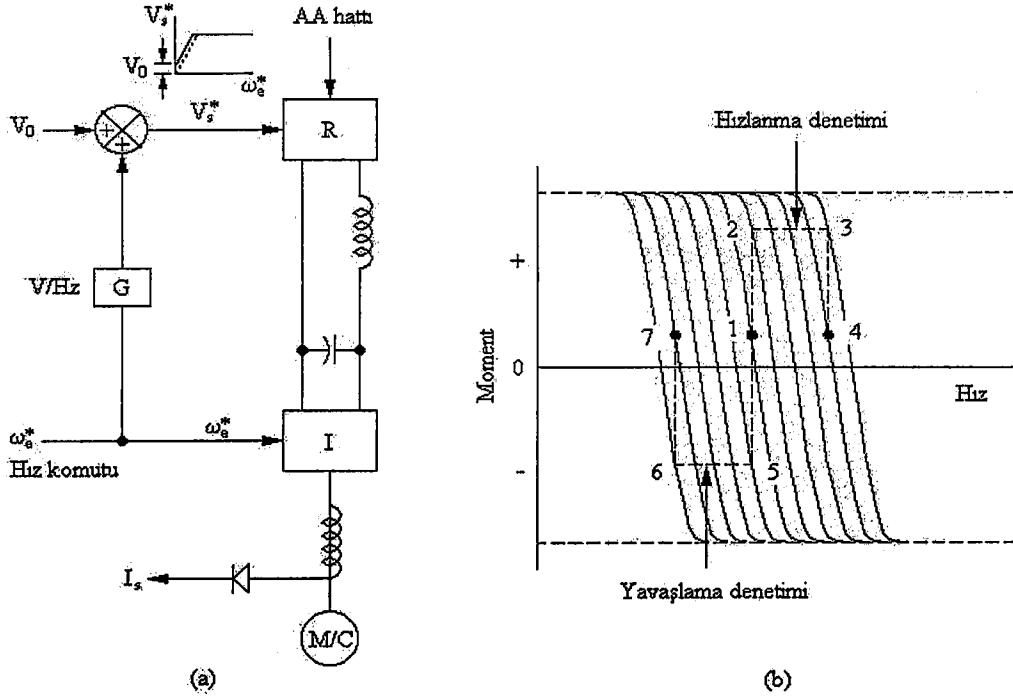
### 3.3 Skaler Denetim Yöntemleri

Bu bölümde skaler denetim yöntemlerinden gerilim beslemeli, akım beslemeli ve kayma gücü düzeltişli denetim yöntemleri anlatılacaktır. Skaler denetim sadece değişkenlerin genlik denetimi ile ilgilenir, kumanda ver geri besleme işaretleri değişken büyüklükleri ile orantılı DA özellikli işaretlerdir.

#### 3.3.1 Gerilim beslemeli evirici denetimi

##### 3.3.1.1 V/Hz denetimi

Endüksiyon motoru için basit ve bilinen hız denetim yöntemi, Şekil 3.4.(a)'da gösterilmektedir. Güç devresi, tek yada üç fazlı AA beslemeli faz doğrultucu, LC filtre ve altı-adım evirici içermektedir. Frekans  $\omega_e^*$  kumanda değişkenidir ve küçük kayma frekansı ihmal edildiğinde motor hızı ile aynı seviyededir. Şekil 3.4.(a)'da V/Hz denetimi olarak tanımlanır çünkü doğrultucu gerilim komutu  $V_s^*$  doğrudan frekans işareti ve V/Hz kazanç sabiti G sayesinde elde edilir. Kararlı hal işleminde, makine hava aralığı akısı  $\Psi_m$  yaklaşık olarak  $V_s/\omega_e$  oranı ile elde edilir. Bundan dolayı nominal hava aralığı akısını sürdürmek, DA makinesinde olduğu gibi stator akımı ile birlikte azami moment duyarlılığı sağlayabilir. Frekans sıfır hızda sıfıra yaklaştığında stator gerilimi sıfıra inme eğiliminde olabilir ve aslında stator direnci ile emilir. Bundan dolayı, stator direnci etkisinin üstesinden gelmek için yardımcı gerilim  $V_o$ , verilir. Böylece nominal hava aralığı akısı ve tam döndürme momenti sıfır üzerinde uygun hale gelir. Eğer, kararlı hal çalışmada yük momenti arttırılırsa, kayma kararlılık sınırı içerisinde artar ve üretilen moment ve yük momenti arasında denge kalır. Eğer komut frekansı makinenin temel frekansını aşarsa, doğrultucu gerilimi doyuma ulaşabilir ve makine sabit momentten alan zayıflatma bölgesine geçer. Bu bölgede, hava aralığı  $\Psi_m$  azalabilir ve bundan dolayı üretilen moment aynı stator akımı içinde azalabilir. Açık döngü gerilim denetimi ile AA hat gerilimi dalgalanması ve empedans düşümü hava aralığı akısında dalgalanmaya neden olabilir. Bu dalgalanma, doğrultucunun kapalı döngü gerilim denetimi ile önlenemez. Sabit moment bölgesindeki sürücü sistemin hızlanma/yavaşlama başarım

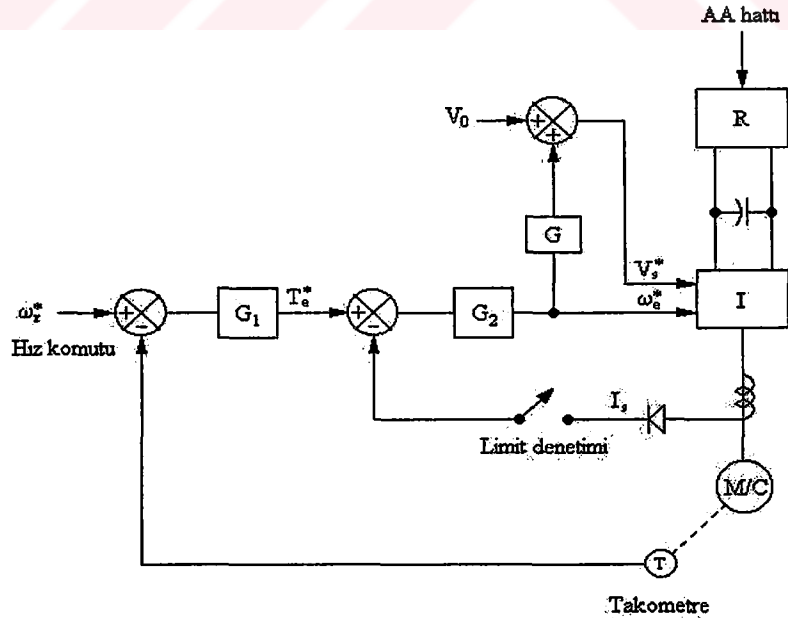


**Şekil 3.4** a) Açık çevrim V/Hz denetimi.  
b) Hızlanma ve yavaşlama karakteristikleri.

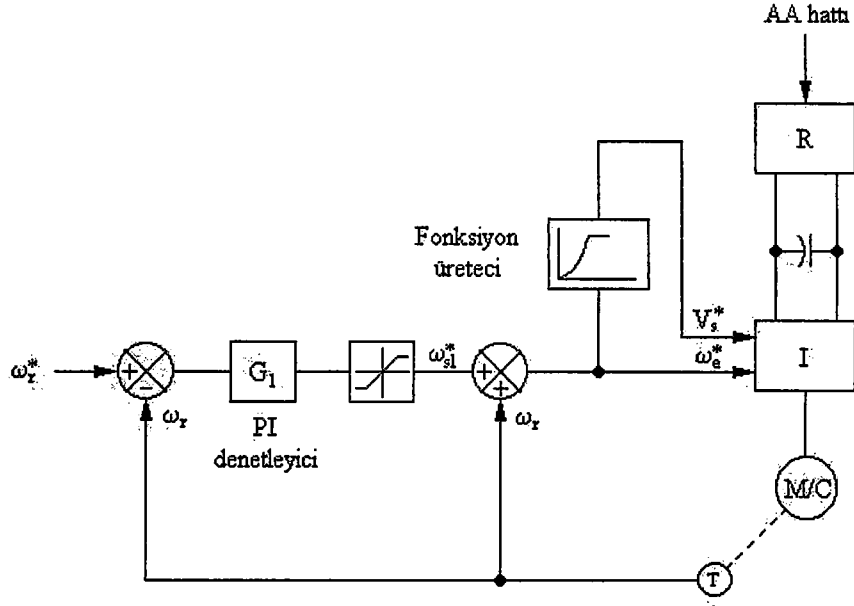
karakteristikleri, Şekil 3.4.(b)'de gösterilmiştir. Kararlı hal çalışması boyunca (1 noktası) frekans komutu  $\omega_e^*$  bir adım arttırılırsa, kayma devrilme momentine ulaşabilir ve makine kararsız çalışabilir. Benzer kararsızlık, frekans bir adım düşürülürse ortaya çıkabilir. Böylece hızlanma ve yavaşlamanın ikisinde de kaymanın devrilme momentine ulaşması için frekansın hızı takip etmesi gerekir. Kararlı çalışmada öngörüldüğü gibi hızlanma ve yavaşlama denetimi Şekil 3.4.(b)'de gösterildiği gibi ayarlanabilir akım sınırı denetimi ile mümkündür. Frekans komutu artımı için kayma artar ve stator akımı  $I_s$  sınırına gelir, bu moment-hız eğrisinde çalışma noktasını 1'den 2'ye getirir. Bundan sonra, frekans akım sınır denetimi altında sabit moment artımı için 2'den 3 noktasına yükselir. Sonra 3 ve 4 noktaları arasında akım sınırının altına düşer ve kayma frekansının azalması ile birlikte kararlı çalışma noktası 4'e ulaşır. Adı azaltma frekans komutu için azalma yörüngesi Şekil 3.4.(b)'de gösterildiği gibi 1-5-6-7'dir. Azalma boyunca stator frekansı hızın altına düşer ve elektriksel formdaki makine enerjisi DA hattına gönderilir. Tek kutuplu doğrultucu ile kesici tipli anahtarlı fren direnci tarafından emilir.

Şekil 3.4.(b)'den, hızın yük momentindeki değişimler ve beslenme gerilimindeki dalgalanmalarla sürüklenme eğilimine olduğu görülür. Eğer açık döngü hız dalgalanmalarına izin vermiyorsa, Şekil 3.5'te gösterildiği gibi kapalı döngü hız denetimi geliştirilebilir. Hız döngüsü hata işareti DGA evirici frekansını ve gerilimini denetler.

Kayma düzeltmeli diğer bir V/Hz denetim şeması Şekil 3.6'da görülmektedir. Burada, hız denetim döngüsünün kayma hatası komutu  $\omega^*_{sl}$ , Orantısal-İntegral (PI) denkleştiricisi ve sınırlandırıcı sayesinde üretilir. Hız değeri kayma değeri ile toplanır ve frekans üretir. Ayrıca frekans komutu ile V/Hz işlev üretici sayesinde gerilim komutu da üretilir. Kayma üretilen moment ile orantılı olduktan sonra, şekil hız denetim döngüsü içinde moment denetimi gibi göz önüne alınabilir. Şekil 3.5'ten farklı olarak moment sınır denetimi dolaylı yoldan stator akımı sınır denetimi ile gerçekleştirilmiştir. Moment denetimine ek olarak buradaki üstünlük pahalı akım algılayıcılarının kullanılmayışdır ve aynı hız işareti her iki döngüde de kullanılmıştır. Arttırılan hız komutu ile makine kayma sınırı içinde serbestçe hızlanır ve kararlı haldeki kayma değerine oturur. Eğer hız komutu  $\omega^*_r$  azalırca kayma eksi işaret alır ve makine dinamik yada faydalı frenleme biçiminde çalışır.



Şekil 3.5 Kapalı döngü V/Hz hız denetimi.



**Şekil 3.6** Kayma düzeltmeli sabit V/Hz hız denetimi.

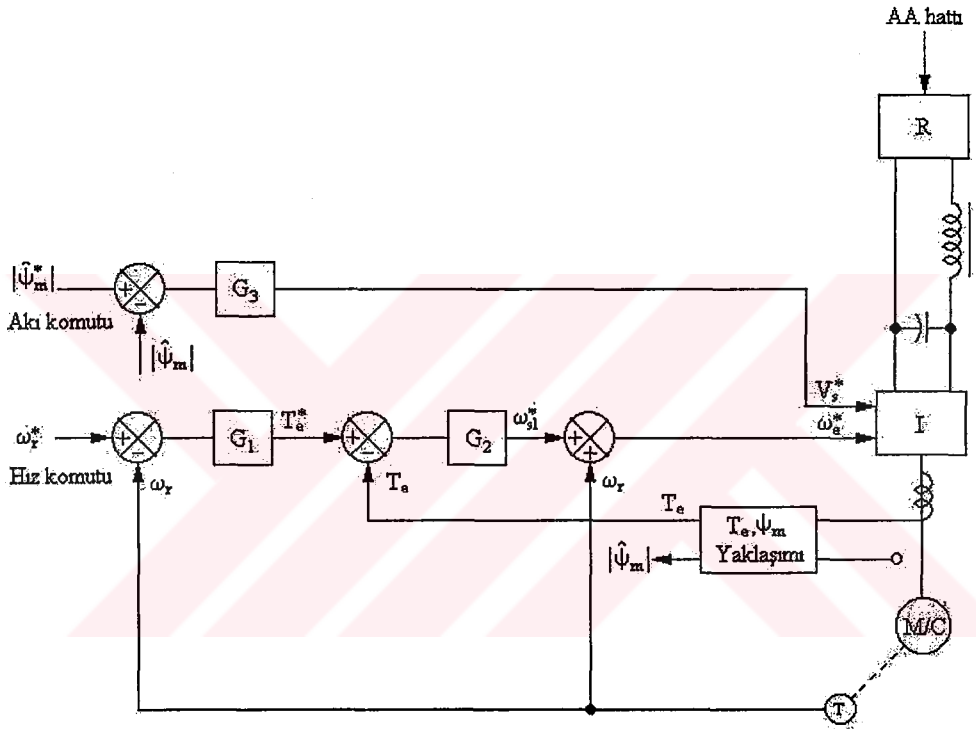
Kaymanın, denetimi yerine sabit tutulabilir ve hız döngü hatası çıkış gerilimi ile denetlenebilir. V/Hz oranındaki değişimler hava aralığı akısında değişimlere neden olur ve buna karşılık üretilen moment değişir. Küçük yüklü azaltılmış hava aralığı akısı ile çalışmada çekirdek ve bakır kayıplarına karşılık verimde bir düzelme olur. Fakat sakıncası akı cevabındaki tembelliktir ve makine yük momentinin ani artımları ile kararsız kalabilir.

### 3.3.1.2 Moment ve akı denetimi

Daha önce ifade edildiği gibi V/Hz denetim şemasının, hava aralığı akısındaki kayma gibi bir sakıncası vardır ve sonuçta, kayma ile moment duyarlılığı yada kayma değişir. Eğer doğru V/Hz oranı sağlanamıyorsa akı zayıflar yada doyuma gider. Ayrıca stator devre parametreleri sıcaklık ve doyumla da değişir bu da hava aralığı akısında sürüklenmeye neden olur. Şekil 3.6'da hava aralığı akısı azalır, kayma  $\omega_{sl}$  aynı moment talebi için artmak zorundadır. Sonuç olarak, makinelerin azami moment yeteneği azalır ve geçiş cevabı kötüleşir.

Bağımsız moment ve akı denetimi döngüleri ile bir hız denetim şeması Şekil 3.7'de gösterilmektedir. Ek olarak moment döngüsü, hız döngü cevabını hızlandırmak ve

daha kararlı yapmak için hız döngüsü içine eklenmiştir. Hız düzenleyici  $G_1$  PI denkleştiricisi olabilir ve böylece kararlı hız hatası sıfır yapılmış olur. Moment denkleştiricisi,  $G_2$  saf kazanç yada PI denkleştiricisi olabilir fakat Şekil 3.6'da gösterildiği gibi bir sınırlandırıcıya sahip olmalıdır. Akı denetim döngüsü akı komutunu ve geri besleme akısını karşılaştırır ve DGA evircisine gerilim komutu üretir. Doğrudan akı denetim döngüsü daha önce anlatıldığı gibi akı sürüklenme sorununu çözer fakat geri besleme akı işaretini keskinleştirmek zordur.



Şekil 3.7 Bağımsız moment ve akı denetimli hız denetimi.

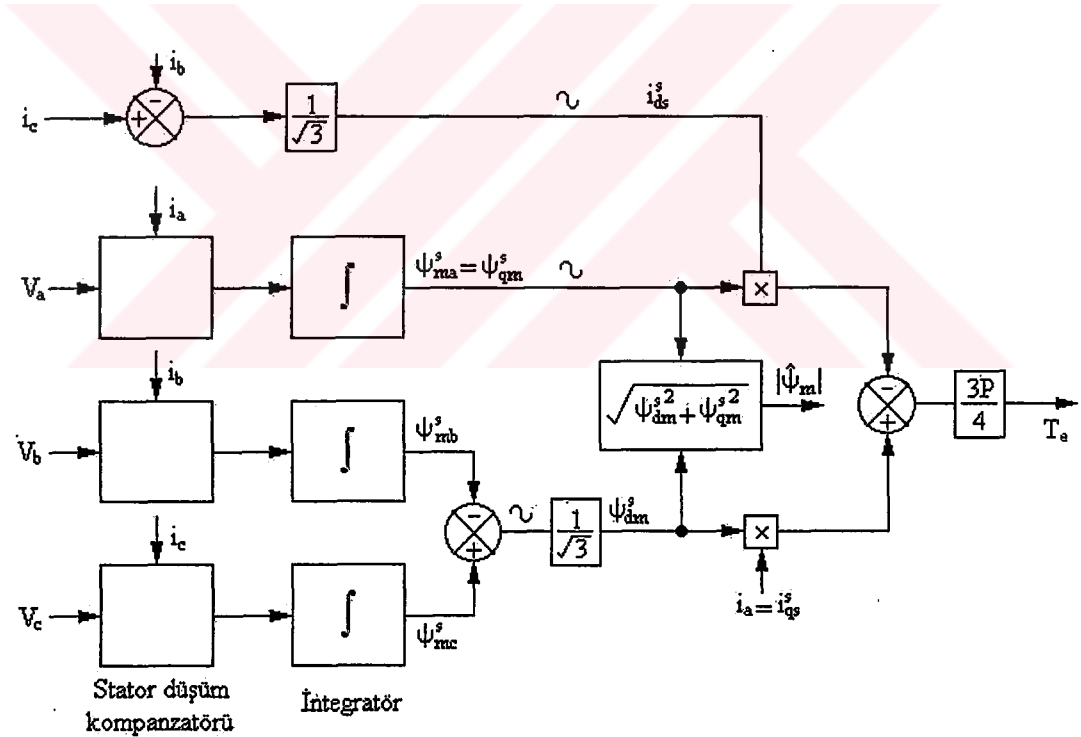
Makine uç gerilimleri ve akımları algılanabilir ayrıca moment ve akı işaretleri de parçalı gözlemleyici ile yaklaşık olarak belirlenebilir. Moment ve akı yaklaşımı için gerekli hesaplamalar Şekil 3.8'de gösterilmiştir. Akı ölçümü için basit bir yöntem, makinenin hava aralığına Hall etkili algılayıcıların yerleştirilmesidir. Burada ki sorun bu algılayıcının çıkışlarının sıcaklıkla sürüklenmesidir ve bunun denkleştirilmesi zordur. Başka bir seçenekte akı bobinlerinin hava aralığına yerleştirilmesidir ve bu sayede üretilen gerilimler, akı bilgisini elde etmek için integral işlemine tabi tutulabilir. Hava aralığına kurulan harici cihazlar (Hall algılayıcıları yada akı bobinleri) makine tasarımcıları tarafından desteklenmez. Şekil 3.8'de moment ve

akı işaretleri makine faz gerilimleri ve akım işaretleri ile aşağıdaki denklem kullanılarak elde edilebilir.

$$T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) (\Psi_{dm}^s i_{qs}^s - \Psi_{qm}^s i_{ds}^s) \quad (3.10)$$

$$|\hat{\Psi}_m| = \sqrt{(\Psi_{dm}^s)^2 + (\Psi_{qm}^s)^2} \quad (3.11)$$

Makinenin uç faz gerilimleri algılanır ve stator düşümleri hava aralığı gerilim işaretlerini elde etmek için çıkarılmıştır. Bu işaretlerin integrali alınır ve şekildeki gibi istenilen işaretleri elde etmek için bir araya getirilir. Tipik olarak, makine hızı %10'un altına düşmezse stator düşümü, denkleştirmesi izin verilebilir sınırlar



Şekil 3.8 Moment ve hava aralığı akısının yaklaşım yöntemi ile bulunması.

içerisinde kesin bir hesaplama için, ihmal edilebilir. Tabi ki bu sorun bobin gerilimleri uygunsa ortaya çıkmaz. İşaretlerin bireşimi, eğer gerilim ve akım dalgaları dengeli ise doğrudur. Uygulamada son varsayımlar doğrudan uzaktır.

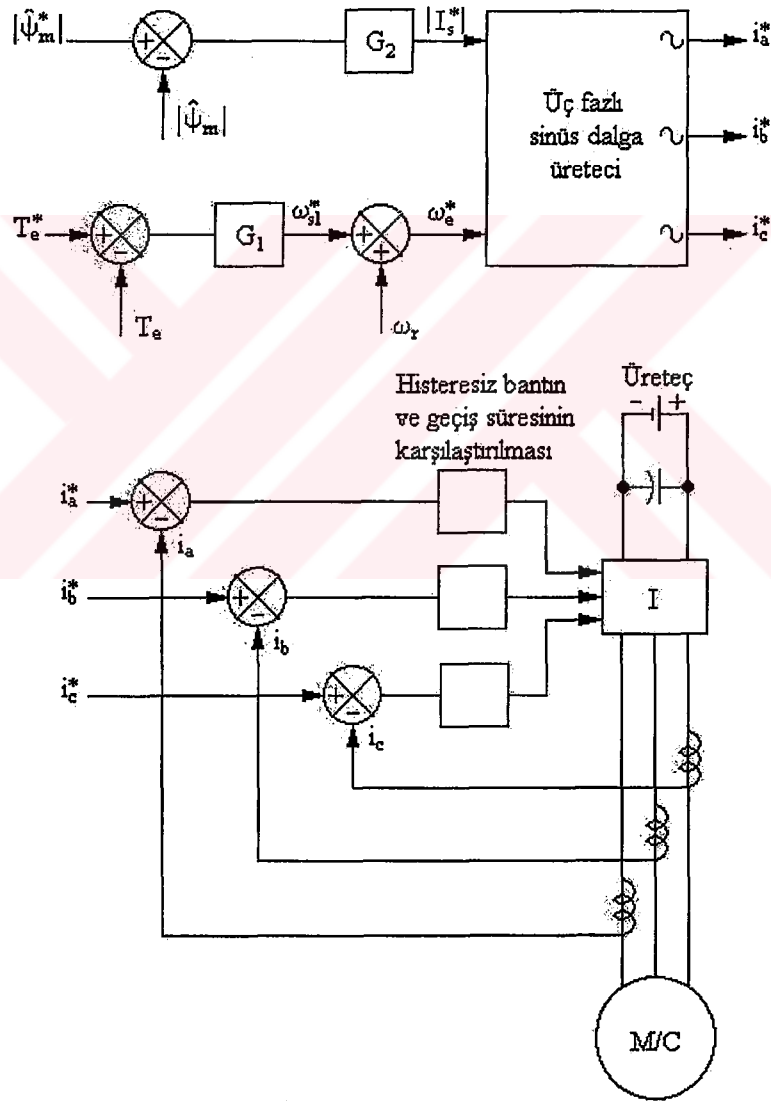
$|\Psi_m|$  ve  $T_e$  işaretleri harmonik dalgalanmalar içerir ve bundan dolayı süzülmesi gerekir.

Şekil 3.7'deki denetim şeması, motor ve faydalı frenleme durumunda sabit moment ve alan zayıflatma bölgesinde düzgün bir şekilde çalışabilir. Ayrıca makine tam yük momentinde çalışma yeteneğine sahiptir. Makine azami momentte hızlanır, kayma  $\omega_{sl}^*$  pozitif değere kilitlenir ve  $\omega_e$  frekansı hızla orantılı olarak artar. Frekans  $\omega_e$ 'deki artma akıyı zayıflatma eğilimindedir fakat akı denetim döngüsü orantılı bir şekilde akımı sabit tutmak için gerilimi artırır. Temel hızın ötesinde evirici kare dalga şeklinde çalışır. Alan akısının zayıflaması ile akı döngüsü denetimini kaybeder. Sabit güç ve seri motor bölgesindeki bu gezinme için kaymayı sınırlandırmak Şekil 1.12'deki gibi programlanabilir [17],[25].

### 3.3.1.3 Akım denetimli DGA eviricisini sürme.

Evirici gerilimini akı denetim döngüsü ile denetlemek yerine stator akımı denetlenebilir. Akım denetimi, GTO yada tristörlü eviriciler için önemlidir çünkü akım dalgalanmaları komütasyon kaybına neden olabilir. Bu transistörlü eviriciler için çok önemlidir çünkü bunların sınırlı akım dalgalanma yetenekleri vardır. Gerçekte, akım denetim döngü komutu hava aralığı akısını dolaylı olarak üreteç seviyesinde kayma komutu üretir. Bu şema geri besleme akım işaretini eler ve bu daha sonra ayrıntılı bir şekilde incelenecektir. Bir akım denetimli DGA eviricisi kullanılan tabanca tipli akım denetim yöntemi, Şekil 3.9'da gösterilmektedir. Sürücü sistem moment denetimi yerine hız denetimi gereken elektrikli araç uygulamalarında kullanılabilir ve besleme bataryası faydalı frenlemede enerjiyi rahatlıkla emebilir. Akı denetim döngüsü, stator akım komutunun genliğini ayarlar ve frekans komutu moment denetim döngüsü ile üretilir. Bunun gibi girişlerle, bir üç fazlı sinüs dalga üretici üç faz için dengeli referans akım dalgaları üretir. Tek başına faz stator akım dalgaları ölçülebilir, histeresiz bant içerisinde karşılaştırılır ve transistör temel sürme işaretleri dış devrelerle üretilir. Referans dalgalar ROM bilgi tabloları ile ve D/A dönüştürücüler ile üretilebilir. Örnekse frekans işareti gerilim denetimli dalga üreticini sürebilir ve sonra sayıcı sayesinde ROM temelli üç fazlı bilgi tablosu

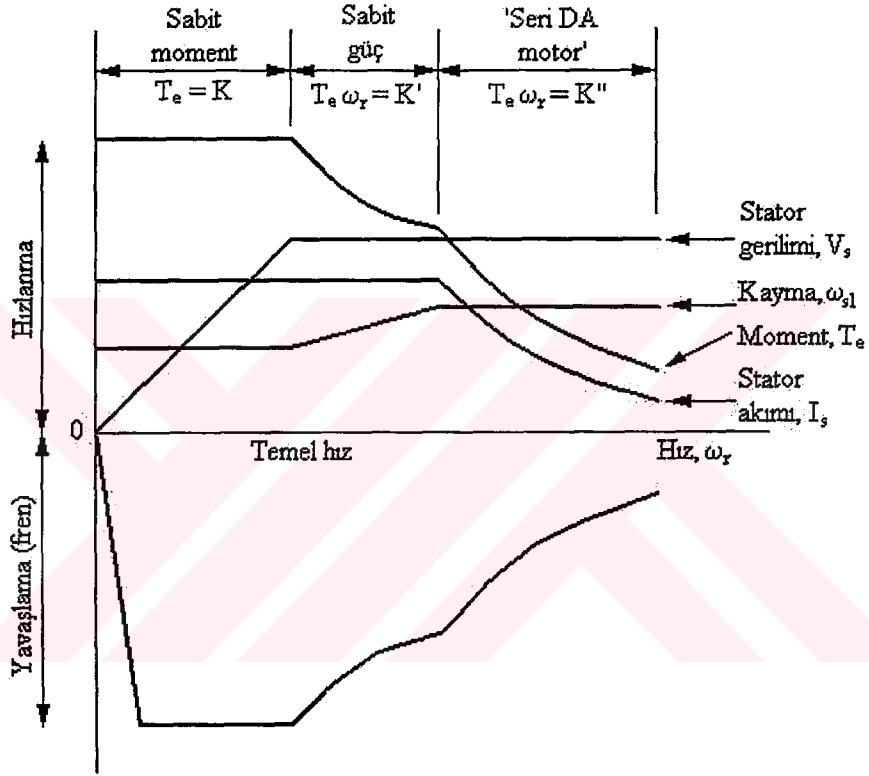
değerleri alınır. Çıkış D/A devreler ile örneksel işarete dönüştürülür ve genlikleri akım işareti  $|I_s^*|$  ile ayarlanır. Diğer bir seçenekte, bir mikro bilgisayarın işaretleri A/D yada D/A dönüştürücüler yardımıyla üretmesidir. Sürücü sistemin, hem hızlanma hem de yavaşlama şeklindeki çalışması Şekil 3.10'da açıklanmıştır. Bu şekil fren bölgesinin eklenmesi haricinde Şekil 1.12 ile aynıdır. Verim her iki çalışma şeklinde de aynıdır ve bundan dolayı açıklama yalnızca motor çalışma durumu için verilmiştir. Sürücü sistem üç çalışma bölgesine sahiptir: sabit moment bölgesi, sabit güç bölgesi ve eş değer DA motor bölgesi.



Şekil 3.9 Tabanca tipli akım denetimli DGA evirici ile sürme işlemi.



Sabit moment bölgesinde evirici DGA akım denetimi şeklinde çalışır ve akım beslemeli evirici özelliğine sahiptir. Fakat temel hızın ötesinde, evirici kare dalga şeklinde çalışır ve DGA ile akım denetimi kaybolur. Örneğin makine tam yükte, kayma ve stator akım sınırında sıfırdan hızlandığı kabul edilsin buna karşılık azami stator akımının devrilme momentinin altında kayma değerini sınırlandırdığı varsayılır. Stator gerilimi, temel hız değerine

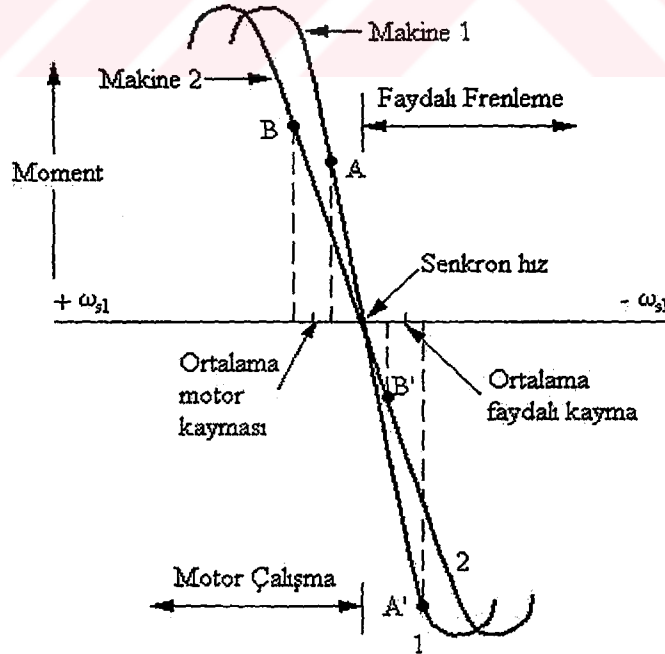


Şekil 3.10 Hızlanma ve fren çalışmada sürme karakteristiği.

ulaşınca kadar hızla orantılı olarak artar. Temel hızın altındaki DGA bölgesine geçişte, evirici düzgün bir şekilde kare dalga bölgesine geçene kadar hızla kare dalganın kenarında daha az kıyma işlemi yapar, burada DA denetimi kaybolmuştur. Sabit güç bölgesinde, kayma değeri ön programlamadaki azami değerine kadar artar böylece stator akımı sabit kalmış olur. Sabit güç bölgesinin ötesinde kayma sabit kalır fakat stator akımı gösterildiği gibi düşer. Sürücü sistem kaymanın düşürülmesiyle, her hangi bir hızda düşük momentle çalışabilir.

### 3.3.1.4 Endüksiyon makinelerinin birlikte çalıştırılması

Gerilim beslemeli evirici şemasında, bir den fazla evirici bir doğrultucu ile yada bir çok makine bir evirici ile çalışabilir. Bir çok uygulamada ( taşıyıcı hatları, kalıp makinelerinin milleri ve metro ulaşım araçları gibi ) çeşitli özdeş endüksiyon motorlarının, bir evirici ile paralel olarak çalışmaları gerekebilir. Eğer makinelerin moment-hız karakteristikleri birleştirilirse değişken frekanslı besleme hattında bu makinelerin eşdeğer devre empedanslarının, üretilen momentlerin ve her bir makinenin hızının özdeş olması istenir. Uygulamada küçük oranlarda uygunsuzluk olabilir ve buna karşılık moment-hız eğrileri özdeş olmayabilir. Eğer makineler çok küçük kayma karakteristiklerine sahipse bunların davranışları yaklaşık senkron makineler gibi olabilir. Diğer yandan hız uyumu yüksek kayma özelliği olan makinelerde kötü olabilir. Eğer makineler özdeş hızı zorlarsa kayma aynı kalabilir fakat düşük kayma özelliğine sahip makineler yük momenti paylaşırlar. Eğer makineler bağımsız yükleri besliyorsa ve kapalı döngü çevrim gerekli ise hızın ortalama değeri, gerilim denetim şeklindeki evirici çalışmada geri besleme işareti olarak kullanılabilir.



Şekil 3.11 Taşıma araçlarında kullanılan farklı tekerlek çaplarının sürücü sisteme etkisi.

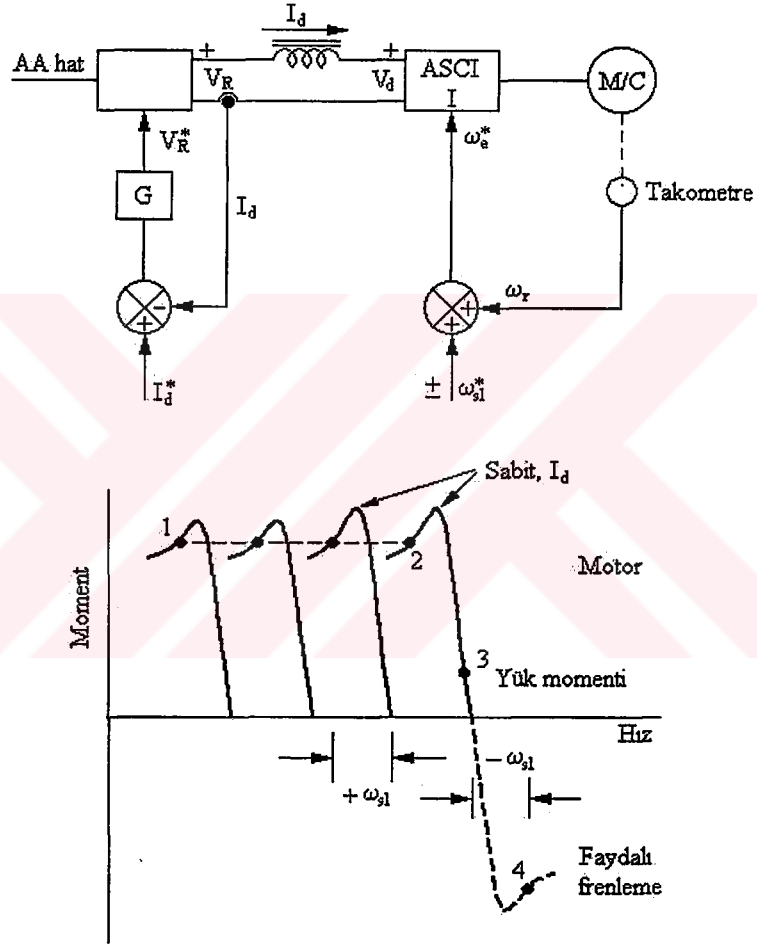
Şekil 3.11’de, metro ulaşım araçlarında yada elektrikli lokomotif uygulamalarında paralel çalışan makineler ve eşit olmayan tekerlek çapları nedeniyle oluşan sorunlar gösterilir. Burada eviricinin paralel iki motora sahip olduğu varsayılır ve ger birinin lokomotifin bir milini sürdüğü düşünülür. Bu şekilde küçük çapa sahip tekerleğin Makine 1 ile sürüldüğü varsayılır ve görüldüğü gibi eğriler çakışmamaktadır. Motor çalışma esnasında, denetim sistemi ortalama kaymayı denetler fakat Makine 1 yüksek hızlara ulaşmayı Makine 2’den daha fazla isteyebilir ve sonuç olarak moment paylaşımı A ve B’de görüldüğü gibi eşit olmayabilir. Makine 1 motor çalışmada küçük momentleri paylaşır fakat faydalı frenlemede şeklindeki çalışmada büyük momentleri alır. Aynı hız diferansiyeli için makine düşük kayma karakteristiğine sahipse moment uygunsuzluğu çok kötü hale gelir ve her iki makinede, motor çalışma yada faydalı frenleme çalışmada birisi motor momenti yayarken diğerinin faydalı fren momenti yayması mümkündür. Makine 2’nin moment paylaşımı, motor çalışmada çok fazladır ve tekerlek kaymasını azaltıcı yönde etki yapabilir. Kaymanın bir sonucu olan hızın artması, moment paylaşımını azaltabilir ve bundan dolayı kendi kendini düzeltme eğilimindedir. Faydalı frenleme şeklindeki çalışmada Makine 1 çakışma sınırını çok aşarsa şartlar daha da kötüleşir.

### 3.3.2 Akım beslemeli evirici denetimi

Gerilim beslemeli eviricilerin, daha önce tartışılan bazı özellikleri akım beslemeli eviriciler için de geçerlidir. Önceden ifade edilen akım denetimli gerilim kaynağı eviricisi, akım beslemeli evirici karakteristiğine sahiptir.

Akım beslemeli evirici sürücülerinde DA hat akımı ve evirici frekansı, doğrultucunun tetikleme açısının ayarlanması ile değiştirilen iki denetim parametresidir. Akım beslemeli evirici, gerilim beslemeli evirici gibi açık döngüde denetlenemez. Akım ve kaymanın bağımsız olarak denetlenebildiği asgari kapalı çevrim denetim sistemi, Şekil 3.12.(a)’da gösterilir ve burada (b) parçası bunun karakteristiğidir. DA hat akımı  $I_d$ , doğrultucu çıkış gerilimi  $V_R$ ’nin de denetlendiği geri besleme döngüsü tarafından denetlenir ve kumanda kayması hız işareti ile frekans komutunu elde etmek için toplanır.  $V_R$  ve  $V_d$  gerilimleri ters çevrildiğinde ve

enerji kaynağına tekrar gönderilirken makine faydalı frenleme şeklinde çalışır. Sistemin temel sakıncası hava aralığı akı denetiminin olmamasıdır. Bu sistemde moment, DA hat akımının yada kayma değeri  $\omega_{sl}$ 'nin ayarlanması ile denetlenir. Şekil 3.12.(b)'de makinenin sabit akım ve kayma şartları altında 1 noktasından 2 noktasına sabit momentte hızlanması makine 3 noktasında çalışabilir bu da akımın doymasına neden olur.



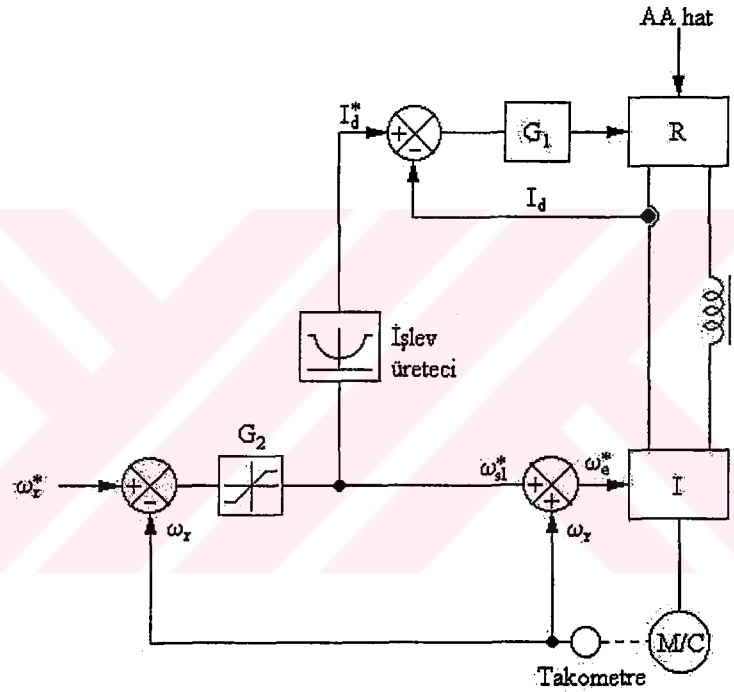
Şekil 3.12 a) Bağımsız akım ve kayma denetimi.

b) Sabit DA akımda moment-kayma karakteristiği.

Diğer yandan,  $I_d$  akımını yük momentini dengelemek için sabit kaymada azaltılırsa makine düşük akı değerinde çalışabilir. Bu problemler nedeniyle, anlatılan denetim uygulamada nadiren kullanılır.

### 3.3.2.1 Programlanabilir akım denetimi ile sabit akı işlemi

Akım beslemeli evirici kullanılan, geliştirilmiş bir denetim şeması Şekil 3.13'te gösterilmektedir. Burada kumanda akımı  $I_d^*$  hava aralığı akısını sabit tutmak için kayma  $\omega_{sl}^*$ 'nin bir fonksiyonu olarak üretilir. Daha önce ifade edildiği gibi etkin hava gösterilir. Kararlı hal şartlarında, kayma yük momentini dengelemek için azalırsa hava aralığı akısının sürdürülmesi sisteme geliştirilmiş kararlılık ve hızlı geçiş cevabı sağlar.



Şekil 3.13 Sabit akı işlemi için programlanabilir akım denetimi.

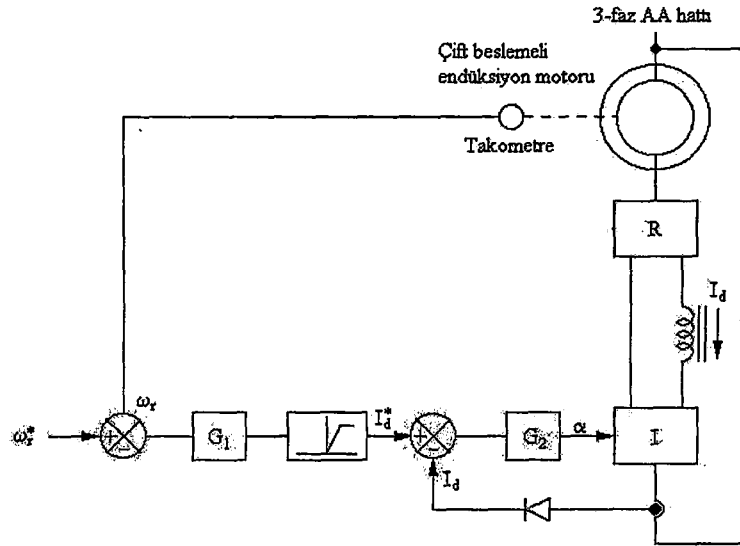
Sıfır kaymada üretilen moment sıfır olur fakat  $I_d$  akımı makinenin mıknatıslanma akımına uygun en düşük değeri alır. Kayma arttırıldığında,  $I_d$  değeri de sabit V/Hz oranını sağlamak için Şekil 1.12'de ki gibi arttırılır. Negatif kayma durumunda  $I_d^* - \omega_{sl}^*$  ilişkisi 1. bölgede simetrik olur ve sürücü sistem sonsuz bir şekilde dört bölgede çalıştırılabilir. Fonksiyon üreticinin çıkışı özel makineler için ön hesaplama ile doğru bir şekilde bulunabilir. Parametre değişimleri ihmal edilirse, makine kararlı hal şartlarında sabit hava aralığı akısı ile çalışan DA makinesi gibi davranır. Hız denetim döngüsünde kaymanın doğrudan hesaplanması yerine hız döngü hatası  $I_d^*$

kullanılabilir ve kayma komutu  $\omega_{sl}^*$ ,  $I_d^*$ 'nin bir fonksiyonu olarak elde edilebilir. Şekil 3.13'deki gibi faydalı frenleme durumundaki çalışmada, kayma işaretinin uçları hız döngü hatası negatif olduğunda ters çevrilebilir. Her iki döngünün de başarımı yaklaşık özdeştir. Bu denetim yöntemleri geri beslemeli eviriciye uygulanabilir.

Hava aralığı akısının tam denetimi, belki Şekil 3.13'teki gibi açıklanabilir fakat burada akı döngü hatası akım denetim döngüsünü denetler. Dikkat edilirse, akının akım denetim döngüsünde hem doğrudan hem de dolaylı denetiminde doğrultucu tam gerilimde doyuma giderse denetim kaybolur. Sistem daha sonra, kayma denetimi de olan zayıflama şeklinde gerilim beslemeli evirici gibi çalışmaya devam eder. Akı komutu hızla ters ilişkili olarak azalabilir böylece  $I_d$  denetim döngüsü aynı zamanda alan zayıflama biçimli çalışmada etkin olur.

### 3.3.2.2 Kayma düzeltme denetimi

İki kayma düzeltme yöntemi (statik Kramer yöntemi ve statik Scherbius yöntemi) arasından yalnızca ilki açıklanacaktır çünkü diğer yöntem daha çok vektör denetiminin içindedir. Kramer yöntemi kullanılan hız denetim sistemi Şekil 3.14'te gösterilmiştir. Daha önce açıklandığı gibi bu tip sürme işlemi karakteristiği dışarıdan uyarımlı DA makine karakteristiğine benzer. Sabit hava aralığı akısında moment ile



Şekil 3.14 Statik Kramer sürücü sistemli hız denetimi.

DA hat akımı ( $I_d$ ) doğru orantılıdır ve geri besleme döngüsü ile denetlenir. DA hat akımının doğrudan algılanması yerine, 50 Hz'lik hat akımı akım transformatörü ile algılanır ve  $I_d$  işaretini elde etmek için doğrultulur. Hız denetim döngüsü, şekilde gösterildiği gibi akım denetim döngüsüne eklenir. Denetim sistemini yapılması basit gibi görünür fakat sürücü sistem yalnızca bir bölgede denetlenebilir. Kumanda hızı bir adım arttırılırsa motor sabit momentte, hız döngüsü tarafından ayarlanan  $I_d^*$  sınırında hızlanır. Gerçek hız, kumanda hızına yaklaşırken DA hat akımı yük momenti ile dengelenmek için azalır. Eğer hız kumandası bir adım azalır  $I_d$  akımı sıfıra yaklaşır ve makine yük momenti ile yavaşlar. Sonra hız hatası kararlı halde sıfıra inmek isterken  $I_d$  yük momenti ile dengelenmek için başlangıç değerine döner. Hava aralığı akısı bütün çalışma boyunca yaklaşık olarak sabit kalır. Sınırlı yük momentinde, Şekil 3.4.(b)'de görüldüğü gibi motor hızı senkron hızdan düşük olur. Doğru senkron hızda motor çalışma için ( motor senkron motor davranışı gösterir) rotor DA uyarımı gerektirir. DA gücü eviriciyi doğrultucu gibi çalıştırarak elde edilebilir fakat DA hat geriliminin ters kutuplanması diyot doğrultucusunu kısa devre eder. Senkron çalışma Scherbius sürücü sistem ile mümkündür.

## BÖLÜM 4 BENZEŞİMLER VE UYGULAMA SONUÇLARI

### 4.1 Giriş

Değişken hızlı sürücü sistemlerde, makine, çoğunlukla geri besleme döngüsü içinde bir eleman olarak yer aldığından, makinenin dinamik davranışlarının dikkate alınması gerekmektedir. AC makinenin dinamik davranışı oldukça karışıktır çünkü rotor ile stator fazları arasında, rotor konumuna bağımlı olarak değişen bağlama etkisi vardır. Böylelikle makine modeli zamanla değişen katsayılı diferansiyel denklemlerle ifade edilmektedir.

Eğer besleme dengeli 3-faz ise 2-eksen veya d-q teorisi dinamik modellemede çoğunlukla kullanılmaktadır. Bu teoride, zamanla değişen parametreler yok olur, değişkenler ve parametreler ortogonal veya karşılıklı bağımsız olarak direk (d) ve dik (q) ekseninde ifade edilmektedirler. Makinenin d-q dinamik modeli duran veya dönen eksen takımında tanımlanabilmektedir. Duran eksen takımında,  $d^s$  ve  $q^s$  eksenleri statorda durmakta dönen eksen takımında ise dönmektedirler. Dönen yapı rotor üzerinde durabilir veya senkron hızda dönebilmektedir. Senkron olarak dönen yapının avantajı, kararlı çalışmada sinüzoidal kaynak ile birlikte bütün büyüklüklerin dc büyüklükler halini almasıdır.

### 4.2 Endüksiyon Motorun Dinamiği

#### 4.2.1 Eksen dönüşümü

Stator besleme gerilimlerini ele alalım ve  $a_s$ - $b_s$ - $c_s$  ve  $d^s$ - $q^s$  dönüşümü arasında bağıntıyı çıkaralım (Şekil 1.1 'den görüldüğü gibi bunlar duran ekseninde tanımlanmaktadır). Akı  $\lambda$ , akım  $i$  gibi diğer büyüklüklerde benzer şekilde dönüştürülmektedir.  $\theta$  iki eksen takımı arasında keyfi bir açıdır. Faz gerilimleri,  $d^s$  ve  $q^s$  gerilimleri formunda şekilde aşağıdaki matris formu ile yazılabilmektedir.

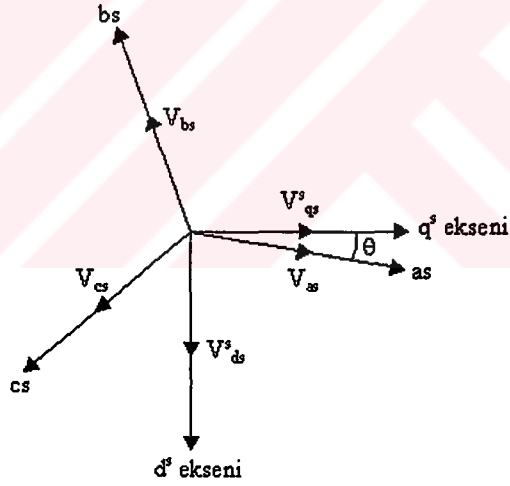


$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{as} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta-120) & \sin(\theta-120) & 1 \\ \cos(\theta+120) & \sin(\theta+120) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \\ V_{os}^s \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Ters bağıntı ise aşağıdaki şekildedir.

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \\ V_{os}^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-120) & \cos(\theta+120) \\ \sin\theta & \sin(\theta-120) & \sin(\theta+120) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{as} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

burada  $V_{os}^s$  sıfır bileşendir, dengeli 3-faz durumunda bu bileşen oluşmamaktadır. Sadece dönüşümü tamamlamak için düşünülmektedir.



Şekil 4.1 as-bs-cs – d<sup>s</sup>-q<sup>s</sup> dönüşümü.

$\theta=0$  olması durumunda q<sup>s</sup> eksenini ile as eksenini çakışacağı açıktır. Sıfır bileşenin ihmal edilmesi ile dönüşüm aşağıdaki şekli almaktadır.

$$V_{as} = V_{qs}^s \quad (4.3)$$

$$V_{bs} = -\frac{1}{2}V_{qs}^s - \frac{\sqrt{3}}{2}V_{ds}^s \quad (4.4)$$

$$V_{cs} = -\frac{1}{2}V_{qs}^s + \frac{\sqrt{3}}{2}V_{ds}^s \quad (4.5)$$

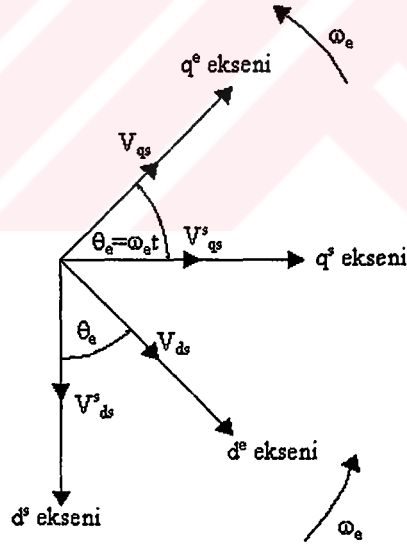
$$V_{qs}^s = \frac{3}{2}V_{as} - \frac{1}{3}V_{bs} - \frac{1}{3}V_{cs} = V_{as} \quad (4.6)$$

$$V_{ds}^s = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{bs} + \frac{1}{\sqrt{3}}V_{cs} \quad (4.7)$$

Duran  $d^s$  ve  $q^s$  eksenindeki gerilimler senkron dönen  $d^e$  ve  $q^e$  eksen takımına Şekil 4.2 yardımıyla dönüştürülebilir.

$$V_{qs}^e = V_{qs}^s \cos \omega_e t - V_{ds}^s \sin \omega_e t \quad (4.8)$$

$$V_{ds}^e = V_{qs}^s \sin \omega_e t + V_{ds}^s \cos \omega_e t \quad (4.9)$$



Şekil 4.2 Duran  $d^s$ - $q^s$  ekseninden senkron dönen  $d^e$ - $q^e$  eksenine dönüştürüm.

#### 4.2.2 Herhangi bir hızda dönen eksen takımına göre endüksiyon makinenin modeli

İki eksenli sistemde akımlarla akımların ilişkisi aşağıdaki şekildedir.

$$\begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \\ \psi_{os} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \\ \psi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{1s} & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{1r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Akımları akımlar cinsinden ifade etmek için (4.10) matrisinin tersi alınmalıdır.

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_r}{D} & 0 & 0 & \frac{L_m}{D} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_r}{D} & 0 & 0 & \frac{L_m}{D} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{1r}} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{L_m}{D} & 0 & 0 & \frac{L_s}{D} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{L_m}{D} & 0 & 0 & \frac{L_s}{D} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{1r}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \\ \psi_{os} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \\ \psi_{or} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Burada  $D = L_r L_s - L_m^2$  'dir.

Akımlar cinsinden elektriksel uç denklemler aşağıdaki gibidir.

$$\frac{d}{dt} \psi_{ds} = V_{ds} - R_s \frac{1}{D} (L_r \psi_{ds} - L_m \psi_{dr}') + \omega \psi_{qs} \quad (4.12)$$

$$\frac{d}{dt} \psi_{qs} = V_{qs} - R_s \frac{1}{D} (L_r \psi_{qs} - L_m \psi_{qr}') + \omega \psi_{ds} \quad (4.13)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{os} = V_{os} - \frac{R_s}{Ll_s}\psi_{os} \quad (4.14)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{dr}' = -R_r' \frac{1}{D} (-L_m\psi_{ds} + L_s\psi_{dr}') + (\omega - \omega_r)\psi_{qr}' \quad (4.15)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{qr}' = -R_r' \frac{1}{D} (-L_m\psi_{qs} + L_s\psi_{qr}') + (\omega - \omega_r)\psi_{dr}' \quad (4.16)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{or}' = -\frac{R_r'}{Ll_r'}\psi_{or}' \quad (4.17)$$

Elektro mekanik enerji dönüşümü yapan sistemlerin dinamiğini incelerken elektriksel ifadelerin yanı sıra mekanik denklemlerin de bilinmesi gerekmektedir.

Asenkron motorda moment ifadesi;

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P_k}{2} L_m (i_{qs} i_{dr}' - i_{ds} i_{qr}') \text{ 'dir.} \quad (4.18)$$

Sistemin mekanik uç bağıntısı ise aşağıda verilmektedir.

$$T_e - T_l = \frac{2}{P_k} j \frac{d\omega_r}{dt} \quad (4.19)$$

Böylece 12-19 denklemleri ile sistem dinamiği kurulmuş olmaktadır. Burada;

$L_s$  : Stator sargıları öz endüktansı

$L_m = L_s - L_{ls}$  : Stator-rotor sargıları karşılıklı endüktansı

$L_{ls}$  : Stator sargıları kaçak endüktansı

$R_s$  : Stator sargı direnci

$T_l$  : Yük mumentü

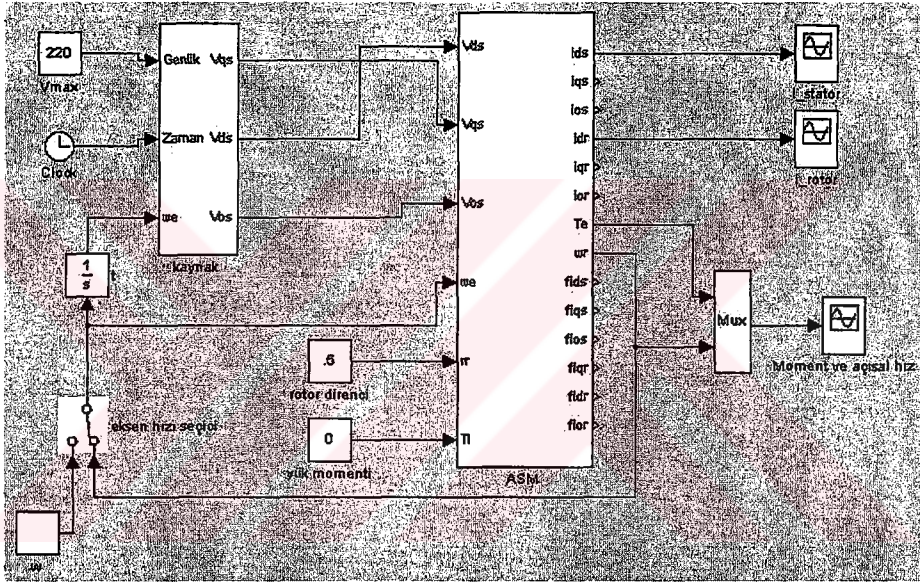
$J$  : Eylemsizlik momentü

$P_k$  : Kutup çifti sayısı

$\omega$  : Referans eksen takımı dönme açısal hızı

### 4.3 Asenkron Motorun Benzeşimi

Bilgisayar destekli benzeşim için yaygın olarak MATWORKS Firmasının MATLAB paket programı yaygın olarak kullanılmaktadır. MATLAB programının içinde yer alan Simulink programı ile fiziksel sistemlerin bilgisayar ortamında benzeşimi kolaylıkla yapılabilmektedir. Şekil 3. 'te Simulink 'te kurulan herhangi bir hızda dönen referans eksen takımına göre asenkron motor benzeşimi verilmektedir. Şemada bulunan eksen seçici anahtar yardımıyla eksen takımlarının hızı rahatlıkla değiştirilebilmektedir.

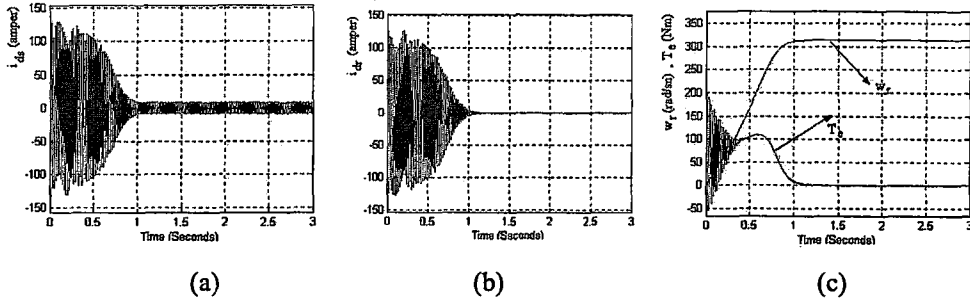


Şekil 4.3 Herhangibir hızda dönen referans eksen takımına göre Simulinkte kurulan asenkron motor dinamiği.

#### 4.3.1 Farklı referans eksen takımı için benzeşim sonuçları

##### 1-Duran eksen takımı

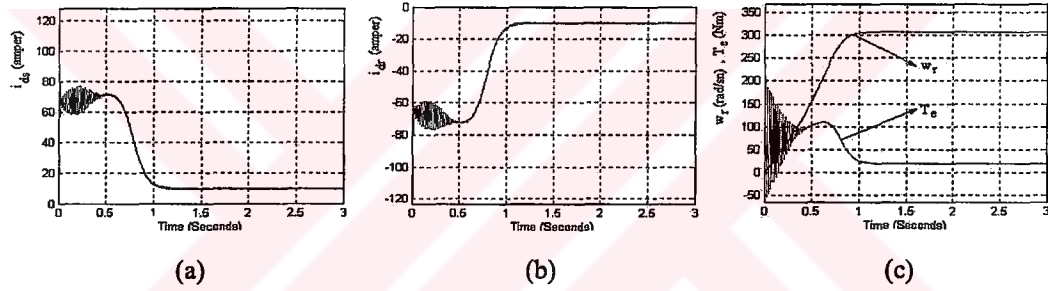
$\omega = 0$  alınması ile d-q eksenleri stator üzerinde hareketsiz kalırlar. Bu çalışma hali için benzeşim sonuçları aşağıda sunulmaktadır (yük momenti yok,  $T_e = 0$ ).



Şekil 1.4 Duran eksen takımında (a) stator, (b) rotor ,(c) Moment ve rotor açısal hızın zamana bağlı değişimi.

1- Senkron Dönen eksen takımı

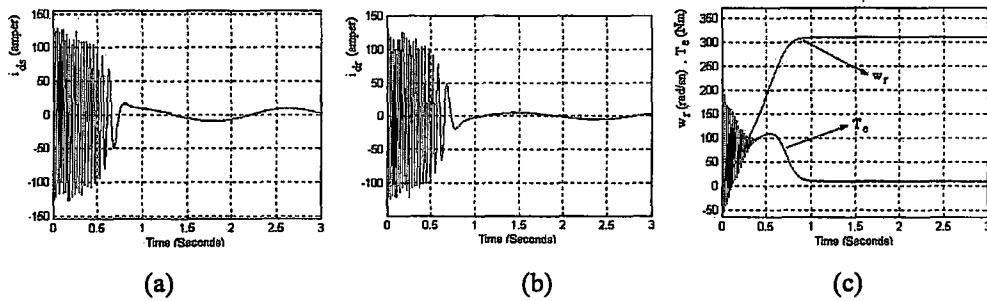
$\omega = \omega_e$  alınması ile d-q eksenleri döner alanı ile birlikte döner. Bu çalışma hali için benzeşim sonuçları aşağıda sunulmaktadır (yük momenti yok,  $T_e = 30Nm$ ).



Şekil 1.5 Senkron döner eksen takımında (a) stator, (b) rotor ,(c) Moment ve rotor açısal hızın zamana bağlı değişimi.

2- Rotor hızında döner eksen takımı

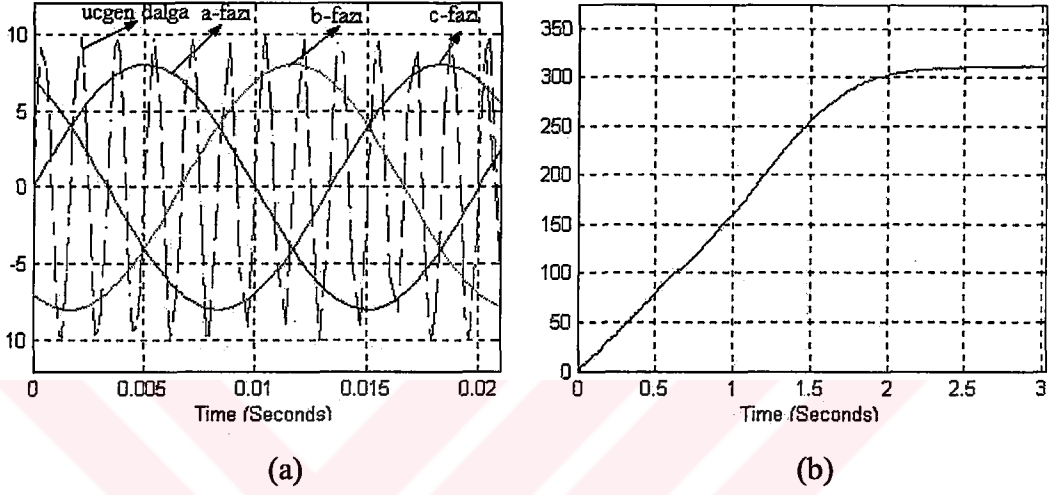
$\omega = \omega_r$  alınması ile d-q eksenleri rotor ile birlikte döner. Bu çalışma hali için benzeşim sonuçları aşağıda sunulmaktadır (yük momenti yok,  $T_e = 20Nm$ ).



Şekil 1.6 Rotorla döner eksen takımında (a) stator, (b) rotor ,(c) Moment ve rotor açısal hızın zamana bağlı değişimi.

#### 4- Duran eksen takımında PWM inverter kaynakla çalışma durumu

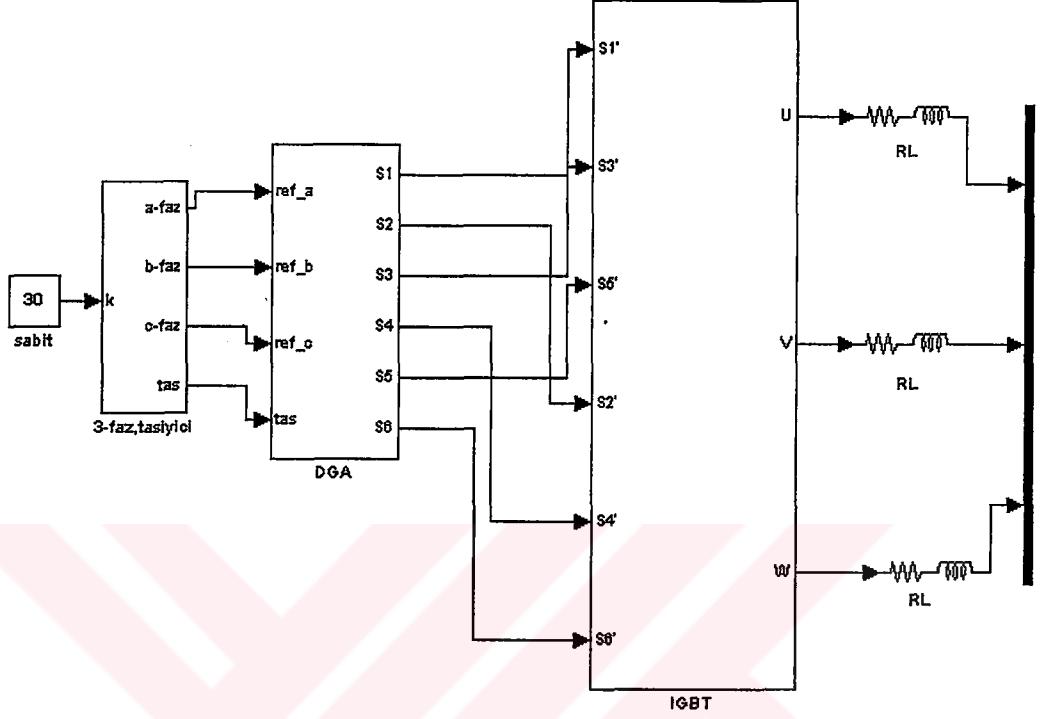
Kurulan benzeşimin tüm çalışma durumlarına cevap verebilmesi sistemin başarısını göstermektedir. Aşağıda, kurulan asenkron motor benzeşiminin PWM kaynakla çalışma sonuçları sunulmaktadır.



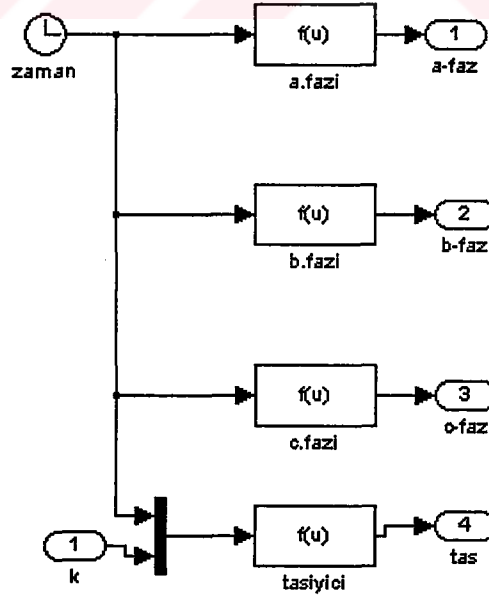
Şekil 4.7 DGA çalışma durumunda (a) referans ve taşıyıcı işaretler, (b) rotor açılal hızın zamana bağlı değişimi.

## 4.4 Uygulaması Yapılacak Sistemin Benzeşimi

### 4.4.1 Benzeşim yapılan sistem

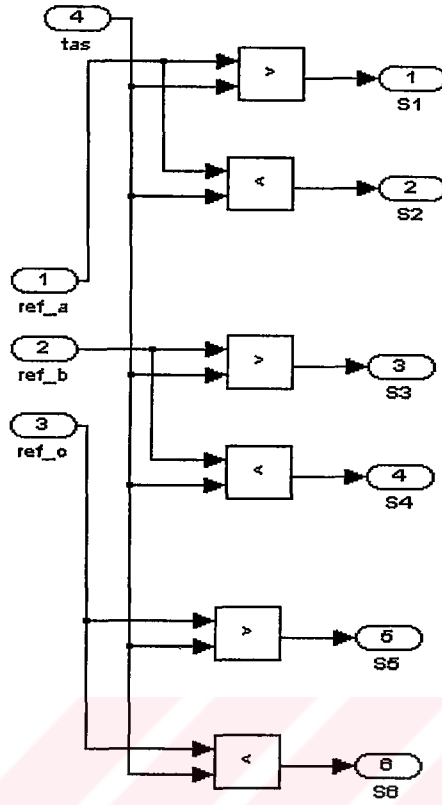


Şekil 4.8 Benzeşimi yapılan sistemin genel görünüşü.

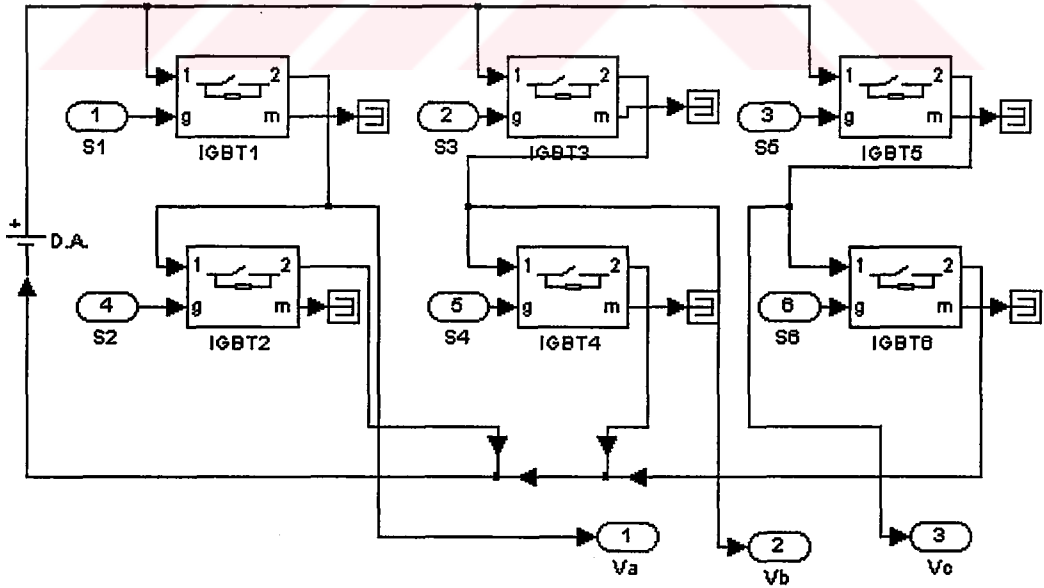


Şekil 4.9 Üç faz ve taşıyıcı işareti üreten devre.



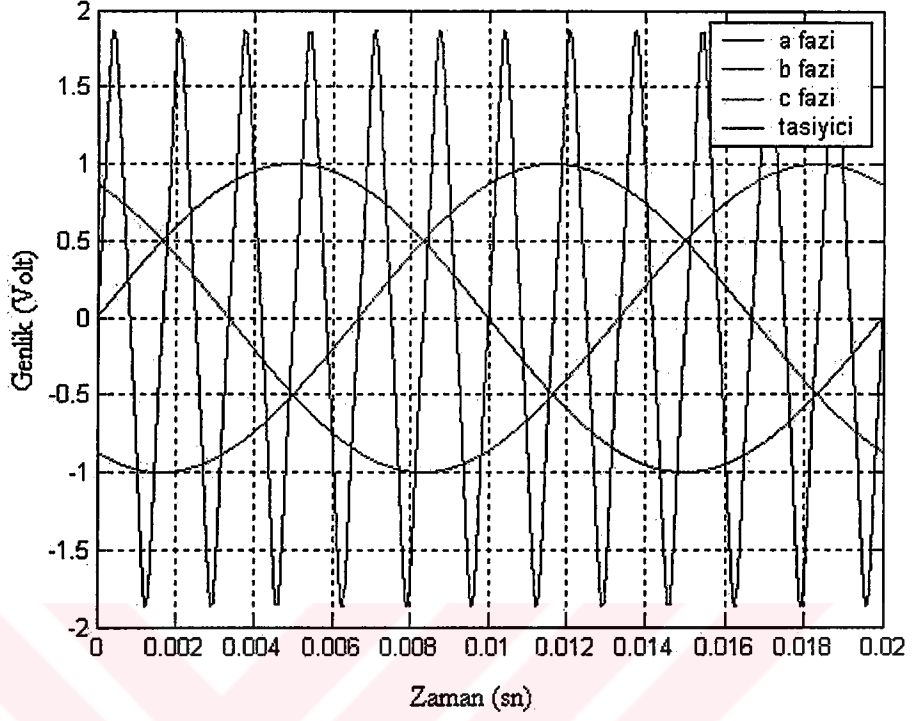


Şekil 4.10 DGA işaretlerini üreten devre.

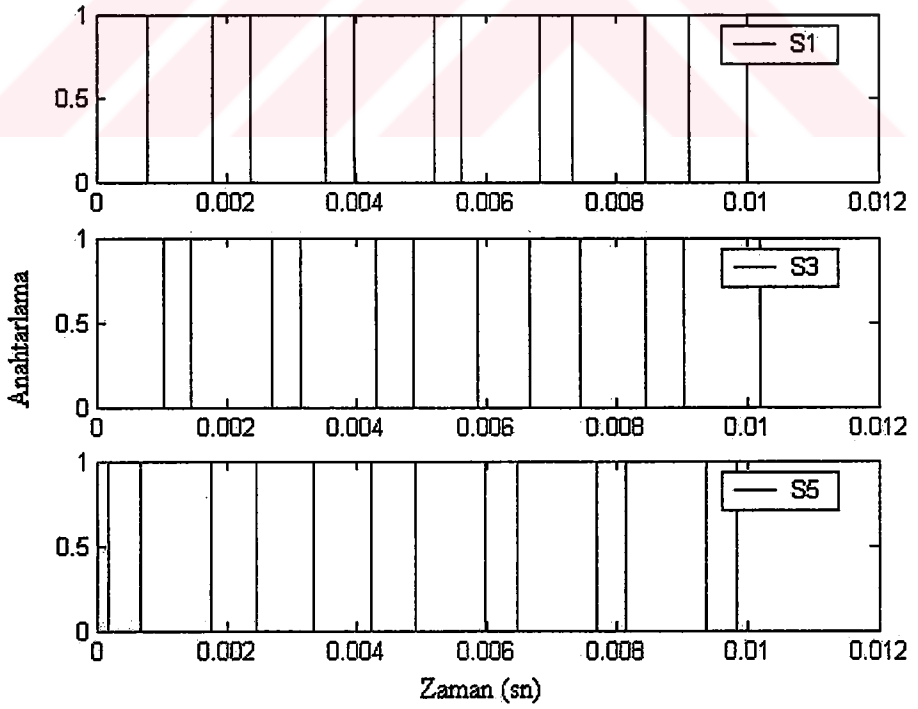


Şekil 4.11 IGBT devresi.

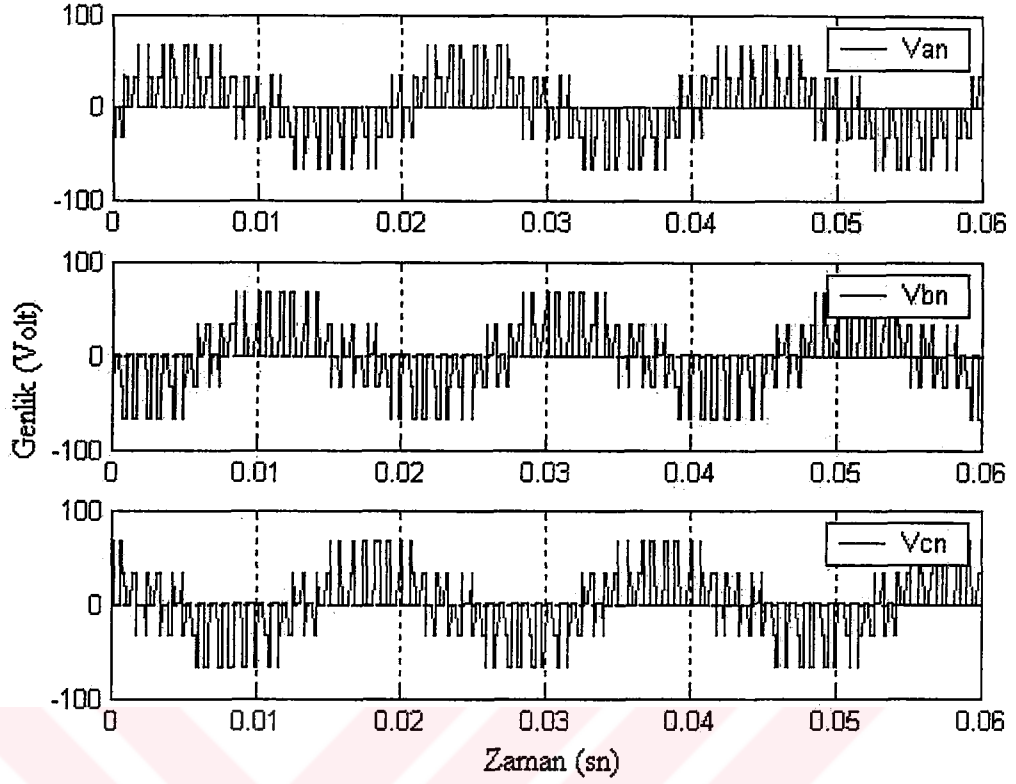
#### 4.4.2 Taşıyıcı frekansı temel frekansın 12 katı olan DGA için benzeşim sonuçları



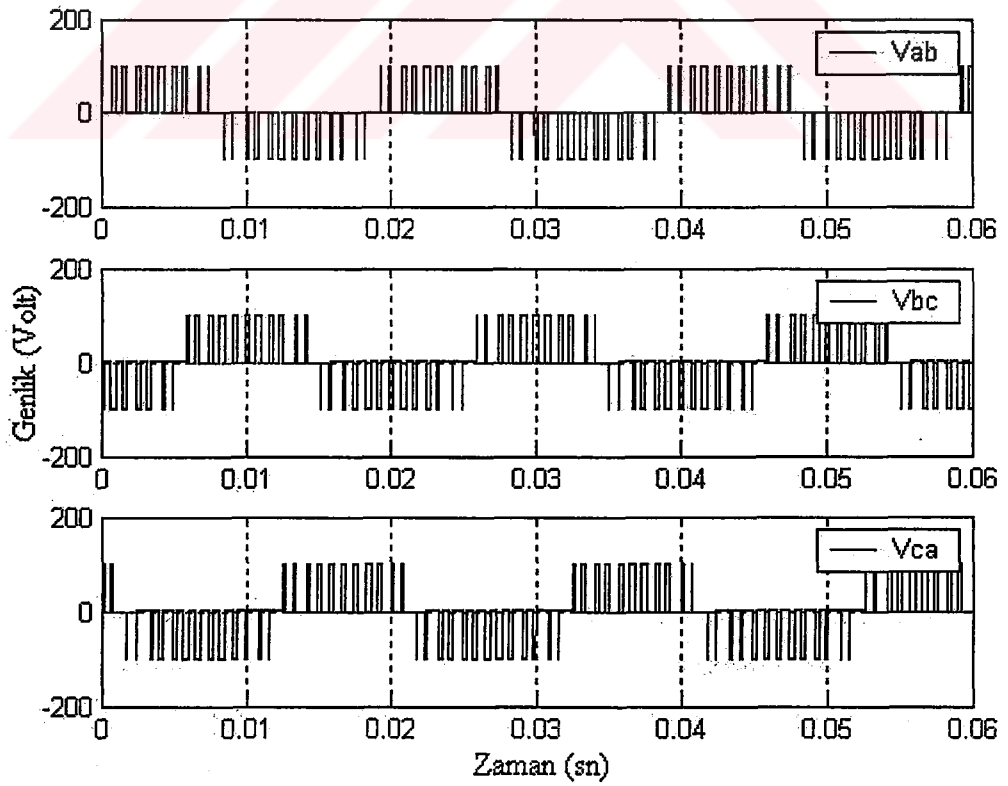
Şekil 4.12 Fazlar ve Taşıyıcı dalga.



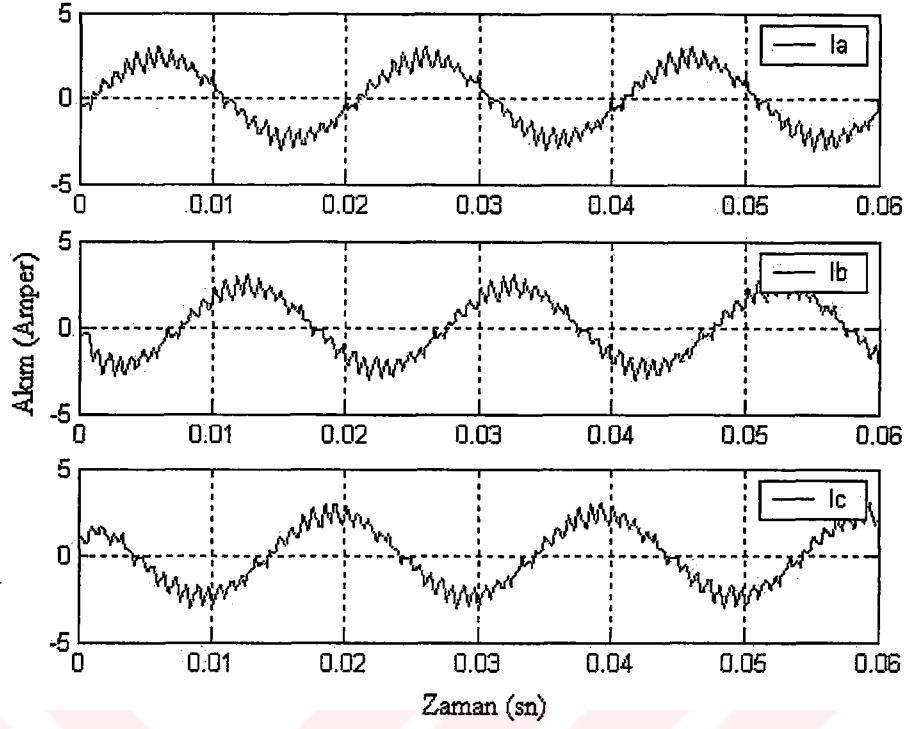
Şekil 4.13 Üç faz için anahtarlama işaretleri.



Şekil 4.14 Faz-nötr gerilimleri.

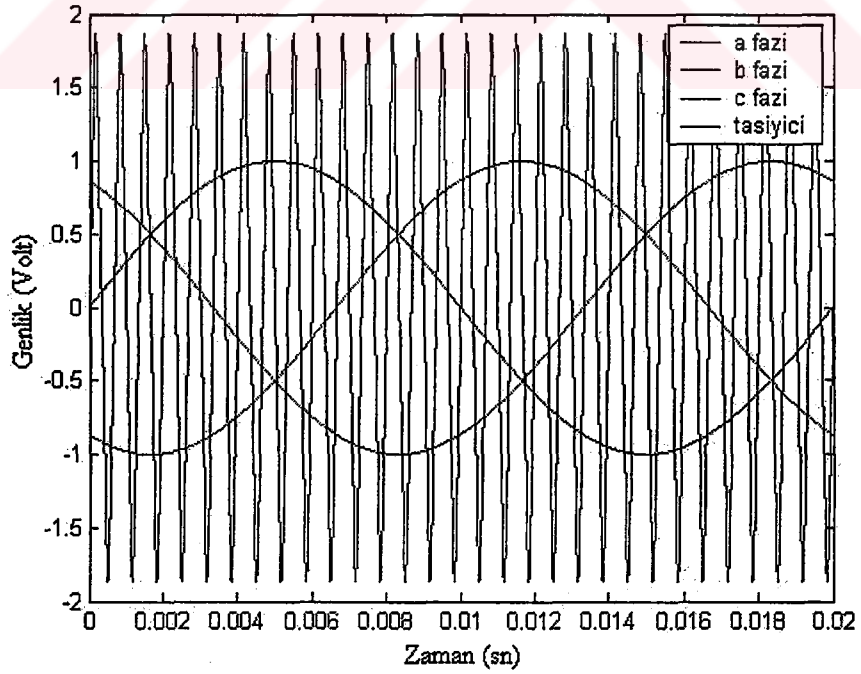


Şekil 4.15 Faz-faz gerilimleri.

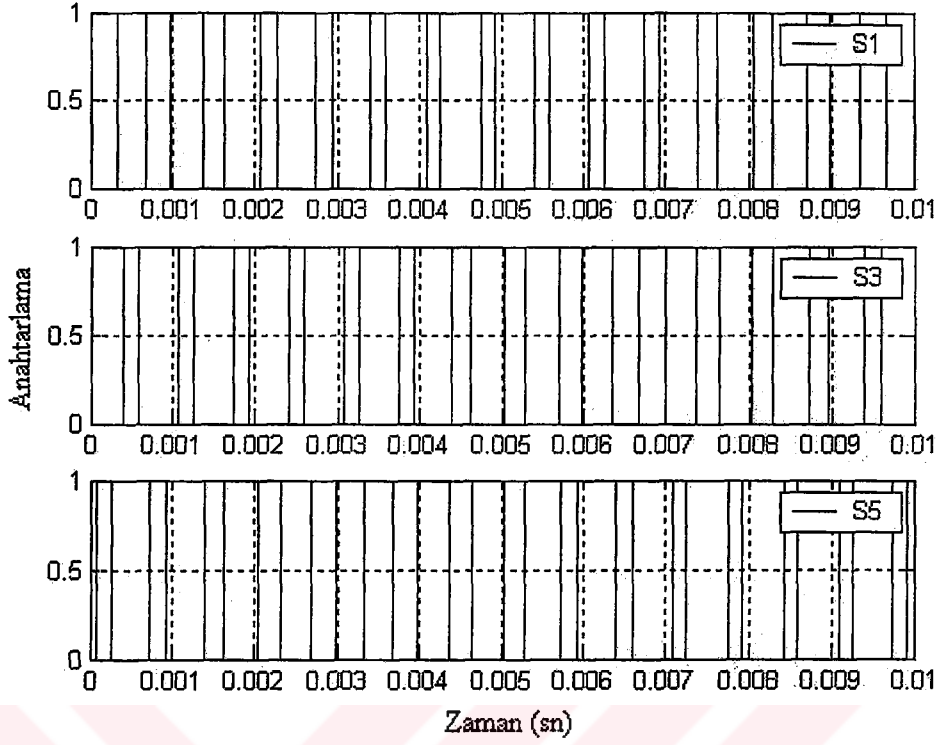


Şekil 4.16 Faz akımları.

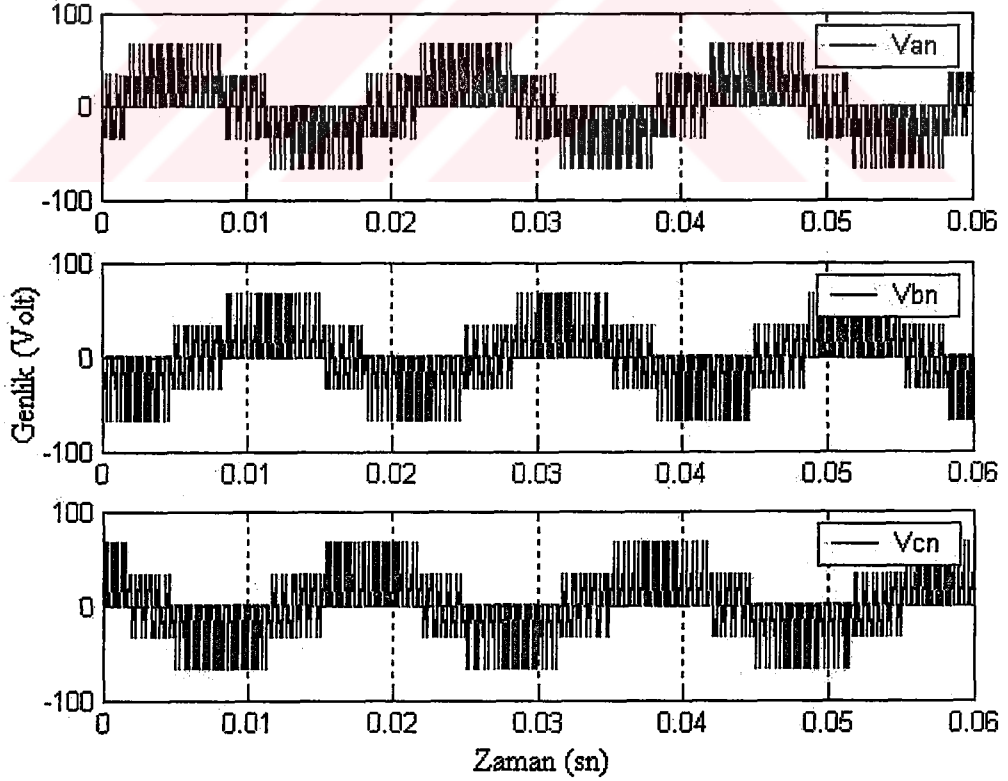
#### 4.4.3 Taşıyıcı frekansı temel frekansın 30 katı olan DGA için benzeşim sonuçları



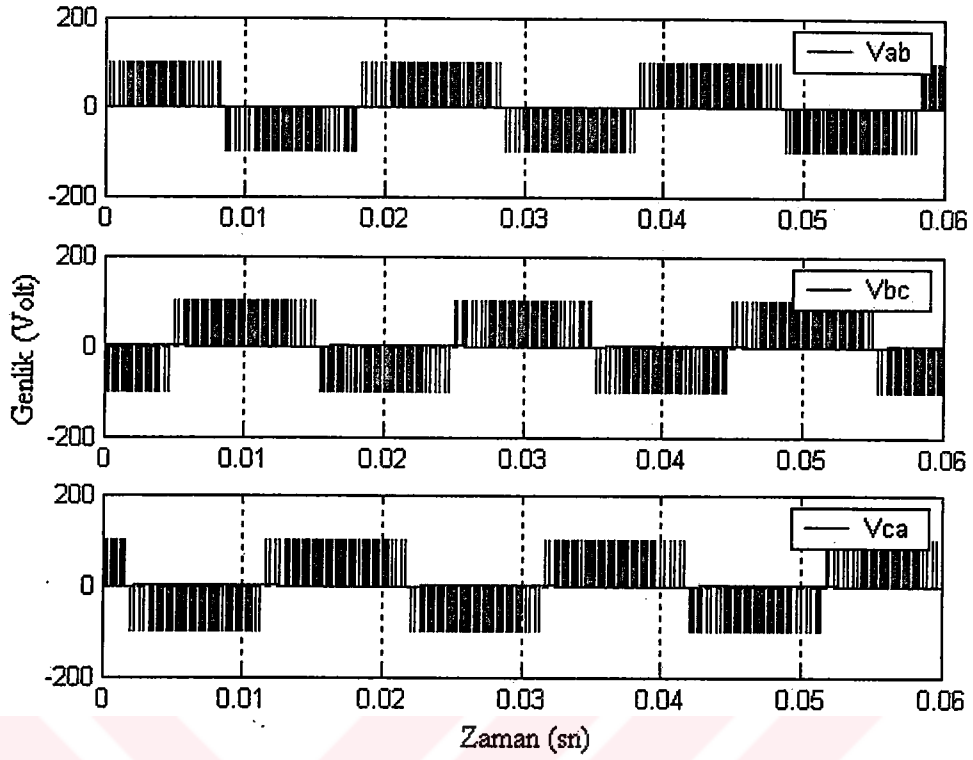
Şekil 4.17 Fazlar ve Taşıyıcı dalga.



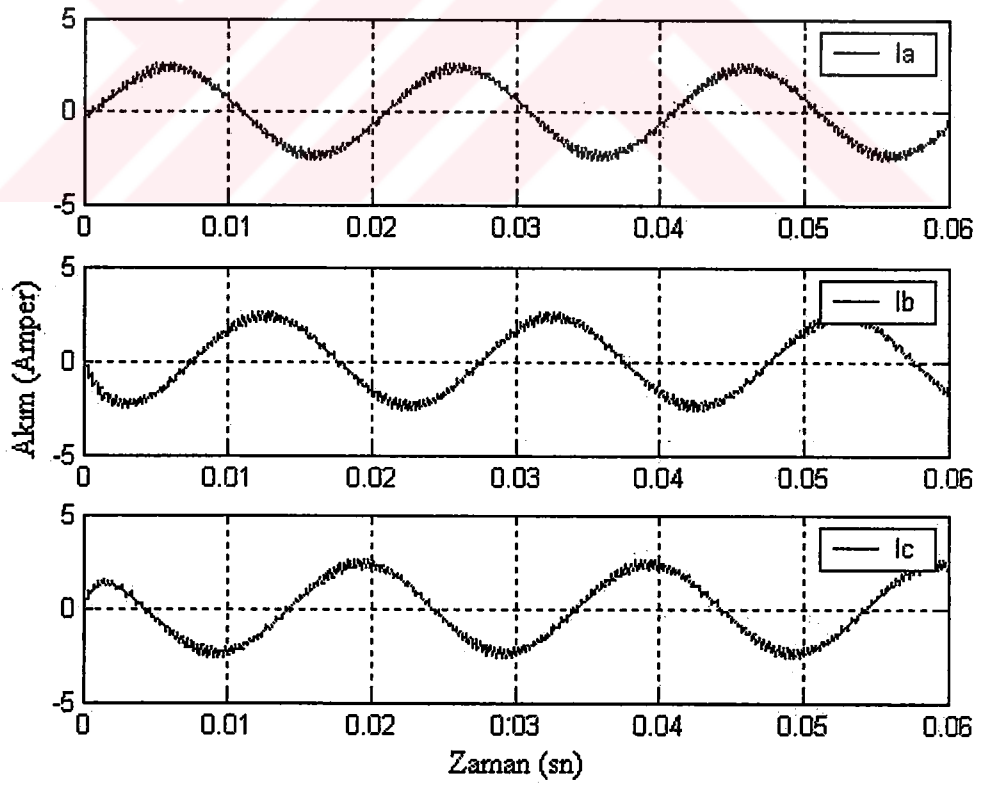
Şekil 4.18 Üç faz için anahtarlama işaretleri.



Şekil 4.19 Faz-nötr gerilimleri.

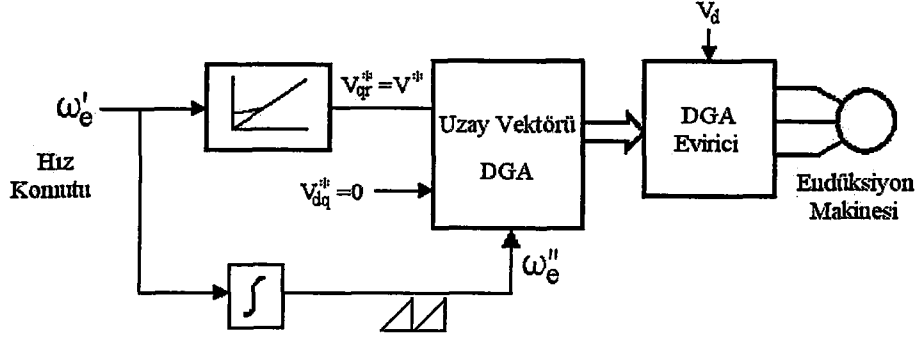


Şekil 4.20 Faz-faz gerilimleri.

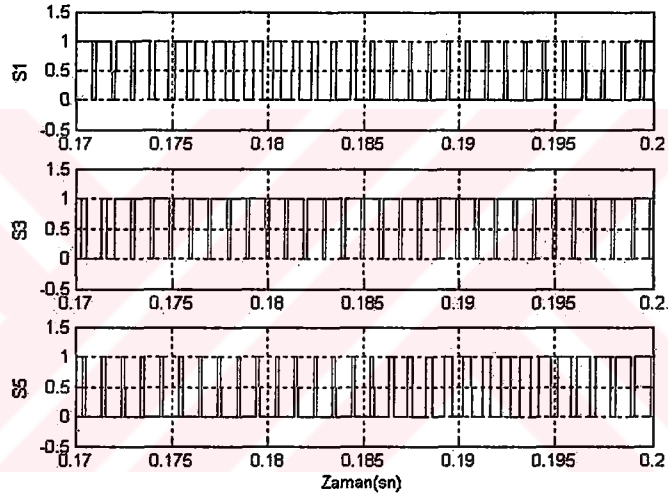


Şekil 4.21 Faz akımları.

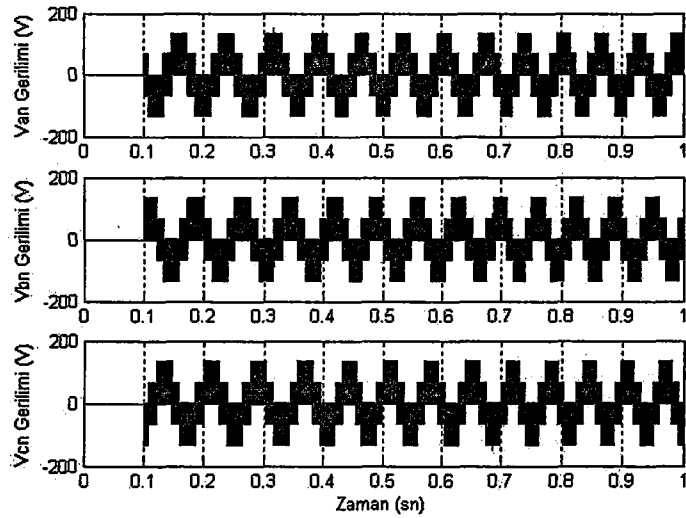
#### 4.5 Endüksiyon Makinesinin UVA Yöntemi ile Skaler Denetimi



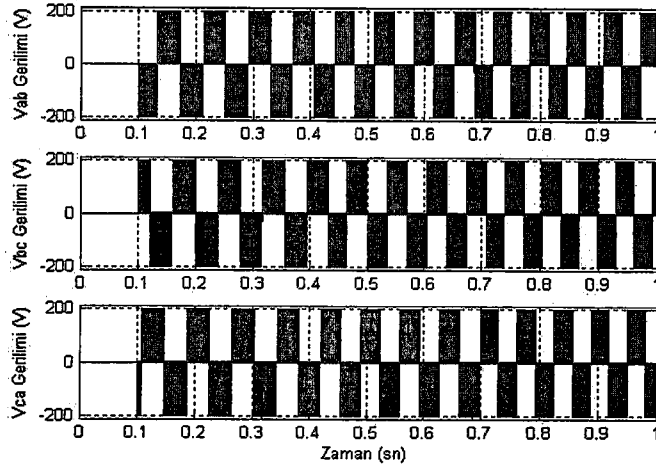
Şekil 4.22 Skaler denetim blok şeması.



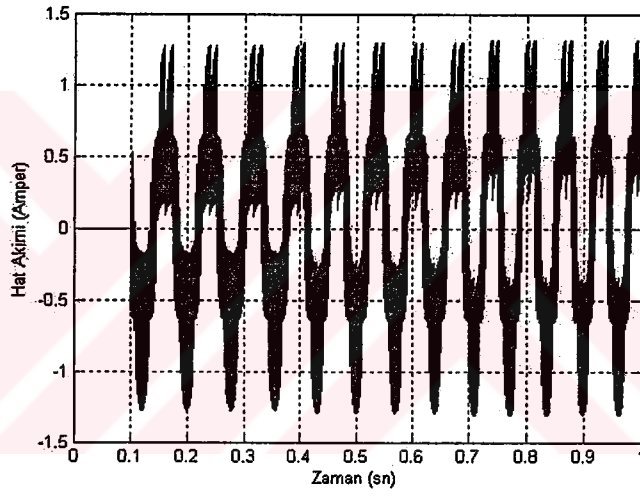
Şekil 4.23 Anahtarlama işaretleri.



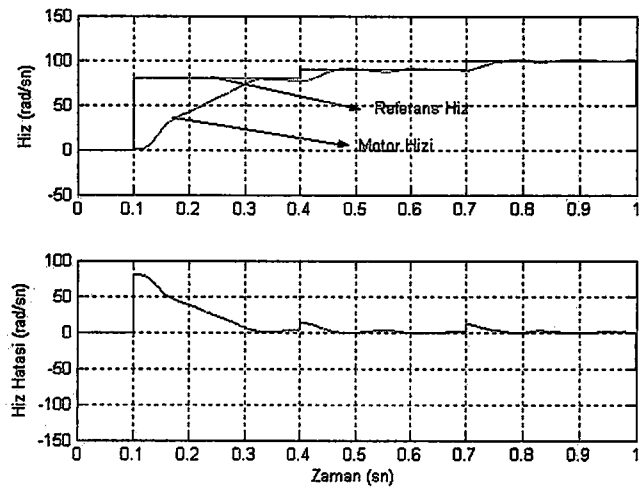
Şekil 4.24 Faz-nötr gerilimleri.



Şekil 4.25 Faz-faz gerilimleri.



Şekil 4.25 Faz akımları.



Şekil 4.26 Makine hızı.



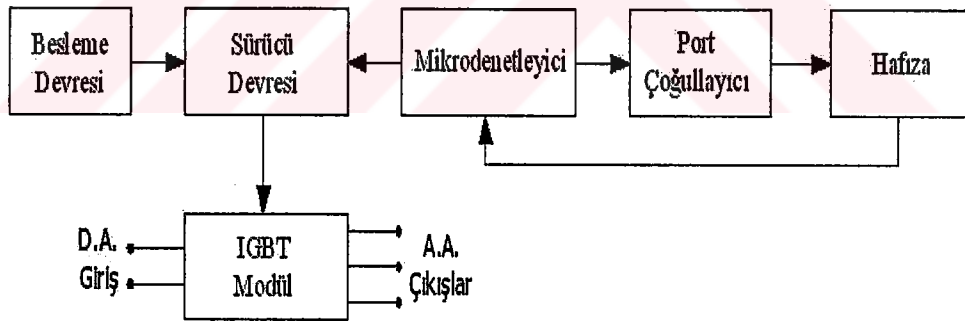
## 4.6 Uygulaması Yapılacak Sistem

### 4.6.1 Giriş

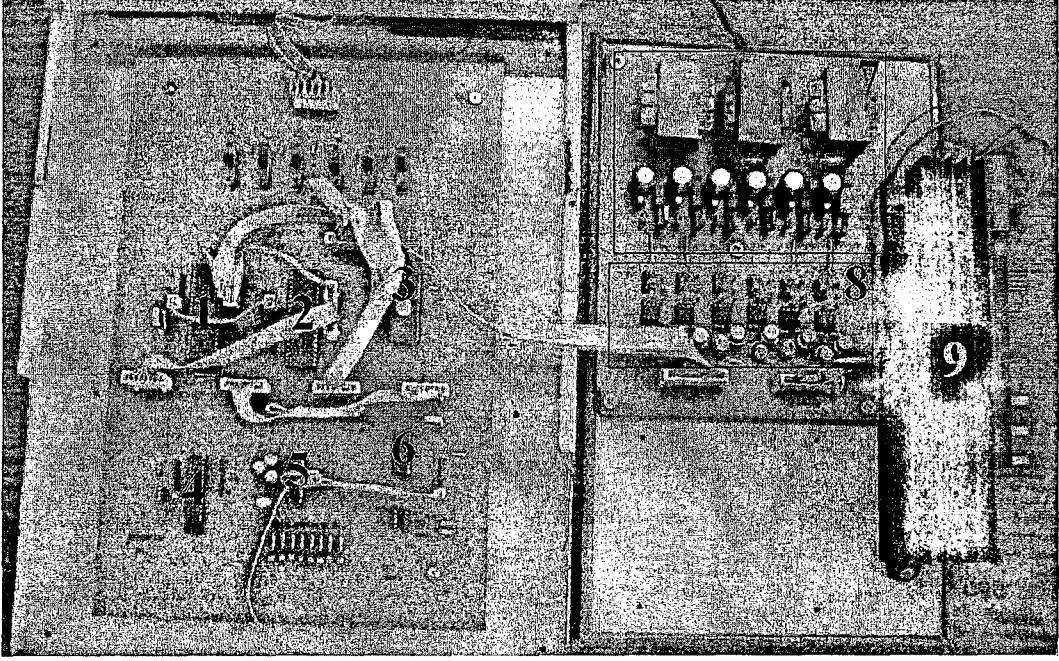
Günümüzde eviricilerin denetlenmesinde yaygın olarak Veri Toplama Kartları (DAC, Data Acquisition Card), Mikroişlemciler, Mikrodenetleyiciler ve Sayısal İşaret İşleme (DSP, Digital Signal Processing) kartları kullanılmaktadır. DSP kartların fiyatlarının yüksek olması, DAC kartlarının yüksek çalışma hızlarına çıkamamaları, Mikroişlemcilerin ise bir çok ek birime ihtiyaç duymaları nedeniyle bu çalışmada Mikrodenetleyiciler ile evirici işaretlerinin üretilmesi amaçlanmıştır. Bu çalışmada, diğerlerine göre düşük fiyatlı olması nedeniyle PIC Mikrodenetleyicileri kullanılmaktadır.

### 4.6.2 Gerçeklenen sistem

Uygulama devresinin genel blok diyagramı Şekil 1'de gösterilmektedir. Bu blok devreye uygun kurulan devre Şekil 2 'de verilmektedir.



Şekil 4.27 Uygulama devresi blok şeması.



Şekil 4.28 Uygulama devresi.

Uygulama Devresindeki birimler;

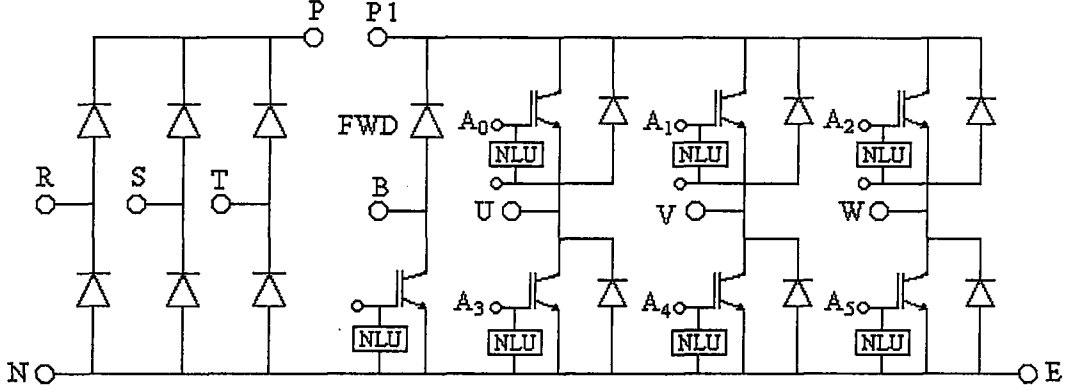
1. 16F877 Mikrodenetleyici Devresi
2. 8255 Paralel Giriş-Çıkış Devresi
3. 27C256 Eprom Devresi
4. 16F876 Mikrodenetleyici Devresi
5. MAX232 Devresi
6. 16F84 Mikrodenetleyici Devresi
7. Sürücü Devre Besleme Katı
8. Sürücü Devresi
9. Güç Modülü

#### 4.6.2.1 Güç modülü

FUJI ELECTRIC firmasına ait “7MBR30NE – 060” kodlu IGBT modülü (en yüksek dayanma akımı ve gerilimi 30A,600V ) kullanılmaktadır.

Modül üç kısımdan oluşmaktadır. Doğrultucu (üç fazlı kontrolsüz) , Evirici (6 adet korumalı IGBT elemanı), frenleme (sürülen motoru frenlemeyi sağlayan tek bir

IGBT). Güç modülü Şekil 3. 'te, iç yapısı Şekil 4. 'te gösterilmektedir. Bu modül hızlı anahtarlama ve düşük endüktans özelliklerine sahip olması nedeniyle servo sürücülerde, eviricilerde ve kesintisiz güç kaynaklarında kullanılabilir.



Şekil 4.29 Güç Modülünün iç yapısı.

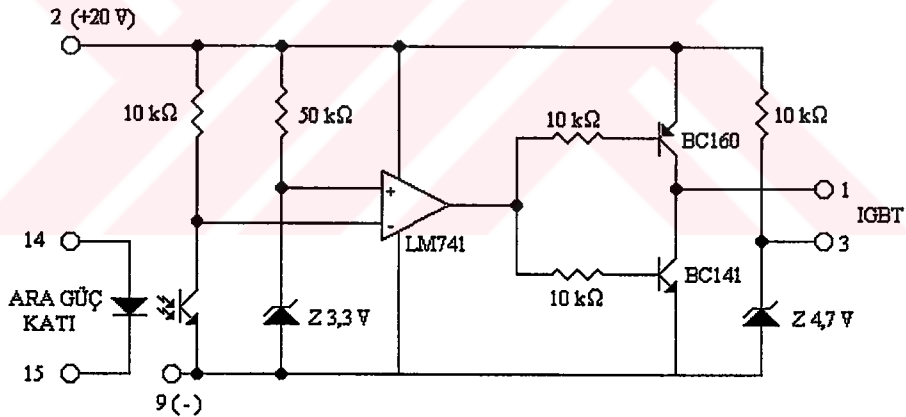
#### 4.6.2.2 Besleme Devresi

Devrenin genel yapısı üç kısımdan oluşur. Birinci kısımda bulunan üç adet orta uçlu transformatör 220 V' luk şebeke gerilimini 12 volta düşürerek gerilimin genliğini ayarlar. Bu gerilim, devrenin ikinci kısmını oluşturan köprü doğrultuculara iletilir. Bu doğrultucular çıkışta gerilimin maksimum değerinin  $\sqrt{2}$  katı kadar bir DA gerilimi üretir. Son olarak üçüncü kısımda DA gerilimi kondansatörler yardımıyla filtre edilerek sabit çıkış olarak kullanılır. Çıkış gerilimi 7815 entegresi kullanılarak yüklerden bağımsız ve sürekli sabit hale getirilir. Böylece çıkışta sabit 15 V verebilen bir besleme devresi elde edilir. Besleme devresi Şekil 6. 'de gösterilmektedir.

#### 4.6.2.3 IGBT Sürücü Devresi

Tasarlanan sürücü devre IGBT'leri sürmek için kullanılan optik yalıtımlı bir devredir. Gönderilen sinyallerin genlikleri, IGBT'leri sürmeye yeterli olmadığı için sinyallerin genlikleri tetikleme devresi tarafından yükseltilir. Bu devreler girişlerine uygulanan 0-20 V arasındaki sinyali çıkışına 15 –(-5) V şeklinde vererek IGBT'nin

iletim ve kesime girmesini sağlar. Bu sürücü devreleri ile 40 kHz'e kadar tetikleme yapılabilir. Devrenin girişinde devreyi korumak ve tetikleme sinyali oluşturmak için bir adet optik yalıtıcı bulunur. Devrede bulunan opamp karşılaştırma sonucuna göre sırayla iletime geçen PNP ile NPN transistörleri iletime geçirir yada kesime sokar. Çıkışta bulunan zener diyot IGBT'lerin emiter ucuna bağlanır ve tetikleme için referans oluşturulur. Yani IGBT'lerin yüksek frekanslı anahtarlamaalarda kesime gitmelerini kolaylaştırılır. Optik yalıtıcı bilgisayardan gelen sinyalleri ara güç katı yardımıyla alır ve bu sinyali bir transistöre ileterek opamp'ta karşılaştırma yapılmasını sağlar. Opamp'ta karşılaştırma sonucu lojik 1 ise NPN transistör iletime geçer. Bunun sonucu da devre çıkışına 20 V gerilim gönderilirken zenerden gelen -5 V'luk gerilimde eklenerek 15 V çıkış sağlanır ve bağlı bulunan IGBT iletime geçirilir. Eğer OPAMP çıkışı lojik 0 olursa bu durumda PNP transistör iletime geçerek zenere ait olan -5V 'luk gerilimi devre çıkışına iletir ve IGBT'yi kesime sokar. Sürücü devre Şekil 5. 'da gösterilmektedir.

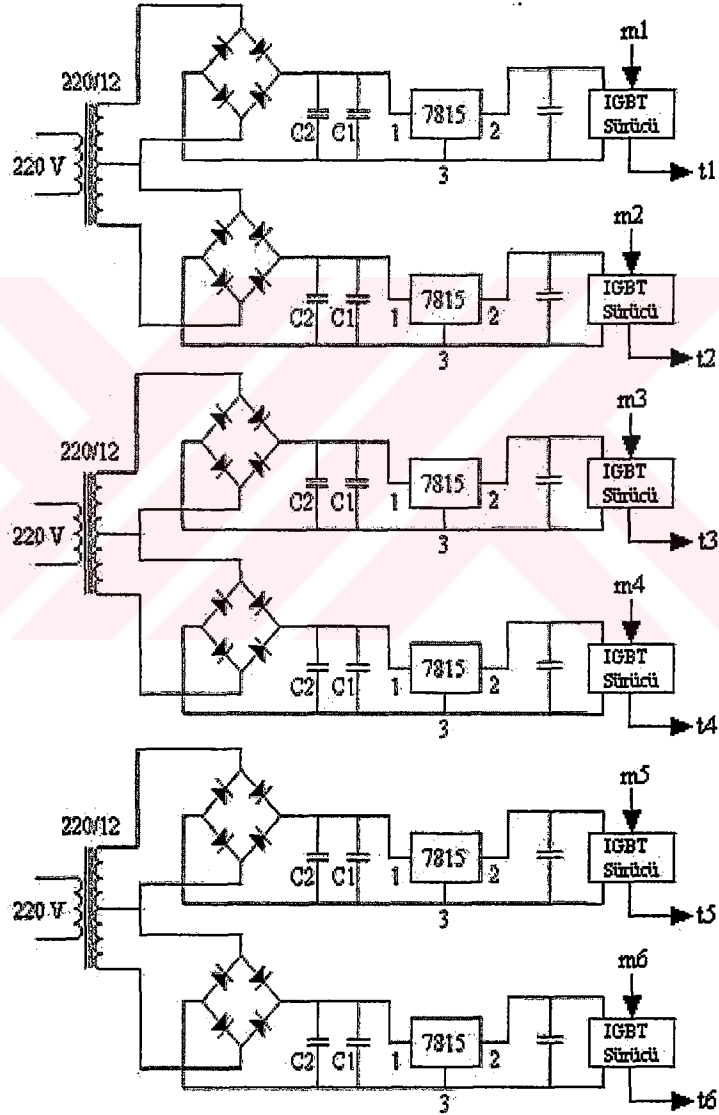


Şekil 4.30 IGBT sürücü devresi.

#### 4.6.2.4 Tasarlanan Sistemin Çalışması

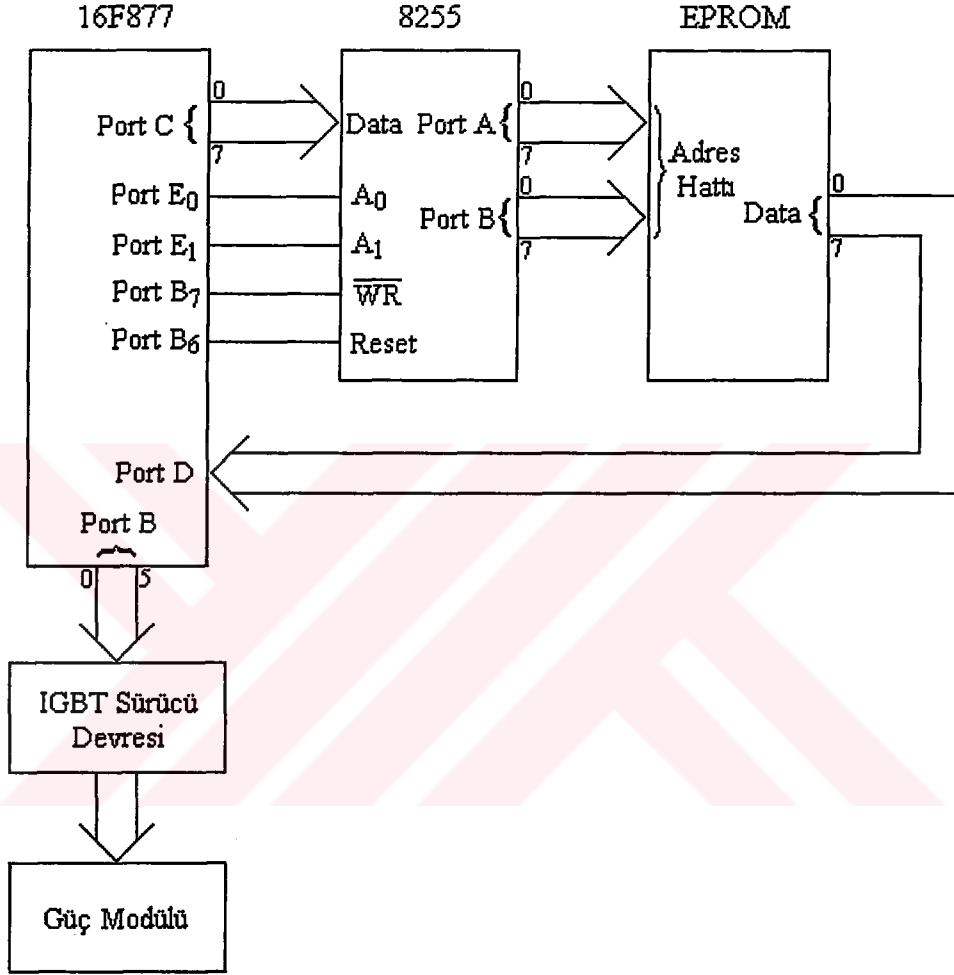
Evirici işaretlerinin üretilmesi ve denetimi için Şekil 7. 'deki sistem temel alınmaktadır. Kullanılan 16F877 mikrodenetleyicisinin program hafızasının çok küçük olmasından dolayı ek hafıza birimi olarak EPROM (27c256) kullanılmaktadır. 27c256 Epromunu adresleyebilmek için 15 ( $A_0 \dots A_{14}$ ) çıkış bitine ihtiyaç

duyulmaktadır. 16F877 Mikrodenetleyici 33 Bit (5 port, A portu 6 bit sayısal giriş-çıkış veya analog giriş, B, C, D portları 8 Bit sayısal giriş-çıkış, E portu 3 bit sayısal giriş-çıkış veya analog giriş) ayarlanabilen giriş çıkış hattına sahiptir. PIC 'le Epromdaki bilgileri okuyabilmek için 23 bite ihtiyaç duyulmaktadır. Boşta bu kadar bit olmadığı için 8255 Paralel Giriş-Çıkış (PIO, Parallel Input Output) entegre devresi kullanılarak port çoğullaması yapılmıştır. Şekil 7. 'de gösterilen sistemin çalışması aşağıdaki adımlarla gerçekleştirilmektedir.



Şekil 4.31 Besleme ve IGBT sürücü devresi.

- 1.Eproma gerekli veriler yazılır.
- 2.PIC ile 8255 entegre devresi kullanılarak istenilen veriler Epromdan okunur.
- 3.PIC mikrodenetleyicisi ile bu veriler işlenerek tetikleme işaretleri üretilip IGBTsürücü devresi aracılığı ile güç modülünün anahtarlanması sağlanır.

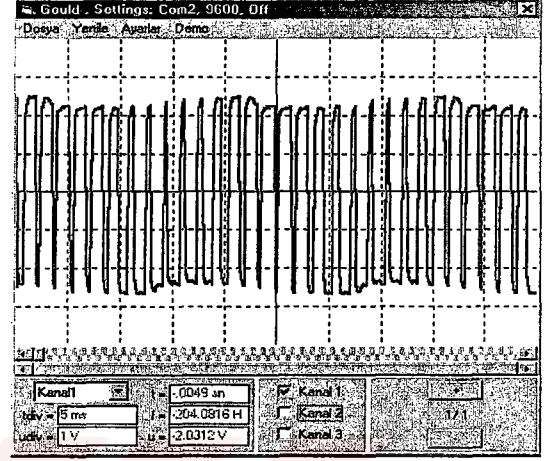
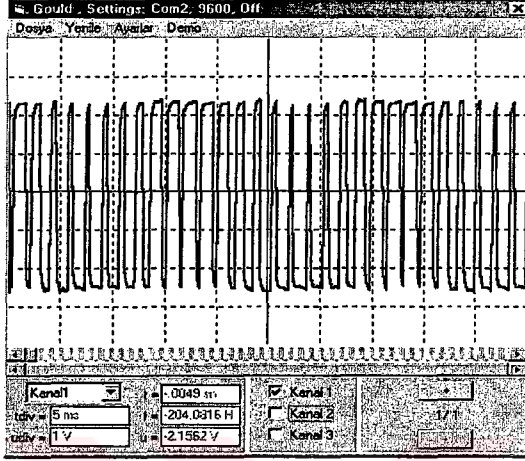


Şekil 4.32 Sistemin çalışmasına ait blok şeması.

## 4.7 Uygulama Sonuçları

### 4.7.1 Bir fazlı çalışma sonuçları

a) Taşıyıcı frekansı temel frekansın 12 katı olan DGA için uygulama sonuçları.

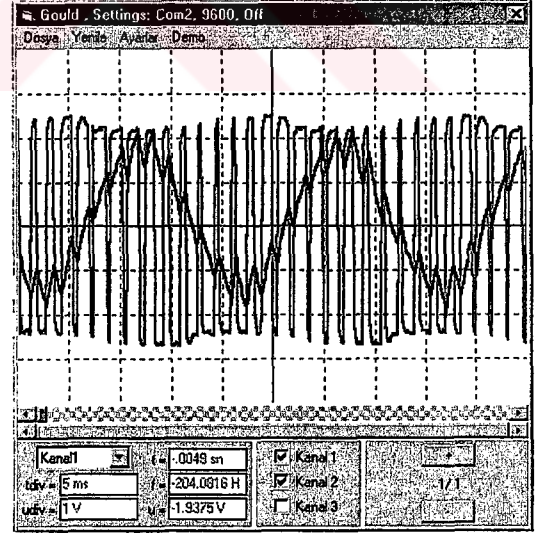
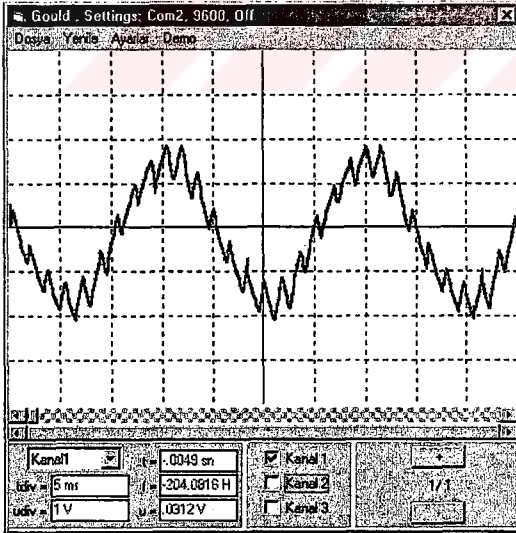


(a)

(b)

Şekil 4.33 a) Bir fazlı eviricini boştaki çıkış gerilimi.

b) Bir fazlı eviricini R-L ( $R=47\Omega$ ,  $L=700\text{ mH}$ ) yükte çıkış gerilimi.



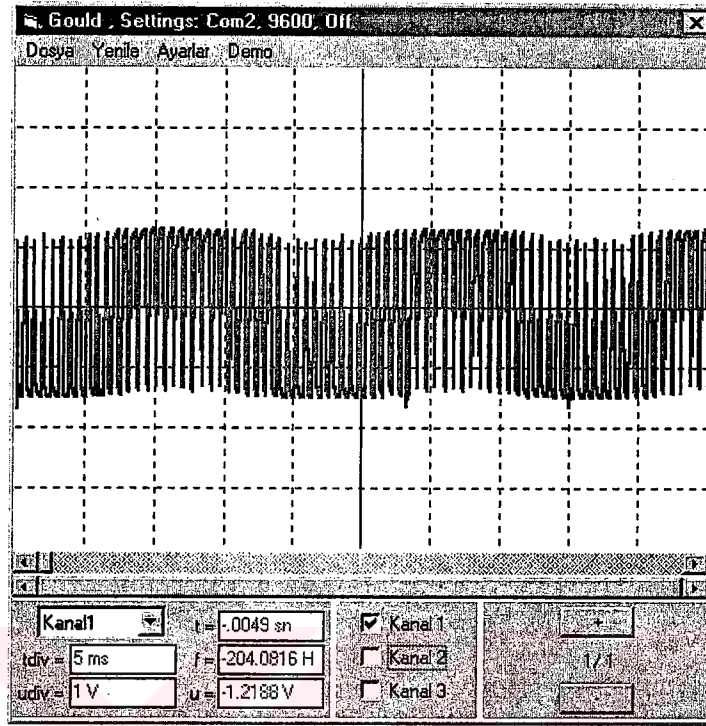
(a)

(b)

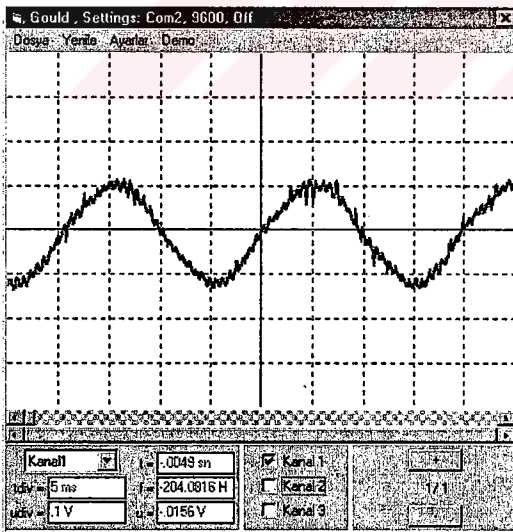
Şekil 4.34 a) Bir fazlı eviricini yük akımı,

b) Bir fazlı eviricini yük akımı ve gerilimi.

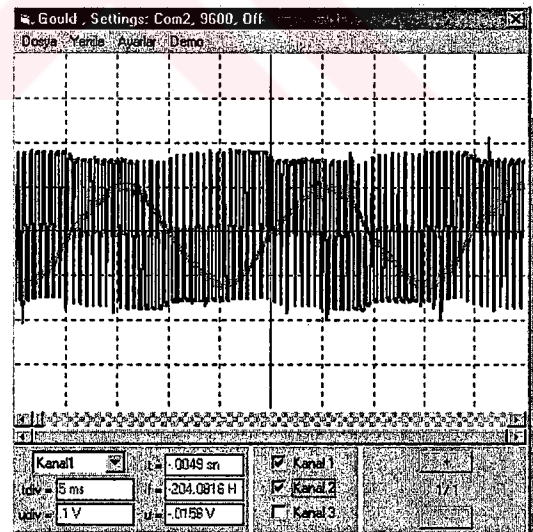
b) Taşıyıcı frekansı temel frekansın 30 katı olan DGA için uygulama sonuçları.



Şekil 4.35 Bir fazlı eviricini boştaki çıkış gerilimi.



(a)



(b)

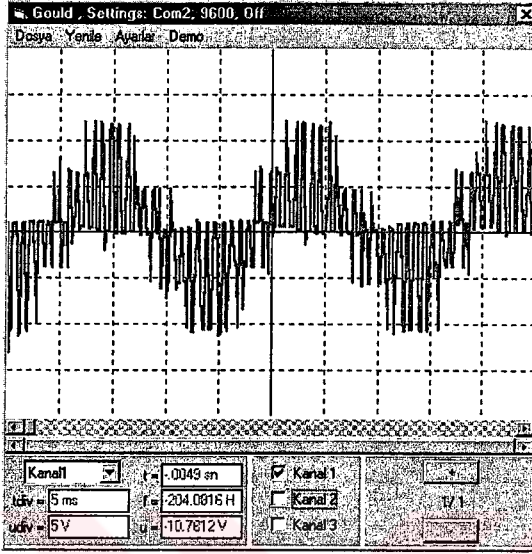
Şekil 4.36 a) Bir fazlı eviricini yük akımı.

b) Bir fazlı eviricini yük akımı ve gerilimi arasındaki ilişki.

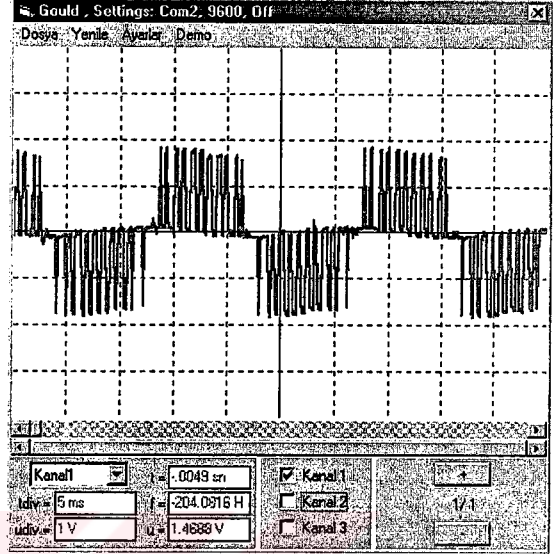


#### 4.7.2 Üç fazlı çalışma sonuçları

a) Taşıyıcı frekansı temel frekansın 12 katı olan DGA için uygulama sonuçları.

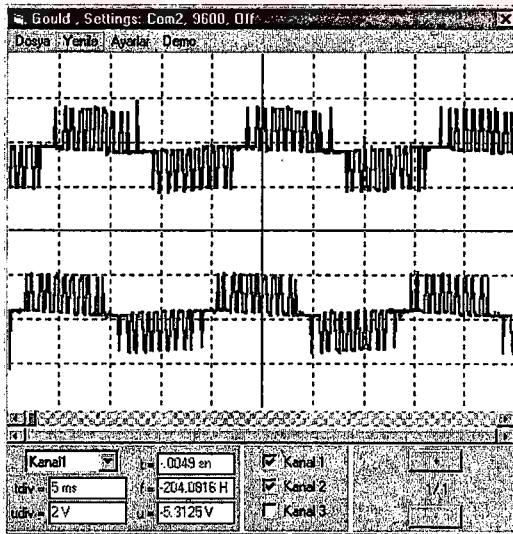


(a)

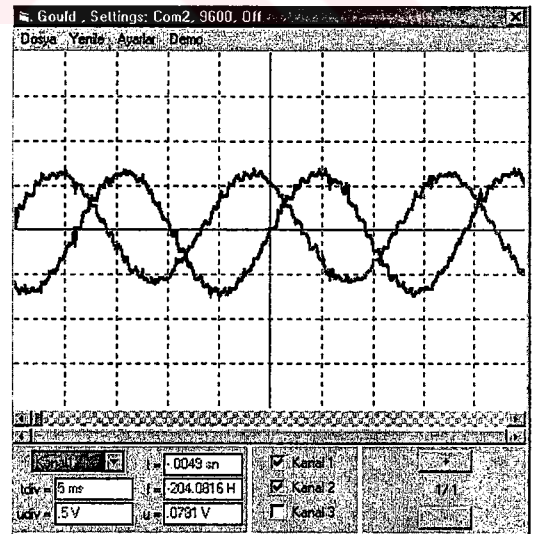


(b)

Şekil 4.37 a) Üç fazlı eviricini faz-nötr gerilimi.  
b) Üç fazlı eviricini faz\_faz gerilimi.



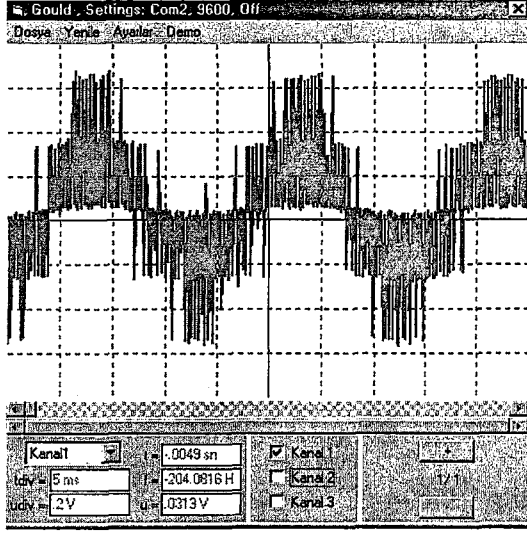
(a)



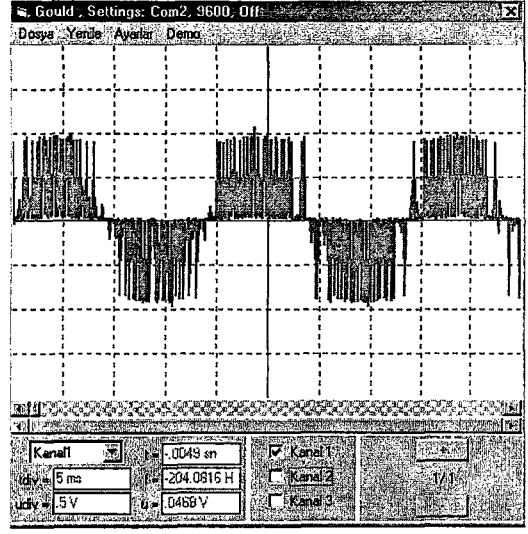
(b)

Şekil 4.38 a) Üç fazlı eviricini  $V_{ab}$  ve  $V_{ca}$  faz-faz gerilimleri.  
b) Üç fazlı eviricinin a ve c fazlarına ait akımlar.

b) Taşıyıcı frekansı temel frekansın 30 katı olan DGA için uygulama sonuçları.

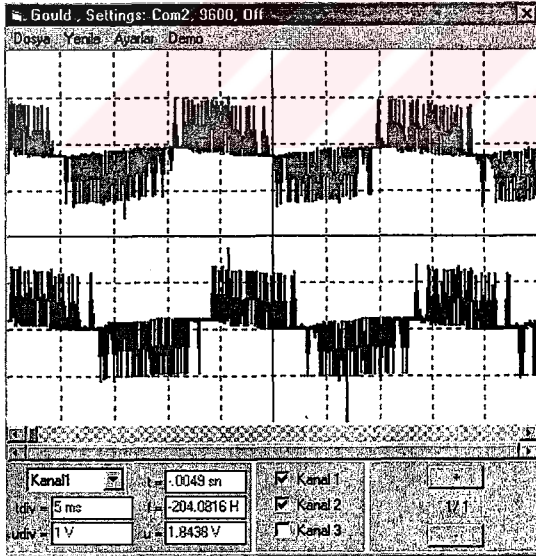


(a)

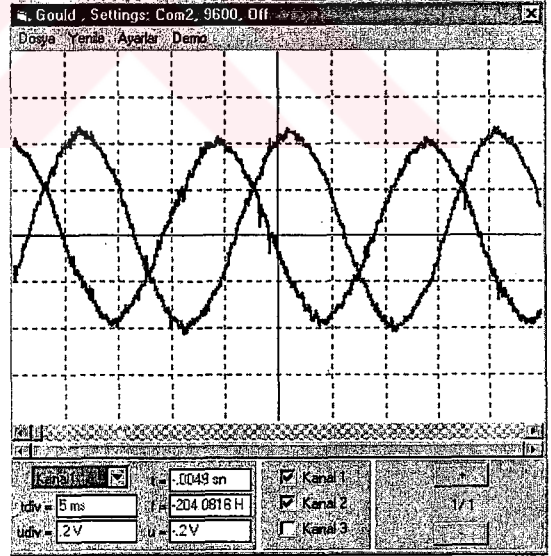


(b)

Şekil 4.39 a) Üç fazlı eviricini faz-nötr gerilimi,  
b) Üç fazlı eviricini fazlar arası gerilim.



(a)



(b)

Şekil 4.40 a) Üç fazlı eviricini  $V_{ab}$  ve  $V_{ca}$  fazlar arası gerilimleri.  
b) Üç fazlı eviricini a ve c fazına ait akımlar.

## SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, endüksiyon motorlarının en kolay denetim şekli olan skaler denetim teorik olarak incelenmektedir. Endüksiyon motorları sürücü devrelerinin denetiminde genellikle yüksek hızlı DSP kartları kullanılmaktadır. Bu çalışmadaki asıl amaç sürücü devrelerin denetiminde yüksek hızlı fakat düşük maliyetli mikrodenetleyicilerin kullanılabilirliğini kanıtlamaktır. Bu amaçla Microchip firmasına ait PIC 16F877 kodlu mikrodenetleyici tabanlı bir denetim sistemi geliştirilmiştir.

Bu sistemle, elde edilen sonuçları karşılaştırmak amacıyla aynı yük durumları için benzeşimlerde yapılmıştır. Taşıyıcı frekansı, temel frekansın 12 katı olma durumu için benzeşim sonuçları ve uygulama sonuçları karşılaştırıldığında sonuçların bire bir örtüştüğü görülmüştür. Aynı karşılaştırma taşıyıcının 30 kat olma durumunda da yapılmış ve sonucun benzeşimle aynı olduğu bir kez daha görülmüştür. Fakat burada akım dalgalarındaki küçük salınımların daha da azaldığı gözlenmiştir. Bu durumda diyebiliriz ki; taşıyıcı frekansı arttırıldıkça yük akımı daha düzgün hale gelir.

Geliştirilen bu sistem sayesinde, maliyeti yüksek kartlar kullanılmadan, benzeşime yakın sonuçlar elde edilebilir. Ayrıca, günümüzde kullanılan anahtarlama işareti elde etme yöntemleri (Altı-Adım Yöntemi, Sinüsoidal DGA, Uzay Vektör Ayarı (UVA=SVM; Space Vector Modulation)) kolaylıkla elde edilebilir. Buna ek olarak, geliştirilen bu sistemle kapalı çevrim AA motor denetimi de gerçekleştirilebilir. Bundan sonraki çalışmalarda, yüksek frekanslı mikrodenetleyiciler ve arabirimler (port çoğullayıcı) sisteme eklenerek çok hassas çalışmalar yapılabilir.

## KAYNAKLAR

1. FITZGERALD, A. E., KINGSLEY C. and UMANS S. D., 1983. *Electric Machinery*, McGraw-Hill, New York.
2. SLEMON G. R. and STRAUGHEN A. 1980. *Electric Machines*, Addison-Wesley, Reading, Mass.
3. STANLEY, H. C. 1938., "An Analysis of the Induction Machine" *AIEE Trans.*, Vol. 57, pp. 751-759.
4. PAICE, D. A., 1968. "Induction Motor Speed Control by Stator Voltage Control" *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, Vol. PAS-87, 585-590.
5. HONSINGER V. B. 1980. "Induction Motors Operating from Converters," *Conf. Rec. IEEE, IAS Annu. Meet.*, pp. 1276-1285.
6. BOSE B. K. 1982. "Adjustable Speed AC Drives-A Technology Status Review," *Proc. IEEE*, Vol. 70, pp. 116-135.
7. ROBERTSON, S. D. T. and HEBBER, K. M., 1971. "Torque Pulsetions in Induction Motors with Inverter Drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-7, pp. 318-323.
8. PENKOWSKI, L. J. and PRUZINSKY K. E., 1972. "Fundamentals of a Pulse With Modulated Power Circuit," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-8, pp. 584-593.
9. BOSE, B. K. and SUTHERLAND A., 1983. "A high Performance Pulse-Width Modulator for an Inverter-Fed Drive System Using a Microcomputer," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-19, pp. 235-243.
10. PATEL, H. S. and HOFT R. G., 1973. "Generalized Techniques of Harmonic Elemination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I. Harmonic elemination," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-9, pp. 310-317.
11. GRANT, T. L. and BARTON T. H., 1978. "A Highly Flexible Controller for PWM Inverter," *Conf. Rec. IEEE/IAS Annu Meet.*, 486-492.
12. BUJA, G. S. and IRDRI G. B., 1977. "Optimal Pulsewidth Modulation for Feeding AC Motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol., IA-13, pp. 38-44.
13. BHAGWAT, P. and STEFANOVIC, V., 1979. "Some New Aspect of the Design Of PWM Inverters," *Conf. Rec. IEEE/IAS Annu. Meet.*, pp. 383-388.

14. KASSAKIAN, J. G., 1979. "Simulating Power Electronic System-A new Approach," Proc. IEEE, Vol. 67, pp. 1428-1439.
15. SPANG, H. A., 1984. "The Federated Computer-Aided Control Design System," Proc. IEEE, Vol. 72, pp. 1724-1731.
16. BEDFORD, B. D. and HOFT R. G., 1964. Principles of inverter Circuits , Wiley, New York.
17. KAUFMAN G. A. and PLUNKETT A. B. 1981. "A High Performance Torque Controller Using a Voltage Source Inverter and Induction Machine," Conf. Rec. IEEE/IAS Annu. Meet., pp. 863-872.
18. NOVOTNY D. W. and WOUTERSE J. H., 1976. "Induction Machine Transfer Function and Dynamic Response by Means of Complex Time Variables." IEEE Trans. Power Appar. Syst., Vol. PAS-95, pp. 1325-1334.
19. KAUFMAN, G., GARCES, L. and GALLAGHER, G., 1982. "High Performance Servo Drives for Machine Tool Applications Using AC Motors," Conf. Rec. IEEE/IAS Annu. Meet., pp. 604-609.
20. LANDAU, Y. D., 1979. Adaptive Control, Dekker, New York.
21. FROMME, G. 1982. "Self-Optimizing Controller Employing Microprocessor," Proc. Microelectron. Electr. Drives, Darmstadt, pp. 117-125.
22. ITKIS, U. 1976. Control System of Variable Structures, Wiley, New York.
23. SCHUMACHER, W., 1982. "Microprocessor Controlled AC Servo Drive," Proc. Microelectron. Power Electron. Electr. Drives, Darmsatd, pp. 311-320.
24. 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.
25. NABAE, A., OTSUKA, K., UCHINS H., and KUROSAWA, R. 1978. "An Approach to Flux Control of Induction Motor with Variable Frequency Power Supply ," Conf. Rec. IEEE/IAS Annu. Meet., pp. 890-896.
26. BRICKWEDDE, A., 1984. "Microprocessor-Based Adaptive Speed and Position Control for Electrical Drives," Conf. Rec. IEEE/IAS Annu. Meet., pp. 411-417.
27. BOSE, B., K. 1986. Power Electronic and AC Drives, Prentice-Hall, ISBN 0-13-686882-7025.
28. ABUT, N., 2001. Güç Elektroniği. Koü yayın no:43, Kocaeli.
29. GÜRDAL, O., 1997. Güç Elektroniği, Ankara.

## EK 1. PIC MİKRODENETLEYİCİDE YAZILAN DGA ASSEMBLER PROGRAMI

```
0000: MOVLW 00
0001: MOVWF 0A
0002: GOTO 20C
0003: NOP
000D: MOVLW 47
000E: MOVWF 04
000F: MOVF 00,W
0010: BTFSC 03.2
0011: GOTO 01F
0012: MOVLW 06
0013: MOVWF 78
0014: CLRF 77
0015: DECFSZ 77,F
0016: GOTO 015
0017: DECFSZ 78,F
0018: GOTO 014
0019: MOVLW 7B
001A: MOVWF 77
001B: DECFSZ 77,F
001C: GOTO 01B
001D: DECFSZ 00,F
001E: GOTO 012
001F: BCF 0A.3
0020: BCF 0A.4
0021: GOTO 21F (RETURN)
0051: BCF 09.0
0052: BCF 09.1
0053: BCF 06.7
0054: MOVLW 03
0055: MOVWF 77
0056: DECFSZ 77,F
0057: GOTO 056
0058: BSF 06.7
0046: BSF 09.0
0047: BCF 09.1
0048: BCF 06.7
0049: MOVLW 03
004A: MOVWF 77
004B: DECFSZ 77,F
004C: GOTO 04B
004D: BSF 06.7
0022: BSF 09.0
0023: BSF 09.1
0024: BCF 06.7
0025: MOVLW 03
0026: MOVWF 77
0027: DECFSZ 77,F
0028: GOTO 027
0029: BSF 06.7
002A: BCF 0A.3
002B: BCF 0A.4
002C: GOTO 223 (RETURN)
002D: MOVF 54,W
002E: MOVWF 07
002F: BCF 06.7
0030: MOVLW 03
0031: MOVWF 77
0032: DECFSZ 77,F
0033: GOTO 032
0034: BSF 06.7
0035: RETLW 00
0036: CLRF 4B
0037: MOVF 4B,W
0038: SUBLW 03
0039: BTFSS 03.0
003A: GOTO 063
003B: MOVF 4B,W
003C: ADDWF 49,W
003D: MOVWF 4C
003E: MOVF 4A,W
003F: MOVWF 4D
0040: BTFSC 03.0
0041: INCF 4D,F
0042: MOVF 4C,W
0043: MOVWF 4E
0044: MOVF 4D,W
0045: MOVWF 4F
004E: MOVF 4F,W
004F: MOVWF 54
0050: CALL 02D
0059: MOVF 4E,W
005A: MOVWF 54
005B: CALL 02D
005C: MOVLW 50
005D: ADDWF 4B,W
005E: MOVWF 04
005F: MOVF 08,W
0060: MOVWF 00
0061: INCF 4B,F
0062: GOTO 037
0063: MOVF 50,W
0064: MOVWF 77
```

0065: MOVF 51,W	022C: MOVF 43,W
0066: MOVWF 78	022D: SUBLW DD
0067: MOVF 52,W	022E: BTFSS 03.0
0068: MOVWF 79	022F: GOTO 2EC
0069: MOVF 53,W	0230: MOVF 44,W
006A: MOVWF 7A	0231: MOVWF 4A
006B: RETLW 00	0232: MOVF 43,W
0004: BCF 0A.0	0233: MOVWF 49
0005: BCF 0A.1	0234: CALL 036
0006: BCF 0A.2	0235: MOVF 7A,W
0007: ADDWF 02,F	0236: MOVWF 39
0008: RETLW 00	0237: MOVF 79,W
0009: RETLW 02	0238: MOVWF 38
000A: RETLW 00	0239: MOVF 78,W
000B: RETLW FE	023A: MOVWF 37
000C: RETLW 00	023B: MOVF 77,W
020C: CLRF 04	023C: MOVWF 36
020D: MOVLW 1F	023D: MOVLW E4
020E: ANDWF 03,F	023E: ADDWF 43,W
020F: MOVLW 9F	023F: MOVWF 47
0210: MOVWF 04	0240: MOVF 44,W
0211: MOVLW 07	0241: MOVWF 48
0212: MOVWF 00	0242: BTFSC 03.0
0213: BSF 03.5	0243: INCF 48,F
0214: CLRF 05	0244: MOVLW 01
0215: CLRF 06	0245: ADDWF 48,F
0216: CLRF 09	0246: MOVF 48,W
0217: CLRF 07	0247: MOVWF 4A
0218: MOVLW FF	0248: MOVF 47,W
0219: MOVWF 08	0249: MOVWF 49
021A: BCF 03.5	024A: CALL 036
021B: BSF 06.6	024B: MOVF 7A,W
021C: MOVLW 64	024C: MOVWF 3D
021D: MOVWF 47	024D: MOVF 79,W
021E: GOTO 00D	024E: MOVWF 3C
021F: BCF 06.6	024F: MOVF 78,W
0220: MOVLW 80	0250: MOVWF 3B
0221: MOVWF 07	0251: MOVF 77,W
0222: GOTO 022	0252: MOVWF 3A
0223: CLRF 21	0253: CLRF 04
0224: CLRF 44	0254: MOVF 39,W
0225: CLRF 43	0255: MOVWF 4A
0226: MOVF 44,W	0256: MOVF 38,W
0227: SUBLW 01	0257: MOVWF 49
0228: BTFSS 03.0	0258: MOVF 37,W
0229: GOTO 2EC	0259: MOVWF 48
022A: BTFSS 03.2	025A: MOVF 36,W
022B: GOTO 230	025B: MOVWF 47

025C: MOVF 3D,W	028C: CALL 1CD
025D: MOVWF 4E	028D: BTFSS 03.0
025E: MOVF 3C,W	028E: GOTO 293
025F: MOVWF 4D	028F: CLRF 28
0260: MOVF 3B,W	0290: MOVLW 08
0261: MOVWF 4C	0291: MOVWF 2B
0262: MOVF 3A,W	0292: GOTO 296
0263: MOVWF 4B	0293: CLRF 2B
0264: GOTO 06C	0294: MOVLW 01
0265: MOVF 77,W	0295: MOVWF 28
0266: MOVWF 3E	0296: CLRF 48
0267: MOVF 78,W	0297: MOVF 27,W
0268: XORLW 80	0298: MOVWF 47
0269: MOVWF 3F	0299: CALL 1AF
026A: MOVF 79,W	029A: MOVF 7A,W
026B: MOVWF 40	029B: MOVWF 4A
026C: MOVF 7A,W	029C: MOVF 79,W
026D: MOVWF 41	029D: MOVWF 49
026E: MOVF 21,W	029E: MOVF 78,W
026F: SUBLW 03	029F: MOVWF 48
0270: BTFSC 03.0	02A0: MOVF 77,W
0271: GOTO 273	02A1: MOVWF 47
0272: CLRF 21	02A2: MOVF 3D,W
0273: MOVF 21,W	02A3: MOVWF 4E
0274: CALL 004	02A4: MOVF 3C,W
0275: MOVWF 78	02A5: MOVWF 4D
0276: MOVWF 27	02A6: MOVF 3B,W
0277: INCF 21,F	02A7: MOVWF 4C
0278: CLRF 48	02A8: MOVF 3A,W
0279: MOVF 27,W	02A9: MOVWF 4B
027A: MOVWF 47	02AA: CALL 1CD
027B: CALL 1AF	02AB: BTFSS 03.0
027C: MOVF 7A,W	02AC: GOTO 2B1
027D: MOVWF 4A	02AD: CLRF 29
027E: MOVF 79,W	02AE: MOVLW 10
027F: MOVWF 49	02AF: MOVWF 2C
0280: MOVF 78,W	02B0: GOTO 2B4
0281: MOVWF 48	02B1: CLRF 2C
0282: MOVF 77,W	02B2: MOVLW 02
0283: MOVWF 47	02B3: MOVWF 29
0284: MOVF 39,W	02B4: CLRF 48
0285: MOVWF 4E	02B5: MOVF 27,W
0286: MOVF 38,W	02B6: MOVWF 47
0287: MOVWF 4D	02B7: CALL 1AF
0288: MOVF 37,W	02B8: MOVF 7A,W
0289: MOVWF 4C	02B9: MOVWF 4A
028A: MOVF 36,W	02BA: MOVF 79,W
028B: MOVWF 4B	02BB: MOVWF 49



02BC: MOVF 78,W	02D5: ADDWF 2B,W
02BD: MOVWF 48	02D6: ADDWF 2C,W
02BE: MOVF 77,W	02D7: ADDWF 2D,W
02BF: MOVWF 47	02D8: ANDLW 3F
02C0: MOVF 41,W	02D9: MOVWF 77
02C1: MOVWF 4E	02DA: MOVLW C0
02C2: MOVF 40,W	02DB: ANDWF 06,W
02C3: MOVWF 4D	02DC: IORWF 77,W
02C4: MOVF 3F,W	02DD: MOVWF 06
02C5: MOVWF 4C	02DE: MOVLW 10
02C6: MOVF 3E,W	02DF: MOVWF 77
02C7: MOVWF 4B	02E0: DECFSZ 77,F
02C8: CALL 1CD	02E1: GOTO 2E0
02C9: BTFSS 03.0	02E2: NOP
02CA: GOTO 2CF	02E3: MOVLW C0
02CB: CLRF 2A	02E4: ANDWF 06,W
02CC: MOVLW 20	02E5: MOVWF 06
02CD: MOVWF 2D	02E6: NOP
02CE: GOTO 2D2	02E7: MOVLW 04
02CF: CLRF 2D	02E8: ADDWF 43,F
02D0: MOVLW 04	02E9: BTFSC 03.0
02D1: MOVWF 2A	02EA: INCF 44,F
02D2: MOVF 29,W	02EB: GOTO 226
02D3: ADDWF 28,W	02EC: GOTO 224
02D4: ADDWF 2A,W	02ED: SLEEP

## **ÖZGEÇMİŞ**

1978 yılında Tokat'ta doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini Kocaeli'de tamamladı. 1997 yılında girdiği Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümünden 2001 yılında mezun oldu. Aynı yıl Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisansa başladı.

