



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

**ÜÇ-FAZLI ASENKRON MOTORUN MİKRODENETLEYİCİ  
TABANLI AÇIK ÇEVİRİM SKALER HIZ DENETİMİ**

**MURAT KARABACAK**

**TEMMUZ 2008**

ÜÇ-FAZLI ASENKRON MOTORUN MİKRODENETLEYİCİ TABANLI  
AÇIK ÇEVİRİM SKALER HIZ DENETİMİ

MURAT KARABACAK

DÜZCE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
ELEKTRİK EĞİTİMİ ANABİLİM DALINDA  
YÜKSEK LİSANS DERECELERİ İÇİN  
GEREKLİ ÇALIŞMALARI YERİNE GETİREREK  
ONAYA SUNULAN TEZ

TEMMUZ 2008

Fen Bilimleri Enstitüsü' nün Onayı

**Prof. Dr. A. Demet KAYA**

Enstitü Müdürü

Bu tezin yüksek lisans derecesinde bir tez olarak gerekli çalışmalarını yerine getirdiğini onaylarım.

**Yrd. Doç. Dr. Ali ÖZTÜRK**

Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı Başkanı

Okuduğumuz bu tezin yüksek lisans derecesinde bir tez olarak onaylanması düşüncemize göre, amaç ve kalite olarak tamamen uygundur.

**Yrd Doç. Dr. Bilal SARAÇOĞLU**

Tez Danışmanı

**Jüri Üyeleri**

- 1-Yrd. Doç. Dr. Bilal SARAÇOĞLU (Danışman)** .....
- 2-Yrd. Doç. Dr. Yaşar BİRBİR** .....
- 3-Yrd. Doç. Dr. Ali ÖZTÜRK** .....

## ABSTRACT

### MICROCONTROLLER BASED OPEN LOOP SCALAR SPEED CONTROL OF THREE-PHASE INDUCTION MOTOR

KARABACAK, Murat

Master of Science, Department of Electrical Education

Advisor: Yrd. Doç. Dr. Bilal SARAÇOĞLU

July, 2008 – 100 pages

Induction motor adjustable speed drives widely used in current industry because of the fact that it has as a low cost, less necessity of maintenance, reliability and high efficiency. As it is known, inverters are the most essential part of induction motor drive, used for converting direct voltage into alternating voltage and controlling its amplitude and frequency as well. Various PWM techniques are used to implement for these purposes.

Inverters are classified two main classes depending on feeding methods as Voltage Source Inverter (VSI) and Current Source Inverter (CSI). VSI generally used for speed control of induction motor. The Pulse Width Modulation (PWM) techniques used in control of inverter affect directly output performance of it. The best known among these PWM techniques is Sinusoidal PWM (SPWM). However, space vector PWM (SVPWM) becomes the best used PWM technique thanks to developments of microprocessor technology currently. This technique, comparing to SPWM, provides specific advantages such as better direct current (DC) bus utilization and harmonic performance as well as reduction of switching loss.

In this thesis, microcontroller based open loop scalar speed control of a typical three-phase induction motor is implemented experimentally by using SPWM and SVPWM methods by means of VSI. Phase voltage and line currents at the output of inverter are sampled for both techniques by using voltage and current Hall-effect sensors. Harmonic distribution, Total Harmonic Distortion (THD) and amplitude of fundamental waves are compared against each other by way of obtained results. In consequence of experimental studies, it is seen that SVPWM has better harmonic performance and DC bus voltage utilization than SPWM

**Keywords:** Induction motor, sinusoidal pulse width modulation, space vector pulse width modulation, scalar speed control, adjustable speed driver, voltage source inverter.

## ÖZET

### ÜÇ-FAZLI ASENKRON MOTORUN MİKRODENETLEYİCİ TABANLI AÇIK ÇEVİRİM SKALER HIZ DENETİMİ

KARABACAK, Murat

Yüksek Lisans, Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı  
Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Bilal SARAÇOĞLU

Temmuz, 2008 – 100 sayfa

**Özet:** Asenkron motorların düşük maliyet, az bakım gerektirme, dayanıklılık ve yüksek verim gibi özellikleri nedeniyle, asenkron motor sürücüleri (ayarlanabilir hızlı sürücüler) günümüz endüstrisinde çok yaygın olarak kullanılmaktadır. Bilindiği gibi, asenkron motor sürücülerinin en önemli kısmını eviriciler oluşturmaktadır. Evirici, doğru gerilimden alternatif gerilim elde etmek ve bu alternatif gerilimin genlik ve frekansını denetlemek amacıyla kullanılmaktadır. Evirici ile bu işlemlerin gerçekleştirilmesi için çeşitli darbe genişlik ayarı (DGA) yöntemleri kullanılmaktadır.

Eviriciler beslenme şekillerine göre gerilim ara devreli (GADE) ve akım ara devreli (AADE) olmak üzere iki ana sınıfa ayrılmaktadır. Asenkron motorların hız denetimi için genellikle GADE kullanılmaktadır. Eviricilerin denetiminde kullanılan DGA yöntemleri, eviricinin çıkış performansını doğrudan etkilemektedir. DGA yöntemlerinin en çok bilineni sinüzoidal darbe genişlik ayarı (SDGA) yöntemidir. Mikroişlemci teknolojisindeki gelişmeler sayesinde, uzay vektör darbe genişlik ayarı (UVDGA) yöntemi, günümüzde en çok kullanılan DGA yöntemi haline gelmiştir. Bu yöntem, SDGA yöntemi ile kıyaslandığında, daha verimli doğru akım (DA) bara gerilimi kullanımı, harmonik performansı ve düşük anahtarlama kayıpları gibi belirli üstünlüklere sahiptir.

Bu tez çalışmasında, tipik bir üç-fazlı asenkron motorun GADE kullanılarak SDGA ve UVDGA yöntemleri ile mikrodenetleyici tabanlı açık çevrim skaler hız denetimi deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Her iki yöntemde, evirici çıkışındaki faz gerilimi ve hat akımları Hall-effect gerilim ve akım algılayıcıları ile ölçülerek örneklenmiştir. Elde edilen sonuçlardan, her iki yöntemdeki; gerilim ve akımdaki harmonik dağılımları, Toplam Harmonik Bozunum (THB)' lar ve temel dalga genlikleri birbirleri ile karşılaştırılmıştır. Deneysel çalışmalar sonucunda, UVDGA yönteminin SDGA yöntemine göre daha üstün harmonik performansına ve daha verimli DA bara gerilimi kullanımına sahip olduğunu görülmüştür.

**Anahtar Kelimeler:** Asenkron motor, sinüzoidal darbe genişlik ayarı, uzay vektör darbe genişlik ayarı, skaler hız denetimi, ayarlanabilir hızlı sürücü, gerilim ara devreli evirici.

## ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Kolay kullanımı ve sağlam yapılarının yanında gelişen teknolojinin de etkisiyle günümüz endüstrisinde üç-fazlı ayarlanabilir hızlı asenkron motor sürücüleri çok yaygın olarak kullanılmaktadır. Yapmış olduğum bu deneysel tez çalışması ile bu alanda ülkeme çok küçük de olsa bir katkıda bulunabilmek en büyük arzumdur.

Yüksek lisans ders ve tez çalışmalarım süresince, değerli bilgi ve tecrübeleriyle bana sürekli destek olan ve yol gösteren danışman hocam sayın Yrd. Doç. Dr. Bilal SARAÇOĞLU' na, teknik ve deneysel konularda sağladığı katkılardan ötürü sevgili arkadaşım Metin KESLER' e, tez çalışmalarım boyunca moral desteğini her zaman yanımda hissettiğim sevgili arkadaşım Neslihan YILMAZ' a ve ömür boyu bana desteklerini esirgemeyen sevgili aileme teşekkürü bir borç bilirim.

## İÇİNDEKİLER

ABSTRACT.....	iv
ÖZET .....	v
ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER .....	vii
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	x
KISALTMALAR DİZİNİ .....	xii
SİMGELER DİZİNİ.....	xiii
1. GİRİŞ .....	1
1.1. Problemin Tanımı.....	2
1.2. Tezin Amacı .....	3
1.3. Tezin İçeriği.....	3
1.4. Konuyla İlgili Yapılan Çalışmalar.....	4
2. ÜÇ-FAZLI ASENKRON MOTORUN SKALER (v/f) HIZ DENETİMİ .....	10
2.1 Giriş.....	10
2.2 Asenkron Motorun Temel Çalışma İlkeleri.....	11
2.3. Stator Frekans ve Geriliminin Değiştirilmesi ile Hız Denetimi .....	17
2.3.1. Moment-Hız Karakteristikleri.....	18
2.3.2. Düşük Frekanslarda Gerilim Yükseltme İhtiyacı.....	19
2.3.3. Asenkron Motorun Anma Hız Alt ve Üst Değerlerinde Çalışma Kapasitesi. 21	
2.3.3.1. Anma hızının altında çalışma: Sabit moment bölgesi .....	21
2.3.3.2. Anma hızının üstünde çalışma: Sabit güç bölgesi .....	22
2.3.3.3. Yüksek hızda çalışma: Sabit kayma frekansı bölgesi .....	22
3. ÜÇ-FAZLI ASENKRON MOTOR SÜRME DEVRESİ.....	25
3.1. Giriş.....	25
3.2. Doğrultucular.....	25
3.3. Akım Ara Devreli Eviriciler .....	26
3.4. Gerilim Ara Devreli Eviriciler.....	27
3.5. Akım Ara Devreli Evirici ile Gerilim Ara Devreli Eviricinin Karşılaştırılması ..	28

3.6. Darbe Genişlik Ayarı Yöntemleri.....	29
3.6.1. Sinüzoidal Darbe Genişlik Ayarı .....	30
3.6.1.1. Genlik ayarı.....	32
3.6.1.2. Harmonikler ve frekans ayarı.....	34
3.6.1.3. Doğal ve düzenli örneklenmiş darbe genişlik ayarı yöntemleri.....	37
3.6.2. Uzay Vektör Darbe Genişlik Ayarı .....	39
3.6.2.1. Giriş .....	39
3.6.2.2. Üç fazlı eviricilerde UVDGA yöntemi .....	39
3.6.2.3. Anahtarlama zamanlarının hesaplanması .....	43
3.6.2.4. Genlik ayarı.....	47
3.6.2.5. Anahtarlama sırası .....	49
4. DENEYSEL ÇALIŞMALAR VE GRAFİKLER.....	51
4.1. Devre Şeması ve Ölçüm Devresi.....	51
4.2. Mikrodenetleyici ve IGBT Sürücü Devre.....	54
4.3. Güç Devresi .....	55
4.4. Uygulama Aşamaları .....	57
4.4.1. SDGA Yöntemiyle Skaler Hız Denetimi .....	57
4.4.2. UVDGA Yöntemiyle Skaler Hız Denetimi.....	63
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER .....	70
KAYNAKÇA.....	72
EK A : C DİLİNDE SDGA YAZILIMI.....	77
EK B : C DİLİNDE UVDGA YAZILIMI.....	81
ÖZGEÇMİŞ .....	85

## ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 3.1. Sekiz durum için anahtarlama vektörleri, faz ve hat büyüklüklerinin $V_d$ cinsinden birim değerleri.....	43
Çizelge 3.2. Sektörlerin fonksiyonu olarak evirici güç anahtarlarının doluluk süreleri..	50
Çizelge 4.1. Hall gerilim algılayıcısı (LV 25-1000/SP1) nın teknik özellikleri.....	53
Çizelge 4.2. Hall akım algılayıcısı (LA 55 - P) nın teknik özellikleri.....	53
Çizelge 4.3 IGBT sürücü modülün teknik özellikleri.....	55

## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. Asenkron motorun bir faz eşdeğer devresi .....	12
Şekil 2.2. Manyetik akı ve zıt-emk .....	13
Şekil 2.3. Bir faz eşdeğerinin fazör diyagramı.....	15
Şekil 2.4. Asenkron motorun sabit hava-aralığı akısında ve düşük kaymalı çalışmada sabit momentli yük için değişik frekanslardaki moment-hız eğrileri .....	19
Şekil 2.5. Küçük $f_{sl}$ değerlerinde fazör diyagram.....	20
Şekil 2.6. Hava aralığı akısını sabit tutmak için uç geriliminin artırılması .....	21
Şekil 2.7. Asenkron motor kapasite ve karakteristikleri .....	24
Şekil 3.1. Akım ara devreli evirici .....	27
Şekil 3.2. Gerilim ara devreli evirici.....	28
Şekil 3.3. $m = 0.8$ $m_f = 15$ için doğal örneklenmiş darbe genişlik ayarı kutup, hat ve faz gerilimleri.....	31
Şekil 3.4. Genlik ayarının değişimi ile evirici çıkışı fazlar arası gerilimin etkin değerinin değişimi.....	34
Şekil 3.5. $m=1$ durumunda evirici çıkışındaki kutup ve fazlar arası gerilimin harmonik dağılımı .....	37
Şekil 3.6. Simetrik düzenli ve doğal örneklenmiş referans dalgalar.....	38
Şekil 3.7. Asimetrik düzenli ve doğal örneklenmiş referans dalgalar. ....	38
Şekil 3.8. Bir eviricide mümkün olan sekiz farklı çalışma durumu.....	40
Şekil 3.9. Üç faz gerilimlerinin $\alpha - \beta$ uzayında temsili .....	41
Şekil 3.10. Üç fazlı eviricinin durağan referans ekseninde sekiz farklı anahtarlama vektörü (uzay vektör diyagramı) .....	41
Şekil 3.11. 1. Sektör için uzay vektörler .....	44
Şekil 3.12. Maksimum genlik ayarı .....	48
Şekil 3.13. Sektör 1 için simetrik UVDGA anahtarlama düzeni .....	49
Şekil 4.1. Asenkron motor sürücü devrenin prensip şeması.....	52
Şekil 4.2. Gerilim ve akım algılayıcılarının ayak bağlantıları .....	54

Şekil 4.3. IGBT sürücü devre (SKYPER 32 PRO R).....	54
Şekil 4.4. Üç fazlı denetimsiz doğrultucu (skd2512) modülü .....	56
Şekil 4.5. Yarım köprü evirici modül (SEMIX302GB128Ds).....	56
Şekil 4.6. SDGA için $f=50\text{Hz}$ ve $m=1$ durumunda R fazı geriliminin dalga şekli .....	59
Şekil 4.7. SDGA için $f=50\text{Hz}$ ve $m=1$ durumunda R fazı geriliminin harmonik dağılımı ve THB.....	59
Şekil 4.8. SDGA için $f=50\text{Hz}$ ve $m=1$ durumunda (a) R ve (b) S fazı hat akımları.....	60
Şekil 4.9. SDGA için $f=50\text{Hz}$ ve $m=1$ durumunda R fazı hat akımı, harmonik dağılımı ve THB.....	60
Şekil 4.10. SDGA için $f=25\text{Hz}$ ve $m=0,5$ durumunda (a) R ve (b) S fazı hat akımları..	61
Şekil 4.11. SDGA için $f=25\text{Hz}$ ve $m=0,5$ durumunda R fazı hat akımı, harmonik dağılımı ve THB .....	61
Şekil 4.12. SDGA için $f=5\text{Hz}$ ve $m=0,1$ durumunda (a) R, (b) S ve (c) T fazı hat akımları .....	62
Şekil 4.13. SDGA için $f=5\text{Hz}$ ve $m=0,1$ durumunda R fazı hat akımı, harmonik dağılımı ve THB.....	62
Şekil 4.14. UVDGA için $f=50\text{Hz}$ ve $m=1$ durumunda R fazı geriliminin dalga şekli....	64
Şekil 4.15. UVDGA için $f=50\text{Hz}$ ve $m=1$ durumunda R fazı geriliminin harmonik dağılımı ve THB .....	64
Şekil 4.16. UVDGA için $f=50\text{Hz}$ ve $m=1$ durumunda (a) R ve (b) S fazı hat akımları .	65
Şekil 4.17. UVDGA için $f=50\text{Hz}$ ve $m=1$ durumunda hat akımı, harmonik dağılımı ve THB .....	65
Şekil 4.18.' de, $f= 25\text{Hz}$ ve $m = 0,5$ durumunda, R ve S fazı hat akımlarının dalga şekli ve Şekil 4.19.' da R fazı hat akımının harmonik dağılımı verilmektedir. ....	66
Şekil 4.18. UVDGA için $f=25\text{Hz}$ ve $m=0,5$ durumunda (a) R ve (b) S fazı hat akımları .....	66
Şekil 4.20. UVDGA için $f=5\text{Hz}$ ve $m=0,1$ durumunda (a) R, (b) S ve (c) T fazı hat akımları .....	67
Şekil 4.21. UVDGA için $f=5\text{Hz}$ ve $m=0,1$ durumunda hat akımı, harmonik dağılımı ve THB .....	67
Şekil 4.22. Deneysel çalışmalarda kullanılan asenkron motor sürücü devrenin resmi ...	69

## KISALTMALAR DİZİNİ

AADE	: Akım Ara Devreli Evirici
GADE	: Gerilim Ara Devreli Evirici
DGA	: Darbe Genişlik Ayarı
SDGA	: Sinüzoidal Darbe Genişlik Ayarı
UVDGA	: Uzay Vektör Darbe Genişlik Ayarı
IGBT	: Isolated Gate Bipolar Transistör (Yalıtılmış Kapılı Çift Kutuplu Transistör)
DSP	: Digital Signal Processor (Sayısal İşaret İşlemcisi)
FFT	: Fast Fourier Transform (Hızlı Fourier Dönüşümü)
THB	: Toplam Harmonik Bozunum
AA	: Alternatif Akım
DA	: Doğru Akım

## SİMGELER DİZİNİ

$a_h$	: Harmonik katsayısı
$a_0$	: Fourier serisi doğru akım bileşeni
$B_{ag}$	: Hava aralığı akı yoğunluğu [Tesla]
$b_h$	: Harmonik katsayısı
$c_h$	: Harmonik genliği
$E_{ag}$	: Hava aralığı gerilimi [V]
$E_r$	: Rotor iletkeninde indüklenen gerilim [V]
$e_{ag}$	: Stator sargılarında indüklenen gerilim [V]
$f$	: Referans sinüzoidal dalga ve statora uygulanan gerilimin frekansı [Hz]
$f_c$	: Taşıyıcı üçgen dalganın frekansı [Hz]
$f_{sl}$	: Kayma frekansı [Hz]
$h$	: Harmonik sırası
$I_m$	: Mıknatıslanma akımı [A]
$I_s$	: Stator akımı [A]
$m$	: Genlik ayarı
$m_f$	: Frekans ayarı
$m_{max}$	: Maksimum genlik ayarı
$n_s$	: Dakikadaki döner alan hızı [d/dak.]
$n$	: Dakikadaki rotor hızı [d/dak.]
$N_s$	: Stator bir faz sargısının sarım sayısı
$L_{ls}$	: Stator kaçak endüktansı [H]
$L_{lr}$	: Rotor kaçak endüktansı [H]
$L_m$	: Mıknatıslanma endüktansı [H]
$p$	: Kutup sayısı

$P_r$	: Rotor sargılarının dirençlerindeki kayıplar [W]
$P_{ag}$	: Hava aralığı gücü [W]
$P_{em}$	: Elektromekanik güç [W]
$R_r$	: Faz başına rotor sargılarının omik direnci [ $\Omega$ ]
$R_s$	: Stator direnci [ $\Omega$ ]
$s$	: Kayma
$T_a$	: 1. uzay vektörün uygulanma süresi [s]
$T_b$	: 2. uzay vektörün uygulanma süresi [s]
$T_{ag}$	: İndüklenen moment [Nm]
$T_{em}$	: Elektromekanik moment [Nm]
$T_0$	: Sıfır durum uzay vektörünün uygulanma süresi [s]
$V_{a0}^*, V_{b0}^*, V_{c0}^*$	: Referans sinüzoidal dalgalar
$V_{a0}$	: a fazı kutup gerilimi [V]
$V_{a01}$	: Kutup geriliminin temel bileşeni [V]
$V_{a01\max}$	: Kutup geriliminin temel bileşenin maksimum değeri [V]
$V_{ab}$	: a ile b fazı arasındaki gerilim [V]
$V_{ab1}$	: Evirici çıkışındaki fazlar arası gerilimin temel bileşeni [V]
$V_{ab1\max}$	: Fazlar arası gerilimin temel bileşenin maksimum değeri [V]
$V_{aN}$	: Faz gerilimi [V]
$V_{aN1}$	: Faz geriliminin temel bileşeni [V]
$V_{aN\max}$	: Faz geriliminin maksimum değeri [V]
$V_s$	: Faz başına uygulanan stator etkin gerilimi [V]
$\vec{V}_k$	: Uzay vektörü
$V_p$	: Referans sinüzoidal dalganın tepe değeri [V]
$V_{ref}$	: Referans uzay vektörü
$V_{ref\max}$	: Referans uzay vektörün maksimum genliği
$V_T$	: Taşıyıcı üçgen dalganın tepe değeri [V]

$\omega$	: Referans sinüzoidal dalğanın açısål hızı [rad/s]
$\omega_c$	: Taşıyıcı üçgen dalğanın açısål hızı [rad/s]
$\omega_s$	: Döner manyetik alan açısål hızı [rad/s]
$\omega_{st}$	: Kayma açısål hızı [rad/s]
$\omega_r$	: Rotor hızı [rad/s]
$\theta_r$	: Rotor akımı ile hava aralığı gerilimi arasındaki açđ [derece]
$\varphi_h$	: Harmonik faz açısı
$\phi_{ag}$	: Hava aralığı akısı [Wb]
$\phi_m$	: Manyetik akının tepe değeri [Wb]
$\delta$	: Miknatıslanma akımı ile hava aralığı gerilimi arasındaki açđ [derece]
$\lambda$	: Toplam akı [Wb]

## 1. GİRİŞ

Günümüz endüstrisinde, değişken hızlı sürücü sistemleri yaygın olarak kullanılmaktadır. Doğru akım motorları, gürültülü çalışması, sık arıza yapma ve sık bakım gerektirme vb. birçok sakıncalarına rağmen; ideal moment –hız karakteristiğine sahip olmaları ve denetimlerinin kolay olması nedeniyle günümüze kadar endüstride çok yaygın olarak kullanılmıştır. Günümüzde, güç elektroniği ve mikroişlemci tabanlı denetim alanında yaşanan hızlı gelişmeler sonucu, endüstrideki birçok doğru akım motorlu hız sürücü uygulamaların yerini, yapıları basit ve sağlam, ucuz ve daha az bakım gerektiren, asenkron motorlu hız denetleyici uygulamaları almaktadır. Bugün, asenkron motorun vektör denetimiyle, doğru akım motorunda olduğu gibi moment ve hız denetimi yapılabilmektedir.

Günümüzde, güç elektroniği ve yarı-iletken teknolojisindeki gelişmeler sayesinde, doğru gerilimi değişken (alternatif) gerilime dönüştürmek artık çok kolay hale gelmiştir. Bu işlemi gerçekleştiren güç elektroniği devrelerine evirici denilmektedir. Eviriciler, Gerilim Ara Devreli Evirici (GADE) ve Akım Ara Devreli Evirici (AADE) olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. GADE' nin girişi sabit gerilim kaynağı, AADE' ninki ise sabit akım kaynağı gibi davranmaktadır. GADE, asenkron motorların hız ve moment denetiminde önemli bir yer tutmaktadır. Asenkron motorların hız denetimi için gerekli olan değişken genlik ve frekanstaki gerilim GADE tarafından sağlanmaktadır [9]. Eviriciler ayrıca indüksiyonla ısıtma, kesintisiz güç kaynakları, aktif harmonik filtreler, vb. endüstriyel uygulamalarda yaygın bir şekilde kullanılmaktadır.

Asenkron motorun hız denetiminde, ilk önce skaler hız denetim yöntemleri geliştirilmiştir. Asenkron motorun skaler hız denetim yöntemi, kolay uygulanabilirliği açısından günümüzde en bilinen ve yaygın olarak kullanılan hız denetim yöntemidir [1]. Bu yöntemde, gerilim/frekans oranı ( $V_s/f$ ) sabit tutularak hız denetimi yapılmaktadır. Eviricinin çıkışındaki gerilimi ve frekansı değiştirebilmek için evirici denetiminde kullanılan çeşitli darbe genişlik ayarı (DGA) yöntemleri geliştirilmiştir.

1964 yılında, statik üç fazlı evirici denetimi için Schönung ve Stemmler tarafından önerilen ve kısaca Sinüzoidal Darbe Genişlik Ayarı (SDGA) olarak adlandırılan taşıyıcı üçgen dalga tabanlı SDGA yöntemi, en iyi bilinen DGA yöntemidir [2]. Bununla birlikte, mikroişlemci teknolojisindeki gelişmeler sayesinde, 1982 yılında Pfaff, Weschta ve Wick tarafından Uzay Vektör Darbe Genişlik Ayarı (UVDGA) önerilmiştir [3]. UVDGA yöntemine ait daha ileri seviyedeki gelişimler, Van der Broeck, Skudenly ve Stanke [4] tarafından sağlanmış ve UVDGA üç fazlı evirici uygulamalarında kullanılan en önemli DGA yöntemi haline gelmiştir [5].

Yalıtılmış nötrlü üç fazlı yükler için en iyi verim, diğer DGA yöntemleri ile kıyaslandığında, UVDGA yöntemi ile elde edilmektedir [6]. Örneğin, harmonikler açısından, SDGA yöntemi ile karşılaştırıldığında, daha az Toplam Harmonik Bozunumu (THB) elde edilmektedir [12]. UVDGA yöntemi, günümüzde en çok kullanılan DGA yöntemidir. Uzay vektör yöntemi, karmaşık denklem çözümlerini içermesine rağmen mikroişlemci teknolojisindeki gelişmeler sonucunda, günümüzde en önemli DGA yöntemi haline gelmiştir [4,7].

Güç elektroniği evirici uygulama alanları, yarı iletken teknolojisindeki gelişmelere paralel olarak hâlâ ilerlemektedir. Bugün, daha verimli anahtarlama karakteristikleri ve daha yüksek gerilim ve akım değerlerine sahip eviriciler bulunmaktadır [5].

### **1.1. Problemin Tanımı**

Bugün, tüketilen elektrik enerjisinin büyük bir kısmını asenkron motorların oluşturduğu bilinmektedir. Tüketilen toplam elektrik enerjisinin yaklaşık %56'sını elektrik motorları, bunun da %96'sını asenkron motorlar oluşturmaktadır. Buradan, tüm elektrik enerjisinin %53'nün asenkron motorlar tarafından tüketildiği düşünüldüğünde asenkron motorun hız denetiminin önemi daha iyi anlaşılmaktadır [8].

Motor sürücü uygulamalarında en önemli etken eviricilerdir. Eviricinin denetiminde kullanılan DGA yöntemleri, eviricinin karakteristik özelliklerini belirleyerek, çıkış performansını doğrudan etkilemektedir. DGA yöntemleri, motor sürücü uygulamalarını

da içeren endüstriyel uygulamalarda, bazı ölçütler açısından değerlendirilmektedir. Bu ölçütlerin en önemlileri DA bara geriliminin verimli kullanımı, düşük THB ve anahtarlama kayıpları, doğrusal çalışma aralığının genişliği, yüksek hızda dinamik cevap yeteneği, düşük hızlarda anma momentini sağlayabilme ve kolay uygulanabilirlik olarak sıralanmaktadır. DGA yöntemleri arasında en yaygın kullanılan iki yöntem, SDGA ve UVDGA' dır [9]. SDGA yönteminin en büyük sakıncası DA bara geriliminin verimsiz kullanımıdır. UVDGA yöntemi ile DA bara geriliminin kullanımı, SDGA ile karşılaştırıldığında %15,5 artmaktadır. Bununla birlikte SDGA yönteminin, UVDGA ile karşılaştırıldığında karmaşık denklem çözümleri içermediği görülmektedir [5,10].

SDGA yöntemi, analog uygulamalar için doğal örnekleme ve mikroşlemci tabanlı sayısal uygulamalar için düzenli örnekleme olarak ikiye ayrılır. Bu uygulama yönteminde, taşıyıcı üçgen dalga frekansının (anahtarlama frekansı) referans sinüzoidal dalganın frekansına oranı, üç ve üçün tek sayı katları olmalıdır [11]. Böylece, fazlar arası gerilimlerde üç, üçün katı ve çift sayılı harmonikler yok olmaktadır. Mikroşlemci tabanlı uygulamalarda bu koşulun yerine getirilmesi oldukça zor olmaktadır.

## **1.2. Tezin Amacı**

Bu tez çalışmasında, üç-fazlı GADE' den beslenen tipik bir asenkron motorun, mikro denetleyici tabanlı düzenli örnekleme SDGA ve UVDGA yöntemleri ile açık çevrim skaler ( $v/f$ ) hız denetimlerinin deneysel olarak gerçekleştirilmesi ve elde edilen sonuçların enerji kalitesi ve motor performansı açısından karşılaştırılması amaçlanmaktadır.

## **1.3. Tezin İçeriği**

Tez, içerik olarak aşağıdaki bölümlerden oluşmaktadır: Birinci bölümde, tez konusuna giriş yapılmış ve tez konusu ile ilgili yapılmış çalışmalara yer verilmiştir. İkinci bölümde, asenkron motorun skaler hız denetimi ile ilgili bağıntılar açıklanmıştır. Üçüncü bölümde, UVDGA ve SDGA yöntemleri incelenmiş ve UVDGA' nın taşıyıcı üçgen dalga tabanlı SDGA' na göre üstünlükleri kuramsal olarak ortaya konulmuştur.

Dördüncü bölümde, deneysel çalışma ve deneysel çalışmadan elde edilen grafikler ile deneyde kullanılan donanımların teknik özelliklerine yer verilmektedir. Beşinci bölümde ise sonuç ve öneriler verilmektedir. Eklerde, gerçekleştirilen skaler hız denetimine ait C programlama dilinde yazılmış olan programlar verilmektedir.

#### **1.4. Konuyla İlgili Yapılan Çalışmalar**

Bu bölümde, konu ile ilgili literatür taramasına yer verilmektedir. Özellikle DGA yöntemlerini birbirleri arasında karşılaştıran çalışmalara öncelik tanınmıştır.

Van Der Broeck ve Skudenly 1988, GADE için UVDGA ve SDGA yöntemlerini üç fazlı ASM sürücü uygulaması için karşılaştırmışlardır. Analitik hesaplamalar temel alınarak akım harmonik bozunumu, moment salınımları değerlendirilmiştir. Sonuç olarak UVDGA yönteminin, SDGA yöntemi ile karşılaştırıldığında, daha az akım THB' na ve daha geniş doğrusal modülasyon aralığına sahip olduğu görülmüştür [4].

Boost ve Ziogas 1988, SDGA yöntemi ile harmonik katkılı SDGA arasında bir performans analizi yapmıştır. Düşük akım THB ve geniş modülasyon aralığı ölçütleri açısından, harmonik katkılı SDGA yönteminin daha verimli bir DGA yöntemi olduğu ortaya konulmuştur [13].

Boys ve Handley 1990, UVDGA ve asimetrik düzenli örneklemeli SDGA yöntemlerinin harmoniklerini, analitik hesaplamalarla ve deneysel olarak elde etmişler ve analitik hesaplamalarla deneysel sonuçların yüksek doğruluk oranında örtüştüğünü görmüşlerdir [14].

Holtz 1992, üç fazlı GADE' den beslenen Alternatif Akım (AA) motor sürücüleri için DGA yöntemlerini karşılaştırmıştır. Güç seviyesi, anahtarlama frekansı ve dinamik cevap açısından, yapılacak uygulamalarda hangi yöntemin uygun olduğunu gösteren ana hatları ortaya koymuştur [15].

Holmes 1992, azaltılmış tip AA-AA matris çevirici modülasyon kuramını kullanarak, düzenli örnekleme DGA ve UVDGA arasındaki matematiksel ilişkiyi ortaya çıkarmıştır. Bu ilişkiye dayanarak ortaya koyduğu modülasyon stratejisi, düşük harmonik dağılımı açısından GADE, AADE ve matris eviriciler için daha önceden ortaya konulan UVDGA çözümleri ile yaklaşık olarak aynı sonucu vermiştir [16].

Rodriguez, Wiechmann, Holtz, Suarez ve Sepulveda 1994, IGBT' lerle kurdukları üç fazlı bir evirici devreyi, detaylı bir şekilde analiz ettikleri UVDGA yöntemi ile denetlemiştir. Sonuç olarak, üç fazlı bir eviricinin davranışlarını tanımlamak amacıyla uzay vektör analitiğinin mükemmel bir yöntem olduğunu ortaya koymuşlardır. Uzay vektörlerini kullanarak, minimum akım harmonik bozunumu ve anahtarlama kayıpları için yüksek performanslı DGA yöntemleri geliştirebilmenin mümkün olduğu görülmüştür [17].

Holtz 1994, DGA yöntemleri üstünde bir gözden geçirme çalışması yapmıştır. Matematiksel analizler ve deneysel veriler temel alınarak sonuçlar tartışılmış ve karşılaştırılmıştır. Performans ölçütü, belirli bir uygulama için hangi DGA yönteminin uygun olduğunu belirlemiştir. Sistemin kayıplarını belirlediği için, anahtarlama kayıplarının önemli bir tasarım parametresi olduğu saptanmıştır. Anahtarlama kayıplarının düşük güç seviyelerinde daha kısıtlayıcı bir etken olduğu görülmüştür. Kayıplar, anahtarlama frekansını düşük seviyede tutmaya zorladığı için, çevrim içi ve çevrim dışı optimizasyonlarını içeren ayrıntılı yöntemlerin daha uygun bir DGA yöntemi olduğu belirtilmiştir. [18].

Blasko 1996, geliştirilmiş UVDGA ve SDGA yöntemlerini temel alan ve literatürde Hibrit DGA olarak adlandırılan yöntemi türetmiştir. Klasik UVDGA yönteminde sıfır durum vektörleri  $V_0$  ve  $V_7'$  in uygulanma süreleri aynıdır. Fakat geliştirilmiş UVDGA yönteminde bu vektörlerin uygulanma süreleri sürekli değişmektedir. Blasko, geliştirilmiş UVDGA ve SDGA yöntemleri arasındaki ilişkiyi açığa çıkartarak, bir  $k_0$  katsayısını belirlemiştir. Bu katsayıyı 0 ile 1 arasında değiştirerek, sıfır durum vektörlerini 0 ile %100 arasında değiştirmiştir. Bununla beraber, bu katsayının DGA'ın karakteristik özelliklerine etkisini inceleyerek, yük akımında minimum dalgalanmayı

sağlayan optimum bir  $k_0$  katsayısı türetmiştir. Elde edilen yeni algoritma ile genişletilmiş doğrusal çalışma aralığı (1.154), her örnekleme aralığında  $k_0$ 'ın değiştirilmesiyle yük akımının spektrumunu değiştirebilme yeteneği ve anahtarlama kayıplarının azaltılması mümkün hale gelmiştir [19].

Holmes 1996, UVDGA yönteminin neden düşük THB sağladığını gösteren bir çalışma yapmıştır. Sıfır durum vektörlerinin anahtarlama periyodunun farklı anlarında uygulanmasının, UVDGA yönteminin harmonik performansını belirlediğini ortaya koymuştur [20].

Yu, Mohammed ve Panahi 1997, üç fazlı eviriciler için SDGA, UVDGA ve histerisiz DGA yöntemlerini karşılaştırmışlar ve uygulama bazında tartışmışlardır. Üç DGA yöntemi için deneysel sonuçları sunmuşlardır. Deneysel sonuçlar, faz akımlarının denetimi için en uygun yöntemin histerisiz DGA; DA bara geriliminin verimli kullanılabilmesi için en uygun yöntemin UVDGA olduğunu göstermiştir [21].

Bowes ve Lai 1997, üç fazlı eviriciler için düzenli örnekleme ve farklı seviyede harmonik katkı SDGA yöntemleri ile UVDGA yöntemlerini karşılaştırmışlardır. Düzenli örnekleme SDGA yönteminde, referans modülasyon dalganın  $1/4$ 'ü genişliğinde üçüncü harmonik eklendiğinde, harmoniklerin minimize olduğu,  $1/6$ 'sı eklendiğinde DA bara geriliminin verimli kullanımının maksimum seviyeye çıktığı görülmüştür. Bununla birlikte, UVDGA yönteminin doğrusal çalışma aralığını, düzenli örnekleme SDGA yöntemine göre %15,15 artırdığı görülmüştür [22].

Minas, Martins ve Couto 1999, değişken frekanslı bir ASM sürücü devresi için üç fazlı GADE' yi UVDGA yöntemi ile denetlemişlerdir. UVDGA, 16 bitlik bir mikroişlemci ile yapılmış ve donanım açısından esnek bir çözüm olduğu ortaya konulmuştur. GADE' den beslenen ASM sürücü sistemlerinde, alan etkili denetim için en uygun yöntemin UVDGA olduğu belirtilmiştir [23].

Myoung Lee ve Choon Lee 2000, ASM' u sürmek için doğal örnekleme UVDGA yöntemini üç fazlı GADE' ye uygulamışlardır. UVDGA' nın, SDGA' nın özel bir

türüne eşit olduğu analiz edilmiştir. UVDGA ile denetlenen bir eviricinin beslediği yıldız bağlı yalıtılmış nötrlü bir yükün sıfır noktasında oluşan gerilim, doğal örnekleme SDGA yönteminde, referans modülasyon dalgaya eklenmiştir. Böylece pahalı mikroişlemcileri gerektirmeyen doğal örnekleme UVDGA' nın eşiti olan doğal örnekleme SDGA yöntemi elde edilmiştir [24].

Zhou ve Wang 2002, UVDGA ve harmonik katkı yöntemlerini de içeren SDGA yöntemleri arasında kapsamlı bir analiz çalışması yapmışlardır. Analizler, modülasyon dalgaları ve uzay vektörleri, modülasyon dalgaları ve uzay vektör sektörleri, UVDGA' ın anahtarlama modelleri ve SDGA yöntemleri arasında yapılmıştır. Genel bir platform sağlayan bütün analizler, sadece SDGA ve UVDGA arasındaki dönüşümü değil, farklı performanslara sahip DGA yöntemlerini de geliştirmeye olanak sağlamıştır. Bütün analizler yük türünden bağımsız yapılmıştır. Bütün DGA yöntemleri için doğrusal çalışma aralığını gösteren maksimum genlik ayarının  $m_{max} = 1,15$  olduğu, görülmüştür [25].

Hua, Zhengming ve Shuo 2003, Eviriciler için UVDGA, SDGA ve tek döngü denetim yöntemlerini, üstünlükleri ve sakıncaları açısından PSIM simülasyon programı aracılığı ile karşılaştırmışlardır. Çalışmalar sonunda, verimsiz DA bara gerilimi kullanımına karşın, değişken dalga biçimlerinin elde edilebilmesi için tek döngü denetim yönteminin en uygun yöntem olduğu görülmüştür. Bununla birlikte, UVDGA yönteminin mikroişlemci kullanımı gerektirmesine rağmen, daha düşük THB ve daha verimli DA bara gerilimi kullanımı sağladığı belirtilmiştir [26].

Kwasinski, Krein ve Chapman 2003, çalışmalarında DGA yöntemlerini karşılaştırmışlardır. UVDGA yönteminin, üçüncü harmonik katkı düzenli örnekleme asimetric DGA ile yaklaşık aynı performansı gösterdiği; SDGA yöntemine göre ise %15 daha geniş doğrusal çalışma aralığı sağladığı görülmüştür. Modülasyon dalgasına üçüncü harmoniğin ilave edilmesi ile aynı doğrusal çalışma aralığının SDGA yöntemi ile de elde edildiği belirtilmiştir. SDGA yönteminin uygulanabilirliğinin UVDGA yöntemine göre daha basit olduğu saptanmıştır. Doğal örnekleme SDGA yönteminin simetric düzenli örnekleme SDGA yöntemine göre daha az THB' na sahip olduğu

fakat doğal örnekleme SDGA yönteminin uygulanabilirliğinin daha zor olduğu belirtilmiştir [27].

Iqbal, Lamine, Ashraf ve Mohibullah 2006, UVDGA yönteminin MATLAB/SIMULINK modelinin elde edilmesi üstünde çalışmışlardır. İlk olarak üç fazlı GADE' nin uzay vektör temelli incelemesi ele alınmış ve UVDGA' ın simülasyonu yapılmıştır [28].

Pablo, Rey, Herrero ve Ruiz 2007, UVDGA yönteminde darbe genişliklerinin hesaplanması için yeni, daha hızlı ve daha basit bir algoritma önermişlerdir. Ayrıca SDGA ve UVDGA arasında performans analizi de yapılarak önerilen yeni algoritmanın pahalı sayısal sinyal işlemcileri gerektirmediği görülmüştür [29].

Lee ve Kim 2007, düşük güçlü asenkron motorlar için yeni bir üç fazlı evirici denetim yöntemi önermişlerdir. Topoloji olarak, tek fazlı yarım köprü DGA doğrultucu ve üç fazlı eviriciden oluşan bir devre belirlenmiştir. Bu topoloji ile birlikte, tam köprü doğrultucu ve üç fazlı evirici içeren sistemlerde yarı iletken anahtar sayısı ondan altıya indirilmiştir. Ayrıca, sistem akımı ile model akımı arasındaki sapmayı denetleyen bir durum gözetleyicisi kullanılarak, gerilim algılayıcı kullanma zorunluluğu ortadan kaldırılmıştır. DA bara gerilimindeki dalgalanmaların ve ölü zamanın evirici çıkışındaki akıma etkileri araştırılmış, çözüm önerileri sunulmuştur [30].

Sani, Filizadeh ve Wilson 2007, çalışmalarında, klasik UVDGA yöntemini ve türevlerini sayısal simülasyon programı (PSCAD/EMTDC) ile gerçekleştirmişlerdir. Geliştirilen model, harmonikler ve kayıplar açısından UVDGA' na performans analizi yapmak için kullanılmıştır. Bu etkenler, farklı UVDGA varyasyonlarını ve SDGA yöntemini birbirleri arasında kıyaslamak için de kullanılmıştır. En düşük harmonik bozunumunu minimum kayıp ve geleneksel yöntemin sağladığı görülmüştür. SDGA yönteminin ise orta seviye kayıplara ve yüksek harmonik bozunumuna sahip olduğu belirlenmiştir [31].

Meco-Gutie´rrez, Hidalgo, Vargas-Merino ve Heredia-Larrubia 2007, kullanılmakta olan DGA yöntemleri ile karşılaştırıldığında, harmonikleri önemli derecede azaltmanın mümkün olduğu yeni bir DGA yöntemi geliştirmişlerdir. ıkış sinyalinde sağlanan gelişimler: Temel dalga da önemli derecede artış, harmoniklerde önemli derecede azalma ve çıkış sinyalinin matematiksel ifadesinin basitliği olmuştur [32].

## 2. ÜÇ-FAZLI ASENKRON MOTORUN SKALER (v/f) HIZ DENETİMİ

### 2.1 Giriş

Asenkron motorlar, kısa devre çubuklu (sincap kafesli) ve rotoru sargılı (bilezikli) olmak üzere genellikle bir ve üç fazlı olarak üretilirler. Sincap kafesli asenkron motorlar sağlam yapıları, az arıza yapmaları ve az bakım gerektirmeleri, düşük maliyet ve yüksek verimli olmalarından dolayı endüstri ve genel amaçlı uygulamalarda yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Asenkron motor, hava-aralığındaki döner alanla aynı yönde ve döner alan hızından ( $n_s$ ) kayma ( $s$ ) kadar küçük bir ( $n$ ) hızında döner. Asenkron motor, normal çalışma aralığındaki kayma değeri düşük (%3-5) değerinde olduğundan, genelde sabit hızlı motor olarak anılır. Asenkron motor, sabit şebeke gerilimi ve frekansı ile beslendiğinde, normal çalışma aralığında yaklaşık sabit hızda döner. Asenkron motorun  $n$  dönüş (rotor) hızı, hava-aralığındaki döner alanın hızıyla ( $n_s$ ) dolaylı olarak ayarlanmaktadır. Asenkron motorun  $n_s$  senkron hızı, eşitlik (2.1 ve 2.2)'de verildiği gibi, şebeke geriliminin frekansı ( $f$ ) ve kutup sayısı ( $P$ ) ile doğrudan değişmektedir. Bundan başka, asenkron motorun hızı, küçük güçteki değişken momentli yüklerde olduğu gibi, gerilimle dolaylı olarak ayarlanabilmekte ise de verim düşük olduğundan kullanımı çok yaygın değildir. Kutup sayısı ve gerilimle hız ayarı tez çalışma alanının dışında tutulmuştur.

Asenkron motorun sıfır ile etiket değeri arasındaki frekansla hız ayarı ancak sabit  $\phi_{ag}$  hava-aralığı akısında mümkün olmaktadır.  $\phi_{ag}$  akısının sabit kalması ise statora uygulanan gerilimin stator gerilimi frekansına oranı sabit tutularak sağlanmaktadır. Bu nedenle asenkron motorun frekansla hız ayarına  $v/f$  skaler hız denetimi denilmektedir [33]. Uygulamada bu işlem bir evirici ve mikrodenetleyici ile yapılmaktadır. Bundan başka, daha hassas hız denetimi olan vektör hız denetimi tez çalışma alanının dışında kalmaktadır. Asenkron motorun hız denetiminde, motorun normal akım, gerilim ve akılarda kuramsal inceleme için sürekli rejimde eşdeğer devre çıkartılır. Motor için simetrik çok fazlı sargıların, dengeli aynı sayıda fazla beslendiği durum temel alınır.

Stator ve rotor hava aralığı ihmal edilerek bir fazın elektriksel eşdeğer modeli elde edilir [34].

## 2.2 Asenkron Motorun Temel Çalışma İlkeleri

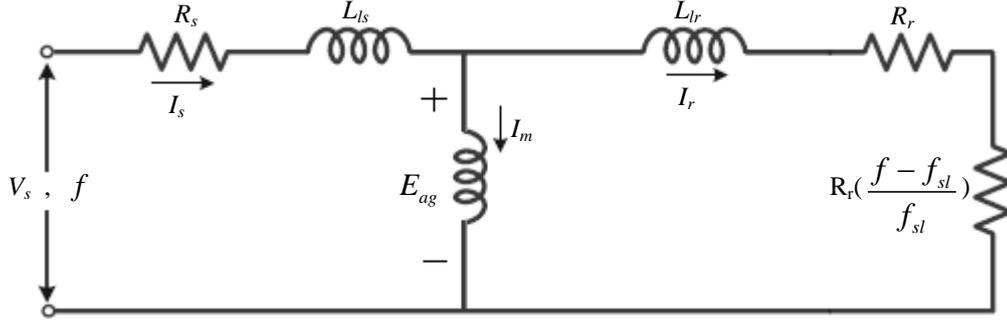
Statordaki üç faz sargıları, uzayda birbirlerine göre  $120^\circ$  lik faz farklarıyla yerleştirilmiştir. Stator sargılarına dengeli üç fazlı,  $f = \omega / 2\pi$  frekanslı, üç fazlı gerilimler uygulandığında sargılardan yine üç fazlı dengeli akımlar geçer. Bu akımlar, stator ile rotor arasındaki hava aralığında sabit genlikte  $\omega_s$  açısal hızıyla dönen  $B_{ag}$  akı yoğunluğunu veya  $\phi_{ag}$  akısını oluşturur.  $f$  şebeke frekansı ile beslenen  $2P$  kutuplu bir asenkron motorun açısal senkron açısal hızı denklem (2.1), dönüş hızı denklem (2.2)' de verilmektedir.

$$\omega_s = \omega / P = 2\pi f / P [\text{rad} / \text{s}] \quad (2.1)$$

Denklem (2.1)' de,  $\omega$ , stator sargı akım ve gerilimlerin açısal hızını,  $f$ , besleme frekansını temsil etmektedir.

$$n_s = 60 \frac{\omega_s}{2\pi} = \frac{60}{P} f [d / \text{dak}] \quad (2.2)$$

$\phi_{ag}$  hava aralığı akısı, stator sargılarını  $\omega_s$  senkron, rotor sargılarını ise  $\omega_{sl}$  kayma hızıyla keser ve stator sargılarında  $f$  frekanslı  $E_{ag}$  zıt emk veya hava aralığı, rotor çubuklarında ise  $f_{sl}$  kayma frekanslı  $E_r$  rotor gerilimlerini indükler.  $E_r$  gerilimi  $I_r$  rotor akımını ve  $B_r$  rotor akısını oluşturur. Stator akımlarının oluşturduğu  $B_s$  akısı ile  $B_r$  akılarının toplamı hava aralığında  $B_{ag}$  akı yoğunluğunu veya  $\phi_{ag}$  akısını oluşturur. Asenkron motorun karakteristik özelliklerini ortaya koyan statik bir faz eşdeğer devresi, Şekil 2.1.' de verilmektedir.



**Şekil 2.1.** Asenkron motorun bir faz eşdeğer devresi

$V_s$ , faz başına etkin gerilim [V],  $E_{ag}$ , hava aralığı gerilimi [V],  $R_s$ , stator direnci [ $\Omega$ ]  $R_r$ , rotor direnci [ $\Omega$ ],  $L_{ls}$ , stator kaçak endüktansı [H],  $L_{lr}$ , rotor kaçak endüktansı [H],  $I_s$ , stator akımı [A],  $I_r$ , rotor akımı [A],  $I_m$  mıknatıslanma akımı [A]. Stator akımı  $I_s$ ' nin mıknatıslanma bileşeni  $I_m$ , hava aralığı akısını oluşturur. Manyetik devre analizinden toplam akı,

$$\lambda = N_s \phi_{ag} = L_m I_m \quad (2.3)$$

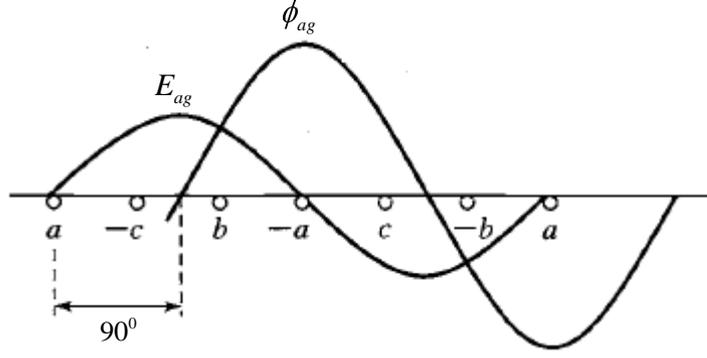
olarak yazılabilir. Manyetik akı doğrudan akımın bir fonksiyonu olduğu için sinüzoidal bir biçimde değişmektedir.  $\phi_{ag}$  akısının değeri denklem (2.5)' de, değişimi Şekil 2.2.' de verilmektedir. Hava aralığı gerilimi,

$$e_{ag} = N_s \frac{d\phi_{ag}}{dt} \quad (2.4)$$

olarak yazılabilir. Manyetik akı doğrudan akımın bir fonksiyonu olduğu için sinüzoidal bir biçimde değişmektedir. Bu durum denklem (2.5)' deki gibi ifade edilir.

$$\phi_{ag} = \phi_m \sin(\omega t) \quad (2.5)$$

$\phi_{ag}$  akısının değeri denklem (2.4)' de yerine konulursa hava aralığı geriliminin değeri denklem (2.6)' daki gibi bulunur.



**Şekil 2.2.** Manyetik akı ve zıt-emk

$$e_{ag} = N_s \omega \phi_{ag} \cos(\omega t) \quad (2.6)$$

Buradan indüklenen gerilimin etkin değeri

$$E_{ag} = k_1 f \phi_{ag} \quad (2.7)$$

olarak yazılabilir. Burada  $k_1$  sabit bir değerdir. Asenkron motorda hava aralığı akısı ve rotor akımlarının etkileşiminden moment üretilir. Rotor hızı  $\omega_r$ , hava aralığı akısı ile aynı yöndedir ve  $\omega_s$  senkron hızdan  $\omega_{sl}$  kayma hızı kadar düşük bir hızda döner. Bu fark hızın senkron hıza oranına kayma veya yüzde kayma olarak adlandırılır ve denklem (2.8)' deki gibi ifade edilir.

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (2.8)$$

Kayma açısal hızı,

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = s \omega_s \quad (2.9)$$

Kayma frekansı,

$$f_{sl} = f - f_r = s.f \quad (2.10)$$

Hava aralığı akısı rotora göre  $\omega_{sl}$  kayma açısal hızı ile dönmektedir. Böylece herhangi bir rotor iletkeninde indüklenen gerilim  $E_r$ ,  $f$  yerine  $f_{sl}$  yazılarak elde edilebilir. Sincap kafesli asenkron rotorun faz başına sarım sayısı  $N_s$ ' ye eşdeğer üç fazlı kısa devre sargılar ile temsil edilmesiyle, rotorun bir faz sargısında indüklenen gerilim,

$$E_r = k_1 f_{sl} \phi_{ag} \quad (2.11)$$

olarak yazılmaktadır. Burada  $k_1$  katsayısı denklem (2.7)' deki ile aynı katsayıdır. Rotorda indüklenen kayma frekanslı gerilimler, kayma frekanslı rotor akımları  $I_r$ ' yi oluşturur.

$$E_r = R_r I_r + j2\pi f_{sl} L_{lr} I_r \quad (2.12)$$

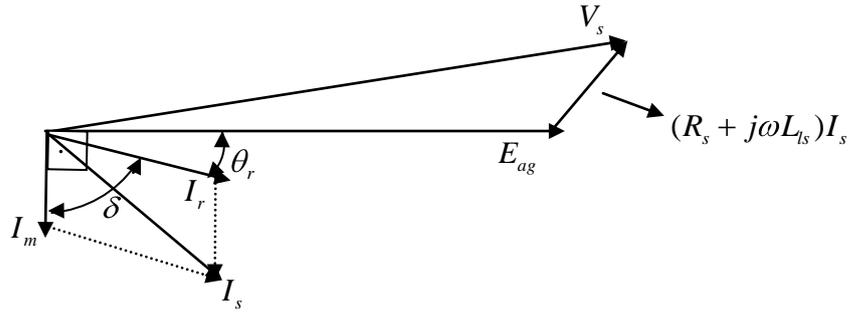
Faz başına rotor sargılarının omik direnci  $R_r$  ve kaçak endüktansı  $L_{lr}$ ' dir. Kayma frekanslı rotor akımları rotora göre kayma hızı ile statora göre senkron hızda dönerler. Rotor sargılarının dirençlerindeki kayıplar,

$$P_r = 3I_r^2 R_r \quad (2.13)$$

olarak yazılır. Denklem (2.12)' de her iki taraf  $(f / f_{sl})$  ve  $I_r$  ile çarpılarak, sadece reel kısmı alınır, hava aralığı gücü  $P_{ag}$ , denklem (2.15)' deki gibi yazılabilir.

$$E_{ag} = \frac{f}{f_{sl}} E_r = f \frac{R_r}{f_{sl}} I_r + j2\pi f L_{lr} I_r \quad (2.14)$$

$$P_{ag} = 3 \frac{f}{f_{sl}} R_r I_r^2 \quad (2.15)$$



**Şekil 2.3.** Bir faz eşdeğerinin fazör diyagramı

Denklem (2.13) ve (2.14)' den elektromekanik güç  $P_{em}$  ,

$$P_{em} = P_{ag} - P_r = 3R_r \frac{f - f_{sl}}{f_{sl}} I_r^2 \quad (2.16)$$

olarak hesaplanır. Elektromekanik  $T_{em}$  ve indüklenen  $T_{ag}$  momentler sırasıyla:

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_r} \quad (2.17)$$

$$T_{ag} = \frac{P_{ag}}{\omega_s} \quad (2.18)$$

olarak ifade edilir. Şekil 2.3' de stator gerilimleri ve akımların fazör diyagramları gösterilmektedir.  $\phi_{ag}$  hava aralığı akısını oluşturan mıknatıslanma akımı  $I_m$  ,  $E_{ag}$  ' den  $90^\circ$  geridedir. Elektromekanik momenti oluşturan  $I_r$  akımı ile  $E_{ag}$  ile arasındaki güç faktörü açısı,

$$\theta_r = \tan^{-1} \left( \frac{2\pi f_{sl} L_r}{R_r} \right) = \tan^{-1} \left( \frac{2\pi f L_r}{R_r f / f_{sl}} \right) \quad (2.19)$$

olarak ifade edilir. Elektromekanik moment ise,

$$T_{em} = k_2 \phi_{ag} I_r \sin(\delta) \quad (2.20)$$

$$\delta = 90^\circ \pm \theta_r \quad (2.21)$$

olarak bulunur. Faz başına uygulanan stator gerilimi,

$$V_s = E_{ag} + (R_s + j2\pi f L_{ls}) I_s \quad (2.22)$$

olarak verilir. Kayma frekansının düşük değerlerinde rotor devresi için yazılan aşağıdaki koşul geçerli hale gelir.

$$R_r \gg 2\pi f_{sl} L_{lr} \quad (2.23)$$

Böylece denklem (2.19)' da yazılan  $\theta_r$  yaklaşık olarak sifıra eşit olur. Bu durumda denklem (2.20), denklem (2.24)' deki gibi tekrar yazılabilir.

$$T_{em} \cong k_2 \phi_{ag} I_r \quad (2.24)$$

Denklem (2.11) ve (2.12), denklem (2.23)' deki yaklaşım kullanılarak, rotor akımı,

$$I_r \cong k_3 \phi_{ag} f_{sl} \quad (2.25)$$

bulunabilir. Denklem (2.24) ve (2.25) birlikte kullanılarak elektromekanik moment tekrar,

$$T_{em} \cong k_4 \phi_{ag}^2 f_{sl} \quad (2.26)$$

olarak ifade edilebilir. Denklem (2.23)' deki yaklaşım ile stator akımı,

$$I_s \cong \sqrt{I_m^2 + I_r^2} \quad (2.27)$$

çalışma frekansı  $f$  ' in çok küçük değerleri dışında,

$$V_s \cong E_{ag} \quad (2.28)$$

olarak kabul edilir. Denklem (2.7) ile (2.28) beraber kullanılarak stator gerilimi,

$$V_s \cong k_1 \phi_{ag} f \quad (2.29)$$

olarak bulunur. Denklem (2.13) ve (2.16) kullanılarak, rotordaki güç kaybının çıkış elektromekanik güce oranı,

$$\% P_r = \frac{P_r}{P_{em}} = \frac{f_{sl}}{f - f_{sl}} \quad (2.30)$$

olarak ifade edilir. Bu ilişkiler ışığında aşağıdaki gözlemler elde edilebilir,

- Senkron hız uygulanan gerilimin frekansı  $f$  ile değiştirilebilir.
- $f$  ' nin ( $0,1 \times f_{anma}$  civarında) düşük değerleri hariç motor direncindeki güç kaybının yüzdesi düşüktür.
- $f$  ' in düşük değerleri hariç kayma düşüktür ve motor hızı uygulanan gerilimin frekansı  $f$  ile yaklaşık doğrusal değişir.
- Herhangi bir frekansta anma momentini oluşturabilmek için  $\phi_{ag}$  , kendi anma değerinde sabit tutulmalıdır. Bu durumda,  $V_s$  ' nin  $f$  ile oransal olarak değiştirilmesine gerek vardır.

### 2.3. Stator Frekans ve Geriliminin Değiştirilmesi ile Hız Denetimi

Hız denetim yöntemlerinin temel kuralı momentin sabit kalmasına dayanmaktadır. Bu yöntemlerden biri olan skaler denetim,  $V_s$  ' nin  $f$  ile doğru orantılı değiştirilerek,  $\phi_{ag}$

hava aralığı akısının, anma değerinde sabit tutulması temeline dayanır. Böylece elektromekanik moment sabit tutulmuş olur.

### 2.3.1. Moment-Hız Karakteristikleri

Denklem (2.26)' da hava-aralığı akısının sabit olduğu kabul edilirse, üretilen elektromekanik moment ve kayma açısal hızı sırası ile,

$$T_{em} \cong k_5 f_{sl} \quad (2.31)$$

$$\omega_{sl} = \frac{f_{sl}}{f} \omega_s = \frac{2\pi}{P} f_{sl} \quad (2.32)$$

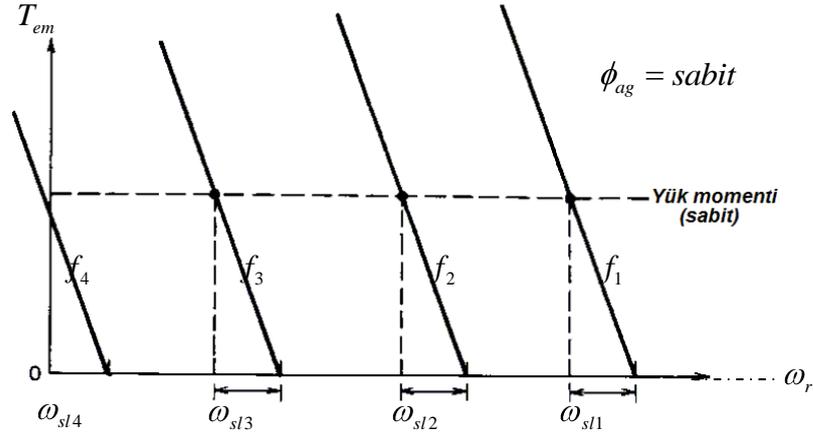
olarak elde edilir.

Kayma açısal hızına göre elektromekanik moment:

$$T_{em} \cong k_6 \omega_{sl} \quad (2.33)$$

elde edilir. Denklem (2.32 ve 2.33)'de verildiği gibi, elektro-mekanik moment, kayma frekansı ve kayma açısal hızının bir fonksiyonu olarak ifade edilebilir. Bu durumda, motora uygulanan her frekans değerinde, aynı yük momenti söz konusu ise, denklem (2.33)' de görüldüğü gibi  $\omega_{s/1} = \omega_{s/2}$  olarak bulunur. Şekil 2.4' de, asenkron motorun düşük kaymalı çalışmada, sabit momentli bir yük için anma frekansının altındaki değişik frekanslardaki moment-hız karakteristik eğrileri verilmektedir. Bu karakteristik eğriler aynı zamanda tez konusu olan asenkron motorun açık çevrim skaler hız denetimine referans oluşturmaktadır.

Şekil 2.4' den görüldüğü gibi, asenkron motorun değişik frekanslardaki moment-hız eğrileri moment-hız düzleminde paralel olarak kaymaktadır. Bunun sonucunda sabit momentli yükte kayma hızı ve frekansı sabit kalmaktadır.



**Şekil 2.4.** Asenkron motorun sabit hava-aralığı akısında ve düşük kaymalı çalışmada sabit momentli yük için değişik frekanslardaki moment-hız eğrileri

Şekil 2.4’ de yük momentinde, rotor devresinde indüklenen gerilim ve akımların frekansı olan kayma frekansının sabit olduğu görülmektedir. Bununla beraber, Denklem (2.10)’ da belirtildiği gibi  $f$  frekansı düştükçe  $s$  kaymasının artacağı unutulmamalıdır.  $f$  azaldıkça kaymanın artışı, rotordaki güç kaybı yüzdesini artırır.

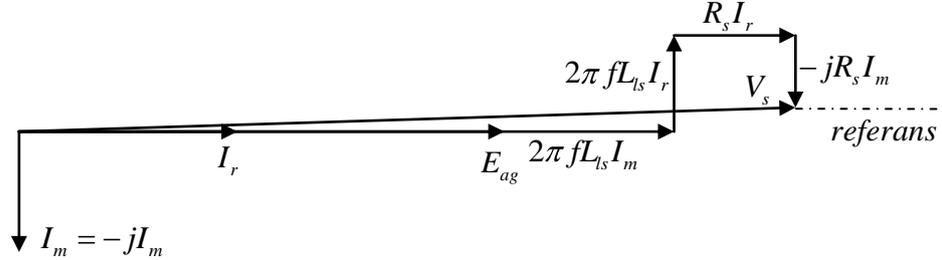
### 2.3.2. Düşük Frekanslarda Gerilim Yükseltme İhtiyacı

Düşük  $f$  çalışma frekanslarında stator direnci  $R_s$ ’ nin etkisi,  $f_{sl}$  küçük olsa bile ihmal edilemez. Normal bir tasarıma sahip asenkron motorlarda,  $2\pi fL_r$  Şekil 2.1’ deki eşdeğer devreye ilişkin,  $R_r(f/f_{sl})$ ’ nin yanında ihmal edilebilir. Bu nedenle  $I_r$  ve  $E_{ag}$  aynı fazda olur. Bu tabloya ilişkin fazör diyagramı Şekil 2.5.’ de verilmektedir.

$E_{ag}$ , referans fazör olarak kabul edildiğinde, stator akımı,  $I_s = I_r - jI_m$  olarak yazılır. Böylece denklem (2.34) aşağıdaki gibi yazılır.

$$V_s \cong [E_{ag} + (2\pi fL_s)I_m + R_s I_r] + j[(2\pi fL_s)I_r - R_s I_m] \quad (2.34)$$

Denklemden,  $j$  çarpanlı parantezin  $V_s$ 'nin genliği üzerine etkisi ihmal edilebilir ve denklem (2.34), (2.35)'deki gibi tekrar düzenlenir.



**Şekil 2.5.** Küçük  $f_{sl}$  değerlerinde fazör diyagram

$$V_s \cong E_{ag} + (2\pi f L_s) I_m + R_s I_r \quad (2.35)$$

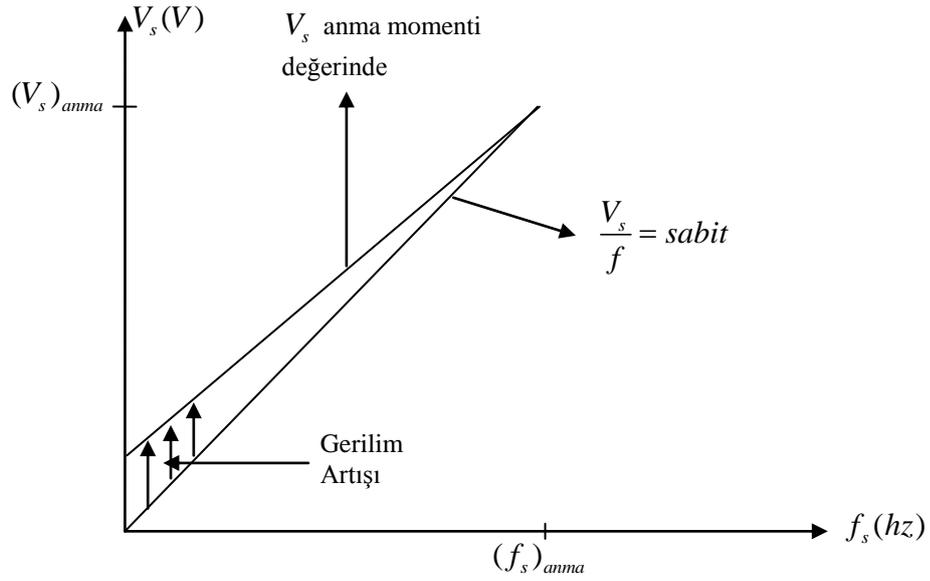
$\phi_{ag}$  sabit tutulduğunda  $E_{ag}$ ,  $f$  ile doğrusal olarak değişir.  $\phi_{ag}$ 'nin sabitliği durumunda  $I_m$ 'de sabittir. Bu açıklamalarla, denklem (2.35), (2.36)'daki gibi tekrar yazılabilir.

$$V_s \cong k_7 f + R_s I_r \quad (2.36)$$

$I_r$ , elektromekanik moment ile doğru orantılıdır. Bu durumda düşük çalışma frekanslarında denklem (2.28)'deki varsayım geçersiz hale gelir. Bu nedenle,  $\phi_{ag}$  hava aralığı akısının sabit tutabilmek için, uç geriliminin denklem (2.37)'den varsayılan değere göre bir miktar artırılması gerekir.

$$V_s \cong E_{ag} + (R_s + j2\pi f L_s) I_s \quad (2.37)$$

Bu ilişki Şekil 2.6' da gösterilmiştir.



**Şekil 2.6.** Hava aralığı akısını sabit tutmak için uç geriliminin artırılması

### 2.3.3. Asenkron Motorun Anma Hız Alt ve Üst Değerlerinde Çalışma Kapasitesi

Frekans ve gerilimin değiştirilmesi ile yapılan hız denetimi, yalnızca anma hız değerlerinin altında değil, aynı zamanda anma hızının üstündeki değerlerde de denetim yapılmasına olanak sağlar.

#### 2.3.3.1. Anma hızının altında çalışma: Sabit moment bölgesi

Bu bölgede  $\phi_{ag}$  sabit tutularak, sabit anma momentinde hız denetimi yapılır. Bu yüzden, bu bölge sabit moment bölgesi olarak adlandırılır. Sabit anma momentinde,  $I_r$  sabit kalır ve rotordaki güç kaybı da sabit kalır. Ancak, düşük hızlarda soğutma azaldığı için, rotordaki güç kaybının neden olduğu ısı bir problem haline gelir. Bu yüzden, sabit hızda çalışan bir fan veya havalandırmasız bir yapıda tasarlanmadıkça, çok düşük hızlarda moment kapasitesi düşer.

### 2.3.3.2. Anma hızının üstünde çalışma: Sabit güç bölgesi

Stator frekansını, anma değerinin üzerine çıkararak, motor hızını anma değerinin üstüne çıkarmak mümkün olur. Çoğu hız ayarlı sürme uygulamalarında, motor gerilimi anma değerinin üstüne çıkarılmaz.

$V_s$ , anma değerinde tutulur ve  $f$  artırılır. Böylece düşen bir  $V_s / f$  oranı, denklem (2.29)' dan azalan bir mıknatıslama akımı  $I_m$  ve dolayısıyla azalan bir hava aralığı akısı  $\phi_{ag}$  elde edilir. Bu bölgede, kayma  $s$  sabit kalır, fakat kayma frekansı  $f_{sl}$  artar. Bu nedenle rotor akımı denklem (2.25)' den sabit kalır. Moment denklem (2.24)' den,

$$T_{em} \cong k_8 \frac{1}{f^2} \omega_{sl} \cong k_8 \frac{1}{f^2} s \omega_s \cong k_9 \frac{1}{f^2} \omega_s \cong k_{10} \frac{1}{f^2} \cong k_{10} \frac{1}{f} \quad (2.38)$$

bulunur. Motora uygulanan frekansla ters orantılı olacak şekilde düşmeye başlar. Denklem (2.17)' den elektromekanik güç çekilirse,

$$P_{em} \cong T_{em} \omega_r \quad (2.39)$$

hız artarken, momentin düştüğü ve gücün sabit kaldığı görülür. Bu yüzden bu bölge sabit güç bölgesi olarak adlandırılır.

### 2.3.3.3. Yüksek hızda çalışma: Sabit kayma frekansı bölgesi

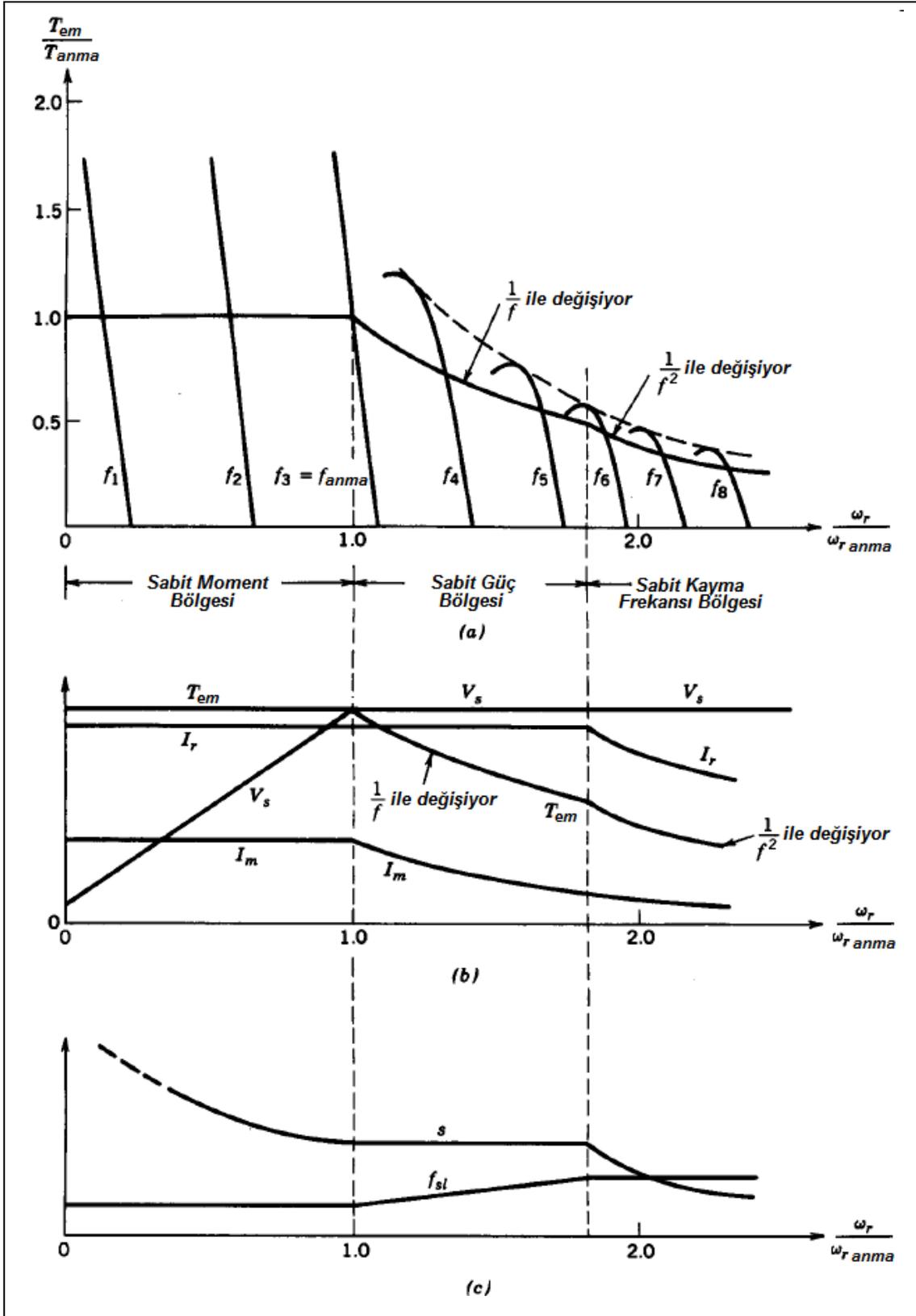
$V_s$  anma değerinde ve motor yapısına bağlı olarak, hız anma değerinin 1,5 – 2 katının üzerinde iken,  $\phi_{ag}$ , Şekil 2.7' deki gibi, motor devrilme moment değerine yaklaşacak şekilde azaltılır.

$v/f$  oranının azalmaya devam etmesi denklem (2.29)' dan mıknatıslama akımının azalmaya devam etmesine yol açar. Bu bölgede kayma frekansı sabittir ve  $f_{sl} = sf$  eşitliğinden artan çalışma frekansına karşı, kayma azalmaya başlar. Böylece kayma

frekansı sabit kalır. Kayma frekansının sabit kalması denklem (2.25)' den rotor akımının azalmaya başlaması ile sonuçlanır. Hava aralığı akısı ve rotor akımının birlikte azalması sonucu moment denklem (2.24)' den,

$$T_{em} \cong k_{11} \frac{1}{f^2} \quad (2.40)$$

çalışma frekansının karesi ile ters orantılı olarak değişmeye başlar [35].



Şekil 2.7. Asenkron motor kapasite ve karakteristikleri

### **3. ÜÇ-FAZLI ASENKRON MOTOR SÜRME DEVRESİ**

#### **3.1. Giriş**

Asenkron motorların hız denetiminde, motoru besleyen devrenin değişken frekans ve gerilim üretebilecek özellikte olması gerekir. Günümüz endüstrisinde asenkron motorun hız ayarı ve denetiminde ara devreli eviriciler kullanılmaktadır. Bir ara devreli eviricinin üç kısmı aşağıdaki gibi sıralanmaktadır.

1. Şebeke gerilimini denetimli veya denetimsiz doğrultan doğrultucu devresi.
2. Doğrultucu devrenin çıkışına bağlı filtre devresi.
3. Filtre devresinin çıkışına bağlı evirici devresi.

Ara devreli eviriciler temel olarak ikiye ayrılmaktadır.

1. Akım ara devreli eviriciler.
2. Gerilim ara devreli eviriciler.

#### **3.2. Doğrultucular**

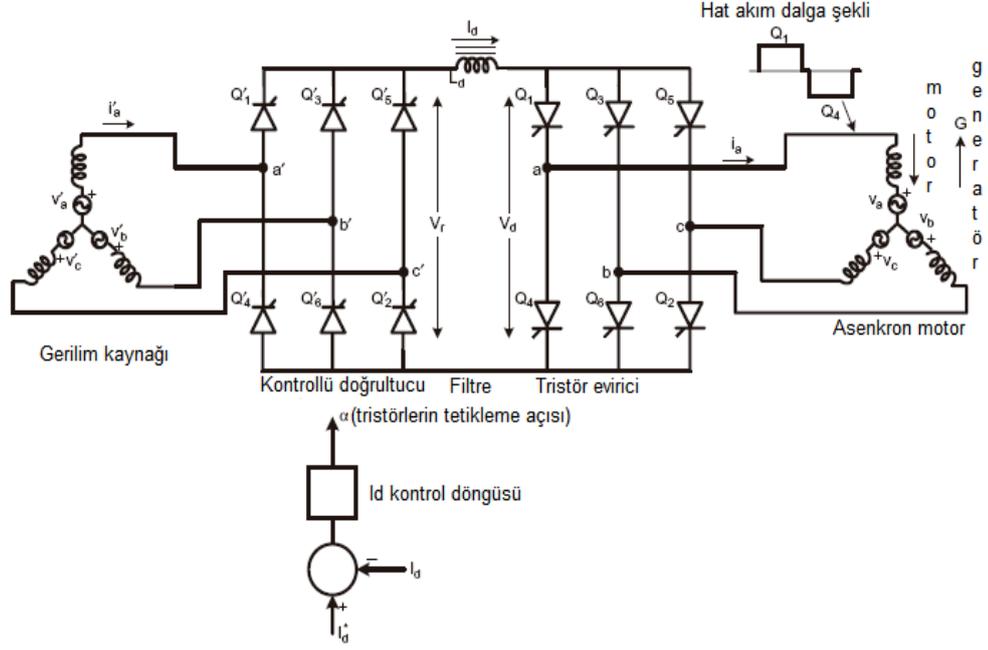
Şebeke geriliminin doğrultulması tek fazlı veya üç fazlı bir denetimsiz doğrultucu ile yapılabilir. Türkiye’de kullanılan gerilim genliği için, tek fazlı doğrultucu ile 310V, üç fazlı doğrultucu ile 535V DA bara gerilimi elde edilebilir.

DA bara geriliminin seviyesi, motor denetim devrelerinde çok önemli bir parametredir. Bu gerilim seviyesinin motor denetim sistemine etkileri aşağıda sıralanmaktadır.

- DA bara geriliminin seviyesi, evirici çıkışında fazlar arasından alınabilecek maksimum gerilimin sınırını belirler.
- 220/380V  $\Delta/Y$  etiketli asenkron motorlar, yıldız çalışacaksa üç fazlı, üçgen çalışacaksa tek fazlı doğrultucu kullanılmalıdır. Bunun yapılmasındaki amaç asenkron motorun şebekeye bağlanma şekline göre uygun DA bara gerilimini sağlamaktır.
- Asenkron motor sürülürken, etiket geriliminin tepe değerinden daha yüksek bir DA bara gerilimi kullanıldığı takdirde, yalıtım problemleri oluşur ve motor yanabilir.

### 3.3. Akım Ara Devreli Eviriciler

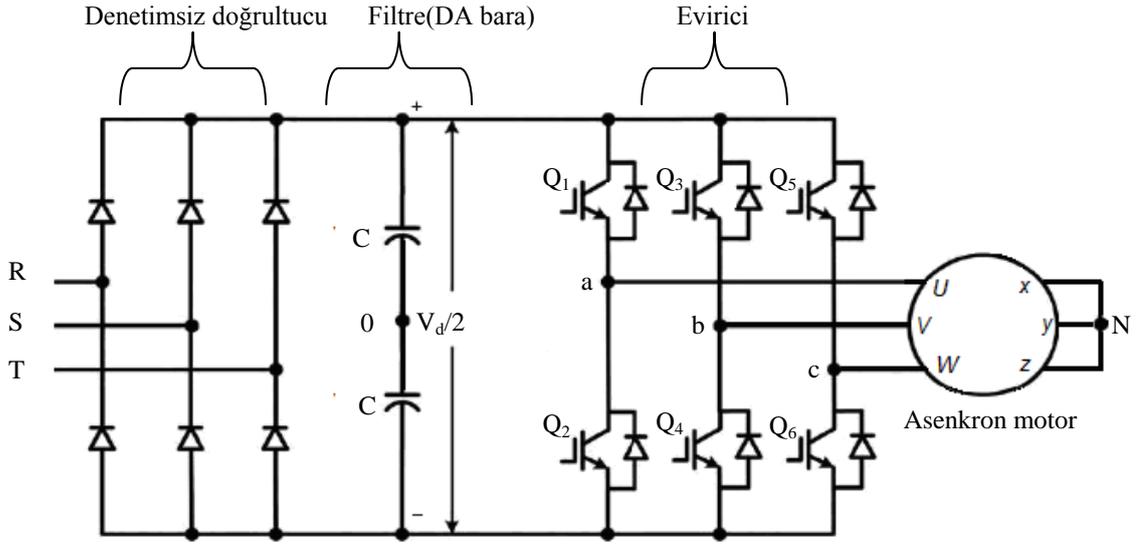
AADE' de doğrultucu çıkışı ile evirici girişi arasında, DA baraya seri olarak, yüke uygun büyüklükte bir endüktans bağlanır. Endüktans akımdaki değişmelere karşı koyacağı için, evirici girişinde yaklaşık olarak sabit bir DA bara akımı elde edilir. Akım dögüsü ile beraber, gerilim kaynağına bağlanmış olan doğrultucu, evirici için istenen genlikte akımı sağlayabilir. Evirici üzerindeki güç anahtarları aracılığı ile istenen genlikteki bu sabit akım, üç faza simetrik bir şekilde dağıtılabilir. Şekil 3.1.' de altı adımlı örnek bir AADE devresi verilmektedir. AADE' de genellikle simetrik tıkamalı güç anahtarları olarak tristörler kullanılır. Seri tıkama diyotları ile asimetrik tıkamalı güç anahtarları, yani IGBT ler kullanılabilir. AADE' de, dört bölgeli sürücü sistemleri için, diğer bir ifadeyle faydalı frenleme yapabilmek için, herhangi bir ek devre elemanına gereksinim duyulmamaktadır. AADE' ki tristörler, zorlamalı komütasyon ve yük etkisiyle komütasyon olmak üzere iki türlü çalışma durumuna sahiptir. Zorlamalı komütasyon güç akışı hattan yüke doğru iken gerçekleşir. Yük etkisi ile komütasyon ise güç akışı yükten hatta doğru iken, diğer bir deyişle, faydalı frenleme durumunda gerçekleşir. Bu durumlar, sırası ile, asenkron motor ve generatör çalışma durumu olarak adlandırılır. AADE' yi GADE' den ayıran en büyük özellik serbest geçiş diyotlarının olmamasıdır. Bu durum, Şekil 3.1.' de gösterilmektedir. Günümüzde AADE büyük güçlü sistemlerde tercih edilmektedir. Aşağıdaki şekilde altı adımlı kare dalga AADE görülmektedir [35].



Şekil 3.1. Akım ara devreli evirici

### 3.4. Gerilim Ara Devreli Eviriciler

DA baraya yüke uygun büyüklükte bir kapasitör bağlanarak GADE elde edilir. Şekil 3.2.' de GADE' nin prensip devre şeması verilmektedir. Asenkron motorların hız denetiminde gerilim ve frekans ana parametreler olduğu için, GADE asenkron motorların hız denetiminde yaygın olarak kullanılmaktadır. Evirici devredeki IGBT' ler ilettime geçirildiğinde yüke doğru gerilim uygulanır ve motorun herhangi bir fazından bir yönde akım akar. IGBT' ler kesime sokulduğunda ise motor faz bobinlerinde indüklenen zıt elektromotor kuvveti, IGBT' lere ters paralel bağlı serbest geçiş diyotları üzerinden, akımı aynı yönde akıtmaya devam eder [35]. Bu çalışma şekline literatürde sürekli akımda çalışma denilmektedir. Evirici çıkışı gerilim dalga şekli kare dalgadır ve evirici denetiminde kullanılan DGA yöntemine de bağlı olarak harmonikler içerir. Fakat bu harmonikler, motor devresindeki direnç ve endüktanslardan oluşan alçak geçiren filtreye takılır ve etkileri akımda çok azalmış olarak gözükür. Motor yeteri derecede endüktansa sahipse evirici çıkışında sinüzoidal dalga şekline yakın bir akım elde edilebilir. Bu yüzden moment salınımları AADE' ye göre daha azdır. Akım dalga şeklinin sinüzoidal dalga şekline yakın olması nedeni ile GADE asenkron motorun moment ve hız denetiminde çok yaygın olarak kullanılmaktadır.



**Şekil 3.2.** Gerilim ara devreli evirici

### 3.5. Akım Ara Devreli Evirici ile Gerilim Ara Devreli Eviricinin Karşılaştırılması

- 1- AADE yük ile daha etkileşimli bir eviricidir. Örneğin AADE' nin verimli çalışması için motor endüktansının düşük olması gerekir, çünkü yüksek endüktans komütasyon ve gerilim sıçraması problemlerine yol açar. Motor endüktansı GADE' nin çalışmasını etkilemezken akımı filtre ederek akım harmoniklerini düşürür.
- 2- AADE dört bölgeli sürücü sistemleri için uygundur ve herhangi bir ek devre elemanı gerektirmez. GADE ise ek devre elemanları gerektirir.
- 3- AADE daha kaba ve güvenilirdir. Kısa devre durumlarında, filtre devresindeki yüksek değerli endüktans, akımın aşırı yükselmesini önler.
- 4- GADE' de güç anahtarlarına paralel bağlanan serbest geçiş diyotlarına ihtiyaç vardır, fakat AADE' de ihtiyaç yoktur.
- 5- Tek doğrultucudan beslenen çok sayıda AADE' yi birbirine paralel bağlamak ve birden fazla yük beslemek çok zordur. GADE ile bu işlem daha kolay yapılabilmektedir.
- 6- AADE' de filtre devresindeki yüksek değerli endüktanstan dolayı akımın değişim hızı çok düşüktür. Bu yüzden AADE' nin dinamik tepki cevap hızı çok düşüktür.
- 7- AADE açık çevrim çalışamazlar. Oysa GADE ile gerçekleştirilen açık çevrim  $v/f$  denetim çok yaygın olarak kullanılmaktadır.
- 8- GADE yüksüz durumda başarılı bir şekilde kolayca çalışabilirken AADE çalışamaz.

9- AADE' de simetrik tıkamalı güç anahtarları veya seri tıkama diyotları ile asimetrik tıkamalı güç anahtarları kullanılır. GADE' de ise asimetrik tıkamalı güç anahtarları kullanılır.

11- GADE, asenkron motorların sürülmesinde gerekli koşullar yerine getirildiğinde, düşük moment salınımlarına neden olurken, AADE daha yüksek moment salınımlarına neden olur [1].

Eviriciler, doğru gerilimden alternatif gerilim elde etmek için gerekli donanımı sağlarlar. Bu işlem evirici ancak uygun şekilde anahtarlandığında gerçekleştirilebilir. Doğru gerilimden alternatif gerilim elde etmek için eviricilerin denetiminde, kare dalga çalışma (altı adımlı çalışma) gibi çeşitli DGA yöntemleri kullanılmaktadır.

### **3.6. Darbe Genişlik Ayarı Yöntemleri**

Literatürde, eviricilerin denetiminde kullanılan çok sayıda DGA yöntemi verilmektedir. Bunların en önemlileri,

1. Kare Dalga Çalışma (Six Step Convertor),
2. Histerezis bant DGA,
3. Harmonik eliminasyonlu DGA (Selected Harmonic Elimination PWM),
4. SDGA (SPWM),
5. UVDGA (Space Vector Modulation) olarak sıralanmaktadır.

Altı adımlı çalışmada, evirici çıkışındaki gerilimin genliğini değiştirebilmek için çevirici devrede denetimli doğrultucuya veya denetimsiz doğrultucu ile birlikte DA-DA kıyıcıya ihtiyaç duyulur. Bu DGA yönteminde, istenmeyen düşük seviyeli harmonikler oluşur ve bu harmonikler yüksek THB' na neden olur. Histerezis band DGA yöntemi akım geri beslemesine ihtiyaç duyar ve açık çevrim sistemlerde kullanılamaz. Daha çok akım denetiminde dolayısıyla moment denetiminde kullanılır.

Bu yöntemin uygulanması kolaydır ve dinamik tepki cevap hızı yüksektir. En büyük sakıncası ise anahtarlama frekansının sabit olmayışıdır.

Harmonik eliminasyonlu DGA yöntemi, altı adımlı kare dalga çalışmada istenilmeyen düşük mertebeli harmoniklerin yok edilmesiyle gerçekleştirilir. Üretilmek istenen dalga şekli Fourier serisi ile açılarak gerekli tetikleme noktaları tespit edilir. Bu noktalarda tetikleme işaretleri eviriciye uygulanarak önceden belirlenmiş bir çıkış gerilimi elde edilir. Bu yöntemde çıkış geriliminin büyüklüğü, çıkış gerilimine harmonikler eklenerek veya yok edilerek denetlenir. Hesaplamalar zorlaşacağından ötürü, yüksek frekanslarda tetikleme yapmak zordur [35].

### 3.6.1. Sinüzoidal Darbe Genişlik Ayarı

Asenkron motorun hız denetiminde motor geriliminin mümkün olabildiği kadar sinüzoidal dalga biçimine benzer olması gerekir. Evirici devrelerin çıkış gerilim dalga şekli gibi, sinüzoidal gerilimlerin kullanılmadığı durumlarda, beş ve yedi mertebeli düşük seviyeli harmonikleri içermeyen dalga biçimleri tercih edilir. Bunun nedeni, genlikleri düşük olsa bile, endüktif yüklerde yüksek harmonik akımlarına neden olarak, motorlar için özellikle düşük hızlarda, moment dalgalanmalarına yol açmalarıdır [37]. Sinüs – üçgen dalga karşılaştırılması ile gerçekleştirilen DGA yöntemi ile bu harmonikleri azaltmak mümkündür [11].

Evirici çıkışında bir dalga elde etmek için,  $V_p$  tepe değerinde bir referans dalga ile daha yüksek frekanslı  $V_T$  tepe değerinde bir üçgen dalga karşılaştırılır. Bu karşılaştırma sonucunda eviricideki güç anahtarları için anahtarlanma süreleri belirlenir [36]. SDGA yönteminde kullanılan temel terimler ve anlamları,

$V_T$ : taşıyıcı üçgen dalganın tepe değerini,  $f_c$ : taşıyıcı üçgen dalganın frekansını (anahtarlanma frekans),  $V_p$ : referans dalganın tepe değerini,  $f$ : referans dalganın frekansını,

$$m_f = \frac{f_c}{f} : \text{frekans ayarını} \quad (3.1)$$

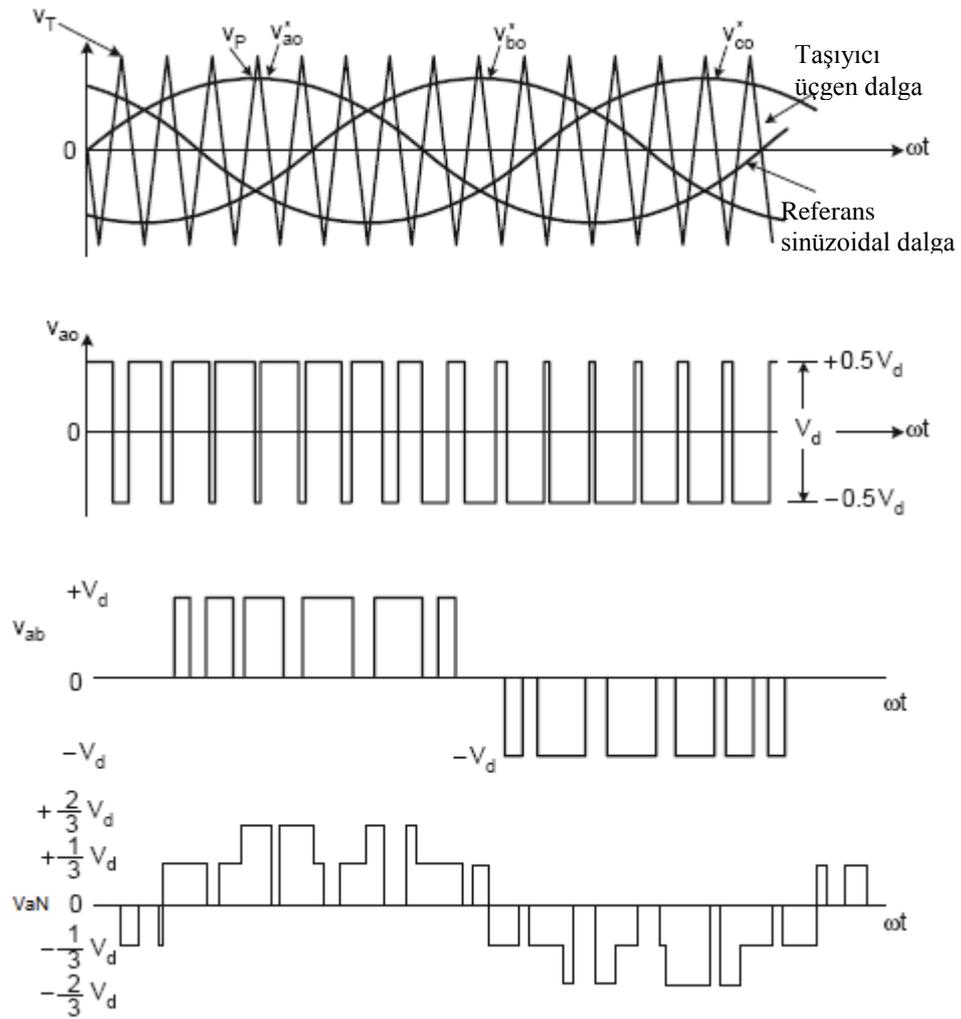
$$m = \frac{V_p}{V_T} : \text{genlik ayarını} \quad (3.2)$$

$$\omega_c = 2\pi f_c : \text{taşıyıcı üçgen dalga'nın açısal hızını} \quad (3.3)$$

$$\omega = 2\pi f : \text{referans dalga'nın açısal hızını} \quad (3.4)$$

$$V_{a01} = m \frac{V_d}{2} : V_{a0}' \text{ in temel bileşenini} \quad (3.5)$$

göstermektedir.



**Şekil 3.3.**  $m = 0.8$   $m_f = 15$  için doğal örneklenmiş darbe genişlik ayarı kutup, hat ve faz gerilimleri

$V_{a0}$ : a fazı kutup gerilimi (a fazı ile sanal 0 noktası arasındaki gerilim)

$V_{ab}$ : a ile b fazı arasındaki gerilim (fazlar arası gerilim),

$V_{aN}$ : a fazı ile yıldız noktası arasındaki gerilim (faz gerilimi)

Şekil 3.3.' de SDGA yöntemine ait dalga şekilleri verilmiştir. Aralarında  $120^\circ$  bulunan üç adet referans sinüzoidal dalga, bir taşıyıcı üçgen dalga ile karşılaştırılmaktadır. Referans dalganın genliği, taşıyıcı üçgen dalganın genliğinden büyük olduğunda, o faza ait üst güç anahtarı iletimdedir. Tersî söz konusu olduğunda ise, alt güç anahtarı iletime girer. Bu şekilde anahtarlanmanın sonucunda kutup gerilimleri,

Şekil 3.2. ve 3.3. dikkate alındığında,

$$V_{a0}^* > V_T \quad \text{ise } Q_1 \text{ iletimdedir.} \quad V_{a0} = \frac{1}{2} V_d \quad (3.6)$$

$$V_{a0}^* < V_T \quad \text{ise } Q_2 \text{ iletimdedir.} \quad V_{a0} = -\frac{1}{2} V_d \quad (3.7)$$

olacak şekilde değişir. Diğer fazların kutup gerilimleri de aynı şekilde türetilmektedir. Bu gerilimler aracılığı ile fazlar arası gerilimler de denklem (3.8)' deki gibi yazılmaktadır.

$$V_{ab} = V_{a0} - V_{b0} \quad (3.8)$$

### 3.6.1.1. Genlik ayarı

a fazı için kutup geriliminin temel bileşeninin fonksiyonu denklem (3.9) ve (3.10)' daki gibi yazılmaktadır.

$$V_{a0}^* = V_P \cdot \sin(\omega t) \quad (3.9)$$

$$V_{a01} = m \frac{V_d}{2} = \frac{V_P \sin(\omega t)}{V_T} \frac{V_d}{2} = m \frac{V_d}{2} \sin(\omega t) \quad (3.10)$$

Yukarıdaki bilgilerden, kutup geriliminin temel bileşeninin, sinüzoidal bir dalga şekline sahip olduğu ve referans dalga ile aynı frekansta ve aynı fazda olduğu anlaşılmaktadır. [36,38]. Bu sonuç genlik ayarı “ $0 \leq m \leq 1$ ” arasında iken, evirici çıkış geriliminin temel bileşeninin  $m$  ile doğru orantılı ve doğrusal olarak değiştiğini göstermektedir. [1, 10, 39, 40]. Genlik ayarının “ $1 < m$ ” olduğu bölgeye aşırı genlik ayarı bölgesi denir ve bu bölgede çıkış geriliminin temel bileşeni  $m$  ile doğrusal olarak değişmez [1,6].

Şekil 3.4.’ de  $m=3$  ve üzeri değerlerde temel bileşenin neredeyse hiç değişmediği görülmektedir [6,10,11,35,36]. Aşırı genlik ayarı bölgesinde SDGA’ nın harmonik karakteristiği bozulur ve doğrusal bölgede bulunmayan düşük mertebeli ve birçok yan bant harmonikleri ortaya çıkar. Genlik ayarı daha da yükseltirse evirici kare dalga çalışma durumuna geçer. Kare dalga çalışma SDGA’ nın özel bir halidir [36].

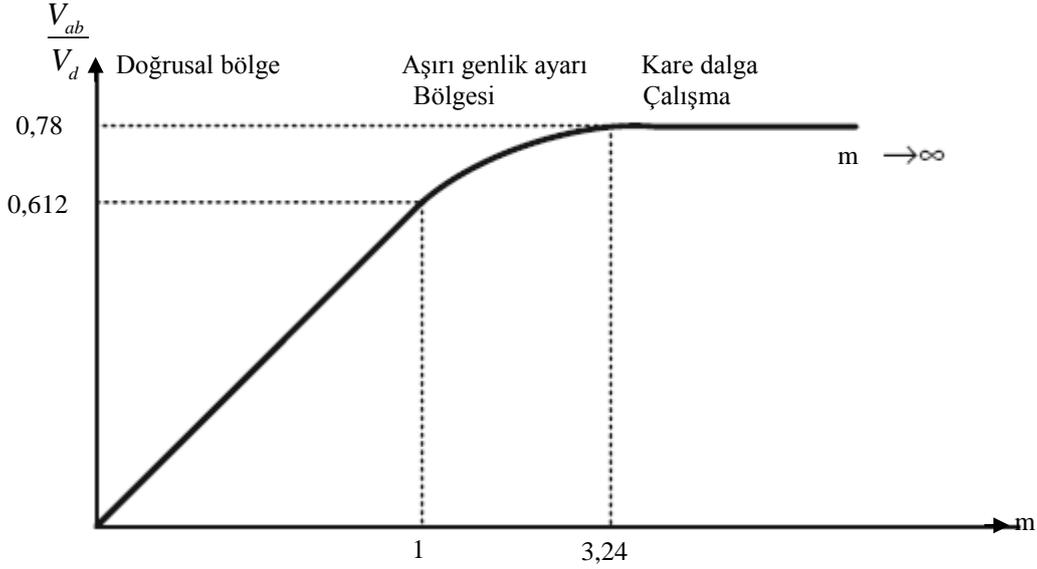
$m=1$  iken, evirici çıkışındaki kutup geriliminin temel bileşenin maksimum değeri  $V_{a01max} = \frac{V_d}{2}$  olarak elde edilir. Buradan, doğrusal bölge için fazlar arası gerilimin temel bileşeninin etkin değerinin alabileceği maksimum değer,

$$V_{ab1etkin} = m \cdot \frac{V_d}{2} \cdot \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} = 0.612V_d \quad (3.11)$$

olarak bulunmaktadır.

Kare dalga çalışma durumunda “ $m \geq 3,24$ ” ise, fazlar arası gerilimin temel bileşenin etkin değeri, denklem (3.12)’ de olduğu gibi ifade edilir [35]. Kare dalga çalışma durumunda eviricinin çıkış geriliminin değiştirilmesi için, DA bara geriliminin değiştirilmesi gerekir. Bu DA-DA kıyıcı veya denetimli doğrultucu ile yapılabilir.

$$V_{ab1} = \frac{4}{\pi} m \cdot \frac{V_d}{2} \cdot \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} = 0.78V_d \quad (3.12)$$



**Şekil 3.4.** Genlik ayarının değişimi ile evirici çıkışı fazlar arası gerilimin etkin değerinin değişimi

### 3.6.1.2. Harmonikler ve frekans ayarı

Uygulanan DGA yöntemi ne kadar başarılı olursa olsun eviricinin çıkış gerilimi hiçbir zaman saf bir sinüs dalga şekline sahip olamaz. Çıkış geriliminde temel bileşene ek olarak, referans dalganın frekansından ( $f$ ) kaynaklanan düşük frekanslı, taşıyıcı üçgen dalga frekansından ( $f_c$ , anahtarlama frekansından) kaynaklanan yüksek frekanslı ve yan bant harmonikleri oluşmaktadır. Referans dalga Fourier analizi yardımıyla,

$$f_{(t)} = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} [a_h \cos(h\omega t) + b_h \sin(h\omega t)] \quad (3.13)$$

olarak ifade edilir. Referans dalganın periyodu  $T$  olarak kabul edildiğinde Fourier katsayıları,  $a_0$  ve  $b_0$  bulunur.

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T f_{(t)} dt \quad (3.14)$$

$$a_h = \frac{2}{T} \int_0^T f_{(t)} \cos(h\omega t) d\omega t \quad (3.15)$$

$$b_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(h\omega t) d\omega t \quad (3.16)$$

$h$ , harmonik mertebesini göstermektedir. Herhangi bir harmonik bileşenin genliği ve faz açısı, sırasıyla,

$$c_h = \sqrt{a_h^2 + b_h^2} \quad (3.17)$$

$$\varphi_h = \arctg\left(\frac{b_h}{a_h}\right) \quad (3.18)$$

olarak ifade edilir. Bu durumda kutup geriliminin Fourier açılımı, denklem (3.19)' daki gibi ifade edilir.

$$V_{a0} = m \frac{V_d}{2} \sin(\omega t) + M \omega_c \pm N \omega \quad (3.19)$$

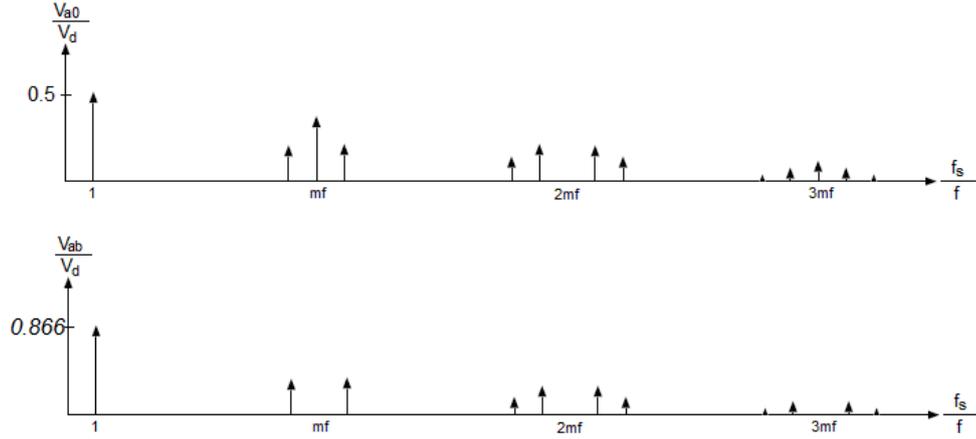
Harmonik mertebeleri cinsinden ise denklem (3.20)' deki yazılmaktadır.

$$V_{a0} = m \frac{V_d}{2} + j(m_f) \pm k \quad (3.20)$$

Yukarıdaki denklemlerden, kutup geriliminin, açısal referans sinüzoidal dalga frekanslı ( $\omega$ ) yan bantlara sahip, açısal taşıyıcı üçgen dalga frekanslı ( $\omega_c$ ) harmonikler içerdiği anlaşılmaktadır. Harmonik mertebesi cinsinden tekrar ifade edilecek olursa,  $k$ ' inci yan bantlara ve frekans ayarının  $j$  katı harmoniklere sahip olduğu görülmektedir. Harmonikler,  $j$ ' nin tek değerlerinde,  $k$ ' nin yalnızca çift değerleri için mevcuttur. Benzer şekilde,  $j$ ' nin çift değerlerinde,  $k$ ' nin yalnızca tek değerleri için harmonikler bulunmaktadır [35]. Taşıyıcı üçgen dalganın frekansı arttıkça, frekans ayarı büyür ve bu harmoniklerin genlikleri küçülür. Hızlı anahtarlama elemanlarının kullanılması ile bu harmoniklerin genliklerinin küçültülmesi mümkündür [37].

Üç fazlı eviricilerde yalnızca hat arası gerilimlerin harmonikleri ile ilgilenilir. Hat arası gerilimlerde bazı harmoniklerin yok edilmesi mümkündür. Bunu gerçekleştirmek için birkaç önemli noktaya dikkat edilmelidir. Şekil 3.5.' de  $m=1$  durumunda fazlar arası gerilimin harmonik dağılımı verilmektedir.

- $m_f = f_c / f$  bir tamsayı olmalıdır. Bu çalışma şekline senkron DGA denilmektedir. Bu koşul sağlandığı zaman evirici çıkış geriliminde taşıyıcı üçgen dalga harmoniklerinin mertebeleri  $m_f$  ve katlarında bulunur. Bu koşul sağlanmazsa asenkron DGA çalışma şekli gerçekleşir ve istenilmeyen düşük mertebeli harmonikler oluşur. Bu çalışma şekli çoğu uygulama için çok sakıncalıdır [11,35,37].
- Eğer  $m_f$ , Şekil 3.3.' deki gibi tek tamsayı seçilirse, Fourier açılımında yarı dalga simetrisi gerçekleşir ve çift mertebeli harmonikler çıkış geriliminde bulunmaz. Böylece, çıkış geriliminde sadece tek mertebeli harmonikler gözüktür [10, 11, 34, 35].
- $V_{a0}$  ve  $V_{b0}$  'daki  $m_f$  harmoniği ve tek katlarının arasındaki faz farkı  $(120 m_f)^\circ$  dir. Eğer  $m_f$  hem tek tamsayı, hem de üçün katı olarak seçilirse,
  - 1- Kutup gerilimlerinde çift mertebeli harmonikler oluşmaz.
  - 2-  $m_f$  ve  $m_f$  'nin tek katlarında bulunan harmonikler üçün katı olduğu için fazlar arasında gözükmez. [10].
- Anahtarlama frekansı artırılarak  $m_f$  ve yan bantlarında oluşan harmonikler ötelenebilir. Böylece genlikleri düşürülmüş olur. Bu durumda anahtarlama kayıplarının çok artmamasına dikkat edilerek optimum noktanın saptanması gerekir.
- Yukarıda yazılmış olan bütün maddeler, genlik ayarı  $0 \leq m \leq 1$  aralığında iken ve aynı taşıyıcı üçgen dalga, bütün referans dalgalar için kullanıldığında geçerli olmaktadır. Genlik ayarı, aşırı genlik ayarı bölgesine geçerse, istenilmeyen düşük mertebeli harmoniklere ek olarak, birçok yan bant harmonikleri de oluşmaya başlamaktadır [35].

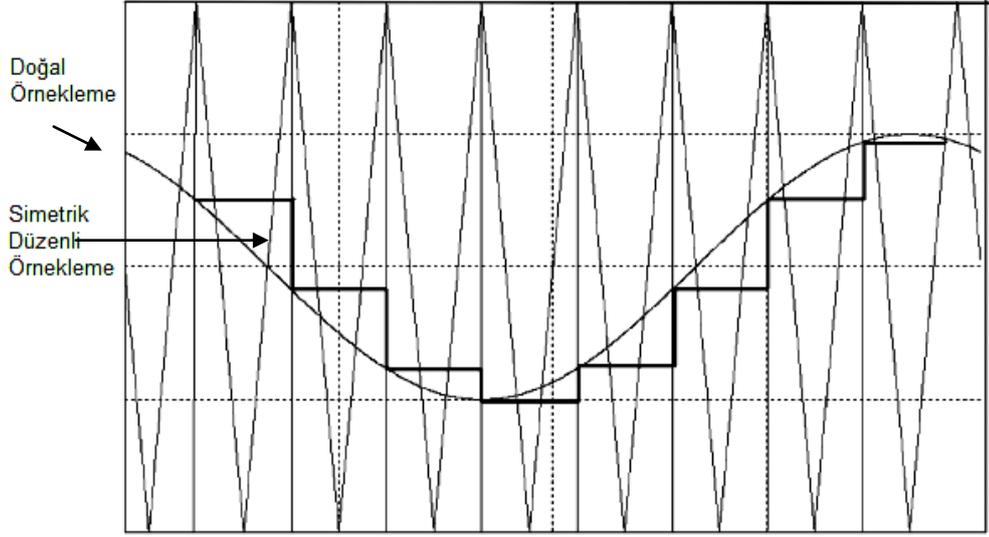


**Şekil 3.5.**  $m=1$  durumunda evirici çıkışındaki kutup ve fazlar arası gerilimin harmonik dağılımı

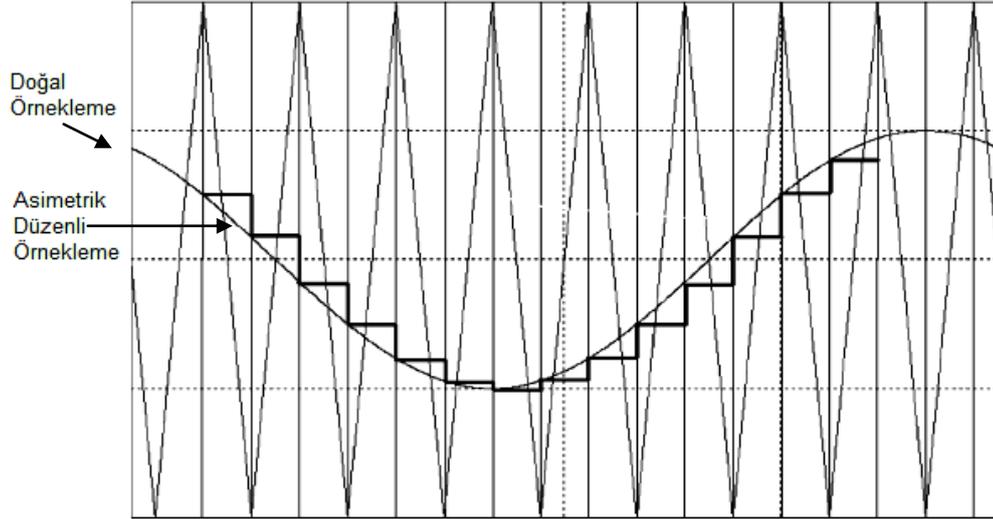
### 3.6.1.3. Doğal ve düzenli örneklenmiş darbe genişlik ayarı yöntemleri

SDGA yöntemi, doğal örneklenmiş ve düzenli örneklenmiş SDGA olarak ikiye ayrılmaktadır. Şekil 3.6.' da doğal örneklenmiş SDGA yöntemine ait dalga şekilleri gösterilmiştir. Bu yöntem, evirici analog devre elemanları ile denetlendiğinde gerçekleştirilebilir. Sayısal tabanlı uygulamalarda ise düzenli örneklenmeli SDGA yöntemi kullanılır. Referans dalga, sürekli bir sinüs fonksiyonu olarak üretilmişse doğal örneklenmeli, sürekli bir sinüs fonksiyonun, belirli zaman aralıklarıyla örneklenmesiyle elde edilmişse, düzenli örneklenmeli olarak adlandırılır.

Düzenli örneklenmeli SDGA yöntemi, kendi içinde simetrik ve asimetric düzenli örneklenmiş SDGA olarak ikiye ayrılır. Referans sinüzoidal dalga, taşıyıcı üçgen dalganın bir periyodunda ve tepe değerlerinde bir kez örneklenmişse, simetrik, hem pozitif hem de negatif tepe değerlerinde olmak üzere, iki kez örneklenmişse, asimetric düzenli örneklenmiş SDGA olarak adlandırılır. Asimetric yöntemde referans dalganın örneklenme frekansı, simetrik yöntemin iki katı olmaktadır. Şekil 3.6. ve 3.7.' de doğal örneklenmeli ve düzenli örneklenmeli SDGA yöntemlerinde, referans dalga ile taşıyıcı üçgen dalgalar gösterilmektedir.



Şekil 3.6. Simetrik düzenli ve doğal örneklenmiş referans dalgalar



Şekil 3.7. Asimetrik düzenli ve doğal örneklenmiş referans dalgalar.

### 3.6.2. Uzay Vektör Darbe Genişlik Ayarı

#### 3.6.2.1. Giriş

UVDGA yöntemi kullanılarak evirici devrelerin çıkışlarında istenilen genlik ve frekansta üç fazlı gerilimler elde edilebilmektedir. UVDGA yöntemi, daha az THB, doğrusal ayar aralığının daha geniş olması, DA bara geriliminin verimli kullanımı gibi önemli üstünlüklere sahiptir [5,10, 38].

#### 3.6.2.2. Üç fazlı eviricilerde UVDGA yöntemi

Üç fazlı eviriciler için UVDGA yönteminde, üç fazlı gerilimler, Clarke dönüşümü kullanılarak, kartezyen koordinat sisteminde ( $\alpha$ - $\beta$  uzayı) bir gerilim uzay vektörü ile temsil edilmektedir. Vektörün genliği ve faz açısı, bu üç fazlı büyüklüklerin anlık değerleri ile belirlenir. Eğer üç fazlı büyüklükler dengeli ise, gerilim uzay vektörü sabit genlik ve açısal hıza sahip olacaktır [40]. Üç fazlı gerilimler dengeli kabul edildiğinde denklem (3.21) türetilir.

$$V_{aN}(t) + V_{bN}(t) + V_{cN}(t) = 0 \quad (3.21)$$

Eviricide bulunan güç anahtarlarının durumuna bağlı olarak Şekil 3.10.' da gösterilen, aktif vektörler oluşturulabilir. Örneğin “ $S_{abc} = 100$ ” durumu, a kolunun üst güç anahtarı açık, alt anahtarının kapalı, diğer kollar için üst anahtarlarının kapalı, alt anahtarlarının açık olduğu durumu gösterir. Bu durum (+ - -) ile de gösterilir ve Şekil 3.8.' den faz gerilimleri,

$$V_{aN} = \frac{2}{3}V_d \quad V_{bN} = V_{cN} = -\frac{1}{3}V_d \quad (3.22)$$

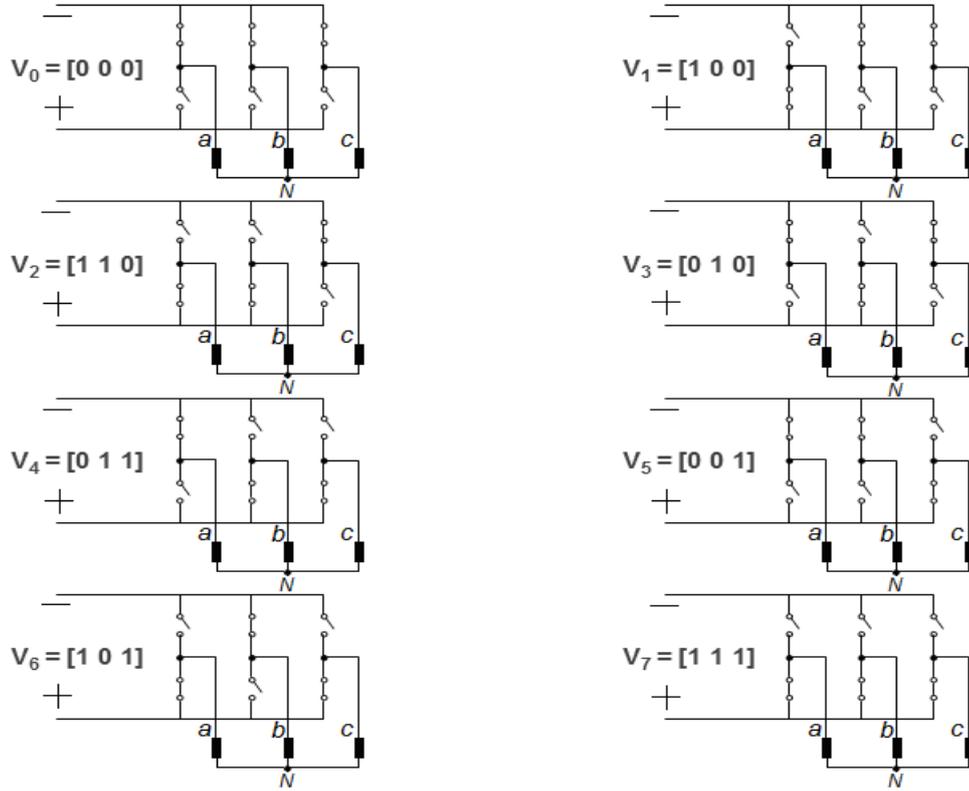
olarak bulunur. Bu çalışma durumuna karşılık gelen aktif vektör, Şekil 3.10.' daki  $V_I$  vektörüdür. Tablo 3.1.' de verilen anahtarlama durumlarına ait faz ve hat gerilimlerinin matris formu denklem (3.23)' deki gibi ifade edilir.

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \frac{V_d}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

(3.23)

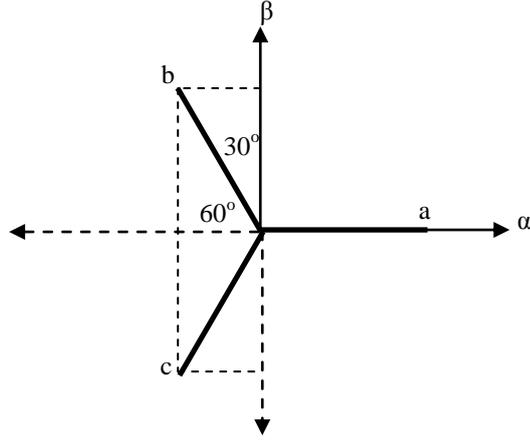
$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_d \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

Burada  $S_{abc}$  anahtarlama vektörlerini göstermektedir. (+ - -) durumunu gösteren  $S_{abc}=100$  anahtarlama vektörü denklem (3.23)' de yerine yazıldığında denklem (3.22) elde edilir ve bu durumda hat gerilimleri  $V_{ab}=V_d$   $V_{bc}=0$   $V_{ac}=-V_d$  olarak bulunur.



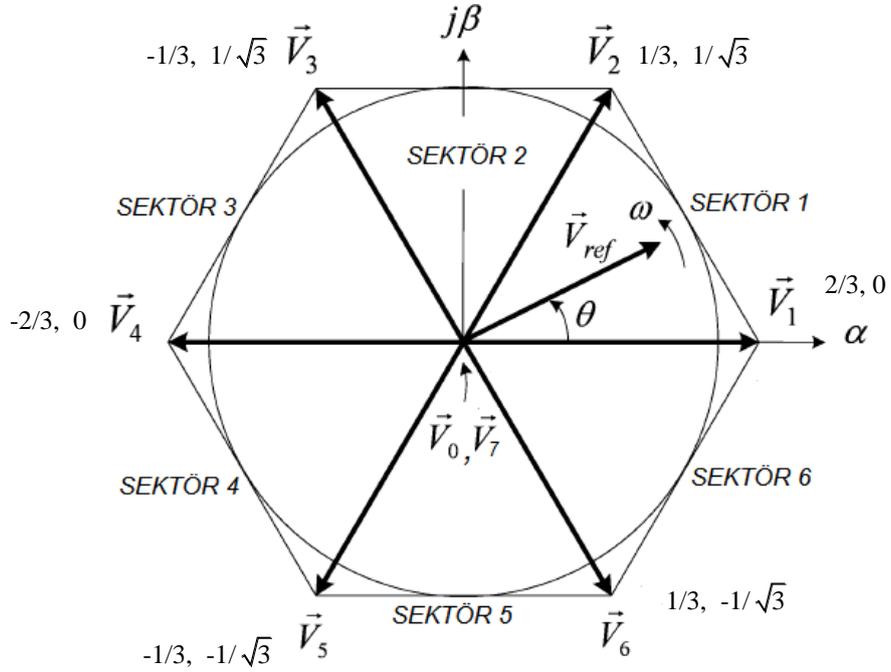
**Şekil 3.8.** Bir eviricide mümkün olan sekiz farklı çalışma durumu

Denklem (3.24)' de verilen  $\alpha$ - $\beta$  dönüşümü kullanılarak üç faz gerilimleri, Şekil 3.9.' da verilen  $\alpha$ - $\beta$  dikey eksenlerine dönüştürülür.



Şekil 3.9. Üç faz gerilimlerinin  $\alpha - \beta$  uzayında temsili

$$\begin{aligned}
 V_{\alpha} &= V_{aN} - V_{bN} \cos(60) - V_{cN} \cos(60) \\
 V_{\alpha} &= V_{aN} - \frac{1}{2}V_{bN} - \frac{1}{2}V_{cN} \\
 V_{\beta} &= 0 - V_{bN} \cos(30) + V_{cN} \cos(30) \\
 V_{\beta} &= -\frac{\sqrt{3}}{2}V_{bN} + \frac{\sqrt{3}}{2}V_{cN}
 \end{aligned} \tag{3.24}$$



Şekil 3.10. Üç fazlı eviricinin durağan referans ekseninde sekiz farklı anahtarlama vektörü (uzay vektör diyagramı)

Şekil 3.8.' de verilen bir üç fazlı evirici devrenin mümkün olan sekiz farklı durumu, Şekil 3.10.' da sekiz adet uzay vektörü temsil eder. Bu vektörler denklem (3.25)' deki gibi ifade edilir.

$$\vec{V}_k = \frac{2V_d}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (k=1, \dots, 6: \text{vektör numarası}) \quad (3.25)$$

Dönüşüm matris formunda yazılacak olursa denklem (3.26)' daki eşitlikler elde edilir. Denklem (3.25)' de verilen faz gerilimlerine denklem (3.26)' daki Clarke dönüşümü uygulanmış ve Şekil 3.10.' da aktif vektörlerin yanlarına yazılmıştır.

$$f_{\alpha\beta} = K_s f_{abc}$$

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

$$|V_{ref}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2}$$

$$\theta = \arctan^{-1} \left( \frac{V_\beta}{V_\alpha} \right)$$

Örnek olarak  $V_2$  vektörüne denklem (3.26)' da verilen Clarke dönüşümü uygulanarak aşağıda gösterilmiştir. Gerilim değerleri  $V_d$  cinsinden birim değerdir.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/3 \\ 1/3 \\ -2/3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/3 \\ 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \angle \theta = 60^\circ \quad (3.27)$$

UVDGA yönteminde kare dalga çalışma şeklinde bulunan altı vektöre ek olarak, iki adet sıfır durum vektörü bulunur. Bu vektörler eviricideki anahtarların (---, +++) olmak üzere iki farklı durumunda oluşturulabilir. Şekil 3.8.' deki sekiz farklı çalışma durumu Çizelge 3.1.' de  $V_d$  cinsinden birim değer olarak özetlenmiştir [41].

**Çizelge 3.1.** Sekiz durum için anahtarlama vektörleri, faz ve hat büyüklüklerinin  $V_d$  cinsinden birim değerleri

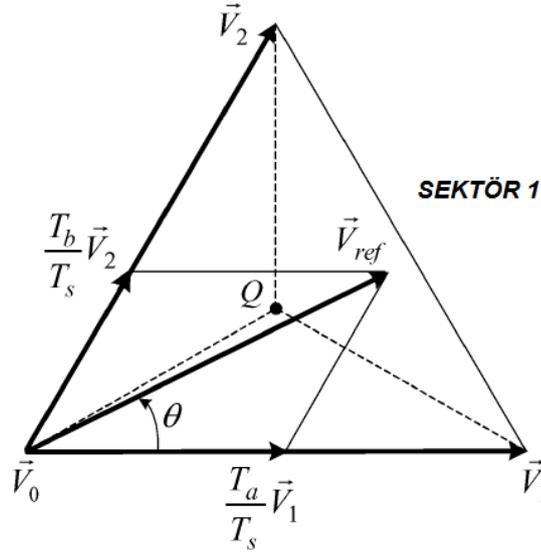
Gerilim Vektörleri	Anahtarlama Vektörleri			Faz Gerilimleri			Hat Gerilimleri			$V_\alpha$	$V_\beta$	$\theta$
	a	b	c	$V_{aN}$	$V_{bN}$	$V_{cN}$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$			
$V_0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$0^\circ$
$V_1$	1	0	0	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	1	0	-1	$2/3$	0	$0^\circ$
$V_2$	1	1	0	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	0	1	-1	$1/3$	$1/\sqrt{3}$	$60^\circ$
$V_3$	0	1	0	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	-1	1	0	$-1/3$	$1/\sqrt{3}$	$120^\circ$
$V_4$	0	1	1	$-2/3$	$1/3$	$1/3$	-1	0	1	$-2/3$	0	$180^\circ$
$V_5$	0	0	1	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$	0	-1	1	$-1/3$	$-1/\sqrt{3}$	$240^\circ$
$V_6$	1	0	1	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	1	-1	0	$1/3$	$-1/\sqrt{3}$	$300^\circ$
$V_7$	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	$0^\circ$

### 3.6.2.3. Anahtarlama zamanlarının hesaplanması

Sıfır ve aktif vektörler durağan çatıda olduklarından dolayı uzayda hareket etmezler. Şekil 3.9.' da  $V_{ref}$  vektörünün başlangıç noktası bu vektörlerin merkezi olup,  $V_{ref}$  vektörü, saat yönünün tersi yönünde,  $\omega$  sabit açısal hızı ile, denklem (3.28)' de formülize edildiği gibi dönmektedir.

$$\omega = 2\pi f \quad (3.28)$$

$f$ , evirici çıkışındaki temel dalğanın frekansıdır.  $V_{ref}$  uzay vektörün  $\omega$  açısal dönme hızı ile, evirici çıkışındaki temel dalğanın frekansı, genliği ile de evirici çıkışındaki gerilimin genliği ayarlanır.  $V_{ref}$  vektörünün içinde bulunduğu sektör hangi anahtarların tetikleneceğini belirlemektedir. Sektör belirlendikten sonra, o sektöre ait iki adet aktif ve iki adet sıfır durum vektörleri aracılığıyla, anahtarlama süreleri belirlenir.



**Şekil 3.11.** 1. Sektör için uzay vektörler

UVDGA yönteminde ilk adım, uzay vektörün bulunduğu sektörün belirlenmesidir. Bu, Şekil 3.11.' den görüleceği gibi  $\theta$  açısının belirlenmesi ile bulunabilmektedir.  $\alpha$ - $\beta$  eksenleri aracılığı ile,

$$\theta = \arctan^{-1} \left( \frac{V_{\beta}}{V_{\alpha}} \right) \quad (3.29)$$

bulunur. Şekil 3.11.' de görüldüğü gibi uzay vektörün sektör 1 içinde olduğu düşünülecek olursa; referans uzay vektör kendisine komşu durumda bulunan iki aktif vektör ve sıfır durum vektörleri ile çözümlenebilir. Çıkış geriliminin elde edilmesi için iki komşu vektörün kullanılması zorunlu değildir fakat bu koşul ile yüksek harmonik performansı elde edilebilmektedir [42].

Şekil 3.11.' de,  $T_s$  anahtarlama periyodunu göstermektedir ve  $T_s$  süresince referans uzay vektörün değişmediği kabul edilir. Bu durum, anahtarlama periyodu eşitliği olarak denklem (3.30)' de verilmektedir. Birinci sektör için referans vektör denklem (3.31)' deki gibi ifade edilir.

$$T_0 + T_a + T_b = T_s \quad (3.30)$$

$$\int_0^{T_s} \vec{V}_{ref} = \int_0^{T_a} \vec{V}_1 + \int_{T_a}^{T_a+T_b} \vec{V}_2 + \int_{T_a+T_b}^{T_s} \vec{V}_0 \quad (3.31)$$

Uzay vektör üç vektörün bileşkesi olarak ifade edilir.  $T_0$  süresi boyunca sıfır durum vektörü,  $T_a$  süresi boyunca  $V_1$  vektörü,  $T_b$  süresi boyunca  $V_2$  vektörünün anahtarlama durumları eviriciye uygulanır. Anahtarlama periyodu UVDGA için, daima sıfır durum vektörleri ile başlar ve sıfır durum vektörleri ile biter. UVDGA yönteminin en önemli özelliği, her anahtarlama periyodu için aktif ve sıfır durum sürelerinin hesaplanmasıdır [42]. Denklem (3.31)' de  $V_0=V_7=0$  olduğu dikkate alınır, denklem (3.31), denklem (3.32)' deki gibi sadeleştirilir.

$$\vec{V}_{ref} = \frac{1}{T_s} \left( \vec{V}_1 \cdot T_a + \vec{V}_2 \cdot T_b \right) \quad (3.32)$$

$\alpha$ - $\beta$  eksenlerinin kullanılması ile,

$$T_s \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = T_a \frac{2}{3} V_d \begin{bmatrix} \cos((k-1)\pi/3) \\ \sin((k-1)\pi/3) \end{bmatrix} + T_b \frac{2}{3} V_d \begin{bmatrix} \cos(k\pi/3) \\ \sin(k\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

olarak yazılır. Denklem yeniden düzenlenecek olursa,

$$T_s \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} V_d \begin{bmatrix} \cos((k-1)\pi/3) & \cos(k\pi/3) \\ \sin((k-1)\pi/3) & \sin(k\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_a \\ T_b \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

olarak bulunur. Şekil 3.10.' da düzgün altıgende uzay vektörün daire şeklindeki bir eğride  $\theta$  açısı ile hareket ettiği kabul edilmektedir. Bu durumda  $\theta=\omega t$  için aşağıdaki ifade yazılır.

$$\vec{V}_{ref} = \left| \vec{V}_{ref} \right| e^{j\omega t} = V_{\alpha} + V_{\beta} = \left| V_{ref} \right| [\cos(\omega t) + \sin(\omega t)] \quad (3.35)$$

Denklem (3.35)' deki yaklaşım denklem (3.34)' e uygulanarak vektörlerin uygulanma süreleri  $T_a$  ve  $T_b$  çekilecek olursa denklem (3.36) elde edilir.

$$\begin{bmatrix} T_a \\ T_b \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}T_s |V_{ref}|}{V_d} \begin{bmatrix} \sin(k\pi/3) & -\cos(k\pi/3) \\ -\sin((k-1)\pi/3) & \cos((k-1)\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Aşağıdaki trigonometrik özdeşlik denklem (3.36)' ya uygulanarak yeniden düzenlenecek olursa denklem (3.38) elde edilir.

$$\sin(a+b) = \sin(a)\cos(b) + \cos(a)\sin(b) \quad (3.37)$$

$$\begin{bmatrix} T_a \\ T_b \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}|V_{ref}|T_s}{V_d} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3} - \omega t\right) \\ \sin\left(\omega t - \frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

Sektör bir için  $k=1$  yazılarak vektörlerin uygulanma süreleri aşağıdaki gibi bulunur.

$$T_a = \sqrt{3} \frac{V_{ref}}{V_d} T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (3.39)$$

$$T_b = \sqrt{3} \frac{V_{ref}}{V_d} T_s \sin(\theta) \quad (3.40)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (3.41)$$

Referans vektör ile aktif vektörlerin uygulanma süreleri arasındaki ilişki şu şekilde özetlenir: Eğer referans vektör  $V_1$  ve  $V_2$  aktif vektörlerinin tam ortasında ise  $T_a=T_b$  olur.

Bunun haricinde referans vektör  $V_1'$  e yakınsa  $T_a$ ,  $V_2'$  ye yakınsa  $T_b$  zamanı daha büyük olur. Son durum olarak, referans vektör  $V_1'$  in üstüne çakışıkça  $T_a > 0$  ve  $T_b=0$ ,  $V_2'$  nin üstüne çakışıkça  $T_b > 0$  ve  $T_a=0$  olmaktadır [41].

### 3.6.2.4. Genlik ayarı

Denklem (3.39) ve (3.40), genlik ayarı cinsinden denklem (3.42) ve (3.43)' de olduğu gibi ifade edilebilir.

$$T_a = T_s m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (3.42)$$

$$T_b = T_s m \sin(\theta) \quad (3.43)$$

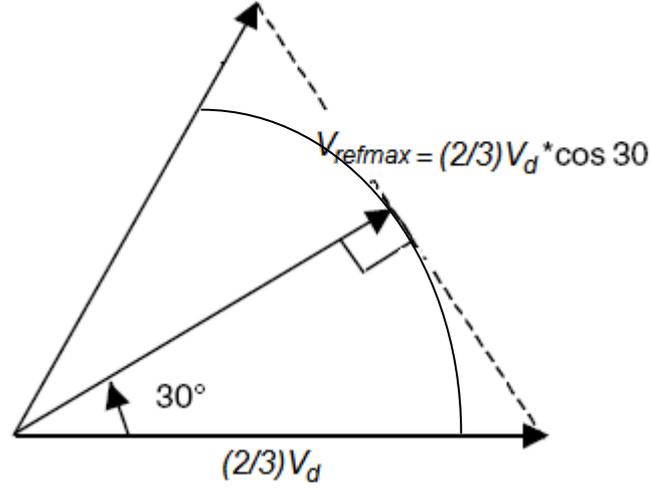
Denklem (3.42) ve (3.43)' deki 'm' genlik ayarının ifadesi, denklem (3.44)' deki gibi bulunur.

$$m = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_d} \quad (3.44)$$

Referans vektörün maksimum genliği, referans vektör herhangi iki aktif vektörün tam ortasında iken bulunabilir. Bu durumda referans vektörün maksimum genliği aşağıdaki ifade ile bulunur.

$$V_{ref \max} = \frac{2}{3}V_d \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{1}{\sqrt{3}}V_d \quad (3.45)$$

Referans vektörün maksimum değeri, denklem (3.44)' de yerine yazıldığında, denklem (3.46) elde edilir. Bu durumda maksimum genlik ayarının '1' olduğu görülür. Şekil 3.12'de maksimum genlik ayarının şekli verilmektedir.



**Şekil 3.12.** Maksimum genlik ayarı

$$m_{\max} = \frac{\sqrt{3}}{V_d} \frac{1}{\sqrt{3}} V_d = 1 \quad (3.46)$$

$0 \leq m \leq 1$  iken eviricinin çıkış gerilimi ile genlik ayarı doğru orantılı ve doğrusal değişir. UVDGA yönteminde doğrusal bölge için, eviricinin çıkışından alınabilecek maksimum değerler aşağıda sıralanmıştır. Faz geriliminin temel bileşeninin maksimum değeri ve hat geriliminin temel bileşeninin etkin değerinin alabileceği maksimum değer sırasıyla,

$$V_{aN_{\max}} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_d = 0.577V_d \quad (3.47)$$

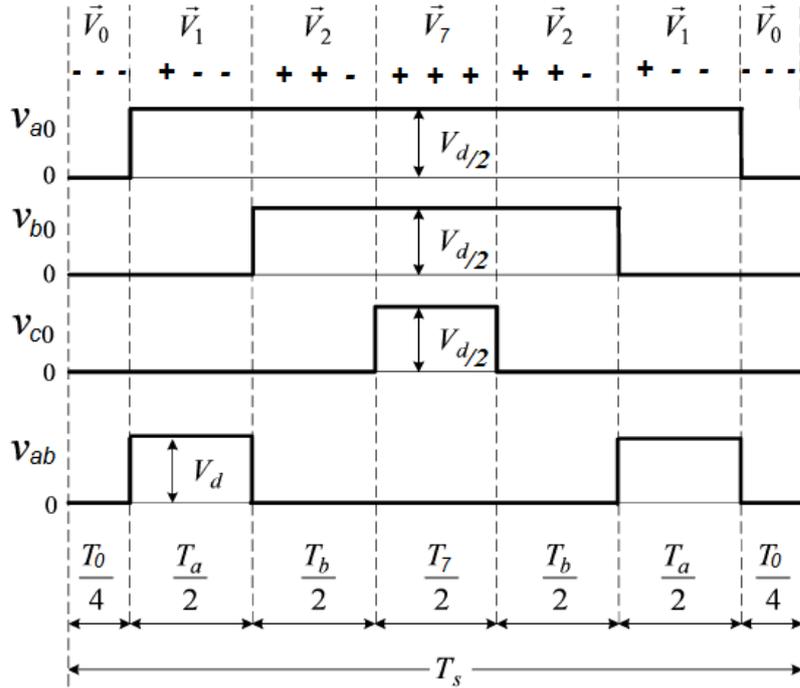
$$V_{abekin} = \left( \frac{1}{\sqrt{3}} V_d \right) \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} = 0.707V_d \quad (3.48)$$

olarak elde edilir. Bu durumda SDGA yöntemi ile UVDGA yöntemi, DA bara geriliminin verimli kullanımı açısından karşılaştırılacak olursa, denklem (3.49)'daki ifade bulunur. UVDGA yöntemi ile eviriciden alınabilecek faz veya fazlar arası gerilimlerin maksimum değeri, SDGA yöntemi ile elde edilebilecek faz veya fazlar arası gerilimlerin maksimum değerinden %15.5 daha fazla olduğu görülmektedir [41].

$$\frac{V_{\max UVDGA}}{V_{\max SDGA}} = 1.155 \quad (3.49)$$

### 3.6.2.5. Anahtarlama sırası

Anahtarlama işlemine, her zaman bir sıfır durum vektörü ile başlanır ve diğer sıfır durum vektörü ile bitirilir. Hangi sıfır durum vektörü ile başlanılıp hangisi ile bitirileceği keyfidir [42]. Evirici anahtarlama işaretlerinin bu yaklaşımla üretilmeleri, harmonik performansının üstünlüğünden dolayı yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu yaklaşım simetrik UVDGA olarak adlandırılır. Şekil 3. 13' de 1. sektör için simetrik anahtarlama biçimi verilmiştir. Şekilden de anlaşıldığı gibi eviricideki güç anahtarlarının doluluk oranları,  $T_a$ ,  $T_b$  ve  $T_0$ ' in toplamlarından oluşmaktadır. Bu toplamlar Çizelge 3.2.' de gösterilmiştir.



Şekil 3.13. Sektör 1 için simetrik UVDGA anahtarlama düzeni

**Çizelge 3.2.** Sektörlerin fonksiyonu olarak evirici güç anahtarlarının doluluk süreleri.

SEKTÖR	a fazındaki üst güç anahtarının doluluk süresi	b fazındaki üst güç anahtarının doluluk süresi	c fazındaki üst güç anahtarının doluluk süresi
1	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0 + T_a}{2}$	$\frac{T_0 + T_a + T_b}{2}$
2	$\frac{T_0 + T_b}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0 + T_a + T_b}{2}$
3	$\frac{T_0 + T_a + T_b}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0 + T_a}{2}$
4	$\frac{T_0 + T_a + T_b}{2}$	$\frac{T_0 + T_b}{2}$	$\frac{T_0}{2}$
5	$\frac{T_0 + T_a}{2}$	$\frac{T_0 + T_a + T_b}{2}$	$\frac{T_0}{2}$
6	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0 + T_a + T_b}{2}$	$\frac{T_0 + T_b}{2}$

## 4. DENEYSEL ÇALIŞMALAR VE GRAFİKLER

Bu bölümde, deneysel çalışmada kullanılan genel devre semasına ve kullanılan donanımlara ait teknik bilgilere, akım ve gerilim grafiklerine, akım ve gerilimdeki harmonik dağılımlarına ve THB' larına yer verilmektedir. Akım ve gerilim grafikleri, Hall algılayıcıları aracılığı ile alınan örneklemelerin Code Composer Studio (CCS) programı ile bilgisayar ekranında çizdirilmesi ile elde edilmiştir.

### 4.1. Devre Şeması ve Ölçüm Devresi

Deneysel çalışmada kullanılan devrenin prensip seması Sekil 4.1.'de verilmektedir. Şekilden görüldüğü gibi, devrenin giriş kısmında üç-fazlı alternatif akım şebeke gerilimini doğru gerilime çevirmek için üç-fazlı diyotlu denetimsiz doğrultucu kullanılarak doğrultucu çıkışından maksimum 535V gerilim alınmaktadır. Bu gerilim, eviriciden beslenen 380V Y bağlı bir asenkron motor için uygun değeri oluşturmaktadır. Değişen yük durumlarında evirici giriş geriliminin sabit kalabilmesi için doğrultucu çıkışına paralel olarak eşdeğer 450V, 6800 $\mu$ F seri iki adet kapasitör bağlanmıştır. Böylece, doğrultucu çıkışındaki DA bara gerilimi, evirici giriş ve çıkış kare dalga gerilim değeri 535V' da sabit kalmaktadır. Evirici devre ise üç bacaklı ve her bacakta iki adet olmak üzere toplam altı adet IGBT anahtarlama elemanından oluşmaktadır. Evirici çıkışında yük olarak üç-fazlı 380V Y asenkron motor bağlanmıştır.

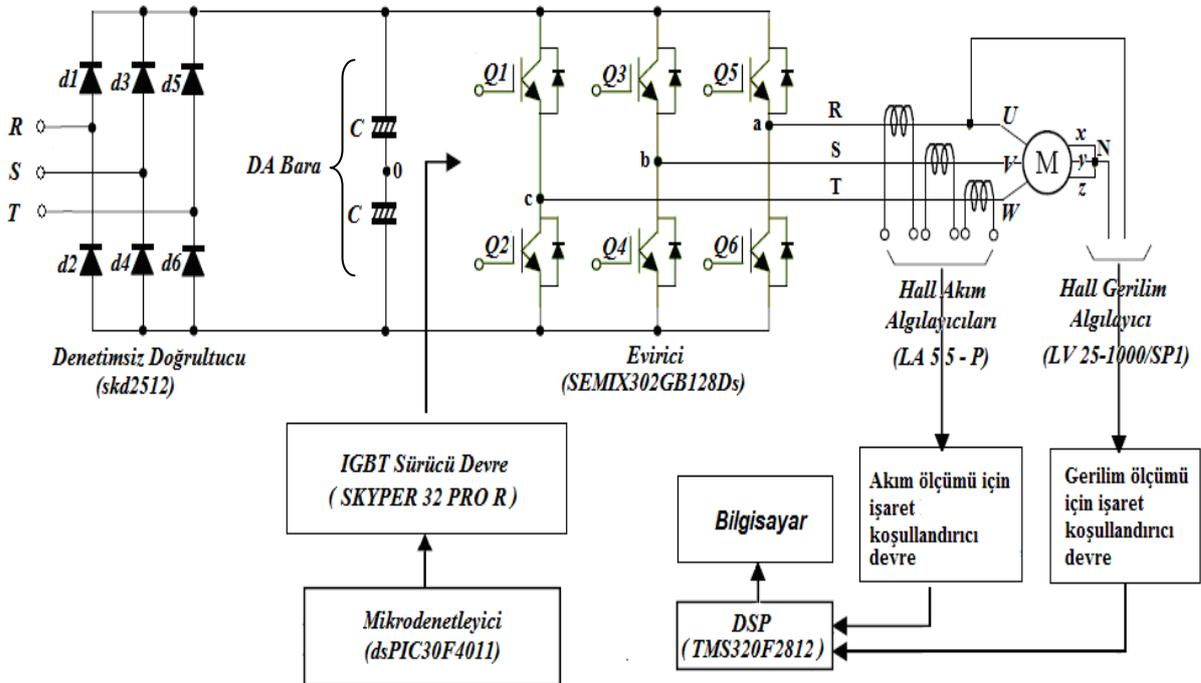
Akım ve gerilim ölçümleri Hall etkili LEM akım (LA 55-P) ve gerilim (LV 25-1000/SP1) algılayıcıları ile yapılmaktadır. Bu algılayıcılardan alınan analog işaretler, akım ve gerilim koşullandırma devrelerine gelmektedir. İşaret koşullandırıcı devrelerin çıkışlarındaki analog veriler, DSP' nin algılayabildiği maksimum sınırlar olan 0 - 3V aralığına ölçeklenerek DSP' nin analog girişlerine uygulanmaktadır. Analog girişlerden alınan veri DSP (TMS320f2812) içinde işlenip, bilgisayarın paralel portu üzerinden CCS programı içine aktarılarak akım ve gerilim grafiklerine dönüştürülmektedir. CCS programı Texas firmasının sağladığı bir sistem geliştirme

aracıdır. Verilen akım ve gerilim grafikleri, CCS programı aracılığı ile alınan bilgisayar ekran görüntülerinden oluşmaktadır.

Veri toplayıcı olarak, Texas marka TMS320f2812 Sayısal İşaret İşlemcisi (DSP) kullanılmıştır. TMS320f2812,

- Motor denetim ara yüzü,
- 150MHz komut işleme hızı,
- 25MHz çevrim ve 12bit çözünürlüğe sahip analog sayısal çeviriciler

gibi gelişmiş özelliklere sahip 32 bitlik bir işlemcidir. Deneysel çalışmalar esnasında, CCS programı ile toplanan akım ve gerilim verilerinin grafikleri eşzamanlı olarak bilgisayar ekranında çizdirilmiştir. Bununla birlikte, toplanan veriler bilgisayarın hard diskine kaydedilmiştir. Bu veriler MATLAB programına dizi olarak girilip FFT uygulanmış ve harmonik analizleri yapılarak grafikleri verilmiştir.



Şekil 4.1. Asenkron motor sürücü devrenin prensip şeması

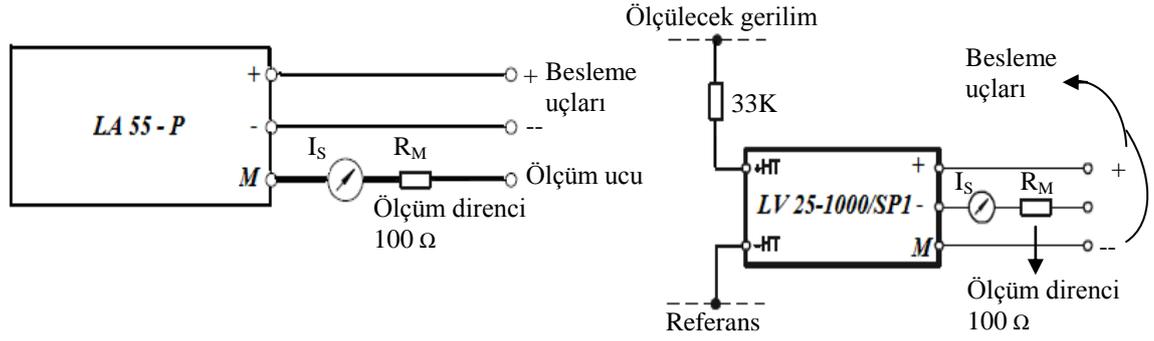
Gerilim algılayıcısı (LV 25-1000/SP1) ve akım algılayıcısı (LA 55 - P) kapalı çevrim Hall etkili yüksek doğruluk ve doğrusallığa sahip bir algılayıcılardır. Çizelge 4.1 ve 4.2’ de teknik özellikleri verilen Hall akım ve gerilim algılayıcıları, AA motorları ayarlanabilir hızlı sürücü sistemleri, servo motor sürücüleri, anahtarlamalı güç kaynakları, kesintisiz güç kaynakları ve DA motor sürücüleri gibi uygulama alanlarında kullanılmaktadır. Şekil 4.2.’ de kullanılan akım ve gerilim algılayıcılarının ayak bağlantıları verilmektedir.

**Çizelge 4.1.** Hall gerilim algılayıcısı (LV 25-1000/SP1)’ nin teknik özellikleri

Primer anma etkin gerilim değeri	1000V
Primer gerilimi ölçüm aralığı	0...±1500V
Primer anma etkin akım değeri	8mA
Sekonder anma etkin akım değeri	25mA
Dönüştürme oranı	1000v / 25mA
Besleme Gerilimi	±12V...±15V
İzolasyon Gerilimi	4,1kV
Doğrusallık	<0,2%
Doğruluk	±0,8%

**Çizelge 4.2.** Hall akım algılayıcısı (LA 55 - P)’ nin teknik özellikleri

Primer anma etkin akım değeri	50A
Primer akımı ölçüm aralığı	0...±70A
Sekonder anma etkin akım değeri	50mA
Dönüştürme oranı	1: 1000
Besleme Gerilimi	±12V...±15V
İzolasyon Gerilimi	2,5kV
Doğrusallık	<0,15%
Doğruluk	±0,65%



**Şekil 4.2.** Gerilim ve akım algılayıcılarının ayak bağlantıları

#### 4.2. Mikrodenetleyici ve IGBT Sürücü Devre

Mikrodenetleyici olarak, Microchip firmasının dsPIC30f4011 sayısal işaret denetleyicisi kullanılmıştır. dsPIC30f4011; motor denetim ara yüzü, 30MHz komut işleme hızı, 1MHz çevrim ve 10bit çözünürlüğe sahip analog sayısal çeviriciler gibi gelişmiş özelliklere sahip 16 bitlik bir mikrodenetleyicidir. IGBT sürme devresi için gerekli DGA tetikleme işaretleri bu denetleyici aracılığı ile üretilmiştir.

Elde edilen DGA işaretleri IGBT sürme devresine uygulanmış ve evirici devredeki IGBT' ler sürülmüştür. IGBT sürücülerden üç adet kullanılmıştır, sürücülerin her biri eviricide yer alan sadece bir bacadaki iki IGBT' yi sürmektedir. IGBT sürücü olarak Şekil 4.3.' de gösterilen ve Çizelge 4.3' de teknik özellikleri verilen "SKYPER 32 PRO R" ve Evaluation Board 2S SKYPER 32 PRO isimli IGBT sürücü geliştirme boardları kullanılmıştır.



**Şekil 4.3.** IGBT sürücü devre (SKYPER 32 PRO R)

**Çizelge 4.3.** IGBT sürücü modülünün (SKYPER 32 PRO R) ün teknik özellikleri

Çıkış kanal sayısı	2
İzolasyon gerilimi	4kV
Gate akımı tepe değeri	15A
Her darbe için gate şarj değeri	6,3µC
Anahtarlama frekansı (maksimum)	50kHz
Kısa darbe yok etme özelliği	var
Gerilim düşmesine karşı koruma	Primer ve Sekonder koruması
Ölü zaman	Ayarlanabilir ölü zaman özelliği
Hata tarama özelliği	var
Duraklatma işareti	var
Dinamik kısa devre koruma özelliği	var
Yumuşak kapatma özelliği	var
Harici hata girişi desteği	var

### 4.3. Güç Devresi

Güç devresinde, Şekil 4.4.' de verilen SEMIKRON güç elektroniği firmasının skd2512 isimli üç fazlı denetimsiz doğrultmaç modülü ve Şekil 4.5.' de verilen "SEMIX302GB128Ds" isimli iki adet IGBT' den oluşan üç adet yarım köprü evirici modülleri kullanılmıştır.

DA baranın endüktans oluşturmaması için, iki bakır plaka arasına 0,5mm kalınlıkta yalıtım kâğıdı konularak özel bir tasarım yapılmış ve 480pF kapasitif özellikte olması sağlanmıştır. DA baraya paralel olarak, seri iki adet 450V çalışma gerilimine ve 6800µF kapasiteye sahip kondansatörler bağlanmıştır. Kondansatörler birbirlerine ve DA baraya 2cm genişlikte bakır plakalarla bağlanarak endüktans oluşumu minimuma indirilmiştir. Böylece 900V çalışma gerilimine ve 3400µF kapasiteye sahip DA bara elde edilmiştir. Bu şekildeki tasarımlar özellikle yüksek güçlü uygulamalarda IGBT' lerin iletme girdiği anlarda oluşan gerilim sıçramalarını engellemek için yapılmaktadır.



**Şekil 4.4.** Üç fazlı denetimsiz doğrultucu (skd2512) modülü



**Şekil 4.5.** Yarım köprü evirici modül (SEMIX302GB128Ds)

Üç fazlı eviricide bulunan IGBT' ler, maksimum 20kHz anahtarlama frekansı, 1200V çalışma gerilimi ve anma 150A yük akımı değerlerine sahiptir. Köprü doğrultucu üç fazlı olup maksimum 1200V çalışma gerilimi ve anma 20A yük akımı değerlerine sahiptir.

Evirici çıkışına yük olarak; etiket değerleri; 0,25kW, 220V/380V, 1,2A/0,70A, Y/ $\Delta$ ,  $\cos \varphi = 0.78$ ,  $n= 2840$  d/dak olan üç-fazlı bir asenkron motor bağlanmıştır.

#### 4.4. Uygulama Aşamaları

Deneysel çalışma, yukarıda etiket değerleri verilen üç-fazlı asenkron motorun; sabit 12kHz anahtarlama frekansında ( $f_c$ ), sırasıyla 50Hz (anma frekansı), 25Hz ve 5Hz olmak üzere üç farklı frekansta ( $f$ ), SDGA ve UVDGA olmak üzere iki farklı DGA yöntemiyle ayrı ayrı açık çevrim skaler hız denetimi iki ana aşamada gerçekleştirilmiştir. Her iki DGA yöntemi için evirici çıkışlarında aşağıdaki ölçümler alınmış ve grafikler çizdirilmiştir.

##### 50Hz $m=1$ için;

- R fazı için periyot başına 1024 gerilim örneği alınarak grafiği çizdirilmiştir.
- R ve S hat akımları için periyot başına 128 akım örneği alınarak grafikleri çizdirilmiştir.
- Motor faz geriliminin temel dalgasının genliği, harmonik dağılım grafiği ve THB verilmiştir.
- R fazı hat akımının temel dalgasının genliği, harmonik dağılım grafiği ve THB verilmiştir.

##### 25Hz $m=0,5$ ve 5Hz $m=0,1$ için;

- 25Hz için R ve S fazı hat akımlarına ait periyot başına 128 örnek alınarak, hat akım grafikleri çizdirilmiştir.
- 5Hz için R, S ve T fazı hat akımlarına ait periyot başına 128 örnek alınarak, hat akım grafikleri çizdirilmiştir.
- 25Hz ve 5Hz için R fazı hat akımlarının temel dalgasının genliği, harmonik dağılım grafiği ve THB verilmiştir.

#### 4.4.1. SDGA Yöntemiyle Skaler Hız Denetimi

Şekil 4.6.' da DSP (TMS320f2812)' ye ait analog sayısal çevirici ile elde edilen R fazı geriliminin sayısal değerleri çizdirilmiştir. Bu nedenle grafik değerlerinin tekrar anma faz gerilim değerine ölçeklenmesi gerekmektedir. Gerilim algılayıcısının dönüştürme oranı ve işaret koşullandırıcı devrenin kazancı hesaplandığında,

grafikteki gerilim dalga şeklinin gerçek faz gerilim değerinden 10,34 kat büyük olduğu görülmektedir. Aynı oran her iki yöntemde elde edilen R fazı gerilimi içinde geçerlidir.

Her iki yöntem içinde DSP' nin analog sayısal çeviricisinden alınan faz gerilim örnekleri dönüştürme oranı 10,34' e bölünmüş ve elde edilen veriye MATLAB programında FFT uygulanarak harmonik dağılım grafikleri çizdirilmiştir. Grafiklerde harmonik dağılımlardan elde edilen THB' lar da verilmiştir.

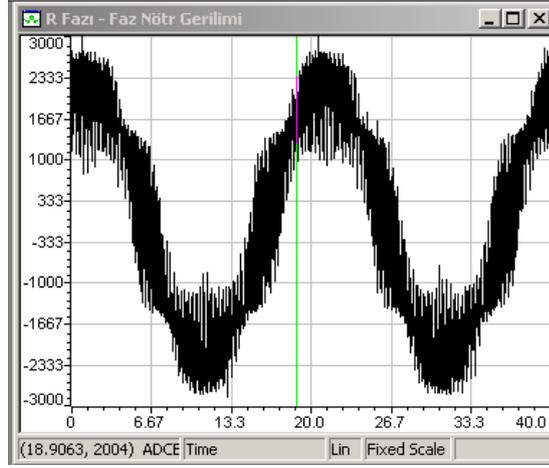
Şekil 4.8., 4.10. ve 4.11.' de DSP (TMS320f2812)' ye ait analog sayısal çevirici ile elde edilen hat akımlarının sayısal değerleri çizdirilmiştir. Bu nedenle grafik değerlerinin tekrar anma hat akımı değerine ölçeklenmesi gerekmektedir. Akım algılayıcısının dönüştürme oranı ve işaret koşullandırıcı devrenin kazancı hesaplandığında, grafikteki akım dalga şeklinin gerçek hat akım değerinden 803,57 kat büyük olduğu görülmektedir. Aynı oran her iki yöntemde elde edilen hat akımları içinde geçerlidir.

Her iki yöntem içinde DSP' nin analog sayısal çeviricisinden alınan hat akımı örnekleri dönüştürme oranı 803,57 ye bölünmüş ve elde edilen veriye MATLAB programında FFT uygulanarak harmonik dağılım grafikleri çizdirilmiştir. Grafiklerde harmonik dağılımlardan elde edilen THB' lar da verilmiştir.

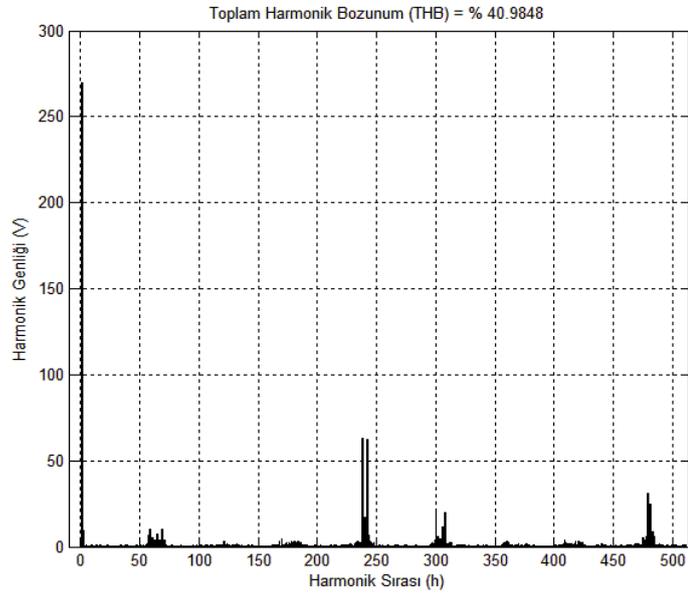
Deneysel çalışmalarda sabit 535V DA bara gerilimi kullanılmıştır. SDGA ve UVDGA yöntemleri sabit 12kHz anahtarlama frekansı ile gerçekleştirilmiştir.

Deneysel çalışmalarda kullanılan asenkron motor sürücü devrenin resmi Şekil 4.22.' de verilmektedir.

Asenkron motorun, SDGA yöntemiyle 50Hz çalışma frekansında ve  $m = 1$  durumunda yapılan skaler hız denetiminde, Hall gerilim algılayıcısı aracılığı ile ölçülen R fazı gerilim dalga şekli Şekil 4.6.' da, bu gerilime ait harmonik dağılım grafiği ve THB Şekil 4.7.' de verilmektedir.

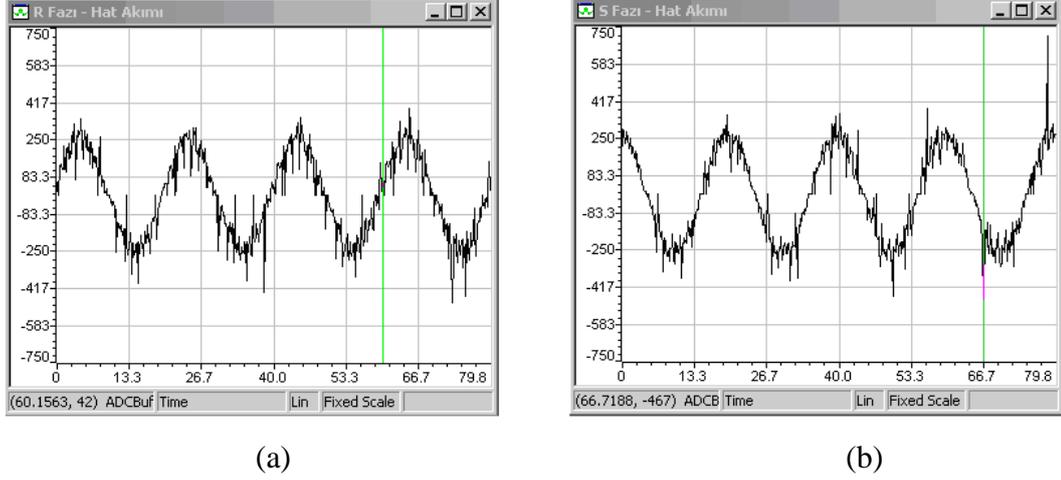


Şekil 4.6. SDGA için  $f=50\text{Hz}$  ve  $m=1$  durumunda R fazı geriliminin dalga şekli

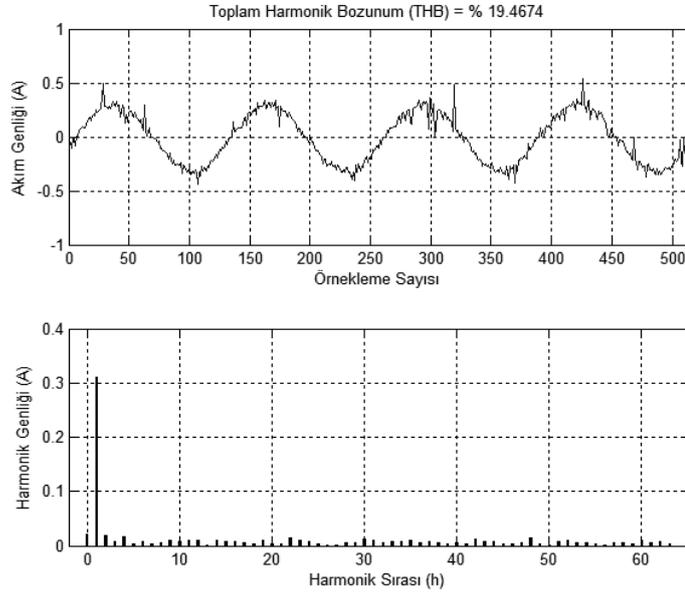


Şekil 4.7. SDGA için  $f=50\text{Hz}$  ve  $m=1$  durumunda R fazı geriliminin harmonik dağılımı ve THB

Şekil 4.8.' de,  $f = 50\text{Hz}$  ve  $m = 1$  durumunda, R ve S fazı hat akımlarının dalga şekli ve Şekil 4.9.' da R fazı hat akımının harmonik dağılımı verilmektedir.

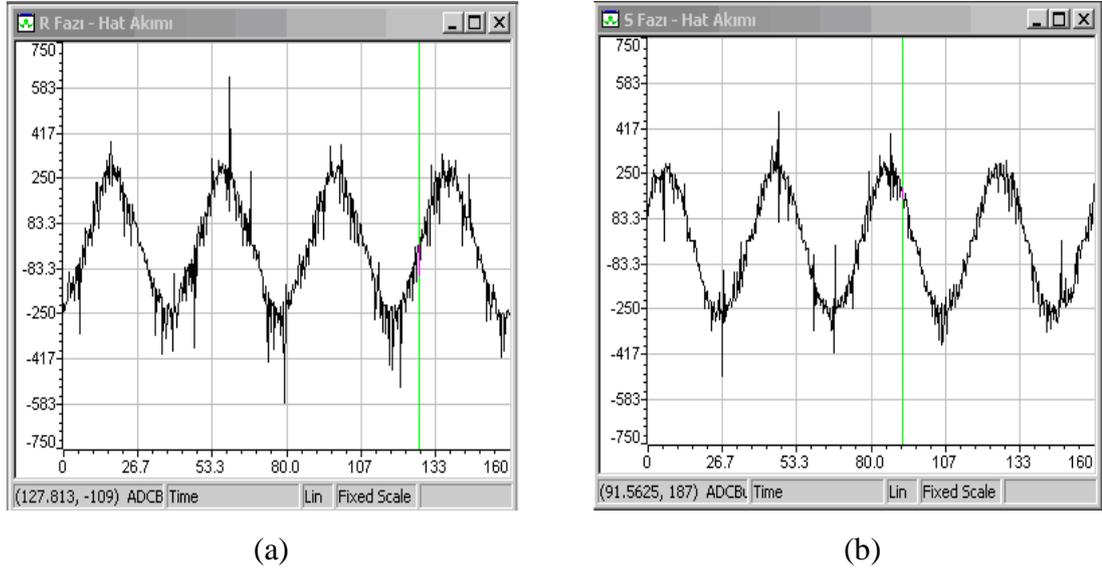


Şekil 4.8. SDGA için  $f=50\text{Hz}$  ve  $m=1$  durumunda (a) R ve (b) S fazı hat akımları

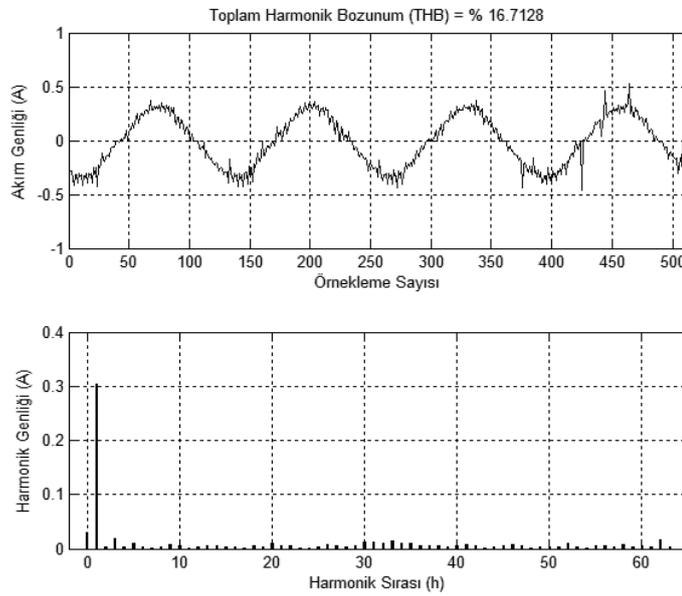


Şekil 4.9. SDGA için  $f=50\text{Hz}$  ve  $m=1$  durumunda R fazı hat akımı, harmonik dağılımı ve THB

Şekil 4.10.' da,  $f = 25\text{Hz}$  ve  $m = 0,5$  durumunda, R ve S fazı hat akımlarının dalga şekli ve Şekil 4.11.' de R fazı hat akımının harmonik dağılımı verilmektedir.

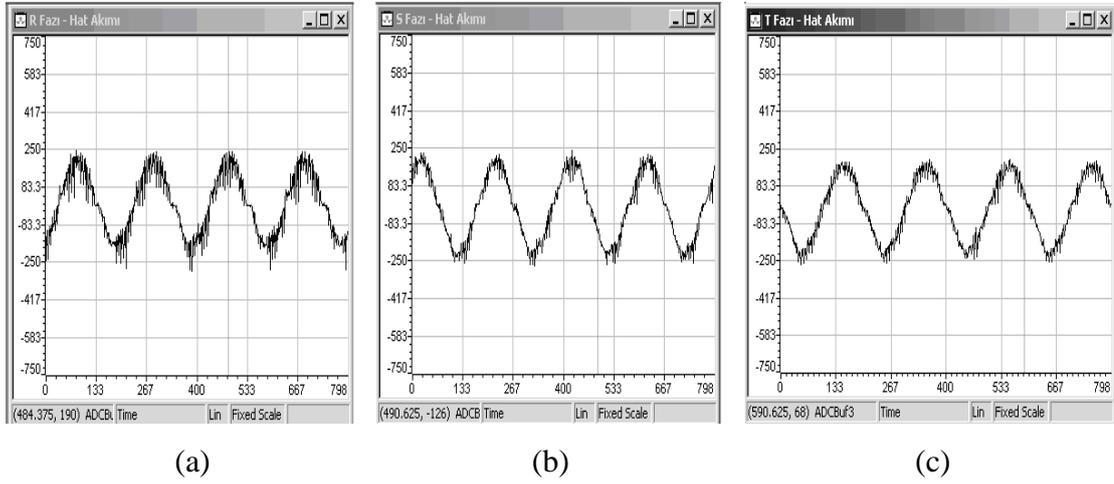


Şekil 4.10. SDGA için  $f=25\text{Hz}$  ve  $m=0,5$  durumunda (a) R ve (b) S fazı hat akımları

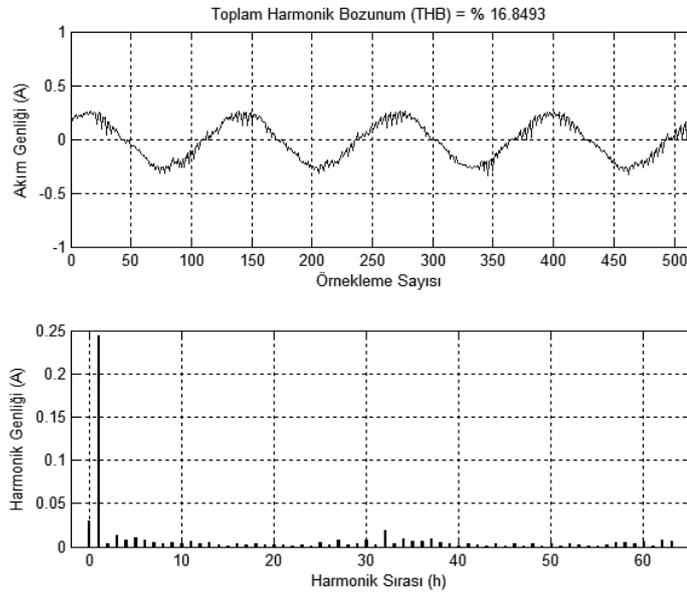


Şekil 4.11. SDGA için  $f=25\text{Hz}$  ve  $m=0,5$  durumunda R fazı hat akımı, harmonik dağılımı ve THB

Şekil 4.12.' de,  $f = 5\text{Hz}$  ve  $m = 0,1$  durumunda, R, S ve T fazı hat akımlarının dalga şekli ve Şekil 4.13.' de R fazı hat akımının harmonik dağılımı verilmektedir.



Şekil 4.12. SDGA için  $f=5\text{Hz}$  ve  $m=0,1$  durumunda (a) R, (b) S ve (c) T fazı hat akımları



Şekil 4.13. SDGA için  $f=5\text{Hz}$  ve  $m=0,1$  durumunda R fazı hat akımı, harmonik dağılımı ve THB

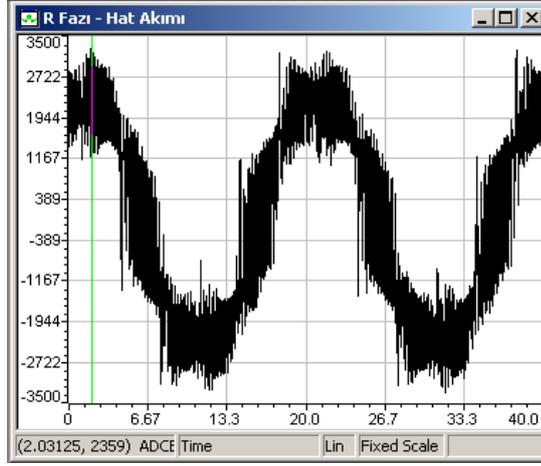
#### 4.4.2. UVDGA Yöntemiyle Skaler Hız Denetimi

Şekil 4.14.' de DSP (TMS320f2812)' ye ait analog sayısal çevirici ile elde edilen R fazı gerilimi ve Şekil 4.16., 4.18. ve 4.20.' de hat akımlarının sayısal değerleri çizdirilmiştir.

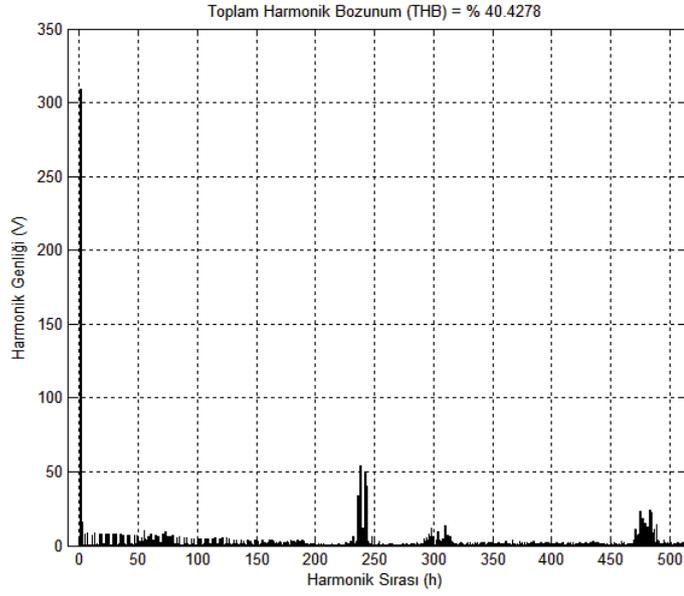
DSP' nin analog sayısal çeviricisinden alınan faz gerilim örnekleri dönüştürme oranı 10,34' e bölünmüş ve elde edilen veriye MATLAB programında FFT uygulanarak harmonik dağılım grafikleri çizdirilmiştir. Grafiklerde harmonik dağılımlardan elde edilen THB' lar da verilmiştir.

DSP' nin analog sayısal çeviricisinden alınan hat akım örnekleri dönüştürme oranı 803,57 ye bölünmüş ve elde edilen veriye MATLAB programında FFT uygulanarak harmonik dağılım grafikleri çizdirilmiştir. Grafiklerde harmonik dağılımlardan elde edilen THB' lar da verilmiştir.

Asenkron motorun, UVDGA yöntemiyle 50Hz çalışma frekansında ve  $m = 1$  durumunda yapılan skaler hız denetiminde, Hall gerilim algılayıcısı aracılığı ile ölçülen R fazı gerilim dalga şekli Şekil 4.14.' de, bu gerilime ait harmonik dağılım grafiği ve THB Şekil 4.15.' de verilmektedir.

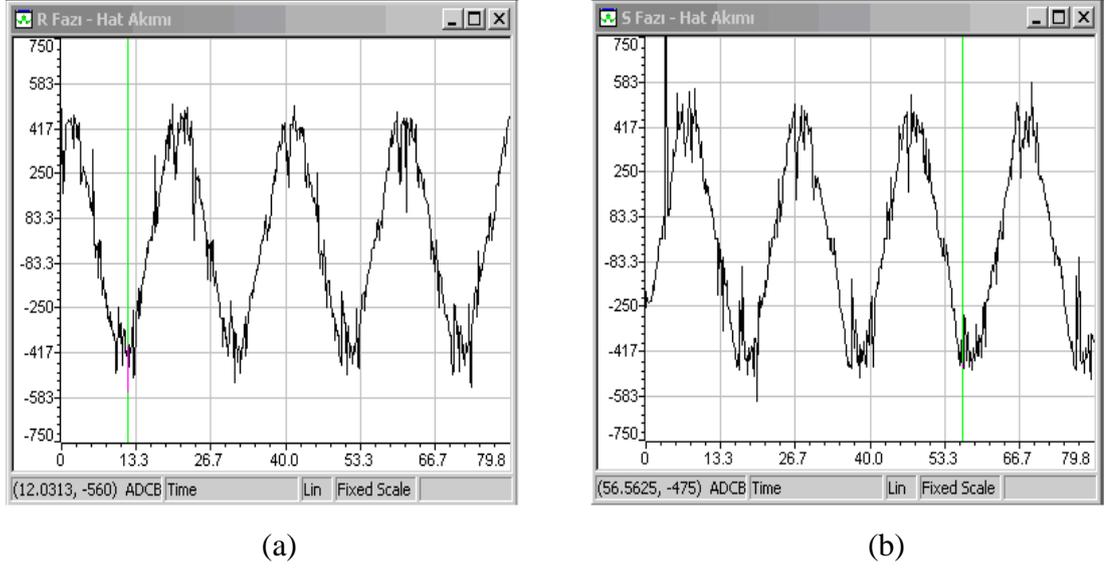


Şekil 4.14. UVDGA için  $f=50\text{Hz}$  ve  $m=1$  durumunda R fazı geriliminin dalga şekli

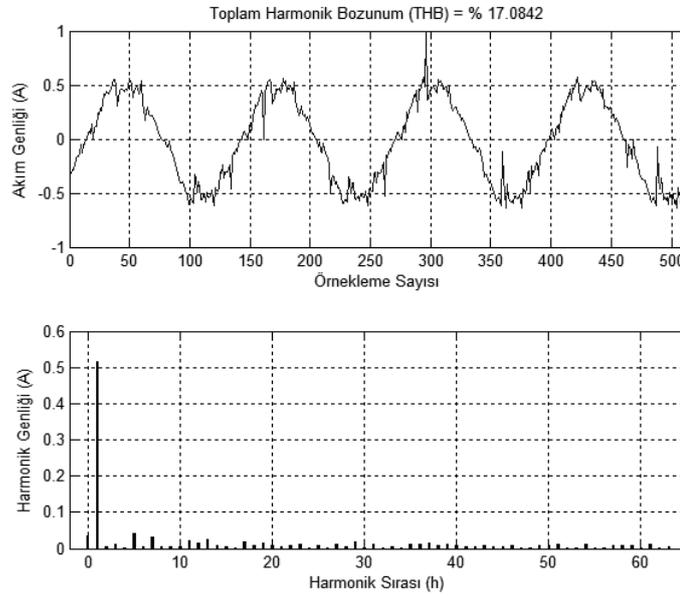


Şekil 4.15. UVDGA için  $f=50\text{Hz}$  ve  $m=1$  durumunda R fazı geriliminin harmonik dağılımı ve THB

Şekil 4.16.' da,  $f = 50\text{Hz}$  ve  $m = 1$  durumunda, R ve S fazı hat akımlarının dalga şekli ve Şekil 4.17.' de R fazı hat akımının harmonik dağılımı verilmektedir.

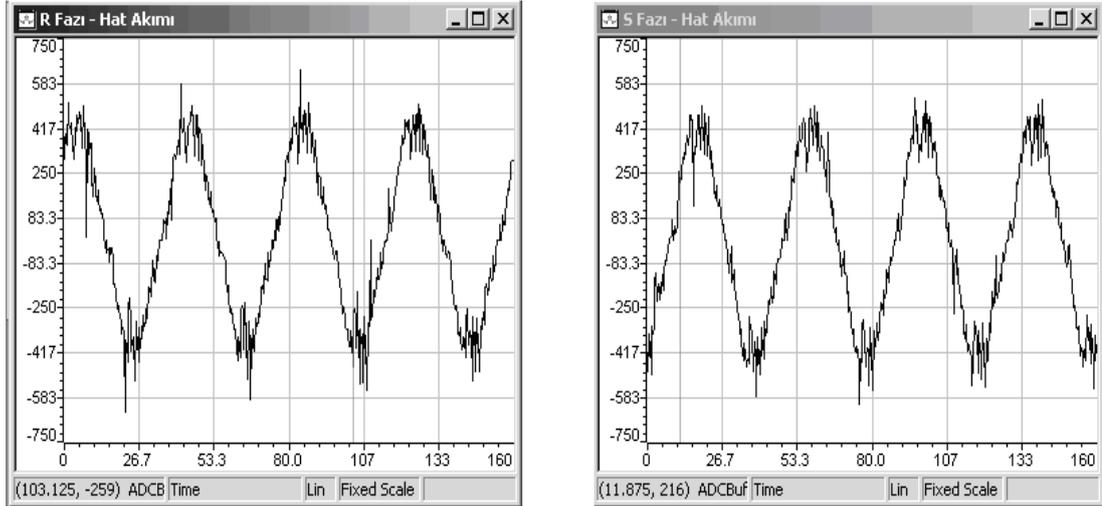


Şekil 4.16. UVDGA için  $f=50\text{Hz}$  ve  $m=1$  durumunda (a) R ve (b) S fazı hat akımları



Şekil 4.17. UVDGA için  $f=50\text{Hz}$  ve  $m=1$  durumunda hat akımı, harmonik dağılımı ve THB

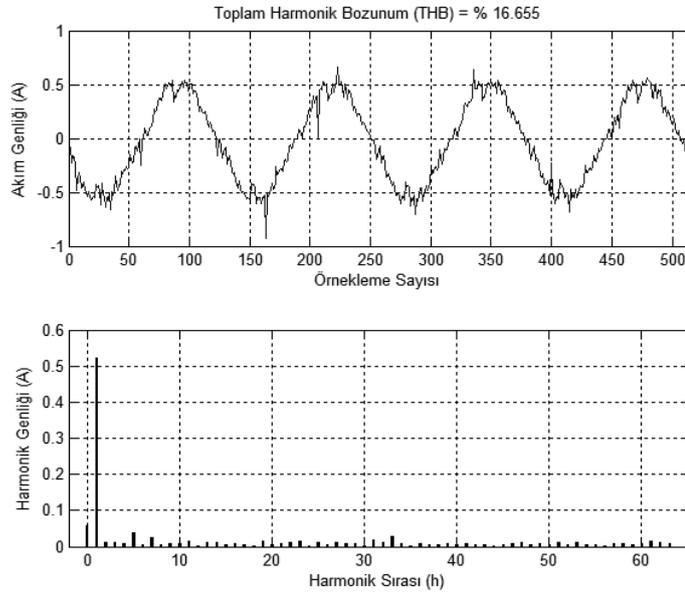
Şekil 4.18.' de,  $f = 25\text{Hz}$  ve  $m = 0,5$  durumunda, R ve S fazı hat akımlarının dalga şekli ve Şekil 4.19.' da R fazı hat akımının harmonik dağılımı verilmektedir.



(a)

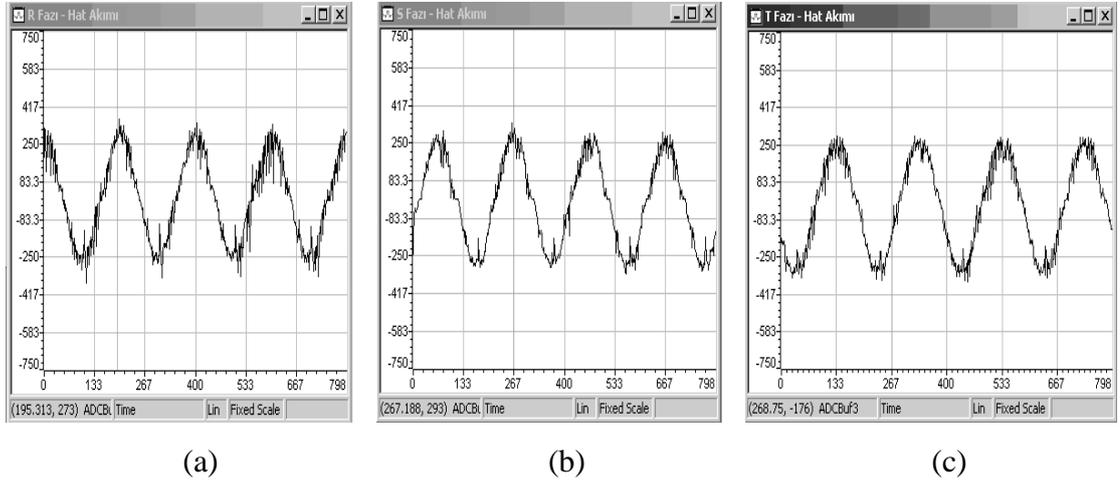
(b)

**Şekil 4.18.** UVDGA için  $f=25\text{Hz}$  ve  $m=0,5$  durumunda (a) R ve (b) S fazı hat akımları

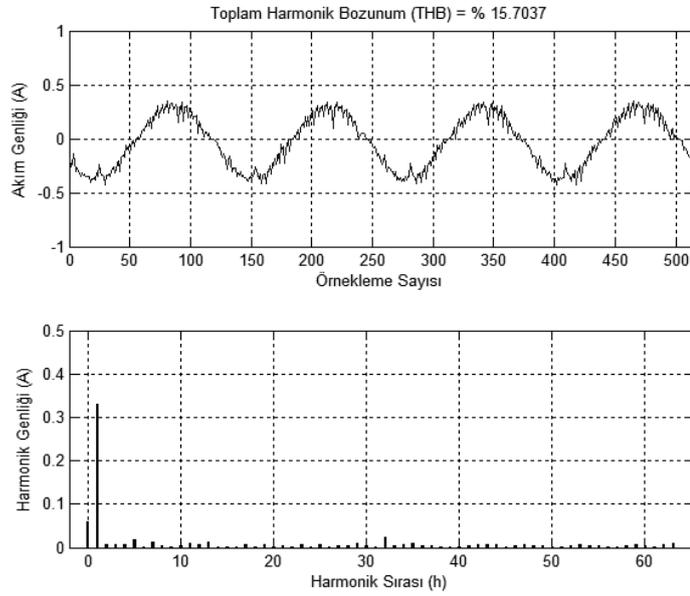


**Şekil 4.19.** UVDGA için  $f=25\text{Hz}$  ve  $m=0,5$  durumunda hat akımı, harmonik dağılımı ve THB

Şekil 4.20.' de,  $f = 5\text{Hz}$  ve  $m = 0,1$  durumunda, R, S ve T fazı hat akımlarının dalga şekli ve Şekil 4.21.' de R fazı hat akımının harmonik dağılımı verilmektedir.



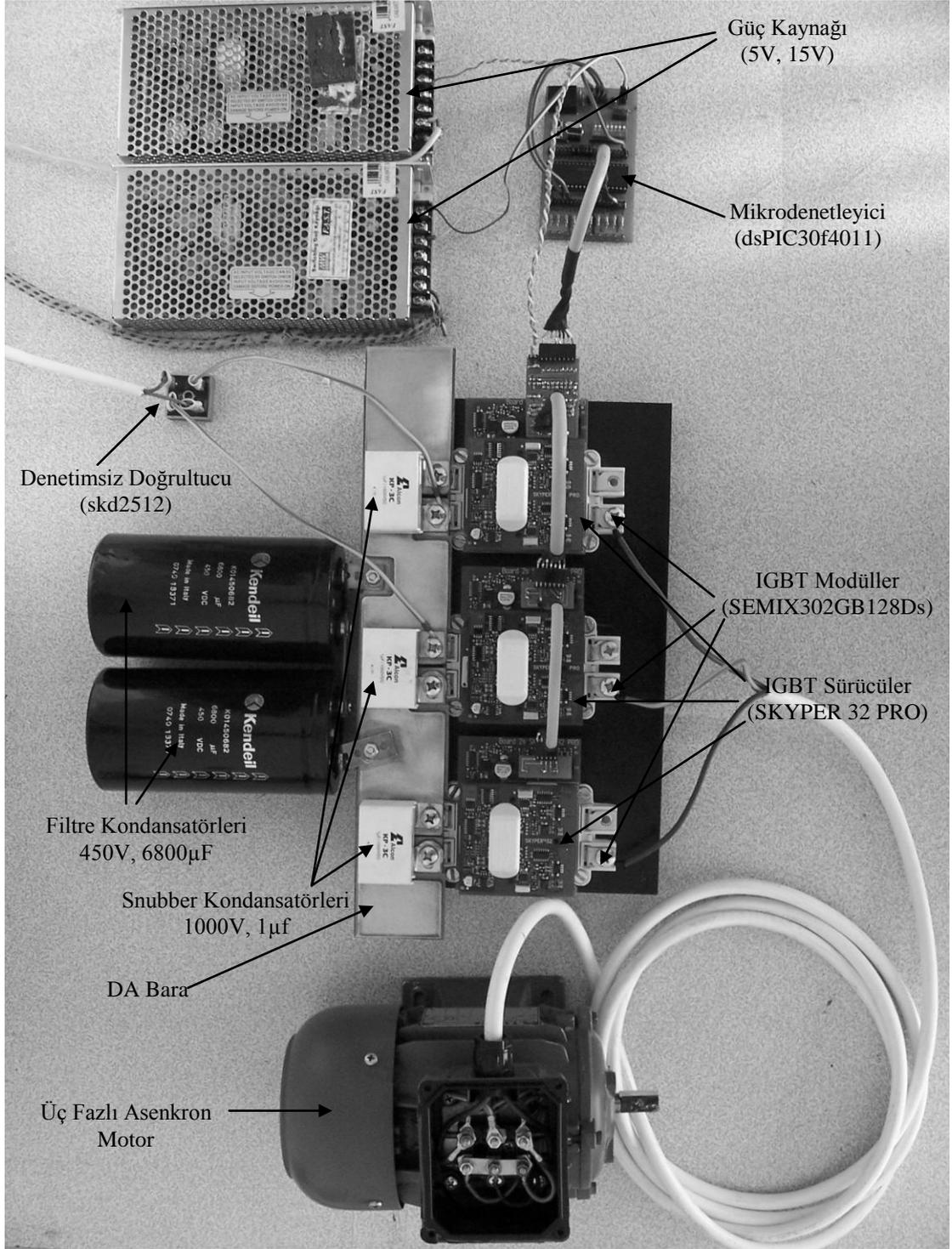
**Şekil 4.20.** UVDGA için  $f=5\text{Hz}$  ve  $m=0,1$  durumunda (a) R, (b) S ve (c) T fazı hat akımları



**Şekil 4.21.** UVDGA için  $f=5\text{Hz}$  ve  $m=0,1$  durumunda hat akımı, harmonik dağılımı ve THB

- **$f=50\text{Hz}$   $m=1$  durumunda;**
  - SDGA yöntemi ile
    - Hat akımlarının genliği 0,31A,
    - Hat akımlarının THB' u 19,46%,
    - Motor faz geriliminin temel dalgasının etkin değeri 190V,
    - Motor faz geriliminin THB' u 40,98%,
  - UVDGA yöntemi ile
    - Hat akımlarının genliği 0,51A,
    - Hat akımlarının THB' u 17,08%,
    - Motor faz geriliminin temel dalgasının etkin değeri 218V,
    - Motor faz geriliminin THB' u 40,42% olarak elde edilmiştir.
- **$f=25\text{Hz}$   $m=0,5$  durumunda;**
  - SDGA yöntemi ile
    - Hat akımlarının genliği 0,31A,
    - Hat akımlarının THB' u 16,71%,
  - UVDGA yöntemi ile
    - Hat akımlarının genliği 0,51A,
    - Hat akımlarının THB' u 16,65% olarak elde edilmiştir.
- **$f=5\text{Hz}$   $m=0,1$  durumunda;**
  - SDGA yöntemi ile
    - Hat akımlarının genliği 0,24A,
    - Hat akımlarının THB' u 16,84%,
  - UVDGA yöntemi ile
    - Hat akımlarının genliği 0,34A,
    - Hat akımlarının THB' u 15,7% olarak elde edilmiştir.

$f=50\text{Hz}$  ve  $f=25\text{Hz}$  durumunda UVDGA ile ölçülen hat akımları genliklerinin, SDGA yönteminde elde edilen hat akımı genliklerinden 0,2A,  $f=5\text{Hz}$  durumunda ise 0,1A yüksek olduğu görülmüştür. SDGA yöntemi ile yapılan hız denetiminde hat akımı harmonik dağılımlarında iki ve dört mertebeli harmoniklerin daha yüksek genlikte olduğu görülmüştür. UVDGA yönteminde ise beş ve yedi mertebeli harmoniklerin daha yüksek genlikte olduğu görülmüştür.



Şekil 4.22. Deneysel çalışmalarda kullanılan asenkron motor sürücü devrenin resmi

## 5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Yapılan deneysel çalışmada, GADE' den beslenen üç-fazlı örnek bir asenkron motorun SDGA ve UVDGA yöntemleriyle açık çevrim skaler hız denetimi yapılmıştır. Her iki yöntemle yapılan asenkron motor hız denetiminde elde edilen sonuçlar asenkron motorun faz gerilimi, hat akımları, faz gerilimi ile hat akımındaki harmonik dağılımlar ve THB' lar, enerji kalitesi ve motor performansı açılarından karşılaştırılmıştır.

SDGA yöntemi için,  $m=1$   $f=50\text{Hz}$  durumunda, asenkron motorun bir faz sargısında indüklenen gerilimin temel dalgasının etkin değerinin 190V olduğu görülmüştür. Bu durumda 220V/380V etiket değerine sahip bir asenkron motorun çalışma gerilimi, 50Hz için sağlanamamaktadır. Bu gerilim değeri,  $v/f$  sabit oranının 13,63% düşmesine neden olmuştur. Bu da sonuç olarak hat akımı genliklerinin 39% azalmasına yol açmıştır.

UVDGA yöntemi ile asenkron motorun bir faz sargısında indüklenen gerilimin temel dalgasının etkin değerinin 218V' a çıktığı ve DA bara gerilimi kullanımının 14,73% arttığı görülmüştür. Dolayısıyla asenkron motorun çalışma gerilimi, 50Hz için sağlanabilmektedir. Böylece  $v/f$  oranı yaklaşık olarak korunarak, motorun anma momentini üretmesi sağlanmaktadır.

$f=5\text{Hz}$   $m=0,1$  için, UVDGA yöntemi ile edilen hat akım genliği, SDGA yöntemi ile elde edilen hat akım genliğinden 0,1A daha yüksektir. Bu nedenle, 5Hz gibi düşük çalışma frekanslarında UVDGA yöntemi ile elde edilen elektromekanik momentin, SDGA ile elde edilen momente göre daha yüksek olduğu belirlenmiştir.

SDGA yöntemi ile elde edilen hat akımı THB' larının, UVDGA yöntemi ile elde edilen hat akımı THB' larından,  $f=50\text{Hz}$   $m=1$  durumunda 2,38%,  $f=25\text{Hz}$   $m=0,5$  durumunda 0,06%,  $f=5\text{Hz}$   $m=0,1$  durumunda 1,14% daha yüksek olduğu görülmektedir.

SDGA yöntemi ile yapılan hız denetimi asenkron motorda yüksek moment vurutularına neden olurken aynı koşullarda UVDGA yöntemi ile sessiz ve vurutusuz bir çalışma elde edilmiştir.

SDGA ve UVDGA yöntemleri için dijital tur metre ile asenkron motor hızı,  $f=50\text{Hz}$  durumunda 2996,4d/dak,  $f=25\text{Hz}$  durumunda 1495,8d/dak,  $f=5\text{Hz}$  durumunda 295d/dak olduğu ölçülmüştür.

Elde edilen sonuçlar, enerji kalitesi ve asenkron motor performansı açısından değerlendirildiğinde, en iyi sonucun UVDGA yöntemi ile elde edildiği anlaşılmıştır.

Yapılan deneysel çalışmada, eksikliği belirlenen ve üzerinde çalışılması düşünülen konular aşağıdaki gibi sıralanmaktadır.

1. Daha düşük ölçüm aralığına sahip akım algılayıcıları kullanılarak, hat akımı grafiklerinde görülen sıçramalar önlenip daha sağlıklı veriler toplanabilir.
2. Yapılan deneysel çalışmalarda, asenkron motorun faz gerilimleri örneklenmiş ve harmonik analizi yapılmıştır. Uygun donanım tasarımı yapıp hat gerilimleri örneklenerek doğrudan hat gerilimlerinin harmonik analizi yapılabilir.
3. Bu tezde uygulanan skaler hız denetiminde stator direnci kompanzasyonu yapılmamıştır. SDGA ve UVDGA yazılımları uygun biçimde güncellenerek stator direnci kompanzasyonu yapılabilir.
4. Bu tezde deneysel çalışmalar, asenkron motorun anma hız değerinin sadece altındaki bölgede yapılmıştır. Bu çalışma asenkron motorun anma hız değerinin üstündeki bölge içinde uygulanarak genişletilebilir.
5. SDGA yönteminde, referans sinüzoidal dalgaya belirli genlikte üçüncü harmonik ilave edilerek, evirici çıkış gerilimine ve harmoniklere etkisi incelenebilir.

## KAYNAKÇA

1. Bose, B.K. 2001. “*Modern power electronics and AC drives*”. Prentice Hall, 0-12-016743-6, 339-340, 271-305.
2. Schönung, A. and Stemmler, H. 1964. “*Static Frequency Changers With Subharmonic Control in conjunction with reversible variable speed A.C. drives*”. Brown Boweri Review, 51, 555–577.
3. Plaff, G., Weschta, A. and Wick, A. 1984. “*Design and experimental results of a brushless ac servo drive*”. IEEE Transactions on Industrial Applications, IA-22, 814-822.
4. Van der Broeck, H.W., Skudelny, H.C. and Stanke, G. 1988. “*Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors*”. IEEE Transactions on Industrial Applications, IA-21, 562-570.
5. Kazmierkowski, M.P., Krishnan, R. and Blaabjerg, F. 2002. “*Control In Power Electronics*”. Academic Press, 0-12-402772-5, 88-89.
6. Bose, B.K. 2001. “*Power Electronic and Motor Drives Advances and Trends*”. ELSEIVER, 978-0-12-088405-6, 181-187, 194-195.
7. Chung, D.W., Kim, J.S. and Sul, S.K. 1998. “*Unified voltage modulation technique for real time three phase power conversion*”. IEEE Transactions on Industrial Applications, 34, 374-380.
8. Saraçoğlu, B. 2004. “*Asenkron motorun alternatif akım kiyıcısı ile anlık güç teorisi tabanlı optimal enerji denetimi ve performans analizi*”. Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İzmit, 1-45.
9. Iqbal, A., Lamine, A., Ashraf, I., Mohibullah. 2006. “*Matlab/Simulink Model of Space Vector PWM for Three-Phase Voltage Source Inverter*”. Universities Power Engineering Conference Proceedings of the 41<sup>st</sup> International, 3, 1096-1100.

10. Holmes, G.D. and Lipo, T.A. 2003. "*Pulse Width Modulation for Power Converters – Principle and Practise*". IEEE Press Series on Power Engineering, 0471208140, 105-139.
11. Shepherd, W. and Zhang, L. 2004. "*Power Converter Circuits*". Marcel Dekker, 0-8247-5054-3, 355-370.
12. Parekh, R. 2005. "*VF Control of 3-Phase Induction Motor Using Space Vector Modulation*". Microchip Technology Inc., DS00955A.
13. Boost, M.A. and Ziogas, P.D. 1988. "*State-of-the-art carrier PWM techniques a critical evaluation*". IEEE Transactions on Industry Applications, 24, 271-280.
14. Boys, J.T. and Handley, P.G. 1990. "*Harmonic analysis of space vector modulated PWM waveforms*". IEEE Proceedings Electric Power Applications, 137, 197-204.
15. Holtz, J. 1992. "*Pulse width modulation-a survey*". IEEE Transactions on Industrial Electronics, 39, 410-420.
16. Holmes, G.D. 1992. "*The general relationship between regular-sampled pwm and space vector modulation for hard switched converters*". Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1, 1002 – 1009.
17. Rodriguez, J., Wiechmann, E., Holtz, J., Suarez, A. and Sepulveda, V. 1994. "*IGBT inverter with vector modulation*". IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 131-136.
18. Holtz, J. 1994. "*Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion*". Proceedings of the IEEE, 82, 1194 – 1214.
19. Blasko, V. 1996. "*Analysis of a hybrid PWM based on modified space vector and triangle comparison methods*". IEEE Transactions on Industry Applications, 2, 947 – 955.
20. Holmes, G.d. 1996. "*The significance of zero space vector placement for carrier-based PWM schemes*". IEEE Transactions on Industry Applications, 32, 1122 – 1129.

21. Yu, Z., Mohammed, A. and Panahi, I. 1997. "A review of three PWM techniques". American Control Conference, Texas Instruments, New Mexico, 257-261.
22. Bowes, S.R. and Lai, Y.S. 1997. "The Relationship Between Space-Vector Modulation and Regular-Sampled PWM". IEEE Transactions on Industry Applications, 44, 670-679.
23. Minas, G., Martins, J.S. and Couto, C. 1999. "A Microcontroller Based Voltage Space Vector Modulator Suitable for Induction Motor Drives". IEEE International Symposium on Industrial electronics, 2, 469 – 473.
24. Lee, G.M. and Lee, D.C. 2000. "Implementation of Naturally Sampled Space Vector Modulation Eliminating Microprocessors". The Third International Power Electronics and Motion Control Conference, 2, 803 – 807.
25. Zhong, K. and Wang, D. 2002. "Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM a comprehensive analysis". IEEE Transactions on Industrial Electronics, 49, 186 – 196.
26. Hua, B., Zhengming, Z. and Shuo, M. 2003. "Comparison of Three PWM Strategies". International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 67, 123-131.
27. Kwasinski, A., Krein, P.T. and Chapman, P.L. 2003. "Time Domain Comparison of Pulse-Width Modulation Schemes". IEEE Power Electronics Letters, 1, 64 – 68.
28. Iqbal, A., Lamine, A., Ashraf, I., Mohibullah. 2006. "MatlabSimulink Model of Space Vector PWM for Three-Phase Voltage Source Inverter". Universities Power Engineering Conferences, 3, 1096-1100.
29. Pablo, S., Rey, A.B., Herrero, L.C. and Ruiz, J.M. 2007. "A simpler and faster method for SVM implementation". European Conference on Power Electronics and Applications, 1-9.

30. Lee, D.C. and Kim, Y.S. 2007. “Control of single-phase-to-three-phase AC-DC-AC PWM converters for induction motor drives”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54, 726-730.
31. Mehrizi-Sani, A., Filizadeh, S. and Wilson, P. L. 2007. “Harmonic and Loss Analysis of Space-Vector Modulated Converters”. International Conference on Power Systems Transients.
32. Meco-Gutierrez, M.J., Hidalgo, F.P., Vargas-Merino, F. and Heredia-Larrubia J.R. 2007. “Pulse width modulation technique with harmonic injection and frequency modulated carrier formulation and application to an induction motor”. IET Electr. Power Appl, 1, 714-726.
33. Uslu, Metin. 2006. “Üç fazlı darbe genişlik modülasyonlu evirici tasarımı ve asenkron motorun hız kontrolü”. Yüksek Lisans Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 24-32.
34. Kılıç, Fuat. 2003. “PWM kontrollü sincap kafesli bir asenkron motorun dinamik davranışı ve simülasyonu”. Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İzmit, 22-33.
35. Mohan, N., Undeland, T.M. and Robbins, W.P. 2003. “Power Electronics Converter Application and Design, 975- 8431-99-4, 214- 267, 427-443.
36. Sarıoğlu, M.K., Gökaşan, M. and Boğosyan, S. 2003. “Asenkron Makineler ve Kontrolü”. Birsen Yayınevi, 975-511-343-6, 254-260.
37. Walker, G.R. 1999. “Modulation and Control of Multilevel Converters”. Doctor of Philosophy, Department of Computer Science and Electrical Engineering University of Queensland, Queensland, 29-43.
38. Sani, A.M. 2007. “Advanced Modulation Techniques for Power Converters”. Master of Science, Department of Electrical and Computer Engineering University of Manitoba, Winnipeg, Manitoba, 31-38.
39. Çelik, H. 2004. “Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu ile Üç Fazlı Asenkron Motorun Hız Kontrolü”. Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ, 12-18.

40. Tuncer, S. 2004. “*Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu Kullanan Beş Seviyeli İnverter Tasarımı ve Uygulaması*”. Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ, 35-41.
41. Wu, B. 2006. “*High Power Converter and AC Drives*”. Wiley, 978-0-471-73171-9, 95-111.
42. Erfidan, T. 2003. “*Asenkron Makinenin Mikrodenetleyici Destekli Yapay Sinir Ağı Kullanarak Hız Algılamasız Uzay Vektör Ayarı ile Denetimi*”. Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İzmit, 44-64.

## EK A : C DİLİNDE SDGA YAZILIMI

```
#include "p30f4011.h"
#include "EEPROM.c"
#include "adc_kurulum.c"
#include "port_kurulum.c"
#include "pwm_kurulum.c"
#include "timer_kurulum.c"

unsigned int *voltajR, voltR=0, *voltajS, voltS=0, *voltajT, voltT=0, tmr_int=0,
            *time_of_int, hiz=0, adc_buff=0 tablo_carpani=0, frekans=0,
            HIZ_REF=0;

unsigned long timer;

float __attribute__((far,space(auto_psv))) sine[60]={
0.5000000000000000,0.552264231633827,0.603955845408880,0.654508497187474,
0.703368321537900,0.7500000000000000,0.793892626146237,0.834565303179429,
0.871572412738697,0.904508497187474,0.933012701892219,0.956772728821300,
0.975528258147577,0.989073800366903,0.997260947684137,1,0.99726094768413
7,0.989073800366903,0.975528258147577,0.956772728821301,
0.933012701892219,0.904508497187474,0.871572412738697,0.834565303179429,
0.793892626146237,0.7500000000000000,0.703368321537900,0.654508497187474,
0.603955845408880,0.552264231633827,0.5000000000000000,0.447735768366173,
0.396044154591120,0.345491502812526,0.296631678462100,0.2500000000000000,
0.206107373853764,0.165434696820571,0.128427587261303,0.095491502812526,
0.066987298107780,0.043227271178699,0.024471741852423,0.010926199633097,
0.002739052315863,0,0.002739052315863,0.010926199633097,0.02447174185242
3,0.043227271178699,0.066987298107780,0.095491502812526,0.12842758726130
3,0.165434696820571,0.206107373853763,0.2500000000000000,0.29663167846210
0,0.345491502812526,0.396044154591120,0.447735768366173};
```

```

struct v_fdata
{
    unsigned int pwm_update_bay :1;
    unsigned int v_f_hes_bay :1;
    unsigned int R :6;
    unsigned int S :6;
    unsigned int T :6;
}flow;
int main (void)
{
    _NSTDIS=0;
    _IPL=7;
    voltajR=&voltR; voltajS=&voltS; voltajT=&voltT; time_of_int=&tmr_int;
    flow.v_f_hes_bay=1; flow.pwm_update_bay=0; flow.R=0; flow.S=19; flow.T=39;

    PTCONbits.PTEN=1;
    T2CONbits.TON=1;
    _IPL=0;
    while(1)
    {
        if(flow.v_f_hes_bay && !flow.pwm_update_bay)
        {
            adc_read();
            if(adc_buff>1000)
            {
                adc_buff=1000;
            }
            if(adc_buff<100)
            {
                adc_buff=100;
            }
            timer=adc_buff * 2.5;

```

```

        voltR =sine[flow.R]* timer;
        voltS =sine[flow.S]* timer;
        voltT =sine[flow.T]* timer;
        if(flow.R==59)
            {flow.R=0;}
        else
            {flow.R++;}
        if(flow.S==59)
            {flow.S=0;}
        else
            {flow.S++;}
        if(flow.T==59)
            {flow.T=0;}

        else
            {flow.T++;}
        flow.v_f_hes_bay=0;
    }
}

void __attribute__((__interrupt__,__no_auto_psv)) _PWMInterrupt(void)
{
    _PWMIF = 0;
    IEC2bits.PWMIE=0;
    pwm_update();
}

void __attribute__((__interrupt__,__no_auto_psv)) _OscillatorFail( void )
{
    CloseMCPWM();
    _RF0=1;
    while(1) ;
}

```

```

void __attribute__((__interrupt__,__no_auto_psv)) _AddressError( void )
{
    CloseMCPWM();
    _RF0=1;
    while(1);
}
void __attribute__((__interrupt__,__no_auto_psv)) _StackError( void )
{
    CloseMCPWM();
    _RF0=1;
    while(1);
}
void __attribute__((__interrupt__,__no_auto_psv)) _MathError( void )
{
    CloseMCPWM();
    _RF0=1;
    while(1);
}

```

## EK B : C DİLİNDE UVDGA YAZILIMI

```
#include "p30f4011.h"
#include "EEPROM.c"
#include "adc_kurulum.c"
#include "port_kurulum.c"
#include "pwm_kurulum.c"
#include "timer_kurulum.c"
unsigned int      ta=0, tb=0, half_t0=0, m=0, adc_buff=0;
unsigned long     timer;
const unsigned int V_ref=1000;
float            frekans, alpha, beta;
struct v_fdata
{
    unsigned int spwm_hes_bay :1;
    unsigned int table_upward :7;
    unsigned int table_downward :7;
    unsigned int sector :3;
}flow;
float __attribute__((space(auto_psv))) sine[40]={
0,    0.0268, 0.0537, 0.0805, 0.1072, 0.1339, 0.1604, 0.1869, 0.2132, 0.2393,
0.2653, 0.2911, 0.3167, 0.3420, 0.3671, 0.3920, 0.4165, 0.4408, 0.4647, 0.4883,
0.5116, 0.5345, 0.5570, 0.5791, 0.6007, 0.6220, 0.6428, 0.6631, 0.6830, 0.7023,
0.7212, 0.7395, 0.7573, 0.7746, 0.7913, 0.8074, 0.8230, 0.8379, 0.8523, 0.8660};
int main (void)
{
    _RF0=0;
    _NSTDIS=0;
    _IPL=7;
    frekans=0; m=0; ta=0; tb=0; half_t0=0; alpha=0; beta=0;
```

```

flow.spwm_hes_bay=1;      flow.table_upward=0;      flow.table_downward=39;
flow.sector=1;
port_kurulum();
adc_kurulum();
pwm_kurulum();
PTCONbits.PTEN=1;
T2CONbits.TON=1;
_IPL=0;
    while(1)
    {
        if(flow.spwm_hes_bay)
        {
            adc_read();
            if(adc_buff>1000)
            {
                adc_buff=1000;
            }
            if(adc_buff<100)
            {
                adc_buff=100;
            }
            m=adc_buff ;
            m=adc_buff/1000;
            timer=(2500000 / m);
            if(timer>2500000)
            {
                timer=2500000;
            }
            alpha=sine[flow.table_upward];
            beta =sine[flow.table_downward];
            if(flow.table_upward==39)
            {

```

```

        flow.table_upward=0;
        flow.table_downward=39;
        flow.sector++;
        if(flow.sector==7)
        {
            flow.sector=1;
        }
    }
    else
    {
        flow.table_upward++;
        flow.table_downward--;
    }
    switching_time();
    flow.spwm_hes_bay=0;
}
}

void __attribute__((__interrupt__,__no_auto_psv)) _PWMInterrupt(void)
{
    _PWMIF = 0;
    pwm_update();
}

void __attribute__((__interrupt__,__no_auto_psv)) _OscillatorFail( void )
{
    CloseMCPWM();
    _RF0=1;
    while(1) ;
}

```

```

void __attribute__((__interrupt__,__no_auto_psv)) _AddressError( void )
{
    CloseMCPWM();
    _RF0=1;
    while(1);
}
void __attribute__((__interrupt__,__no_auto_psv)) _StackError( void )
{
    CloseMCPWM();
    _RF0=1;
    while(1);
}
void __attribute__((__interrupt__,__no_auto_psv)) _MathError( void )
{
    CloseMCPWM();
    _RF0=1;
    while(1);
    INTCON1bits.MATHERR = 0;
}

```

## ÖZGEÇMİŞ

Murat KARABACAK 1981' de Karabük' te doğdu. İlk ve orta öğrenimini Karabük' te tamamladı. Lisansını Kocaeli Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Öğretmenliği Bölümü' nde tamamladı. Şu anda Düzce Üniversitesi' nde öğretim görevlisi olarak yüksek lisans çalışmalarına, Düzce Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı' nda devam etmektedir. Lisans tezi "İleri seviye S7-200 PLC komutları ve kullanımı", yüksek lisans tezi "Üç fazlı asenkron motorun mikrodenetleyici tabanlı açık çevrim skaler hız denetimi" olmuştur.