

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

ASENKRON MAKİNE SÜRÜCÜ TASARIMI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik-Elektronik Müh. Onur Demirel

Enstitü Anabilim Dalı : ELK.-ELEKTRONİK MÜH.
Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRİK
Tez Danışmanı : Prof. Dr. Uğur ARİFOĞLU

Nisan 2010

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ASENKRON MAKİNE SÜRÜCÜ TASARIMI

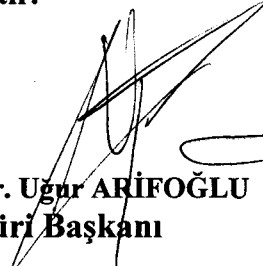
YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik-Elektronik Müh. Onur Demirel

Enstitü Anabilim Dalı : ELK. ELEKTRONİK MÜH.

Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRİK

Bu tez 28/04/2010 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oybirliği ile kabul edilmiştir.


Prof. Dr. Uğur ARİFOĞLU
Jüri Başkanı


Doç. Dr. Sadettin AKSOY
Üye


Yrd. Doç. Dr. Kürşat Ayan
Üye

TEŞEKKÜR

Benden hiçbir zaman desteklerini esirgemeyen, bana moral ve inanç kaynağı olan pek kıymetli anneme ve babama, bu çalışmam esnasında benden yardımlarını esirgemeyen değerli hocam Prof. Dr. Uğur Arifoğlu' na, çalışmamızı proje kapsamında destekleyen Sakarya Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeler Koordinatörlüğü'ne¹, maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen tüm dostlarıma şükranlarımı sunarım.

Onur Demirel

Nisan 2010

¹Bu tez Sakarya üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Komisyon Başkanlığı tarafından 2008-50-01-031 numaralı proje kapsamında desteklenmiştir.

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	ii
İÇİNDEKİLER.....	iii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	v
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	vii
ÖZET.....	x
SUMMARY.....	xi
BÖLÜM 1.	
GİRİŞ.....	1
BÖLÜM 2.	
ASENKRON MOTORLARIN YAPISI VE ORANSAL KONTROLÜ.....	2
2.1. Asenkron Motorların Yapısı.....	2
2.2. Döner Alan.....	4
2.3. Statora İndirgenmiş Eşdeğer Devre.....	9
2.4. Açık Çevrim Oransal Kontrol.....	17
2.4.1. Terminal gerilimi ve frekansın momente etkisi.....	18
2.4.2. Stator IR etkisi.....	21
2.4.3. V/f rampa oranı.....	22
BÖLÜM 3.	
ÜÇ FAZLI EVİRİCİLER VE MODÜLASYON TEKNİKLERİ.....	23
3.1. Altı Adım Eviriciler.....	24
3.2. PWM Eviriciler.....	28
3.2.1. PWM eviricilerde modülasyon teknikleri.....	28
3.2.1.1. Sinüzoidal PWM.....	30

3.2.1.2. Üçüncü harmonik ileveli SPWM.....	35
3.2.1.3. 60° PWM.....	37
3.2.1.4. Uzay vektör PWM.....	38
3.2.2. SPWM' de harmonik analizi.....	42
BÖLÜM 4.	
SÜRÜCÜ TASARIMI VE DENEYSEL ÇALIŞMALAR.....	44
4.1. Çevirici Birimi.....	45
4.2. Evirici Birimi.....	48
4.2.1. Güç katı.....	49
4.2.1.1. Anahtarlama birimi.....	50
4.2.1.2. Yarı iletken sürücü birimi.....	52
4.2.1.3. IGBT' lerin anahtarlama karakteristikleri.....	53
4.2.1.4. Yarı iletken sürücü birimi çıkış gücünün hesaplanması.....	55
4.2.1.5. Yarı iletken sürücü birimin tasarlanması.....	57
4.2.2. Kontrol birimi.....	59
4.2.2.1. Kontrol algoritması.....	61
4.2.2.2. Çıkış frekansının değiştirilmesi.....	62
4.2.2.3. Çıkış genliğinin değiştirilmesi.....	64
BÖLÜM 5.	
SONUÇLAR.....	66
KAYNAKLAR.....	67
EKLER.....	68
ÖZGEÇMİŞ.....	72

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

AC	: Alternatif Akım
CSI	: Akım Kaynaklı Evirici
DC	: Doğru Akım
E_{ag}	: Hava Aralığı Gerilimi
e.m.k.	: Elektro-mekanik Kuvvet
E_r	: Rotor Çubuklarında İndüklenen Gerilim
f	: Kaynak Frekansı
f_{sl}	: Kayma Frekansı
f_{sw}	: Anahtarlama Frekansı
IGBT	: İzole Kapılı Bi-polar Transistör
L_{ls}	: Stator Kaçak İndüktansı
L_{lr}	: Rotor Kaçak İndüktansı
L_m	: Mıknatıslanma İndüktansı
m_a	: Modülasyon İndeksi
N_r	: Rotor Sargı Sayısı
n_s	: Senkron Hız
N_s	: Stator Sargı Sayısı
NO	: Normalde Açık
NTC	: Negatif Termokupl
P_{ag}	: Hava Aralığı Gücü
P_{em}	: Elektromekanik Güç
P_r	: Rotor Kayıpları
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu

R_r	: Rotor Sargı Direnci
R_s	: Stator Sargı Direnci
S	: Kayma
SPWM	: Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
T_{em}	: Elektromekanik Tork
T_s	: Örnekleme Periyodu
uC	: Mikro Kontrolör
UPS	: Kesintisiz Güç Kaynağı
UVPWM	: Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
V_{ref}	: Referans Sinyal
V_s	: Kaynak Gerilimi
VSI	: Gerilim Kaynaklı Evirici
V_T	: Taşıyıcı sinyal
Q_G	: Gate Şarjı
ω_s	: Stator Döner Alan Açısal Hızı
ω_r	: Rotor Açısal Hızı
ω_{sl}	: Kayma Hızı
ϕ	: Faz Açısı
Φ_{ag}	: Hava Aralığı Akısı

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1a.	Asenkron motorun kesit görünümü.....	3
Şekil 2.1b.	Yıldız bağlı stator.....	3
Şekil 2.1c.	Üçgen bağlı stator.....	3
Şekil 2.2a.	Statora 120 derece açısız fark ile yerleştirilmiş faz sargıları.....	4
Şekil 2.2b.	a fazı e.m.k. dağılımı.....	4
Şekil 2.3.	Faz akımlarının değişimi.....	5
Şekil 2.4.	a fazına ait e.m.k. dalgasının hareket yolu.....	6
Şekil 2.5.	Net e.m.k. nin hava aralığında hareketi.....	8
Şekil 2.6.	Tek faza indirgenmiş eşdeğer devre.....	9
Şekil 2.7.	Asenkron motorun moment karakteristiği.....	15
Şekil 2.8.	Asenkron motorda kayma frekansı-rotor akımı ilişkisi.....	16
Şekil 2.9.	V/f control blok diyagramı.....	17
Şekil 2.10.	V/f kontrol rampa oranı.....	18
Şekil 2.11.	Moment frekans karakteristiği.....	19
Şekil 2.12.	Moment gerilim karakteristiği.....	19
Şekil 2.13.	V/f oranının sabit tutulması halinde asenkron motorun moment karakteristiği.....	20
Şekil 2.14.	Stator IR etkisi.....	21
Şekil 2.15.	Stator IR etkisinin kompanze edilmesi durumunda moment karakteristiği.....	22
Şekil 3.1.	Üç fazlı gerilim beslemeli evirici.....	24
Şekil 3.2.	Üç fazlı eviricide kutup gerilimleri	25
Şekil 3.3a.	Altı adım eviricide anahtarlama sinyalleri.....	27
Şekil 3.3b.	Altı adım eviricide faz-faz arası gerilimler.....	27
Şekil 3.3c.	Altı adım eviricide faz-nötr gerilimleri.....	27
Şekil 3.4.	Ölü zamanlı eşlenik PWM sinyalleri.....	29

Şekil 3.5a.	Simetrik PWM.....	29
Şekil 3.5b.	Asimetrik PWM.....	29
Şekil 3.6.	Sinüzoidal PWM.....	30
Şekil 3.7.	Simetrik düzenli örnelemeli SPWM.....	32
Şekil 3.8.	Asimetrik düzenli örnelemeli SPWM.....	34
Şekil 3.9.	Üçüncü harmonik ilaveli PWM.....	36
Şekil 3.10.	60° PWM.....	37
Şekil 3.11a.	\vec{V}_1 gerilim vektörü için evirici anahtarlarının konumu.....	39
Şekil 3.11b.	Durağan referans çatıdaki evirici durumlarının altgen formda gösterimi.....	39
Şekil 3.12.	1. bölgede bulunan referans vektör için PWM çıkış işaretleri.....	40
Şekil 3.13a.	Bağıl genlik-modülasyon indeksi ilişkisi.....	43
Şekil 3.13b.	Normlaştırılmış genlik-modülasyon indeksi ilişkisi.....	43
Şekil 4.1.	Şekil 4.1. Çevirici-Evirici tabanlı sürücü topolojisi.....	44
Şekil 4.2.	Tek faz beslemeli kontrolsüz tam dalga doğrultuculu çevirici birimi.....	46
Şekil 4.3.	Role kontrol devresi.....	46
Şekil 4.4.	Bara gerilimi ölçme devresi.....	47
Şekil 4.5.	Evirici birimi.....	48
Şekil 4.6.	Güç katı.....	49
Şekil 4.7.	SEMIX101GD066HDs IGBT modül.....	50
Şekil 4.8.	Anahtarlama birimi ve hata algılama devreleri.....	51
Şekil 4.9.	Aşırı akım algılama devresi.....	51
Şekil 4.10.	Modül sıcaklığı algılama devresi.....	51
Şekil 4.11.	Yarı iletken sürücü birimleri.....	52
Şekil 4.12.	IGBT kapasiteleri.....	53
Şekil 4.13.	$C_{ies}, C_{res}, C_{oes} = f(V_{CE})$ eğrisi.....	54
Şekil 4.14.	IGBT gate şarj dalga şekilleri.....	54
Şekil 4.15.	SEMIX101GD066HDs gate şarj karakteristiği.....	56
Şekil 4.16.	Yarı iletken sürücü devresi.....	58
Şekil 4.17.	Yarı iletken sürücü devrenin giriş-çıkış sinyalleri.....	59
Şekil 4.18.	Kontrol birimi blok diyagramı.....	60

Şekil 4.19.	10 Hz çıkış frekansı için PWM sinyalleri.....	62
Şekil 4.20.	Çıkış frekansının değiştirilmesi.....	63
Şekil 4.21.	10 Hz için çıkış gerilimi dalga şekli.....	64
Şekil 4.22.	50 Hz için çıkış gerilimi dalga şekli.....	65
Şekil A.1.	Tasarlanan sürücü devrenin üstten görünümü.....	67
Şekil A.2.	Sürücü devreye ait güç katının üstten görünümü.....	68
Şekil A.3.	Sürücü devreye ait güç katının alttan görünümü.....	69
Şekil A.4.	Sürücü devreye ait yarı iletken sürücü birimi.....	70

ÖZET

Anahtar Kelimeler: Asenkron Makine, Evirici, IGBT, Modülasyon Teknikleri, PWM Eviriciler, SPWM, Skalar Kontrol

Bu çalışmada, asenkron motorların değişken hızlarda, sabit moment altında tahrik edilmesini sağlayan sürücü devrenin tasarımı amaçlanmıştır.

Öncelikle asenkron motorun yapısı, çalışma ilkesi ve gerilim, frekans, moment ilişkisi incelenmiştir. Ardından evirici topolojileri ve modülasyon teknikleri irdelenmiştir. Son bölümde ise gerçekleştirilen devrenin tasarım adımları açıklanmış ve deneysel sonuçlar sunulmuştur.

Tasarlanan sürücü sistemin hız kontrol stratejisi açık çevrim oransal kontroldür. Sistemde, evirici topolojisi olarak Üç Faz PWM Evirici, modülasyon tekniği olarak ise Üçüncü Harmonik İlaveli Sinüzoidal PWM seçilmiştir.

ASYNCHRONOUS MACHINE DRIVER DESIGN

SUMMARY

Key words: Asynchronous Machines, IGBT, Inverter, Modulation Techniques, PWM Inverter, SPWM, Scaler Control

In this study, it was aimed to design a driver circuit which drives asynchronous motors with variable speeds under constant torque.

Primarily, structure and working principle of asynchronous motor and the relationship between its voltage, frequency and moment characteristics were analyzed. Afterwards, the inverter topologies and modulation techniques were investigated. In final chapter, design steps of the implemented circuit were explained and experimental results were presented.

Speed control method of designed system is open loop proportional control. In the system, as inverter topology, three phase PWM inverter and as modulation technique, third harmonic injected SPWM were preferred.

BÖLÜM 1. GİRİŞ

Asenkron motorlar yapılarının basit, üretim maliyetlerinin düşük ve az bakım gerektirmeleri sebebiyle endüstride geniş kullanım alanlarına sahiptirler. Bununla birlikte değişken hızlı uygulamalarda asenkron motorun dinamik davranışının kontrol edilebilirliğinin zorluğu bu motorların endüstrideki kullanım alanlarını kısıtlamaktadır. Ancak son yıllarda güç elektroniği elemanları ve mikro kontrolörlerdeki teknolojik gelişmeler bu kısıtlamaları ortadan kaldırarak asenkron motorları endüstrinin vazgeçilmezi haline getirmiştir.

Değişken hızlarda sabit momentte çalışma asenkron motorun performansını belirlemektedir. Bu amaçla tasarlanan sürücü devreler asenkron motorun hem değişken hızda hem de sabit momentte maksimum verimliliği sağlayacak şekilde çalışmasını hedeflemektedir. V/f kontrol, vektör kontrol gibi yöntemler bu amaca hizmet etmektedir.

Bu çalışmada teorik olarak asenkron motorların yapısı ve çalışma prensibi, kontrol yöntemleri, üç fazlı eviriciler ve modülasyon teknikleri irdelenmiştir. Uygulama kısmında ise tasarlanan devre adım adım anlatılmış ve tasarımda hayati önem taşıyan bazı devre elemanlarının yapısı ve çalışma ilkelerinden söz edilmiştir.

Uygulamada kontrol yöntemi olarak Açık çevrim V/f kontrol yöntemi, modülasyon tekniği olarak da üçüncü harmonik ilaveli sinüzoidal PWM (SPWM) seçilmiştir.

BÖLÜM 2. ASENKRON MOTORLARIN YAPISI VE ORANSAL KONTROLÜ

Asenkron makineler endüstrinin en sağlam ve en çok kullanılan makineleridir. Diğer tüm elektrik makinelerinde olduğu gibi asenkron makineler de, durağan statordan ve bu stator ile aralarında hava aralığı olacak şekilde mil yatağına monte edilmiş rotordan oluşmaktadır. Asenkron makinelerin hem stator sargılarından hem de rotor sargılarından alternatif akımlar akar. Alternatif akım stator sargılarına doğrudan uygulanırken, rotor sargılarında indüklenme vasıtası ile oluşmaktadır. Bu nedenle asenkron makinelere indüksiyon makineleri de denmektedir.

Asenkron makineler hem motor hem de jeneratör olarak çalıştırılabilmelerine rağmen jeneratör performansları birçok uygulama için tatmin edici olmadığından genellikle motor olarak kullanılmaktadırlar.

Asenkron motorlar çok çeşitli büyüklüklerde imal edilebilmektedirler. Küçük güçlü tek fazlı asenkron motorlar; çamaşır makineleri, buzdolapları gibi birçok ev araç gereçlerinde kullanılırken, büyük güçlü üç fazlı asenkron motorlar ise endüstride pompalarda, fanlarda, kompresörlerde yaygın olarak kullanılmaktadırlar.

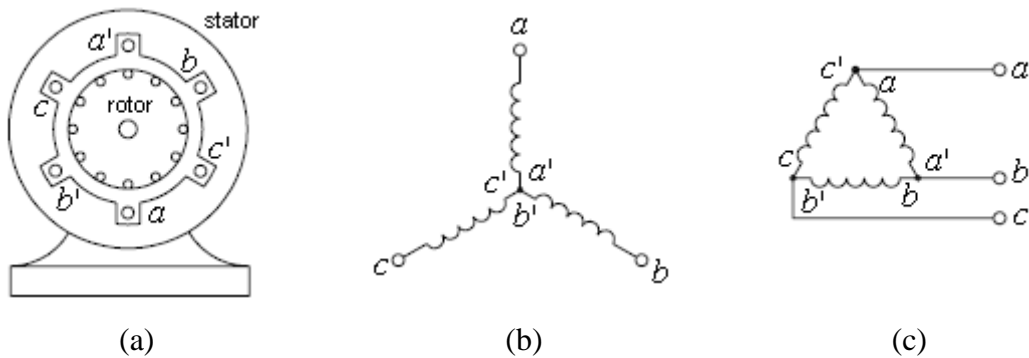
2.1. Asenkron Motorların Yapısı

Asenkron makine en basit anlamda bir statordan ve aralarında hava aralığı olacak şekilde mil yatağına monte edilmiş rotordan oluşmaktadır. Stator ferro-manyetik özelliğe sahip ince çelik sacların belli bir formda preslenerek bir araya getirilmesi ile imal edilir. Stator sargıları, stator iç yüzeyine yakın açılan sargı oluklarına yerleştirilir ve bu sargı uçları makine üzerinde bir terminalde yıldız ya da üçgen bağlantı yapılırlar.

Statorda olduğu gibi rotorda yüksek ferro-manyetik özellikli çelik saclardan imal edilir. Rotor sargıları ise stator sargılarının aksine, rotor dış yüzeyine yakın açılan sargı yataklarına yerleştirilir. Rotor, sincap kafesli rotor tipinde ya da sargılı rotor tipinde üretilebilmektedir. Sincap kafesli rotor, rotor sargı oyuklarına gömülen alüminyum ya da bakır çubukların rotorun her iki ucunda sonlandırma halkaları ile kısa devre edilerek imal edilir. Sargılı rotor ise, rotor sargı oyuklarına statorda olduğu gibi üç fazlı sargıların 120 derece faz farklı olarak yerleştirilmesi ile imal edilir ve bu üç fazlı rotor sargıları rotor mili üzerinde bulunan sabit üç halkaya tespit edilir. Rotorun harici elektriksel devrelere bağlantısı ise halkalara basan fırça düzenekleri ile sağlanır.

Sincap kafesli rotor ile sargılı rotor yapısal olarak karşılaştırıldığında sincap kafesli rotor sargılı rotora göre daha sağlamdır. Fırça sistemine ihtiyaç duymadığından hareketi esnasında ark oluşmamaktadır. Dolayısıyla sincap kafesli indüksiyon motorlar patlayıcı ortamlarda daha güvenlidir ve genel olarak daha az bakıma ihtiyaç duyarlar.

Stator ve sargılı rotordaki üç fazlı sargılar belli bir açısal düzene göre dağıtılmış sargılardır. Bu gibi sargılar demir ve bakır kayıplarını azaltmakla beraber asenkron motor tarafından üretilen e.m.k dalga şeklini ve makinenin çıkış momentini iyileştirmektedirler.



Şekil 2.1a. Asenkron motorun kesit görünümü

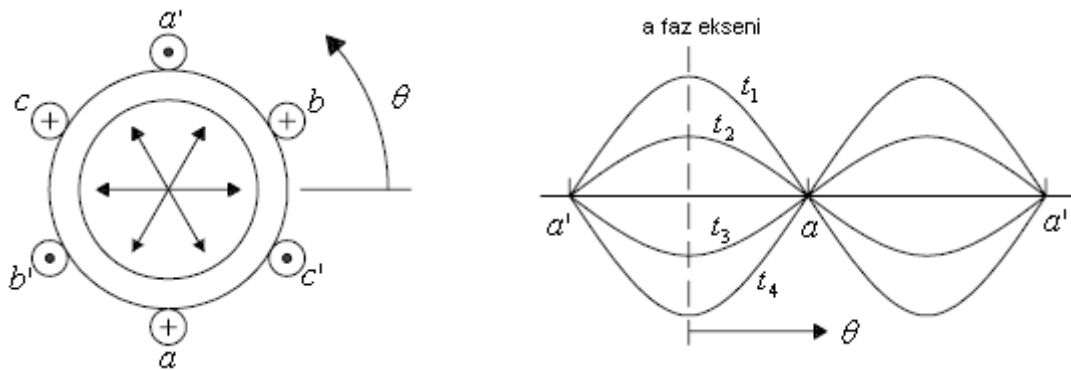
- b. Yıldız bağlı stator
- c. Üçgen bağlı stator

Şekil 2.1a sincap kafesli asenkron motorun kesit görünümüne aittir. Üç fazlı stator sargıları, sargı eksenleri arasında 120 derece faz farkı olacak biçimde stator oyuklarına yerleştirilmiştir. aa' Sargısı bir kutup çifti için a faz sargısına ait dağıtılmış sargıyı temsil etmektedir. Benzer şekilde bb' ve cc' sargıları sırası ile b ve c fazlarına ait dağıtılmış sargıları temsil etmektedirler.

Faz sargılarının sonlandırma uçları Şekil 2.1b'de olduğu gibi yıldız ya da Şekil 2.1c'de olduğu gibi üçgen bağlanabilir. Eğer bu faz sargılarına, dengeli üç fazlı akımlar uygulanırsa hava aralığında genliği ve frekansı sabit bir döner manyetik alan oluşur.

2.2. Döner Alan

Şekil 2.2a stator iç yüzeyindeki oluklara 120 derece faz farkı ile yerleştirilen aa' , bb' , cc' sargılarına aittir. Burada asenkron motorun iki kutuplu olduğu kabul edilmiştir. Herhangi bir faz sargısına bir akım uygulandığında o faz sargısına ait ekseninde sinüzoidal dağılan bir e.m.k. üretilir. Eğer sargıya bir alternatif akım uygulanırsa, genliği ve yönü sargıya uygulanan akımın anlık değerine bağlı, sargı eksenini boyunca titreşim yapan bir e.m.k. dalgası üretilir. Şekil 2.2b aa' sargısına uygulanan akımın değişik anlardaki genliğine ve yönüne bağlı olarak boşlukta dağılan e.m.k.'i göstermektedir. Her faz sargısı benzer şekilde boşlukta sinüzoidal dağılan ancak 120 derece elektriksel faz farklı e.m.k. dalgası üretecektir.



Şekil 2.2a. Stator'a 120 derece açısal fark ile yerleştirilmiş faz sargıları

b. a fazı e.m.k. dağılımı

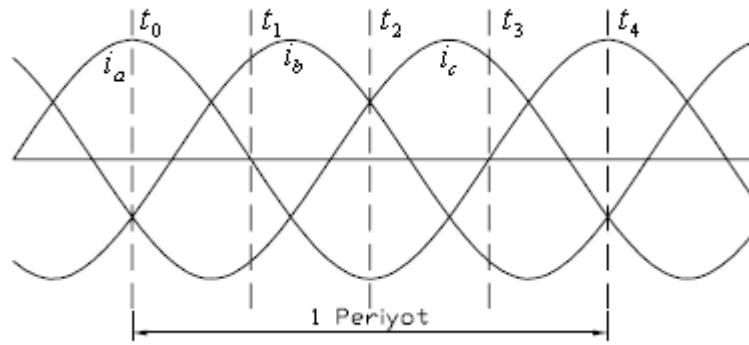
Üç fazlı stator sargılarına (2.1),(2.2) ve (2.3) eşitliklerindeki i_a , i_b , i_c akımlarının uygulandığını farz edelim.

$$i_a = I_{\max} \cdot \cos(\omega t) \quad (2.1)$$

$$i_b = I_{\max} \cdot \cos(\omega t - 120) \quad (2.2)$$

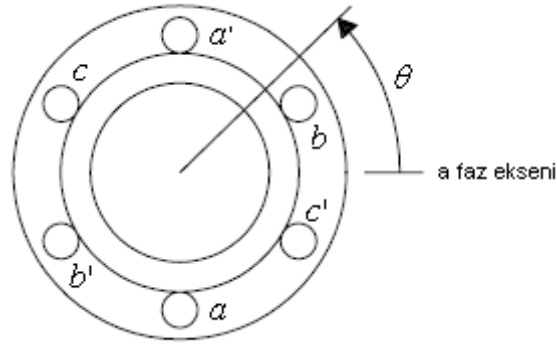
$$i_c = I_{\max} \cdot \cos(\omega t + 120) \quad (2.3)$$

i_a , i_b , i_c faz akımlarının zamana göre değişimi Şekil 2.3.'de gösterilmiştir.



Şekil 2.3. Faz akımlarının değişimi

Şekil 2.2a'da bobinden çıkan sargı akımının yönü, pozitif alternans için artı işaretiyle, bobine giren sargı akımının yönü ise nokta işaretiyle gösterilmiştir. Sırasıyla aa' , bb' , cc' sargılarına i_a , i_b , i_c faz akımları uygulandığında her sargı boşlukta kendi ekseninde tepe değerine sahip ve yine kendi eksenini boyunca titreşim yaparak dağılan sinüzoidal e.m.k. dalgası üretir. Her e.m.k dalgası sargıdan akan akımın anlık değeriyle orantılı genlikte, o faza ait sargı eksenini boyunca uzanan alan vektörleri ile temsil edilebilir. Toplam e.m.k. dalgası ise üç faza ait e.m.k. dalga bileşenlerinin net etkisine eşittir.



Şekil 2.4. a fazına ait e.m.k. dalgasının hareket yolu

Hava aralığının herhangi bir noktasındaki toplam e.m.k. dalgasının θ açısına bağlı olarak analitik ifadesi denklem (2.4)'de gösterilmiştir. θ Açısının orijini Şekil 2.4.'deki a fazının sargı eksenini seçilmiştir. Herhangi bir anda her üç faz, hava aralığı e.m.k' sine θ açısı ile tanımlı yol boyunca katkıda bulunacaktır. Bu durumda toplam e.m.k (2.4) eşitliğindeki gibi olacaktır.

$$F(\theta) = F_a(\theta) + F_b(\theta) + F_c(\theta) \quad (2.4)$$

a Fazının toplam e.m.k. dalgasına katkısının θ açısına göre değişimi ise (2.5) eşitliğinde gösterilmiştir.

$$F_a(\theta) = N.i_a.Cos(\theta) \quad (2.5)$$

Burada N , a fazına ait sargı tur sayısı, i_a ise a fazından akan akımdır.

Faz eksenleri 120 derece açısal farka sahip olduklarından b ve c fazlarının toplam e.m.k. dalgasına katkısı da (2.6) ve (2.7) eşitliklerinde ifade edildiği gibi olacaktır.

$$F_b(\theta) = N.i_b.Cos(\theta - 120) \quad (2.6)$$

$$F_c(\theta) = N.i_c.Cos(\theta + 120) \quad (2.7)$$

θ açısına bağlı toplam e.m.k. ise (2.8) eşitliği ile ifade edilir.

$$F(\theta) = Ni_a \cos(\theta) + Ni_b \cos(\theta - 120) + Ni_c \cos(\theta + 120) \quad (2.8)$$

(2.1), (2.3) ve (2.4) eşitliklerindeki i_a , i_b , i_c akımları (2.8) eşitliğinde kullanıldığında toplam e.m.k. in zamana göre değişimi olan (2.9) eşitliği elde edilir.

$$\begin{aligned} F(\theta, t) = & NI_{\max} \cos(\omega t) \cos(\theta) \\ & + NI_{\max} \cos(\omega t - 120) \cos(\theta - 120) \\ & + NI_{\max} \cos(\omega t + 120) \cos(\theta + 120) \end{aligned} \quad (2.9)$$

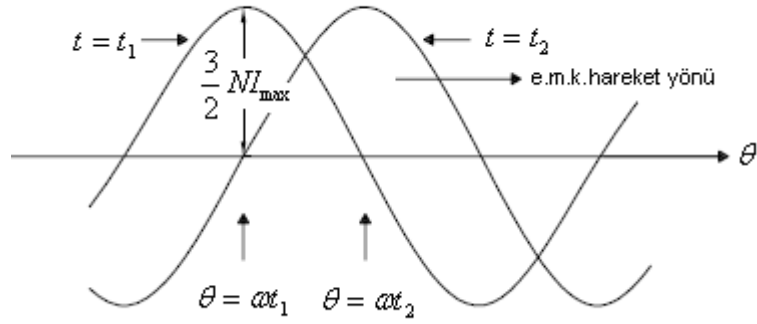
(2.9) eşitliği $\cos A \cos B = \frac{1}{2} \cos(A - B) + \frac{1}{2} \cos(A + B)$ trigonometrik ifadesi kullanılarak düzenlendiği takdirde de (2.10) eşitliği elde edilir.

$$\begin{aligned} F(\theta, t) = & \frac{1}{2} NI_{\max} \cos(\omega t - \theta) + \frac{1}{2} NI_{\max} \cos(\omega t + \theta) \\ & + \frac{1}{2} NI_{\max} \cos(\omega t - \theta) + \frac{1}{2} NI_{\max} \cos(\omega t + \theta - 240) \\ & + \frac{1}{2} NI_{\max} \cos(\omega t - \theta) + \frac{1}{2} NI_{\max} \cos(\omega t + \theta + 240) \end{aligned} \quad (2.10)$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{\text{ileri yönde dönen bileşen}}$
 $\underbrace{\hspace{10em}}_{\text{geri yönde dönen bileşen}}$

(2.10) da geri yönde dönen bileşenlerin vektörel toplamı sıfırdır. Bu durumda net e.m.k. (2.11)'deki gibi olacaktır.

$$F(\theta, t) = \frac{3}{2} NI_{\max} \cos(\omega t - \theta) \quad (2.11)$$



Şekil 2.5. Net e.m.k. in hava aralığında hareketi

Şekil 2.5' de herhangi bir t_1 anında net e.m.k. hava aralığında $\theta = \omega t_1$ için pozitif tepe değerinde sinüzoidal olarak yayılmaktadır. Aynı şekilde herhangi bir t_2 anında net e.m.k. hava aralığında $\theta = \omega t_2$ için pozitif tepe değerinde sinüzoidal olarak yayılmaktadır. Bu durumda net e.m.k. hava aralığı çevresinde zamana bağlı olarak $\omega(t_1 - t_2)$ açısal hızında hareket etmiştir. Öyle ise dönen e.m.k. dalgasının açısal hızı $\omega = 2\pi f$ şeklinde ifade edilir ve senkron hız olarak adlandırılır.

f kaynak frekansı olmak üzere p kutuplu bir motorda senkron hız (2.12) eşitliğindeki gibi ile ifade edilir. Birimi rad/s dir.

$$\omega_s = \frac{2\pi \cdot \frac{p}{2}}{\frac{1}{f}} = \frac{2}{p} (2\pi \cdot f) = \frac{2}{p} \cdot \omega \quad (2.12)$$

Senkron hız genellikle dakikadaki devir sayısı olarak tanımlandığından p kutuplu bir makinenin senkron hızı da (2.13) eşitliği ile gösterilebilir.

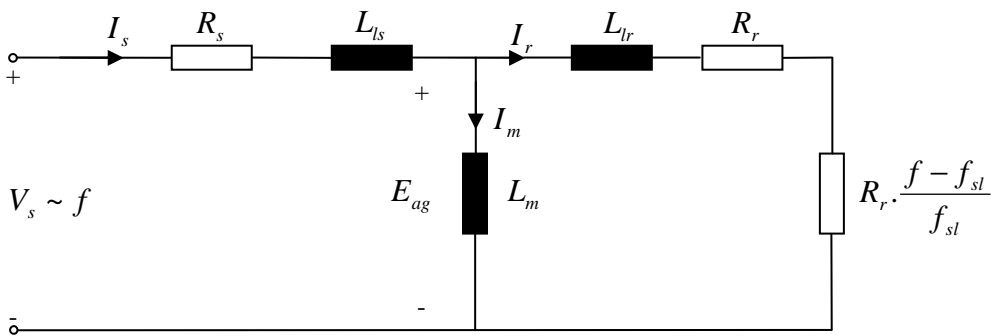
$$n_s = 60 \cdot \frac{\omega_s}{2\pi} = \frac{120}{p} \cdot f \quad (2.13)$$

Statorda $\frac{2\pi}{m}$ açısal fark ile yerleştirilmiş m fazlı dağıtılmış sargılara, dengeli m fazlı alternatif akım uygulandığında hava aralığında sinüzoidal dağılan bir döner manyetik alan oluşur. Bu döner manyetik alanın fiziksel olarak döndürülen herhangi bir manyetik eleman vasıtasıyla üretilmediğine dikkat edilmelidir. Asenkron makinede döner manyetik alanı oluşturmak için gerekli olan tek şey çok fazlı sargılara, çok fazlı alternatif akımın uygulanmasıdır.

Stator sargılarına çok fazlı alternatif akımın uygulanması ile hava aralığında oluşan döner manyetik alan boşlukta bir akı meydana getirir. Hava aralığı akısı (Φ_{ag}) olarak da bilinen bu akı yoğunluğu Faraday' in indüksiyon yasasına göre stator sargılarında bir gerilim indükler.

2.3. Statora İndirgenmiş Asenkron Motor Bağlantıları

Hava aralığı akısı Φ_{ag} durağan stator sargılarına bağlı olarak hava aralığında senkron hızda döner ve her bir fazda frekansı f olan, hava aralığı gerilimi olarak da isimlendirilen E_{ag} gerilimini indükler. Bu durum tek faza indirgenmiş eş değer devrede (Şekil 2.6.) gösterilmiştir.



Şekil 2.6. Tek faza indirgenmiş eş değer devre

Stator akımının (I_s) mıknatıslanma bileşeni I_m , Φ_{ag} hava aralığı akısını oluşturur.

Faraday'ın indüksiyon yasası göz önüne alındığında zamana bağlı hava aralığı gerilimi (2.14) eşitliği ile tanımlanmaktadır.

$$e_{ag} = -N_s \cdot \frac{d\Phi_{ag}}{dt} \quad (2.14)$$

$$\Phi_{ag}(t) = \Phi_{ag} \cdot \cos(\omega t) \quad (2.15)$$

$$e_{ag} = N_s \cdot \omega \cdot \Phi_{ag} \cdot \sin(\omega t) \quad (2.16)$$

e_{ag} geriliminin etkin değeri ise (2.17) eşitliğindeki gibi elde edilir.

$$E_{ag} = k_3 \cdot f \cdot \Phi_{ag} \quad (2.17)$$

Burada k_3 sabit bir sayıdır ve değeri $N_s \cdot \frac{2\pi}{\sqrt{2}}$ dir.

Asenkron motorda moment, hava aralığı akısı ve rotor akımının etkileşimden üretilir. Rotor senkron hızda dönerken hava aralığı akısı Φ_{ag} ile rotor arasında herhangi bir etkileşim olmaz. Bu nedenle rotor senkron hızda döndüğünde herhangi bir rotor gerilimi ve rotor akımı indüklenmez. Bu durumda motor tarafından herhangi bir moment da üretilmez. Hava aralığı akısının dönüş yönüyle aynı yönde, senkron hızdan farklı herhangi bir rotor açısal hızında (ω_r), hava aralığı akısına bağlı olarak, açısal hızda bir kayma meydana gelir ve kayma hızı ω_{sl} olarak ifade edilir. Bu durumda kayma hızı (2.18) eşitliğindeki senkron hız ile rotor açısal hızının farkına eşit olacaktır.

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r \quad (2.18)$$

Kayma hızının senkron hızı oranı kaymayı tanımlar ve “ s ” ile sembolize edilir.

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (2.19)$$

(2.19) eşitliği göz önüne alındığında (2.20) ve (2.21) eşitliklerindeki kayma hızı ve kayma frekansı elde edilir.

$$\omega_{sl} = s \cdot \omega_s \quad (2.20)$$

$$f_{sl} = s \cdot f \quad (2.21)$$

Rotor çubuklarının herhangi birinde indüklenen, kayma frekansındaki gerilimin genliği (E), stator sargılarında indüklenen gerilimin hesaplanmasında izlenen yolla elde edilebilir. Hava aralığından aktarılan akı Φ_{ag} stator sargılarında olduğu gibi rotor sargılarında da aynı etkiye sahiptir. Bununla birlikte hava aralığındaki akı yoğunluğunun yayılımı rotor çubuklarına göre kayma hızında dairesel hareket ettiği unutulmamalıdır.

Rotor çubuklarında indüklenen e.m.k (E_r), (2.17) eşitliğinde f yerine f_{sl} koyularak bulunabilir. Sincap kafesli rotordaki kısa devre çubuklarının sayısı, stator sargısının sarım sayısı ile aynı olduğu kabul edilirse rotor çubuklarında indüklenen gerilim (2.22) eşitliğindeki gibi elde edilir.

$$E_r = k_3 \cdot f_{sl} \cdot \Phi_{ag} \quad (2.22)$$

Sincap kafesli rotorun sargıları sonlandırma halkaları ile kısa devre edildiğinden, rotor sargılarında indüklenen gerilim, kayma frekansındaki rotor akımının (I_r) bir fonksiyonu olacaktır.

$$E_r = R_r \cdot I_r + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{sl} \cdot L_{lr} \cdot I_r \quad (2.23)$$

(2.23) eşitliğinin her iki tarafını $\frac{f}{f_{sl}}$ ile çarpıp, (2.22) eşitliğini de (2.23) eşitliğinde yeniden kullandığımızda (2.25) denklemini elde edilir.

$$\frac{f}{f_{sl}} \cdot E_r = \frac{f}{f_{sl}} \cdot R_r \cdot I_r + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_{lr} \cdot I_r \quad (2.24)$$

$$k_3 \cdot f \cdot \Phi_{ag} = \frac{f}{f_{sl}} \cdot R_r \cdot I_r + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_{lr} \cdot I_r \quad (2.25)$$

(2.25) denkleminin sol tarafı hava aralığı gerilimine eşit olduğundan (2.25) denklemini (2.26) denklemini olarak yazılarak tüm rotor büyüklükleri statora indirgenir.

$$E_{ag} = \frac{f}{f_{sl}} \cdot R_r \cdot I_r + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_{lr} \cdot I_r \quad (2.26)$$

Hava aralığından aktarılan gücü bulmak için (2.26) denkleminin her iki tarafı I_r^* ile çarpıldığında elde edilen denklemin reel kısmı hava aralığından aktarılan gücü verir.

P_{ag} Hava aralığı gücü (2.27) eşitliğinde gösterilmiştir.

$$P_{ag} = \frac{f}{f_{sl}} \cdot R_r \cdot I_r^2 \quad (2.27)$$

Bu ifade motorun tek fazı için geçerlidir. Hava aralığı gücü (2.28) denkleminde üç faz için yazılmıştır.

$$P_{ag} = 3 \cdot \frac{f}{f_{sl}} \cdot R_r \cdot I_r^2 \quad (2.28)$$

Motorun elektromekanik gücü, hava aralığından aktarılan güç ile rotor kayıplarının farkına eşittir. Rotor kayıpları ise (2.29) denklemindeki gibi tanımlanır.

$$P_r = 3.R_r.I_r^2 \quad (2.29)$$

O halde elektromekanik güç P_{em} (2.30) eşitliğindeki gibi olacaktır.

$$P_{em} = 3.R_r \cdot \frac{f - f_{sl}}{f_{sl}} \cdot I_r^2 \quad (2.30)$$

Moment ifadesi T_{em} ise (2.31) denkleminde verilir.

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_r} \quad (2.31)$$

(2.18) denklemini dikkate alındığında (2.31) eşitliğindeki ω_r yerine $2\pi(f - f_{sl})$ yazılır. Moment ifadesinde de P_{em} yerine (2.30) eşitliği kullanılırsa (2.32) deki Moment ifadesi elde edilir.

$$T_{em} = 3.R_r.I_r^2 \cdot \frac{1}{2\pi.f_{sl}} \quad (2.32)$$

Asenkron motorun normal çalışmasında, kayma frekansının çok düşük değerleri için rotor direnci, rotor kaçak endüktansına göre çok büyük olduğundan (2.23) denkleminin imajiner kısmı yaklaşık sıfır alınabilir.

$$R_r \gg 2\pi.f_{sl}.L_{lr} \quad (2.33)$$

$$E_r = k_3.f_{sl}.\Phi_{ag} = R_r.I_r \quad (2.34)$$

Bu durumda eşdeğer rotor akımı (2.35) eşitliğindeki gibi olur. Burada k_4 sabit bir sayıdır.

$$I_r \approx k_4 \cdot \Phi_{ag} \cdot f_{sl} \quad (2.35)$$

(2.35) eşitliğindeki eşdeğer rotor akım ifadesi (2.32) eşitliğinde kullanılıp düzenlendiğinde (2.36)'daki hava aralığı akısına bağlı moment ifadesi elde edilir.

$$T_{em} \approx k_5 \cdot \Phi_{ag}^2 \cdot f_{sl} \quad (2.36)$$

Çok düşük çalışma frekansları dışında asenkron motorun hava aralığı gerilimi kaynak gerilimine yaklaşık olarak eşittir. Buradan hareketle (2.17) eşitliği yeniden düzenlendiğinde (2.39) denklemi elde edilir.

$$V_s \approx E_{ag} \quad (2.37)$$

$$V_s \approx k_3 \cdot \Phi_{ag} \cdot f \quad (2.38)$$

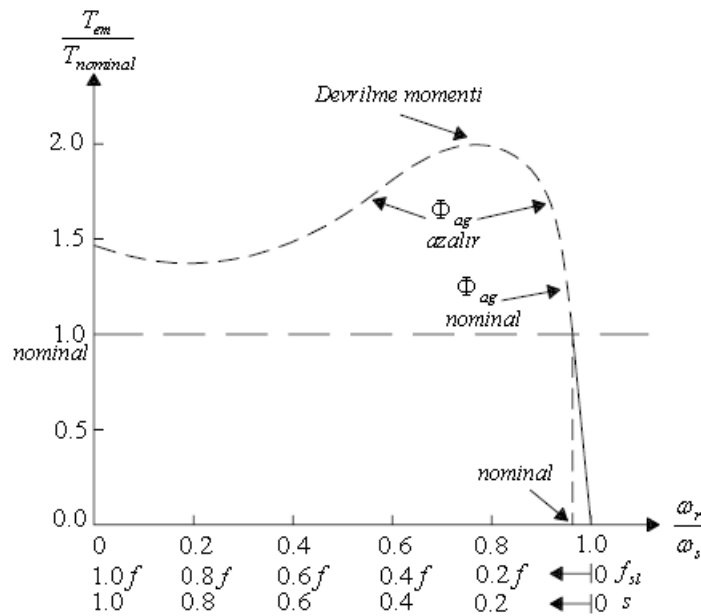
$$\Phi_{ag} \approx k_6 \cdot \frac{V_s}{f} \quad (2.39)$$

(2.36) denklemindeki moment ifadesinde hava aralığı akısı yerine (2.39) eşiti kullanıldığında kaynak gerilimi ve kaynak frekansı ile ilişkili (2.40) moment ifadesi elde edilir.

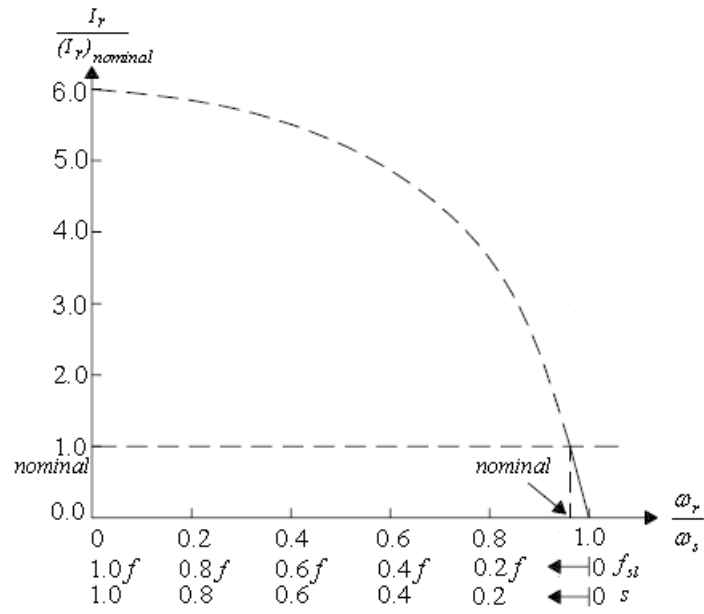
$$T_{em} = k_7 \cdot \left(\frac{V_s}{f}\right)^2 \cdot f_{sl} \quad (2.40)$$

(2.40) eşitliği kayma frekansının çok küçük değerleri için geçerlidir. Kayma frekansının küçük değerleri için çıkış momenti ve rotor akımı kayma frekansıyla lineer olarak değişmektedir.

Kayma frekansı büyüdükçe çıkış momenti ve rotor akımının kayma frekansına göre lineer değişimi bozulmaya başlar. Bunun nedeni kayma frekansının yüksek değerleri için rotor devresinin endüktif reaktansı rotor direnciyle karşılaştırıldığında ihmal edilemeyecek bir büyüklüğe ulaşmasıdır. Ayrıca kayma frekansı arttıkça rotor açısai hızı ile stator açısai hızının farkı büyüyecek, bunun sonucunda da rotor akımı yükselecektir. Rotor akımının yükselmesi direkt olarak stator akımının artmasına neden olur. Yüksek stator akımı stator sargılarında ihmal edilemeyecek gerilim düşümlerine sebep olacağından (2.37) eşitliğindeki kabul geçerliliğini yitirecektir. Şekil 2.7' de kesik çizgilerle gösterilen bölgede kayma frekansının büyük değerleri için çıkış momentinin kayma frekansına göre değişimi lineerliğini kaybetmektedir. Ancak kayma frekansının küçük değerleri için çıkış momentinin kayma frekansı ile değişiminin yaklaşık olarak lineer olduğu görülmektedir. Şekil 2.8. ise kayma frekansı ile rotor akımının değişimini göstermektedir. Yine kesikli çizgiler ile gösterilen bölgede hem rotor akımı çok yüksek değerlere ulaşmakta hem de kayma frekansına göre lineerliği bozulmaktadır. Kayma frekansının küçük değerleri için ise rotor akımı küçük değerlerde ve kayma frekansı ile yaklaşık lineer değişmektedir.



Şekil 2.7. Asenkron motorun moment karakteristiği



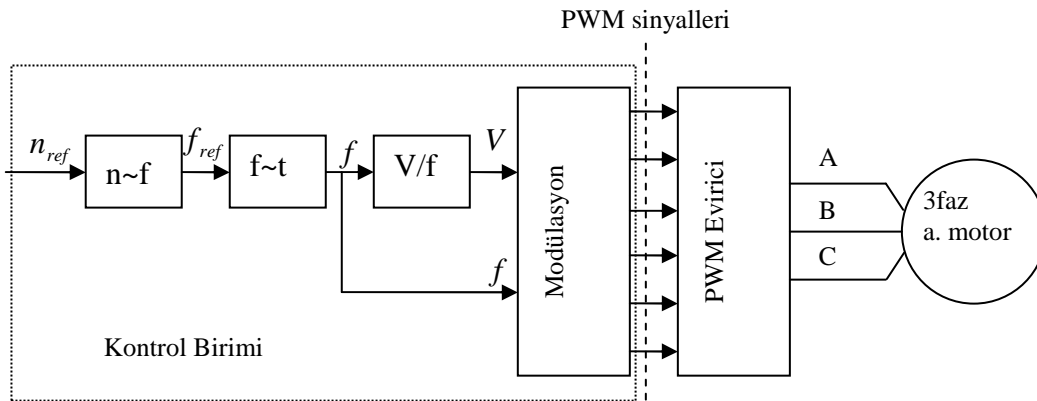
Şekil 2.8. Asenkron motorda kayma frekansı- rotor akımı ilişkisi

Asenkron motorun oransal kontrolünde kayma frekansının küçük değerlerindeki çalışma bölgesi sürücü tasarımının temelini oluşturur. Momentin yükte az değiştiği uygulamalarda (merkez kaç yüklerde) kayma frekansı çok düşük değerlerde olacağından çıkış momentindeki lineerlik kullanılarak sabit moment altında farklı rotor hızlarında çalışma sağlanabilir.

2.4. Açık Çevrim Oransal Kontrol

Açık çevrim V/f kontrol, asenkron motor kontrolünde en çok kullanılan yöntemdir. Asenkron motora uygulanan yükün bilindiği değişken hızlı uygulamalarda, HVAC sistemler, fanlar, vantilatörler, pompalar gibi uygulamalarda düşük maliyetinden dolayı sıkça kullanılmaktadır. Yine sabit hızlı uygulamalarda ilk yol vermedeki aşırı kalkış akımlarını sınırlandırmak için V/f kontrol kullanılmaktadır.

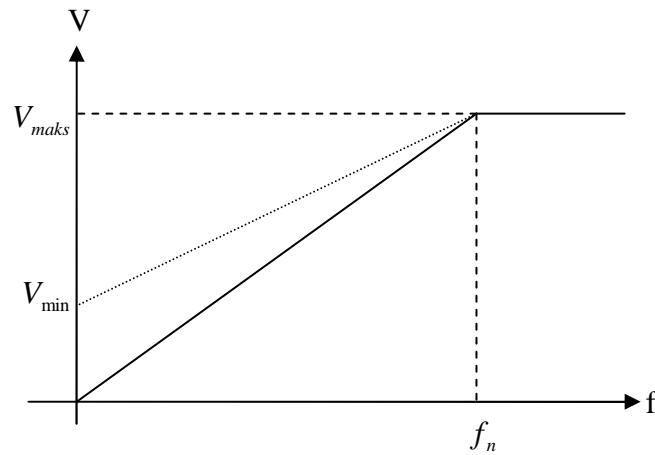
V/f kontrol, vektör kontrol gibi daha karmaşık kontrol yöntemleri ile karşılaştırıldığında kontrol algoritması çok daha basit ve uygulaması daha az maliyetlidir. Kontrol sistemlerinde herhangi bir duyargaya ihtiyaç duymamaları maliyetini ve uygulama kolaylığını artıran bir faktördür. Diğer taraftan algoritması ve kullanılan hesaplamaların basit oluşundan dolayı ucuz ve daha az yetenekli kontrolörler ile gerçekleştirilebilir. Açık çevrim V/f kontrole ait blok diyagram Şekil 2.9'da gösterilmiştir.



Şekil 2.9. V/f kontrol blok diyagramı

Asenkron motorun hızı kaynak frekansını değiştirerek ayarlanabilir. Bununla birlikte düşük frekanslarda motorun endüktif reaktansı azaldığından motor sargılarından aşırı akım akmaya başlar. Kontrol algoritması bu aşırı akımı dengelemek için kaynak frekansında olduğu gibi kaynak genliğini de değiştirmelidir.

V/f kontrol nominal çalışma frekansına kadar kaynak genliği ve frekansını aynı oranda değiştirerek aralarındaki oranın sabit kalmasını sağlar. Nominal çalışma frekansının üstünde kaynak gerilimi maksimum değerinde sabit tutulurken kaynak frekansı artırılmaya devam edilir. Bu durum Şekil 2.10' da görülmektedir. Maksimum kaynak gerilimi DC bara gerilimi ile sınırlıdır. Eğer daha fazla bara gerilimi elde edilebilirse nominal çalışma frekansının üstünde frekans artırılırken aynı oranda terminal gerilimi de artırılabilir.

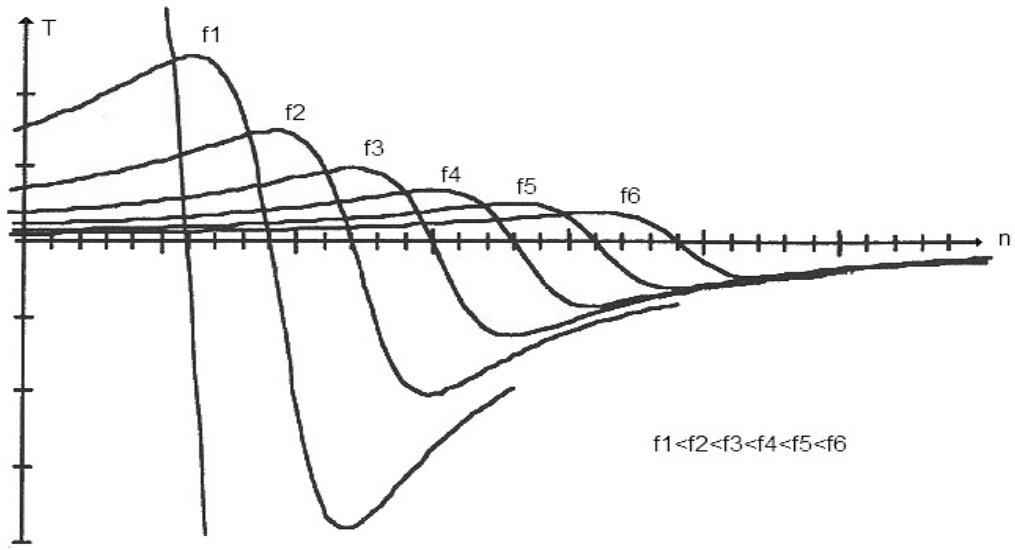


Şekil 2.10. V/f kontrol rampa oranı

2.4.1. Terminal gerilimi ve frekansının momente etkisi

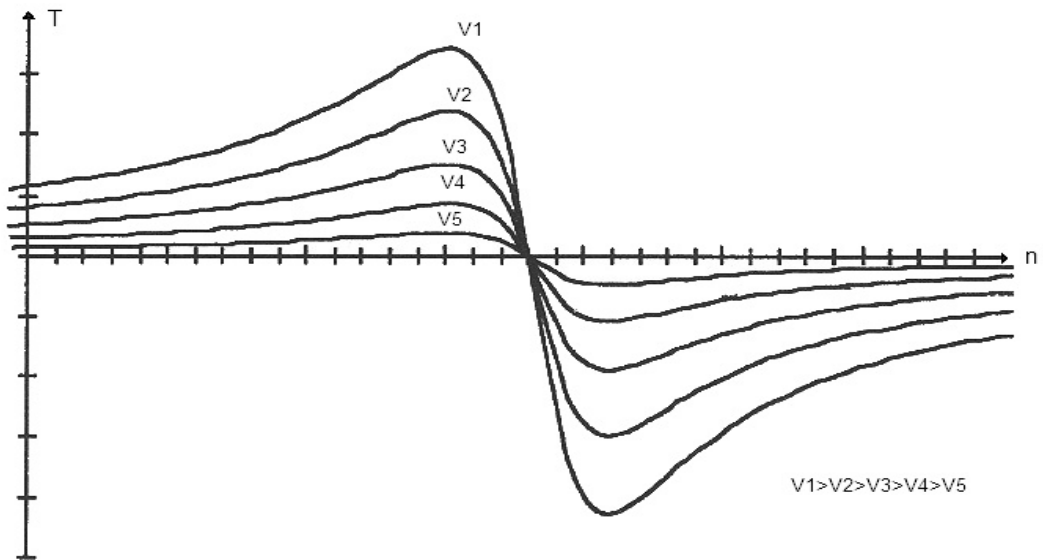
Moment-gerilim-frekans ilişkisi denklem (2.40) ile verilmişti. Denklem (2.40) göz önüne alınırsa moment, frekansın karesiyle ters orantılı, gerilimin ise karesiyle doğru orantılı olarak değişmektedir. Dolayısıyla hem gerilim hem de frekans aynı oranda artırılır ya da azaltılırsa motorun ürettiği moment da sabit kalacaktır.

Öncelikle frekansın ve gerilimin moment üzerindeki etkilerini ayrı ayrı inceleyelim. Moment-frekans, Moment-gerilim eğrileri sırasıyla Şekil 2.11 ve Şekil 2.12'deki gibidir.



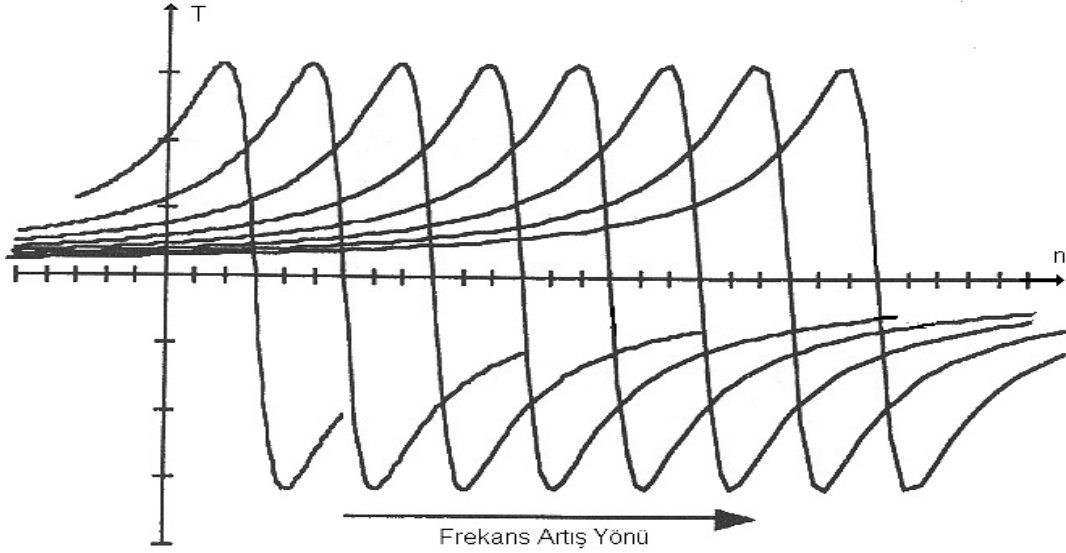
Şekil 2.11. Moment-Frekans karakteristiği

Şekil 2.11’de frekansın azalmasıyla momentteki değişim frekansın karesiyle ters orantılı olarak değişmektedir. Bu durum motorun endüktif reaktansından kaynaklanmaktadır. Şekil 2.12’de ise moment gerilimin karesiyle doğru orantılı olarak değişmektedir.



Şekil 2.12. Moment-Gerilim karakteristiği

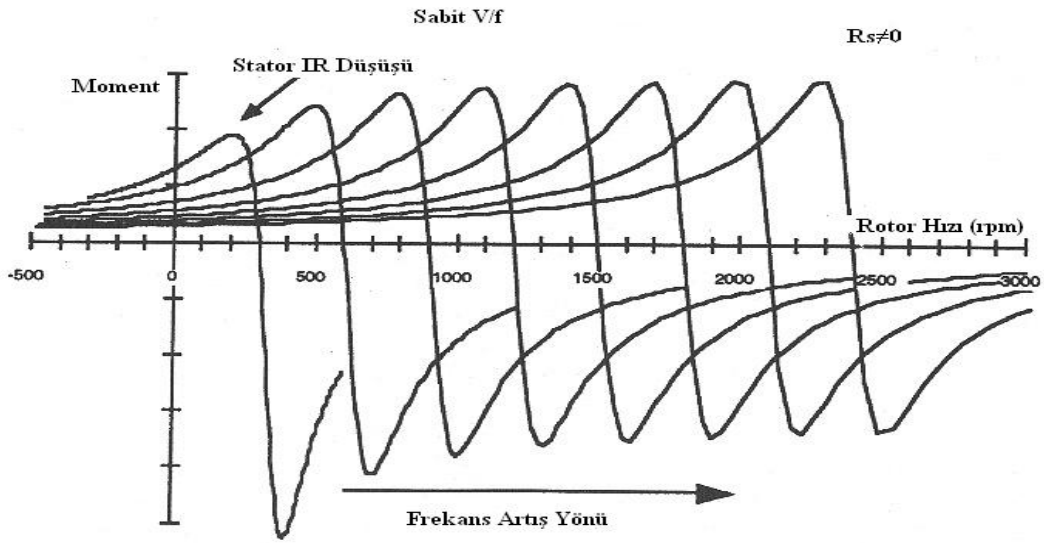
V/f oranının sabit tutulmasının moment üzerindeki etkisi Şekil 2.13'deki gibidir. Buradan görüldüğü gibi gerilim frekans ile orantılı olarak değiştirildiği müddetçe moment karakteristiği tüm çalışma frekansları için aynı kalmaktadır. Burada çok düşük çalışma frekanslarının dikkate alınmadığı unutulmamalıdır.



Şekil 2.13. V/f oranının sabit tutulması halinde asenkron motorun moment karakteristiği

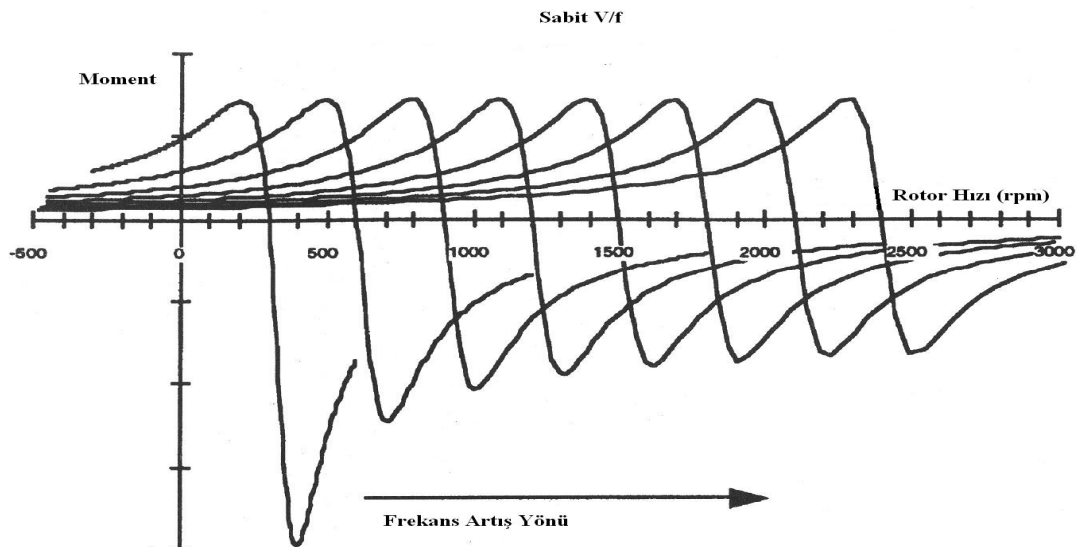
2.4.2. Stator IR etkisi

Oransal kontrolün, düşük çalışma frekanslarında V/f hız kontrol stratejisine ters istisnai bir durum oluşur. Düşük çalışma frekanslarında stator direncinin etkisindeki artış motor akımında ve hava aralığı aksında azalmaya sebep olur. Bundan dolayı düşük frekanslı çalışma bölgesinde çıkış momentinde Şekil 2.14'deki gibi bir düşme meydana gelir ve bu durma stator IR etkisi denir.



Şekil 2.14 Stator IR etkisi

Stator IR düşüşünün etkili olduğu frekanslarda giriş geriliminin artırılması ile momentteki kayıp kompanse edilebilir. Şekil 2.15’de minimum frekanstaki gerilim artırımının moment-frekans eğrisi üzerindeki etkisi görülmektedir. Minimum frekanstaki gerekli gerilim artırım miktarı, motora ve statordaki IR düşüşüne bağlıdır. Uygun gerilim artırım miktarı kritik bir işlemdir. Yeterli gerilim artırım yapılmaz ise akımda yine belli bir miktarda düşme meydana gelecektir. Bu durumda hava aralığı akısında ve çıkış momentinde belirli ölçüde azalma meydana gelecektir. Aşırı gerilim artırımını ise yüksek mıknatıslanma akımı meydana getireceğinden düşük frekanslardaki çıkış momentinde kararsızlığa sebep olacaktır.



Şekil 2.15. Stator IR etkisinin kompanse edilmesi durumunda moment karakteristiği

2.4.3. V/f Rampa oranı

V/f kontrol açık çevrim kontrol sistemi olduğundan önemli kontrol değişkenlerinden biri rampa oranıdır. Rampa oranı hızlanma ve yavaşlamadaki değişimi belirler. Eğer hızlanma oranı çok yüksek olursa kayma çok büyüyecektir. Bu durumda motor yüksek kayma değerinde çalışamayacağı için duracaktır. Benzer şekilde hızlı yavaşlamanın sistem üzerindeki etkisi aynı olacaktır. Eğer motor hızlı bir şekilde yavaşlarsa kayma yine büyük değerlere ulaşacak ve motor reganeratör bölgesine kayacaktır. Eğer sistem regeneratif enerjiyi bastıramazsa DC bara kapasitörü üzerindeki gerilim aşırı derecede artarak sisteme zarar verecektir. Bundan dolayı hızlanma ve yavaşlama işlemi Şekil 2.10' da gösterilen rampa doğrultusunda, belli sınırlar içerisinde gerçekleştirilir.

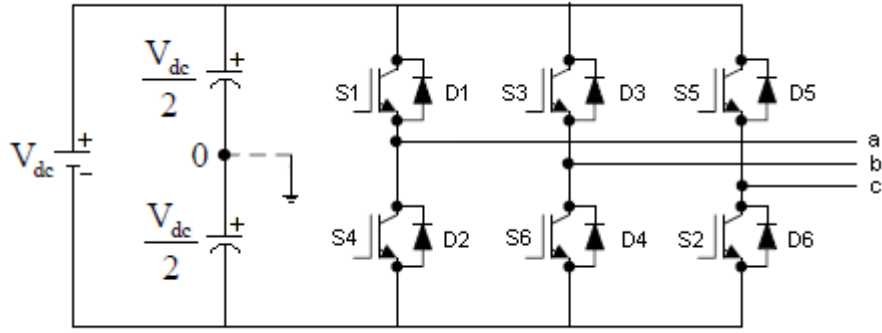
BÖLÜM 3. ÜÇ FAZLI EVİRİCİLER VE MODÜLAYON TEKNİKLERİ

Bir doğru gerilimi / akımı, genliği, frekansı ve fazı kontrol edilebilen bir alternatif gerilime / akıma çeviren elektronik yapılara evirici denir. Eviricilerin temel amacı kaynak genliği, frekansı ve fazının daima kontrol edilmesi gereken uygulamalarda sisteme kontrollü giriş kaynağı sağlamaktır. Uygulamaların birçoğu kaynak dalga şeklinin sinüzoidal olmasını gerektirmesine rağmen (UPS gibi) son yıllarda endüstride sıkça kullanılmaya başlanan bazı uygulamalarda (aktif filtre, gerilim kompanzatörleri) dilimsel dalga şekillerine ihtiyaç duyulmaktadır.

Eviriciler; AC makinelerin sürülmesinde, ayarlı gerilim ve frekanslı güç kaynaklarında, kesintisiz güç kaynaklarında (UPS), endüksiyonla ısıtmada, ultrasonik dalga üretiminde, statik VAR kompanzatörlerinde, aktif güç şebeke filtrelerinde ve buna benzer uygulama alanlarında yaygın olarak kullanılırlar.

Eviriciler; gerilim beslemeli ve akım beslemeli olmak üzere iki gruba ayrılır. Gerilim beslemeli eviriciler sabit doğru gerilimle beslendiği halde, akım beslemeli eviriciler bir akım kaynağından beslenirler. Bu çalışmada üç fazlı gerilim beslemeli evirici tasarımı yapıldığı için akım geri beslemeli eviricinin teorik alt yapısına girilmeyecek, sadece üç fazlı gerilim beslemeli eviriciler incelenecektir.

Üç fazlı gerilim beslemeli evirici topolojisi Şekil 3.1' deki gibidir. Bu topolojide, her biri eviricinin bir fazına ait olmak üzere üç adet yarım H köprüsü mevcuttur.



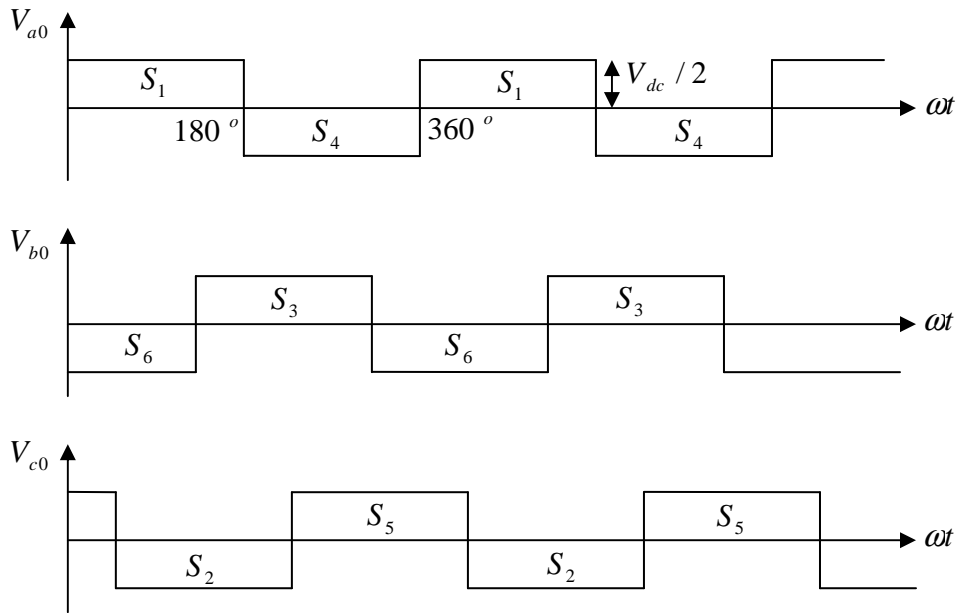
Şekil 3.1. Üç fazlı gerilim beslemeli evirici topolojisi

Eviricinin çıkışında, istenilen genlik, frekans ve fazda alternatif gerilim elde etmek için evirici kollarındaki yarı iletkenlerin anahtarlama süreleri belirli kurallara göre hesaplanır. Üç fazlı eviriciler, bu kontrol yöntemine bağlı olarak Altı Adım Eviriciler ve PWM Kontrollü Eviriciler olmak üzere iki gruba ayrılır. Her iki evirici tipinde şekil 3.1’de gösterilen topoloji kullanılır. Evirici devre, çıkışta üç faz gerilim dalgalarını elde etmek için karşılıklı olarak $2\pi/3$ derece faz farkı olan üç adet yarım köprüden oluşmaktadır. Girişteki D.A kaynağı ise genellikle tek faz ya da üç faz köprü doğrultuculardan elde edilebildiği gibi doğrudan bir batarya ile de sisteme enerji sağlayabilir.

3.1. Altı Adım Eviriciler

Üç Fazlı Altı Adım eviricilerde her bir yarı iletken eleman ilettime sokulduktan sonra 180° iletimde tutulur. Böylece her çıkış ucu periyodik olarak yarım periyot süre ile kaynağın bir pozitif ve bir negatif barası ile irtibatlandırılır. Yarım köprüler birbirine göre 120° faz farkı ile ilettime sokularak üç fazlı bir sistem elde edilir. Şekil 3.1’de bu faz farkına göre gerekli anahtarlama sırası dikkate alınarak yarı iletken elemanlar numaralandırılmıştır. Çıkış gerilim dalgasının bir periyodunu tamamlamak için, her bir yarı iletken 60° ’lik eşit aralıklar ile S_1, S_2, S_3, S_4, S_5 ve S_6 sırasına göre anahtarlama gerekmektedir.

Şekil 3.1’de her köprü kolunda kontrollü bir yarı iletken eleman ve bu elemana ters bir diyot paralel olarak bağlanmıştır. S_1 Ve S_4 yarı iletkenleri periyodik olarak iletme sokulmak suretiyle, yük uçlarında kare dalga şeklinde bir alternatif gerilim elde edilir. Çıkış V_{a0} kutup gerilimi; S_1 ’in iletimde olduğu yarım periyot süresince doğru gerilim kaynağının sıfır noktasına göre $\frac{V_{dc}}{2}$ potansiyele, S_4 ’in iletimde bulunduğu diğer yarım periyotta ise $-\frac{V_{dc}}{2}$ potansiyele sahiptir. S_1 Ve S_4 ’ün aynı anda iletimde bulunması evirici girişindeki doğru gerilim kaynağının yarı iletkenler üzerinden kısa devre olmasına sebep olur. Bu durum anahtarların aynı anda iletme girmesini engelleyen lojik devreler ya da kontrolöre gömülen yazılım ile engellenir. Şekil 3.2’de yükün omik olması durumunda üç fazlı kutup gerilimlerinin dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 3.2. Üç fazlı eviricide kutup gerilimleri

Kutup gerilimleri $\frac{V_{dc}}{2}$ genlikte kare dalgadır. Bu durumda a, b, c kutup gerilimleri Fourier serisine açıldığında sırasıyla denklem (3.1), (3.2) ve (3.3)’deki eşitlikler elde edilir.

$$V_{a0} = \frac{4.V_{dc}}{2.\pi} \left[\text{Sin}(\omega t) + \frac{1}{3} \text{Sin}(3.\omega t) + \frac{1}{5} \text{Sin}(5.\omega t) + \dots \right] \quad (3.1.)$$

$$V_{b0} = \frac{4.V_{dc}}{2.\pi} \left[\text{Sin}\left(\omega t - \frac{2.\pi}{3}\right) + \frac{1}{3} \text{Sin}(3.\omega t) + \frac{1}{5} \text{Sin}\left(5.\left(\omega t - \frac{2.\pi}{3}\right)\right) + \dots \right] \quad (3.2.)$$

$$V_{c0} = \frac{4.V_{dc}}{2.\pi} \left[\text{Sin}\left(\omega t + \frac{2.\pi}{3}\right) + \frac{1}{3} \text{Sin}(3.\omega t) + \frac{1}{5} \text{Sin}\left(5.\left(\omega t + \frac{2.\pi}{3}\right)\right) + \dots \right] \quad (3.3.)$$

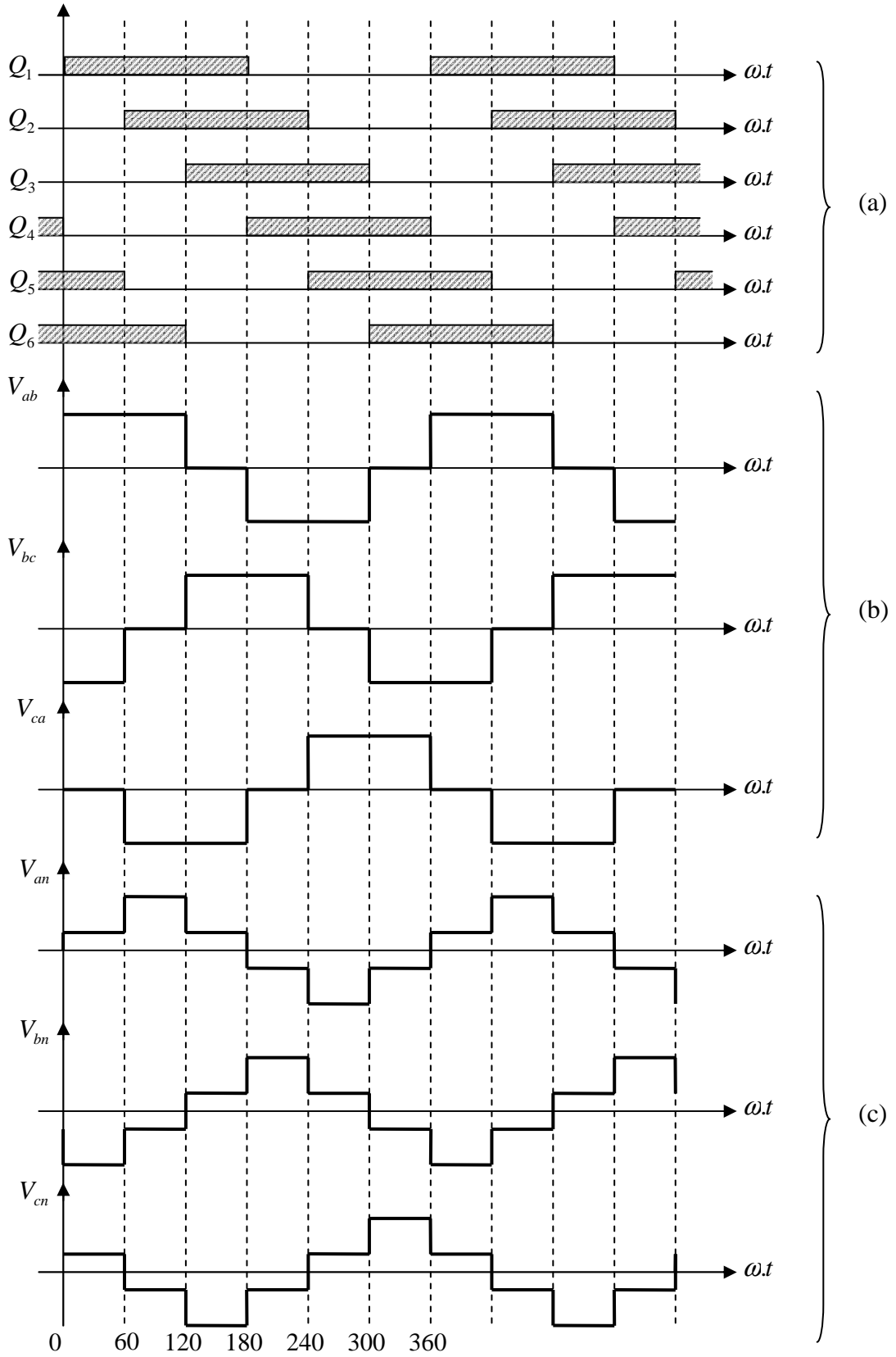
Eviricinin çıkış hat gerilimleri, kutup gerilimlerinin farkına eşittir. Kutup gerilimlerinin Fourier açılımına dikkat edilirse 3. mertebeden harmoniklerin kat sayıları eşittir. Dolayısı ile üç fazlı evirici sistemde faz- faz arası gerilimler 3. harmonik bileşenini içermezler. Faz-faz arası gerilimlerin diğer harmonik bileşenleri ise $k = 6n \pm 1$ mertebelerinde olacaktır. Üç fazlı eviricinin çıkış faz-faz arası gerilimlerinin Fourier açılımı ise (3.4), (3.5) ve (3.6) eşitliklerinde gösterilmiştir.

$$V_{ab} = 2\sqrt{3}.\frac{V_{dc}}{\pi} \left[\begin{aligned} &\text{Sin}(\omega t) - \frac{1}{5}(\text{Sin}(5.\omega t)) - \frac{1}{7} \text{Sin}(7.\omega t) + \frac{1}{11} \text{Sin}(11.\omega t) \\ &+ \frac{1}{13} \text{Sin}(13.\omega t) - \dots \end{aligned} \right] \quad (3.4)$$

$$V_{ab} = 2\sqrt{3}.\frac{V_{dc}}{\pi} \left[\begin{aligned} &\text{Sin}\left(\omega t - \frac{2.\pi}{3}\right) - \frac{1}{5} \text{Sin}\left[5.\left(\omega t - \frac{2.\pi}{3}\right)\right] - \frac{1}{7} \text{Sin}\left[7\left(\omega t - \frac{2.\pi}{3}\right)\right] \\ &+ \frac{1}{11} \text{Sin}\left[11\left(\omega t - \frac{2.\pi}{3}\right)\right] + \frac{1}{13} \text{Sin}\left[13\left(\omega t - \frac{2.\pi}{3}\right)\right] - \dots \end{aligned} \right] \quad (3.5)$$

$$V_{bc} = 2\sqrt{3}.\frac{V_{dc}}{\pi} \left[\begin{aligned} &\text{Sin}\left(\omega t + \frac{2.\pi}{3}\right) - \frac{1}{5} \text{Sin}\left[5.\left(\omega t + \frac{2.\pi}{3}\right)\right] - \frac{1}{7} \text{Sin}\left[7\left(\omega t + \frac{2.\pi}{3}\right)\right] \\ &+ \frac{1}{11} \text{Sin}\left[11\left(\omega t + \frac{2.\pi}{3}\right)\right] + \frac{1}{13} \text{Sin}\left[13\left(\omega t + \frac{2.\pi}{3}\right)\right] - \dots \end{aligned} \right] \quad (3.6)$$

Altı adım evirici ile dengeli yıldız bağlı bir yük beslendiğinde, faz-nötr geriliminin dalga şekli her periyodunda altı basamak bulunan bir sinyal olacaktır. Şekil 3.3'de sırasıyla kolların iletimde kalma aralıkları, faz-faz arası gerilimler ve elde edilen faz-nötr gerilimlerinin değişimleri görülmektedir.



Şekil 3.3a. Altı adım eviricide anahtarlama sinyalleri

b. Altı adım eviricide faz-faz arası gerilimler

c. Altı adım eviricide faz-nötr gerilimleri

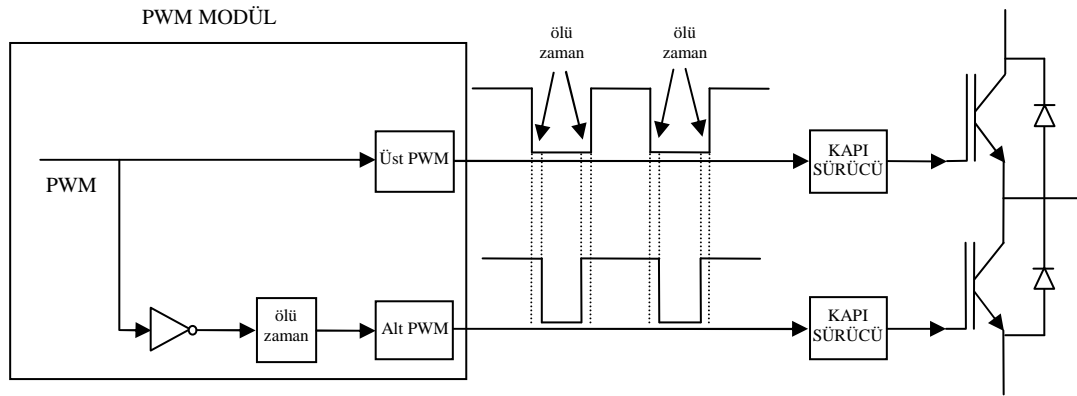
3.2. PWM Eviriciler

Üç fazlı PWM eviricilerin genel topolojisi altı adım eviriciler ile aynıdır. Fakat kollardaki elemanların anahtarlama sırası daha karmaşıktır. PWM eviricilerin çıkış gerilimi ve frekansı, evirici kollarındaki yarı iletken elemanların anahtarlama durumuna göre belirlenir. İyi bir modülasyon yöntemiyle çıkış gerilimindeki düşük frekanslı harmonik bileşenleri elimine edilebilir. Motor sürücüsü olarak kullanılması durumunda ise düşük hızlarda moment salınımlarının ortadan kalkması ile daha düzgün bir çalışma sağlar. PWM eviricilerde anahtarlama frekansı, altı adım eviricilere göre çok yüksek olduğundan anahtarlama kayıpları çok önemli hale gelir. Üç fazlı PWM eviricinin çıkış gerilimleri arasında altı adım eviricide olduğu gibi 120^0 açısal fark vardır. Fakat altı adım eviriciden farklı olarak PWM eviricide bir kutba ait gerilim, üst veya alt yarı iletkenlerin iletimde olmasına göre, çıkış geriliminin yarım periyodunda birçok kez $\frac{V_{dc}}{2}$ ve $-\frac{V_{dc}}{2}$ değerlerini almaktadır.

Gerçekte bir fazın kutup gerilimi o faza ait yarı iletkenin anahtarlama sinyalinin genlik olarak belli bir oranda kuvvetlendirilmiş halidir. Kutup gerilimi, bir faza ait kolda üstteki yarı iletken eleman iletimde iken pozitif, alttaki yarı iletken elman iletimde iken ise negatiftir. Bu nedenle anahtarlama sinyallerinin elde edilmesinde kullanılan metotlara bakılarak, PWM eviricinin çalışması kolayca incelenebilir. Anahtarlama sinyallerinin elde edilmesinde çeşitli modülasyon teknikleri kullanılmaktadır.

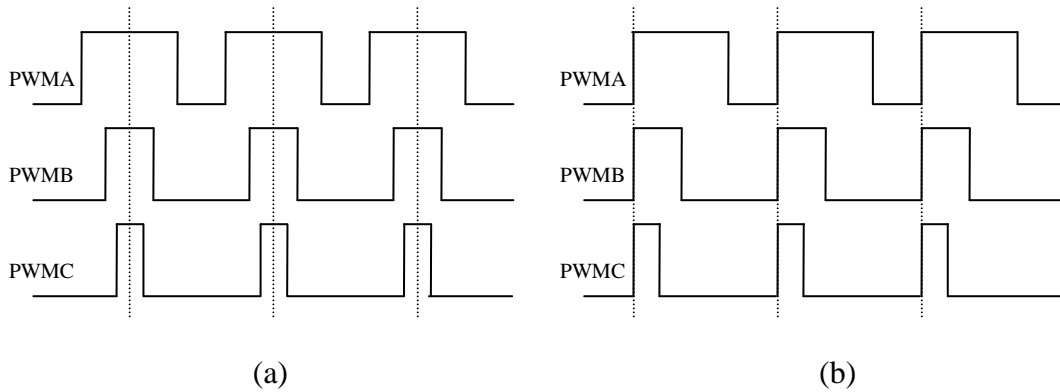
3.2.1. PWM eviricilerde modülasyon teknikleri

Evirici çıkışında A.C dalga şeklini üretme, modülasyon teknikleri ile yapılır. Üç fazlı evirici sistemlerinde her bir faz için iki PWM sinyaline ihtiyaç duyulur. Bunlardan biri bir koldaki üst yarı iletkenin, diğeri aynı koldaki alt yarı iletkenin anahtarlama sinyalidir. Anahtarlama sinyalleri her iki yarı iletken için şekil 3.4'den de görülebileceği gibi aynı kaynaktan aralarında ölü zaman bulunacak şekilde ve birbirinin tersi olacak biçimde üretilirler. Kapı sinyalleri arasına ölü zaman yerleştirmekteki amaç bir koldaki alt ve üst yarı iletkenin aynı anda iletime geçmesini engellemektir.



Şekil 3.4. Ölü zamanlı eşlenik PWM sinyalleri

Bir koldaki alt ve üst yarı iletkenler için PWM sinyalleri simetrik ya da asimetrik olarak üretilebilir. Ancak simetrik PWM sinyalleri sadece olası eş zamanlı anahtarlamalardan kaynaklanan sistem gürültüsünü azaltmakla kalmayıp, aynı zamanda motorda katlı frekans etkisi meydana getirdiği için motora ait akım dalgalanmalarını ve akustik gürültüyü azaltmaktadır.



Şekil 3.5a. Simetrik PWM

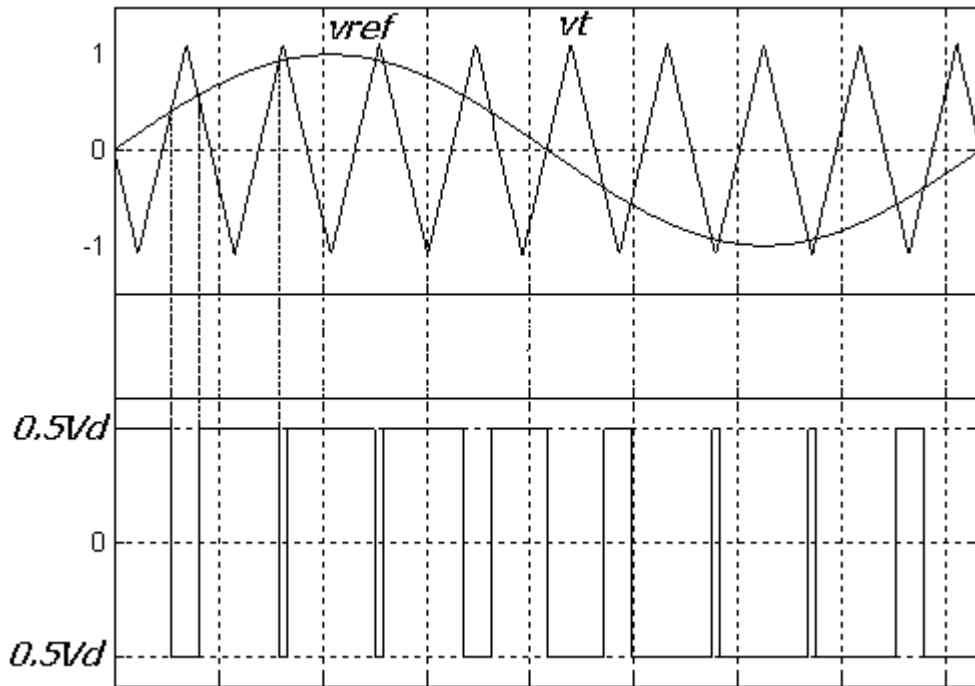
b. Asimetrik PWM

Üç fazlı PWM eviricilerde çıkış dalga şeklini üreten PWM sinyallerinin kontrolü sabit zaman aralıklarında darbe genişliğinin güncellenmesini gerektirmektedir. PWM sinyallerinin darbe genişliğinin hangi aralıklarla nasıl güncelleneceğini belirleyen metoda Modülasyon Tekniği denir. Sinüzoidal PWM (SPWM) bu modülasyon tekniklerinin en popüler olanıdır. Ancak Üçüncü Harmonik İlaveli PWM, 60° PWM

ve Uzay Vektör Modülasyonu (SVM) DC Bara gerilimini daha etkin kullanmaya müsaade etmelerinden dolayı popüleritelerini artırmaktadırlar. SPWM, Üçüncü Harmonik İlaveli SPWM ve 60° PWM aynı matematiksel yöntemle gerçekleştirilirken Uzay Vektör Modülasyonu (SVM) farklı hesaplama yöntemleri gerektirmektedir.

3.2.1.1. Sinüzoidal PWM

SPWM' de elde edilmek istenen çıkış sinyali ile aynı frekansa sahip bir referans sinüzoidal işaret, anahtarlama frekansındaki taşıyıcı bir üçgen dalga ile karşılaştırılır. Referans sinüzoidal işaret ile taşıyıcı üçgen dalganın kesişme noktaları anahtarlama sürelerini belirler. Anahtarlama sinyalinin temel bileşeninin genliği ve bu bileşenin frekansı, referans dalga genliği ve frekansı tarafından kontrol edilir.



Şekil 3.6. Sinüzoidal PWM

Referans sinyalin taşıyıcı sinyalden büyük olduğu anlarda ($V_{ref} > V_T$), anahtarlama sinyali Lojik 1 seviyesinde, referans sinyalin taşıyıcı sinyalden küçük olduğu anlarda ($V_{ref} < V_T$), anahtarlama sinyali Lojik 0 seviyesindedir.

SPWM; Doğal Örneklemeli ve Düzenli Örneklemeli SPWM olmak üzere iki kısımda incelenebilir.

Doğal örneklemeli SPWM

Bu yöntemde analog referans sinüzoidal işaret ile taşıyıcı işaret gerçek zamanlı olarak karşılaştırılır. Referans sinüzoidal işaretin taşıyıcı sinyalden büyük olduğu zaman dilimi anahtarlama sinyalinin Lojik 1 süresini, referans işaretin taşıyıcı işareten küçük olduğu zaman dilimi anahtarlama sinyalinin Lojik 0 olduğu süreyi belirler. Doğal örneklemeli PWM işaretleri üç fazlı bir sistem için üretilmek istenirse, aralarında 120° faz farkı bulunan üç ayrı referans sinyal üretilir ve bu sinyallerin her biri taşıyıcı dalga ile ayrı ayrı karşılaştırılır.

Doğal örneklemeli SPWM’ de referans işaret ile taşıyıcı işaretin mikro kontrolörlerde gerçek zamanlı olarak karşılaştırılamaması nedeniyle bu modülasyon tekniğinin mikro kontrolörlerde uygulanması mümkün değildir.

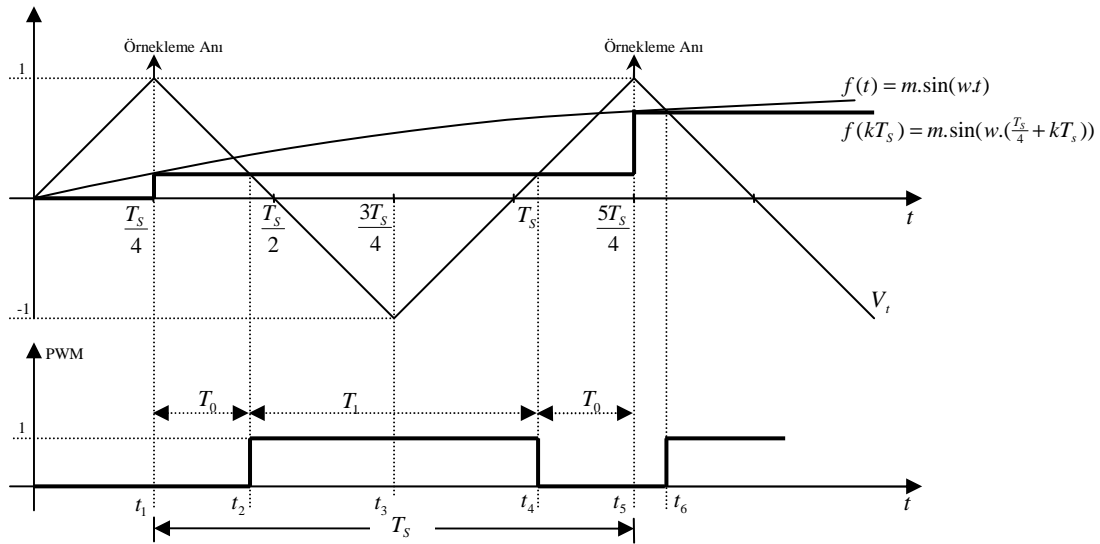
Düzenli örneklemeli SPWM

Bu modülasyon tekniğinde referans sinüzoidal işaret belirli aralıklara örneklenir. Örnekleme sonucunda elde edilen basamak şeklindeki sinyal, taşıyıcı sinyal ile dijital olarak karşılaştırılır. İki sinyalin kesişme noktaları anahtarlama sinyalinin Lojik 1 seviyesinden Lojik 0 seviyesine geçiş anını belirler. Doğal örneklemeli SPWM de olduğu gibi burada da örneklenmiş basamak sinyalin taşıyıcı sinyalden büyük olduğu zaman dilimi anahtarlama sinyalinin Lojik 1 süresini, küçük olduğu zaman dilimi ise Lojik 0 süresini belirler.

Düzenli örneklemeli SPWM simetrik düzenli örneklemeli SPWM ve asimetric düzenli örneklemeli SPWM olmak üzere iki şekilde gerçekleştirilir.

Simetrik düzenli örnelemeli SPWM

Simetrik düzenli örnelemeli SPWM' in uygulanmasında Şekil 3.7'de gösterildiği gibi referans sinüzoidal dalga her bir anahtarlama periyodunda, taşıyıcı sinyalin tepe değerlerinde örneklenir. Örnekleme sonucu elde edilen basamak sinyal ($f(kT_s)$) ile taşıyıcı sinyalin kesişme noktaları anahtarlama sinyalinin geçiş noktalarını, arada kalan bölgeler ise anahtarlama sürelerini belirler. Şekil 3.7'de bu durum daha iyi görülebilir.



Şekil 3.7. Simetrik düzenli örnelemeli SPWM

Şekil 3.7'de V_t eğrisinin t ekseninde $(\frac{T_s}{4} - \frac{T_s}{2})$ ve $(T_s - \frac{5T_s}{4})$ aralığında kalan bölgesi (3.10) denklemindeki gibi tanımlanabilir.

$$V_t = \begin{cases} -\frac{4}{T_s} \left(t - \frac{T_s}{2} \right) & \dots \frac{T_s}{4} < t < \frac{T_s}{2} \\ \frac{4}{T_s} (t - T_s) & \dots T_s < t < \frac{5T_s}{4} \end{cases} \quad (3.10)$$

$f(t)$ Fonksiyonunun t_1 anındaki değeri ise (3.11) eşitliğinde gösterilmiştir.

$$f(t_1) = m \cdot \sin(\omega t_1) \quad (3.11)$$

t_1 Anındaki $f(t)$ fonksiyonunun değeri aynı zamanda örneklenmiş işaretin ilk değeridir. Ve (3.12) eşitliğinde ifade edilmiştir.

$$f(kT_s) = m \cdot \sin\left(\omega \left(\frac{T_s}{4} + kT_s\right)\right) \quad (3.12)$$

Denklem (3.10) ve (3.12) göz önüne alınarak şekil 3.7'de simetrik düzenli örneklenmiş dalga ile taşıyıcı dalganın kesişme noktaları bulunduğu (3.14) eşitliğindeki t_2 değeri ve (3.15) eşitliğinde de t_4 değeri hesaplanır.

$$m \cdot \sin\left(\omega \left(\frac{T_s}{4} + kT_s\right)\right) = -\frac{4}{T_s} \left(t_2 - \frac{T_s}{2}\right) \quad (3.13)$$

$$t_2 = \frac{T_s}{2} \left(1 - \frac{1}{2} m \cdot \sin\left(\omega \left(\frac{T_s}{4} + kT_s\right)\right)\right) \quad (3.14)$$

$$t_4 = T_s \left(1 + \frac{1}{4} m \cdot \sin\left(\omega \left(\frac{T_s}{4} + kT_s\right)\right)\right) \quad (3.15)$$

T_0 , (3.16) eşitliği düzenlenerek (3.17) eşitliğinde, T_1 değeri de (3.18) eşitliğinde gösterildiği gibi hesaplanır.

$$T_0 = t_2 - t_1 \quad (3.16)$$

$$T_0 = \frac{T_s}{4} \left(1 - m \cdot \sin\left(\omega \left(\frac{T_s}{4} + kT_s\right)\right)\right) \quad (3.17)$$

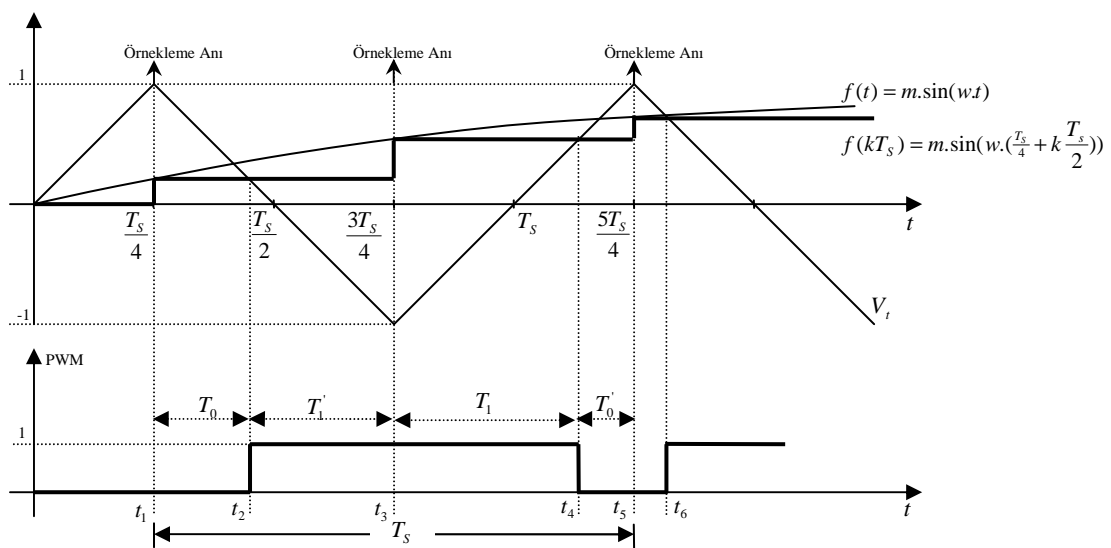
$$T_1 = t_4 - t_2$$

$$T_1 = \frac{T_s}{2} \left(1 + m \cdot \sin\left(\omega \cdot \left(\frac{T_s}{4} + kT_s\right)\right) \right) \quad (3.18)$$

Burada T_s anahtarlama periyodu ve m modülasyon indeksidir.

Asimetrik düzenli örnekleme SPWM

Asimetrik düzenli örnekleme SPWM' de referans sinüzoidal dalga her bir anahtarlama periyodunun iki katında düzenli olarak örneklenir. Taşıyıcı sinyalin (V_t) ilk yarım periyodu için anahtarlama frekansının Lojik 0 süresi periyot başlangıcından taşıyıcı sinyal ile örnekleme sonucu elde edilen basamak sinyalinin ilk kesişme noktası arasında kalan süredir (T_1). Lojik 1 süresi ise taşıyıcı sinyal ile basamak sinyalinin ilk kesişme noktasından ikinci örnekleme anına kadar olan süredir. İkinci örnekleme anından taşıyıcı sinyal ile basamak sinyalinin ikinci kez kesişme noktasına kadar olan süre, taşıyıcı sinyalin ikinci yarım periyodu için Lojik 1 süresidir. Taşıyıcı sinyal ile basamak sinyalinin ikinci kesişme anından üçüncü örnekleme anına kadar geçen süre ise taşıyıcı sinyalin ikinci periyodu için Lojik 0 süresini temsil eder. Bu durum şekil 3.8'de açıkça görülebilir.



Şekil 3.8. Asimetrik düzenli örnekleme SPWM

Simetrik düzenli örnekleme SPWM metodunda uygulanan analitik yöntemlere benzer yöntemlerle T_1 ve T_2 süreleri (3.19) ve (3.20) eşitliklerindeki gibi hesaplanır.

$$T_1 = \frac{T_s}{4} \left[1 - m \cdot \sin\left(w \cdot \left(\frac{T_s}{4} + k \cdot \frac{T_s}{2}\right)\right) \right] \quad (3.19)$$

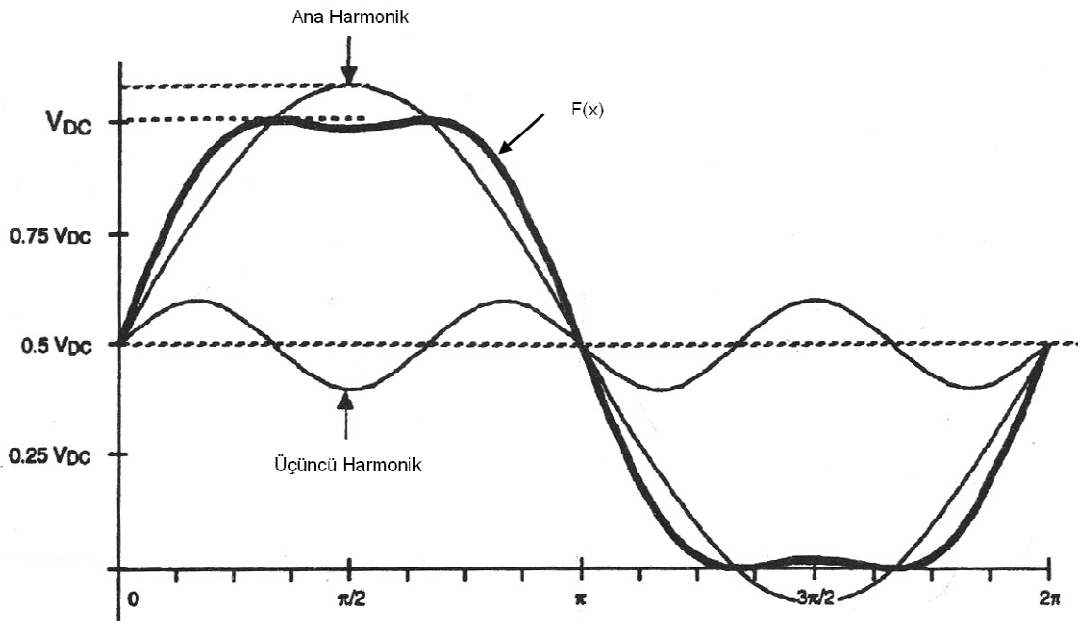
$$T_2 = \frac{T_s}{4} \left[1 + m \cdot \sin\left(w \cdot \left(\frac{T_s}{4} + k \cdot \frac{T_s}{2}\right)\right) \right] \quad (3.20)$$

3.2.1.2. Üçüncü harmonik ilaveli SPWM

SPWM' e alternatif olan üçüncü harmonik ilaveli SPWM DC baranın daha fazla kullanılmasına müsaade etmesiyle SPWM' den ayrılmaktadır. Üçüncü harmonik ilaveli SPWM, SPWM ile aynı yöntemle gerçekleştirilir ve hesaplama yöntemleri aynıdır. Aralarındaki tek fark referans sinyalin dalga şeklinin farklı olmasıdır. Üçüncü harmonik ilaveli SPWM' de referans sinyal ana-harmonik bileşeni ve üçüncü harmonik bileşenlerinin toplamından oluşmaktadır.

Üçüncü harmonik ilaveli SPWM' de üçüncü harmonik bileşeninin ve ana harmonik bileşeninin genliği nihai fonksiyonun tepeden tepeye genliğinin mevcut DC baranın maksimum değerini aşmayacak şekilde seçilir. Şekil 3.9' dan görüleceği gibi ana harmonik bileşenin genliği mevcut D.C baradan büyüktür. Ancak nihai $F(x)$ fonksiyonun tepe değeri D.C bara seviyesindedir. Bu durumu sağlayacak $F(x)$ fonksiyonun ifadesi (3.21) eşitliğindeki gibi yazılabilir.

$$F(x) = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \sin(x) + \frac{1}{3\sqrt{3}} \sin(3x) \quad (3.21)$$



Şekil 3.9. Üçüncü harmonik ilaveli SPWM

SPWM' de motorun nötr noktası herhangi bir referansa bağlı değildir ve 0.5V D.C seviyesinde sürekli olarak değişmektedir. Üçüncü harmonik ilaveli PWM de ise SPWM' in aksine motorun nötr noktası üçüncü harmoniği takip eder ve durum tüm fazlar için geçerlidir. Böylelikle çıkış geriliminin üçüncü harmonik bileşeni üzerinde etkin bir harmonik eliminasyonu sağlanır.

Üçüncü harmonik ilaveli SPWM metodunda çıkış gerilimin faz-nötr arası maksimum değeri (3.22) eşitliğindeki gibi ifade edilir. Faz-faz arası gerilimin maksimum değeri ise (3.23)' deki gibidir.

$$V_{F-N} = 0.57735V_{dc} \quad (3.22)$$

$$V_{F-F} = \sqrt{3}.V_{F-N} = V_{dc} \quad (3.23)$$

SPWM' de ise çıkış gerilimin faz-faz arası maksimum genliği (3.24) olarak hesaplanır.

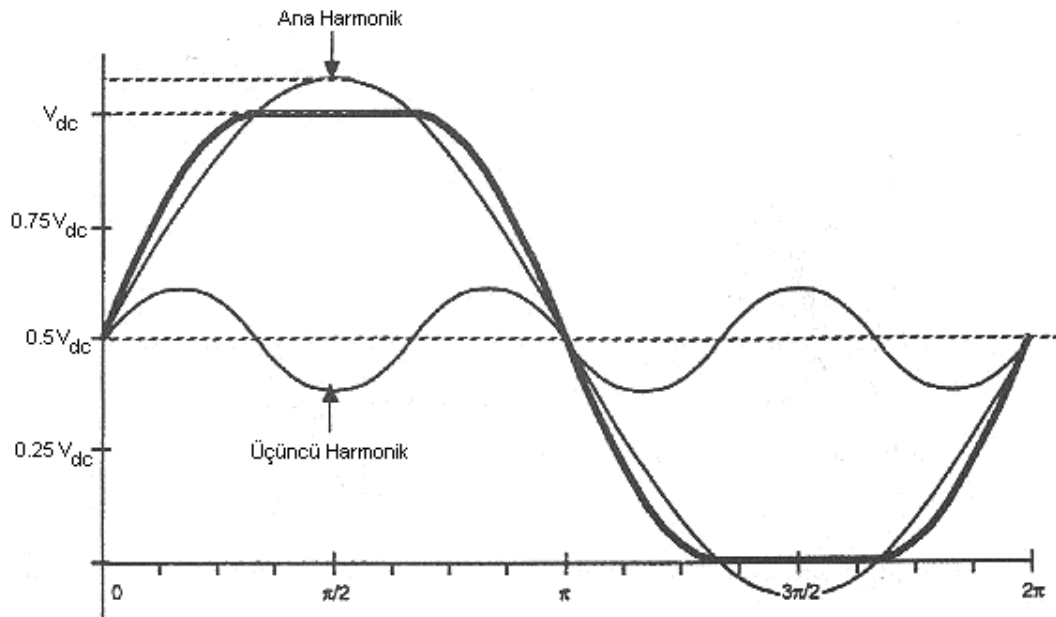
$$V_{F-F} = 0.866V_{dc} \quad (3.24)$$

(3.23) ve (3.24) eşitlikleri göz önüne alınırsa üçüncü harmonik ilaveli SPWM' de yaklaşık %15.5 daha fazla çıkış gerilimi elde edilebileceği açıktır.

3.2.1.3. 60° PWM

Üçüncü harmonik ilaveli PWM de olduğu gibi 60° PWM' de daha yüksek çıkış gerilimi elde etmeyi amaçlamaktadır. Ancak 60° PWM' in asıl avantajı anahtarlama kayıplarını azaltmasıdır.

60° PWM' deki temel fikir $\frac{\pi}{3} - \frac{2\pi}{3}$ ve $\frac{4*\pi}{3} - \frac{5*\pi}{3}$ aralığında düz bir tepe gerilimi elde etmektir. Bu durumda $\frac{\pi}{3} - \frac{2\pi}{3}$ ve $\frac{4*\pi}{3} - \frac{5*\pi}{3}$ aralığında anahtarlama elamanları pozitif alternans için sürekli iletimde, negatif alternans için ise sürekli kesimde kalacaktır. Böylece anahtarlama olmadığı için kayıplar azalacaktır.



Şekil 3.10. 60° PWM

60° PWM için çıkış gerilimin faz-nötr arası maksimum değeri (3.25) eşitliğindeki gibi, çıkış gerilimin faz-faz arası maksimum değeri ise (3.26) eşitliğindeki gibi ifade edilir.

$$V_{F-N} = 0.57735V_{dc} \quad (3.25)$$

$$V_{F-F} = \sqrt{3}.V_{F-N} = V_{dc} \quad (3.26)$$

3.2.1.4. Uzay vektör PWM

Uzay vektör PWM yöntemi, üç fazlı gerilim kaynağı eviricide mümkün olan sekiz çalışma durumu için \vec{V}_{ref} gerilim vektörünün durağan çatıda, komşu iki sıfır olmayan vektör ve iki sıfır vektörü için, ifade edilmesi temeline dayanır.

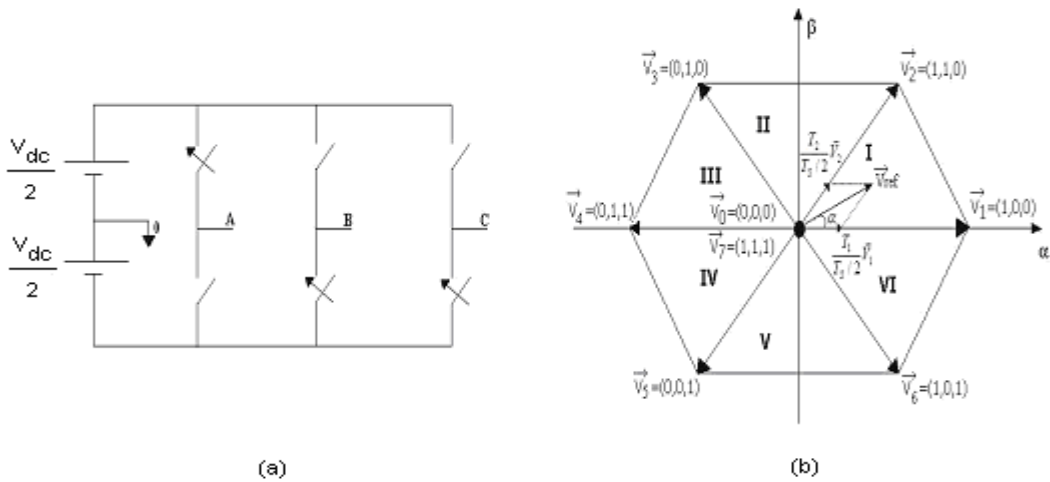
$$\vec{V}_{ref} = V_{\alpha} + jV_{\beta} = \frac{2}{3}(V_{a0} + V_{b0}.e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{c0}.e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (3.27)$$

Burada V_{a0} , V_{b0} , V_{c0} gerilimleri evirici kutup gerilimleri V_{α} ve V_{β} ise \vec{V}_{ref} gerilim vektörünün durağan çatıdaki reel ve imajiner bileşenleridir. Sıfır olmayan altı gerilim vektörü genel olarak (3.28) eşitliğindeki gibi ifade edilebilir.

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3}V_{dc}.e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (3.28)$$

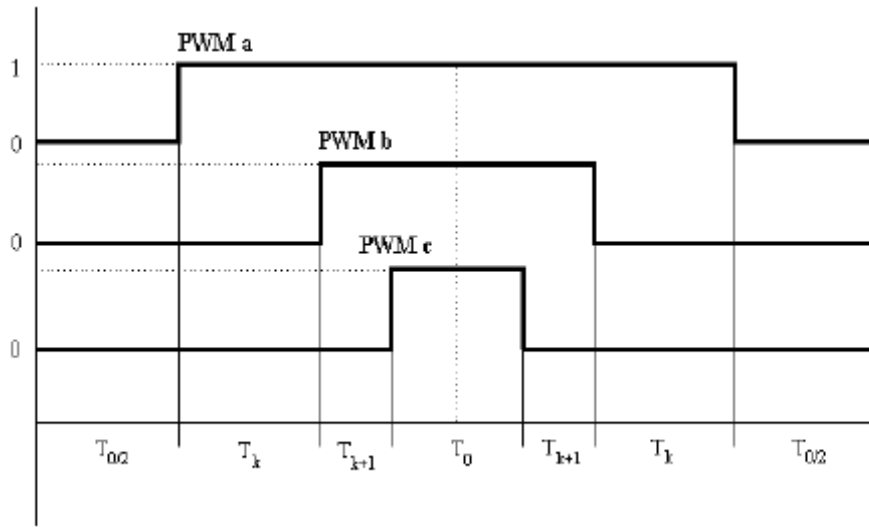
Burada V_{dc} , eviricinin D.C bara gerilimidir.

Şekil 3.11'de gerilim kaynaklı evirici için tanımlanan altı sıfır olmayan gerilim vektörü ve iki sıfır gerilim vektörü altıgen formunda uzay vektörler olarak gösterilmiştir.



Şekil 3.11a. \vec{V}_1 gerilim vektörü için evirici anahtarlarının konumu
 b. Durağan referans çatıdaki evirici durumlarının altıgen formunda gösterimi

Her bir T_s anahtarlama periyodunda ortalama uzay vektörü, \vec{V}_{ref} olarak tanımlanmaktadır. T_s 'in yeteri kadar küçük olduğu düşünülürse, bu sürede \vec{V}_{ref} yaklaşık olarak sabit kabul edilir ve evirici çıkış geriliminin temel davranışını bu vektörün hareketi tanımlar. Uzay vektör PWM yönteminde Şekil 3.11'de belirtilen \vec{V}_{ref} gerilim vektörü altı bölgenin her birinde V_0 ve V_7 sıfır gerilim vektörleri ve bitişik iki sıfır olmayan aktif uzay vektörlerinin ağırlıklı ortalamasının bir kombinasyonu olarak ifade edilebilir. \vec{V}_{ref} Vektörünün k bölgesinde bulunduğu kabul edilirse, bu durumda bitişik vektörler V_k ve V_{k+1} olur. Anahtarlama yapılırken bir durumdan diğer bir duruma geçilirken eviricinin sadece bir bacağı anahtarlanır. Böylece hem anahtarlama kayıpları minimum olmakta hem de iyi bir harmonik içeriğe sahip çıkış gerilimi elde edilmektedir.



Şekil 3.12. 1. Bölgede bulunan referans vektör için PWM çıkış işaretleri

Şekil 3.12’de referans vektörün 1.bölgede bulunması durumu için büyük, küçük ve orta PWM işaretleri gösterilmiştir. Bu isimler PWM işaretlerinin dalga şekline göre verilmiştir.

Uzay vektör PWM tekniğinde her iki sıfır ve sıfır olmayan durum süreleri hesaplanarak bu sürelere göre anahtarlama yapılmaktadır. Herhangi bir k bölgesi için \vec{V}_{ref} gerilim vektörü (3.29) eşitliğindeki gibi ifade edilebilir.

$$\vec{V}_{ref} = \vec{V}_k \cdot \frac{T_k}{T_s/2} + \vec{V}_{k+1} \cdot \frac{T_{k+1}}{T_s/2} \quad (3.29)$$

(3.29) eşitliğinde $V_0 = V_7 = 0$ olduğundan yazılmamıştır ve T_s anahtarlama periyodunda \vec{V}_{ref} gerilim vektörü sabit olarak kabul edilmiştir.

$$\frac{T_s}{2} = T_k + T_{k+1} + T_0 \quad (3.30)$$

(3.30) eşitliğinde (3.27) ve (3.28) eşitlikleri kullanıldığında ve gerekli sadeleştirmeler yapıldığında T_k ve T_{k+1} süreleri (3.31) eşitliğindeki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|V_{ref}^{\rightarrow}|}{V_{dc}} T_s \begin{bmatrix} \sin(\frac{k.\pi}{3} - \omega t) \\ \sin(\omega t - \frac{(k-1).\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Uzay Vektör PWM için modülasyon indeksi ise (3.32) eşitliğinde ifade edilmiştir.

$$M_a = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|V_{ref}^{\rightarrow}|}{V_{dc}} \quad (3.32)$$

(3.32) Modülasyon indeksi (3.31) eşitliğinde kullanıldığında T_k ve T_{k+1} sürelerinin yeni ifadesi (3.33) eşitliğindeki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = M_a T_s \begin{bmatrix} \sin(\frac{k.\pi}{3} - \omega t) \\ \sin(\omega t - \frac{(k-1).\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Her bir anahtarlama periyodu için bu süreler hesaplandıktan sonra uzay vektör PWM işaretleri üretilmektedir.

3.2.2. SPWM' de harmonik analizi

Üç fazlı PWM eviricilerde çıkış gerilimindeki en etkili harmoniklerin mertebesini, p taşıyıcı oranı belirler. Evirici çıkış geriliminin harmonik analizi yapıldığında baskın harmoniklerin, taşıyıcı frekansının ve katlarının yarı bantları olarak ortaya çıktığı görülmüştür. Genel olarak harmonik mertebesi; n 'inci taşıyıcı harmoniğinin m 'inci yarı bantları olarak (3.34) eşitliğindeki gibi tanımlanır.

$$k = n.p \pm m \quad (3.34)$$

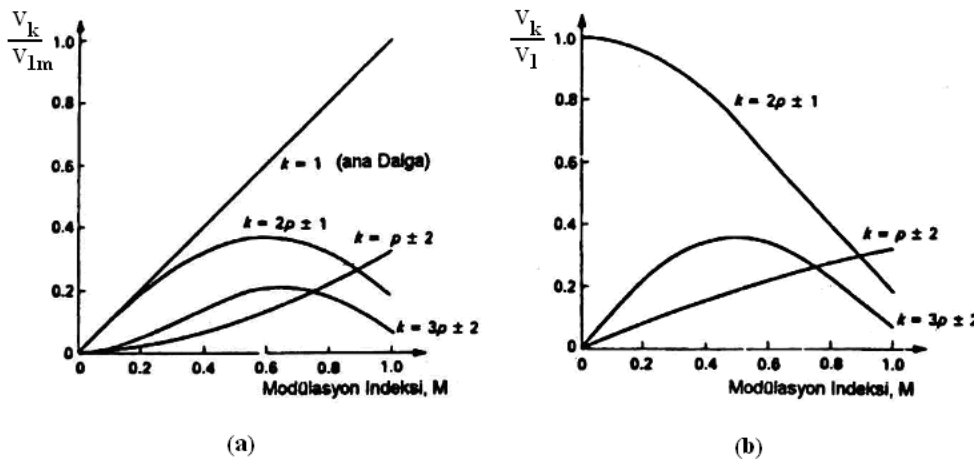
n 'in çift değerleri için bir tek yan bant spektrumu vardır. Çünkü n ve m 'in her ikisi de çift olduğunda harmonik mevcut değildir. $n = 2$ için çıkış gerilimi dalga şeklinde $2.p + 1$, $2.p + 3$, $2.p + 5$ gibi mertebeden harmonikler vardır. Fakat m 'nin değerinin artması ile harmonik genliği hızla azalır.

Aynı zamanda n 'in tek değerlerinin de bir çift yan bant spektrumu vardır. Çünkü n ve m 'in her ikisinin de tek olduğu harmonikler mevcut değildir. Bu nedenle $n=1$ için $p \pm 2$, $p \pm 4$, ... Mertebeden ve diğer daha küçük mertebeden harmonikler mevcuttur. Çıkış gerilimi dalga şeklinde aynı zamanda p 'nin tek katlarında büyük harmonikler mevcuttur. Fakat p , 3'ün katı olduğundan, bu taşıyıcı harmonikler ve $2p \pm 3$ gibi mertebelerden olan diğer harmonikler üç ile bölünebilmektedirler. Dolayısıyla üç fazlı yüklerde doğal eliminasyona uğrarlar. Diğer bir taraftan p 'nin dokuzdan büyük olması koşuluyla harmonik genlikleri p taşıyıcı oranından bağımsızdır. Şekil 3.13'de modülasyon indeksi M 'nin fonksiyonu olarak başlıca harmonik bileşenlerinin genlikleri verilmiştir. Burada iki eğri grubu vardır. Şekil 3.13(a)'da maksimum ana dalga gerilimi V_{1m} 'in bağıl değeri olarak harmonik genliği

V_k , Şekil 3.13(b)'de ise normlaştırılmış harmonik gerilimi $\frac{V_k}{V_1}$ görülmektedir.

Eğriler M 'in sıfır ile 1 arasındaki değerleri için çizilmiştir. Gerilim ana dalga genliği ile modülasyon indeksi arasında lineer bir ilişki bulunduğu Şekil 3.13a'dan açıkça görülmektedir. Yıldız bağlı bir yük için ana dalga faz geriliminin (faz-nötr geriliminin) genliği (3.35) eşitliğindeki gibi tanımlanmaktadır.

$$V_{an1m} = M \frac{V_{dc}}{2} \dots \quad (0 \leq M \leq 1) \quad (3.35)$$



Şekil 3.13a. Bağıl genlik-modülasyon indeksi ilişkisi

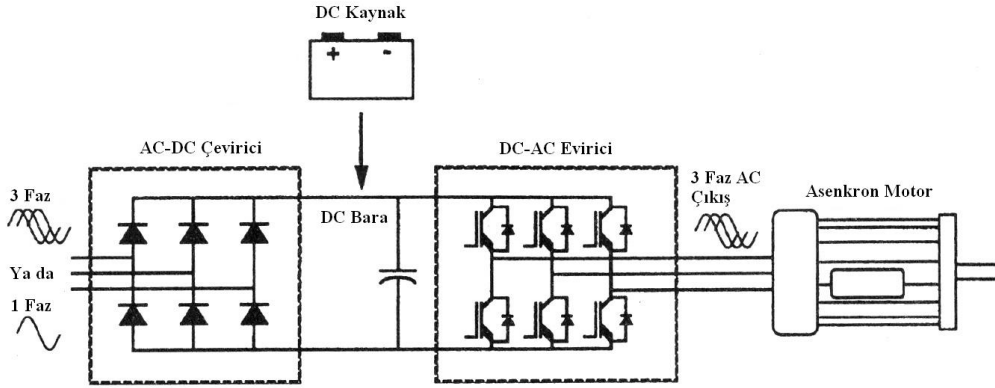
b. Normlaştırılmış genlik-modülasyon indeksi ilişkisi

Sekil 3.13'de, $2p \pm 1$ mertebeden harmoniklerin geniş bir M aralığında baskın olduğu görülmektedir. Fakat $p \pm 2$ mertebeli harmonikler de aynı şekilde önemini korumaktadır. Bu nedenle $p=15$ için başlıca harmonikler 29 ve 31'nci mertebeden, daha küçük harmonikler ise 13 ve 17'nci mertebededir. Genelde hissedilir genlikteki en düşük harmonik $p-2$ mertebededir. p 'nin büyük değerleri için bu harmoniğin mertebesi, kare dalga PWM dalga şeklindeki en alçak harmonik mertebesinden çok daha yüksektir. Bu sebepten artık endüstriyel tasarımlarda Sinüzoidal PWM kullanılmaktadır.

BÖLÜM 4. SÜRÜCÜ TASARIMI VE DENEYSEL ÇALIŞMALAR

Asenkron motor sürücülerinin temeli, frekansı ve genliği kontrol edilebilen AC dalga şeklini üretme esasına dayanır. Farklı tiplerde motor sürücü topolojileri olmasına rağmen en sık kullanılan topoloji çevirici-evirici (converter-inverter) topolojisidir.

Bir sürücüde öncelikle genliği ve frekansı sabit şebekeden çevirici vasıtası ile DC gerilim elde edilir. Evirici ise elde edilen DC gerilimden frekansı ve genliği kontrol edilebilen AC dalga şeklinin üretilmesini sağlar. Çevirici üç fazlı ya da tek fazlı doğrultucu ve bu doğrultucu çıkışındaki bir filtre kapasitöründen oluşur. Evirici ise güç katı, kontrol birimi ve bu iki birim arasında yalıtımı sağlayan yarı iletken sürücü katından oluşmaktadır.

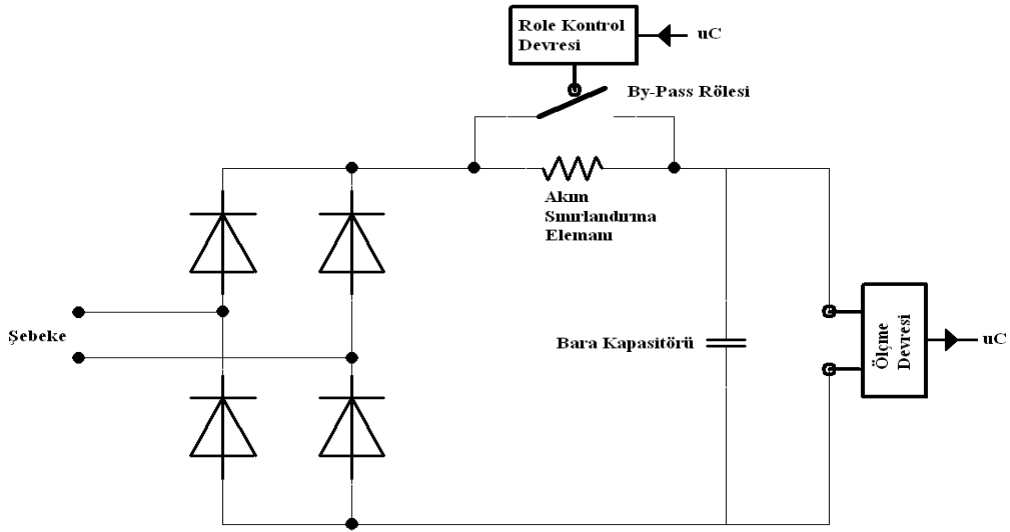


Şekil 4.1. Çevirici-Evirici tabanlı sürücü topolojisi

4.1. Çevirici Birimi

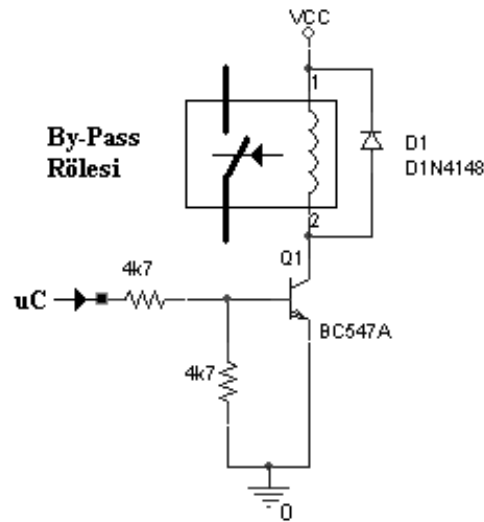
Çevirici biriminin yapısı üç fazlı ya da tek fazlı besleme durumuna göre değişkenlik göstermektedir. Tek fazlı besleme durumunda çevirici birimi, genellikle kontrolsüz tam dalga doğrultucudan oluşmaktadır. Üç fazlı besleme durumunda ise genellikle üç fazlı kontrolsüz tam dalga doğrultucu kullanılmasına rağmen, bazı yüksek güçlü uygulamalarda yarım dalga ya da tam dalga kontrollü doğrultucularda kullanılabilir. Çevirici biriminde ayrıca doğrultucunun çıkışındaki dalgalı DC gerilimi filtrelemek için bara kapasitörü olarak da isimlendirilen bir filtre kapasitörü mevcuttur.

Bilindiği gibi kapasitörler boş iken DC bir gerilimle yüklendiklerinde kaynaktan çok yüksek miktarda şarj akımı çekmektedirler. Doğrultucu çıkışındaki bara kapasitörü sisteme ilk enerji verildiğinde boş olduğundan, şebekeden kısa süreli de olsa yüksek miktarda şarj akım çekmektedir. Doğrultucuda kullanılan devre elemanları ve bara kapasitörü bu aşırı şarj akımlarına karşı dayanıklı olmalarına rağmen, moleküler boyuttaki yıpranmalar zaman içerisinde bahsi geçen devre elemanlarının arızalanmasına neden olmaktadır. Aynı zamanda oluşan bu aşırı akımlar şebeke üzerindeki düşük amperli koruyucu elemanların aşırı akım hatası vermesine sebep olmaktadır. Hem elemanlar üzerindeki moleküler yıpranmayı hem de koruyucu elemanların açmasını engellemek için bara kapasitörü güvenli gerilim seviyesine kadar akım sınırlayıcı direnç ya da NTC üzerinden şarj edilir. Bara gerilimi güvenli seviyeye ulaştığında ise akım sınırlayıcı eleman sistem kontrolörü tarafından kısa devre edilir. Kontrolör kısa devre işlemini, bir kuru kontaklı röle ile gerçekleştirir. Rölenin NO kontağının bağlantısı Şekil 4.2.' de görüldüğü gibi akım sınırlandırıcı elemanı kısa devre edecek şekilde yapılır.



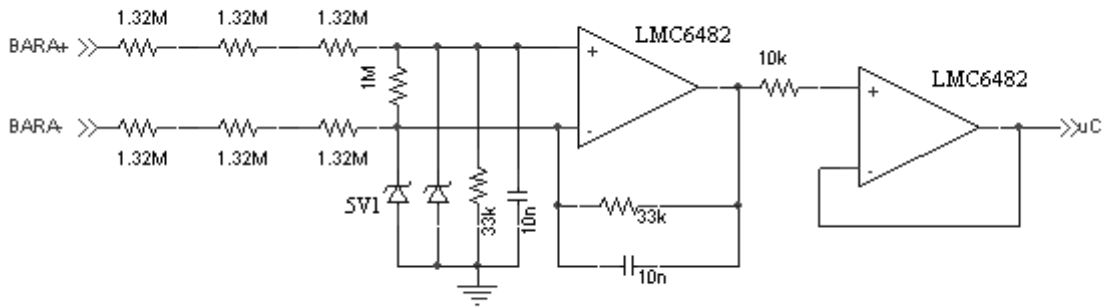
Şekil 4.2. Tek faz beslemeli kontrolsüz tam dalga doğrultuculu çevirici birimi

Sisteme ilk enerji verildiğinde bara gerilimi 80 V seviyelerine gelene kadar kontrolör beslemesi oluşmadığı için bara gerilimi izlenemez. Ancak gerilim seviyesi 80V civarına ulaştığında kontrolöre enerji sağlayan switch-mode kaynak kontrolörü beslemeye başlamaktadır. Bu andan itibaren kontrolör bara gerilimini izleyebilmektedir. Gerilim seviyesi 300 V civarına ulaştığında, kontrolör, kısa devre rölesini kapatarak bara kapasitörünü direkt olarak doğrultucu çıkışına bağlamaktadır.



Şekil 4.3. Röle kontrol devresi

Röle kontrol devresi Şekil 4.3. de olduğu gibi basit bir NPN transistordan ve sürücü dirençlerden oluşmaktadır. Röle bobinine ters paralel bağlı diyotun amacı rölenin anahtarlanması esnasında meydana gelen lenz etkisine karşı transistörü korumaktır. Kontrolör, gerekli bara geriliminin oluştuğuna karar verdiği anda kontrol devresinin uC girişini yükleyerek röle kontağının kapanmasını sağlar.



Şekil 4.4. Bara gerilimi ölçme devresi

Kontrolör, bara gerilimini Şekil 4.4.'deki ölçme devresi üzerinden izler. Burada hem örneklenecek sinyali tamponlamakta, hem de filtrelemektedir. Devrede birinci dereceden filtre kullanılmıştır ve köşe frekansı yaklaşık 500 Hz dir.

Bara kapasitörünün değeri tasarlanacak sürücü gücüne göre değişmektedir. Kapasitör değerini hesaplamak için eviricinin DC baradan çektiği akımın bilinmesi gerekmektedir. Bara akımı denklem (4.1) ile hesaplanır.

$$I_{dc} = \frac{3.V_0.I_0}{V_{dc}} \cdot \cos \phi \quad (4.1)$$

Burada V_0 evirici çıkışındaki faz gerilimi, I_0 eviricinin bir kolundan çekilen faz akımı, ϕ faz açısı, V_{dc} ise bara gerilimidir.

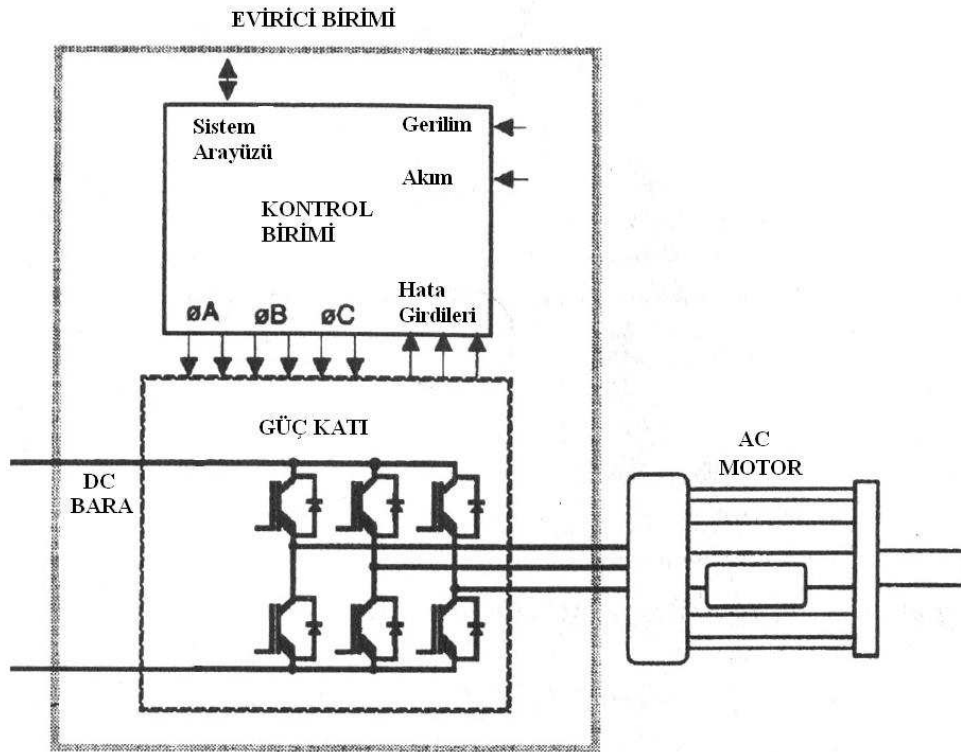
Bara akımı hesaplandıktan sonra bara kapasitörünün değeri denklem (4.2) ile hesaplanabilir.

$$C = \frac{I_{dc} \cdot 8,3 \cdot 10^{-3}}{\Delta V} \quad (4.2)$$

Burada ΔV bara gerilimindeki kabul edilebilir dalgalılık miktarıdır.

4.2. Evirici Birimi

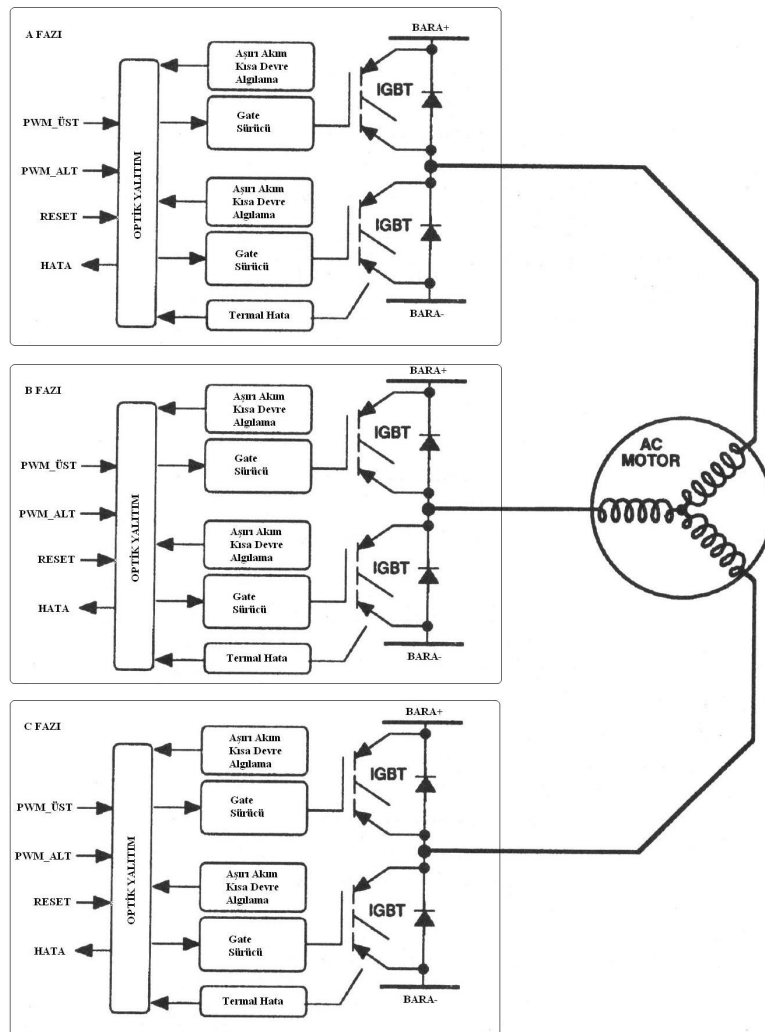
Evirici birimi iki bölümden oluşmaktadır. Birincisi yarı iletken anahtarlar, izolasyon ve koruyucu devrelerden oluşan güç katı, ikincisi ise kontrol algoritmasının oluşturulduğu kontrol birimidir.



Şekil 4.5. Evirici Birimi

4.2.1. Güç katı

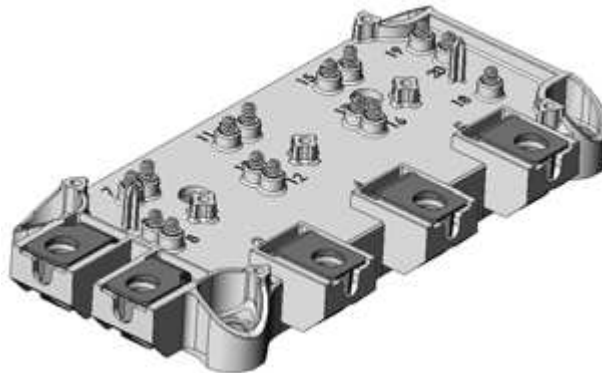
Güç katı, yarı iletken anahtarların bulunduğu anahtarlama birimi ve anahtarlama birimi ile kontrol birimi arasındaki optik yalıtımı sağlayan yarı iletken sürücü biriminden oluşmaktadır. Yarı iletken sürücü birimi aynı zamanda yarı iletkenlerin kontrol ve koruma işlevini de yerine getirmektedir. Her iki birimin tasarımı sistem performansı açısından önem arz etmektedir. Seçilecek olan yarı iletken elemanların anahtarlama karakteristikleri, güç kapasiteleri ve dinamik davranışları sistem performansı üzerinde direkt etkiye sahiptir. Aynı zamanda sürücü devrenin koruma ve kontrol yetenekleri sistem performansını etkileyen bir başka faktördür.



Şekil 4.6. Güç katı

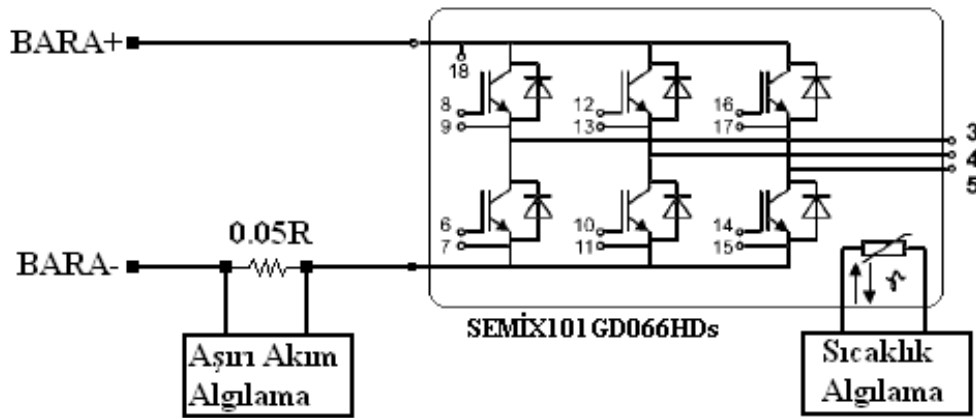
4.2.1.1. Anahtarlama birimi

Anahtarlama birimi, her biri bir faza ait olmak üzere üç adet yarım H-köprüsünden ve bazı ölçme devrelerinden ibarettir. Yarım H-köprüleri DC bara geriliminin anahtarlama ve motor faz akımlarının yönlendirilmesini sağlar. Anahtarlama biriminin tasarımında ayrıık yarı iletken elemanlar kullanılacağı gibi üç fazlı eviriciler için üretilmiş hazır modüller de kullanılabilir. Modül kullanımı PCB tasarımdan kaynaklanan birçok parazit endüktansı ve EMI problemini ortadan kaldırmaktadır. Bu açıdan hazır modüller tasarımcının işini kolaylaştırmaktadır. Ancak hazır modül kullanımı sürücü maliyetini artırıcı bir faktördür. Tasarımcı maliyet-verim analizini iyi yapıp tasarımına buna göre yön vermelidir. Bu tasarımda maliyet belirleyici bir faktör olmadığından Semikron firmasına ait Şekil 4.7 deki SEMIX101GD066HDs hazır modülü kullanılmıştır.

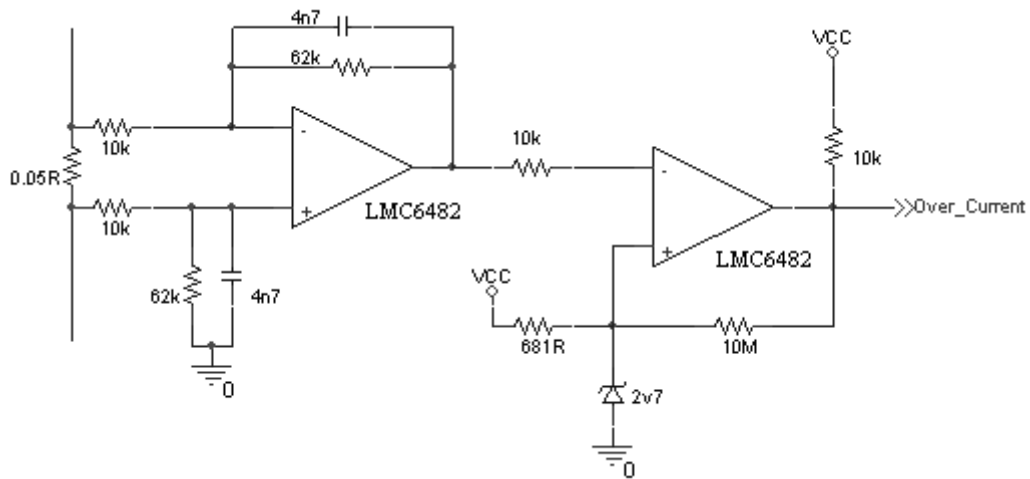


Şekil 4.7. SEMIX101GD066HDs IGBT modül

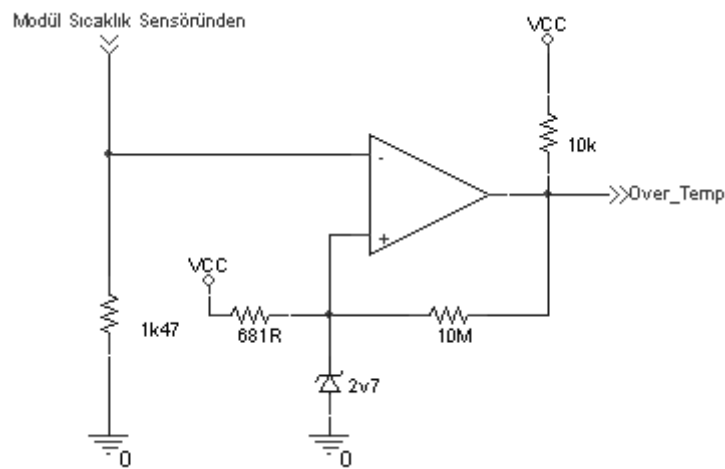
Şekil 4.8. de anahtarlama birimine ait; yarı iletken modül, aşırı akım ve sıcaklık algılama devrelerinin bağlantıları görülmektedir. Aşırı akım algılama devresinin içeriği şekil 4.9' daki gibidir. Burada, baradan çekilen akım $0.05 R$ direnç üzerinden okunmaktadır. Bara akımı ayarlanan değerin üzerine çıktığında "Over_Current" çıkışında hata sinyali üretilmektedir. Kontrolör bu hata sinyalini algıladığında yarı iletkenlerin kontrol sinyallerini keserek sistemi aşırı akıma karşı korumaktadır. Modül sıcaklığı ise modülün kendi iç yapısında bulunan, değeri sıcaklıkla değişen bir direnç üzerinden okunmaktadır. Modül sıcaklığı aşırı yükseldiğinde "Over_Temp" çıkışında hata sinyali üretilerek kontrolörün sistemi koruması sağlanır. Sıcaklık algılama devresinin içeriği 4.10'daki gibidir.



Şekil 4.8. Anahtarlama birimi ve hata algılama devreleri



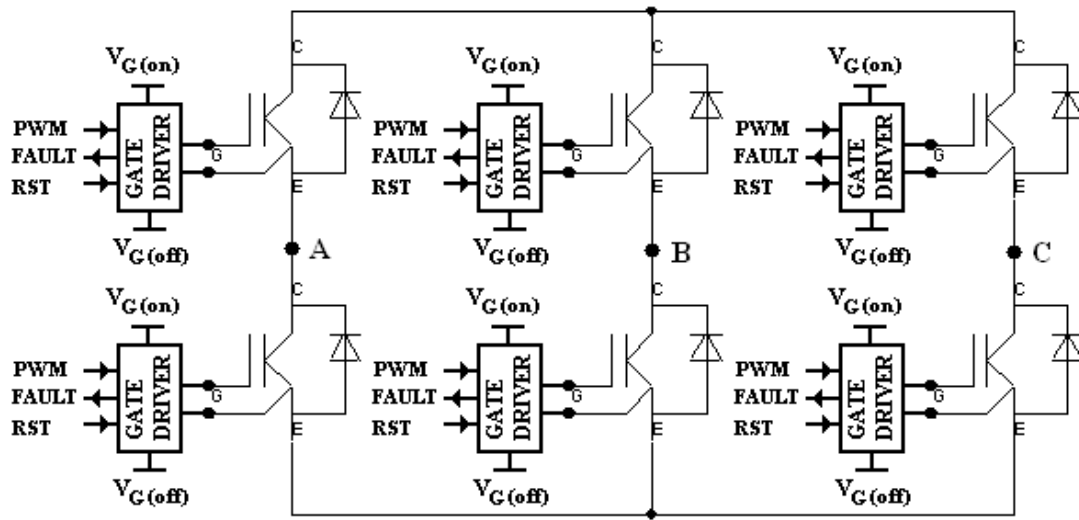
Şekil 4.9. Aşırı akım algılama devresi



Şekil 4.10. Modül Sıcaklığı algılama devresi

4.2.1.2. Yarı iletken sürücü birimi

Yarı iletken sürücü birimi, kontrol birimi ile anahtarlama birimi arasındaki optik yalıtımı sağlamanın yanı sıra bazı kontrol ve koruma işlevlerini de yerine getirmektedir. Şekil 4.11. de üç fazlı köprü evirici için sürücü devrelerin bağlantıları gösterilmiştir. Üstteki IGBT'lerin sürücü devreleri üç ayrı izole kaynaktan beslenmelidir. Aksi halde herhangi bir yarı iletken iletme girdiğinde o faza ait kol diğer sürücü devrelerin referansı üzerinden öteki fazlarla kısa devre olacaktır. Altta IGBT'lerin sürücülerini için tek bir izole kaynak kullanılması yeterli olacaktır. Zira alt IGBT'lerin sürücülerinin referansları DC baranın referansı üzerinden hâlihazırda kısa devredir.

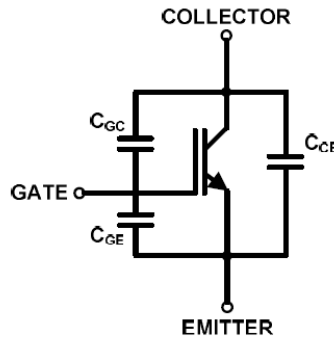


Şekil 4.11. Yarı iletken sürücü birimleri

Yarı iletken sürücü biriminin tasarımına geçmeden önce kullanılan yarı iletkenin (IGBT) anahtarlama karakteristiğinin incelenmesinde fayda vardır.

4.2.1.3. IGBT' lerin anahtarlama karakteristikleri

IGBT' lerin anahtarlama karakteristikleri yapısal kapasiteleri, dahili gate direnci ve harici gate direnci tarafından belirlenir. IGBT sürücü devrenin çıkış gücü hesaplanırken en önemli parametre gate şarjıdır. Bir IGBT en basit anlamda Şekil 4.12. deki gibi eşlenik gate kapasiteleri ile modellenenir.



Şekil 4.12. IGBT kapasiteleri

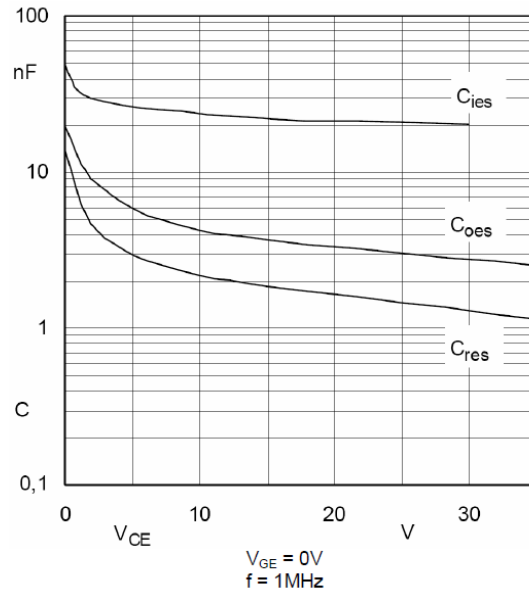
Burada C_{GC} kolektör-gate arasındaki dahili kapasiteyi, C_{GE} gate-emiter arasındaki dahili kapasiteyi, C_{CE} ise kolektör-emiter arasındaki dahili kapasiteyi ifade etmektedir. IGBT kataloglarında bu dâhili kapasiteler IGBT kesimdeyken ki, gerilim bağımlı düşük sinyal kapasiteleri (C_{ies} , C_{res} , C_{oes}) olarak tanımlanmaktadır.

$$C_{ies} = C_{GE} + C_{GC}$$

$$C_{res} = C_{GC}$$

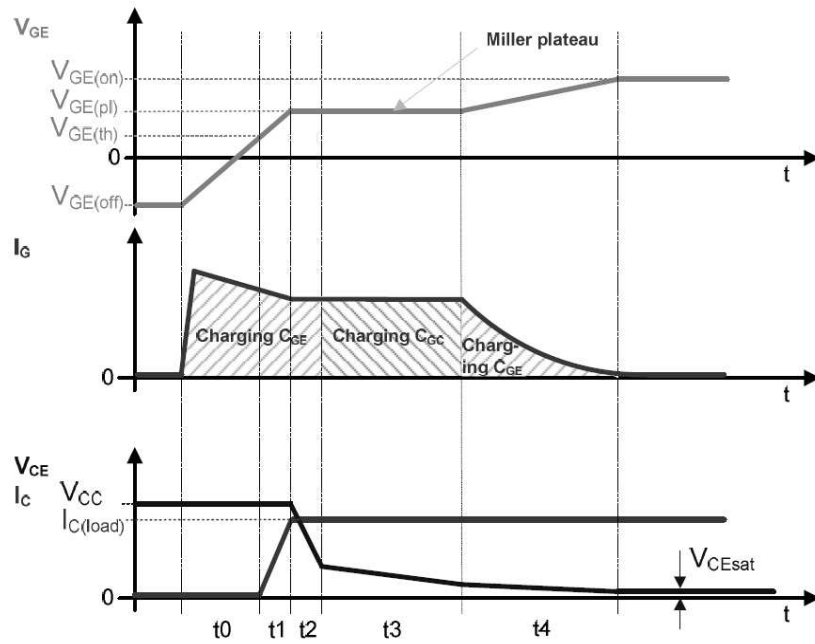
$$C_{oes} = C_{CE} + C_{GC}$$

C_{ies} ; giriş kapasitesini, C_{res} ; geri transfer kapasitesini, C_{oes} ; çıkış kapasitesini ifade etmektedir. IGBT' nin anahtarlama karakteristiğini belirleyen bu kapasiteler sıcaklıktan bağımsızdırlar ancak, Şekil 4.13. de gösterildiği gibi kolektör-emiter gerilimine bağımlıdırlar. Bu bağımlılık büyük ölçüde düşük kolektör-emiter gerilimlerinde kendini göstermektedir.



Şekil 4.13. $C_{ies}, C_{res}, C_{oes} = f(V_{CE})$ eğrisi

Şekil 4.14 de bir IGBT' nin ilettime geçerkenki basitleştirilmiş gate şarj dalga şekillerini göstermektedir. IGBT' lerin ilettime geçme işlemi üç kademeye bölünebilir. Bunlar, IGBT tam doyuma ulaşana kadar gate-emiter kapasitesinin şarj edilmesi, gate-kollektör kapasitesinin şarj edilmesi ve gate-emiter kapasitesinin şarj edilmesi olarak adlandırılabilir.

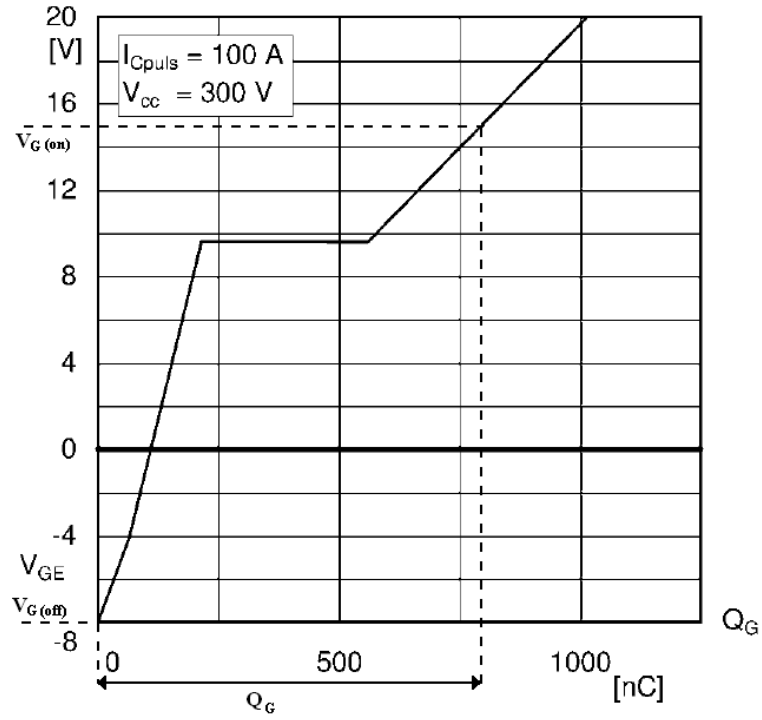


Şekil 4.14. IGBT gate şarj dalga şekli

t_0 Süresi boyunca gate akımı (I_G), giriş kapasitesini (C_{GE}) şarj eder. Bu esnada gate-emiter gerilimi (V_{GE}) eşik değerine (V_{th}) doğru yükselmeye başlar. Bu durumda gate direncinin değerine bağlı olarak birkaç amper akım Gate' e doğru akar. V_{GE} , t_0 süresi boyunca eşik değerinin altında olduğundan bu periyotta kolektörden emitere doğru herhangi bir kolektör (I_C) akımı akmaz. Kolektör-emiter gerilimi (V_{CE}) ise V_{CC} seviyesinde kalır. t_0 Süresi sonunda V_{GE} eşik değerini aşar aşmaz IGBT' nin ilettime geçme işlemi başlar. Kolektör akımı tam yük akıma ulaşmak için yükselir. Bu esnada IGBT' nin serbest geçiş diyotu kendi ters toparlanma akımından dolayı hala iletindedir. Serbest geçiş diyotu t_2 başlangıcına kadar iletimde olacağından, V_{CE} gerilimi hemen düşmeyecektir. t_1 Süresi bitip t_2 süresi başladığında V_{GE} gerilimi Miller vadisi ($V_{GE(pl)}$) değerine ulaşır. Bu esnada serbest geçiş diyotu kesime gider ve V_{CE} gerilimi hızlı bir şekilde düşmeye başlar. t_3 Periyodunda V_{CE} gerilimi saturasyon değerine ($V_{CE(sat)}$) ulaşmak için azalırken, Miller kapasitesinin değeri V_{CE} gerilim düşümü ve gate akımı tarafından şarj edildiğinden artar. Bu süreçte V_{GE} gerilim değeri $V_{GE(pl)}$ seviyesinde sabit kalır. t_4 Süresinin başlangıcında IGBT tam olarak ilettime geçmiştir. Bu sırada V_{GE} gerilimi iletim seviyesine ($V_{GE(ON)}$) ulaşmak için yükselmeye başlar. t_4 Sonunda V_{CE} gerilimi saturasyon seviyesine ($V_{CE(sat)}$) düşer ve gate akımı (I_G) eksponansiyel azalmayla sonlanır ve yarı iletken ilettime geçmiş olur. IGBT nin kesime gitme süreci bu işlemin tam tersi olarak gerçekleşir.

4.2.1.4. Yarı iletken sürücü birimi çıkış gücünün hesaplanması

Sürücü çıkış gücünün hesaplanmasında kullanılan en pratik yöntem IGBT kataloglarında verilen gate-şarj karakteristiğinin kullanılmasıdır. Şekil 2.15 de görüldüğü gibi gate şarj karakteristiği, gate şarjı (Q_G) ile gate-emiter gerilimi (V_{CE}) arasındaki ilişkiyi göstermektedir. Burada toplam gate şarjı, uygulanan gate voltajının genliği göz önüne alınarak bulunabilir. Şekil 4.15 de görüldüğü gibi toplam gate şarjı, iletim gate gerilimi ($V_{G(on)}$) ile kesim gate gerilimi ($V_{G(off)}$) arasında kalan kısımdır. Buda yaklaşık olarak 800 nC dur.



Şekil 4.15. SEMIX101GD066HDs gate şarjı karakteristiği

Düzgün bir anahtarlama için tasarlanacak gate sürücünün minimum çıkış gücü denklem, (4.3) ile hesaplanır.

$$P_{GD(OUT)} = Q_G (V_{G(on)} - V_{G(off)}) f_{sw} \quad (4.3)$$

Burada Q_G ; gate şarjı, $V_{G(on)}$; iletim gate gerilimi, $V_{G(off)}$; kesim gate gerilimi, f_{sw} ; anahtarlama frekansdır.

Sürücü devrenin ortalama akımı ise denklem (4.4) ile tanımlanır. Sağlıklı anahtarlama için tasarlanacak sürücü devre sürekli halde bu akımı yarı iletkenin Gate' ine uygulayabilmelidir.

$$I_G = Q_G f_{sw} \quad (4.4)$$

Sürücü devre tasarımında bilinmesi gereken son parametre gate direncidir. Her IGBT' nin anahtarlama karakteristiği harici gate direncinden (R_G) etkilenir.

Gate direnci iletim ve kesim esnasında gate akımının (I_G) genliğini sınırlandırarak gate kapasitesinin şarj ve deşarj süresini belirlemektedir. Gate direncinin değeri IGBT kataloglarında tavsiye edilen değer seçilerek sürücü tasarımı yapılabilir. Ancak uygulama esnasında tavsiye edilen değer iki katından başlanarak, deneysel gözlemler ile gate direncinin optimize edilmesinde fayda vardır. Gate direncinin tepe değeri denklem (4.5) ile hesaplanır. Tasarlanacak olan sürücü devre bu çok kısa süreli tepe akımlarını sisteme sağlayabilmelidir.

$$I_{GPEAK} = \frac{V_{G(on)} - V_{G(off)}}{R_G - R_{G(int)}} \quad (4.5)$$

4.2.1.5. Yarı iletken sürücü birimin tasarlanması

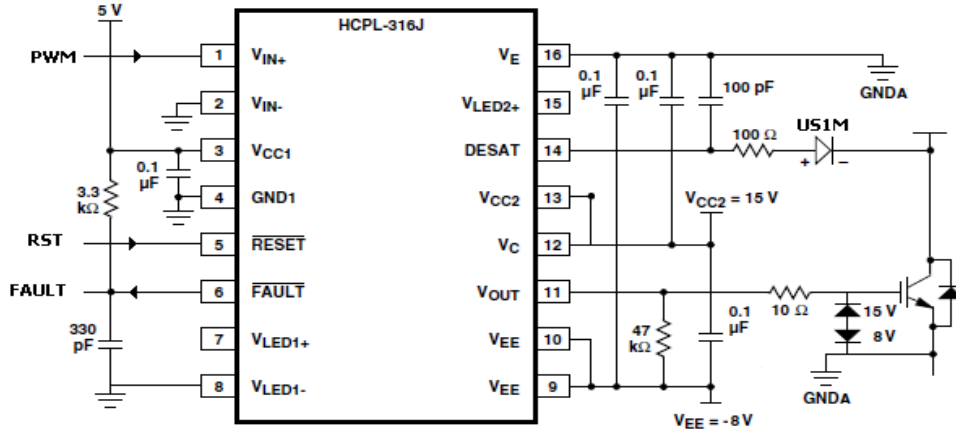
Yapılan çalışmada anahtarlama frekansı $f_{sw} = 16kHz$, kullanılan yarı iletkenin gate şarjı $Q_G = 800nC$, iletim gerilimi $V_{G(on)} = 15V$, kesim gerilimi $V_{G(off)} = -8V$, IGBT katalogunda tavsiye edilen gate direnci $R_G = 10\Omega$, $R_{G(int)} = 2\Omega$ dur. Tüm bu verilerden hareketle yarı iletken sürücü tasarım parametreleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$P_{GD(OUT)} = 294.4mW$$

$$I_G = 12.8mA$$

$$I_{GPEAK} = 1.916A$$

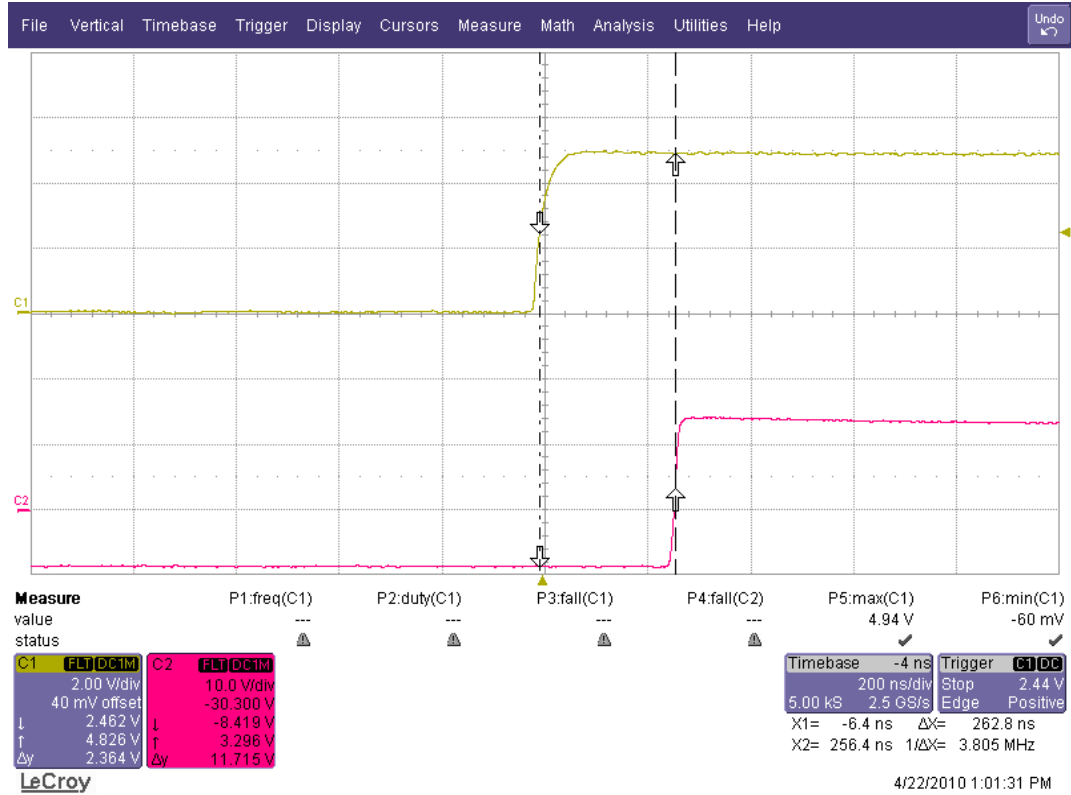
Bu parametrelere göre yarı iletken sürücü devresinin çıkış gücü minimum 500 mW ve kullanılacak yalıtım entegresinin tepe akım değeri minimum 2 A olmalıdır. Bu bilgiler ışığında yalıtım entegresi olarak 2.5A tepe akım değerine sahip Agilent Technologies firmasına ait HCPL 316J entegresi kullanılmıştır. Besleme kaynağı olarak ise izole dört çıkışlı 10W lık switch-mode güç kaynağı tasarlanmıştır ve tek bir kaynak üzerinden tüm sürücü devreler beslenmektedir. Dört adet çıkıştan üçü üst IGBT' lere tahsis edilmiştir. Anahtarlama birimindeki bir IGBT' ye ait sürücü devre Şekil 4.16. daki gibidir. Bu devreden toplam altı adet tasarlanmıştır.



Şekil 4.16. Yarı İletken Sürücü Devresi

Burada HCPL entegresinin 1 numaralı girişine uygulanan PWM sinyali Lojik1 seviyesinde iken IGBT iletme geçer, Lojik0 seviyesinde iken IGBT kesime gider. Şekil 4.17 sürücü devrenin deneysel sonuçlarına aittir. Burada Ch1, HCPL' nin giriş sinyalini, Ch2 ise HCPL' nin çıkış sinyalini (V_{out}) göstermektedir. Giriş sinyali Lojik0 seviyesinde iken HCPL nin çıkış gerilimi (V_{out}) -8V seviyesindedir. Giriş sinyali Lojik1 seviyesine yükseldiğinde V_{out} gerilimi +15V seviyesine yükselmektedir. Ancak bu değişim kaçınılmaz olarak bir gecikme ile gerçekleşmektedir.

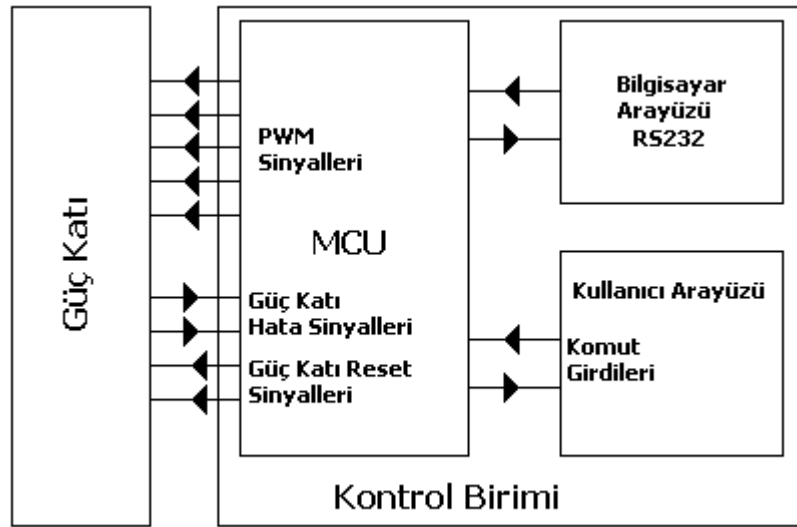
Kullanılan entegrenin en önemli özelliği, de-saturasyon pini üzerinden sürekli olarak IGBT' nin kolektör gerilimini izleyerek herhangi bir aşırı akım durumunda IGBT' yi zarar görmeden kesime götürmesidir. Bilindiği gibi IGBT' lerde kolektör akımının artmasıyla saturasyon gerilimi artmaktadır. Herhangi bir nedenden dolayı IGBT' de kısa devre akımı akmaya başlarsa kolektör gerilimi bu aşırı akıma bağlı olarak yükselecektir. Bu yükselmeden dolayı kolektör gerilimi de-saturasyon pininin eşik değerini aşarsa de-saturasyon diyotu (US1M) tıkmaya gidecektir. Bunun neticesinde de-saturasyon pininden akan source akımı kesildiğinden entegre aşırı akımı algılayıp çıkış tarafını donanımsal olarak kapatarak IGBT' yi korumaktadır. Bu hata optik yalıtım üzerinden giriş tarafına aktarılır ve Fault pini sıfıra çekilerek kontrolöre geri besleme bilgisi gönderilir. Sistemdeki hata giderildikten sonra kontrolör tarafından entegrenin Reset pini vasıtasıyla sürücü sistem tekrar devreye alınır.



Şekil 4.17. Yarı iletken sürücü devrenin giriş-çıkış sinyalleri

4.2.2. Kontrol Birimi

Motor kontrol sistemlerinde, motorun moment-hız cevabını ve diğer işlevselliklerini belirleyen en önemli faktörler kontrol birimi ve kontrol algoritmasıdır. Kontrol birimi, kontrol algoritmasını koşturur, ara-yüz opsiyonlarını gerçekleştirir ve güç katı için anahtarlama sinyalini üretir. Kontrol birimine ait blok diyagram Şekil 4.18 deki gibidir. Blok diyagramdan görüldüğü gibi Kontrol Birimi, bilgisayarla RS232 üzerinden haberleşmesini sağlayan Haberleşme Ara-yüzü, kullanıcının hız, başla/dur, ileri/geri komutlarını girdiği, hız değerini ve yön bilgisini okuduğu Kullanıcı Ara-yüzü ve kontrol algoritmasının koşturulduğu MCU' dan oluşmaktadır.



Şekil 4.18. Kontrol birimi blok diyagramı

Motor kontrolündeki son yenilikler büyük ölçüde kontrol elektroniğinin geliştirilmesine üzerinedir. Dijital kontrol teknikleri bir yandan kontrol algoritmasının gerçekleştirilmesini kolaylaştırırken, diğer taraftan da çok karmaşık algoritmaları uygulanabilir hale getirmektedir. Ayrıca, dijital kontrol teknikleri, donanım üzerinde herhangi bir değişiklik yapmaya gerek duymadan yazılım üzerinden kontrol algoritmasının kolaylıkla modifiye edilmesini sağlamaktadır.

Kontrol elektroniğinin hızındaki ve tümleşik devre tasarımındaki gelişmeler karmaşık algoritmaların düşük maliyetli olarak gerçekleştirilebilmesine olanak sağlamaktadır. Motor kontrol için özel tasarlanmış mikro kontrolörler kontrol için gerekli olan birçok modülü bir arada kullanıcıya sunmaktadır.

Bu çalışmada Freescale firmasının özel olarak motor kontrolü için tasarladığı MC68HC908MR32 entegresi kullanılmıştır. Kontrolörde altı adet PWM çıkışı olan PWM modülü bulunmaktadır. PWM modülü her biri anahtarlama biriminin bir fazını kontrol etmek üzere üç adet eşlenik PWM sinyali üretebildiği gibi, bağımsız altı adet PWM sinyali de üretebilmektedir. Bu PWM sinyalleri simetrik ya da asimetrik olabilmektedirler. Kontrol algoritması gerçekleştirilirken eşlenik PWM çıkışı kullanılarak her bir fazın üst yarı iletkeni için gerekli olan anahtarlama süresi hesaplanıp ilgili kaydediciye yüklendiğinde alttaki yarı iletken için gerekli olan anahtarlama süresi donanımsal olarak alt yarı iletken için üretilmektedir.

Bu iki anahtarlama sinyalleri arasında bulunması gereken ölü zaman, PWM modülü tarafından otomatik olarak koyulmaktadır. Ölü zamanın süresi ise PWM modülün ilgili kaydedicisinden ayarlanabilmektedir.

4.2.2.1. Kontrol algoritması

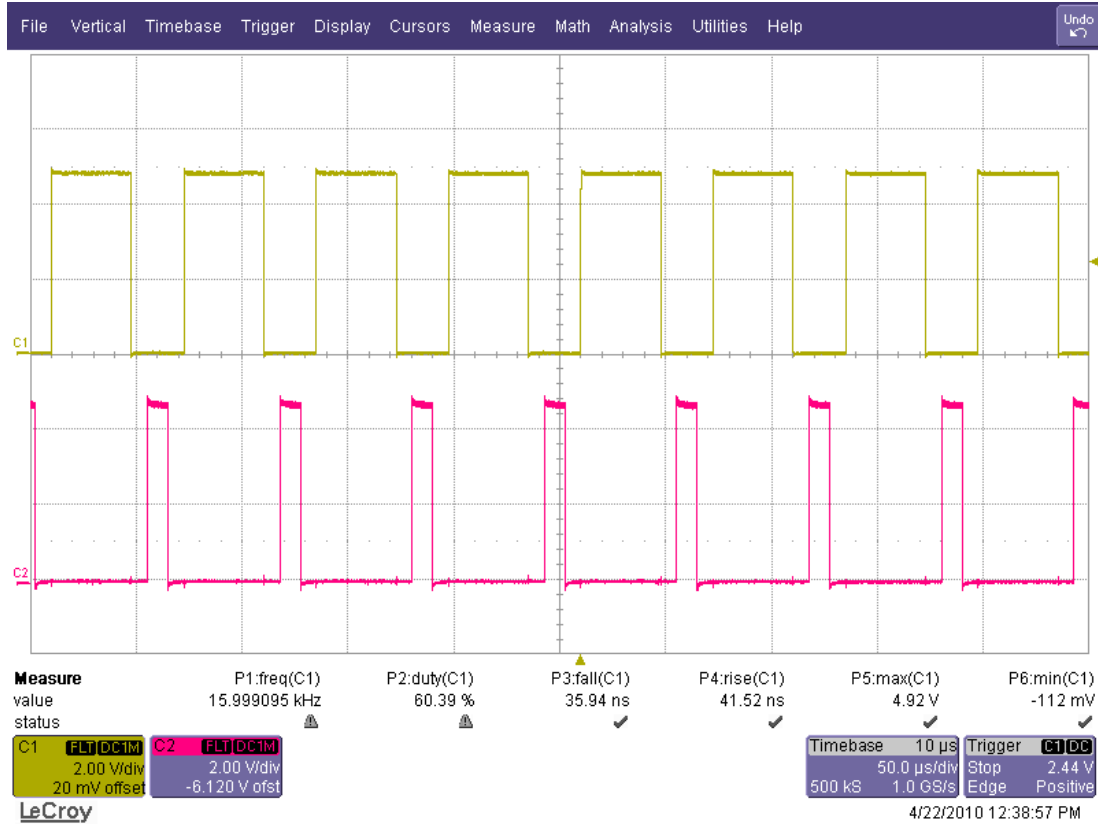
Motor kontrolünde kontrol algoritması iki kısımdan oluşmaktadır. İlk olarak değişken AC dalga şekli üretilmeli, ardından bu dalga şeklinin genliği ve frekansı kontrol edilmelidir. AC dalga şeklini üretme 3. bölümde anlatılan modülasyon teknikleri ile yapılmaktadır. Bu çalışmada modülasyon tekniği olarak üçüncü harmonik ilaveli sinüzoidal PWM kullanılmıştır.

3. bölümde simetrik düzenli örnekleme PWM sinyallerinin Lojik1 ve Lojik0 sürelerinin hesaplanması denklem (3.17) ve (3.18) ile verilmişti. Üçüncü harmonik ilaveli sinüzoidal PWM' de Lojik1 ve Lojik0 süreleri hesaplanırken denklem (3.17) ve denklem (3.18)' deki sinüslü ifadenin yerini 3. bölümde verilen (3.21) ifadesi almaktadır. Bu durumda üçüncü harmonik ilaveli sinüzoidal PWM' de Lojik0 ve Lojik1 süreleri denklem (4.6) ve (4.7) deki gibi hesaplanır.

$$T_0 = \frac{T_s}{4} \left(1 - m \cdot \left(\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \sin(x) + \frac{1}{3\sqrt{3}} \sin(3x) \right) \right) \quad (4.6)$$

$$T_1 = \frac{T_s}{2} \left(1 + m \cdot \left(\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \sin(x) + \frac{1}{3\sqrt{3}} \sin(3x) \right) \right) \quad (4.7)$$

Burada, kullanılan kontrolörün PWM modülünün özelliğinden dolayı, yarı iletkenlerin PWM sinyalleri üretilirken, her bir fazdaki üst yarı iletkene ait PWM sinyalinin Lojik 1 süresi hesaplanarak ilgili PWM kaydedicisine yazılması yeterli olacaktır. İlgili koldaki alt PWM sinyali ve üst-alt PWM sinyalleri arasındaki ölü zaman otomatik olarak PWM modülü tarafından ayarlanmaktadır. Şekil 4.19. çıkış frekansı 10 Hz için üst ve alt yarı iletkenlerin anahtarlama sinyallerini göstermektedir.



Şekil 4.19. 10 Hz çıkış frekansı için PWM sinyalleri

Kontrol algoritması gerçekleştirilirken PWM sinyalleri belirli periyotlara göre güncellenmektedir. Bu güncelleme periyodunun sıklığı çıkış frekansını belirlemektedir. Modülasyon indeksi “m” ise çıkış genliğini belirlemektedir.

4.2.2.2. Çıkış frekansının değiştirilmesi

Çıkış frekansı güncelleme oranı (ΔT) ve bir periyotta sinüs tablosundan alınan örnek sayısına göre belirlenir.

$$f_{\text{çıkı}} = \frac{1}{\Delta T \cdot (\text{örnek_sayısı})} \quad (4.8)$$

Çıkış frekansını değiştirmek için ya alınan örnek sayısı değiştirilmeli ya da güncelleme oranı değiştirilmelidir. Güncelleme oranı PWM periyodu tarafından belirlendiğinden çıkış frekansını değiştirmek için genellikle güncelleme oranı sabit tutulurken, tablodan alınan “örnek sayısı” değiştirilir.

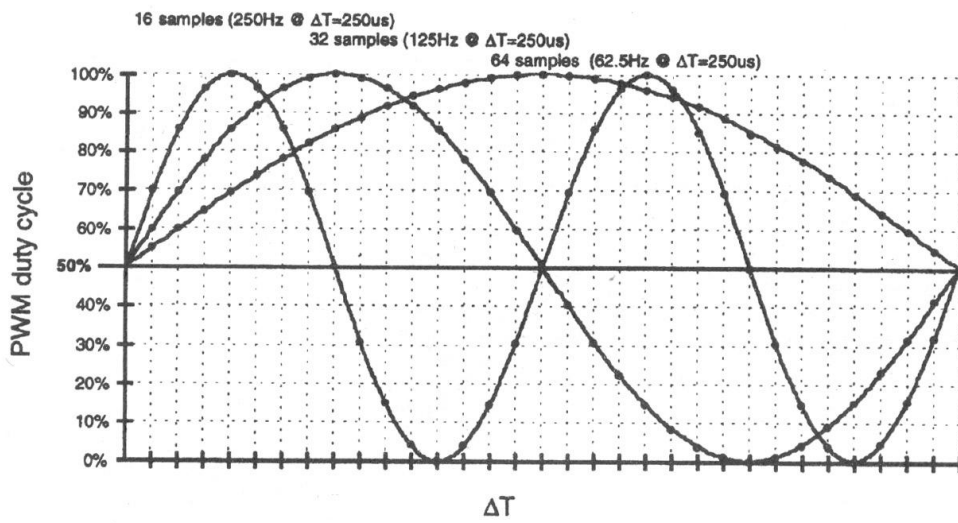
Tablodan alınan örnek sayısı ise her güncelleme periyodunda tablodan kaçınıcı örneğin alınacağını belirleyen “artış değeri” ni değiştirerek kolayca değiştirilebilir. Bu durumda alınan örnek sayısı denklem (4.9)’ daki gibi ifade edilir.

$$\text{örnek_sayisi} = \frac{\text{tablo_boyutu}}{\text{artis_degeri}} \quad (4.9)$$

Öyleyse çıkış frekansının yeni ifadesi eşitlik 4.10 ile verilebilir.

$$f_{\text{çıkı}} = \frac{\text{artis_degeri}}{\Delta T \cdot (\text{tablo_boyutu})} \quad (4.10)$$

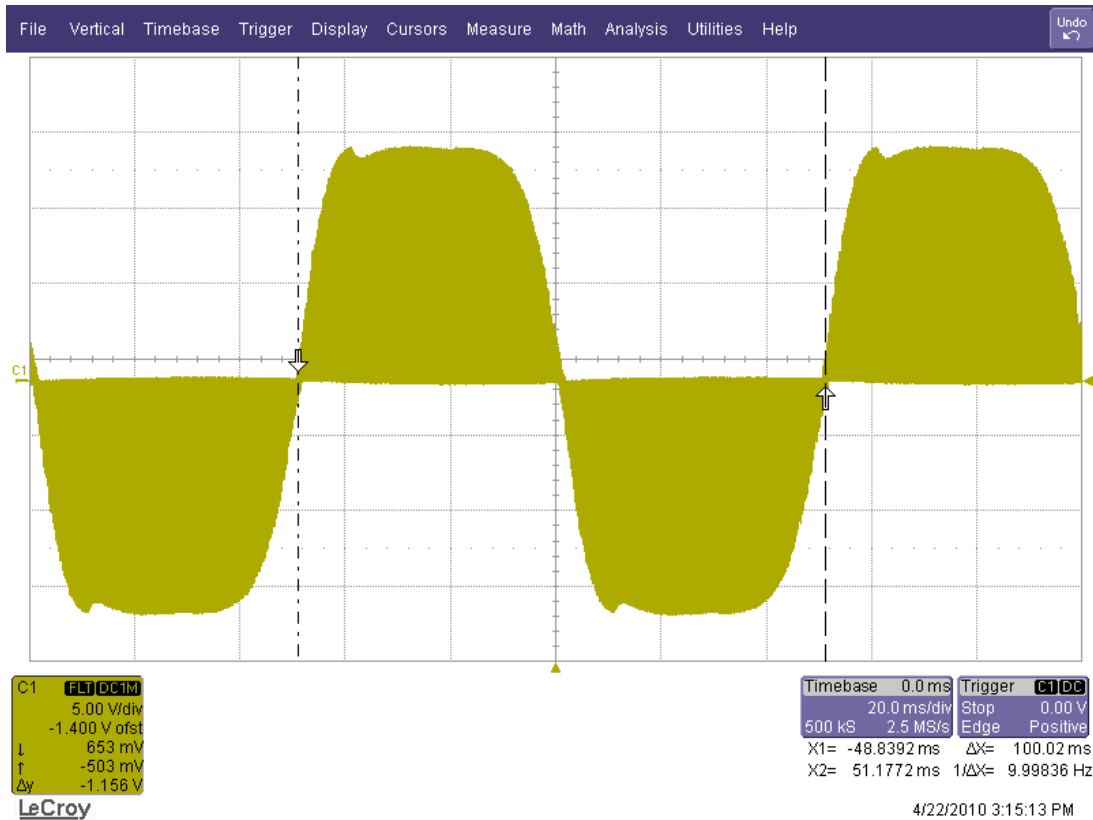
Şekil 4.20 güncelleme oranı sabit iken sinüs tablosundan alınan örnek sayısı değiştirildiğinde çıkış frekansının nasıl değiştiğini göstermektedir.



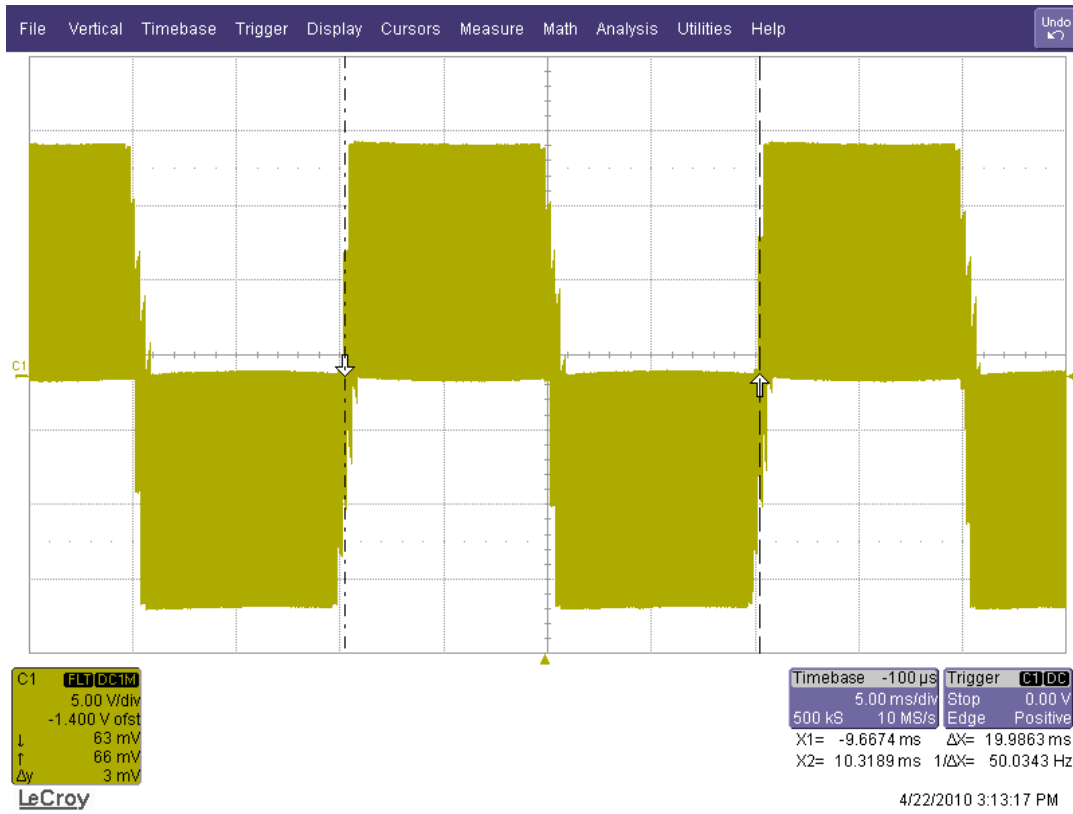
Şekil 4.20. Çıkış frekansının değiştirilmesi

4.2.2.3. Çıkış genliğinin değiştirilmesi

PWM sinyallerinin Lojik1 süreleri çıkış gerilimin genliğini etkilemektedir. Bu durum denklem (4.7)' de olduğu gibi modülasyon indeksi “m” ile ifade edilir. Asenkron motorların oransal kontrolünde modülasyon indeksini V/f oranı belirler. Nominal şartlarda 50 Hz, 380V şebeke koşullarında V/f oranı 7.6 dır. Ancak sürücünün faz-faz arası maksimum çıkış gerilimi 311V dur. Bu durumda yeni V/f oranı 6.22 olacaktır. Modülasyon indeksi bu değer için 1' e eşittir. Çıkış frekansı azaltıldıkça V/f oranının sabit kalması için çıkış gerilimi de azaltılır. Öyleyse çıkış frekansının azaltıldığı oranda modülasyon indeksi azaltılırsa çıkış gerilimi sabit moment koşulunu sağlayacak şekilde azaltılmış olur. Bir başka deyişle istenilen çıkış frekansının sürücünün maksimum çalışma frekansına (50Hz) oranı modülasyon indeksini verir. Sırasıyla Şekil 4.21 ve 4.22 de 10Hz ve 50 Hz için çıkış gerilimin dalga şekli verilmiştir.



Şekil 4.21. 10 Hz için çıkış gerilimi dalga şekli



Şekil 4.22. 50 Hz için çıkış gerilimi dalga şekli

BÖLÜM 5. SONUÇLAR

Bu çalışmada açık çevrim oransal kontrol ile 750W'lık bir asenkron motorun hız kontrolü sağlanmıştır.

Yapılan deneysel çalışmalar neticesinde asenkron motorun düşük frekanslı çalışma bölgesi dışında sabit moment altında tahrik edilebileceği gözlemlenmiştir. Düşük frekanslı bölgede ise çıkış momentinde kararsızlıkların başladığı görülmüştür. Açık çevrim oransal kontrolün sadece merkez kaç yüklerde uygulanabilirliği sonucuna varılmıştır. Zira motor mili yüklendiğinde, kontrol sistemi için geri besleme olmadığından kontrolör yeni yüke göre gerekli ileri beslemeyi yapamamaktadır. Bu nedenle değişken yüklü uygulamalarda ya kapalı çevrim oransal kontrol kullanılmalı ya da vektör kontrol yöntemi kullanılmalıdır sonucuna varılmıştır.

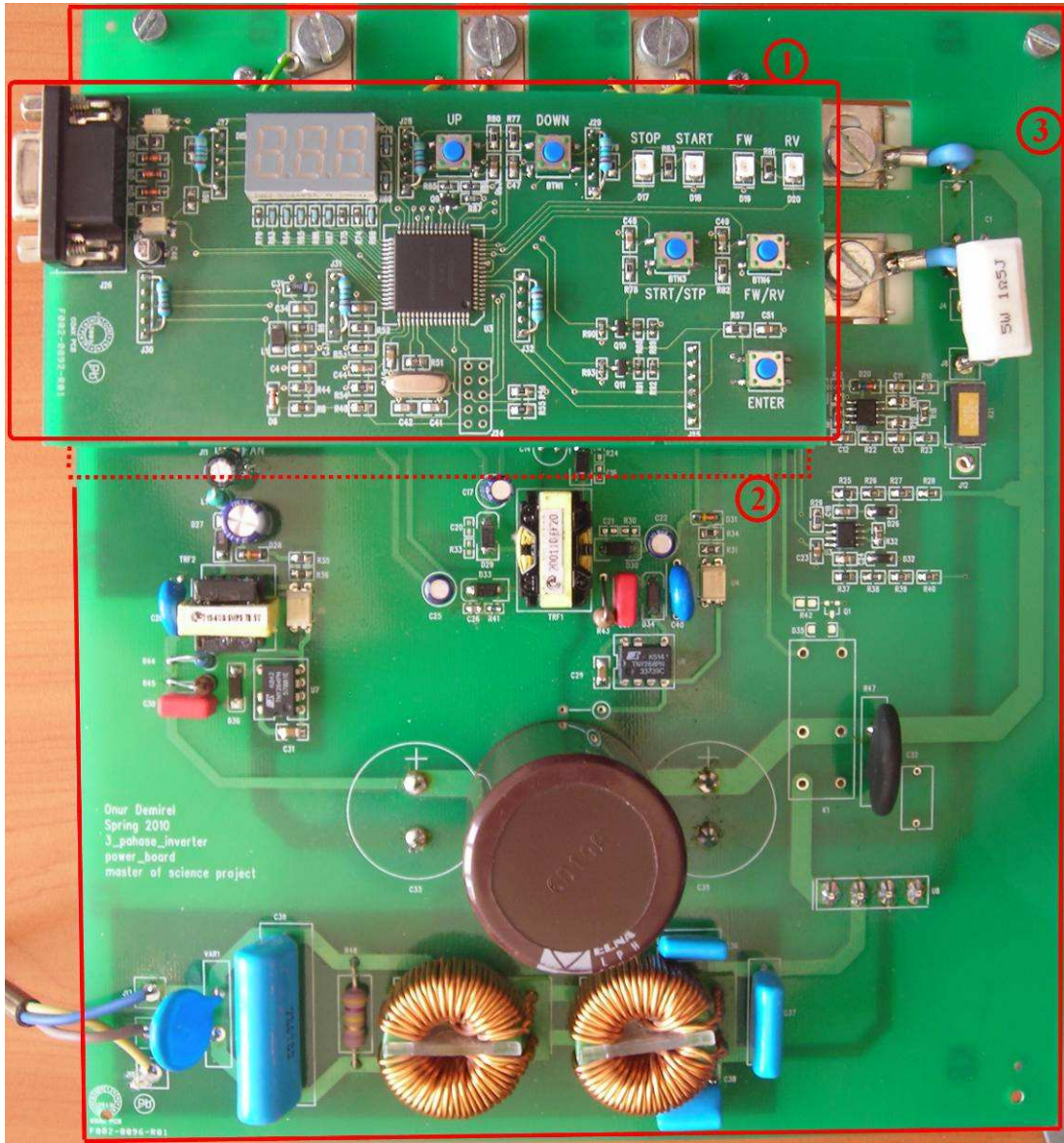
Diğer taraftan kullanılan modülasyon tekniğinin de fonksiyonelliği test edilmiştir. Sistemde üçüncü harmonik ilaveli SPWM kullanımıyla tüm çalışma frekanslarında aşırı modülasyon bölgesine kaymadan AC dalga şeklini üretebilirliği gözlemlenmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] ARİFOĞLU, U., Güç Elektroniği Endüstriyel Uygulamaları, 2005.
- [2] BARNES, M., Variable Speed Drives and Power Electronics, Elsevier, 2003.
- [3] CATHEY, J.J., Electric Machines Analysis and Design Applying Matlab, Mc Graw Hill, 2001.
- [4] GÜLGÜN, R., Güç Elektroniği, Yıldız Teknik Üniversitesi Yayını, 1995.
- [5] HINDMARSH, J., RENFREW, A., Electrical Machines and Drive Systems, Butterworth Heinemann, 1996.
- [6] KRAUSE, P.C., Analysis of Electric Machinery, Mc Graw Hill, 1987.
- [7] MOHAN, N., UNDELAND, T.M., ROBBINS, Power Electronics Converters, Applications and Design, W.P., 2003.
- [8] RASHID, M.H., Power Electronics Handbook, Academic Press, 2001.
- [9] SEN, P.C., Principles of Electric Machines and Power Electronics, John Wiley, 1997.
- [10] WILLIAMS, B.W., Power Electronics, Devices, Drivers and Applications, John Wiley & Sons, 1987.
- [11] VALENTINE, R., Motor Control Electronics Handbook, MC Graw Hill, pp. 1998.

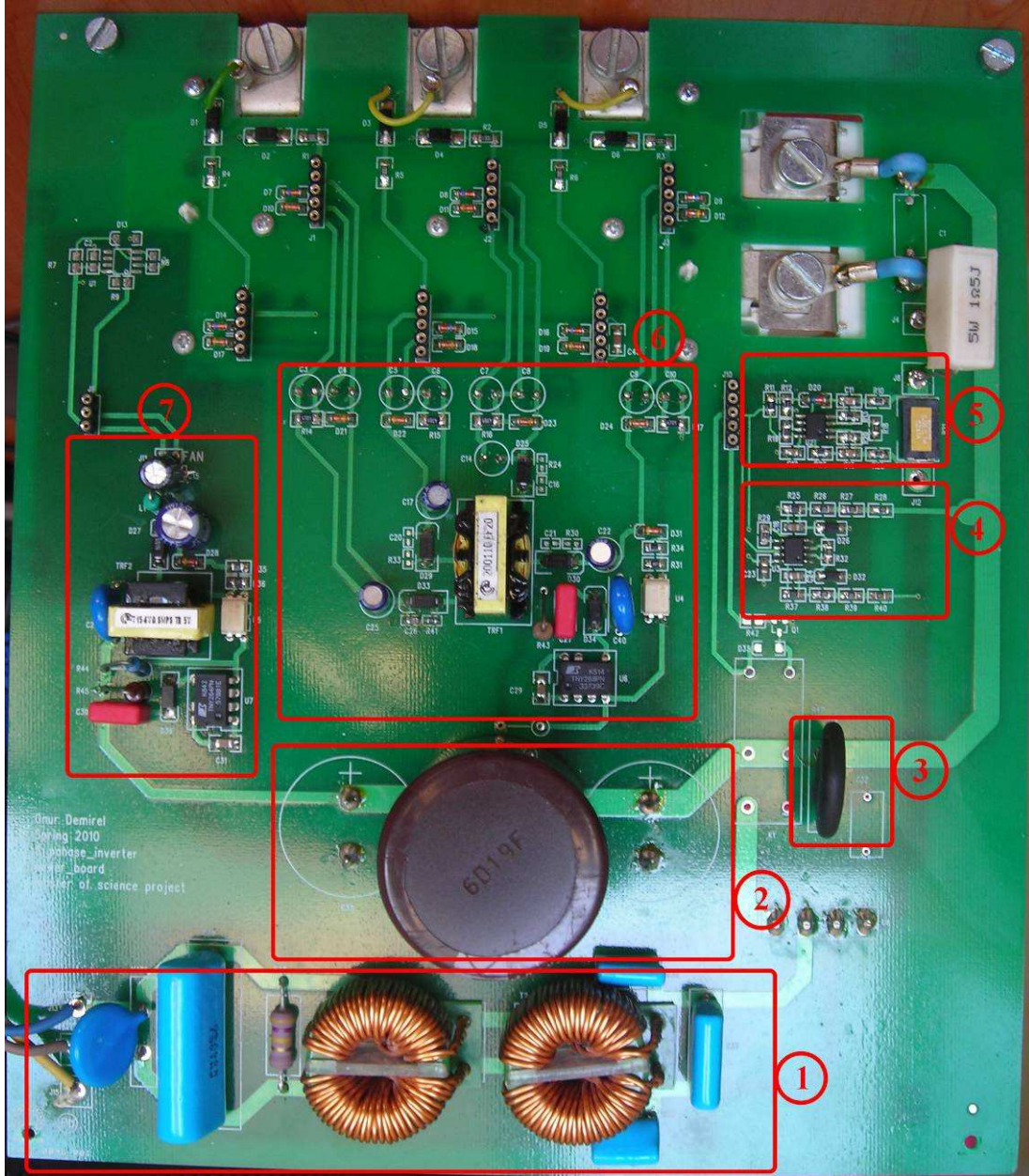
EKLER

Ek A. Tasarlanan Sürücü Devrenin Resimleri



Şekil A.1. Tasarlanan sürücü devrenin üstün görünümü

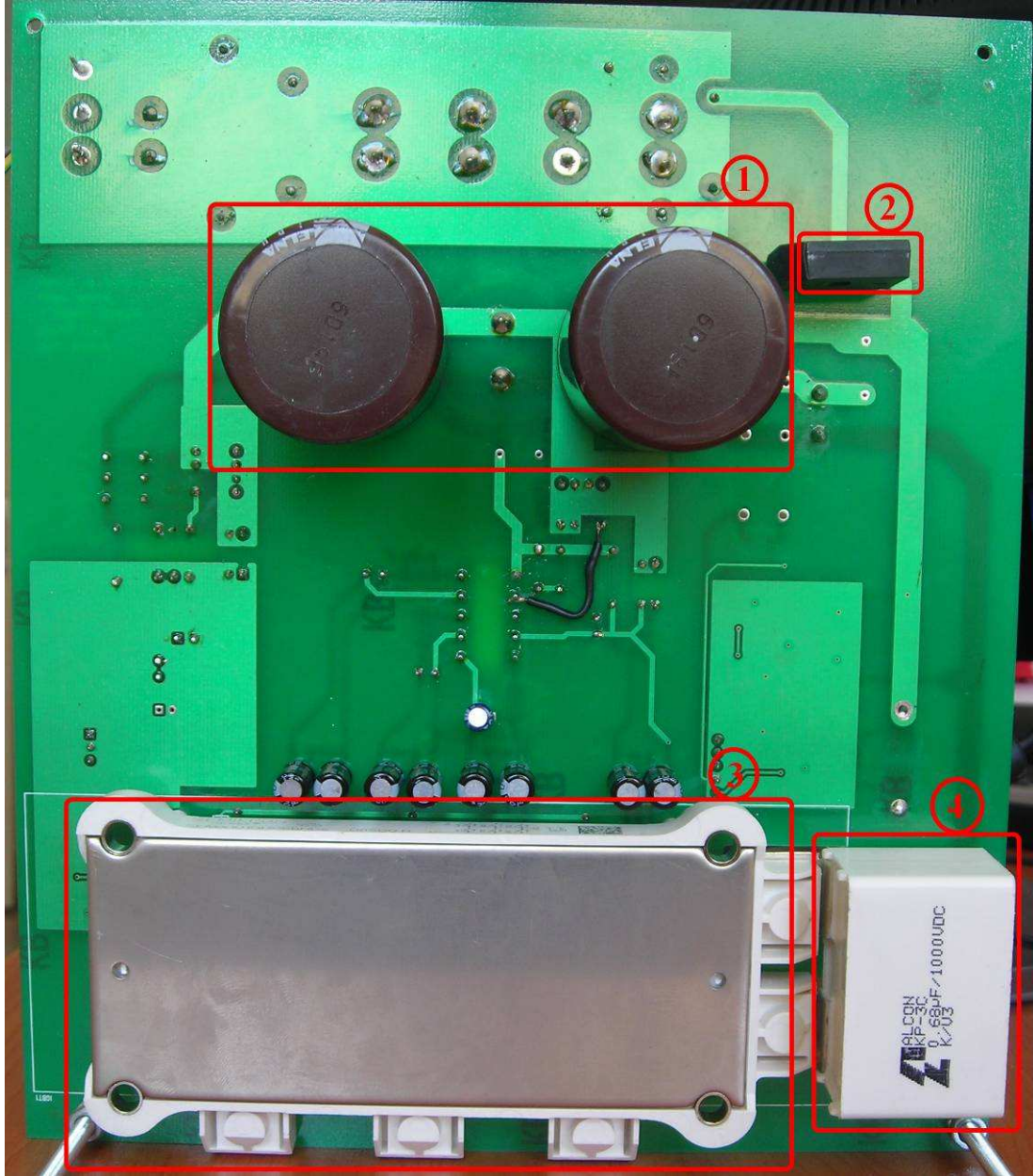
Şekil A.1.' de (1), (2) ve (3) numaralı kırmızı çerçeveler ile gösterilen birimler sırasıyla; kontrol birimi, yarı iletken sürücü birimi ve güç katıdır. Yarı iletken sürücü birimi kontrol birimi ile güç katı arasında kaldığı için resimde gözükmemektedir. Yarı iletken sürücü birimi Şekil A.2. da gösterilmiştir.



Şekil A.2. Sürücü devreye ait güç katının üstten görünümü

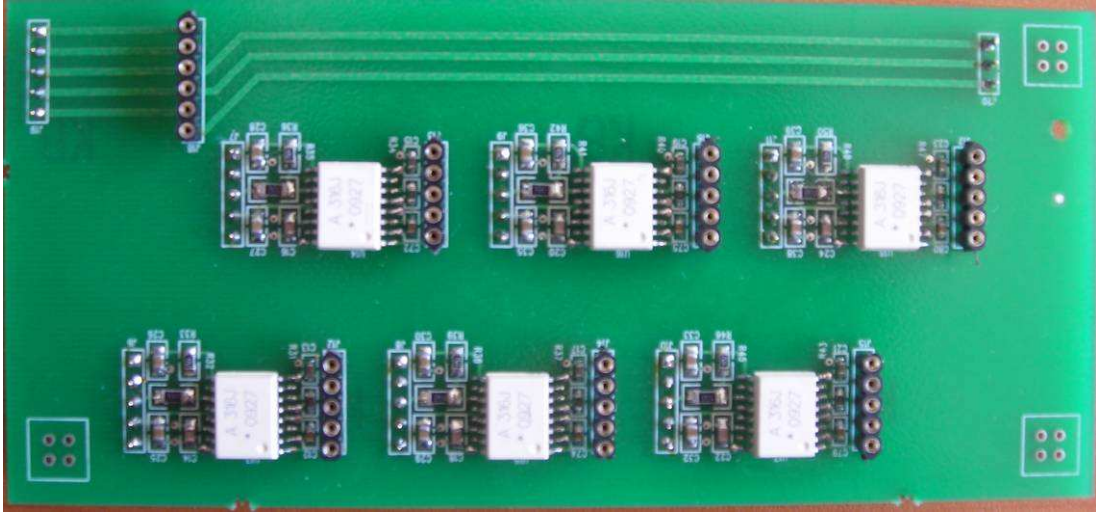
Şekil A.2' de (1), (2), (3), (4), (5), (6) ve (7) ile numaralandırılmış kırmızı çerçeveler ile gösterilen birimler sırasıyla; giriş filtresi, bara kapasitörü (iki adet kapasitör alt taraftan monta edilmiştir), NTC, bara gerilimi ölçme birimi, bara akımı ölçme birimi,

yarı iletken sürücü birimi besleme kaynağı, kontrol birimi besleme kaynağıdır. Yurt içi piyasada hesaplanan güçte ,yeterli pine sahip SMPS (Switch Mode Power Supply) trafo karkası bulunamadığından iki adet besleme kaynağı kullanılmıştır. Endüstriyel tasarımlarda genellikle tek besleme kaynağı kullanılmaktadır.



Şekil A.3. Sürücü devreye ait güç katının alttan görünümü

Şekil A.2' de (1), (2), (3) ve (4) ile numaralandırılmış kırmızı çerçeveler ile gösterilen birimler sırasıyla; bara kapasitörleri, doğrultucu, yarı iletken modül, bara kırırtı kapasitörüdür.



Şekil A.4. Sürücü devreye ait yarı iletken sürücü birimi

ÖZGEÇMİŞ

Onur Demirel, 20.07.1982 tarihinde Gümüşhane' de doğdu. İlk, orta ve lise eğitimini Trabzon' da tamamladı. Sakarya Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden 2006 yılında mezun oldu. 2008–2010 yılları arasında Federal Elektrik A.Ş.' de Ar-Ge Mühendisi olarak görev yaptı. 2010 yılından itibaren Enel Enerji A.Ş.' de Ar-Ge Mühendisi olarak çalışma hayatına devam etmektedir.