

**PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**TEK FAZ ASENKRON MOTOR YERİNE KULLANILACAK ÜÇ FAZ  
MOTORLARIN GÖVDESİNE YERLEŞTİRİLEN HIZ KONTROL  
CİHAZININ TASARIMI VE UYGULAMASI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Mustafa TÜMBEK**

**Anabilim Dalı: Elektrik-Elektronik Mühendisliği**

**Programı : Elektrik-Elektronik Mühendisliği**

**Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Sinan KIVRAK**

**MAYIS 2012**

## YÜKSEK LİSANS TEZ ONAY FORMU

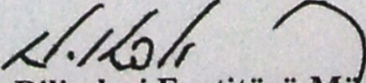
Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü 101181022 nolu öğrencisi Mustafa TÜMBEK tarafından hazırlanan “TEK FAZ ASENKRON MOTOR YERİNE KULLANILACAK ÜÇ FAZ MOTORLARIN GÖVDESİNE YERLEŞTİRİLEN HIZ KONTROL CİHAZININ TASARIMI VE UYGULAMASI” başlıklı tez tarafımızdan okunmuş, kapsamı ve niteliği açısından bir Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Sinan KIVRAK (PAÜ)

Jüri Üyesi : Doç. Dr. Orhan KARABULUT (PAÜ)

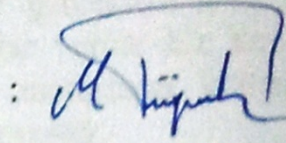
Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. Selami KESLER (PAÜ)

Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 01/08/2012... tarih ve ....19/2.3.... sayılı kararıyla onaylanmıştır.

  
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü  
Prof. Dr. Nuri KOLSUZ

Bu tezin tasarımı, hazırlanması, yürütülmesi, araştırmalarının yapılması ve bulgularının analizlerinde bilimsel etiğe ve akademik kurallara özenle riayet edildiğini; bu çalışmanın doğrudan birincil ürünü olmayan bulguların, verilerin ve materyallerin bilimsel etiğe uygun olarak kaynak gösterildiğini ve alıntı yapılan çalışmalara atfedildiğine beyan ederim.

İmza

: 

Öğrenci Adı Soyadı : Mustafa TÜMBEK

## ÖNSÖZ

Uygulamada hız kontrol cihazları, motordan bağımsız olarak kullanılmakta olup cihazların fiyatları yüksektir. Eysel ve küçük sanayi uygulamalarında tek fazlı motorlar yaygın şekilde kullanılmaktadır. Fiyatı pahalı, verimi düşük olan tek faz motorların yerine daha ucuz ve daha verimli 3 faz motorların, gövdesine yerleştirilmiş hız kontrol cihazları ile birlikte kullanılması, ucuzluğunun yanı sıra küçüklüğü ile de tercih edilebilir. Bu çalışmada gücü 2,2 kW'a kadar olan üç fazlı sincap kafesli asenkron motorların hız kontrolü tek faz kaynaktan gerçekleştirilmiştir. Çeşitli MOSFET sürme devreleri ve PWM teknikleri bu uygulamada incelenmiş ve düşük maliyetli devreler gerçekleştirilmiştir. Çalışmalar sonucunda maliyeti yüksek ve verimi düşük motorlar yerine hız kontrol cihazı gövdesine yerleştirilmiş, düşük maliyetli üç fazlı motorların kullanılabileceği gösterilmiştir. Bulgular, analiz ekleri ve sonuçlar sunulmuştur.

Mayıs 2012

Mustafa TÜMBEK

(Elektrik – Elektronik Mühendisi)

# İÇİNDEKİLER

## Sayfa

<b>ÖZET</b> .....	<b>xii</b>
<b>SUMMARY</b> .....	<b>xiii</b>
<b>1. GİRİŞ</b> .....	<b>1</b>
1.1 Tezin Amacı .....	2
1.2 Literatür Özeti .....	3
<b>2. GENEL BİLGİLER</b> .....	<b>6</b>
2.1 Asenkron Motorlar .....	6
2.1.1 Asenkron Motor Yapısı.....	7
2.1.2 Asenkron Motor Çalışma Prensibi .....	8
2.1.2.1 Asenkron Motorda Hız.....	8
2.1.2.2 Rotor Kayması.....	8
2.1.2.3 Rotor Elektriksel Frekansı.....	9
2.1.3 Asenkron Motor Eşdeğer Devresi .....	10
2.1.4 Asenkron Motorda Güç Kayıpları.....	11
2.1.5 Asenkron Motorda Moment - Hız İlişkisi .....	12
2.1.6 Asenkron Motorda Yol Verme Teknikleri .....	13
2.1.6.1 Tek Fazlı Asenkron Motorlara Yol Verme .....	14
Yardımcı Sargılı Motorlar.....	14
Kondansatör Yol Vermeli Motorlar .....	14
Daimi Kondansatörlü Motorlar .....	15
Çift Kondansatörlü Motorlar.....	15
2.1.6.2 Üç Fazlı Asenkron Motorlara Yol Verme.....	15
Doğrudan Yol Verme (Direk Yol Verme) .....	15
Düşük Gerilimle Yol Verme .....	16
Yıldız – Üçgen Yol Verme .....	16
Ototransformatör İle Yol Verme.....	16
Direnç İle Yol Verme.....	16
Bilezikli Asenkron Motorlarda Yol Verme.....	16
Elektronik Sürücülü Yol Verme.....	16
2.1.7 Asenkron Motorda Hız Kontrolü .....	17
2.1.7.1 V/f Kontrol Teorisi.....	17
2.2 Üç Fazlı DC-AC Eviricilerde PWM.....	18
2.2.1 120° İletimli Kare Dalga Evirici .....	19
2.2.2 180° İletimli Kare Dalga Evirici .....	21
2.2.3 PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu) .....	22
2.2.3.1 SPWM .....	23
Tek Kutuplu SPWM.....	24
Çift Kutuplu SPWM.....	26
2.3 Bir Faz Beslemeli Üç Faz İnverter Tasarımı .....	28

2.3.1 MOSFET .....	28
2.3.1.1 Genel Bilgiler .....	28
2.3.1.2 Anahtarlama Karakteristiği .....	30
2.3.1.3 Soğutucular .....	31
2.3.2 MOSFET Sürme Devreleri.....	33
2.3.2.1 Önyüklemeli (Bootstrap) Sürme Devreleri .....	34
2.3.2.2 İzoleli Sürme Devreleri .....	37
2.3.3 Optik Yalıtıcılar.....	38
2.3.4 Mikrodenetleyici .....	39
<b>3. MATERYAL VE METOT .....</b>	<b>41</b>
3.1 Materyal.....	41
3.1.1 Asenkron Motor .....	42
3.1.2 Doğrultucu.....	42
3.1.3 Tam Köprü Üç Faz İnverter .....	43
3.1.4 MOSFET Sürücü Devreleri.....	44
3.1.4.1 Önyüklemeli Sürme Devreleri .....	44
Transistörlü Önyüklemeli Sürme Devreleri.....	44
Entegreli Önyüklemeli Sürme Devreleri.....	45
3.1.4.2 Bağımsız Kaynaklı Sürücü Devresi .....	46
3.1.4.3 Kayıplar .....	48
3.1.4.4 Soğutucu Seçiminin Yapılması .....	48
3.1.5 Kontrol Devresi .....	49
3.2 Metot.....	51
3.2.1 PWM Sinyallerinin Oluşturulması .....	51
<b>4. BULGULAR ve TARTIŞMA .....</b>	<b>54</b>
<b>5. SONUÇ.....</b>	<b>64</b>
<b>6. KAYNAKÇA .....</b>	<b>65</b>
<b>7. EKLER.....</b>	<b>67</b>

## **KISALTMALAR**

<b>PWM</b>	: Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse-Width Modulation)
<b>SPWM</b>	: Sinusoidal PWM
<b>MOSFET</b>	: Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
<b>SVPWM</b>	: Uzay Vektör PWM (Space Vector PWM)
<b>VSI</b>	: Gerilim Beslemeli Evirici (Voltage Source Inverter)
<b>THD</b>	: Toplam Harmonik Bozunumu (Total Harmonic Distortion)
<b>HP</b>	: Beygir Gücü (Horse Power)
<b>LED</b>	: Işık Yayan Diyot (Light Emitting Diode)
<b>PIC</b>	: Çevresel Arayüz Denetleyicisi (Peripheral Interface Controller)

## TABLO LİSTESİ

### Tablolar

1.1 : Sincap kafesli asenkron motor fiyatları (Firma: Fabrika Market).....	1
1.2 : Asenkron motor verimleri tablosu (Üretici : GAMAK).....	1
1.3 : Hız kontrol cihazı fiyatları (Firma: Fabrika Market).....	2
2.1 : Kilitli rotor halindeki 3 fazlı asenkron motorların çıkış gücü (HP)/giriş gücü(KW) başına oranı.....	13
2.2 : 120° Güç elemanlarına uygulanan sinyal tablosu.....	20
2.3 : 180° anahtarlama 6 bölge anahtarlama tablosu.....	21
2.4 : p=10 ve modülasyon oranı=1 olan SPWM için değerler tablosu.....	26
2.5 : p=10 ve modülasyon oranı=1 olan SPWM'in harmonik tablosu.....	26
3.1 : 3 fazlı asenkron motorların katalog bilgileri üretici: GAMAK.....	42
4.1 : Rotor hız değerleri tablosu.....	59
4.2 : Frekans – Gerilim tablosu.....	60
4.3 : İnverter güç kayıp tablosu.....	60
4.4 : Sistem fiyatları.....	63



## ŞEKİL LİSTESİ

### Şekiller

2.1	: Sincap kafesli asenkron motor kesiti .....	7
2.2	: Asenkron motorun faz başına kilitli rotor eşdeğer modeli.....	10
2.3	: Transformator ve asenkron motor mıknatıslanma eğrisi .....	10
2.4	: Frekans-Moment-Güç-Akım-Kayma ilişki grafiği .....	18
2.5	: Tam köprü inverter modeli .....	19
2.6	: 120 derece kare dalga sinyali .....	20
2.7	: 120 derece kare dalga faz-faz gerilim grafiği .....	20
2.8	: 180 derece kare dalga faz – nötr gerilim grafiği .....	21
2.9	: 180 derece kare dalga faz-faz gerilim grafiği .....	22
2.10	: 120 derece faz farkı olan üç faz sinüs sinyali .....	23
2.11	: Sinüs ile üçgen dalga sinyali .....	24
2.12	: Sinüs PWM sinyal örneği .....	24
2.13	: Alt ve üst kol için tek kutuplu SPWM sinyali .....	25
2.14	: Üç faz için üst Kollarının tek kutuplu SPWM örneği .....	25
2.15	: Üçgen dalga-Sinüs karşılaştırılması.....	27
2.16	: Tek kol için SPWM örneği .....	27
2.17	: Üç faz için üst kollarının çift kutuplu SPWM örneği .....	27
2.18	: MOSFET simgesi.....	28
2.19	: MOSFET akım gerilim karakteristiği ( IXFH26N50 veri sayfası ).....	29
2.20	: MOSFET Rds(on) - Akım - Sıcaklık grafiği .....	29
2.21	: İndüktif yük altında güç MOSFET'inin anahtarlama devresi ( Xiong ve diğ. , 2009 ) .....	30
2.22	: Isıl direnç eşdeğer devresi.....	32
2.23	: Soğutucu alanları .....	33
2.24	: Önyüklemeli sürücü devresi genel şeması (de Rooij ve diğ. , 2002'den uyarlanmıştır.).....	34
2.25	: Önyüklemeli sürme devresindeki kondansatörün akım yolları (Url-4) .....	35
2.26	: Önyüklemeli sürme devresi tetikleme anındaki akım yolları (Url-4).....	35
2.27	: İzoleli MOSFET sürücü devresi .....	38
2.28	: TLP250 şeması (TLP250 veri sayfası).....	38
2.29	: TLP250 İleri yönde diyot akım-gerilim karakteristiği (TLP250 veri sayfası) .....	39
2.30	: 18F4520 PIC pin bağlantı şeması .....	40
3.1	: Kontrol devresi genel şeması .....	41
3.2	: Optokuplörli Mosfet sürücüsü için kullanılan tam köprü inverter devresi .	43
3.3	: Transistörlü önyüklemeli sürücü devresi için kullanılan tam köprü inverter devresi.....	44
3.4	: Basit devre elemanlarıyla önyüklemeli sürme devresi .....	44
3.5	: Entegreli önyüklemeli sürme devresi.....	45

<b>3.6</b> : Bağımsız kaynaklı sürücü devresi .....	47
<b>3.7</b> : Kontrol kartı isis simülasyonu ekran görüntüsü .....	49
<b>3.8</b> : Program akış diyagramı .....	50
<b>3.9</b> : Genliği modüle edilmiş SPWM .....	51
<b>3.10</b> : PIC18F4520 Timer0 blok şeması (Url-5) .....	52
<b>3.11</b> : Üst 3 kol anahtarlama ISIS simülasyonu .....	53
<b>3.12</b> : Alt ve üst kol anahtarlama ISIS simülasyonu .....	53
<b>4.1</b> : Tek kol için anahtarlama sinyalleri (Kontrol Devresi) .....	54
<b>4.2</b> : Üst kollar için anahtarlama sinyalleri (Kontrol devresi).....	55
<b>4.3</b> : Üst kol MOSFET $V_{gs}$ gerilimi.....	55
<b>4.4</b> : 3 faz anahtarlama sinyalleri .....	56
<b>4.5</b> : Üst kol MOSFET $V_{gs}$ gerilimi (Optokuplörli devre).....	56
<b>4.6</b> : Üst kol MOSFET $V_{gs}$ gerilimi (Optokuplörli devre).....	57
<b>4.7</b> : MOSFET yükselme eğrisi.....	57
<b>4.8</b> : Faz - faz gerilim grafiği .....	58
<b>4.9</b> : Akım Grafiği .....	58
<b>4.10</b> : Hormanikler grafiği .....	59
<b>4.11</b> : Hız Kontrol Cihazı (HKC) giriş gücü ve kayıp grafiği.....	61
<b>4.12</b> : Hız Kontrol Cihazı (HKC) verim grafiği .....	61
<b>4.13</b> : Sistem giriş ve çıkış güçlerinin karşılaştırılması .....	62
<b>4.14</b> : Sistem verim grafiği.....	62

## SEMBOL LİSTESİ

$f_e$	Stator besleme gerilimi frekansı
P	Çift kutup sayısı
$n_{kayma}$	Kayma hızı
$n_{senkron}$	Senkron hız
$n_{mekanik}$	Mekanik hız
S	Kayma oranı
$f_r$	Rotor elektriksel frekansı
$R_1$	Stator sargı direnci
$X_1$	Stator sargı öz indüktansı
$R_r$	Rotor çubuk direnci
$R_c$	Çekirdek direnci
$X_m$	Mıknatıslanma reaktansı
$E_1$	Stator gerilimi
$E_R$	Rotorda indüklenen gerilim
$E_{R0}$	Rotor kilitli iken rotorda indüklenen gerilim
$X_m$	Rotor reaktansı
$I_r$	Rotor akımı
$P_{SCu}$	Stator Bakır Kayıpları
$P_{fe}$	Demir Kayıpları
$P_{RCu}$	Rotor Bakır Kayıpları
$P_{MK}$	Mekanik Kayıplar(Sürtünme, Rüzgâr)
$P_{motor}$	Motor gücü (W)
$\omega_r$	Rotor hızı (rad/sn)
$M_a$	Modülasyon indeksi
$V_{sinüs}$	Sinüs Dalga Tepe Değeri
$V_{üçgen}$	Üçgen Dalga Tepe Değeri
$V_{çıkış}$	Çıkış Gerilimi
$V_d$	Besleme Kaynağı Gerilimi
$f_{sinüs}$	Sinüs Dalga Frekansı
$f_{üçgen}$	Üçgen Dalga Frekansı
$P_{SW}$	Mosfet Anahtarlama Kaybı
$I_D$	Yük Akımı
$V_D$	Hat Gerilimi
$t_{off}$	MOSFET'in kesime girme gecikme süresi ve düşme süresi
$t_{on}$	MOSFET'in iletme girme gecikme süresi ve yükselme süresi
$C_{OSS}$	Çıkış kapasitesi
$f_{sw}$	Anahtarlama frekansı
$V_{DD}$	Sürücü besleme gerilimi

$V_F$	$D_{boot}$ diyotunun ileri yöndeki eşik gerilimi
$Q_{GATE}$	Toplam kapı yükü
$I_{LKCAP}$	Anahtarın kapı-kaynak sızıntı akımı
$I_{LKGS}$	$C_{boot}$ kapasitörünün sızıntı akımı
$I_{QBS}$	Pasif devre akımı
$I_{LK}$	Devre sızıntı akımı
$I_{LKDIODE}$	$D_{boot}$ diyotunun sızıntı akımı
$I_{CHARGE}$	$C_{boot}$ kapasitörün şarj akımı
$R_{BOOT}$	Rboot direnci
$t_{CHARGE}$	$C_{boot}$ kapasitörünün şarj zamanı
$I_{SOURCE}$	Sürücü devresi akımı (Anahtar aktif iken)
$I_{SINK}$	Sürücü devresi Akımı (Anahtar pasif iken)
$I_{g(avr)}$	Anahtarlama için gerekli ortalama akım
$Q_{gs}$	Anahtarlama elemanın kapı-kaynak kapasitör yükü
$Q_{gd}$	Anahtarlama elemanın kapı-kanal kapasitör yükü
$t_{SW}$	Anahtarlama periyodu
$R_{g(ON)}$	Anahtarlama direnci (Anahtar kapalı iken)
$R_{DRV(ON)}$	Sürücü devresi dâhili direnci (Anahtar kapalı iken)
$R_{g(off)}$	Anahtarlama direnci (Anahtar kapalı iken)
$PWM_{duty}$	PWM doluluk değeri
$PWM_{BDuty}$	Başlangıç PWM doluluk oranı
$f_s$	Maksimum SPWM frekansı
$f_b$	Başlangıç SPWM frekansı
$f_a$	Uygulanan SPWM frekansı

## ÖZET

### TEK FAZ ASENKRON MOTOR YERİNE KULLANILACAK ÜÇ FAZ MOTORLARIN GÖVDESİNE YERLEŞTİRİLEN HIZ KONTROL CİHAZININ TASARIMI VE UYGULAMASI

Asenkron motorlar ucuz ve dayanıklı olması sebebiyle endüstride ve ev aletlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Ülkemizdeki elektrik enerjisinin önemli bir kısmı bu motorlar tarafından tüketilmektedir. Asenkron motorların çalışma prensiplerinden dolayı yüksek kalkış akımları mevcuttur. Ayrıca, nominal yük ve nominal hızlarda çalışmamaları halinde enerji kayıpları daha azdır. Aynı güçteki tek fazlı asenkron motor ile üç fazlı asenkron motor karşılaştırıldığında tek fazlı asenkron motor büyük yapılı, pahalı ve verimsizdir. Üstelik tek fazlı motor ek yol verme elemanlarına ihtiyaç duymaktadır. Bundan dolayı tek fazlı motorlar yerine üç fazlı motorların kullanılması hem enerji tasarrufu hem de ekonomik tasarruf sağlayacaktır.

Bu tez çalışmasında; öncelikle, asenkron motorlar, üç fazlı eviriciler, mikrodenetleyici programlama ve uygulamada kullanılacak olan devre elemanları hakkında genel bilgilere yer verilmiştir. Sonraki bölümlerde sürücü tasarımı ve uygulamaları gerçekleştirilmiştir.

Bu çalışmada, üç fazlı ve gücü 2,2 kW'a kadar olan asenkron motorların tek fazlı kaynaktan beslenerek istenilen şekilde hız kontrolünü sağlayan inverter tasarımı gerçekleştirilmiştir. Mikrodenetleyici olarak 18F4520 seçilmiş, 3 faz H köprüsünde anahtarlama elemanı olarak MOSFET'ler kullanılmıştır. Yazılımda, sabit V/f oranlı hız kontrolü için mikrodenetleyici veriyi en hızlı biçimde işlemesini sağlayacak algoritma oluşturulmuştur.

**Anahtar Kelimeler:** Asenkron motorlar, Hız denetimi, Darbe genişliği modülasyonu, Eviriciler, V/f kontrolü, Mikrodenetleyiciler

## SUMMARY

### **BODY-MOUNTED SPEED CONTROL DEVICE DESIGN AND IMPLEMENTATION FOR USING THREE-PHASE MOTORS INSTEAD OF SINGLE-PHASE MOTORS**

Since induction motors are cheap and robust, they are widely used in industrial and household appliances. The majority of electrical energy in our country is consumed by these motors. Starting currents are high because of working principles of these induction motor starting. In addition, when they are not driven at rated speed and rated load, losses will get higher. Single-phase induction motor which has the same power as three-phase induction motor is more expensive than the larger structure. Moreover, single-phase motors require additional circuit components. Therefore, instead of a single-phase motors use three-phase motors have a major role in energy savings.

In this study, induction motors, three phase inverters, PIC programming and general information about the circuit component to be used in practice are given.

In practice, the power of 2.2 kW three-phase asynchronous motors, speed control is performed by feeding a single-phase source. 18F4520 PIC is used as microcontroller and MOSFETs are used as switching component. Software, V / f control algorithm for the Microcontroller is designed to ensure functioning of data in the fastest way.

**Key Words:** Induction motors, Speed control, Pulse width modulation, Inverters, V/f control, Microcontroller

## 1. GİRİŞ

Asenkron motorlar yüksek verimli, uzun ömürlü ve az bakım gerektiren ucuz motorlardır. Gelişen teknolojiyle birlikte kontrolleri kolaylaşmıştır. Fırçalı olan makinaların aksine sincap kafesli asenkron motorlarda ark olayı gözükmez. Bu avantajları sebebiyle diğer motora göre daha yaygın kullanılmaktadır.

Asenkron motorlar kullanım alanına göre çeşitli güç ve yapısal değişikliklerle üretilmektedir. Besleme kaynağına göre; tek fazlı asenkron motor ve üç faz asenkron motorlar yaygın olarak kullanılmaktadır. Çoğunluğu düşük güçlerde olmak üzere çeşitli güç seviyelerinde üretimleri yapılan asenkron motorların tek fazlı kaynaktan beslenen tipleri üç faz motorlara göre verimi düşük ve üretim maliyeti yüksektir. Tek faz ve üç faz asenkron motor fiyat ve verim karşılaştırmaları Tablo 1.1 ve Tablo 1.2’de gösterilmiştir.

Tablo 1.1 Sincap kafesli asenkron motor fiyatları (Firma: Fabrika Market)

Güç (kW)	1500 Devir		2900 Devir	
	1 Faz (TL)	3 faz (TL)	1 Faz (TL)	3 faz (TL)
0,25	164,02	124,43	142,78	125,43
0,37	180,54	126,39	156,94	128,76
0,55	208,86	130,04	166,38	139,84
0,75	223,02	150,21	199,42	145,82
1,1	278,48	180,48	207,68	167,35
1,5	318,6	208,51	259,6	183,82
2,2		233,9	279,66	228,4

Tablo 1.2 Asenkron motor verimleri tablosu (Üretici : GAMAK)

Güç (kW)	1 Faz Verim (%)	3 faz Verim (%)
0,55	70	80,6
0,75	67	82,4
1,1	72	84
1,5	73	85
2,2	74	86,5

Tablo 1.3 Hız kontrol cihazı fiyatları (Firma: Fabrika Market)

Ürün	Fiyat (TL)
SIEMENS 6SE6420-2UC11-2AA1 0,12KW	250
SIEMENS 6SE6420-2UC12-5AA1 0,25KW	270
SIEMENS 6SE6420-2UC13-7AA1 0,37KW	286
SIEMENS 6SE6420-2UC15-5AA1 0,55KW	314
SIEMENS 6SE6420-2UC17-5AA1 0,75KW	336
SIEMENS 6SE6420-2UC21-1BA1 1,1KW	394
SIEMENS 6SE6420-2UC21-5BA1 1,5KW	450
SIEMENS 6SE6420-2UC22-2BA1 2,2KW	536

Tablo 1.1 ve Tablo 1.3 ele alındığında hız kontrol cihazlarının motordan daha pahalı olduğu görülmektedir.

Günümüzde çeşitli enerji kaynaklarından elektrik üretmek mümkündür. Fakat dünyada enerji üretiminden çok, mevcut kaynakları daha etkin ve verimli kullanılması yönünde ortak bir kanı mevcuttur. Enerji tasarrufu ile ilgili istatistik bilgilere Devlet İstatistik Kurumu'ndan ulaşmak mümkündür. Ülkemizde kullanılan elektrik enerjisinin %36'sı asenkron motorlar tarafından tüketilmektedir. Tasarruf stratejileri olarak yüksek verimli motorun kullanılması ve değişken hız sürücüsü kullanılması önerilmektedir. Değişken hız sürücüleri kullanarak, işletme şartlarına göre değişmekle birlikte, basınçlı hava sistemlerinde %5-%50, pompalarda %15-%50 arası enerji tasarrufu imkânı vardır (Url-3). Ek olarak kullanılan tek faz motorlar yerine daha verimli üç fazlı motor kullanarak enerjiden tasarruf etmek mümkündür.

## 1.1 Tezin Amacı

Bu çalışmanın amacı, tek fazlı motorların kullanıldığı yerlerde üç fazlı motorların tek fazlı kaynaktan beslenerek çalıştırılmasını sağlayan kontrol devrelerini incelemek ve maliyeti ucuz, motorun gövdesine yerleştirilmiş inverter tasarımını gerçekleştirmektir.



## 1.2 Literatür Özeti

Asenkron motorların hız kontrolü literatürde farklı yöntemlerle yapılmıştır. Teknolojinin gelişmesiyle doğru orantılı olarak sinyal üretme teknikleri ve kullanılan yarı iletkenler yapılan çalışmalarda farklılık göstermektedir.

Asenkron motorların besleme frekansı, tristörlü anahtarlama devreleriyle değiştirilerek hız kontrolü yapılmıştır. Bu devrelerde anahtarın tetiklenmesi için kontrol devresi oluşturulmamış ve kısıtlı frekans aralığında işlem yapmak zorunda kalmıştır. Ayrıca düşük frekanslarda harmoniklerin arttığı vurgulanmıştır (Hamilton ve Lezan, 1967).

Güç elektroniği elemanlarının mikroişlemci ile kontrolündeki gelişmeler, evirici ve motor hız kontrolünde etkin olan PWM tekniğinin kullanımına olanak sağlamıştır. Donanımsal ve yazılımsal oluşturulan PWM tekniklerinin her birinin kendisine göre avantajları ve dezavantajları vardır. Yazılımsal oluşturulan PWM işaretlerinin kontrolü daha kolay yapılabilmektedir. Buna karşın donanımsal üretilen PWM'de kesinlik daha iyidir. Mikrodenetleyicide SPWM oluşturmak için, üçgen dalga ile referans sinüs tablosundaki veriler karşılaştırılarak tetikleme sinyalleri oluşturulmaktadır (Bowes ve Mount, 1981). Üç fazlı PWM sinyallerinin oluşturulması ve sinyallerin harmonikleri üzerinde araştırmalar yapılmıştır (Varnovitsky, 1983). Taşıyıcı dalga olarak kullanılan üçgen dalganın farklı desenleriyle PWM sinyalleri oluşturulmuş ve sonuç olarak taşıyıcı frekans ile referans sinyal arasındaki eşleme, frekanslar arası geçişlerin daha düzgün olması sağlamıştır (Chin ve diğ. , 1984) ( Vadivel ve diğ. , 1991). Yazılımsal oluşturulan PWM sinyallerinde kullanılan yoğun işlemler sebebiyle mikroişlemci hızının getirdiği bazı kısıtlamalar meydana gelmektedir. Daha kolay PWM sinyalleri üretmek için matematiksel yaklaşımlar yapılmıştır (Khanniche ve diğ. , 1988 ).

Asenkron makinaların stator - rotor hava aralığındaki akı yoğunluğunu sabit tutmak için V/f kontrollü sistemler uygulamada oldukça yaygın yer bulmuştur. Evirici çıkış geriliminin olabildiğince sinüse yaklaşmasıyla momentde dalgalanmalar ve gürültüler azaltılmıştır. Ayrıca verimde artış görülmüştür (Gastli ve Matsui, 1990 ).

Mikroişlemcilerin gelişmesiyle birlikte geri beslemeli kontrol teknikleri kullanılmaya başlanmıştır. SVPWM ile SPWM teknikleri arasında bir karşılaştırılma yapıldığında aynı modülasyon indeksinde SVPWM tekniğinin diğer PWM tekniklerine göre temel

gerilimin daha yüksek olduğu ispatlanmıştır. Ayrıca SVPWM daha az harmonik kayıplara neden olmaktadır. Fakat SVPWM sinyali oluşturmak için gerçek zamanlı işlemler yapılacağından yüksek hızlı işlemci kullanılması gerekmektedir. Bu da evirici tasarımında maliyetleri arttırmaktadır. Havalandırma sistemlerinde, tekstil fabrikalarında ve taşıyıcı sistemlerde kullanılan asenkron motorların üzerinde tasarlanacak eviricinin benzetimi yapılmıştır (Profumo ve diğ. , 1992 ).

Motor hız kontrolünde farklı tipte vektör tabanlı, doğrudan ve dolaylı tork kontrolü yapabilen çeşitli algoritmalar denenmiştir. Koordinat dönüşümü gerektirmeyen, gerilim ya da akım sensörü olmaksızın cevabı daha iyi olan algoritmalar tasarlanmıştır. Fakat hız sensörü ile kaymanın kontrol edilip karmaşık bir hesaplama gerçekleştirilmesi gerekmektedir (Ludtke ve Jayne, 1995 ).

Hız sensörü gerektirmeyen, sadece faz akım bilgilerini alarak motor kontrolü yapılmıştır. Kullanılan algortmada stator direncinin değişimi bilinmesi gerektiğinden motor çalışma anında stator direncini de hesaplamaktadır. PWM-VSI'nın düşük gerilimlerdeki lineer olmayan davranışından dolayı 3 Hz altındaki çalışmalarda sabit V/f oranını kullanmak zordur (Munoz-Garcia ve diğ. , 1997 ).

3 faz Sinüzoidal PWM bilgisayar ortamında benzetimi yapılarak ve gerçek uygulamalarla elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Simülasyonda elde edilen THD (Toplam Harmonik Bozunumu) değerlerinin gerçek uygulamadan farklı olduğu gözlenmiştir. Çalışmalarda PWM modülasyon indeksinin artmasıyla THD'nun arttığı ve güç faktörünün azaldığı benzetim ve deneysel olarak gösterilmiştir (Mekhilef ve diğ. , 2000).

PWM tekniklerinin giriş gücü, çıkış gücü, motor kayıpları ve motor verimi üzerinde araştırmalar yapılmış, giriş gücü azaldığında motor veriminin düştüğü tespit edilmiştir. Sabit modülasyon tekniğinin diğer tekniklere göre daha etkili olduğu görülmüştür. SPWM'in düşük frekanslarda giriş gücünün diğer tekniklere göre azaldığını, fakat motor verimliliğinin daha iyi olduğu gözlemlenmiştir (Tadsuan ve diğ. , 2007 ).

Bu çalışmada asenkron motorun hız kontrolünde geri besleme yapılmadan sabit V/f oranlı sinusoidal PWM tekniği kullanılmıştır. Sinyallerin üretilmesi için yazılımla tablolar hazırlanmıştır. Böylece düşük hızlı işlemcilerle de MOSFET'ler

sürülebilmıştır. MOSFET'lerin sürülmesi için transistörlü önyüklemeli sürücü, entegreli önyüklemeli sürücü ve bağımsız kaynak sürücü devreleri incelenmiştir.

## 2. GENEL BİLGİLER

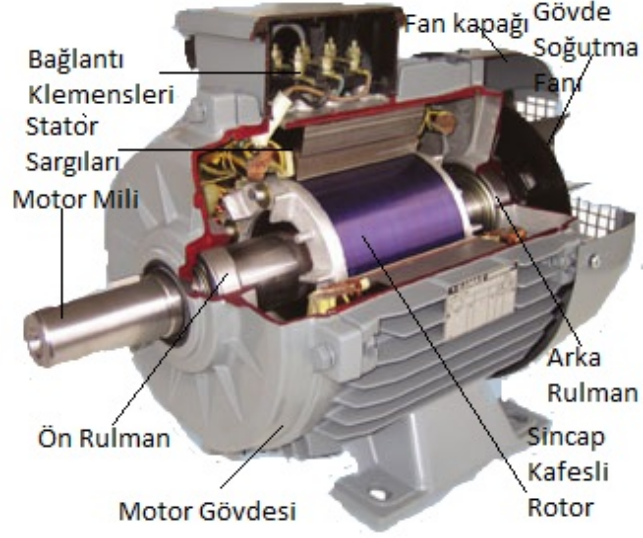
### 2.1 Asenkron Motorlar

1824’de Fransız fizikçi Arago’nun pusula ile aynı yönde dönen tepsinin hareketini izlemesiyle asenkron motorun bulunuşunun ilk adımları atılmıştır. Michael Faraday 1831’de mıknatıs etrafında, tersine karşılıklı dönebilen kablo sistemi geliştirmesiyle elektrik enerjisinin mekanik enerjisine dönüşebileceğini göstermiştir. Sonraki deneylerini galvanometreyle yapmış, mıknatıs yardımıyla mekanik enerjiyi elektrik enerjisine dönüştürmüştür. Bu çalışmalarıyla M. Faraday elektrik motorlarının ve jeneratörlerin keşfinde büyük rol almıştır. 1885 yılında Galileo Ferraris dönen manyetik alan hakkında çalışmalar yapmıştır. Çeşitli tiplerde asenkron motor deneyleri yapmış ve sonucunda alternatif akım motorlarıyla araştırmalarını tamamlamıştır. Araştırmalarını 11 Ekim 1888 yılında yayınlamıştır. Aynı yıllarda Nikola Tesla manyetik döner alanı ve bu alan içerisindeki iletkende meydana gelebilecek indükleme akımı prensiplerinden yararlanarak ilk motor modelini yapmıştır. 1887 yılında patent için başvurmuş, 1888 yılının sonlarına doğru çeşitli tiplerdeki motorlar için birçok patent almıştır (Url-1).

Asenkron motorlar, çalışma ilkesi bakımından endüksiyon motoru olarak da adlandırılır. Döner manyetik alan hızı ile mekanik hız arasındaki farktan dolayı “eş zamanlı olmayan – asenkron” adını alırlar. Asenkron motorların duran kısmı stator ve döner kısmı rotor olarak adlandırılmaktadır. Bu motorlar rotor yapısına göre kısa devre rotorlu (sincap kafesli) ve rotoru sargılı (bilezikli) olarak ikiye ayrılmaktadır. Bu çalışmada sincap kafesli motorlar kullanılmıştır.

### 2.1.1 Asenkron Motor Yapısı

Asenkron motorlar stator ve rotor olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır.



Şekil 2.1 Sincap kafesli asenkron motor kesiti

Motorun duran kısmı olan stator, 0,4-0,8 mm kalınlığındaki silisyumlu saçların özel kalıplarla preslenmesiyle imal edilir. Stator saçları paketlenip imal edilecek motor tipine göre motorun gövdesine yerleştirilir. Sargı uçları klemens kutusunda sonlandırılır.

Rotor, motorun hareket eden kısmıdır. Bilezikli rotor (sargılı rotor) ve sincap kafesli rotor (kısa devreli rotor) olmak üzere iki tip rotor vardır.

Sincap kafesli rotorda silisyumlu saçlar kalıp preste kesilir ve kanalların içine alüminyum dökülür. Alüminyum kanallar rotorun başında ve sonunda kısa devre edilir. Rotorun başında küçük kanatçıkları da bulunan bu halka motorun iç kısmının soğutulmasında bir fan gibi kullanılır. Küçük güçte motorlar için rotor çubuklarında alüminyum kullanılırken, bazı büyük güçteki motorlar için ise bakır çubuklar kullanılır. Rotordaki bu çubuklar motor mile tam paralel değildir. Çünkü, manyetik alanın meydana getireceği gürültülerin azalmasını, rotorun kilitlememesini ve ilk kalkışta oluşabilecek yüksek akımların düşürülmesini sağlar. Ayrıca, rotor oluklarındaki farklı tasarımlarla da motor karakteristiğinde değişiklikler yapılmaktadır. (Chapman, 2007)

Bilezikli rotor da ise, rotor üzerindeki oluklara sargılar yerleştirilip, sargı uçları motor milinden yalıtılmış bileziklere bağlanır. Rotor sargıları bilezik üzerinde kayan fırçalar ile kısa devre edilir. Bilezikli motorun bu özelliği sayesinde rotora doğrudan erişmek mümkündür. Böylece motorun hız-moment karakteristiğini de değiştirmek mümkündür. Fakat fırça gibi ek donanımlar motor bakımlarını arttırdığı için dezavantaj olarak kabul edilir ve ek maliyet getirir.

### **2.1.2 Asenkron Motor Çalışma Prensibi**

Asenkron makinalar alternatif akım kaynağına ihtiyaç duyarlar. Statora uygulanan gerilim ile stator sargılarında senkron hızda dönen manyetik bir alan oluşturur. Oluşan bu manyetik alan içerisinde kalan rotorun üzerinde elektromotor kuvveti indüklenmesine sebep olur (Faraday Yasası). İndüklenen elektromotor kuvveti ile kısa devre rotor çubuklarında akım akmaya başlar manyetik alan içersinden akım geçen iletkenler, Biot-Sawart yasasına göre manyetik alan dışına itilirler. Böylece rotor dönmeye başlar. Ancak, bu dönüşün devamı için, rotor hızı daima, stator döner alan hızından geride kalmaktadır ki buna kayma denir.

#### **2.1.2.1 Asenkron Motorda Hız**

Bir asenkron motorda stator manyetik alan hızı senkron hız olarak adlandırılır. Senkron hız besleme frekansı ile doğru, kutup sayısı ile ters orantılıdır.

$$\text{Senkron Hız } (n_{\text{senkron}}) = \frac{60f_e}{p} \quad (2.1)$$

Burada ;

$f_e$  : stator besleme gerilimi frekansı

$p$  : çift kutup sayısı

#### **2.1.2.2 Rotor Kayması**

Asenkron motorda kayma stator manyetik alan hızına göre rotor hızı ve bunların birbirlerine oranı olarak iki şekilde ifade edilir. Rotor kayma hızı senkron hız ile rotor hızı arasındaki farktır. (2-2)

$$n_{kayma} = n_{senkron} - n_{mekanik} \quad (2.2)$$

$n_{kayma}$  : kayma hızı

$n_{senkron}$  : senkron hız

$n_{mekanik}$  : mekanik hız

Rotor kayması olarak tanımlanan terim ise kayma hızının senkron hıza oranı şeklinde ifade edilir ve s ile gösterilir.

$$s = \frac{n_{kayma}}{n_{senkron}} (x100\%) \quad (2.3)$$

Motor mekanik hızı, senkron hız ile kayma hızı arasındaki farktır. Rotor kayması denkleminde yerine konulduğunda mekanik hızın, senkron hız ve rotor kayması arasındaki ilişki denklem (2-4) deki gibi ifade edilir.

$$n_{mekanik} = (1 - s)n_{senkron} \quad (2.4)$$

### 2.1.2.3 Rotor Elektriksel Frekansı

Motor yüksüzken rotor az bir kayma oranıyla statoru takip eder. Eğer motorun rotoru kilitlenirse, stator trafonun birincil sargısı rotoru ise trafonun ikincil sargısı gibi davranır. Rotor üzerinde indüklenen gerilimin frekansı stator frekansına eşit olur. Eğer rotor hızı senkron hızda döndürülmüş olsaydı, rotordaki sargı akımların frekansı sıfır olurdu. Elektromekanik enerji dönüşümü dururdu ve rotor yavaşlardı.

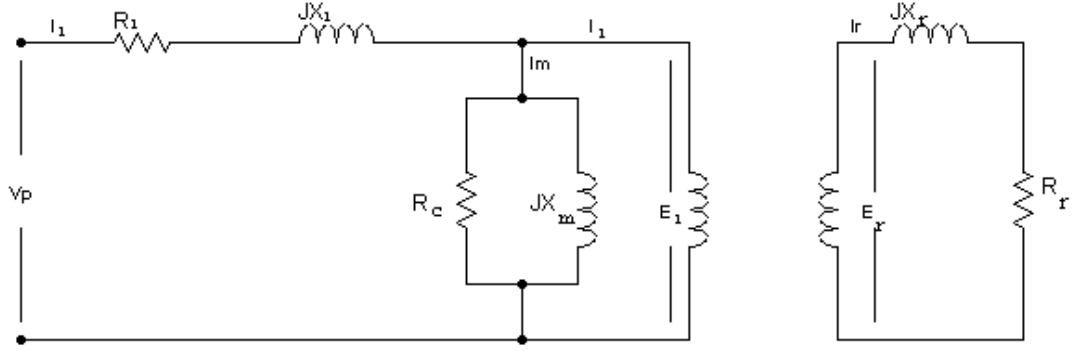
Rotor kayması, rotor frekansı ile doğru orantılı; elektriksel frekans ile ters orantılıdır.

$$s = \frac{n_{kayma}}{n_{senkron}} = \frac{n_{senkron} - n_{mekanik}}{n_{senkron}} = \frac{f_r}{f_e}$$

$$f_r = s f_e \quad (2.5)$$

$f_r$  : rotor elektriksel frekansı

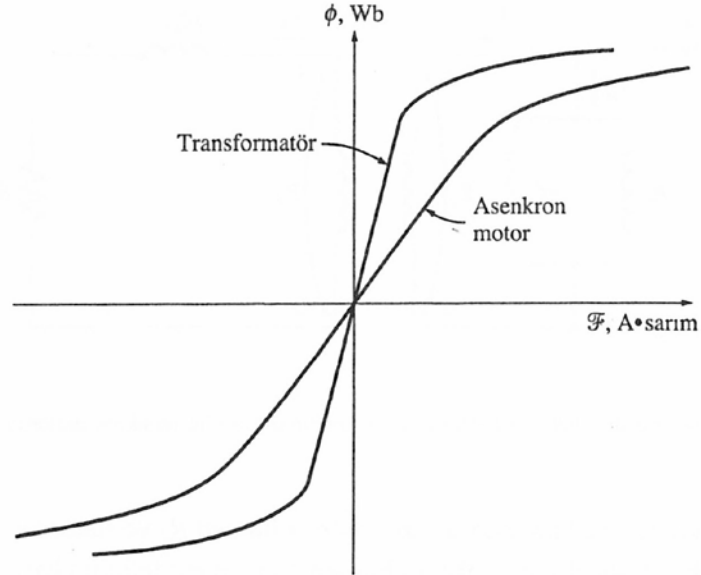
### 2.1.3 Asenkron Motor Eşdeğer Devresi



Şekil 2.2 Asenkron motorun faz başına kilitli rotor eşdeğer modeli

Asenkron motorların eşdeğer devre modeli, transformatör eşdeğer devresine benzer. Asenkron motorun stator sargılarının direnci  $R_1$  ve özindüktansı  $jX_1$ , rotor çubuklarının direnci  $R_r$  ve özindüktansı  $jX_r$  olarak gösterilmiştir.  $R_c$  direnci demir kayıplarını ve  $jX_m$  ise mıknatıslanma reaktansını temsil etmektedir.

Asenkron motorun, manyeto motor kuvvet-akı eğrisi ile transformatörün eğrisi Şekil 2.3'de karşılaştırılmıştır. Şekil 2.3'de transformatör eğrisinin motor eğrisine göre eğiminin fazla olmasının nedeni; asenkron motordaki rotor-stator arasında hava aralığının olmasıdır (Chapman, 2007).



Şekil 2.3 Transformatör ve asenkron motor mıknatıslanma eğrisi



Motor eşdeğer devresinde stator  $E_1$  gerilimi rotorda belli bir oranda  $E_R$  gerilimini indükler. Stator ve rotor arasındaki sarım oranının hesaplanması, bilezikli motorlarda rotorun sargılı olması nedeniyle kolaydır. Buna karşın sincap kafesli motorların rotor yapısından dolayı kesin bir çıkarım yapmak zordur. Rotorda indüklenen  $E_R$  gerilimi kısa devre olan rotor çubuklarından akmaya başlar.

Rotoru kilitli halde transformatöre benzer. Rotorun dönmesiyle göreceli olarak rotor frekansı değişmektedir. Rotor üzerinde indüklenecek gerilim, kayma oranıyla değişiklik gösterir.

$$E_R = sE_{R0} \quad (2.6)$$

Rotor üzerinde indüklenen gerilimin frekansı kaymaya bağlı olduğu için rotor reaktansı üzerinde etkiye sebebiyet verir. Buna karşın rotor direnci kaymadan etkilenmez.

Rotor reaktansı frekansa bağlı olmak üzere denklem (2-7)'deki gibi gösterilir.

$$X_r = 2\pi f_r L_r \quad (2.7)$$

Rotorun kilitli haldeki reaktansı, kayma ile doğru orantılıdır. Denklem(2-7)'deki  $f_r$  yerine Denklem (2-5) deki eşitliğin sağ tarafı konulursa, Denklem(2-8) elde edilir.

$$X_r = s(2\pi f_e L_r) \quad (2.8)$$

Eşdeğer devrenin rotor kısmından akan akım, rotorda indüklenen gerilimin rotor empedansına (2-9) oranı şeklinde bulunabilir.(2-10)

$$Z_r = R_r + jX_r \quad (2.9)$$

$$I_r = \frac{E_r}{Z_r} \quad (2.10)$$

#### 2.1.4 Asenkron Motorda Güç Kayıpları

Asenkron motorlar elektrik enerjisini, önce manyetik enerjiye sonra mekanik enerjiye çevirmektedir. Bu enerji dönüşümü sırasında bazı kayıplar söz konusudur. Asenkron motorda giriş gücü – çıkış gücü arasındaki kayıplar şöyle sıralanabilir;

- Stator Bakır Kayıpları ( $P_{Scu}$ )
- Demir Kayıpları (Histerezis ve Girdap Akımları) ( $P_{fe}$ )
- Rotor Bakır Kayıpları( $P_{RCu}$ )

- Mekanik Kayıplar (Sürtünme, Rüzgâr) ( $P_{MK}$ )

Şekil 2.2 'de giriş gerilimin asenkron motor devre modelinin stator empedansına oranıyla motorun tek fazından geçen akımı ve bazı kayıpları hesaplamak mümkündür.

$$I_1 = \frac{V_{phase}}{Z_{Stator}} \quad (2.11)$$

$$P_{SCu} = R_1 \cdot I_1^2 \quad (2.12)$$

$$P_{fe} = \frac{E_1^2}{R_c} \quad (2.13)$$

$$P_{RCu} = R_r \cdot I_r^2 \quad (2.14)$$

$$P_{ag} = \frac{R_r}{s} \cdot I_r^2 \quad (2.15)$$

$$P_m = P_{ag} - P_{RCu} = R_r \frac{(1-s)}{s} \cdot I_r^2 \quad (2.16)$$

$$Motor\ verimi\ (\eta) = \frac{Çıkış\ Gücü}{Giriş\ Gücü} \times \%100 \quad (2.17)$$

### 2.1.5 Asenkron Motorda Moment - Hız İlişkisi

Asenkron motorda indüklenen moment, motor eşdeğer devresinde  $X_m$ 'den akan mıknatıslanma akımı ile üretilmektedir. Mıknatıslanma akımı  $E_1$  gerilimi ile doğru orantılıdır. Motor yükündeki değişikliklere rağmen  $E_1$  gerilimde çok değişiklik olmaz. Motor yüksüz iken rotor hızı senkron hıza yakındır. Rotorun stator döner alan hızına yakın dönmesi sonucunda rotorda indüklenen gerilim düşüktür yani kayma küçüktür. Rotor devresindeki endüktans düşük frekanslarda küçük reaktansa sahiptir. Gerilim ve akım arasındaki faz farkı da düşüktür. Rotor da akan akım küçük olduğundan rotor manyetik alanı da küçüktür. Dolayısıyla indüklenen momentte küçüktür (Chapman, 2007).

Motor yükü artarken rotor hızı düşmeye başlar, kayma artar. Artan kayma ile birlikte rotorda indüklenen gerilim artar. Gerilim artışıyla akım artmaya başlar. Artan akım manyetik alanın artmasına neden olur. Üretilen moment artan yük momentini karşılayana kadar bu süreç devam eder.

Motordaki moment şöyle ifade edilebilir.

$$T_e = \frac{P_m}{\omega_m} \quad (2.18)$$

$T_e$  : Motorda indüklenen moment

$P_m$  : Mekanik enerjiye dönüşen güç (W)

$\omega_m$  : Rotor hızı (rad/sn)

### 2.1.6 Asenkron Motorda Yol Verme Teknikleri

Asenkron motorda dönme hareketinin olabilmesi için statorda, aralarında faz farkı olan en az iki adet sargıya ihtiyaç vardır. Üç fazlı motorlar birbirinden 120 derece faz farkı olan üç fazlı kaynak ile beslendiğinden stator sargıları şebekeye doğrudan bağlanabilir. Fakat tek fazlı motorlar bir ana sargı ve dönme hareketini başlatabilmek için yardımcı sargıya ihtiyaç duyarlar. Yardımcı sargıya kondansatör bağlanarak ana sargı akımıyla yardımcı sargı akımı arasında faz farkı oluşturulur.

Asenkron motorlar, kalkınma anında şebekeden 4-7 kat akım çekebilir. Asenkron motorlar kilitli rotor deneyinde elde edilen değerlere göre sınıflara ayrılırlar. Motorların yol alma anındaki akımları bu sınıflara göre değişmektedir (Demir ve Kaplanoğlu, 2001).

Tablo 2.1 Kilitli rotor halindeki 3 fazlı asenkron motorların çıkış gücü (HP)/giriş gücü(KW) başına oranı

KOD	KVA/HP	KOD	KVA/HP
A	0-3,14	J	7,1-7,99
B	3,15-3,54	K	8,0-8,99
C	3,55-3,99	L	9,0-9,99
D	4,0-4,49	M	10-11,19
E	4,5-4,99	N	11,2-12,49
F	5-5,59	P	12,5-13,99
G	5,6-6,29	R	14,0-++
H	6,3-7,09		

Kilitli rotor halinde giriş gücü ile çıkış gücü arasındaki ilişki aşağıdaki şekilde ifade edilir. Burada 1 Hp Avrupa standartlarına göre 736 W, Amerikan standartlarına göre 746 W alınır.

$$Giriş\ Gücü(kVA) = \frac{Motor\ HP \times 736}{\eta \times \cos\phi \times 1000} \quad (2.19)$$

### **2.1.6.1 Tek Fazlı Asenkron Motorlara Yol Verme**

#### **Yardımcı Sargılı Motorlar**

Yardımcı sargılı motorlarda ana sargıya elektriksel 90 derece açıyla yerleştirilmiş yardımcı sargı bulunmaktadır. Yardımcı sargı sadece motor kalkınma anında aktif haldedir. Motor senkron hızın %75'ini geçtikten sonra yardımcı sargı merkezkaç anahtarı ile devreden çıkarılır.

Yardımcı sargı ana sargıya göre sarım sayısı daha az ve kesiti daha küçüktür. Bu özelliği sayesinde ana sargının direnci yardımcı sargıya göre daha küçüktür. Ana sargıdaki akım-gerilim arasındaki faz farkı çok olmasına karşın yardımcı sargıdaki azdır. Böylece ana sargı ve yardımcı sargıdan akan akım arasındaki fark dairesel olmayan, ancak eliptik olan bir döner alan oluşmasını sağlar. Bu eliptik döner alan ise, bir dairesel döner alan ile bir alternatif alanın toplamıdır. Dairesel döner alan, motorun hareketini sağlarken, alternatif alan motorun ısınmasına yol açar, motorun gürültülü çalışmasına neden olur. Zira, bir alternatif alan, zıt yönlü iki dairesel alandan oluşur.

Başlatma anında motor 6-7 kat akım çekebilir. Başlatma anı 5 saniyeden uzun sürerse ve motorda koruma devresi yoksa yardımcı sargı yanar. Başlatma anında moment 1,5 katı iken hızlanma anında moment 2,5 katına kadar çıkabilir. Yardımcı sargılı motorun kullanım alanları 0,05 – 0,33 HP aralığında güç momenti gerektiren çok sık başlatma durdurma gerektirmeyen ve yol alma momenti düşük olan yüklerdir. Bunlar; el aletleri, çamaşır makinesi, buzdolabı, brülör, kurutucu, aspiratör, pompa vb. küçük uygulamalardır. (BAL, 2006)

#### **Kondansatör Yol Vermeli Motorlar**

Yardımcı sargılı motorlara ek olarak kondansatör yol vermeli motorlar, yardımcı sargısında seri kondansatör bulundurmaktadır. Motor kalkınmasını tamamladıktan sonra yardımcı sargılı motorlardaki gibi merkezkaç anahtarı ile kondansatör devreden çıkarılır. Motor moment-hız karakteristiği bakımından merkezkaç anahtarı açıldığında yardımcı sargılı motorlar ile aynıdır. Kondansatör yol vermeli motorlarda yardımcı sargı ile ana sargı akımı arasındaki faz farkı yardımcı sargılı olana göre daha fazladır. Bu da kondansatör yol vermeli motorların kalkınma anında nominal

akımın 4-5 katı kadar olmasını sağlar (BAL, 2006). Daha güçlü momentler üreterek yol alma sağlanır.

Kondansatör yol vermeli motorlar 120 W ile 7,5 KW aralığındaki güçlerde üretilirler ve yüksek başlama momenti gerektiren uygulamaların olduğu kompresörler, büyük vantilatörler, pompalar ve yüksek ataletli yüklerde tercih edilirler.

### **Daimi Kondansatörlü Motorlar**

Daimi kondansatörlü motorlarda yardımcı sargıya seri kondansatör bulunur ve kondansatörlü yol vermeli motorların aksine merkez kaç anahtarı bulunmaz. Motor çalıştığı sürece yardımcı sargı devrededir. Ana sargı akımı ile yardımcı sargı akımı arasında 90 dereceye yakın faz farkı vardır. Bu da motorun gürültüsüz çalışmasını sağlar. 500W altındaki güçlerde üretilen bu motorlar, aspiratör, üfleyici ve pompa uygulamalarında kullanılmaktadır. Daimi kondansatör büyük seçilirse, hızda azalma ve gürültü oluşur.

### **Çift Kondansatörlü Motorlar**

Çift kondansatörlü motorlarda, daimi kondansatörlü motorlardaki kalkış momentinin düşük olması sorununun çözülmesi için ikinci kondansatör eklenmiştir. Bu iki kondansatör arasında seçimin yapılabilmesi için de merkezkaç anahtarı konulmuştur. Motor başlatma süresince her iki kondansatör devrede olacaktır. Motor nominal hıza yaklaştığında merkezkaç anahtar ile büyük kapasitör devre dışı bırakılır. Böylece daimi başlatma momenti artırılmış, hem de sürekli çalışma durumunda hız/moment karakteristiği sağlanmıştır.

### **2.1.6.2 Üç Fazlı Asenkron Motorlara Yol Verme**

Asenkron motorlarda kalkınma akımlarını azaltmak için çeşitli yöntemler kullanılmaktadır.

#### **Doğrudan Yol Verme (Direk Yol Verme)**

Asenkron motorların kalkış esnasındaki çektikleri akımlar kısa sürelidir. Kısa sürede çekilen bu akımların düşük güçlü motorlarda şebekeye etkisi önemsizdir. Ancak büyük güçlü motorlarda şebekeye olan etki daha belirgindir. Bu etkilerin azaltılması için şebeke sağlayıcıları tarafından yürürlüğe bazı kurallar konulmuştur.

Küçük güçteki motorlara doğrudan şebeke beslemesiyle yol verilebilir.

### **Düşük Gerilimle Yol Verme**

Düşük gerilimle motora yol verilmesinde motorun yüksüz olması gerekmektedir. Düşük gerilim ile beslenen motorda moment azalacağından motor yüklü halde kalkınmaz. Motor şebekeden daha fazla akım çeker. Bu da kalkınma esnasındaki çekilen yük akımı önleme amacına ters düşer.

### **Yıldız – Üçgen Yol Verme**

Faz sargılarının uçlarına nominal gerilimden  $\sqrt{3}$  kat daha düşük gerilim uygulanarak motor kalkınana kadar düşük akım çekmesi sağlanır. Önce yıldız bağlanan sargılar motor kalkındıktan sonra, üçgen bağlantı konumuna otomatik ya da manuel olarak geçirilir. Başlangıç anında akımı ve momenti düşük olan motor, üçgen bağlantıya geçtikten sonra tam yükte çalışmasına devam edebilir.

### **Ototransformatör İle Yol Verme**

Motorun etiket değerlerinde üçgen çalışma gerilimi eğer şebeke gerilimi ile eşit değil ise yıldız-üçgen yol verme tekniği kullanılmadığı için kademeli trafo ile motora yol verilir. Motor bu teknikle de yüksüz olarak kalkınabilir.

### **Direnç İle Yol Verme**

Kalkınma anında çekilen yüksek akımları önlemek için motor sargıları üzerine düşen gerilimin bir kısmını direnç üzerine düşürerek motora yol verilebilir. Motor kalkınmasını tamamladıktan sonra direnç devreden çıkarılır.

### **Bilezikli Asenkron Motorlarda Yol Verme**

Bilezikli asenkron motorun rotor sargıları dışarı çıkarılmıştır ve kömür fırçaları yardımıyla elektriksel bağlantı yapılabilir. Rotoru sargılı olan bilezikli asenkron motorlarda motor kalkınma anında rotor kısmına seri ek direnç ilave ederek kalkınma anında yüksek moment elde edilebilir. İlk anda uygulanan direnç ve ya dirençler devreden çıkarılarak motor kalkınma sonrasında rotor sargıları kısa devre edilir.

### **Elektronik Sürücülü Yol Verme**

Gelişen teknoloji ile motora uygulanan gerilim seviyeleri değiştirilebilmekte ve frekans kontrolü ile motor hızında istenilen değişiklikler yapılabilmektedir. Çeşitli

yöntemlerin kullanıldığı bu yol verme tekniği ile motor daha sarsıntısız ve neredeyse sabit moment ile nominal hıza kadar çalışabilmektedir.

### 2.1.7 Asenkron Motorda Hız Kontrolü

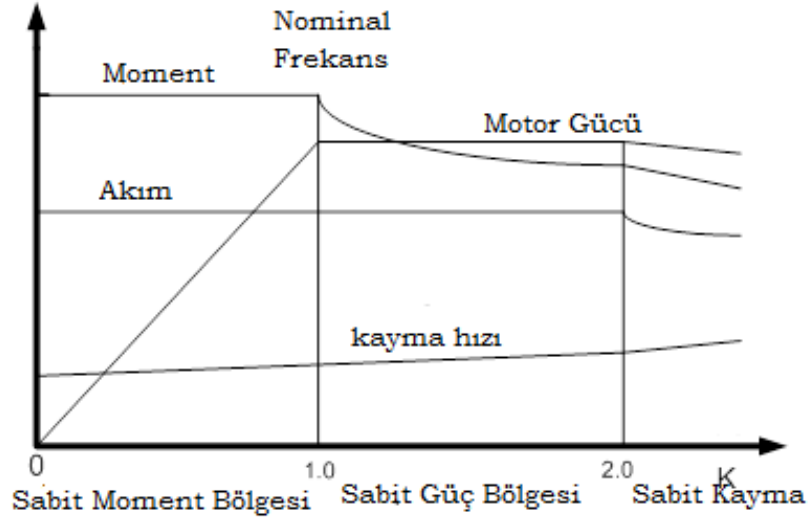
Asenkron motorda motor milindeki hız denklemini (2-20)'deki gibi tanımlarsak, motor hızındaki değişimin kayma, elektriksel frekans ve kutup sayısı ile ilişkili olduğunu görebiliriz.

$$n_m = (1 - s) \times \frac{120f_e}{p} \quad (2.20)$$

Hız kontrolünü yapmak için kaymada değişiklik yapmak bakır kayıplarında artışa neden olur. Bu da motorun verimsiz yapar. Hız kontrolünde elimizde iki değişken vardır: Birincisi kutup sayısı, ikincisi elektriksel frekanstır. Kutup sayısında değişiklik yapmak için motor sargılarının üretim esnasında uygulamaya özel tasarım gerektirir. Kutup sayısı ile yapılacak hız değişimleri hassas değildir. Örneğin, bir motor 1500 dev/dk, 1000 dev/dk., 750 dev/dk. hızlarda çalışabilecek şekilde tasarlanabilir. Ayrıca fan uygulamalarında gerilim ile de hız kontrolü yapılabilmektedir. Gelişen teknolojiyle yarı iletkenler ile etkin şekilde hız kontrolü yapılmaya başlamıştır.

#### 2.1.7.1 V/f Kontrol Teorisi

Asenkron motorda senkron hızın değiştirilmesiyle rotor hızında değişiklik yapılabilmektedir. Ancak bu kontrol tekniğinde motorun momentinin sabit kalabilmesi için hava aralığındaki akının sabit tutulması gerekmektedir.



Şekil 2.4 Frekans-Moment-Güç-Akım-Kayma ilişki grafiği

$$E_{ha} = k\omega\phi_{ha} \quad (2.21)$$

$E_{ha}$  : motor zıt e.m.k.'sı

$\phi_{ha}$  : hava aralığı akısı

$$V = V_m \sin \omega t \quad (2.22)$$

$$V = N \frac{d\theta}{dt} \quad (2.23)$$

$$Q = \int_0^t \frac{V_m \sin \omega t dt}{N} = \frac{V_m (1 - \cos \omega t)}{\omega N} \quad (2.24)$$

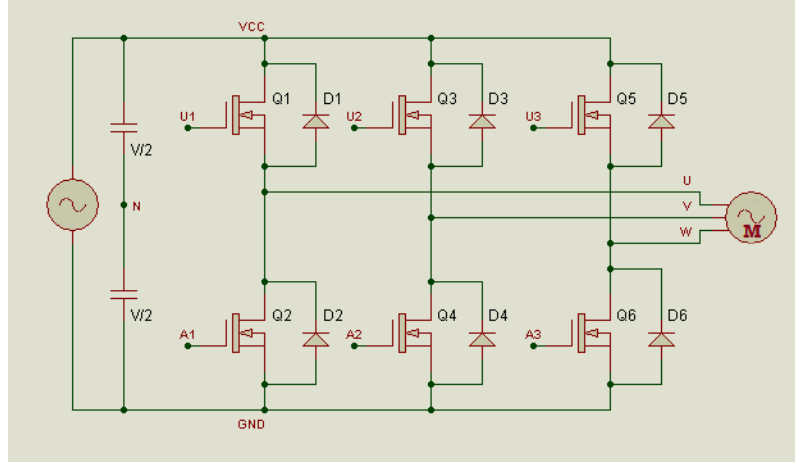
Sabit hava aralığı akısı için yukarıdaki denklemde de görüldüğü gibi motor zıt e.m.k.'sı ile frekansın birbirine olan oranının sabit tutulması gerekmektedir. Fakat motorun düşük frekanslardaki bakır kayıplarını karşılayabilmesi için gerilim-frekans eğrisi orijinden değil belli bir gerilim ve frekans seviyesinden başlamak zorundadır.

Sabit moment için sabit tutulan hava aralığı akısı anma hızının üzerine çıkıldığında V/f oranı azalmaya başlar. Rotor akımı sabit kalır ve motor bu bölgede sabit güçte çalışır.

## 2.2 Üç Fazlı DC-AC Eviricilerde PWM

DC kaynaktan 3 fazlı işaret elde etmek için yarı iletken güç elemanlarıyla gerçekleştirilen tam köprü inverter Şekil 2.5'de gösterilmektedir.





Şekil 2.5 Tam köprü inverter modeli

Şekil üzerinde yapılan açıklamalarda Q1-Q3-Q5 anahtarlar üst kollar, Q2-Q4-Q6 anahtarlar alt kollar ve Q1-Q2 anahtarları birlikte tek kol olarak adlandırılacaktır. Yukarıdaki şekilde oluşturulan devrenin, güç elemanlarının kapılarına uygulanan çeşitli sinyaller ile 3 faz çıkış (U-V-W) elde etmek mümkündür. Anahtarlarda bulunan geri besleme diyotları yükteki enerjiyi kaynağa geri aktarmak için kullanılır.

Devreye uygulanacak sinyal şekilleri oluşturulurken, anahtarlar öyle bir ilettime ayarlanmalıdır ki, her zaman üç fazın gerilim toplamı sıfır olmalı ve tek kol üzerindeki anahtarlar aynı anda iletimde olmamalıdır. Tek kolda oluşabilecek kısa devreyi önlemek için güç elemanlarının yükseliş ve düşüş zamanları dikkate alınıp ölü zaman (her iki anahtarın kesimde tutulduğu zaman) hesaplanmalıdır.

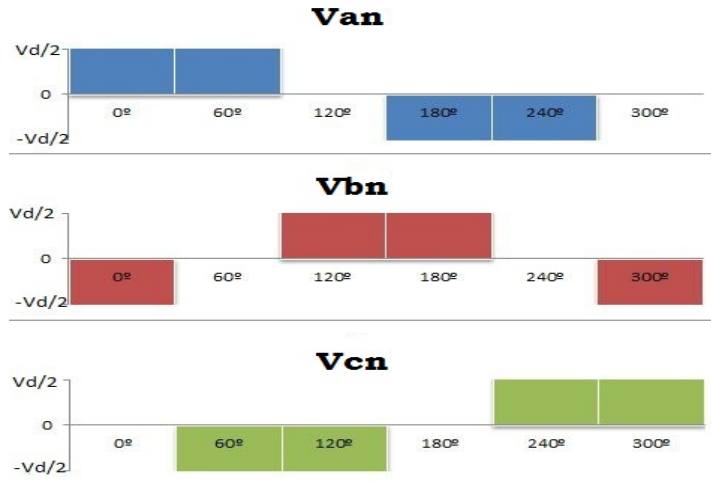
### 2.2.1 120° İletimli Kare Dalga Evirici

Her bir anahtarlama elemanının bir periyotta 120° iletimde kalmasıdır. Tablo 2.2’de gösterildiği gibi tek kol üzerindeki anahtarlar arasında 60°’lik kesim zamanı bulunmaktadır. Burada anahtarlar için ek olarak ölü zaman gerekmemektedir. Üst kollar her bir 120°’lik açı farkıyla tetiklenmiştir. Zamanda ilerlerken aynı anda daima iki anahtarın iletimde olduğu Tablo 2.2’de görülebilir.

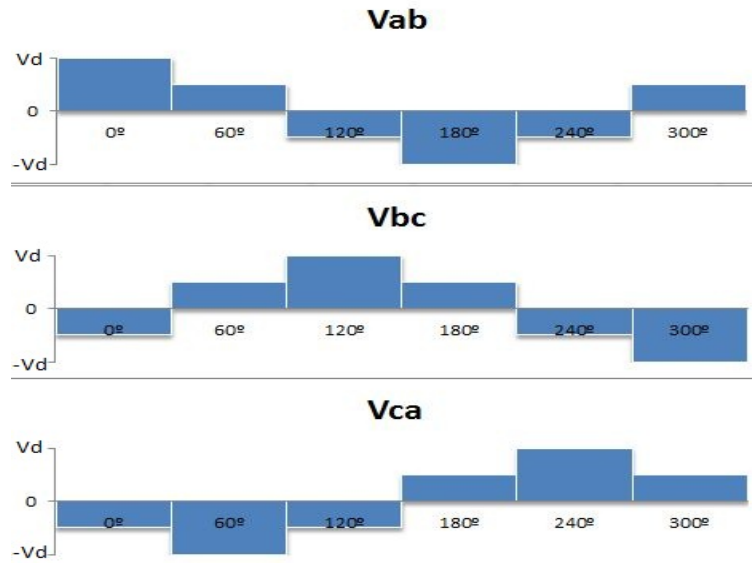
Tablo 2.2 120° Güç elemanlarına uygulanan sinyal tablosu

	0°-60°	60°-120°	120°-180°	180°-240°	240°-300°	300°-360°
Q1	1	1	0	0	0	0
Q3	0	0	1	1	0	0
Q5	0	0	0	0	1	1
Q2	0	0	0	1	1	0
Q4	1	0	0	0	0	1
Q6	0	1	1	0	0	0

Devrenin Tablo 2.2'deki gibi anahtarların tetiklenmesi sonucunda faz gerilimleri Şekil 2.6'de gösterilmiştir.



Şekil 2.6 120 derece kare dalga sinyali



Şekil 2.7 120 derece kare dalga faz-faz gerilim grafiği

## 2.2.2 180° İletimli Kare Dalga Evirici

120° iletimli kare dalga sinyalinden farklı olarak sinyallerin bir periyotta 180° iletimde kalmasıyla 180° iletimli kare dalga sinyalleri üretilir. Burada dikkat edilmesi gereken husus, tek kol üzerindeki anahtarlar iletim-kesim anında kısa devre olabilir. Bunun için güç elemanlarının iletim-kesim zaman eğrilerine bakılarak programlama esnasında ölü zaman konular ya da entegreli sürme devrelerinde bu süre devre elemanlarıyla oluşturulur. Bu kare dalga tekniğinde tablodan da anlaşılacağı üzere aynı anda üç anahtar iletim durumdadır.

Tablo 2.3 180° anahtarlamalı 6 bölge anahtarlama tablosu

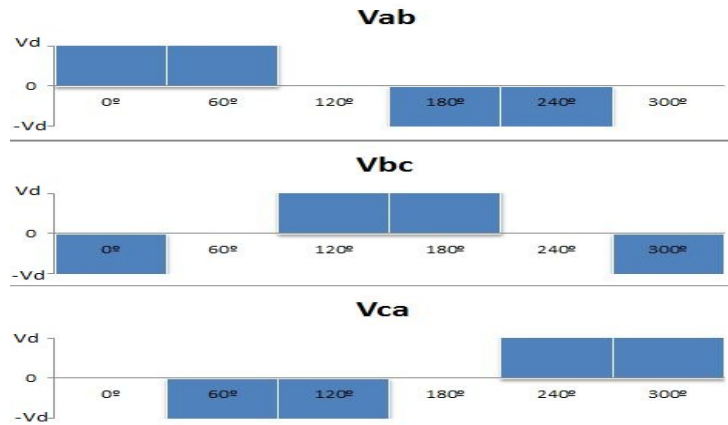
	0°- 60°	60° - 120°	120° - 180°	180° - 240°	240° - 300°	300° - 360°
Q1	1	1	1	0	0	0
Q3	0	0	1	1	1	0
Q5	1	0	0	0	1	1
Q2	0	0	0	1	1	1
Q4	1	1	0	0	0	1
Q6	0	1	1	1	0	0

Tablo 2.3’de anahtarların kapalı olduğu bölgeler “1”, açık olduğu bölgeler “0” olarak gösterilmiştir. Tablodan da görüleceği üzere aynı bölgede 2 üst kol ve 1 alt kol ya da 1 üst kol ve 2 alt kol kapalıdır.



Şekil 2.8 180 derece kare dalga faz – nötr gerilim grafiği

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \quad (2.25)$$



Şekil 2.9 180 derece kare dalga faz-faz gerilim grafiği

### 2.2.3 PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu)

Asenkron motorların hız kontrolünde sadece frekansı değiştirip hız kontrolü yapmak motor üzerinde olumsuz etkilere neden olmaktadır. Motor nominal hızın altında çalıştırılacaksa frekansla doğru orantılı gerilim de düşürülmelidir. Çünkü Faraday Kanunu'na göre, gerilim sabit iken frekans azaltılırsa motorun çekirdeğindeki akı artacak ve motor doyuma ulaşacaktır.(2-16) (Chapman, 2007)

$$Q(t) = -\frac{V_m}{\omega N_p} \cos(\omega t) \quad (2.26)$$

$V_m$  : Maksimum genlik değeri

$N_p$  : Sargı sayısı

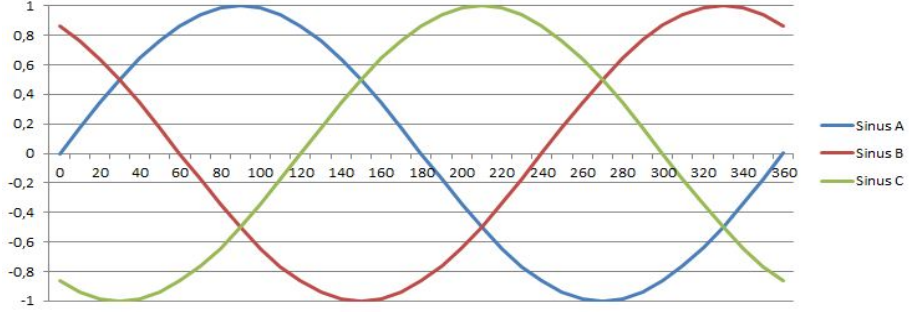
$\omega$  : Açısal hız

PWM sinyalleri genlikleri değişen kare dalgalardan oluşmaktadır. Önceki sinyal tekniklerinde aktif bölgeler tam doluluk gösterirken, PWM sinyallerinin doluluk oranları değişkendir. Bu dalga şekillerinin üretilmesi için temel devre elemanları, entegreler ve işlemciler kullanılmaktadır.

PWM bize ana kare dalgamızda darbeler oluşturarak darbenin genliğinde değişiklik yapmamıza olanak sağlar. Böylece çıkış ana dalgasının temel bileşenleri değişir ve anahtarlama harmoniklerinin frekansı yükselir. Motor kontrolü sırasında motor endüktansının harmonik akımları bu şekilde sınırlandırılmış olur. Fakat anahtarlama frekansının yükselmesi devredeki güç elemanlarında anahtarlama kayıplarının artmasına neden olur.

### 2.2.3.1 SPWM

Genel olarak 3 fazlı sistemler için SPWM üretilirken birbirinden 120° faz farklı sinüs dalgalarıyla frekansı daha yüksek olan üçgen dalgalar karşılaştırılarak elde edilir. Mikroişlemcide karşılaştırma yapmak için işlemcinin hızına göre iki seçenek mevcuttur: Sayıcı ile anlık olarak hesaplanan sinüs değerleri ya da sayıcı ile var olan sinüs değer tablolarını karşılaştırmak.



Şekil 2.10 120 derece faz farkı olan üç faz sinüs sinyali

Sinüs dalgasının genliği üçgen dalganın genliğine göre belirli bir orana sahiptir. Bu oran modülasyon indeksi ( $M_a$ ) olarak tanımlanır (2-17).

$$M_a = V_{sinüs}/V_{üçgen} \quad (2.27)$$

$V_{sinüs}$  : Sinüs Dalga Tepe Değeri

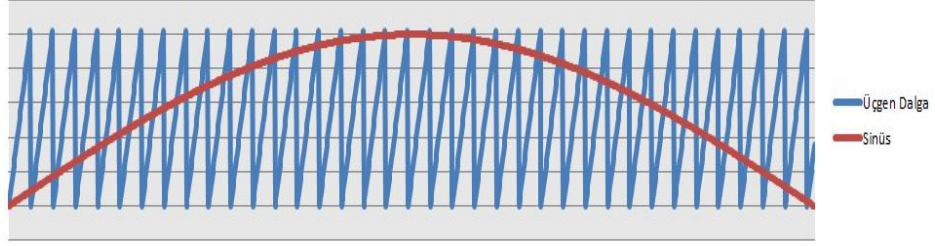
$V_{üçgen}$  : Üçgen Dalga Tepe Değeri

Karşılaştırma sırasında değiştirilen modülasyon indeksi ile çıkış geriliminin genliğinin değiştirilmesi de mümkündür. Çıkış geriliminin ortalama değeri  $M_a$  oranı 1'den küçük olduğu sürece denklem (2-18)'deki gibi ifade edilebilir.

$$V_{çıkış} = M_a \times V_d \quad (2.28)$$

$V_{çıkış}$  : Çıkış Gerilimi

$V_d$  : Besleme Kaynağı Gerilimi



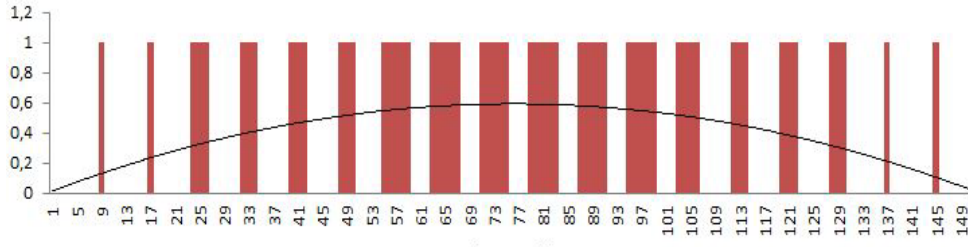
Şekil 2.11 Sinüs ile üçgen dalga sinyali

Şekil 2.11’da sinüs dalganın yalnızca 180°’lik kısmında karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma sırasında sinüs dalgasının üçgen dalgadan büyük olduğu alanlarda anahtar iletime geçecektir. Burada ki üçgen dalga frekansının sinüs dalga frekansına oranı, 3 fazlı sistemin 120° derecelik farkından dolayı 3 ve 3’ün katı olması gerekmektedir. Ancak bu şekilde fazlar arası simetrik bir sinyal elde edilebilir. Sinüs dalga frekansının üçgen dalga frekansına oranı frekans modülasyonu ( $M_f$ ) denir.

$$M_f = \frac{f_{sinüs}}{f_{üçgen}} \quad (2.29)$$

$f_{sinüs}$  : Sinüs Dalga Frekansı

$f_{üçgen}$  : Üçgen Dalga Frekansı

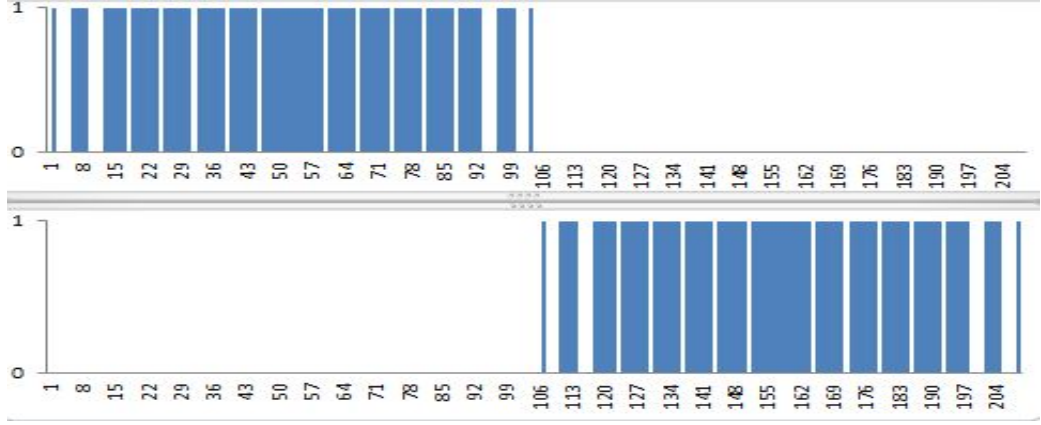


Şekil 2.12 Sinüs PWM sinyal örneği

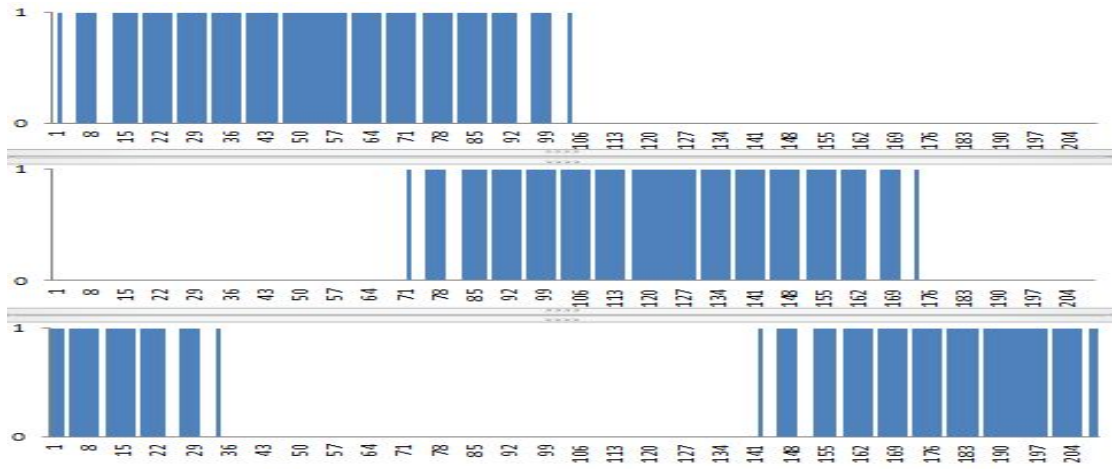
Şekil 2.12 modülasyon frekansının 36 ve modülasyon indeksinin 0,4 olduğu SPWM sinyal grafiğidir.

### Tek Kutuplu SPWM

Tek kutuplu SPWM 180° iletimli kare dalgaya benzer. Anahtarlar 180°’lik kısımlarda oluşturulmuş sinüs sinyalleri ile tetiklenir. 180° iletimli kare dalgaya göre daha az harmonik içerir.



Şekil 2.13 Alt ve üst kol için tek kutuplu SPWM sinyali



Şekil 2.14 Üç faz için üst Kollarının tek kutuplu SPWM örneği

Tek kutuplu SPWM T periyodunun ilk yarısında p darbeleri dalga şekline sahip ise; Darbelerin merkezindeki açı ( $a_k$ ) ;

$$a_k = (2k - 1) \frac{\pi}{2p}; \quad k=1,2,3\dots p \quad (2.30)$$

şeklinde ifade edilir.

Her  $a_k$  açısındaki darbenin genişliği ( $\delta_k$ ) ;

$$\delta_k = \delta_{kmax} x \sin(a_k) \quad (2.31)$$

En büyük darbe genişliği ( $\delta_{kmax}$ );

$$\delta_{kmax} = \text{mod}_{index} x \frac{\pi}{p} \quad (2.32)$$

Tablo 2.4 p=10 ve modülasyon oranı=1 olan SPWM için değerler tablosu

p	10	mod <sub>index</sub>	1	δ <sub>kmax</sub>	0,31					
k	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
a <sub>k</sub>	0,16	0,47	0,79	1,10	1,41	1,73	2,04	2,36	2,67	2,98
δ <sub>k</sub>	0,05	0,14	0,22	0,28	0,31	0,31	0,28	0,22	0,14	0,05

SPWM'in çıkış gerilimi dalga şeklinin n'nci harmoniğinin tepe gerilimine oranı;

$$\frac{V_{on}}{V_{tepe}} = \sum_{k=1}^p \frac{4}{n\pi} \sin n a_k \sin \frac{n\delta_k}{2} \quad (2.33)$$

şeklindedir.

Tablo 2.5 p=10 ve modülasyon oranı=1 olan SPWM'in harmonik tablosu

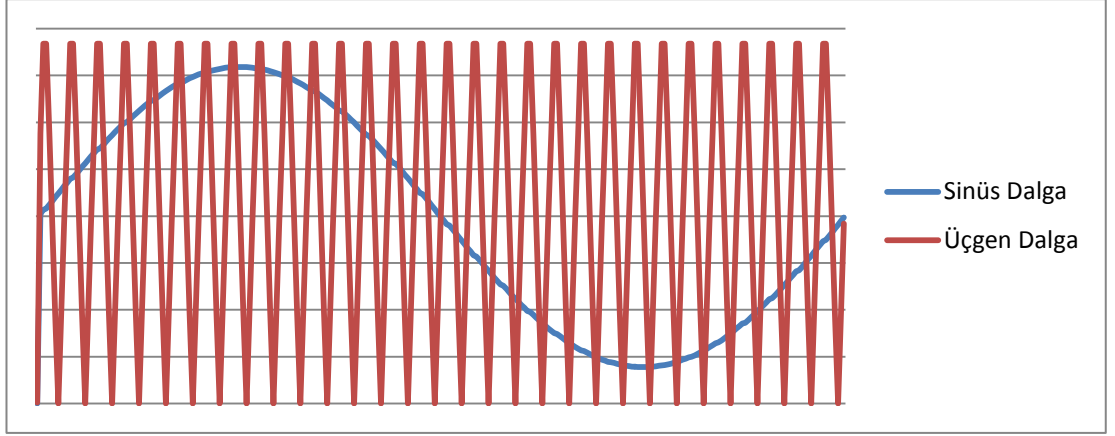
Harmonik Derecesi										
k	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	0,0049	0,0097	0,0142	0,0184	0,0221	0,0252	0,0277	0,0296	0,0307	
2	0,0412	0,0732	0,0890	0,0852	0,0629	0,0272	-0,0136	-0,0505	-0,0755	
3	0,0998	0,1403	0,0982	0,0000	-0,0949	-0,1312	-0,0902	0,0000	0,0842	
4	0,1583	0,1423	-0,0271	-0,1608	-0,1160	0,0488	0,1492	0,0842	-0,0611	
5	0,1943	0,0601	-0,1697	-0,1088	0,1261	0,1377	-0,0731	-0,1432	0,0218	
6	0,1943	-0,0601	-0,1697	0,1088	0,1261	-0,1377	-0,0731	0,1432	0,0218	
7	0,1583	-0,1423	-0,0271	0,1608	-0,1160	-0,0488	0,1492	-0,0842	-0,0611	
8	0,0998	-0,1403	0,0982	0,0000	-0,0949	0,1312	-0,0902	0,0000	0,0842	
9	0,0412	-0,0732	0,0890	-0,0852	0,0629	-0,0272	-0,0136	0,0505	-0,0755	
10	0,0049	-0,0097	0,0142	-0,0184	0,0221	-0,0252	0,0277	-0,0296	0,0307	
Toplam	0,9969	0,0000	0,0091	0,0000	0,0002	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	

Yukarıdaki tabloda SPWM harmonikleri içinde çift dereceli harmoniklerin olmadığı görülmektedir.

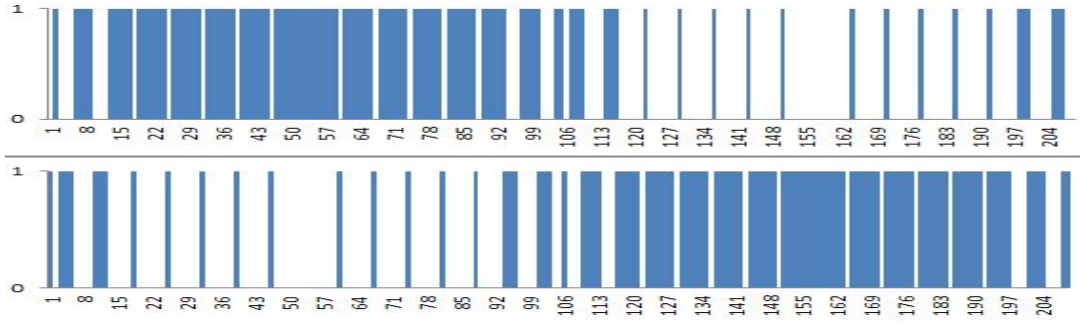
### Çift Kutuplu SPWM

360°'lik sinüs sinyalinin tüm periyotta üçgen dalga ile karşılaştırılmasıyla elde edilir. Çıkış akımı sinüse daha yakındır. Fakat anahtarlama tek kol üzerindeki kısa devreden kaçınmak daha zor hale gelir. İşlemci hızı düşük ise ölü zaman ayarlamak zorlaşır. Ek entegrelere ihtiyaç duyulur. Tek kutuplu SPWM'de sadece 180°'de ölü zaman gerekir. Çift kutuplu SPWM'de ise her anahtarlama ölü zaman gerekir. Şekil 2.16'de tek kol üzerindeki anahtarların tam simetrik tetiklendiği görülebilir.

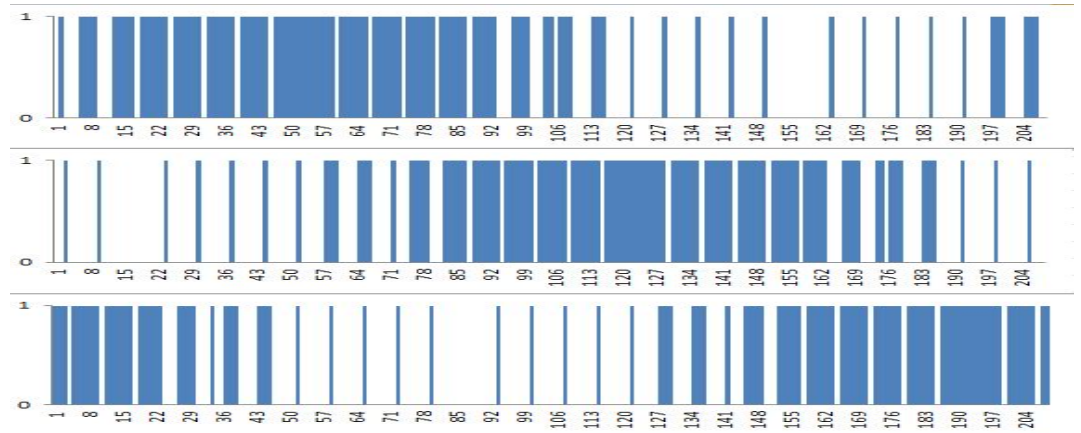




Şekil 2.15 Üçgen dalga-Sinüs karşılaştırılması



Şekil 2.16 Tek kol için SPWM örneği

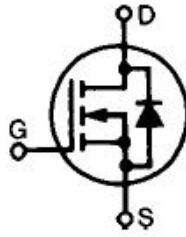


Şekil 2.17 Üç faz için üst kollarının çift kutuplu SPWM örneği

## 2.3 Bir Faz Beslemeli Üç Faz İnverter Tasarımı

### 2.3.1 MOSFET

MOSFET, Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (Metal Oksit Yarı İletken Alan Etkili Transistör) 'ün baş harflerinden oluşur. Güç sistemlerinde kullanılan izole kapalı yarı iletken devre elemanıdır. Azalan Tip MOSFET (Deplation) ya da Çoğalan Tip (Enhancement-MOSFET) olarak üretilirler. P kanal ve N kanal olmak üzere iki çeşit üretilirler. Şekil 2.18'da n kanallı MOSFET sembolü gösterilmiştir.



G- Kapı (Gate)

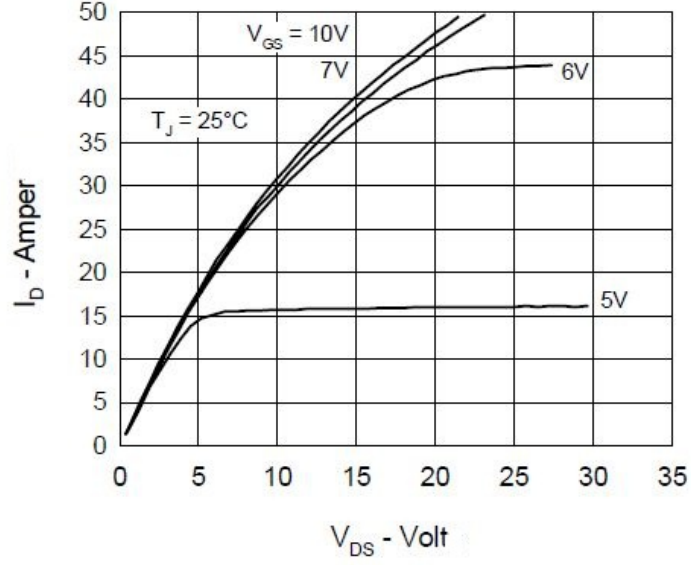
D - Kanal (Drain)

S – Kaynak (Source)

Şekil 2.18 MOSFET simgesi

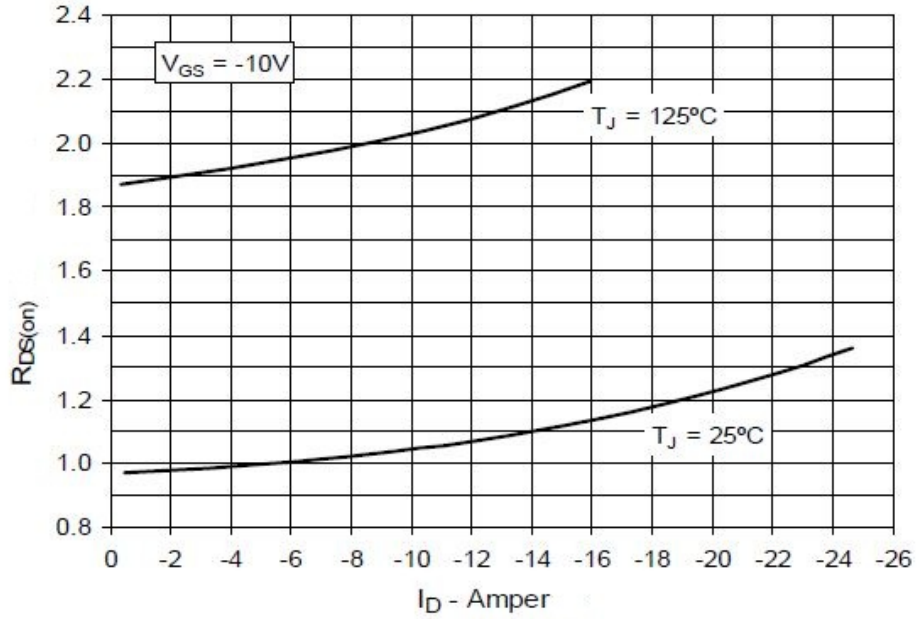
#### 2.3.1.1 Genel Bilgiler

MOSFET kapısına uygulanan gerilim ile kanal akımını kontrol edebilmemize olanak sağlar. Kapıya uygulanan gerilim arttırıldığında MOSFET geriliminin azaldığını Şekil 2.19'de görebiliriz. Güç devrelerinde MOSFET'in iletim kayıplarının minimum seviyede olması için MOSFET'in kapı gerilimleri kesimde sıfır gerilim, iletimde yeterli gerilim verilmelidir.



Şekil 2.19 MOSFET akım gerilim karakteristiği ( IXFH26N50 veri sayfası )

Güç uygulamalarında önemli bir yeri olan MOSFET'ler paralel bağlanabilmektedir. MOSFET'in kanal-kaynak uçları arasına düşen gerilim lineer özelliğe sahiptir ve direnç ( $R_{ds}$ ) olarak karakterize edilebilir. MOSFET'in pozitif sıcaklık katsayısı MOSFET'in paralel bağlanabilmesine olanak sağlar. Şekil 2.20'de piyasadaki MOSFET'in veri sayfasından alınan grafikte direncin 2 katına kadar çıktığı görülmektedir.



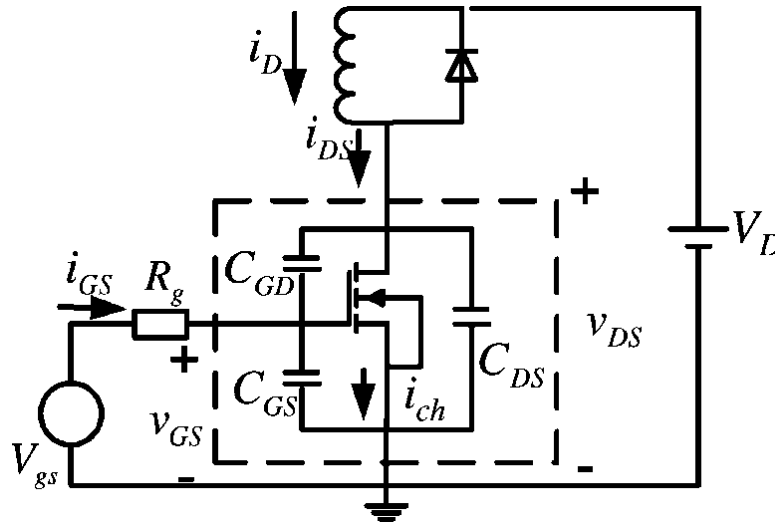
Şekil 2.20 MOSFET  $R_{ds(on)}$  - Akım - Sıcaklık grafiği

Paralel bağı MOSFET'lerin direnci düşük olanından daha fazla akım geçecektir. Akım fazla geçen MOSFET ısınacak, MOSFET'in direnci artmaya başlayacaktır. Artan direnç ile paralel bağı mosfetteki akım düşecek MOSFET soğumaya başlayacaktır. Böylece MOSFET'ler kendi aralarında akımları orantılı şekilde paylaşacaktır (Url-2).

### 2.3.1.2 Anahtarlama Karakteristiği

Kesimde olan bir MOSFET'in kapısına uygulanan pozitif gerilim ile iletme geçmesi, iletimde olan bir MOSFET'in kapısına uygulanan gerilimin sıfıra çekilmesiyle kesime gitmesi sağlanır. Bu anlık değişimler yüksek frekanslı uygulamalarda önem taşır. Çünkü MOSFET üzerinde oluşan ısı kayıplarının çoğunluğu bu zaman dilimlerindedir.

MOSFET kapısı izole olduğu için normalde akım çekmemesi gerekirken eşdeğer devresindeki parazitik kondansatör sebebiyle gerilim sinyallerinin başlangıç ve bitişinde hızlı şarj ve deşarj olması için yüksek akıma ihtiyaç duyar. Transistörler ve IGBT'ler ile karşılaştırıldığında anahtarlama güç kayıpları düşük fakat iletim esnasındaki  $V_{DS}$  voltajının büyük olmasından dolayı güç kayıpları yüksek devre elemanlarıdır. (BODUR, 2010)



Şekil 2.21 İndüktif yük altında güç MOSFET'inin anahtarlama devresi ( Xiong ve diğ., 2009 )

MOSFET'lerin güç kayıplarını veri sayfalarından hesaplamak mümkündür. Fakat MOSFET'in parazitik kondansatörünün lineer olmayan davranışı nedeniyle karmaşık anahtarlamalardaki kayıpları modellemek zordur ( Xiong ve diğ., 2009 ) .

$$P_{sw} = \frac{1}{2} I_D V_D (t_{off} + t_{on}) f + \frac{1}{2} C_{oss} V_D^2 f \quad (2.34)$$

$P_{sw}$  : Anahtarlama Kaybı

$I_D$  : Yük Akımı

$V_D$  : Hat Gerilimi

$t_{off}$  : MOSFET'in kesime girme gecikme süresi +düşme süresi

$t_{on}$  : MOSFET'in iletme girme gecikme süresi +yükselme süresi

$C_{oss}$  : Çıkış kapasitansı

$f$  : Anahtarlama frekansı

$$C_{rss} = C_{gd} \quad (2.35)$$

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss} \quad (2.36)$$

$$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss} \quad (2.37)$$

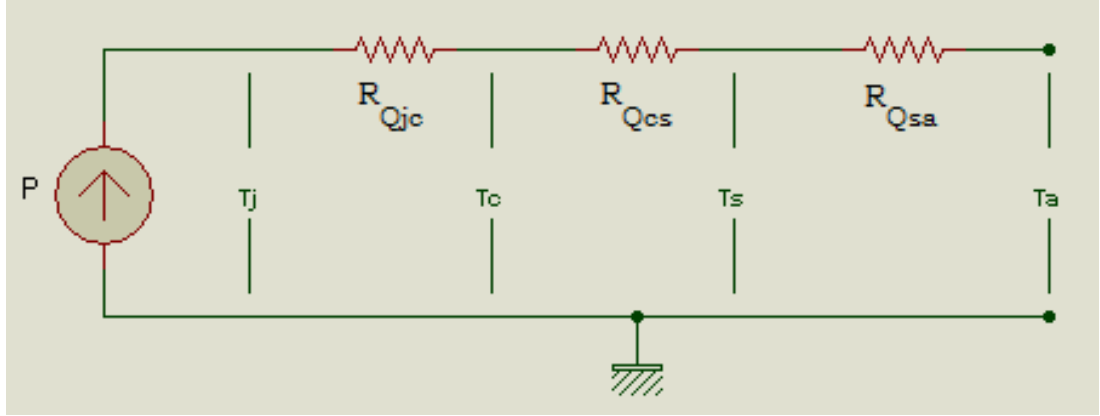
$$P_{on} = I_d^2 \times R_{Dson} \times \frac{t_{on}}{T} \quad (2.38)$$

$$P_{Loss} = P_{sw} + P_{on} \quad (2.39)$$

### 2.3.1.3 Soğutucular

MOSFET yarı iletken elemanının iletim ve anahtarlama anında açığa çıkan kayıplar ısı enerjisine dönüşür. Sıcaklığı artan MOSFET'in direnci sıcaklık ile artmaya başlar. Direnci artan MOSFET üzerinde daha fazla gerilim düşümüne sebep olur. Artan gerilim düşümü ile birlikte kayıplar artar ve sıcaklık daha hızlı artmaya devam eder.

Isı aktarımı, sıcaklıkları farklı iki veya daha fazla nesne arasında iletim, taşınım ya da ışınım yoluyla olur. İletim, bir maddeden diğerine ısı transferiyle gerçekleşir. MOSFET'in üzerinde açığa çıkan ısı enerjisinin etkin biçimde iletilmesi için soğutuculara ihtiyaç duyarız.



Şekil 2.22 Isıl direnç eşdeğer devresi

Isı enerjisi yüksek sıcaklıklı maddeden az olana doğru akar. Birim zamanda akan enerji aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Mohan ve diğ., 1995).

$$P_{cond} = \frac{\lambda A \Delta t}{d} \quad (2.40)$$

$\Delta t$  : sıcaklık farkı ( $^{\circ}\text{C}$ )

A : yüzey alanı ( $\text{m}^2$ )

d : uzunluk (m)

$\lambda$  : ısı iletkenlik katsayısı ( $\text{Wm}^{-1}\text{^{\circ}\text{C}^{-1}}$ )

Malzemenin ısıl direncinin hesaplanması;

$$R_{Qja} = \frac{\Delta t}{P_{cond}} = \frac{d}{\lambda A} \quad (2.41)$$

$$R_{Qja} = \frac{T_{jmax} - T_{amax}}{P_{Loss}} \quad (2.42)$$

$$R_{Qsa} = R_{Qja} - (R_{Qjc} + R_{Qcs}) \quad (2.43)$$

$$P_{rad} = 5.7 \times 10^{-8} \times E A_D (T_s^4 - T_a^4) \quad (2.44)$$

$A_D$  : Alan (Dış Yüzey Alanı)

$T_s$  : Yüzey sıcaklığı (K)

$T_a$  : Ortam sıcaklığı (K)

E : Yüzey emissivitesi

$$R_{Qrad} = \frac{\Delta t}{P_{rad}} = \frac{\Delta t}{5.1A \left[ \left( \frac{T_s}{100} \right)^4 - \left( \frac{T_a}{100} \right)^4 \right]} \quad (2.45)$$

$$P_{con} = 1.34AF_{red} \frac{\Delta t^{1.25}}{d_{vert}^{0.25}} \quad (2.46)$$

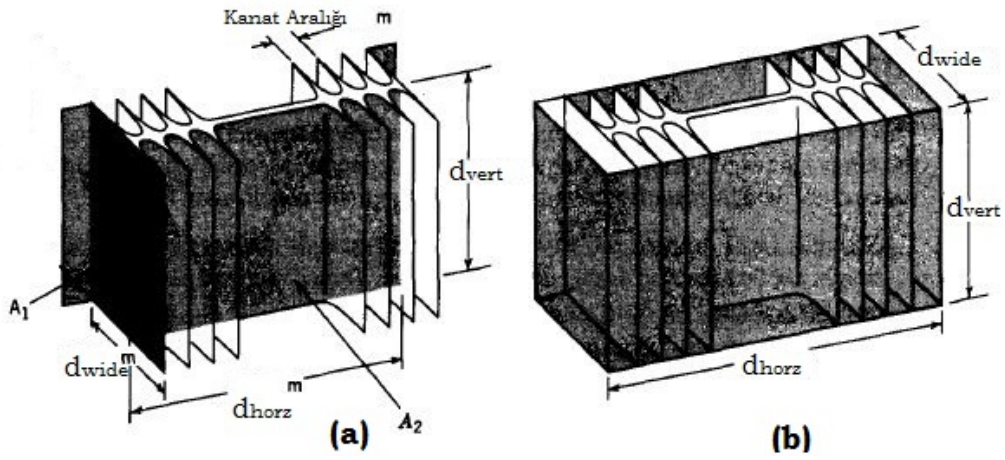
$d_{vert}$  : Dikey uzunluk(m)

$F_{red}$  : Düzeltme Faktörü

$$R_{Qcon} = \frac{\Delta t}{P_{con}} = \frac{1}{1.34A_T F_{red}} \left( \frac{d_{vert}}{\Delta t} \right)^{1/4} \quad (2.47)$$

$A_T$  : Alan (Toplam yüzey alanı)

$$R_{Qsa} = \frac{R_{Qrad} + R_{Qcon}}{R_{Qrad} \times R_{Qcon}} \quad (2.48)$$



Şekil 2.23 Soğutucu alanları

Şekil 2.23 (a)' da toplam yüzey alanı ( $A_T$ )  $2A_1 + 16A_2$  olarak hesaplanırken, (b)'de dış yüzey alanı ( $A_D$ ) dikdörtgenler prizmasının hesabıyla yapılabilir.

### 2.3.2 MOSFET Sürme Devreleri

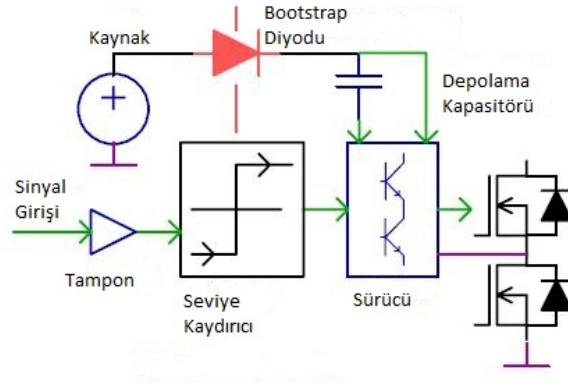
MOSFET tam kontrollü yarı iletken güç elektroniği elemanıdır. Yeterli kapı gerilimi olan  $V_{GSon}$  uygulandığı sürece tam iletimdedir. Yeterli gerilimin altında uygulanan sinyal MOSFET'in aktif bölgede çalışmasına neden olur. Aktif bölgede çalışan MOSFET üzerine, tam iletimde olduğundan daha fazla gerilim düşer. Bu durumda MOSFET üzerinde harcanan enerji artar, ısı kayıpları meydana gelir.

MOSFET'lerin iletme geçmesi için gerekli gerilim 7V-8V iken genellikle 15V gerilim uygulanmaktadır. Sürme devreleri, sinyalleri gerekli genlik seviyesine modüle etmekte, akım sinyallerine dönüştürmekte, hızlandırmakta veya izole etmekte kullanılır (BODUR, 2010).

MOSFET sürme devrelerinde kontrol devresinden alınan sinyallerin gerilim seviyelerinin modülasyonunda optik bağlayıcı ya da darbe trafoları kullanılır. Optik bağlayıcılar çeşitli gerilim seviyelerinde ve anahtarlama frekanslarında üretilmektedir. Optik bağlayıcılar gelecek bölümde incelenecektir.

### 2.3.2.1 Önyüklemeli (Bootstrap) Sürme Devreleri

Endüstride de yaygın olarak kullanılan eviriciler basit bir yapıya sahiptir. H – Köprüsü'nün üst kolundaki MOSFET'in Kaynak ucunda oluşan referans hatalarını engelleyen ön eşlik devresinde kondansatör ve diyot vardır. MOSFET'in kaynağından alınan referans geriliminin üzerine sinyal gerilimi eklenerek MOSFET'in kapı ucuna yeni sinyal uygulanmış olur. Böylece MOSFET'in gerilim seviyesi yüksek olan uygulamalarla da iletme geçmesi garanti altına alınır.



Şekil 2.24 Önyüklemeli sürücü devresi genel şeması (de Rooij ve diğ., 2002'den uyarlanmıştır.)

Basit yapısı ve birçok avantajı olmasına karşın bu yapının bazı dezavantajları vardır. Anahtarlama anında depolama kondansatörünün şarj edilme ihtiyacı doğrudan uygulanan işaretin doluluk oranı ve frekansına bağlıdır. Üst kol anahtarı kapatılıp alt kol anahtarı açılması anında endüktif yük akımı aynı yönde akıtmak isteyecek alt koldaki anahtarın ters diyotundan akım akacaktır. Bu anda oluşabilecek ters gerilim Cboot kondansatörünü aşırı şarj olmasına neden olacaktır.





$V_{DD}$  : sürücü gerilimi

$V_F$  : Dboot diyotunun ileri yöndeki eşik gerilimi

$$Q_{TOTAL} = Q_{GATE} + (I_{LKCAP} + I_{LKGS} + I_{QBS} + I_{LK} + I_{LKDIODE}) \times t_{ON} + Q_{LS} \quad (2.50)$$

$Q_{GATE}$  : Toplam kapı yükü

$I_{LKCAP}$  : Cboot kondansatörünün sızıntı akımı (Seramik kondansatörlerde önemsizdir)

$I_{LKGS}$  : Anahtarın kapı-kaynak sızıntı akımı

$I_{QBS}$  : Pasif devre akımı

$I_{LK}$  : Devre sızıntı akımı

$I_{LKDIODE}$ : Dboot diyotunun sızıntı akımı

$Q_{LS}$  : dâhili seviye arttırıcı için gerekli yük(yüksek gerilim sürücülerinde 3nC)

$$C_{BOOT} = \frac{Q_{TOTAL}}{\Delta V_{BOOT}} \quad (2.51)$$

Rboot direnci seçimi;

$$V_{RBOOT} = \frac{I_{CHARGE} \times R_{BOOT}}{t_{CHARGE}} \quad (2.52)$$

$I_{CHARGE}$  : Cboot kondansatörün şarj akımı

$R_{BOOT}$  : Rboot direnci

$t_{CHARGE}$  : Cboot kondansatörünün şarj zamanı

Not: Rboot direnci üzerinde düşecek gerilim seviyesine göre Rboot hesabı yapılır.  $\Delta V_{BOOT}$  hesabı yapılırken  $V_{RBOOT}$  değeride hesaba katılmalıdır. Bu değer fazla ise hızlı diyot kullanılmalıdır.

Sürücü elmanı seçiminde akım değerleri hesabı;

$$I_{SOURCE} \geq 1.5 \times \frac{Q_G}{t_{SW(ON)}} \quad (2.53)$$

$Q_G$  : Anahtarlama elemanının sürücü kaynak gerilimine kadar ulaşması için gerekli yük

$I_{SOURCE}$  : Sürücü devresinin sağlandığı anahtara doğru giden akım (Anahtar aktif iken)

$$I_{SINK} \geq 1.5x \frac{Q_G}{t_{SW(OFF)}} \quad (2.54)$$

$I_{SINK}$  : Sürücü devresinin kapanma durumunda çektiği akım (Anahtar pasif iken)

Anahtarlama direnci hesabı;

$$I_{g(avr)} = \frac{Q_{gs} + Q_{gd}}{t_{SW}} \quad (2.55)$$

$I_{g(avr)}$  : Anahtarlama için gerekli ortalama akım

$Q_{gs}$  : Anahtarlama elemanın kapı-kaynak kapasitör yükü

$Q_{gd}$  : Anahtarlama elemanın kapı-kanal kapasitör yükü

$t_{SW}$  : Anahtarlama periyodu

$$R_{TOTAL} = R_{g(ON)} + R_{DRV(ON)} = \frac{V_{DD} - V_{gs}}{I_{g(avr)}} \quad (2.56)$$

$R_{g(ON)}$  : Anahtarlama direnci (Anahtar iletimde iken)

$R_{DRV(ON)}$  : Sürücü devresi dâhili direnci (Anahtar kesimde iken)

$$R_{DRV(ON)} = \frac{V_{DD}}{I_{source}} \quad (2.57)$$

$$R_{DRV(OFF)} = \frac{V_{DD}}{I_{SINK}} \quad (2.58)$$

$R_{DRV(OFF)}$  : Sürücü devresi dâhili direnci (Anahtar açık iken)

$$R_{g(off)} \leq \frac{V_{gh(th)min}}{C_{gd}x \frac{dV_{out}}{dt}} - R_{(drv)} \quad (2.59)$$

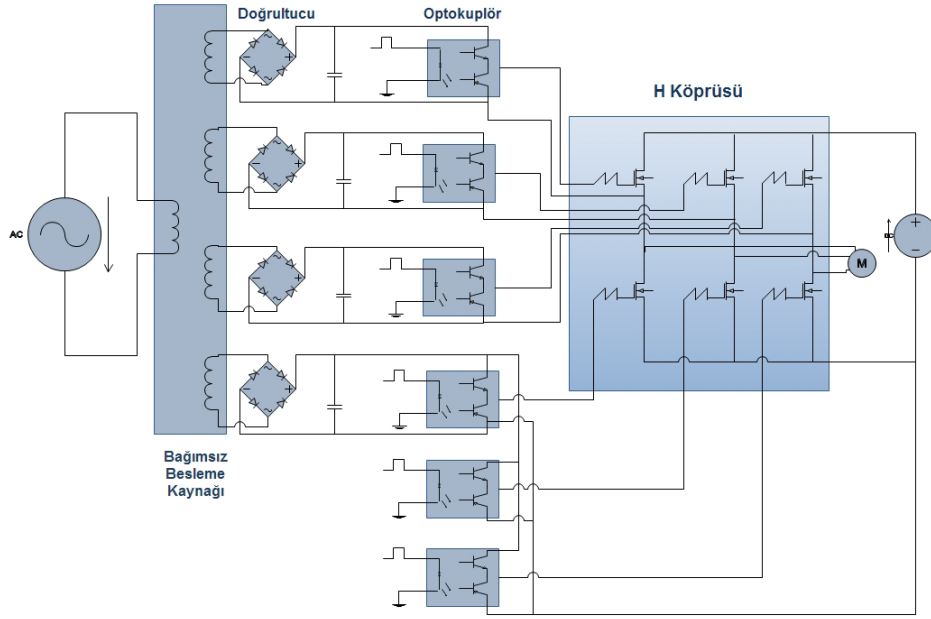
$R_{g(off)}$  : Anahtarlama direnci (Anahtar kapalı iken)

### 2.3.2.2 İzoleli Sürme Devreleri

Güç devresi ile kontrol devresinin birbirinden elektriksel olarak izole edilmesiyle oluşturulan sürme devreleridir. Güç katı elemanlarının kapılarına uygulanacak sinyallerin gürültülerden etkilenmemesi için her bir üst kol ile alt kolların toprakları ayrıdır. Bu sürme devrelerinde 3 faz H-Köprüsü için bağımsız dört kaynak gerekmektedir.

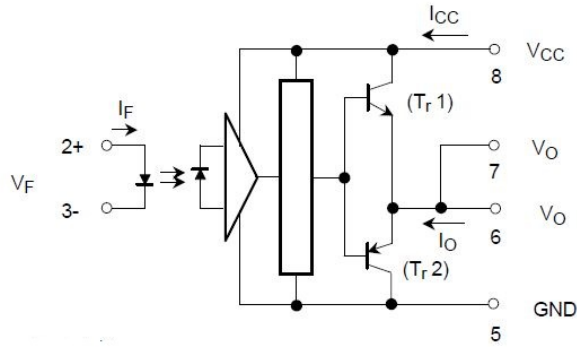
Çok yaygın olarak kullanılan bu yöntemde yalıtım trafosu şebeke frekansı ile beslenmektedir. Düşük frekans, trafonun boyutunun büyük olmasına neden

olmaktadır. Günümüzde birçok alanda kullanılan Flyback tipi S-M-P-S (Switch Mode Power Supply)'ler ile bu sorun ortadan kalkmıştır.



Şekil 2.27 İzoleli MOSFET sürücü devresi

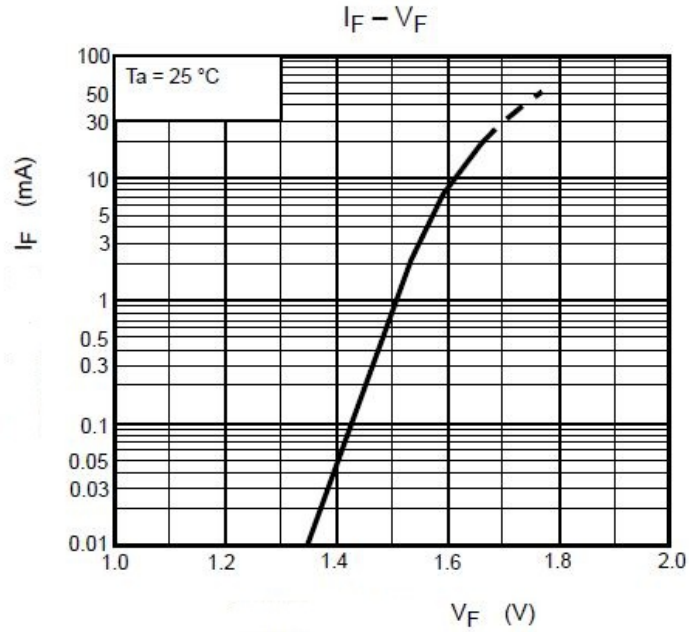
### 2.3.3 Optik Yalıtıcılar



Şekil 2.28 TLP250 şeması (TLP250 veri sayfası)

Optik yalıtıcılar içerisinde kızılötesi LED (Light Emitting Diode) ve darlington transistor bulunduran devre elemanlarıdır. Bu elemanlar ışığı geçiren saydam bir yalıtkan ile birbirinden yalıtılmıştır. Tepki süresi çok küçük olduğundan MHz mertebesinde sinyalleri yalıtabilirler. Optik kesici (optointerrupter) ve optokuplör (optocoupler) olmak üzere iki çeşit optik yalıtıcı vardır. Optokuplör MOSFET sürücü devrelerinde kontrol katındaki düşük gerilimli sinyallerin seviyelerini istenilen düzeye çıkarmakta kullanılırlar. Optokuplör giriş akımı arttığından LED'in ileri

yöndeki gerilimi artmaktadır(Şekil 2.29). Mosfet sürücü devrelerinde  $I_{cc}$  (çıkış akımı) önem taşımaktadır.



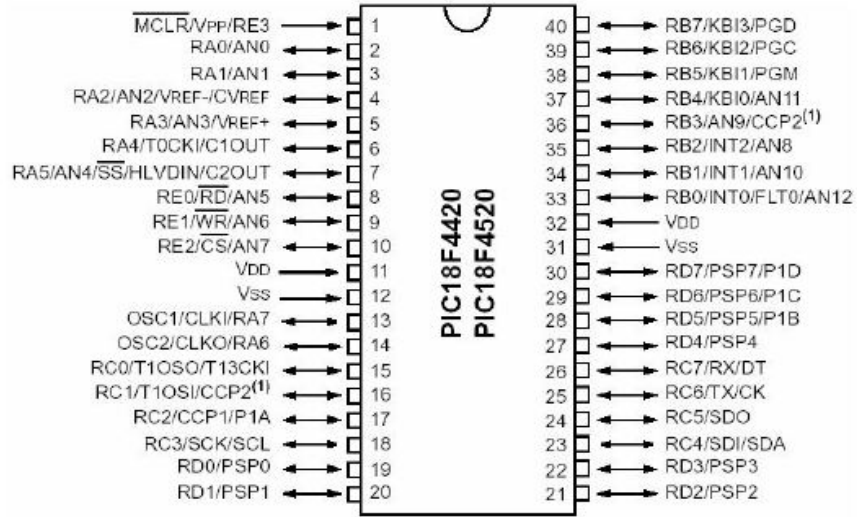
Şekil 2.29 TLP250 İleri yönde diyot akım-gerilim karakteristiği (TLP250 veri sayfası)

### 2.3.4 Mikrodenetleyici

Kontrol uygulamalarında sinyal üretiminde daha esnek yapılar oluşturmak için mikro denetleyiciler kullanılır. Mikrodenetleyiciler mikroişlemci ve çevresel bileşenleri içerisinde barındıran uygulamalara özel entegrelerdir. Uygulamalarda mikroişlemci kullanılmaması nedeni ek çevresel birimlere ihtiyaç duyulması ve bu elemanların getireceği ek maliyettir. Mikrodenetleyicilerin seçiminde de uygulamaya özel birimleri içerip içermediğine bakılmalı ihtiyaca göre temini gerçekleştirilmelidir.

Mikrodenetleyiciler değişken frekans çıkışlı eviriciler, frekans çeviriciler, doğru akım motor sürücüleri, kesintisiz güç kaynakları ve robot teknolojileri gibi birçok alanda kullanılmaktadır. Hatta bilgisayarlarda kullanılan fare, kamera, klavye vb. çevre elemanlarının içerisinde de mikrodenetleyiciler bulunmaktadır.

Bu çalışmada Microchip firması tarafından geliştirilmiş PIC(Peripheral Interface Controller) ailesinden 18F4520 kullanılacaktır. Şekil 2.30'de örnek 40 pinli DIP soket 18F4520 bağlantı şeması görülmektedir.



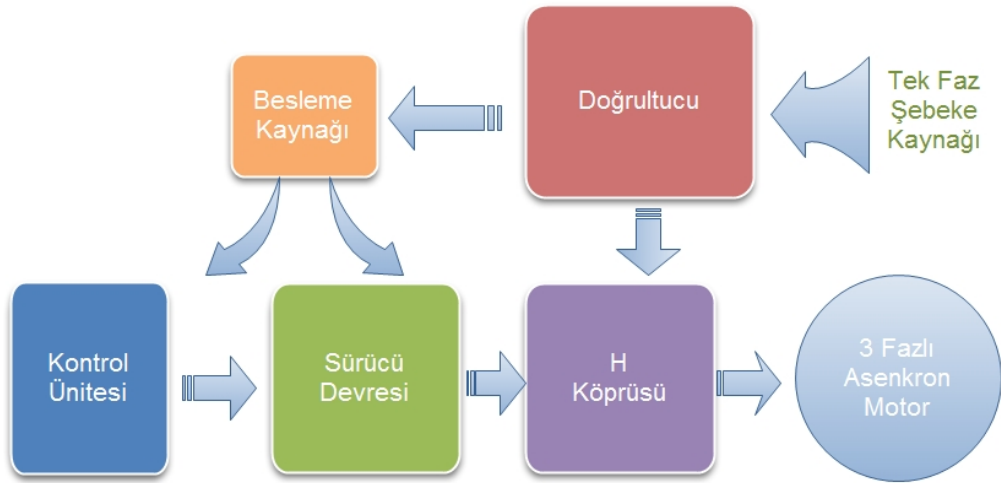
Şekil 2.30 18F4520 PIC pin bağlantı şeması

PIC18FXXX ailesinin komut seti 16 bitlidir. Özelliği içerisinde 40MHz işlem hızı,13 kanal 10 bit A/D çevrim ünitesi, PWM çıkışları, 4 adet zamanlayıcı, 32 kesme imkânı, R232 arabirimini sayabiliriz. 32K belleği birçok uygulama için yeterli yazılıma olanak vermektedir (Url-5).

### 3. MATERYAL VE METOT

Bu çalışmada SPWM işaretlerinin üretilmesi için kontrol katında PIC18F4520 mikrodenetleyicisi kullanılmıştır. Kontrol katı ile H-köprüsü arasındaki sürücü devresi için çeşitli devreler kullanılmıştır.

#### 3.1 Materyal



Şekil 3.1 Kontrol devresi genel şeması

Bu çalışmada tek fazlı şebekeden alınan 220Vrms değerindeki gerilim doğrultulur. Besleme kaynağında 5 çıkışlı trafo bulunmaktadır. 40kHz de tetikleme ile çalışan besleme kaynağı basit yapıdadır. Kontrol ünitesinde PIC 18F4520 mikrodenetleyicisi ve potansiyometre ile değişken frekans sinyalleri üretilmiştir. Kontrol ünitesinden alınan sinyallerin genlik seviyeleri optokuplör ya da transistörlerle artırılarak MOSFET'lerin daha yüksek akım ve gerilimle sürülmesi sağlanmıştır. Üretilen sinyallerle tetiklenen H Köprüsü istenilen etkin genlik ve frekansta aralarından faz farkı olan 3 faz üretmemiz için kullanılmıştır. Aralarında 120° fark bulunan 3 fazın oluşturulması için H Köprüsüne uygulanması gereken sinyal şekillerine Üç Fazlı DC-AC konusunda değinilmiştir.

### 3.1.1 Asenkron Motor

Tablo 3.1 3 fazlı asenkron motorların katalog bilgileri üretici: GAMAK

Anma Gücü kW	Anma gücünde				
	Hız dev/dk	Akım A(380V)	Akım A(220V)	Verim $\eta$	Cos $\phi$
0,37	2800	1,1	2,09	70,8	0,72
1,1	2800	2,55	4,41	84,0	0,84
2,2	2840	4,94	8,55	86,0	0,83

### 3.1.2 Doğrultucu

Şebeke geriliminin frekansı 50Hz ve tepe değeri 310 Volt'tur. Doğrultulan şebeke gerilimi kondansatörler ile filtrelenir. Kondansatörlerin dayanma gerilimi tepe değerinden fazla olmalıdır. Sistemimizde 400V'a kadar dayanımlı kondansatörler kullanılmıştır. Kondansatörün kapasitesi sürülecek motor gücü ve gerilimde izin verilen maksimum dalgalanma ile orantılıdır.

$$\Delta V/2 = V_p - V_{ort} \quad (3.1)$$

$V_p$  : Şebeke gerilim tepe noktası

$V_{ort}$  : 280V

$\Delta t$  : 10ms (Doğrultulmuş gerilim periyodu 50Hz için)

$$\Delta V = (220\sqrt{2} - 280) \times 2 = 62$$

$$C = \frac{Q}{V} \quad (3.2)$$

$$Q = Ixt \quad (3.3)$$

$$C = \frac{I_m \times \Delta t}{\Delta V} \quad (3.4)$$

$I_m$  : Motor nominal akımı (220 V için)

$$2,2\text{kW'lık motor için; } C = \frac{8,55 \times 10^{-2}}{62} = 1380 \mu F$$



### 3.1.3 Tam Köprü Üç Faz İverter

H-Köprüsünde kullanılacak olan MOSFET'lerin seçimi sürülecek olan motor gücüyle orantılıdır. MOSFET'ler tek kol üzerinden geçecek akım ve besleme gerilimine göre seçilir.

$$\text{Motor Aktif Gücü} (P_{mr}) = \frac{P_m}{\text{verim}} \text{ (W)} \quad (3.5)$$

$$P_{mr} = \frac{2200}{81,6} \times 100 = 2696 \text{ W}$$

$$\text{Motor Görünür Gücü} (S_{mr}) = \frac{P_{mr}}{\cos Q} \text{ (VA)} \quad (3.6)$$

$$S_{mr} = \frac{2696}{0,83} = 3248 \text{ VA}$$

$$\text{Dc Bara Akımının Etkin Değeri} (I_{dc-rms}) = \frac{S_{mr}}{U_{rms}} \text{ (A)} \quad (3.7)$$

$$I_{dc-rms} = \frac{3248}{220} = 14,76 \text{ A}$$

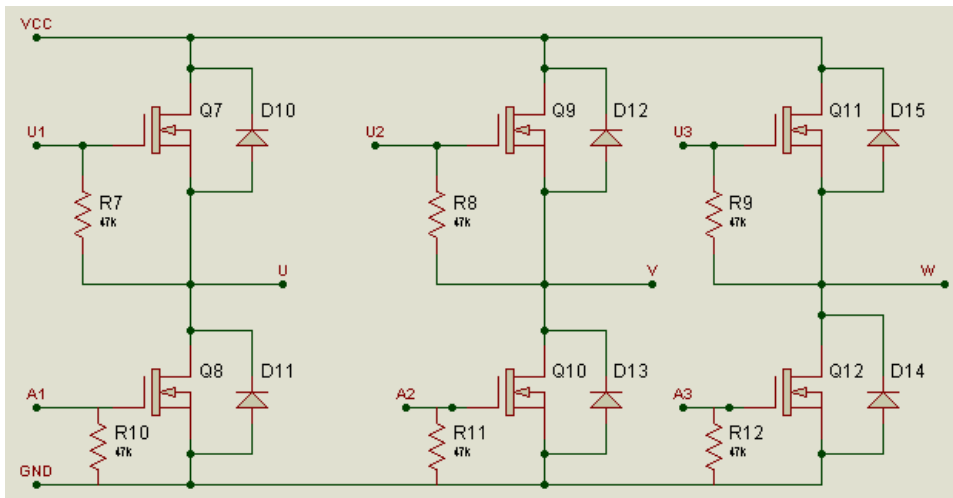
$$\text{Tek Fazın Akımının Etkin Değeri} (I_{ph-rms}) = I_{dc-rms} / \sqrt{3} \text{ (A)} \quad (3.8)$$

$$I_{ph-rms} = 14,76 / \sqrt{3} = 8,523 \text{ A}$$

$$I_{ph-peak} = I_{ph-rms} \times \sqrt{2} \quad (3.9)$$

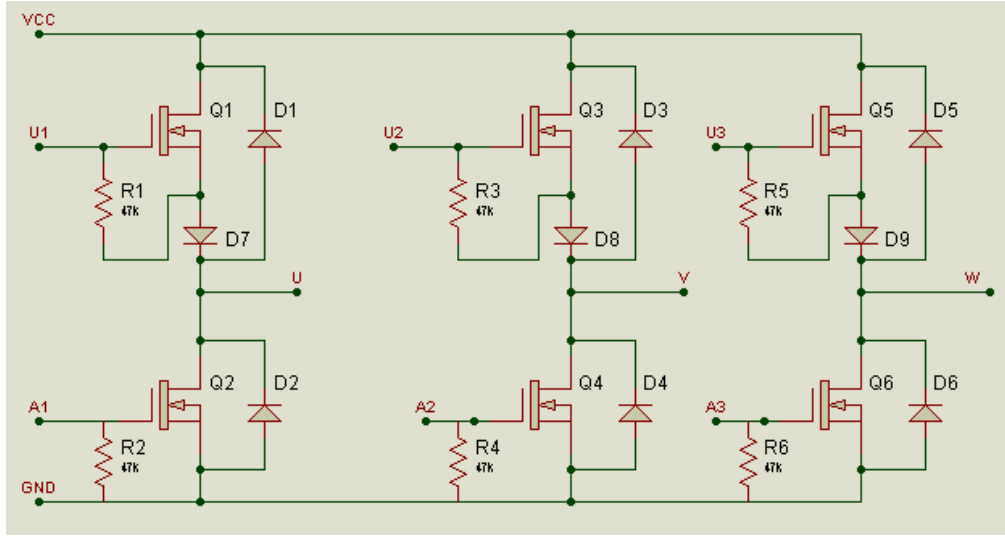
$$I_{ph-peak} = 8,523 \times \sqrt{2} = 12,053 \text{ A}$$

Mosfet dayanma akımı  $I_{ph-peak}$  akımının en az 1,5 katı kadar olmalıdır.



Şekil 3.2 Optokuplörli Mosfet sürücüsü için kullanılan tam köprü inverter devresi

Uygulamada anahtarlama elemanı olarak IXFH26N50 seçilmiştir. Kanal-Kaynak dayanma gerilimi 500V, sürekli akımı 26A'dır.



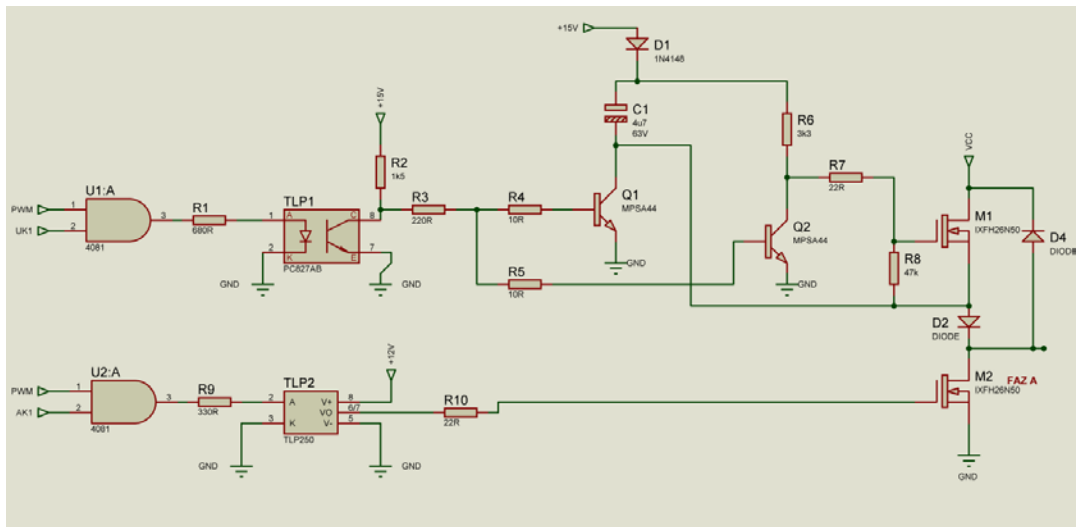
Şekil 3.3 Transistörlü önyüklemeli sürücü devresi için kullanılan tam köprü inverter devresi

Transistörlü önyüklemeli sürücü devresinde üst koldaki MOSFET'leri, motorun endüktif etkilerden korunmak için D7 diyotu devreye eklenmiştir. Fakat MOSFET'in içindeki ters diyot etkisini kaybettiği için D7 diyotuna ters D1 diyotu ilave edilmiştir.

### 3.1.4 MOSFET Sürücü Devreleri

#### 3.1.4.1 Önyüklemeli Sürme Devreleri

#### Transistörlü Önyüklemeli Sürme Devreleri

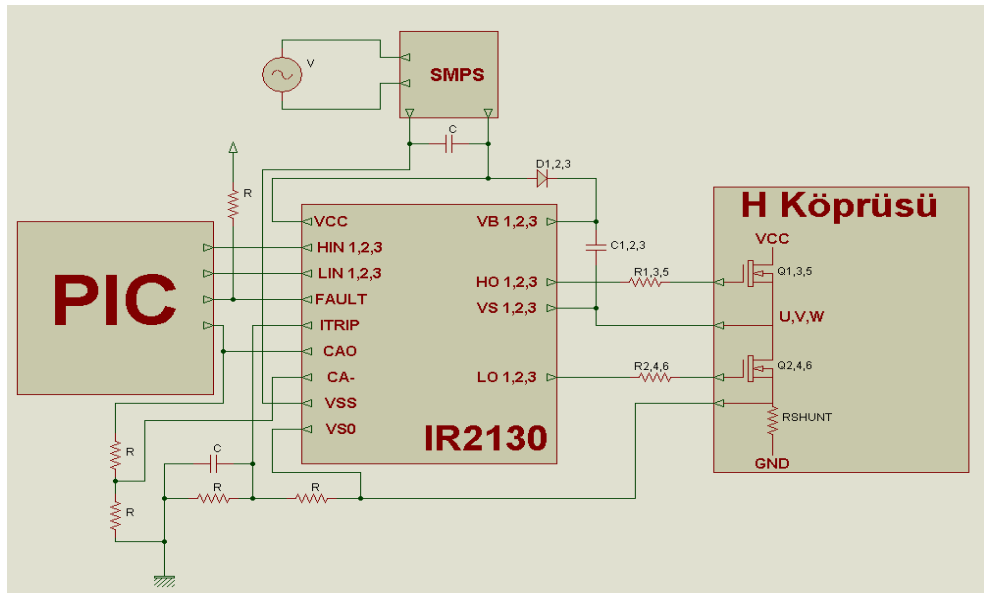


Şekil 3.4 Basit devre elemanlarıyla önyüklemeli sürme devresi

Şekil 3.4 'de TLP1 ve TLP2 elemanları aktif iken, M2 MOSFET'i, Q1 ve Q2 transistorleri ilettime geçer. C1 kondansatörü besleme gerimi ile şarj olur. TLP1 ve TLP2 elemanları pasif iken M2 MOSFET'i kesime gider. C1 kondansatörünün referansı MOSFET'in kaynak ucu olarak değişir. Q2 elemanında kesime gittiği için C1 kondansatörü ile M1 mosfeti ilettime geçer. D2 diyotu anahtarlama üzerinde meydana gelebilecek olumsuzlukları ortadan kaldırmak amacıyla kullanılmıştır. D2 ve D4 diyotları kullanılmadan yapılan çalışmalarda anahtarlama sırasında hatalar görülmüş ve hatarlara karşı bu yöntem geliştirilmiştir.

Bu yöntemde üst kollar anahtarlar tetiklenme esnasında R6 ve R7 dirençleri üzerinden ilettime geçer. R6 direncinin düşük değerli olması halinde kayıplar artacak, yüksek değerli olması halinde M1 MOSFET'inin ilettime geçme süresi artacaktır. Her iki durumda da kayıpların artması söz konusudur. Ek olarak devrede kullanılan diyotlarda sisteme ek maliyetler getirecektir.

### Entegreli Önyüklemeli Sürme Devreleri



Şekil 3.5 Entegreli önyüklemeli sürme devresi

Şekil 3.5'de yer alan IR2130 sürücü entegresi kanal başına iletimde 420mA darbe akımı kesimde 240mA akım ve 2.5µs ölü zaman sağlamaktadır. Önyüklemeli sürme devrelerinde kullanılan bu entegre 600V dayanma gerilimine ve 10-20V aralığında kapı sürme gerilimine sahiptir. Besleme geriliminin düşmesi halinde çıkışları

kapatarak devreyi koruyabilir. Ek olarak aşırı akım geri beslemesi ile sistemi kapatmayı sağlayan girişlerde mevcuttur.

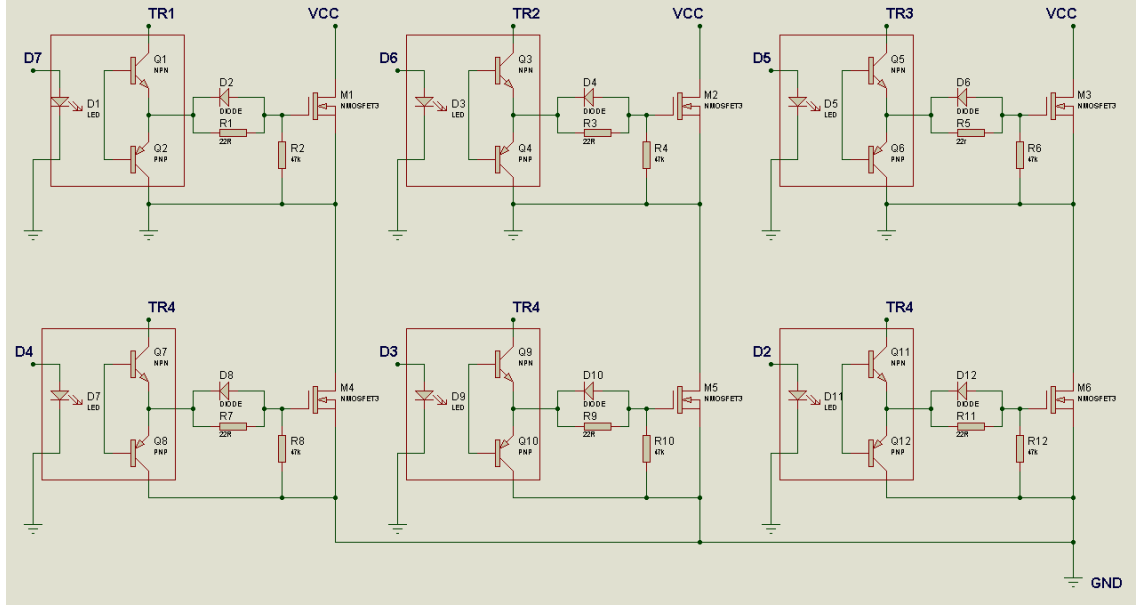
Önyüklemeli sürme devrelerinde anlatıldığı gibi diyot ve kondansatör yardımıyla, üst kol MOSFET'leri bağımsız kaynaklardaki gibi sürülebilmektedir. İlk anda aktif olan Q2 anahtarıyla kondansatör şarj olmakta, Q2 anahtarı kapatılıp Q1 anahtarı aktif olduğunda kondansatör gerilimi ile MOSFET anahtarlanmaktadır. Burada dikkat edilmesi gereken kondansatörün kapasite seçimi ve diyotun dayanma gerilimleridir. Kondansatörün kapasitesinin az seçilmesi halinde anahtarlama elemanın anahtarlama boyunca iletimde kalamamasına neden olacaktır. Kapasite yüksek seçilirse Q2 iletim anında kapasite yeterli gerilime ulaşamayabilir ve anahtarlama düzgün gerçekleşmeyebilir.

#### **3.1.4.2 Bağımsız Kaynaklı Sürücü Devresi**

Bağımsız kaynaklı sürme devresinde TLP250 elemanı kullanılarak sinyal katı ve sürücü katı yalıtılırken MOSFET'lerin istenilen akımla sürülmesi sağlanmıştır. Üst kollardaki MOSFET'lerin her biri ayrı kaynak ile beslenerek MOSFET'lerin iletime girme ve iletimde tutulmasında kararlılık sağlanmıştır. Alt kolların beslemesi, referans noktaları aynı olduğu için tek kaynaktır.

TLP250 entegresinin veri sayfasında yaralan en düşük ve en yüksek değerleri;

- Giriş eşik akımı:  $I_F=5\text{mA}$
- Çalışma akımı (ICC) = 11mA
- Besleme gerilimi (VCC) = 10–35V
- Çıkış akımı (IO) =  $\pm 1.5\text{A}$
- Değişim süresi (tpLH/tpHL) = 1.5µs
- İzolasyon gerilimi = 2500Vrms



Şekil 3.6 Bağımsız kaynaklı sürücü devresi

IXFH26N50 MOSFET'in veri sayfasından alınan bilgilere göre kapı direncinin hesabı;

$t_{SW}$  : MOSFET'in ilettime geçmesi istenilen süre 70ns

$Q_{gs}$  : En yüksek kapı-kaynak yükü 40nC

$Q_{gd}$  : En yüksek kapı-kanal yükü 85nC

$I_{g(avr)}$  : MOSFET kapı akımı

$$I_{g(avr)} = \frac{Q_{gs} + Q_{gd}}{t_{SW}} \quad (2.55)$$

$$I_{g(avr)} = \frac{(40+85) \times 10^{-9}}{70 \times 10^{-9}} = 1,78A$$

$$R = \frac{V}{I} = \frac{15V}{1,78A} = 8,4 \text{ ohm}$$

Fakat burada TLP250 optik bağlayıcı elemanın üst limit değerlerine göre en yüksek izin verilen çıkış akımınının 1,5A olduğu dikkate alınarak kapı direnci 10ohm olarak seçilmiştir. MOSFET'in iletimden hızlı bir şekilde çıkarılabilmesi için 4148 hızlı diyotları ile direnç kısa devre edilmiştir.

### 3.1.4.3 Kayıplar

Bölüm 2.3.1.2’de MOSFET anahtarlama kayıplarının hesaplanmasına değinmiştik.

Çalışmada kullanılan tam köprü inverter kayıpları için veriler;

$$I_D = 8,523 A$$

$$V_D = 310 V$$

$$t_{off} + t_{on} = 400 ns$$

$$f = 1500 (50 Hz için)$$

$$C_{OSS} = 450 pF (MOSFET veri sayfası)$$

şeklindedir.

Bir anahtarlama elemanı için kaybın hesaplanması:

$$P_{sw} = \frac{1}{2} I_D V_D (t_{off} + t_{on}) f + \frac{1}{2} C_{OSS} V_D^2 f (2.34)$$

$$P_{sw} = \frac{1}{2} \times 8,523 \times 310 \times 400 \times 10^{-9} \times 1500 + \frac{1}{2} \times 450 \times 10^{-12} \times 310^2 \times 1500$$

$$P_{sw} = 0,825 W$$

$$P_{on} = I_D^2 \times R_{DSon} \times \frac{t_{on}}{T} (2.38)$$

$$P_{on} = 8,523^2 \times 0,2 \times 0,637$$

$$P_{on} = 9,25 W$$

$$P_{Loss} = P_{sw} + P_{on} (2.39)$$

$$P_{Loss} = 0,825 + 9,25 = 10,07 W$$

Çalışmamızda 6 adet anahtarlama elemanı kullanılmıştır. Toplam kaybımızın nominal çalışmada 60 W olması öngörülmektedir.

### 3.1.4.4 Soğutucu Seçiminin Yapılması

2.3.1.3 soğutucular bölümünde soğutucu seçiminden bahsetmiştik. Tam köprü inverter devresindeki ısıya dönüşen 60W’lık kaybın devre elemanlarını korumak için kullanılacak soğutucu hesabı aşağıdaki yöntemle yapılabilir.

$$R_{Qja} = \frac{T_{jmax} - T_{amax}}{P_{Loss}} (2.42) \text{ formülü ile ısıl direnci hesaplarız.}$$

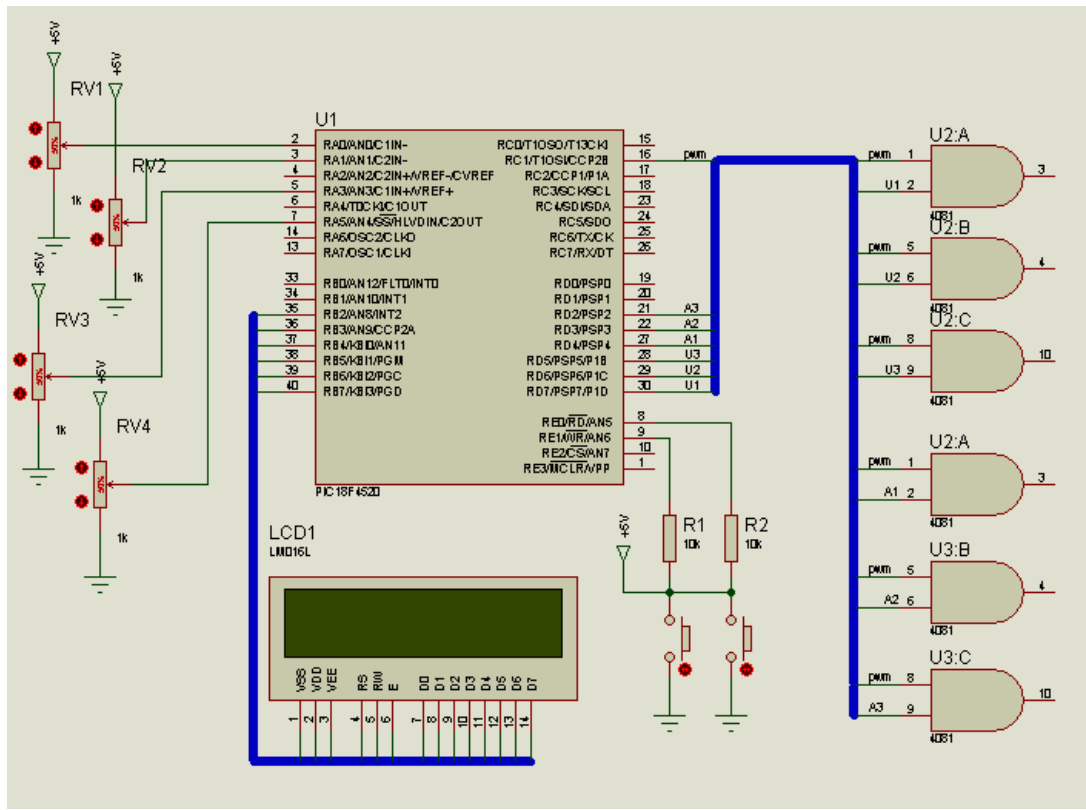
$$R_{Qja} = \frac{150-55}{60} = 1,58 \text{ (K/W)}$$

$R_{Qsa} = R_{Qja} - (R_{Qjc} + R_{Qcs})$  (2.43) formülünden yararlanarak soğutucumuzun ısıl direncini;

$$R_{Qsa} = 1,58 - 0,1 = 1,48 \text{ (K/W)} \text{ buluruz.}$$

Burada 6 adet anahtarlama elemanların eşdeğer ısıl direnci, veri sayfasından alınan  $R_{Qjc} = 0,4 \text{ (K/W)}$  ve  $R_{Qcs} = 0,2 \text{ (K/W)}$  ısıl dirençleri ile hesaplanır.

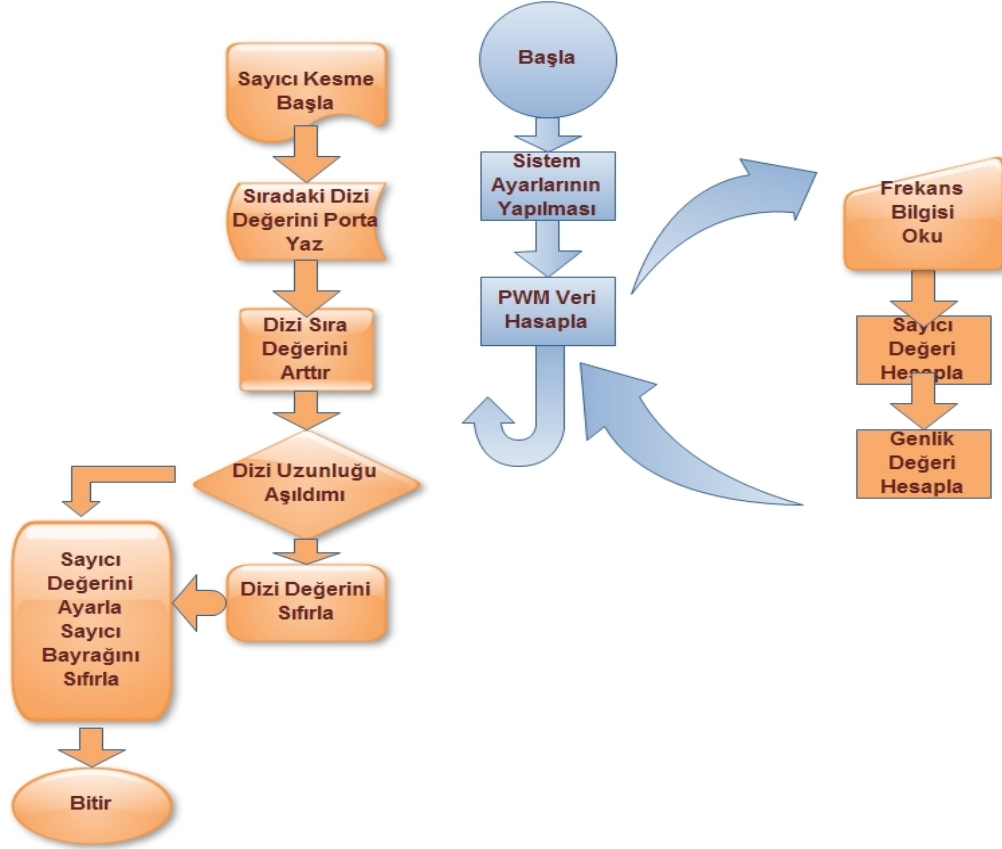
### 3.1.5 Kontrol Devresi



Şekil 3.7 Kontrol kartı isis simülasyonu ekran görüntüsü

Uygulamamızda kullanılacak olan 18F4520 Mikrodenetleyicinin 40 pini vardır. PORTA, PORTB, PORTC, PORTD ve PORTE olmak üzere beş portu bulunmaktadır. Bunların bazıları analog giriş özelliğine de sahiptir. Portlar giriş ve çıkış olarak başlangıçta tanımlanabilir. PWM özelliğine sahip mikrodenetleyicimizin MikroC'de PWM Kütüphanesi mevcuttur. Yazılım sırasında gerekli olan bazı fonksiyonlara bu kütüphaneden erişmek mümkündür. Assembly diline göre daha kolay olan C programlama dili yazılımın daha anlaşılır olmasını sağlamıştır.

Yazılımları kontrol etmek amacıyla ISIS simülasyon programı kullanılmıştır. Böylece kontrol kartının yazılımsal hataları daha etkin biçimde çözülmüştür.



Şekil 3.8 Program akış diyagramı

Kontrol kartı ayarlarının oluşturulma aşamaları;

- Portların Belirlenmesi

Giriş portları: PORTA ve PORTE(1-2-3 nolu bacaklar)

Çıkış portları: PORTB, PORTC, PORTD, PORTE(3-4-5-6-7 nolu bacaklar)

Analog Girişler: PORTA(0-1-2-3 nolu bacakları) analog, diğerleri dijital girişlerdir. Analog girişlerin referans VSS ve VCC' dir.

- Kesmenin Seçimi

Kesme aktif edilecektir. TMR0 16 bitlik sayıcı olarak kullanılacaktır.

- PWM ayarları

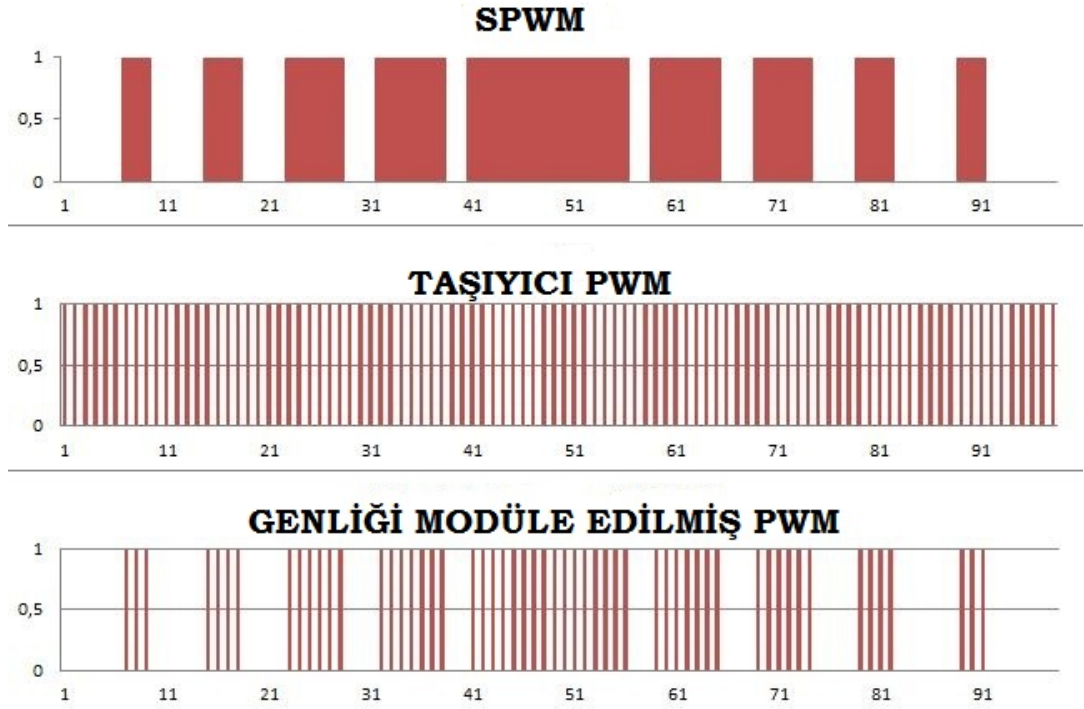
PWM frekansı 2kHz ayarlanacaktır.



## 3.2 Metot

### 3.2.1 PWM Sinyallerinin Oluşturulması

Uygulamada SPWM sinyali üretmek için bilgisayar yazılımından faydalanılmıştır. Sinüs dalgası belirli bir modülasyon oranıyla üçgen dalga ile yazılımda karşılaştırılmış, her bir anahtarın bir periyot boyunca nasıl tetiklenmesi gerektiği çıktısı elde edilmiştir. Bu yöntemle işlemci hızı yavaş olan mikrodenetleyiciler de 3 faz işaretinin üretilmesi işlemi daha kolaydır. Motor sürücülerde düşük frekanslardan motorun nominal frekansına ulaşana kadar V/f kontrolünün gerçekleştirilmesi gereğinden bahsetmiştik. SPWM de gerilim kontrolü modülasyon oranının değiştirilmesiyle elde edilmekteydi. Bu uygulamada gerilim değişikliğini sabit frekanslı PWM işaretleri ile sağlamaktadır.



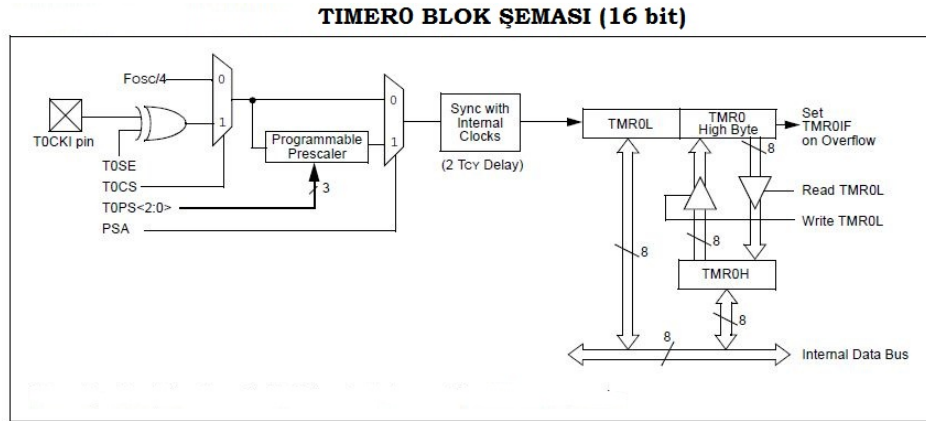
Şekil 3.9 Genliği modüle edilmiş SPWM

Programda kullanılmak üzere 6 bitlik veriler oluşturulmuştur. Sinüsten bir periyotta 210 örnek alınmış ve frekansı sinüs dalganın 21 katı olan üçgen dalga ile karşılaştırılmıştır. Her bir faz çıkışı için bir pini kullanan programımız, bir periyot boyunca gerekli olan anahtarlama verilere ihtiyaç duymaktadır. Karşılaştırma anında

üçgen dalganın sinüs dalgayı geçtiği örnekleme aralıklarında 1 diğer noktalarda 0 olarak bir periyodun çıkışı örneklenir. Böylece Şekil 3.9'in üstteki grafiğindeki gibi bir faz için değerler elde edilmiş olur. Mikrodenetleyici de dizinin tümü istenilen periyot diliminde çıkışlara verildiği takdirde gerekli olan tetikleme sinyalleri üretilir.

PIC18F4520 mikrodenetleyicisinde elde edilen dizinin istenilen frekansta uygulanması için sayıcı değeri Şekil 3.10'daki şemadan yararlanılarak hesaplanabilir.

(3-1)



Şekil 3.10 PIC18F4520 Timer0 blok şeması (Url-5)

$$\text{Sayıcı değeri} = \frac{F_{osc}}{4 \times \text{Prescaler} \times \text{DiziUzunluğu} \times \text{İstenilenFrekans}} \quad (3.10)$$

Taşıyıcı PWM'in doluluk oranı hesabı başlangıç doluluk oranı, başlangıç frekansı ve nominal frekansın ilişkisiyle hesaplanabilir. 18F4520'de PWM doluluk oranını belirlemek için 8 bitlik değer kullanılmaktadır.

$$PWM_{duty} = \left[ (2^8 \times PWM_{BDuty}) + \left( \frac{2^8 - 2^8 \times PWM_{BDuty}}{f_s - f_b} \right) \times (f_a - f_b) \right] \quad (3.11)$$

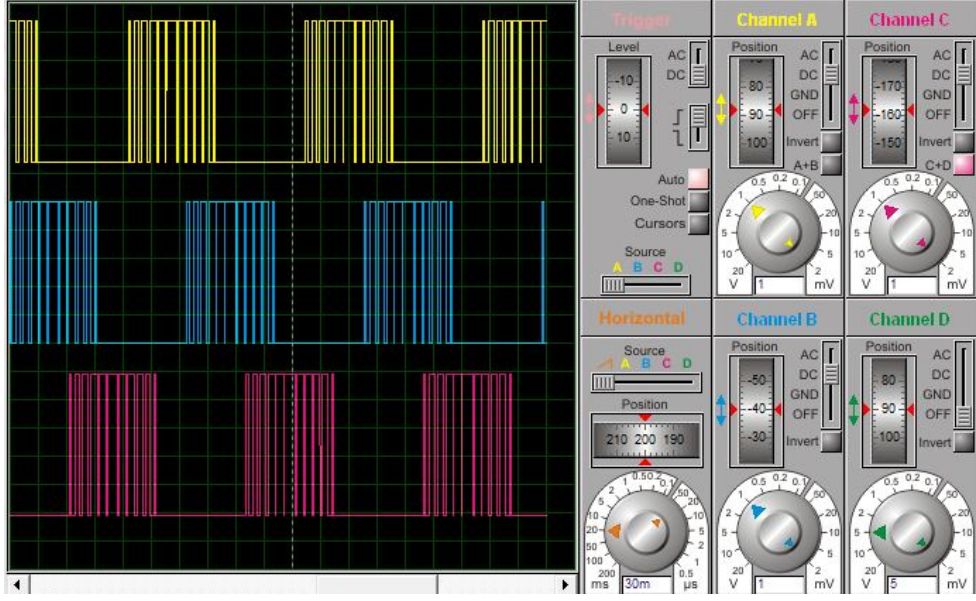
$PWM_{duty}$  : PWM doluluk oranı

$PWM_{BDuty}$  : başlangıç PWM doluluk oranı

$f_s$  : Maksimum PWM frekansı

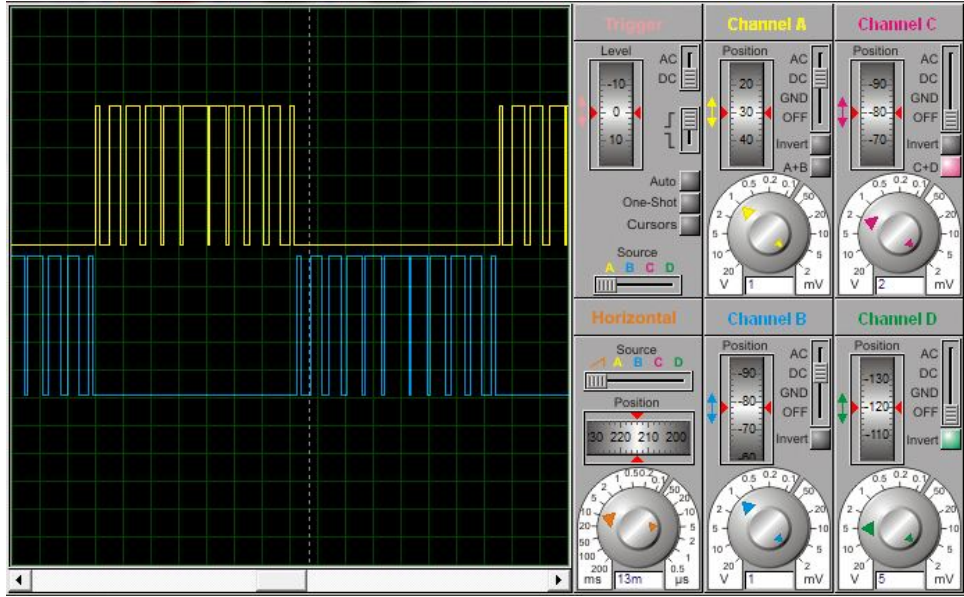
$f_b$  : Başlangıç PWM frekansı

$f_a$  : İstenilen PWM frekansı



Şekil 3.11 Üst 3 kol anahtarlama ISIS simülasyonu

Şekil 3.11’de Pretous programında kontrol devresinin simülasyonu yapılmıştır. Burada 50 Hz için üst kolların anahtarlama şekilleri görülmektedir.



Şekil 3.12 Alt ve üst kol anahtarlama ISIS simülasyonu

Şekil 3.12’de alt ve üst kol için anahtarlama görülmektedir. Alt ve üst kolların aynı anda aktif olmadığı simülasyonda da doğrulanmıştır. Yazılımda genel hataları önceden görmek için simülasyon kullanılmıştır. Kontrolleri yapılan yazılım daha sonra gerçek devreye yüklenmiştir.

#### 4. BULGULAR ve TARTIŞMA

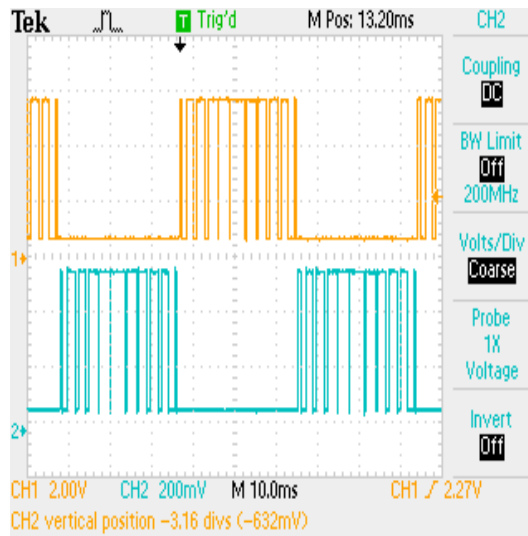
Çalışmada, 2.2kW güce kadar olan üç faz sincap kafesli asenkron motorların hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Sürme tekniği olarak sabit V/f oranı tekniği kullanılmıştır. 50Hz frekans değerine kadar gerilim modülasyonu için PWM sinyalleri üst koldaki anahtarlara eklenmiştir. 50Hz değerinden sonra en yüksek genlik için PWM sinyali kaldırılmıştır. Böylece motor kalkış anında yumuşak bir kalkış yaparak nominal hızın üzerine çıkartılmıştır.

Devre doğrultucu, kontrol ünitesi, sürme devresi ve güç devresinden oluşmaktadır. Doğrultulan şebeke gerilimi tam köprülü inverter ile 3 faz çıkış elde edilmiştir.

Kontrol katında kullanılan PIC 18F4520 mikrodenetleyicisinin kesmesi kullanılarak SPWM sinyalleri oluşturulmuştur. Böylece içerisinde modül bulundurmayan işlemcilerde dahi V/f tekniği kullanılması sağlanmıştır. Fakat mikrodenetleyicinin yavaş olması ve kesme içerisinde yapılan işlemlerin farklılık göstermesi sebebiyle istenilen frekanslarda kesinlik sağlanamamıştır.

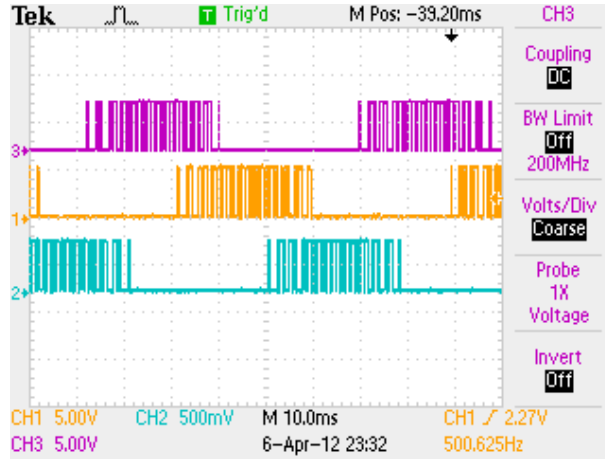
Kontrol ünitesi, güç devresi ve sürme devresi dalga şekilleri incelenmiştir.

Sürme devreleri olarak transistörlü ön yüklemeli devre ve optokuplörli devre kullanılmıştır.



Şekil 4.1 Tek kol için anahtarlama sinyalleri (Kontrol Devresi)

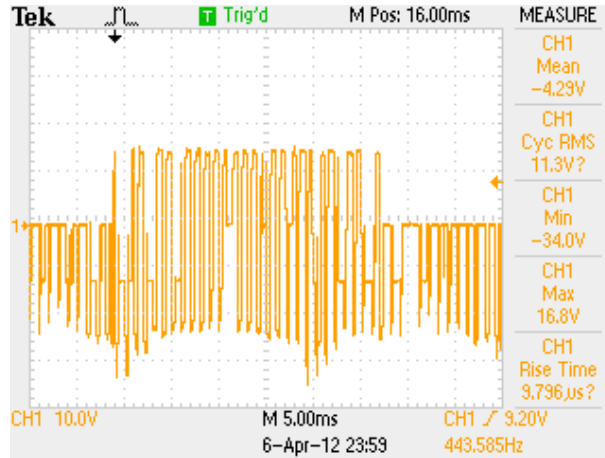
Şekil 4.1’de kontrol katında üretilen PWM sinyallerin şekilleri görülmektedir. Alt ve üst anahtarlar arasında 90 derece faz farkı vardır. Simülasyonda da olduğu gibi alt ve üst anahtarların aynı anda aktif olmadığı açıkça görülmektedir.



Şekil 4.2 Üst kollar için anahtarlama sinyalleri (Kontrol devresi)

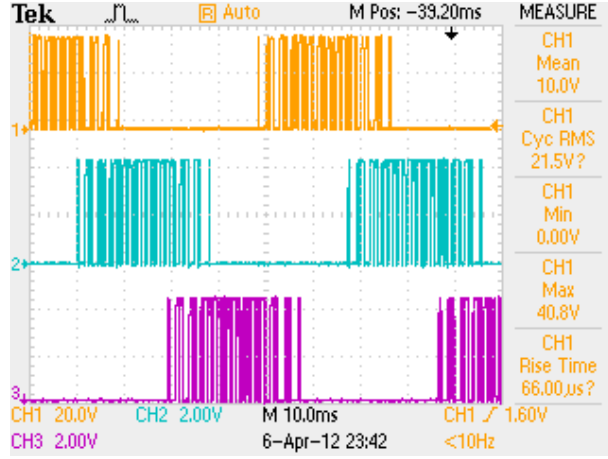
Şekil 4.2’de birbirleri arasında 120 derece fark olan üç fazın oluşturulması için gerekli sinyaller görülmektedir.

Transistörlü sürme devresi;



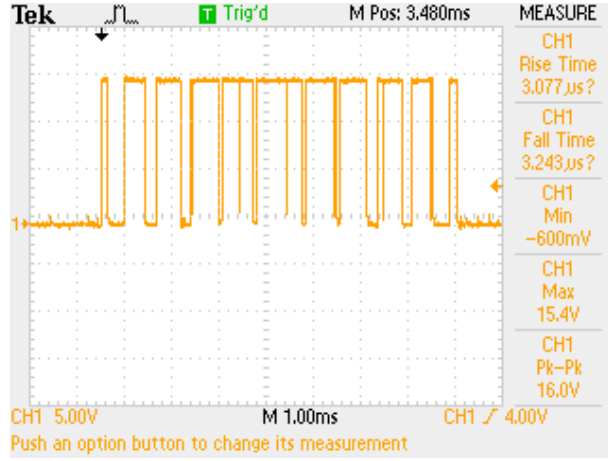
Şekil 4.3 Üst kol MOSFET  $V_{gs}$  gerilimi

Şekil 4.3 transistörlü önyüklemeli sürme devresinde MOSFET kapısında oluşabilecek anahtarlama sinyalini göstermektedir. Bahsettiğimiz gibi MOSFET’in negatif sinyallerden etkilenmemesi için tam köprülü inverter devresine Şekil 3.3’de gösterildiği gibi diyotlar eklenmiştir. Sonuç olarak Şekil 4.4’de görüldüğü üzere üst kollar için anahtarlama sinyali düzeltilmiştir.



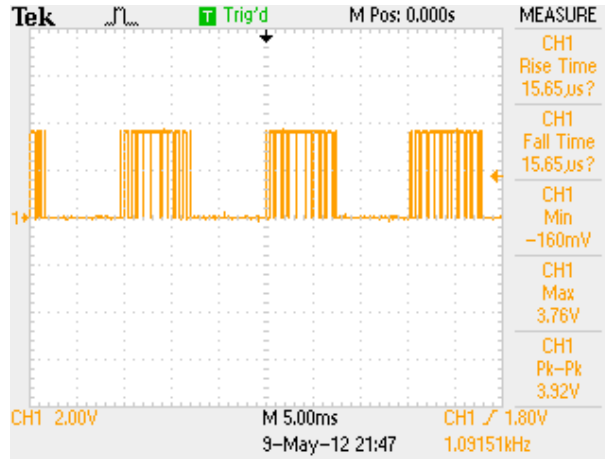
Şekil 4.4 3 faz anahtarlama sinyalleri

Optokuplörli sürme devresi ;



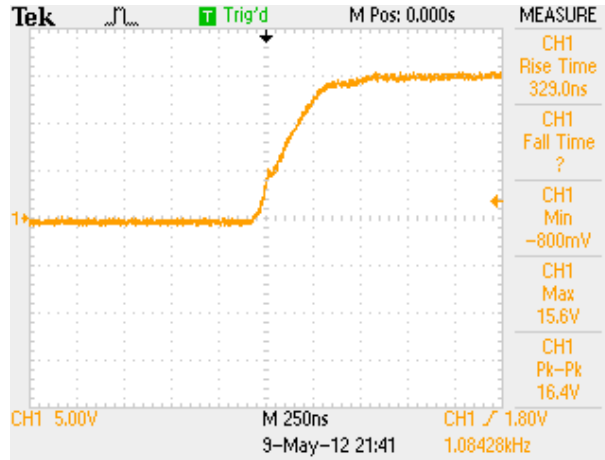
Şekil 4.5 Üst kol MOSFET  $V_{gs}$  gerilimi (Optokuplörli devre)

Şekil 4.5’da optokuplör kullanılarak 50 Hz için oluşan sinyal çıkışları görülmektedir. Burada modülasyon için kullanılan PWM sinyalleri yoktur. Gerilim etkin değeri en yüksek değerindedir. 50 Hz ve sonrası için işaretin sadece frekansı değiştirilmektedir.



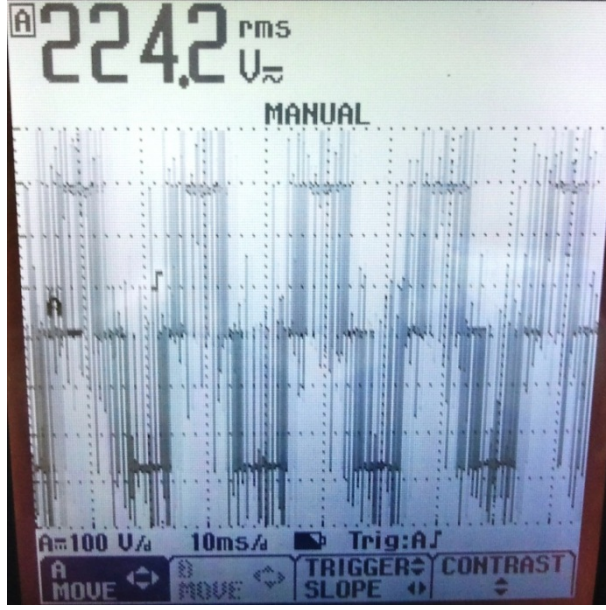
Şekil 4.6 Üst kol MOSFET  $V_{gs}$  gerilimi (Optokuplörli devre)

Transistörlü önyüklemeli sürme devresine karşın Optokuplörli sürme devresi faz geriliminden etkilenmediği Şekil 4.6’de açıkça görülmektedir. Anahtarlama sinyallerinin istenmeyen girişimlerden etkilenmemesi için Optokuplörli sürme tekniğinin kullanışlı olduğu görülmüştür.

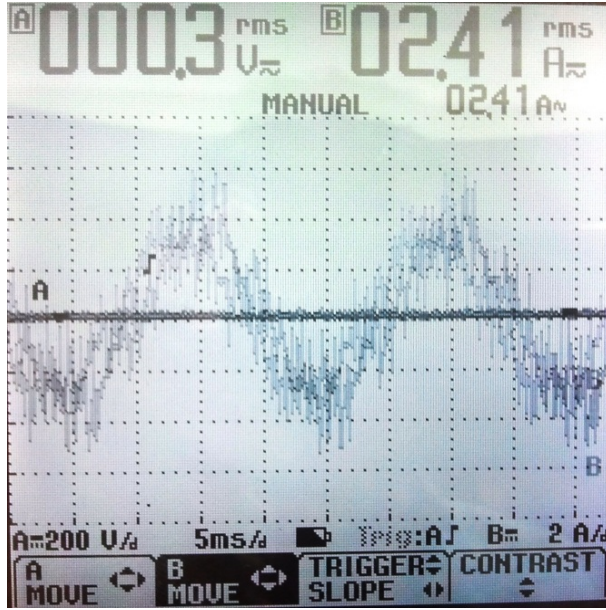


Şekil 4.7 MOSFET yükselme eğrisi

MOSFET yükselme ve alçalma zamanlarının anahtarlama kayıplarındaki rolünden bahsetmiştik. Şekil 4.7’de MOSFET’in tam ilettime geçmesi için geçen sürenin 100 ns’nin de altında olduğu görülmektedir. Burada anahtarlama kayıpları olabildiğince azaltılmıştır. Fakat MOSFET’in iletim anındaki direncin yüksek olması, iletim anındaki kayıpların anahtarlama kayıplarından daha fazla olmasına neden olmaktadır.



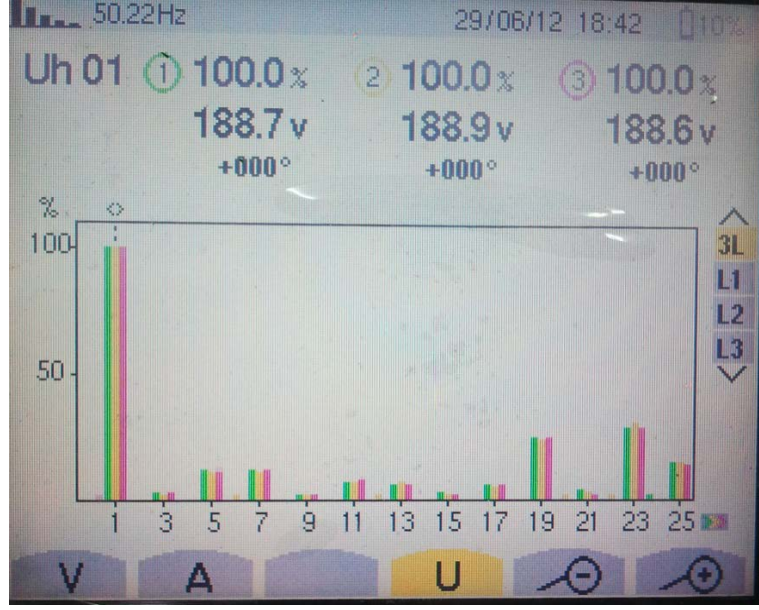
Şekil 4.8 Faz - faz gerilim grafiği



Şekil 4.9 Akım Grafiği

Şekil 4.8 ve Şekil 4.9’da üç fazlı asenkron motorun sürülmesi anındaki akım ve gerilim grafikleri görülmektedir. Çalışmada kullanılan yöntem ile sinüs dalga şeklinin elde edilebileceği anlaşılmıştır.





Şekil 4.10 Harmonikler grafiği

Çıkış dalga şekillerinin gerilim harmoniklerine Şekil 4.10’de yer verilmiştir. Dijital olarak üretilen SPWM sinyallerinin harmonik değerleri hesapladığımız değerden daha uygundur.

Tablo 4.1 Rotor hız değerleri tablosu

Frekans (Hz)	Senkron Hız (rpm)	Rotor Hızı (rpm)
10	300	291
20	600	587
30	900	893
40	1200	1188
50	1500	1493
60	1800	1788

Çalışmada 4 kutuplu motor için rotor hızı değerleri Tablo 4.1’de gösterilmiştir. Burada frekans bilgisi ekran üzerinde gösterilen değerlerdir. Bu yüzden senkron hız geçek değerleri yansıtmamaktadır. Mikrodenetleyicide kullanılan yazılımda kesme sürelerinin farklı olmasından dolayı stator elektriksel frekansı yaklaşık değerlerdir.

Tablo 4.2 Frekans – Gerilim tablosu

<b>Frekans (Hz)</b>	<b>5</b>	<b>10</b>	<b>15</b>	<b>20</b>	<b>25</b>
<b>Faz-Faz Arası Gerilim (V)</b>	46,4	63,0	79,5	98,3	115,6
<b>Frekans (Hz)</b>	<b>30</b>	<b>35</b>	<b>40</b>	<b>45</b>	<b>50</b>
<b>Faz-Faz Arası Gerilim (V)</b>	131,1	149,7	164,4	186,8	200,2

Tablo 4.2 Frekans – Gerilim tablosu sabit V/f oranının oluştuğunu göstermektedir. Artan frekans ile artan etkin gerilimin değeri, bize V/f oranının sabit tutulmaya çalışıldığını gösterir. Motor nominal hıza ulaştığında besleme frekansı 50 Hz'e ve gerilim de en yüksek değerine ulaşır.

Tablo 4.3 İnverter güç kayıp tablosu

<b>Giriş Gücü (W)</b>	<b>Yük (W)</b>	<b>Çıkış Gücü (W)</b>	<b>Kayıp (W)</b>
120	-	52	68
140	23	72	68
150	30	82	68
180	40	110	70
210	50	137	73
250	60	176	74
300	70	227	73
360	80	285	75
420	90	340	80

Tablo 4.3

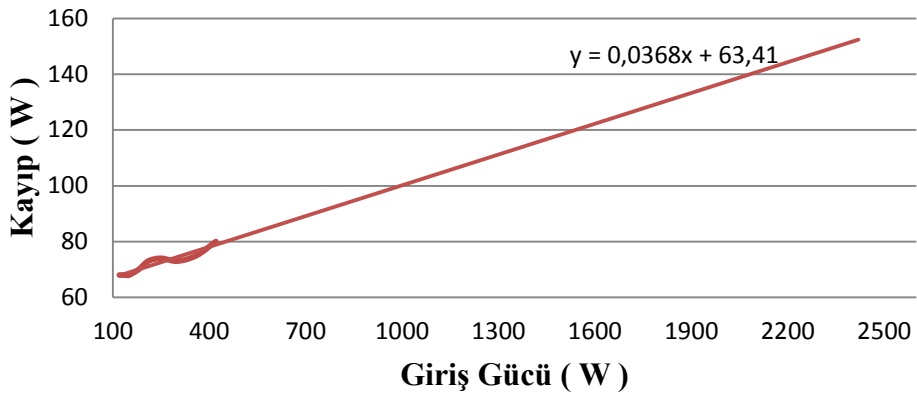
Tablo 4.2 Frekans – Gerilim tablosu

<b>Frekans (Hz)</b>	<b>5</b>	<b>10</b>	<b>15</b>	<b>20</b>	<b>25</b>
<b>Faz-Faz Arası Gerilim (V)</b>	46,4	63,0	79,5	98,3	115,6
<b>Frekans (Hz)</b>	<b>30</b>	<b>35</b>	<b>40</b>	<b>45</b>	<b>50</b>
<b>Faz-Faz Arası Gerilim (V)</b>	131,1	149,7	164,4	186,8	200,2

Tablo 4.2 Frekans – Gerilim tablosu sabit V/f oranının oluştuğunu göstermektedir. Artan frekans ile artan etkin gerilimin değeri, bize V/f oranının sabit tutulmaya çalışıldığını gösterir. Motor nominal hıza ulaştığında besleme frekansı 50 Hz'e ve gerilim de en yüksek değerine ulaşır.

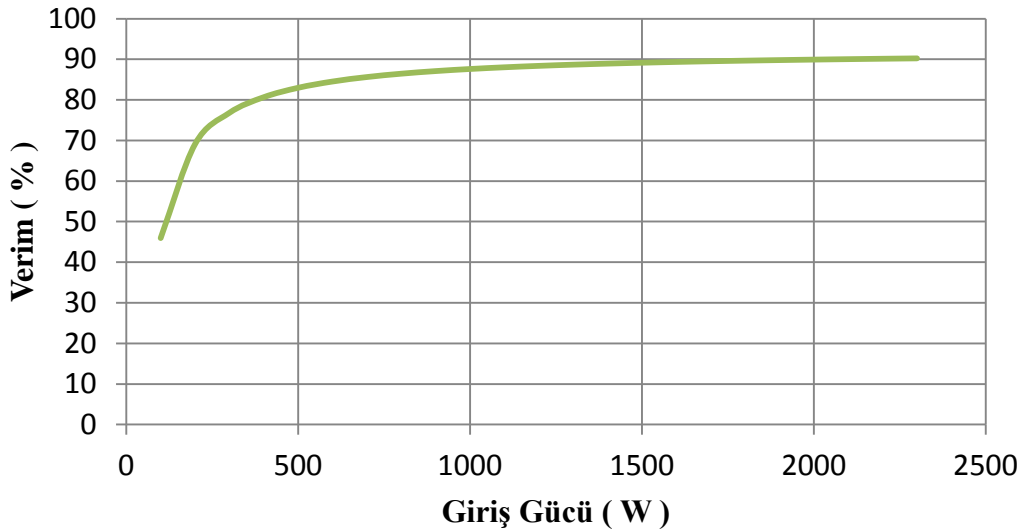
Tablo 4.3'de hız kontrol cihazı giriş gücü ve çıkış gücü arasındaki fark alınarak cihazın kayıpları incelenmiştir. Bu verileri kullanarak interpolasyon tekniği ile Şekil 4.11 Hız Kontrol Cihazı (HKC) giriş gücü ve kayıp grafiği elde edilmiştir. Böylece cihazın verimi hesaplanmıştır. Cihazın çıkış gücünün giriş gücüne oranı ile Şekil 4.12'deki verim grafiği elde edilmiştir.

### Hız Kontrol Cihazı Kayıpları

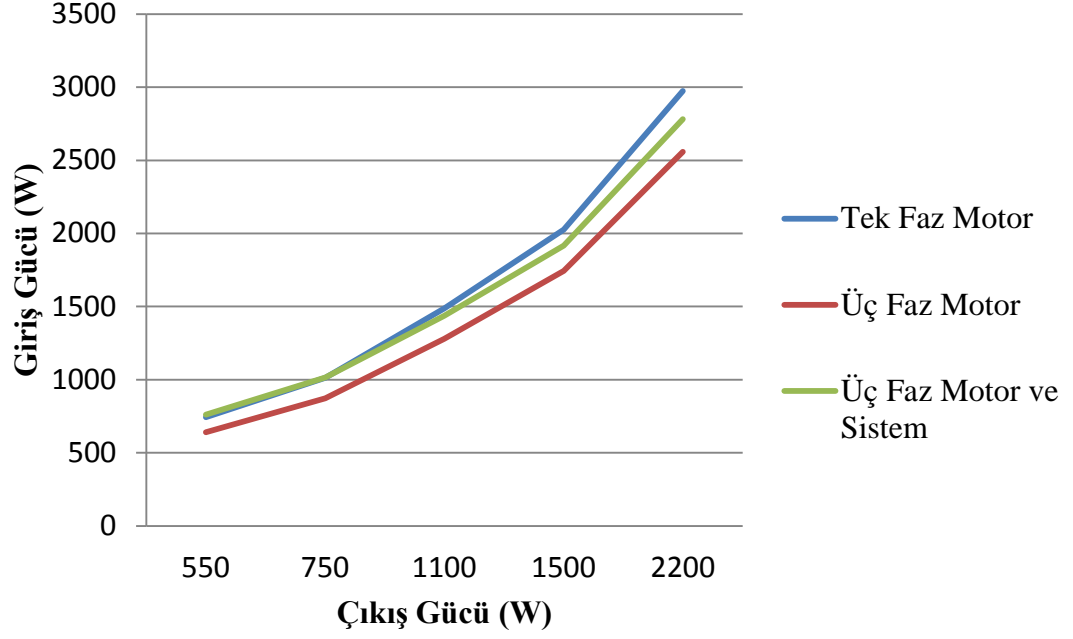


Şekil 4.11 Hız Kontrol Cihazı (HKC) giriş gücü ve kayıp grafiği

Giriş gücü artış hızına göre kayıpların artış hızı azdır. Bu yüzden yüksek güçlerde hız kontrol cihazının verimi artar. Şekil 4.12 Hız Kontrol Cihazı (HKC) verim grafiği 1500 W giriş gücünden itibaren cihazın verimi %90'nın üzerinde olduğunu gösterir.

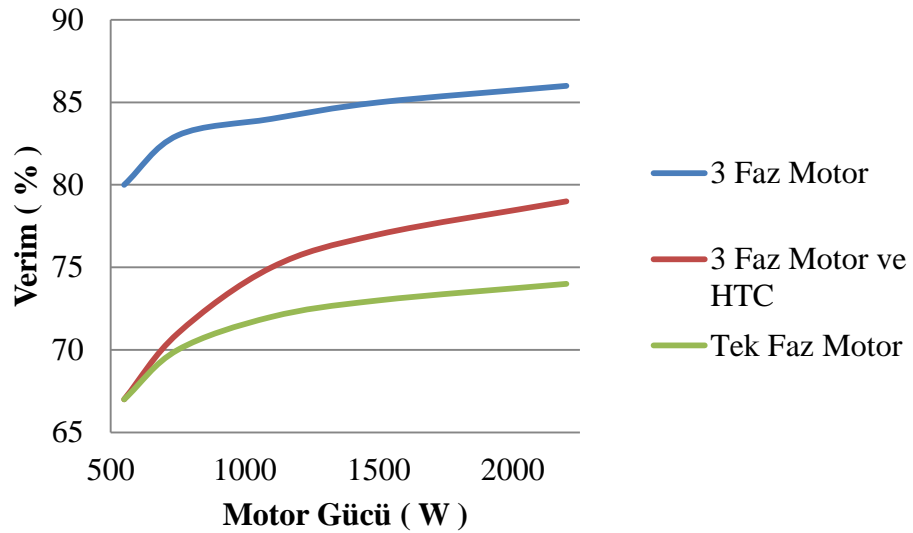


Şekil 4.12 Hız Kontrol Cihazı (HKC) verim grafiği



Şekil 4.13 Sistem giriş ve çıkış güçlerinin karşılaştırılması

Şekil 4.13’de sistemin tek faz motor yerine kullanılması halinde daha avantajlı olduğu görülmektedir. Daha verimli üç fazlı motorlar seçilmesi halinde sistemimizin eğrisi tamamen tek faz motor eğrisinin aşağısında kalacaktır. Üç fazlı motor ve gerçekleştirdiğimiz hız kontrol cihazımızın kullanılması halinde enerjide tasarruf etmek mümkündür. Şekil 4.14’de verimlilik grafiği verilmiştir. Tezin amaçlarından biri olan, verimli bir sistemin oluşturulduğu açıkça görülmüştür.



Şekil 4.14 Sistem verim grafiği

Tablo 4.4 Sistem fiyatları

Güç (kW)	1 Faz Motor Fiyatı (TL)	Piyasadaki Hız Kontrol Cihazı ve 3 Faz Motor Fiyatı (TL)	Uygulamadaki Hız Kontrol Cihazı ve 3 Faz Motor Fiyatı (TL)
0,12		370	180
0,18	150	390	180
0,25	165	400	185
0,37	180	410	185
0,55	210	440	210
0,75	225	480	210
1,1	280	575	260
1,5	320	660	290
2,2		770	310

Tablo 4.4’de tek faz motor, piyasadan hız kontrol cihazı alınarak oluşturulan sistem ve uygulamada oluşturulan sistemin yaklaşık olarak fiyat karşılaştırılması verilmiştir. Burada, piyasadan hız kontrol cihazı alınarak oluşturulan sistemin çok pahalı olduğu görülmektedir. Çalışmada oluşturulan sistemin fiyatı ile tek faz motor fiyatı arasındaki fark azdır. Sistem seri üretimde yapılırsa malzeme fiyatları düşer. Böylece daha ucuz sistem elde edilir.

Bulgular bize sistemin daha ucuz ve verimli olduğunu göstermektedir. Sistemin tek faz motor yerine kullanıldığında enerjide de tasarruf edilecektir.

## 5. SONUÇ

Bu çalışmada 3 fazlı tam köprülü inverter ile doğrultulmuş tek fazlı kaynaktan 3 fazlı asenkron motorların çalıştırılması gerçekleştirilmiştir.

Hız kontrol cihazı tasarımı için sürme teknikleri, devre elemanları incelenmiş, amaca uygun tasarım gerçekleştirilmiştir. Hız kontrol cihazının maliyetini en aza indirmek için ucuz mikrogenetleyici olarak PIC, tam köprü inverterde anahtarlama elemanı olarak MOSFET ve sürücü devresi için optokuplölü sürme devresi kullanılmıştır.

Kontrol için V/f kontrol tekniklerinden SPWM seçilmiştir. SPWM'in PIC mikrogenetleyicisinde kolay gerçekleştirilebilmesi için yazılım geliştirilmiştir. Yazılımın 20MHz'de çalışan mikrogenetleyicilerde uygulanabilirliği gözlemlenmiştir. Bu teknik ile dâhili PWM modülü olmayan işlemcilerde de V/f kontrolünün gerçekleştirilebileceği görülmüştür.

Asenkron motorların ilk kalkış anında yüksek akım çekmesi önlenmiştir. Böylece koruma elemanlarının yüksek değerli seçilmesi engellenmiş ve sistem korumasında kullanılan eleman maliyetleri de azaltılmıştır.

Tek fazlı motorlar ile üç fazlı motorlar arasındaki fiyat, ebat ve verimlilik farkları sürücü maliyetini önemsiz kılmaktadır. Düşük güçlerde hız kontrol cihazının verimliliği sabit kayıplar nedeniyle düşmektedir. Fakat hızının kontrol edilebilir olması nedeniyle tek fazlı motor yerine tercih edilir.

Sonuç olarak piyasadaki hız kontrol cihazlarından daha ucuz, motora yerleştirilebilecek hız kontrol cihazlarının tasarlanabileceği gösterilmiştir. Tek faz motorlara göre daha verimli, yapısal olarak daha küçük ve tek faz kaynaktan beslenen sürücüsü üzerine yerleştirilmiş üç fazlı asenkron motorların tasarımı mümkündür.

## 6. KAYNAKÇA

- Bal, G.** (2006). *Özel Elektrik Makinaları*. ANKARA: Seçkin Yayıncılık.
- Bodur, H.** (2010). *Güç Elektroniği*. İSTANBUL: Birsen Yayınevi.
- Bowes, S., & Mount, M.** (1981). Microprocessor control of PWM inverters. *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, 128(6), 293 - 305.
- Chapman, S. J.** (2007). *Elektrik Makinalarının Temelleri*. (P. D. Akın, & Y. D. Orhan, Çev.) İSTANBUL: Çağlayan Kitapevi.
- Chin, T. H., Nakano, M., & Fuwa, Y.** (1984). New PWM Technique Using a Triangular Carrier Wave of Saturable Amplitude. *Industry Applications, IEEE Transactions on, IA-20*(3), 643-650.
- de Rooij, M., Strydom, J., van Wyk, J., & Beamer, P.** (2002). Development of a 1 MHz MOSFET gate-driver for integrated converters . *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the* , (pp. 2622 - 2629).
- Demir, Y. D., & Kaplanoğlu, E.** (2001). Üç fazlı asenkron motorlarda rotor yapısının demeraj akımı ve yolverme şekli üzerindeki etkisi. *Elektrik-elektronik-bilgisayar mühendisliği 9. Ulusal kongresi*. İstanbul.
- El-Kassas, I., Hulley, L., & Shepherd, W.** (1995 ). Microprocessor based PWM inverter with third harmonic injection . *Power Electronics and Drive Systems, 1995., Proceedings of 1995 International Conference on* (s. 555 - 559). Bradford, U.K: IEEE Conference Publications .
- Gastli, A., & Matsui, N.** (1990 ). V/f PWM inverter with motor parameter identification and voltage auto-boost capabilities . *Industrial Electronics Society, 1990. IECON '90., 16th Annual Conference of IEEE* (s. 903 - 908). Japan: IEEE Conference Publications .
- Hamilton, R. A., & Lezan, G. R.** (1967). Thyristor Adjustable Frequency Power Supplies for Hot Strip Mill Run-Out Tables. *Industry and General Applications, IEEE Transactions on, IGA-3* (2 ), 168 - 175 .
- Khanniche, M., Belaroussi, M., & Sethuraman, S.** (1988 ). An algorithm for generating optimised PWM for real time micro control applications. *Power Electronics and Variable-Speed Drives, Third International Conference on* (s. 386 - 389 ). IJK: IET Conference Publications.
- Ludtke, I., & Jayne, M.** (1995 ). A comparative study of high performance speed control strategies for voltage-sourced PWM inverter-fed induction motor drives . *Electrical Machines and Drives, 1995. Seventh International Conference on (Conf. Publ. No. 412)* (s. 343 - 348 ). University of Glamorgan, UK: IET Conference Publications .

- Mekhilef, S., Rahim, N., & Karim, Z.** (2000). Analysis of different type of PWM for three phase power converter . *TENCON 2000. Proceedings* (s. 414 - 418). MALAYSIA: IEEE Conference Publications .
- Mohan, N., Undeland, T. M., & Robbins, W. P.** (1995). *Power Electronics*. Canada: John Wiley & Sons, Inc.
- Munoz-Garcia, A., Lipo, T., & Novotny, D.** (1997 ). A new induction motor open-loop speed control capable of low frequency operation . *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE* (s. 579 - 586). Madison, USA: IEEE Conference Publications .
- Profumo, F., Boglietti, A., Griva, G., & Pastorelli, M.** (1992). Space vector and sinusoidal PWM techniques comparison keeping in account the secondary effects. *AFRICON '92 Proceedings., 3rd AFRICON Conference* (pp. 394 - 399 ). Torino: IEEE Conference Publications.
- Profumo, F., Boglietti, A., Griva, G., & Pastorelli, M.** (1992). Space vector and sinusoidal PWM techniques comparison keeping in account the secondary effects. *AFRICON '92 Proceedings., 3rd AFRICON Conference* (s. 394 - 399). IEEE Conference Publications.
- Tadsuan, S., Suechoey, B., Saelee, V., & Chompoo-inwai, C.** (2007 ). Comparison of power loss of three-phase induction motor of four techniques with PWM inverter supply . *Power Engineering Conference, 2007. IPEC 2007. International* (s. 1179 - 1184 ). IEEE Conference Publications .
- Url-1** < [http://tr.wikipedia.org/wiki/Michael\\_Faraday](http://tr.wikipedia.org/wiki/Michael_Faraday)>, alındığı tarih 05.03.2012.
- Url-2** < [www.ti.com/lit/ml/slup169/slup169.pdf](http://www.ti.com/lit/ml/slup169/slup169.pdf)>, alındığı tarih 01.04.2012.
- Url-3** < [http://www.yegm.gov.tr/turkce/en\\_tasarrufu/uetm/ENVER-Motor.pdf](http://www.yegm.gov.tr/turkce/en_tasarrufu/uetm/ENVER-Motor.pdf)>, alındığı tarih 05.04.2012.
- Url-4** < <http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-6076.pdf>>, alındığı tarih 12.04.2012.
- Url-5** < [ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/39631e.pdf](http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/39631e.pdf)>, alındığı tarih 15.04.2012.
- Vadivel, S., Bhuvaneswari, G., & Rao, G.** (1991). A unified approach to the real-time implementation of microprocessor-based PWM waveforms. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 6(4), 565 - 575.
- Varnovitsky, M.** (1983). A Microcomputer-Based Control Signal Generator for a Three-Phase Switching Power Inverter. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IA-19(2), 228-234.
- Xiong, Y., Sun, S., Jia, H., Shea, P., & Shen, Z. J.** (2009, FEBRUARY 2). New Physical Insights on Power MOSFET Switching Losses. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 24, NO. 2*, 525-531.



## 7. EKLER

### EK A.1 Program

```
//LCD PIN AYARLARI
sbit LCD_RS at RB2_bit; sbit LCD_RS_Direction at TRISB2_bit;
sbit LCD_EN at RB3_bit; sbit LCD_EN_Direction at TRISB3_bit;
sbit LCD_D4 at RB4_bit; sbit LCD_D4_Direction at TRISB4_bit;
sbit LCD_D5 at RB5_bit; sbit LCD_D5_Direction at TRISB5_bit;
sbit LCD_D6 at RB6_bit; sbit LCD_D6_Direction at TRISB6_bit;
sbit LCD_D7 at RB7_bit; sbit LCD_D7_Direction at TRISB7_bit;
//LCD PIN AYARLARI

//Değişken Tanımlamaları
#define ORNEKSAYI 210
#define ISLEMCIHIZI 1000000
#define PRSCALE 8 //TMRO İÇİN PRESCALAR
unsigned short pwmbolge=0,pwmduty=0; //
unsigned int potdgr=0,potdgr_eski=0,potdgr1=0,frk=0,dizicarpan=0;
char txt1[6]="";
//Değişken Tanımlamaları

unsigned const PORTD21[ORNEKSAYI]={
0x20,0xA8,0xA8,0x28,0x28,0x28,0x28,0x28,0x28,0x88,0x88,0x80,0xA8,0xA8,0xA8,0x2
8,0x28,0x28,0xA8,0x88,0x88,0x88,0xA8,0xA8,0xA8,0x20,0x28,0x28,0x88,0x88,0x
88,0x88,0x88,0xA8,0xA8,0x80,0x08,0x8C,0x8C,0x88,0x88,0x88,0x88,0x88,0x84,0
x84,0x04,0x8C,0x8C,0x8C,0x88,0x88,0x88,0x8C,0x84,0x84,0x84,0x8C,0x8C,0x8C
,0x08,0x88,0x88,0x84,0x84,0x84,0x84,0x84,0x8C,0x8C,0x04,0x80,0xC4,0xC4,0x8
4,0x84,0x84,0x84,0x84,0x44,0x44,0x40,0xC4,0xC4,0xC4,0x84,0x84,0x84,0xC4,0x
44,0x44,0x44,0xC4,0xC4,0xC4,0x80,0x84,0x84,0x44,0x44,0x44,0x44,0x44,0xC4,0
xC4,0x40,0x04,0x54,0x54,0x44,0x44,0x44,0x44,0x44,0x50,0x50,0x10,0x54,0x54,0
x54,0x44,0x44,0x44,0x54,0x50,0x50,0x50,0x54,0x54,0x54,0x04,0x44,0x44,0x50,0x
50,0x50,0x50,0x50,0x54,0x54,0x10,0x40,0x70,0x70,0x50,0x50,0x50,0x50,0x50,0x3
0,0x30,0x20,0x70,0x70,0x70,0x50,0x50,0x50,0x70,0x30,0x30,0x30,0x70,0x70,0x70
```

```
,0x40,0x50,0x50,0x30,0x30,0x30,0x30,0x30,0x70,0x70,0x20,0x10,0x38,0x38,0x30,  
0x30,0x30,0x30,0x30,0x28,0x28,0x08,0x38,0x38,0x38,0x30,0x30,0x30,0x38,0x28,0  
x28,0x28,0x38,0x38,0x38,0x10,0x30,0x30,0x28,0x28,0x28,0x28,0x28,0x38,0x38,0x  
08
```

```
};
```

```
void interrupt() {  
    if(TMR0IF_bit)  
    {  
        PORTD= PORTD21[pwmbolge];  
        pwmbolge++;  
        if(pwmbolge==ORNEKSAYI) pwmbolge=0;  
        TMR0L=frk;  
        TMR0H=frk>>8;  
        TMR0IF_bit=0;  
    }  
}
```

```
void InitMain() {  
    // I/O PORT AYARLARI  
    PORTA = 255;  
    TRISA = 255;  
    PORTB = 0;  
    TRISB = 0;  
    PORTC = 0;  
    TRISC = 0;  
    PORTD = 0;  
    TRISD = 0;  
    PORTE=0;  
    TRISE=0x07;  
    // I/O PORT AYARLARI  
  
    //ADC AYARLARI  
    ADCON1=0b00001011;  
    //ADC AYARLARI
```

```

// Timer Ayarları
INTCON=0B11100000;
T0CON= 0b01000010;
// Timer Ayarları

//PWM AYARLARI
PWM1_Init(2100);
//PWM AYARLARI

//LCD AYARLARI
Lcd_Init();
Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR);
Lcd_Cmd(_LCD_CURSOR_OFF);
//LCD AYARLARI

//DİZİ İÇERİĞİ DEĞİŞTİĞİNDE OTOMATİK AYARLAMA İÇİN
dizicarpan=(ISLEMCIHIZI/(4*PRSCALE))/ORNEKSAYI;
}
void SpwmHesapla(){
//POT DEĞERİ OKUMA
potdgr=ADC_READ(0)>>4;
//FREKANS HESAPLAMA TMR0 İÇİN
frk=65535-(dizicarpan/potdgr) ;
//GENLİK HESAPLAMA TAŞIYICI PWM DOLULUK ORANI
pwmduty=128+((128./58.)*(potdgr-5));

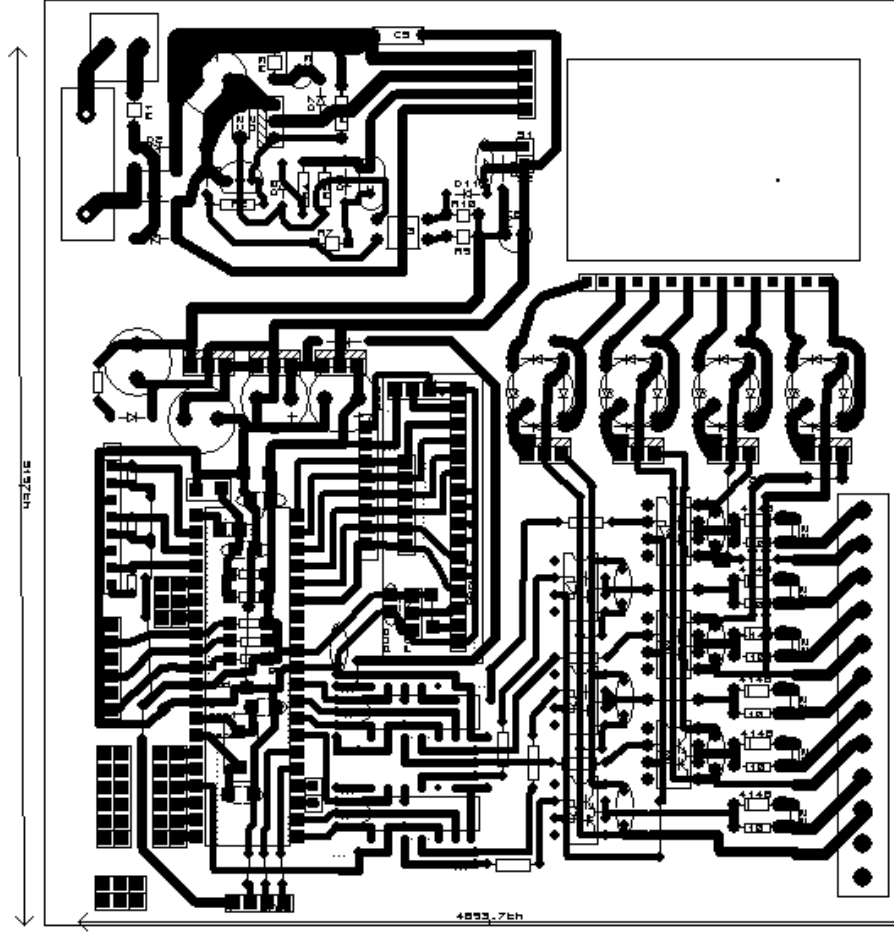
if(potdgr_eski!=potdgr)
{
potdgr_eski=potdgr;
if(potdgr<5)
{
TMR0ON_bit=0;
PWM1_Stop();
}
else if(potdgr>=5&&potdgr<50)

```

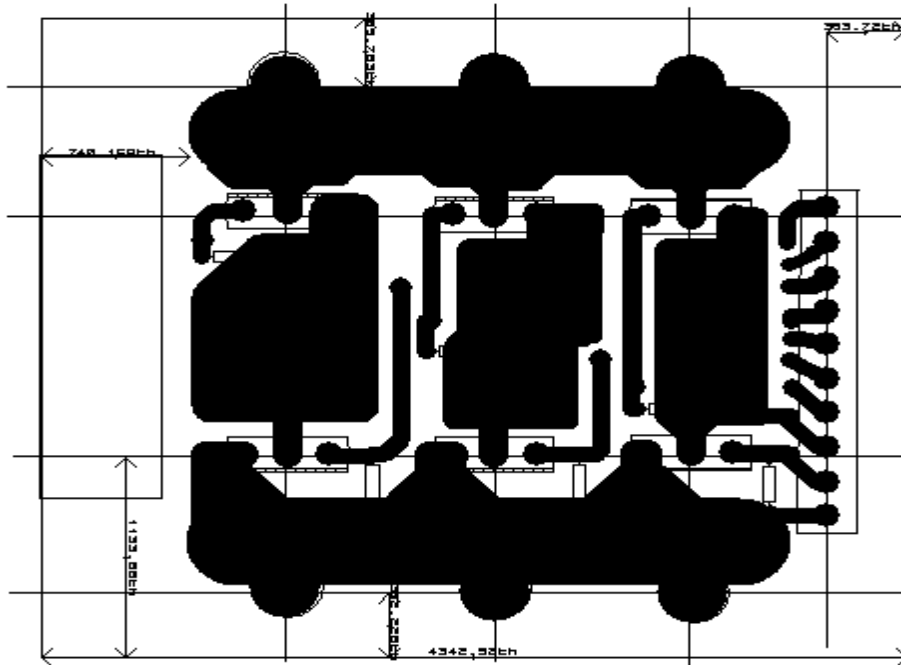
```

{
    TMR0ON_bit=1;
    PWM1_Start();
    PWM1_Set_Duty(pwmduty);
}
else if(potdgr>=50)
{
    TMR0ON_bit=1;
    PWM1_Start();
    PWM1_Set_Duty(255);
}
else
{
    TMR0ON_bit=0;
    PWM1_Stop();
}
}
//LCDYE BİLGİ YAZDIR
bytetostr(potdgr,txt1);
Lcd_Out(1, 1,"FREKANSDEGER");
Lcd_Out(2, 1,txt1);
}
void main() {
    InitMain();
    while(1)
    {
        delay_ms(10);
        SpwmHesapla ();
    }
}

```

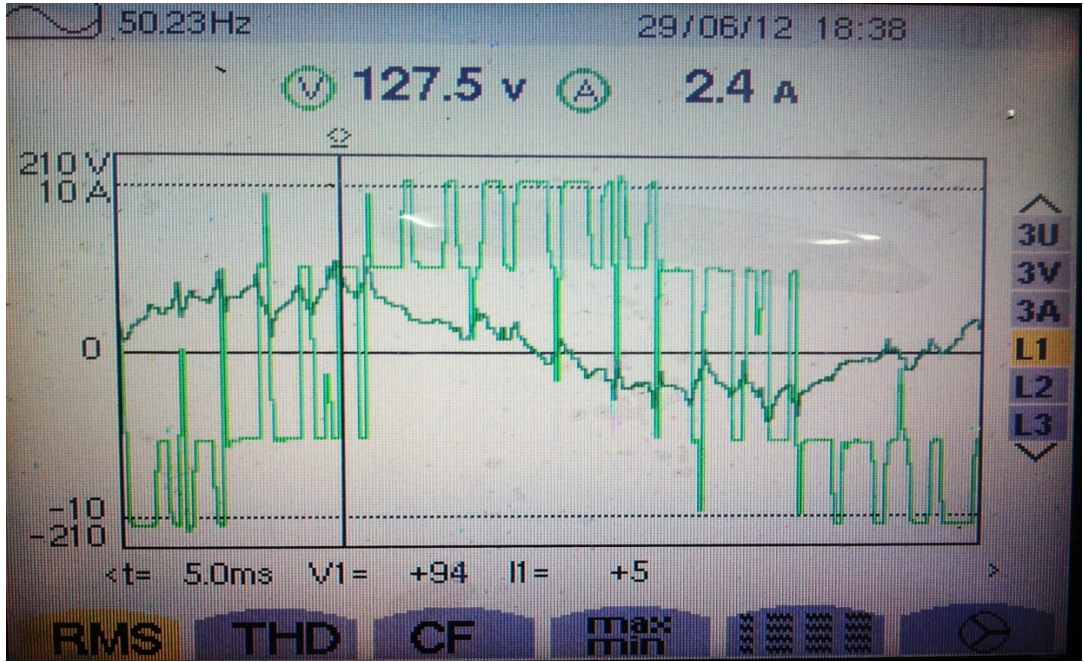


Şekil A.1 Kontrol ve sürücü devresi

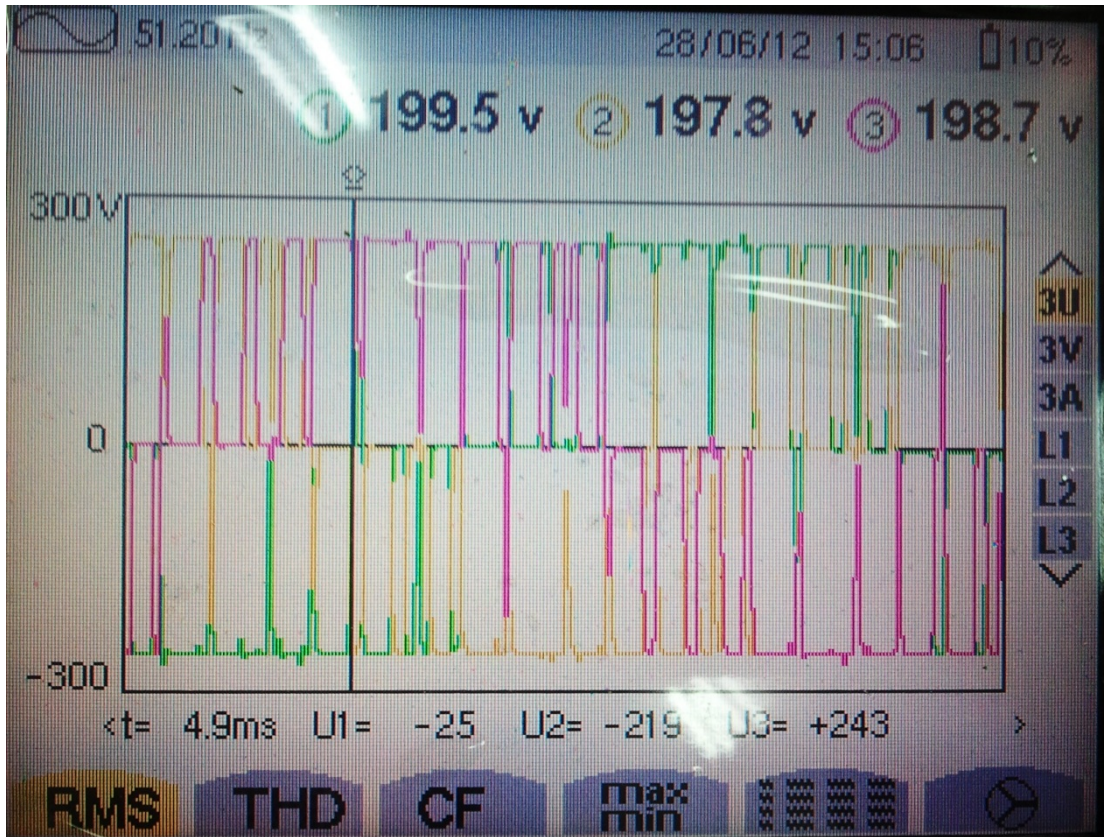


Şekil A.2 Tam köprü inverter

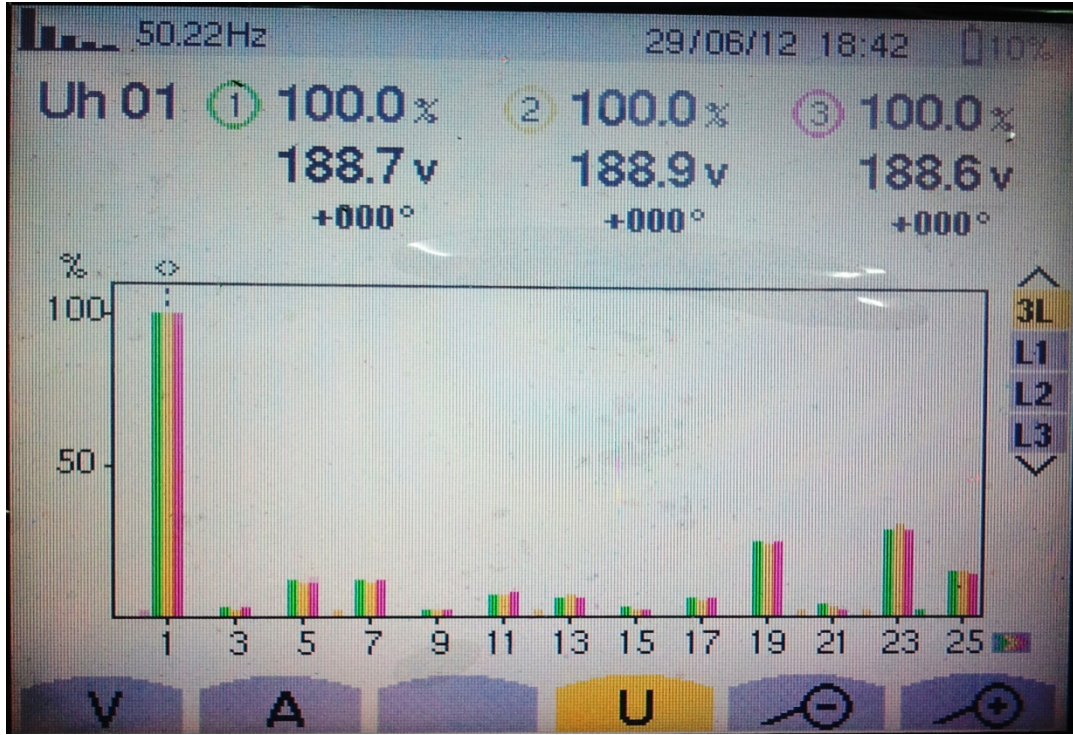
## EK B.1 Ölçümler



(a) Akım – Gerilim Grafiği



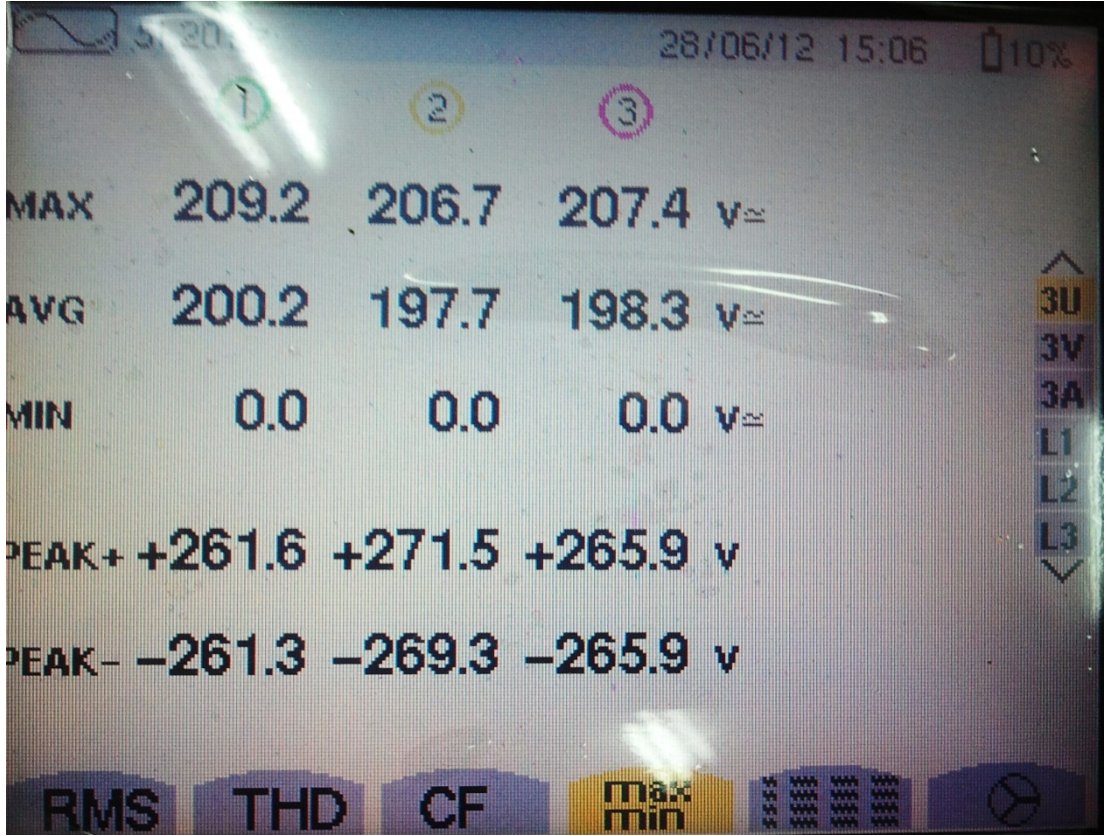
(b) 3 faz gerilim grafiği



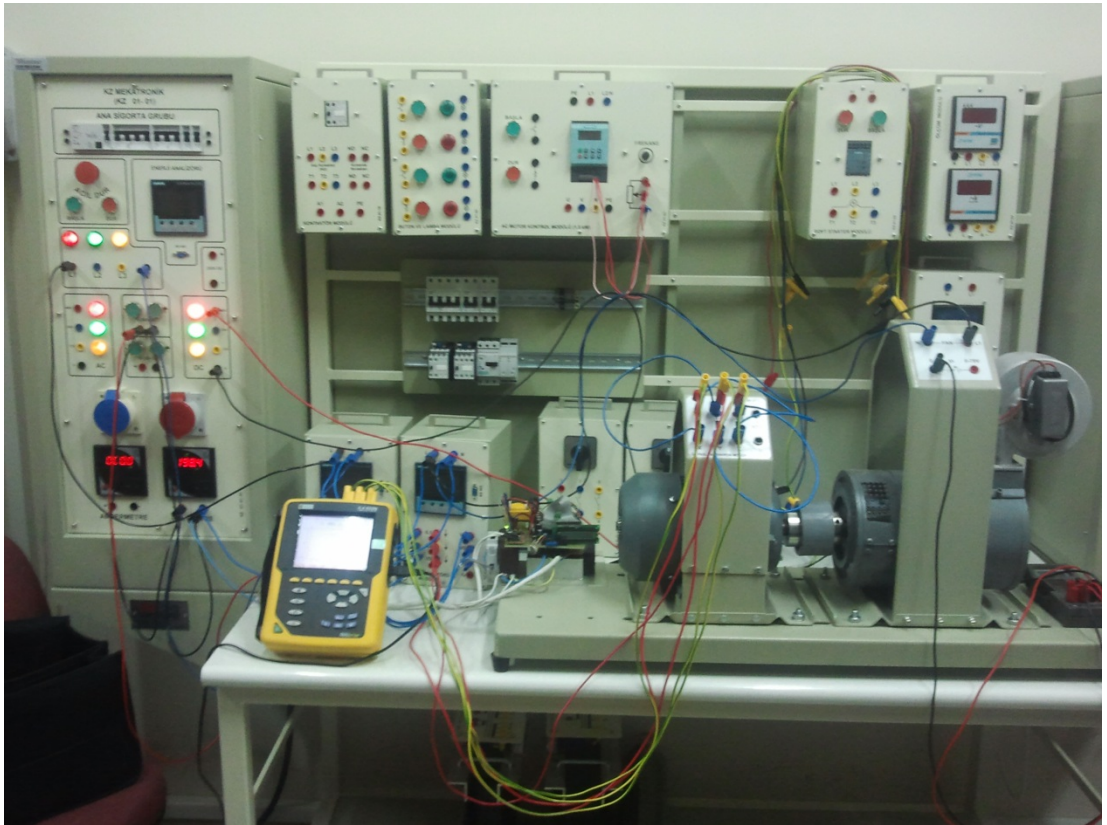
(c) Harmonik grafiği



(d) Akım değerleri



( e ) Gerilim Değerleri



( f ) Deney Seti



## ÖZGEÇMİŞ



**Ad Soyad:** Mustafa Tümbek

**Doğum Yeri ve Tarihi:** Denizli 10/04/1986

**Adres:** Sağlık Caddesi No: 23 Irlıganlı Kasabası Merkez/DENİZLİ

**Lisans Üniversite:** Eskişehir Osmangazi Üniversitesi

**Lisans Bölümü:** Bilgisayar Mühendisliği

**Çift Anadal Bölümü:** Elektrik - Elektronik Mühendisliği