STATİK KONVERTÖRLERİN GÜÇ ELEKTRONİĞİ LABORATUARINDA UYGULANMASI

Ümit Hakan ARI

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK EĞİTİMİ

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

EYLÜL 2006
ANKARA

Ümit Hakan ARI tarafından hazırlanan STATİK KONVERTÖRLERİN GÜÇ ELEKTRONİĞİ LABORATUARINDA UYGULANMASI adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Prof. Dr. Çetin ELMAS
Tez Yöneticisi

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik Eğitimi Anabilim Dalında Yüksek lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan: : Prof. Dr. İsmail COŞKUN

Üye : Prof. Dr. Ömer Faruk BAY

Üye : Prof. Dr. Çetin ELMAS

Tarih : ...../……/……

Bu tez, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygundur.

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada orijinal olmayan her türlü kaynağa eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Ümit Hakan ARI

STATİK KONVERTÖRLERİN GÜÇ ELEKTRONİĞİ LABORATUARINDA UYGULANMASI

(Yüksek Lisans Tezi)

Ümit Hakan ARI

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
Eylül 2006

ÖZET

Bu çalışmada, dsPIC30F4011 mikrodenetleyicisi kullanılarak üç fazlı asenkron motor hız kontrol sistemi tasarlanmıştır. Sistemde bulunan tuş takımı ile istenen hız değeri LCD ekrana girilmekte, işlemci bu değeri karşılaştırarak uygun PWM sinyallerini üretmektedir. Böylece motor 0-50 Hz frekans aralığında çalıştırılabilmektedir. Sistemde darbe genişlik modülasyonu (PWM) ve açık döngü hız kontrol yöntemleri kullanılmıştır. Ayrıca motor torkunun sabit kalması için V/F oranı belli bir değerde sabitlenmiştir. Motoru sürmede kullanılan intelligent power module (IPM) ise, motoru süren anahtarlama elemanlarını (IGBT) bir paket içerisinde bulundurması ve koruyucu sisteme sahip olması nedeniyle büyük avantaj sağlamaktadır. Deneyler sonucu; sistemin basit ve kullanışlı olduğu gözlemlenmiştir. Deneysel sonuçlar; sistemin, eğitim amaçlı olarak güç elektroniği laboratuarında kullanılabilirliğini göstermiştir.

Bilim Kodu : **703.3.012**
Anahtar Kelimeler : **Asenkron motor, dsPIC30F4011, IPM, Mikrodenetleyici**
Sayfa Adedi : **66**
Tez Yöneticisi : **Prof. Dr. Çetin ELMAS**

APPLICATION OF STATIC CONVERTERS IN POWER ELECTRONIC LABORATORY

(M.Sc. Thesis)

Ümit Hakan ARI

GAZİ UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY
September 2006

ABSTRACT

In this study, three-phase asynchronous motor speed control system is designed by use of dsPIC30F4011 microcontroller. It is possible to enter the required speed value in the LCD by use of a keypad and the processor generates suitable PWM signals by comparing this value. Thus, it is possible to operate any asynchronous motor in the range of 0-50Hz. Pulse width modulation (PWM) and open-loop speed control methods are used in the system. Besides, the ratio of V/F is fixed at a certain value in order to fix the motor torque. The intelligent power module (IPM) used in driving the motor accommodates the switching components (IGBT) driving the motor in a pack and has a protection system, and thus it provides a great advantage. As a result of experiments, it is observed that the system is simple and usable. Experimental results show that the system may be used for training purposes in a power electronic laboratory.

Science Code : 703.3.012
Key Words : Asynchronous motor, dsPIC30F4011, IPM, Microcontroller
Page Number: 66
Adviser : Prof. Dr. Çetin ELMAS

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren saygıdeğer danışmanım Prof. Dr. Çetin ELMAS'a yine kıymetli tecrübelerinden faydalandığım Dr. Ali SAYGIN, Dr. Tuncay YİĞİT, Dr. Nihat ÖZTÜRK'e ve tüm mesai arkadaşlarıma teşekkürü bir borç bilirim.

Ayrıca maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen aileme ve yakın dostum Fazıl KILIÇ'a teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET....iv

ABSTRACT....v

TEŞEKKÜR....vi

İÇİNDEKİLER....vii

ÇİZELGELERİN LİSTESİ....x

ŞEKİLLERİN LİSTESİ....xi

RESİMLERİN LİSTESİ....xiv

SİMGELER VE KISALTMALAR....xv

1. GİRİŞ....1

2. STATİK GÜÇ DÖNÜŞÜMÜ 4

2.1. Güç Dönüşümü Kontrol Tipleri....4

2.2. Eviriciler....4

2.2.1. Bir fazlı yarım-dalga evirici....5

2.2.2. Bir fazlı tam-dalga evirici....6

2.2.3. Üç fazlı eviriciler....8

2.2.4. Gerilim beslemeli eviriciler (VSI)....11

2.2.5. Akım beslemeli eviriciler (CSI)....12

2.3. Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM)....13

2.3.1. Gerilim – Kontrollü DGM....14

2.3.2. Akım Kontrollü DGM....18

2.4. Uygulanan Statik Çevirici....19

Sayfa

3. ÜÇ FAZLI ASENKRON MOTOR HIZ KONTROL YÖNTEMLERİ 21

3.1. Asenkron Motor.....21

3.2. Asenkron Motorda Moment- Kayma İlişkisi.....21

3.3. Gerilim-Frekans Profili.....22

3.4. Hız Kontrol Yöntemleri..... 24

3.5. Frekans Değiştirerek Devir Ayarı.....26

3.5.1. Dinamik frekans değiştiriciler.....26

3.5.2. Statik frekans değiştiriciler.....26

3.5.3. Ara devreli frekans değiştirici düzeni.....26

3.5.4. Direk frekans değiştirici.....27

3.6. Frekans Değiştiricinin Yapısı 27

4. ÜÇ FAZLI ASENKRON MOTOR HIZ KONTROL CİHAZI'NIN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ.....29

4.1. Sistemin Tasarımı.....29

4.2. Sayısal Sinyal Kontrolör.....31

4.3. Motor Kontrol DGM Ünitesi (MCPWM).....31

4.4. Yalıtma Ünitesi.....35

4.5. IGBT.....36

4.6. AGM.....36

4.7. Evirici Güç Devresi.....37

4.8. Asenkron Motor.....38

5. BİLGİSAYARDA YAPILAN YAZILIM VE DENEYSEL ÇALIŞMALARIN DEĞERLENDİRİLMESİ.....39

5.1. Yazılım Geliştirme.....39

Sayfa

5.2. Deney Sonuçları.....48

5.2.1. Devre şeması.....48

5.2.2. Deneysel sonuçlar.....49

6. SONUÇ VE ÖNERİLER.....55

KAYNAKLAR.....57

EKLER.....59
EK-1. Uygulamada kullanılan 6MBP50RA120 IPM'in yapısı.....60
EK-2. Sinüs tablosu değerleri.....61
EK-3. 10 bit çözünürlüklü pozitif değere ötelenmiş sinüs grafiği 31

ÖZGEÇMİŞ 66

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge **Sayfa**

Çizelge 2.1. 180° iletimde bir peryod içerisinde anahtarlama durumları.....39

Çizelge 2.2. 180° iletimde fazlar arası gerilimi ve faz-nötr gerilimi değerleri.....39

Çizelge 4.1. MCPWM Çeşitleri 32

Çizelge 5.1. Sinüs tablosunun peryod artışına bağlı olarak değişimi.....44

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil **Sayfa**

Şekil 2.1. Bir fazlı yarım-dalga inverter devresi....6

Şekil 2.2. İnverter çıkış akım ve gerilim eğrileri....6

Şekil 2.3. Bir fazlı tam-dalga inverter devresi....7

Şekil 2.4. Çıkış akım ve gerilim eğrileri....7

Şekil 2.5. Üç fazlı inverter devresi....8

Şekil 2.6. 180° iletim fazlar gerilim eğrileri....9

Şekil 2.7. 180° iletim faz-nötr gerilim ve akım eğrileri....9

Şekil 2.8. 120° İletim fazlar arası gerilim eğrileri....10

Şekil 2.9. Gerilim beslemeli inverter....11

Şekil 2.10. Akım beslemeli inverter....12

Şekil 2.11. İnverter çıkış faz akımı ve gerilimi....13

Şekil 2.12. Gerilim kontrollü PWM blok şeması....15

Şekil 2.13. Sinüsoidal PWM kontrol blok şeması....16

Şekil 2.14. Sinüsoidal PWM modülasyonu....17

Şekil 2.15. Akım kontrollü PWM kontrol blok şeması....19

Şekil 3.1. Moment- Kayma Profili....22

Şekil 3.2. Değişken frekans işletimi için moment profilleri....23

Şekil 3.3. VF profil örneği....24

Şekil 3.4. Evirici devresi....27

Şekil 4.1. Tuş takımı ve ekran görüntüsü....29

Şekil 4.2. Sistemin çalışma yapısı....30

Şekil **Sayfa**

Şekil 4.3. MCPWM Blok diyagramı.....33

Şekil 4.4. dsPIC30F4011 denetim kartı blok diyagramı.....34

Şekil 4.5. 6N136 optoizolatör devre şeması.....35

Şekil 4.6. IPM modülü besleyen güç kaynağı devresi.....37

Şekil 5.1. Merkez ayarlı PWM.....40

Şekil 5.2. PDC kaydedicinin güncellenmesi ile elde edilen DGM isnyali.....41

Şekil 5.3. PDC kaydedicinin çift gncellenmesi ile elde edilen DGM sinyali.....41

Şekil 5.4. Ölü zaman atanmış alt ve üst DGM sinyalleri.....42

Şekil 5.5. DGM sinyallerinin mikrodeetleyicideki işlemler sonrası elde edilmesi.....42

Şekil 5.6. 50Hz frekans için sinüs tablosuyla elde edilen bir faza ait sinüs sinyali.....43

Şekil 5.7. Gerilim/Frekans oran eğrisi.....45

Şekil 5.8. Sinüs tablosu ile 25 Hz için V/F oranının elde edilmesi.....45

Şekil 5.9. Sinüs tablosuyla elde edilen 3 faza ait sinüs sinyali.....46

Şekil 5.10. Program algoritması.....46

Şekil 5.11. Kesme servis rutini algoritması.....47

Şekil 5.12. Proteus simülasyon programında elde edilen tüm devre şeması.....48

Şekil 5.13. RC filtre devresi.....49

Şekil 5.14. R-C filtre devresi ile elde edilen sinüs sinyali.....50

Şekil 5.15. R-C Filtreli üç faza ait elde edilen sinyaller.....51

Şekil 5.16. Mikrodenetleyici çıkışındaki PWM sinyali.....51

Şekil 5.17. Üç faza ait PWM Sinyalleri.....52

Şekil 5.18. Bir fazın PWM sinyali.....52

Şekil **Sayfa**

Şekil 5.19. Deneyler sonucu alınan değerlere bağlı elde edilen frekans hız grafiği.....54

Şekil 5.20. Deneyler sonucu alınan gerilim frekans değerlerine göre VF grafiği.....54

RESİMLERİN LİSTESİ

Resim **Sayfa**

Resim 4.1. Tuş takımı ve LCD ekran 30

Resim 4.2. Denetim kartı ve çevre birimleri.....35

Resim 4.3. IPM modül ve çevre birimleri ile bağlantısı.....37

Resim 4.4. Güç kaynağının görüntüsü.....38

Resim 4.5. Hız kontrolü gerçekleştirilen asenkron motor görüntüsü.....38

Resim 5.1. Gerçekleştirilen devre ve bağlantıları.....49

Resim 5.2.Deney bağlantısı.....50

Resim 5.3. Devrenin çalışma anındaki görüntüsü.....53

Resim 5.4. Devrenin komple görüntüsü ve devre bağlantısı.....53

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış bazı simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	**Açıklama**
Cosφ	Güç katsayısı
f	Şebeke frekansı
f_r	Referans sinyalin frekansı
f_t	Taşıyıcı sinyalin frekansı
M	Modülasyon indeksi
M_f	Taşıyıcı oranı
n	Devir cinsinden kayma
n_r	Rotor hızı
n_s	Senkron hız
p	Makinenin çift kutup sayısını ifade eder
R_y	Yük direnci
s	Kayma
%s	% Kayma
V_r	Referans sinyalin genliği
V_t	Taşıyıcı sinyalin genliğidir

Kısaltmalar	**Açıklama**
A.A.	Alternatif Akım
ACIM	Asenkron Motor
AGM	Akıllı Güç Modülü
ASM	Asenkron Motor
BJT	Bipolar Jonksiyonlu Transistor
C	Programlama Dili

Kısaltmalar	Açıklama
CPU	Merkezi İşlem Birimi
D.A.	Doğru Akım
DGM	Darbe Genişlik Modülasyon
EEPROM	Bellek Birimi
IGBT	İzole Kapılı Bipolar Transistör
IPM	İntelligent Power Module
LCD	Likid Kristal Ekran
MCPWM	Motor Kontrol PWM
MOSFET	Metal Oksit Silikon Alan Etkili Transistor
PDC	PWM Data Saykıl Kaydedicisi
PTMR<15>	PWM Zamanlayıcı Kaydedicinin 15. Biti
PTPER	PWM Zamanlayıcı Peryod Kaydedicisi
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu
VF	Gerilim Frekans

1. GİRİŞ

Elektrik motorları güç elektroniği devreleri ile kontrol edildiği zaman döndürme momenti, hız ve ivmelenmesi iyileştirilebilir ve verimliliği artar. Bu iyileştirme bütün motor uygulamalarında arzu edilir. Ancak kullanılacak kontrol devresine karşılık elde edilecek üstünlükler, fiyat, boyut ve devre karmaşıklılığının artışı nedeniyle her alanda kullanılamaz. Bu tür motorların geniş kullanım alanı bulabilmesi için basit, ucuz ve güvenilir kontrol devreleri gerekir [1-3].

Endüstride değişken hız gereksinimi duyulan çalışmalarda, mekanik sistemlerin hız ayar sahasının sınırlı olması ve bakımlarının güçlüğü nedeni ile elektrik motorlarının hız kontrolü daha çok tercih edilen bir yöntemdir. Değişken hız sürücüleri sürekli olarak yenilenmektedir. Sürücülerin gelişimi güç elektroniği, mikroelektronik, kontrol sistemleri, manyetik materyaller, modern iletişim teknolojileri alanlarında yapılan ilerleme vasıtasıyla gerçekleşmektedir [4].

Geleneksel DA motora göre asenkron motorlar basit ve ucuz mekanik yapı ve kolay bakım avantajlarına sahiptir. asenkron motor sürücülerinin ayarlanabilir hız sürücüleri uygulamaları ile kontrol kısmı zorlaşır bu zorluk son zamanlarda geliştirilen hızlı dijital işlemciler ve güç elemanları ile çözülmüştür [5-6].

DA motorlarının bilinen mekaniksel problemleri, senkron motorların hem DA hem AA gerilim gerektirmesi, kalıcı mıknatıslı senkron, anahtarlamalı relüktans gibi motor türlerinin ise özel evirici devrelerine ihtiyaç duyması bu motorların dezavantajlarıdır. Bu dezavantajlar, ASM'larda yoktur. Üç fazlı ASM'lar AA dışında herhangi bir uyartıma ihtiyaç duymazlar. Sincap kafesli ASM basit, sağlam, bakım gerektirmeyen ve tüm güçlerde en ucuz motorlardır. Tüm bu sebeplerden dolayı endüstride ASM'lar yoğun bir şekilde kullanılmaktadır. ASM yüksek dinamik performans gerektiren uygulamalarda dahi, güvenirlilik ve enerji tasarrufu açısından tercih edilmektedir [2,7,8].

Değişken frekanslı AA sürücüleri son yıllarda büyük gelişme göstermişlerdir. Bir sürücü sisteminde, motor akımlarının ve gerilimlerinin harmoniklerini azaltmak, iyi bir moment çıkışı ve dinamik denetimi için, stator sargılarındaki sinüsoidal akımların olması gerekmektedir . Bu amaçla son yıllarda darbe genişlik modülasyonlu (DGM) eviriciler, sürücü sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Özellikle gerilim beslemeli DGM eviriciler, çıkış geriliminin temel genliğini, frekansını ve harmonik içeriğinin denetimini aynı anda, bir tek güç devresinde gerçekleştirmeleri sebebiyle pek çok endüstriyel uygulamada, özellikle de değişken hızlı AA sürücü uygulamalarında geniş bir kullanım alanı bulmaktadır [5,9-10].

İlk önceleri anahtarlama elemanlarının, analog devreler vasıtasıyla anahtarlama frekansları düşüktü, ancak daha sonraları sayısal kontrol elemanlarının kullanılması ile bu frekans yüksek değerlere çıkartılmıştır. Bu sayısal kontrolün sağlanması için gerekli olan anahtarlama algoritmaları Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) kontrol tekniği ile sağlanmıştır. Darbe genişlik modülasyonlu eviricilerde amaç darbe genişliklerini değiştirmek suretiyle çıkış geriliminin temel bileşenini ve ayrıca frekansını, V/f oranı sabit kalacak şekilde ayarlamaktır [14].

Skalar denetim yöntemlerinin kullanılması ile elde edilen değişken hızlı ASM sürücü sistemlerinin kararlı durum performansları iyidir [10].

Bu tez çalışmasında dsPIC mikrodenetleyicisi vasıtasıyla kontrol ünitesine uygun formda tetikleme sinyallerini üretip anahtarlama elemanlarına iletebilecek mikrodenetleyici temelli DGM modülatör geliştirilmiş ve modülatör için gerekli yazılım C programlama dilinde yazılmıştır. Kullanılan bu mikrodenetleyicinin kendi DGM sinyal, ölü zaman üreteçlerinin olması ve anahtarlama elemanlarına gönderilecek sinyaller için özel çıkışlara (DGMH-DGML) sahip olması işlemcinin diğer işlemci ve mikrodenetleyicilere üstünlüğünü ifade etmektedir.

Bu çalışmada mikrodenetleyicinin kullanıcıya sunduğu anahtarlama sinyallerini oluşturan kenar ayarlı veya merkez ayarlı DGM özellikleri ile kullanıcının programda yapacağı değer değişiklikleri ve küçük hesaplamalarla istenen frekansta

ve genlikte sinüs dalgaları oluşturabilmekte ve tezde verilen grafiklerde görüleceği gibi ideale çok yakın sinüs dalgası elde edilmektedir. Ayrıca işlemci kapalı döngü hız kontrolü için gerekli; motor hızının okunması ve kendi içerisinde programla karşılaştırma yapıp istenen hız için gerekli sinyalleri üretebilecek donanıma sahiptir. Bilinen metodlara karşılık daha az devre elemanıyla daha ideal sinüs dalgası elde etme ve kontrol imkanı sağlamaktadır. Elde edilen sinyaller yüksek kapasiteli mikrodenetleyicinin hafızasında saklanabilmekte ve istenen değerde sinyaller anahtarlama elemanlarına gönderilmektedir.

Mikrodenetleyicinin Motor kontrolü (MCPWM) için üretilmiş olması bilinen DGM metodları yerine daha basit ve uygulanması kolay yöntem sunması nedeniyle tercih sebebi olmuştur. Mikrodenetleyici ile gelen merkez ayarlı DGM yöntemi ile istenen DGM sinyalleri üretilmekte, önceden kullanılan üçgen sinüs sinyali karşılaştırılması yöntemi yerine mikrodenetleyicideki kaydediciler kullanılarak otomatik karşılaştırma, ölü zaman ataması yapılarak, özel DGM çıkışlarından DGM sinyali alınmaktadır. Ayrıca Excel' de hazırlanan sinüs tablosu istenen hız için mikrodenetleyicinin PDC kaydedicisinde sürekli güncellenerek hıza uygun DGM sinyalleri üretilmiştir.

Bu çalışmada mikrodenetleyicinin sunduğu merkez ayarlı DGM ile açık döngü hız kontrol yöntemi kullanılarak asenkron motorun hızının kontrolü gerçekleştirilmiştir. Ayrıca V/F oranı sabit kalacak şekilde yazılımla bu oran formülize edilerek motor momenti sabit tutulmuştur. Motorun istenen devir sayısında dönebilmesi için kalkınma anında *soft-start* yöntemi kullanılmış ve motorun istenen frekansa kademeli olarak ulaşması sağlanmıştır. Diğer hız kontrol cihazlarında sık karşılaşılmayan Akıllı Güç Modülü (IPM) kullanılarak yer tasarrufu ve bu modülle gelen koruyucu özelliklerden faydalanılmıştır.

2. STATİKGÜÇ DÖNÜŞÜMÜ

Güç elektroniği devreleri, en genel anlamda elektriksel gücün denetimi için kullanılan elektronik düzeneklerdir. Bu devrelerde amaç, gücü denetlemek olduğundan, verimlilik büyük önem taşımaktadır. Örneğin bir asenkron motorun denetiminde kullanılan V/f oranı sabit kalacak şekilde bir kontrol tercih edilmektedir. Bunun sebebi, motor düşük frekanslarda çalışırken motorun momentinde yüksek değerde salınımlar meydana gelmesidir. Hız kontrolü yapılırken motorun sargılarına düşen gerilimle frekansın aynı oranda artırılması sağlanırsa düşük frekanslarda momentteki yüksek salınımlar yok edilebilir. Bu denetimin iyi bir şekilde sağlanması içinde anahtarlama kayıpları az olan yarı iletken anahtarlama elemanlarına ve kontrol ünitesine ihtiyaç vardır. Öncelikle bu temel yarı iletken güç anahtarları statik çeviricilerde kullanılarak, akım, gerilim, frekans, moment vb. değerlerin kontrolü sağlanmış ve bu konudaki çalışmaların tamamı güç elektroniği bilim dalı altında toplanmıştır [14].

2.1. Statik Güç Dönüşüm Tipleri

Güç elektroniği uygulamalarının çoğunluğunda kullanılan dönüştürme düzenlemeleri aşağıda sıralanmıştır.

1.AA-DA dönüştürme
2. DA-DA dönüştürme
3. DA-AA dönüştürme
4. AA-AA dönüştürme
5. AA-DA-AA dönüştürme

2.2. Eviriciler

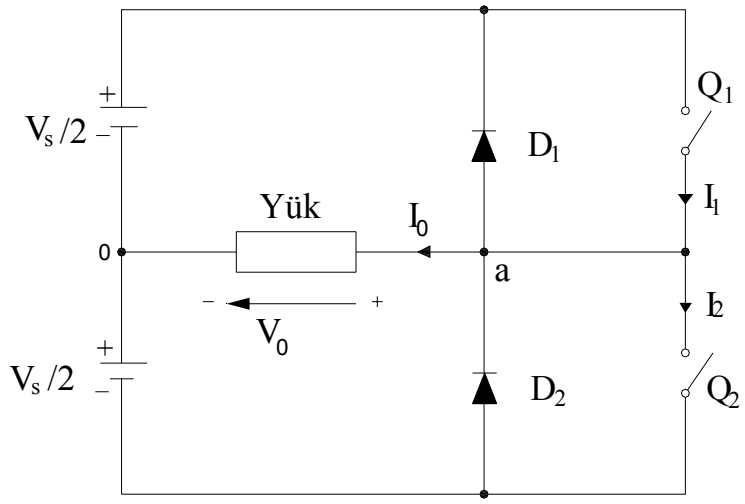
Bir eviricinin çalışma fonksiyonu, girişteki DA gerilimi çıkışta AA gerilime dönüştürülmesi şeklindedir. Çıkış gerilimi girişteki DA gerilime göre elde edilmektedir. Diğer yandan giriş DA gerilimi ayarlanmadan çıkıştaki değişken AA

gerilim evirici vasıtasıyla ayarlanabilir. Bu kontrol medodu DGM vasıtasıyla gerçekleştirilir. İdeal eviricilerde çıkış akımının sinyalinin sinüsoidal olması istenmektedir. Ancak, bir eviricinin çıkışındaki sinyal tam sinüsoidal olmaz ve bazı harmonikler içerir. Burada yüksek hıza sahip güç yarı iletken elemanları vasıtasıyla anahtarlama teknikleri kullanılarak çıkış gerilimindeki harmonikler en aza indirgenebilir. Eviriciler endüstriyel alanda asenkron motor hız kontrolü, kesintisiz güç kaynakları ve enerji nakil hatları v.b. uygulamalarda çokça kullanılmaktadır. Girişteki DA gerilim için bir akü, güneş pili ve diğer DA kaynaklar kullanılabilir. Eviriciler kullanım alanlarına göre bir fazlı ve üç fazlı olmak üzere iki gruba ayrılabilir. Ayrıca bu eviriciler de giriş gerilimi sabit tutularak kullanılan eviriciler, gerilim kaynaklı eviriciler (VSI), giriş akımı sabit tutularak kullanılan eviriciler de akım kaynaklı eviriciler (CSI) olarak ikiye ayrılır [13].

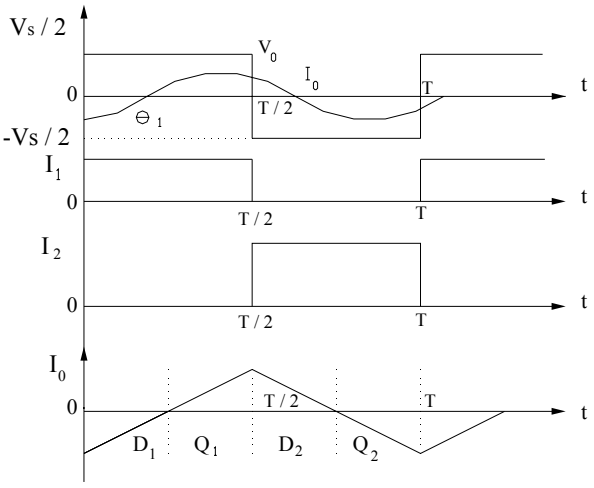
2.2.1. Bir fazlı yarım-dalga evirici

Bu evirici devresinde Şekil 2.1'de görüleceği gibi iki anahtarlama elemanından meydana gelmiş bir devredir. Burada Q_1 anahtarı T/2 zamanında iletimde iken yükün uçlarındaki gerilim değeri $V_s/2$'dir. Diğer T/2 zamanında ise Q_2 iletimdedir ve yükün uçlarındaki gerilim ise $-V_s/2$'dir. Bu anahtarlar aynı zamanda iletimde olmazlar. Çünkü aynı koldaki anahtarlama elemanları kısa devre olur. Bu istenmeyen bir durum olduğu için anahtarlama elamanlarının geçiş anlarında bir ölü zaman oluşturulur [14].

Şekil 2.2'de anahtarlama elemanlarının iletimde ve kesimde olduğu zamanlarda akım ve gerilim eğrileri verilmiştir. Yükün omik olması durumunda akım, gerilimi izleyerek kare dalga şeklinde değişir. Endüktif yük durumunda ilk yarım peryotta Q_1 anahtarları iletimden çıkarılırsa yük akımı sıfır oluncaya kadar D_1 diyotundan geçer, diğer yarım peryodda ise Q_2 anahtarı iletimden çıkarılırsa yük akımı sıfır oluncaya kadar D_2 diyotundan geçer.



Şekil 2.1. Bir fazlı yarım-dalga evirici devresi

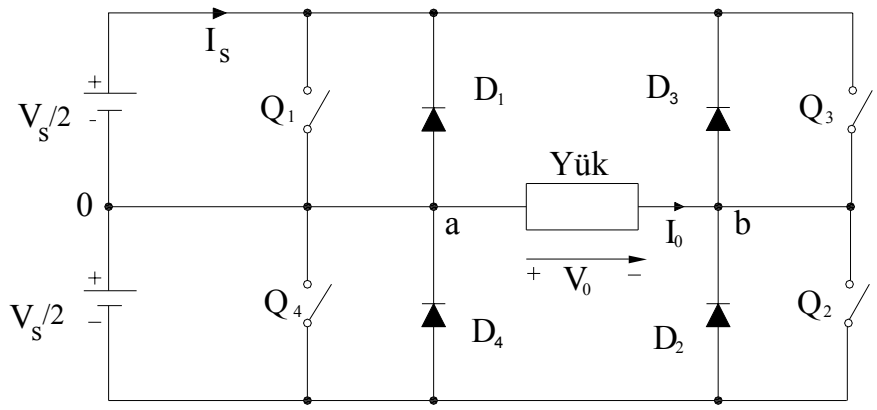


Şekil 2.2. evirici çıkış akım ve gerilim eğrileri

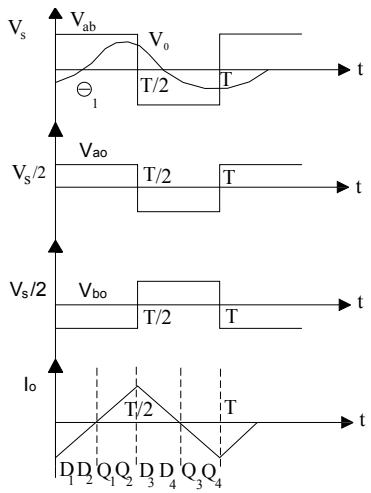
2.2.2. Bir fazlı tam-dalga evirici

Şekil 2.3'deki tam-dalga köprü evirici, bir DA kaynağı ve dört adet anahtardan oluşmaktadır. Köprü evirici durumunda, DA kaynağı her yarım dalgada, eviriciye akım sağlar. Evirici operasyonunda, Q_1 ve Q_2 anahtarları aynı zamanda kapatılır ve V_o ve I_o pozitiftir. Bir yarım dalganın bitiminde Q_1 ve Q_2 açılır ve Q_3 ve Q_4 anahtarları kapatılır. Şekil 2.4'de evirici çıkış akım ve gerilim eğrileri gösterilmiştir. Yükün omik olması durumunda akım, gerilimi izleyerek kare dalga şeklinde değişir.

Endüktif yük durumunda ilk yarım peryodda Q_1 ve Q_2 anahtarları iletimden çıkarılırsa yük akımı sıfır oluncaya kadar D_1 ve D_2 diyotlarından geçer, diğer yarım peryodda ise Q_3 ve Q_4 anahtarları iletimden çıkarılırsa yük akımı sıfır oluncaya kadar D_3 ve D_4 diyotlarından geçer. DA kaynağındaki I_S akımının negatif olduğu aralıklarda enerji yükten kaynağa geri döner. DA kaynağının, bu enerjiyi kabul edilebilecek özellikte olması gerekir. Kaynak bir doğrultucu ise, kaynak uçlarına bu yükü depolayabilecek bir kapasitör bağlanır [14].



Şekil 2.3. Bir fazlı tam-dalga evirici devresi



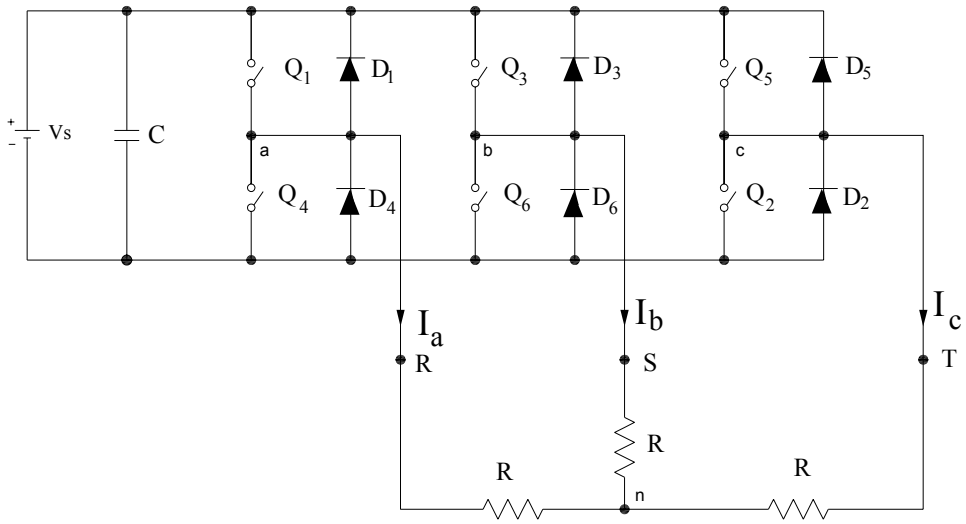
Şekil 2.4. Çıkış akım ve gerilim eğrileri

2.2.3. Üç fazlı eviriciler

Üç fazlı eviriciler genelde yüksek güçlü uygulamalarda kullanılırlar. Üç tane bir fazlı eviricinin paralel bağlanması sonucu üç fazlı eviriciler oluşturulur. Şekil 2.5'te üç fazlı bir eviricinin devresi gösterilmiştir. Yine girişte bir DA kaynak vardır. Eviricinin altı anahtarlama elemanı istenilen dalga şeklini üretmek için peryodik olarak açılır veya kapatılır. Bu anahtarlama sırasına göre eviricinin çıkış frekansını belirleyerek gerilim ve harmonikler kontrol edilebilir. Altı anahtarlama elamanı ve altı diyottan oluşmuş evirici, anahtarlama elemanlarının 180° ve 120° iletimde kalmasını sağlayarak sürülmesi söz konusudur [14].

<u>180° iletim</u>

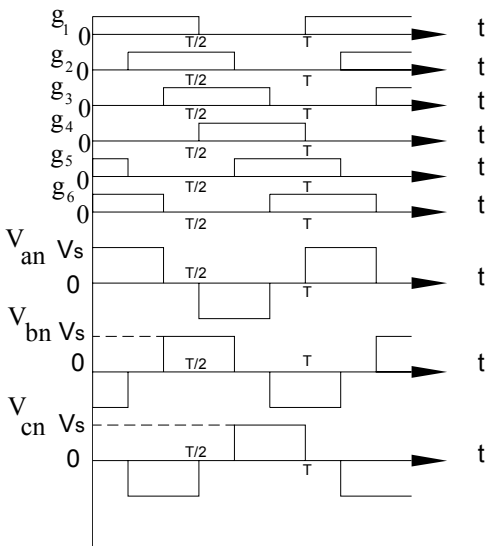
Her bir anahtar 180° iletimde kalır. Q_1 anahtarlama elemanı iletimde iken Q_4 kesimdedir ve Q_4 iletime geçtiğinde de Q_1 kesime gider. Bu durum diğer iki kolda da



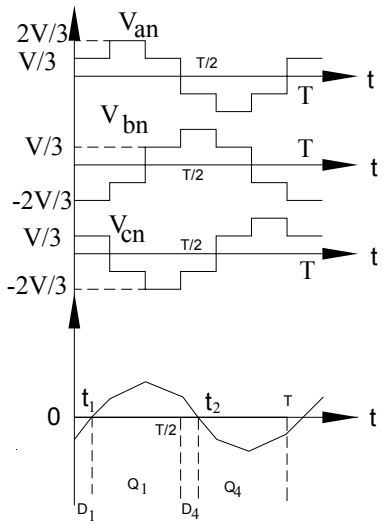
Şekil 2.5. Üç fazlı evirici devresi

geçerlidir. Aynı anda bir koldaki anahtarlama elemanları iletimde olamaz. Çünkü kısa devre meydana gelir, buda istenmeyen bir durumdur. Herbir koldaki anahtarlama elemanları arasında ölü zaman meydana getirmekle kısa devre

durumundan kaçınılmış olur. Anahtarlama elemanlarının iletim ve kesim durumuna göre bir peryod içinde altı anahtarlama modeli oluşur ve her durumda sadece üç anahtarlama elemanı iletimde kalarak aralarında 60° bir faz farkı ile anahtarlama elemanları tetiklenir. Şekil 2.6'da ve Çizelge 2.1'de her bir anahtarlama elemanının bir peryod içerisinde iletim durumları ve fazlar arası gerilimlerin eğrileri verilmiştir. Yükteki gerilim düşümlerine göre her bir faz için gerilim eğrileri ve bir faz için akım eğrisi Şekil 2.7'de verilmiştir ve Çizelge 2.2'de bir peryod içerisinde iletimde kalan anahtarlama durumlarına göre fazlar arası gerilim değerleri ile faz-nötr gerilim değerleri verilmiştir. Ayrıca 180° iletimli çalışmada çıkış geriliminin dalga şekli yükün özelliğinden bağımsızdır [14].



Şekil 2.6. 180° iletim fazlar gerilim eğrileri



Şekil 2.7. 180° iletim faz-nötr gerilim ve akım eğrileri

Çizelge 2.1. 180° iletimde bir peryod içerisinde anahtarlama durumları

Anahtar İletimi	**Aralık**
1-5-6	0-60°
1-2-6	60°-120°
1-2-3	120°-180°
2-3-4	180°-240°
3-4-5	240°-300°
4-5-6	300°-360°

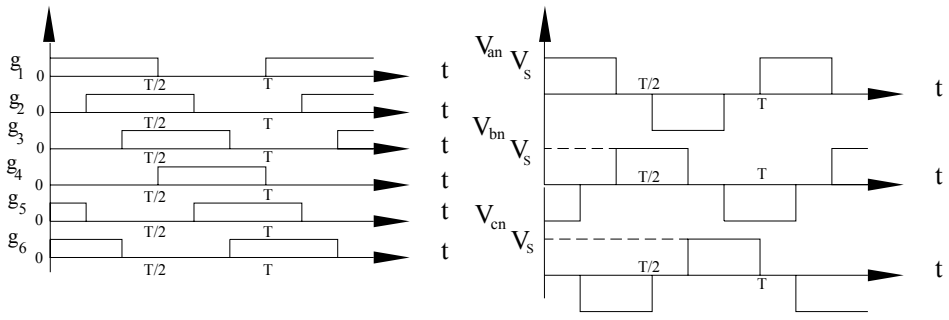
Çizelge 2.2. 180° iletimde fazlar arası gerilimi ve faz-nötr gerilimi değerleri

Gerilimi	**0°-60°**	60°-120°	**120°-180°**	180°-240°	**240°-300°**	300°-360°
$\mathbf{V_{an}}$	**V/3**	2V/3	**V/3**	-V/3	**-2V/3**	-V/3
$\mathbf{V_{bn}}$	**-2V/3**	-V/3	**V/3**	2V/3	**V/3**	-V/3
$\mathbf{V_{cn}}$	**V/3**	-V/3	**-2V/3**	-V/3	**V/3**	2V/3
$\mathbf{V_{ab}}$	**V**	V	**0**	-V	**-V**	0
$\mathbf{V_{bc}}$	**-V**	O	**V**	V	**0**	-V
$\mathbf{V_{ca}}$	**O**	-V	**-V**	O	**V**	V

120° iletim

Bu tip iletim modunda her bir anahtarlama elemanı 120° faz farkı ile iletimdedir. Yalnızca iki anahtarlama elemanı herhangi bir zaman dilimi içerisinde görülebilir. Her bir anahtarlama elemanı çalışma frekansına bağlı olarak 120° genişliğinde birbirini izleyen darbelerle tetiklenirse Şekil 2.8'de görüldüğü gibi faz gerilimleri 120° genişliğinde pozitif ve negatif gerilim bloklarından oluşur. Bu çalışma şeklinde yarı iletkenlerin iletimde olmadığı 60° sürelerde çıkış geriliminin dalga şekli yükün özelliğine bağlıdır.

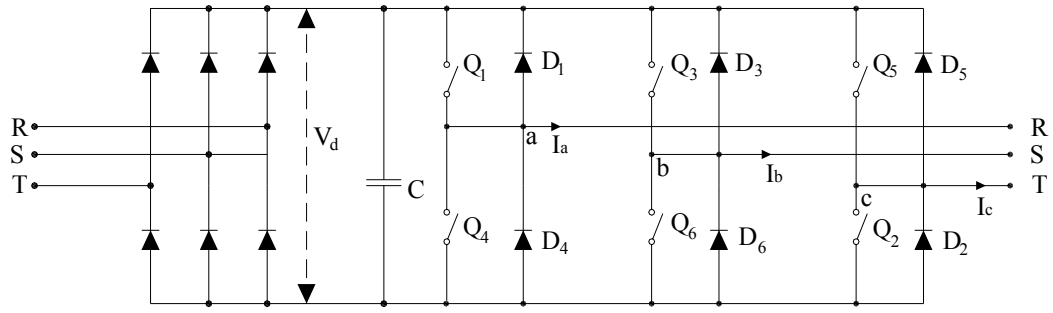
Her iki çalışma şekli için bir karşılaştırma yapılırsa, 180° iletimli çalışmanın daha iyi sonuç verdiği ve çıkış akımının sinüs eğrisine daha yakın olduğu görülmektedir.



Şekil 2.8. 120° İletim fazlar arası gerilim eğrileri

2.2.4. Gerilim beslemeli eviriciler(VSI)

Şekil 2.9'da Gerilim beslemeli eviricinin güç devresi gösterilmiştir ve burada üç fazlı doğrultucu, girişindeki AA gerilimi DA gerilime dönüştürmekte, zorlamalı komutasyonlu evirici köprüsü ise değişken gerilime ve değişken frekansa sahip bir AA çıkış gerilimi sağlayabilmektedir. Bu eviricinin Gerilim beslemeli olarak isimlendirilmesinin nedeni, evirici önünde bulunan büyük değerli kondansatörün yükten etkilenmeden, sabit bir DA gerilim sağlamasıdır. Yük akımı değişiklikleri eviriciyi besleyen DA gerilimde fazla bir etki yapmaz. Evirici çıkışında elde edilen gerilimin dalga şekilleri tetikleme düzeni tarafından belirlenmektedir. En basit haliyle, evirici kollarında bulunan her bir anahtarlama elemanı omik yükler için 180° derece iletimdedir. Çıkışta basamaklı faz gerilimleri ile 120° süreli kare dalga fazlar arası gerilimler elde edilmektedir. Evirici çıkış geriliminin dalga şekilleri yüklenmeden etkilenmez. Evirici anahtarlama elemanlarına ters paralel bağlı bulunan serbest geçiş diyotları, reaktif güç akışına ve akımın ters yönde akabilmesini sağlar.



Şekil 2.9. Gerilim beslemeli evirici

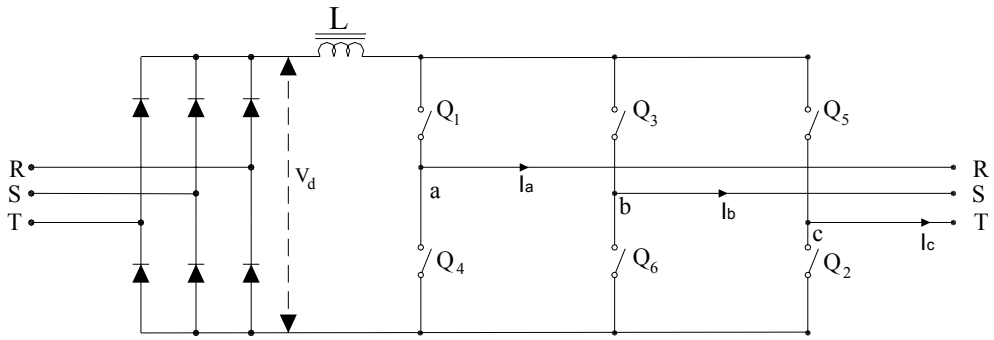
Eğer her bir anahtarlama elemanının çalışma frekansına bağlı olarak 120° genişliğinde birbirini izleyen darbelerle tetiklenirse Şekil 2.8'de görüldüğü gibi faz gerilimleri 120° genişliğinde pozitif ve negatif gerilim bloklarından oluşacaktır. Fazlar arası gerilim olarak Vd/2 ve Vd gerilim kademelerinden oluşan basamaklı bir eğri elde edilir. Bu çalışma şeklinde yarı iletkenlerin iletimde olmadığı 60° sürelerde çıkış geriliminin dalga şekli yükün özelliğinden bağımsızdır. Her iki çalışma şekli için bir karşılaştırma yapılırsa, 180° iletimli çalışmanın daha iyi sonuç verdiği ve

Şekil 2.7'de endüktif yük durumunda çıkış akımının sinüs eğrisine daha yakın olduğu görülmektedir [14].

2.2.5. Akım beslemeli eviriciler(CSI)

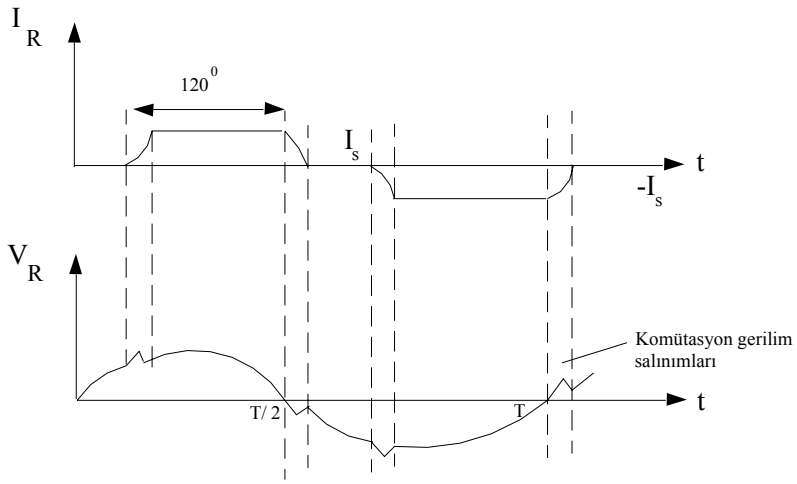
Sabit bir DA akım kaynağı gibi davranan büyük değerli bir endüktansın eviriciden önce sisteme eklenmesi ile gerçekleştirilir. Şekil 2.10 ve Şekil 2.11'de akım beslemeli eviricinin güç devresi ile birlikte çıkış faz gerilimi ve akım dalgası gösterilmiştir. Üç fazlı doğrultucu değişken DA gerilimi sağlarken, büyük değerli endüktansta bu büyüklüğü sabit bir akıma dönüştürür. Evirici üzerindeki anahtarlama elemanları, bu akımın üç faza simetrik olarak değişken frekanslarda kare şeklinde bir akım dalgası olarak ayrılmasını sağlarlar. Çıkış akımı yükten bağımsız ve sabit değerlidir [15].

Bu tür eviriciler gerilim tipine göre komutasyon devresinin basitliği ve kısa devre halinde akımın yavaş yükselmesi ve jeneratör çalışma için ek devre elemanlarına ihtiyaç göstermemesi bakımından avantajlıdır.



Şekil 2.10. Akım beslemeli evirici

Akım kaynaklı eviricileri, gerilim kaynaklı eviricilerden ayıran en önemli fark serbest geçiş diyotlarının olmamasıdır. Ancak frekans ayar sahasının düşük hızlar için dar olması nedeniyle uygulanması sınırlı olmaktadır. Ayrıca birden fazla motorun aynı anda sürülmesinde ve hız kontrolünde bu evirici kullanışlı değildir. Çoğunlukla orta ve büyük güçlü tek motor uygulamalarında kullanılmaktadır.



Şekil 2.11. Evirici çıkış faz akımı ve gerilimi

2.3. Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM)

Eviricideki anahtarlama elamanlarının her dalgadaki tetikleme anlarının artırılmasıyla oluşan sinyallerin denetlenmesi ve her dalga için anahtarlama noktalarının artırılması Darbe Genişlik modülasyonu (DGM) olarak adlandırılır.

Kare dalga eviricilerde, giriş geriliminin ayarlanması ile yapılan uygulamalarda komutasyon güçlükleri meydana gelir. Çünkü komutasyon için gerekli olan söndürme kondansatörlerinin gerilimi, doğrudan evirici girişindeki DA gerilimle orantılıdır. Doğru akım ara devresinin küçük gerilimlerde dahi tam yük akımını söndürebilmek için komutasyon düzenlerinin oldukça büyük seçilmeleri gerekir. Bu durum iseevirici devrelerine ek maliyetler yükler. Bu sorunları ortadan kaldırmanın bir yöntemi de doğrultucudan sağlanan DA gerilimin DGM yöntemiyle kesilerek çıkışta elde edilen gerilimin temel bileşenlerinin evirici içerisinde kontrol edilmesidir. Diğer bir deyişle evirici girişindeki DA gerilimi değiştirmeksizin, evirici çıkış geriliminin DGM yöntemiyle ayarlanmasıdır [14].

Ayrıca bir yarım peryod içinde anahtarlama elamanları bir çok kez uygun açılarda iletime sokulup çıkartılarak evirici çıkış gerilimindeki harmonikler bastırılabilir. Bu yönetimin en olumsuz özelliği doğrultucudan sağlanan doğru gerilimden tam olarak

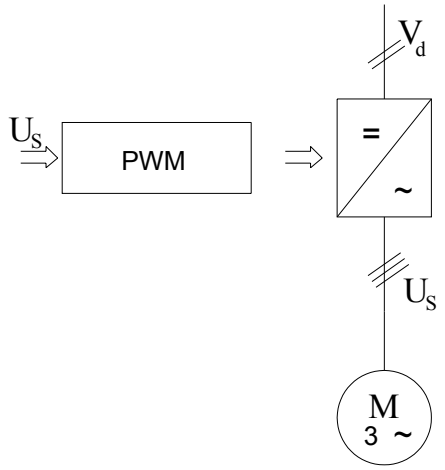
faydalanamamasıdır. Doğru gerilimden faydalanma oranı anahtarlama sayısı ile ters orantılıdır. Bu olumsuzluk, faz gerilim dalgasına fazlar arası gerilim üzerinde bozucu etkisi olmayan 3. harmonikten bir miktar ilave etmekle azaltılabilir. Çünkü 3. harmonikler sistemin üç fazlı olması nedeniyle fazlar arası gerilimde bastırılmış olacaklardır. Bunun sonucu olarak DA kaynak geriliminden daha fazla faydalanma imkanı sağlanır [15].

Darbe genişlik modülasyonunda, her yarım dalgada belirli sayıda bütün darbeler üretilir ve her yarım dalgadaki darbelerin yarım dalganın merkezine göre simetrik olmaları sağlanır. Kısacası, her dalgadaki anahtarlama noktaları arttırılır ve buna bağlı olarak da her dalgadaki darbe adedi artmış olur. DGM sayesinde çıkış geriliminin genliği kontrol edilir ve bazı durumlarda bir veya daha çok çıkış harmonik bileşenlerinin genliği azaltılır. Bu metotta her yarım dalgada belirli sayıda ve aynı genişliğe sahip darbeler kullanılır. İstenilen çıkış gerilimini sağlamak için de darbe genişliği ayarlanır. Çıkış gerilimlinin genliği yarı dönem boyunca, toplam iletim süresinin değiştirilmesi ile denetlenir. Darbe genişliğini sabit tutup darbe sayısını değiştirmekle veya darbe sayısını değiştirmeyip darbe genişliğini değiştirmekle elde edilir. Kısaca özetleyecek olursak; evirici çıkışının gerilimi, anahtarlama elemanlarının iletimde olduğu sürenin, tıkamada olduğu süreye oranın değiştirilmesi ile elde edilir.

Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) evirici motor kontrolü ve üç fazlı güç dönüştürücülerin kontrolünde iki yaklaşım söz konusudur. Kontrol sistemi ya Gerilim Kontrollü DGM ya da Akım Kontrollü DGM kontrol metotlarından oluşur. Literatürde Gerilim Kontrollü DGM, Açık döngü kontrol tekniği, Akım Kontrollü DGM ise Kapalı döngü kontrol tekniği olarak da adlandırılır [16].

2.3.1. Gerilim – kontrollü DGM

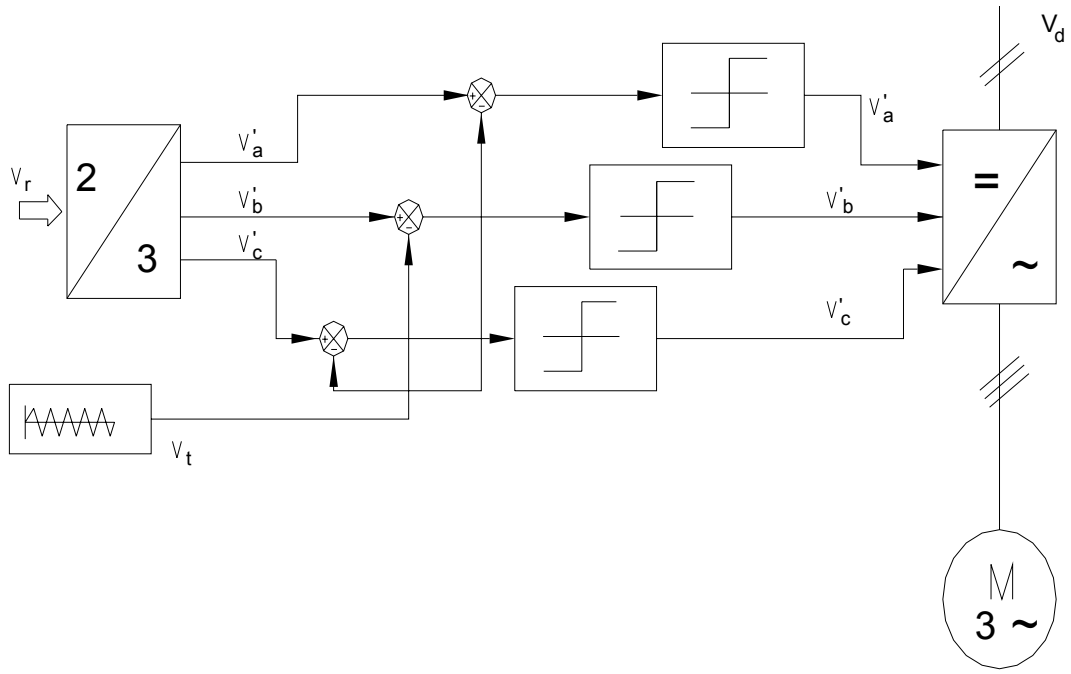
Şekil 2.12'de görüldüğü gibi açık döngü kontrol tekniğinde bir referans giriş gerilimi alınarak sistemin sürekliliği gerçekleştirilir. Bu teknikte en çok kullanılan yöntem sinüsoidal DGM yöntemidir.



Şekil 2.12. Gerilim kontrollü DGM blok şeması

Sinüsoidal DGM

Eviricideki yarı iletken anahtarlama elemanlarının tetikleme anlarını belirlemek ve eş zamanlamayı sağlayabilmek için Sinüsoidal DGM metodu endüstriyel uygulamalarda çoğunlukla kullanılmaktadır. Şekil 2.13'te kontrol blok şemasında gösterildiği gibi evirici çıkışının gerilimi ve frekansını belirleyecek bir sinüs referans sinyali, frekans ve genliği sinüs sinyalinden daha büyük bir üçgen sinyal ile karşılaştırılır. Bu iki sinyalin kesiştiği noktalarda evirici içindeki aynı koldaki anahtarlama elemanları durum değiştirirler.



Şekil 2.13. Sinüsoidal DGM kontrol blok şeması

Evirici çıkış gerilimini azaltmak veya yükseltmek için referans sinyalin genliği azaltılır veya yükseltilir. Yine aynı sinyalin frekansının değiştirilmesi ile evirici çıkış temel frekansı değiştirilmiş olur. Evirici çıkış geriliminin ayarlanmasında etkin olan iki büyüklük vardır [14]. Bunlar Modülasyon indeksi (M) ve Taşıyıcı oranı (M_f)'dir ve eşitlikleri;

$$M_f = \frac{f_t}{f_r} \tag{2.1}$$

$$M = \frac{V_r}{V_t} \tag{2.2}$$

oranlarından elde edilir. Burada,

M_f : Taşıyıcı oranı

f_t : Taşıyıcı sinyalin frekansı

f_r : Referans sinyalin frekansı

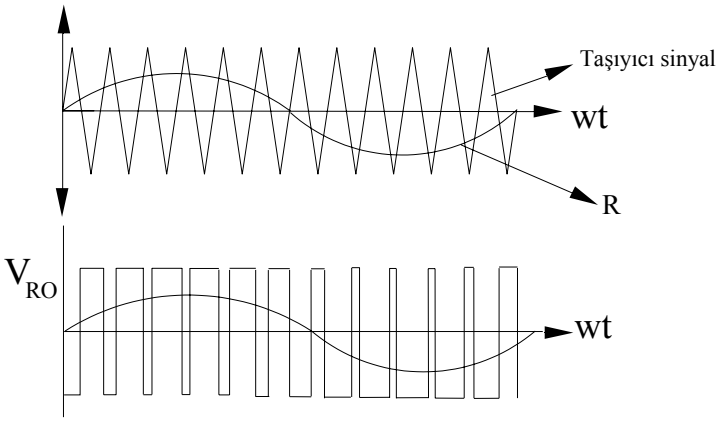
M : Modülasyon indeksi

V_r : Referans sinyalin genliği

V_t : Taşıyıcı sinyalin genliğidir.

Bir yarı periyottaki boşlukların sayısı taşıyıcı sinyalin frekansının referans sinyalin frekansına oranı olan M_f taşıyıcı oranı ile belirlenmektedir. Şekil 2.14'te genliği değişken sinüsoidal referans sinyali, daha yüksek frekanslı üçgen taşıyıcı sinyalin karşılaştırılması yapılarak oluşan kesişme noktaları ile anahtarlama elemanlarının anahtarlama süreleri ve komutasyon noktaları belirlenmektedir. Dengeli üç fazlı bir sistem elde etmek için, taşıyıcı üçgen dalganın frekansının, referans dalgasına göre üç veya üçün katları olması gereklidir. Sinüs dalgasının genliğinin yükseltilip azaltılmasıyla, çıkışta elde edilen PWM işaretinin darbe genişliklerini değişmesi, temel bileşenin genliğinde değişme sağlar ve eviricinin çıkış gerilimi ayarlanabilir.

Üçgen işaretin frekansı peryot başına yarı iletkenlerin anahtarlama açılarının sayısını belirlemektedir ve eviricinin çıkış frekansı referans dalgasının frekansına eşit olmaktadır.



Şekil 2.14. Sinüsoidal DGM

Sinüsoidal DGM ile elde edilen çıkış gerilimi ile kare dalga gerilime nazaran asenkron motor gibi bir yükte harmoniklerin neden olduğu ısınma ve moment

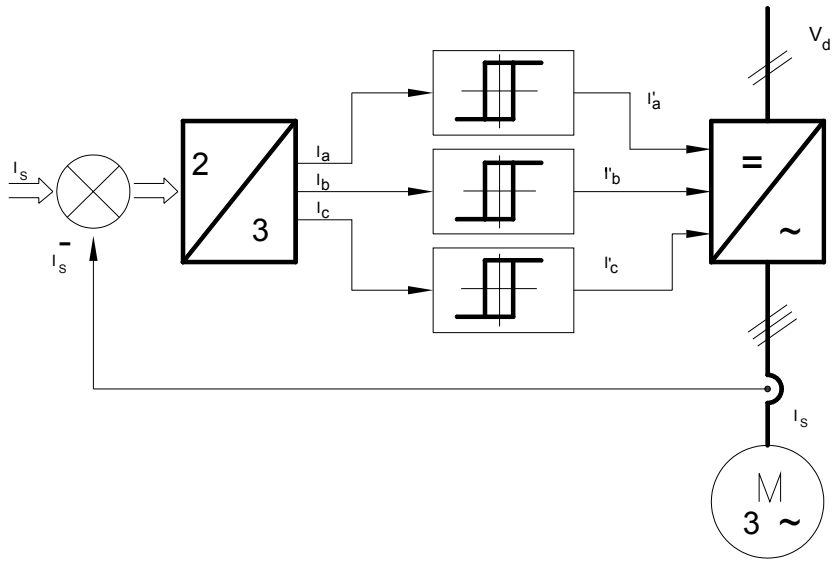
salınımlarından bir ölçüde sakınılabilir. Taşıyıcı oranının yüksek tutulması halinde çıkış geriliminde yüksek mertebeden harmonikler oluşur. Çıkış akımı sinüse yakın olduğundan düşük hızlarda motor milinde moment salınımları oluşmaz ve düzgün bir dönüş sağlanır. Taşıyıcı oranının küçük tutulması halinde ise motorun momentinde ve hızında salınımlar oluşur.

Düşük hızlarda bir asenkron motorda düzgün bir çalışma sağlayabilmek için taşıyıcı oranının en az 9 veya üstünde bir değer olması gerekmektedir. Ancak eviricilerde toplam harmonik distorsiyonunu azaltmak için bir yarı peryoddaki anahtarlama sayısı, kullanılan yarı iletkenlere bağlı olarak, geçmişte sınırlı tutulmak zorundaydı. Çünkü makine kayıplarını azaltmakla sağlanan verim eviricide oluşan komutasyon kayıpları nedeniyle düşmekteydi ve yarı iletkenlerinin kesime girme zamanları sınırlıydı. Fakat son yıllarda geliştirilen anahtarlama kayıpları düşük ve hızları yüksek güç yarı-iletken anahtarlama elamanları sayesinde ortaya çıkan problemler büyük ölçüde ortadan kaldırılmıştır [17].

2.3.2. Akım kontrollü DGM

Akım kontrollü DGM eviriciler yüksek performanslı AA sürücülerinde genişçe kullanılmaktadır. Bu kontrol metodu aynı zamanda kapalı döngü DGM kontrol tekniği diye adlandırılır. Şekil 2.15'te ya stator vektör akımı için yada stator akı vektörü için bir geri döngü kontrol yapılarak kontrol gerçekleştirilir. Akım kontrollu DGM evirici, geleneksel gerilim kaynaklı DGM eviriciye kontrol çıkış akımı sağlamak amacıyla akım-düzenleme (ayarlama) döngülerinin eklenmesi ile oluşturulur. Bu kontrol tekniği lineer olmayan yükler için yeterince hızlıdır [16].

Akım kontrolörü değişik formlarda olabilir. Genellikle sinüsoidal bir referans akım dalga şekli üretilir ve bu dalga motorun gerçek ölçülen akımı ile birlikte karşılaştırıcıyı besler. Temel yaklaşım karşılaştırıcı hatasını yarım-köprü evicideki elemanları anahtarlamak için kullanmaktadır. Böylece akımın ani hatası sınırlandırılmış olur.



Şekil 2.15. Akım kontrollü DGM kontrol blok şeması

Eğer motorun faz akımı, referans akım değerinden daha pozitif ise üst kısımdaki elemanlar kesime, alt kısımdaki elemanlar iletime geçerek motorun akımının azalması sonucunu doğurur. Karşılaştırıcı ölü bant (veya histerisiz) genişliği vardır. Bu band eviricinin anahtarlamaya başlamadan önceki izin verilen referans akım ile gerçek faz akımı arasındaki farkı belirler. Böylece gerçek akım, referans akımı, faz gecikmesi ve önemli hata büyüklüğü olmadan izler. Üç fazlı sistemde, genellikle her faz için ayrı akım kontrolörü vardır. Evirici bacağındaki anahtarlamanın başarısı için anahtarın arasında gecikme oluşturan standart harici bir devreye ihtiyaç vardır [14].

2.4. Uygulanan Statik Çevirici

Bu tezde uygulaması gerçekleştirilen üç fazlı asenkron motor hız kontrolünde bilinen yöntemlerin dışında motor kontrolü için özel olarak imal edilen dsPIC30F4011 ile gelen merkez ayarlı DGM metodu kullanılarak pwm sinyalleri ve sinüs sinyalleri elde edilmiştir. Açık döngü hız kontrolü yapıldığından, gerilim kontrollü DGM evirici devresi oluşturulmuştur. Eviricinin diğer eviricilere üstünlüğü mikrodenetleyicinin DGM yöntemi ve özel DGM çıkışlara sahip olmasıdır. Literatürde yaygın olarak kullanılan sinüs-üçgen dalga karşılaştırma yoluyla

tetikleme sinyallerinin üretilmesi yerine, sinüs tablosu oluşturularak mikrodenetleyicinin sahip olduğu merkez ayarlı DGM yöntemi ile DGM sinyalleri üretilerek yeni bir DGM yaklaşımı sunulmuştur.

Bu yöntemde ilerde daha ayrıntılı olarak anlatılacağı gibi peryodu belirleyen PTPER kaydedici ile zaman saati PTMR kaydedici karşılaştırılmaktadır. Eşitlenme durumunda sayaç yön değiştirerek sayaç yukarı yada aşağıya doğru saymaktadır. Bu sırada PDC kaydedici içerisindeki değerler değiştirilerek DGM sinyalinin iletim ve kesim durumları belirlenmektedir. Oluşturulan DGM sinyalleri belirli sürelerle güncellenerek PDC kaydediciye yüklenmektedir.

3. ÜÇ FAZLI ASENKRON MOTOR HIZ KONTROL YÖNTEMLERİ

3.1. Asenkron Motor

Asenkron motorlar endüstride en fazla kullanılan motorladır. Çünkü asenkron motorlar diğer doğru akım motorlarına göre;

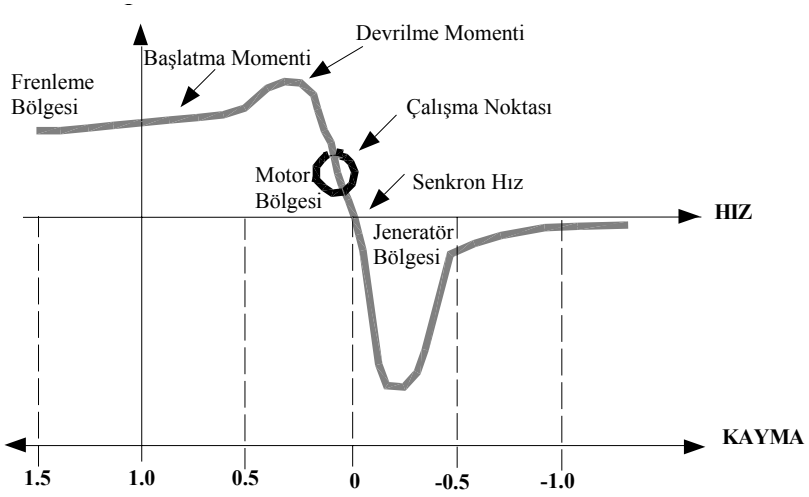
- Daha ucuzdur.
- Bakıma az ihtiyaç gösterirler.
- Çalışması sırasında elektrik arkı meydana gelmez.
- Bir ve üç fazlı olarak yapılırlar.
- Birkaç Watt dan 3500 kW'a kadar güçte imal edilmektedir.
- Momentleri yüksektir.
- Frekans değiştirilerek istenilen devir sayısı elde edilebilir.

Bu nedenlerle asenkron motorlar endüstride en çok kullanılan motorlardır. Asenkron motorlara kısaca A.A. motor, doğru akım motorlarına ise D.A. motor denilmektedir [12].

3.2. Asenkron Motorda Moment- Kayma İlişkisi

Çalışması için asenkron motorun kayma yapması gerekir. Kayma, stator tarafından oluşturulan döner manyetik alanın hızına kıyasla mekanik rotor hızında oluşan farktır. Kayma ya bir oran olarak ya da bir frekans farkı olarak ifade edilir.

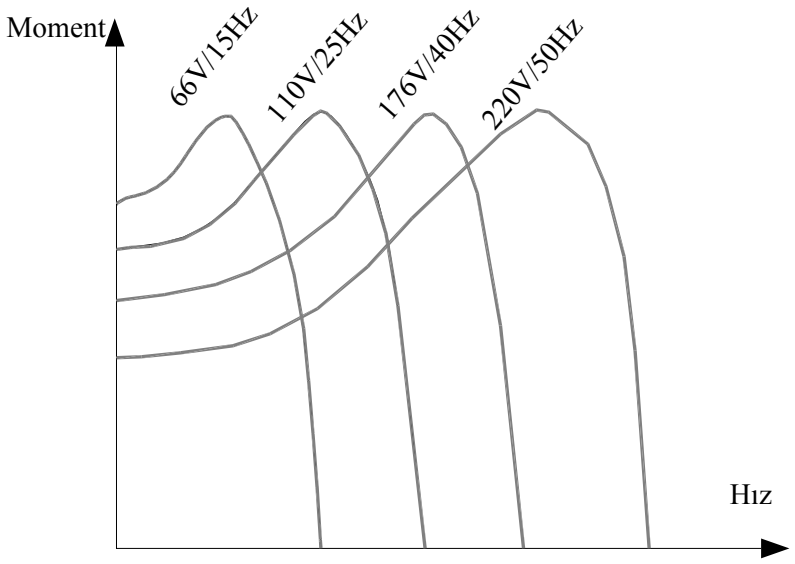
Kaymayı göstermek için 4 kutuplu asenkron motorun 50 Hz'lik AA giriş gerilimiyle enerjilendirildiğini varsayalım. Eğer rotor, uygulanan giriş frekansıyla birlikte eş zamanlı olarak döndürülürse, saniyede 50 devirle veya 1500dv/dk'da dönecektir. Kayma nedeniyle, yine de 1500dv/dk'nın eş zamanlı hızından biraz daha yavaş bir biçimde döner. 1500dv/dk'lık eş zamanlı hızı olan 4 kutuplu motor 1450 dv/dk'yı nominal motor hızı olarak belirleyebilir. Şekil 3.1'de kaymaya bağlı olarak momentin değişimi görülmektedir [18].



Şekil 3.1. Moment- Kayma Profili

3.3. Gerilim-Frekans Profili

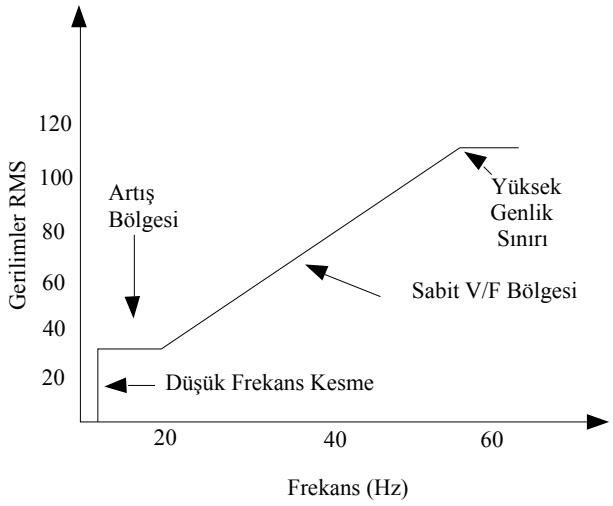
Asenkron motorlar genellikle sabit bir çalışma gerilimi ve önceden belirlenmiş bir frekansla birlikte dizayn edilirler. Önceki bölümde belirtilen moment profili bir frekansa uygulanır. Ancak, asenkron motorun kendi kendine düzenleme yeteneği, temel değişken hız kontrolünü yürütmek için kullanılabilir. Motora olan giriş frekansı değiştirilirse, buna uygun olarak motorun eş zamanlı hızı da değişir. Frekans değişiminin moment profil eğrisini sağa veya sola hareket ettirme etkisi vardır. Motor giriş frekansı sürekli ayarlanırsa, Şekil 3.2'de gösterildiği gibi bir grup moment profil eğrileri oluşturulacaktır. Motor endüktif bir yük olduğundan, sürüş frekansında azalmayla beraber motorun tepkisi de azalacaktır. Bu nedenle, sürüş frekansında bir ayarlama yapılırsa, o zaman gerilimin de orantısal bir miktarla ayarlanması gerekir. Değişken bir asenkron motor hızı için gerilim ve frekans arasındaki ilişkiye VF profili adı verilir [18].



Şekil 3.2. Değişken frekans işletimi için moment profilleri

Gerilim ve frekans arasındaki lineer ilişki en yoğun bir tarzda kullanılır. Belli bir motor için gerekli olan VF ilişkisi motorun etiket levhası parametrelerinden saptanabilir. Söz gelimi, 220V AA, 50Hz'de çalışacak şekilde tasarlanmış bir motorunuz olduğunu var sayınız. Motoru yarı oranlı bir hızda sürmek isterseniz, o zaman yarı giriş frekansı ve yarı giriş gerilimi kullanmalısınız. Bu örnekte 110V AA ve 25Hz yaklaşık girdi değerleri olacaktır.

Uygulamada, VF profili herhangi bir şekli alabilir. Belli işletim frekanslarında sürüş gerilimi desteklenebilir ve söz konusu o hızlarda daha fazla moment elde etmek için bu uygulanır. Örneğin, motorun sıfır hızdan itibaren çalışmasını sağlamak için çoğu VF profillerinin düşük frekanslı destek bölgeleri vardır. Bu destek bölgesinde, voltaj minimum bir değerde sınırlandırılmıştır. Tipik bir VF profili Şekil 3.3'te gösterilmiştir [18].



Şekil 3.3. VF profil örneği

3.4. Hız Kontrol Yöntemleri

Endüstride motorların devir sayısının geniş sınırlar içinde ayarlanması istenir. Devir sayısı ayarlanabilen motorların kullanım alanları artar.

Örneğin tekstil fabrikalarının bazı tezgahlarda, bazı ağaç işleme tezgahlarında ve gemi pervanesi tahrikinde olduğu gibi yüksek devirli olan bazı makinelerde devir sayısını kısa bir süre içinde nominal devir sayısının 1/10 katma düşürmek gerekir. Kağıt makinelerinde, santrifüjlerde ve asansörlerde kabinin duraklara sakin bir şekilde gelmesinde, yine devir ayarı önemlidir.

Kağıt makinelerinde aynı makinede değişik cinsten kağıt imal etmek gerekirse motorun devir sayısının çok geniş sınırlar içinde (nominal devir sayısının 1/3 ve bazen 1/10 katı) ayarlanabilmesi gerekir.

Asenkron motorlarda devir sayısı ayar yöntemlerini belirlemek için motor devir sayısına ait formül incelenmelidir.

$$n_s = \frac{60.f}{p} \tag{3.1}$$

Eş. 3.1'den görüleceği gibi, asenkron motorun devir sayısı (f) şebeke frekansının, (p) çift kutup sayısının değişmesine bağlıdır. Burada hızı etkileyen kutup sayısını değiştirmek için motor sargılarında değişiklik yapılması gerektiğinden kullanışlı değildir. Ancak frekansı değiştirerek devir ayarı yapmak daha uygundur. Bu nedenle literatürde kullanılan iki yöntem vardır:

- Skalar
- Vektörel

Skalar kontrol yönteminde V/F oranı sabit kalacak şekilde hız veya akım geri beslemesi yoluyla kapalı veya açık hız kontrolü yapılmaktadır. Vektörel yöntemde ise makinanın bilgileri referans alınarak özellikle makina içerisindeki manyetik akı ve moment dikkate alınarak hız kontrolü gerçekleştirilir. Asenkron makinada akıyı ve momenti ayrı ayrı kontrol edebilecek iki akım bileşeni mevcut değildir; sadece stator akımı vardır. Buna karşın stator akımı sinüsoidal bir akım olması nedeni ile genlik, frekans ve faz bilgilerini içerir; buna karşın asenkron makine söz konusu olduğunda kontrol edilmesi gereken büyüklük, genliği, fazı ve frekansı ile tanımlanan akım vektörüdür. Bu kontrol işlevi literatürde vektör kontrolü olarak adlandırılır [10].

Hız kontrolünde eğer gerilim sabit kalır frekans değiştirilirse ferkans azaltıldığında asenkron motor teorisinden hatırlanacağı üzere kaymanın artması ve dolayısıyla çekilen akımın artmasına yol açarki bu istenmeyen bir durumdur. Bu nedenle frekansla birlikte geriliminde aynı oranda artırılması gerekmektedir. Ayrıca asenkron motorlarda I*R kompanzasyonu denilen kritik bir değer vardır. Bu değer için özellikle 0 ila 10-15 Hz arasındaki frekanslar için bu gerilim düşümünü karşılayacak gerilime ihtiyaç duyulur. Eğer bu gerilim düşümü karşılanmaz ise motor kalkınamaz. Endüstri de hız kontrol cihazları motor parametrelerine göre üretilir ve kullanılır. Bu nedenle bu kriterleri dikkate alan özelliklere sahip hız kontrol cihazları tercih edilir. Açık döngü V/F oranı sabit hız kontrol cihazları bu yapıya göre basit olmasına karşın endüstri de kendisine yer bulmaktadır. Bu araştırmada geliştirilen hız kontrol

cihazı açık döngü V/F oranı sabit ve endüstri de önemli olan soft-start yapıya sahiptir.

3.5. Frekans Değiştirerek Devir Ayarı

Eş. 3.1 den görüleceği gibi statora uygulanan gerilimin frekansı değiştirildikçe asenkron motorun hızı da değişecektir. Bu sırada stator geriliminin değeri de bununla orantılı olarak değiştirilirse motorun devrilme momenti sabit kalacaktır.

Diğer bir ifadeyle, gerilim/frekans oranı makinenin çalışma şartlarına bağlı olarak değiştirilirse istenen devirde istenen moment değeri elde edilmiş olacaktır.

Asenkron motorlara uygulanan frekans iki şekilde değiştirilir [12].

3.5.1. Dinamik frekans değiştiriciler

Alternatör ile değişik frekanslı gerilim elde edilmesidir. Bu yöntemle asenkron motor bir alternatör ile beslenir. Alternatörden elde edilen gerilimin frekansını değiştirmek için alternatör milini hareket ettiren tahrik gücü değiştirilir. Alternatör mili, değişik mekanizmalarla döndürülebilir. Böylece asenkron motorun devri değiştirilmiş olur. bu yöntem pahalı ve kullanışsız olduğundan günümüzde kullanımı azalmıştır.

3.5.2. Statik frekans değiştiriciler

Elektronikteki gelişmeler sayesinde IGBT'lerle yapılan frekans değiştiriciler daha ucuz ve daha geniş sınırlar içinde üç fazlı asenkron motorlara devir ayarı yapabilmektedir.

3.5.3. Ara devreli frekans değiştirici düzeni

Bu tür frekans değiştiricisinde bir doğru akım ara devresi enerji çekilen alternatif akım şebekesi ile motoru ayırdığından, burada motora uygulanan frekans istenilen bir

değere ayar edilir. Devir de büyük sınırlarda ayar edilebilir.

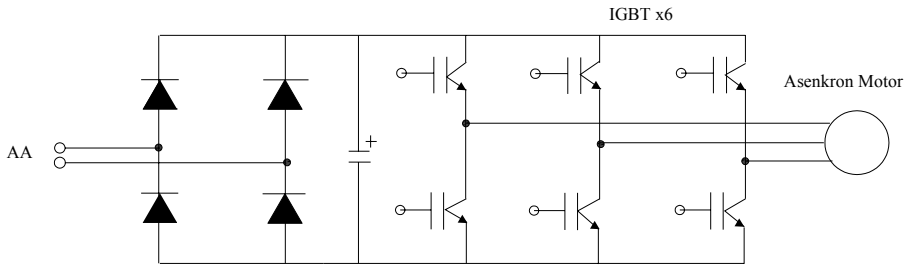
3.5.4. Direk frekans değiştirici

Motorun direk olarak bir frekans değiştiriciden beslenmesi durumunda motora uygulanan gerelim frekansı ancak şebeke frekansının altında ayar edilir.

Dolayısıyla bu tür frekans değiştirici ile en fazla senkron devir sayısı kadar devir ayarı yapılabilir. Bu nedenle bu tür frekans değiştiricilerin kullanım alanı azdır.

3.6. Frekans Değiştiricinin Yapısı

Şekil 3.4'te görülen evirici devresinde olduğu gibi bir frekans değiştiricide, motora uygulanacak olan gerilim ilk önce bir doğrultucudan geçirilerek DA gerilime çevrilir. Bu ara gerilim şebeke gerilimin 1,41 katı kadardır. DA gerilimin dengeli bir şekilde yükselmesini ve sınır değerini geçmemesini sağlamak amacıyla çeviricide ara devre bobinleri, DA gerilimin filtrelenmesi için ara devre kondansatörü bulunmaktadır.



Şekil 3.4. Evirici devresi

DA gerilimden frekansı ve gerilimi ayarlanan bir AA gerilim, değiştiricinin evirici bölümünde gerçekleştirilir. Üretilen trifaze gerilim, şebeke gerilimi 0 değerinden %100 değerine kadar olan aralığında ayarlanabilir. Frekans ayarı da 0,5-2000 Hz arasında yapılabilir.

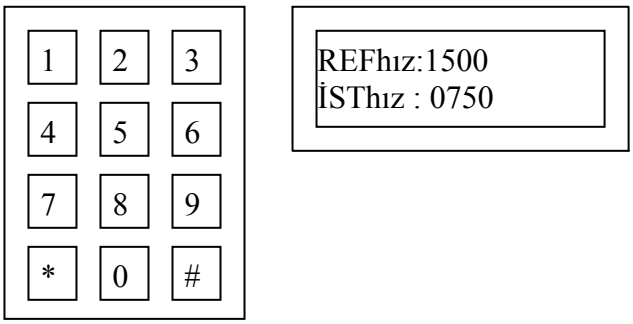
Frekans değiştiricinin en önemli bölümü kontrol ünitesidir. Bu ünite sayesinde DA gerilimin AA gerilime çevrilmesi sırasında, ayarlanabilen gerilim ve frekans için, kumanda sinyalleri üretilir. Üretilen bu gerilim ve frekans sayesinde Asenkron motorun hızı istenilen değere ayarlanarak makine bilgilerinin girdi olarak kullanılmasıyla motor daha verimli olarak çalıştırılır [12].

4. ÜÇ FAZLI ASENKRON MOTOR HIZ KONTROL CİHAZI'NIN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

4.1.Sistemin Tasarımı

Teorisi ve çalışma yapısı önceki bölümlerde anlatılan statik konverterin deney düzeneği farklı bölümlerden oluşmaktadır. AA motor hız kontrolü açık döngü olarak yapılmıştır. Sistemde mikrokontrolör olarak dsPIC30F4011, sürücü olarak IPM modül, hız kontrolünde veri girişi için tuş takımı ve LCD ekran, izolasyon için 6 adet 6N136 *optocupler* ve hız kontrolü gerçekleştirilen asenkron motor kullanılmıştır. Sistemde IPM modülü sürebilmek için birbirinden izoleli 4 ayrı güç kaynağı kullanılmıştır.

Sistemdeki tüm kontroller dsPIC30F4011 mikrokontrolörle gerçekleştirilmiştir. Tuş takımından referans motor anma devri ile istenen hız değeri girilmekte bu değerler birbirleriyle karşılaştırılarak motorun istenen devirde dönmesini sağlayan sinyaller üretilmektedir.



Şekil 4.1. Tuş takımı ve ekran görüntüsü

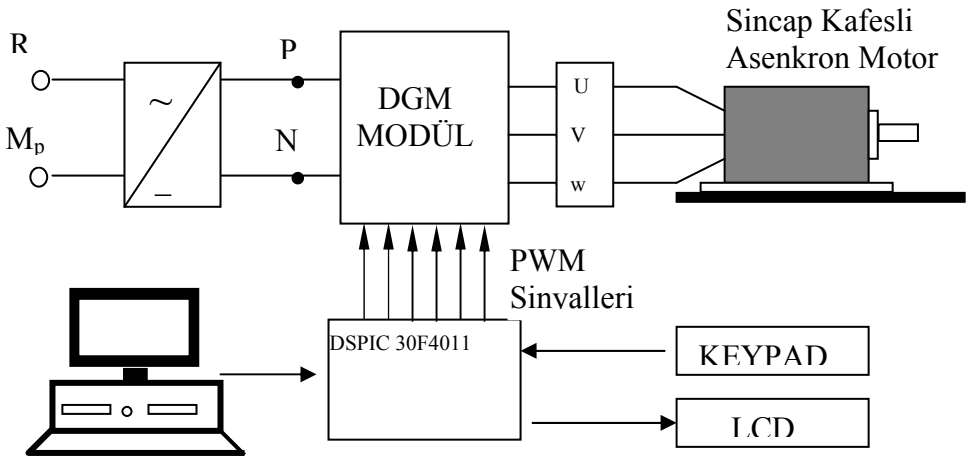
Şekil 4.1 ve Resim 4.1'den görüldüğü gibi motor devir anma değeri 1500dv/dk ise ilk satıra REFrpm:*1500# ve istenen hız değeri ikinci satıra *750# değeri girilerek motorun istenen hız değerinde çalışması sağlanır. Burada mikrodenetleyici referans hız değerini 50Hz kabul ederek istenen hıza ait frekansı hesaplar *soft-start* yaparak ve V/F oranını sabit tutarak hız kontrolünü gerçekleştirir.



Resim 4.1. Tuş takımı ve LCD ekran

Mikrodenetleyiciden elde edilen özel DGM sinyalleri yalıtım elemanlarından geçirilerek sürücülere ulaşmaktadır. Sürücü devre motor faz sargılarının enerjisini sağlayan yarı iletken anahtarların çalışmasını gerçekleştirmektedir. IGBT olarak adlandırılan bu anahtarlama elemanlarının anahtarlama sırasında zarar görmemeleri için IPM modülün P-N bağlantı uçlarına 0,1uF 1200V değerinde *snubber* devre elemanı bağlanmıştır.

Şekil 4.2'den görüleceği üzere devrenin güç katına 50Hz AC 220V uygulanmıştır. Bu gerilim değeri 10A değerinde bir köprü diyot ile doğrultulup IPM modülün P-N uçlarına bağlanmıştır. U-V-W uçlarından 3 fazlı 0,75 kw motor sürülmüştür.



Şekil 4.2. Sistemin çalışma yapısı

4.2. Sayısal Sinyal Kontrolör

Uygulamada *Microchip* firması tarafınan üretilen dsPIC30F4011 mikrodenetleyicisi kullanılmıştır. Bu mikrodenetleyici bellek, işlemci, giriş çıkış portları gibi işlemcilerde ayrı bulunan donanımı içerisinde bulundurması 16 bit'lik bilgi işleyebilmesi, yüksek bellek oranı ve motor kontrolü için üretilmesi tercih sebebi olmuştur. Aşağıda mikrodenetleyicinin donanım özellikleri görülmektedir.

- 40 pinlidir
- Program hafıza kapasitesi 48K değerindedir
- SRAM 2048 Byte
- EEPROM 1024 Byte
- 5 adet 16 Bit Zamanlayıcı
- 6 Kanal PWM motor kontrol portu
- 9 adet 10 Bit A/D 500Ksps
- Enkoder giriş özelliği
- 2 UART
- 1 Adet SPI
- 1 Adet I^2C
- 1 Adet CAN özelliklerine sahiptir.

4.3. Motor Kontrol DGM Ünitesi (MCPWM)

Motor kontrol ünitesi DGM sinyallerinin üretilerek DGM pinlerine verildiği bölümü oluşturmaktadır. Bu bölümde DGM sinyallerinin üretilmesinde kullanılan kaydedicilerde karşılaştırma işlemleri yapılmakta ölü zaman süreleri otomatik olarak atanarak istenen PWM sinyalinin elde edilmesini sağlamaktadır.

Mikrodenetleyicinin motor kontrolüne imkan veren modülü aşağıdaki uygulamaları desteklemektedir.

- Üç Fazlı Asenkron motor
- Anahtarlamalı Relükans (SR) Motor
- Fırçasız DA (BLDC) Motor
- Kesintisiz Güç Kaynakları (UPS)

Çizelge 4.1'den de görüleceği gibi bu dsPIC30F serisi mikrodenetleyicilerde MCPWM in 2 versiyonu vardır. Bunlar, 8 çıkışlı modül, 64 veya daha üzeri pinli aygıtlarda bulunur. 6 çıkışlı MCPWM modüle sahip aygıtlar ise 64 pinli olanlardan daha az pine sahiptirler.

Çizelge 4.1. MCPWM Çeşitleri

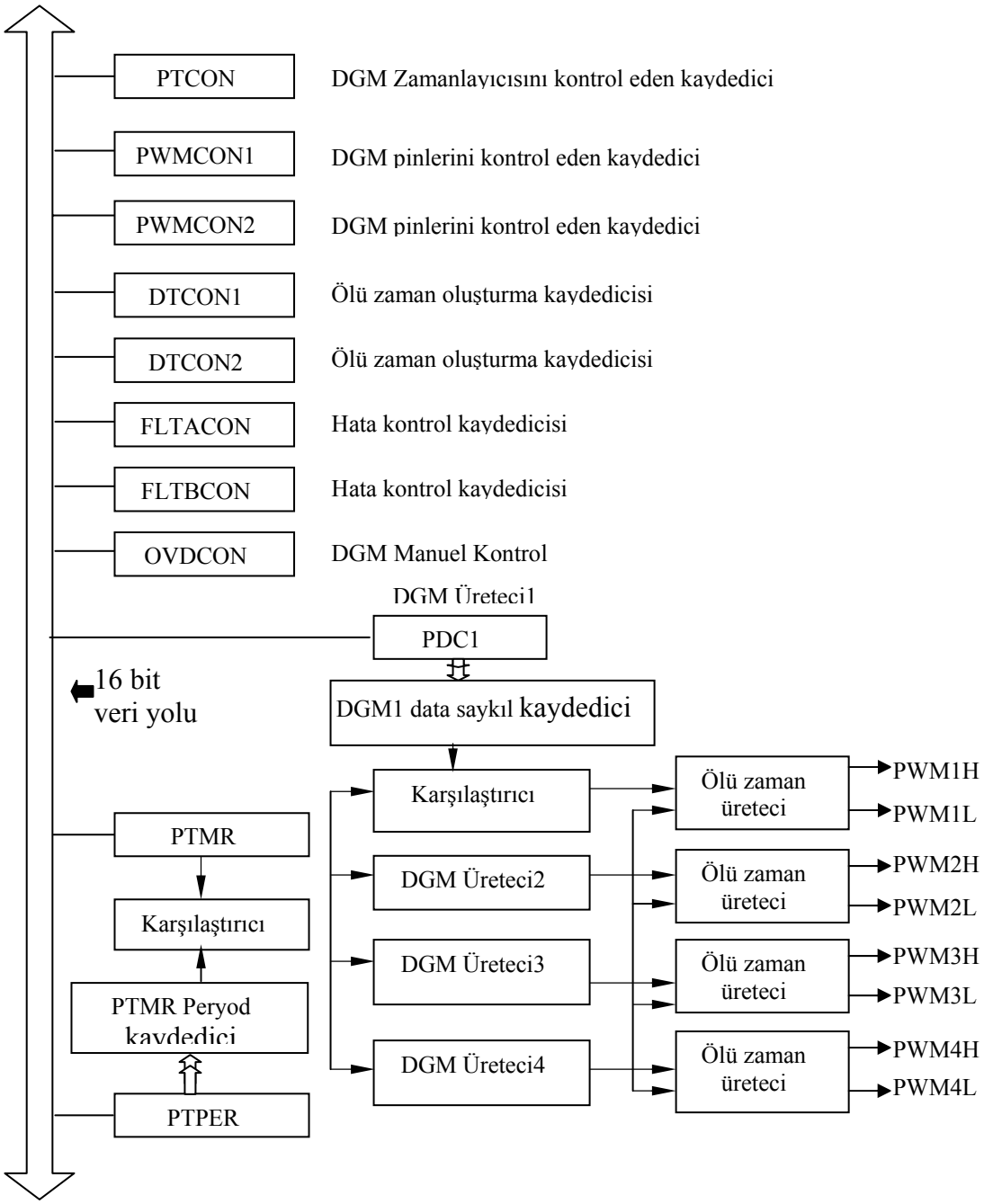
Özellikler	6 Çıkışlı MCPWM	8 Çıkışlı MCPWM
I/O Pinler	6	8
DGM üreteç	3	4
Hata Giriş Pinleri	1	2
Ölü Zaman Üreteci	1	2

6 çıkışlı MCPWM modül tek veya üç fazlı güç uygulamalarında kullanılırken 8 çıkışlı MCPWM dört fazlı motor uygulamalarını destekler. Çizelge 4.1 6 ve 8 çıkışlı MCPWM modülün özelliklerini göstermektedir. 8 çıkışlı MCPWM uygulamada esnek artan özelliklere sahiptir. Çünkü 2 hata pini ve 2 programlanabilir ölü zamanı destekler.

Motor konrol ünitesinden de görüleceği gibi 16 bit veri taşıma kapasitesine sahip olan mikrodenetleyicinin kontrol kaydedicileri işlevleri ile birlikte verilmiştir. Bu kaydedicilere ait bitler aktif hale getirilerek DGM sinyallerinin üretimi başlatılır. PTPER ve PTMR karşılaştırılması zamanlayıcının yukarı yada aşağı saymasını belirler. Ayrıca sinüs tablosundaki değerlerin PDC kaydedicisi üzerine yazılması ve PTMR ile karşılaştırılarak DGM sinyallerinin iletim kesim kenarlarının belirlenmesi sağlanır. Yazılımla girilen ölü zaman süresi otomatik olarak aynı koldaki DGM

sinyalleri arasına ölü zaman üreteci ile eklenerek her bir kol için anahtarlama elemanlarına gidecek DGM sinyalleri oluşturulmuş olur.

Aşağıdaki şekil 8 DGM çıkışlı mikrodenetleyicilre aittir.DGM çıkışı ölü zaman oluşturan üreteç ve hata kontrol kaydedicisi sayısı fazladır [19].

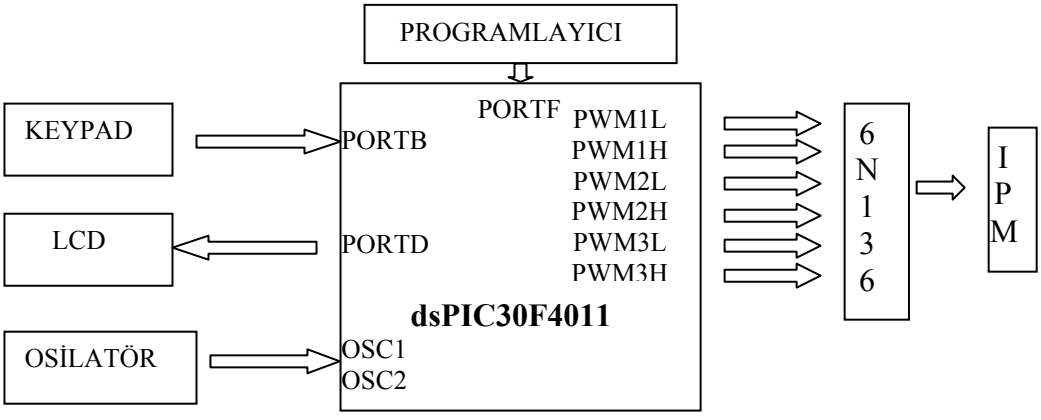


Şekil 4.3. MCPWM Blok diyagramı

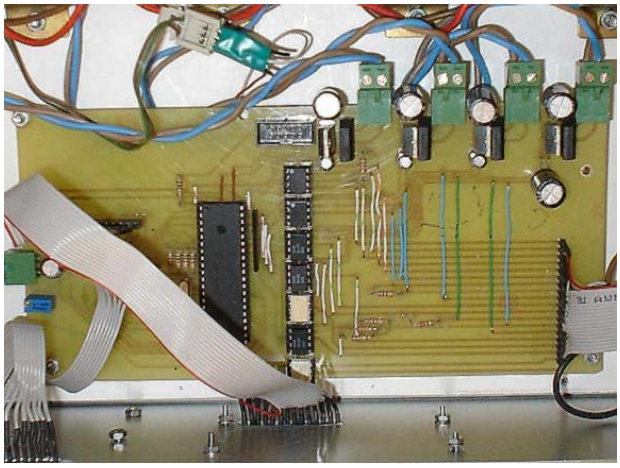
Şekil 4.3'te DGM sinyallerinin üretilmesi işleminde hangi kaydedicilerin kullanıldığı ve DGM sinyallerinin nasıl elde edildiği görülmektedir. Burada PTPER ve PTMR kaydedicileri karşılaştırılmakta bu da zaman saatinin yukarı yada aşağı sayma yönünü belirlemektedir. Ayrıca sinüs tablosundaki değerlerin güncellendiği PDC kaydedici ile sonuç karşılaştırılarak DGM sinyallerinin iletim kesim kenarları belirlenmektedir . Son olarak ölü zaman üreteci, yazılımla girilen süreyi otomatik olarak H ve L DGM sinyalleri arasına yerleştirerek çıkış için gerekli DGM sinyallerini oluşturmuş olur.

dsPic üzerinde DGM uygulamaları için geliştirilmiş olan PWMH, PWML pinleri kullanılmıştır. Hız bilgisini girmek ve referans değeri ayarlamak için Şekil 4.4'te görüldüğü gibi mikrodenetleyicinin PORT B, PORT D, PORT F pinleri kullanılmıştır. Reset işlemi için mikrodenetleyicinin MCLR pini kullanıldı. Besleme olarak +5v güç kaynağı kullanılmıştır. Program yükleme işlemi için PORTF2, F3 pinleri kullanılmıştır. Osilatör olarakta 10MHZ kristal OCS1, OCS2 pinlerine bağlanmıştır. Resim 4.2 denetim kartını ve çevre birimlerini göstermektedir.

Mikrodenetleyiciyi programlamak için MPLAB IDE 7.0 programı kullanıldı. Program C ortamında geliştirildi ve MPLAB'da derlendi. Programda elde edilen HEX dosya *Miroelectronica* firmasına ait program ve dspic programlayıcısı ile Microdenetleyiciye 10 pinli konnektör yardımıyla denetim kartının F portuna yüklendi.



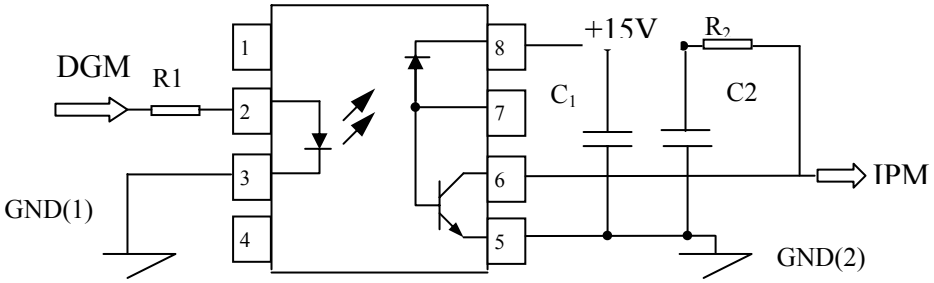
Şekil 4.4. dsPIC30F4011 denetim kartı blok diyagramı



Resim 4.2. Denetim kartı ve çevre birimleri

4.4.Yalıtma Ünitesi

Çeviricideki 6 adet yarıiletken anahtarların iletime ve kesime götürülmesi mikrodenetleyiciden gelen anahtarlama sinyalleri ile sağlanmaktadır. Mikrodenetleyici çıkışındaki düşük seviyeli sinyalin yüksetilmesi gerekmektedir. Çünkü IGBT'lerin iletime geçmesi için 15 Volt gerilime ihtiyaç duyarlar. Mikrodenetleyiciden sürücü devreye gelecek sinyallerin yükseltilmesi ve mikrodenetleyici ile sürücü devrenin yalıtılması için optoizolatörler kullanılmalıdır. Bu çalışmada 6N136 opto izolatörü kullanılmıştır. Resim 4.2'de Mikrodenetleyici ile IPM Modüle giden yol arasına yerleştirilmiş 6 adet 6N136 opto izolatör görülmektedir. Üzerinde bulunan direnç ve kondansatör değerleri DGM sinyal girişi için R_1=100Ω, IPM sinyal girişi için R_2=20kΩ, C_1=0,1µF, C_2=10µF olarak seçilmiştir. Şekil 4.5 6N136 optoizolatör devre bağlantısını göstermektedir.



Şekil 4.5. 6N136 optoizolatör devre şeması

4.5. IGBT

IGBT, BJT ve MOSFET'in avantajlarını üzerinde taşır. IGBT, MOSFET'ler gibi yüksek giriş empedansı ve BJT'ler gibi düşük iletim kayıplarına sahiptir. Fakat BJT'ler gibi ikinci kırılma problemine sahip değildir. Çip tasarımı ve yapısı ile akaç(D) kaynak(S) eşdeğer direnci, R_{DS}, BJT davranışında kontrol edilir [21].

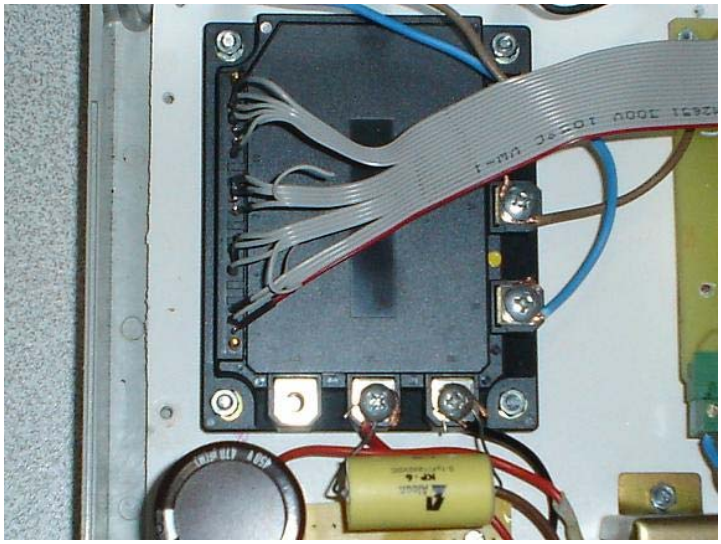
IGBT'ler güç MOSFET'lerinin büyük iletim kayıplarının üstesinden gelmek ve kapı ucundan kolay sürülmek üzere tasarlanmış yeni bir yarıiletken elemandır. Bir MOSFET'te olduğu gibi gerilimle kontrol edilmekte ancak baz akımı bir MOSFET tarafından bipolar transistör gibi davranış göstermektedir. MOSFET, BJT, GTO gibi güç elemanlarının üstünlüklerini üzerinde taşır.

IGBT'lerin oldukça geniş bir kullanım alanları bulunmaktadır. Bu kullanım alanlarından bazıları aşağıda sıralanmıştır.

1. Anahtarlama modlu güç kaynakları,
2. DA/DA konvertörler,
3. DA ve AA motorların kontrol sistemleri,
4. Elektronik balastlar,
5. Programlanabilir kontrolörler,
6. Askeri amaçlı sistemler,
7. Otomobil ateşleme sistemleri gibi bir çok yerde kullanılmaktadırlar.

4.6. AGM

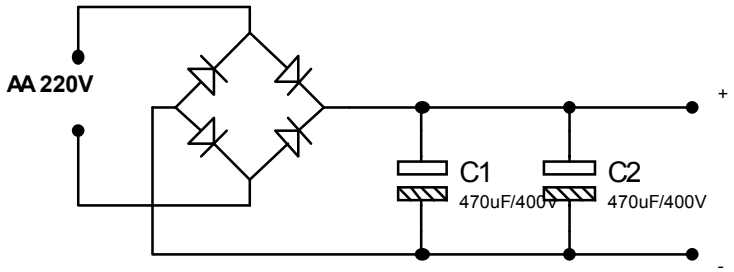
Uygulamada kullanılan Fuji Electric firması tarafından üretilen 6MBP50RA120 kodlu Akıllı güç modülü (IPM)'dür. 50A akıma ve 1200V gerilime dayanıklıdır. Anahtarlama elemanlarının iletim ve kesim anında yüksek gerilimlere maruz kalmaması için snubber kondansatör kullanılmıştır. Resim 4.3'te devrede kullanılan IPM görülmektedir. Devre şeması EK-1'de sunulmuştur.



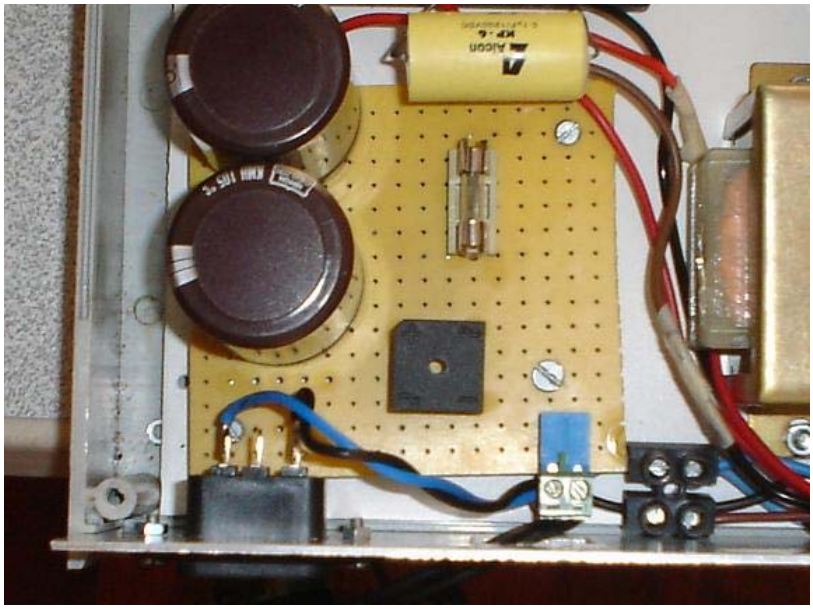
Resim 4.3. IPM modül ve çevre birimleri ile bağlantısı

4.7. Evirici Güç Devresi

IPM modülü besleyen güç kaynağında 15A'lik bir doğrultucu 2 adet 470µF/400V elektrolitik kondansatör ve devrede denemeler yapılırken kullanılan 15A'lik bir cam sigorta kullanılmıştır. Güç kaynağının girişi 220V AA olup köprü doğrultucu ve filtre elemanlarından geçtikten sonra bu 220.1,4=311V değerine ulaşmaktadır. Bu gerilim IPM modülün P-N uçlarına bağlanmıştır. Ayrıca Şekil 4.6 ve Resim 4.4'ten görüldüğü gibi bu uçta kondansatörlere paralel *snubber* bulunmaktadır.



Şekil 4.6. IPM modülü besleyen güç kaynağı devresi



Resim 4.4. Güç kaynağının görüntüsü

4.8.Asenkron Motor

Uygulama 0,75kW, 3 fazlı, 220VΔ/400VY, 4 kutuplu 1362dv/dk ve cosφ=0,8 değerlerine sahip asenkron motor kullanılmıştır. Resim 4.5'te asenkron motor görülmektedir.



Resim 4.5. Hız kontrolü gerçekleştirilen asenkron motor görüntüsü

5. BİLGİSAYARDA YAPILAN YAZILIM VE DENEYSEL ÇALIŞMALARIN DEĞERLENDİRİLMESİ

5.1. Yazılım Geliştirme

Yazılım geliştirmeden önce sistemde kullanılacak olan parametrelerin belirlenmesi gerekmektedir. Bu amaçla motorumuzun çalışma ferkansı olan 50Hz mikrodenetleyicinin osilatör frekansı olan 10Mz ve anahtarlama frekansı 10kHz değerlerine ihtiyaç duyarız. Ayrıca sinüs tablomuzun genlik değeri 10 bit seçilerek 2^{10}=1024 alınmıştır. Bu değer yazılımla PTPER kaydediciye yüklenmiştir.

Bu değerlere göre yazılım içerisinde bulunan sinüs tablosu ile oluşturacağımız sinüs sinyalinin peryodu;

$$T_{sin} = \frac{1}{50} = 20ms \tag{5.1}$$

Anahtarlama frekansına bağlı olarak üçgen sinyalin peryodu ise;

$$T_{üçgen} = \frac{50}{10.000} = 200ms \tag{5.2}$$

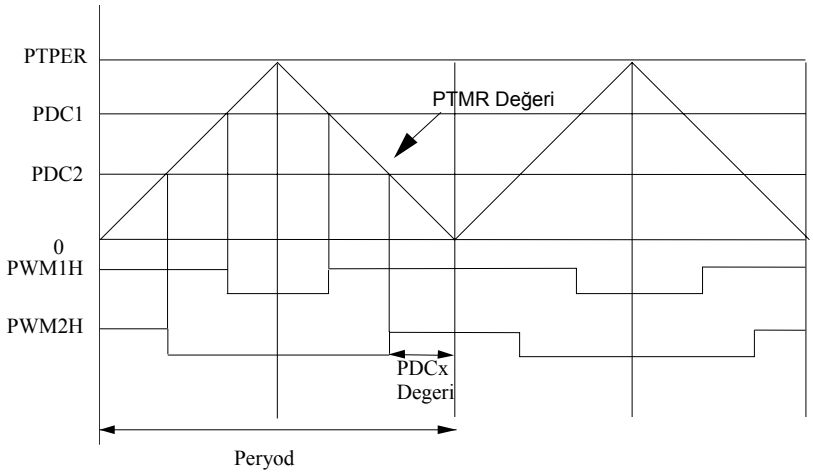
bulunur.

20ms lik peryod içerisinde kaç defa DGM sinyallerinin güncelleneceği bilgisini

$$T_{güncelleme} = \frac{20}{200} = 100\mu s \tag{5.3}$$

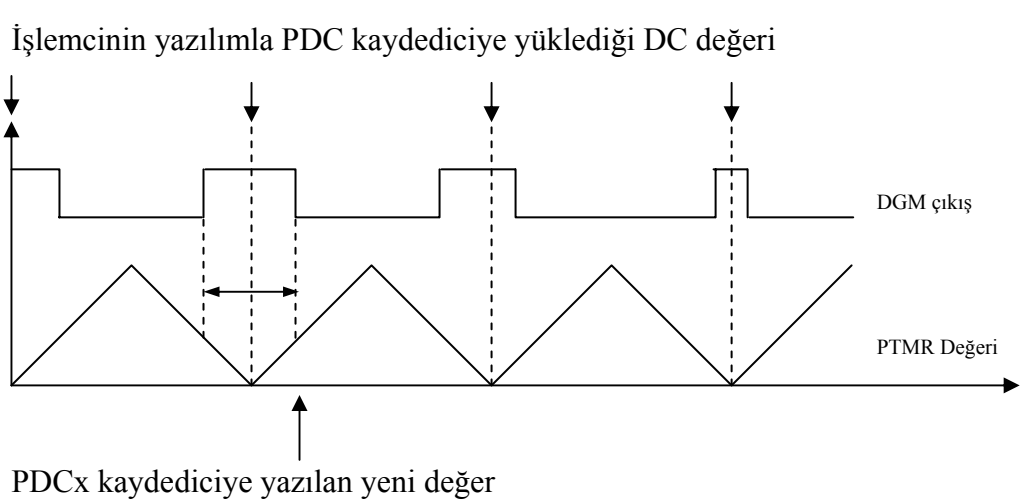
verir.

Bu değerler yazılımda girildiğinde mikrodenetleyici Şekil 5.1'de görüldüğü gibi sinüs üçgen karşılaştırma yöntemine benzer merkez ayarlı DGM yöntemini uygulamaya sokar.

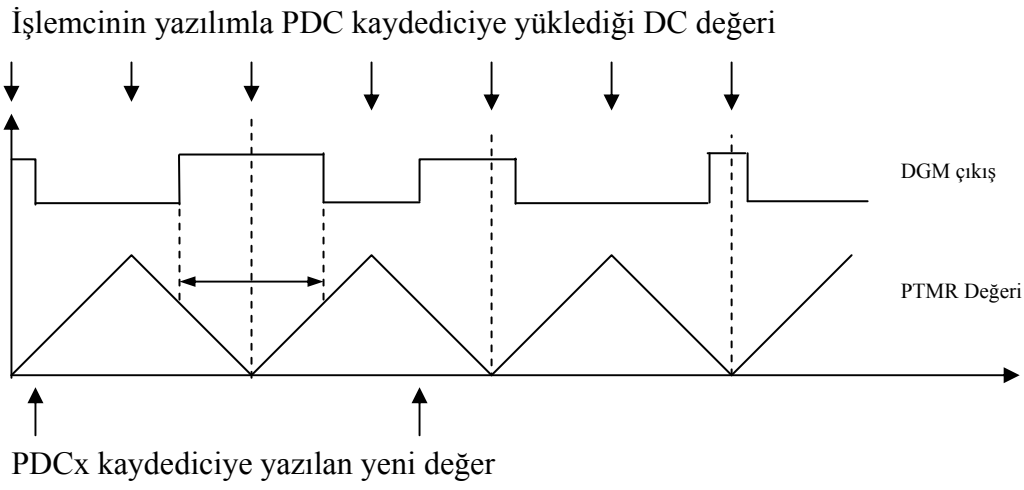


Şekil 5.1. Merkez ayarlı PWM

Bu yöntemi PTCON kaydedicideki PTMOD içerisine yazılan değerle belirleriz. Burada yukarı aşağı sayma yapabilmesi için bu değer '11' olarak seçilir. Öncelikle peryodu 128 ve genliği 10 bitlik yani 1024 olan bir sinüs tablosu oluşturulur. Sinüs tablosundaki 10 bitlik yani 2^{10}=1024 lük değerleri PDC ye yüklenir ve sinüs tablosunu PTMR kaydedicisi ile karşılaştırması sağlanır eşitlikleri durumunda (PTMR=PDC) DGM sinyalleri elde edilir. Yani PDC sinüs tablosu boyunca değer olarak yukarı aşağı doğru hareket eder ve PTMR ile kesiştiği noktalarda anahtarlama sinyallerini oluşturur. Bu durum aşağıdaki şekilde olduğu gibi PDC kaydedicisinin 1024 lü değerlerle sürekli doldurulması sonucunu verir. Böylece DGM sinyalleri sağa ve sola doğru 100µs aralıklarla hareket ederek iletim kesim yüzde oranlarını belirler. Aşağıdaki şekilde işlemci *interrupt* fonksiyonu ile PDCx kaydediciden yüklenen DC değeri görülmektedir. Şekil 5.2'de sinüs tabosuna göre elde edilen değer PDC ye yüklenmiş ve şekilde görülen DGM sinyali elde edilmişir. Şekil 5.3'te ise sinüs tablosu interrupt yazılımına göre yeni sinüs tablosunu oluşturarak belleğine kaydetmiş ve DGM sinyalinin iletim kesim ranını değiştirerek yeni DGM sinyalini elde etmiştir.



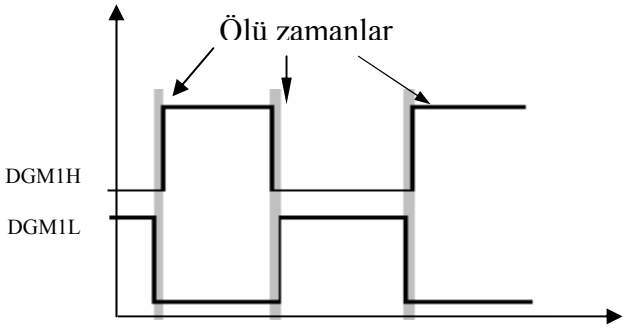
Şekil 5.2. PDC kaydedicinin güncellenmesi ile elde edilen DGM sinyali



Şekil 5.3. PDC kaydedicinin çift gncellenmesi ile elde edilen DGM sinyali

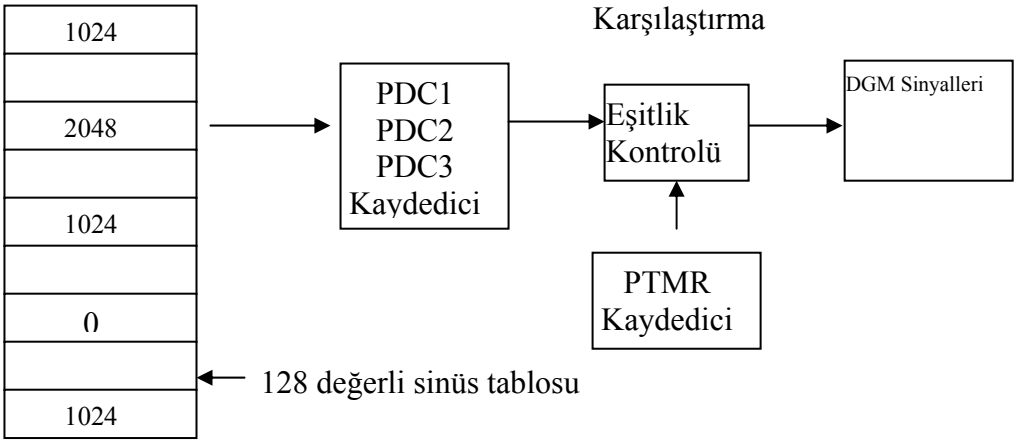
Şekilden de görüldüğü gibi yazılımla kesme rutininde güncellenen PDC kaydedicideki değer DGM sinyalinin iletim kesim sürelerini değiştirmiştir. Böylece DGM sinyali sola ve sağa doğru açılmıştır.

Ayrıca bu arada ölü zamanlar otomatik olarak yüklenir. Ölü zaman gösterimi Şekil 5.4'te görüldüğü gibidir.



Şekil 5.4. Ölü zaman atanmış alt ve üst DGM sinyalleri

Şekil 5.5 bu işlemlerin akış diyagramını göstermektedir.



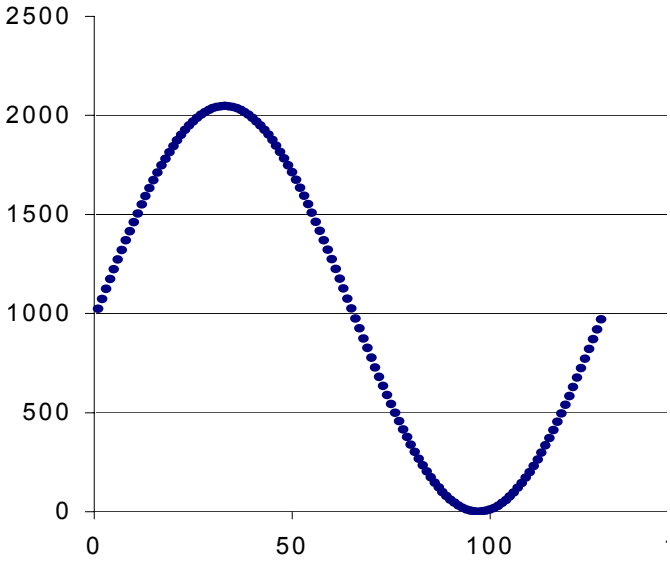
Şekil 5.5. DGM sinyallerinin mikrodeetleyicideki işlemler sonrası elde edilmesi

$$\text{Genlik}_{\text{sinüs}} = \text{Sin}\left(\frac{2 \cdot 3{,}14 \cdot T_{(1...128)}}{128} \cdot 1024\right) + 1024 \qquad (5.4)$$

ile elde edilir. Yani 360/128= 2.8º lik açılar için sinüs değerleri bulunur. Bu değerler 1024 ile çarpılarak ve 1024 değeri eklenerek sinüs değerlerine karşılık gelen genlik değerleri bulunur. Sinüs tablosu ekler kısmında verilmiştir. Sinüs tablosundaki 10 bitlik değerler şekilde görülen PDC kaydediciye yüklenir ve 50 Hz için PDC kaydedici 0-1024-0-1024-0 arasındaki değerleri PWM *interrupt* servis rutininde

sürekli güncelleyerek okumaktadır. 100 µs güncelleme ile PTMR kaydediciyle karşılaştırarak PWM sinyallerinin iletim kesim durumlarını belirler.

Sinüs sinyali bilindiği gibi negatif değerler içerir. Mikrodenetleyiciyi bu hesaplamalarla yormamak için sinüs grafiği 1024 yukarı ötelenmiştir. Bu nedenle genlik değerleri 1024-2048-1024-0-1024 değerleri arasındadır. Şekil 5.6 bir faza ait sinüs tablosuyla oluşturulan sinüs sinyallerini göstermektedir.



Şekil 5.6. 50Hz frekans için sinüs tablosuyla elde edilen bir faza ait sinüs sinyali

Ayrıca gerilim ve frekans oranının sabit kalması için sinüs tablosunda PDC kaydedicinin okuma aralığı değiştirilmiştir. Çünkü, örneğin frekans 50Hz den 25Hz'e düşürüldüğünde periyod 20ms den 40ms ye çıkacaktır. Bu aralıktaki güncelleme sayısını eşit tutabilmek için PDC nin aynı değeri iki kez okuması gerekmektedir, frekans azaldıkça bu okuma süresi artmakta frekans arttıkça azalmaktadır. Bu okuma sıklığı da yazılımla belirlenmektedir. Çizelge 5.1'de görüldüğü gibi frekans yarıya düştüğünde tekrarlama sıklığıda iki kat artmaktadır.

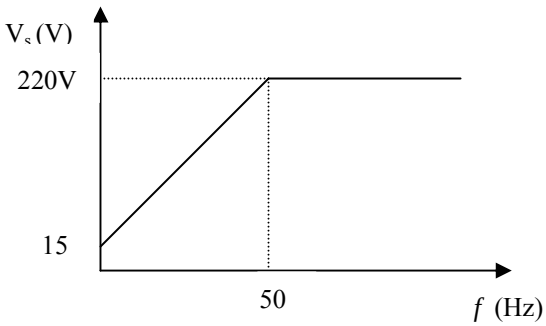
Çizelge 5.1. Sinüs tablosunun peryod artışına bağlı olarak değişimi

Açı	50Hz için sin değerleri	25Hz için sin değerleri
0	0	0
1	0,049043	0
2	0,097968	0,049043
3	0,146657	0,049043
4	0,194993	0,097968
5	0,242859	0,097968
6	0,290142	0,146657
7	0,336726	0,146657
8	0,382499	0,194993

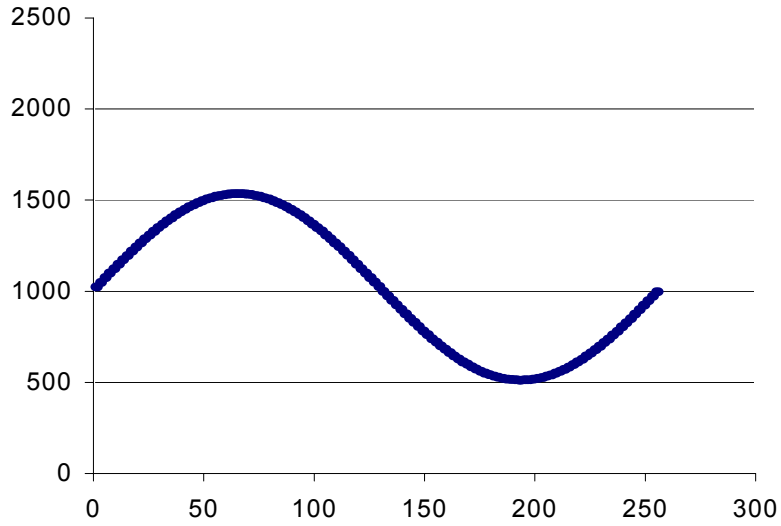
Frekansın değişimi genliği de değişime zorlamaktadır. Asenkron motor teorisine göre frekans azaltıldığında kayma artar ve bu kaymaya bağlı direnci azaltacağından aynı genlikte fazla akım çekilmesine neden olacaktır. Ayrıca düşük frkanslarda I*R kompanzasyonu denilen kayıplarında karşılanması ve V/F oranının sabit kalması için yani doğrusal değişimi için Eş. 5.6'da verilen formül kullanılarak yazılımla bu genlik hesaplatılır ve bu değere karşılık gelen genliğe göre mikrodenetleyici içerisinde bulunan bellekte bu değerler sürekli olarak güncellenir. Yani her frekans için sinüs tablosu bellekte yenilenir. Bu asıl sinüs tablomuzun değiştiği anlamına gelmez. Yeni oluşturulan tablo asıl tablodan alınan değerlerden oluşturulur. Mikrodenetleyicinin belleğini zorlamamak için bu yönteme başvurulmuştur. Böylece mikrodenetleyicinin belleği sinüs tablolarıyla doldurulmamış 50Hz için elde edilen sinüs tablosu istenen frekans için bellekte güncellenerek DGM sinyalleri elde edilmiştir. Gerilim frekans oranına göre elde edilen değerler yine PDC kaydedici yüklenmiş ve PTMR ile karşılaştırılarak DGM sinyalleri oluşturulmuştur. Böylelikle bir faza ait DGM sinyalleri elde edilmiş olur. Şekil 5.8'de bu durum görülmektedir.

f<50 için, (5.5)

$$V_s = (220-15)\cdot\frac{f}{50}+15 \tag{5.6}$$



Şekil 5.7. Gerilim/Frekans oran eğrisi

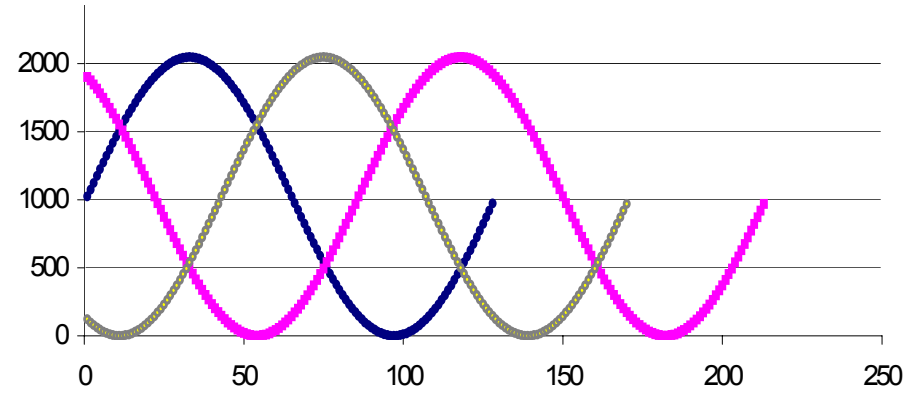


Şekil 5.8. Sinüs tablosu ile 25 Hz için V/F oranının elde edilmesi

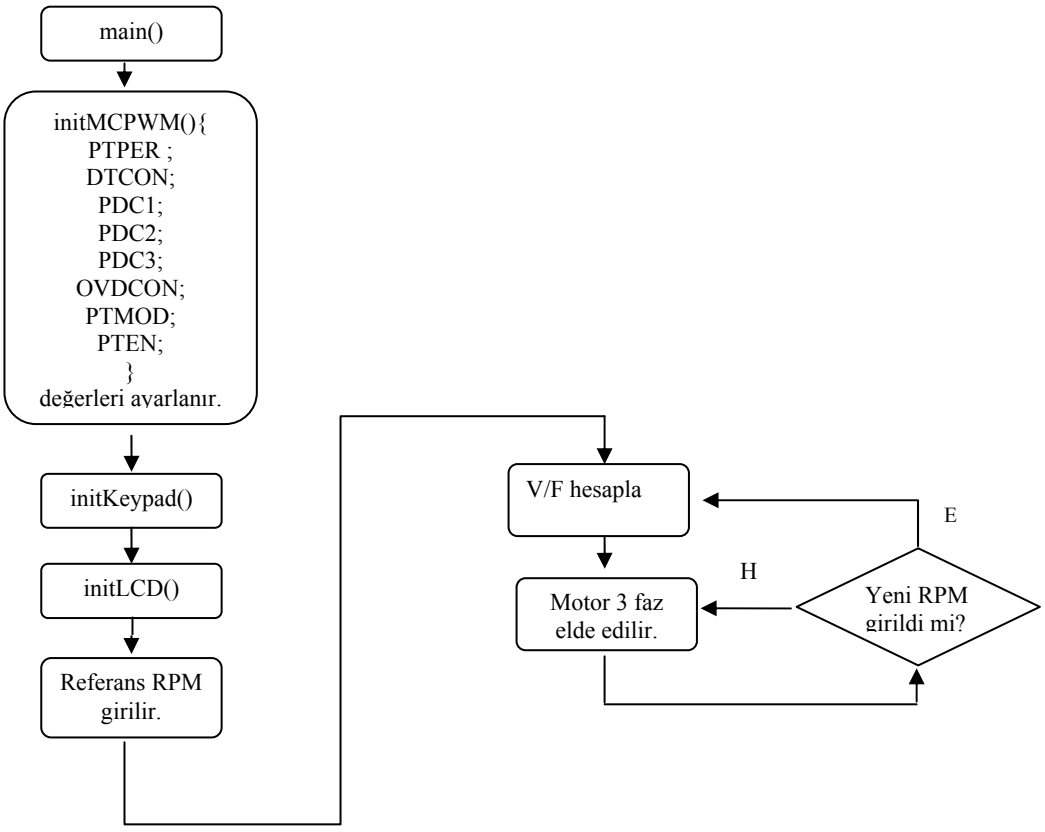
50Hz in atındaki değerler için Şekil 5.8'de görülen grafiğe bağlı kalınarak elde edilen Eş. 5.6'daki doğru denkleminden V/F oranı için gerekli gerilim değeri elde edilmiştir [22].

Sistem üç fazlı olduğu için diğer fazlara ait sinyalleri de elde etmemiz gerekmektedir. Bunun için de periyoda karşılık gelen 128 değeri üçe bölmemiz gerekmektedir. Çünkü fazlar birbirinden 120 derece faz farklıdır. Periyodun tamamı 360 derece olduğundan 360/120=3 elde edilir. 128/3≈43 bulunur. Yani birinci faz 0

dan başlarken ikinci faz 43 değerine karşılık galen değerden üçüncü faz ise 86 değerinden geçecektir. Program algoritması Şekil 5.10 ve Şekil 5.11'de görülmektedir [23].

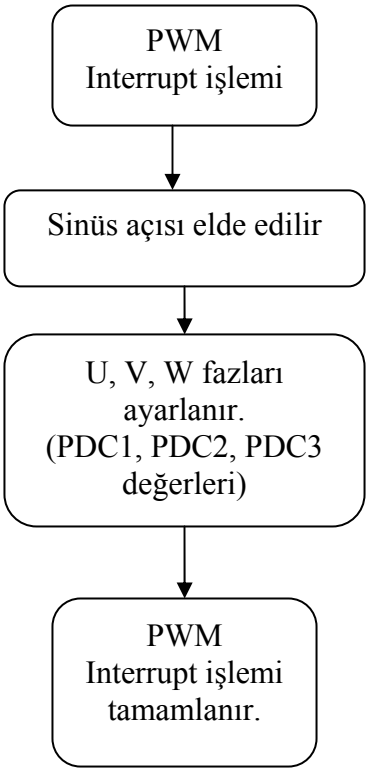


Şekil 5.9. Sinüs tablosuyla elde edilen 3 faza ait sinüs sinyali



Şekil 5.10. Program algoritması

Programın *interrupt* servis rutinindeki algoritması ;



Şekil 5.11. Kesme servis rutini algoritması

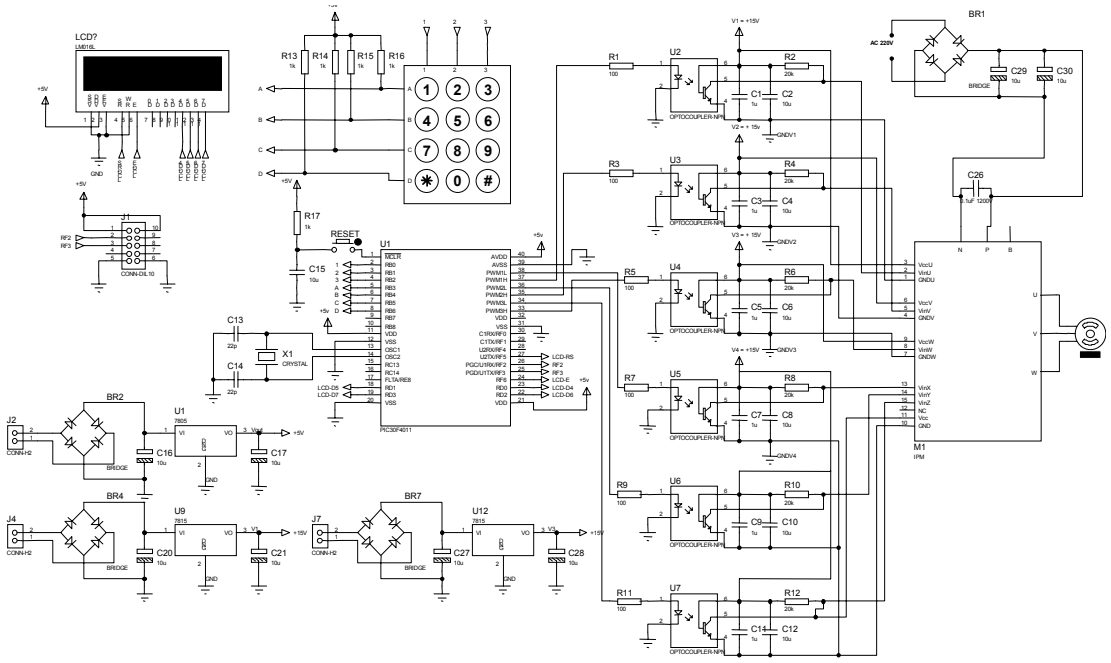
Ayrıca yazılımla sisteme soft-start özelliği de eklenmiştir. Böylelikle mikrodenetleyici istenen frekansa belirlenen süre sonunda ulaşmakta ve kademeli olarak akım artış ve azalışı gerçekleştirilmektedir.

5.2. Deney Sonuçları

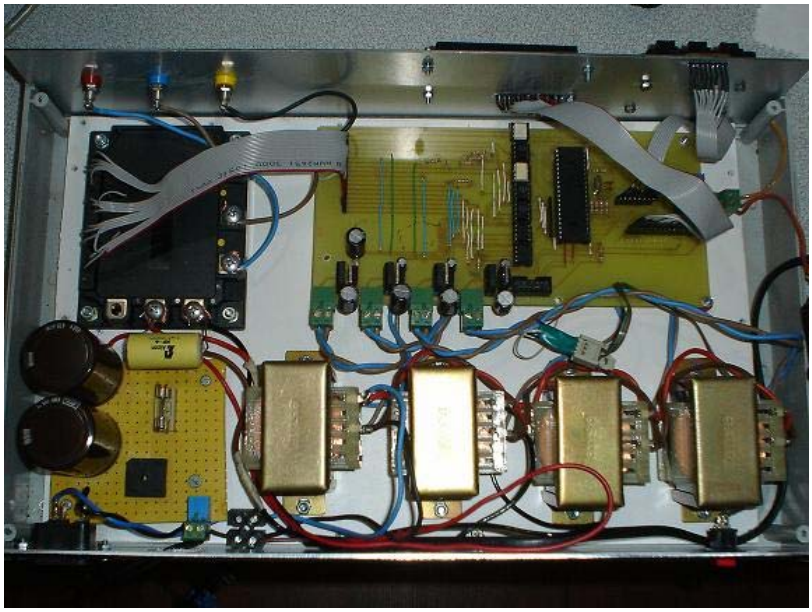
5.2.1. Devre şeması

Şekil 5.12'de görüldüğü gibi hazırlanan devre şeması ile proteus yazılımında devrenin bölümlerinin simülasyonu gerçekleştirilerek gerçek devrenin modellenmesi sağlanmıştır [20].

Simülasyonda anahtarlama elemanlarını sürmede kullanılan güç kaynaklarının çıkışının idealleştirilmesi için denemeler yapılmış ve bu denemelere göre devre elemanları seçilmiştir. Mikrodenetleyici ile anahtarlama elemanlarını oluşturan modül arasında izolasyonu sağlayan opto izolatörlerin de çıkış sinyallerinin denenmesi bu programla gerçekleştirilerek anahtarları sürmede kullanılan direnç değerlerinin seçilmesi sağlanmıştır. Programda bulunmayan dsPIC30F4011 mikrodenetleyici ve IPM modül programın kütüphanesine komponent oluşturularak eklenmiş ve Şekil 5.12'deki devre dizaynı gerçekleştirilmiştir. Resim 5.1 devre görüntüsünü ve çevre birimlerinin bağlantısını göstermektedir.



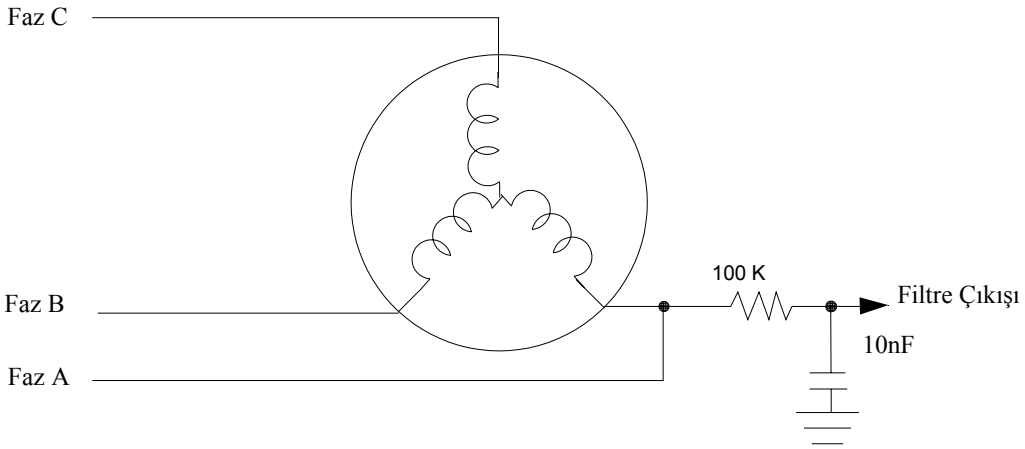
Şekil 5.12. Proteus simülasyon programında elde edilen tüm devre şeması



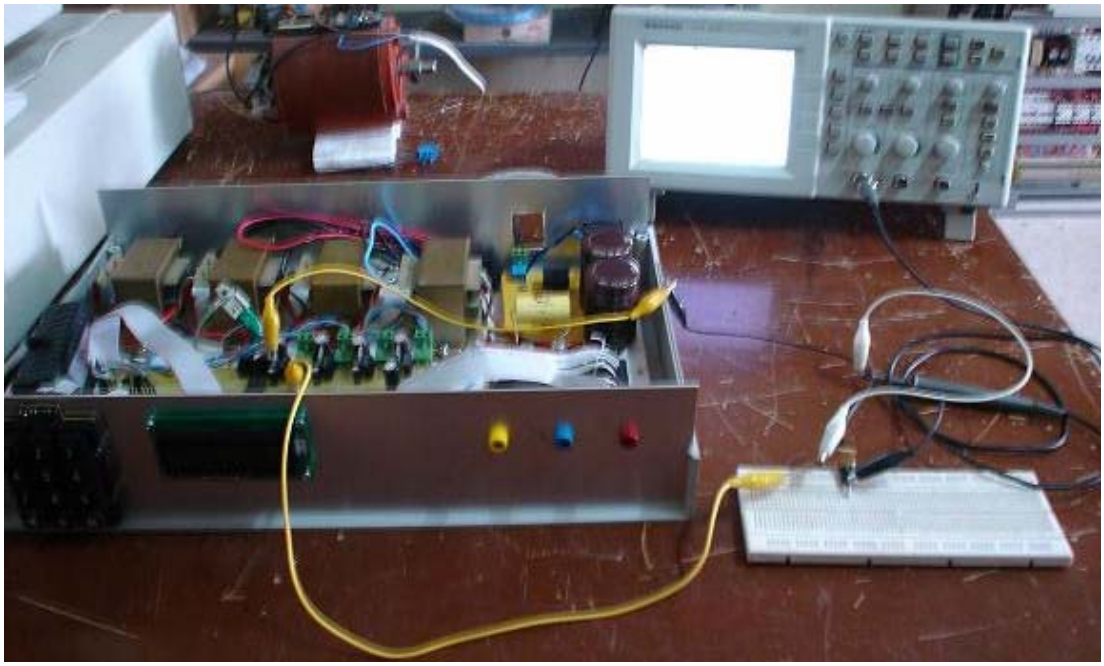
Resim 5.1. Gerçekleştirilen devre ve bağlantıları

5.2.2. Deneysel sonuçlar

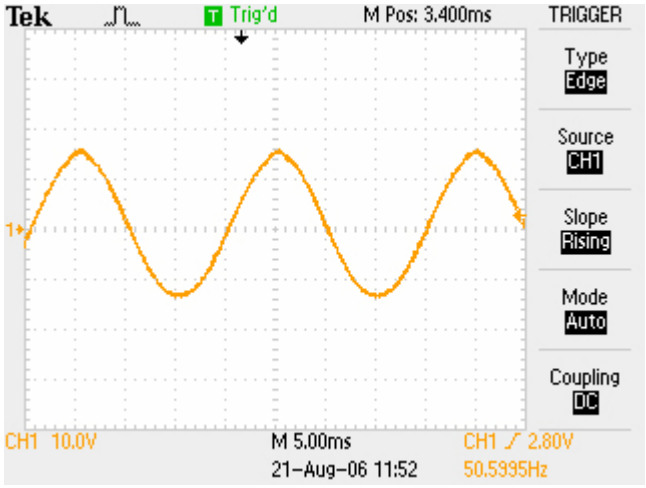
Şekil 5.13 ve Resim 5.2'de görüldüğü gibi hazırlanan devrede filtre çıkışı ve GND uçlarına osiloskop bağlandığında 50Hz frekans değerinde Şekil 5.14'deki sinüs sinyali elde edilmiştir. Bu sinüs sinyali ideale yakın bir sinüs sinyalidir.



Şekil 5.13. RC filtre devresi

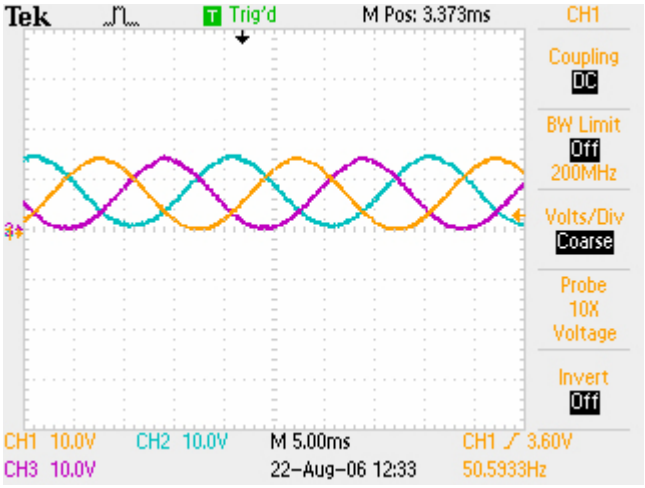


Resim 5.2. Deney bağlantısı



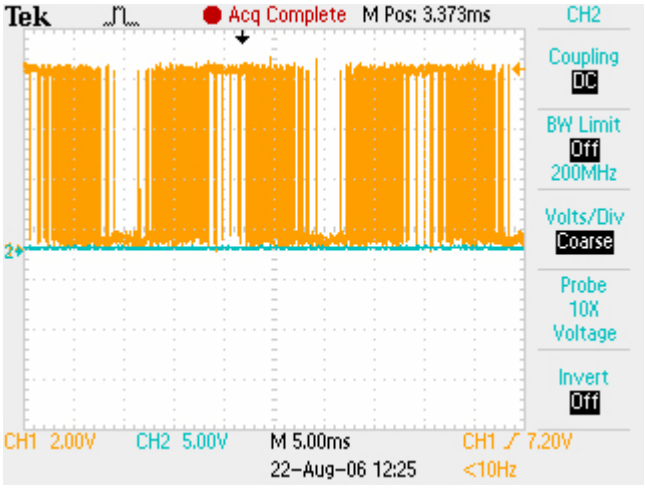
Şekil 5.14. R-C filtre devresi ile elde edilen sinüs sinyali

Şekil 5.15'de RC filtre devresinde her üç fazı oluşturan PWM1H, PWM2H ve PWM3H pinlerinin optocupler çıkış uçları ve kısa devreyi önlemek amacıyla herbirinin ayrı GND'lerine osiloskop uçları dokundurulduğunda elde edilen sinüs sinyalleri görülmektedir. Bu sinyaller 50 Hz frekansta elde edilmiş olup 120^0 faz farklıdır.



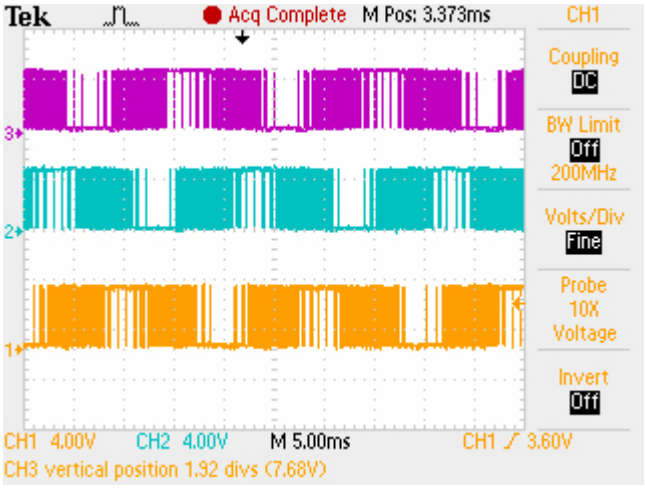
Şekil 5.15. R-C Filtreli üç faza ait elde edilen sinyaller

Yine aynı devrede fazı oluşturan mikrodenetleyicinin PWMH pinine ve GND sine osiloskop uçlarını bağladığımızda 10kHz frekanslı, IPM Modüldeki IGBT anahtarları tetikleyen Şekil 5.16'daki PWM sinyali elde edilmiştir. IGBT nin iletime geçmesi için gerekli gerilim olan 15 Volt' luk değer daha sonra IPM uçlarındaki zenerce 8 Volt'a indirgenmekte ve gerilim kontrolü yapılmaktadır.



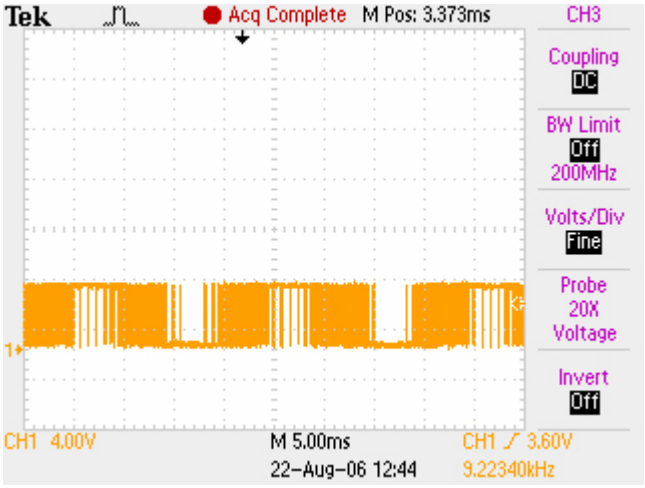
Şekil 5.16. Mikrodenetleyici çıkışındaki PWM sinyali

Şekil 5.17'de görülen grafikte ise yine RC filtreli devre kullanılmış, anahtarları süren üç faza ait PWM sinyalleri elde edilmiştir. Herbiri 10kHz frekanslıdır.

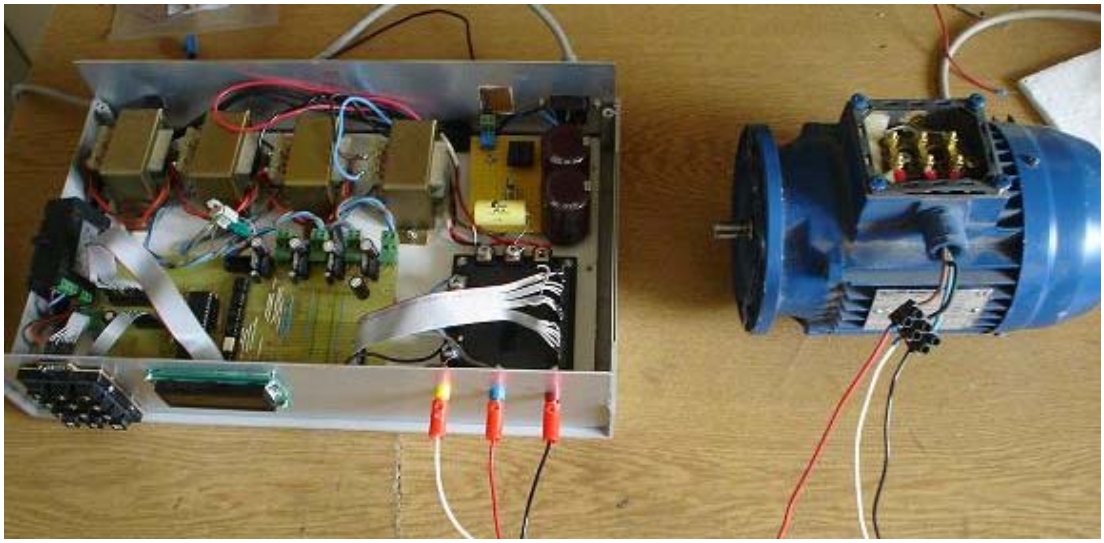


Şekil 5.17. Üç faza ait PWM Sinyalleri

Şekil 5.18'de ise bir faza ait 10kHz frekanslı PWM sinyali görülmektedir. PWM sinyallerinin düzgünlüğü ve sağ ve sol kenarlarının doluluğu iyi optocupler ve anahtarı süren direnç değerine bağlı olduğu saptanmıştır. Denemelerde aynı özellikteki Mitsubishi IPM 'de farklı direnç değerleri ile bu sinyalleri elde ederken Fuji IPM'de bu değer 20kΩ'da sabitlenmiştir.

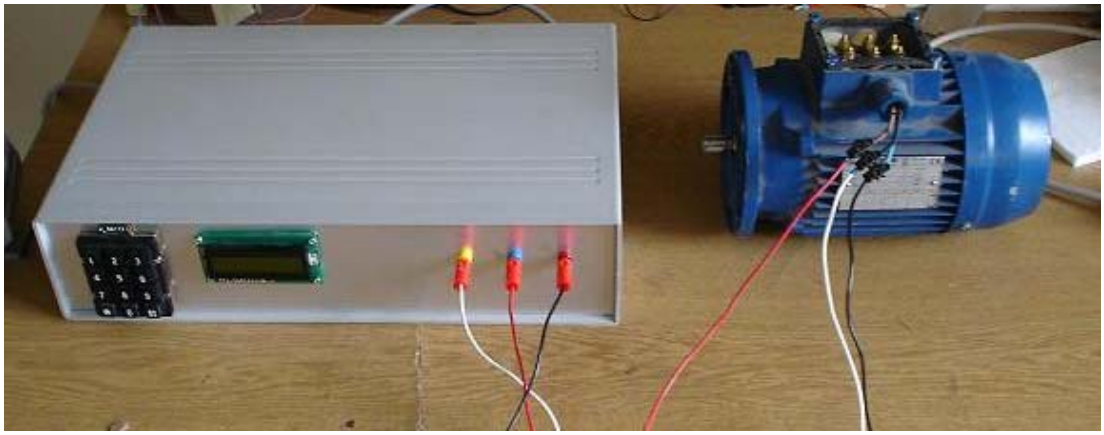


Şekil 5.18. Bir fazın PWM sinyali



Resim 5.3. Devrenin çalışma anındaki görüntüsü

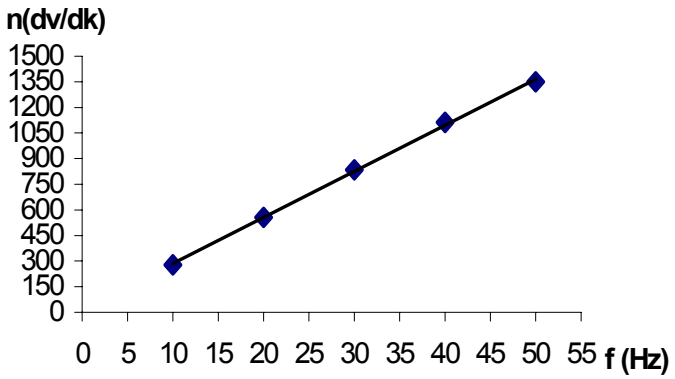
Resim 5.3 ve Resim 5.4 tasarımı gerçekleştirilen devrenin komple görüntüsünü ve kullanımına ait görüntüyü vermektedir.



Resim 5.4. Devrenin komple görüntüsü ve devre bağlantısı

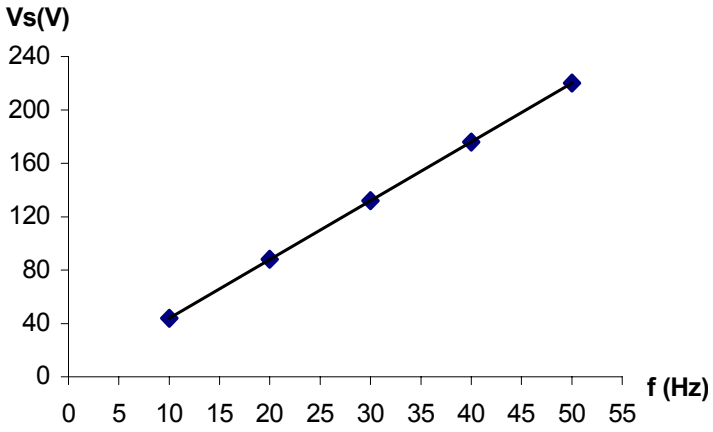
Şekil 5.19 ve Şekil 5.20 deneyler sonucu elde edilen değerlere göre oluşturulan frekansa bağlı hız ve V/F oranı grafiğini göstermektedir.

f(Hz)	n(dv/dk)
50	1350
40	1112
30	834
20	556
10	278



Şekil 5.19 Deneyler sonucu alınan değerlere bağlı elde edilen frekans hız grafiği

f(Hz)	Vs(V)
50	220
40	176
30	132
20	88
10	44



Şekil 5.20. Deneyler sonucu alınan gerilim frekans değerlerine göre VF grafiği

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Geliştirilen asenkron motor hız kontrol cihazı açık döngü ve V/F ayarlı olarak motora istenen hız için gereken PWM sinyallerini üretmektedir.

Genellikle kullanılan üçgen ve sinüs sinyalinin karşılaştırılması yönteminden farklı olarak mikrodenetleyicinin kendi PWM jeneratörü kulanılarak başka dış devre elemanına ihtiyaç duyulmadan yazılımla gerekli sinyaller üretilebilmektedir.

Devrede kullanılan keypad ile istenen hız değeri girilmekte işlemci bu değeri okuyarak LCD de göstermekte ve 50Hz frekansla karşılaştırarak uygun PWM sinyallerini V/F oranı yazılımla belirlenen oranda sabit kalacak şekilde üretir. Motor bu frekansa yine yazılımla gerçekleştirilen soft start yoluyla ulaşır.

Soft-start motorun farklı frekanslara geçişte akımın kademeli olarak yeni değerini almasını sağlar. Böylelikle direkt akım artışı ile görülecek zarardan motoru ve anahtarlama elemanlarını korur.

Devrenin gerçekleştirilmesi aşamasında karşılaşılan güçlüklerden bahsedecek olursak IPM modülde bulunan anahtarlama elemanlarından aynı kol üzerinde bulunanlara ait GND lerin birbirinden izole edilmiş olması gerekir. Eğer iyi izole edilmemiş ise IPM modül zarar görür. Üstteki anahtarların herbirine ayrı besleme alttaki anahtarların tamamına ise tek bir besleme yapılmalı ve GND leri ayrı olmalıdır.

Diğer bir önemli nokta asenkron motorun 50 Hz de çalışması asenkron motorun hızını kontrol ettiğimiz anlamına gelmez. Hızını kontrol edebilmemiz için mutlaka V/F oranının sabit tutulması gerekmektedir. Aksi durumda düşük frekanslarda gerilimi sabit tutarsak örneğin 220V/25Hz'de frekansın azalması devrin azalmasına bu da kaymanın artmasına yol açar. Asenkron motorun teorisinden bildiğimiz gibi kaymanın artışı kaymaya bağlı rotordaki yük direncini azaltır ve statordan çekilen akım artar. Bu da güç devresinin dolayısıyla anahtarların zarar görmesine neden olur.

Bu nedenle 25Hz de gerilim değeri 110V olmalıdır. Ayrıca akım korumalı IPM modül kullanılmalıdır.

Bu V/F değeri motor etiket değerine göre belirlenmesine rağmen ilk aşamada 220/50 oranından 4.4 değeri alınabilir. Böylelikle motorun I*R kompanzasyonu denilen 10-15Hz civarının altındaki ihtiyaç duyduğu gerilim değeri sağlanmış olur. Bu da yazılımla sağlandığında açık döngü olarak motoru istediğimiz hızda çalıştırabiliriz.

Grafiklerden de görüleceği gibi kullanılan mkrodenetleyici istenen ideale yakın sinüs eğrileri vermektedir. Bu tür uygulamalarda karşılaşılan en önemli konu işlemcinin ısınmasıdır. Bu devrede kullanılan işlemcinin normal sayılabilecek bir ısı oluşturduğunu söyleyebiliriz.

Ayrıca işlemcinin güç devresinden yalıtılması için optoizoletörlere ihtiyaç duyulmaktadır. Optoizolatörin çıkışı tıpkı transistörlerin anahtarlama elemanı olarak kullanılması gibi anahtarlar için gerekli gerilimi sağlar ve işlemciyi korur. PWM sinyallerinin optoizolatörün çıkışında istenen şekilde elde edilmesi için yani genlik değişimi ve prazitlere engel olmak için optoizolatörlerin iyi seçilmesi önerilir. Bu devrede 6N136 optocupler kullanılmıştır.

Mikrodenetleyici kapalı döngü hız kontrolüne de imkan vermektedir. QEI pinleri ve içerisindeki A/D çeviriciler kullanılarak hız kontrolü yapılabilir. Kullanılan işlemcinin keypad ve LCD yi destekleyen donanımı olmadığından bu donanım için yazılım hazırlanmıştır. Bu tür çalışma yapacak araştırmacılara bu serinin 2010 ve özellikle 6010 serisini tavsiye edebilirim.

Sonuç olarak bu tezle asenkron motor hız kontrolüne yöntem ve donanım olarak yeni bir görüş sunulmuş ülkemizde yeni yeni kullanılan bu işlemcinin özellikleri pogram yapısı donanımı ve üretilen sinyallerle diğer işlemcilerin karşılaştırılmasına imkan verilmiştir.

KAYNAKLAR

1. Sen, P. C., "Electric motor drives and control past, present and future", ***IEEE Transactions on Industrial Electronics,*** 37 (6): 562-575 (1990).

2. Öztürk, N., "Yumuşak anahtarlamalı asenkron motorun dolaylı vektör denetiminin gerçekleştirilmesi", Doktora Tezi, ***Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü***, Ankara, 1-8 (2006).

3. Lorenz, R. D., Lipo, T.A. and Novotny D.W., "Motion control with induction motors", ***Proceeding of the IEEE,*** 8(8):1215-1240 (1994).

4. Vas, P., "Artifical-Intelligence-Based electrical machines and drives", ***Oxford University Press***, New York, 100-101 (1999).

5. Lai, Y. S., Chen, J. H. and Liu, C. H., "Universal vector controller for induction motor drives fed by voltage-controlled voltage source inverter", ***Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. IEEE***, 4: 2493 -2498 (2000).

6. Bose, B. K., "Modern power elektronics evoluation, Tecnology and applications", ***IEEE press***, New York, 2483-2488 (1991).

7. Çolak, İ., "Asenkron Motorlar", ***Nobel Yayın***, Ankara, 18-33 (2001).

8. Vas, P., "Vector Control of AC Machines", ***Oxford Science Publications***, 14-34 (1990).

9. Kamiyoma, K., Ohmac, T. and Sukegawa, T., "Application trends in AC motor drives", ***IEEE Transaction on Power Electronic*** ,7(3): 31-36 (1992).

10. Sarıoğlu, M. K., ve diğerleri, "Asenkron makinalar ve Kontrolü", ***Birsen Yayınevi***, İstanbul, 273-274 (2003).

11. Santisteban, J. A. and Stephan, R. M., "Vector control methods for induction machines: an overview", ***IEEE Transactions on Education,*** 44(2):170–175 (2001).

12. Altunsaçlı, A., Alacacı, M., "Elektrik Makinaları" , ***Color Yayın***, İskenderun, 83-90 (2003).

13. Rashid, H. M., "Power Electronics, Circuits, Devices and Applications", ***Prentice-Hall International Inc.***, 10-14 (1993).

14. Yiğit, T., "Darbe Genişlik Modülasyonlu Üç Fazlı Bir Eviricinin Bilgisayar Temelli Denetimi", Yüksek Lisans Tezi, ***Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü***, Ankara, 6-28 (2000).

15. Paravadalıoğlu, S., "Kişisel bir bilgisayar ile üç fazlı bir asenkron motorun PWM yöntemiyle ve geri beslemeli olarak hızını kontrol eden dijital bir sistemin gerçekleştirilmesi ve oluşan harmoniklerin incelenmesi", Doktora tezi, ***Yıldız Teknik Üni. Fen. Bil. Enst.***, İstanbul, 50-60 (1995).

16. Holtz, J., A., "Pulsewidth Modulation for Electronic Power Coversion" ***Proceedings of the IEEE***, 82(8): 1194-1214 (1994).

17. Hava, A. M., "Carrier based PWM-VSI drives in the overmodulation region", Ph.D.Thesis, ***University of Wisconsin-Madison***, USA, 45-50 (1998).

18. Bowling, S., "An Introduction to AC Induction Motor Control Using the dsPIC30F MCU", ***Microchip Tecnology İnc.***, 1-8 (2005).

19. Zambada, J., "Driving an ACIM with the dsPIC DSC MCPWM Module", ***Microchip Tecnology İnc.***, 1-6 (2005).

20. Şahin, H., "PROTEUS", ***Altaş Yayıncılık***, İstanbul, 176-184 (2004).

21. Kırçay, A., "IGBT' lerle Tasarlanan PWM'li Bir İnvertör İle Üç Fazlı Asenkron Motorun Hız Kontrolü", Yüksek Lisans Tezi, ***Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü***, Denizli, 5-24 (2001).

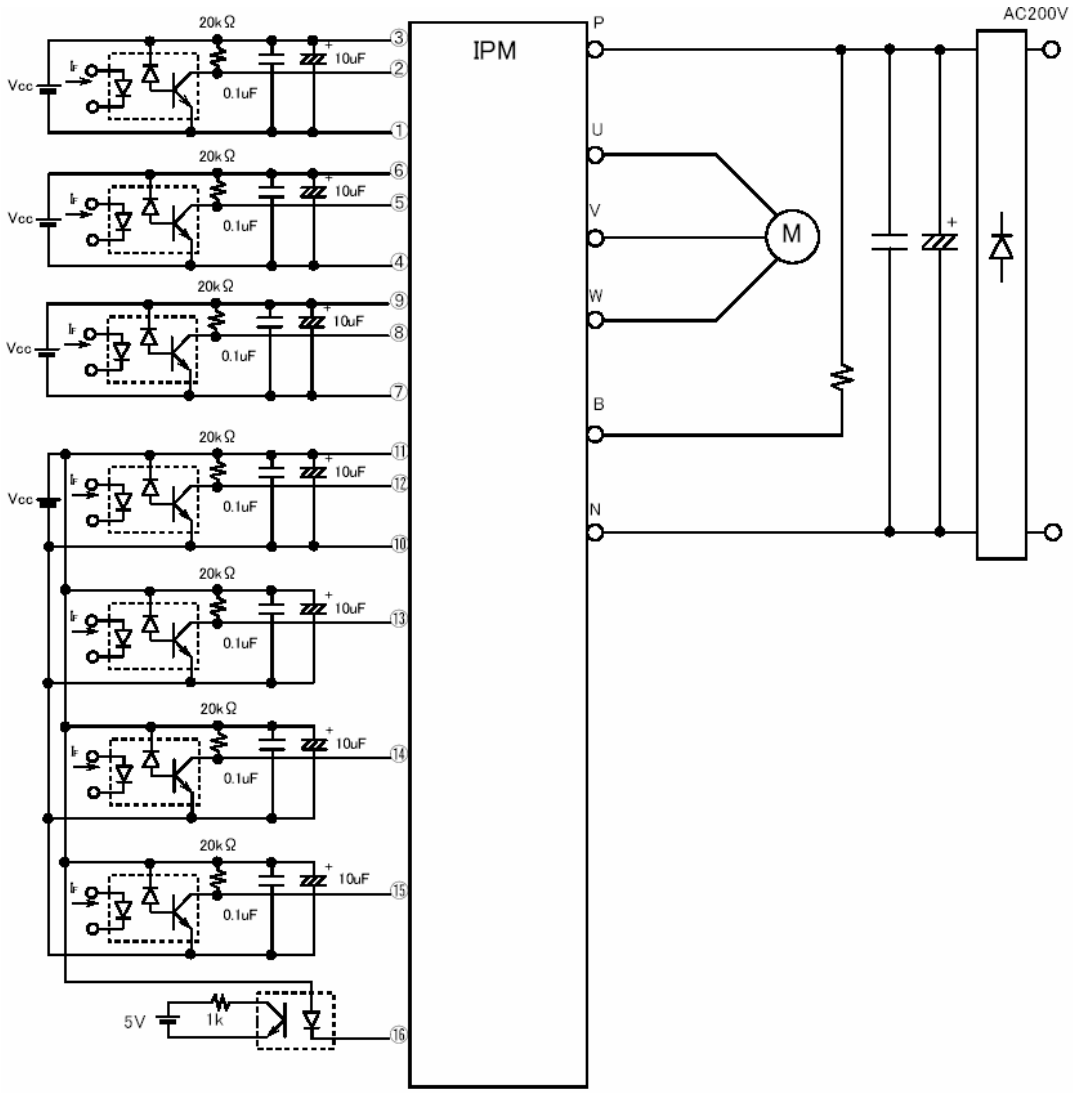
22. Trzynadlowskı, A. M., "Control of Induction Motors", ***Kluwer Academic Publisher***, 93-100 (2001).

23. Arıkan, Ş., "C Programlama Dili", ***Seçkin Yayıncılık***, Ankara, 101-110 (2002).

EKLER

EK-1. Uygulamada kullanılan 6MBP50RA120 IPM'in yapısı

IGBT IPM Modül



Şekil 1.1. IPM modül

Modül bağlantısında dikkat edilecek hususlar:

1. V_{cc}'ler birbirinden farklı (bağımsız) kaynaklardır yani GND'leri farklıdır.
2. PN uçları arasına mutlaka snubber kondansatör konmalıdır.
3. Optocupler'lar iyi seçilmelidir. 20kΩ sabittir.

EK-2. Sinüs talosu değerleri

Çizelge 2.1. Parametre değerleri

Parametreler	**Değerler**	**Birim**
Osc freq	10	MHz
PWM freq	10	KHz
PWM TMR PS	1	no.
Dead Time	20	usec
Input voltage	310	DC
Motor rated voltage	230	AC

Çizelge 2.2. 30F4011 değerleri

PTPER	**512**
PWM_DC_MAX	**300**
DTCON value	**20**
Açı	**2,8**

Çizelge 2.3. Sinüs tablosu

Açı Sayacı	**radyan**	**Tablo**	**HEX TB**
0	0,00000	1024	0400
1	0,04904	1074	0432
2	0,09797	1124	0464
3	0,14666	1174	0496
4	0,19499	1224	04C7
5	0,24286	1273	04F8
6	0,29014	1321	0529
7	0,33673	1369	0558
8	0,38250	1416	0587
9	0,42735	1462	05B5
10	0,47118	1506	05E2
11	0,51387	1550	060E
12	0,55532	1593	0638
13	0,59544	1634	0661
14	0,63412	1673	0689
15	0,67128	1711	06AF
16	0,70683	1748	06D3
17	0,74067	1782	06F6
18	0,77273	1815	0717
19	0,80293	1846	0736
20	0,83119	1875	0753
21	0,85746	1902	076E
22	0,88166	1927	0786
23	0,90374	1949	079D
24	0,92365	1970	07B1
25	0,94133	1988	07C3

EK-2. (Devam) Sinüs tablosu değerleri

Çizelge 2.3. (Devam) Sinüs tablosu

26	0,95675	2004	07D3
27	0,96987	2017	07E1
28	0,98065	2028	07EC
29	0,98907	2037	07F4
30	0,99511	2043	07FA
31	0,99876	2047	07FE
32	1,00000	2048	07FF
33	0,99884	2047	07FE
34	0,99527	2043	07FB
35	0,98930	2037	07F5
36	0,98096	2029	07EC
37	0,97025	2018	07E1
38	0,95721	2004	07D4
39	0,94187	1988	07C4
40	0,92426	1970	07B2
41	0,90443	1950	079E
42	0,88241	1928	0787
43	0,85828	1903	076E
44	0,83208	1876	0754
45	0,80387	1847	0737
46	0,77374	1816	0718
47	0,74174	1784	06F7
48	0,70795	1749	06D4
49	0,67246	1713	06B0
50	0,63535	1675	068A
51	0,59672	1635	0663
52	0,55665	1594	063A
53	0,51523	1552	060F
54	0,47258	1508	05E3
55	0,42879	1463	05B7
56	0,38397	1417	0589
57	0,33823	1370	055A
58	0,29167	1323	052A
59	0,24440	1274	04FA
60	0,19655	1225	04C9
61	0,14823	1176	0497
62	0,09955	1126	0465
63	0,05063	1076	0433
64	0,00159	1026	0401
65	-0,04745	975	03CF
66	-0,09638	925	039D
67	-0,14508	875	036B
68	-0,19343	826	0339
69	-0,24131	777	0308
70	-0,28862	728	02D8

EK-2. (Devam) Sinüs tablosu değerleri

Çizelge 2.3. (Devam) Sinüs tablosu

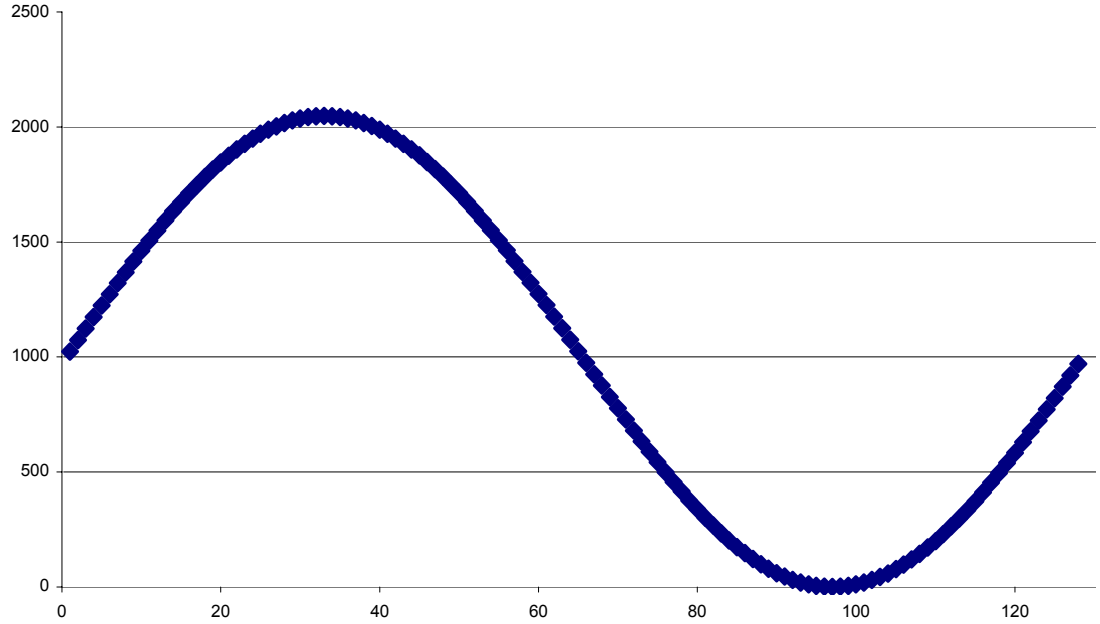
71	-0,33523	681	02A8
72	-0,38103	634	0279
73	-0,42591	588	024B
74	-0,46977	543	021E
75	-0,51250	499	01F3
76	-0,55400	457	01C8
77	-0,59416	416	019F
78	-0,63289	376	0177
79	-0,67010	338	0151
80	-0,70570	301	012D
81	-0,73960	267	010A
82	-0,77171	234	00E9
83	-0,80198	203	00CA
84	-0,83031	174	00AD
85	-0,85664	147	0092
86	-0,88091	122	0079
87	-0,90306	99	0063
88	-0,92304	79	004E
89	-0,94080	61	003C
90	-0,95629	45	002C
91	-0,96948	31	001F
92	-0,98034	20	0014
93	-0,98883	11	000B
94	-0,99495	5	0005
95	-0,99868	1	0001
96	-1,00000	0	0000
97	-0,99891	1	0001
98	-0,99542	5	0004
99	-0,98953	11	000A
100	-0,98127	19	0013
101	-0,97064	30	001E
102	-0,95767	43	002B
103	-0,94240	59	003A
104	-0,92487	77	004C
105	-0,90510	97	0061
106	-0,88316	120	0077
107	-0,85909	144	0090
108	-0,83296	171	00AB
109	-0,80482	200	00C7
110	-0,77474	231	00E6
111	-0,74280	263	0107
112	-0,70907	298	0129
113	-0,67364	334	014E
114	-0,63658	372	0174
115	-0,59800	412	019B

EK-2. (Devam) Sinüs tablosu değerleri

Çizelge 2.3. (Devam) Sinüs tablosu

116	-0,55797	453	01C4
117	-0,51660	495	01EF
118	-0,47398	539	021A
119	-0,43023	583	0247
120	-0,38544	629	0275
121	-0,33972	676	02A4
122	-0,29319	724	02D3
123	-0,24595	772	0304
124	-0,19812	821	0335
125	-0,14981	871	0366
126	-0,10114	920	0398
127	-0,05222	971	03CA

EK-3. 10 bit çözünürlüklü pozitif değere ötelenmiş sinüs grafiği



Şekil 3.1. Sinüs grafiği

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı	: ARI, Ümit Hakan
Uyruğu	: T.C.
Doğum tarihi ve yeri	: 16.07.1972 Oltu
Medeni hali	: Bekar
Telefon	: 0 (312) 382 18 90
Faks	: 0 (312) 212 62 46
e-mail	: ariailesi@mynet.com

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Lisans	Gazi Üniv. Tek. Eğ. Fak. Elektrik Eğ. Bölümü	1997
Lise	Ankara Lisesi	1990

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
1998-2002	Fatih Endüstri Meslek Lisesi	Öğretmen
2002-2006	Gazi Endüstri Meslek Lisesi	Öğretmen

Yabancı Dil

İngilizce

Hobiler

Futbol, Bilgisayar teknolojileri, Kitap okumak