

168874

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**BİLGİSAYAR KONTROLLÜ' ÜÇ FAZLI İNVERTER TASARIMI VE
FARKLI DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU YÖNTEMLERİNİN UYGULANMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elk.Müh. Gökalp ARI

Anabilim Dalı: Elektrik Müh.

Danışman: Yrd. Doç. Dr. H. Tarık DURU

TEMMUZ 2005

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**BİLGİSAYAR DENETİMLİ ÜÇ FAZLI İNVERTER TASARIMI
VE
FARKLI DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU
YÖNTEMLERİNİN UYGULANMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elk.Müh. Gökalp ARI

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 30 Mayıs 2005

Tezin Savunulduğu Tarih : 07 Temmuz 2005

Tez Danışmanı

Yrd.Doç.Dr. H.Tarık DURU

(.....)

Üye

Prof.Dr. Nurettin ABUT

(.....)

Üye

Prof.Dr. M.Oruç BİLGİÇ

(.....)

TEMMUZ 2005

BİLGİSAYAR KONTROLLÜ ÜÇ FAZLI İNVERTER TASARIMI VE FARKLI DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU YÖNTEMLERİNİN UYGULANMASI

Gökalp ARI

Anahtar Kelimeler: Darbe Genişlik Modülasyonu, Uzak Vektör Modülasyonu, İnverter, Sürücü, Tasarım.

Özet: Bu tezde öncelikle inverter sürücü sistemlerinde kullanılan darbe genişlik modülasyonu (DGM) ve uzak vektör modülasyonu (UVM) yöntemleri teorik olarak açıklanmıştır. Sürücü tasarlanmıştır. Sürücünün tasarımında kullanılan IR2130 tümleşik devresi incelenmiştir. DGM ve UVM çalışma şekilleri pratik olarak gerçekleştirilmiş ve bir asenkron makine sürülmüştür. DGM ve UVM çalışma prensiplerine uygun yazılımları oluşturulmuştur. Bu yazılımlar sayesinde elde edilen dalga şekilleri nümerik analiz yöntemleri ile analiz edilmiştir. DGM ve UVM işaretlerinin elde edilmesinde kullanılan yazılımlar aynı zamanda paralel porttan denetlenen sürücünün çalışması için de kullanılmıştır. Bu şekilde, yöntemlerin hem teorik hem de pratik olarak incelenmesi mümkün olmuştur.

COMPUTER CONTROLLED THREE PHASE INVERTER DESIGN AND PERFORMING OF DISCRETE PULSE WIDTH MODULATION TECHNIQUES

Gökalp ARI

Keywords: Pulse Width Modulation, Space Vector Modulation, Inverter, Driver, Design

Abstract: In this thesis firstly, pulse width modulation (PWM) and space vector modulation (SVM) methods which are used on inverter driver systems, have been theoretically explained. PWM and SVM techniques have been implemented by using the IR2130 circuit and an asynchronous motor. Software simulations which are suitable for PWM and SVM operation principle have been made. The software which have been used for the analysis of the methods, have also been used for the driving the actual inverter module via LPT port of the computer. By the help of this approach, either theoretical or practical analysis of the methods has been made possible. The results of practically realized system and simulation studies have been given and briefly discussed.

ÖNSÖZ ve TEŞEKKÜR

Değişken hızlı sistemlerin geniş olarak kullanıldığı endüstriyel uygulamalarda, sürücü sistemler olarak çoğunlukla değişken genlik ve frekansın elde edilebilmesi için inverterler kullanılmaktadır.

Yarı iletken teknolojisinin ve mikro denetleyicilerin gelişmesi ile birlikte özellikle asenkron motorlar için daha üstün nitelikli ve çalışma özellikleri sağlayan sürücü sistemleri geliştirilmiş ve böylelikle darbe genişlik modülasyonu ve uzay vektör modülasyonu gibi denetim yöntemlerinin uygulanabilirliği artmıştır.

Darbe genişlik modülasyonu ve uzay vektör modülasyonu yöntemlerinin detaylı olarak incelendiği ve bu yöntemler uygulanarak pratik olarak gerçekleştirilen bir sürücü sistemin tanıtıldığı bu tezin, ileride bu alanda yapılacak uygulamaya yönelik çalışmalara ışık tutmasını dilerim.

Tez çalışmam sırasında her konuda beni destekleyen ve yönlendiren tez danışmanım Sayın Yrd.Doç.Dr. H.Tarık DURU'ya, yardımlarından ve sabırlarından dolayı değerli dostlarım Nasır ÇORUH'a ve Arş.Gör. Murat ÜNLÜ'ye, yardımlarından dolayı arkadaşlarım Arş.Gör. Ersoy BEŞER'e ve Arş.Gör. M.Aytaç ÇINAR'a, maddi ve manevi desteklerinden dolayı değerli aileme teşekkürlerimi sunarım.

Gökalp ARI

İÇİNDEKİLER

ÖZET	ii
ABSTRACT	iii
ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR	iv
İÇİNDEKİLER.....	v
SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR.....	vii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	ix
TABLolar DİZİNİ	xii
BÖLÜM 1. GİRİŞ	1
BÖLÜM 2. DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU (DGM)	7
2.1 Giriş	7
2.2 Altı Basamaklı Çalışma.....	7
2.3 Kare Dalga DGM	9
2.4 Sinüzoidal DGM.....	12
2.4 DGM İşaretlerinin Simülasyon Yolu ile Elde Edilmesi ve Analizi	17
BÖLÜM 3. UZAY VEKTÖR MODÜLASYONU (SVM)	20
3.1 Giriş	20
3.2 Uzay Vektör Modülasyonu (UVM)	20
3.3 Evirici Durumları	21
3.4 Evirici Kapasitesi ve Referans Gerilimin Tanımlanması	23
3.5 Çalışma Bölgelerinin Belirlenmesi	26
3.6 Aktif Durum Sürelerinin Hesaplanması	27
3.7 Evirici Anahtarlama İşaretlerinin Üretilmesi	30
3.8 UVM Akış Şeması.....	32
3.9 UVM İşaretlerinin Simülasyon Yolu ile Elde Edilmesi ve Analizi	33

BÖLÜM 4. GENEL AMAÇLI BİR SÜRÜCÜ TASARIMI	36
4.1 Giriş	36
4.2 Gerçeklenen Sistemin Yapısı	36
4.2.1 Kontrol devresi	37
4.2.2 Güç katı	39
4.3 Kullanılan Motorlar ve Özellikleri	41
4.4 Sistemin Çalışma Prensibi	41
 BÖLÜM 5. TASARLANAN SÜRÜCÜNÜN DENEYSEL SONUÇLARI VE SİMULASYON SONUÇLARI İLE KARŞILAŞTIRILMASI	45
5.1 Giriş	45
5.2 Deney Sonuçları ve Simülasyon Sonuçları ile Karşılaştırılması	45
 BÖLÜM 6. SONUÇLAR	58
 KAYNAKLAR	61
EKLER	64
ÖZGEÇMİŞ	85

SİMGELER DİZİNİ ve KISALTMALAR

b	: Aktif çalışma bölgesi
f	: Frekans
S_A, S_B, S_C	: Evirici üst bara anahtarları
$\overline{S_A}, \overline{S_B}, \overline{S_C}$	: Evirici alt bara anahtarları
M	: Modülasyon indeksi
T_s	: Anahtarlama zamanı (örnekleme periyodu)
T_{AON}	: S_A anahtarının iletimde olma süresi
T_{BON}	: S_B anahtarının iletimde olma süresi
T_{CON}	: S_C anahtarının iletimde olma süresi
T_M	: Aktif bölgedeki birinci komşu vektörün uygulama zamanı
T_{M+1}	: Aktif bölgedeki ikinci komşu vektörün uygulama zamanı
V_q^*	: Referans vektörün q eksenin bileşeni
V_d^*	: Referans vektörün d eksenin bileşeni
V^*	: Anlık istenen gerilim uzay vektörü
V_a, V_b	: V^* 'nin aktif komşu vektörler üzerindeki izdüşümü
V_{A0}	: Üç fazlı yükün yıldız noktasına göre A fazının gerilimi
V_{B0}	: Üç fazlı yükün yıldız noktasına göre B fazının gerilimi
V_{C0}	: Üç fazlı yükün yıldız noktasına göre C fazının gerilimi
V_{AB}	: A ve B fazları arasındaki gerilim
V_{BC}	: B ve C fazları arasındaki gerilim
V_{CA}	: C ve A fazları arasındaki gerilim
V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}	: Kaynağın orta noktasına göre hat gerilimleri
V_{da}	: DA Hat gerilimi
V_d, V_q	: d, q eksen gerilimleri
$V_1..V_6$	: Aktif vektörler
V_0, V_7	: Pasif vektörler
V^*	: Referans vektör

V_R	: Referans sinyalin büyüklüğü
V_C	: Üçgen sinyalin büyüklüğü
θ_{dq}	: Referans vektörün d-q eksenindeki açısı
P	: Taşıyıcı oranı
DA	: Doğru akım
DC	: Direct current
AA	: Alternatif akım
AC	: Alternative current
UVM	: Uzay vektör modülasyonu
SVM	: Space vector modulation
DGM	: Darbe genlik modülasyonu
PWM	: Pulse width modulation
VSI	: Voltage source inverter
ASM	: Asenkron makine
EMI	: Elektromagnetik girişim

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. Altı basamaklı çalışmada gerilim dalga şekilleri.	8
Şekil 2.2. Kare dalga DGM için referans ve taşıyıcı sinyaller	10
Şekil 2.3. Üç fazlı kare dalga DGM inverterin gerilim dalga şekilleri	11
Şekil 2.4. Sinüzoidal DGM'nin çalışması	12
Şekil 2.5. $m < 1$ için sinüs-üçgen karşılaştırma ve çıkış gerilimi.....	13
Şekil 2.6. $m > 1$ için sinüs-üçgen karşılaştırma ve aşırı modülasyon durumu.....	14
Şekil 2.7. $m = 0,5$ ve $P = 22$ için sinüzoidal DGM simülasyon faz-nötr çıkış dalga şekli.....	18
Şekil 2.8. $m = 1$ ve $P = 22$ için sinüzoidal DGM simülasyon faz-nötr çıkış dalga şekli	18
Şekil 2.9. $m = 1,96$ ve $P = 22$ için aşırı modülasyon durumu ve sinüzoidal DGM simülasyon faz-nötr çıkış dalga şekli	19
Şekil 3.1. Üç fazlı VSI için mümkün olan 8 anahtarlama durumu	21
Şekil 3.2. (a) $V_1=(100)$ evirici durumunun anahtarlama yapısı (b) Duran eksen takımında evirici durumlarının gösterimi (c) Bölgelere ait evirici anahtarlama işaretleri.	22
Şekil 3.3. Duran eksen takımında vektörlerin gösterimi	23
Şekil 3.4. Altı adım çalışmada evirici faz gerilimi ve temel bileşen.....	24
Şekil 3.5. $m=0.58$ ve $m=1.15$ için referans gerilim vektörün izleyeceği yörünge	25
Şekil 3.6. Uzay Vektörleri ve referans gerilim vektörün aktif vektörlerden analizi ..	26
Şekil 3.7. Komşu vektörlerin ayırdığı bölgeler	28
Şekil 3.8. Referans vektör ve bileşenlerine ayrılması.....	29
Şekil 3.9. Bölge-1 için Çift Kenarlı UVM için evirici anahtarlama işaretleri.....	30
Şekil 3.10. Referans vektörün bölge-1 üzerinde yer alması durumunda evirici anahtarlama işaretleri	32
Şekil 3.11. UVM Akış Diyagramı.....	32

Şekil 3.12. $m = 0,55$ için SVM simülasyon faz-nötr çıkış dalga şekli	34
Şekil 3.13. $m = 1,15$ için SVM simülasyon faz-nötr çıkış dalga şekli	34
Şekil 3.14. $m = 2,15$ için SVM simülasyon faz-nötr çıkış dalga şekli	35
Şekil 4.1. Sürücü sistemin yapısı.....	36
Şekil 4.2. Üretici firma tarafından önerilen ana uygulama devresi.....	37
Şekil 4.3. Üretici firma tarafından önerilen kuplaj devresi	38
Şekil 4.4. Sürücü kontrol devresinin fotoğrafı	39
Şekil 4.5. Sürücüde kullanılan güç katı şeması	40
Şekil 4.6. Tasarlanan sürücüye ait güç katının fotoğrafı	40
Şekil 4.7. (a) Kullanılan 0,55 kW'lık motor (b) Kullanılan Fan motoru	41
Şekil 4.8. Sistemin genel blok diyagramı.....	42
Şekil 4.9. Kullanılan 4050 entegresi	42
Şekil 4.10. Tasarlanan sürücünün fotoğrafı.....	44
Şekil 5.1. Sistemin genel blok diyagramı.....	46
Şekil 5.2. Deney düzeneğinin fotoğrafı.....	46
Şekil 5.3. DGM çalışmada faz-nötr gerilim dalga şekli.	47
Şekil 5.4. DGM çalışmada faz-nötr gerilim dalga şeklinin osiloskop görüntüsü.....	47
Şekil 5.5. DGM çalışmada faz-nötr gerilim dalga şeklinin osiloskop görüntüsü (yakın).....	48
Şekil 5.6. DGM çalışmada faz-nötr gerilim dalga şeklinin ve akımın osiloskop görüntüsü.....	48
Şekil 5.7. UVM çalışmada faz-nötr gerilim dalga şekli.	49
Şekil 5.8. UVM çalışmada faz-nötr gerilim dalga şeklinin osiloskop görüntüsü.....	49
Şekil 5.9. UVM çalışmada faz-nötr gerilim dalga şeklinin osiloskop görüntüsü (yakın).....	50
Şekil 5.10. UVM çalışmada faz-faz gerilim dalga şeklinin osiloskop görüntüsü.....	50
Şekil 5.11. $V=48V$, $P=44$, $m=0,915$ için DGM çalışma faz-nötr gerilimi ve harmonikleri.....	51
Şekil 5.12. $V=48V$, $P=44$, $m=0,915$ için DGM çalışma tek faz akımı ve harmonikleri.....	51
Şekil 5.13. $V=48V$, $P=90$, $m=0,915$ için DGM çalışma faz-nötr gerilimi ve harmonikleri.....	52

Şekil 5.14. $V=48V$, $P=90$, $m=0,915$ için DGM çalışma tek faz akımı ve harmonikleri.....	52
Şekil 5.15. $V=48V$, $P=44$, $m=2,915$ için DGM çalışma faz-nötr gerilimi ve harmonikleri.....	53
Şekil 5.16. $V=48V$, $P=44$, $m=2,915$ için DGM çalışma tek faz akımı ve harmonikleri	53
Şekil 5.17. $V=48V$, $U_m=1,15$ için UVM çalışma faz-nötr gerilimi ve harmonikleri.	54
Şekil 5.18 $V=48V$, $U_m=1,15$ için UVM çalışma tek faz akımı ve harmonikleri.....	54
Şekil 5.19. $V=48V$, $U_m=3,557$ için UVM çalışma faz-nötr gerilimi ve harmonikleri.	55
Şekil 5.20. $V=48V$, $U_m=3,557$ için UVM çalışma tek faz akımı ve harmonikleri....	55



TABLolar DİZİNİ

Tablo 3.1. Çalışma bölgelerinin fonksiyonu olarak üç evirici kutbunun anahtarlama zamanları.	31
Tablo 5.1. $V=48V$, $P=44$, $m=0,915$ için DGM çalışma, akım ve gerilim değerleri.....	56
Tablo 5.2. $V=48V$, $P=90$, $m=0,915$ için DGM çalışma, akım ve gerilim değerleri.....	56
Tablo 5.3. $V=48V$, $P=44$, $m=2,915$ için DGM çalışma, akım ve gerilim değerleri.....	56
Tablo 5.4. $V=48V$, $U_m=1,15$ için UVM çalışma, akım ve gerilim değerleri	57
Tablo 5.5. $V=48V$, $U_m=3,557$ için UVM çalışma, akım ve gerilim değerleri	57
Tablo E.1. $V=48V$, $P=44$, $m=0,915$ için DGM akım ve gerilim harmonikleri.....	80
Tablo E.2. $V=48V$, $P=90$, $m=0,915$ için DGM akım ve gerilim harmonikleri.....	81
Tablo E.3. $V=48V$, $P=44$, $m=2,915$ için DGM akım ve gerilim harmonikleri.....	82
Tablo E.4. $V=48V$, $U_m=1,15$ için UVM akım ve gerilim harmonikleri.....	83
Tablo E.5. $V=48V$, $U_m=3,557$ için UVM akım ve gerilim harmonikleri.....	84

BÖLÜM 1. GİRİŞ

Hız, moment ve çok hassas konum kontrolü gerektiren otomasyona dayalı üretim tesislerinde, takım tezgahlarında ve endüstriyel robotlarda, elektrik motorlarının çok düşük hızlarda ve geçici rejimlerde yüksek verimli kontrolü, hayati bir öneme sahiptir. Bu nedenle son yıllarda, alternatif akım (A.A) ve doğru akım (D.A) motorları ile özel elektrik motorlarının yüksek verimli kontrolü konusunda çok çalışmalar yapılmaktadır.

Elektrik motor sürücülerinin, elektrik makinelerinin kontrolünde kullanılması 1950'li yıllarda yarı iletken güç anahtarlarının keşfi ile başlamıştır. Ancak doğrusal kontrol yöntemleri, yüksek verimli kontrol uygulamalarında yetersiz kalmaktaydı. 1960'larda bilinen fakat uygulanamayan modern kontrol teknikleri, ancak 1970'li yıllarda mikro-işlemcilerin ortaya çıkmasından sonra kullanılabilir hale gelmiştir. Elektrik motor sürücülerini 1980'lerden itibaren MOSFET, IGBT gibi çok yüksek hızlarda çalışabilen yarı iletken güç anahtarlarının geliştirilmesi ve modern kontrol tekniklerinin güç dönüştürücülere uygulanabilir hale gelmesinden sonra, maliyetleri düşmüş ve ticari hale gelmiştir. Böylece otomasyona dayalı endüstriyel tesislerde ihtiyaç duyulan, yüksek verimli hassas konum, hız ve moment kontrolünün elektrik motorları ile başarılması sağlanmıştır.[9]

Genel anlamda inverterler, bir D.A. kaynağından, A.A. ile beslenen bir yüke veya A.A. şebekesine güç aktarımı yapan devrelerdir. Diğer bir deyişle inverterler, D.A. gücü, A.A. güce dönüştürmekte kullanılan güç elektroniği devreleridir. İnverterler ;

- A.A. motorların sürülmesi,
- Regüle gerilim ve frekanslı güç kaynakları,
- Kesintisiz güç kaynakları (UPS),
- Endüksiyonla ısıtma,
- Ultrasonik dalga üretimi,
- Şebeke filtreleri,

ve buna benzer uygulama alanlarında yaygın olarak kullanılmaktadırlar.[13]

Yarı iletken devre elemanlarının gelişiminden önce yüksek olmayan güçte inverterler, mekanik anahtarlarla gerçekleştirilmekteydi. Ancak mekanik anahtarlarla gerçekleştirilen sistemlerde gerek güç gerekse frekans açısından yüksek değerlere ulaşmak mümkün değildi. Ayrıca mekanik olması sonucunda ömürleri sınırlı olmaktaydı. Yarı iletken güç anahtarlarının gelişimi ile paralel olarak inverterlerde de büyük oranda gelişmeler kaydedilmiştir.

Güç elektroniği ve bilgisayarlı kontrol alanlarındaki gelişmeler, A.A. hız kontrol sistemlerinin hızla yaygınlaşmasını sağlamıştır. Bilindiği gibi bu sistemlerin bir çoğunda Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) yöntemi kullanılmaktadır. DGM tekniği, yüksek güç yoğunluğu, hızlı geçiş cevabı ve kontrol kolaylığı nedeniyle endüstride yaygın olarak tercih edilmektedir. DGM yönteminden yüksek verim alabilmek için çalışma frekansı yükseltilebilir. Bu hızlı mikroişlemcilerle mümkün olabilmektedir. Bu durumda güç yoğunluğu daha da yükselir ve geçiş cevabı daha hızlı gerçekleşir. Fakat bu durumda yarı iletken güç elemanlarının anahtarlama kayıplar ile elektromagnetik girişim (EMI) ve gürültülerin arttığı da bilinmektedir. Bunların yanı sıra, ihmal edilemeyecek derecede harmonik akımlarının meydana gelmesi söz konusudur. Bu harmonik akımlar da verimliliğin azalmasına, demir ve bakır kayıplarının artmasına, momentte salınımlara ve makine ömründe kısaltmaya sebep olmaktadır. Bu sorunlardan dolayı üreticiler, hız kontrol sistemlerinde çeşitli çalışmalar yapmaktadırlar. Bu sorunları ortadan kaldırmak ve D.A. bara geriliminden daha fazla yararlanmak amacıyla, Uzay Vektör Modülasyonu (UVM) yöntemi geliştirilmiştir. UVM yöntemi doğrudan istenilen gerilimi verebilecek şekilde çalışır. UVM yöntemi, çıkış geriliminin %15 daha fazla olması ve anahtarlama sayısının, sinüzoidal DGM yöntemine göre yaklaşık %30 daha düşük olması nedeniyle, diğer güç elektroniği kontrol teknikleri ile karşılaştırıldığında daha etkilidir.[11][17][34]

Tarihten günümüze gözlenen bu gelişmelere paralel olarak literatürde de sürücü sistemleri ve kontrol teknikleri üzerinde yapılan pek çok araştırma yayınlanmıştır. Aşağıda bu konu üzerinde literatürde yapılan çalışmalara yer verilmiştir.

1990'da Matsuse, DGM yönteminden bahsetmiş ve DGM yöntemini, bir gerilim kaynaklı inverterde uygulamış, sistemin avantaj ve dezavantajlarını açıklayıcı bir çalışma yapmıştır. [19]

1992'de Holtz, DGM yönteminin üç fazlı inverterlerde ve endüstride kullanılabilirliğini incelemiş ve anahtarlama sırasını, anahtarlama kayıplarını ve anahtarlama frekansını detaylı olarak anlatmıştır. [26]

1995'de Bowes, DGM yöntemi sonucu ortaya çıkan harmonikleri incelemiş, güç kaynaklarında ve inverterlerde uygulanan DGM yöntemini geliştirici yönde bir çalışma yapmış ve sonuçlarını, klasik DGM' de elde edilen sonuçlar ile karşılaştırmıştır. [5]

1995'de Tomasin, DGM yönteminde kullanılan anahtarlama hakkında bir çalışma yapmış ve yüksek güçlerde çalışmak üzere tasarlanmış inverterlerde uygulanmak üzere yeni bir DGM anahtarlama mantığı geliştirmiştir. [30]

1996'da Blasko, çalışmasında DGM ve UVM çalışma prensiplerinden bahsetmiştir. UVM yöntemindeki sıfır gerilimlerin uygulanma sürelerini değiştirerek geliştirdiği yeni yöntemin dijital ve analog devrelerde daha çok kullanılabilir olduğunu savunmuştur. [3]

1996'da Holmes, UVM ve DGM yöntemlerini karşılaştırmış, UVM yönteminin harmonik performansını ve anahtarlama bakımından üstünlüğünü ispatlamaya çalışmıştır. [14]

1999'da Hava, DGM yönteminin aşırı modülasyon çalışma biçiminden bahsetmiş ve bu çalışma durumunda, tüm sistemin performansının nasıl etkileneceğini anlatmış, yeni bir dinamik aşırı modülasyon algoritması tasarlamıştır. [16]

1999'da Sul, DGM anahtarlama varyasyonlarını incelemiş ve en küçük anahtarlama kaybını verecek bir anahtarlama stratejisi üzerinde bir çalışma yapmıştır. Çalışmasının sonucunda anahtarlama kayıplarını UVM yöntemine göre %20 azaltmıştır. [27]

2000'de Zhang, DGM ve UVM çalışma durumunda çıkışta elde edilen gerilim ve akım harmoniklerini karşılaştırmış ve çok katlı DGM inverterleri incelemiştir. [33]

2000'de Wang, sinüs-üçgen karşılaştırmalı DGM ve UVM yöntemlerini açıklamış, anahtarlama stratejileri bakımından karşılaştırmış ve yaptığı simülasyon sonuçları ile pratikte elde ettiği sonuçları karşılaştırmıştır. [32]

2000'de Casadei, UVM yöntemi uygulanarak çalıştırılan motorların moment kontrolü üzerinde bir çalışma yapmış, UVM yöntemini açıklamış ve simülasyon sonuçları ile pratik sonuçları karşılaştırmıştır. [6]

2001'de Celanovic, çok seviyeli konverterler hakkında bilgi vermiş, UVM yöntemini incelemiş ve çok seviyeli konverterler üzerinde kullanılabilecek daha hızlı bir UVM algoritmasını açıklamıştır. [7]

2002'de Zhou, UVM ve sinüzoidal DGM yöntemleri üzerinde geniş bir araştırma yapmış ve bu iki yöntem arasındaki benzerliklerden ve farklardan bahsetmiştir. DGM ve UVM yöntemlerini geri beslemeli bir konvertere uygulamış ve sonuçları irdelemiştir. [34]

2002'de Mc Grath, DGM yönteminin, çok basamaklı inverterlerde kullanılabilirliğini incelemiş, pratik olarak bu yöntemi uygulamış ve teorik sonuçlarla karşılaştırmıştır. [20]

2002'de Chou, DGM yönteminde akım dalga şeklini düzeltmeye yönelik bir çalışma yapmış ve çalışmasında yeni bir anahtarlama stratejisi üzerinde durmuştur. [8]

2003'de Bose, UVM yönteminin aşırı modülasyon durumunda çalışmasını incelemiş ve bu durumdaki anahtarlama elemanlarının performanslarının ve anahtarlama frekansının çok iyi sonuçlar verdiğini anlatmıştır. [4]

2004'te Hao, UVM çalışma mantığından bahsetmiş ve UVM algoritmasını, PI denetleyicili bir konverter üzerinde denemiştir. UVM yönteminin karmaşık hesaplarından bahsetmiş ayrıca çıkış akım dalga şeklinin düzgün olması ve toplam harmonik distorsiyonun düşük olması sebebiyle, bu yöntemin diğer yöntemlere göre daha üstün olduğunu savunmuştur. [15]

Yapılan literatür çalışmalar incelendiğinde, DGM , UVM yöntemleri ve yeni stratejilerin geliştirilmesi üzerinde geniş araştırmalar yapıldığı görülmektedir. Bu tezde, bir inverter sürücü sistemi uygulaması yapılmıştır. Yapılan bu uygulamada, DGM ve UVM yöntemlerinin tasarlanan sürücü sistemi üzerinde gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır.

Bu amaçla tezin giriş bölümünde, bu konular ile ilgili günümüze kadar yapılmış çeşitli literatür çalışmalarına yer verilmiş, tezin amacından bahsedilmiş ve çalışmanın çok genel bir tanıtımı yapılmıştır.

Tezin ikinci bölümünde, DGM yöntemi hakkında temel bilgiler verilmiş, kullanılan DGM yöntemleri açıklanmış, çalışma prensipleri incelenmiş, DGM prensibine uygun yazılmış simülasyon programı anlatılmıştır.

Tezin üçüncü bölümünde, UVM yönteminden bahsedilmiş, UVM sinyallerini üretmek için kullanılan anahtarlama kombinasyonları verilmiş, UVM yönteminin üstünlüklerinden bahsedilmiş ve son olarak da UVM mantığına uygun olarak yazılan simülasyon programı anlatılmış ve sonuçları verilmiştir.

Tezin dördüncü bölümünde, tasarlanan inverter sürücü sistemi tanıtılmış, sistemin çalışma mantığı anlatılmış, tasarımda kullanılan devre elemanları açıklanmış, ölçümlerde kullanılan ekipmanlar anlatılmıştır.

Tezin beşinci bölümünde, BASIC programlama dilinde yazılan simülasyonun, UVM ve DGM çalışma biçimlerinde elde edilen sonuçları ile, tasarlanan sürücüden elde edilen sonuçları karşılaştırılmıştır, sürücüye UVM ve DGM yöntemlerinin uygulanmasıyla elde edilen akım, gerilim ve harmonik analiz grafikleri verilmiştir.

Tezin altıncı ve son bölümünde ise, bu çalışma sonucunda elde edilen sonuçlar ile ileriye dönük çalışmalardan bahsedilmiştir.



BÖLÜM 2. DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU (DGM)

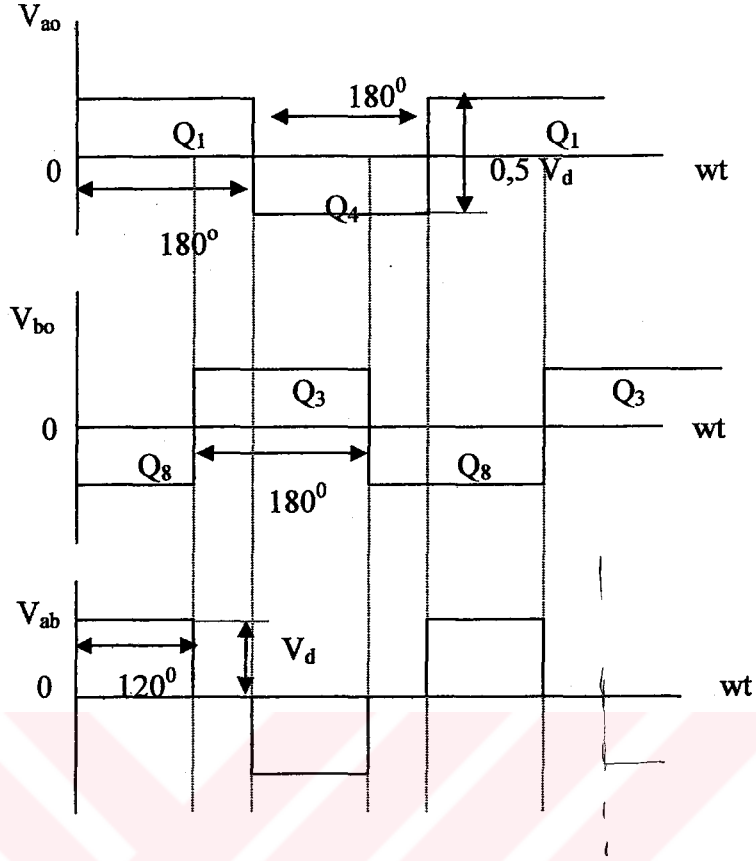
2.1 Giriş

Değişken hızlı tahrik sistemlerinin endüstriyel uygulamalarında, güç katı olarak, büyük bir çoğunlukla değişken genlik ve frekansın elde edilebilmesi için eviriciler kullanılmaktadır.

Eviriciler sabit doğru gerilim veya akımla beslenirler. Bu kaynaktan motor sargılarına uygulanmak üzere sinüzoidal akımlar elde edilebilmesi için en ekonomik ve uygulanması en kolay yöntem, giriş genliğinin sabit tutulduğu, fakat bu genliğin uygulanma süresinin yada darbe genişliğinin çıkışta istenilen sinüzoidal işarete göre modüle edilerek, darbe dizisi biçimindeki işaretlerin oluşturduğu yöntemdir. Bu modülasyon işlemi, darbe genişliklerini istenilen sinüzoidal işaretlere uygun olarak modüle ettiğinden dolayı Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM: Pulse Width Modulation, PWM) olarak adlandırılmaktadır.

2.2 Altı Basamaklı Çalışma

DGM ve SVM gibi kontrol metotlarının temeli, altı basamaklı çalışmaya dayanır. Altı basamaklı çalışma şeklide çıkış gerilimi tamamen basamaklı bir şekildedir ve çıkış gerilimi en büyük değerdedir. Bu çalışma şekli, inverterin her fazına ait üst ve alt anahtarların sıra ile periyodik olarak açılıp kapanması temeline dayanır. Bunun sonucunda da o fazın çıkışı kare dalga olmaktadır.Üç fazı göz önüne alırsak, her kare dalga arasında 120 derece faz farkı bulunmaktadır. Bu çalışma şekli, yıldız bağlı bir yüke uygulandığında, faz-nötr çıkış gerilim dalga şekli altı basamaktan oluşur.



Şekil 2.1. Altı basamaklı çalışmada gerilim dalga şekilleri

$$\begin{aligned}
 V_{ao} &= \frac{4V}{\pi} \left[\cos wt + \frac{1}{3} \cos 3wt + \frac{1}{5} \cos 5wt + \dots \right] \\
 V_{bo} &= \frac{4V}{\pi} \left[\cos(wt - 120^\circ) + \frac{1}{3} \cos 3(wt - 120^\circ) + \frac{1}{5} \cos 5(wt - 120^\circ) + \dots \right] \\
 V_{co} &= \frac{4V}{\pi} \left[\cos(wt + 120^\circ) + \frac{1}{3} \cos 3(wt + 120^\circ) + \frac{1}{5} \cos 5(wt + 120^\circ) + \dots \right]
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

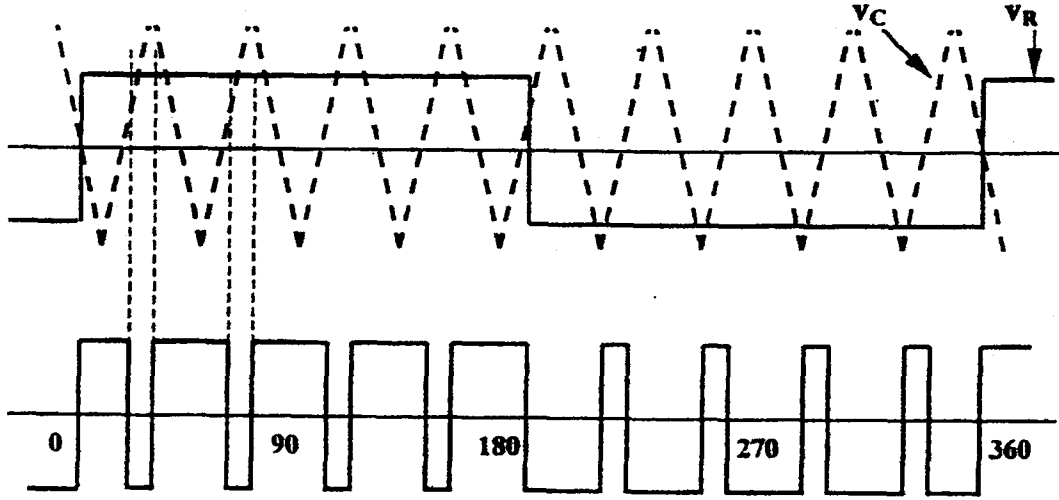
$$\begin{aligned}
 V_{ab} &= V_{ao} - V_{bo} \\
 V_{bc} &= V_{bo} - V_{co} \\
 V_{ca} &= V_{co} - V_{ao}
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

$$\begin{aligned}
V_{ab} &= \sqrt{3} \frac{4V}{\pi} \left[\cos(\omega t + 30) + 0 - \frac{1}{5} \cos 5(\omega t + 30) - \frac{1}{7} \cos 7(\omega t + 30) + \dots \right] \\
V_{bc} &= \sqrt{3} \frac{4V}{\pi} \left[\cos(\omega t - 90) + 0 - \frac{1}{5} \cos 5(\omega t - 90) - \frac{1}{7} \cos 7(\omega t - 90) + \dots \right] \\
V_{ca} &= \sqrt{3} \frac{4V}{\pi} \left[\cos(\omega t + 150) + 0 - \frac{1}{5} \cos 5(\omega t + 150) - \frac{1}{7} \cos 7(\omega t + 150) + \dots \right]
\end{aligned} \tag{2.3}$$

2.3 Kare Dalga DGM

Kare dalga DGM inverterlerde istenen referans çıkış sinyali kare dalgadır. Bunun için referans kare dalga sinyal ile bundan daha yüksek frekanslı bir üçgen sinyal ile karşılaştırılarak inverter yarı iletkenlerinin tetikleme zamanları belirlenebilmektedir. Bir yarım köprü için kontrol devresi sinyalleri şekil 2.2’de görülmektedir. Burada görüldüğü gibi yarı iletken elemanlarının tetikleme zamanları, iki sinyalin kesişimleri ile belirlenmektedir.

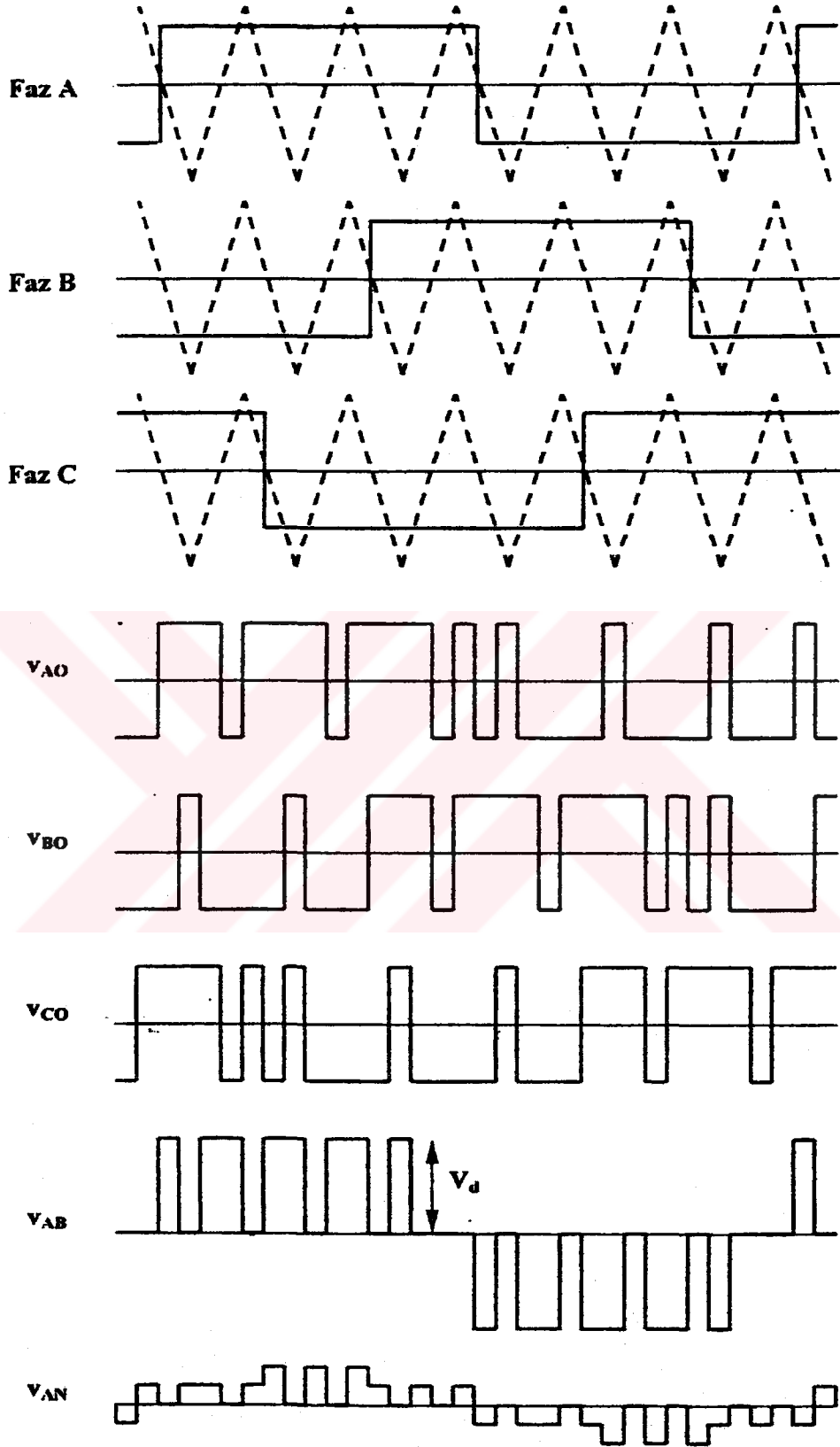
Kare dalga referans gerilimi V_R , üçgen gerilim V_c ’yi aştığı takdirde, çıkış “lojik 1” olur ve yarım köprüde üst devre iletim durumuna geçer. V_R referans sinyali, V_c ’den daha küçük olduğunda ise çıkış “lojik 0” olur ve alt devre iletime geçer. Buna göre çıkış gerilimi modüle edilmiş bir sinyaldir. Darbe dizisi şeklindeki bu gerilimin frekansı, referans kare dalgaının frekansına eşittir. Referans dalgaının bir yarım periyodundaki kesişimlerin sayısı ise referans sinyal ile üçgen sinyalin frekansları oranı ile belirlenir. Bu orana P taşıyıcı oranı denir.[12]



Şekil 2.2. Kare dalga DGM için referans ve taşıyıcı sinyaller

Üç fazlı inverterin her bir ayağına uygulanacak üçgen sinyal, tek bir kaynak tarafından sağlanabilir. Ancak üç fazlı kare dalga referans gerilimleri arasında 120 derecelik faz farkı istendiğinden dolayı bu kaynak uygun şekilde seçilmelidir. Üçgen sinyal ile faz sinyallerini oluşturan kare sinyallerin dengeli bir biçimde kesişimini sağlamak için de P taşıyıcı oranı , üç'ün katları olacak şekilde seçilmelidir. Bunun sonucunda her bir fazı tetikleyen sinyaller ve kutup gerilimleri, 120 derece faz farklı olarak aynı şekilde olacaktır.

Şekil 2.3'de böyle bir sisteme ait dalga şekilleri gösterilmektedir. Şekilde üç faz A,B ve C olarak tanımlanmış ve taşıyıcı oranı $P=6$ olarak seçilmiştir. V_{AO} , V_{BO} ve V_{CO} kutup gerilimleri gösterilmektedir. Faz-faz gerilimi $V_{AB} = V_{AO} - V_{BO}$ olarak tanımlanmış ve V_d büyüklüğündeki darbelerden oluşmaktadır. Yıldız bağlı yük durumu için faz- nötr gerilimi V_{AN} ile gösterilmektedir.



Şekil 2.3. Üç fazlı kare dalga DGM inverterin çıkış gerilim dalga şekilleri

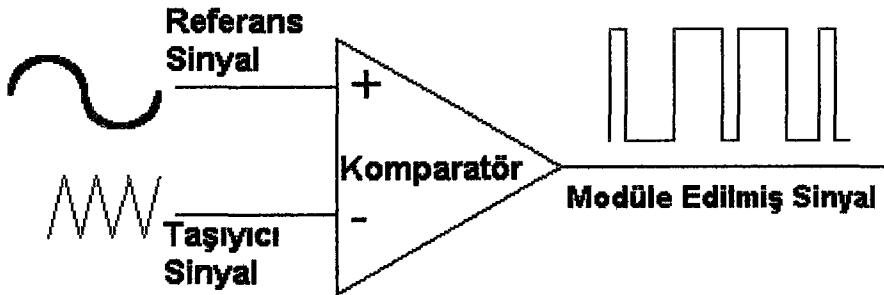
2.4 Sinüzoidal DGM

Günümüzde eviriciler, değişken hızlı Alternatif akım (A.A.) motor sürücülerinde sabit veya değişken D.A. geriliminden değişken 3-fazlı A.A. çıkış gerilimi üretmek için kullanılmaktadırlar. Sinüzoidal gerilim, genlik ve frekans ile tanımlandığından, bu iki büyüklüğün denetlenmesine yönelik bir teknik gerekmektedir.

DGM sisteminin, daha önce bahsedilen altı basamaklı çalışmaya ve kare dalga çalışmaya göre bazı üstünlükleri bulunmaktadır;

- Hız kontrol aralığı daha geniştir ve çok düşük frekanslarda ve hızlarda dahi çalışma tatmin edicidir.
- Çıkışta görülen düşük frekanslı moment dalgalanmalarına neden olmaz.
- Akım dalga formu her zaman sinüzoidaldir veya sintise yakındır.
- Güç faktörü her zaman yüksektir.

Endüstriyel uygulamaların çoğunda sinüzoidal kaynakla çalışan AA motorlar kullanılır. Bu yüzden inverter çıkışının yaklaşık olarak sinüzoidal olması istenir. Bu durumda referans sinyal sinüzoidal seçilerek daha yüksek frekanslı taşıyıcı üçgen sinyal ile karşılaştırma yapılır. Bunun sonucunda, sürücünün alt ve üst anahtarlardan hangisini iletime süreceği belirlenir. Bu yönteme “Sinüzoidal DGM” adı verilir.[12]

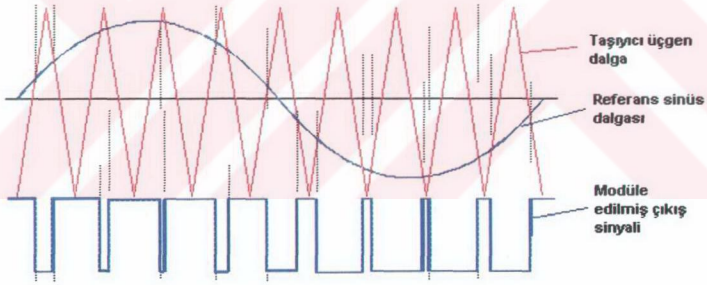


Şekil 2.4. Sinüzoidal DGM'nin çalışması

Karşılaştırmada kullanılan taşıyıcı üçgen sinyal, üç faz için ortak alınır. Sinüzoidal sinyalin frekansı ile üçgen sinyalin frekans oranı “P” taşıyıcı oranı olarak tanımlanır.

Sinüzoidal sinyalin genliğinin, üçgen sinyalin genliğine oranı “m” modülasyon endeksi olarak tanımlanır. Çıkış geriliminin kontrolü, sinüzoidal dalganın genliği değiştirilerek yapılır. Bunun sonucunda da çıkış gerilim sinyalindeki darbe genişlikleri değiştirilmiş olur.

Sinüzoidal DGM inverterin çıkış gerilimi $m = 1$ olduğunda maksimum olur. Bu durumda modüle edilen kutup geriliminde yarım periyot başına düşen alan, aynı şartlardaki kare dalga DGM’ye göre daha azdır. Bu yüzden sinüzoidal DGM inverterin maksimum çıkış gerilimi, kare dalga inverterin çıkış geriliminden daha küçük olmaktadır.



Şekil 2.5. $m < 1$ için sinüs-üçgen karşılaştırma ve çıkış sinyali

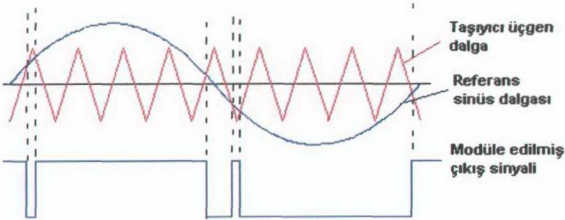
Darbelerin elde edilmesinde kullanılan sinüs fonksiyonları, makineye uygulanacak gerilimin genliği ve frekans bilgilerinden hareketle her bir faz için aşağıdaki gibi oluşturulmaktadır. Elde edilen üç fazlı sinüzoidal sinyaller arasında 120 derece faz farkı bulunmaktadır.

$$\begin{aligned}
V_a^{ref} &= V_m \sin \omega t \\
V_b^{ref} &= V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\
V_c^{ref} &= V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})
\end{aligned} \tag{2.4}$$

Karşılaştırma yapılacak taşıyıcı üçgen sinyalin fonksiyonu farklı şekillerde tanımlanabilir. Ancak aşağıda verilen fourier serisi şeklindeki fonksiyon, tam üçgen sinyale çok yakın bir sinyal elde edilmesini sağlamaktadır.

$$f(t) = \frac{8}{\pi^2} \left[\sin \omega t - \frac{1}{3^2} \sin 3\omega t + \frac{1}{5^2} \sin 5\omega t - \frac{1}{7^2} \sin 7\omega t + \dots \right] \tag{2.5}$$

Sinüzoidal DGM inverterde $m > 1$ olma durumuna “aşırı modülasyon” adı verilir. Referans ve taşıyıcı sinyaller arasındaki kesişimler azalacağından dolayı, kutup gerilimindeki darbelerin sayısı da azalacak fakat darbe süresi artacaktır. m daha büyük değerlerde olduğundan kesişim noktaları sadece sinüzoidal sinyalin sıfır geçişlerinde olacaktır. Bu durumda kutup gerilimi altı basamaklı inverter özelliği taşıyacağından sinüzoidal DGM inverter maksimum çıkış veren altı basamaklı çalışmaya geçecektir.



Şekil 2.6. $m > 1$ için sinüs-üçgen karşılaştırma ve aşırı modülasyon durumu

Özellikle yüksek güçlerde, anahtarlamaya bağlı çeşitli sorunlar ortaya çıkmaktadır. Bu sorunlar, DGM tekniğinin performansını önemli ölçüde etkilemektedir. Bu sorunlar şu şekilde sıralanabilir;

- Yüksek güçlerde, anahtarlama frekansı en fazla 500 Hz – 1 kHz olabilmektedir.
- Anahtarlama elemanlarını hızlı bir şekilde açıp-kapatmak mümkün değildir. Açıp kapatma işlemi arasında belirli bir süre beklenmelidir.
- Bu bekleme süresi sonucunda, özellikle yüksek frekanslarda çalışmada, kullanılabilir çıkış geriliminde önemli bir azalma gözlenmektedir.

Bahsedilen problemler, çıkış gerilimi ile birlikte anahtarlama frekansını senkronize bir şekilde ayarlamak ile çözülmektedir. Anahtarlama frekansının yarattığı sorunlar, düşük hızlarda düzgün akım ve gerilim dalga formu, yüksek hızlarda da maksimum çıkış geriliminin gerekliliği, darbe sayısını ani olarak değiştiren bir teknik bulunmuştur. Bu teknik “vites ayarı” olarak adlandırılır ve bu şekilde çıkış sinyalinin izleyeceği yol, aşağıdaki tablo’da verilmiştir.[12]

Tablo 2.1. Vites ayarı oranları

Çıkış Frekansı		Yarım Periyottaki Darbe Sayısı	Anahtarlama Frekansı	
Min.(Hz)	Maks.(Hz)		Min.(Hz)	Maks.(Hz)
0.6	1.2	243	291.6	583.2
1.2	1.9	135	324	513
1.9	3.4	81	307.8	550.8
3.4	5.6	45	306	504
5.6	10	27	302.4	540
10	17	15	300	510
17	34	9	306	612
34	60	5	340	600

Tabloya göre, anahtarlama frekansının 291 ile 600 arasında değiştiği görülmektedir. Ayrıca ani kademe değişikliklerinde akım ve gerilim dalga formunda bozulmalar görülmemektedir.

Motor yükü durumunda sargılara uygulanan gerilimlerinin sargılardan akıttığı akım, sargı endüktansının filtreleme etkisi sonucunda oldukça sinüzoidal bir biçimdedir. Bu akım dalga şekli ayrıntılı incelendiğinde, temel bileşenin yanı sıra istenmeyen harmoniklerin ve salınımların da bulunduğu gözlemlenir.

Bu harmoniklerin seviyelerinin azaltılması, harmoniklerin azaltılmasına yönelik anahtarlama yöntemleri kullanılarak mümkün olabilmektedir. Bu arada makineye uygulanan gerilim harmonikleri, makinenin elektriksel devresinde yer alan direnç ve endüktansların oluşturduğu alçak geçiren filtre etkisi ile süzülür ve akımda bu harmoniklerin etkisi daha azaltılmış olarak ortaya çıkar. Böylece makinede harmonikler nedeniyle oluşacak ek bakır kayıpları azaldığı gibi momentteki harmonik etkilerinden dolayı oluşacak salınımlar da ortadan kalkacaktır.

DGM gerilim dalga işaretler çoğunlukla MOSFET yada IGBT tipindeki güç anahtar elemanlarının hızlı bir şekilde ilettime ve kesime sokulması ile elde edilir. Güç katında yer alan anahtarlama elemanlarının ilettime girme ve kesime girme süreleri anahtarlama frekansını verir. Anahtarlama frekansının artması, stator sargılarından geçen akımların harmonik bileşenlerinin azalmasına, ancak anahtarlama elemanlarının anahtarlama kayıplarının artmasına neden olmaktadır.

Motor faz sargılarına uygulanan DGM geriliminin dalga şekline ve yüke bağlı olarak oluşan faz akımlarının, istenen temel bileşenin yanında harmonik akım bileşenlerini de içerdiği görülür. Akımda en yüksek genlikli temel bileşene ek olarak, dengeli sistemlerde 3,5,7,9,11,... gibi tek dereceli harmonikler de yer alacaktır. Buna karşılık stator sargıları üçgen veya yıldız bağlı ve yıldız noktası yalıtılmış olan makinelerde 3 ve 3'ün katı harmonikler makinenin akımında yer almayacaktır. Ancak bu durumda 5,7,11,13,... gibi harmonik bileşenlerin yanı sıra, güç anahtar elemanlarına uygulanan DGM dalga şeklindeki darbelerde de harmonik bileşenler olacaktır. Anahtarlama frekansının artması ile, akımdaki harmonikler azalırken, temel bileşene yakın harmonikler, anahtarlama elemanlarının uygun şekilde açılıp kapanmaları ile kontrol edilebilir. Amaç, çıkış dalga şeklinin olabildiğince sinüs formuna yaklaştırılması ve böylece ek kayıpların ve moment salınımlarının azaltılmasıdır. Bu da hızlı anahtarlama elemanlarının kullanılması ile mümkün olabilmektedir.[12]

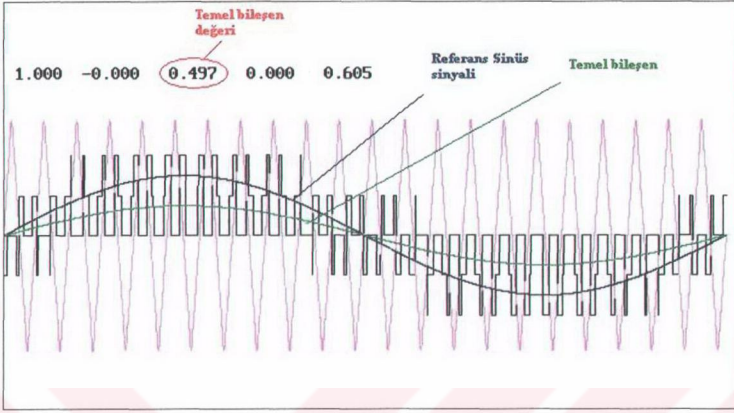
2.4 DGM İşaretlerinin Simülasyon Yolu ile Elde Edilmesi ve Analizi

Genel bir darbe genişlik modüleli dalga şekli için analitik hesaplama oldukça karmaşık ve zaman alıcıdır. Alternatif olarak, bu analiz nümerik yöntemler kullanılarak da yapılabilir. Bu çalışmada bilgisayar tarafından üretilmiş DGM faz-nötr dalga şeklinin nümerik analiz yolu ile incelenmesi tercih edilmiştir. Q-Basic dilinde yazılmış olan program ek C’de verilmiştir.

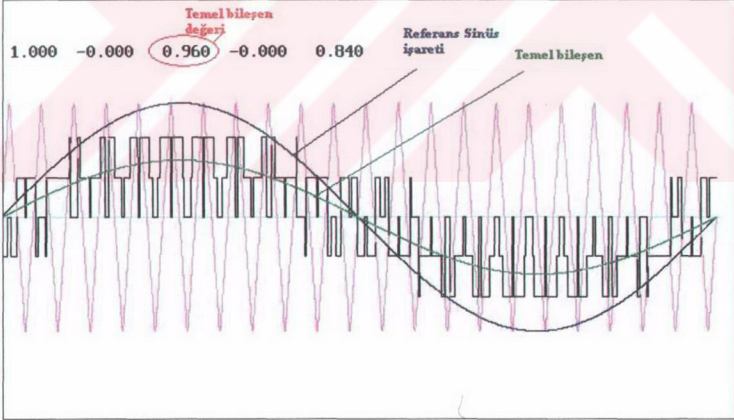
DGM çalışma mantığı esas alınarak yazılan bu programda, öncelikle taşıyıcı üçgen dalga ve aralarında 120 derece faz farkı bulunan üç adet sinüs dalga tanımlanmaktadır. Programda taşıyıcı dalganın frekansı, referans sinüzoidal dalganın frekansının 22 katı olacak şekilde seçilmiştir. Programın diğer adımlarında, taşıyıcı dalga ile referans dalganın karşılaştırılması yapılmaktadır. Karşılaştırma sonucunda elde edilen faz-nötr grafiği ekrana yansıtılmaktadır. Aynı zamanda, elde edilen faz-nötr geriliminin istenilen sayıdaki harmonik bileşenleri ve tüm dalganın etkin değeri programın içinde yapılan hesaplamalar sonucunda ekranda gözlenebilmektedir.

Daha önce de değinildiği gibi, DGM yönteminde çıkış geriliminin kontrolü, sinüzoidal dalganın genliği değiştirilerek yapılır. Bunun sonucunda da çıkış gerilim sinyalindeki darbe genişlikleri değiştirilmiş olur.

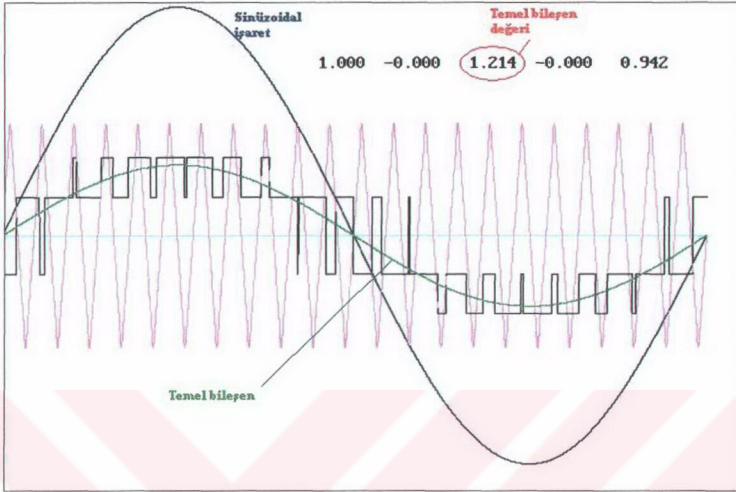
m modülasyon endeksi, teorik olarak 1 olmaktadır ancak yapılan analizlerde $m=1$ için faz nötr geriliminin temel bileşenin en fazla 0.96 civarında gerçekleştiği gözlenmiştir. Bu belirleme pratik deneylerde de gözlenmiştir. m’in daha büyük değerlerinde (aşırı modülasyon durumunda) çıkış gerilim sinyalinde bozulmalar gözlenmiştir ve sistem kare dalga çalışmaya geçmektedir. Ayrıca m değeri arttıkça, temel bileşen değerinin de arttığı gözlenmiştir. Farklı m değerlerinde çalıştırılan simülasyonun çıkış sinyalleri ve temel bileşenin değeri aşağıda verilmiştir.



Şekil 2.7. $m = 0,5$ ve $P = 22$ için sinüzoidal DGM simülasyon faz-nötr çıkış dalga şekli



Şekil 2.8. $m = 1$ ve $P = 22$ için sinüzoidal DGM simülasyon faz-nötr çıkış dalga şekli



Şekil 2.9. $m = 1,96$ ve $P = 22$ için aşırı modülasyon durumu ve sinüzoidal DGM simülasyon faz-nötr çıkış dalga şekli

BÖLÜM 3. UZAY VEKTÖR MODÜLASYONU

3.1 Giriş

DGM tekniği, yüksek güç yoğunluğu, hızlı geçiş cevabı ve kontrol kolaylığı nedeniyle endüstride yaygın olarak tercih edilmektedir. DGM yönteminden yüksek verim alabilmek için yüksek frekanslarda çalışmak gerekmektedir. Fakat bu durumda yarı iletken güç elemanlarının anahtarlama kayıplarının artması ve ihmal edilemeyecek derecede harmonik akımlarının meydana gelmesi söz konusudur. Bu sorunları ortadan kaldırmak ve D.A. bara geriliminden daha fazla yararlanmak amacıyla, Uzak Vektör Modülasyonu (UVM) yöntemi geliştirilmiştir.

3.2 Uzak Vektör Modülasyonu (UVM)

Burada anlatılacak DGM yaklaşımı , duran eksen takımındaki gerilim uzak vektörü gösterimine dayanmaktadır. UVM tekniğindeki asıl amaç, herhangi bir referans vektörün, ardışık iki uzak vektörü ve sıfır vektörler kullanarak sentezlenmesidir.

Dengeli 3-fazlı gerilimler, duran eksen takımında, gerilimlerin genliğine eşit sabit genlikli ve $2\pi f_{ref}$ hızıyla dönen uzak vektörleri ile temsil edilmektedir.

Daha sonrada görüleceği üzere, eviricinin olası 8-durumu, 2 sıfır vektörü ve altıgen formundaki aktif 6-durum vektörleri ile temsil edilmektedir.

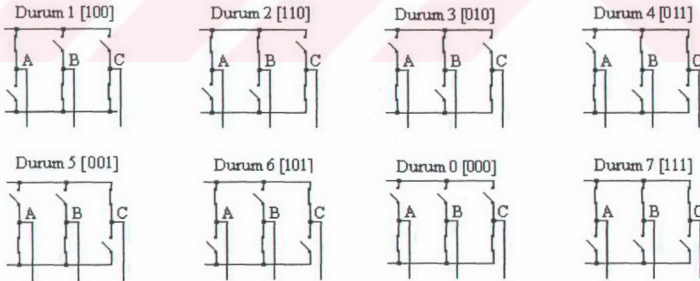
Uzak Vektör Modülasyonu (UVM=SVM; Space Vector Modulation), bitişik 2-durum ve sıfır vektörleri arasındaki anahtarlama ile, her bir anahtarlama süresince dönen eksen vektörlerine yaklaşmaktadır. Güç elemanlarının efektif anahtarlama frekansını minimumda tutabilmek için, bu vektörler arasındaki geçiş sırası, her bir adımda sadece bir anahtarlama elemanı etkilenecek şekilde düzenlenmektedir.

Bu yöntemle evirici kapasitesinden en yüksek oranda yararlanılabileceği açıktır. Bu modülasyon tekniğinin üstünlükleri şunlardır;

1. Anahtarlama zamanlarının basitçe sayısal hesabı,
2. Sinüs-üçgen tekniğine göre DA bara geriliminden %15 daha fazla yararlanma,
3. Düşük harmonik etkiler, sinüs-üçgene göre yüksek modülasyon indeksi.

3.3 Evirici Durumları

Üç-fazlı gerilim beslemeli evirici (VSI=Voltage Source Inverter) için her bir faz gerilimi, üst veya alt koldaki anahtarların açık ve kapalı olma durumuna bağlıdır. Bu nedenle, VSI evirici için mümkün olabilecek 8 durum vardır. Bu durumlar Şekil 3.1. 'de gösterilmektedir. Bunlardan 6 tanesi aktif, 2 tanesi ise sıfır durumunu oluşturmaktadır. Durum 1 'den 6 'ya kadar olanlar aktif, durum 0 ve 7 ise sıfır durumlarıdır. Aktif durumlar bir üst ve iki alt veya iki üst bir alt koldaki evirici anahtarının iletime geçmesiyle oluşmaktadır. Sıfır durumları ise 3 üst veya 3 alt anahtarın kapanması ile oluşmaktadır. Bu 2 durum motor akımlarının kaynağa geri verilmesini sağlayan serbest geçiş durumlarıdır. [34]

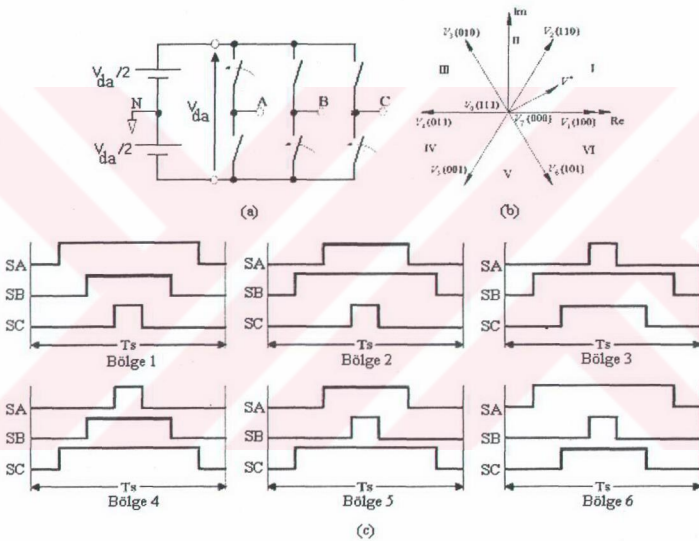


Şekil 3.1. Üç-fazlı VSI için mümkün olan 8 anahtarlama durumu.

Şekil 3.2. 'ye göre eviricinin A kutbunun üst anahtarı kapalı ve diğer kolların alt anahtarlarının kapalı olduğu göz önüne alındığında, A,B ve C kutup gerilimleri sırası ile $1/2V_{da}$, $-1/2V_{da}$, $-1/2V_{da}$ olmaktadır. Bu durum (100) olarak gösterilmektedir.

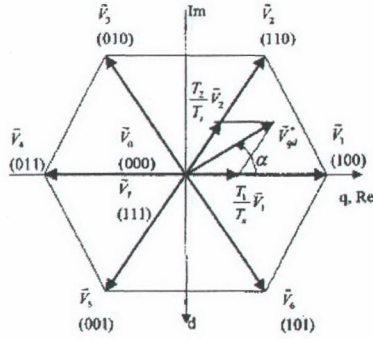
6-aktif durum, uzay vektörleri ile kolayca ifade edilebilmekte ve bu vektörler Şekil 3.3 'de görüldüğü üzere oluşan düzlemi altıya bölmektedirler.

$\vec{V}_{ref}$ uzay vektörü, T_s ise anahtarlama periyodu olarak tanımlanabilir. T_s anahtarlama periyodunun yeterince küçük olduğu varsayılırsa, $\vec{V}_{ref}$ 'nin bu aralıkta sabit olduğu düşünülebilmekte ve bu vektör makinenin temel davranışlarını belirlemektedir.



Şekil 3.2. (a) $V_1=(100)$ evirici durumunun anahtarlama yapısı, (b) Duran eksen takımında evirici durumlarının gösterimi, (c) Bölgelere ait evirici anahtarlama işaretleri.

Uzay vektör modülasyonu; her bir $\vec{V}_{ref}$ vektörü Şekil 3.3 'de kapalı olarak çizilen altıgenin içindedir ve bitişik aktif vektörler ve sıfır uzay vektörlerinin ağırlıkları ile belirlenmektedir, temeline dayanmaktadır. Böylece her bir çevrimde, istenilen referans vektör, 4 evirici durumu arasındaki anahtarlama ile elde edilebilmektedir.

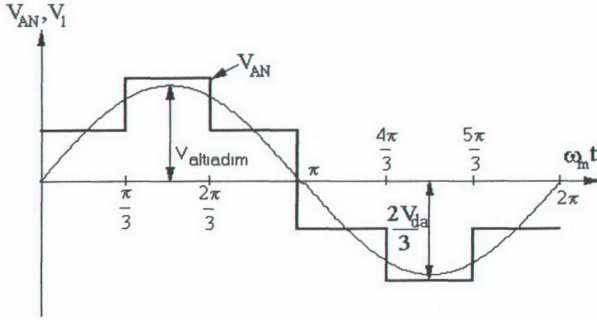


Şekil 3.3. Duran eksen takımında vektörlerin gösterimi

$\vec{V}_{ref}$ vektörünün k. bölgede olduğu düşünülürse aktif olan vektörler $\vec{V}_k$ ve $\vec{V}_{k+1}$ 'dir (eğer k=6 olursa k+1=1 olmaktadır). En iyi harmonik performansını ve her bir güç elemanının minimum anahtarlama sayısının elde edebilmesi için bir durumdan diğerine geçişte sadece bir anahtar konum değiştirecek şekilde durumlar belirlenmektedir. Yani, sıra sıfır durumu ile başlıyorsa, evirici kutuplarının diğer sıfır durumuna kadar sırayla konum değiştirmesi ile gerçekleşmektedir. Bunun sağlanması çevrimin ilk sıfır durumu ile sonlanmasına bağlıdır. Örnek olarak, referans vektör bölge-1 içinde yer alıyorsa, durum sırası ...0127210..., bölge-4 için ...0547450... olmalıdır. UVM yönteminin ana kısmı her bir ayar çevriminde aktif ve sıfır durum zamanlarının hesaplanmasıdır. Bu, istenilen değerin uygulanan ortalama gerilime eşitlenmesi ile hesaplanabilmektedir.

3.4 Evirici Kapasitesi ve Referans Gerilimin Tanımlanması

Şekil 3.3. 'deki altıgen, gerçekleştirilen gerilim uzay vektörleri alanını göstermektedir. UVM' nin kullanılması ile altıgen içinde yer alan herhangi bir gerilim uzay vektörü rahatlıkla analiz edilebilmektedir. Evirici için kullanılan DA kaynak tarafından üretilen en büyük temel faz gerilimi, altı adımlı çalışmada meydana gelmektedir. Bu faz gerilimi Şekil 3.3 'de gösterilmektedir. Her bir aktif evirici durumu çalışmasına karşılık gelen gerilim seviyesi şekilden gözlenmektedir.



Şekil 3.4. Altı adım çalışmada evirici faz gerilimi ve temel bileşen.

Şekil 3.4 ‘teki altı adım çalışmaya ait dalga şeklinde temel bileşen görülmektedir. Fourier analizine göre temel bileşen aşağıdaki gibi verilebilir.

$$V_{altı_adım_max} = \frac{4}{\pi} \frac{V_{da}}{2} \quad (3.1)$$

Daha öncede bahsedildiği üzere klasik sinüzoidal DGM ile teorik olarak elde edilebilecek temel bileşen gerilimi $V_{da}/2$ ‘dir.

Altı adım yönteminde istenilen temel genliğin en büyük çıkış temel genliğe oranı olarak tanımlanan modülasyon indeksi aşağıdaki gibidir.

$$m = \frac{\left| \vec{V}_{ref} \right|}{V_{max\ altitua}} = \frac{\pi}{2} \frac{V_{ref}}{V_{da}} \quad (3.2)$$

Böylece, referans uzay vektörü, karmaşık düzlemde V_{ref} yarıçaplı ω açılabilir hızıyla dönen dairesel bir yörünge tanımlamaktadır. Açıkça görüldüğü gibi UVM yöntemi ile elde edilebilecek en büyük gerilimin genliği Şekil 3.3. ‘deki altıgeni çevreleyen dairenin yarıçapına karşılık gelmektedir. Elde edilebilecek en büyük temel faz gerilimi,

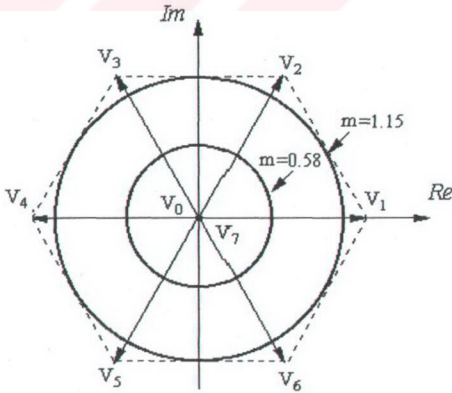
$$\left| \vec{V}_{ref} \right|_{\max} = \frac{2}{3} V_{da} \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (3.3)$$

dir. Bu duruma karşılık gelen en büyük modülasyon indeksi ise aşağıdaki şekildedir.

$$m_{\max} = \frac{\left| \vec{V}_{ref} \right|}{V_{\max \text{ altı } ad}} = \frac{1/\sqrt{3} V_{da}}{2/\pi V_{da}} = 0.906 \quad (3.4)$$

Görüleceği üzere, UVM kullanılarak elde edilebilecek en büyük temel bileşen tepe değeri evirici kapasitesinin %90.6 'sı olmaktadır. Bu, klasik DGM 'ye göre %15 'lik bir artışa karşılık gelmektedir.[2]

Şekil 3.5 'te iki farklı referans gerilim yörüngesi, 0.58 ve 1.15 için gösterilmektedir. Modülasyon endeksinin 1.15 'e kadar olan çalışma bölgesine düşük ayar veya doğrusal (Undermodulation, linear) çalışma bölgesi denir. Şekilden de görüleceği üzere UVM ile elde edilebilecek en büyük gerilimin genliği dıştaki dairenin yarıçapına karşılık gelmektedir. Bu daire, aktif durum vektörlerinin sonlarına bağlı hatların orta noktaları ile teğettir.



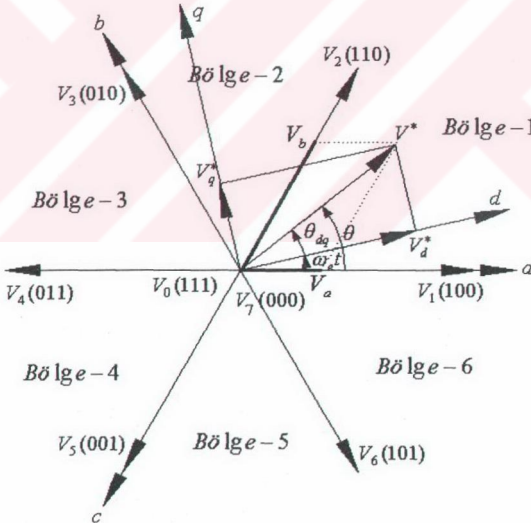
Şekil 3.5. $m=0.58$ ve $m=1.15$ için referans gerilim vektörünün izleyeceği yörünge.

3.5 Çalışma Bölgelerinin Belirlenmesi

UVM yapısının ilk adımı, istenilen uzay vektörünün içinde yer aldığı bölgenin belirlenmesidir. Bu, Şekil 3.6 'dan görüleceği gibi θ_{dq} açısının belirlenmesi ile bulunabilmektedir.

$$\theta_{dq} = \tan^{-1} \left(\frac{V_q^*}{V_d^*} \right) \quad (3.5)$$

Uzay vektörünün bulunduğu bölge (b) ise aşağıda verildiği şekilde belirlenebilmektedir.



Şekil 3.6. Uzay Vektörleri ve referans gerilim vektörün aktif vektörlerden analizi.

$$b = \begin{cases} 1 & \text{\textit{\textbf{şayet}}} & 0 \leq \theta_{dq} \leq \frac{\pi}{3} \\ 6 & \text{\textit{\textbf{şayet}}} & \frac{5\pi}{3} \leq \theta_{dq} \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.6)$$

Görüldüğü gibi bu yaklaşım için her ayar çevriminde ters tanjant fonksiyonunun hesaplanmasını gerekmektedir. Bu zaman harcayan bir hesaplamadır ve büyük tablolar gerektirmektedir.

Diğer bir yaklaşım olarak çalışma bölgesi, şu şekilde hesaplanabilir;

UVM ile ω frekanslı, V_{ref} genlikli dengeli 3-fazlı sistem üretilecek olursa,

$$\begin{aligned} V_{AN} &= V_{ref} \cos(\omega t) \\ V_{BN} &= V_{ref} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{CN} &= V_{ref} \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.7)$$

olmaktadır.

$$\begin{aligned} V_A > 0 &\Rightarrow A = 1 & V_B > 0 &\Rightarrow B = 1 & V_C > 0 &\Rightarrow C = 1 \\ V_A < 0 &\Rightarrow A = 0 & V_B < 0 &\Rightarrow B = 0 & V_C < 0 &\Rightarrow C = 0 \end{aligned}$$

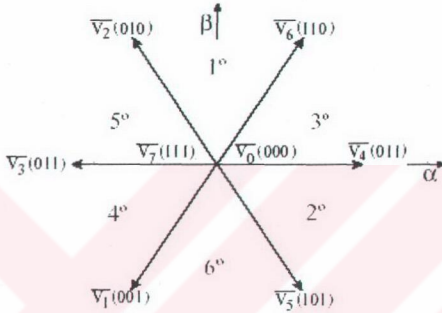
Çalışma bölgesi de, Bölge=A+2B+4C ile bulunur.

3.6 Aktif Durum Sürelerinin Hesaplanması

Genel olarak, anlık istenilen gerilim uzay vektörü kartezyen yapıda aşağıda verildiği şekildedir.

$$V^* = \sqrt{V_d^{*2} + V_q^{*2}} \quad (3.8)$$

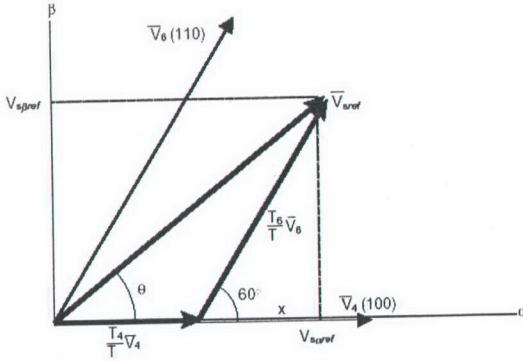
Yazılımda uygulama kolaylığı nedeniyle bölgeler sıra ile değil, Şekil 3.7’de görüldüğü gibi seçilmiştir. Şekil 3.7’ de görüldüğü gibi istenilen gerilimin üçüncü bölge içinde yer aldığı düşünülecek olursa, bu vektör o bölgenin sınırlarını oluşturan komşu iki vektörün bileşenleri şeklinde yazılabilir.



Şekil 3.7. Komşu vektörlerin ayırdığı bölgeler

Üç fazlı gerilimler, (α, β) düzleminde, Clarke transform eşitliğinde şu şekilde yazılabilir;

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$



Şekil 3.8.Referans vektör ve bileşenlerine ayrılması

V_{sref} referans vektörünün üçüncü bölgede olduğu varsayılırsa, komşu vektörler cinsinden uygulama süresi aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned} T &= T_4 + T_6 + T_0 \\ \vec{V}_{sref} &= \frac{T_4}{T} \vec{V}_4 + \frac{T_6}{T} \vec{V}_6 \end{aligned} \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned} V_{sref} &= \frac{T_6}{T} \|\vec{V}_6\| \cos(30^\circ) \\ V_{sref} &= \frac{T_4}{T} \|\vec{V}_4\| + x \\ x &= \frac{V_{sref}}{\tan(60^\circ)} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Sonuç olarak, V_4 ve V_6 vektörlerinin uygulama süresi;

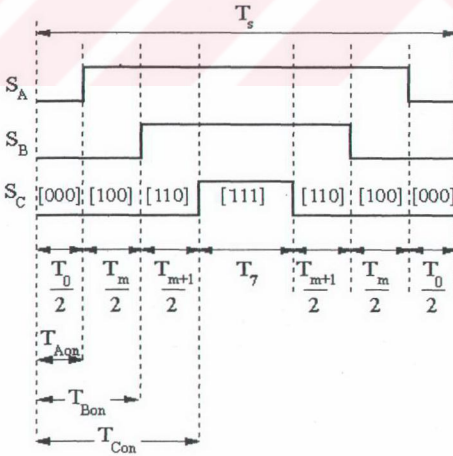
$$\begin{aligned} T_4 &= \frac{T}{2V_{DC}} (3V_{sref} - \sqrt{3}V_{sref}) \\ T_6 &= \sqrt{3} \frac{T}{V_{DC}} V_{sref} \end{aligned} \quad (3.12)$$

olmaktadır.

3.7 Evirici Anahtarlama İşaretlerinin Üretilmesi

Belirli modülasyon çevriminde aktif ve sıfır zamanlarının hesaplanması ile eviriciye uygulanacak S_A , S_B ve S_C işaretlerinin üretilmesi mümkündür. Uygulanabilecek değişken evirici durumlarında pek çok olası sıra olmasına rağmen, bir evirici durumunda diğerine geçişte minimum anahtarlama frekansının elde edilebilmesi için sadece bir evirici kutbunun anahtarlama gerekmektedir. Ek olarak sıfır durumları bütün bölgeler için ortak olduğundan, her bir ayar çevriminin birinci veya ikinci sıfır durumu ile başlamasına ve bitmesine uygun olduğu ortaya çıkmaktadır. Kolaylık için toplam sıfır zamanı genellikle iki sıfır durumu arasında iki eşit parçaya bölünmektedir. Bütün bu şartlar simetrik anahtarlama işaretleriyle mümkün olmaktadır.

Her bir çevrimin hangi sıfır durumu ile başlayacağı keyfidir. Şekil 3.9’ da çevrim, Durum-0 (000) ile başlamakta ve her bir evirici kutbu Durum-7 ‘ye kadar konum değiştirmektedir. Evirici işaretlerinin bu yaklaşımla üretilmeleri harmonik avantajlarından dolayı yaygın olarak kullanılmaktadır ve bu Çift Kenarlı Uzak Vektör Modülasyonu olarak adlandırılmaktadır.



Şekil 3.9. Bölge-1 için Çift Kenarlı UVM için evirici anahtarlama işaretleri.

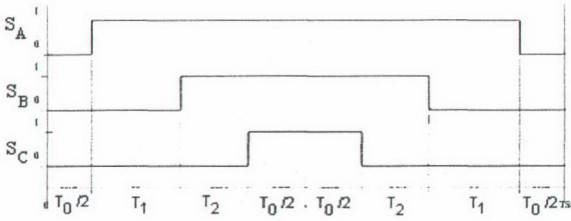
Şekil 3.9 ‘da, T_{Aon} , T_{Bon} , T_{Con} ‘la konum değiştiren evirici kutuplarının bir örnekleme zamanı (T_s) içindeki kapalı kalma sürelerini göstermektedir. Bir bölgeden diğerine geçişte ki değişim düşünülürse, anahtarların kapalı kalma zamanları bu aktif ve sıfır durum zamanlarının fonksiyonları olarak Tablo 3.1 ‘de gösterilebilir. [11]

$$T_0 + T_m + T_{m+1} = \frac{T_s}{2} \quad (3.13)$$

Tablo 3.1. Çalışma bölgelerinin fonksiyonu olarak üç evirici kutbunun anahtarlama zamanları.

BÖLGE	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}
1	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0 + T_m}{2}$	$\frac{T_0 + T_m + T_{m+1}}{2}$
2	$\frac{T_0 + T_{m+1}}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0 + T_m + T_{m+1}}{2}$
3	$\frac{T_0 + T_m + T_{m+1}}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0 + T_m}{2}$
4	$\frac{T_0 + T_m + T_{m+1}}{2}$	$\frac{T_0 + T_{m+1}}{2}$	$\frac{T_0}{2}$
5	$\frac{T_0 + T_m}{2}$	$\frac{T_0 + T_m + T_{m+1}}{2}$	$\frac{T_0}{2}$
6	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0 + T_m + T_{m+1}}{2}$	$\frac{T_0 + T_{m+1}}{2}$

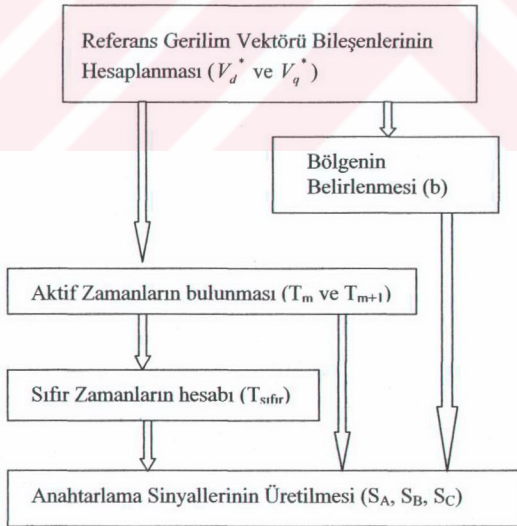
Anahtarlama yapısına örnek olarak bölge-1 için Şekil 3.10 ‘daki gibidir.



Şekil 3.10. Referans vektörün bölge-1 üzerinde yer alması durumunda evirici anahtarlama işaretleri.

3.8 UVM Akış Şeması

UVM 'nin gerçekleştirilebilmesi için Şekil 3.11 'de gösterilen akış diyagramı kullanılmaktadır. Genel olarak referans gerilim, sayısal akım denetleyicinin çıkışından elde edilmektedir.



Şekil 3.11. UVM Akış Diyagramı.

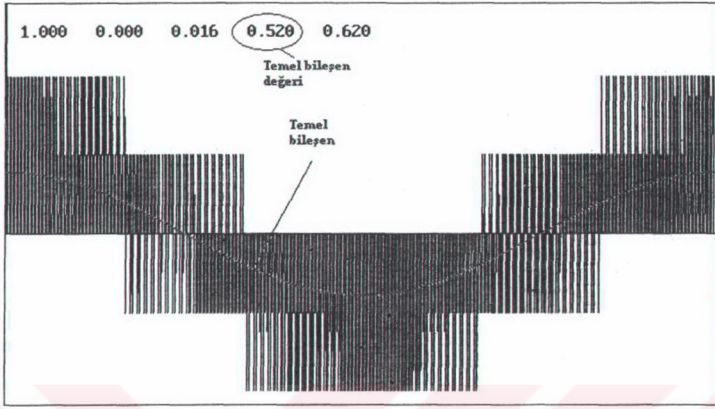
3.9. UVM İşaretlerinin Simülasyon Yolu ile Elde Edilmesi ve Analizi

Analitik olarak UVM işaretlerinin ve faz nötr gerilimlerinin üretilmesi ve hesaplanması oldukça karmaşık ve zaman alıcıdır. DGM yönteminin incelenmesinde kullanıldığı gibi, bu yöntemde de bilgisayar tarafından üretilmiş UVM faz-nötr dalga şeklinin nümerik analiz yolu ile incelenmesi tercih edilmiştir. Q-Basic dilinde yazılmış olan program ek D’de verilmiştir.

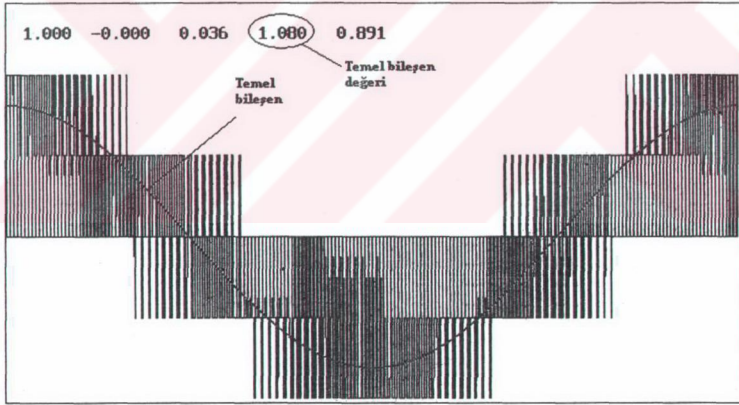
UVM çalışma mantığı esas alınarak yazılan programın birinci kısmında, öncelikle üç fazlı dengeli referans gerilimleri oluşturulur. Bu gerilimler Clarke dönüşümü yardımıyla iki eksenli uzay vektörü bileşenleri elde edilir. Daha sonra uzay vektörü, sektörün sınırlarını oluşturan iki vektörün bileşenleri ve sıfır vektörler cinsinden ifade edilmektedir. Bu vektörlerin kullanım sürelerine bağlı olarak UVM anahtarlama işaretleri üretilmektedir. Elde edilen faz-nötr gerilimine ait veriler bir dosyaya kaydedilmektedir.

Programın ikinci bölümünde ise daha önceden kaydedilen dosyadaki bilgiler işlenerek elde edilen faz-nötr gerilim dalga şekli ekranda çizilmektedir. Aynı zamanda elde edilen faz-nötr geriliminin temel bileşen değeri ve programın içinde yapılan hesaplamalar sonucunda istenilen derecelerdeki harmonik değerleri ekranda görülebilmektedir

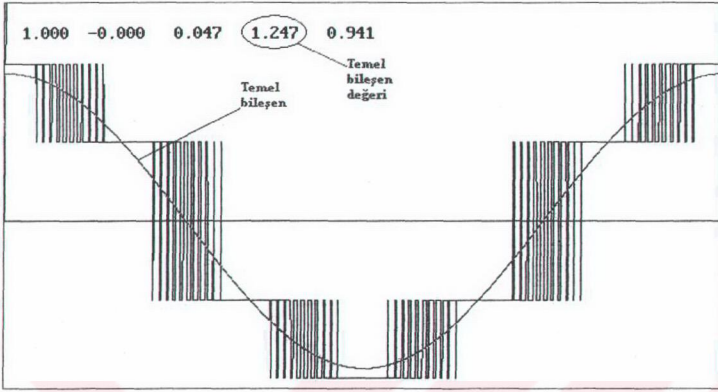
Kullanılan simülasyon da ve sürücüde en fazla $m=1,15$ değerine kadar çıkılabilmektedir. m 'nin daha büyük değerlerinde, çıkış gerilim sinyalinde bozulmalar gözlenmiştir ve sistem kare dalga çalışmaya geçmektedir. Farklı m değerlerinde çalıştırılan simülasyonun çıkış sinyalleri ve temel bileşenin değeri aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.12. $m = 0.55$ için SVM simülasyon faz-nötr çıkış dalga şekli



Şekil 3.13. $m = 1.15$ için SVM simülasyon faz-nötr çıkış dalga şekli



Şekil 3.14. $m = 2,15$ için SVM simülasyon faz-nötr çıkış dalga şekli

BÖLÜM 4. GENEL AMAÇLI BİR SÜRÜCÜ TASARIMI

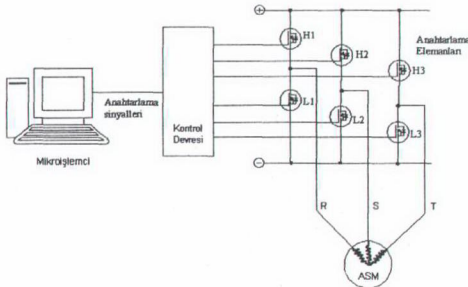
4.1 Giriş

Alternatif akım makinelerinin hız ayarı, eviriciler yardımıyla yapılabilir. Eviriciler, zamana bağlı olmayan doğru bir sinyali (DC), zamana bağlı olarak değişebilen, genliği ve frekansı ayarlanabilen alternatif bir sinyale (AC) dönüştüren sistemlerdir. Eviriciler kontrol devresi ve güç katı olmak üzere iki temel kısımdan meydana gelirler.

Tezin bu bölümünde, laboratuvar koşullarında IR2130 tümleşik devresi kullanılarak pratik olarak gerçekleştirilmiş bir sürücü devresinden bahsedilecektir.

4.2 Gerçeklenen Sistemin Yapısı

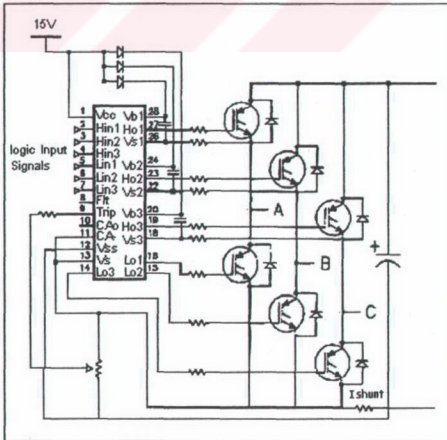
Pratik olarak gerçekleştirilen sürücü sisteminin yapısı, şekil 4.1'de gösterilmiştir. Görüldüğü gibi bir bilgisayarın yada mikro kontrolörün çıkış portundan üretilen sinyaller, evirici tarafından işlenmekte ve motor için gerekli olan üç fazlı sinyallere dönüştürülmektedir. Tasarlanan bu kısımlara ayrı ayrı yer verilecek ve detaylı olarak değinilecektir.



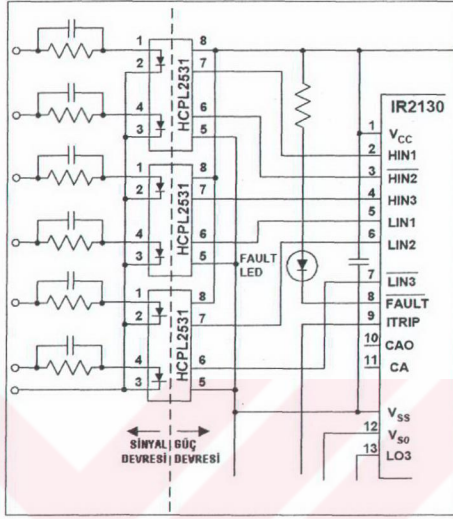
Şekil 4.1. Sürücü sistemin yapısı

4.2.1 Kontrol devresi

Kontrol devresinin tasarımında, International Rectifier firmasının sağlanan uygulama notları kullanılmıştır. IR2130 tümleşik devresi 600 V'luk ofset gerilimlerine kadar kullanılmakta, 15 V'luk tek bir d.a kaynak ile çalışmaktadır. 600 V'luk ofset gerilim kapasitesi, tümleşik devrenin 200 V'luk şebekenin doğrultulması ile elde edilen 310 V'luk ara devre gerilimlerinde kullanılmasına olanak vermektedir. Alt anahtarlar için 15 V'luk kaynak doğrudan kullanılmakta, üst anahtarlar için diyotlar ve Bootstrap kondansatörleri ile elde edilen yapay güç kaynakları kullanılmaktadır. Bootstrap kondansatörleri gereksinim duyulan üst anahtar iletim süresine bağlı olarak seçilmektedir. Genel olarak uzun darbeler için daha büyük değerde kondansatörlere ihtiyaç vardır. Ayrıca akım algılama direnci kullanılarak doğru akım dönüş hattından geçen akım algılanmakta ve bu şekilde akım sınırlaması ve akım ölçümü yapılabilmektedir. IR2130 tümleşik devresinin en faydalı özelliklerinden birisi de alt ve üst anahtarlar arasında 2,5 μ s'lik bir ölü zaman oluşturmaktadır. Bu sayede kollaraki çakışmalar tümüyle elimine edilerek DGM ve aktif filtre uygulamaları için son derece elverişli bir kontrol katı tasarımına olanak vermektedir. 2,5 μ s'lik ölü zaman genel olarak 5-8 kHz'lik anahtarlama frekansları için yeterli olmaktadır.



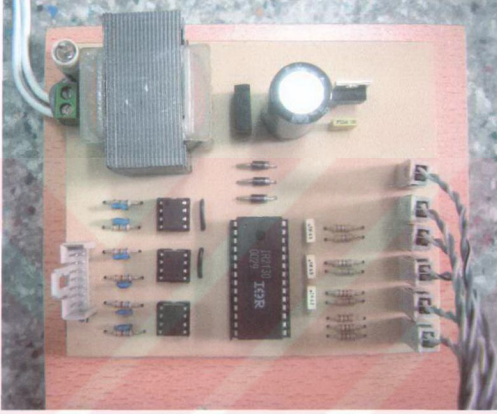
Şekil 4.2. Üretici firma tarafından önerilen ana uygulama devresi.



Şekil 4.3. Üretici firma tarafından önerilen kuplaj devresi.

Lojik sinyaller aktif “0” mantığına göre çalışır. Bu sayede “0” ‘a çekilen girişe ait güç anahtarını iletme sürülür. Akım algılama direnci üzerine düşen gerilim, bir gerilim bölücü üzerinden akım ölçme ve aşırı akım açma devresine uygulanır. Bu şekilde ayarlanan akım sınırının üzerine çıktığında, tüm anahtarlar devre dışı edilir ve “HATA” (FLT) pini sıfıra düşer. Bir başka hata kaynağı da besleme ve sürme geriliminin düşmesi sonucunda oluşur. Düşük gerilimle anahtar elemanlarını tam olarak iletme sürmek mümkün olamadığından, bu durum anahtarlara zarar verebilir. Bu nedenle düşük gerilimde yine “HATA” pini sıfıra çekilir. Bu pine bir LED bağlanarak herhangi bir hata durumu görsel olarak izlenebilir. Hatanın giderilmesinden sonra tüm anahtarlar sıfır yapılarak ya da gerilim kesilip yeniden uygulanarak sistem yeniden çalıştırılabilir. Sürücü devresi ile lojik seviyelerin aynı GND ucuna bağlanması hem güvenlik hem de elektromagnetik etkileşim nedeni ile tavsiye edilmemektedir. Bu durumda optik izolasyon ile güç devresi, mikroişlemciden yalıtılabilir. Üretici firma, anahtarlama hızlarında önemli bir düşüş oluşturmaması için sistemde yüksek hızlı HCPL2531 optik kuplaj elemanlarının kullanılmasını tavsiye etmektedir. [10]

0,1 μF 'lık bootstrap kondansatörleri 150-200 μs 'lık darbe süreleri için yeterli bir yük birikimi oluşturmaktadır. Daha uzun darbe süreleri için daha büyük (1 μF) kondansatörler kullanılması tavsiye edilmektedir.



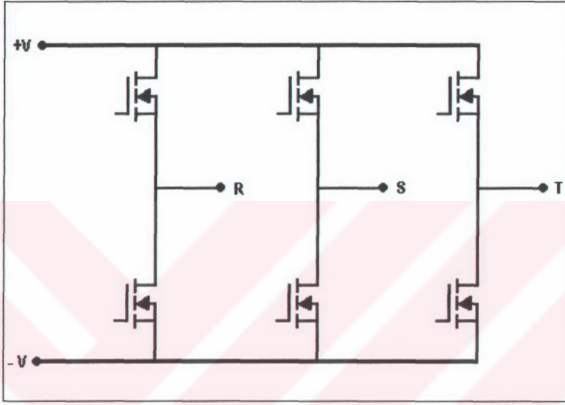
Şekil 4.4. Sürücü kontrol devresinin fotoğrafı.

4.2.2 Güç katı

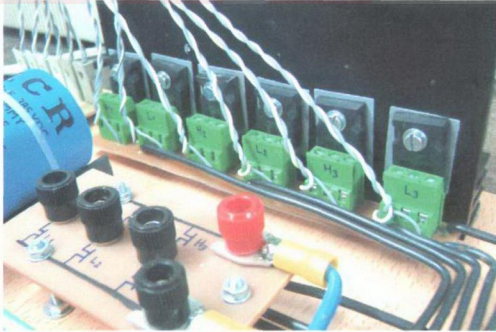
Tasarlanan eviricinin güç devresinde, yarı iletken eleman olarak N-kanal, nominal değerleri 500 V, 14 A olan altı adet IRFP450 tipi MOSFET kullanılmıştır. Tristörlerin doğru akımda kullanılmaları sırasında komutasyon problemleri olduğundan ve komutasyon için ek söndürme devreleri gerektiğinden, tristörlere göre kontrolü daha kolay olan mosfetler, bu uygulama için tercih edilmiştir. Ayrıca bu elemanların yüksek frekanslarda sorunsuz çalışabilmeleri, ileriye dönük çalışmalarda avantaj sağlamaktadır.

Mosfetlerin tetikleme (gate) ucuna pozitif gerilim uygulanmadığı sürece bu elemanlar kesimdedirler. Bu uca pozitif gerilim uygulandığında ise ilettime girerler.

Bu uygulama devresinde mosfetlerin ilettime girmeleri için +15 V, kesime girebilmeleri için ise 0 V veren bir sürücü devresi tasarlanmıştır. Şekil 4.5 de sürücüye ait güç devresi şeması görülmektedir. Şekil 4.6 da ise tasarlanan sürücüye ait güç devresinin fotoğrafı görülmektedir.



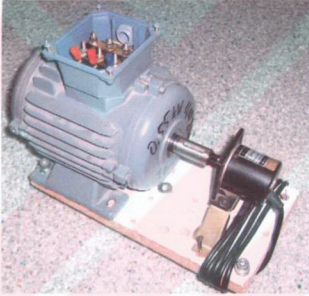
Şekil 4.5. Sürücüde kullanılan güç katı şeması.



Şekil 4.6. Tasarlanan sürücüye ait güç katının fotoğrafı.

4.3 Kullanılan Motorlar ve Özellikleri

Yukarıda da bahsedildiği üzere, tasarımı gerçekleştirilen sürücü kullanılarak, laboratuara ait iki adet asenkron makine sürülmüştür. Şekil 4.7(a)'da fotoğrafı gösterilen asenkron makine, $f = 50$ Hz, $I = 1,6$ A, $P = 0,55$ kW, $d = 1365$ d/dk plaka değerlerine sahiptir. Yüksek frekanslara çıkıldıkça motora uygulanması gereken gerilim de artmaktadır. Tasarlanan sürücünün D.A. barasını beslemekte kullanılan laboratuara ait dört adet 24 V'luk D.A. kaynaklar, motora uygulanması gereken gerilim artışına cevap veremediklerinden dolayı, şekil 4.7(b)'de fotoğrafı gösterilen daha küçük güçte ($\approx 0,3$ kW) bir asenkron fan motoru kullanılmıştır. Deney sonuçlarındaki grafikler, yine bu düşük güçlü fan motoru kullanılarak elde edilmiştir.



(a)

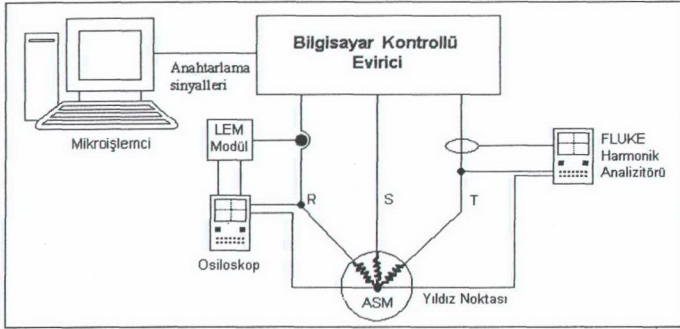


(b)

Şekil 4.7. (a) Kullanılan 0,55 kW'lık motor (b) Kullanılan Fan motoru

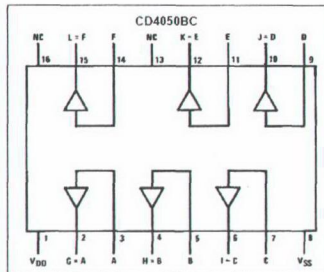
4.4 Sistemin Çalışma Prensibi

Yukarıda da değinildiği gibi, IR2130 tümleşik devresi ve optik izolasyon kullanılarak düşük maliyetli ve genel amaçlı bir sürücü elde edilir. Bu sürücü ve basit yazılımlar kullanılarak paralel porta 6 bitlik uygun bilgiler gönderilerek birçok temel güç elektroniği sisteminin deneysel ve araştırma amaçlı olarak çalıştırılabilmesi mümkündür. Bu amaçla, yukarıda bahsedilen değişik güçlerdeki asenkron motorlar sürülmüştür. Şekil 4.8 de sistemin genel blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 4.8. Sistemin genel blok diyagramı

Eviriciye uygulanan anahtarlama sinyallerinin üretiminde mikroişlemci olarak bir Pentium MMX 200 bilgisayar ve BORLAND PASCAL programlama dili kullanılmıştır. DGM ve UVM çalışma mantığına uygun programlar yazılmış ve üretilen anahtarlama sinyalleri paralel port aracılığı ile eviriciye uygulanmıştır. Paralel porttan üretilen sinyaller, sürücü için gereken genlikte ve büyüklükte olmadıklarından dolayı, mikroişlemci ile sürücü arasına yerleştirilen 4050 “buffer” entegresi ile bu sorun çözülmüştür. Sürücü üzerine yerleştirilen HCPL optik yalıtım elemanları sayesinde mikroişlemci ile güç devresi birbirinden tamamen yalıtılmıştır. Yukarıda da değinildiği üzere HCPL 2531 ve 4050 entegreleri, çok yüksek frekanslarda dahi sinyalleri bozulmadan iletebilmektedirler.



Şekil 4.9. Kullanılan 4050 entegresi

DGM ve UVM çalışma mantığına uygun olarak üretilen anahtarlama sinyalleri, sürücü devresince işlenerek şekil 4.6' da gösterilen, soğutucuya bağlı anahtarlama elemanlarına iletilir. Bu sayede, D.A. barasına dışarıdan uygulanan doğru gerilim uygun şekilde anahtarlanarak, üretilen sinüzoidal gerilim, motor sargılarına uygulanır.

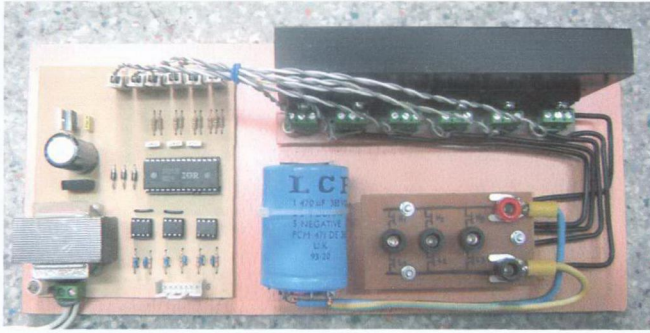
Kullanılan dijital osiloskop, akım büyüklüğünü direkt olarak gösteremediğinden dolayı, bir fazdan geçen akımı izlemek için bir adet LEM modülü kullanılmıştır.

Osiloskobun bir kanalı LEM modülüne, diğer kanalı ise gerilimin izlenebilmesi için faz ile motorun yıldız noktası arasına bağlanmıştır. Bu sayede akım ve gerilim büyüklükleri eş zamanlı olarak aynı anda osiloskoptan izlenebilmiştir.

Ayrıca sistemin harmonik analizinin yapılabilmesi için FLUKE marka bir harmonik ölçüm cihazı kullanılmış, akım ve gerilim harmonikleri, akım ve gerilimin ortalama ve maksimum değerleri ile üretilen sinüzoidal gerilimin frekansı, bu cihaz sayesinde izlenebilmiştir.

Osiloskop ve FLUKE cihazı, tamamen topraktan yalıtılmış olarak çalıştırılmıştır. Bu sayede aynı şebekeye bağlı olarak yakında çalışan diğer cihazların yarattığı bozucu titreşimlerin ölçüm cihazlarını ve dolayısıyla ölçüm sonuçlarını etkilemesi önlenmiştir. Ayrıca D.A. baraya paralel olarak 470 μ F, 400 V değerinde bir filtre kondansatörü bağlanmıştır. Bu sayede gerilimdeki dalgalanmalar önlenmiş ve daha net grafikler elde edilebilmiştir.

Osiloskoptan ve FLUKE cihazından izlenen değerler, sonraki bölümde karşılaştırılmalı olarak verilecektir.



Şekil 4.10. Tasarlanan sürücünün fotoğrafı

BÖLÜM 5. TASARLANAN SÜRÜCÜNÜN DENEYSEL SONUÇLARI VE SİMÜLASYON SONUÇLARI İLE KARŞILAŞTIRILMASI

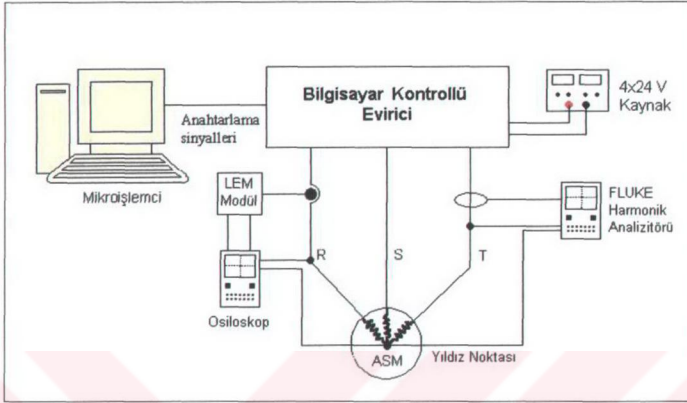
5.1 Giriş

Bu bölümde, bölüm 4.'te anlatılan gerçekleştirilen asenkron motor sürücü sistemine ait deneysel sonuçlar ile DGM ve UVM çalışma prensipleri doğrultusunda yazılan simülasyona ait sayısal sonuçlar birlikte karşılaştırılmalı olarak verilecektir.

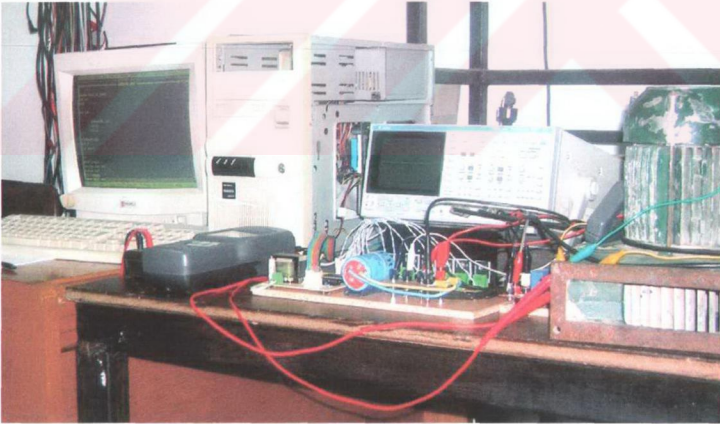
5.2 Deney Sonuçları ve Simülasyon Sonuçları ile Karşılaştırılması

Gerçekleştirilen asenkron motor sürücü sistemi için öncelikle şekil 5.1 deki blok diyagramında görülen ekipmanlar sağlanmış ve montaj kurulmuştur. Asenkron motorun yıldız bağlı faz sargıları eviricinin çıkışlarına bağlanmış. Eviricinin D.A. barasını beslemek üzere dört adet 24 V'luk akım sınırlı kaynak seri bağlanarak 96 V bara gerilimi elde edilmiştir. Osiloskobun bir kanalı, motorun yıldız noktası ile bir faz sargısı arasına bağlanarak faz-nötr gerilim dalga şekli gözlenmiştir. Bir fazdan geçen akımı ölçmek amacıyla LEM modülü kullanılmış ve osiloskobun diğer kanalı LEM modülüne bağlanarak akım gözlenmiştir. Akım ve gerilimde meydana gelen harmonik ve bozulmaları gözlemlemek amacıyla FLUKE 41B Harmonik ölçüm cihazı kullanılmıştır. DGM ve UVM'li çalışma durumları için deneysel sonuçlar ile simülasyon sonuçları birlikte verilmiştir.

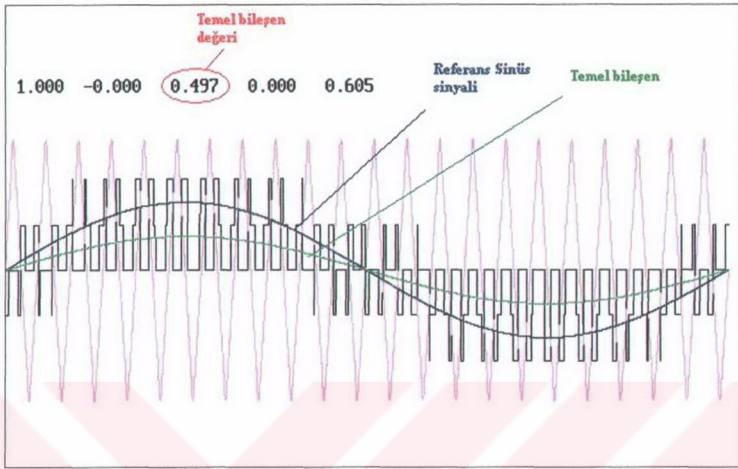
Şekil 5.1'de genel sistemin blok diyagramı ve Şekil 5.2'de ölçüm sonuçlarının alındığı deney düzeneği ve kullanılan ekipmanlar görülmektedir.



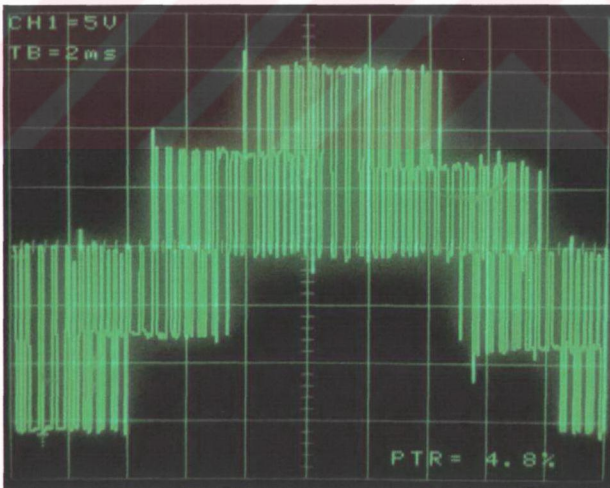
Şekil 5.1. Sistemin genel blok diyagramı



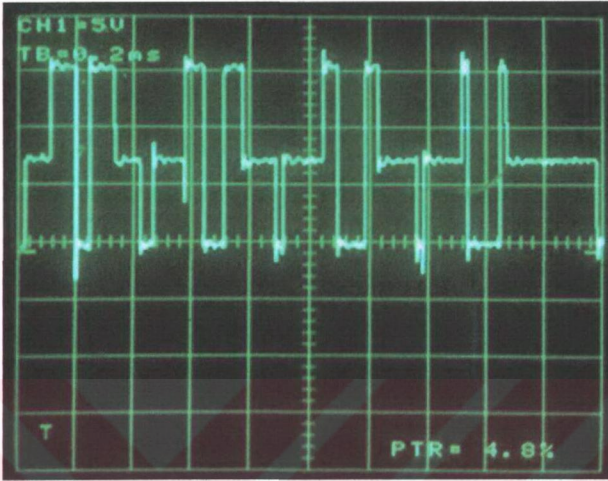
Şekil 5.2. Deney düzeneğinin fotoğrafı



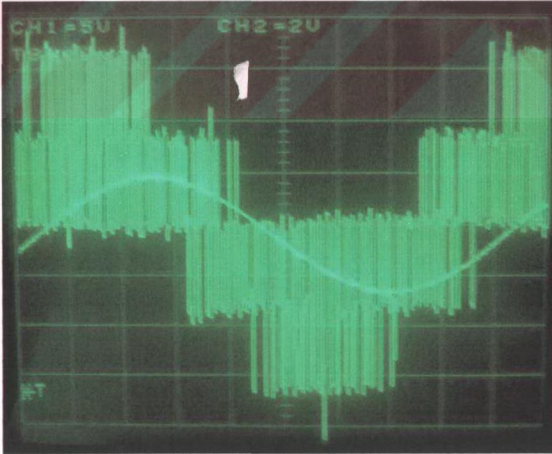
Şekil 5.3. DGM çalışmada faz-nötr gerilim dalga şekli



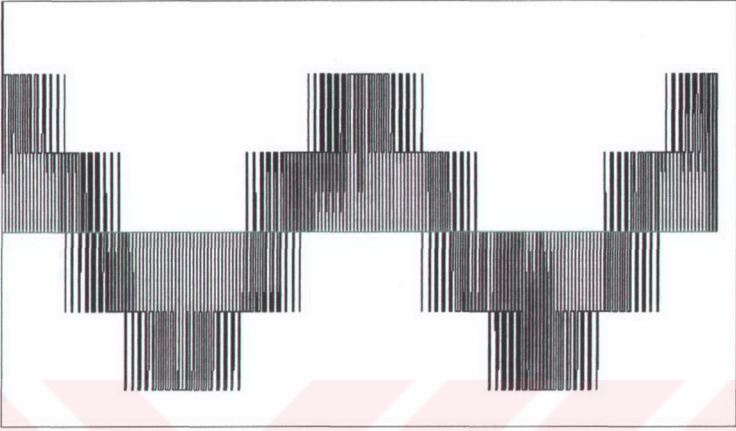
Şekil 5.4. DGM çalışmada faz-nötr gerilim dalga şeklinin osiloskop görüntüsü



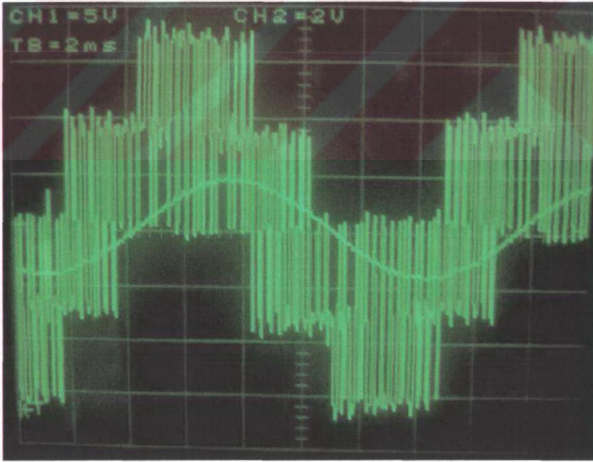
Şekil 5.5. DGM çalışmada faz-nötr gerilim dalga şeklinin osiloskop görüntüsü (yakın)



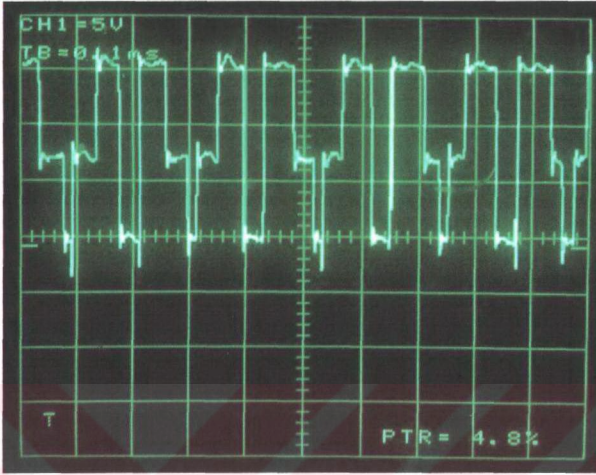
Şekil 5.6. DGM çalışmada faz-nötr gerilim dalga şeklinin ve akımın osiloskop görüntüsü



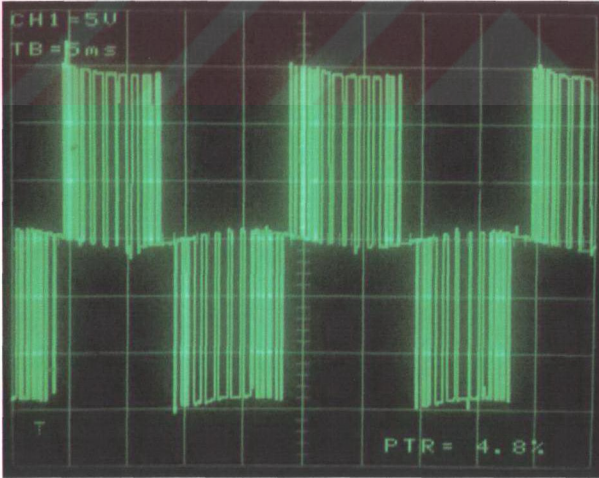
Şekil 5.7. UVM çalışmada faz-nötr gerilim dalga şekli



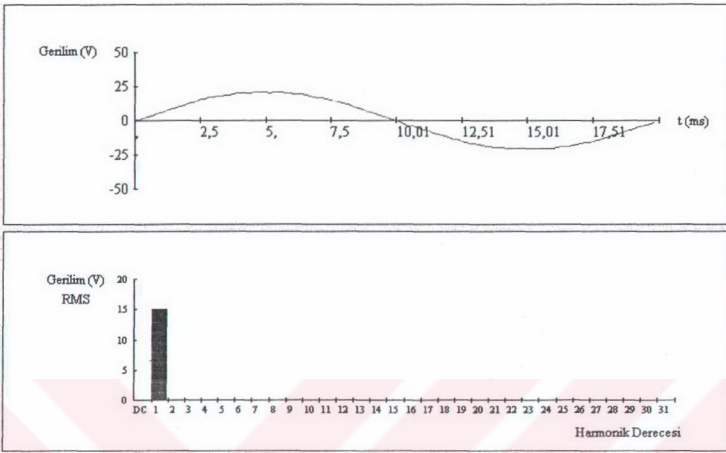
Şekil 5.8. UVM çalışmada faz-nötr gerilim dalga şeklinin osiloskop görüntüsü



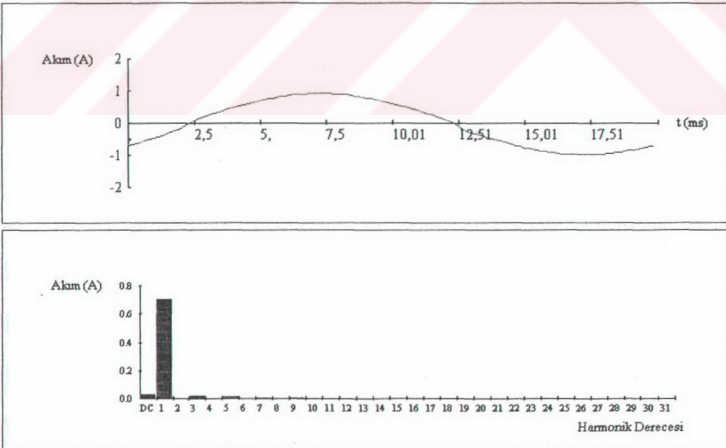
Şekil 5.9. UVM çalışmada faz-nötr gerilim dalga şeklinin osiloskop görüntüsü (yakın)



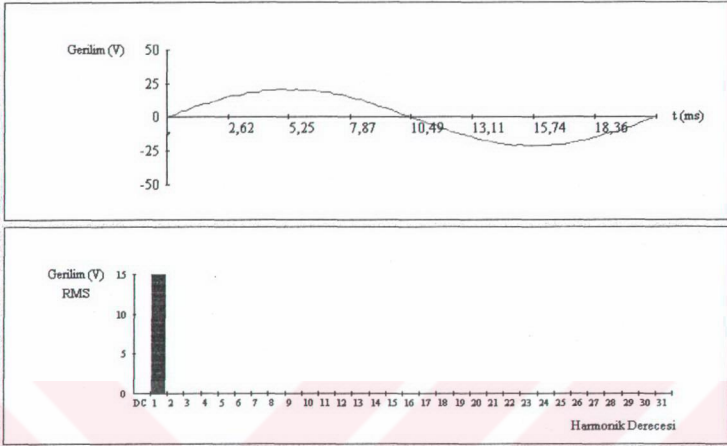
Şekil 5.10. UVM çalışmada faz-faz gerilim dalga şeklinin osiloskop görüntüsü



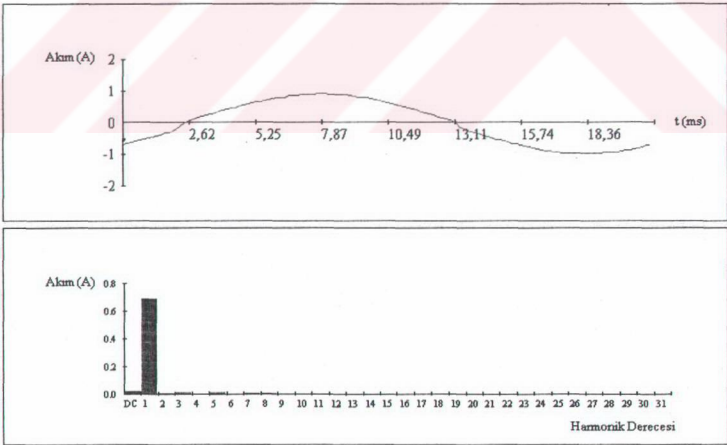
Şekil 5.11. $V=48V$, $P=44$, $m=0,915$ için DGM çalışma faz-nötr gerilimi ve harmonikleri



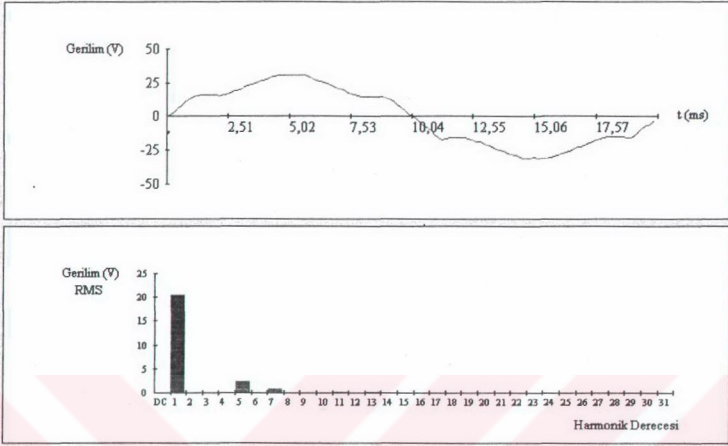
Şekil 5.12. $V=48V$, $P=44$, $m=0,915$ için DGM çalışma tek faz akımı ve harmonikleri



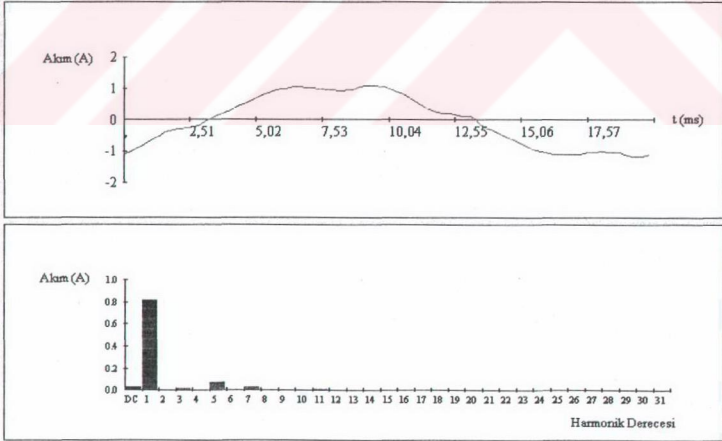
Şekil 5.13. $V=48V$, $P=90$, $m=0,915$ için DGM çalışma faz-nötr gerilimi ve harmonikleri



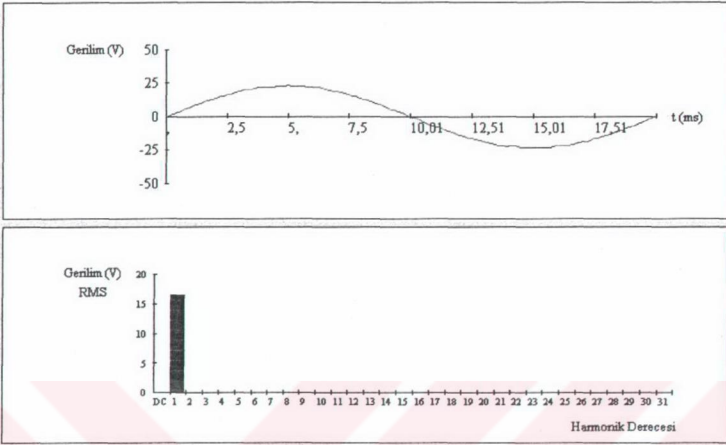
Şekil 5.14. $V=48V$, $P=90$, $m=0,915$ için DGM çalışma tek faz akımı ve harmonikleri



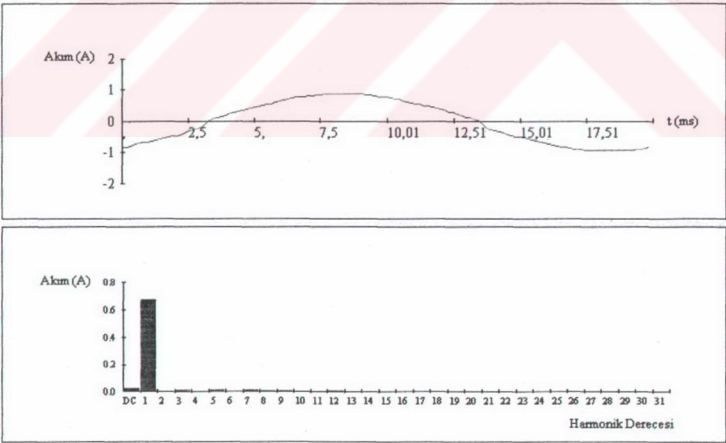
Şekil 5.15. $V=48V$, $P=44$, $m=2,915$ için DGM çalışma faz-nötr gerilimi ve harmonikleri



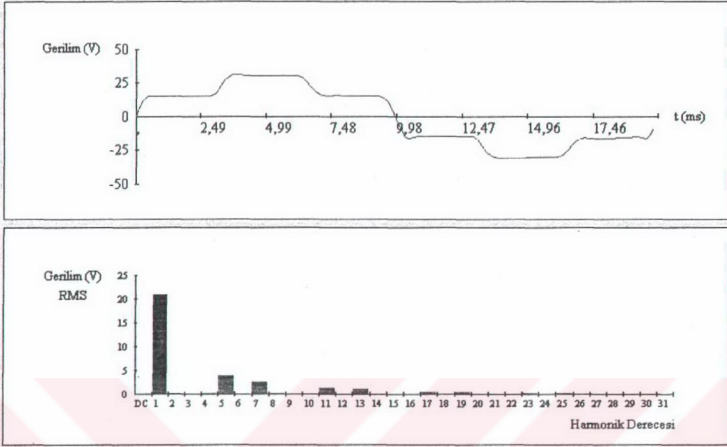
Şekil 5.16. $V=48V$, $P=44$, $m=2,915$ için DGM çalışma tek faz akımı ve harmonikleri



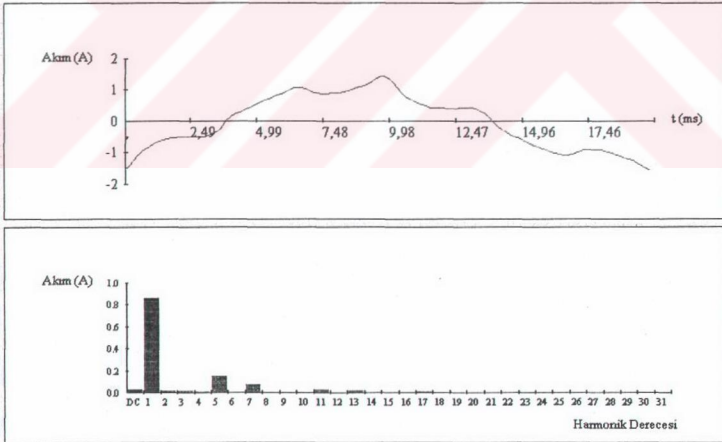
Şekil 5.17. $V=48V$, $U_m=1,15$ için UVM çalışma faz-nötr gerilimi ve harmonikleri



Şekil 5.18. $V=48V$, $U_m=1,155$ için UVM çalışma tek faz akımı ve harmonikleri



Şekil 5.19. $V=48V$, $U_m=3,557$ için UVM çalışma faz-nötr gerilimi ve harmonikleri



Şekil 5.20. $V=48V$, $U_m=3,557$ için UVM çalışma tek faz akımı ve harmonikleri

Tablo 5.1. V=48V, P=44, m=0,915 için DGM çalışma, akım ve gerilim değerleri

			Gerilim	Akım
Frekans	49.97	RMS	15.98	0.71
Güç		Pik	21.24	0.98
Watt	8	DC Ofset	-0.01	-0.03
VA	11	Tepe	1.33	1.38
Var	7	THD Rms	1.43	3.97
Pik Güç(W)	19	THD Temel	1.44	3.98

Tablo 5.2. V=48V, P=90, m=0,915 için DGM çalışma, akım ve gerilim değerleri

			Gerilim	Akım
Frekans	47.66	RMS	15.1	0.69
Güç		Pik	21.13	0.97
Watt	7	DC Ofset	0.01	-0.02
VA	10	Tepe	1.4	1.4
Var	7	THD Rms	1.74	4.44
Pik Güç(W)	18	THD Temel	1.74	4.44

Tablo 5.3. V=48V, P=44, m=2,915 için DGM çalışma, akım ve gerilim değerleri

			Gerilim	Akım
Frekans	49.81	RMS	21.22	0.83
Güç		Pik	31.29	1.16
Watt	10	DC Ofset	-0.08	-0.03
VA	17	Tepe	1.47	1.41
Var	13	THD Rms	12.47	11.11
Pik Güç(W)	30	THD Temel	12.57	11.18

Tablo 5.4. $V=48V, U_m=1,15$ için UVM çalışma, akım ve gerilim değerleri

			Gerilim	Akım
Frekans	49.97	RMS	16.57	0.68
Güç		Pik	23.29	0.94
Watt	5	DC Ofset	0	-0.03
VA	11	Tepe	1.41	1.39
Var	9	THD Rms	1.24	5.13
Pik Güç(W)	17	THD Temel	1.24	5.14

Tablo 5.5. $V=48V, U_m=3,557$ için UVM çalışma, akım ve gerilim değerleri

			Gerilim	Akım
Frekans	50.12	RMS	21.45	0.88
Güç		Pik	31.28	1.53
Watt	7	DC Ofset	0.08	-0.03
VA	18	Tepe	1.46	1.74
Var	16	THD Rms	24.07	20.63
Pik Güç(W)	31	THD Temel	24.8	21.08

BÖLÜM 6. SONUÇLAR ve ÖNERİLER

Teknolojinin gelişmesini takiben bu çalışmada, DGM ve UVM'li inverter sürücü sistemi uygulamalı olarak gerçekleştirilmiştir. Uygulama esnasında yaşanan güçlükler, kazanılan tecrübeler , elde edilen sonuçlar ve ileriye dönük çalışmalar, bu bölümde verilecektir.

Uygun yazılımlar kullanılarak üç fazlı anahtarlama sinyallerinin üretildiği bilgisayar, bu sinyallerin işlendiği ve uygun hale dönüştürüldüğü ana sürücü devresi ve anahtarlama yapıldığı güç katı olmak üzere üç ana kısımdan tasarlanan bu sistem kullanılarak üç fazlı düşük güçlü bir asenkron motor sürülmüştür.

Anahtarlama sinyallerinin üretiminde, mikroişlemci olarak düşük özellikli bir Pentium 200 MMX PC kullanılmıştır. DGM ve UVM algoritmalarına uygun şekilde Turbo PASCAL programlama dili kullanılarak yazılan programlar yardımıyla, PC'de üretilen anahtarlama sinyalleri, yine PC'nin paralel port çıkışı kullanılarak dışarıya verilmesi sağlanmıştır. Paralel port, kullanım kolaylığı ve uygulama esnasında yapılacak değişikliklerin yazılımla kısa sürede gerçekleştirilebilmesi gibi avantajlarından dolayı tercih edilmiştir.

International Rectifier firmasınca üretilen IR2130 tümleşik devresi kullanılarak bir sürücü tasarlanmıştır. Tüm devrede sadece tek izole kaynak kullanılması, kullanım kolaylığı ve güvenli olması gibi avantajlara sahip olmasından dolayı, IR2130 kullanılması tercih edilmiştir. Sürücü devre, yüksek hızlı HCPL optokuplörleri kullanılarak mikroişlemciden yalıtılmış ve sistemin daha güvenli çalışması sağlanmıştır.

Güç katının tasarımında yarı iletken malzeme olarak IRFP450 tipi güç mosfetleri kullanılmıştır.

Bunun sebebi, bu elemanların yüksek frekanslarda sorunsuz çalışabilmeleri ve denetimlerinin daha kolay ve sorunsuz olmalarıdır. Mosfetlerin iletme ve kesime girmelerini sağlayan sürücü devresi, iletim durumu için +15 V, kesim durumu için ise 0 V gerilim değeri vermektedir. Bu değerler, mosfetlerin sorunsuz çalışabilmeleri için ideal değerlerdir.

DGM yönteminde anahtarlama sinyalleri, üç adet ve aralarında 120°'şer derece faz farkı bulunan referans sinüzoidal dalga ile daha yüksek frekanslı taşıyıcı üçgen dalganın karşılaştırılması ve kesişim noktalarında anahtarlama darbelerinin üretilmesi ile oluşturulmaktadır. Taşıyıcı üçgen sinyalin frekansı, referans sinüzoidal sinyalin frekansının 22 katı olacak şekilde tanımlanmıştır. Bu oran "P" taşıyıcı oranıdır. P'nin artması, anahtarlama frekansının artmasını sağlamaktadır. Modülasyon indeksi "m" ise, üçgen ile sinüzoidal sinyallerin genlikleri oranıdır ve bu oran teorik olarak 1 'dir. Ancak gerçekleşen DGM'li sürücüde bu değer 1 seçildiğinde, gerilimin etkin değeri 0,960 olmuştur.. Daha büyük m değerlerinde "Pulse Drop" olmakta ve sistem kare dalga çalışmaya dönmektedir. Bunun sonucunda da çıkış geriliminin etkin değerinde artış gözlenmiştir. Ancak bu durumda, akım dalga şeklinde bozulmalar, akım ve gerilim harmonik değerlerinde ve toplam harmonik distorsiyonda artışlar gözlenmiştir.

UVM yönteminin uygulanmasında da yine aynı şekilde 120 derece faz farklı üç adet sinüzoidal sinyal tanımlanmıştır. Bu sinyaller, duran bir eksen takımında 360 derece dönen vektörler olarak ifade edilmiştir. Vektörün, herhangi bir süre anında eksen takımıyla yaptığı açı hesaplanarak çalışma bölgesi, iletim süreleri bulunmakta ve anahtarlama işaretleri sürücüye iletilmektedir.

DGM yönteminde pratikte elde edilen $m=0,960$ değeri, yaklaşık aynı şartlarda UVM'li çalışma için 1,15 olmuştur. Buradan hareketle, UVM'li çalışmada gerilimin etkin değerinin %15 oranında arttığı gözlenmiş ve D.A.bara geriliminden daha fazla yararlanıldığı ispatlanmıştır. Ayrıca UVM yönteminde, daha yüksek anahtarlama frekanslarına çıkılabilmiş, akım ve gerilimde yer alan harmonik bileşen değerlerinin ve toplam harmonik distorsiyonun makul değerlerde seyrettiği, pratik olarak gözlenmiştir.

UVM yönteminde hız ayarı, çalışma frekansının daha geniş bir aralıkta ayarlanmasıyla yapılmış ve düşük devirlerde dahi motorun sorunsuz ve sessiz çalıştığı ve yüksek döndürme momenti ürettiği gözlenmiştir.

Bu tez çalışmasında gerçekleştirilen DGM'li ve UVM'li inverter sürücü sistemi, daha sonraki uygulamalar için bir temel oluşturmuştur. Yapılan çalışma değerlendirildiğinde, uygulama anlamında çalışma amacına ulaşmıştır. DGM'li ve UVM'li çalışma şekillerinin, teoride bahsi geçen avantajları ve dezavantajları, yapılan uygulamada da ispatlanmıştır. İleriye yönelik çalışmalarda, tasarlanan bu sürücü sistem kullanılarak daha yüksek güçlerdeki motorlar sürülebilir.

KAYNAKLAR

1. ABUT N.,2001.Güç Elektroniği.Kocaeli Üniversitesi Yayınları. Pp.41-100,Kocaeli.
2. ANALOG DEVICES,2002.Implemending Space Vector Modulation with the ADMCF32X.Analog Devices Inc.,Pp.1-22
3. BLASKO V.,1996.A Hybrid PWM Strategy Combining Modified Space Vector and Triangle Comparison Methods.IEEE 0-7803-3500-7/96,Pp.1872-1878
4. BOSE B.K.,2003.Space Vector Pulse Width Modulation of Three Level Inverter Extending Operation Into Overmodulation Region. IEEE Trans.on Ind.Electr., Vol.18,no.2,Pp.604-611
5. BOWES R.S.,1995.Regular-Sampled Harmonic-Elimination PWM Control of Inverter Drives. IEEE Tran.on Power Electr.Vol.10,no.5,Pp.521-531
6. CASADEI D.,2000.Implementation of a Direct Torque Control Algorithm for Induction Motors Based on Discrete Space Vector Modulation. IEEE Tran.on Power Electr.Vol.15,no.4,Pp.769-777
7. CELANOVIC N.,2001.A Fast Space-Vector Modulation Algorithm for Multilevel Three-Phase Converters. IEEE Tran.on Ind.App. Vol.37,no.2,Pp.637-641
8. CHOU.M.K.,2002.A New Switching Strategy for PWM Power Converters.IEEE 0-7803-7262-X/02,Pp.221-225
9. DAL M.,2001.Asenkron Motorun Vektör Kontrolü ve Dayanıklı Akı Gözlemleyici Tasarımı.Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü,Doktora Tezi.
10. DESIGN TIPS.3 Phase Bridge Drive with Overcurrent Protection.International Rectifiers Application Notes
11. ERFİDAN T.,2004.Asenkron Makinenin Mikro denetleyici Destekli Yapay Sinir Ağı Kullanarak Hız Algılamasız Uzay Vektör Ayarı ile Denetimi.Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü,Doktora Tezi.
12. FINNEY D.,1988.variable Frequency AC motor Drive Systems.IEE Power Engineering Series 8,Pp.131-201,London
13. GÜLGÜN R.,1999.Güç Elektroniği.Yıldız Teknik Üniversitesi Yayınları. Pp.270-384,İstanbul.

14. GRAHAME D.,1996.The Significance of Zero Space Vector Placement for Carrier Based PWM Schemes. IEEE Tran.on Ind.App. Vol.32,no.5,Pp.1122-1129
15. HAO M.,2004.A Simplified Algorithm for Space Vector Modulation of Three Phase Voltage Source PWM Rectifier.35'th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference,Pp.3665-3670
16. HAVA M.A.,1999.Dynamic Overmodulation Characteristics of Triangle Intersection PWM Methods. IEEE Tran.on Ind.App. Vol.35,no.4,Pp.896-907
17. HOLTZ J.,1992.Pulsewidth Modulation-A Survey.IEEE Trans.on Ind.Electr.,Vol.39, no.5,Pp.410-420
18. 65. HYOUN J.H.,KWON B.H.,1999.An Effective Software Implementation of the Space-Vector Modulation.IEEE Tran.on Ind.Electr.,Vol.46,no.4,Pp.866-868
19. MATSUSE K.,1990.Analysis of PWM Current Source GTO Inverter with PWM-Controlled Thyristor Rectifier for Induction Motor Drive. IEEE Tran.on Ind.App. Vol.26,no.2,Pp.274-282
20. MC GRATH P.B.,2002.Multicarrier PWM Strategies for Multilevel Inverters. IEEE Tran.on Ind.Electr.,Vol.49,no.4,Pp.858-868
21. PANDA K.S.,2004.Stator Flux Based Space-Vector Modulation and Closed Loop Control of the Stator Flux Vector in Overmodulation Into Six-Step Mode. IEEE Tran.on Power Electr.Vol.19,no.3,Pp.775-782
22. PATELLA J.B..High Frequency Digital PWM Controller IC for DC/DC Converters.Department of Electr. and Comp.Engineering,Colorado.
23. PENG Z.F.,2003.Simple Topologies of PWM AC-AC Converters. IEEE Power of Electr.Letters.,Vol.1,no.1,Pp.10-13
24. PINHEIRO R.J.,1995.Three Level Zero-Voltage Switching PWM DC-DC Converters-A Comparison.IEEE 0-7803-2730-6/95,Pp.914-919
25. PRASAD H.V.,1997.Analysis and Comparison of Space Vector Modulation Schmes for Three-Leg and Four-Leg Voltage Source Inverters.Virginia Polytechnic Institute and State University,Master of Science Thesis,Virginia
26. HOLTZ J.,1992.Pulse Width Modulation-A Survey. IEEE Tran.on Ind.Electr., Vol. 39,no.5,Pp.410-420
27. SUL K.S.,1999.Minimum Loss Strategy for Three Phase PWM Rectifier. IEEE Tran.on Power Electr.Vol.19,no.3,Pp.517-526
28. TEODORESCU R.,BLAABJERG F.,Space Vector Modulation Applied to Modular Multilevel Converters.

29. TOLBERT M.L.,PENG Z.F.,1998.Multilevel Inverters for Electric Vehicle Applications.WPET'98,Pp.79-84
30. TOMASIN P.,1995.A Novel Topology of Zero-Current Switching Voltage-Source PWM Inverter for High Power Applications.IEEE 0-7803-2730-6/95,Pp.1245-1251
31. TROUNCE C.J.,ROUND D.S..Evaluation of Direct Torque Control Using Space Vector Modulation for Electric Vehicle Applications.
32. WANG F.,2000.Sine-Triangle vs. Space Vector Modulation for Three-Level PWM Voltage Source Inverters.IEEE Q-7803-6401-5/00,Pp.2482-2488
33. ZHANG H.,2000.Multilevel Inverter Modulation Schemes to Eliminate Common-Mode Voltages.IEEE Tran.on Ind.Electr.,Vol.36,no.6,Pp.1645-1653
34. ZHOU K.,WANG D.,2002.Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM;A Comprehensive Analysis. IEEE Trans.on Ind. Electr.,Vol.49,no.1,Pp.186-196

EKLER

EK A. Turbo Pascal Programlama Dilinde Yazılan DGM Uygulama Yazılımı

EK B. Turbo Pascal Programlama Dilinde Yazılan UVM Uygulama Yazılımı

EK C. Q Basic Programlama Dilinde Yazılan DGM Simülasyon Yazılımı

EK D. Q Basic Programlama Dilinde Yazılan UVM Simülasyon Yazılımı

EK E. DGM ve UVM Çalışma Şekillerine Ait Harmonik Tabloları

EK A. Turbo Pascal Programlama Dilinde Yazılan DGM Uygulama Yazılımı

```
uses crt,dos;
const
base=$378;

        Um=0.915;
        frekans= 50; {Hz}

w=frekans*1.6393;
pi=3.1415;
faz=2*pi/3;

var
k,tt,t,s1,s2,s3,x:real;
i,a,t1,t2,t3,t4,t5,t6:integer;
geck:word;

procedure gecikme(zaman:word);
begin
asm
        mov ax,zaman
@ers1:
        dec ax
        jnz @ers1
end;
begin
geck:=$1111;

REPEAT

while not(keypressed) do

begin
        tt:=tt+0.0001;

        s1:=Um*(SIN(w*tt));
        s2:=Um*(SIN(w*tt-faz));
        s3:=Um*(SIN(w*tt+faz));
```

```
t:=8/(pi*pi)*(sin(44*w*tt)-1/9*(sin(3*44*w*tt))+1/25*(sin(44*5*w*tt))-  
1/49*(sin(7*44*w*tt))+1/81*(sin(9*44*w*tt)));
```

```
if (t>s1) then      {1.faz}
```

```
begin
```

```
t1:=0;t4:=8;
```

```
end
```

```
else
```

```
begin
```

```
t1:=128;t4:=0;
```

```
end;
```

```
if (t>s2) then      {2.faz}
```

```
begin
```

```
t2:=0;t5:=16;
```

```
end
```

```
else
```

```
begin
```

```
t2:=2;t5:=0;
```

```
end;
```

```
if (t>s3) then      {3.faz}
```

```
begin
```

```
t3:=0;t6:=32;
```

```
end
```

```
else
```

```
begin
```

```
t3:=64;t6:=0;
```

```
end;
```

```
port[base]:=t1+t2+t3+t4+t5+t6;
```

```
end;
```

```
until keypressed;
```

```
port[base]:=0;
```

```
end.
```

EK B. Turbo Pascal Programlama Dilinde Yazılan UVM Uygulama Yazılımı

```
program Space;
uses crt;
const
base=$378;

frekans=50; {Hz}
vdc=1;
Um=0.557 ;
w=frekans*1.383;
pi=3.14;
faz= 2*pi/3;

var
pwmprd:integer;
taon,tbon,tcon:real;
va,vb,vc:real;
A,b,C:integer;
sector:integer;
t:real;
vsbetaref,vselfaref:real;
X,y,Z:real;
t1,t2:real;
t1sat,t2sat:real;
cmp1,cmp2,cmp3:real;
sayac:integer;
PWM1,PWM3,PWM5:integer;
g,g1,G2,g3,G4,g5,G6:integer;
K:real;

procedure gecikme(zaman:word);
begin
asm
mov ax,zaman
@ers1:
dec ax
jnz @ers1
end;
end;
```

```
begin {ANA PROGRAM}
```

```
clrscr;
```

```
pwmpprd:=8;
```

```
t:=0;
```

```
repeat
```

```
t:=t+0.001;
```

```
va:=Um*cos(w*t -pi/6-pi/3);
```

```
vc:=Um*cos(w*t+faz-pi/6-pi/3);
```

```
vb:=Um*cos(w*t-faz-pi/6-pi/3);
```

```
if va>0 then A:=1 else A:=0;
```

```
if vb>0 then b:=1 else b:=0;
```

```
if vc>0 then C:=1 else C:=0;
```

```
sector:=A+2*b+4*C;
```

```
vsbetaref:=va;
```

```
vsalfaref:=((2*vb)/1.73)+(va/1.73);
```

```
X:= 1.73*vdc*vsbetaref;
```

```
y:=0.865*vdc*vsbetaref+1.5*vdc*vsalfaref;
```

```
Z:=0.865*vdc*vsbetaref-1.5*vdc*vsalfaref;
```

```
case sector of
```

```
1:begin t1:= Z; t2:= y; end;
```

```
2:begin t1:= y; t2:=-X; end;
```

```
3:begin t1:=-Z; t2:= X; end;
```

```
4:begin t1:=-X; t2:= Z; end;
```

```
5:begin t1:= X; t2:=-y; end;
```

```
6:begin t1:=-y; t2:=-Z; end;
```

```
end;
```

```
{ if (t1+t2)>pwmpprd then
```

```
begin
```

```
t1sat:=t1*(pwmpprd/(t1+t2));
```

```
t2sat:=t2*(pwmpprd/(t1+t2));
```

```
t1:=t1sat;
```

```
t2:=t2sat;
```

```
end; }
```

```
taon:=((80-80*t1-80*t2)/2);
```

```
tbon:=(taon+80*t1);
```

```
tcon:=(tbon+80*t2);
```

```
case sector of
  1:begin cmp1:=tbon; cmp2:=taon; cmp3:=tcon; end;
  2:begin cmp1:=taon; cmp2:=tcon; cmp3:=tbon; end;
  3:begin cmp1:=taon; cmp2:=tbon; cmp3:=tcon; end;
  4:begin cmp1:=tcon; cmp2:=tbon; cmp3:=taon; end;
  5:begin cmp1:=tcon; cmp2:=taon; cmp3:=tbon; end;
  6:begin cmp1:=tbon; cmp2:=tcon; cmp3:=taon; end;
end;
```

```
pwmprd:=40;
for sayac:=0 to (pwmprd)-1 do
begin
```

```
  if 2*sayac>cmp1 then PWM1:=1 else PWM1:=0;
  if PWM1=1 then
  begin
    g1:=128;
    G4:=0;
  end
  else
  begin
    g1:=0;
    G4:=8;
  end;
```

```
  if 2*sayac>cmp2 then PWM3:=1 else PWM3:=0;
  if PWM3=1 then
  begin
    g2:=2;
    G5:=0;
  end
  else
  begin
    g2:=0;
    G5:=16;
  end;
```

```
  if 2*sayac>cmp3 then PWM5:=1 else PWM5:=0;
  if PWM5=1 then
  begin
    g3:=64;
    G6:=0;
  end
  else
```

```
begin
g3:=0;
G6:=32;
end;
```

```
g:=g1+G2+g3+G4+g5+G6;
```

```
port[base]:=g;
end;
```

```
pwmprd:=40;
for sayac:=(pwmprd+1) downto 0 do
begin
```

```
if 2*sayac>cmp1 then PWM1:=1 else PWM1:=0;
if PWM1=1 then
begin
g1:=128;
G4:=0;
end
else
begin
g1:=0;
G4:=8;
end;
end;
```

```
if 2*sayac>cmp2 then PWM3:=1 else PWM3:=0;
if PWM3=1 then
begin
g2:=2;
G5:=0;
end
else
begin
g2:=0;
G5:=16;
end;
end;
```

```
if 2*sayac>cmp3 then PWM5:=1 else PWM5:=0;
if PWM5=1 then
begin
g3:=64;
G6:=0;
end
```

```
else  
begin  
g3:=0;  
G6:=32;  
end;
```

```
g:=g1+G2+g3+G4+g5+G6;
```

```
port[base]:=g;  
end;
```

```
until keypressed;  
port[base] :=0;  
end.
```



EK C. Q Basic Programlama Dilinde Yazılan DGM Simülasyon Yazılımı

CLS : SCREEN 12

POX = 1: POY = 0

DEFDBL A-X

pi = 3.141592655#

n = 4

HD = 1

DIM x(n), y(n), denk(n), K1(n), K2(n), K3(n), K4(n)

DIM HSB(HD), HCB(HD)

FOR ho = 1 TO HD

I = 0

FOR I = 1 TO n: y(I) = 0: NEXT I

LINE (1, 200)-(600, 200), 4

h = .00025

ALFA = pi / 3

FOR t = 0 TO (2 * pi) STEP (h): REM 0'DAN 2*PI'YE

faz = 2 * pi / 3

wb = 1

vp = 1:

mod1 = (8 / (pi * pi)) * ((SIN(22 * wb * t) - (1 / 9) * SIN(3 * 22 * wb * t) + (1 / 25) *
SIN(5 * 22 * wb * t) - (1 / 49) * SIN(7 * 22 * wb * t) + (1 / 81) * SIN(9 * 22 * wb * t)))

varef = .96 * SIN(wb * t) ' + .3 * SIN(3 * wb * t)

VBREF = .96 * SIN(wb * t - faz)' + .3 * SIN(3 * wb * t - 3 * faz)

VCREF = .96 * SIN(wb * t + faz)' + .3 * SIN(3 * wb * t + 3 * faz)

```

IF varef > mod1 THEN v1 = vp ELSE v1 = -vp
IF VBREF > mod1 THEN V2 = vp ELSE V2 = -vp
IF VCREF > mod1 THEN V3 = vp ELSE V3 = -vp

```

```

vno = (v1 + V2 + V3) * (1 / 3)

```

```

fo = v1 - vno
' VB = V2 - vno
' VC = V3 - vno

```

```

pPX = (t * 95):

```

```

PPY = 200 - (50 * fo)

```

```

PSET (t * 95, 200 - 100 * mod1), 2
PSET (t * 95, 200 - 100 * varef)
PSET (t * 95, 200 - 100 * varef), 14

```

```

IF ho < 2 THEN LINE (POX, POY)-(pPX, PPY): POX = pPX: POY = PPY

```

```

FOR I = 1 TO n: x(I) = y(I): NEXT I
a = 1
GOTO 100
10 FOR I = 1 TO n: K1(I) = h * denk(I): Y1(I) = y(I) + K1(I) * .5: x(I) = Y1(I): NEXT I
a = 2
GOTO 100
20 FOR I = 1 TO n: K2(I) = h * denk(I): Y2(I) = y(I) + K2(I) * .5: x(I) = Y2(I): NEXT I
a = 3
GOTO 100
30 FOR I = 1 TO n: K3(I) = h * denk(I): Y3(I) = y(I) + K3(I): x(I) = Y3(I): NEXT I
a = 4
GOTO 100
40 FOR I = 1 TO n: K4(I) = h * denk(I): NEXT I
FOR I = 1 TO n
y(I) = y(I) + (K1(I) + 2 * (K2(I) + K3(I)) + K4(I)) / 6
NEXT I

```

```

NEXT t
CLOSE 1
HSB(ho) = y(2): HCB(ho) = y(3): ort = y(1) / (2 * pi): etk = SQR(y(4) / (2 * pi))

```

```

NEXT ho

```

```
FOR ho = 1 TO HD: LOCATE ho, 34: PRINT USING "####.###"; ho; ort; HSB(ho);  
HCB(ho); etk: NEXT ho
```

```
P0X = 0: P0Y = 200
```

```
FOR t = 0 TO 2 * pi STEP h
```

```
FOR ho = 1 TO HD
```

```
py = HSB(ho) * SIN(t * ho) + py + HCB(ho) * COS(t * ho)
```

```
NEXT ho
```

```
P1X = (t * 95): P1Y = 200 - 50 * (ort + py):
```

```
LINE (P0X, P0Y)-(P1X, P1Y), 13: P0X = P1X: P0Y = P1Y
```

```
py = 0
```

```
NEXT t
```

```
CLOSE
```

```
END
```

```
100 denk(1) = fo
```

```
denk(2) = (1 / (pi)) * (fo * SIN(ho * t))
```

```
denk(3) = (1 / (pi)) * (fo * COS(ho * t))
```

```
denk(4) = (fo ^ 2)
```

```
IF a = 1 THEN GOTO 10
```

```
IF a = 2 THEN GOTO 20
```

```
IF a = 3 THEN GOTO 30
```

```
IF a = 4 THEN GOTO 40
```

EK D. Q Basic Programlama Dilinde Yazılan UVM Simülasyon Yazılımı

(kısım1)

SCREEN 12

OPEN "fo.dat" FOR OUTPUT AS #1

taon = 0

tbon = 0

tcon = 0

PI = 3.14

w = 1

vp = 100

vdc = 1

UM = 1.15

faz = (2 * PI) / 3

FOR t = 0 TO 6.28 STEP .0628

va = UM * COS((w * t) - PI / 6 - PI / 3)

vb = UM * COS((w * t + faz) - PI / 6 - PI / 3)

vc = UM * COS((w * t - faz) - PI / 6 - PI / 3)

IF va > 0 THEN A = 1 ELSE A = 0

IF vb > 0 THEN b = 1 ELSE b = 0

IF vc > 0 THEN c = 1 ELSE c = 0

sector = A + 2 * b + 4 * c

vsbetaref = va

vsalfaref = (2 * vb) / 1.73 + (va / 1.73)

X = 1.73 * vdc * vsbetaref

y = .865 * vdc * vsbetaref + 1.5 * vdc * vsalfaref

Z = .865 * vdc * vsbetaref - 1.5 * vdc * vsalfaref

SELECT CASE sector

CASE IS = 1: t1 = Z: t2 = y

CASE IS = 2: t1 = y: t2 = -X

CASE IS = 3: t1 = -Z: t2 = X

CASE IS = 4: t1 = -X: t2 = Z

CASE IS = 5: t1 = X: t2 = -y
CASE IS = 6: t1 = -y: t2 = -Z

END SELECT

taon = ((20 - t1 * 10 - t2 * 10) / 2)
tbon = (taon + t1 * 10)
tcon = (tbon + t2 * 10)

SELECT CASE sector

CASE IS = 1: cmp1 = tbon: cmp2 = taon: cmp3 = tcon
CASE IS = 2: cmp1 = taon: cmp2 = tcon: cmp3 = tbon
CASE IS = 3: cmp1 = taon: cmp2 = tbon: cmp3 = tcon
CASE IS = 4: cmp1 = tcon: cmp2 = tbon: cmp3 = taon
CASE IS = 5: cmp1 = tcon: cmp2 = taon: cmp3 = tbon
CASE IS = 6: cmp1 = tbon: cmp2 = tcon: cmp3 = taon

END SELECT

FOR sayac = 0 TO (10) STEP .5

IF 2 * sayac > cmp1 THEN u1 = vp ELSE u1 = -vp
IF 2 * sayac > cmp2 THEN u2 = vp ELSE u2 = -vp
IF 2 * sayac > cmp3 THEN u3 = vp ELSE u3 = -vp

vno = (1 / 3) * (u1 + u2 + u3)

van = u1 - vno
vbn = u2 - vno
vcn = u3 - vno

'LOCATE 1, 1: PRINT USING "#####.###"; van; sayac; cmp3; sector; t
PSET (10 * sayac, 200 - van)
PRINT #1, USING "#####.#####"; van
NEXT sayac

FOR sayac = 10 TO 0 STEP -.5

IF 2 * sayac > cmp1 THEN u1 = vp ELSE u1 = -vp
IF 2 * sayac > cmp2 THEN u2 = vp ELSE u2 = -vp
IF 2 * sayac > cmp3 THEN u3 = vp ELSE u3 = -vp

$vno = (1 / 3) * (u1 + u2 + u3)$

$van = u1 - vno$

$vbn = u2 - vno$

$vcn = u3 - vno$

' LOCATE 1, 1: PRINT USING "#####.###"; van; sayac; cmp3; sector; t

PSET (100 + 10 * (10 - sayac), 200 - van)

PRINT #1, USING "#####.#####"; van

NEXT sayac

CLS

NEXT t

(kısım2)

```
OPEN "fo.dat" FOR INPUT AS #1
CLS : SCREEN 12
POX = 1: POY = 0
```

```
pi = 3.141592655#
n = 4
HD = 1
```

```
DIM X(n), y(n), denk(n), K1(n), K2(n), K3(n), K4(n)
DIM HSB(HD), HCB(HD)
FOR ho = 1 TO HD
I = 0
FOR I = 1 TO n: y(I) = 0: NEXT I
```

```
LINE (1, 200)-(600, 200), 4
```

```
h = 6.28 / (2100 * 2)
ALFA = pi / 3
```

```
FOR t = 0 TO (2 * pi) STEP (h): REM 0'DAN 2*PI'YE
```

```
IF NOT (EOF(1)) THEN INPUT #1, ffo
fo = ffo / 100
pPX = (t * 95):
```

```
PPY = 200 - (100 * fo)
```

```
PSET (t * 95, 200 - 100 * F1)
PSET (t * 95, 200 - 100 * F2)
```

IF ho < 2 THEN LINE (POX, POY)-(pPX, PPY): POX = pPX: POY = PPY

FOR I = 1 TO n: X(I) = y(I): NEXT I

A = 1

GOTO 100

10 FOR I = 1 TO n: K1(I) = h * denk(I): Y1(I) = y(I) + K1(I) * .5: X(I) = Y1(I): NEXT I

A = 2

GOTO 100

20 FOR I = 1 TO n: K2(I) = h * denk(I): Y2(I) = y(I) + K2(I) * .5: X(I) = Y2(I): NEXT I

A = 3

GOTO 100

30 FOR I = 1 TO n: K3(I) = h * denk(I): Y3(I) = y(I) + K3(I): X(I) = Y3(I): NEXT I

A = 4

GOTO 100

40 FOR I = 1 TO n: K4(I) = h * denk(I): NEXT I

FOR I = 1 TO n

y(I) = y(I) + (K1(I) + 2 * (K2(I) + K3(I)) + K4(I)) / 6

NEXT I

NEXT t

HSB(ho) = y(2): HCB(ho) = y(3): ort = y(1) / (2 * pi): etk = SQR(y(4) / (2 * pi))

NEXT ho

FOR ho = 1 TO HD: LOCATE ho, 34: PRINT USING "####.###"; ho; ort; HSB(ho);
HCB(ho); etk: NEXT ho

P0X = 0: P0Y = 200

FOR t = 0 TO 2 * pi STEP h

FOR ho = 1 TO HD

py = HSB(ho) * SIN(t * ho) + py + HCB(ho) * COS(t * ho)

NEXT ho

P1X = (t * 95): P1Y = 200 - 100 * (ort + py):

LINE (P0X, P0Y)-(P1X, P1Y), 13: P0X = P1X: P0Y = P1Y

py = 0

NEXT t

END

EK E. DGM ve UVM Çalışma Şekillerine Ait Harmonik Tabloları

Tablo E.1. V=48V, P=44, m=0,915 için DGM akım ve gerilim harmonikleri

Harmonik derecesi	Frekans	Gerilimin Genliği (V)	%V RMS	V Ø°	Akımın Genliği (I)	%I RMS	I Ø°	Güç (W)
DC	0	0.01	0.05	0	0.03	3.88	0	0
1	49.97	15.02	93.95	0	0.7	99.37	-41	8
2	99.94	0.01	0.05	-159	0	0.62	11	0
3	149.9	0.02	0.1	-117	0.02	2.73	-129	0
4	199.87	0.04	0.24	-141	0	0.44	-80	0
5	249.84	0.08	0.49	153	0.01	1.85	151	0
6	299.81	0.01	0.05	-94	0	0.44	-139	0
7	349.78	0.08	0.49	53	0.01	1.41	67	0
8	399.74	0.02	0.1	34	0	0.53	146	0
9	449.71	0.03	0.2	-36	0.01	0.79	-27	0
10	499.68	0.05	0.34	51	0	0.35	38	0
11	549.65	0.02	0.15	5	0	0.53	-124	0
12	599.62	0.06	0.39	-153	0	0.26	-66	0
13	649.58	0.04	0.24	127	0	0.09	121	0
14	699.55	0.03	0.2	129	0	0.26	-135	0
15	749.52	0.05	0.34	127	0	0.35	88	0
16	799.49	0.02	0.1	60	0	0.26	172	0
17	849.46	0.01	0.05	24	0	0.35	-5	0
18	899.42	0.03	0.2	-73	0	0.18	-93	0
19	949.39	0.02	0.15	-44	0	0.26	-136	0
20	999.36	0.03	0.2	86	0	0.35	-27	0
21	1049.33	0.05	0.34	143	0	0.18	158	0
22	1099.3	0.02	0.15	94	0	0.18	-131	0
23	1149.26	0.02	0.15	-140	0	0.09	180	0
24	1199.23	0.06	0.39	178	0	0.26	161	0
25	1249.2	0.02	0.1	-9	0	0.09	86	0
26	1299.17	0.05	0.29	74	0	0.26	62	0
27	1349.13	0.01	0.05	148	0	0.09	-126	0
28	1399.1	0.04	0.24	115	0	0.26	12	0
29	1449.07	0.02	0.15	55	0	0.18	-49	0
30	1499.04	0.05	0.29	85	0	0.26	-22	0
31	1549.01	0.02	0.1	-16	0	0.09	56	0

Tablo E.2. V=48V, P=90, m=0,915 için DGM akım ve gerilim harmonikleri

Harmonik derecesi	Frekans	Gerilimin Genliği (V)	%V RMS	V Ø°	Akımın Genliği (I)	%I RMS	I Ø°	Güç (W)
DC	0	0.01	0.05	0	0.02	3.52	0	0
1	47.66	14.97	99.12	0	0.69	99.84	-44	7.36
2	95.32	0.06	0.41	94	0.01	0.99	20	0
3	142.99	0.05	0.36	48	0.01	2.17	-125	-0.16
4	190.65	0.05	0.31	-96	0.01	0.81	-107	0
5	238.31	0.02	0.16	-168	0.02	2.26	142	0
6	285.97	0.02	0.16	38	0	0.54	-168	0
7	333.63	0.04	0.26	0	0.01	1.81	52	0
8	381.29	0.07	0.47	96	0.01	1.08	91	0
9	428.96	0.07	0.47	148	0.01	0.81	-18	-0.16
10	476.62	0.02	0.16	-105	0	0.45	16	0
11	524.28	0.02	0.1	174	0	0.45	-122	0
12	571.94	0.08	0.52	-152	0	0.36	-82	0
13	619.6	0.08	0.52	-169	0	0.63	146	0
14	667.26	0.05	0.31	-141	0	0.72	-170	0
15	714.93	0.02	0.1	63	0	0.45	70	0
16	762.59	0.03	0.21	-114	0	0.45	144	0
17	810.25	0.04	0.26	-4	0	0.36	-34	0
18	857.91	0.03	0.21	42	0	0.45	17	0
19	905.57	0.03	0.21	-146	0	0.27	-116	0
20	953.23	0.04	0.26	-37	0	0.54	-52	0
21	1000.9	0.05	0.31	-144	0	0.36	112	0
22	1048.56	0.02	0.1	-67	0	0.36	-147	0
23	1096.22	0.02	0.16	-85	0	0.27	-125	0
24	1143.88	0.05	0.31	-176	0	0.27	104	0
25	1191.54	0.07	0.47	8	0	0.09	-113	0
26	1239.21	0.01	0.05	-125	0	0.36	55	0
27	1286.87	0	0	-96	0	0.09	-137	0
28	1334.53	0.03	0.21	-92	0	0.18	9	0
29	1382.19	0.05	0.31	113	0	0.09	-61	0
30	1429.85	0.09	0.57	138	0	0.18	-126	0
31	1477.51	0.06	0.41	-4	0	0.09	-77	0

Tablo E.3. V=48V, P=44, m=2,915 için DGM akım ve gerilim harmonikleri

Harmonik derecesi	Frekans	Gerilimin Genliği (V)	%V RMS	V Ø°	Akımın Genliği (I)	%I RMS	I Ø°	Güç(W)
DC	0	0.08	0.37	0	0.03	3.26	0	0
1	49.81	20.55	96.83	0	0.82	99.28	-53	10.08
2	99.63	0.03	0.15	-104	0	0.61	-46	0
3	149.44	0.07	0.33	11	0.02	3.03	-179	-0.16
4	199.26	0.02	0.07	-103	0	0.53	-162	0
5	249.07	2.37	11.16	-6	0.08	9.55	-67	0
6	298.89	0.05	0.22	67	0	0.45	115	0
7	348.7	0.86	4.05	-13	0.03	4.02	-66	0
8	398.51	0.01	0.04	66	0.01	0.68	-20	0
9	448.33	0.03	0.15	-105	0.01	0.76	-152	0
10	498.14	0.05	0.22	137	0	0.38	-108	0
11	547.96	0.3	1.44	165	0.01	1.44	84	0
12	597.77	0.03	0.15	79	0	0.38	110	0
13	647.58	0.34	1.58	163	0	0.38	36	-0.16
14	697.4	0.03	0.15	-32	0	0.61	-13	0
15	747.21	0.04	0.18	145	0	0.45	133	0
16	797.03	0.09	0.41	-60	0	0.38	-103	0
17	846.84	0.09	0.44	162	0	0.38	77	0
18	896.66	0.12	0.55	-104	0	0.53	124	-0.16
19	946.47	0.05	0.22	-32	0	0.38	-67	0
20	996.28	0.04	0.18	-137	0	0.38	53	0
21	1046.1	0.02	0.07	134	0	0.38	-174	0
22	1095.91	0.02	0.07	134	0	0.23	-103	0
23	1145.73	0.1	0.48	-21	0	0.38	26	0
24	1195.54	0.09	0.44	85	0	0.23	118	0
25	1245.36	0.07	0.33	-40	0	0.45	-77	0
26	1295.17	0.02	0.07	-61	0	0.23	-5	0
27	1344.98	0.01	0.04	-157	0	0.15	167	0
28	1394.8	0.16	0.77	72	0	0.3	-42	0
29	1444.61	0.07	0.33	150	0	0.3	15	0
30	1494.43	0.05	0.22	65	0	0.23	-178	0
31	1544.24	0.07	0.33	114	0	0.15	-154	0

Tablo E.4. V=48V, Um=1,15 için UVM akım ve gerilim harmonikleri

Harmonik derecesi	Frekans	Gerilimin Genliği (V)	%V RMS	V Ø°	Akımın Genliği (I)	%I RMS	I Ø°	Güç(W)
DC	0	0	0	0	0.02	3.7	0	0
1	49.97	16.56	99.94	0	0.67	99.7	-60	5.6
2	99.94	0.03	0.19	48	0	0.74	-24	0
3	149.9	0.06	0.38	-3	0.02	2.41	173	-0.16
4	199.87	0.01	0.05	-180	0	0.74	-154	0
5	249.84	0.07	0.42	165	0.02	2.59	63	0
6	299.81	0.02	0.14	74	0	0.74	88	0
7	349.78	0.09	0.57	-15	0.02	2.31	-56	0
8	399.74	0.02	0.14	45	0.01	0.93	-29	0
9	449.71	0.03	0.19	-108	0.01	0.83	165	0
10	499.68	0.02	0.09	-87	0	0.56	-154	0
11	549.65	0.05	0.33	161	0	0.37	55	0
12	599.62	0.02	0.14	142	0.01	0.83	82	0
13	649.58	0.05	0.28	-14	0	0.46	-91	0
14	699.55	0.01	0.05	-98	0	0.74	-44	0
15	749.52	0.03	0.19	-178	0	0.65	174	0
16	799.49	0.01	0.05	148	0	0.46	-175	0
17	849.46	0.03	0.19	143	0	0.09	0	0
18	899.42	0.01	0.05	-118	0	0.46	73	0
19	949.39	0.02	0.09	-58	0	0.37	-65	0
20	999.36	0.03	0.19	25	0	0.74	-51	0
21	1049.33	0.03	0.19	155	0	0.37	159	0
22	1099.3	0.01	0.05	-162	0	0.65	-167	0
23	1149.26	0.02	0.09	-35	0	0.28	-173	0
24	1199.23	0.02	0.14	61	0	0.65	72	0
25	1249.2	0.08	0.47	143	0	0.37	110	0
26	1299.17	0.03	0.19	-107	0	0.46	-61	0
27	1349.13	0.03	0.19	-158	0	0.09	77	0
28	1399.1	0.01	0.05	-152	0	0.56	-157	0
29	1449.07	0.05	0.28	-39	0	0.19	-108	0
30	1499.04	0.01	0.05	41	0	0.37	94	0
31	1549.01	0.04	0.24	157	0	0.19	37	0

Tablo E.5. V=48V, Um=3,557 için UVM akım ve gerilim harmonikleri

Harmonik derecesi	Frekans	Gerilimin Genliği (V)	%V RMS	V Ø°	Akımın Genliği (I)	%I RMS	I Ø°	Güç (W)
DC	0	0.08	0.36	0	0.03	3.77	0	0
1	50.12	20.79	96.91	0	0.85	97.34	-66	7.2
2	100.24	0.27	1.24	-76	0.02	2.28	-123	0
3	150.37	0.01	0.04	0	0.02	2.78	160	0
4	200.49	0.2	0.95	-76	0.01	1.21	-145	0
5	250.61	3.92	18.28	4	0.15	17.29	-58	0.16
6	300.73	0.04	0.18	-132	0	0.28	144	0
7	350.85	2.65	12.35	-1	0.08	9.11	-73	0
8	400.97	0.2	0.91	-84	0.01	0.71	-139	0
9	451.1	0.01	0.04	13	0	0.43	99	0
10	501.22	0.13	0.62	-89	0	0.43	176	0
11	551.34	1.45	6.74	4	0.04	3.98	-65	0
12	601.46	0.03	0.15	-46	0	0.21	-152	0
13	651.58	1.12	5.21	-1	0.02	2.21	-81	0
14	701.7	0.09	0.4	-75	0	0.36	-145	0
15	751.83	0.02	0.11	-86	0	0.5	25	0
16	801.95	0.05	0.25	-58	0	0.07	0	0
17	852.07	0.59	2.73	5	0.01	1.49	-79	0
18	902.19	0.05	0.22	8	0	0.14	-164	0
19	952.31	0.51	2.37	-4	0.01	0.64	-50	0
20	1002.43	0.02	0.07	-52	0	0.14	155	0
21	1052.56	0.04	0.18	-88	0	0.5	-18	0
22	1102.68	0.02	0.11	40	0	0.14	-32	0
23	1152.8	0.2	0.95	-3	0	0.57	-110	0
24	1202.92	0.03	0.15	42	0	0.14	-160	0
25	1253.04	0.16	0.76	-3	0	0.28	43	0
26	1303.16	0.06	0.29	86	0	0.21	-3	0
27	1353.29	0.05	0.22	-115	0	0.28	-37	0
28	1403.41	0.07	0.33	95	0	0.14	-75	0
29	1453.53	0.03	0.15	36	0	0.28	180	0
30	1503.65	0.03	0.15	110	0	0.07	-41	0
31	1553.77	0.02	0.07	-3	0	0.07	44	0

ÖZGEÇMİŞ

Gökalp Arı, 1979 yılında Antalya’da doğdu. İlkokul, ortaokul ve liseyi Antalya’da bitirdi. 1997 yılında Antalya Lisesi’nden mezun oldu. Bir yıl sonra Kocaeli Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü’nü kazandı. 2002 yılında bu bölümden mezun oldu. Mezun olduğu yıl, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü’nde Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda Yüksek Lisans programına başladı.