

ÇEŞİTLİ MODÜLASYON TEKNİKLERİNİN
HARMONİK BOZULMA ÜZERİNDEKİ ETKİLERİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Mehmet YUMURTACI

DANIŞMAN

Yrd. Doç. Dr. Seydi Vakkas ÜSTÜN

ELEKTRİK EĞİTİMİ ANABİLİM DALI

Temmuz 2007

AFYON KOCATEPE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ÇEŞİTLİ MODÜLASYON TEKNİKLERİNİN HARMONİK BOZULMA
ÜZERİNDEKİ ETKİLERİ

Mehmet YUMURTACI

DANIŞMAN
Yrd. Doç. Dr. Seydi Vakkas ÜSTÜN

ELEKTRİK EĞİTİMİ ANABİLİM DALI

Temmuz 2007

ONAY SAYFASI

Yrd. Doç. Dr. Seydi Vakkas ÜSTÜN danışmanlığında,
Mehmet YUMURTACI tarafından hazırlanan
ÇEŞİTLİ MODÜLASYON TEKNİKLERİNİN HARMONİK BOZULMA
ÜZERİNDEKİ ETKİLERİ
başlıklı bu çalışma, lisansüstü eğitim ve öğretim yönetmeliğinin ilgili maddeleri
uyarınca
26/07/2007
tarihinde aşağıdaki jüri tarafından
Elektrik Eğitimi Anabilim Dalında
Yüksek Lisans tezi olarak oybirliği/oy çokluğu ile kabul edilmiştir.

	Ünvanı, Adı, SOYADI	İmza
Başkan	Prof. Dr. Süleyman TAŞGETİREN	
Üye	Prof. Dr. Hasan ÇİMEN	
Üye	Yrd. Doç. Dr. Seydi Vakkas ÜSTÜN	

Afyon Kocatepe Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun
...../...../..... tarih ve
..... sayılı kararıyla onaylanmıştır.

Doç. Dr. Zehra BOZKURT
Enstitü Müdürü

ÖZET
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ÇEŞİTLİ MODÜLASYON TEKNİKLERİNİN HARMONİK BOZULMA
ÜZERİNDEKİ ETKİLERİ

Mehmet YUMURTACI

Afyon Kocatepe Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Seydi Vakkas ÜSTÜN

Güç sistemlerindeki nonlineer elemanlar, iletim ve dağıtım sistemlerinde ciddi bir harmonik bozulmaya neden olmakta ve tüketiciye verilen enerjinin kalitesini olumsuz yönde etkilemektedir. Kaynak gerilimi, sinüsoidal dahi olsa harmonik üreten yükten dolayı çıkışında harmonikli bileşenler içerir. Bu durumdan baraya bağlı olan diğer yükler de etkilenir. Asenkron motorlar sürme devrelerindeki yarı iletken anahtarlama güç elemanlarından dolayı birer harmonik kaynağıdır

İnverterin ürettiği harmonikler kaçınılmaz olduğundan bunların optimizasyonu yoluna gidilmiştir. Bu amaçla, kullanılan yarı iletken güç anahtarlama elemanlarının daha hızlı ve anahtarlama kayıpları az olanları tercih edilirken, inverterlerde kullanılan PWM (Darbe Genişlik Modülasyon) teknikleri de geliştirilmektedir. Bu çalışmada motor kontrolü amacıyla geliştirilmiş olan DSP (Sayısal İşaret İşlemci) kontrolörlerden dsPIC2010 mikro kontrolörü kullanılmıştır. Bu DSP kontrolör ile sinüs PWM (SPWM), kare dalga PWM (KDPWM), taşıyıcı tabanlı uzay vektör PWM (TTSVPWM) ve uzay vektör PWM (SVPWM) teknikleri gerçekleştirilmiştir.

Bu tez çalışmasında dsPIC2010 mikro kontrolörü ile geliştirilen yazılımla değişik PWM teknikleri için inverter çıkışındaki akımlar incelenmiştir. Bu akımların harmonikleri ölçülerek minimum harmoniğe sahip teknik belirlenmiş ve tekniklerin birbirine göre kıyaslaması yapılmıştır.

2007, 99 sayfa

Anahtar kelimeler: PWM, Harmonik, DSP

ABSTRACT

M. Sc. Thesis

EFFECTS OF VARIOUS MODULATION TECHNIQUES ON HARMONIC DISTORTION

Mehmet YUMURTACI

Afyon Kocatepe University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electric Education

Supervisor: Asst. Prof. Seydi Vakkas ÜSTÜN

Nonlinear elements in power systems are caused a serious harmonic distortion at transmission and distribution systems, and affected quality of supplying energy to consumer in negative form. Even if source voltage is sinusoidal, its output will include harmonic components due to loads which produce harmonic. Other loads connected to bus are affected from this situation. Each of induction motors is a harmonic source due to semiconductor switching power elements.

As harmonics which are produced by inverter are unavoidable, optimization of these is preferred. With this purpose, as they are preferred quicker of used semiconductor power switching elements and less switching loss of its, PWM (Pulse Width Modulation) techniques which are used inverters have developed. In this study, dsPIC2010 micro controller which is one of the DSP (Digital Signal Processor) controllers was used. Sinus PWM (SPWM), square wave PWM (KDPWM), carrier base space vector PWM (TTSVPWM) and space vector PWM (SVPWM) techniques are carried out with this DSP controller.

In this thesis study, currents at output of inverter for various PWM techniques are analyzed with software which is developed with micro controller. Technique which has minimum harmonic was determined by measuring harmonics of these currents and comparing of techniques was done according to each other.

2007, 99 pages

Keywords : PWM, Harmonic, DSP

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans çalışmalarım boyunca her türlü yardım ve desteğini esirgemeyen çok değerli hocam ve danışmanım Yrd. Doç. Dr. Seydi Vakkas ÜSTÜN'e ve ayrıca değerli hocam Prof. Dr. Hasan ÇİMEN'e ve burada adlarını sayamadığım bilgi, kaynak ve görüşleriyle her zaman yardımcı olmaya çalışan tüm hocalarıma ve arkadaşlarıma sonsuz saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Hayatım boyunca maddi ve manevi desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen annem Emine YUMURTACI'ya ve babam Ali Osman YUMURTACI'ya en içten saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Mehmet YUMURTACI
AFYONKARAHİSAR, Temmuz 2007

İÇİNDEKİLER

ÖZET	iv
ABSTRACT	v
TEŞEKKÜR	vi
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	x
ŞEKİLLER DİZİNİ	xii
RESİMLER DİZİNİ	xiv
ÇİZELGELER DİZİNİ	xv
1. GİRİŞ	1
2. GENEL BİLGİLER	3
2.1 Harmonikler	4
2.1.1 Harmoniklerin oluşumu	6
2.1.2 Harmoniklerin matematiksel ifadesi	9
2.1.3 Harmoniklerle ilgili temel kavramlar	12
2.1.3.1 Harmonikli sistemler için güç ifadeleri	13
2.1.3.2 Toplam harmonik distorsiyonu (THD)	14
2.1.4 Harmonik kaynakları	15
2.1.5 Harmoniklerin enerji sistemine etkileri	16
2.2 İnverter	17
2.2.1 Gerilim beslemeli inverterler	18
2.2.1.1 Bir fazlı inverterler	20
2.2.1.2 Üç fazlı köprü inverterler	22
2.2.2 Akım beslemeli inverterler	25
2.3 PWM Teknikleri	26
2.3.1 Üç fazlı kare dalga PWM	28
2.3.1.1 Harmonik analizi	29
2.3.1.2 Sabit gerilim / frekans oranıyla çalışma	30
2.3.2 Üç fazlı sinüs PWM	30
2.3.2.1 Harmonik analizi	32
2.3.2.2 Gerilimden yararlanma	32
2.3.2.3 Sabit gerilim-frekansla çalışma	34
2.3.3 Üç fazlı uzay vektör PWM	34

2.3.3.1 Uzay vektör PWM'in özellikleri	35
2.3.3.2 Uzay vektör kavramı	36
2.3.3.3 Uzay vektör PWM prensibi	37
2.3.3.4 Uzay vektör PWM'in gerçekleştirilmesi	38
2.3.4 Üç fazlı taşıyıcı tabanlı uzay vektör PWM	42
2.4 Sayısal İşaret İşlemci (DSP)	43
2.4.1 DSP sistemlerin seçimi ve karşılaştırılması	47
2.4.2 DSP uygulama alanları	50
3. MATERYAL VE METOT	53
3.1 Materyal	53
3.1.1 İnverter	53
3.1.2 Asenkron motor	54
3.1.3 DSP programlama kartı	55
3.1.4 dsPIC30F2010 DSP mikroişlemcisi genel özellikleri	56
3.1.5 Sürme sisteminin yazılımının tanıtılması	59
3.1.6 Güç analizörü	59
3.2 Metot	60
3.2.1 PWM tekniklerinin uygulanması	60
3.2.1.1 SPWM oluşturma adımları	61
3.2.1.2 MCPWM'li üç fazlı asenkron motor sürücüsü	63
3.2.2 SPWM'in oluşturulması	66
3.2.3 KDPWM'in oluşturulması	67
3.2.4 TTSVPWM'in oluşturulması	68
3.2.5 SVPWM'in oluşturulması	69
4. BULGULAR	70
5. TARTIŞMA VE SONUÇ	73
6. KAYNAKLAR	75
6.1 İnternet Kaynakları	77
7. ÖZGEÇMİŞ	78

8. EKLER	79
EK-1 Uygulama devresinde kullanılan inverterin IPM'li güç devre şeması	79
EK-2 IPM besleme devresi	80
EK-3 SPWM, KDPWM ve TTSVPWM teknikleri için gerekli yazılım	81
EK-4 SVPWM tekniği için gerekli yazılım	85
EK-5 Farklı modülasyon indeksi ve modülasyon oranı için akım harmonik spektrum ölçüm sonuçları	93
EK-6 İnverter çıkışındaki 33. harmoniğe kadar olan akım harmoniklerinin efektif değerleri	96

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

1. Simgeler

n	Nonsinüsoidal dalgadaki harmoniklerin mertebesi
ω	Açısal frekans
ϕ_n	n. harmonik akımının faz açısı
I	Akımın efektif değeri
I_0	Akımın DC bileşeni
I_n	n. harmonik akım bileşeninin efektif değeri
I_m	Akımın tepe değeri
$i(t)$	Akımın ani değeri
δ_n	n. harmonik geriliminin faz açısı
U	Gerilimin efektif değeri
U_0	Gerilimin DC bileşeni
U_n	n. harmonik gerilim bileşeninin efektif değeri
U_m	Gerilimin tepe değeri
$u(t)$	Gerilimin ani değeri
S	Görünür güç
P	Aktif güç
Q	Reaktif güç
D	Distorsiyon gücü
CF	Tepe faktörü
m_f	Modülasyon oranı
M	Modülasyon indeksi
p	Bir periyottaki darbe sayısı
V_c	Kontrol sinyalinin değeri
V_t	Taşıyıcı sinyalin değeri
f_1	Temel frekans
f_c	Taşıyıcı dalganın frekansı
THD	Toplam harmonik distorsiyonu
HD	Tekil harmonik distorsiyonu
DF	Distorsiyon faktörü
GF	Güç faktörü
V_{ref}	Referans vektörü
V_d, V_q	Uzay vektörler
V_0-V_7	8 anahtarlama vektörü

T_1, T_2, T_0	Uzay vektör zaman süreleri
S_1-S_6	Yarı iletken güç anahtarları
a_0, a_n, b_n	Fourier katsayıları
PTPER	PWM zaman periyodu
<i>Delta_phase</i>	Tablodan alınacak veri adresi

2. Kısaltmalar

PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu
SPWM	Sinüs PWM
KDPWM	Kare Dalga PWM
SVPWM	Uzay Vektör PWM
TTSVPWM	Taşıyıcı Tabanlı Uzay Vektör PWM
HDDF	Harmonik Bozulma Belirleme Faktörü
SVM	Uzay Vektör Modülasyonu
DSP	Sayısal İşaret İşlemci
ALU	Aritmetik Mantık Ünitesi
MAC	Tek Çevrimli Çoklu Toplama
ASM	Asenkron Motor
IPM	Akıllı Güç Modülü
MCPWM	Motor Kontrol PWM
SVG	Statik VAr Generatörü
SVC	Statik VAr Kompanzatorü
AHF	Aktif Harmonik Filtresi
UPS	Kesintisiz Güç Kaynağı
DSC	Doğrudan Kendinden Kontrollü
FFT	Hızlı Fourier Dönüşümü

ŞEKİLLER DİZİNİ

	Sayfa No
Şekil 2.1 Nonsinüsoidal akımın temel ve harmonik bileşenleri	5
Şekil 2.2 Sinüsoidal fonksiyon	6
Şekil 2.3 Lineer Yükün V-I karakteristiği	6
Şekil 2.4 Lineer yükün akım ve gerilim dalga şekli	6
Şekil 2.5 Lineer yükün sinüsoidal akım ve gerilimi (Kocatepe vd.2006)	7
Şekil 2.6 Farklı nonsinüsoidal fonksiyon örnekleri	7
Şekil 2.7 Sinüsoidal gerilim uygulanan bir nonlineer yükün akım değişimi (Kocatepe vd.2006)	8
Şekil 2.8 Herhangi iki nonlineer yükün V-I karakteristiği	8
Şekil 2.9 Sinüsoidal gerilim uygulanan bir nonlineer yükün akım ve gerilim dalga şekilleri	9
Şekil 2.10 Harmonik üreten cihazlar nedeniyle şebeke geriliminin bozulması (Kocatepe vd. 2006)	9
Şekil 2.11 Standart ayarlanabilir hız sürücü şeması	18
Şekil 2.12 (a) Yarım köprü inverter, (b) Kare dalga modunda çıkış gerilimi ve akım dalgaları (Kose 2002)	21
Şekil 2.13 Tek fazlı köprü inverter (Kose 2002)	21
Şekil 2.14 Kare dalga modunda çıkış geriliminin ve akımının dalga şekli (Kose 2002)	22
Şekil 2.15 Üç fazlı köprü inverter (Kose 2002)	23
Şekil 2.16 Kare dalga modunda çıkış gerilim dalgaları	24
Şekil 2.17 Akım beslemeli inverterin güç devresi	25
Şekil 2.18 İki seviyeli taşıyıcı tabanlı PWM	26
Şekil 2.19 Üç fazlı kare dalga inverter için gerilim dalga şekilleri (İncekara 2000)	29
Şekil 2.20 Üç fazlı SPWM için gerilim dalga şekilleri (İncekara 2000)	31
Şekil 2.21 SPWM'in aşırı modülasyonu (İncekara 2000)	33
Şekil 2.22 Kompleks düzlemde dönüş vektörünün gösterimi (Rathnakumar 2005)	37
Şekil 2.23 dq düzleminde gerilim uzay vektörü ve bileşenleri	38
Şekil 2.24 Sektör 1'de komşu vektörlerin bileşimi olarak referans vektörü (Rathnakumar 2005)	39

Şekil 2.25	Altı farklı sektörde üç faz için anahtarlama pals modeli (Rathnakumar 2005)	41
Şekil 2.26	Taşıyıcı tabanlı SVPWM	43
Şekil 2.27	Motor kontrol sistem birimleri	51
Şekil 3.1	Uygulama devresinin blok diyagramı	53
Şekil 3.2	Asenkron motorun gerilim beslemeli AC sürme devresi prensip şeması	54
Şekil 3.3	MCPWM blok diyagramı (Zambada 2005)	60
Şekil 3.4	Üç fazlı inverter (Zambada 2005)	61
Şekil 3.5	Otomatik ölü zaman eklemeli tümleyici PWM	62
Şekil 3.6	Merkez hizalı PWM zaman diyagramı	62
Şekil 3.7	Tarama tablosuyla üç faz sinüs dalgası üretimi (Zambada 2005)	64
Şekil 3.8	Doluluk boşluk register'ler için sinüs dalga tablosunun ölçeklenmesi (Zambada 2005)	65
Şekil 3.9	SPWM'in oluşturulması	66
Şekil 3.10	KDPWM'in oluşturulması	67
Şekil 3.11	TTSVPWM'in oluşturulması	68
Şekil 3.12	SVPWM, vektörler ve sektörler	69
Şekil 1	Uygulama devresinde kullanılan inverterin IPM'li güç devre şeması	79
Şekil 2	IPM besleme devresi	80

RESİMLER DİZİNİ

	Sayfa No
Resim 3.1 EASYdsPIC2 DSP programlama kartı (İnt.Kyn.1)	56
Resim 3.2 43B Fluke güç analizörü (İnt.Kyn.2)	60
Resim 4.1 $M = 0,9$, $m_f = 175$ için inverter çıkış akım harmoniklerinin spektrumu	70
Resim 4.2 $M = 0,5$, $m_f = 9$ için inverter çıkış geriliminin dalga şekilleri	71
Resim 4.3 $M = 0,9$, $m_f = 175$ için inverter çıkış geriliminin dalga şekilleri	72
Resim 4.4 $M = 0,9$, $m_f = 175$ için inverter çıkış akımının dalga şekilleri	72
Resim 1 $M = 0,5$, $m_f = 9$ için inverter çıkış akım harmonik spektrumu	93
Resim 2 $M = 0,9$, $m_f = 9$ için inverter çıkış akım harmonik spektrumu	93
Resim 3 $M = 0,5$, $m_f = 100$ için inverter çıkış akım harmonik spektrumu	94
Resim 4 $M = 0,9$, $m_f = 100$ için inverter çıkış akım harmonik spektrumu	94
Resim 5 $M = 0,5$, $m_f = 175$ için inverter çıkış akım harmonik spektrumu	95

ÇİZELGELER DİZİNİ

		Sayfa No
Çizelge 2.1	Anahtarlama zamanı (Rathnakumar 2005)	42
Çizelge 3.1	Asenkron motorun etiket bilgileri	55
Çizelge 3.2	SPWM oluşturmak için veri tablosu	66
Çizelge 3.3	KDPWM oluşturmak için veri tablosu	67
Çizelge 3.4	TTSVPWM oluşturmak için veri tablosu	68
Çizelge 1	KDPWM akım harmoniklerinin ölçüm sonuçları	96
Çizelge 2	SPWM akım harmoniklerinin ölçüm sonuçları	97
Çizelge 3	TTSVPWM akım harmoniklerinin ölçüm sonuçları	98
Çizelge 4	SVPWM akım harmonik ölçüm sonuçları	99

1. GİRİŞ

İnsanoğlu yaşamı boyunca her zaman enerjiye gereksinim duymuştur. Farklı enerji türleri içerisinde bu güne kadar en çok kullanılanı insan yaşamına sağladığı yararlar nedeniyle elektrik enerjisidir. Bundan dolayı elektrik enerjisine olan talep sürekli artmış ve kişi başına tüketilen enerji miktarı ülkelerin gelişmişlik düzeyinin bir göstergesi haline gelmiştir Artan talep elektrikte güç kalitesi olarak nitelendirilen daha güvenilir ve daha kaliteli bir enerji kavramının ortaya çıkmasına sebep olmuştur. Kaliteli bir elektrik enerjisi sağlayabilmek için; enerjinin sürekliliği, gerilimin frekansının sabitliği, güç faktörünün bire yakınlığı, faz gerilimlerinin dengeli olması ve gerilimdeki harmonik miktarının belirli değerlerde kalması gereklidir.

Alternatif akımın ortaya çıktığı günden itibaren güç sistemindeki harmoniklerin araştırılması yapılmaktadır. Güç sistemlerindeki nonlinear elemanlar, iletim ve dağıtım sistemlerinde ciddi bir harmonik bozulmaya neden olmakta ve tüketiciye verilen enerjinin kalitesini olumsuz yönde etkilemektedir (Kocatepe vd. 2003).

Yarı iletken teknolojisindeki gelişmelerin doğrultusunda tristör, triyak, GTO, IGBT, MOSFET gibi yarı iletken anahtarlama elemanlarının elektrik güç sistemlerinde kullanımı gün geçtikçe artmaktadır. Harmonik üreten elemanların güç sistemine ilave edilmesiyle nonlinearlik etkisi ve nonlinear eleman sayısında hızlı bir artış söz konusudur. Bu artmanın sebebi yüksek güçlü yarı iletken güç anahtarlarındaki gelişim ve onların doğrultucu, evirici ve çeşitli elektronik devrelerde kullanılması, gaz deşarjlı aydınlatmanın yaygınlaşması, akü ve fotovoltaik sistemlerde elektrikli aygıtların kullanımının artmasıdır. Bu tip yüklerin gelecekte daha etkili olması beklenmektedir (IEEE Working Group on Power System Harmonics 1983).

Enerji sistemlerinde harmonikler ortaya çıkması istenilmeyen bir durumdur. Harmonikler işletme araçlarını ve tesislerini yükleyerek ek kayıplara, aşırı ısınmaya ve işletme ömürlerinin kılmasına neden olmaktadır. Rezonans olaylarına da sebep olabileceğinden işletme için tehlikeli durumlar meydana getirebilir (Karakaş 2000).

İnverterin temel görevi DC giriş gerilimini istenilen genlikte ve frekansta çıkışta bir AC gerilime dönüştürmektir. Çıkış geriliminin ayarlanabilir olması için ya kazanç sabit tutulup DC giriş gerilimi ayarlanır ya da sabit bir DC giriş geriliminde inverter kazancının ayarlanmasıyla sağlanır ki buna da Darbe Genişlik Modülasyon (PWM-Pulse Width Modulation) tekniği denir. İnverterin çıkış geriliminin dalga şeklinin sinüsoidal olması istenilse de çıkış dalga şeklinde harmonikler mevcuttur. Yarı iletken teknolojisindeki gelişmeye paralel olarak yüksek hızlı yarı iletken güç anahtarlarının ve en uygun anahtarlama yönteminin kullanılmasıyla çıkış dalgasındaki harmonik bileşenler minimize edilebilir (İncekara 2000).

Bu çalışmada; farklı PWM teknikleri için inverterin çıkış akımında oluşan harmonikler incelenmiştir. Kare dalga PWM (KDPWM), sinüs PWM (SPWM), taşıyıcı tabanlı uzay-vektör PWM (TTSVPWM) ve uzay-vektör PWM (SVPWM) teknikleri dsPIC30F2010 DSP (Sayısal İşaret İşlemci) mikro kontrolör temelli EASYdsPIC2 DSP seti ile gerçekleştirilmiştir. Değişik PWM tekniklerini kullanan DSP temelli bu kontrolör ile asenkron motorun açık çevrim kontrolü yapılmıştır. Kontrolü gerçekleştirilen sistemin farklı PWM tekniğine göre çıkış akımı ve bu akım üzerindeki harmonikler karşılaştırılarak incelenmiştir.

Birinci bölümde çalışmanın amacı anlatılmış. İkinci bölümde günümüze kadar yapılan çalışmalar tanıtılmış, harmonikler, inverter, PWM teknikleri ve kullanılan mikro denetleyici hakkında genel bilgiler verilmiştir. Üçüncü bölümde kullanılan inverter modülü ve dsPIC programlama kartı tanıtılmış, farklı PWM tekniklerinin nasıl oluşturulduğu anlatılmıştır. Son bölümde ise yapılan ölçüm sonuçlarına göre harmoniklerin azaltılmasının da hangi PWM tekniğinin daha etkili olduğu grafiklerle gösterilmiştir.

2. GENEL BİLGİLER

1900'lü yıllarda transformatörlerin nonlineerliğinden dolayı üretilen harmonikler ve y-d bağlantısındaki üçüncü harmoniklerin oluşumu araştırılmıştır (Clinker 1914). Sonraki yıllarda civa buharlı konverterlerle ilgili distorsiyonun konu alındığı yayınlar yapılmıştır (Rissik 1935).

İkinci dünya savaşı sonrası doğrultmaçların kullanımında bir artış olmuştur. Güç sistem mühendisleri ve tasarımcıları yaygın olarak statik konverterlerin ürettiği harmonikler üzerinde durmuşlardır (Read 1945).

Profumo vd. (1992) SPWM ve SVPWM tekniklerini genel olarak gözden geçirmişler ve anahtarlama frekansının yeteri kadar yüksek olması durumunda harmoniklerin kayıpları ihmal edilebilecek kadar az olduğunu ve SVPWM çıkış geriliminin harmonik kayıpları açısından en iyi çözüm olduğunu göstermişlerdir.

Walczyna (1995) DSC (Doğrudan Kendinden Kontrollü) ve Takahashi metotları için tüm geçerli inverter çıkış ve sürücü giriş akım harmonikleri sadece stator akı yörüngesinin şekli ile belirlenebileceğini göstermiş, inverter çıkış ve sürücü giriş akımlarının tüm harmoniklerinin eliminasyonuna izin veren bir yöntem bulmuştur. Stator akı yörüngesinin şeklini oluşturan bu yeni yöntem tüm hat akım harmonikleri standart DSC ile karşılaştırıldığında en az 17 kat azaltılabileceğini ve sürücü giriş akımı alt harmoniklerinin genliğinin diğer harmoniklerin genliğinden daha büyük olabildiğini göstermiştir.

EI-Kassas vd. (1995) gerçek zamanlı bir PWM algoritması MC68020 işlemci kullanımıyla anahtarlama açıları ve arama tablolarındaki sorunları gidermişlerdir. Düzenli örnekleme PWM tekniğinin temel sınırlılığı 3. harmonik enjeksiyon şemasının kullanımıyla kısmen önlenmiştir. 3. harmoniğin 1/6'sını ekleyerek en az bozukluklarla fazlar arası gerilimde yaklaşık %15'lik bir artış meydana getirdiğini göstermiştir.

Wang (1998) çok darbeli anahtarlama modlu güç konverterlerinin harmonik karakteristiklerini araştırmış. Kullanılan 18 darbeli PWM gerilim kaynaklı inverterin harmonikleri testlerle ve simülasyonla doğrulamıştır. Bu konverterlerin sistemin gerilim harmoniklerini azalttığını ve bu durumda çoklu darbe konverterlerin harmonik filtreleri gibi davrandığını göstermiştir.

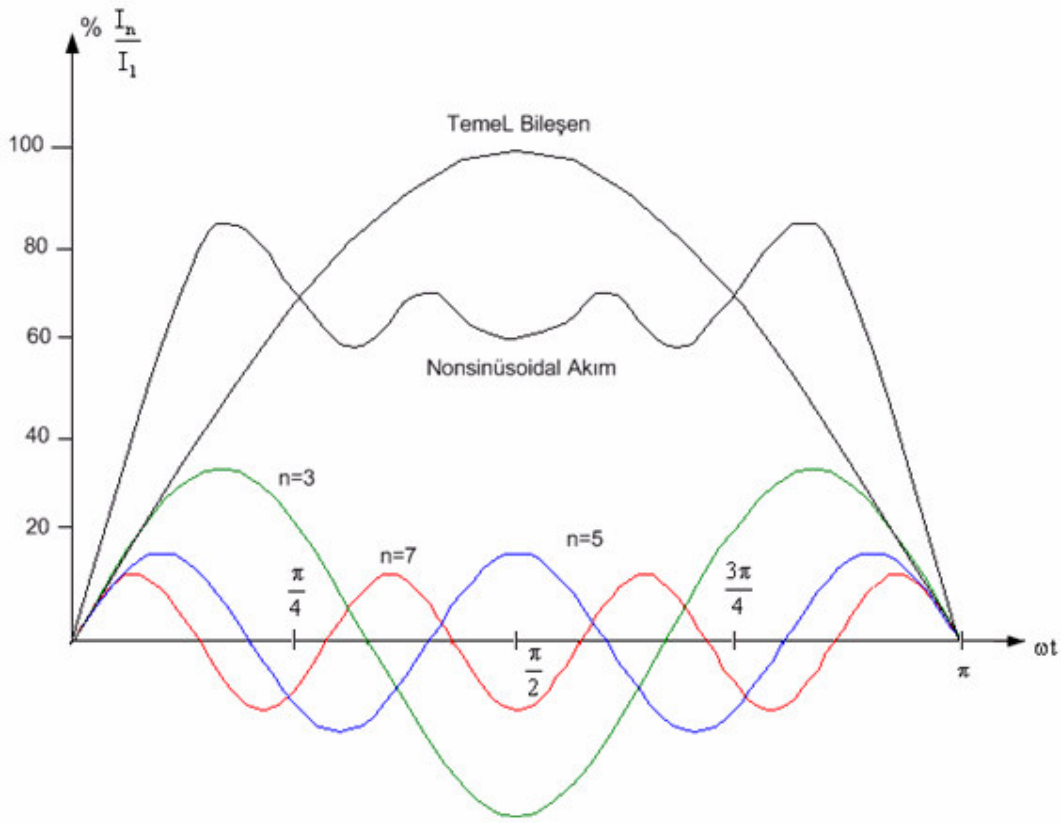
Mekhilef vd. (2000) 3 fazlı güç konverterinin simülasyonunu ve deneyini gerçekleştirmiştir. C++ - PSpice ile basitleştirilmiş simülasyon yapmışlardır. PWM'in 3 farklı tipi güç devre donanımı ile ara yüz için mikro kontrolör yardımıyla üretmişler ve PWM palsler de harmonik bileşenlerin varlığı giriş akımında harmonik içeriklerin azaltılmasıyla güç devresi için avantaj sağladığını bulmuşlardır.

Leedy vd (2005) iki seviyeli sinüsoidal bir PWM inverterin çıkışının harmonik bileşenlerini belirlemede kullanılan bir metod geliştirmişlerdir. Metotla ıkış PWM dalga şekilleri pozitif ve negatif pulse çiftleriyle ilişkisinin Fourier katsayıları hesaplanır. Tüm PWM ıkış sinyalinin Fourier katsayılarını hesaplamak için süperpozisyon tekniğinin kullanımıyla birlikte onlara eklenir. Bu metod; sayısal teknikler, arama tabloları veya Bessel fonksiyonlarının kullanımı dışındaki açılar ve harmonik genliklerinin doğrudan hesabına izin verir. Sunulan metod SVM(Uzay Vektör Modülasyonu) gibi çok seviyeli inverterler ve PWM şemalarının diğer tipleri için kolay bir şekilde genişletilebilen genel bir metottur. Metodun aşırı modülasyon bölgesinde değişikliklerini test etmiş ve kanıtlamışlardır.

2.1 Harmonikler

Harmonikler genel olarak kaynağın durumuna ve devredeki elemanın özelliğine göre meydana gelir. Devrede nonsinüsoidal kaynaklar veya nonlineer elemanlar varsa veya bunların her ikisinin de olması durumunda harmonikler ortaya çıkar. Buna benzer çeşitli elemanlar veya olaylar neticesinde enerji sistemindeki sinüsoidal dalga biçimi bozulur. Bu bozuk dalgalar “nonsinüsoidal dalga” olarak adlandırılır. Nonsinüsoidal dalga biçimleri, periyodik olmakla birlikte sinüsoidal dalga ile frekans ve genliği farklı diğer

sinüsoidal dalgaların bileşiminden meydana gelmiştir. Temel dalga dışındaki sinüsoidal dalgalara “harmonik bileşen” denir. Güç sistemindeki sinüsoidal dalğanın simetrisinden dolayı 3., 5., 7., 11. gibi tek harmonik bileşenleri bulunur. Çift harmonikli bileşenler yoktur. Şekil 2.1’de nonsinüsoidal akım için temel bileşen ve harmonik bileşenleri gösterilmiştir (Adak 2003).

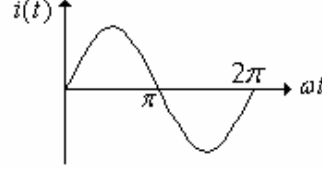


Şekil 2.1 Nonsinüsoidal akımın temel ve harmonik bileşenleri.

Harmonik mertebesi n 'nin derecesine bağlı olarak b ve c fazı akımlarının faz açısı $+120^\circ$, -120° veya $360^\circ = 0^\circ$ olur. Böylece n 'ye bağlı olarak faz sırası a-b-c (pozitif bileşen), a-c-b (negatif bileşen) veya her üç faz akımının faz açısı eşit (sıfır bileşen) olur. 2, 5, 8, 11 gibi negatif bileşen harmonik gerilimleri bir asenkron motorda ters yönde, 1, 4, 7, 10 gibi pozitif bileşen harmonik gerilimleri ise temel bileşen ile aynı pozitif yönde bir döndürme momenti oluştururlar. Böylece motor gürültülü çalışır. Sıfır bileşen harmonik gerilimleri ise temel bileşenle aynı fazda olduğu için temel gerilim dalgasının genliğini yükseltir.

2.1.1 Harmoniklerin oluşumu

Güç sisteminde akım ve gerilimin dalga şekillerinin sinüsoidal biçimde olması istenir. Akım ve gerilim sinüsoidal biçimli ise (Şekil 2.2) sadece temel bileşen vardır, harmonik söz konusu değildir.



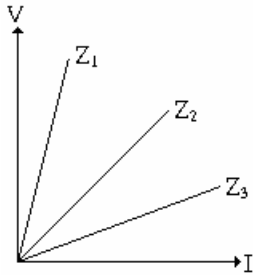
Şekil 2.2 Sinüsoidal fonksiyon.

Sinüsoidal akımın ani değeri,

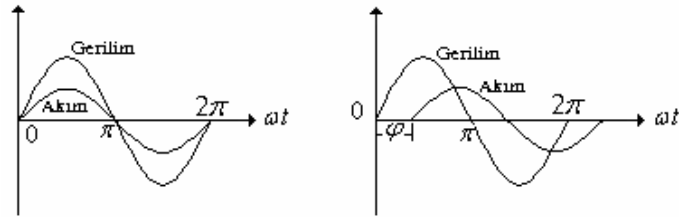
$$i(t) = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \phi_1) \quad (2.1)$$

olarak ifade edilir. Bu eşitlikte I_1 temel bileşen akımının efektif değeri ve ϕ_1 temel bileşen akımının faz açısıdır.

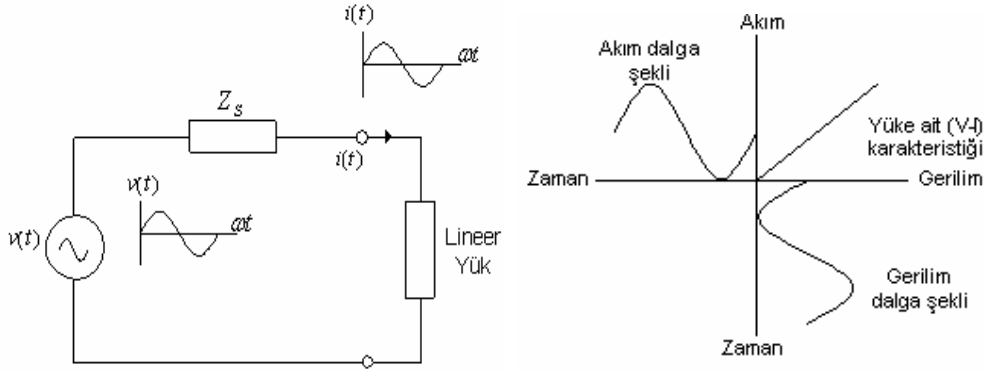
Yük akımının harmonik içerip içermemesi uygulanan gerilimin dalga şekline ve yükün akım-gerilim karakteristiğine bağlıdır. Eğer yükün akım-gerilim karakteristiği Şekil 2.3'de gösterildiği gibi doğrusal ise bu tip yüklere lineer yük adı verilir. Lineer yüke sinüsoidal gerilim uygulanırsa yükten geçen akım sinüsoidal olur ve harmonik içermez (Şekil 2.4, Şekil 2.5).



Şekil 2.3 Lineer Yükün V-I karakteristiği.

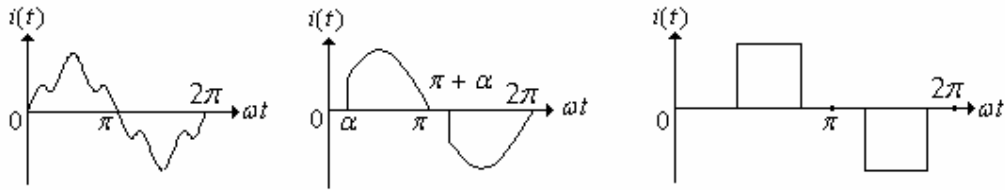


Şekil 2.4 Lineer yükün akım ve gerilim dalga şekli
(a) Faz farkı yok (omik yük)
(b) Faz farkı var (endüktif yük).



Şekil 2.5 Lineer yükün sinüsoidal akım ve gerilimi (Kocatepe vd. 2006).

Şekil 2.6’da gösterildiği gibi akım ve gerilimin dalgası sinüsoidal formda değilse bu durumda harmonikler meydana gelir.



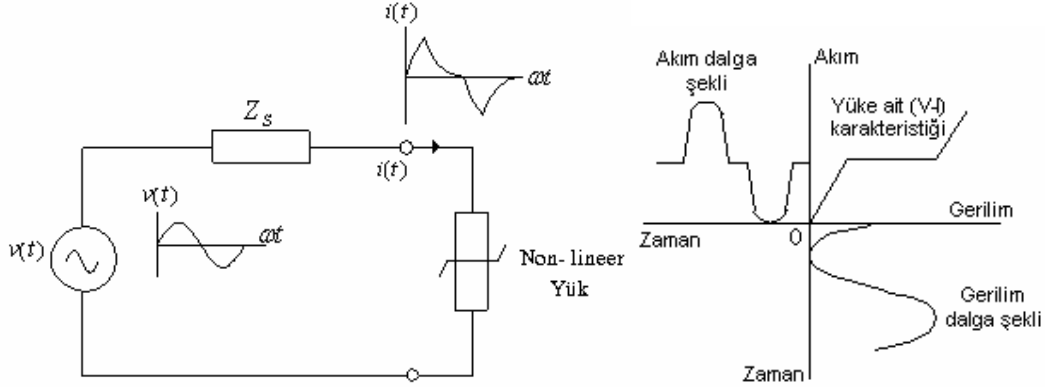
Şekil 2.6 Farklı nonsinüsoidal fonksiyon örnekleri.

Fourier serisi yardımıyla, harmonik bileşenleri içeren nonsinüsoidal fonksiyonlar farklı frekanslı sinüsoidal fonksiyonların toplamı biçiminde denklem 2.2’deki gibi ifade edilebilir. Bu durumda fonksiyon DC bileşen, temel bileşen ve frekansları temel bileşen frekansının tam katları olan harmonik bileşenlerinin toplamından oluşmaktadır. Nonsinüsoidal akım Fourier serisi ile

$$i(t) = I_0 + \sqrt{2} \cdot I_1 \cdot \sin(\omega t + \phi_1) + \sqrt{2} \cdot I_2 \cdot \sin(2\omega t + \phi_2) + \sqrt{2} \cdot I_3 \cdot \sin(3\omega t + \phi_3) + \dots + \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \sin(n\omega t + \phi_n) \quad (2.2)$$

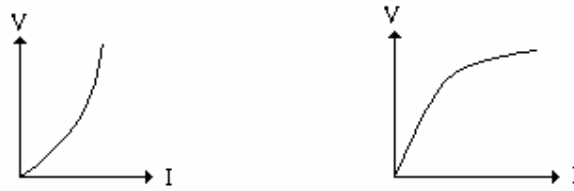
biçiminde ifade edilebilir. Burada ω açısal frekans ($\omega = 2\pi f$ olup, f temel bileşen frekansıdır), I_0 akımın doğru bileşeni, n en yüksek harmonik mertebesi, I_n ve ϕ_n sırasıyla n . harmonik akım bileşeninin efektif değeri ve faz açısıdır.

Sinüsoidal şebeke gerilimi altında sinüsoidal olmayan dalga formundaki akımların ortaya çıkması ve bu akımlar sebebiyle şebekede harmoniklerin oluşması yüklerin akım-gerilim karakteristiğinden kaynaklanır (Kocatepe vd. 2006).

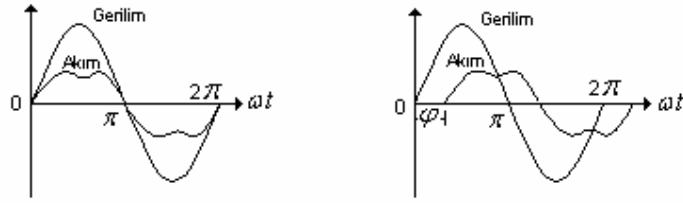


Şekil 2.7 Sinüsoidal gerilim uygulanan bir nonlineer yükün akım değişimi (Kocatepe vd. 2006).

Akım-gerilim karakteristiği lineer olmayan yüke nonlineer yük denir (Şekil 2.8). Nonlineer yüke sinüsoidal gerilim uygulandığında akım nonsinüsoidal olur ve harmonik bileşenleri içerir (Şekil 2.7, Şekil 2.9). Şebekede harmoniklerin kaynağı nonlineer yüklerdir. Nonlineer yükler olarak güç elektroniği devreleri (doğrultucular, inverterler, dimmer devreleri, motor sürücü devreleri vb.), ark fırınları, gaz deşarj lambaları vb. gösterilebilir.

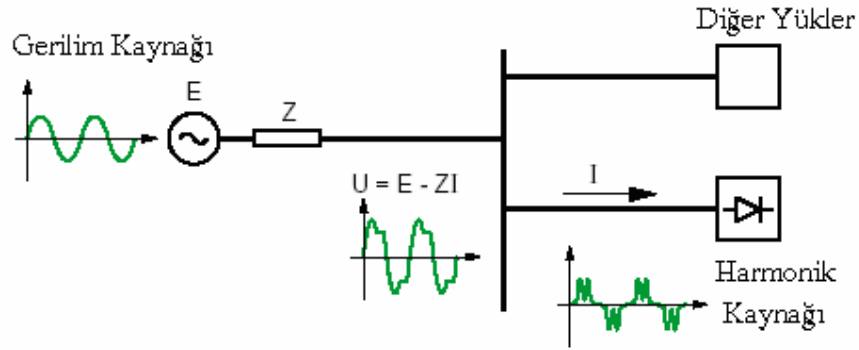


Şekil 2.8 Herhangi iki nonlineer yükün V-I karakteristiği.



Şekil 2.9 Sinüsoidal gerilim uygulanan bir nonlinear yükün akım ve gerilim dalga şekilleri.

Şebekedeki harmonik üreten nonlinear yüklerin harmonikli akım çekmesi sebebiyle kaynak çıkışında sinüsoidal olan gerilimin dalga şekli nonlinear yük barasında harmonikli bileşenler içerir (Şekil 2.10). Bara geriliminin harmonikli olmasından dolayı aynı baraya bağlı lineer yükler de bu durumdan etkilenir ve harmonikli akım çekerler. Harmonik üreten nonlinear yükün baraya enjekte ettiği harmonik akımları sebebiyle diğer lineer yüklerde olumsuz etkilenir (Kocatepe vd. 2006).



Şekil 2.10 Harmonik üreten cihazlar nedeniyle şebeke geriliminin bozulması (Kocatepe vd. 2006).

2.1.2 Harmoniklerin matematiksel ifadesi

İdeal bir güç sistemi, genliği ve frekansı sabit olan ve sinüs dalga formundaki gerilim kaynaklarından beslenen pasif elemanlardan oluşan bir sistem olarak modellenebilir. Sistemde nonlinear elemanlar ve nonsinüsoidal kaynakların bulunması durumunda harmonikler oluşmaktadır. Sistemde tanımlanan elektriksel büyüklükler, harmoniklerden dolayı sinüs dalgasında meydana gelen bozulmaya göre yeniden

tanımlanır. Nonsinüsoidal akım veya gerilim fonksiyonlarının içerdiği harmonik bileşenlerini belirlemek için Fourier Analizinden faydalanılır (Bozkurt 2005).

Sinüsoidal olmayan ve $y = f(x)$ ile ifade edilen herhangi bir periyodik dalga, Fransız matematikçisi Fourier tarafından temel frekanslı bir sinüs bileşeni ile harmonik frekanslı sinüs bileşenlerinin ve doğru bileşenin toplamıyla,

$$y = f(x) = c_0 + c_1 \sin(x + \phi_1) + c_2 \sin(2x + \phi_2) + \dots + c_n \sin(nx + \phi_n) \quad (2.3)$$

şeklinde matematiksel olarak ifade edilir. Bu eşitlikten yararlanarak harmonik bileşenleri içeren bir nonlineer yükün akımı zaman domeninde,

$$i(t) = I_0 + I_{m_1} \sin(\omega t + \phi_1) + I_{m_2} \sin(2\omega t + \phi_2) + \dots + I_{m_n} \sin(n\omega t + \phi_n) \quad (2.4)$$

ile ifade edilebilir. Burada ω açısal frekans ($\omega=2\pi f$ olup, f temel bileşen frekansıdır), I_0 akımın doğru bileşeni, n en yüksek harmonik mertebesi I_{m_n} ve ϕ_n sırasıyla n . harmonik akım bileşeninin maksimum değeri ve faz açısıdır (Yumurtacı 2000).

Yukarıdaki denklem 2.3 zaman domeninde doğru bileşen ile sinüs ve kosinüs bileşenlerinden oluşan ve “Fourier serisi” olarak adlandırılan bir seri şeklinde,

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(nt) + b_n \cos(nt) \quad (2.5)$$

gösterilebilir. Bu serideki a_0 , a_n ve b_n katsayıları Fourier katsayıları veya Fourier bileşenleri olarak adlandırılır. Aşağıda Fourier katsayılarının elde edilmesi ile ilgili yöntem kısaca anlatılmıştır.

Harmonik analizi, nonsinüsoidal bir periyodik dalganın Fourier katsayılarının ya da başka bir deyişle temel bileşen ve daha yüksek dereceli harmoniklerinin genlik ve faz

açılarının ve doğru bileşeninin hesaplanması işlemi olarak tanımlanabilir. Fourier serisindeki terimlerin a_0 , a_n ve b_n katsayıları analitik yöntem kullanılarak

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t) dt \\ a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin(nt) dt \\ b_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos(nt) dt \end{aligned} \right\} \quad (2.6)$$

eşitlikleri ile hesaplanabilir Bu katsayılar elde edildikten sonra denklem 2.5 ile verilen Fourier serisi, $c_0 = a_0$ olmak üzere zaman domeninde,

$$f(t) = c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \sin(nt + \phi_n) \quad (2.7)$$

olarak da ifade edilebilir. Bu eşitlikte c_n ve ϕ_n ,

$$\left. \begin{aligned} c_n &= (a_n^2 + b_n^2)^{1/2} \\ \phi_n &= \tan^{-1} \left(\frac{b_n}{a_n} \right) \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

eşitlikleri ile hesaplanır. Yukarıdaki denklem 2.7 ile tanımlanan Fourier serisinde $c_1 \sin(t + \phi_1)$ terimine $f(t)$ fonksiyonunun temel bileşeni denir. Temel bileşen aynı zamanda tam sinüsoidal değişime karşılık gelen dalgayı belirler. Periyodik bir fonksiyonun Fourier bileşenleri fonksiyonun dalga formuna bağlıdır. Fourier analizi sonunda dalganın formuna bağlı olarak bazı bileşenler olmayabilir (Yumurtacı 2000). $f(t)$ fonksiyonuna bağlı olarak dalga simetrisi nedeniyle seride bulunmayan bileşenler şöyle açıklanabilir:

- $f(t) = -f(-t)$ ise $b_n = 0$ olur ve seride kosinüslü terimler bulunmaz.
- $f(t) = f(-t)$ ise $a_n = 0$ olur ve seride sinüslü terimler bulunmaz.
- $f(t) = f(\pi + t)$ ise seride çift harmonikler bulunmaz.
- $f(t)$ fonksiyonunun grafiğinde negatif ve pozitif yarı dalgaların alanları birbirine eşit ise $a_0 = 0$ olur ve seride doğru bileşen bulunmaz.

2.1.3 Harmoniklerle ilgili temel kavramlar

Harmonik bileşenleri içeren nonsinüsoidal akım ve gerilimlerin ani değerleri, Fourier serileri ile aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$\left. \begin{aligned} i(t) &= I_0 + \sqrt{2} \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \phi_n) \\ v(t) &= V_0 + \sqrt{2} \sum_{n=1}^{\infty} V_n \sin(n\omega t + \delta_n) \end{aligned} \right\} \quad (2.9)$$

Gerilimin ve akımın efektif değeri ise,

$$\left. \begin{aligned} I &= \sqrt{\sum_{n=0}^{\infty} I_n^2} = (I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2)^{1/2} \\ V &= \sqrt{\sum_{n=0}^{\infty} V_n^2} = (V_0^2 + V_1^2 + V_2^2 + \dots + V_n^2)^{1/2} \end{aligned} \right\} \quad (2.10)$$

olarak tanımlanır. Bu eşitliklerde I_0 ve V_0 sırasıyla akım ve gerilimin DC bileşeni n ise harmonik mertebesi, I_n ve ϕ_n sırasıyla n . harmonik akımının efektif değeri ve faz açısı, V_n ve δ_n n . harmonik geriliminin efektif değeri ve faz açısıdır (Bozkurt 2005).

2.1.3.1 Harmonikli sistemler için güç ifadeleri

Görünür gücü (S), reaktif gücü (Q) ve aktif gücü (P), akım ve gerilimdeki bozulma etkilemektedir. Harmonikli bir sistemde gerilim ve akım ifadelerinin denklem 2.9'daki gibi ifade edilmesi durumunda güç ifadeleri bir fazlı sistem için aşağıdaki gibi bulunur.

Aktif güç,

$$P = V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos(\delta_n - \phi_n) \quad (2.11)$$

Reaktif güç,

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \sin(\delta_n - \phi_n) \quad (2.12)$$

Görünür güç ise,

$$S = VI = \left(\sum_{n=0}^{\infty} V_n^2 \right)^{1/2} \cdot \left(\sum_{n=0}^{\infty} I_n^2 \right)^{1/2} \quad (2.13)$$

olarak ifade edilir. Burada V_0 ve I_0 gerilim ve akımın DC bileşeni V_n , n. harmonik geriliminin efektif değeri, δ_n , n. harmonik geriliminin faz açısı, I_n n. harmonik akımının efektif değeri ve ϕ_n akımın faz açısını göstermektedir. Bu güç ifadelerinden $S^2 = P^2 + Q^2$ olmadığı görülmektedir. Bu nedenle bu güçlerden farklı olarak bir de distorsiyon gücü (D) tanımlanmaktadır.

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (2.14)$$

bu eşitlikte D distorsiyon gücünü göstermektedir ve bu aktif güç olmadığından sinüsoidal işaretli devrelerde görülmez.

Güç faktörü,

$$GF = \frac{P}{S} \quad (2.15)$$

olarak ifade edilir. Bu tanım genel bir tanım olup her durumda geçerlidir.

2.1.3.2 Toplam harmonik distorsiyonu (THD)

Toplam Harmonik Distorsiyonu (THD) harmonikleri sınırlandırmak için kullanılır, gerilim ve akım için ifadeleri, temel bileşen hariç tüm harmonik bileşenlerinin vektörel toplamının efektif değere bölünmesiyle bulunur.

$$\left. \begin{aligned} \text{THD}_V &= \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \\ \text{THD}_I &= \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \end{aligned} \right\} \quad (2.16)$$

Sinüsoidal bir dalga şekli için THD sıfırdır. Benzer şekilde, n. harmonik mertebesindeki gerilim ve akım için tekil harmonik distorsiyonları,

$$\left. \begin{aligned} \text{HD}_V &= \frac{V_n}{V_1} \\ \text{HD}_I &= \frac{I_n}{I_1} \end{aligned} \right\} \quad (2.17)$$

olarak ifade edilir.

$$\left. \begin{aligned} i(t) &= I_0 + \sqrt{2} \sum_{h=1}^{\infty} I_h \sin(h\omega t + \phi_h) \\ v(t) &= V_0 + \sqrt{2} \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cos(h\omega t + \delta_h) \end{aligned} \right\} \quad (2.18)$$

olarak ifade edilmesi halinde akım ve gerilimin etkin değeri denklem 2.18’de verilmiştir.

Ayrıca akım ve gerilimin dalga şeklindeki bozulmanın THD’den başka diğer bir göstergesi olarak “Distorsiyon Faktörü (DF)” tanımlanmıştır. Akım ve gerilim için distorsiyon faktörü,

$$\left. \begin{aligned} DF_I &= \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^N I_h^2}}{I} \\ DF_V &= \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^N V_h^2}}{V} \end{aligned} \right\} \quad (2.19)$$

olarak ifade edilir.

Periyodik olarak değişen nonsinüsoidal dalgalar için tepe faktörü veya krest faktörü (Crest Factor, CF), aşağıdaki denklemle belirlenir (Yumurtacı 2000).

$$CF = \frac{\text{dalga'nın tepe değeri}}{\text{dalga'nın efektif değeri}} \quad (2.20)$$

2.1.4 Harmonik kaynakları

Nonlinear elemanlar ile nonsinüsoidal kaynaklardan herhangi birisi veya bunların ikisinin sistemde bulunmasından dolayı harmonikler ortaya çıkmaktadır (Sucu 2003).

Klasik harmonik kaynakları:

- Elektrik makinelerindeki diş ve olukların meydana getirdiği harmonikler,
- ıkık kutuplu senkron makinelerde hava aralığındaki relüktans değişiminin oluşturduğu harmonikler,
- Senkron makinelerde ani yük değişimlerinin manyetik akı dalga Őekillerindeki bozulmalar,
- Senkron makinelerin hava aralığı döner alanının harmonikleri,
- Doyma bölgesinde çalışan transformatörlerin mıknatıslanma akımları,
- Şebekedeki nonlinear yükler; doğrultucular, eviriciler, kaynak makineleri, ark fırınları, gerilim regülatörleri, frekans çeviriciler, v.b.

Yeni harmonik kaynakları:

- Motor hız kontrol düzenleri,
- Doğru akım ile enerji nakli (HVDC),
- Statik VAr generatörleri,
- Kesintisiz güç kaynakları,
- Gelecekte elektrikli taşıtların yaygınlaşması ve bunların akü Őarj devrelerinin etkileri,
- Enerji tasarrufu amacıyla kullanılan aygıt ve yöntemler,
- Direkt frekans çevirici ile beslenen momenti büyük hızı küçük motorlar.
- Elektronik balastlar,
- Fotovoltaik sistemler,
- Bilgisayarlar.

2.1.5 Harmoniklerin enerji sistemine etkileri

Enerji sistemlerinde harmoniklerin varlığı, sinüsoidal formdaki akım ve gerilim dalga Őekillerindeki bozulmalar ile anlaşılır. Harmoniklerin enerji sistemlerinde yol açtığı problemler genel olarak Şöyle özetlenebilir (Yumurtacı 2000).

- Generatör ve şebeke geriliminin dalga şeklinin sinüs formundan sapması sebebiyle tüketicilerin çalışma koşullarının bozulması.
- Enerji sistemi elemanlarında ve yüklerde harmonikler nedeniyle ek kayıpların oluşması.
- Akımın harmonik bileşenleri nedeniyle gerilim düşümünün artması.
- Temel frekans için tasarlanmış kompanzasyon tesislerindeki kondansatörlerin harmonik frekanslarında düşük kapasitif reaktans göstermeleri sebebiyle aşırı yüklenmeleri ve dielektrik zorlanma nedeniyle hasar görmeleri.
- Senkron ve asenkron motorlarda salınımların meydana gelmesi ve bu nedenle aşırı ısınmaları.
- Koruma sistemlerinin harmonikler nedeniyle hatalı çalışmaları.
- Kontrol sistemlerinde hatalı çalışmalar.
- Endüksiyon tipi sayaçların yanlış ölçüm yapması,
- İzolasyon malzemesinin delinmesi,
- Temel frekansta rezonans olayı olmadığı halde harmonik frekanslarında şebekede rezonans olaylarının meydana gelmesi ve aşırı gerilim veya akımların oluşması,
- Transformatörlerin aşırı ısınması,
- Mikroişlemcilerin hatalı çalışması,
- Sesli ve görüntülü iletişim araçlarında parazit ve anormal çalışma,
- Güç faktörünün değişimi.

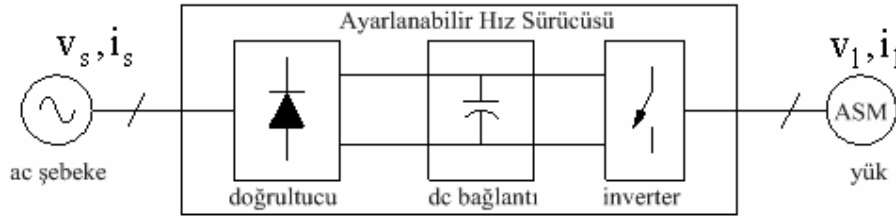
2.2 İnverterler

İnverterin görevi, bir DC giriş gerilimini; simetrik, istenilen genlikte ve frekansta bir AC gerilime dönüştürmektir. Çıkış geriliminin ayarlanması ya sabit, ya da değişken frekansta yapılmaktadır. Değişken bir çıkış gerilimi, inverter kazancının sabit tutulup DC giriş geriliminin ayarlanmasıyla elde edilebilir. Diğer bir yöntem, eğer DC giriş gerilimi sabit ve ayarlanamaz ise, inverter kazancının ayarlanmasıyla değişken çıkış

gerilimi elde edilebilir ki, bu genelde inverterin PWM ile kontrolüyle sağlanır. İverter kazancı AC çıkış geriliminin DC giriş gerilimine oranı olarak tanımlanabilir.

İdeal inverterlerin çıkış gerilim dalga şekilleri sinüsoidal olmalıdır. Fakat pratikte inverterlerin çıkış gerilimleri ise sinüsoidal değildir ve belli harmonikler içerir. Uygun seçilmiş yüksek hızlı yarı iletken güç elemanlarıyla çıkış gerilimindeki harmonik bileşenler minimize edilebilir ya da çeşitli anahtarlama teknikleri ile önemli bir miktarda azaltılabilir (İncekara 2000).

İnverterler geniş olarak ayarlanabilir hız sürücüleri, kesintisiz güç kaynakları, statik var kompensatörleri, aktif filtreler ve esnek AC iletim sistemleri gibi endüstriyel uygulamalarda kullanılmaktadır. Şekil 2.11'de asenkron motor sürücüsü olarak kullanılan ayarlanabilir hız sürücü şeması verilmiştir.



Şekil 2.11 Standart ayarlanabilir hız sürücü şeması.

İnverterler, kontrollü iletme giriş çıkışlı (BJT, MOSFET, IGBT, MCT, SIT, GTO) ya da zorlamalı komütasyonlu tristörlü uygulamalara sahiptir. Bu inverterler genellikle PWM kontrol sinyalleri ile çıkışta bir AC gerilim üretmektedir. Eğer giriş gerilimi sabit kalıyorsa bu tip invertere gerilim beslemeli inverter, giriş akımı sabit kalıyorsa bu tip invertere akım beslemeli inverter denir.

2.2.1 Gerilim beslemeli inverterler

Gerilim beslemeli inverterler, bir yanda DC gerilimi alır ve diğer yanda AC gerilime dönüştürür. AC gerilim ve frekans uygulamaya bağlı olarak sabit veya değişken olabilir.

Gerilim beslemeli inverterin girişinde sabit gerilim kaynağı vardır. Kaynak sabit değilse büyük değerli bir kapasitör girişe bağlanabilir. DC gerilim sabit veya değişken olabilir ve yardımcı hattın veya doğrultucu ve filtre boyunca AC makineyi döndürmesinden elde edilebilir. Batarya, yakıt pili veya güneş fotovoltaik dizisinden de elde edilebilir. İnverter çıkışı tek fazlı veya çok fazlı olabilir ve kare dalga, sinüs dalga, PWM dalga veya çıkışta yarım kare dalgaya sahip olabilir. Gerilim beslemeli inverterler aşağıdaki gibi birçok uygulamada yaygın olarak kullanılırlar (Kose 2002).

- AC motor sürücüleri,
- AC kesintisiz güç kaynakları(UPS),
- İndüksiyon ısıtma,
- Batarya, fotovoltaik dizi veya yakıt pilinden elde edilen AC güç kaynağı,
- Statik VAR generatörü (SVG) veya kompanzatorü(SVC),
- Aktif harmonik filtre (AHF).

Gerilim beslemeli inverterlerde, güç yarı iletken araçları daima DC kaynak gerilimi nedeniyle ileri sapmayı sürdürür ve böylece GTO, BJT, IGBT, MOSFET ve IGCT olarak kendinden kontrollü ileri veya asimetrik blokeli elemanlara uygundur. Zorlamalı komütasyonlu tristör inverterler artık kullanılmamaktadır. Geri besleme diyodu daima serbes ters akım akışına sahip olan araçlara karşı bağlanır. Gerilim beslemeli inverterlerin önemli karakteristiklerinden biri AC fabrikasyon gerilim dalgasının yük parametreleri tarafından etkilenmemesidir.

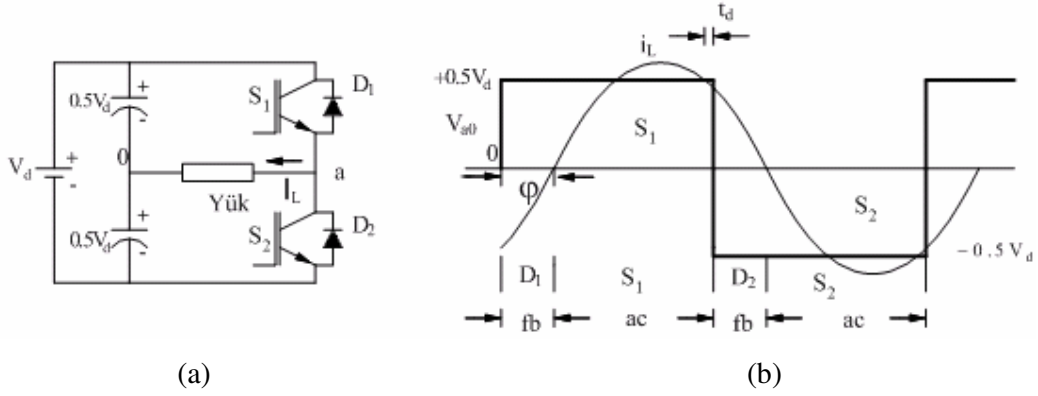
Gerilim beslemeli inverterler aşağıdaki üç sınıfa ayrılır:

- PWM inverterler: Bu tür inverterlerin girişindeki doğru gerilim hemen hemen sabittir. Çünkü bu gerilim şebeke geriliminin kontrolsüz bir doğrultucu tarafından doğrultulmasıyla sağlanır. Bu nedenle inverter, çıkış geriliminin hem frekansını hem de genliğini ayarlamak zorundadır. Bu ayar, PWM ile sağlanmakta olup bu nedenle bu tür inverterlere PWM inverter ismi verilir. Çıkış geriliminin dalga şeklinin sinüse yaklaştırılması başka bir amaçtır. Bu amaca yönelik birçok PWM tekniği geliştirilmiştir.

- Kare dalga inverter: Bu inverterin çıkış geriliminin genliği, girişteki doğru gerilimin genliğinin ayarlanmasıyla sağlanır. Bu nedenle inverterin, yalnızca çıkış geriliminin frekansını kontrol etmesi gerekmektedir. Çıkış geriliminin dalga şekli kare biçimindedir ve bu nedenle bunlar kare dalga inverter olarak isimlendirilir.
- Kısmi kare dalga bir fazlı inverter: Çıkışı bir fazlı olan inverterlerde, PWM ve giriş doğru gerilim ayarı gibi yöntemler uygulamaksızın, çıkış geriliminin frekans ve genlik olarak ayarlanması yapılabilir. Dalga şekli kare dalgaya benzemekle beraber, belirli aralıklarda gerilimin yok edilmesi ilkesi ile çalışmaktadır. Çıkış geriliminin belirli aralıklarında sıfır gerilim bölgeleri oluşturulmakta, böylece gerilim ayarı yapılmaktadır. Bu yöntem yalnızca tek fazlı invertere uygulanabilir (Tuncay vd. 2003).

2.2.1.1 Bir fazlı inverterler

En basit inverter konfigürasyonlarından biri Şekil 2.12 (a)'da gösterilen tek fazlı yarım köprülü inverterdir. Şekil 2.12 (b)'de dalga şekilleri verilmiştir. S_1 ve S_2 yarı iletken anahtarlama elemanlarından oluşan devre DC kaynağa karşı seri olarak bağlanır ve yük, a ve kapasitörlerin birleştirildiği 0 merkez noktası arasına bağlanır. Bu çıkışta nötr noktasının oluşturulması için gereklidir. S_1 ve S_2 anahtarlama elemanları gösterildiği gibi kare dalga çıkış gerilimi üreten π açısı için kapatılır. Ölü zaman (t_d), anahtarlamanın gecikmeli kapanmasını sağlayarak kısa devre oluşmasını engeller. Yük genellikle endüktiftir ve mükemmel filtrelendiği varsayılan sinüsodal yük akımı gösterildiği gibi ϕ açısı kadar temel gerilimden geridedir. Kaynak gerilimi ve yük akımı aynı polaritede olduğu zaman mod aktiftir yani güç yük tarafından çekilir. Bununla beraber akım ve gerilim zıt kutuplu olduğu zaman (diyot bağlantısında gösterilen) güç kaynağa geri verilir. Fakat ortalama güç kaynaktan yüke doğru akacaktır. V_d kaynak geriliminin merkez noktası korunduğunda kapasitörler arttırılabilir (Kose 2002).

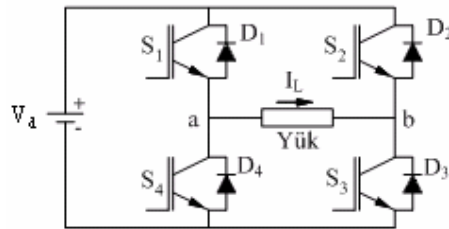


Şekil 2.12 (a) Yarım köprü inverter

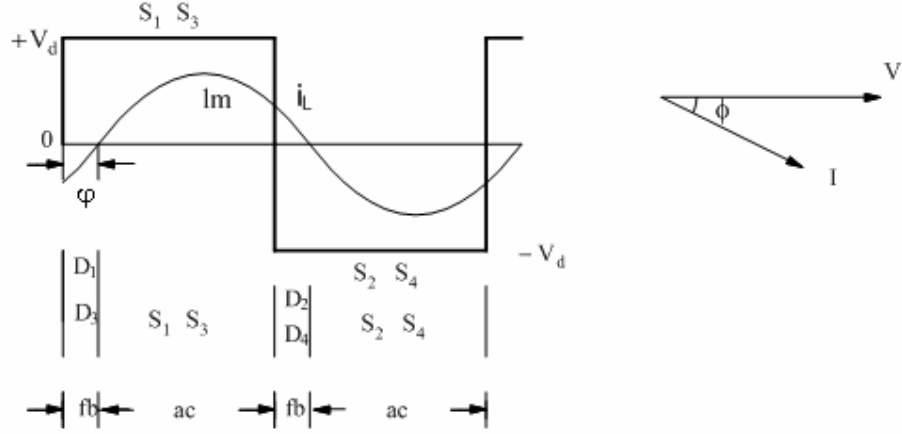
(b) Kare dalga modunda çıkış gerilimi ve akım dalgaları (Kose 2002).

Devredeki diyotlar, temel olarak yükte biriken enerjiyi kaynağa geri verme görevini yaparlar. enerji akışı, tristörler iletimde iken DC kaynaktan AC yüke doğru, ve diyotlar iletimde iken AC yükten DC kaynağa doğrudur.

2 yarı köprü veya faz bacakları Şekil 2.13'te gösterildiği gibi tam veya H-köprü inverter yapısında bağlanabilir. Güç kaynağı ile kapasitörlerin birleştirilmesi bu durumda gerekli değildir ve yük a ve b merkez noktaları arasına bağlanır. Şekil 2.14'te gösterilen kare dalga çalışma modunda S_1S_3 ve S_2S_4 anahtar çiftlerinde V_d genliğinde kare dalga çıkış gerilimi üretmek için anahtarlama yapılır (Kose 2002).



Şekil 2.13 Tek fazlı köprü inverter (Kose 2002).



Şekil 2.14 Kare dalga modunda çıkış geriliminin ve akımının dalga şekli (Kose 2002).

Yine ϕ faz açısında endüktif ve harmoniklerden bağımsız yük akımı farz edildiğinde aktif modda yük akımı S_1S_3 veya S_2S_4 çiftleri tarafından taşınabilecektir. Öyleyse geri besleme akımı Şekil 2.14'te gösterildiği gibi D_1D_3 veya D_2D_4 çifti boyunca akacaktır. Diyotlar ve IGBT'leri V_d kaynak gerilimine dayanacak şekilde seçilir. IGBT'de tepe akımının I_m , ayrıca diyotta da $I_m \sin \phi$ olduğu kolayca görülebilir. Tam inverterler küçük DC motorların hız kontrolünde kullanılır.

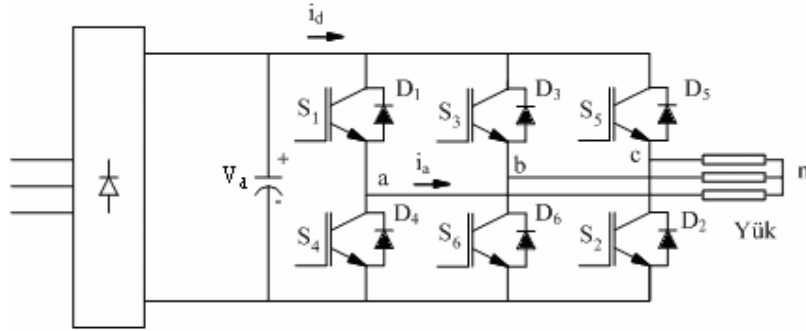
2.2.1.2 Üç fazlı köprü inverterler

Üç fazlı köprü inverterler AC motor sürücüleri ve genel amaçlı AC kaynaklar için kullanılır. Şekil 2.15 inverter devresini gösterir ve Şekil 2.16 kare dalga çalışma modunda çıkış gerilim dalga formlarını gösterir. Devre üç fazlı gerilim dalgalarını üreten $2\pi/3$ açısı kadar faz kaydırmalı üç yarım köprüden oluşur. Giriş DC kaynağı gösterildiği gibi diyot-köprü doğrultucu ve LC veya C filtre boyunca tek fazlı veya üç fazlı yardımcı güç kaynağından elde edilir. Hayali DC merkez bağlantısına göre kare dalga faz gerilimleri aşağıdaki gibi Fourier serisi olarak ifade edilebilir (Kose 2002).

$$v_{a0} = \frac{2V_d}{\pi} \left[\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \dots \right] \quad (2.21)$$

$$v_{b0} = \frac{2V_d}{\pi} \left[\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{3} \cos 3\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{5} \cos 5\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \dots \right] \quad (2.22)$$

$$v_{c0} = \frac{2V_d}{\pi} \left[\cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{3} \cos 3\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{5} \cos 5\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \dots \right] \quad (2.23)$$



Şekil 2.15 Üç fazlı köprü inverter (Kose 2002).

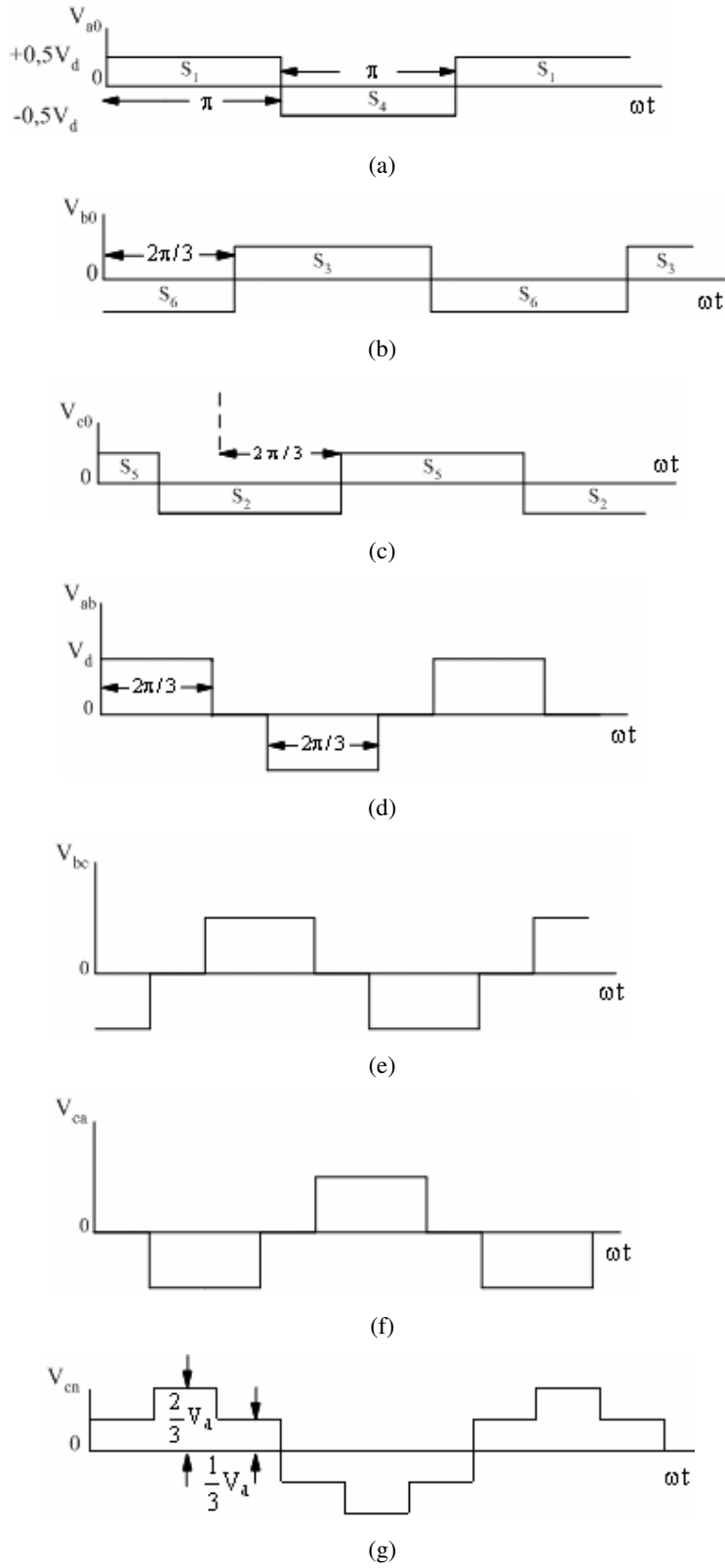
Burada $V_d = \text{DC}$ kaynak gerilimi. Hat gerilimleri aşağıdaki gibi denklem 2.21-2.23'ten faydalanarak bulunabilir.

$$\begin{aligned} v_{ab} &= v_{a0} - v_{b0} \\ &= \frac{2\sqrt{3}V_d}{\pi} \left[\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + 0 - \frac{1}{5} \cos 5\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{1}{7} \cos 7\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + \dots \right] \end{aligned} \quad (2.24)$$

$$\begin{aligned} v_{bc} &= v_{b0} - v_{c0} \\ &= \frac{2\sqrt{3}V_d}{\pi} \left[\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + 0 - \frac{1}{5} \cos 5\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) - \frac{1}{7} \cos 7\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + \dots \right] \end{aligned} \quad (2.25)$$

$$\begin{aligned} v_{ca} &= v_{c0} - v_{a0} \\ &= \frac{2\sqrt{3}V_d}{\pi} \left[\cos\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) + 0 - \frac{1}{5} \cos 5\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) - \frac{1}{7} \cos 7\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) + \dots \right] \end{aligned} \quad (2.26)$$

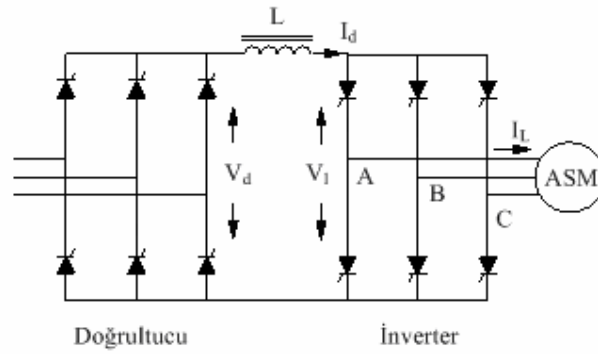
Hat geriliminin genliği faz geriliminin genliğinin $\sqrt{3}$ katıdır. Faz kaydırma açısı $\pi/6$ 'dır. Dalga biçiminde karakteristik harmonikler $6n \pm 1$ 'dir. Burada n sabittir. Harmonik bileşenlerde olduğu gibi üç faz temeli $2\pi/3$ karşılıklı faz kaydırma açısıyla dengelenir. Karakteristik dalga şekli nedeniyle bu tip inverterler kare dalga inverter olarak adlandırılır.



Şekil 2.16 Kare dalga modunda çıkış gerilim dalgaları.

2.2.2 Akım beslemeli inverterler

Sabit bir DC akım kaynağı gibi davranan büyük değerli bobinin inverterden önce sisteme eklenmesiyle gerçekleştirilir. Şekil 2.17’de montaj bağlantısı ve çıkış faz gerilimi ile akım dalgası gösterilmiştir. Faz kontrollü doğrultucu değişken DC gerilimi sağlarken büyük değerli bobin bu büyüklüğü sabit bir akıma dönüştürür. İnverter üzerindeki tristörler bu akımın 3 faza simetrik olarak değişken frekanslarda kare şeklinde bir akım dalgası olarak ayrılmasını sağlarlar.



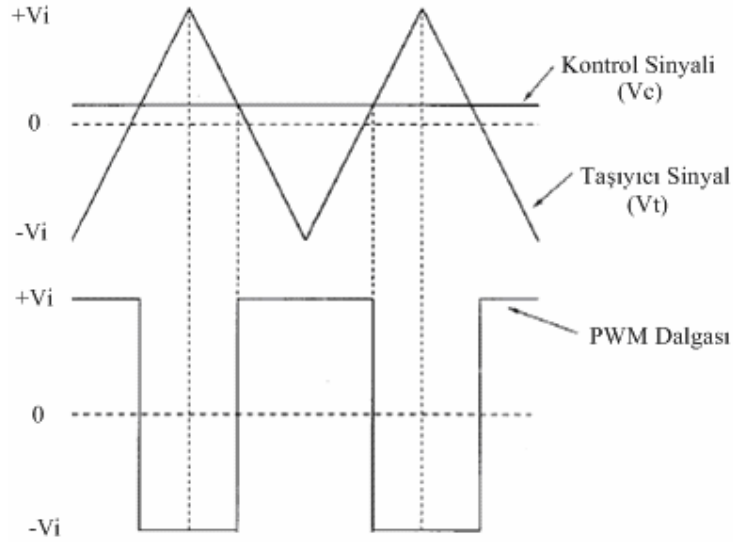
Şekil 2.17 Akım beslemeli inverterin güç devresi.

Akım beslemeli inverterler gerilim beslemeli inverter çiftlerinden oluşur. Gerilim beslemeli inverterlere akım geri besleme döngüsü eklenmesiyle akım kontrol modunda çalıştırılabilir. Benzer bir şekilde akım beslemeli inverter istenirse gerilim kontrol döngüsü eklenmesiyle gerilim kontrol modunda çalıştırılabilir (Pravadalıoğlu 1993).

Akım beslemeli inverter gerilim tipine göre komütasyon devresinin basitliği ve arıza halinde akımın yavaş yükselmesi ve generatör çalışma için ek devre elemanlarına ihtiyaç göstermemesi bakımından avantajlıdır. Akım kaynaklı inverterleri gerilim kaynaklı inverterlerden ayıran en önemli fark serbest geçiş diyotlarının olmamasıdır. Gerilim beslemeli inverter açık döngü de çalışabilirken, akım beslemeli inverter sürücüsü açık döngü şartlarında çalıştırılmaz. Akım beslemeli inverter daima yük altında çalıştırılmalıdır oysaki gerilim beslemeli inverterler yüksüzken kolay çalışır. Ayrıca birden fazla motoru, akım beslemeli inverterle sürmek çok karışık bir işlemdir. Çoğunlukla orta ve büyük güçlü tek motor uygulamalarında kullanılmaktadır.

2.3 PWM Teknikleri

PWM tekniği taşıyıcı sinyal ile kontrol sinyalinin karşılaştırılmasına dayanır. Kontrol sinyali taşıyıcı sinyalinden büyükse $V_c > V_t$ çıkış $+V_i$, kontrol sinyali taşıyıcı sinyalden küçükse $V_c < V_t$ çıkış $-V_i$ olur. Sinyallerin kesim noktaları yarı iletken güç elektroniği anahtarlarının komütasyon zamanını gösterir. Birçok farklı PWM tekniği vardır, kontrol sinyalinin şekline göre PWM teknikleri isimlendirilmektedir. PWM tekniğinde ki temel amaç inverterin çıkışındaki harmonik seviyesini azaltmak, geriliminin genliğini arttırmak, anahtarlama kayıplarını en aza indirmektir.



Şekil 2.18 İki seviyeli taşıyıcı tabanlı PWM.

PWM tekniğinde iki çalışma modu vardır. Bunlar doğrusal mod ve doğrusal olmayan moddur. Doğrusal modda, kontrol sinyalinin genliği taşıyıcı sinyalin genliğine eşit veya küçüktür. Şekil 2.18 doğrusal modda ki bir PWM'in şeklini göstermektedir. Doğrusal olmayan modda, kontrol sinyalinin genliği taşıyıcı sinyalin genliğinden büyüktür. Verim %100'ün altına düşer ve aşırı modülasyon oluşur. Çıkış anahtarlama dalga şekillerinin toplam harmonik distorsiyonu artar (Zhou and Wang 2002).

PWM yönteminin en önemli özelliği inverter girişindeki DC gerilimin değişmeksizin, inverter çıkış gerilimini ve frekansını değiştirebilmektir. Doğrultucudan sağlanan DC

gerilim PWM yöntemiyle kesilerek çıkışta elde edilen gerilimin temel bileşeni inverter içinde kontrol edilebilir. Bir yarım periyot için de anahtarlama elemanları birçok kez uygun açılarda ilettime girip çıkarak inverter çıkış geriliminin harmonikleri bastırılabilir (Pravadalıoğlu 1993).

Çıkış frekansının kontrolü için inverterdeki elemanların faz değiştirme zamanlarının ayarlanması yeterli olacaktır. Böylece çıkış gerilimi ve frekansı aynı anda inverterden kolayca ayarlanabilecektir.

Dengeli üç fazlı bir sistem elde etmek için, taşıyıcı üçgen dalganın frekansının referans dalgasına göre 3 veya 3'ün katları olması gereklidir. Bu sayede 3. harmoniklerin bastırılması sağlanır. Kontrol sinyalinin genliğinin yükseltip azaltılmasıyla, çıkışta elde edilen PWM işaretinin darbe genişliklerinin değişmesi nedeniyle, temel bileşenin genliğinde değişme sağlanır ve çıkış gerilimi ayarlanabilir. Üçgen işaretin frekansı, periyot başına yarı iletkenlerin anahtarlama sayısını belirlemektedir. İnverter çıkış geriliminin ayarlanmasında etkin olan iki büyüklük vardır.

$$m_f = \frac{f_c}{f_1} \quad (2.27)$$

$$M = \frac{V_c}{V_t} \quad (2.28)$$

Yukarıdaki denklemlerde m_f frekans modülasyon oranı, M modülasyon indeksi, f_c taşıyıcı frekans, f_1 temel frekans, V_c kontrol sinyalinin değeri, V_t taşıyıcı sinyalin değerini göstermektedir.

m_f 'nin küçük değerleri için taşıyıcı ile kontrol sinyalinin frekansı birlikte değiştirilmelidir. Böylece temel bileşenin alt harmonikleri ortaya çıkmaz. $m_f > 21$ asenkron PWM'den kaynaklanan alt harmoniklerin genlikleri küçülür. Bu nedenle m_f 'nin büyük değerlerinde taşıyıcı dalganın frekansı sabit, kontrol sinyalinin frekansı değiştirilir. Çıkış geriliminin temel bileşenin genliğini arttırmak için M modülasyon indeksinin 1'in üstüne çıkartılır ki buda aşırı modülasyona neden olur. Aşırı

modülasyon lineer bölgeye oranla çıkış geriliminin de pek çok harmoniğin ortaya çıkmasına sebep olur. Çıkış geriliminin dalga şekli bozularak kare dalgaya dönüşür. Aşırı modülasyonda temel bileşenin genliği modülasyon oranı M ile lineer değişmez.

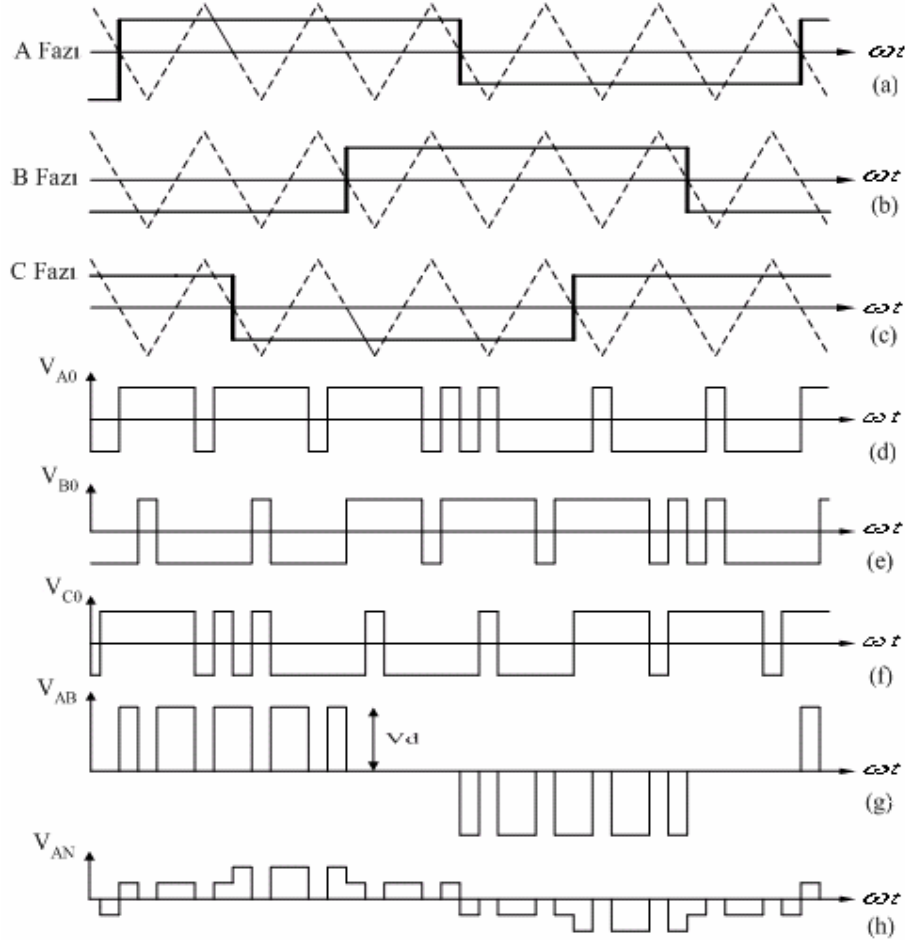
İnverterdeki toplam harmonik distorsiyonunu azaltmak için bir yarı periyottaki darbe sayısını arttırmak gerekmektedir. Bir yarı periyottaki darbe sayısı, yok edilmek istenilen harmoniklere göre kararlaştırılabilir. Bu sayı sınırlı tutulmak zorundadır. Çünkü makine kayıplarını azaltmakla sağlanan verim inverterde oluşan komutasyon kayıpları nedeniyle düşecektir. Son yıllarda geliştirilen anahtarlama kayıpları düşük ve hızları yüksek olan güç transistörleri, GTO tristörler, güç MOSFET'leri, IGBT, MCT, SITH gibi sürücü elemanlar sayesinde inverterlerde ortaya çıkan problemler büyük ölçüde ortadan kalkmıştır.

2.3.1 Üç fazlı kare dalga PWM

Üç fazlı inverterlerde her yarı köprü aynı frekans ve genlikteki üçgen dalga ile beslenen bir komparatöre bağlıdır. Üç fazlı dengeli bir sistemde fazlar arasında 120° faz farkı olduğundan üç faz için referans aldığımız kare dalgalar arasında da 120° faz farkı olmalıdır.

Şekil 2.19'da ise A,B,C fazları için 120° kaymalı uygulanmış kare dalga referans ile modülasyon oranı 6 olan üçgen dalganın karşılaştırılmasından elde edilen PWM çıkış değişimleri gösterilmiştir.

Çıkış gerilimleri V_{A0}, V_{B0}, V_{C0} 'dir. Bunlara göre elde edilen faz-faz gerilimi V_{AB} genliği V_d 'ye eşit olan ve her yarı periyotta kesişimlerle eşit sayıda darbe veren bir değişim gösterir. Şekil 2.19'da ise eşitliklerden çıkarılan V_{AN} faz-nötr geriliminin değişimi çizilmiştir. Burada $M= 0,66$ 'dır. Bu katsayı $0 \leq M \leq 1$ arasında tutulur. Çıkış geriliminin değeri de taşıyıcı dalganın genliği genelde sabit olduğu için referans dalga geriliminin genliğinin değiştirilmesiyle ayarlanır (İncekara 2000).



Şekil 2.19 Üç fazlı kare dalga inverter için gerilim dalga şekilleri, (a), (b), (c), komparatör giriş gerilimleri; (d), (e), (f) kutup gerilimleri (g) AC hat gerilimi; (h) faz- nötr gerilimi (İncekara 2000).

2.3.1.1 Harmonik analizi

Kare dalga PWM darbe şekilleri altı basamaklı dalganın tüm harmoniklerini ve ek olarak yüksek frekanslı anahtarlama harmoniklerini meydana getirir. Üç fazlı çalışmada dengeli bir çıkış gerilimi için bir periyottaki darbe sayısı olan p 3 ve 3'ün katları olmalıdır. Buda üç fazlı inverterler de yük tarafında 3. harmoniğin oluşmasını sağlar. Çıkış geriliminde en etkili anahtarlama harmonikleri taşıyıcı frekansının 2 katında yan bantlar olarak kendini gösterir. Bu nedenle gerilimin harmonik bileşenleri $k = 2p \pm 1$ ve daha az etkili olan $k = 2p \pm 3$ bileşeni çıkış geriliminde görünen ancak 3'e bölünebildiklerinde

ortadan kalkarlar, örneğin $p = 2$ olursa başlıca anahtarlama harmonikleri 23. ve 25. mertebededir. Daha az etkili olanlar ise 19. ve 29. harmonikler olacaktır.

M 'in küçük değerinde $2p \pm 1$ mertebesinden ağırlıklı anahtarlama harmonikleri değer bakımından ana dalgaya daha yakındır ve bu büyük bir bağıl harmonik etkisi oluşturur. Kare dalga PWM (KDPWM)'de kare dalganın harmoniklerine ek olarak anahtarlama harmonikleri meydana gelir. Bu harmoniklerden dolayı motor kayıpları artar. Zira ortaya çıkan yüksek frekanslı akım harmonikleri, motor endüktansından iyi süzülür. Yüksek taşıyıcı oranlarında dahi harmonik içeriği, en iyi altı basamaklı dalga şekline yaklaşır. Düşük devirlerde moment salınımları artar ve alçak hızlarda motor mili düzensiz bir şekilde döner.

2.3.1.2 Sabit gerilim / frekans oranıyla çalıştırma

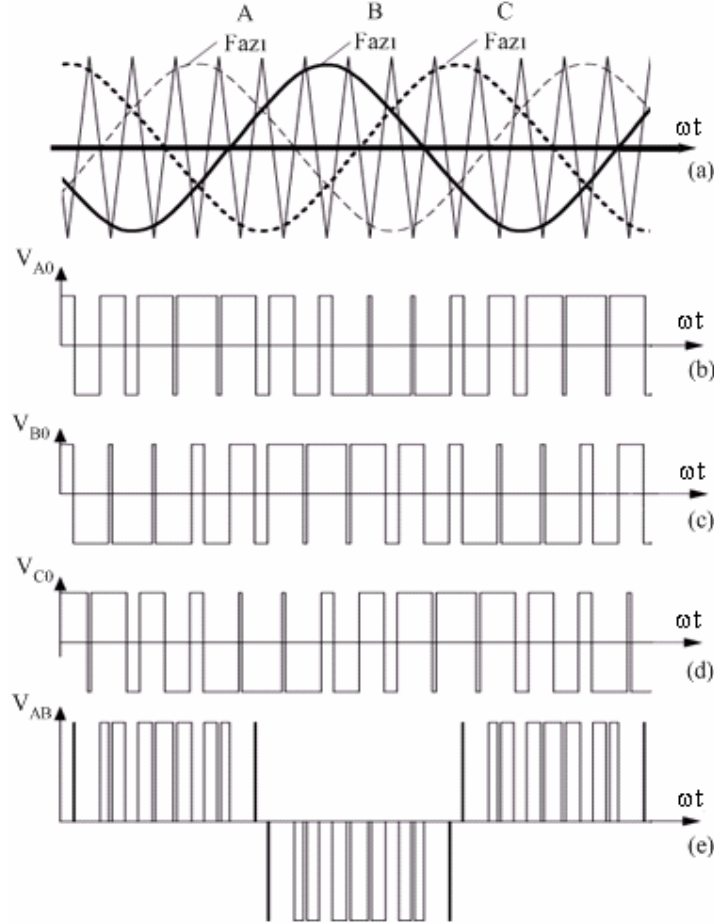
Referans geriliminin frekansıyla beraber taşıyıcı dalganın frekansında aynı anda değiştirilmesi gerekir. Her iki dalganın tekbir referans osilatöründen elde edilmesiyle bu şartlar sağlanır.

Hat-hat modülasyon gerilimindeki her gerilim pals süresi modülasyon indeksi M 'ye ve referans dalganın periyodu T 'ye bağlıdır. Bu yüzden, pals süresi T_p , $M.T$ veya M/f (f , referans dalga frekansı) ile orantılıdır. Eğer referans dalga genliği, frekansla lineer olarak değişirse, M/f sabit olur ve T_p (pals süresi) frekanstan bağımsız olur. Sonuçta, her yarım çevrim için gerilim-saniye alanı her frekansta aynı kalır bu da istenen sabit gerilim/ frekans oranıyla çalışmayı sağlar.

2.3.2 Üç fazlı sinüs PWM

KDPWM'de referans dalga bir kare dalgadır. Bu dalganın genliği frekansı ve harmonik bileşenleri çıkış geriliminde ortaya çıkar. Ancak AC motorlar sinüsoidal kaynaktan beslendiği için inverterlerin çıkışının mümkün olduğu kadar sinüsoidale yakın

olması gerekmektedir. Bunun içinde referans dalga olarak kare dalga yerine sinüsoidal bir dalga kullanılır. Bu referans dalga üçgen taşıyıcı bir dalga ile karşılaştırılarak tetikleme sinyalleri elde edilir (Şekil 2.20). Bu teknik çoğunlukla endüstriyel uygulamalarda kullanılmakta olup kısaca SPWM olarak bilinmektedir.



Şekil 2.20 Üç fazlı SPWM için gerilim dalga şekilleri (İncekara 2000)

(a) komparatör gerilimleri; (b), (c), (d) kutup gerilimleri; (e) AC hat gerilimi.

Her fazda ya da yarım köprüsünde bulunan komparatörler o fazın referans dalgası ile simetrik üçgen dalgayı karşılaştırırlar. Şekil 2.20 (a)'da modülasyon oranının 9 ve modülasyon indeksinin 0,9 olması halinde V_{A0} , V_{B0} , V_{C0} uç gerilimleri verilmiştir. Yine darbe sayısı p , üç faza uygun bir çıkış elde edebilmek için 3 ve 3'ün katları olacak şekilde seçilmelidir.

AC motor kontrolünde kullanılan bir SPWM inverterin değişken frekansla çalıştırılabilmesi için sinüs dalga genlik ve frekansının ayarlanabilmesi gerekmektedir. Böylece çıkış geriliminde darbe genlikleri bu yolla ayarlanan sinüs eğrisi şeklinde çıkış gerilimi elde edilir.

Büyük taşıyıcı oranlı SPWM inverterde etkili harmonikler yüksek mertebededir ve çıkış geriliminin dalga şekli oldukça düzgündür. Bu harmonikler, taşıyıcı frekansının mertebesinde oluşur (İncekara 2000).

2.3.2.1 Harmonik analizi

SPWM’de çıkış gerilimindeki en etkili harmonikler darbe sayısı p ye bağlıdır. Burada harmonikler Fourier açılımı ile belirlenmektedir.

$$k = pn \pm m \quad (2.29)$$

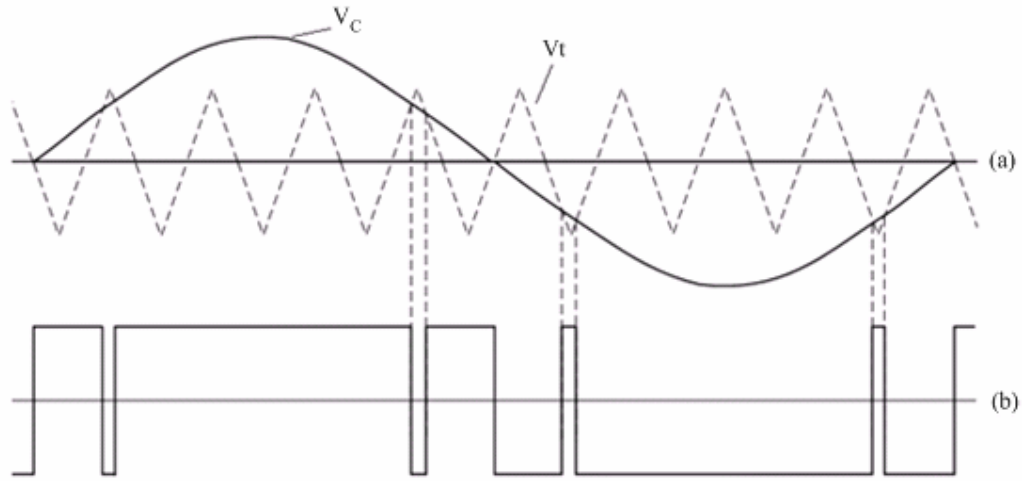
k ifadesinde n taşıyıcı harmoniğinin m . yön bandı tarif edilmektedir. Zira n ve m her ikisi de çift olduğunda harmonikler meydana gelmez. Örneğin $n = 2$ için uç geriliminin dalga şeklinde $2p \pm 1$, $2p \pm 3$, $2p \pm 5$ mertebesinde harmonikler bulunur. Fakat m arttıkça harmonik genliği düşecektir, n ’in tek değerlerinde ise sadece çift yan spektrumu bulunur, n ’in ve m ’in tek olduğu durumda harmonikler meydana gelmez. Bu nedenle $n = 1$ için $p \pm 2$, $p \pm 4$ mertebesinde harmonikler oluşur. p ’nin tek değerlerinde çıkış dalga şeklinde büyük harmonikler de görülecektir. Ancak p 3’ün katı olduğundan taşıyıcı harmonikler $2p \pm 3$ sınırında 3’ün katları olarak tanımlanacak ve yük tarafından kullanılmayacaktır.

2.3.2.2 Gerilimden yararlanma

SPWM’in çıkış gerilimi $M = 1$ için maximum değerine ulaşır. Bu durumdaki modüle edilmiş uç gerilimi dalga şeklinin yarım periyottaki volt-saniye oranınının kare dalga

inverterinkine göre daha küçük olduğu açıktır. Kare dalga inverterde uç gerilimi, modüle edilmemiş bir kare dalga şeklindedir. Bu nedenle SPWM inverterin maksimum ana dalga çıkış gerilimi, kare dalga inverterin çıkışına göre çok daha düşüktür. SPWM inverterin çıkış gerilimi kare PWM inverterin çıkışının %78'idir. Bundan dolayı SPWM inverter planlanırken DC kaynak geriliminin büyük olması gerekir.

DC kaynaktan daha verimli bir şekilde yararlanabilmek için $M < 1$ 'in üzerine çıkartılır ki buna aşırı modülasyon denir. Bu durum normal sinüsoidal modülasyon işlevini bozar. Bu yöntemde referans sinüs dalganın ilk 60° ve son 60° 'lik kısımları üçgen taşıyıcı dalga ile karşılaştırılır. Şekil 2.21'de 60° ile 120° arasında herhangi bir boşluk oluşmaz.



Şekil 2.21 SPWM'in aşırı modülasyonu (İncekara 2000)

a)Komparatör giriş gerilimleri

b)PWM çıkışı.

M 'nin büyük değerlerinde ise sadece sinüs dalganın sıfır geçişlerindeki kesim noktaları kalır, yanlarda bulunan darbeler kalkar. Bu ise uç gerilimi dalga şeklinin modüle edilmemiş kare dalga haline gelmesi demektir. Aşırı modülasyona gidilmesinin sakıncası, gerçek sinüsoidal modülasyon tekniğinin terk edilmesi sonucu çıkış gerilimi dalga şeklinde yeniden düşük mertebeli harmoniklerin ortaya çıkmasıdır (İncekara 2000).

2.3.2.3 Sabit gerilim-frekansla çalışma

Bir AC motorun sabit momentle çalışması için gerekli olan sabit gerilim-frekans şartı, SPWM inverterle kolayca yerine getirilebilir. Çıkış frekansı ile orantılı bir ana dalga gerilimi almak için modülasyon indeksi, referans dalgasının frekansı ile lineer olarak değiştirilir.

İnverterin anahtarlama kayıplarını sınırlamak için, yüksek çıkış frekanslarında taşıyıcı oranı küçültülebilir. Taşıyıcı oranının yüksek olması, başlıca harmoniklerin mertebesini yükseltmek suretiyle, dalga şeklinin kalitesini iyileştirir. Düşük ana dalga frekanslarında çok büyük taşıyıcı oranları uygundur. Böylece elde edilen sinüsoidale çok yakın çıkış akımı dalga şekli, AC motorların beslenmesinde SPWM invertere büyük avantaj sağlar. Bu tür tahrik sistemlerinde düşük hızlarda çok yumuşak bir dönüş sağlanır.

Yüksek taşıyıcı oranlarında dalga şeklinin kalitesi, taşıyıcı ve referans dalgalar asenkron olsalar da etkilenmez. Serbest çalışma stratejisi olarak adlandırılan bu yaklaşım, birçok ticari inverterde benimsenmiştir. Referans frekansı yükseldiğinde, taşıyıcı oranı düşer ve asenkron dalga şekilleri inverter çıkış geriliminde, düşük frekanslı etkili alt harmonik bileşenleri meydana getirir.

2.3.3 Üç fazlı uzay vektör PWM

Uzay vektör modülasyon (SVM) tekniği üç fazlı inverterlerde PWM'e vektörel bir yaklaşım olarak geliştirildi. Daha düşük THD'li motora yüksek bir gerilim sağlayan sinüs dalga üretmek için çok karmaşık bir tekniktir. Çıkış gerilim vektörünün yerleştiği bölgeye göre uygulandığından uzay vektörleri sınırlandırır.

PWM modülasyonuna farklı bir yaklaşımı ise $\alpha - \beta$ düzleminde gerilimin uzay vektör gösterimini temel almasıdır. $\alpha - \beta$ bileşenleri dönüşümleriyle bulunur. Anahtarlama anının belirlenmesi $\alpha - \beta$ düzleminde anahtarlama vektörlerinin gösterimini temel alan

uzay vektör modülasyon tekniğinin kullanılmasıyla başarılıdır. Uzay vektör modülasyon tekniği hesaplama yoğunluklu bir PWM tekniği olup sürücü uygulamaları için tüm PWM teknikleri arasında en iyisidir. Üstün performans karakteristiğinden dolayı son yıllarda yaygın olarak uygulamalarda kullanılır (Rathnakumar 2005).

2.3.3.1 Uzay vektör PWM'in özellikleri

Herhangi bir modülasyon tekniğinin temel amacı minimum harmonik içeren maksimum temel bileşene sahip çıkış gerilimi elde etmektir. Geçen yıllar boyunca birçok PWM tekniği aşağıdaki amaçları gerçekleştirmek için geliştirilmiştir.

- Geniş lineer modülasyon oranı
- Daha düşük anahtarlama kayıpları
- Daha düşük toplam harmonik distorsiyonu

SVM tekniği aşağıdaki özelliklerinden dolayı klasik teknikten daha çok tercih edilir.

- Yapısı gereği PWM'e 3. harmonik enjeksiyonu sayesinde geniş lineer modülasyon aralığı sağlamaktadır.
- Düzenli PWM veya diğer sinüs tabanlı modülasyon metotlarından daha düşük tabanlı band harmoniklerine sahiptir.
- Klasik modülasyona göre %15 daha fazla çıkış gerilimi üretir.
- DC kaynak geriliminin daha verimli kullanımını sağlar.
- SVM fazlar arası çıkış gerilim dalga şekillerinde distorsiyon olmaksızın SPWM'den daha iyi çıkış verir.
- Modern ve hesaplama yoğunluğu olan PWM tekniğidir.
- Yüksek verimi vardır.
- Gereksiz anahtarlama önler, bu nedenle komütasyon kayıpları azalır.
- PWM modülasyonuna farklı bir yaklaşım $\alpha - \beta$ düzleminde gerilimlerinin uzay vektör gösterimine dayanır.

2.3.3.2 Uzay vektör kavramı

Uzay vektör kavramı inverter çıkış geriliminin modülasyonunda kullanılan AC makinenin döner alanından türetilmiştir. Bu modülasyon tekniğinde üç fazlı nicelikler onların iki fazlı eşdeğer niceliklerine dönüştürülebilir. Bu ya senkron olarak döner çerçevede veya sabit çerçeve de yapılabilir. Bu 2 fazlı bileşenden inverter çıkış modülünde kullanmak için referans vektör genliği bulunabilir. Döner uzay vektörünün elde edildiği işlem durağan çerçeve göz önüne alınarak aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

Üç fazlı sinüsoidal gerilim bileşenlerinin bulunması,

$$\left. \begin{aligned} V_a &= V_m \sin \omega t \\ V_b &= V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ V_c &= V_m \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad (2.30)$$

Üç fazlı gerilim AC makinaya uygulandığı zaman AC makinin hava aralığında döner akı üretir. Döner akı bileşeni tek döner gerilim vektörü olarak ifade edilebilir. Döner vektörün genliği ve açısı durağan referans çerçevede aşağıda açıklandığı gibi Clark'ın dönüşümleriyle bulunabilir. Kompleks düzlemde döner vektör gösterimi Şekil 2.22'deki gibidir. Üç faz niceliğın uzay vektör gösterimi,

$$\bar{V}^* = V\alpha + jV\beta = \frac{2}{3}(V_a + aV_b + a^2V_c) \quad (2.31)$$

Burada, $a = e^{j2\pi/3}$

$$|\bar{V}| = \sqrt{(V\alpha)^2 + (V\beta)^2}, \alpha = \tan^{-1}\left(\frac{V\beta}{V\alpha}\right) \quad (2.32)$$

$$V\alpha + jV\beta = \frac{2}{3}\left(V_a + e^{j\frac{2\pi}{3}}V_b + e^{-j\frac{2\pi}{3}}V_c\right) \quad (2.33)$$

$$V\alpha + jV\beta = \frac{2}{3}\left(V_a + \cos\frac{2\pi}{3}V_b + \cos\frac{2\pi}{3}V_c\right) + j\frac{2}{3}\left(\sin\frac{2\pi}{3}V_b - \sin\frac{2\pi}{3}V_c\right) \quad (2.34)$$

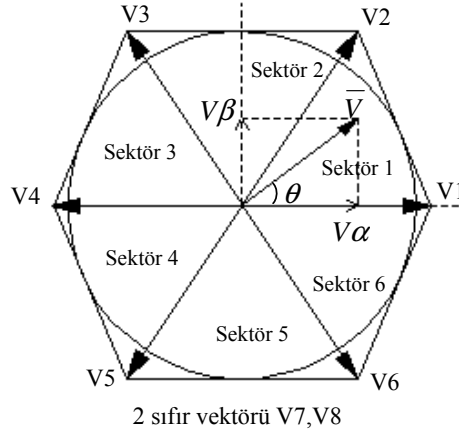
Denklem 2.34'ün gerçek ve sanal kısımları:

$$V\alpha = \frac{2}{3} \left(V_a + \cos \frac{2\pi}{3} V_b + \cos \frac{2\pi}{3} V_c \right) \quad (2.35)$$

$$V\beta = \frac{2}{3} \left(0 \cdot V_a + \sin \frac{2\pi}{3} V_b - \sin \frac{2\pi}{3} V_c \right) \quad (2.36)$$

$$\begin{bmatrix} V\alpha \\ V\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos \frac{2\pi}{3} \\ 0 & \sin \frac{2\pi}{3} & -\sin \frac{2\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$$\begin{bmatrix} V\alpha \\ V\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.38)$$



Şekil 2.22. Kompleks düzlemde dönüş vektörünün gösterimi (Rathnakumar 2005).

2.3.3.3 Uzay vektör PWM prensibi

- Sabit frekansta sabit genlikli bir vektör gibi dönen sinüsoidal gerilim gibi davranır.
- Bu PWM tekniği ($V_0 - V_7$) 8 anahtarlama modelinin birleşimiyle V_{ref} referans gerilimine yaklaştırır.

- Koordinat dönüşümü (durağan d-q çerçevesinden abc referans şekline): Üç fazlı gerilim vektörü üç fazlı gerilimin uzay vektör toplamını gösteren d – q koordinat çerçevesinde bir vektöre dönüşür.

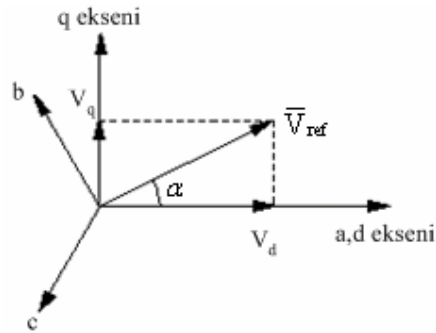
2.3.3.4 Uzay vektör PWM'in gerçekleştirilmesi

Uzay vektör PWM aşağıdaki adımlarla gerçekleştirilir.

- 1.adım - V_d , V_q , V_{ref} ve α açısı belirlenir.
- 2.adım - T_1 , T_2 , T_0 zaman süreleri belirlenir.
3. adım - her bir IGBT'nin anahtarlama zamanı ($S_1 - S_6$) belirlenir.

V_d , V_q , V_{ref} ve α açısının bulunması

Koordinat dönüşümleri: abc'den dq'ya dönüşüm. dq düzlemindeki gerilim uzay vektörü ve bileşenleri Şekil 2.23'teki gibi gösterilir.



Şekil 2.23 dq düzleminde gerilim uzay vektörü ve bileşenleri.

$$\left. \begin{aligned}
 V_d &= V_{an} - V_{bn} \cdot \cos 60 - V_{cn} \cdot \cos 60 \\
 V_d &= V_{an} - \frac{1}{2} V_{bn} - \frac{1}{2} V_{cn} \\
 V_q &= 0 + V_{bn} \cdot \cos 30 - V_{cn} \cdot \cos 30 \\
 V_q &= 0 + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{cn}
 \end{aligned} \right\} \quad (2.39)$$

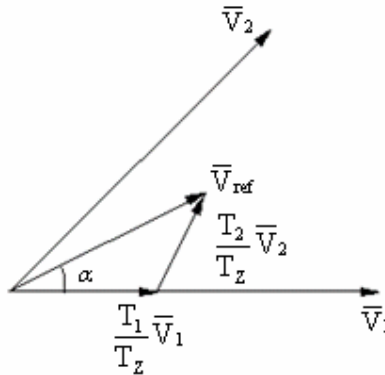
$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

$$\left. \begin{aligned}
 |\bar{V}_{ref}| &= \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \\
 \alpha &= \tan^{-1} \left(\frac{V_q}{V_d} \right) = \omega_s t = 2\pi f_1 t
 \end{aligned} \right\} \quad (2.41)$$

Burada, f_1 = temel frekans

V_d, V_q, V_{ref} gerilimi ve α açısı yukarıdaki denklemlerin kullanılmasıyla hesaplanır.

T_1, T_2, T_0 zaman sürelerinin bulunması



Şekil 2.24 Sektör 1’de komşu vektörlerin bileşimi olarak referans vektörü.

$$\int_0^{T_z} \bar{V}_{\text{ref}} dt = \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_2} \bar{V}_0 dt \quad (2.42)$$

$$T_z \cdot \bar{V}_{\text{ref}} = (T_1 \cdot \bar{V}_1 + T_2 \cdot \bar{V}_2) \quad (2.43)$$

$$T_z \cdot \bar{V}_{\text{ref}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \sin \alpha \end{bmatrix} = T_1 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{\text{dc}} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{\text{dc}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \pi/3 \\ \sin \pi/3 \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Burada, $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$

$$T_1 = T_z \cdot a \cdot \frac{\sin(\pi/3 - \alpha)}{\sin(\pi/3)} \quad (2.45)$$

$$T_2 = T_z \cdot a \cdot \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\pi/3)} \quad (2.46)$$

$$T_0 = T_z - (T_1 + T_2), \quad \left(\text{Burada, } T_z = \frac{1}{f_1} \text{ ve } a = \frac{|\bar{V}_{\text{ref}}|}{\frac{2}{3} V_{\text{dc}}} \right) \quad (2.47)$$

Burada $T_1, T_2, T_0; V_1, V_2, V_0$ vektörlerinin zaman aralıklarıdır.

Her bir sektörün anahtarlama zaman süresi

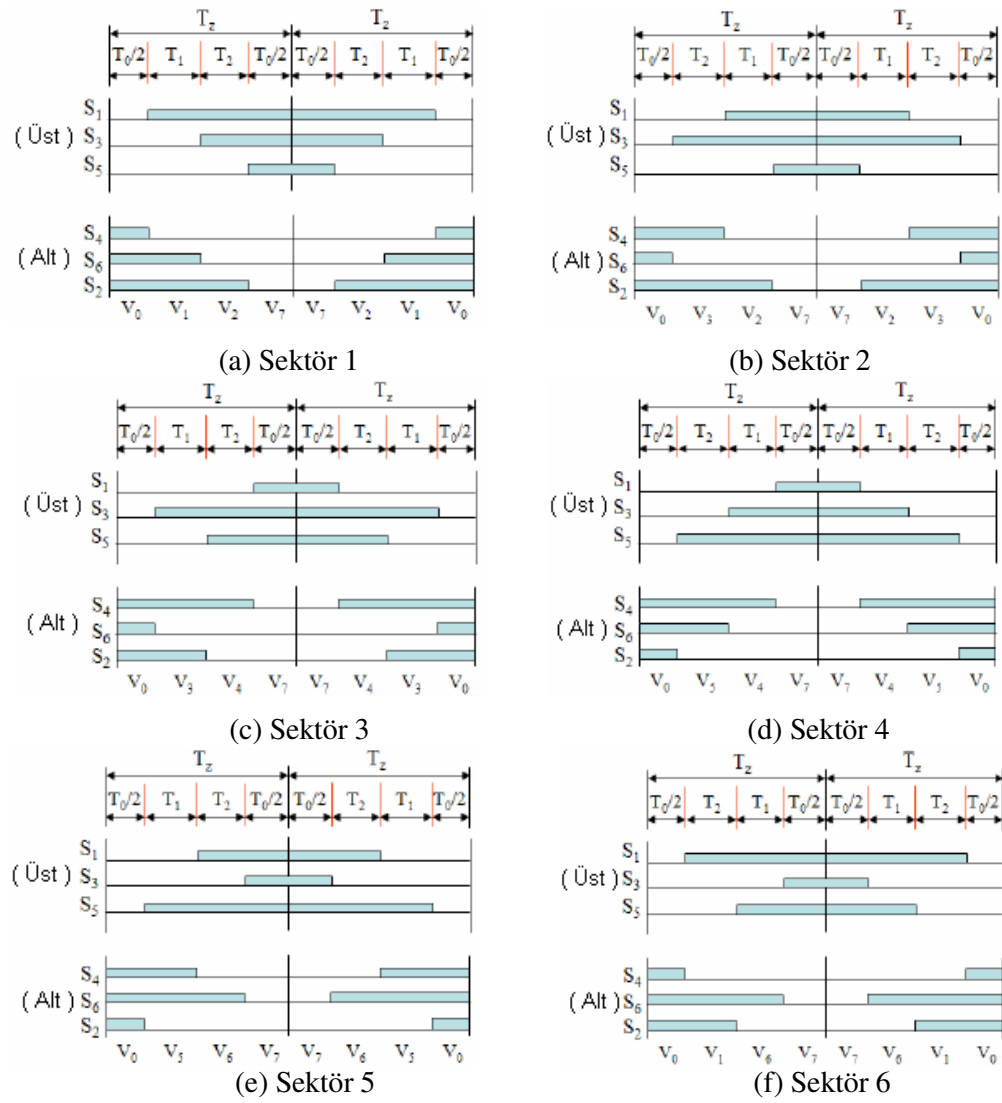
$$\left. \begin{aligned} T_1 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot |\bar{V}_{\text{ref}}|}{V_{\text{dc}}} \left(\sin \left(\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{n-1}{3} \pi \right) \right) \\ T_1 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot |\bar{V}_{\text{ref}}|}{V_{\text{dc}}} \left(\sin \frac{n}{3} \pi - \alpha \right) \\ T_1 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot |\bar{V}_{\text{ref}}|}{V_{\text{dc}}} \left(\sin \frac{n}{3} \pi \cos \alpha - \cos \frac{n}{3} \pi \sin \alpha \right) \end{aligned} \right\} \quad (2.48)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_Z \cdot |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left(-\cos \alpha \cdot \sin \frac{n-1}{3} \pi + \sin \alpha \cdot \cos \frac{n-1}{3} \pi \right) \quad (2.49)$$

$$T_0 = T_Z - T_1 - T_2 \quad (2.50)$$

Burada, $n = 1 - 6$ buda Sektör1'den Sektör 6'ya kadar $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$

Her bir IGBT için anahtarlama zamanı Şekil 2.25'te verilmiştir.



Şekil 2.25 Altı farklı sektörde üç faz için anahtarlama pals modeli (Rathnakumar 2005).

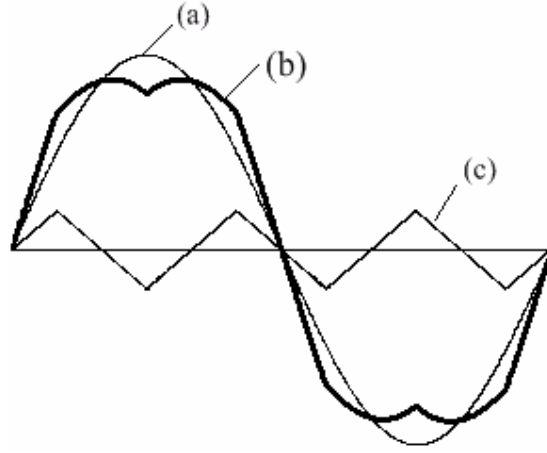
Her bir sektördeki üst ve alt kol IGBT'leri için anahtarlama zamanı Çizelge 2.1'de gösterildiği gibidir.

Çizelge 2.1 Anahtarlama zamanı (Rathnakumar 2005)

Sektör	Üst Anahtarlar (S_1, S_3, S_5)	Alt Anahtarlar (S_4, S_6, S_2)
1	$S_1=T_1+T_2+T_0/2$ $S_3=T_2+T_0/2$ $S_5=T_0/2$	$S_4=T_0/2$ $S_6=T_1+T_0/2$ $S_2=T_1+T_2+T_0/2$
2	$S_1=T_1+T_0/2$ $S_3=T_1+T_2+T_0/2$ $S_5=T_0/2$	$S_4=T_2+T_0/2$ $S_6=T_0/2$ $S_2=T_1+T_2+T_0/2$
3	$S_1=T_0/2$ $S_3=T_1+T_2+T_0/2$ $S_5=T_2+T_0/2$	$S_4=T_1+T_2+T_0/2$ $S_6=T_0/2$ $S_2=T_1+T_0/2$
4	$S_1=T_0/2$ $S_3=T_1+T_0/2$ $S_5=T_1+T_2+T_0/2$	$S_4=T_1+T_2+T_0/2$ $S_6=T_2+T_0/2$ $S_2=T_0/2$
5	$S_1=T_2+T_0/2$ $S_3=T_0/2$ $S_5=T_1+T_2+T_0/2$	$S_4=T_1+T_0/2$ $S_6=T_1+T_2+T_0/2$ $S_2=T_0/2$
6	$S_1=T_1+T_2+T_0/2$ $S_3=T_0/2$ $S_5=T_1+T_0/2$	$S_4=T_0/2$ $S_6=T_1+T_2+T_0/2$ $S_2=T_2+T_0/2$

2.3.4 Üç fazlı taşıyıcı tabanlı uzay vektör PWM

Taşıyıcı tabanlı SVPWM (TTSVPWM) normal SVPWM'e göre daha az kompleksdir, kolay anlaşılır, klasik metoda göre uygulaması daha basittir. Temel sinüs dalgasına doğal 3. harmoniğin enjekte edilmesiyle elde edilen kontrol sinyaliyle üçgen taşıyıcı sinyalin karşılaştırılmasıyla elde edilir (Şekil 2.26). SVPWM'in özelliklerini aynen gösterir. Bu yöntemde SVPWM'deki matematiksel işlem yoğunluğuna gerek yoktur.



Şekil 2.26 Taşıyıcı tabanlı SVPWM

- (a) Temel sinüs dalga şekli
- (b) Taşıyıcı tabanlı SVPWM dalga şekli
- (c) Doğal üçgen üçüncü harmonik dalga şekli.

2.4 Sayısal İşaret İşlemci (DSP)

Kontrol algoritmalarının gerçek zamanda işlem yapabilmesi, dış dünyadan; yani üzerinde çalışılan sistemden elde edilen fiziksel büyüklüklerin değerlendirilip aynı anda gerekli olan kontrol parametrelerinin hesaplanması anlamına gelmektedir. Sistemler karmaşık bir yapıya sahip olup, algoritmalar daha kapsamlı hale geldikçe mikroişlemciler yapıları itibariyle çözüm için yeterli olmamaya başlamışlardır. Tüketiciden gelen talepler doğrultusunda üretici firmalar uygulamalara özel bazı işlemciler üretmişlerdir. Bu işlemciler genel amaçlı işlemcilerden daha hızlı, fakat uygulamalarda özel olduklarından kullanım alanı açısından genel anlamda sınırlı işlem kapasitesinde kalmışlardır. Bu tür teknolojiye yönelik uygulamalarda ulaşılmak istenen hedef, mikroişlemcilerin yararlarını yapısında bulunduran ve yetersiz kaldığı durumlarda yeni olanaklar sunan bir işlemci geliştirmek olmuştur (Üstün 2001).

Mikroişlemcilerin üretilmesinde kullanılan yarı iletken teknolojisi, gün geçtikçe yeni gelişmelere tanık olmaktadır. VLSI (Very Large Scale Integration) denilen üretim tekniği yardımıyla, çok daha hızlı ve güçlü yapılar, çok daha küçük alanlara sıkıştırılarak,

üretilmeye başlanmıştır. İşlemcilerin güç kaybının düşük değerde olmasını sağlayan bu sistem, tasarımcıya karmaşık problemlerin kolayca çözümlenebilmesi kolaylığını getirmiştir. Mikroişlemcilerin mimari yapıları iki çeşittir. Bu mimariler kendilerini geliştiren kişilerin adları ile anılmaktadır. Bunlardan bir tanesi Von Nuemann olarak adlandırılmıştır. Veri ve komutların saklanması için aynı bellek biriminin kullanılması, aynı bilgi transfer yolu üzerinde veri daralması olarak da tanımlayabileceğimiz veri sıkışması problemlerine neden olmaktadır. Komut ile veri aynı yol üzerinden taşınmaktadır. Bu da işlemlerin çok daha uzun sürede tamamlanmasına ve saat çevrim süresinin uzamasına sebep olmaktadır. Örneğin 16 bitlik sayılarla işlem yaparken, 8 bitlik bir işlemci, sayıları iki parça olarak alıp, işlemektedir. Bu da 16 bitlik bir işlemcinin yarı hızında çalışması anlamına gelmektedir. Yeni nesil işlemcilerde, üniteler bağımsız olarak çalıştırılarak, hızı artırma yoluna gidilmiş ve kısıtlı bir paralel çalışma sağlanmıştır. Veri taşınması, eklenen yeni komut ve yapı değişikliği ile tek saat çevriminde gerçekleştirilebilmektedir. Harvard mimarisi olarak adlandırılan ikinci tip mimari DSP'lerde ve yeni nesil işlemcilerde kullanılmaya başlanmıştır. Bu mimari tipinde veri ve adres yollarının birbirinden ayrı olması nedeniyle, işlemci çok daha hızlı işlem yapabilmektedir. Bunun yanı sıra DSP'lerde bulunan paralel işlem yapabilme özelliği, aynı anda birkaç komut işleyerek hızının katlanmasını sağlayan bir diğer etken olmaktadır. Bir mikroişlemcinin işlem yapabilme kapasitesini gösteren komut sayısı ve adresleme modları, DSP sistemlerinde diğer işlemcilere göre daha kısıtlı gibi görünse de, sistemin özelliklerini tam olarak kullanmayı sağlayan özel komutlar sayesinde, birçok işlem tek bir saat çevrimi süresinde yapılabilmektedir. Özellikle kontrol sistemlerinde çok kullanılan çarpma ve toplama işlemlerinin birkaç makine çevriminde gerçekleştirilebilmesi, hız yönünden büyük bir avantaj getirmektedir. Bir algoritma içinde tekrarlanan döngü işlemleri; DSP'lerin özel komutları sayesinde çok daha hızlı ve verimli olarak gerçekleştirilebilmektedir. Donanım olarak yapıların birbirinden bağımsız olması, ayrı yollar üzerinden veri ve adres iletebilmesi; merkezi işlem birimi, merkezi mantık birimi ve yardımcı kaydedici aritmetik ünitelerinin yoğun paralellik içersinde çalışması sistemin üstün özellikleri olarak tanımlanabilir.

Uygulamaya yönelik olarak, işlemlerde kullanılan sayıların yapısal özellikleri doğrudan doğruya yolların genişliğine bağlıdır. Genel olarak sabit nokta aritmetiği ile çalışan

sistemlerde 16 bit, daha büyük sayılar kullanan kayan nokta aritmetiği ile çalışan sistemlerde 32 bit yol genişliği bulunmaktadır. Çarpma ve toplama işlemleri sonrasında oluşan yuvarlama ve kesme hataları, kontrol edilen sistem üzerinde büyük hatalara neden olabilir. Bunu önleyebilmek için, işlemcinin işlem yapabilme kapasitesinin yeterince büyük olması gerekmektedir. DSP'lerde donanım olarak bulunan çarpma ünitesinin çıkışı, çarpma işleminden sonra bit sayısının iki katı bir sonuç oluşturmaktadır. Veri yolunun iki katı büyüklüğünde olan bu sayı ile belirli bir yuvarlatma hatası sonucu tek bir kelime boyutunda veya doğrudan çift kelime boyutunda işlem yapılabilir.

DSP'nin program çevrimleri sırasında hangi adresteki işlemi gerçekleştireceğini otomatik olarak belirlemesi, istenen bir özelliktir. Bu işlemin Aritmetik Lojik Ünite (ALU) tarafından gerçekleştirilmesi mümkündür. Fakat belirli bir gecikmeye neden olacağından, DSP içinde ayrı bir veri adres generatörü bulunmaktadır. Adresleme işleminin önem kazandığı, sıralı adreslemenin yapılmadığı uygulamalarda bu ünite, bağımsız çalışan bir işlemci gibi adresleri üretmektedir.

Algoritmanın işlemesi sırasında komutların sıralı ve doğru olarak işlemesi, komut sıralama ünitesi sayesinde olmaktadır. Bu ünite sayesinde, komutların işlenmesi sırasında, işlemcinin mikro kod olarak çevrim ve döngüleri kullanmasına gerek kalmamaktadır. Bu da komutların daha az çevrim ile daha kısa sürede tamamlanmasını sağlamaktadır.

Ünitelerde yapılan işlemler sonunda elde edilen verilerin genişliğinin, veri yolunun genişliğinden fazla olmasından dolayı oluşan hatalar, kaydırma ünitesi yardımı ile ana işlemciye gerek kalmadan, tek bir çevrim süresinde çözümlenmektedir. Kaydırma ünitesi aynı zamanda, çok bitli tek çevrim kaydırmalar, normalize/denormalize işlemleri, kayan nokta aritmetiği gibi işlemlerde büyük kolaylık sağlamaktadır.

Yukarıdaki kısımlarda sözü edilen, sayısal işaret işleme sırasında karşılaşılan sorunları çözmek için, DSP'ler çeşitli yöntemlerle (bu bir yazılım olabilir) en az hata ile işlem yapabilmelidir. Komut işlemesi sırasında komutların aynı anda aynı veri yollarını

kullanma isteğinden ortaya çıkan durum veri sıkışması olarak adlandırılmaktadır. Aynı durumla işlemcilerin veri işleminde de karşılaşmaktadır. Bu sorunu ortadan kaldırmak için işlemcinin paralel çalışma denilen parçalara ayırarak çalışma yapısının kurulması gerekmektedir. Bu sayede komut çevrim süresi en az düzeyde olacak ve aynı anda birden fazla komut işlenebilecektir. İşlemi paralel yollara ayırarak yapılan çalışma, her bir parçanın bağımsız olarak işlenmesi prensibine dayanmaktadır. Bu çalışma şekli, parça sayısı ile ters orantılı olacak oranda, işlemin kısa sürede tamamlanmasını sağlamaktadır. Bunun yanında, işlemlerin optimal olarak dağıtılması her zaman söz konusu olmayabilir. Fazladan eklenen kütükler işlemin hızını arttırmaya yarayacaktır. Örneğin çarpma işleminde, çarpanların ayrı yollar üzerinden taşınması, çarpma işleminin süresini iki katı oranda azaltmaktadır (Üstün 2001).

Yukarıdaki kısımda bahsettiğimiz paralel çalışma özetle, aynı anda birden fazla komutun işlenmesine izin veren yapıya sahip olmasının yanı sıra, komut saat çevrimini en düşük seviyesine indirirken, işlemcinin çıkışından en yüksek performansın alınmasını sağlamaktadır. Bu da performansı artırıcı bir diğer etkidir.

Paralel çalışma işleminin tam olarak yeterli olmadığı durumlarda paralel çalışma alternatif bir çözüm olmaktadır. Bir işlemin alt parçalara ayrılıp işlenmesi yerine, paralel işlemciler ile aynı işlemin yapılması çok daha iyi sonuç vermektedir. Bu tür çalışma ise, donanımın karmaşıklığına ve fiyatının biraz artmasına sebep olsa da yapılacak işlemlerin birbirinin yerine geçebilir yapıda ayarlanması çalışmadaki verimi arttıracaktır. Bütün bu anlatılanlar dikkate alındığında bu ünitelerin tümünün birbiri ile uyumlu çalışabilme özelliklerinden dolayı, karmaşık algoritmalar hızlı bir şekilde işlenebilmektedir. Mimari yapıyı oluşturan ünitelerin birbirinden bağımsız olarak çalışabilmesi, sistemin hızını katlamaktadır. Komut çevrim süresinin kısa olması, belirtilen bu özelliklerden çok daha verimli olarak yararlanabilmeyi sağlamaktadır. DSP'ler de arzu edilen özellik, tüm komutların tek bir saat çevriminde işlenmesidir. Bunun mümkün olmaması durumunda, gelişmiş mikro işlemcilerdeki gibi, komutların mikro kod olarak çözümlenmesi yerine, mimari yapı, komutların gerektirdiği işlemleri doğrudan yapabilen lojik bir yapı olarak kurulmuştur. Sistem, mümkün olduğu kadar

çok işlemi mümkün olan en az saat çevriminde gerçekleştirdiğinde, en verimli mimari yapıya sahip demektir.

Sistem tasarımı sırasında, DSP sisteminin seçiminde belirli faktörlerin önemi bulunmaktadır. Bunlar; mimarisini oluşturan ünitelerin içyapısı, işlem yapabilme kapasiteleri, komut giriş grupları ve geliştirme üniteleridir. Genel amaçlı işlemcilerde benzer yapılar bulunmasına rağmen, DSP'lerin kendilerine özgü bir sınıflandırması bulunmaktadır. Sistem mimarisi, kontrol edilecek sisteme çok bağımlıdır. Gerekli olan yapı ancak kontrol edilecek sistemin çok iyi tanınması ile mümkündür.

Seçilecek mimari yapı, kontrol algoritmasını en az hata ile en hızlı biçimde en yüksek performansı sağlayacak şekilde gerçekleştirmelidir. Bunun yanında, başka bir sisteme ne kadar kolay uyum sağladığı etkili bir faktördür. Kontrol sisteminin isteğine göre, yardımcı birimler, bellek birimleri ve giriş-çıkış birimlerini bünyesinde buldurmalı veya bu birimler ile kolaylıkla iletişim kuracak yapıda olmalıdır. DSP sistemlerinde kolay programlanabilme de önemli bir özelliktir. Bunların yanında performans-fiyat ve performans-verim arasındaki ilişkilerinde göz önüne alınması gereklidir.

2.4.1 DSP sistemlerin seçimi ve karşılaştırılması

Kontrol edilecek sisteme uygun bir denetleyici seçimi, bir tasarımcının bütün sistemin kurulması aşamasında göz önüne alması gereken en önemli bölümdür. Kontrol edilen sistemin karakteristiğine göre, DSP sisteminin yapısal özellikleri seçilmelidir. İsteğe cevap vermeyen bir kontrol yapısı, yanlış kontrole neden olacaktır. Örneğin sabit nokta ile çalışabilecek yapıdaki bir sistemde kayan nokta kullanılması, sistemin maliyetini arttıracaktır. Kontrol edilen sistemin dinamik sayı aralığının büyük olması veya sayısal hataların getireceği sorunlara karşı aşırı duyarlı olması durumunda, kayan nokta işlemcinin kullanılması, sistemin daha yüksek bir performansta çalışmasını sağlayacak, maliyet fonksiyonunu dengeleyecektir.

DSP sistemleri, mikroişlemci ve mikro denetleyici olmak üzere iki ana yapıda toplanabilir. Mikroişlemci yapısı; sadece DSP yapısını içermekte, yapının içinde

herhangi bir bellek birimi veya seri kapı, A/D birimi gibi giriş çıkış birimi bulunmamaktadır. Yapısında herhangi bir yan birim bulunmaması, hızlı işlem yapma açısından büyük yarar sağlamaktadır. DSP ne kadar hızlı veri işlerse işlesin, veriyi aktarırken erişebildiği hız ancak bellek biriminin hızı kadardır. Bu yüzden kullanılan yardımcı birimler genel kontrol yapısına uygun seçilmelidir. Bu yardımcı birimlere erişim süresi, sistemin hızını olumsuz olarak etkilemektedir. Bu yüzden mikroişlemci yapıdaki DSP'lerin, kütük dosyaları ve komut setleri yeterince büyük yapılarak, bellek birimlerinin verimli kullanılması yoluna gidilmektedir. Böylece sistemin hızını azaltacak yapısal değişiklikler mümkün olduğu kadar aza indirgenecektir.

Mikro denetleyici yapıdaki DSP sistemleri ise, bellek ve yardımcı birimleri bünyesinde bulundurmaktadır. Bu sayede belirli boyuttaki programlar dışarıdan bir bellek birimine gerek duyulmadan saklanabilmektedir. Yapı içine konulan bellekler, çok kısıtlı boyutta olmasına rağmen, basit uygulamalar için ideal bir çözüm sunmaktadır. Daha geniş bellek ihtiyacı, dış bellek birimleri ile karşılanabilir. Kontrol edilen sistemin parametrelerinin gözlemlenebilmesi için yardımcı birimlere ihtiyaç duyulmaktadır. Yapısında seri bir kapı bulunduran DSP sistemleri, kontrole daha uygun bir alternatif oluşturmaktadır. Analog bir büyüklük, dijital bir veriye dönüştürülerek, sistemin üzerinde işlem yapabileceği bir hale getirilmelidir. A/D çevirici, özellikle motor kontrolünde gerek duyulan bir yapıdır. Yapısında A/D çevirici bulunduran sistemlerde, kontrol edilen motorun akımı belirli bir dönüşüm ile algılanarak kontrol altında tutulabilir. Bu gibi alt birimleri yapısında bulunduran bir DSP, dış birimlere minimum gereksinim duyacak şekilde çalışmaktadır. Mikro denetleyici yapısındaki DSP, mikroişlemci türüne göre daha yavaş işlem yapsa da, mikroişlemcinin dış birimlerle haberleşirken harcadığı zaman bu açığı kapatacaktır. Yalnız içinde bellek birimi bulundurmayan yapı, ek mimari yapılar için gerekli alana sahip olacağından, daha kuvvetli bir işlem kapasitesi sağlanabilir (Üstün 2001).

DSP sistemlerin kontrol edilen sistemin gereksinimini karşılayabilmesi için mimari yapısının belirli özellikleri taşıması gerekmektedir. Kontrol edilen sistemin ihtiyacının karşılanması sistemin tanınması ile başlamaktadır. DSP'den yeterli verimin alınması, mimarisinde belirli yapıların bulunması ile sağlanabilir. Sistemin maksimum verim ile

çalışabilmesi için aritmetik işlemleri yürüten ALU, MAC ve kaydırma üniteleri, veri akışının kontrolünü yapan DAG ve SEQ üniteleri bulunmaktadır. Bu ünitelerden birinin eksik olması veya yeterli performansta çalışmaması sistemin performansını büyük oranda düşürecektir. Örneğin; kaydırma ünitesindeki etkisiz çalışma durumu, kayan nokta işlemlerinin düşük verimle çözümlenmesi anlamına gelmektedir. Veri aktarımı ve akış kontrolünü sağlayan üniteler, sistemin hızını doğrudan etkilemektedirler. Bu ünitelerin yapısındaki bazı eksiklikler, hızın birkaç kat azalmasına neden olmaktadır. Bu ünitelerle beraber sistemin çalışmasına etki eden bir diğer etken de birimleri bağlayan yollardır. Yolların yeterince geniş olmaması, hızı azaltacağı gibi, aritmetik işlemler sonunda verinin tam olarak iletilmemesi hatayı arttıracaktır.

Genel kontrol uygulamalarında mikroişlemci yerine DSP'lerin kullanılması uygulamanın ihtiyacının değişmesiyle belirginleşmiştir. DSP'lerin mikroişlemcilere göre tercih edildiği uygulamalar, matematik işlem yönünden çok kapsamlı olanlardır. Dijital işaret işleme sistemlerinin bir diğer özelliği de gerçek zamanda işlem ihtiyacı göstermeleridir. Kullanıcıya belirli bir gecikme ile ulaşan bir işaret, sistemin hatalı çalışmasına neden olacaktır. Örneğin, motor kontrol sisteminde yük üzerindeki ani bir değişikliğin kontrol sistemi tarafından zamanında algılanamaması sistemin yanlış cevap vermesine neden olacak, motorun tahrip olmasına kadar gidebilecek problemler ortaya çıkaracaktır. Bu yüzden, DSP sistemleri gerçek zamanda veri işleyecek yapıda olmalıdır.

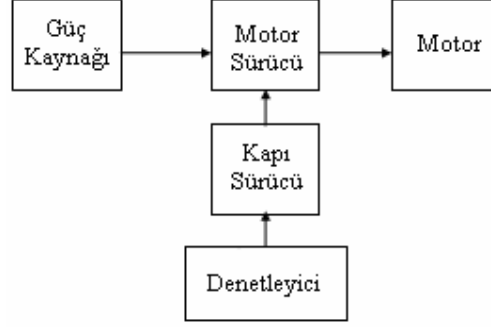
Dijital işaret işleminin temel problemi işaretin örneklenmesidir. İşaretin doğru olarak algılanması, örnekleme frekansının yeterince büyük olmasına bağlıdır. Kontrol uygulamalarında kullanılması gereken işlemci, sistemin bant genişliğinin en az on katı bir hızla örnekleme yapabilmelidir. Ancak bu şekilde, işaretin anlamını kaybetmemesi sağlanabilir. DSP sistemleri işareti yeterince yüksek hızda örnekleyebilmeli ve elde edilen verileri saklayabilmelidir. Uygulamanın yapısına göre örnekleme frekansı da artmaktadır. Görüntü ve ses işleme sistemlerinde çok yüksek örnekleme frekanslarına ihtiyaç duyulurken, kontrol uygulamalarında daha düşük frekanslar yeterli olmaktadır. Kontrol uygulamalarında 1 kHz örnekleme frekansı yeterli olmasına karşılık haberleşme

uygulamalarında 8 kHz, ses işlemede 8–10 kHz, müzik işleme uygulamalarında 40–48 kHz, video görüntü işlemede ise 14 MHz örnekleme frekanslarına gerek duyulmaktadır.

2.4.2 DSP uygulama alanları

VLSI teknolojisindeki gelişmeler, DSP sistemlerinin çok kısa bir süre içinde kontrol uygulamalarının bütün alanlarına girmesine olanak sağlamıştır. DSP'nin genel işaret işleme alanında, dijital filtreleme, konvolüsyon, korelasyon, Hilbert dönüşümleri, FFT (Hızlı Fourier Dönüşümü), adaptif filtreleme ve sinyal üretimi gibi geniş uygulama alanları bulunmaktadır. Bunların başlıcaları; görme sistemleri, spektrum analizi, ses tanıma, robot ve motor kontrolü, radar işleme, modemler ve cep telefon sistemleri, adaptif yol kontrolü, işleme cihazlarıdır. Bütün bu örneklerden de anlaşıldığı gibi, dijital sistemlerin olduğu her alanda DSP kullanılmaya başlanmıştır.

Motor kontrol sistemlerinde DSP'nin kullanılması diğer uygulama alanları ile karşılaştırıldığında oldukça geç olmuştur. Bunun nedeni, mikro işlemcilerin yeterli düzeyde bir performans göstermesi ve maliyeti düşürerek, her türlü uygulamaya uyumlu olabilmesidir. Ancak motorların klasik kontrol algoritmaları yerine karmaşık kontrol algoritmaları ile kontrolü söz konusu olduğunda, mikro işlemciler zayıf kalmaktadır. İşlem sayısı arttıkça mikro işlemci yavaşlamakta, bu da kontrol edebileceği sistemlerin performansını etkilemektedir. Bu gibi sorunlara çözüm olarak, mikro işlemcilerin paralel çalışması, kontrol edilen sistemin belirli aşamalarında ayrı işlemcilerin kullanılması yoluna gidilmişse de, hem böyle bir sistemin kontrolünün ve uygulanabilirliğinin zor olması, hem de maliyet artışı DSP'leri üstün hale getirmiştir. Şekil 2.27'de motor kontrol sisteminin genel birimleri gösterilmiştir.



Şekil 2.27 Motor kontrol sistem birimleri.

Kontrol edilecek sistemin özelliklerine uygun bir güç elektroniği devresi kullanılmalıdır. Alternatif akım şebekesinden beslenme durumunda güç akışını kontrol etmek amacıyla güç kaynağı katı kullanılmaktadır. Alternatif gerilim, doğrultucu ile doğrultulduktan sonra eğer gerekiyorsa gerilimin genliğini ayarlamak için doğru akım kıyıcısı kullanılabilir. Daha sonra kullanılan motora göre güç elektroniği güç katı devresi gelmektedir. Asenkron ve fırçasız doğru akım motor kontrolünde inverter kullanılır. Güç katının yapısı nasıl olursa olsun devrede kullanılan güç elektroniği anahtarlarını sürmek için sürücü devreye gerek vardır. Burada anahtarlama elemanı olarak IGBT kullanılmıştır. Gerilim kontrollü olan bu ve bunun gibi kontrol elemanların yüksek anahtarlama frekanslarına ulaşması, devrenin PWM işaretinin daha yüksek frekanslarda elde edilmesini sağlamaktadır (Üstün 2001).

Denetleyici yapısı ise, sistemden bağımsızdır, sisteme göre değişen sadece işlemcinin programıdır. Bu esnek yapı sayesinde, değişik uygulamalar da donanım yapısında bir değişiklik yapmadan sadece yazılımı değiştirerek kullanılabilir. Tasarlanan kontrol sisteminin yapısından bağımsız olarak, gerçekleştirilen yazılımın belirli bölümleri aynı kalmaktadır. Kurulan algoritmanın denetleyici sistemine hangi dil kullanılarak programlanacağı bir diğer tasarım aşamasıdır. DSP yazılım sistemleri, makine kodu yanında C dilini desteklemekte, böylece programın bu dilde yazılıp, işletilmesine olanak sağlamaktadır. Yalnız sistemin hızından tam olarak yararlanma durumu için, gerçek zamanda kontrol uygulamalarında işlemcinin makine dilinde programlanması tercih edilmelidir. Düşük seviyeli diller yardımıyla, işlemcinin bütün mimari üstünlükleri göz önüne alınıp, program gerçekleştirilmelidir.

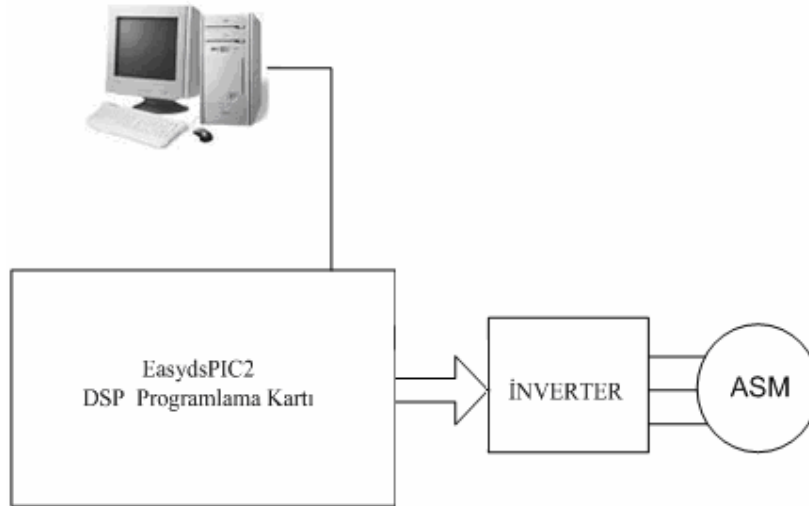
Kontrol sistemlerinde, kontrol edilen sistemin davranışını düzenlemek amacıyla denetleyiciler kullanılmaktadır. Klasik kontrol yapısı olarak sistemlerde en çok kullanılan yapılardan biri PI (oranlama ve entegre etme) yapısıdır. Sistemin tam ve doğru olarak kontrolünü gerçekleştiren bu yapı, istenen kontrol cevabını parametrelerini değiştirerek sağlamaktadır. Yapının bu kadar geniş uygulama alanı bulmasının sebebi, basit bir yapıda olması ve kolaylıkla sisteme uyumlu hale getirilebilmesidir.

3. MATERYAL VE METOT

Bu çalışma da farklı PWM teknikleriyle oluşturulan kontrol sinyallerinin uygulandığı dsPIC kontrollü inverterle sürülen asenkron motorun stator akımındaki harmoniklerin seviyesini inceleyerek en iyi PWM tekniğini bulmak amaçlanmıştır. Aşağıda bu amaçla geliştirilen yazılım programları, dsPIC mikroişlemcisi ve kartı, inverter modülü ve asenkron motor tanıtılacaktır. Bu materyallerin kullanımıyla oluşturulan sistemde farklı PWM tekniklerinin uygulamasıyla elde edilen deneysel veriler sunulacaktır.

3.1 Materyal

Uygulaması yapılan sistemin tam kontrol blok diyagramı Şekil 3.1’de verilmiştir. Şekildeki her bloğun ayrıntıları sonraki bölümlerde verilecektir.

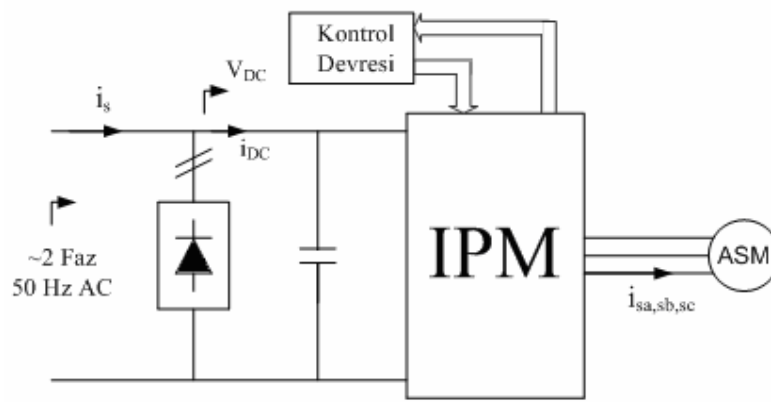


Şekil 3.1 Uygulama devresinin blok diyagramı.

3.1.1 İverter

Yapılan bu çalışmada kontrolcü devresinin sürücü olarak kullandığı güç devresi, IPM’le (Akıllı Güç Modülü(Intelligent Power Module)) yapılan inverter ile asenkron motorun

sürülmesi sağlanmış olup, prensip şeması Şekil 3.2’de tamamı ise EK-1’de verilmiştir.



Şekil 3.2 Asenkron motorun gerilim beslemeli AC sürme devresi prensip şeması.

IPM aşırı akım, kısa devre ve aşırı sıcaklığa karşı kendini koruyacak şekilde tasarlanmıştır. Bu durumlarla karşılaşıldığında kontrol sinyali ne olursa olsun IPM durmakta ve dışarıya hata sinyali göndermektedir. İçerisinde altı tane IGBT yarı iletken güç anahtarlama elemanı bulundurmakta ve üç üst kolların her biri için birer adet ve alt kollar için ise sadece bir adet olmak üzere toplam dört adet bağımsız 15V gerilim kaynağı dışarıdan IPM’in beslemesi için gerekmektedir. IPM’in besleme devresi EK-2’de verilmiştir. IPM içerisindeki her bir IGBT’e HP4504 gibi bu amaçla üretilmiş opto sürücü üzerinden kontrol işareti verilmektedir. Kullanılan IPM ile 15kHz gibi yüksek anahtarlama bölgesinde çalışabilmektedir.

3.1.2 Asenkron motor

Kontrol edilen sincap kafesli asenkron motora ait etiket bilgileri Çizelge 3.1’de verilmiştir.

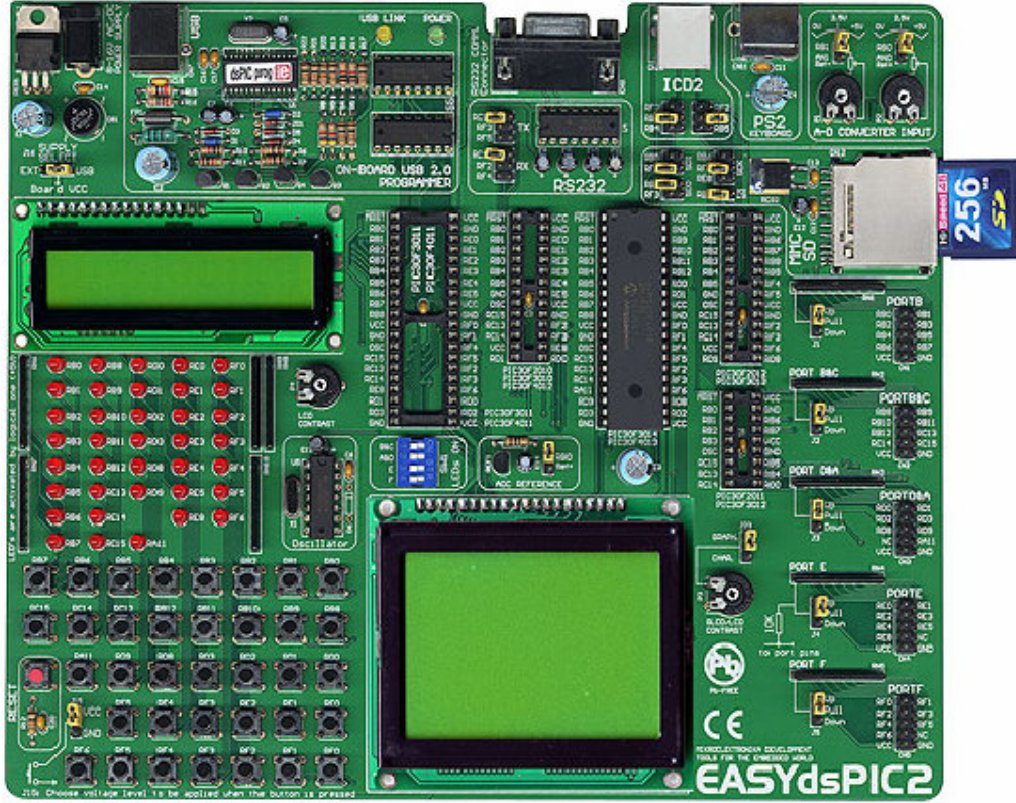
Çizelge 3.1 Asenkron motorun etiket bilgileri

GAMAK		4404354284			
3~ MOT	TYPE AGM71 2b			EFF	
I.CL F	IP 55	B3	S1	CE	
V	Hz	A	kW	Cos φ	1/min
Δ 220	50	2,3	0,55	0,84	2780
Y 380		1,34			

3.1.3 DSP programlama kartı

EASYdsPIC2 ürünü mikroElektronika firmasının dsPIC mikro denetleyicilerinin uygulamaları için geliştirilmiş olduğu bir settir. Kart üzerindeki USB 2.0 arabirimi aracılığıyla ilave bir programlama cihazına ihtiyaç duymadan 18, 28 ve 40 pinli dsPIC'lerin programlanması sağlanmaktadır. Resim 3.1'den de görüldüğü gibi kart üzerinde çıkışları gösteren LED'ler, girişleri gösteren butonlar, analog giriş (0-5 Volt) için iki adet trimpot, karakter LCD(2x16), grafik LCD(64x128) pinleri, sıcaklık sensör girişi, portları harici olarak kullanmak için çıkışlar, harici güç kaynağı girişi (9-15V), MMC\SD kart yuvası ve ICD2 konnektörü mevcuttur.

Kartta çıkış elemanı olarak ledler kullanılabilirdiği gibi harici çıkışlara direk kontrol edilecek cihaz bağlanabilir. Farklı tip DSP'leri programlama özelliği kullanışlılığını arttırmaktadır. Kart çeşitli bilgisayar bağlantılarına sahip olduğundan birçok sisteme uyumludur. Değiştirilebilir kristal sayesinde farklı komut çevrim süreleri ile çalışma imkanı sunar.



Resim 3.1 EASYdsPIC2 DSP programlama kartı (İnt.Kyn.1).

3.1.4 dsPIC30F2010 DSP mikroişlemcisi genel özellikleri

Yüksek performanslı, geliştirilmiş merkezi işlem birimi:

- Modifiye edilmiş Harvard mimarisi,
- C derleyiciyi en iyi şekilde kullanan komut seti mimarisi,
- Esnek adresleme modlu 83 temel komut,
- 24 bit genişliğinde komut, 16 bit genişliğinde veri yolu,
- 12 Kb dahili flash program alanı,
- 512 Byte dahili veri RAM,
- 1Kb kalıcı veri EEPROM,
- 16x16 bit çalışma register dizisi,
- 30 MIP'e kadar çalışma,
DC de 40 MHz harici saat girişi,

PLL etkinliğiyle (4x,8x,16x) 4MHz - 10MHz osilatör girişi,

- 27 kesme kaynağı,
- 3 dış kesme kaynağı,
- Her bir kesme için 8 kullanıcı seçilebilir öncelik düzeyleri.

DSP cihaz özellikleri

- Modülo ve bit tersleme modları,
- İki adet 40 bit genişliğinde toplayıcı,
- 17 bit x 17 bit tek çevrim de kesirli veya tam çarpma donanımı,
- Tek çevrimli çoklu toplama (MAC) işlemi,
- 40 haneli kaydırma,
- Çift veri alış verişi.

Çevre birimi özellikleri

- Yüksek akım alıcı/kaynak giriş çıkış pinleri:25mA/25mA,
- 3 adet 16 bitlik zamanlayıcı/sayıcı; isteğe göre 32 bit zamanlayıcı modülü içinde 16 bitlik zamanlayıcı çifti,
- 4 adet 16 bitlik yakalayıcı (capture) giriş fonksiyonu,
- 2 adet 16 bitlik karşılaştırıcı/PWM çıkış fonksiyonu, Çift karşılaştırma mod kullanımı,
- 3 telli SPI modülü(4 çerçeve moduyla desteklenen),
- Çoklu master/slave modu ve 7 bit/10 bitlik adreslemeyle desteklenen I²C modülü,
- FIFO arabellekli adreslenebilir UART modülleri.

Motor Kontrol PWM modül özellikleri

- 6 PWM çıkış kanalı,
Tümleyici veya bağımsız çıkış modları,
- Kenar veya merkez hizalı modlar,
- 4 adet doluluk boşluk oran üretici,
- 4 modlu atanmış zaman tabanı,
- Programlanabilir çıkış polaritesi,
- Tümleyici mod için ölü zaman kontrolü,
- Manuel çıkış kontrolü,

- Senkronize A/D dönüştürmeler için tetikleme devresi.

Quadratik enkoder arayüz modül özellikleri

- A, B fazı ve indeks pals girişi,
- 16 bitlik yukarı /aşağı konum sayıcı,
- Sayma yön durumları,
- Durum ölçüm modu (x2 ve x4),
- Girişlerde programlanabilir dijital gürültü filtreleri,
- Alternatif 16 bitlik zamanlayıcı/sayıcı modu,
- Durum sayıcısına bağlı ters dönme/taşma durumunda kesme.

Analog özellikler

- 10 bitlik Analog –Dijital dönüştürücü,
1Mpsps dönüştürme oranı (10 bitlik A/D için),
6 giriş kanalı,
Uyku ve boş durum süresince dönüştürme kullanılabilirliği,
Programlanabilir Brown-out reset.

Özel dijital sinyal kontrolör özellikleri

- Geliştirilmiş Flash program hafızası
100K endüstriyel sıcaklıkta 10000 silme /yazma çevrimi (min.)
- Veri EEPROM hafızası
1M endüstriyel sıcaklıkta 100000 silme /yazma çevrimi (min.)
- Yazılım kontrolü altında kendi kendini programlama
- Power-on Reset (POR), Power-up Timer (PWRT) ve Osilatör Start-up Timer (OST)
- Güvenli çalışma için dahili küçük güçlü RC osilatörlü esnek güvenlik zamanlayıcısı (WDT),
- Bozulmaya dayanıklı saat izleme işlemi,
- Dahili küçük güçlü RC osilatör de saat hatası ve anahtarlamaları belirleme,
- Programlanabilir kod koruması,
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) programlama kabiliyeti,
- Seçimli güç yönetim modu,
- Uyku, boşta ve alternatif saat modları.

CMOS teknolojisi

- Düşük güçlü, yüksek hızlı Flash teknolojisi,
- Geniş çalışma gerilim aralığı (2,5V-5,5V),
- Endüstriyel ve geniş sıcaklık aralıkları,
- Düşük güç tüketimi.

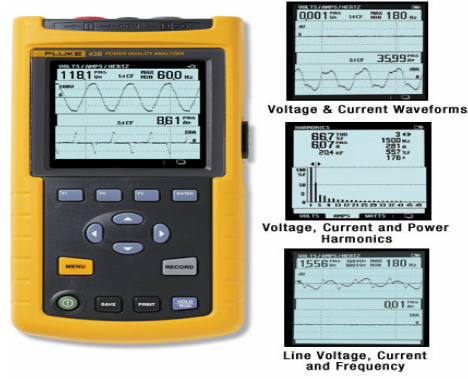
3.1.5 Sürme sisteminin yazılımının tanıtılması

Sürme işlemini gerçekleştiren program C programlama dilinde MPLAB IDE ortamında geliştirilmiştir. Bu programın derlenmesiyle elde edilen DSP hex dosyası mikroElektronika-dsPicFLASH programı aracılığı ile USB'den DSP mikroişlemcisine yüklenerek çalıştırılmaktadır. Yazılımdaki parametrelerin ayarı dsPIC2010'un kullanıcı kılavuzuna göre yapılmıştır (Anonim 2006). Temel olarak iki çeşit yazılım söz konusudur. Bunlardan biri SVPWM diğeri ise SPWM içindir. SPWM yazılımda kullanılan sinüs tablosunun yerine, KDPWM ve TTSVPWM için oluşturulmuş veriler tabloya konularak diğeri PWM sinyalleri üretilir. dsPIC'in PWM motor kontrol modülünün sadece üst kolların on-off bilgileri ile ölü zamanla beraber alt kollarla birlikte altı PWM sinyali üretme özelliğinin kullanılmasıyla yazılım gerçekleştirilmiştir.

Uygulamada kullanılan PWM tekniklerinin SPWM ile ilgili yazılım EK-3'te ve SVPWM'le ilgili yazılım ise EK-4'te verilmiştir.

3.1.6 Güç analizörü

İnverterin çıkış akımındaki harmoniklerin ölçümü için 43B Fluke güç analizörü kullanılmıştır. Güç analizörü Resim 3.2'de görülmektedir. Güç analizörü, multimetrenin ve osiloskobun tüm özelliklerine sahiptir. Düzenli yüklerde tek faz üzerinden üç faz gücünü hesaplayabilir. Seçilen iki parametreyi 16 gün boyunca kayıt edebilir. 20 adet ölçüm hafızasına sahiptir. FluekView yazılımı ile eşzamanlı harmonik ve diğeri ölçüm kayıtları yapılabilir. FlukView 51. harmoniğe kadar tam bir harmonik profili sunar.

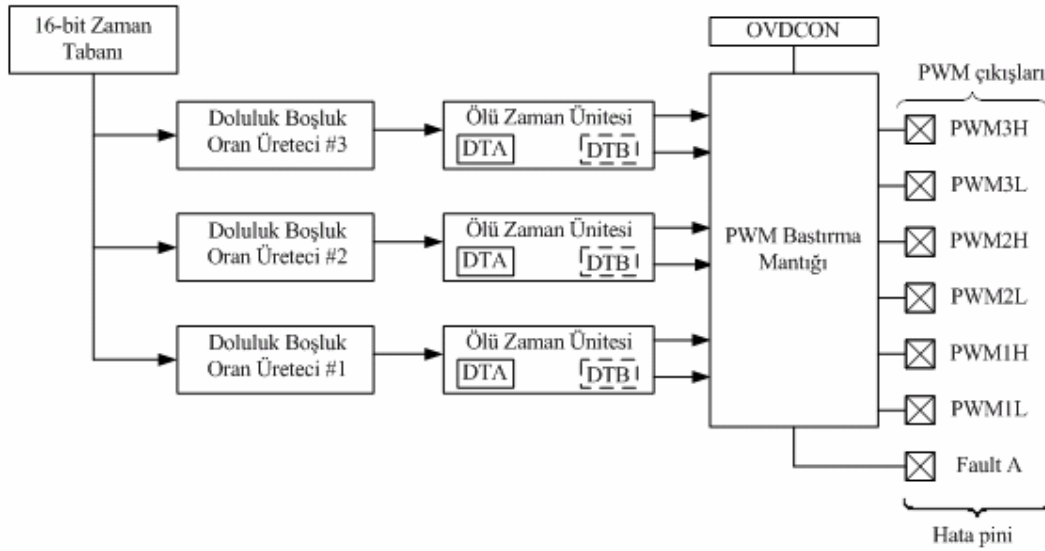


Resim 3.2 43B Fluke güç analizörü (İnt.Kyn.2).

3.2 Metot

3.2.1 PWM tekniklerinin uygulanması

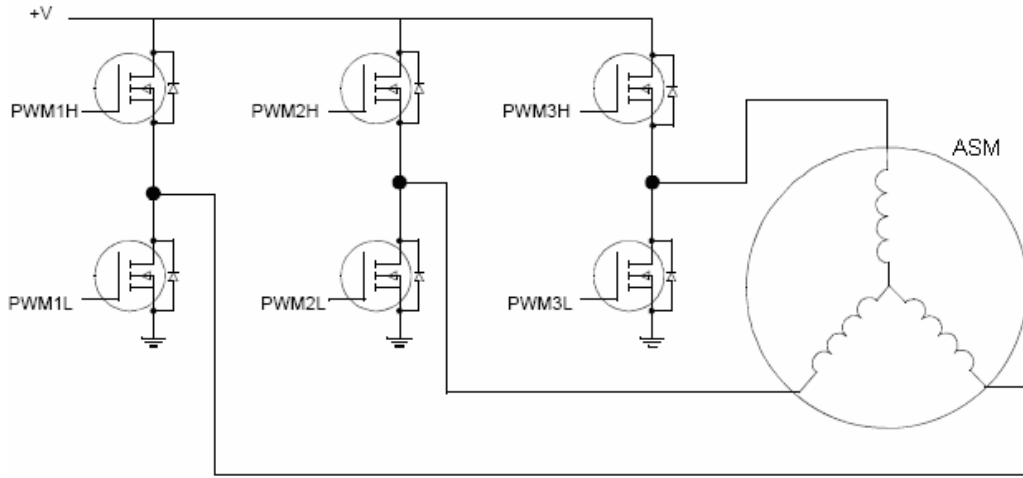
Genel olarak PWM sinyallerinin dsPIC mikro kontrolör ile üretilmesini SPWM üzerinden inceleyeceğiz. Bu tekniğin tamamlayıcı darbelerinin asenkron motor sürücüsü için nasıl üretildiğini gösteren Motor Kontrol PWM (MCPWM) modülünün basitleştirilmiş blok diyagramı Şekil 3.3'te gösterilmiştir (Zambada 2005).



Şekil 3.3 MCPWM blok diyagramı (Zambada 2005).

Doluluk boşluk üreteçleri önceden programlanmış doluluk boşluk bilgisini içeren darbeleri üretir. Ölü zaman üniteleri inverterdeki IGBT'lerin sürümü boyunca kısa devreyi önlemek için darbeleri kaydırır.

Uygulama 3 fazlı asenkron motoru besleyen 50 Hz üç fazlı sinyal üretiminden oluşur. Şekil 3.4 kullanılan üç fazlı inverteri göstermektedir. Bu inverterde 6 PWM çıkış tek tek IGBT'lere bağlanmıştır. Amaç 50 Hz ve 120° faz kaydırmalı üç fazlı sinüs dalgalarını üretmektir. Sinüs dalgasını ifade eden tablo verisine bağlı olarak, PWM çıkışlarında sinüs elde etmek için değişkenlere veriler aktarılır. Tablodaki her veri doluluk-boşluk registrlarına gönderilecek bilgileri ifade etmektedir.

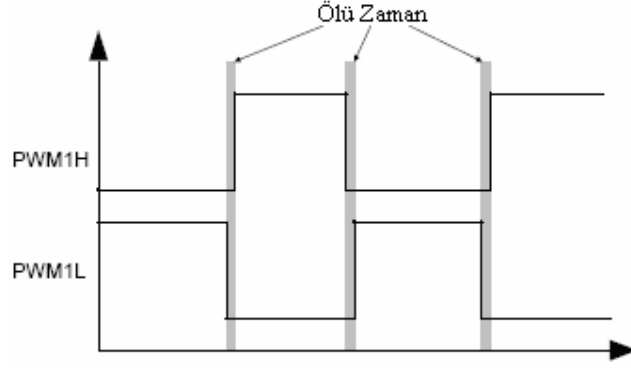


Şekil 3.4 Üç fazlı inverter (Zambada 2005).

3.2.1.1 SPWM oluşturma adımları

Adım 1. Tümlayıcı çıkışları elde etmek için MCPWM modülünün konfigürasyonu:

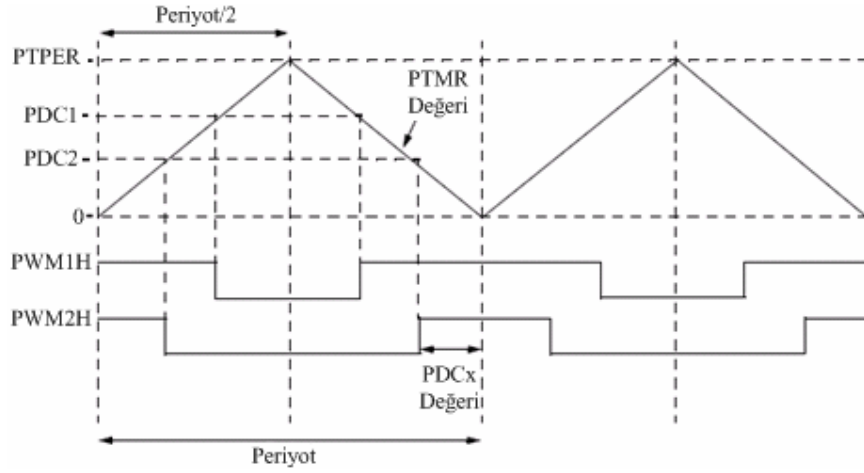
Tümlayıcı modda sinüs dalgalarını üretmek için PWMxH ve PWMxL IGBT'lerinin herhangi bir anda kısa devre oluşturmalarından korumak için ölü zaman aralığının eklenmesi gerekecektir. Bu uygulamada $5\mu s$ 'lik ölü zaman değeri bir IGBT'i kesime gittiğinde onun tümlayıcı devreye girmesi için otomatik olarak eklenir. Şekil 3.5 ölü zaman eklenmesiyle iki tümlayıcı pin çiftlerinin zamanlama diyagramını gösterir.



Şekil 3.5 Otomatik ölü zaman eklemeli tümleyici PWM.

Adım 2. Merkez hizalı modda PWM çıkışlarının üretilmesi

Merkez hizalı mod aynı zamanda üç IGBT'in devreye girmesini engellediğinden bu uygulamada kullanılmıştır. Böylece IGBT'lerde oluşan ses azaltılır. Şekil 3.6 merkez hizalı PWM'in zaman diyagramını göstermektedir.



Şekil 3.6 Merkez hizalı PWM zaman diyagramı.

Şekilden görüldüğü gibi doluluk boşluk oranları (PDC1 ve PDC2) farklı olduğu sürece IGBT'lerinin devreye girme zamanı değişecektir. PTPER değeri denklem 3.1 ile hesaplanmaktadır.

$$PTPER = \frac{\text{Kristal frekansı}}{2 \cdot f_1 \cdot m_f} \quad (3.1)$$

Tanımlanan PWM konfigürasyonları temel alındığında MCPWM modülüne başlangıç ayarlarını yapan kod aşağıda verilmiştir

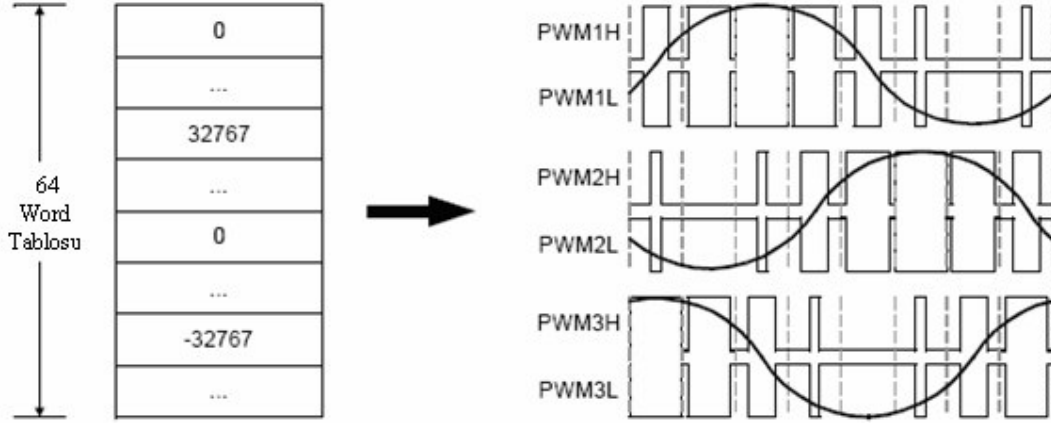
```
#define FCY 20000000
#define FPWM 20000
#define DEADTIME (unsigned int) (0,000002*FCY)
#define _DES_FREQ 50
#define _DELTA_PHASE (unsigned int) (_DES_FREQ*65536 / FPWM)

Void InitMCPWM (void)
{
    TRISE = 0x0100;
    PTPER = (FCY / FPWM - 1) >> 1;
    OVDCON = 0x0000;
    DTCON1 = DEADTIME;
    PWMCON1 = 0x0077;
    PDC1 = PTPER;

    PDC2 = PTPER;
    PDC3 = PTPER;
    IFS2bits.PWMIF = 0;
    IEC2bits.PWMIE = 1;
    OVDCON = 0x3F00;
    PTCONbits.PTMOD = 2;
    Phase = 0;
    Delta_Phase = DELTA_PHASE;
    PTCONbits.PTEN = 1;
    return;
}
```

3.2.1.2 MCPWM’li üç fazlı asenkron motor sürücüsü

Üç fazlı çıkışları üretmede tam elektriksel çevrim için sinüsoidal veri 64-word’luk tablodan sağlanır. Veri -1 ile 1 aralığında 16 bit işaretli kesirli formattadır. *Phase* olarak adlandırılan değişken 0⁰’de 0x0000 ve 359.99⁰’de 0xFFFF’li değeri tablodan 16-bit olarak alarak kullanır. Her bir PWM periyot kesmesinde *Delta_Phase* değişkeni *Phase*’a eklenir. *Delta_Phase*’ın değeri, kodun sinüsoidal veri tablosu boyunca ne kadar hızlı hareket ettiğini belirler. Sonuçta modülasyon frekansı ayarlanmış olur. Şekil 3.7’de veri tablosu ve MCPWM modülüyle gerçekleştirilen üç sinüs dalgası gösterilmiştir.



Şekil 3.7 Tarama tablosuyla üç faz sinüs dalgası üretimi (Zambada 2005).

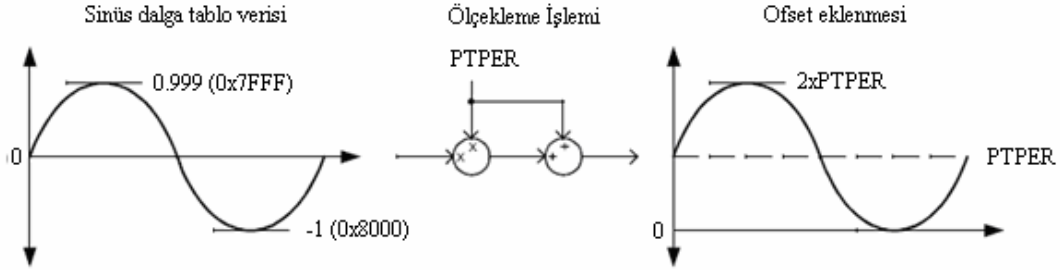
Delta_Phase değişkeni aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$Delta_Phase = 2^{16} \cdot \frac{f_1}{fc} = \frac{2^{16}}{m_f} \quad (3.2)$$

Faz değişkeni *Delta_Phase* olarak ayarlandıktan sonra iki ekli tablo pointerleri *Phase'a* eklenmesiyle ikinci ve üçüncü motor fazları için hesaplanır. 16-bit pointer olarak düşünüldüğünde 0x5555'in değeri 120°'lik bir sapma sağlar ve 0xAAAA'nın değeri 240°'lik sapmayı verir. Modülasyon işlemleri ve ilişkilendirilmiş sinüs dalga tablosu yazılır. Aynı kod diğer iki faz içinde uygulanır. Faz A için, *Phase_Offset* değeri sıfır (0°)'dir. C fazı için *Phase_Offset* değeri 0xAAAA (240°)'dir.

Sonraki üç 16-bit pointer bilginin en önemli 6 bitini almak için on sağa kaydırılır. Sadece 64 giriş tablosu olduğu için 6-bit pointer'a ihtiyaç duyulur. Farklı kaydırma değerleri farklı boyutlardaki tablolar için kullanılabilir.

Sonuçta, üç fazlı pointer'ler program hafızasında depolanan sinüs dalga tablosunun temel adresine eklenir ve sinüs değerlerine erişilir. Sinüs değerlerini elde ettiğimiz zaman, istenilen modülasyon genliği ve PWM doluluk boşluk değeri için ölçeklendirilir. Önce tarama değerleri genliğin belirlenmesi için PTPER register'deki değerle çarpılır. Sonra PTPER değeri sonuçta oluşan doluluk boşluk değeri pozitif olduğuna emin olmak için genliğe eklenir. Şekil 3.8 bu ölçekleme işlemini gösterir.



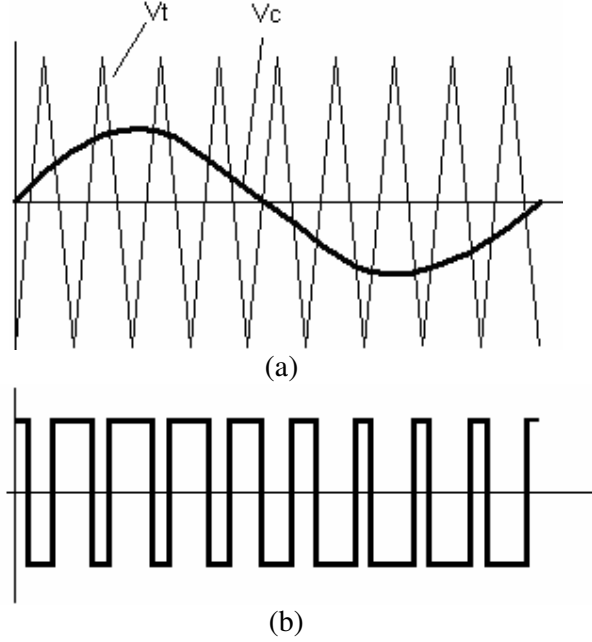
Şekil 3.8 Doluluk boşluk register'ler için sinüs dalga tablosunun ölçeklenmesi.

Aşağıda gösterildiği gibi üç fazlı asenkron motorun B fazı için modülasyon gerçekleştirilir. Çarpma işlemi assembly ile kodlanmıştır. Bu dsPIC DSC'de uygun kesirli çarpımının yapılmasını sağlar. Kod aşağıda verilmiştir.

```
#define _120_DEGREES 0x5555
#define _240_DEGREES 0xAAA
Unsigned int Phase, Delta_Phase, Phase_Offset;
İnt Multiplier, Result;
...
Phase += Delta_Phase;
Phase_Offset = _120_DEGREES;
Multiplier = sinetable [(Phase + Phase_Offset) >>10];
asm("MOV Multiplier, W4");
asm("MOV _PTPER, W5");
    asm("MOV #_Result, W0");
    asm("MPY W4*W5, A");
    asm("SAC A, [W0]");
PDC2 = Result + PTPER;
```


3.2.2 SPWM'in oluşturulması

SPWM'li motor sürme tekniği, EK-3'te verilen programda sinetable []'la Çizelge 3.2'deki değerlerin konulmasıyla gerçekleştirilir. Bu işlem sonunda elde edilen PWM çıkışına bir örnek olarak; modülasyon indeksi 0,5 ve modülasyon oranı 9 için üretilen bir fazın PWM sinyali Şekil 3.9'da verilmiştir.



Şekil 3.9 SPWM'in oluşturulması

(a) Taşıyıcı dalga ile kontrol sinyali

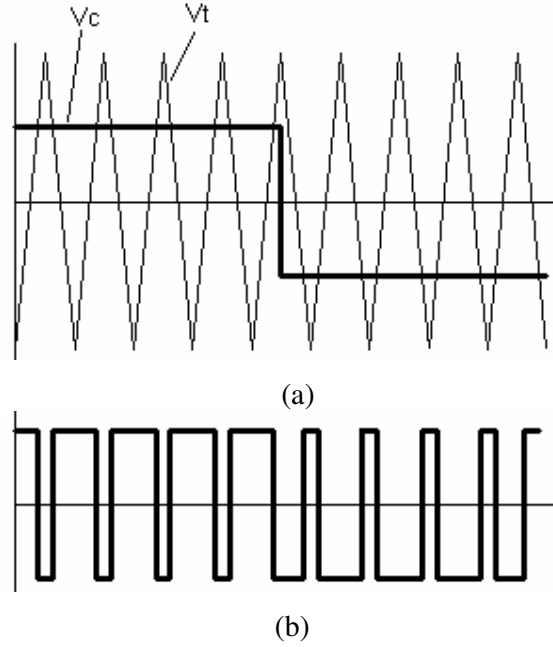
(b) SPWM çıkış dalga şekli.

Çizelge 3.2 SPWM oluşturmak için veri tablosu

0x0000	0x0C8C	0x18F9	0x2528	0x30FB	0x3C56	0x471C	0x5133
0x5A82	0x62F1	0x6A6D	0x70E2	0x7641	0x7A7C	0x7D89	0x7F61
0x7FFF	0x7F61	0x7D89	0x7A7C	0x7641	0x70E2	0x6A6D	0x62F1
0x5A82	0x5133	0x471C	0x3C56	0x30FB	0x2528	0x18F9	0x0C8C
0x0000	0xF374	0xE707	0xDAD8	0xCF04	0xC3A9	0xB8E3	0xAECC
0xA57D	0x9D0E	0x9592	0x8F1D	0x89BE	0x8583	0x8276	0x809E
0x8000	0x809E	0x8276	0x8583	0x89BE	0x8F1D	0x9592	0x9D0E
0xA57D	0xAECC	0xB8E3	0xC3A9	0xCF04	0xDAD8	0xE707	0xF374

3.2.3 KDPWM'in oluşturulması

KDPWM'li motor sürme tekniği, EK-3'te verilen programda sinetable []'la Çizelge 3.3'teki değerlerin konulmasıyla gerçekleştirilir. Bu işlem sonunda elde edilen PWM çıkışına bir örnek olarak; modülasyon indeksi 0,5 ve modülasyon oranı 9 için üretilen bir fazın PWM sinyali Şekil 3.10'da verilmiştir. Burada görüldüğü gibi üçgen dalga kare dalga formundaki modülasyon sinyaliyle karşılaştırılarak KDPWM elde edilmektedir.



Şekil 3.10 KDPWM'in oluşturulması

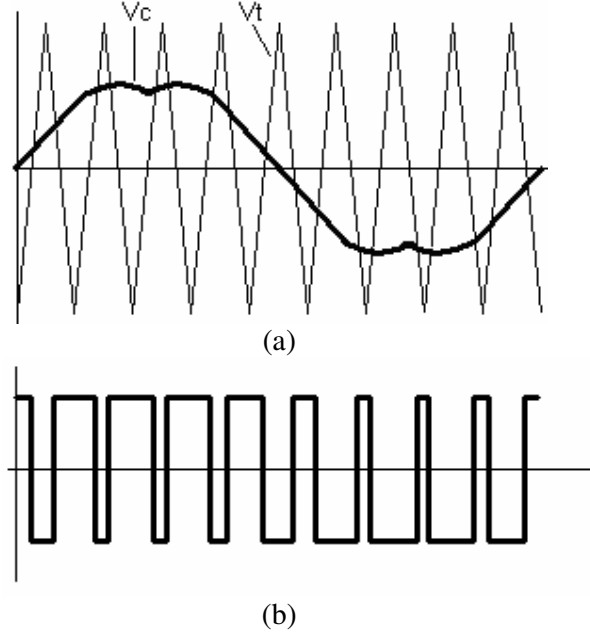
- (a) Taşıyıcı dalga ile kontrol sinyali
(b) KDPWM çıkış dalga şekli.

Çizelge 3.3 KDPWM oluşturmak için veri tablosu

0x2666	0x2666	0x2666	0x2666	0x2666	0x2666	0x2666	0x2666
0x2666	0x2666	0x2666	0x2666	0x2666	0x2666	0x2666	0x2666
0x2666	0x2666	0x2666	0x2666	0x2666	0x2666	0x2666	0x2666
0x2666	0x2666	0x2666	0x2666	0x2666	0x2666	0x2666	0x2666
0xD99A	0xD99A	0xD99A	0xD99A	0xD99A	0xD99A	0xD99A	0xD99A
0xD99A	0xD99A	0xD99A	0xD99A	0xD99A	0xD99A	0xD99A	0xD99A
0xD99A	0xD99A	0xD99A	0xD99A	0xD99A	0xD99A	0xD99A	0xD99A
0xD99A	0xD99A	0xD99A	0xD99A	0xD99A	0xD99A	0xD99A	0xD99A

3.2.4 TTSVPWM'in oluşturulması

TTSVPWM'li motor sürme tekniği, EK-3'te verilen programda sinetable []'la Çizelge 3.4'deki değerlerin konulmasıyla gerçekleştirilir. Bu işlem sonunda elde edilen PWM çıkışına bir örnek olarak; modülasyon indeksi 0,5 ve modülasyon oranı 9 için üretilen bir fazın PWM sinyali Şekil 3.11'de verilmiştir.



Şekil 3.11 TTSVPWM'in oluşturulması

(a) Taşıyıcı dalga ile kontrol sinyali

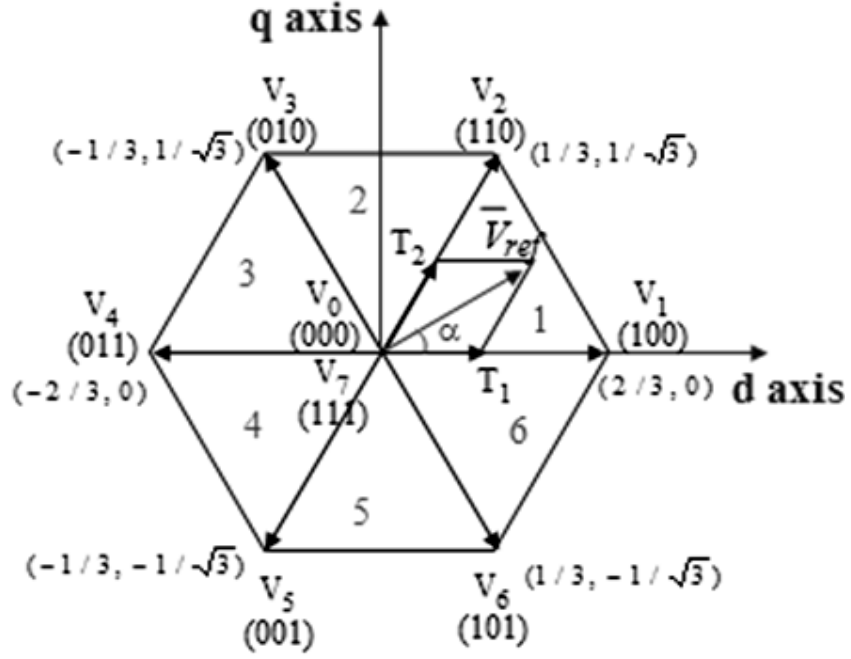
(b) TTSVPWM çıkış dalga şekli.

Çizelge 3.4 TTSVPWM oluşturmak için veri tablosu

0x0000	0x12D2	0x2575	0x37BC	0x497A	0x5A82	0x636B	0x67BF
0x6B13	0x6D5F	0x6E9D	0x6ECB	0x6DE7	0x6BF5	0x68F8	0x64F8
0x6000	0x64F8	0x68F8	0x6BF5	0x6DE7	0x6ECB	0x6E9D	0x6D5F
0x6B13	0x67BF	0x636B	0x5A82	0x497A	0x37BC	0x2575	0x12D2
0x0000	0xED2E	0xDA8B	0xC844	0xB686	0xA57E	0x9C95	0x9841
0x94ED	0x92A1	0x9163	0x9135	0x9219	0x940B	0x9708	0x9B08
0xA000	0x9B08	0x9708	0x940B	0x9219	0x9135	0x9163	0x92A1
0x94ED	0x9841	0x9C95	0xA57E	0xB686	0xC844	0xDA8B	0xED2E

3.2.5 SVPWM'in oluşturulması

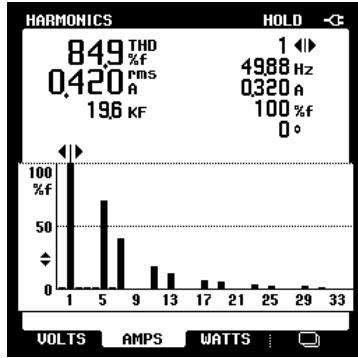
SVPWM tekniği diğer tekniklere bakıldığında yoğun hesaba dayalıdır. SVPWM hakkında ayrıntılı bilgi 2. bölümde verilmiştir. EK-4'te verilen yazılımla uygulama yapılmıştır. EK-4'te SVM için gerekli hesaplamaların olduğu SVM dosyası da mevcuttur. SVPWM, vektörler ve sektörler Şekil 3.12'de görüldüğu gibidir.



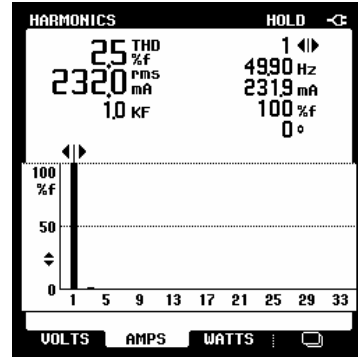
Şekil 3.12 SVPWM, vektörler ve sektörler.

4. BULGULAR

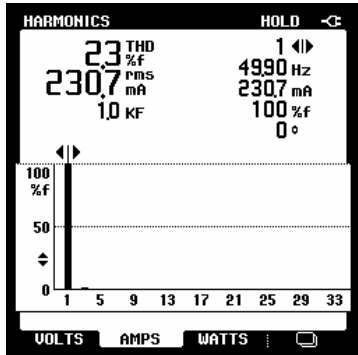
Farklı modülasyon indeksi ve modülasyon oranı değerleri için SPWM, KDPWM, TTSVPWM ve SVPWM teknikleriyle ilgili ölçümler yapılmıştır. Burada sadece bir ölçüm sonucu verilmiş diğer ölçüm sonuçları EK-5'te verilmektedir. Resim 4.1'de modülasyon indeksi 0,9 ve modülasyon oranı 175 olduğu durumdaki akım harmoniklerinin spektrumu görülmektedir. Bu tekniklerin değerlendirmesinde THD'nin değeri göz önüne alınacaktır. Her teknik için THD'nin aldığı değerden de görüleceği gibi en iyi teknik SVPWM'dir. PWM tekniklerinin akım harmonik spektrum sonuçları EK-6'da her PWM tekniği için ayrı ayrı tablo halinde verilmiştir.



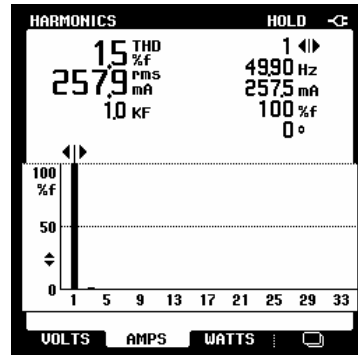
(a)



(b)



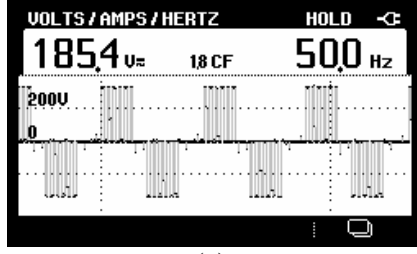
(c)



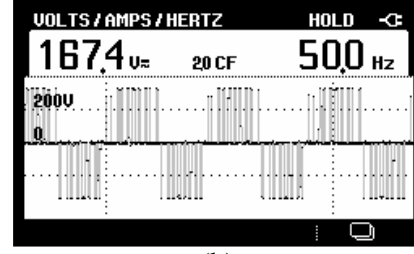
(d)

Resim 4.1 $M = 0,9$, $m_f = 175$ için inverter çıkış akım harmoniklerinin spektrumu

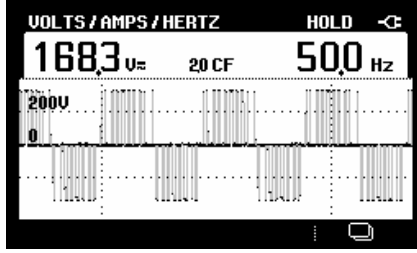
(a) KDPWM, (b) SPWM, (c) TTSVPWM, (d) SVPWM.



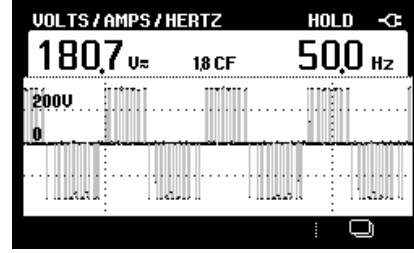
(a)



(b)



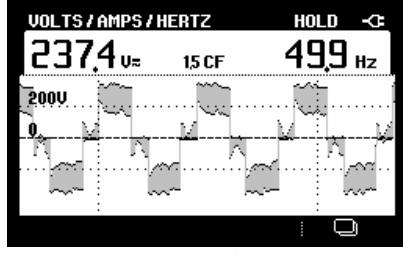
(c)



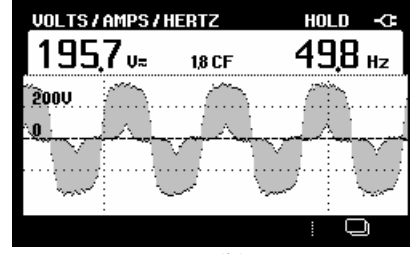
(d)

Resim 4.2 $M = 0,5$, $m_f = 9$ için inverter çıkış geriliminin dalga şekilleri
(a) KDPWM , (b) SPWM, (c) TTSVPWM, (d) SVPWM.

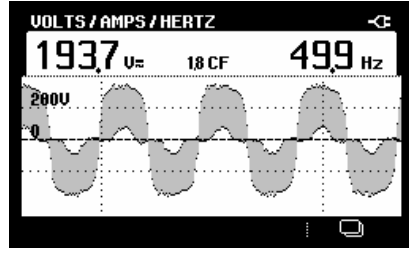
Resim 4.2 ve Resim 4.3'te görüldüğü gibi, modülasyon indeksinin artmasıyla birlikte çıkış gerilimi de artmaktadır. Çıkış gerilimi en yüksek olan PWM tekniği KDPWM olmasına rağmen çıkış gerilim dalga şekli en bozuk olan tekniktir (Resim 4.3). Parekh (2005) SVPWM'in çıkış geriliminin SPWM'den daha fazla olduğunu ortaya koymuştur. Bu durum deney sonuçlarından da görülmektedir. SVPWM'in çıkış gerilimi daha yüksek olduğundan SPWM tekniğiyle aynı güç değeri dikkate alındığında daha az akım çekecektir. Bu da kullanılan elemanların daha düşük akım için seçilmesine ve iletim kayıplarının azalmasını sağlar. KDPWM hariç diğer PWM tekniklerinde modülasyon oranının artmasıyla birlikte çıkış geriliminin dalga şekli sinüse yaklaşmaktadır.



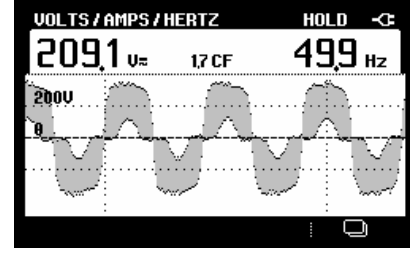
(a)



(b)



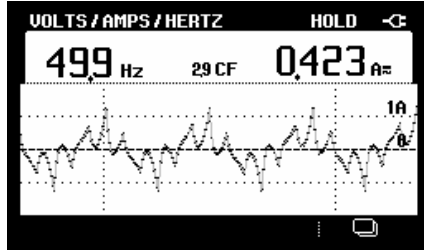
(c)



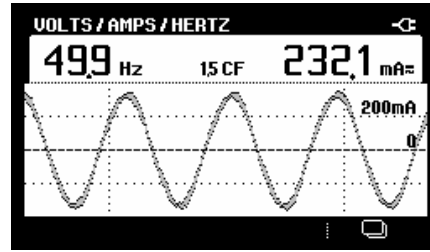
(d)

Resim 4.3 $M = 0,9$, $m_f = 175$ için inverter çıkış geriliminin dalga şekilleri
(a) KDPWM , (b) SPWM, (c) TTSVPWM, (d) SVPWM.

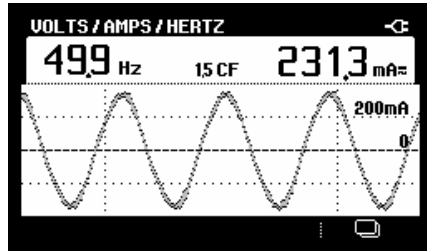
SPWM, TTSVPWM ve SVPWM tekniklerinin kullanıldığı inverterde çıkış akımının dalga şekli sinüs formundayken, KDPWM tekniğinin kullanıldığı inverterin çıkış akımının dalga şekli oldukça bozuktur (Şekil 4.4).



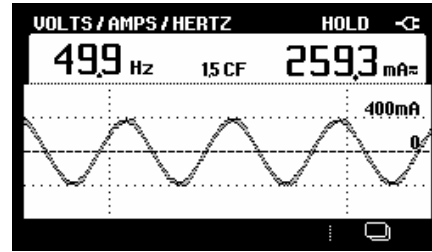
(a)



(b)



(c)



(d)

Resim 4.4 $M = 0,9$, $m_f = 175$ için inverter çıkış akımının dalga şekilleri
(a) KDPWM , (b) SPWM, (c) TTSVPWM, (d) SVPWM.

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Geliştirilen yazılımda farklı modülasyon indeksi ve modülasyon oranına göre SPWM, KDPWM, TTSVPWM, SVPWM gibi PWM teknikleri için güç analizörü ile asenkron motor girişindeki akımın harmonikleri, gerilim ve akım şekilleri ile ilgili ölçümler yapılmıştır. Modülasyon indeksi 0,5 ve 0,9 için deneyler yapılmış ve modülasyon indeksinin artmasıyla çıkış geriliminin de arttığı görülmüştür. Modülasyon indeksi 0.0-1.0 arasında değişen bir değerdir. 1'in üstüne çıkması durumunda aşırı modülasyon oluşur. Çıkış gerilimi yükselir ve çıkış sinyali kare dalgaya yaklaştığından çıkıştaki harmoniklerde de artış söz konusu olmaktadır. Yapılan çalışmada amaç harmonik seviyesini en aza indirmek olduğundan aşırı modülasyon durumu için harmonikler incelenmemiştir. Modülasyon indeksinin artmasıyla hem çıkış gerilimi yükselmekte hem de çıkıştaki akım harmoniklerinin değeri azalmaktadır. Modülasyon oranı ise 9, 100 ve 175 seçilmiştir. Ölçüm sonuçlarına bakıldığında modülasyon oranının artmasıyla birlikte çıkış dalga şekli sinüse yaklaşmakta ve akım harmonikleri azalmaktadır.

Modülasyon indeksinin artmasıyla birlikte çıkış akımının genliği artmaktadır. Çıkış akımındaki harmonik seviyesi modülasyon oranının artmasıyla birlikte KDPWM, SPWM, TTSVPWM ve SVPWM tekniklerinde azalmıştır. SPWM tekniğindeki akım harmonik seviyesi KDPWM göre düşükken TTSVPWM ve SVPWM göre yüksektir. TTSVPWM uzay vektördeki hesaplama yoğunluğuna gerek kalmadan yapılabilen basitleştirilmiş bir formudur. Sinüs dalgasına doğal 3. harmoniğin enjekte edilmesiyle elde edildiğinden uzay vektörün özelliklerini taşımaktadır. Ölçüm sonuçları akım harmonik oranları açısından en iyi PWM tekniğinin SVPWM olduğunu göstermiştir.

SVPWM modern ve hesaplama yoğunluğu olan bir PWM tekniğidir. SPWM'e göre anahtarlama kurallarının uygulanmasıyla daha az THD ve daha az anahtarlama kayıpları verir. Aynı modülasyon indeksi için SVPWM'in fazlar arası gerilim değerinin SPWM'e göre daha fazla olduğu deneysel ölçümde görülmüştür. Çıkış gerilimindeki artıştan dolayı aynı güç değeri için düşük akım seviyesine göre motor kontrol sistemi dizayn edilir. Akımdaki bu azalma iletim kayıplarında da azalmaya sebep olacaktır. Diğer

PWM tekniklerine göre daha fazla avantaja sahip olan SVPWM tekniğine vektörel kontrolün uygulanması daha kolaydır.

Bu çalışmada açık çevrim kontrol uygulaması yapılmış ve yüksüz durumda harmonikler incelenmiştir. İleriki çalışmalarda değişken yüklü durumlarda, daha gelişmiş PWM teknikleriyle harmoniklerin incelenmesi yapılabilir. Optimum modülasyon indeksi ve modülasyon oranını bulmak için Genetik Algoritmalar ve Yapay Sinir Ağlarının uygulandığı yöntemler kullanılabilir.

6. KAYNAKLAR

- Adak, S., 2003, "Enerji Sistemlerinde Harmonik Distorsiyonunun Azaltılması", Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Anonim, 2006, "dsPIC30F2010 Data Sheet", Microchip, DS70118G.
- Bozkurt, A., 2005, "Harmoniklerin Aşırı Akım Röleleri Üzerine Etkisinin Yapay Sinir Ağları Destekli Olarak İncelenmesi, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Clinker, C. R., 1914, "Harmonic Voltage and Currents in Y and Delta Connected Transformers, Trans, AIEE, Vol. 33:723-334.
- El-Kassas, I.A., Hully, L.N., Shepherd, W., 1995, "Microprocessor Based PWM Inverter with Third Harmonic Injection", IEEE Catalogue No. 95TH8025, pp. 555-559.
- IEEE Working Group on Power System Harmonics, 1983, "Power Systems An Overwiev", IEEE Trans on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102, No 8, pp2455-2460.
- İncekara, B., 2000, "PWM İnverterler'in İncelenmesi", Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Karakaş, A., 2000, "Harmonikli devrelerde Güç Kompanzasyonu", Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Kose, B. K., 2002, "Modern Power Electronics and AC Drivers", Prentice-Hall PTR, America.
- Kocatepe, C., Yumurtacı, R., Uzunoğlu, M., Arıkan, O., Karakaş, A., 2003, "Elektrik Tesislerinde Harmonikler", Birsen yayınevi, 1. Baskı, İstanbul.

- Kocatepe, C., Umurkan, N., Atar, F., Yumurtacı, R., Uzunoglu, M., Karakaş, A., Arıkan, O., Baysal, M., 2006, "Enerji Kalitesi ve Harmonikler ", EMO yayın No:EG/2006/I, Ankara.
- Mekhilef, S., Rahim, N.A., Karim, Z.A., 2000,"Analysis of Different Type of PWM for Three Phase Power Converter ",IEEE,pp. 414-418.
- Profumo, F.,Boglietti, A., Griva, G., Pastorelli, M., 1992, "Space Vector and Sinusoidal PWM techniques Comparison keeping in account the Secondary Effects", IEEE,pp. 394-399.
- Pravadalıoğlu, S., 1993, "Kişisel Bilgisayar (P.C.) ile Üç Fazlı Asenkron Motorun PWM Yöntemiyle ve Geri Beslemeli olarak Hızını Kontrol Eden Dijital Bir Sistemin gerçekleştirilmesi ve Oluşan Harmoniklerin İncelenmesi", Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Rissik, H., 1935, "The Mercury Arc Current Converter", Pitman, London.
- Read, J.C.,1945, "The Calculation of Rectifier and Inverter Performance Characteristic", IEEE,92:495.
- Rathnakumar, D., Perumal, J. L., 2005, "A New Software Implementation of Space Vector PWM", IEEE, pp. 131-136.
- Sucu, M., 2003, "Elektrik Enerji Sistemlerinde Oluşan Harmoniklerin Filtrenmesinin Bilgisayar Destekli Modellenmesi ve Simülasyonu", Yüksek Lisans Tezi, Marmara Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Tuncay, N., Gökaşan, M., Boğosyan, S., 2003, "Güç Elektroniği, Çeviriciler, Uygulama ve Tasarım", Literatür Yayıncılık, İstanbul.

Üstün, S. V., 2001, "Asenkron Motorun DSP (Sayısal İşaret İşlemci) Temelli Kontrolünde Yapay Sinir Ağları ve Genetik Algoritmalar Kullanılarak PI Katsayılarının Optimizasyonu", Doktora Tezi, Yıldız teknik Ünivesitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

Walczyna, A. M., 1995, "On Reduction of Harmonic Reactive Distortions and Subharmonics of Drives With VSI-Fed Induction Motor Controlled by Direct Torque and Flux Control Methods", IEEE, pp. 408-414.

Wang, F., 1998, "System Harmonics Reduction Using Multipulse AC Fed PWM Voltage Source Inverters", IEEE, pp. 1265-1268.

Yumurtacı, R., 2000, "Lineer Olmayan Dengesiz Yükler İçeren Enerji Sistemlerinde Üç Fazlı Harmonik Yük Akışı Analizi ve Simülasyonu", Doktora tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

Zhou, K., Wang, D., 2002, "Relationship Between Space –Vector Modulation and Three-Phase Carrier-based PWM: A Comprehensive Analysis", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No 1, pp. 186- 196.

Zambada, J., 2005, "Driving an ACIM with the dsPIC^R DSC MCPWM Module", Microchip GSS004.

6.1 İnternet Kaynakları

Erişim Tarihi

1-<http://www.beti.com.tr>.

01.03.2007

2-<http://www.specialized.net>.

15.03.2007

7. ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Mehmet YUMURTACI

Doğum Yeri : İstanbul

Doğum Tarihi : 24.11.1980

Medeni Hali : Bekar

Yabancı Dili : İngilizce

Eğitim Durumu (Kurum ve Yıl)

Lise : Sultanahmet Anadolu Meslek Lisesi, 1999

Lisans : Marmara Üniversitesi, Teknik Eğitim Fakültesi, 2004

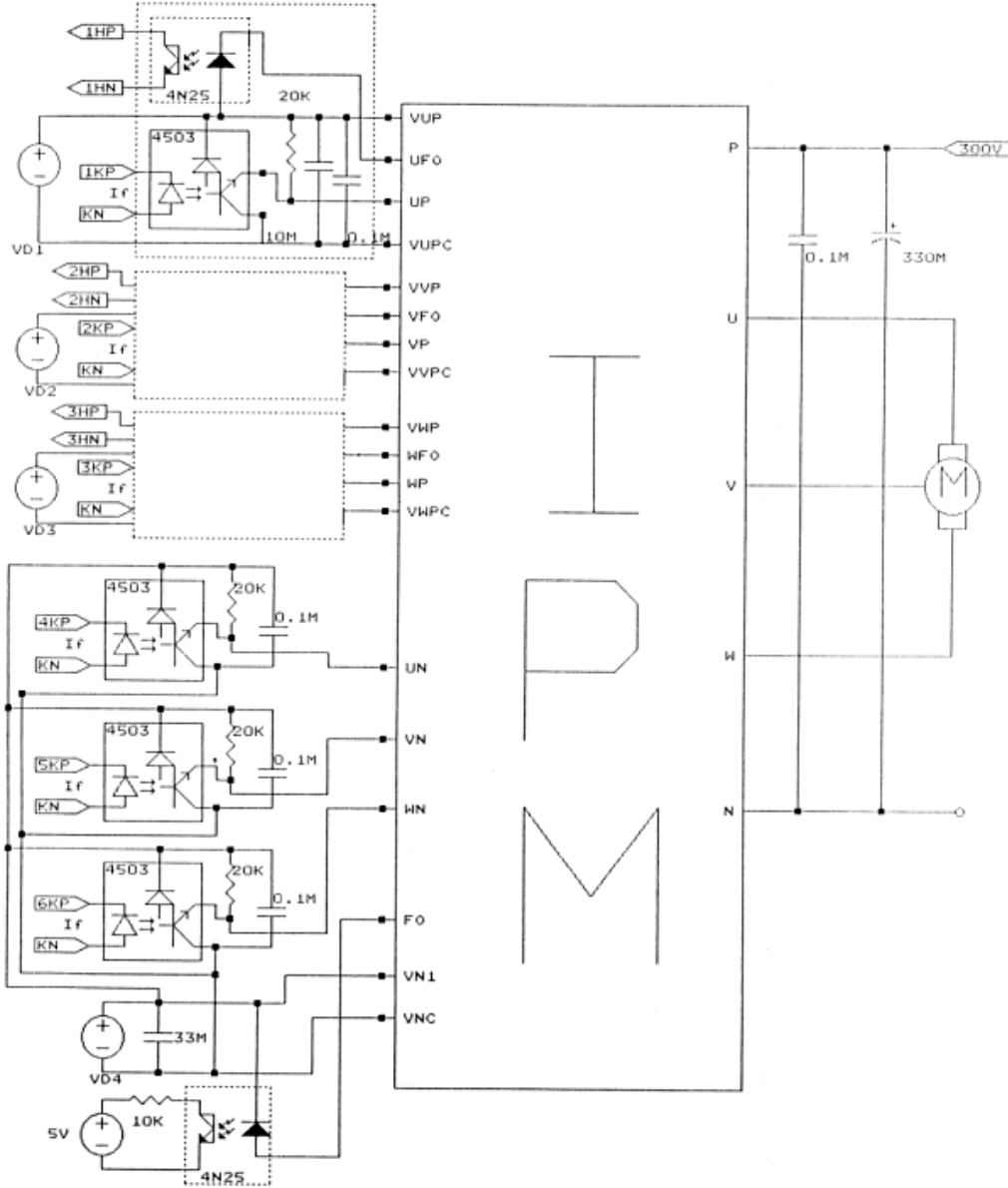
Yüksek Lisans

Çalıştığı Kurum/Kurumlar ve Yıl aralığı

AKU Teknik Eğitim Fakültesi 2005

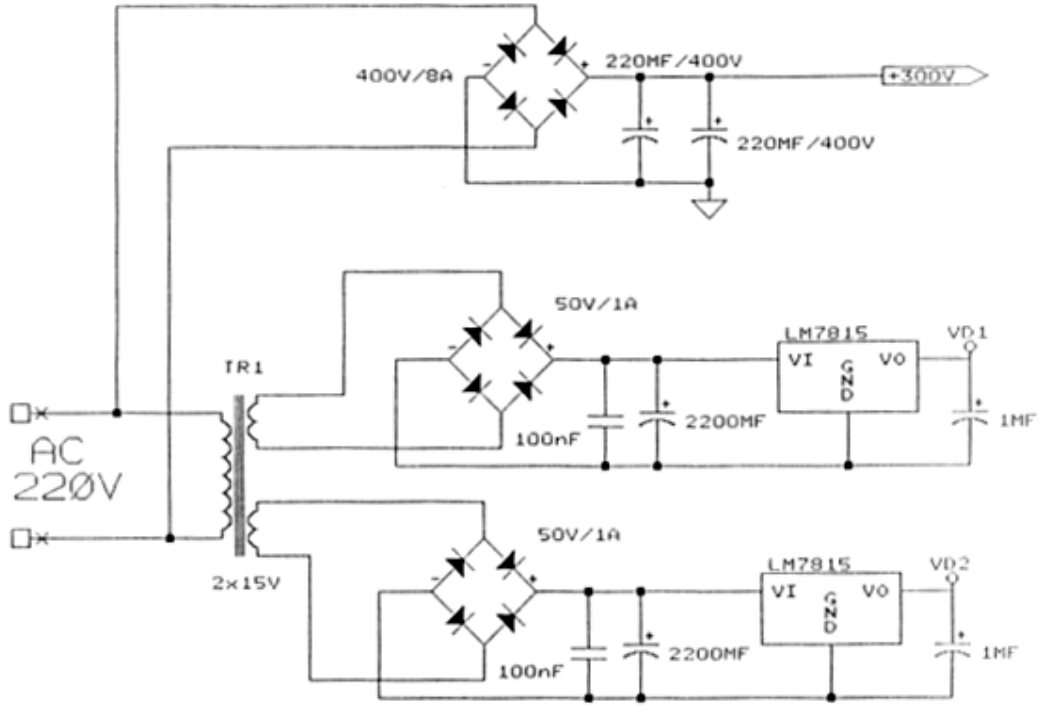
8. EKLER

EK-1 Uygulama devresinde kullanılan inverterin IPM'li güç devre şeması



Şekil 1. Uygulama devresinde kullanılan inverterin IPM'li güç devre şeması.

EK-2 IPM besleme devresi



Şekil 2. IPM besleme devresi.

EK-3 SPWM, KDPWM ve TTSVPWM teknikleri için gerekli yazılım

```
#include <p30F2010.h>
#include "hardware.h"
/*****Konfigürasyon Bitleri *****/
_FOSC(CSW_FSCM_OFF & XT_PLL4);
_FWDT(WDT_OFF);
_FBORPOR(PBOR_OFF & MCLR_EN);
_FGS(CODE_PROT_OFF);
#define _120_DEGREES 0x5555
#define _240_DEGREES 0xAAAA
volatile struct {
    unsigned PWMEvent:1;
    } Flags;
// Phase ve Amplitude PWM modülasyon fonksiyonu için iki giriş değişkeni
unsigned int Amplitude, Phase=0, Delta_Phase,Phase_Offset;
int Multiplier, Result;
//-----Sistem Fonksiyonları-----
void Setup(void); // dsPIC ve yan birimlerin hazırlanması
void __attribute__((__interrupt__)) _PWMInterrupt(void);
void Delay(unsigned int count);
int sinetable[] = {0x0000,0x0C8C,0x18F9,0x2528,0x30FB,0x3C56,0x471C,0x5133,0x5A82,0x62F1
    ,0x6A6D,0x70E2,0x7641,0x7A7C,0x7D89,0x7F61,0x7FFF,0x7F61,0x7D89,0x7A7C
    ,0x7641,0x70E2,0x6A6D,0x62F1,0x5A82,0x5133,0x471C,0x3C56,0x30FB,0x2528
    ,0x18F9,0x0C8C,0x0000,0xF374,0xE707,0xDAD8,0xCF04,0xC3A9,0xB8E3
    ,0xAECC,0xA57D,0x9D0E,0x9592,0x8F1D,0x89BE,0x8583,0x8276,0x809E
    ,0x8000,0x809E,0x8276,0x8583,0x89BE,0x8F1D,0x9592,0x9D0E,0xA57D,0xAECC
    ,0xB8E3,0xC3A9,0xCF04,0xDAD8,0xE707,0xF374};
main ( void )
{
    Setup();
    while(1)
    {
        Clrwdt(); // Watchdog zamanlayıcısını sıfırla
                // Bu kod her PWM kesmesinden sonra çalıştırılır
                // PWM ISR , PWMflag'ı kesme sinyali için ayarla
        if(Flags.PWMEvent)
        {
```



```

LED1=1;
Delta_Phase = 655;           // mf = 100 için
Phase += Delta_Phase;       // Phase değişkeni ile Delta_Phase'ı topla
Multiplier = 0.6*sinetable[Phase >> 10]; // Sinüs bilgisini al
asm("MOV _Multiplier, W4"); // İlk çarpanı yükle
asm("MOV _PTPER, W5");      // İkinci çarpanı yükle
asm("MOV #_Result, W0");    // Result'ın adresini W0'a yükle
asm("MPY W4*W5, A");        // Kesirli çarpmayı gerçekleştir
asm("SAC A, [W0]");         // Result değişkeni içerisine çarpma sonucunu ata
PDC1 = (Result + PTPER);

Phase_Offset = _120_DEGREES; // Phase_Offset için uygun değeri ekle
Multiplier = 0.6*sinetable[(Phase + Phase_Offset) >> 10]; // Sinüs bilgisini al
asm("MOV _Multiplier, W4"); // İlk çarpanı yükle
asm("MOV _PTPER, W5");      // İkinci çarpanı yükle
asm("MOV #_Result, W0");    // Result'ın adresini W0'a yükle
asm("MPY W4*W5, A");        // Kesirli çarpmayı gerçekleştir
asm("SAC A, [W0]");         // Result değişkeni içerisine çarpma sonucunu ata
PDC2 = (Result + PTPER);

Phase_Offset = _240_DEGREES; // Phase_Offset için uygun değeri ekle
Multiplier = 0.6*sinetable[(Phase + Phase_Offset) >> 10]; // Sinüs bilgisini al
asm("MOV _Multiplier, W4"); // İlk çarpanı yükle
asm("MOV _PTPER, W5");      // İkinci çarpanı yükle
asm("MOV #_Result, W0");    // Result'ın adresini W0'a yükle
asm("MPY W4*W5, A");        // Kesirli çarpmayı gerçekleştir
asm("SAC A, [W0]");         // Result değişkeni içerisine çarpma sonucunu ata
PDC3 = (Result + PTPER);

ClrWdt();
Flags.PWMEvent = 0;
LED1=0;
} // if(PWMEvent)'in sonu
} // while(1)'in sonu
} // main'in sonu

void Setup(void)
{ // PORT' ların başlangıç durumuna getirilmesi
  PORTB = 0;
  PORTC = 0;
  PORTD = 0;

```

```

PORTE = 0;
TRISB = 0xFFFF0;
TRISC = 0xFFFF;
TRISD = 0xFFFF;
TRISE = 0xFDF;
LED1 = 1;
LED2 = 1;
Delay(50000);
LED1 = 0;
LED2 = 0;
Delay(50000);
// Butona basılana kadar bekle, yazılım moduna geç
while(!BUTTON1);
LED1 = 1;
while(BUTTON1);
Delay(50000);
LED1 = 0;
// PWM için başlangıç durumuna getir.
PTPER = 1000 ;// 10 MIPS te 5 kHz için
PDC1 = 0;
PDC2 = 0;
PDC3 = 0;
PWMCON1 = 0x0077; // Tümleyici mod için 1, 2, 3 PWM çiftlerini etkinleştir
DTCON1 = 0x0032; // Bu değerle 10 MIPS'te 5 µs ölü zaman sağlanır
FLTACON = 0x0000; // Fault A etkin
OVDCON = 0x3F00; // PWM için PWM1H,1L, 2H, 2L, 3L, 3H'ı etkinleştir
PTCON = 0x8002; // Merkeze hizalı çalışma için PWM'i etkinleştir.
LED2=1;
IFS2bits.PWMIF = 0;
IEC2bits.PWMIE = 1; // PWM kesmeleri etkin
IFS2bits.FLTAIF = 0; // Fault A kesme bayrağını sıfırla
IEC2bits.FLTAIE = 1; // Fault A için kesmeleri etkinleştir
IFS2bits.FLTAIF = 0; // FLTA bayrağının sıfırlandığını kontrol et
}
// PWM ISR ana yazılım döngüsünde yazılım bayrağını ayarla
void __attribute__((__interrupt__)) _PWMInterrupt(void)
{
Flags.PWMEvent = 1;
IFS2bits.PWMIF = 0;

```

```

}
// FLTA ISR PWM hata pinindeki olayları yanıtla
// Bu ISR kodu OVDCON yoluyla tüm PWM çıkışları kapatılır
void __attribute__((__interrupt__)) _FLTAInterrupt(void)
{
    // Tüm çıkışların etkisiz halde kalmasını sağla
    OVDCON = 0;
    Flags.PWMFault = 1; // Ana döngüdeki hata sinyali
    IFS2bits.FLTAIF = 0; // FLTA kesme bayrağını sıfırla
}
// Genel gecikme rutini
void Delay(unsigned int count)
{
    unsigned int j;
    for(j=0;j<count;j++)
        ClrWdt();
} // Program sonu

```

EK-4 SVPWM tekniği için gerekli yazılım

```
#include <p30F2010.h>
#include "hardware.h"
#include "svm.h"
/***** Konfigürasyon Bitleri *****/
_FOSC(CSW_FSCM_OFF & XT_PLL4);
_FWDT(WDT_OFF);
_FBORPOR(PBOR_OFF & MCLR_EN);
_FGS(CODE_PROT_OFF);
// Bu bit yapısı yazılım için durum bayraklarını sağlar
volatile struct {
    unsigned    PWMEvent:1;
} Flags;
unsigned int Speed;
// Phase ve Amplitude PWM modülasyon fonksiyonu için iki giriş değişkeni
unsigned int Amplitude, Phase;
//-----
// Sistem fonksiyonları
//-----
void Setup(void);          // dsPIC ve yan birimlerin hazırlanması
void __attribute__((__interrupt__)) _PWMInterrupt(void);
void Delay(unsigned int count);
//-----
// Kod fonksiyonları
//-----
main ( void )
{
    Setup();
    while(1)
    {
        ClrWdt();          // Watchdog zamanlayıcısını sıfırla
                            // Bu kod her PWM kesmesinden sonra çalıştırılır
                            // PWM ISR , PWMflag'ı kesme sinyali için ayarla
        if(Flags.PWMEvent)
        {
            LED1=1;
            Speed = 655;
        }
    }
}
```

```

        Amplitude=29491;
        Phase += Speed;
        SVM(Amplitude,Phase);
        ClrWdt();
        Flags.PWMEvent = 0;
        LED1=0;
    } // if(PWMEvent)'in sonu

    } // while(1)'in sonu
} // main'in sonu
//-----
void Setup(void)
{
    // Initialize PORTs
    PORTB = 0;
    PORTD = 0;
    PORTE = 0;
    TRISB = 0xFFFF;
    TRISC = 0xFFFF;
    TRISD = 0xFFFF;
    TRISE = 0xFDFF;
    LED1 = 1;
    LED2 = 1;
    Delay(50000);
    LED1 = 0;
    LED2 = 0;
    Delay(50000);
    // Butona basılana kadar bekle, yazılım modunu seç
    while(!BUTTON1);
    LED1 = 1;
    while(BUTTON1);
    Delay(50000);
    LED1 = 0;
    // PWM için başlangıç durumuna getir
    PTPER =1000; //10 MIPS için 5kHz'i veren değer
    PDC1 = 0;
    PDC2 = 0;
    PDC3 = 0;
    PWMCON1 = 0x0077; // Tümleyici mod için PWM çiftlerini etkinleştir

```

```

DTCON1 = 0x0032;          // 10 MIPS'te 5 µs ölü zaman sağlayan değer
FLTACON = 0x0000;        // Fault A etkin
OVDCON = 0x3F00;         // PWM için PWM1H,1L, 2H, 2L, 3L, 3H'ı etkinleştir
PTCON = 0x8002;          // Merkez hizalı çalışma için PWM'i etkinleştir
LED2=1;
IFS2bits.PWMIF = 0;
IEC2bits.PWMIE = 1;      // PWM kesmeleri etkin
IFS2bits.FLTAIF = 0;     // Fault A kesme bayrağını sıfırla
IEC2bits.FLTAIE = 1;    // Fault A için kesmeleri etkinleştir
IFS2bits.FLTAIF = 0;    // FLTA bayrağının sıfırlandığından emin ol
}
//-----
// Ana yazılım döngüsü içinde PWM ISR tetikleyici SVM hesaplamaları için yazılım bayrağını ayarla
void __attribute__((__interrupt__)) _PWMInterrupt(void)
{
    Flags.PWMEvent = 1;
    IFS2bits.PWMIF = 0;
}
//-----
// FLTA ISR PWM hata pinindeki olayları yanıtlar
// Bu ISR kodu OVDCON yoluyla tüm PWM çıkışlarını kapatır
void __attribute__((__interrupt__)) _FLTAInterrupt(void)
{
    // Tüm çıkışları etkisiz halde kalmasını sağla
    OVDCON = 0;
    Flags.PWMFault = 1; // Ana döngüdeki hata sinyali
    IFS2bits.FLTAIF = 0; // FLTA kesme bayrağını sıfırla
}
//-----
// Genel gecikme rutini
void Delay(unsigned int count)
{
    unsigned int j;
    for(j=0;j<count;j++)
        ClrWdt();
} // program sonu

```

SVM header dosyası

```
#include <p30f2010.h>
#include "svm.h"
//-----
// SVM de kullanılan çeşitli açılar için tanımlamalar rutini
// 16 bit işaretli değer açısı değişkeni olarak kullanılır
// SVM algoritması için 60° sektörü belirle
#define VECTOR10          // 0 degrees
#define VECTOR2          0x2aaa // 60 degrees
#define VECTOR3          0x5555 // 120 degrees
#define VECTOR4          0x8000 // 180 degrees
#define VECTOR5          0xaaaa // 240 degrees
#define VECTOR6          0xd555 // 300 degrees
#define SIXTY_DEG       0x2aaa
//-----
// Aşırı modülasyon olmaksızın SVM maksimum değeri geçebilir.
#define VOLTS_LIMIT  30000
// Sinüs dalga arama tablosu 171 girişe sahiptir. (Her bir elektriksel çevrimde 1024 nokta 1024*(60/360))
// Tablo sinüs fonksiyonunun 60° 'sini kapsar.
int sinetable[ ] =    {0,201,401,602,803,1003,1204,1404,1605,1805, 2005,2206,2406,2606,2806
                      ,3006,3205,3405,3605,3804,4003,4202,4401,4600,4799,4997,5195,5393,5591
                      ,5789,5986,6183,6380,6577,6773,6970,7166,7361,7557,7752,7947,8141
                      ,8335,8529,8723,8916,9109,9302,9494,9686,9877,10068,10259,10449,10639
                      ,10829,11018,11207,11395,11583,11771,11958,12144,12331,12516,12701
                      ,12886,13070,13254,13437,13620,13802,13984,14165,14346,14526,14706
                      ,14885,15063,15241,15419,15595,15772,15947,16122,16297,16470,16643
                      ,16816,16988,17159,17330,17500,17669,17838,18006,18173,18340,18506
                      ,18671,18835,18999,19162,19325,19487,19647,19808,19967,20126,20284
                      ,20441,20598,20753,20908,21062,21216,21368,21520,21671,21821,21970
                      ,22119,22266,22413,22559,22704,22848,22992,23134,23276,23417,23557
                      ,23696,23834,23971,24107,24243,24377,24511,24644,24776,24906,25036
                      ,25165,25293,25420,25547,25672,25796,25919,26042,26163,26283,26403
                      ,26521,26638,26755,26870,26984,27098,27210,27321,27431,27541,27649
                      ,27756,27862,27967,28071,28174,28276,28377};
//-----
// SVM fonksiyonu sektör giriş açısının yerleştirilmesini belirler
// Modülasyon açısı 60° sektör akımı için uygun hale getirilir
```

```

//İki açı normalize edilmiş açıdan hesaplanır.
// Bu iki açı T1 ve T2 vektörlerinin zamanlarını belirler
// T1 ve T2 vektörleri modülasyon genliği ve doluluk boşluk oranıyla ölçeklendirilir.
// Sonunda, T0 vektör zamanı PWM sayma periyodunda kalan zamandır.
// SVM fonksiyonu T0, T1 ve T2 zamanlarını temel alarak üç doluluk boşluk oran değerini hesaplar
// Doluluk boşluk oranı hesabı üretilen SVM'nin tipine bağlı olarak doluluk boşluk oranını değiştirir
//-----
void SVM(int volts, unsigned int angle)
{
    // Bu değişkenler t1 ve t2'yi bulmada kullanılan sektör açılarını tutar
    unsigned int angle1, angle2;
    // Bu değişkenler half_t0, t1, t2 ve tpwm işaretli tamsayı uzay vektör zamanlarını tutar
    // İki kat değerinde PTPER register'da toplam PWM sayma periyodunu hesaplar
    tpwm = PTPER << 1;
    // Aşırı modülasyondan sakınmak için sınır gerilimleri girişi
    if(volts > VOLTS_LIMIT) volts = VOLTS_LIMIT;
    if(angle < VECTOR2)
    {
        angle2 = angle - VECTOR1; // Akım sektörü için referans SVM açısı
        angle1 = SIXTY_DEG - angle2; // Sektör için ikinci açı referansını hesapla
        t1 = sinetable[(unsigned char)(angle1 >> 6)]; // Tablodan değer al.
        t2 = sinetable[(unsigned char)(angle2 >> 6)];
        // Gerilimlerin değişkeni yardımıyla t1'i ölçekle
        t1 = ((long)t1*(long)volts) >> 15;
        // Doluluk boşluk oranı için t1'i ölçekle
        t1 = ((long)t1*(long)tpwm) >> 15;
        // t2 zaman ölçeği
        t2 = ((long)t2*(long)volts) >> 15;
        t2 = ((long)t2*(long)tpwm) >> 15;
        half_t0 = (tpwm - t1 - t2) >> 1;
        // peryot, t1 ve t2'den half_t0'ın boşluk zamanını hesapla
        // Sektör 1 (0°-59°) için doluluk ve boşluk oranını hesapla
        PDC1 = t1 + t2 + half_t0
        PDC2 = t2 + half_t0;
        PDC3 = half_t0;
    }
    else if(angle < VECTOR3)
    {
        angle2 = angle - VECTOR2; // Akım sektörü için referans SVM açısı

```



```

angle1 = SIXTY_DEG - angle2; // Sektör için ikinci açı referansını hesapla
t1 = sinetable[(unsigned char)(angle1 >> 6)]; // Tablodan değer al
t2 = sinetable[(unsigned char)(angle2 >> 6)];
    // Gerilimlerin değişkeni ile t1'i ölçekle
t1 = ((long)t1*(long)volts) >> 15;
    // Doluluk boşluk oranı için t1'i ölçekle
t1 = ((long)t1*(long)tpwm) >> 15;
// t2 zaman ölçeği
t2 = ((long)t2*(long)volts) >> 15;
t2 = ((long)t2*(long)tpwm) >> 15;
half_t0 = (tpwm - t1 - t2) >> 1;
    // periyot, t1 ve t2'den half_t0'ın boşluk zamanını hesapla
    // Sektör 2 (60°-119°) için doluluk ve boşluk oranını hesapla
PDC1 = t1 + half_t0;
PDC2 = t1 + t2 + half_t0;
PDC3 = half_t0;
}
else if(angle < VECTOR4)
{
angle2 = angle - VECTOR3; // Akım sektörü için referans SVM açısı
angle1 = SIXTY_DEG - angle2; // Sektör için ikinci açı referansını hesapla
t1 = sinetable[(unsigned char)(angle1 >> 6)]; // Tablodan değer al
t2 = sinetable[(unsigned char)(angle2 >> 6)];
    // Gerilimlerin değişkeni ile t1'i ölçekle
t1 = ((long)t1*(long)volts) >> 15;
    // Doluluk boşluk oranı için t1'in ölçeklenmesi
t1 = ((long)t1*(long)tpwm) >> 15;
    // t2 zaman ölçeği
t2 = ((long)t2*(long)volts) >> 15;
t2 = ((long)t2*(long)tpwm) >> 15;
half_t0 = (tpwm - t1 - t2) >> 1;
    // periyot, t1 ve t2'den half_t0'ın boşluk zamanını hesapla
    // Sektör 3 (120°-179°) için doluluk ve boşluk oranını hesapla
PDC1 = half_t0;
PDC2 = t1 + t2 + half_t0;
PDC3 = t2 + half_t0;
}
else if(angle < VECTOR5)
{

```

```

angle2 = angle - VECTOR4; // Akım sektörü için referans SVM açısı
angle1 = SIXTY_DEG - angle2; // Sektör için ikinci açı referansını hesapla
t1 = sinetable[(unsigned char)(angle1 >> 6)]; // Tablodan değer al
t2 = sinetable[(unsigned char)(angle2 >> 6)];
// Gerilimlerin değişkeni ile t1'i ölçekle
t1 = ((long)t1*(long)volts) >> 15;
// Doluluk boşluk oranı için t1'in ölçeklenmesi.
t1 = ((long)t1*(long)tpwm) >> 15;
// t2 zaman ölçeği
t2 = ((long)t2*(long)volts) >> 15;
t2 = ((long)t2*(long)tpwm) >> 15;
half_t0 = (tpwm - t1 - t2) >> 1;
// peryot, t1 ve t2'den half_t0'ın boşluk zamanını hesapla
// Sektör 4 (180°-239°) için doluluk ve boşluk oranını hesapla
PDC1 = half_t0;
PDC2 = t1 + half_t0;
PDC3 = t1 + t2 + half_t0;
}
else if(angle < VECTOR6)
{
angle2 = angle - VECTOR5; // Akım sektörü için referans SVM açısı
angle1 = SIXTY_DEG - angle2; // Sektör için ikinci açı referansını hesapla
t1 = sinetable[(unsigned char)(angle1 >> 6)]; // Tablodan değer al
t2 = sinetable[(unsigned char)(angle2 >> 6)];
// Gerilimlerin değişkeni ile t1'i ölçekle
t1 = ((long)t1*(long)volts) >> 15;
// Doluluk boşluk oranı için t1'in ölçeklenmesi
t1 = ((long)t1*(long)tpwm) >> 15;
// t2 zaman ölçeği
t2 = ((long)t2*(long)volts) >> 15;
t2 = ((long)t2*(long)tpwm) >> 15;
half_t0 = (tpwm - t1 - t2) >> 1;
// peryot, t1 ve t2'den half_t0'ın boşluk zamanını hesapla
// Sektör 5 (240°-299°) için doluluk ve boşluk oranını hesapla
PDC1 = t2 + half_t0;
PDC2 = half_t0;
PDC3 = t1 + t2 + half_t0;
}
else

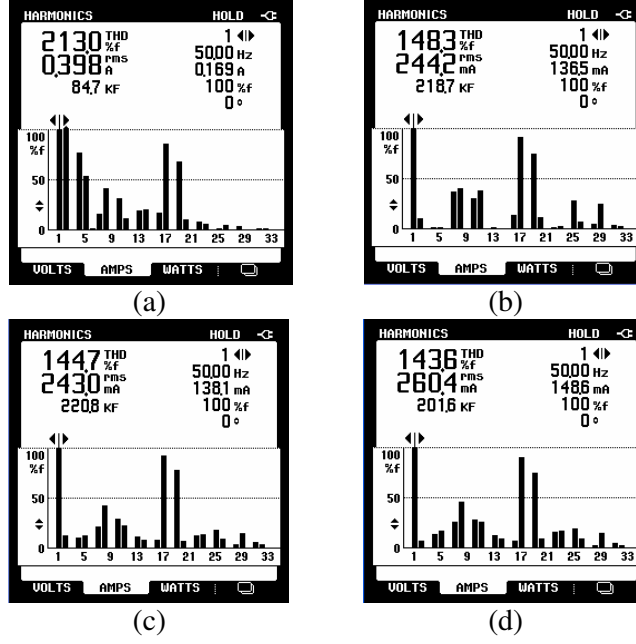
```

```

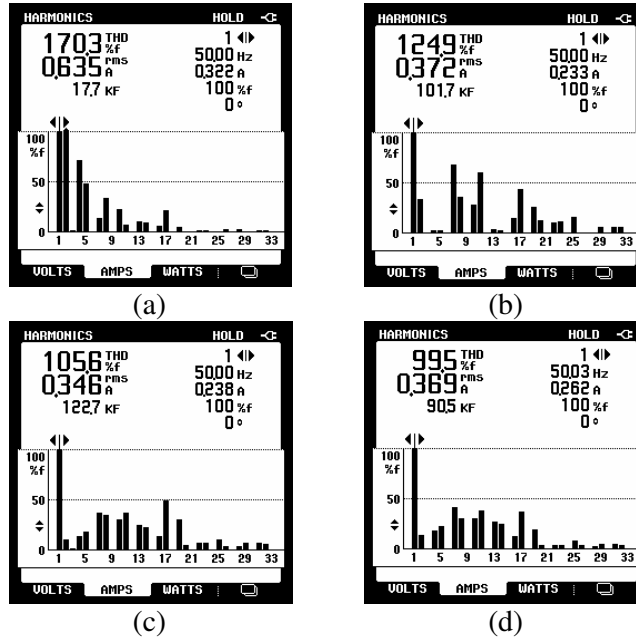
{
angle2 = angle - VECTOR6; // Akım sektörü için referans SVM açısı
angle1 = SIXTY_DEG - angle2; // Sektör için ikinci açı referansını hesapla
t1 = sinetable[(unsigned char)(angle1 >> 6)]; / Tablodan değer al.
t2 = sinetable[(unsigned char)(angle2 >> 6)];
// Gerilimlerin değişkeni ile t1'i ölçekle
t1 = ((long)t1*(long)volts) >> 15;
// Doluluk boşluk oranı için t1'in ölçeklenmesi
t1 = ((long)t1*(long)tpwm) >> 15;
// t2 zaman ölçeği
t2 = ((long)t2*(long)volts) >> 15;
t2 = ((long)t2*(long)tpwm) >> 15;
half_t0 = (tpwm - t1 - t2) >> 1;
// peryot, t1 ve t2'den half_t0'ın boşluk zamanını hesapla
// Sektör 6 (300°-359°) için doluluk ve boşluk oranını hesapla
PDC1 = t1 + t2 + half_t0;
PDC2 = half_t0;
PDC3 = t1 + half_t0;
}
} // SVM program sonu

```

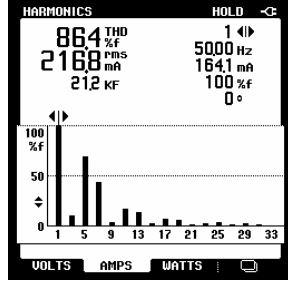
EK-5 Farklı modülasyon indeksi ve modülasyon oranı için akım harmonik spektrum ölçüm sonuçları



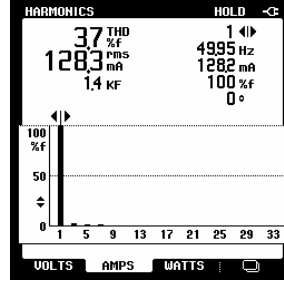
Resim 1. $M = 0,5$, $m_f = 9$ için inverterin çıkış akım harmonik spektrumu
(a) KDPWM , (b) SPWM, (c) TTSVPWM, (d) SVPWM.



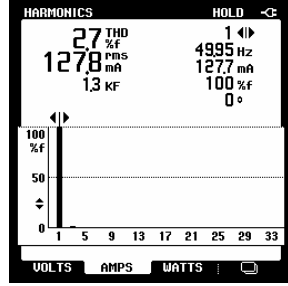
Resim 2. $M = 0,9$, $m_f = 9$ için inverter çıkış akım harmonik spektrumu
(a) KDPWM , (b) SPWM, (c) TTSVPWM, (d) SVPWM.



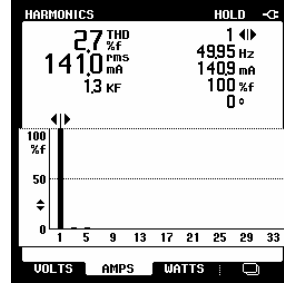
(a)



(b)



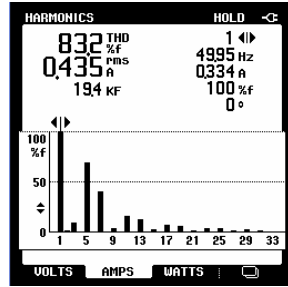
(c)



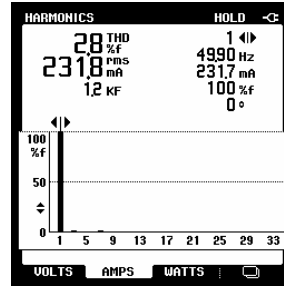
(d)

Resim 3. $M = 0,5$, $m_f = 100$ için inverter çıkış akım harmonik spektrumu

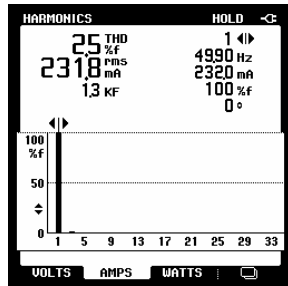
(a) KDPWM , (b) SPWM, (c) TTSVPWM, (d) SVPWM.



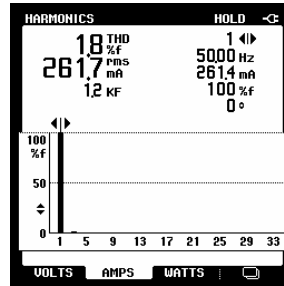
(a)



(b)



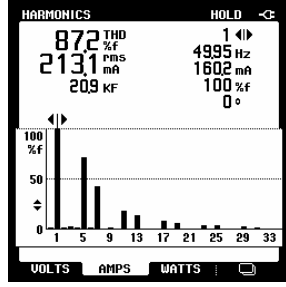
(c)



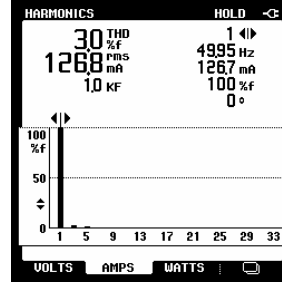
(d)

Resim 4. $M = 0,9$, $m_f = 100$ için inverter çıkış akım harmonik spektrumu

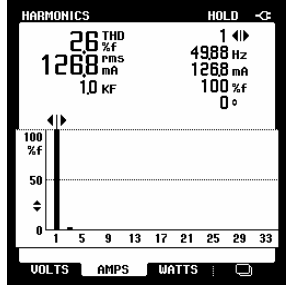
(a) KDPWM , (b) SPWM, (c) TTSVPWM, (d) SVPWM.



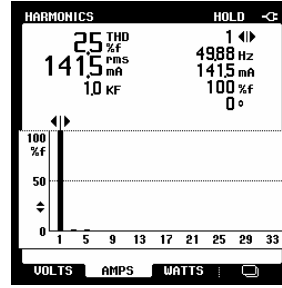
(a)



(b)



(c)



(d)

Resim 5. $M = 0,5$, $m_f = 175$ için inverter çıkış akım harmonik spektrumu

(a) KDPWM, (b) SPWM, (c) TTSVPWM, (d) SVPWM.

EK-6 İnverter çıkışındaki 33. harmoniğe kadar olan akım harmoniklerinin efektif değerleri

Çizelge 1. KDPWM akım harmoniklerinin ölçüm sonuçları

Rms 398 mA Rms 635 mA Rms 216,8 mA Rms 435 mA Rms 213,1 mA Rms 420 mA
 THDf = % 213 THDf = % 170,3 THDf = % 86,4 THDf = % 83,2 THDf = % 87,2 THDf = % 84,9

Harmonik Numarası	M = 0,5 mf = 9	M = 0,9 mf = 9	M = 0,5 mf = 100	M = 0,9 mf = 100	M = 0,5 mf = 175	M = 0,9 mf = 175
1	169	322	164,1	334	160,2	320
2	239	442	1,1	4	3,3	6
3	1	4	16,9	33	4,3	4
4	130	230	0,5	3	2,4	4
5	91	157	113,5	229	114	226
6	2	3	0,3	2	2,2	4
7	27	44	72,1	131	68,9	128
8	71	110	0,4	1	1,4	2
9	0	0	7,1	14	1,9	2
10	54	73	0,4	2	1	1
11	19	25	27,6	54	29,5	57
12	0	1	0,8	1	1,2	2
13	33	34	22,5	42	21,5	39
14	35	32	0,4	1	0,9	1
15	0	0	4,8	8	0,4	0
16	29	19	0,4	1	0,5	1
17	145	69	11	23	12,5	23
18	1	1	0,2	1	0,6	1
19	116	17	10,5	19	9,7	18
20	17	1	0,4	1	0,4	1
21	0	1	3,5	6	0,2	0
22	14	5	0,2	1	0,3	1
23	10	6	5,5	13	6,6	12
24	0	0	0,4	1	0,4	1
25	3	3	6,5	11	5,4	10
26	8	10	0,2	1	0,3	0
27	0	0	2,7	4	0,1	0
28	7	9	0,5	1	0,2	0
29	2	4	3,9	8	4	8
30	0	0	0,4	1	0,4	1
31	3	7	3,4	7	3,5	6
32	2	7	0,4	0	0,4	0
33	0	0	1,7	3	0,1	0

Çizelge 2. SPWM akım harmoniklerinin ölçüm sonuçları

Rms 244,2 mA Rms 372 mA Rms 128,3 mA Rms 232 mA Rms 126,8 mA Rms 232 mA
 THDf = % 148,3 THDf = % 124,9 THDf = % 3,7 THDf = % 2,8 THDf = % 3 THDf = % 2,5

Harmonik Numarası	M =0,5 mf = 9	M =0,9 mf = 9	M = 0,5 mf = 100	M = 0,9 mf = 100	M = 0,5 mf =175	M = 0,9 mf = 175
1	136,6	233	128,2	232	126,7	232
2	15,1	79	0,4	0	0,8	2
3	0,6	2	3,4	5	3,2	5
4	2,8	7	0,1	0	0,1	0
5	1,9	6	1,7	1	1,7	2
6	1	1	0	0	0,1	0
7	50,1	160	1,5	3	0,6	0
8	54,8	83	0,1	0	0	0
9	0,2	1	1,1	2	0,1	0
10	42,5	66	0	0	0	0
11	53	142	0,1	0	0,1	0
12	0,2	1	0,1	0	0	0
13	2	8	0,1	0	0,2	0
14	1,4	6	0	0	0	0
15	0,9	1	0,1	0	0,1	0
16	18,5	35	0,1	0	0,2	1
17	124,9	102	0,3	0	0,1	1
18	0,4	0	0	0	0,2	1
19	102,7	62	0,2	1	0,1	0
20	15,5	31	0	0	0	0
21	0,3	0	0	0	0,1	0
22	2,6	24	0	0	0	0
23	3,6	27	0	0	0,1	0
24	0,4	1	0	0	0	0
25	38,8	39	0	0	0,1	0
26	9,7	2	0	0	0	0
27	0,1	0	0,5	1	0	0
28	7,3	2	0	0	0	0
29	33,9	13	0,1	0	0	0
30	0,1	0	0	0	0	0
31	4,7	15	0	0	0	0
32	3,3	13	0	0	0	0
33	0,4	1	0	0	0	0

Çizelge 3. TTSVPWM akım harmoniklerinin ölçüm sonuçları

Rms 243 mA Rms 346 mA Rms 127,8 mA Rms 232 mA Rms 126,8mA Rms 231mA
THDf = % 144,7 THDf = % 105,6 THDf = % 2,7 THDf = % 2,5 THDf = % 2,6 THDf = % 2,3

Harmonik Numarası	M = 0,5 mf =9	M = 0,9 mf =9	M = 0,5 mf =100	M = 0,9 mf =100	M = 0,5 mf =175	M = 0,9 mf =175
1	138,1	238	127,7	232	126,8	231
2	17,2	25	0,6	1	0,8	2
3	0,5	3	2	4	3	4
4	15,2	33	0,1	0	0,1	0
5	17,8	42	1,3	1	0,8	2
6	0,4	2	0,2	0	0,2	0
7	29,2	89	1,3	2	0,5	1
8	59	82	0,1	0	0,1	0
9	0,4	1	1,1	2	0,1	0
10	40	74	0	0	0	0
11	31,1	90	0,2	0	0,2	0
12	0,2	1	0,4	0	0	0
13	15,4	58	0,2	0	0	0
14	11,9	55	0	0	0,1	0
15	0,9	1	0,1	0	0,1	0
16	10,8	32	0	0	0,4	1
17	128,7	119	0,2	1	0,2	0
18	0,2	1	0	0	0,3	1
19	107,8	73	0,2	1	0	0
20	10,3	13	0	0	0,1	0
21	0,4	1	0,1	0	0	0
22	17,6	16	0	0	0	0
23	19,4	16	0	0	0	0
24	0,4	0	0,1	0	0	0
25	24,8	26	0,4	1	0	0
26	13,3	10	0	0	0	0
27	0,2	0	0,5	1	0,1	0
28	6,1	10	0	0	0	0
29	21,3	17	0	0	0	0
30	0,1	0	0	0	0,1	0
31	8,7	17	0,2	0	0	0
32	6,1	15	0	0	0	0
33	0,3	1	0,4	1	0	0

Çizelge 4. SVPWM akım harmonik ölçüm sonuçları

Rms 260,4mA Rms 369mA Rms 141mA Rms 262mA Rms 141,5mA Rms 258 mA
THDf = % 143,6 THDf = % 99,5 THDf = % 2,7 THDf = % 1,8 THDf = % 2,5 THDf = % 1,5

Harmonik Numarası	M = 0,5 mf = 9	M = 0,9 mf = 9	M = 0,5 mf = 100	M = 0,9 mf = 100	M = 0,5 mf = 175	M = 0,9 mf = 175
1	148,7	261	140,9	261	141,5	257
2	11,3	36	0,5	0	0,7	1
3	1	2	2,8	4	2,6	3
4	20,4	48	0,1	0	0,1	0
5	25,1	59	1,9	1	2	1
6	0,4	0	0,1	0	0,1	0
7	38,2	109	0,4	1	0,3	1
8	68,2	79	0	0	0,1	0
9	0,1	1	0	0	0	0
10	42,8	79	0	0	0	0
11	38,3	101	0	0	0,2	0
12	0,1	0	0,1	0	0	0
13	19	71	0	0	0,2	0
14	13,6	65	0,1	0	0	0
15	0,3	0	0	0	0	0
16	11,2	34	0	0	0	0
17	135,1	98	0,1	1	0,1	0
18	0,1	0	0	0	0	0
19	110,9	50	0,2	0	0,2	1
20	13,9	11	0	0	0	0
21	0,1	0	0	0	0,1	0
22	23,7	11	0	0	0,1	0
23	25,5	11	0	0	0,1	0
24	0,1	0	0	0	0,1	0
25	29,2	21	0,1	0	0,2	0
26	13,6	11	0	0	0	0
27	0,1	0	0	0	0	0
28	3,7	7	0	0	0	0
29	22,4	13	0	0	0	0
30	0,1	0	0	0	0	0
31	7,6	13	0	0	0	0
32	3,6	12	0	0	0,1	0
33	0,1	0	0	0	0	0