

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Prof. R. Gülgün B. Güllüoğlu

PWM İNVERTERLER'İN
İNCELENMESİ


Elek.Müh.Burak İNCEKARA


F.B.E. Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında
Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

93737

Tez Danışmanı :Yrd.Doç.Dr.M. Hadi SARUL


Yrd. Doç. Dr. M. Hadi SARUL


Yrd. Doç. Dr. Tuncay UZUN

İSTANBUL , 2000

İÇİNDEKİLER	SAYFA
ŞEKİL LİSTESİ	ii
ÖNSÖZ	vi
ÖZET	vii
ABSTRACT	viii
1. GİRİŞ	1
2. İNVERTERLER	3
2.1 Çalışma Prensibi	3
2.2 Tek Fazlı İnverterler	5
2.3 Üç Fazlı İnverterler	8
2.3.1 120 Derece İletim Durumu	11
2.3.2 180 Derece İletim Durumu	13
2.4 Performans Parametreleri	16
2.4.1 Harmonik Faktörü	16
2.4.2 Toplam Harmonik Distorsiyonu	16
2.4.3 Distorsiyon Faktörü	16
2.4.4 En Düşük Mertebeden Harmonik	17
3. DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONLU (PWM) İNVERTERLER	18
3.1 Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) ile Anahtarlama Tekniği	20
3.1.1 Senkron PWM (M_f 'nin Küçük Olması Durumu)	25
3.1.2 Asenkron PWM (M_f 'nin Büyük Olması Durumu)	26
3.1.3 Aşırı Modülasyon	26
3.2 PWM ile AC Çıkış Gerilimi Kontrolü	28
3.2.1 Anahtarlama Sırası	29
3.2.2 Zamanlama Pulslerinin Üretilmesi	30
3.2.3 PWM İnverterlerde Çıkış Akımının Üretilmesi	32
3.2.4 Gerilim Harmonikleri	35
3.3 Kare Dalga PWM	37
3.3.1 Tek Darbeli Genişlik Modülasyonu	37
3.3.2 Çok Darbeli Genişlik Modülasyonu	39
3.4 Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SPWM)	42
3.4.1 SPWM Çıkış Dalga Şeklinin Oluşturulması	42
3.4.2 Sinüs - Üçgen Karşılaştırma Metodu	42
3.4.3 Sinüs - Üçgen Karşılaştırmasıyla SPWM 'in Oluşturulması	46
3.4.3.1 Taşıyıcı Dalga Şeklinin Oluşturulması	48
3.4.3.2 Referans Sinüs Dalganın Oluşturulması	49
3.4.4 Bipolar Gerilim Anahtarlama PWM	51
3.4.4.1 DC Kenar Akımı	53
3.4.5 Unipolar Gerilim Anahtarlama PWM	56
3.4.5.1 DC Kenar Akımı	59
3.4.6 Unipolar - Bipolar Gerilim Anahtarlama PWM Karşılaştırması	59

4.	ÜÇ FAZLI İNVERTERLER	60
4.1	Çok Darbeli Kare Dalga PWM Inverter	60
4.1.1	Harmonik Analizi	63
4.1.2	Sabit V / f Oranı İle Çalışma	65
4.2	Üç Fazlı Sinüsoidal PWM	67
4.2.1	Harmonik Analizi	68
4.2.2	Gerilimden Yararlanma	70
4.2.3	Minimum Anahtarlama Aralığı	72
4.2.4	Sabit V / f Oranı İle Çalışma	73
4.2.5	DC Kenar Akımı	75
4.2.6	SPWM 'in Avantajları	76
5.	DİĞER PWM TEKNİKLERİ	78
5.1	Değiştirilmiş Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu	78
5.2	Faz Kaydırmalı Kontrol	79
5.3	Minimum Akım Dalgalık Metodu	81
5.4	Harmonik Eleminasyon Metodu	84
5.5	Düzenli Örneklenmiş PWM	86
5.6	Seçilmiş Harmoniklerin Eleminasyonu	87
5.7	Adaptif Akım Kontrollü PWM	89
5.8	Muntazam Örneklenmiş PWM	92
5.9	Optimum PWM	94
5.10	Optimum PWM 'in Gerçekleştirilmesi	96
5.11	PWM İnverterlerin Mikroişlemcilerle Kontrolü	97
6.	GELİŞMİŞ MODÜLASYON TEKNİKLERİ	98
6.1	Trapezoidal Modülasyon	98
6.2	Basamak Fonksiyonu	99
6.3	Kademeli Modülasyon	100
6.4	Harmonik Bileşenli Modülasyon	101
6.5	Delta Modülasyonu	102
7.	ÜÇ FAZLI GERİLİM BESLEMELİ UZAY VEKTÖR PWM	103
7.1	Giriş	103
7.2	Uzay Vektör PWM Metodu	104
7.2.1	Gerilim Uzay Vektörü	104
7.2.2	İnverter Çıkış Gerilim Uzay Vektörleri	106
7.2.3	Uzay Vektör PWM Metodunun Temel Prensibi	108
7.2.4	Optimum Anahtarlama Düzeni	111
7.2.5	UVPWM Faz Modülasyon Fonksiyonu	116
7.2.6	UVPWM Dalga Şekillerinin Optimizasyonu	120
7.3	Sürekli Modülasyonlu UVPWM Metodları	122
7.3.1	60 Derece İletimli Sürekli Modülasyonlu UVPWM	124
7.3.2	30 Derece İletimli Sürekli Modülasyonlu UVPWM	126
7.3.3	120 Derece İletimli Sürekli Modülasyonlu UVPWM	128
7.4	Sürekli - Sürekli UVPWM Modülasyon Karşılaştırması	129
7.4.1	Güç Faktörünün Anahtarlama Kayıplarına Etkisi	131
7.4.2	İnverter Anahtarlama Kayıplarının Azaltılması	132

8.1	Giriş	136
8.2	V/F Kontrol	137
8.3	Vektör Kontrol	141
8.3.1	Kapalı Çevrim Vektör Kontrol	143
8.3.2	Açık Çevrim Vektör Kontrol	143
8.4	Gerçeklenen Devreler ile V / F ile Açık Çevrim Vektör Kontrol Karşılaştırması	145
8.5	Motor Tam Yükte İken V/F ve Vektör Çalışmada Elde Edilen Grafikler	149
8.6	Dinamik Frenleme	156
8.7	DC Frenleme ile Yavaşlama	158
8.8	Frenleme Dirençli ve Dirençsiz Durma Zamanlarının Karşılaştırılması	159
8.9	Sonuçlar	160

KAYNAKLAR	161
-----------	-----

ÖZGEÇMİŞ	162
----------	-----



ŞEKİL LİSTESİ**SAYFA**

Şekil 2-1 Tek Fazlı Yarım Köprü İnverter	3
Şekil 2.2 Tek Fazlı köprü İnverter	6
Şekil 2.3 Üç fazlı gerilim beslemeli evirici devresi.	8
Şekil 2.4 Üç fazlı eviricinin üçgen bağlı yük durumunda çıkış gerilimi dalga şekilleri.	9
Şekil 2.5 Üç fazlı eviricinin üçgen bağlı direnç – endüktans yüküne bağlanması durumunda akım dalga biçimleri.	10
Şekil 2.6a 120 derece iletim durumunda üç fazlı evirici devresi.	11
Şekil 2.6b 120 derece iletim durumunda çıkış dalga şekilleri.	12
Şekil 2.7 a) üç fazlı evirici devresi	13
b) 180 derece iletim durumunda çıkış dalga şekilleri	14
Şekil 2.8 Faz akım ve gerilim dalga şekillerinin belirlenmesi için yapılan analiz sonuçları.	15
Şekil 3.1 Diyot köprü redresör beslemeli bir 3 fazlı transistörlü inverter	18
Şekil 3-2 Tek fazlı inverter	20
Şekil 3.3 Darbe genişlik modülasyonu	21
Şekil 3-4 Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu	22
Şekil 3.5 ma nın değişmesi ile gerilim kontrolü	27
Şekil 3.6 Aşırı modülasyondan kaynaklanan harmonikler	28
Şekil 3.7 PWM oluşturmak için;	
a) Devre topolojisi ,	28
b) PWM çıkış	29
c) S1- S4 Zamanlama diyagramı	29
Şekil 3.8 şekil 3.7 deki anahtarlama şekline göre PWM zamanlama pulslerinin oluşturulması	31
Şekil 3.9 PWM Çalışmada akım ve gerilim dalga şekli	33
Şekil 3.10 PWM gerilim harmonik analizi	35
Şekil 3.11 Tek Darbeli Genişlik Modülasyonu	37
Şekil 3.12 Tek darbeli genişlik modülasyonunun harmonik çizelgesi	38
Şekil 3.13 Çok darbeli genişlik modülasyonu	40
Şekil 3.14 Çok Darbeli Genişlik Modülasyonunda Harmonik Çizelgesi	41
Şekil 3.15 Yarım dalga için SPWM	43
Şekil 3.16 Sin – üçgen karşılaştırılması ile SPWM in oluşturulması	43
Şekil 3.17 SPWM blok şeması	46
Şekil 3.18 taşıyıcı dalganın oluşturulması	48
Şekil 3.19 sin ref. Geriliminin dijital şeması	49
Şekil 3.20 a) Tam köprü b) SPWM'de S1-S4 sinyallerinin oluşturulması	51
Şekil 3.21 tek faz tam köprü inverter	52
Şekil 3.22 bipolar gerilim anahtarlama PWM	52
Şekil 3.23 hayali filtrelerle inverter	54
Şekil 3.24 PWM bipolar gerilim anahtarlama ile tek faz inverterin içindeki DC kenar akımı	55
Şekil 3.25 Unipolar Gerilim Anahtarlama PWM	58
Şekil 3.26 Unipolar Gerilim Anahtarlama PWM İnverter DC kenar akımı	59
Şekil 4-1 Üç fazlı kare dalga inverter için gerilim dalga şekilleri,	61
(a), (b), (c), komparatör giriş gerilimleri.	61
(d), (e), (f) kutup gerilimleri	61
(g) ac hat gerilimi;	61
(h) faz- nötr gerilimi.	62
Şekil 4-2 Taşıyıcı dalgada çeyrek periyot faz kaldırmalı üç fazlı kare dalga PWM gerilim dalga şekilleri.	62

Şekil 4-3 PWM dalga şekillerinin elde edilmesi için değişik bir modülasyon t	63
Şekil 4.4 Şekil 4-1' deki kare dalga PWM geriliminin modülasyon katsayısına bağlı harmonik bileşenleri;	
(a) Maximum ana dalga herilimine bağlı harmonik gerilim genliği,	64
(b) anlık dalga genliğine bağlı harmonik genliği.	65
Şekil 4-5 3 Fazlı Kare Dalga PWM İnverterde V/f oluşturulması	
AC hat gerilim dalga şekli:	
a) Baz Frekansına Yakın	66
b) Yarım frekansta	66
c) Çeyrek Frekansta	66
Şekil 4-6 Üç faz sinüsoidal PWM için gerilim dalga şekilleri	
(a) komparatör gerilimleri	67
(b), (c), (d) kutup gerilimleri;	67
(c) (e) ac hat gerilimi.	67
Şekil 4.7 Sinüsodial PWM harmonik bileşiminin, modilasyon katsayısına göre değişimi:	
(a)maximum ana dalga genliğine bağlı harmonik genliği;	70
(b) ani ana dalga genliğine bağlı harmonik genliği	70
Şekil 4.8 aşırı modülasyonlu Sinüsoidal PWM' de	
a) Komparatör giriş gerilimleri	71
b) PWM çıkışı	71
Şekil 4.9 (üç faz inverterde giriş dc gerilimi)	76
Şekil 5.1 Değiştirilmiş Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu	78
Şekil 5.2 Harmonik Çizelgesi	79
Şekil-5.3 Faz Kaydırmalı Kontrol	81
Şekil-5.4 5.ve 7. Harmoniklerde spektrum analizi.	83
Şekil 5.5 Minimum akım dalgalık metodunda çıkış geriliminin spektrum ana	83
Şekil 5.6Harmonik Eleminasyonu Metodunda Dalga Formu	84
Şekil-5.7 Düzenli Örneklenmiş PWM	
a- Üç Durumlu	87
b- İki Durumlu	87
Şekil 5.8 Seçilmiş Harmoniklerin Eliminasyonu Yöntemi İle PWM Dalga Şeklinin Elde Edilmesi	
a) Üç Durumlu	88
b) İki Durumlu	88
Şekil-5.9 Adaptif Akım Kontrollu PWM Prensibi	91
Şekil-5.10 Adaptif PWM Kontrol Blok Şeması	91
Şekil 5.11 Muntazam örneklenmiş PWM	
a) Sinüs referans dalga ve örnekle- tut yöntemi ile modüle edilmi	93
b) Komparatör giriş gerilimleri	93
c) Komparatör çıkış ve uç gerilimi dalga şekli	93
Şekil 5.12 Bir PWM inverterde Uç Gerilimi Genel Dalga Şekli	94
Şekil 6.1 Trapezoidal Modülasyon	99
Şekil 6.2 Basamak Modülasyonu	100
Şekil 6.3 Kademeli Modülasyon	100
Şekil 6.4 Seçilmiş Harmonik Bileşenli Modülasyon	101
Şekil 6.5 Harmonik Bileşenli Modülasyon	102
Şekil 6.6 Delta Modülasyonu	102
Şekil 7.1.3 fazlı sistemin eşdeğer 2 fazlı sisteme dönüştürülmesi	105
Şekil 7.2 Üç boyutlu bir koordinat sisteminde inverter anahtarlama durumlarına karşılık gelen gerilim vektörlerinin ifadesi	106
Şekil 7.3. Üç fazlı gerilim beslemeli PWM inverterin	
a) uzay vektör diyagramı	107

	b) anahtarlama durumlarının sembolik ifadesi	107
Şekil 7.4	Bir PMW inverterinin meydana getirdiği herilim vektörleri ve refera	108
Şekil 7.5	UVPMW Modülatörünün	
	a) Sinyal akış diagramı	109
	b) Sürekli giriş sinyali ayırık çıkış sinyali	109
Şekil 7.7	Fazlar arası çıkış geriliminde görülen istenmeyen ters yönlü darbe	112
Şekil 7.8	a) optimum anahtarlama düzeni	113
	b) uzay vektör diagramı eşdeğeri	113
Şekil 7.9	temel periyot içerisindeki anahtarlama düzeninin grafik gösterimi	115
Şekil 7.10	UVPMW inverter faz gerilimlerinin değişimi	116
Şekil 7.11	UVPMW modülasyon nun değişimi	118
	fonksiyonunun değişimi	
Şekil 7.12	UVPMW metodunda inverter ortalama çıkış gerilimlerinin değişimi	
	simetrik üç fazlı bir inverterde ortalama faz gerilimi	119
Şekil 7.13	a) UVPMW faz gerilimi dalga şekli	121
	b) İstene temel sinüs dalga şekli	121
	c) Doğal üçgen 3. harmonik dalga şekli	121
Şekil 7.14	sektör 1 için	
	a) sürekli modülasyon	123
	b) süreksiz modülasyon anahtarlama örnekleri	123
Şekil 7.15	60 derece iletimli süreksiz faz modülasyon fonksiyonunun	
	M= 0.5 ve M = 1 için değişimi	125
Şekil 7.16	30 derece iletimli süreksiz faz modülasyon fonksiyonunun	
	M= 0.5 ve M = 1 için değişimi	127
Şekil 7.17	120 derece iletimli süreksiz faz modülasyon fonksiyonunun	
	M= 0.5 ve M = 1 için değişimi	128
Şekil 7.18	Anahtarlama kayıplarının güç faktörüne bağımlılığı	131
Şekil 7.19	sektör 1 için min. kayıplı süreksiz modülasyon PMW darbe	
	örnekleri	133
Şekil 7.20	Minumum kayıplı süreksiz faz modülasyon fonksiyonunun	
	M= 0.5 ve M = 1 için değişimi	134
Şekil 7.21	Minumum kayıplı süreksiz faz modülasyonda anahtarlama	
	kayıplarının güç faktörüne bağımlılığı	135
Şekil 8.1	Hız kontrolde parametrelerle oluşturulabilecek bir V/F eğrisi örneği	138
Şekil 8.2	Genel karakteristikli V/F eğrisi	138
Şekil 8.3	a) Kübü ile azalan V/F eğrisi	139
	b) Karesi ile azalan V/F eğrisi	139
Şekil 8.4	Yüksek kalkışlı torklu V/F eğrisi	139
Şekil 8.5	Sabit güçle çalışma için V/F eğrisi	140
Şekil 8.6	Vektör kontrolde akım bileşenleri	142
Şekil 8.7	Gerçeklenen devre şeması	145
Şekil 8.8	Devrede kullanılan hız kontrolün iç devre şeması	146
Şekil 8.9	a) V/F kontrolde tam yükte faz -faz arası PWM darbe gerilim şekli	149
	kademe (100 V,5 ms)	
	b) Vektör kontrolde tam yükte faz -faz arası PWM darbe gerilim	149
	şekli kademe (100 V,5 ms)	

Şekil 8.10 a) V/F kontrolde tam yükte faz akımı dalga şekli kademe (0.5 V,5 ms,2.5 amp)	150
b) Vektör kontrolde tam yükte faz akımı dalga şekli kademe (0.5 V,5 ms,2.5 amp)	150
Şekil 8.11 a) V/F kontrolde tam yükte faz -faz arası gerilimin yarım per,yottaki PWM darbe sayısı kademe (100 V,1 ms)	151
b) Vektör kontrolde tam yükte faz -faz arası gerilimin yarım periyottaki PWN darbe sayısı kademe (100 V,1 ms)	151
Şekil 8.12 a) V/F kontrolde,düşük hızda (0.2 Hz) 5.7 d/d motor faz -faz PWM darbe gerilim şekli kademe (100 V,0.2 ms)	152
b) Vektör kontrolde,düşük hızda (0.2 Hz) 5.7 d/d motor faz - faz PWM darbe gerilim şekli kademe (100 V,0.2 ms)	152
Şekil 8.13 a) V/F kontrolde, düşük hızda (0.2 Hz)5.7 d/d motor faz -faz akımı dalga şekli kademe (0.5 V, 2s , 2.5 amp)	153
b) Vektör kontrolde,düşük hızda (0.2 Hz) 5.7 d/d motor faz akımı dalga şekli kademe (0.5 V , 2 s , 2.5 amp)	153
Şekil 8.14 a) V/f kontrolde,dinamik frenleme sırasında frenleme direncinde oluşan gerilim dalga şekli kademe (50 V, 5 ms)	154
b) Vektör kontrolde dinamik frenleme sırasında frenleme direncinde oluşan gerilim dalga şekli kademe (50 V,5 ms)	154
Şekil 8.15 DC frenleme sırasında motora uygulanan Dc akım dalga şekli kademe (0.5 V,5 ms,2.5 amp)	155
Şekil 8.16 Dinamik frenleme şeması	157
Şekil 8.17 DC frenleme şeması	158
Şekil 8.18 a) V/F kontrolde fren direnci yokken durma	159
b) Vektör kontrolde fren direnci yokken durma	159
c) V/F kontrolde fren direnci ile durma	159
d) Vektör kontrolde fren direnci ile durma	159
e) V/F kontrolde fren direnci ve dc fren ile durma	160
f) Vektör kontrolde fren direnci ve dc ile durma	160

ÖNSÖZ

Güç elektroniği sistemleri , 20. yüzyılın son yarısında gelişmeye başlamasına rağmen günümüzde elektrik gücünün kontrolü ve dönüştürülmesinde çok önemli rol oynamaktadır.

Bugün artık güç elektroniği sistemleri, ac ve dc motor kontrolünden ısıtma ve aydınlatma kontrolüne, bina otomasyonundan hızlı trenlere kadar bir çok farklı alanda sıkça kullanılmaktadır.

Bu projede, güç elektroniğinde önemli yeri olan ve günümüzde endüstride sıkça kullanılan inverterlerde, PWM kontrol teknikleri incelenmiştir.

Tez çalışmam sırasında bana yardımlarını esirgemeyen danışman hocam Sayın Yrd.Doç.Dr. Hadi SARUL 'a ayrıca ailem ve arkadaşlarıma teşekkürlerimi bir borç bilirim.



ÖZET

İlk bölümlerde endüstride ac motor hız kontrolünde çok sık kullanılan inverterlerin çalışma prensibi omik yük halinde dalga şekilleri ve devre şemaları ile anlatılmıştır.

Üçüncü bölümde PWM inverterlerin anahtarlama teknikleri, zamanlama pulslerinin dijital devrelerle gerçekleştirilmesi, kare dalga PWM ve sinüsoidal PWM inverterlerin çıkış gerilim dalga şekillerinin oluşturulması ve karşılaştırılması yapılmıştır.

Dördüncü bölümde çok sık kullanılan modülasyon teknikleri olan , kare dalga ve sinüsoidal PWM 'nin üç fazlı inverterlerde oluşturulması ve harmonik analizleri incelenmiştir.

Beşinci bölümde PWM teknikleri kısaca anlatılmış, sonraki bölümde ise gelişmiş PWM tekniklerinden bahsedilmiştir.

Yedinci bölümde ise yeni geliştirilen bir PWM metodu olan Uzay Vektör PWM (UVPWM) 'in temel prensipleri, anahtarlama durumları, gerilim dalga şekilleri ve optimasyonu ile modülasyon metodları ve sinüsoidal PWM ' le karşılaştırılması yapılmıştır.

Sekizinci bölümde PWM inverterlerle AC motor hız kontrolü incelenmiştir. Gerçeklenen devrelerde Skaler V/F kontrollü sistemle vektör kontrollü sistem karşılaştırılmıştır. Vektör kontrolün V/F kontrole göre daha iyi dinamik performans , daha kararlı hız kontrolü ve ani yük değişimlerine çabuk cevap verdiği gözlemlenmiştir.

ABSTRACT

In the first two chapters the working principles of inverters which frequently used in ac motor speed control , are mentioned with their circuit shemes and waveforms.

Switching strategy of PWM inverter, generation of timing pulses with digital circuits, implementation of square wave PWM and Sinusoidal PWM voltage waveforms and their comparations are the main issues of chapter three.

In the 4 th chapter, two commonly used switching schemes, Sinusoidal PWM (SPWM) and Square Wave, have been analyzed in detailed in three phase inverters.

A brief discussion of other PWM switching schemes are mentioned in the 5 th chapter while improved schemes are discussed in the next chapter.

In the 7 th, the implementation of new PWM switching scheme called Space Vector PWM (SVPWM) are mentioned in detail including its basic principles, switching strategy, voltage waveforms and comparations with Sinusoidal PWM.

In the last chapter , the implementation of AC Motor speed control with PWM inverters are realized. In realized circuits the scaler V / F control systems are compared with vector control systems. The better dynamic performance , reduced speed fluctuation and quick respons to impact load are the superior features of vector control against the V / F control.

1. GİRİŞ

İnverterin fonksiyonu, bir dc giriş gerilimini; simetrik, istenilen genlikte ve frekansta bir ac gerilime dönüştürmektir. Çıkış gerilimi, ayarlı olabilirken, bu iş ya sabit, ya da değişken frekansta yapılmaktadır. Değişken bir çıkış gerilimi, değişken bir dc giriş gerilimi kullanılarak, inverter kazancının sabit tutulması ile elde edilebilir. Diğer bir yol olarak, eğer dc giriş gerilimi sabit ve ayarlanamaz ise, değişken bir çıkış gerilimi inverter kazancını değiştirerek elde edilebilir ki, bu genelde inverterin darbe genişlik modülasyonu yani PWM (Pulse Width Modulation) kontrolüyle sağlanır. İnverter kazancı ise, ac çıkış geriliminin dc giriş gerilimine oranı olarak tanımlanabilir.

İdeal inverterlere ait çıkış gerilim dalga şekilleri sinüsoidal olmalıdır. Bununla beraber, pratik inverterlerin çıkış gerilimleri ise sinüsoidal değildir ve belli harmonikler içerirler. Düşük ve orta güçlü uygulamalar için, düşük distorsiyonlu sinüsoidal dalga şekilleri gereklidir. Yüksek hızlı yarı iletken güç elemanlarının uygunluğu doğrultusunda, çıkış gerilimindeki harmonik bileşenleri minimize edilebilir ya da çeşitli anahtarlama teknikleri ile önemli bir miktarda düşürülebilir.

İnverterler, geniş olarak endüstriyel uygulamalarda kullanılmaktadır. (Değişken hızlı ac motor sürücüler, endüksiyonla ısıtma, ac gerilim regülatörleri, kesintisiz güç kaynakları (UPS) sistemleri gibi...) Giriş bir akü, fuel cell (dolum hücresi), solar cell (ışık hücresi) ya da daha farklı bir dc kaynak olabilir. Tipik, tek fazlı çıkış değerleri ise;

- 120 V - 60 Hz

- 220 V - 50 Hz

- 115 V - 400 Hz

şeklindedir. Yüksek güçlü, üç fazlı sistemler için; tipik çıkış değerleri ise;

- 220 / 380 V - 50 Hz

- 120 / 208 V - 60 Hz

- 115 / 200 V - 400 Hz gibidir.

İnverterler temel olarak iki gruba ayrılırlar:

- Tek fazlı inverterler

- Üç fazlı inverterler

Her iki tip inverter de, kontrollü iletme giriş çıkışlı (BTT, 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 (voltage-fed inverter), giriş akımı sabit kalıyorsa bu tip invertere akım beslemeli inverter (current-fed inverter) ve eğer giriş gerilimi kontrol edilebiliyorsa, buna da değişken de baralı inverter (variable de linked inverter) denir.

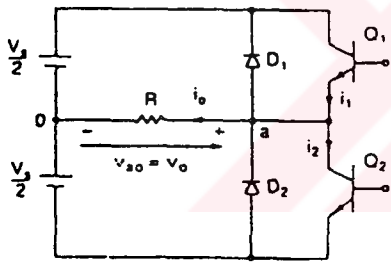


2. İNVERTERLER

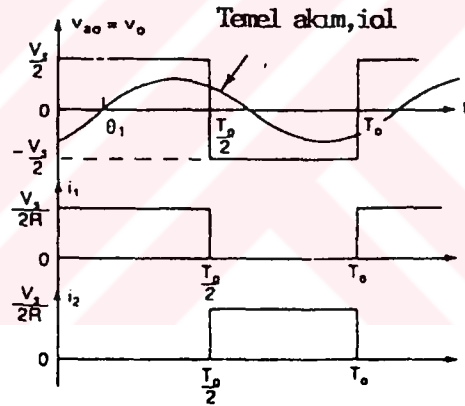
2.1 Çalışma Prensibi

Tek fazlı inverterlerin devre şeması Şekil 2-1.a' da gösterilmiştir. Bu inverter devresi iki kıyıcıdan ibarettir. Sadece Q_1 transistörü $T_s/2$ süresince iletimde olursa, yükün karşısındaki V_o ani gerilimi $V_s/2$ olur. Eğer sadece Q_2 transistörü $T_s/2$ süresince iletimde olursa, yükün karşısında $-V_s/2$ görülür. Lojik devre, Q_1 ve Q_2 aynı anda iletimde olmayacak şekilde dizayn edilmelidir. Şekil 2-1.b omik yük halinde transistör akımları ve çıkış gerilimi dalga şekillerini gösterir. Bu inverterde orta uçlu DC gerilim kaynağı gereklidir. Bir transistör iletimden çıktığında üzerine düşen gerilim $V_s/2$ yerine V_s olur. Bu inverter yarım köprü inverter olarak bilinir. Çıkış geriliminin efektif değeri;

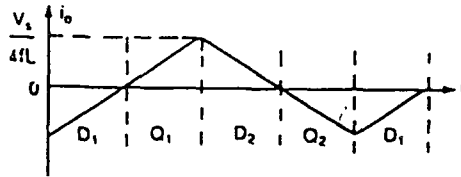
$$V_o = \left(\frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} \frac{V_s^2}{4} dt \right)^{1/2} = \frac{V_s}{2} \quad (2-1)$$



a) Devre Şeması



b) Omik Yük Halinde Dalga Şekilleri



c) Endüktif Yük Halinde Yük Akımı Değişimi

Şekil 2-1 Tek Fazlı Yarım Köprü İverter

Ani çıkış gerilimi Fourier serisinde şu şekilde ifade edilir;

$$V_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \sin n\omega t \quad (2-2)$$

$$= 0 \quad (n=2, 4, \dots \text{ için})$$

Burada $\omega=2\pi f_0$ çıkış geriliminin rad/sn olarak frekansdır. $n=1$ için, eşitlik 2-2 temel bileşenin efektif değerini verir.

$$V_1 = \frac{2V_s}{\sqrt{2\pi}} = 0,45V_s \quad (2-3)$$

Endüktif yük halinde, yük akımı çıkış gerilimi ile hemen değişmez. Q_1 , $t = T_0/2'$ de iletimden çıkarıldığında yük akımı sıfır oluncaya kadar D_2 , yük ve alttaki yarı DC kaynak üzerinden geçmeye devam etmek ister. Q_2 , T_0' da iletimden çıkarıldığında yük akımı D_1 , yük ve üstteki yarı DC kaynak üzerinden geçer. D_1 ve D_2 diyotları iletme girdiğinde, enerji DC kaynağa geri verilir ve bu diyotlar geri besleme diyotları olarak isimlendirilirler. Şekil 2-1.c endüktif yük halinde, yük akımı ve elemanların iletim aralıklarını gösterir. Endüktif yük halinde bir transistör sadece $T_0/4$ (veya 90°) süresince iletimdedir. Yükün güç faktörüne bağlı olarak bir transistörün iletim periyodu 90° den 180° ye değişebilir.

Transistörlerin yerini GTO veya zorlamalı komütasyonlu tristörler alabilir. Eğer t_q bir tristörün iletimden çıkma süresi ise, iletme giren tristörler arasında t_q kadar minimum gecikme zamanı olmalıdır. Aksi takdirde, iki tristör üzerinden kısa devre meydana gelir. Bu nedenle bir tristörün maksimum iletim $T_0/2 - t_q$ olmalıdır. İnverterin istenileni vermesi için lojik devrede bunlar göz önüne alınmalıdır.

RL yükü halinde, ani yük akımı;

$$i_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \sin(n\omega t - \theta_n) \quad (2-4)$$

Burada $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L / R)$ 'dir. Eğer I_{o1} efektif temel yük akımı ise temel çıkış gücü ($n = 1$ için)

$$P_{o1} = V_1 \cdot I_{o1} \cdot \cos \theta_1 = I_{o1}^2 \cdot R \quad (2-5)$$

$$= \left[\frac{2V_s}{\sqrt{2}\pi\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \right]^2 \cdot R \quad (2-5a)$$

2.2 Tek Fazlı Köprü İnverterler

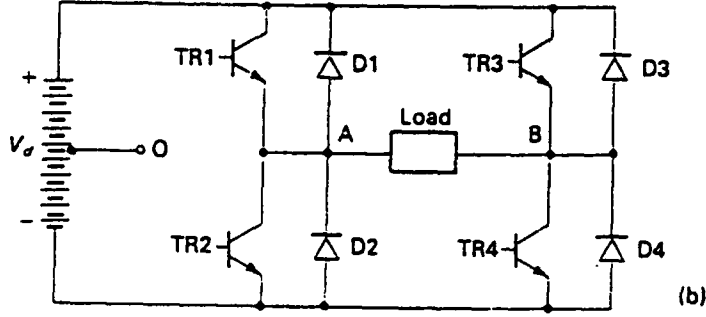
Tek fazlı köprü inverter şekil 2-2a da gösterilmiştir. Dört transistören oluşur. Normalde TR1 ve TR2 transistörleri 180 derece aralıkla anahtarlanarak yükün A ucunun dc kaynağın pozitif ve negatif ucuna sırayla bağlanmasını sağlar. Aynı şekilde TR3 ve TR4 transistörleri de yükün B ucunu sırayla dc kaynağın pozitif ve negatif ucuna bağlar. TR1 ve TR4 transistörleri aynı anda iletme sokulduklarında giriş gerilimi V_d yük üzerine uygulanmış olur. Benzer olarak, TR2 ve TR3 aynı anda iletme girerse yük üzerine $-V_d$ uygulanır.

Normalde kullanılmamasına rağmen sıfır noktası referans alındığında, şekil 2-2b de V_{ao} ve V_{bo} ' in kare dalga şeklinde ve genliğinin $V_d / 2$ olduğunu görürüz. Bu gerilime, kutup gerilimi adı verilir ve asıl yük gerilimi bu gerilimden farklıdır.

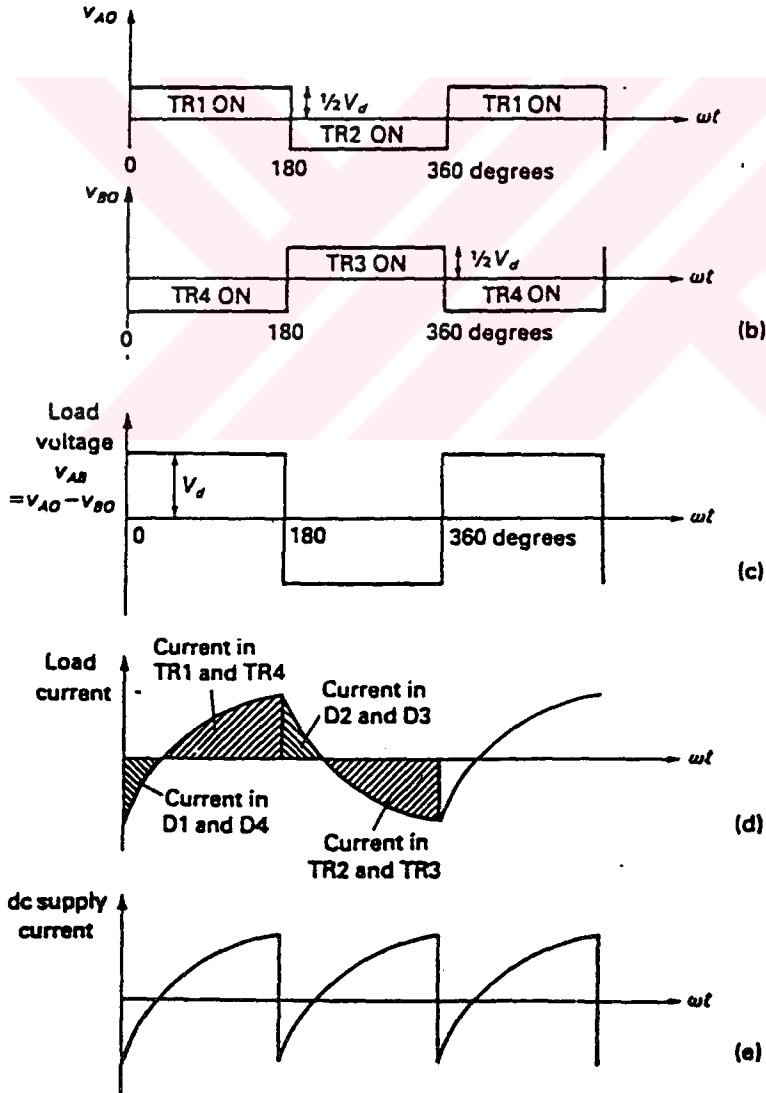
$$V_{ab} = V_{ao} - V_{bo}$$

Şekil 2-2c de genliği V_d olan bu dalga şekli gözükmemektedir.

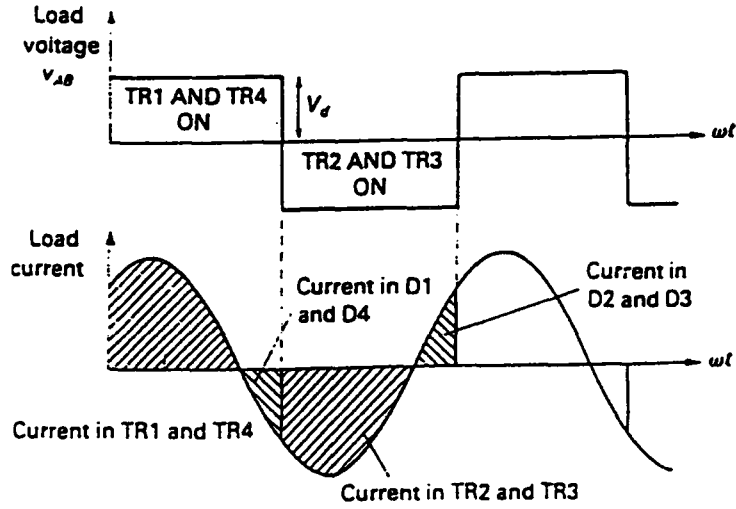
Rezistif bir yük için akım şekli de kare dalga şeklindedir. Yük akımı ani yön değiştirdiği için geribesleme diyotları kullanılmaz.



2.2a Tam Köprü Devre



2.2 b) Kutup gerilimleri c) Yük gerilimi d) Yük akımı e) dc kaynak akımı



2.2 f) ileri güç faktörlü tek faz köprü inverter gerilim ve akım şekli

Eğer invertere endüktif bir yük uygulanacaksa, akım uygulanan gerilimin gerisinde kalır. Şekil 2-2d de kare dalga inverterin beslediği RL devresindeki yük akımı gözükmektedir.

Yük gerilimi terse döndükten belli bir süre sonra yükün ani güç harcaması negatif olacaktır. Çünkü bu aralıkta akım ve gerilim ters yönlüdür. Bu endüktif yükte biriken enerjinin geri besleme diyotları üzerinden kaynağa geri verildiğini gösterir.

Şekil 2-2d de yükte biriken enerjinin hangi diyotlar üzerinden geçtiği belirtilmiştir. Sıfır anında TR2 ve TR3 ün enerjisi kesilir ve TR1 ile TR4 tetiklenir. Ancak endüktif yükü besleyen akım bir süre B den A ya doğru yani negatif yönde akmaya devam eder. Bu negatif yük akımı D1 ve D4 geri besleme diyotları üzerinden kaynağa geri verilir.

Periyodun devamında, yük akımı sıfıra düşüp terse döndüğünde artan bir pozitif akım TR1 ve TR4 transistörlerinden geçer. Bu ani akım dönüşümü yüke bağlıdır ve bir yarı periyot boyunca herhangi bir zaman olabilir. Yarım periyodun sonunda TR1 ve TR4 sönüp TR2 ve TR3 tetiklenir. Bu kez de pozitif yük akımı D2 ve D3 geribesleme diyotları üzerinden kaynağa geri verilir.

Eğer inverter güç faktörü ilerde (kapasitif) olan bir yükü beslerse, yine yükten kaynağa doğru enerji geribeslemesi olacaktır. Bu kez yük akımı sinüsoidale yakın olur ve yük geriliminden daha önce ters yöne dönecektir. (Şekil 2-2f)

Bu yük koşullarından dolayı bu tip yüklerde kendinden sönümlü transistörler yerine zorlamalı komutasyona gerek kalmadığı için tristörler de kullanılabilir.

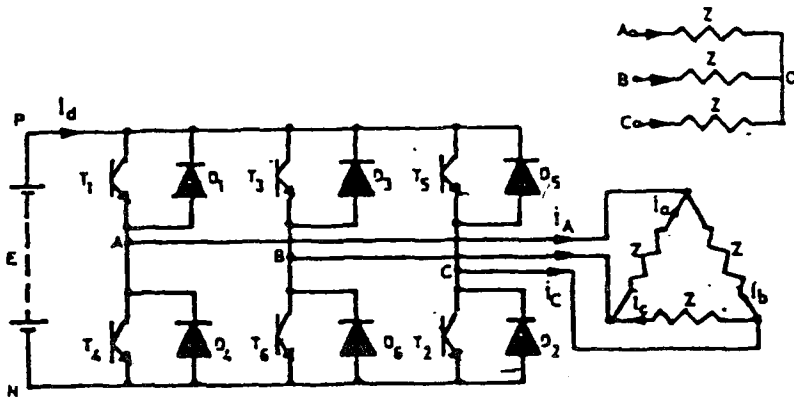
DC kaynak akımı, yarım periyottaki ters kutuplaşma dışında yük akımı ile tamamen aynıdır.(Şekil 2-2e) DC kaynak akımının negatif olduğu bölgeler, geribesleme diyotlarının iletimde olduğu yani yükün DC kaynağı beslediği anlardır.

Ortalama DC kaynak akımı ortalama inverter gücünden bulunabilir. Çünkü inverter neredeyse kayıpsızdır ve ortalama DC akım yük gücü ile orantılıdır.

İnverter, ani frenlemede bir jeneratör gibi davranan AC bir motoru da besleyebilir. Fren çalışmada, kare dalga tetikleme sinyalleri yarım dalga periyot boyunca transistörleri yine iletime sokar, ancak transistörlere bağlı geribesleme diyotlarının iletimde kalma süreleri transistörlerden daha uzundur. Böylece DC kaynak akımının ortalama değeri negatif olur. Bu negatif akım, bir AC jeneratördeki enerjini DC kaynağına verildiğini gösterir. Bir DC batarya bu rejeneratif enerjiyi emebilir, ancak bir doğrultucu yapamaz. Bu nedenle, DC baralı çeviricilerde, DC bara gerilimi, filtre kapasitelerinin aşırı şarjından dolayı artar. Genelde bu rejeneratif enerji dinamik frenleme dirençleriyle yok edilir.

2.3 Üç Fazlı İnverterler

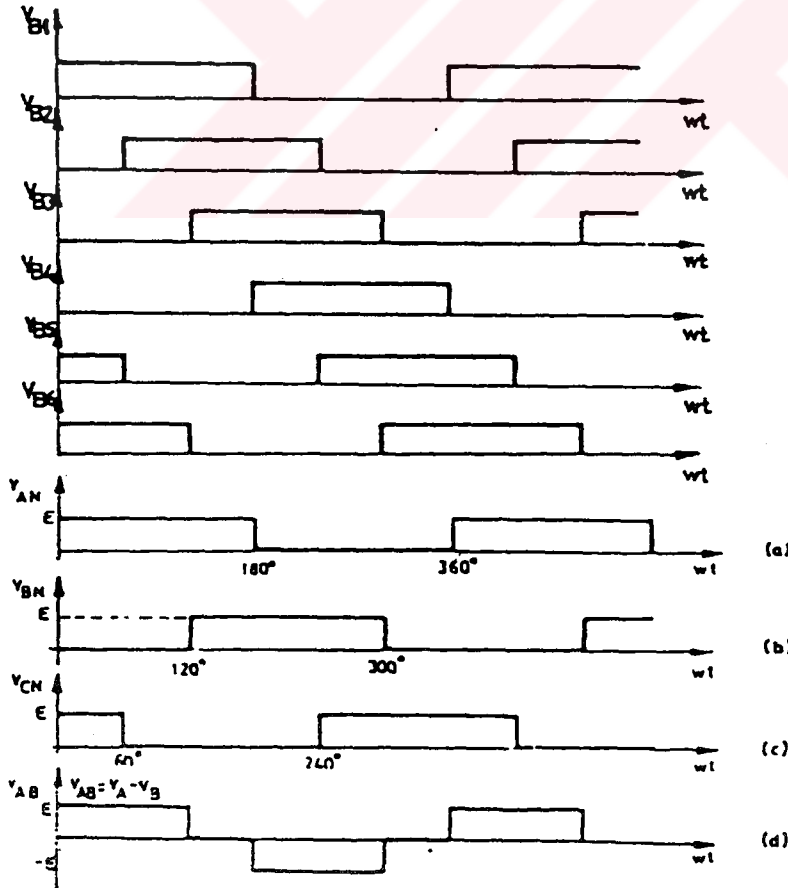
Şekil 2.3' de transistörlü üç fazlı gerilim beslemeli köprü evirici devresi verilmiştir. Üç fazlı evirici devreleri, bir fazlı tam dalga köprü eviriciye bir paralel kol daha eklenerek elde edilmektedir.



Şekil 2.3 Üç fazlı gerilim beslemeli evirici devresi.

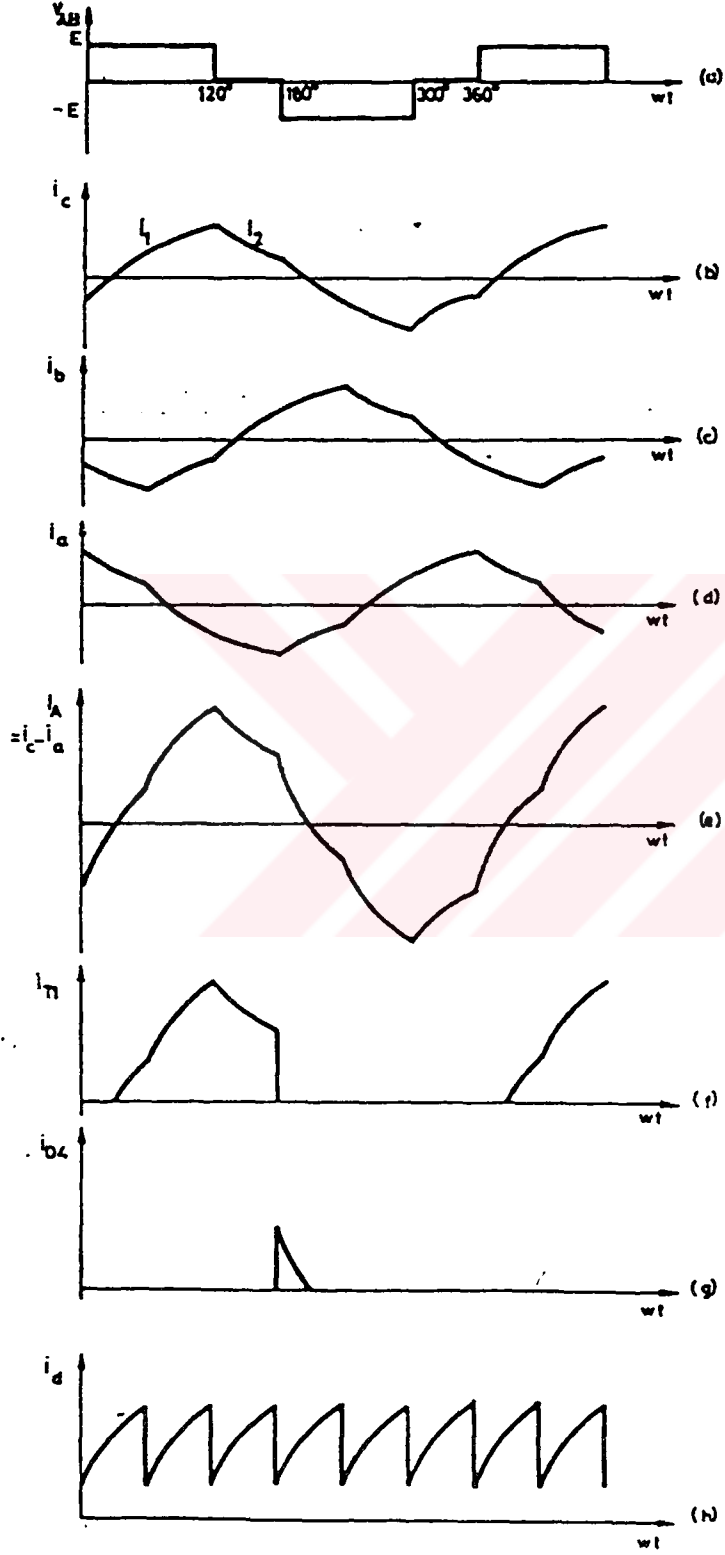
Bu evirici devresinde güç transistörleri kullanılmaktadır. T1,T2,T3,T4,T5,T6 transistörleri sıra ile her biri 120 derece veya 180 derece iletimde kalacak şekilde anahtarlanmaktadır. Bu nedenle evirici dalga çıkış dalga biçimleri iletim biçimlerine göre değişmektedir. İletimde olan transistör öyle bir ayarlanmalıdır ki üç fazın gerilimleri toplamı her an sıfır olmalıdır. köprünün altı transistöründen herhangi birinin yanlış iletime geçirilmesi veya iletim süresinin uzatarak, kendinden sonra iletime geçecek transistörün iletim süresince de iletimde kalması eviricinin güç devresini oluşturan köprüde istenmeyen kol kısa devresine yol açacaktır. Kol kısa devresini önlemek için ise, her bir koldaki alt ve üst transistörlerin anahtarlanması sırasında her ikisinin birden kesimde tutulduğu bir minimum olü zaman gereklidir. Eviricinin kontrol devresi tasarlanırken bu konuya özel önem verilmelidir . Eviricideki geri besleme diyotları yükte biriken enerjiyi kaynağa geri vermek için kullanılmaktadır. Eviricinin çıkış frekansı, transistörlerin anahtarlama frekansı ile belirlenmektedir.

Üçgen bağlı direnç - endüktans durumunda üç fazlı eviricinin çıkış dalga biçimleri Şekil 2.4'de görülmektedir. Burada V_{an}, V_{bn}, V_{cn} faz gerilimleri ve V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} ise faz gerilimlerinin birbirinden çıkarılması ile elde edilen faz arası gerilimlerdir.



Şekil 2.4 üç fazlı eviricinin üçgen bağlı yük durumunda çıkış gerilimi dalga şekilleri.

Faz akımları, fazlara uygulanan gerilim basamağı değişikçe oluşan bir dizi üstel akımdan oluşmaktadır. Şekil 2.5' de üçgen bağlı bir direnç endüktans yükünün faz ve hat akımlarının dalga şekilleri gösterilmektedir.



Şekil 2.5 Üç fazlı eviricinin üçgen bağlı direnç – endüktans yüküne bağlanması durumunda akım dalga biçimleri.

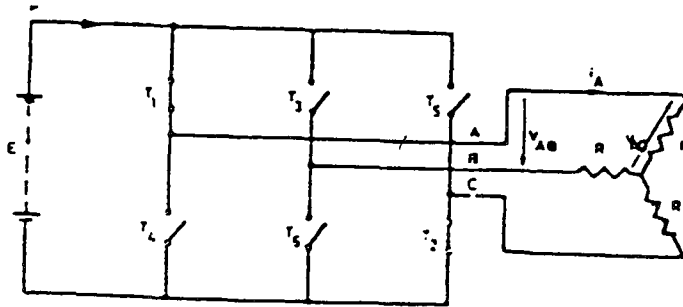
Devrenin çalışması aşağıdaki gibi açıklanabilir;

T4,T5,T6 transistörlerinin iletimde olduğu varsayılırsa T1 transistörü iletime geçirilip,T4'ün kesime getirildiği an zamanın başlangıcı olarak seçilebilir. Bu durumda,yükün C fazına uygulanan gerilim ilk 120 derece için +E olur (Şekil 2.5a). Bu üstel olarak artan i akımını üretir (Şekil 2.5b). Yük zaman sabiti gözönüne alındığında T3 iletime geçirilip T6 kesime getirildiğinde faz akımının akmakta olduğu gözlenir. Böylece C fazının her iki ucuda (+) ucuna bağlanır ve faz gerilimi sıfıra indirilir. Bununla birlikte endüktif akım,T1 ve D3 elemanları üzerinden dolaşımını devam sürdürür. Bunun sonucu olarak faz akımı (I_2) üstel olarak sıfıra doğru azalır (Şekil 2.5b). 180 derecede T4 iletime geçirilip,yarı periyot sona erince C fazının uçlarına E gerilimi ters yönde uygulanır. Diğer fazların dalga biçimleri de,bu fazın dalga biçimlerinin 120 derece ve 240 derece kaydırılmasıyla çizilebilir. Hat akımı I_a , $I_a=I_c-I_a$ dan bulunur (Şekil 2.5e).

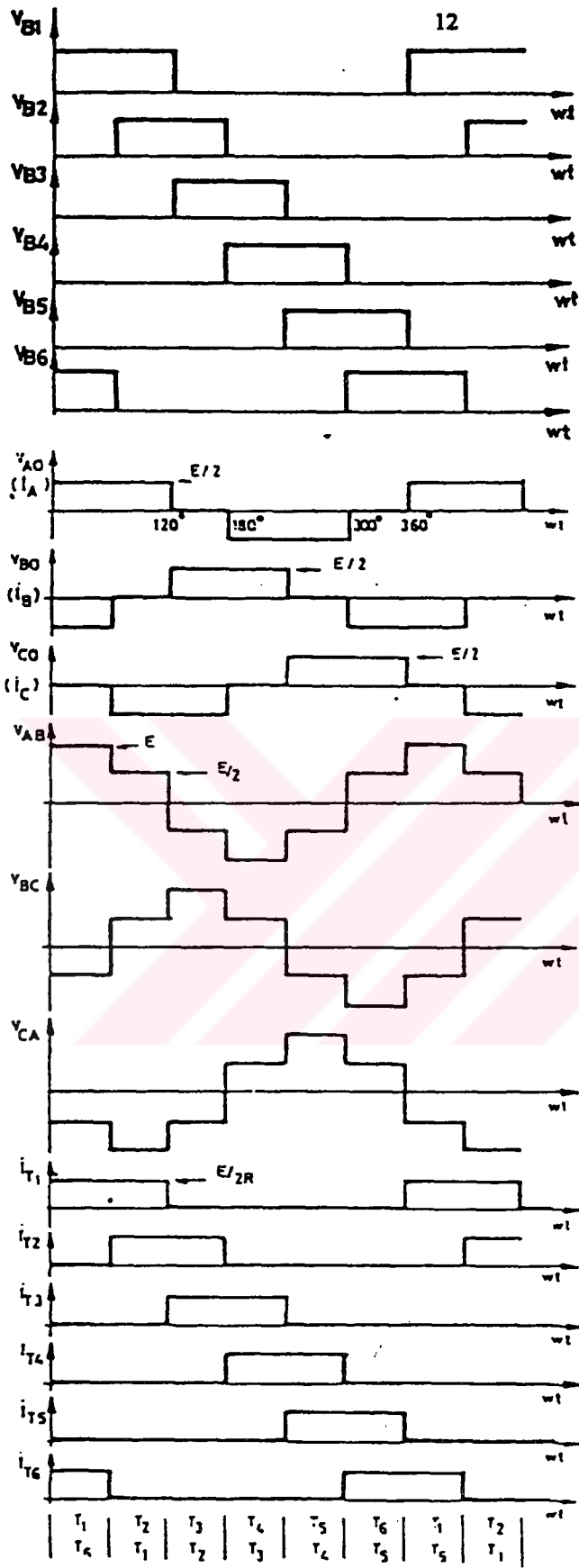
Üç fazlı eviricide anahtarlama elemanlarının her birinin 120 derece iletimde olması veya 180 derece iletimde olması durumlarında evirici çıkış dalga biçimleri değişmektedir. Şimdi bu iki ayrı çalışma durumunu ayrı ayrı inceleyelim.

2.3.1. 120 derece iletim durumu

Bu durumda her bir anahtarlama elemanı bir periyotta 120 derece iletimde kalmaktadır. Bu periyot süresince bir başka tümleşik anahtarlama elemanlarıyla 60 derece iletimde kalmaktadır. Şekil 2.6a' da bu ilkeye göre çalışan üç fazlı evirici devresi verilmektedir. Şekilden de görüleceği gibi yük saf omiktir. Bu yüke göre çıkış dalga biçimleri de Şekil 2.6b' de verilmiştir.



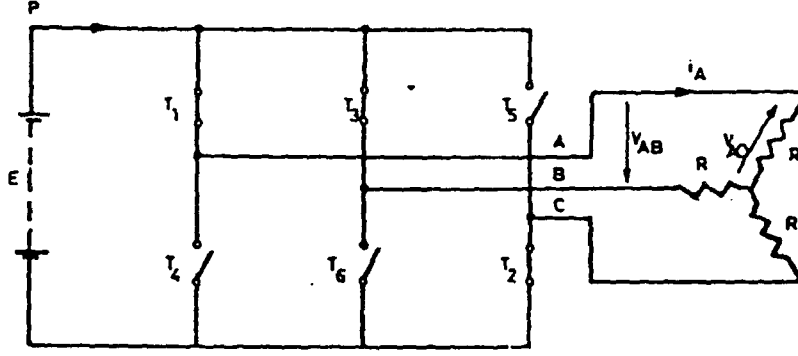
Şekil 2.6a 120 derece iletim durumunda üç fazlı evirici devresi.



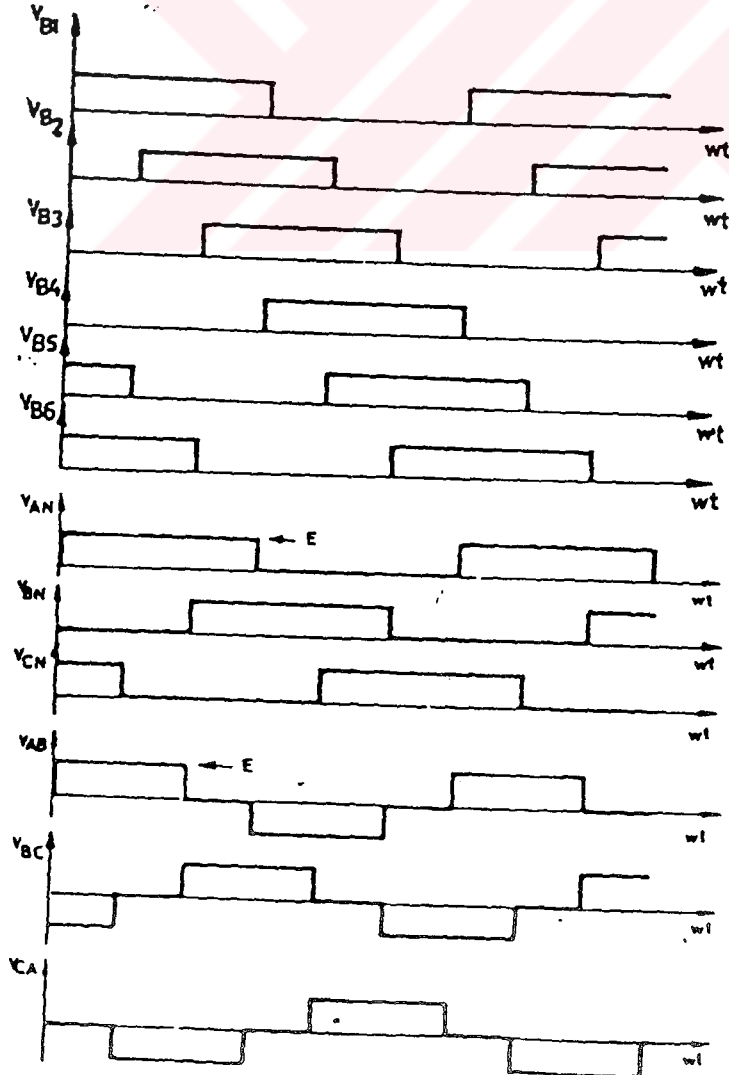
Şekil 2.6b 120 derece iletim durumunda çıkış dalga şekilleri.

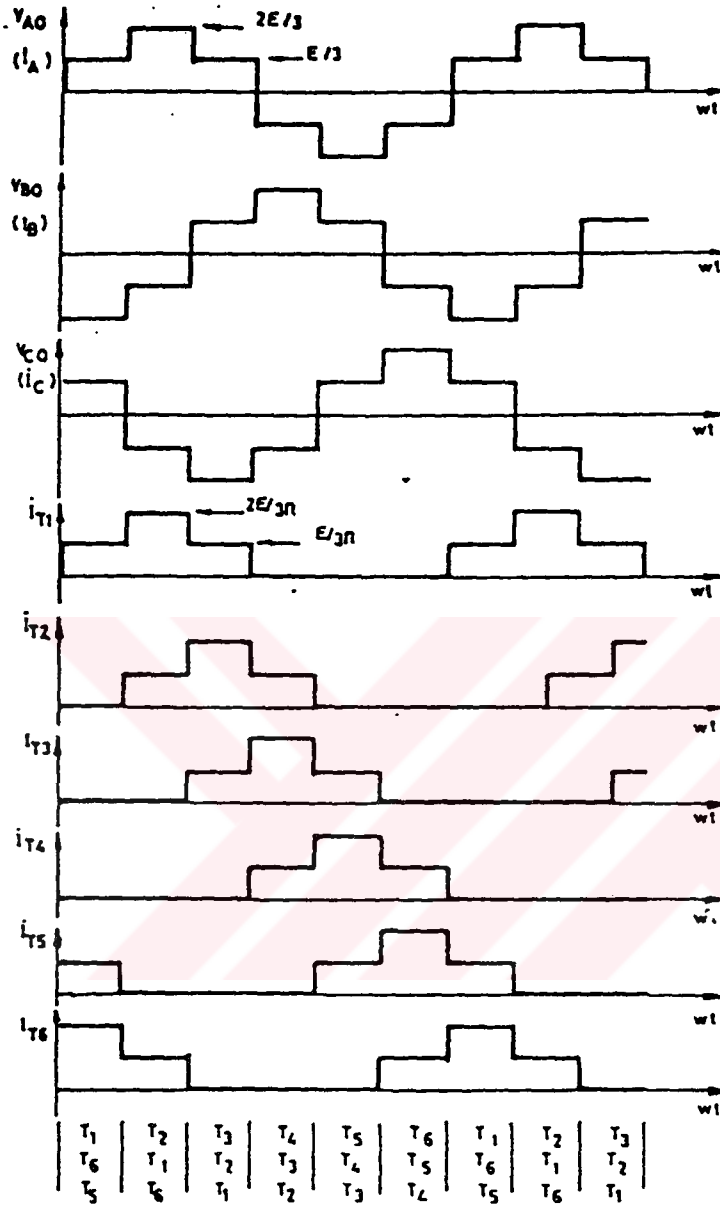
2.3.2. 180 İletim Durumu

Uygulamada daha çok, 180 derece iletimde kalan evirici tipi kullanılmaktadır. Bu tür eviricilerde bir T anında bir kolda tek bir transistör öbür kolda ise bir transistör paralel olarak devrede bulunurlar. Şekil 2.7' de bu ilkeye göre çalışan üç fazlı evirici devresi ve çıkış dalga şekilleri görülmektedir.



(a)

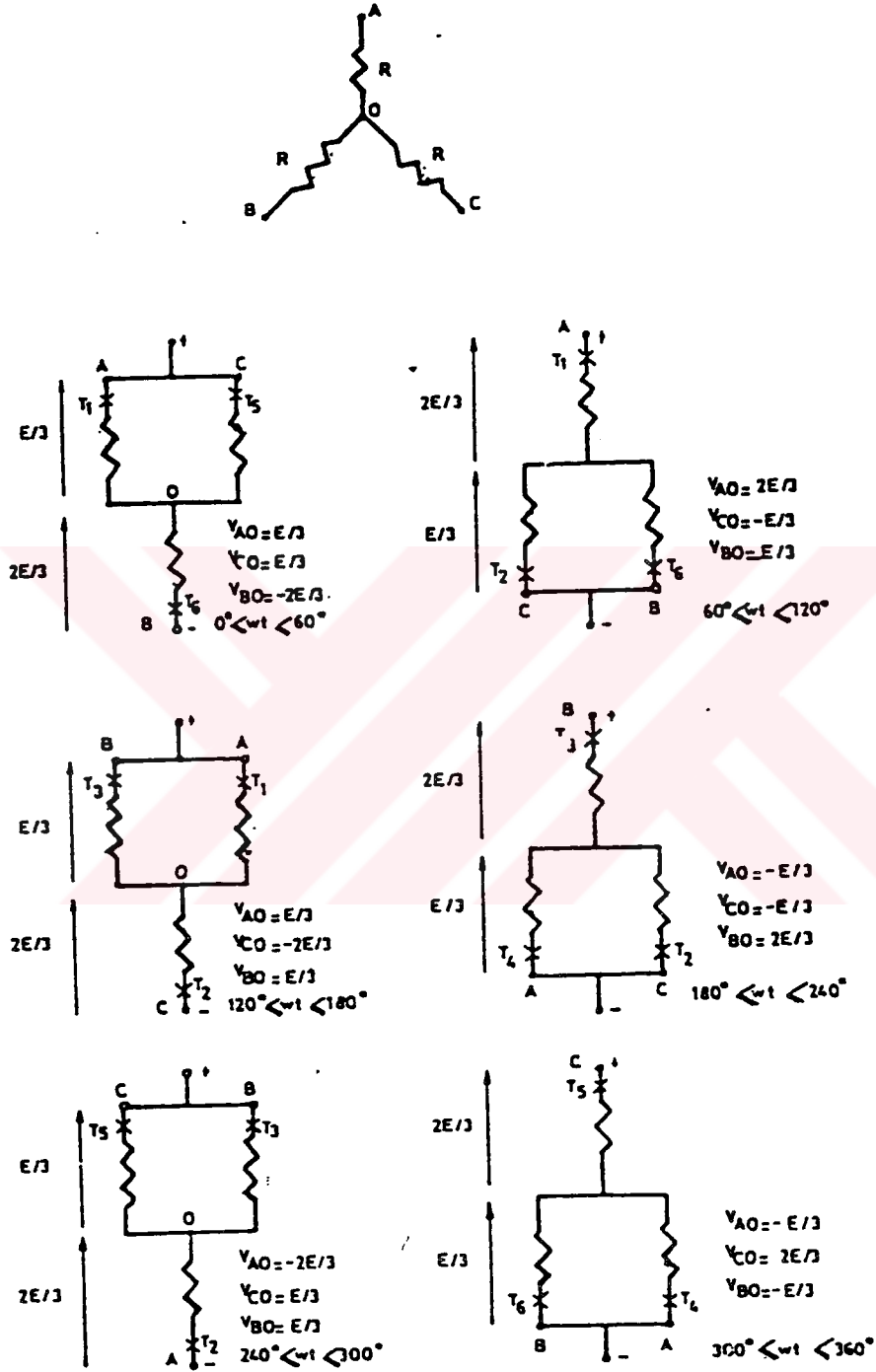




Şekil 2.7 a) üç fazlı evirici devresi

b) 180 derece iletim durumunda çıkış dalga şekilleri

Şekil 2.8' da yıldız bağlı dengeli direnç yükünde ve 180 derece iletim durumunda şekil 2.7'deki faz gerilim ve akım dalga şekillerinin belirlenmesi için yapılan analiz sonuçları verilmektedir.



Şekil 2.8 Faz akım ve gerilim dalga şekillerinin belirlenmesi için yapılan analiz sonuçları.

2.4 Performans Parametreleri

Pratikte, inverter çıkışları harmonikler içerir ve inverter kalitesi normal olarak aşağıdaki performans parametrelerine göre değerlendirilir.

2.4.1 Harmonik Faktörü

n. dereceden bir harmoniğin, harmonik faktörü, tek tek harmoniklerin dağılımı olup :

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1} \quad (2.6)$$

ile ifade edilir ki, burada V_1 ; ana dalganın efektif değeri ve V_n ; n. dereceden dalganın efektif değeridir.

2.4.2 Toplam Harmonik Distorsyonu

Toplam harmonik distorsyonu, dalga şekli ile bu dalga şeklinin bileşenleri arasındaki şekil benzerliğinin bir ölçüsü olup ;

$$THD = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{n=2,3,-}^{\infty} V_n^2 \right)^{1/2} \text{ 'dir.} \quad (2.7)$$

dir.

2.4.3 Distorsyon Faktörü

THD, toplam harmonik mevcudiyetini verir, fakat her bir harmoniğin tek tek seviyesini belirtmez. Eğer inverterlerin çıkışında bir filtre kullanılırsa, yüksek dereceli harmonikler daha kuvvetli biçimde zayıflayacaktır. Bundan dolayı, her dalganın frekans ve genliğinin bilinmesi son derece önemlidir. Distorsyon faktörü, belli bir dalga şeklinde, ikinci seviyeden bir zayıflamaya uğradıktan sonra (n^2 'ye bölüldükten sonra) kalan harmonik distorsyonunu belirtmektedir. Böylece DF, istenmeyen harmoniklerin azaltılmasındaki etkinliğin bir garantisini, çıkıştaki ikinci seviyeden yük filtresini görme zorunluluğunu ortadan kaldırarak gösteren bir ifade olup ;

$$DF = \frac{1}{V_1} \left[\sum_{n=2,3,4,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (2.8)$$

şeklindedir. Tek tek ya da n. harmoniğe ait distorsyon faktörü ;

$$DF_n = V_n / V_1.n^2 \quad (2.9)$$

şeklinde bulunabilir.

2.4.4 En Düşük Mertebeli Harmonik

En küçük dereceli harmonik, frekansı ana dalga frekansına en yakın olan ve genliği ana dalga genliğinin en az %3'üne eşit ya da bu değerden daha büyük olan harmoniktir.

3- PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu) İnverterler

Günümüzde endüstrinin bir çok alanında kullanılan inverterlerin , çıkış geriliminin bazı durumlarda kontrol edilmesi istenir. Bu durumlardan bazılarını şu şekilde sıralayabiliriz.

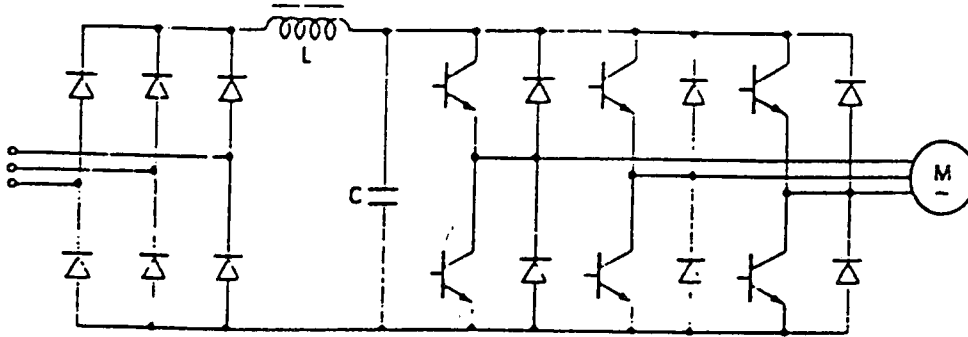
DC Giriş Geriliminin Kontrolü

İnverterlerin Gerilim ayarı

Sabit V / F Kontrolünde

Bu sayılanların sağlanması için çeşitli teknikler kullanılır. Bu tekniklerin en etkililerinden biri Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) tekniğidir.

PWM tekniği kullanılan inverterler ana akım devresi itibariyle klasik altı basamaklı inverterlerle aynı yapıya sahiptir. Ama kontrol devrelerinde yapılan değişikliklerle avantajlar sağlanmaktadır. PWM , temel elektronik devre elemanlarıyla gerçekleştirildiği gibi son yıllarda gelişme gösteren mikro işlemciler yardımıyla da gerçekleştirilmektedir. Mikro işlemcilerin kullanılmaya başlandığı ilk yıllarda referans sinyali mikro işlemciden sağlanıp, operasyonel amplifikatörlü bir devreyle elde edilen taşıyıcı sinyali ile karşılaştırılarak PWM sinyali elde edilirdi. Daha sonraki gelişmelerde PWM sinyallerin açılar , daha önceden hesaplanıp bir hafıza elemanında toplandı ve mikro işlemci yardımıyla PWM sinyali elde edildi. Mikro işlemcilerin hızlarının çok fazla artmasıyla bu hesaplama işlemi aynı anda yapılarak (On Line) PWM sinyalleri elde edilmeye başlandı.



Şekil 3.1 Diyot köprü redresör beslemeli bir 3 fazlı transistörlü inverter

İnverterlerde gerilim kontrolü, inverter çıkış gerilimi dalga şeklinin kontrolü ile sağlanır. Dolayısıyla inverterlerin beslenmesi için girişinde kontrollü bir doğrultucuya gerek duyulmamaktadır. Şekil 3.1' de gösterilen basit örnek devrede kontrolsüz diyot doğrultucusu kullanılmıştır. Gösterilen devrede PWM inverterin avantajı faz değiştirme hızı yüksek olan güç transistörlerinin kullanılmış olmasıdır. Ayrıca güç MOSFET'leri SIT, IGBT, MCT, SITH gibi anahtarlama elemanlarında kullanılmaktadır. Yüksek güçlerde ise Tristör ve GTO'lar kullanılmaktadır. Ancak bunlardan elde edilen anahtarlama hızları düşüktür. Bu yüzden SITH ve MCT elemanları geliştirilmiştir. Bunlardan MCT tristör gibi tetiklenir kısa bir darbe ile ilettime girer ve çıkar. Yüksek güç ve anahtarlama hızları vardır. İletime girerken anot ile katot arasında negatif bir gerilim, çıkarkende pozitif bir gerilim uygulanır. SITH ise GTO ile aynı şekilde ilettime girer ve çıkar. Anahtarlama hızları yüksek di/dt , dV/dt oranları GTD'dan daha yüksektir.

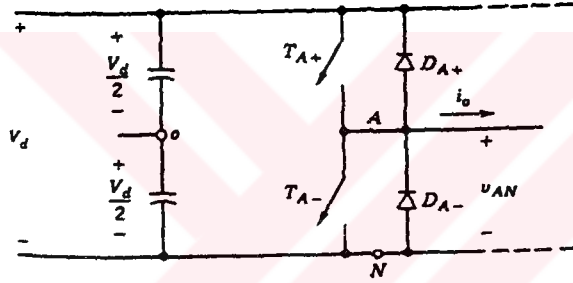
PWM de amaç ana kare dalgada darbeler oluşturmak ve bu darbelerin genişliğini değiştirmek suretiyle çıkış ana dalgasının temel bileşenini değiştirmektir. Darbelerin yarı periyottaki sayılarının değiştirilmesiyle başlıca anahtarlama harmoniklerinin frekansını yükseltmek suretiyle, motor endüktansının harmonik akımların sınırlanması sağlanır. Anahtarlama frekansının yükselmesi anahtarlama kayıplarının artmasına da sebep olur.

Çıkış frekansının kontrolü için inverterdeki elemanlarının faz değiştirme zamanlarının değiştirilmesi yeterli olacaktır. Böylece çıkış gerilimi ve frekansı aynı anda inverterden kolayca ayarlanabilecektir. Bu özellik, PWM inverterlerin, altı basamaklı inverterlere göre bir üstünlüğüdür.

Üç fazlı inverterin çıkış dalga şekillerinde ise birbirinden 120 derece faz farkı olmalıdır. Bu yüzden PWM sinyalleri arasında da 120 derece faz farkı bulunmalıdır. Bu tek darbe modülasyonunu ve bununla birlikte faz değişiminin kayması önlenecektir. Genel olarak PWM sinyalleri yüksek frekanslı bir üçgen taşıyıcı dalga (V_c) ile düşük frekanslı modülasyon dalgası (V_e)nin bir komparatörde karşılaştırılmasından elde edilir. Taşıyıcı dalganın frekansının referans dalganın frekans oranına (p) denir. p üç fazlı sistemlerde üç ve üçün katları olmalıdır, böylece fazlar arası denge sağlanır. Sinüs dalgasının genliğinin taşıyıcı dalganın genliğine oranına modülasyon indeksi (M) denir. Modülasyon indeksinin değiştirilmesiyle çıkış geriliminin temel bileşeninin genliği ayarlanır.

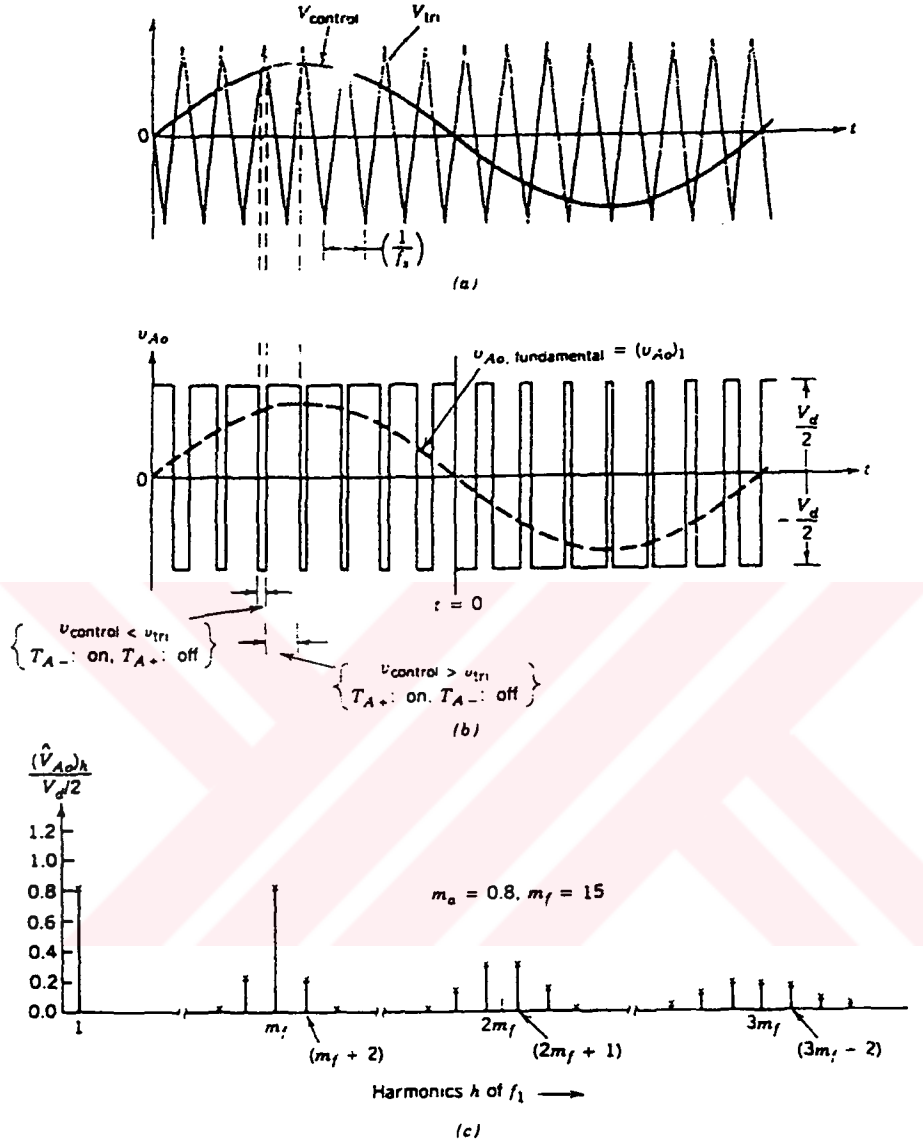
3-1. Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) İle Anahtarlama Tekniği

PWM tekniği prensip olarak incelemek için Şekil 3.2' deki bir fazlı eviriciyi ele alalım. Bu eviricide giriş doğru gerilimi sabit olup V_d değerindedir. Çıkış geriliminin dalga şeklinin sinüse yakın olması için istenilen frekanstaki bir sinüs kontrol işareti ile üçgen dalga karşılaştırılır. Üçgen dalganın frekansı, eviricinin anahtarlama frekansını belirler ve üçgen dalganın frekansı V_{tri} genliği boyunca sabit tutulur.



Şekil 3-2 Tek fazlı inverter

PWM kavramı anlatmadan önce birkaç terimi tanımlamak gerekir. Üçgen dalganın (V_{tri}) frekansı, evirici anahtarlarının frekansını belirleyen F_s frekansındadır. Kontrol işareti ($V_{control}$), anahtar boşluk oranını ve evirici çıkış geriliminin temel birleşiminin frekansı olan F_1 frekansını modüle etmek için kullanılır.



Şekil 3.3 Darbe genişlik modülasyonu

Çıkış geriliminin F_1 frekanslı bir temel bileşeni olup pek çok üst bileşenleri vardır.

Genlik modülasyon oranı

$$m_a = V_{\text{control}} / V_{\text{tri}} \quad (3-1)$$

olarak tanımlanır. V_{control} kontrol işaretinin genliği ve V_{tri} üçgen dalganın genliğidir.

Frekans modülasyon oranı ;

$$m_f = f_s / f_1 \quad (3-2)$$

olarak tanımlanır.

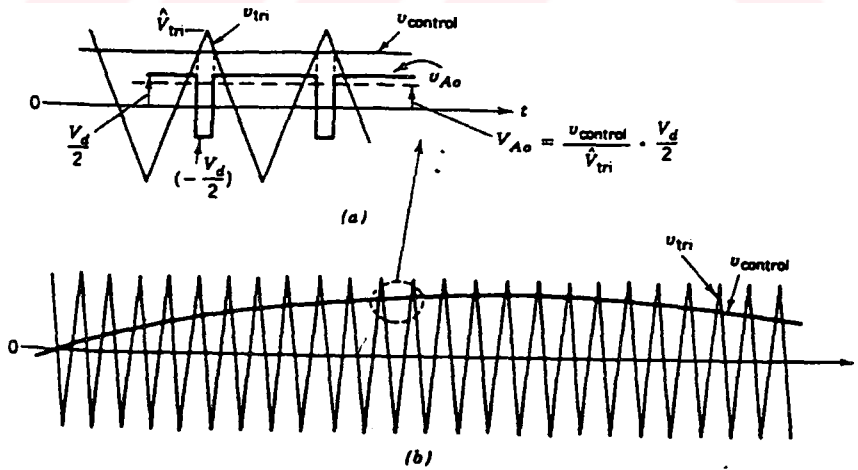
Şekil 3-2' daki evirici T_{A+} ve T_{A-} anahtarları $V_{control}$ ve V_{tri} 'nin karşılaştırılmasına dayanarak kontrol edilir ve aşağıdaki çıkış gerilimi V_{Ao} akımının yönüne bağlı olmaksızın elde edilir.

$$\begin{aligned} V_{control} > V_{tri} & \quad T_{A+} \text{ iletimde } V_{Ao} = V_{d/2} \\ V_{control} < V_{tri} & \quad T_{A-} \text{ iletimde } V_{Ao} = -V_{d/2} \end{aligned} \quad (3-3)$$

İki anahtar hiçbir zaman aynı anda kesimde olmayacağından çıkış gerilimi V_{Ao} , $V_{d/2}$ ve $-V_{d/2}$ değerleri arasında dalgalanır. Çıkış geriliminin temel bileşeni ($m_f = 15$ ve $m_a = 0.8$ değerleri için) Şekil 3-3b de kesik çizgilerle gösterilmiştir.

Şekil 3-3a ve Şekil 3-3b de belirtilen koşullar altında $(V_{Ao})_h / (V_{d/2})$ şeklinde normalize edilerek gösterilmiştir. Bu spektrum ($m_a \leq 1.0$ için) üç temel hususu ortaya koyar :

Çıkış geriliminin temel bileşeninin tepe değeri $(V_{Ao})_1$, $(V_{d/2})$ nin m_a katıdır. Kontrol gerilimi aşağı çekildikçe, V_{Ao} gerilimindeki boşluk oranı artacak, kontrol gerilimi yukarı çıktıkça V_{Ao} geriliminin ortalama değeri büyüyecektir.



Şekil 3-4 Sinüsodial Darbe Genişlik Modülasyonu

Çıkış gerilimini ortalama değeri için ,

$$V_{Ao} = (V_{control} / V_{tri}) \cdot (V_{d/2});$$

$$V_{control} \leq V_{tri} \quad (3-4)$$

yazılabilir.

$V_{control}$ geriliminin anahtarlama periyodu sırasında çok az değiştiğini varsayalım; şöyleki, m_f Şekil 3-4b' deki gibi büyük olsun. Bu durumda $V_{control}$ geriliminin anahtarlama periyodu sabit olduğu varsayılır. Bu varsayımdan hareket ederek (3-4) bağıntısının bir anahtarlama periyodundan diğerine, V_{Ao} 'ın 'ani ortalama değerinin' nasıl değiştiğini gösteren bir bağıntı olduğunu görürüz.

Kontrol geriliminin sinüs biçimli olması durumunda, evirici çıkış geriliminin daha az harmonik içereceği açıktır. Frekansı, evirici çıkış frekansına eşit olan ($f_1 = \omega_1 / 2\pi$) sinüsoidal bir gerilim göz alalım:

$$V_{control} = V_{control} \cdot \sin(\omega_1 t) \quad (3-5)$$

$$V_{control} \leq V_{tri}$$

3-5 bağıntısını 3-4'de yerine koyarsak,

$$\begin{aligned} (V_{Ao})_1 &= V_{control} / V_{tri} \cdot \sin(\omega_1 t) \cdot V_{d/2} \\ &= m_a \cdot \sin(\omega_1 t) \cdot V_{d/2} \quad (m_a \leq 1.0 \text{ için}) \end{aligned} \quad (3-6)$$

sonuç olarak;

$$(\dot{V}_{Ao})_1 = m_a \cdot V_{d/2} \quad (m_a \leq 1.0) \quad (3-7)$$

bağıntısı elde edilir ki buda sinüsoidal PWM modülasyonda çıkış geriliminin temel bileşeninin genliğinin ($m_a \leq 1.0$ olmak şartı ile) m_a ile lineer olarak değiştiğini gösterir. Bu nedenle m_a 'nın 0 ile 1 arası değerleri lineer aralık olarak adlandırılır.

Evirici çıkış gerilimindeki harmonikler anahtarlama frekansının ve bu frekansın $m_f, 2 m_f, 3 m_f$ şeklindeki üst katlarının civarında merkezleşen yanbandlar olarak ortaya çıkar. Bu genel model , m_a 'nın 0-1 aralığı için geçerlidir.

$m_f \geq 9$ modülasyonu oranı için, (bu oran yüksek güçlerin haricinde daima kullanılır) m_f harmoniklerin oluştuğu frekansı belirlerse de harmoniklerin genlikleri m_f 'den hemen hemen bağımsızdır, teorik olarak harmoniklerin oluştuğu frekanslar

$$f_h = (j \cdot m_f \pm k) \cdot f_1$$

şeklinde ifade edilebilir. Şöyleki, h harmonik mertebesi . m_f 'nin j katının k . yanbandına karşı düşer;

$$h = j \cdot (m_f) \pm k \quad (3-8)$$

Temel bileşen frekansı için $h=1$ ' dir. J 'nin tek değerleri için harmonikler yalnızca k 'nın çift değerlerinde bulunur. J 'nin çift değerleri için harmonikler yalnızca k 'nın tek değerlerinde mevcuttur.

Tablo 3.1' de normalize harmonikler $(V_{Ao})_h / (V_{d2})$ ($m_f \geq 9$ olduğu varsayılarak) genlik modülasyon oranı m_a ' nın bir oranı olarak sıralanmıştır. Tabloda yalnızca denklem 3-8' deki $j=4$ ' e kadar olan önemli harmonikler belirtilmiştir.

h \ m_a	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1 fundamental	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
m_f	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 4$					0.018
$2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_f \pm 5$				0.013	0.033
$3m_f$	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
$3m_f \pm 2$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$3m_f \pm 4$		0.012	0.047	0.104	0.157
$3m_f \pm 6$				0.016	0.044
$4m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$4m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$4m_f \pm 5$			0.034	0.084	0.119
$4m_f \pm 7$				0.017	0.050

Tablo 3.1 m_a nın fonksiyonu şeklinde m_f nin yüksek değerleri için geliştirilmiş V_{Ao} ' ın harmonik tablosu

Tablo 3.1 incelendiğinde, denklem 3-7' de de belirtildiği gibi, çıkış geriliminin temel bileşeninin genliğinin, m_a ile lineer değiştiği anlaşılmaktadır.

m_f tek tam sayı olmalıdır. m_f tek tam sayı seçildiğinde, orjine göre yarım dalga simetri ($f(t) = -f(t + T_s/2)$) ile birlikte tek simetri ($f(-t) = -f(t)$) mevcuttur. (şekil 3-3c de $m_f = 15$ için bu durum gösterilmiştir.) Bu nedenle yalnızca tek harmonikler görünmez. Başka bir deyişle, Fourier serisinde kosinüslü terimler sıfır olup yalnızca sinüslü terimler vardır.

Şimdi anahtarlama frekansı ve frekans modülasyon oranı m_f 'nin seçimini tartışabiliriz :

Yüksek frekanslı harmoniklerin filtrelenmesinin, görece olarak daha kolay olmasından dolayı, anahtarlama frekansının mümkün olduğu kadar yüksek seçilmesi istenir. Burada tek bir sakınca vardır; eviricideki anahtarlama elemanlarının anahtarlama kayıpları, f_s anahtarlama frekansıyla doğru orantılı olarak artar. Bu nedenle çoğu uygulamada anahtarlama frekansı ya 6 kHz den düşük yada 20 kHz' den yüksek seçilir. Eğer optimum anahtarlama frekansı 6 ile 20 kHz arasında çıkarsa, frekansı 20 kHz' e artırmanın dezavantajları, genellikle 20 kHz' in üzerinde duyulabilir gürültülerin oluşmaması avantajıyla giderilir. Bu nedenle 50 veya 60 Hz tipi uygulamalarda, evirici çıkış geriliminin temel bileşeninin 200 Hz kadar yüksek olmasının istendiği ac motor sürücülerinde, frekans modülasyon oranı m_f ; 2 kHz' den düşük anahtarlama frekansları için 9 yada daha küçük olabilir. Diğer yandan, 20 kHz' den küçük anahtarlama frekansları için $m_f 100$ ' ün üzerinde olacaktır. Üçgen dalga ile kontrol sinyali arasında kurulacak bağlantılar, m_f in ne kadar büyük olacağına bağlıdır.

Aşağıda m_f in büyük ve küçük değerleri için incelemeler yapılacaktır. m_f için sınır 21 alınmıştır. Genlik modülasyon oranı m_a 'nın 1' den düşük olduğu varsayılmıştır.

3.1.1 m_f nin Küçük Olması Durumu (Senkron PWM)

m_f nin küçük değerleri için üçgen dalga ile kontrol sinyali (sinüs dalgası) Şekil 3-3' de gösterildiği gibi birbirlerine senkronlanmalıdır. Senkron PWM m_f nin katsayı olmasını gerektirir. Senkron PWM kullanılmasının nedeni, asenkron PWM' de (m_f nin tamsayı olmadığı durumlarda), temel bileşenin alt harmonikleri ortaya çıkacaktır ki, bu da çoğu uygulamada istenmeyen durumdur.

Sonuç olarak ; üçgen dalganın frekansı, istenilen evirici frekansı ile birlikte değişecektir. Örneğin evirici çıkış frekansı ve dolayısıyla kontrol geriliminin frekansı 65,42 Hz ise ve $mf=15$ ise üçgen dalganın frekansı $15.65,42= 981,3$ Hz olmalıdır.

b- mf tek tamsayı olabilir:

Daha öncede tartışıldığı gibi kutupsuz gerilim anahtarlama, tek fazlı eviricilerin dışında, mf tek tamsayı olmalıdır.

c-Şekil 3-3a' da da gösterildiği gibi $V_{control}$ ve V_{tri} eğrilerinin, sıfırdan herhangi bir geçişlerinde, birbirlerine ters oranlı olmalıdırlar. Bu özellikle mf nin çok küçük değerleri için önemlidir.

3.1.2. mf 'nin Büyük Olması Durumu ($mf > 21$)

Asenkron PWM' den kaynaklanan alt harmoniklerin genlikleri, mf nin büyük değerleri için küçüktür. Bu nedenle mf nin büyük değerlerinde, üçgen dalganın frekansının sabit tutulduğu, buna karşılık kontrol geriliminin frekansının değiştiği asenkron PWM kullanılabilir. Sonuçta, (mf nin büyük olduğu sürece) mf nin tamsayı olmayan değeri ortaya çıkacaktır. Bununla birlikte, eğer evirici motor gibi bir yükü besliyorsa, genlikleri küçükte olsa büyük akımların çekilmesine yol açacaktır. Bu nedenle asenkron PWM' den kaçınılmalıdır.

3.1.3. Aşırı Modülasyon

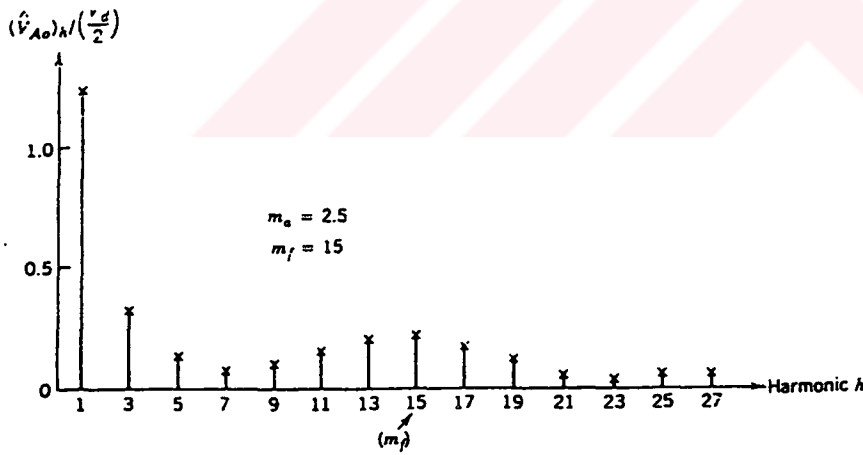
Bundan önce, lineer bölgedeki sinüzoidal PWM' e karşı $ma \leq 1,0$ için inceleme yapıldı. Bu durumda denklem 3-5' de belirtildiği gibi, çıkış geriliminin temel bileşeninin frekansı ma ile lineer olarak değişiyordu. $ma \leq 1,0$ aralığında, PWM harmonikleri anahtarlama frekansı ve üst katları civarındaki yüksek frekans aralığında ortaya çıkar. Lineer bölgedeki sinüzoidal PWM' in tüm istenen özelliklerine karşın bir sakıncası ise, çıkış geriliminin temel bileşeninin maximum faydalanabilir genliği, istenilen oranda değildir. Bu da, Şekil 3-3' de gösterilen çıkış geriliminin kesintilerinin doğal bir sonucudur.

Çıkış geriliminin temel bileşeninin genliğini artırmak için $ma,1$ ' in üstüne çıkartılır ki bu da aşırı modülasyona neden olur. Aşırı modülasyon lineer bölgeye, oranla çıkış geriliminde pek çok harmoniklerin ortaya çıkmasına neden olur.

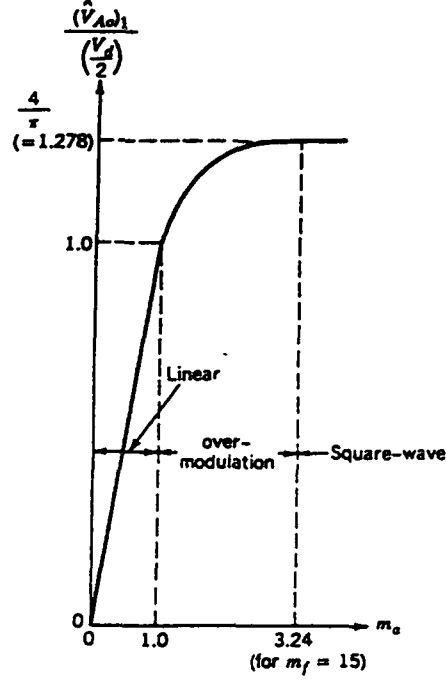
Lineer bölgede baskın genlikli harmonikler, aşırı modülasyonda baskın olmayabilir daha da önemlisi, aşırı modülasyonda temel bileşenin genliği, modülasyon oranı m_a ile lineer değişmez. Şekil 3-6' da temel bileşenin normalize tepe genliği $(v_{ao})_1/(v_d/2)$, m_a genlik modülasyon oranının bir fonksiyonu olarak çizilmiştir. m_f nin oldukça büyük değerlerinde bile $(v_{ao})_1/(v_d/2)$ oranı lineer bölgede m_a ile ($m_a \leq 1,0$ olmak üzere) lineer değişir ve ($m_f > 9$ olmak üzere) m_f den hemen hemen bağımsızdır. Aşırı modülasyon yapılırken m_f nin küçük değerleri için gerekli hususları karşılaması bakımından senkron PWM' nin kullanılması uygun olur.

m_a ' nın yeterince büyük değerleri için, evirici çıkış gerilimi dalga şekli, darbegenişlik modülasyonlu şekilden, kare dalga dönüşerek bozulmaya uğrar. Sonuç olarak $m_a > 1$ olduğu aşırı modülasyon bölgesinde ,

$$V_d/2 < (v_{ao})_1 < (4/2) \cdot (v_d/2) \quad (3-9)$$



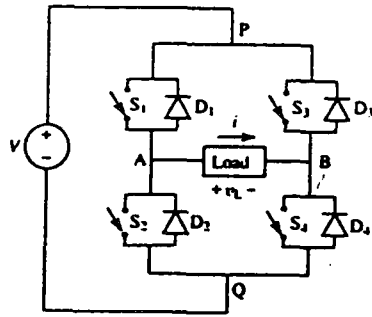
Şekil 3.5 m_a nın değişmesi ile gerilim kontrolü

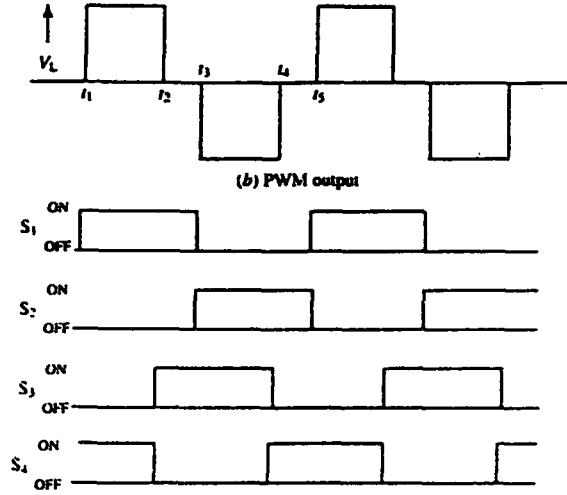


Şekil 3.6 Aşırı modülasyondan kaynaklanan harmonikler

3-2 PWM İle AC Çıkış Geriliminin Kontrolü

Şekil 3.7b de görülen tek fazlı tam köprü inverter ile PWM çıkış dalgaları oluşturmak mümkündür. Ancak tek faz yarı-köprü inverterde ise bu her zaman mümkün olmayabilir. Aşağıda, tam köprü inverterde PWM dalga şekilleri elde etmek için siviçlerin zamanlama sırası ve bu sinyallerin nasıl üretildikleri anlatılmaktadır.





Şekil 3.7 PWM oluşturmak için; a) Devre topolojisi , b) PWM çıkış c) S1- S4 Zamanlama diyagramı

3-2-1 Anahtarlama Sırası

İnverter devresi ve istenen gerilim dalga şekli şekil 3.7a' da gösterilmiştir. Devre ve dalga şekli incelendiğinde 4 statik siviçin S1 , S2 , S3 ve S4 bir zamanlama sırasıyla tetiklenmeleri gerektiği ortaya çıkar. Bu amaçla t_1 den t_5 e kadar AC çıkışın tüm periyodunu incelemeliyiz. Pozitif gerilimin oluşması için t_1 den t_2 ye kadar S1 ve S4 ON konumunda olmalıdır.

Benzer olarak da, t_3 den t_4 e kadar negatif gerilim elde etmek için S2 ve S3 ON olmalıdır. Ancak çevrimde t_2 den t_3 e ve t_4 den t_5 e çıkış geriliminin sıfır olduğu iki aralık daha mevcuttur. Bu aralıklara serbest sıfır gerilim aralığı da denir. Bu aralıklar boyunca yükten geçen akım iki yönlü olabilir. Bunun nedeni akımın yönünün yüke bağlı olmasıdır. İnverter rezistif , endüktif veya kapasitif herhangi bir yükü besleyebilir. Bu yüzden bu aralıkta her kolun üstündeki 2 siviç (pozitif taraf , P) veya kollarn altındaki 2 siviç (negatif taraf , Q) aynı anda ON olmalıdır. Ancak bu şekilde çıkış gerilimi sıfır olabilir. Ancak akım her iki yönde de akabilir.

Bir çevrimde iki sıfır gerilim aralığı olduğu için (t_2 den t_3 e ve t_4 den t_5 e) P ve Q taraflarından seçebileceğimiz 4 anahtarlama şekli ortaya çıkar. Bu 4 aralık şöyle adlandırılabilir.

- İki sıfır gerilim de P tarafında
- İki sıfır gerilim de Q tarafında
- t_2 den t_3 e kadar olan sıfır gerilim Q tarafında, t_4 den t_5 e kadar olan sıfır gerilim P tarafında
- t_2 den t_3 e kadar olan sıfır gerilim P tarafında, t_4 den t_5 e kadar olan sıfır gerilim Q tarafında

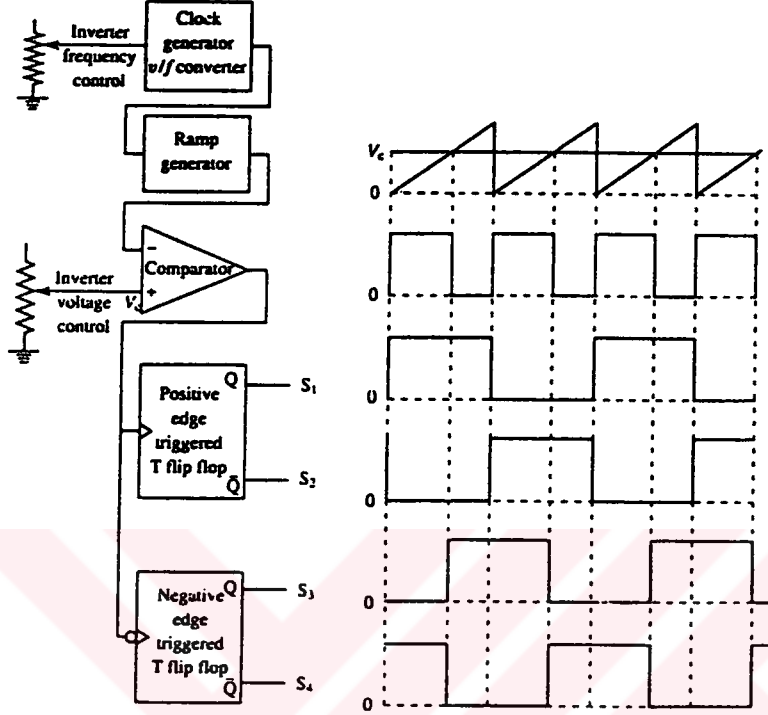
sıfır gerilimi sağlamak için bu 4 seçenektan biri yeterlidir. Şekil 3.7c' de dördüncü alternatife göre zamanlama diyagramı çizilmiştir. Üç ve dördüncü alternatiflerde her anahtarlama bloğu için eşit ON ve OFF zamanlaması gerekirken, birinci veya ikinci alternatif seçilirse, 4 anahtarlama bloğunun aynı ON zamanları kullanmadığı görülür. Aynı şekilde, aynı anahtarlama bloğu için ON, OFF süreleri de farklıdır. Şekil 3.7c' de sadece her sivicin istenen zamanlama sinyalleri gösterilmiştir. Siviç belki tüm ON sinyali boyunca iletişimde kalmayabilir. Aslında iletim, akımın yüküne göre S sivici ile ona ters paralel bağlı D diyodu arasında paylaşılmıştır.

3-2-2 Zamanlama Pulslerinin Üretilmesi

Şekil 3.8, şekil 3.7c' de gösterilen anahtarlama zamanlarını oluşturmak için gerekli devre şemasını göstermektedir.

Şekilde siviçlerin zamanlama sinyallerinin karşılarında , o sinyalleri üreten devreler bulunmaktadır. Burda belirtilmesi gereken önemli konulardan biri de aynı zamanlama sinyallerini bir çok alternatif devre ile de oluşturmak mümkündür. Şekil 3.8' deki devrenin çalışma şekli şöyledir.

Clock (saat) jeneratörü adı verilen devre AC çıkışın frekansını ayarlamak için kullanılır. Bu frekansı, gerilim giriş terminalinden ayarlanan, tekrarlı puls treni üreten bir gerilim frekans çevirici entegre devre olabilir. Bu ayarlama şekilde inverterin frekans kontrolü olarak gösterilmiştir. İnverterin puls tekrar frekansı şekil 3.8a' ya göre AC çıkış frekansının iki katı olmak zorundadır.



Şekil 3.8 şekil 3.7 deki anahtarlama şekline göre PWM zamanlama pulslerinin oluşturulması

Saat jeneratörün çıkışı bir op-amp devresi olan rampa jeneratörünü besler. Bu devre saat puls' eri ile senkron bir rampa dalga şekli üretir. Rampa gerilimi, gerilim karşılaştırıcı bir entegre devre çipinde ayarlanabilir. Bir DC gerilim ile karşılaştırılır. Ayarlanabilir DC gerilim giriş, çıkıştaki AC gerilimin ON kısmını belirler. Şekil 3.8' de bu yönden de gerilim girişine, inverter gerilim kontrolü denilmiştir.

Karşılaştırıcı çıkışında şekilden de görüleceği gibi genişliği ayarlanabilir bir puls çıkışı vermektedir. Bu puls genişliği kontrol gerilimi ile ayarlanmaktadır.

Komparatörün PWM çıkışı gerekli inverter frekansının 2 katıdır. Bunun nedeni, puls treninin biri pozitif kenar diğeri negatif kenarda tetiklenen 2 kenar tetiklemeli T Flip-Flop-larını sürmesidir. Yani koparatör çıkışındaki pulsların yükselen kenarı ile pozitif kenar tetiklemeli T Flip- Flop, düşen kenarı ile de negatif kenar tetiklemeli T Flip- Flop tetiklenir. İki T Flip- Flop' tan elde edilen 4 çıkış (flip-flop ların ters çıkışları da kullanılmıştır.), ile 4 sivicin (S1,S2,S3 ve S4) zamanlama sinyalleri elde edilir.

Elde edilen zamanlama sinyalleri 4 anahtarı sürmek için direkt olarak kullanılmayabilir. Bir sivicin sürüş sinyali onu güç bipolar transistörü mü, yoksa güç MOSFET mi, veya GTO veya IGBT olması ile değişir. Ama şekil 3.8' de elde edilen zamanlama sinyalleri ,seçilen güç anahtarlama elemanı için yapılacak sürücü devresinin zamanlama sinyali olarak kullanılabilir.

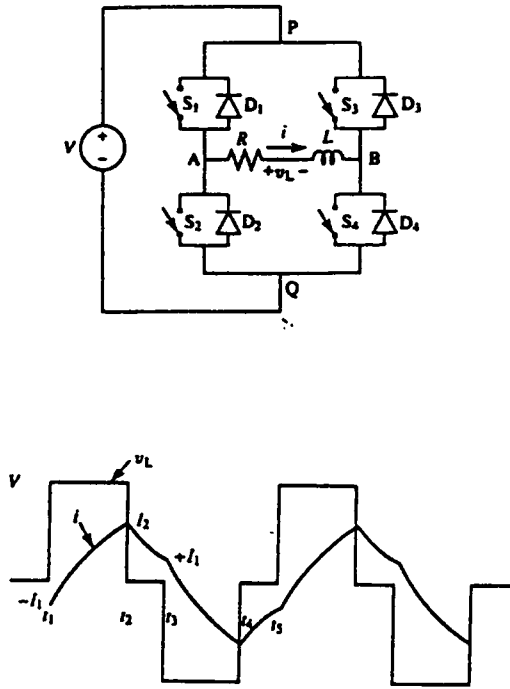
Şekil 3.8' de inverterin aynı kolundaki 2 siviç için gerekli olan ölü zaman devresi çizilmemiştir. Ölü zamanın gerekliliği şu şekilde açıklanabilir. İnverterin aynı kolundaki iki siviç aynı anda iletimde olduğu zaman önemli bir hata olan DC giriş kaynağının kısa devresi oluşur. Sönüme giden sivicin kapamada gecikme süresinden dolayı, aynı kolda sönüme giden sivicin OFF olması ile iletime giren sivicin ON olması arasına, kısa bir ölü zaman gecikmesi konulmalıdır.

Şekil 3.8a' ya göre bu ölü zamanı oluşturmanın bir yolu her zamanlama puls'inin yükselen kenarına belirli bir gecikme süresi koymaktır.

3-2-3 PWM İnverterlerde Çıkış Akımının Şekli

PWM inverterde PWM olmayan inverterlere ek olarak her yarım periyotta sıfır gerilim aralığı mevcuttur. Bu yüzden her yarım periyotta akım dalga şeklinde devamsızlık oluşur.

Şekil 3.9a' da R-L yükünü besleyen köprü bir inverter, şekil 3.9b' de ise AC frekansı ($f = 1/T$), duty çevrin D , kabul edilen çıkış akım şekli görülmektedir.



Şekil 3.9 PWM Çalışmada akım ve gerilim dalga şekli

Şekil 3.9b' ye göre t_1 ve t_2 aralıkları için pozitif gerilim formülü ,

$$L \frac{di}{dt} + Ri = V \quad (3.10)$$

t_1 anını zamanın başlangıcı olarak alıp aşağıdaki şartları da başlangıç şartları kabul edersek ,

$$i = -I_1 \quad t = 0 \text{ anında} \quad (3.11)$$

başlangıç şartlarına göre sonuç ,

$$i = -I_1 e^{-t/\tau} + \frac{V}{R} (1 - e^{-t/\tau}) \quad (3.12)$$

$\tau = L/R$ yük zaman sabitidir.

T_2 anında , $t = \frac{1}{2} DT$. buradan I_2 pik akımı

$$I_2 = -I_1 e^{-DT/2\tau} + \frac{V}{R} (1 - e^{-DT/2\tau}) \quad (3.13)$$

sıfır gerilim t_2 de başlar.

$$L \frac{di}{dt} + R_1 i = 0 \quad (3.14)$$

Bu denklemde t_2 anında t için yeni bir sıfır referansı alalım ve bu referansın başlangıç şartları şöyle olsun.

$$\dot{I} = I_2 \quad t = 0 \quad (3.15)$$

Başlangıç akımı

$$I = I_2 e^{-\nu T} = \left[-I_1 e^{-DT/2t} + \frac{V}{R} (1 - e^{-DT/2t}) \right] e^{-\nu t} \quad (3.16)$$

$T = \frac{1}{2} (1-D) T$, t_3 anında . Bu anda AC çevrimin bir yarı periyodunu tamamlamış oluyoruz. Akımın dalga şekli simetresini düşünerek bu anda $i = I_1$ dir. Ve böylece

$$I_1 = \left[-I_1 e^{-DT/2t} + \frac{V}{R} (1 - e^{-DT/2t}) \right] e^{-(1-D)T/2t} \quad (3.17)$$

Buradan biz I_1 i ,

$$I_1 = \frac{V e^{-(1-D)T/2t} - e^{-T/2t}}{R (1 + e^{-T/2t})} \quad (3.18)$$

Yazılan formülleri şu şekilde özetleyebiliriz.

Formül 3.18, sıfır gerilim olduğu ve akımın sürekliliğinin olmadığı $t_1 - t_3$ anlarındaki akımın genliğini vermektedir.

Formül 3.13' de, sıfır gerilimin başladığı an olan t_2 ve t_4 anlarındaki pik akımların genlikleri verilmiştir. Burada I_1 , formül 3.18' den alınmıştır.

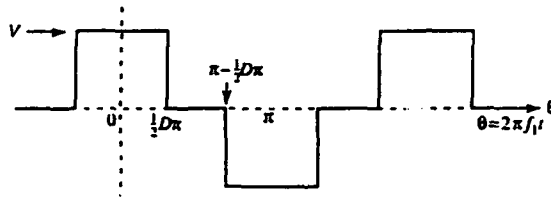
Formül 3.12' de ise, $t_1 - t_2$ aralığındaki akımın ifadesi yer almıştır. Bu ifadedeki t için sıfır referans, aralığın başı olan t_1 için kullanılmıştır.

Formül 3.16' da $t_2 - t_3$ aralığındaki akımın ifadesi iki şekilde yer almıştır. t için sıfır frekansı bu aralığın başlangıç anı olan t_2 için kullanılmıştır.

İkinci yarı-periyot işareti ters olacak şekilde yarı - periyot akım şeklinin tekrarıdır.

3-2-4 Gerilim Harmonikleri

Bir inverterden istenen ideal çıkış gerilimi sinüsoidal dir. Belirtilen asıl dalga şekli bu ideale pek yakın değildir. Asıl dalga şeklindeki harmonik bileşenler Fourier analizi ile belirlenebilir. PWM in genel dalga şeklini D duty Cycle (ON çevrimi) ile gösterebiliriz. Eğer $D = 1$ yaparsak aynı sonuçlar PWM olmayan inverterler içinde geçerlidir.



Şekil 3.10 PWM gerilim harmonik analizi

Dalga şekli 3.10 gösterilmiştir. Başlangıç olarak pozitif yarım periyodun ortasını ($\theta = 0$) alınır. AC çıkış geriliminin matematiksel ifadesi şu şekildedir.

$$v = \begin{cases} V & \text{for } 0 < \theta < \frac{1}{2}D\pi \\ 0 & \text{for } \frac{1}{2}D\pi < \theta < \pi - \frac{1}{2}D\pi \\ -V & \text{for } \pi - \frac{1}{2}D\pi < \theta < \pi \end{cases}$$

(3.19)

Dalga şeklindeki simetriden dolayı ana dalga için bulunan bu şekil diğer harmonikler için de uygulanabilir.

$$v_{\theta} = -v_{\theta-\pi}$$

(3.20)

sonuçlar şu şekilde özetlenebilir.

Çift sayılı harmonik yoktur.

Her frekans bileşimindeki harmonik genliği (V) şu şekilde verilebilir.

$$A_n = \frac{4V}{n\pi} \sin \frac{1}{2} D n \pi \quad (3.21)$$

Formül 3.21 de n = 1 vererek ana genlik şu şekilde bulunur.

$$A_1 = \frac{4V}{\pi} \sin \frac{1}{2} D \pi \quad (3.22)$$

Böylece ana gerilimin r.m.s. değeri

$$V_1 = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi} \sin \frac{1}{2} D \pi \quad (3.23)$$

Tüm harmonik bileşenlerin r.m.s. değerleri ise

$$V_{rms}^2 = V_1^2 + V_{11}^2 \quad (3.24)$$

$$V_{rms} = \sqrt{DV} \quad (3.25)$$

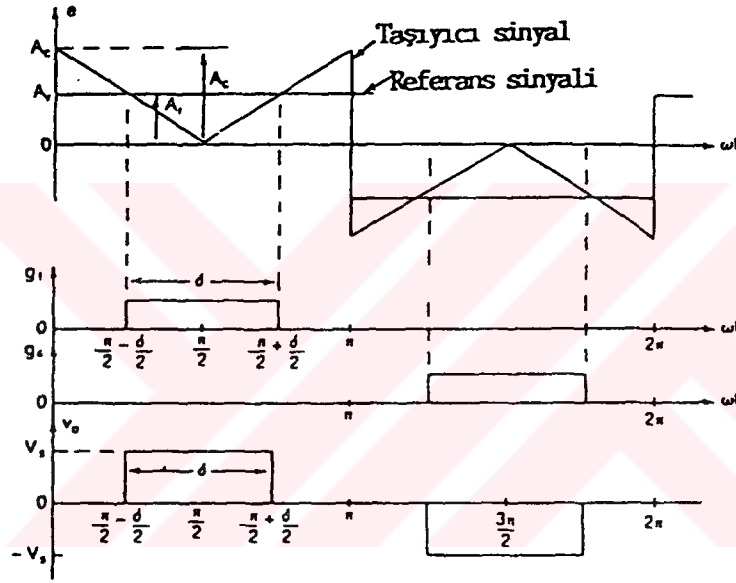
Burdan tüm harmonik bileşenlerin r.m.s. değeri

$$V_{11} = \sqrt{DV^2 - \frac{8V^2}{\pi^2} \sin^2 \frac{1}{2} D \pi} \quad (3.26)$$

3.3. Kare Dalga PWM

3-3-1 Tek Darbeli Genişlik Modülasyonu

Bu modülasyon şeklinde, her yarı periyotta bir darbe vardır ve bu darbenin genişliği inverter gerilimini kontrol etmek için değiştirilir. Şekil 3.11 kapı sinyallerinin oluşumu ve tek fazlı tam köprü inverterlerin çıkış gerilimini gösterir.



Şekil 3.11 Tek Darbeli Genişlik Modülasyonu

Kapı sinyalleri A_r genliğindeki dikdörtgen biçimli referans sinyalin A_c genliğindeki üçgen biçimindeki taşıyıcı dalğanın karşılaştırılması ile sağlanır. Referans sinyalin frekansı çıkış geriliminin temel frekansını gösterir. A_r 'yi 0'dan A_c 'ye kadar değiştirerek, darbe genişliği δ 0° den 180° ye kadar değiştirilebilir. A_r 'nin A_c 'ye oranı kontrol değişimini gösterir ve genlik modülasyon indeksi olarak adlandırılır. Genlik modülasyon indeksi veya sadece modülasyon indeksi,

$$M = \frac{A_r}{A_c} \quad (3.27)$$

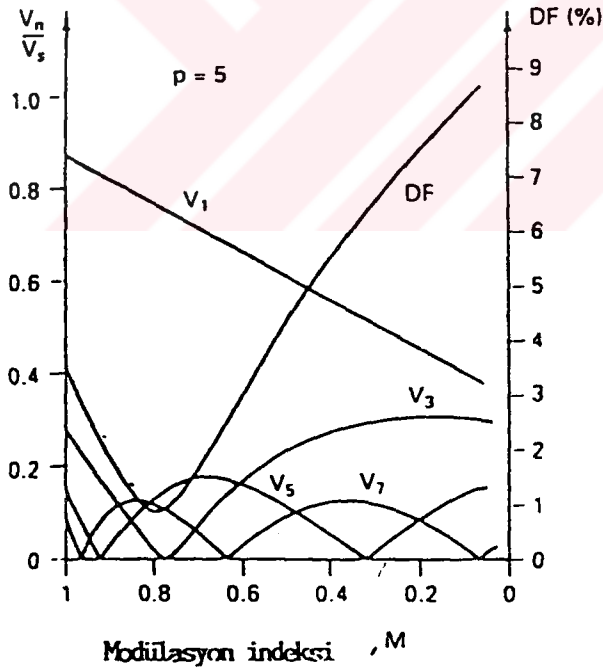
Çıkış gerilimi efektif değeri,

$$V_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin n\omega t \quad (3.28)$$

Çıkış geriliminin fourier serisi,

$$V_o = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (3.29)$$

Şekil 3.12 modülasyon indeksi M ' nin değişmesi durumunda harmonikleri gösterir. Etkili harmonik 3.'dür ve distorsyon faktörü düşük çıkış geriliminde önemli derecede artış gösterir.



Şekil 3.12 Tek darbeli genişlik modülasyonunun harmonik çizelgesi

3.3.2 Çok Darbeli Genişlik Modülasyonu

Çıkış geriliminin her yarı periyodunda çok sayıda darbeler kullanılarak harmonikler zayıflatılabilir. Transistörlerin açma ve kapama için kapı sinyalleri, Şekil 3.13a' da üçgen taşıyıcı dalga ile bir referans sinyalin karşılaştırılması ile elde edilmiştir. Referans sinyal frekansı çıkış frekansı f_o ' ı gösterir, ve taşıyıcı frekans f_c , her yarı periyotta darbelerin sayısı p ' yi gösterir. Modülasyon indeksi çıkış gerilimini kontrol eder. Bu tip modülasyon düzenli PWM olarak da bilinir (UPWM). Her yarı periyottaki darbelerin sayısı şu şekilde bulunabilir.

$$\rho = \frac{f_c}{2f_o} = \frac{mf}{2} \quad (3.30)$$

Burada $mf = f_c / f_o$ taşıyıcı oranı olarak ifade edilir.

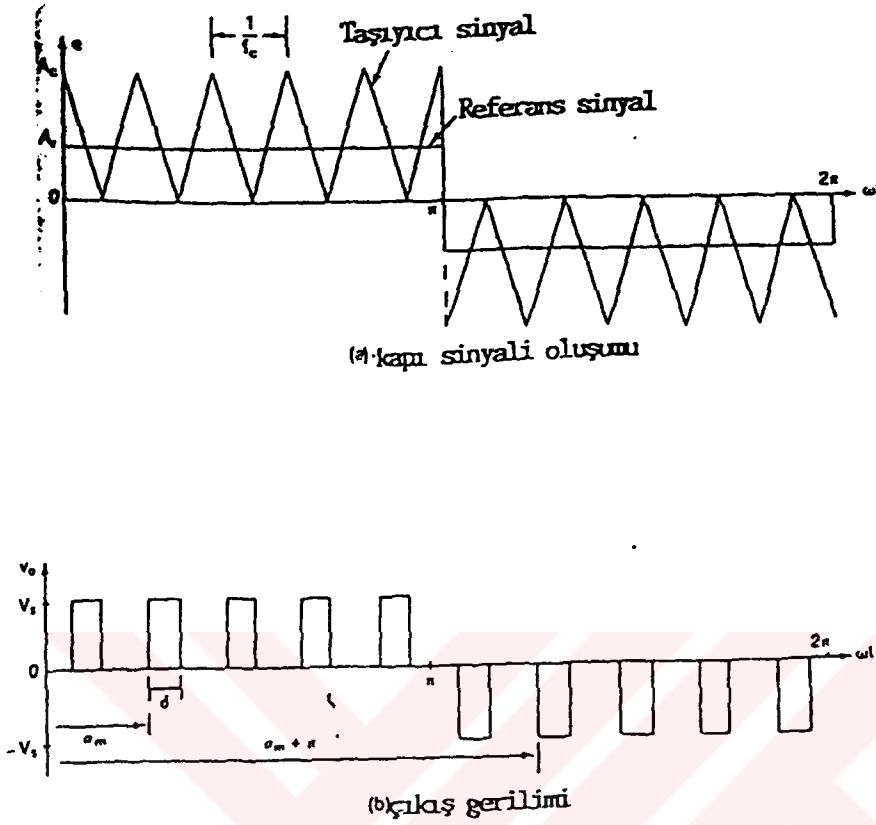
Modülasyon indeksi M ' nin 0' dan 1' e değişmesi darbe genişliğini 0' dan π/p ' ye, çıkış gerilimini 0' dan V_s ' e değiştirir. Tek fazlı köprü inverterler için çıkış gerilimi Şekil 3.13b' de UPWM olarak gösterilmiştir.

Eğer δ her darbenin genişliği ise, çıkış gerilimi efektif değeri,

$$V_o = \left[\frac{2\rho}{2\pi} \int_{(\pi/p-\delta)/2}^{(\pi/p+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{\delta\rho}{\pi}} \quad (3.31)$$

Ani çıkış gerilimi için Fourier serisinin genel formu,

$$V_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} B_n \sin \omega t n \quad (3.32)$$



Şekil 3.13 Çok darbeli genişlik modülasyonu

Buradaki B_n katsayısı $wt = a'$ da başlayan δ süreli pozitif darbe ile $wt = \pi + a'$ da başlayan aynı genişlikteki negatif darbe göz önüne alınarak ifade edilebilir. Bütün darbelerin etkisi çıkış gerilimi efektif değerini bulmak için ele alınır.

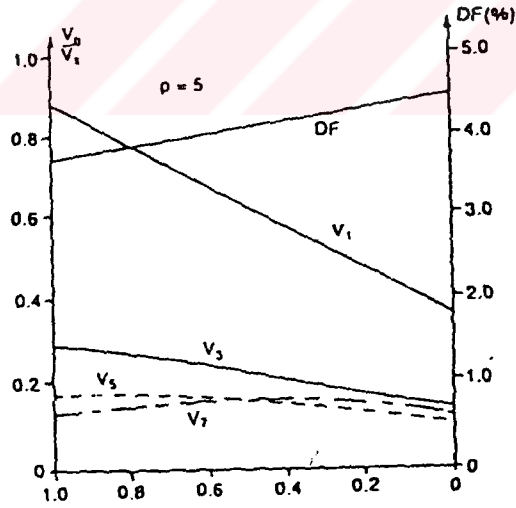
Eğer m . çiftin pozitif darbesi $wt = a_m$ başlayıp $wt = \pi + a_m$ 'de bitiyorsa, bir çift darbe için fourier katsayısı,

$$\begin{aligned}
 b_n &= \frac{1}{\pi} \left[\int_{a_m}^{a_m + \delta} \cos n\omega t d(\omega t) - \int_{\pi + a_m}^{\pi + a_m + \delta} \cos n\omega t d(\omega t) \right] \\
 &= \frac{2V_s}{n\pi} \sin n \frac{\delta}{2} \left[\sin n \left(\alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \sin n \left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right]
 \end{aligned} \tag{3.33}$$

Eşitlik 3.29' dan B_n katsayısı bütün darbelerin etkisi eklenerek bulunabilir,

$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{2V_m}{n\pi} \sin n \frac{\delta}{2} \left[\sin n \left(\alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \sin n \left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right] \quad (3.34)$$

Şekil 3.14 her peryotta 5 darbe için modülasyon indeksinin değişimine karşı harmonik çizelgesini gösterir. Harmoniklerin mertebesi tek darbeleri modülasyon gibidir. Distorsyon faktörü tek darbeleri modülasyona göre belirgin bir azalma gösterir. Bununla beraber güç transistörlerinin daha fazla iletme girip çıkması nedeni ile anahtarlama kayıpları artar. p' nin daha büyük değerleri için en düşük mertebeden harmoniklerin genlikleri daha küçük olur, fakat bazı yüksek mertebeden harmoniklerin genlikleri artar.



Şekil 3.14 Çok Darbeli Genişlik Modülasyonunda Harmonik Çizelgesi

3-4 Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu SPWM

3-4-1 SPWM Çıkış Dalga Şeklinin Oluşturulması

SPWM' in mantığı, AC çıkış geriliminin toplam dalga şeklinin, pulse genişlikleri sinüsoidal şekilde dağıtılmış bir çok pulse oluşturmaktır. Bunun sağlanabileceği birçok alternatif yöntem vardır. Ama genelde farklar detaylarda olup temel yaklaşımları aynıdır. Anlatılacak olan SPWM stratejisi, bu tekniğin ana hatlarını kapsamaktadır.

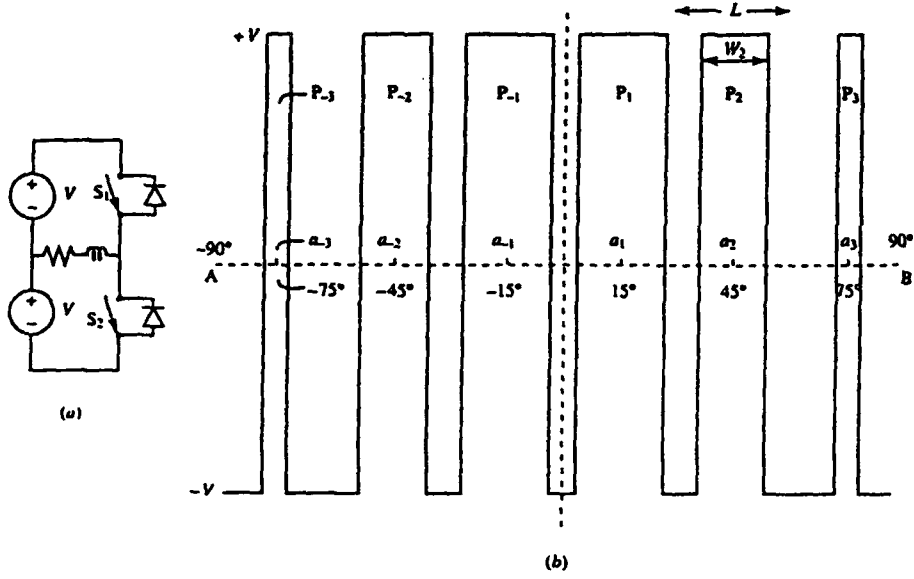
SPWM' de her zaman AC çıkış dalga şeklinin sentezi için çok sayıda pulse kullanılması istenir. Örneğin eğer biz AC çıkışın yarım çevriminin sentezinde 100 pulse kullanmışsak, 60Hz için pulse tekrar frekansı 12kHz olacaktır. Kısmi olarak bu değer pratik cihazlarda kullanılabilir. Daha yüksek pulse tekrar frekansları harmonik bileşenleri çıkış geriliminin frekans spektrumundaki yüksek frekans yönüne doğru kaydırır.

Eğer daha saf bir sinüsoidal gerilim elde etmek için bir çıkış filtresi kullanılmak istenirse, harmonik frekanslar yüksek olacağından, filtre elemanlarında önemli ölçüde azalacaktır.

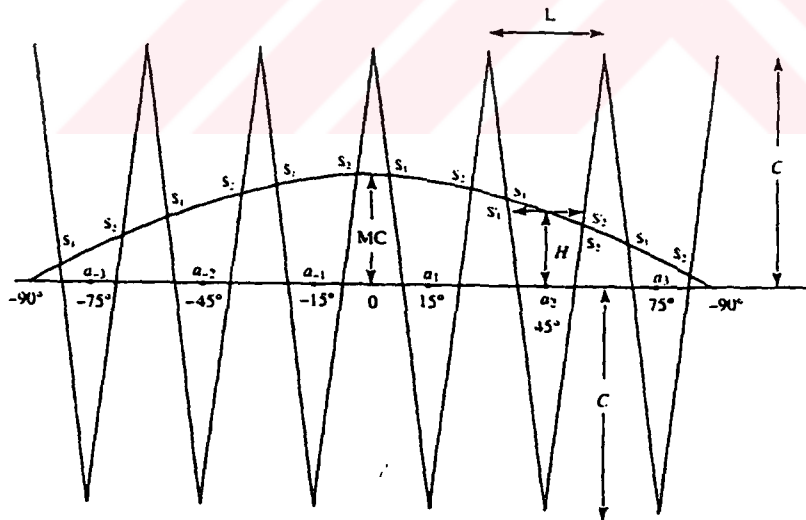
3-4-2 Sinüs – Üçgen Karşılaştırma Metodu

Sinüsoidal darbe genişlik modülasyonunun oluşturulmasında kullanılan klasik bir metottur. Burada iki gerilim dalga şekli kullanılır.

1. Referans gerilimi dediğimiz inverter frekansı ile aynı frekansta sinüsoidal bir gerilim.
2. Taşıyıcı gerilim dediğimiz, yüksek frekanslı üçgen bir dalga şekli.



Şekil 3.15 Yarım dalga için SPWM



Şekil 3.16 Sin – üçgen karşılaştırılması ile SPWM in oluşturulması

Şekil 3.16' da inverterin bir yarım periyodu görülmektedir. Şekil 3.15' deki SPWM dalga şeklini oluşturmak için , bir yarım periyotta 6 tane olacak şekilde referans frekansının 12 katı bir taşıyıcı üçgen dalga frekansı alınır. Taşıyıcı dalga referans dalganın pozitif tarafı ile taşıyıcı dalganın pozitif tarafı kesişecek şekilde yerleştirilir. Böylece referans dalganın bir yarım periyodunda taşıyıcının 6 tam periyodu bulunmaktadır. Taşıyıcının bir tam periyodunu 2 pozitif kesim noktasının arası olarak kabul edebiliriz. Bu şekilde her taşıyıcı tam periyot , şekil 3.15' de de her puls'in karşılığı olan L aralığı ile tanımlanmış olur. Genel olarak bu aralıktaki pulse Pn ve puls genişliğine de Wn diyelim. Buradaki örnekte n = 2 dir. Bu aralığın orta anını da a_n olarak tanımlıyalım.

Üçgen taşıyıcı dalganın sabit bir genliği vardır. Referans sinüs dalgasının genliği ise genelde ayarlanabilir. Modülasyon indeksi M yi şu şekilde tanımlayabiliriz.

$$M = \text{referans dalgasının genliği} / \text{taşıyıcı dalganın genliği}$$

Modülasyon indeksi genelde , taşıyıcı dalganın genliğini sabit tutup, referans dalganın genliğini değiştirerek ayarlanır. Modülasyon indeksinin ayarı aslında inverter AC çıkış geriliminin ayarıdır. İnverter çıkış frekansı, referans sinüs dalgasının frekansı ile aynı olduğundan inverter çıkış frekansı için referans frekansı değiştirmek yeterlidir.

Taşıyıcı dalganın genliğine V cinsinden C dersek , modülasyon indeksi m için referans dalga gerilimi;

$$V_{ref} = MC \cos \theta \text{ olur.} \quad (3.35)$$

Çizimde (şekil 3.16) modülasyon indeksi %50 seçilmiştir. Yani referans dalga genişliği taşıyıcı dalganın % 50 sidir. Taşıyıcı ve referans dalga şekilleri, şekil 3.15a' da görülen S1 ve S2 siviçlerinin inverterin çıkışında sinüsoidal PWM olacak şekilde zamanlama dalga şekilleri oluşturmakta kullanılırlar.

S1 ON olup S2 OFF olduğunda pozitif çıkış puls'ini alınız. Tersinde ise negatif çıkış puls'ini elde ederiz. Ters gerilimli SPWM elde etmek için mutlaka iki siviçten sadece biri tüm zaman aralıkları içersinde ON kalmalıdır.

Verilen bir aralık içerisinde bu iki siviçten hangisinin ON olacağına karar veren taşıyıcı ve referans gerilim dalga şekillerinin bu işi nasıl gerçekleştirdiğini anlamak için, keyfi bir aralık seçelim ve a_n nin merkezi a_2 kabul edelim.

(a_2 45 derecedir şekil 3.15' de ve P_2' ye denk gelir.) şekil 3.16' ya bakacak olursak a_2 anında referans dalganın genliği $MC \cos a_2$ dir. Bu aynı zamanda referans dalganın o anlık yüksekliğidir. Ve H ile gösterilmiştir. Bu yükseklikte her iki taraftanda üçgen dalgayı S_1' ve S_2' de kesen bir yatay doğru çizilir. Aşağıdaki formüllere göre bu yatay S_1' ve S_2' aralığı istenen darbe genişliğidir.

Şekil 3.16' daki benzer üçgenler kullanılarak :

$$S_1' S_2' / L = H + C / 2C \quad (3.36)$$

Buradan

$$\begin{aligned} (2S_1' S_2' - L) / L &= (2(H+C) - 2C) / 2C \\ &= H / C = M \cos a_2 \end{aligned} \quad (3.37)$$

$S_1' S_2'$ aralığı a_2 anı ile merkezlenmiş istenen puls genişlik aralığıdır. Böylece, SPWM stratejisinde, herhangi bir aralıkta puls genişliğini bulmak için puls'in merkezindeki bir noktanın üzerindeki referans dalgadan yatay bir doğru çizilir. Yatay doğrunun üçgen dalgayı kestiği noktalar S1 ve S2 siviçlerinin anahtarlandığı gerçek S_1' ve S_2' anlardır.

Referans dalganın taşıyıcı dalganın üstünde olduğu S_1' anında S1 ON , S2 OFF olur. Referans dalganın taşıyıcı dalganın altında olduğu S_2' anında ise S1 OFF, S2 ON olur.

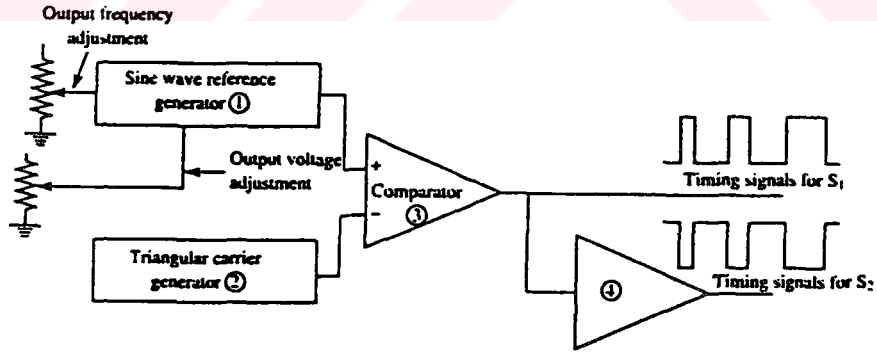
Şekil 3.16' da ayrıca üçgen dalga ile referans dalganın kesişme anları da çizilmiştir. Bu anlar S1 ve S2 ile belirtilmiştir. S1 ve S2 ile $S_1' S_2'$ arasında çok küçük bir fark vardır. Pratik SPWM oluşturulurken çok sıklıkla anahtarlama anları olarak üçgen dalga ile referans dalganın kesişme anları (S1 , S2) kullanılır. Puls'in merkezlenmesinde ve dalga genişliğindeki çok küçük hatalar devre dizaynının basitliğinin getirdiği maliyet göz önüne alındığında önemsizdir. Üçgen dalga ile referans Sinüs dalga bir analog komparatörde karşılaştırılır ve referans dalga üçgen dalgadan büyük olduğunda high (Yüksek), tersinde low (Düşük)

komparatör çıkışları elde edilir. Bu şekilde komparatör çıkışından inverterin SPWM çıkışının aynısı elde edilir. Komparatör çıkışı S1 ve S2 siviçlerinin zamanlama dalgaları olarak kullanılır. Çıkış frekansının değiştirmek için referans dalgaının frekansını değiştiririz. Çıkış gerilimini değiştirmek içinse referans dalgaının genliğini yani modülasyon indeksini değiştiririz.

Modülasyon indeksi bir puls periyodunun ortalama değerini yani inverterin çıkış geriliminin ortalama değerini değiştirir.

3-4-3 Sinüs üçgen karşılaştırması ile SPWM in oluşturulması

Şekil 3.17’de SPWM’in blok şeması görünmektedir. 1 nolu devre sinüs dalga generatörüdür. Genliği ve frekansı bağımsız olarak ayarlanabilir. Dalga jeneratörünün ilgili terminallerine uygun gerilim verilerek bağlanan 2 potansiyometre aracılığı ile genlik ve frekans ayarı yapılmaktadır. Şekil 3.19’ da bu devreyle ilgili daha detaylı şemayı görebiliriz.



Şekil 3.17 SPWM blok şeması

2 nolu işaretlenmiş devrede üçgen taşıyıcı dalga şekli oluşturur. Şekil 3.18' de ise bu devreyle ilgili detaylı bir çizim görülebilir.

3 nolu blokda bu iki dalga şeklinin karşılaştırıldığı analog karşılaştırıcı çip yer almıştır. Dikkat edilecek nokta sin dalga referansı karşılaştırıcının + yani evirmeyen tarafına üçgen dalga referansı ise – kısma bağlanmıştır. Böylece karşılaştırıcı çıkışı, referans dalga taşıyıcı dalgadan daha pozitif olduğunda yükseğe (high) çekilecektir. Karşılaştırıcı pulse çıkışlarının yükselen kenarları S1 anahtarının onu anahtarlama anı, S2 anahtarında OFF anahtarlama anı olacaktır. Referans gerilim, taşıyıcı üçgen dalga geriliminden daha az pozitif olduğu anda, karşılaştırıcı çıkışının düşen kenarları S1 anahtarının OFF, S2 anahtarının ON anahtarlama anlarını belirler.

Tek ve üç fazlı sin PWM (SPWM) tekniklerinde de aynı yöntem izlenmektedir. Yani kompratör pulse çıkışının yükselen kenarları , inverter kolundaki üst sviçlerin ON alt sviçlerinde OFF anahtarlama anlarını, düşen kenarlarıda alt sviçlerin ON üst sviçlerin OFF anahtarlama anlarını belirler. Genelde devrelerde üst sviçler tek alt sviçlerde çift sayı ile gösterilir. Şekil 3.17' de 4 numarayla işaretlenmiş devrede ise, S2 gibi çift numaralı sviçlerin zamanlama pulse' lerini üretmek için kompratör çıkışı ters çevrilmelidir.

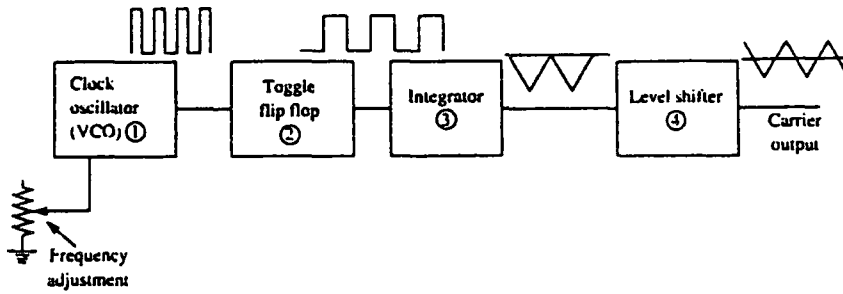
Anahtarlama darbelerinin üretiminde kuşkusuz dikkat edilmesi gereken en önemli konulardan biri de aynı koldaki sviçlerin aynı anda ilettime girerek DC kaynağı kısa devre etmesinin önlenmesidir. Bu amaçla ölü zaman adı verilen ve bir sviç ON olmadan önce aynı koldaki diğer sviç OFF olduktan sonra kısa bir geciktirme süresi oluşturulur. Şekil 3.17' de bir ölü zaman devresi gösterilmemiştir. Ama bu amaca ulaşmak için, yükselen kenar zamanlama sinyalleri ile svicin gerçek ON olma anı arasına çok küçük bir gecikme zamanı konabilir.

Şekil 3.17' de yer almayan başka bir detayda referans dalga şekli ile taşıyıcı dalga şeklinin senkronizasyonudur. SPWM tanımlarında genelde taşıyıcı dalga frekansı sinüs dalga frekansının katları olarak kullanılır.

Ayrıca iki dalganın senkronizasyonu taşıyıcı dalganın pickleri, referans dalganın sıfır geçişlerinde olacak şekilde ayarlanmalıdır. Eğer senkronizasyon sağlanacak ise devre biraz daha karmaşıklaşacaktır. İnverter çıkışındaki dalga şekillerindeki hataları senkronizasyon olmadan da ihmal yoluyla iyileştirebiliriz.

3.4.3.İ. Taşıyıcı Dalga Şeklinin Oluşturulması

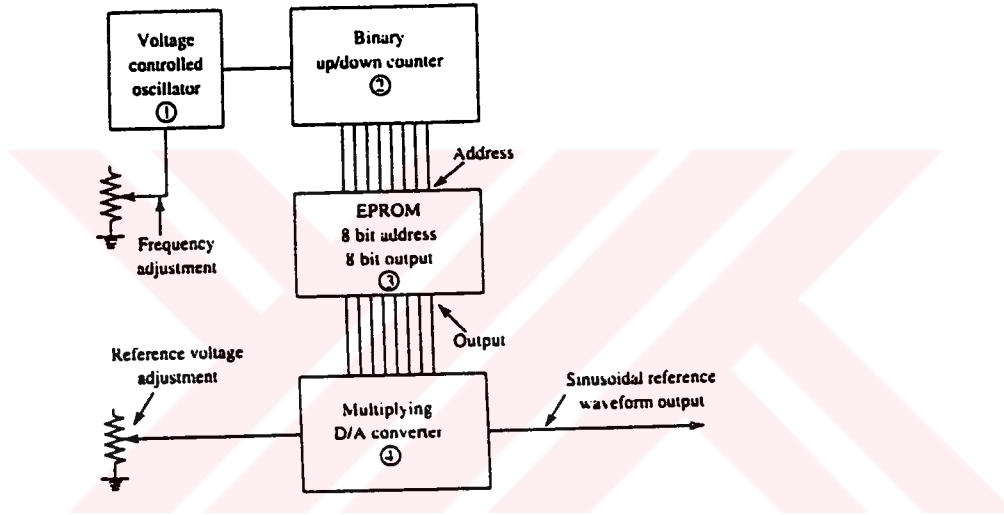
Şekil 3.18' de üçgen taşıyıcı gerilim şeklinin oluşturulmasını gösteren devre şeması görülmektedir. Burdaki prensip, kare dalganın integralinin üçgen dalgayı vermesidir. 1 numarayla belirtilen devre gerilim kontrollü osilatör çiptir. İstenen taşıyıcı frekansın iki katı olacak şekilde bir pulse treni üretebilecek şekilde programlanır. Taşıyıcı frekansı şekil 3.18' de görüldüğü gibi VCO' nun gerilim girişine bir potansiyometre bağlanarak elle ayarlanır. Genelde, VCO çıkış tam simetrik dalga değildir. Bu yüzden 2 numarayla belirtilen VCO' nun çıkışını her yükselen kenarda kitleyen bir yükselen kenarda kitleme flip flop'u kullanılmıştır. Böylece flip flop'un çıkışında tam kare dalga ve frekansı VCO çıkış frekansının yarısı değerinde bir çıkış elde edilir. Flip-flop'un kare dalga çıkışı 3 numarayla gösterilen devrede, integratör olarak kullanılan bir opamp ile entegre edilir. (integralden önce kare dalgadaki her DC bileşen bir kapasite ile bloke edilir.) Entegratörün çıkışı doğru sıfır seviyesinde değildir. 4 numarada belirtilmiş bir seviye kaydırıcı ile, doğru sıfır seviyesi elde edilir. Seviye kaydırıcının çıkışı taşıyıcı dalga olarak kullanılabilir.



Şekil 3.18 taşıyıcı dalganın oluşturulması

3.4.3.2 Referans Sinüs Dalganın Oluşturulması

Şekil 3.19' da referans sinüs dalganın oluşturulmasında kullanılan dijital devre görünmektedir. Bu şema sinüs dalganın genlik ve frekansının birbirinden bağımsız olarak ayarlanmasına olanak verir. Dalga şekli PROM (programlanabilir sadece okunur bellek)' da saklanabilen bir dijital teknik kullanılmıştır.



Şekil 3.19 sin ref. Geriliminin dijital şeması

1 numara ile işaretlenmiş devre gerilim kontrolü bir osilatördür. Şekil 3.19' dan görülebileceği gerilim bir pot üzerinden elle ayarlanmaktadır. Bu sinüs dalganın frekansının ayarındır.

2 numara ile işaretlenmiş devre binary ileri/geri sayıcı olarak tanımlanır. Gerçekte birkaç entegre devre (ic)' nin birleşmesinden oluşmaktadır. Fonksiyonu ilk olarak, sıfırdan başlayarak, UCO' nun çıkış palslerini yukarıya doğru sayar , önceden set edilen değere ulaşır ulaşmaz da aşağı doğru saymaya başlar. Değer yukarı ulaştığı anda tekrar yukarı doğru saymaya başlar.

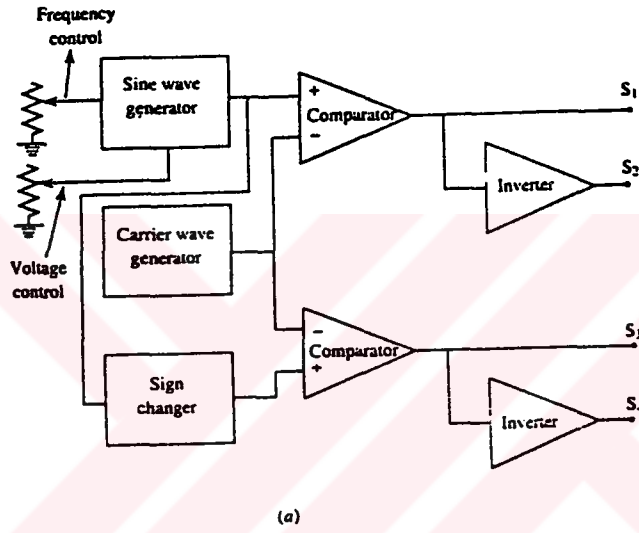
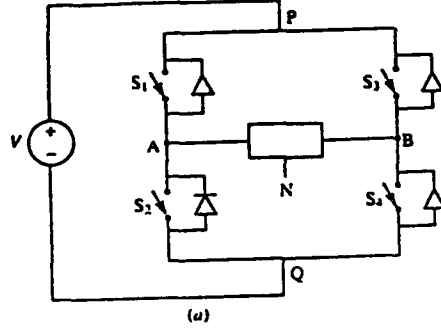
İşlem aynı şekilde sürekli devam eder. Şekil 3.19' da kullanılan sayıcının 8 bit çıkışı vardır. Aşağı saymaya başlatan sinyal otomatik olarak 8 bitlik binary bir karşılaştırıcı tarafından da üretilebilir. Bu komparatör 8 bitlik sayıcı çıkışıyla (bu sayıya A diyelim) karşılaştırır. $A = B$ olduğunda, komparatör $A = B$ terminalinden bir çıkış sinyali verir. Bu çıkış sinyali 8 bitlik sayıcıda aşağı saymanın başlangıcı olarak kabul edilebilir.

8 bit çıkışlı binary sayısı EPROM çipinin girişinde adresleme için kullanılır. (Şekil 3.19 blok 3)

EPROM' un her adresi sinüs dalgasının ani açılmal olarak kaydedilir. Bu açının sinüsü bu adrese 8 bitlik sayı olarak kaydedilir. Böylece sayıcının çıkışı değiştikçe hafıza sırayla dolar ve EPROM' un çıkışında sinüslerin açıları 8 bitlik sayılar halinde belirir.

EPROM' un 8 bit binary çıkışı bir D/A dijital \ analog çevirici ile analog gerilime çevrilir. Şekil 3.19' da kullanılan D/A çevirici çarpanlı tiptir. Bunun anlamı, çipte analog çıkışı bir skala çarpanı ile değiştirme imkanı sağlayan ayarlı bir dc gerilim girişinin olmasıdır. Bu ayar referans sinüs dalgasının genliğinde kullanılır. D/A konverterden çıkan basamaklı gerilimden dolayı , analog çıkış sinüs dalgaya yakın dalga şeklindedir. Şekil 3.19' da 8 bitlik çözünürlük kullanılmıştır. Daha hassas sonuçlar istendiğinde sayıcıda ve EPROM' da daha çok bit kullanıp D/A konverterin de çözünürlüğü artırılabilir.

D/A konverterin analog çıkışı tek kutupludur. EPROM'un hafızası sinüs dalgasının sadece pozitif yarım periyodu oluşacak şekilde doldurulabilir. Negatif yarım periyodu oluşturmak için, sayıcının bir sonraki yukarı \ aşağı sayma çevrimi boyunca D/A konverterin analog çıkışının kutbunu ters çevirmemiz yeterlidir. Bu da şekil 3.19' daki devreye , yukarı aşağı sayma çevriminden sonra D/A konverterin gerilim çıkışının kutbunu ters çeviren yeni bir devre eklenmesi demektir.



Şekil 3.20 a) Tam köprü b) SPWM'de S1-S4 sinyallerinin oluşturulması

3.4.4. Bipolar Gerilim Anahtarlamalı PWM

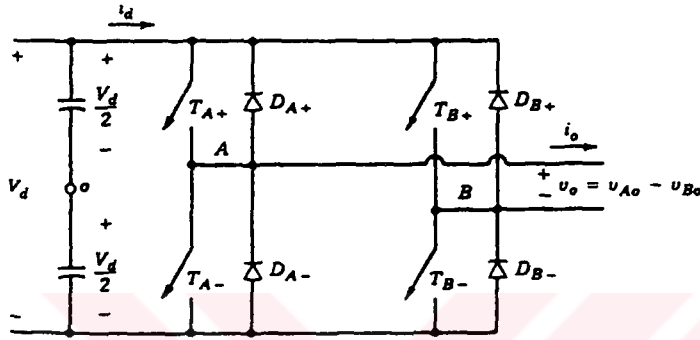
Şekil 3.21' deki 2 baccaktan (T_{A-} , T_{B+}), (T_{A+} , T_{B-}) çapraz karşılıklı anahtarlar ortak anahtar gibi sırası ile bağlanmıştır. Bu tip PWM anahtarlama ile A bacağındaki çıkış gerilim dalga şekli, şekil 3.22' de $V_{kontrol}$ ve V_{tri} karşılaştırması aynı şekilde belirtilmiştir. Bu basit tek bacak inverter çıkışı ile aynıdır. İnverterin B bacağına çıkışı A bacağına çıkışının negatiftir. Örneğin T_{A+} ON ise ve $V_{AO} = V_d / 2$ olduğu zaman, $T_{B-} = ON$ ve $V_{BO} = -V_d / 2$ olur. Bundan dolayı ,

$$v_{B_o}(t) = -v_{A_o}(t) \quad (3.38)$$

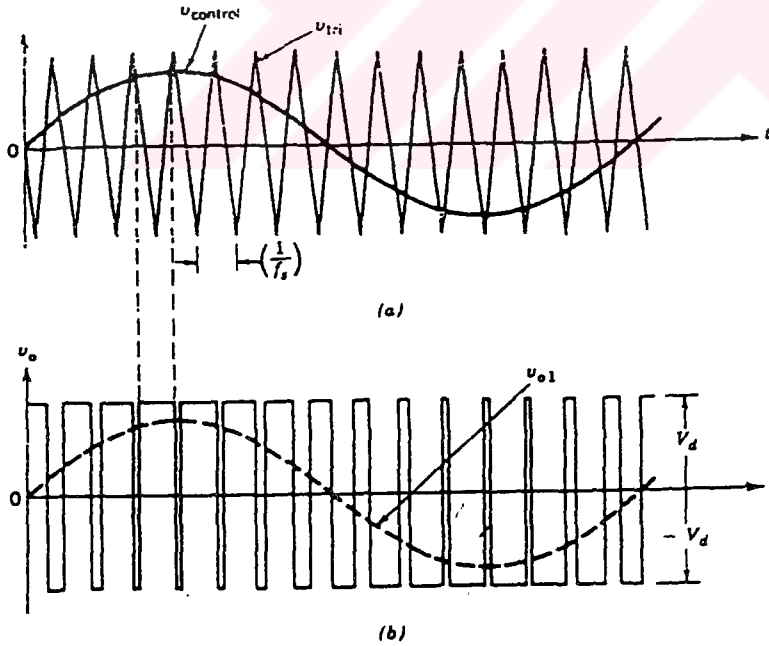
$$v_o(t) = v_{A_o}(t) - v_{B_o}(t) = 2v_{A_o}(t) \quad (3.39)$$

Şekil 3.22b' de V_o dalga şekli gösterilmektedir. Çıkış gerilimi V_{o1} içindeki temel frekans komponentinin pick değeri denklem 3.39' dan bulunur.

$$\hat{V}_{o1} = m_o V_d \quad (m_o \leq 1.0) \quad (3.40)$$



Şekil 3.21 tek faz tam köprü inverter



Şekil 3.22 bipolar gerilim anahtarlama PWM

$$V_d < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d \quad (m_a > 1.0) \quad (3.41)$$

Şekil 3.22b' de $-V_d$ ve $+V_d$ voltaj seviyeleri arasında anahtarlama yapan çıkış gerilimini (V_o) inceler. Bu nedenle bu tip anahtarlama bipolar gerilim anahtarlama PWM denir. Harmoniklerin çıkış gerilimindeki genlikleri tablo 3.1 kullanılarak aşağıdaki örnekte belirtildiği gibi bulunabilir.

3.4.4.1. DC Kenar Akımı , İd

PWM Bipolar gerilim anahtarlama şemasında (şekil 3.22) dc kenar akımı I_d gösterilmiştir. Şekil 3.23' de belirtildiği gibi sadelik için hayali yüksek frekans L – C filitreleri dc kenarda, ac kenarda olduğu gibi kullanılmıştır. Sonsuza yaklaştıkça anahtarlama frekansı çok yüksek hayal edilir. Bundan dolayı V_o ve I_d nin içindeki yüksek anahtarlama frekans komponentlerini filtre etmek L-C filtre komponentleri sıfıra yaklaşan ac ve dc kenar filtreleri gerektirir. Bu filtrelerin içinde depolanan enerjinin dikkate alınmayacak kadar az olduğu belirtilir. Konverter kendi enerji saklama elementleri olmadığından ani güç girişi ani güç çıkışına eşit olmalıdır.

Bu kabulleri yaparak , şekil 3.23' deki V_o , temel çıkış frekansı ω_1 de saf sinüs dalga olur.

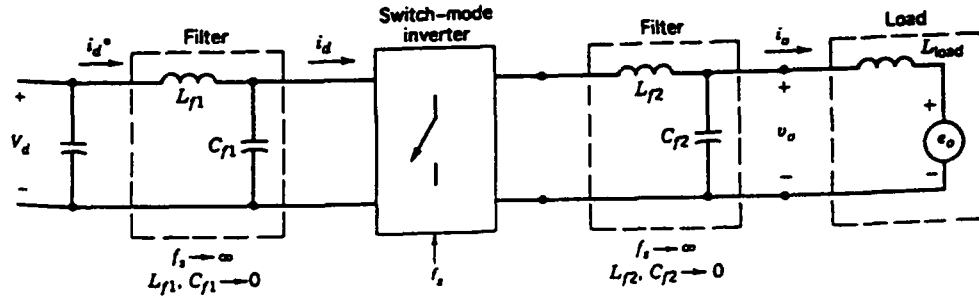
$$v_{o1} = v_o = \sqrt{2} V_o \sin \omega_1 t \quad (3.42)$$

Eğer şekil 3.23' e ω_1 frekansında saf sin dalga yüklenirse sonra çıkış akımı da sinüsoidal olur. Ve ac motor gibi bir endüktif yük için gecikme oluşur.

$$i_o = \sqrt{2} I_o \sin (\omega_1 t - \phi) \quad (3.43)$$

Burda θ açısı akım gerilim faz farkı açısıdır.

Dc kenarda L-C filtresi i_d ve i_d^* ' in içinde yüksek anahtarlama frekans komponentlerini filtre edecektir. Sadece düşük frekans ve dc komponent içerir.



Şekil 3.23 hayali filtrelerle inverter

Filtrelerde enerji depolanmadığı var sayılırsa ,

$$V_d \cdot i_d^*(t) = v_o(t) \cdot i_o(t) = \sqrt{2} V_o \sin \omega_1 t \cdot \sqrt{2} I_o \sin (\omega_1 t - \phi) \quad (3.44)$$

$$i_d^*(t) = \frac{V_o I_o}{V_d} \cos \phi - \frac{V_o I_o}{V_d} \cos (2\omega_1 t - \phi) = I_d + i_{d2} \quad (3.45)$$

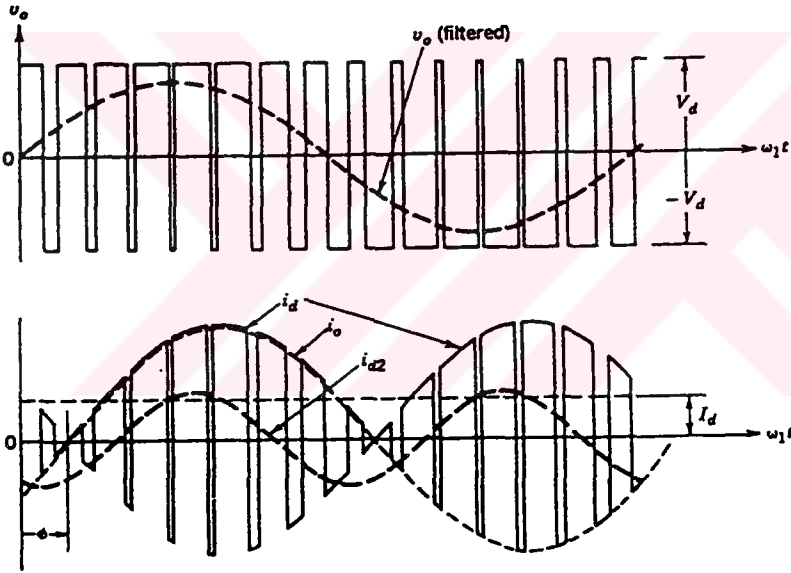
$$= I_d - \sqrt{2} I_{d2} \cos (2\omega_1 t - \phi) \quad (3.46)$$

$$I_d = \frac{V_o I_o}{V_d} \cos \phi \quad (3.47)$$

$$I_{d2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_o I_o}{V_d} \quad (3.48)$$

I_d^* için 3.46 denklemleri, inverterin dc kenarındaki V_d 'den, ac kenara güç transferinin sorumlusunun, (I_d) dc komponent olduğunu gösterir. Ayrıca I_d^* temel frekansın iki katı sinüs bileşen içerir. Şekil 3.24' de görüldüğü gibi inverter giriş akımı I_d inverter anahtarlamaları nedeniyle I_d^* ve yüksek frekans komponentlerinden oluşur.

Pratikte önceki varsayım olan inverter girişi gibi sabit dc gerilim her zaman geçerli değildir. Normalde bu dc gerilim ac hat gerilimini doğrultarak bulunur. Dc gerilimi filtre etmek için doğrultucu çıkış terminallerine geçişte büyük bir kapasite kullanılır.



Şekil 3.24 PWM bipolar gerilim anahtarlama ile tek faz inverterin içindeki DC kenar akımı

Kapasite gerilimindeki ve inverter dc giriş gerilimindeki dalgalanma iki sebepten olur.

- 1) Doğrultulan hat gerilimi saf olmayan dc gerilim üretebilir.
- 2) Daha önce denklem 3.46' da gösterilen tek fazlı inverterin dc tarafından akan akım sabit bir dc değildir ve yüksek anahtarlama frekans komponentine ek olarak 2. harmonik bileşen içerir. İkinci harmonik akım bileşeni , yüksek anahtarlama frekansına bağlı olan dalgalanma ihmal edilmesine rağmen, kapasite geriliminde dalgalanmaya yol açar.

3.4.5. Unipolar Gerilim Anahtarlama PWM

Unipolar gerilim anahtarlama PWM de şekil 3.21'deki tam köprü inverterin iki bacağındaki anahtarlar eş zamanlı bağlanmaz. Burada tam köprü A ve B bacakları ayrı ayrı V_{tri} ile $+V_{control}$ ve $-V_{control}$ sırası ile karşılaştırılarak kontrol edilir. Şekil 3.25a'da görüldüğü gibi aşağıdaki lojik sinyallerde $V_{control}$ ile üçgen dalga şekli sonuçları A bacağındaki anahtarları kontrol eder.

$$\begin{aligned} v_{control} > v_{tri} : T_{A+} \text{ on and } v_{A,N} &= V_d \\ v_{control} < v_{tri} : T_{A-} \text{ on and } v_{A,N} &= 0 \end{aligned} \quad (3.49)$$

Şekil 3.25b' de inverter A bacağı çıkış gerilimi ile negatif dc bus N'nin oranı gösterilmiştir. B bacağındaki anahtarları kontrol etmek için (- $V_{control}$) aşağıdaki sonuçları veren aynı üçgen dalga şekli ile karşılaştırılır.

$$\begin{aligned} (-v_{control}) > v_{tri} : T_{B-} \text{ on and } v_{B,N} &= V_d \\ (-v_{control}) < v_{tri} : T_{B+} \text{ on and } v_{B,N} &= 0 \end{aligned} \quad (3.50)$$

Anahtarlara ters paralel geri besleme diyotlarından dolayı 3.49 ve 3.50 denklemlerinde verilen önce giden gerilim , çıkış akımı I_o ' in yönünden bağımsızdır.

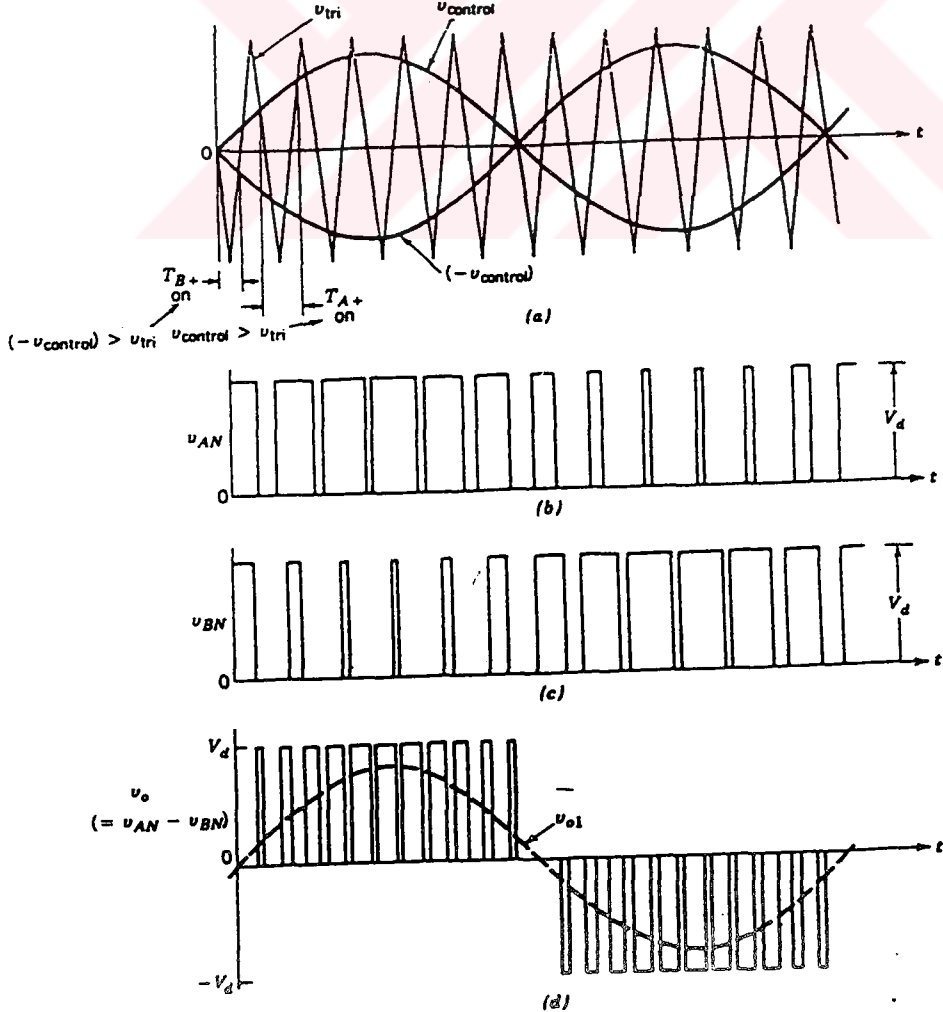
Şekil 3.25' deki dalga şekilleri anahtarlama için 4 kombinasyon olduğunu gösterir.

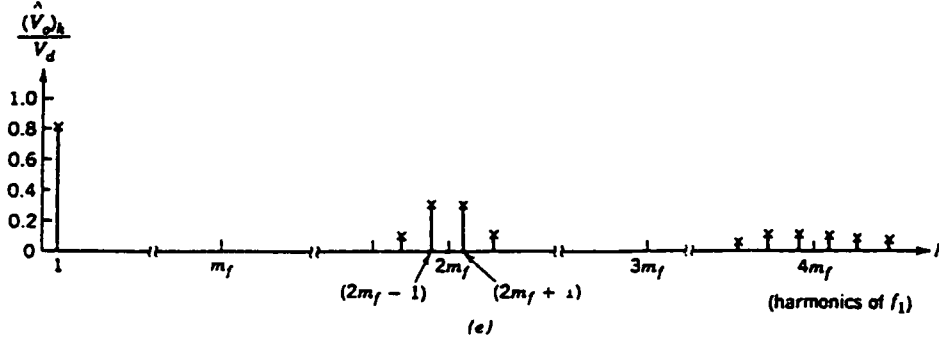
- (1) T_{A-}, T_{B-} on: $v_{AN} = V_d, v_{BN} = 0; v_s = V_d$
- (2) T_{A-}, T_{B+} on: $v_{AN} = 0, v_{BN} = V_d; v_s = -V_d$
- (3) T_{A+}, T_{B+} on: $v_{AN} = V_d, v_{BN} = V_d; v_s = 0$
- (4) T_{A-}, T_{B-} on: $v_{AN} = 0, v_{BN} = 0; v_s = 0$

(3.51)

Burada dikkat edilmesi gereken nokta üst siviçler ON olduğunda çıkış geriliminin sıfır olmasıdır. Çıkış akımı \dot{I}_o 'ın yönüne bağlı olarak (T_{A+} ve D_{B+}) veya (D_{A+} ve T_{B+}) içinden dolaştırılır. Bu ara boyunca giriş akımı \dot{I}_d sıfırdır. Benzer durum alt siviçler ON olduğunda da meydana gelir. (T_{A-} ve T_{B-})

Bu tip PWM şemasında anahtarlama meydana geldiğinde çıkış gerilimi sıfır ile $+V_d$ veya sıfır ile $-V_d$ gerilim seviye aralıklarında değişir. Bu nedenle bu tip PWM şemasına daha önce açıklanmış bipolar ($+V_d$ ve $-V_d$ arasında) gerilim anahtarlama PWM nin zıttı olan unipolar gerilim anahtarlama PWM denir.





Şekil 3.25 Unipolar Gerilim Anahtarlama PWM

Bu şema, bipolar gerilim anahtarlama şemaya göre, anahtarlama frekansının çiftlenmesinden dolayı, çıkış harmonikleri üzerinde daha etkilidir. Ayrıca her anahtarlama çıkış gerilim atlaması diğer şemaya göre $2 V_d$ den, V_d ye düşmüştür.

Anahtarlama frekansının çiftlenme etkisi, çıkış dalga şeklinin harmonik spektrumunda gözükür ve en düşük harmoniklerin anahtarlama frekansının yan bantları şeklinde oluşur. Bu eğer frekans modülasyon oranı M_f yi çift seçersek daha kolayca görülebilir. (Bipolar gerilim anahtarlama PWM inverterde M_f tek olmalıdır). Gerilim dalga şekilleri V_{an} ve V_{bn} birbirleriyle uyumlu olacak şekilde 180° temel frekanstan (f_1) saparlar. Böylece V_{an} ve V_{bn} anahtarlama frekansındaki harmonik bileşenler aynı fazda olur. ($\theta_{an} - \theta_{bn} = 180$). $M_f = 0^\circ$ dir çünkü dalga şekilleri 180° sapsmış ve M_f çift kabul edilmiştir. Anahtarlama frekansında harmonik bileşen elemesindeki bu sonuçlar çıkış gerilimi $V_o = V_{an} - V_{bn}$ dedir. Ek olarak anahtarlama frekansının harmoniklerinin yan bantları görünmez. Benzer şekilde yan bantlar yok iken çift anahtarlama frekansında diğer baskın harmonikler yok olur.

$$\hat{V}_{o1} = m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0)$$

(3.52)

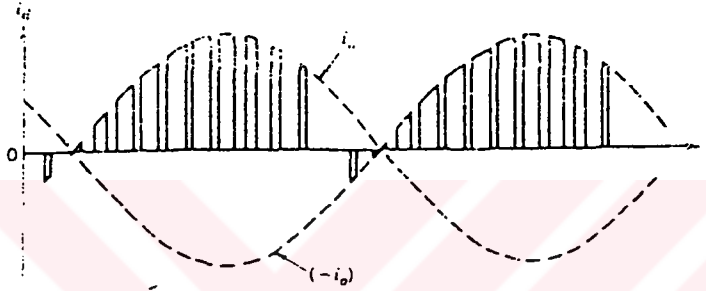
$$V_d < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d \quad (m_a > 1.0)$$

(3.53)

3.4.5.1. DC Kenar Akımı, İd

Şekil 3.23' deki bipolar gerilim anahtarlama PWM' e benzer koşullarda şekil 3.26' da $M_f = 14$ durumunda unipolar gerilim anahtarlama şema için dc taraf akımı I_d görülmektedir.

Şekil 3.24 ve 3.26' yı karşılaştırdığımızda , unipolar gerilim anahtarlama PWM şema kullanıldığında inverterin dc tarafındaki akımda daha az dalgalanma görülmektedir.



Şekil 3.26 Unipolar gerilim anahtarlama PWM inverter dc taraf akımı

3-4-6 Unipolar – Bipolar Karşılaştırması

Tam köprü için inverter çıkış pulsleri ünipolardır. Bunun anlamı tam köprü için , tüm pulsler sadece tek kutupludur. Bu sonuç yarım köprüde bulunan sinüs üçgen dalgasının kesişiminden elde edilen ters gerilimli inverter çıkışı ile çakışmaktadır. Pratikte yarı-köprü inverter pek kullanılmaz.

İnverterde bir yarı periyottaki çıkış puls sayısı 12 dir. Bu aralıkta sadece 6 taşıyıcı gerilim periyodu vardır. Böylece taşıyıcı frekansın 2 katı olan puls çiftlemesi oluşur.

Sonuçta 2 referans dalgayla, bir ortak taşıyıcı üçgen dalgaının kesişiminden unipolar yarı köprüde inverter çıkış pulsleri ve çift frekanslı pulsler elde edilmiştir ki bu 2 sonuç da yarı-köprüye göre avantajlıdır.

4. ÜÇ FAZLI İNVERTERLER

4-1 Çok Darbeli Kare Dalga PWM İnverter

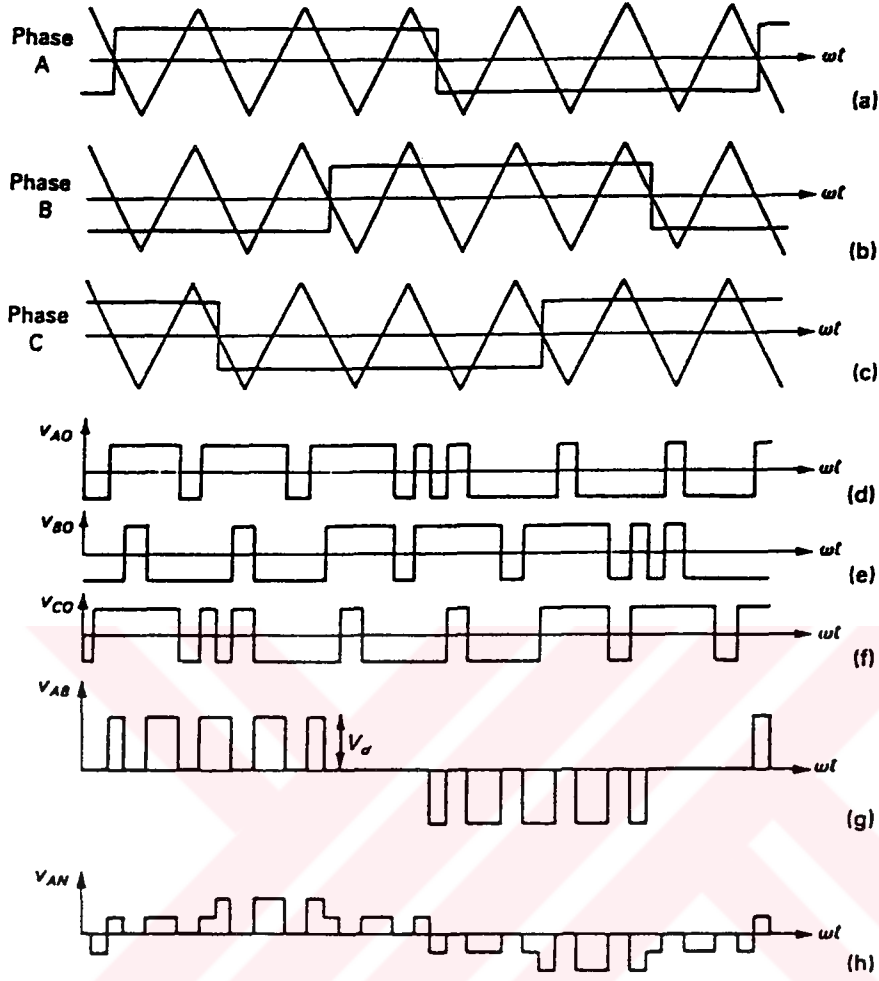
Üç fazlı inverterlerde her yarım köprü aynı frekans ve genlikteki üçgen dalga ile beslenen bir komparatöre bağlıdır. Üç fazlı dengeli bir sistemde fazlar arasında 120 derece faz farkı olduğundan üç faz için referans aldığımız kare dalgalar arasında da 120 derece faz farkı olmalıdır.

Şekil 4-1' de ise A,B,C fazları için 120 derece kaymalı uygulanmış kare dalga referans ile çevirme oranı 6 dan üçgen dalganın karşılaştırılmasından elde edilen PWM çıkış değişimleri gösterilmiştir.

Çıkış gerilimleri V_{ao}, V_{bo}, V_{co} dır. Bunlara göre elde edilen faz –faz gerilimi V_{ob} genliği V_d ' ye eşit olan ve her yarı periotta kesişimlerle eşit sayıda darbe veren bir değişim gösterir. Şekil 4-1' de ise eşitliklerden çıkarılan V_{an} faz-nötr geriliminin değişiminin değişimi çizilmiştir. Burada $M=0,6$ dır. Bu katsayı $0 \leq M \leq 1$ arasında tutulur.

Çıkış geriliminin değeride taşıyıcı dalganın genliği genelde sabit olduğu için referans dalga geriliminin genliğinin değiştirilmesiyle ayarlanır. $M=0$ iken Şekil 4-1' deki kutup gerilimi dalga şekilleri, eşit olmayan simetrik kare dalgalar şeklindedir ve faz-faz gerilimi V_{ab} ' nin ani değeri daima sıfıra eşittir.

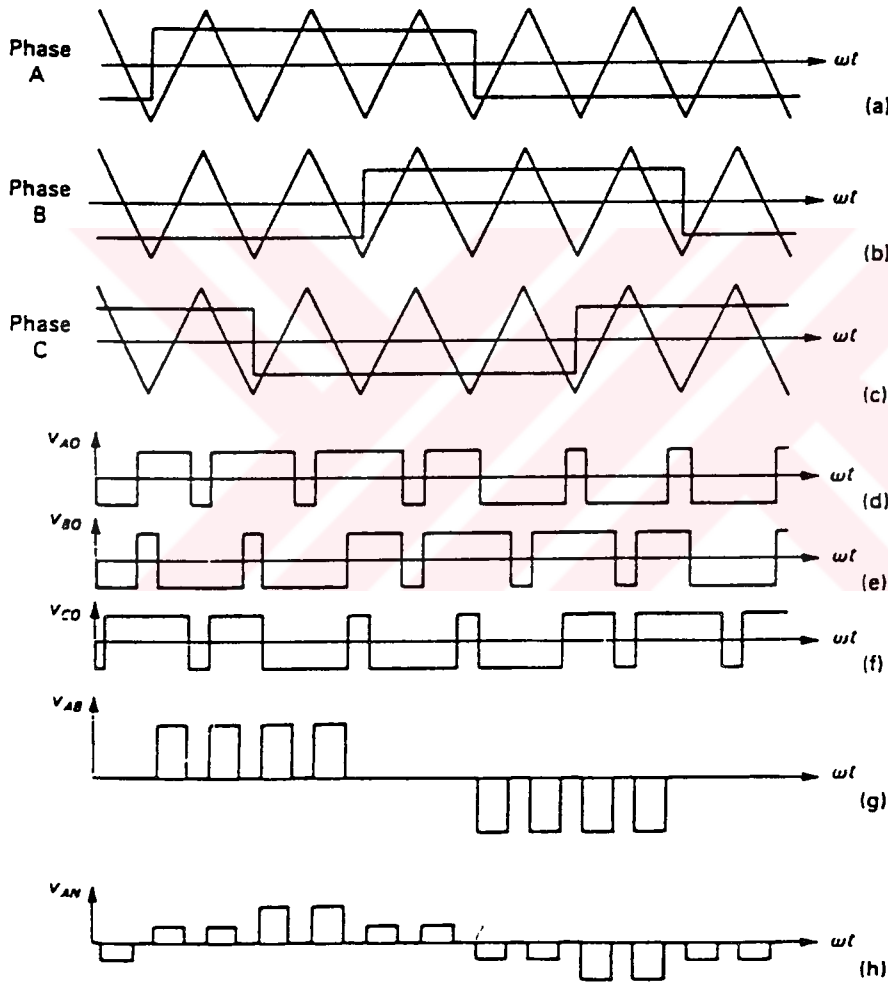
Min küçük değeri için hat geriliminde darbeler çok dardır, ama Min artmasıyla darbeler genişler yarı periottaki volt-saniye alanları ve dolayısıyla gerilim ara dalgasının genliği artar. $M=1$ olduğunda ise faz-faz ve faz-nötr gerilim değişimleri altı basamaklı kare dalga inverterle aynı olur.



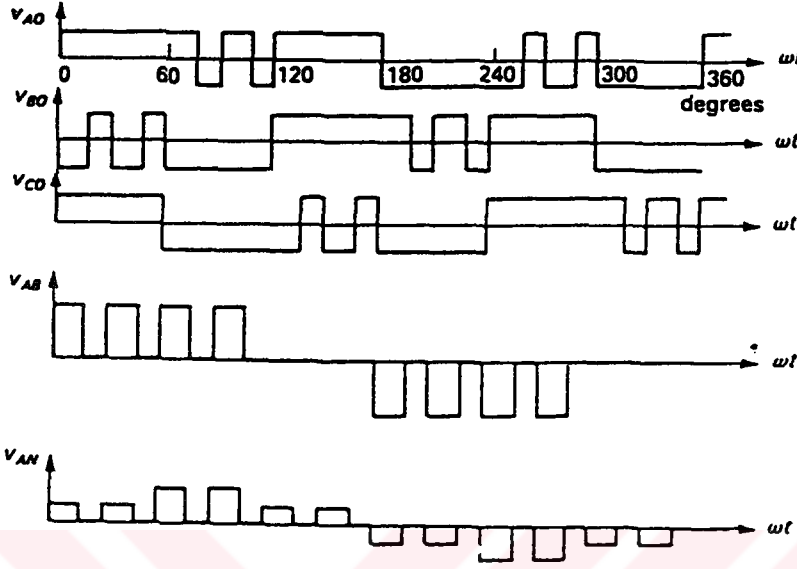
Şekil 4-1 Üç fazlı kare dalga inverter için gerilim dalga şekilleri, (a), (b), (c), komparatör giriş gerilimleri. (d), (e), (f) kutup gerilimleri (g) ac hat gerilimi; (h) faz- nötr gerilimi.

Komparatör dalga şekilleri değiştirerek Şekil 4-2 gibi yapılırsa değişik faz gerilimi dalga şekilleri elde edilecektir. Şekil 4-1'de gösterilen kare dalga referans taşıyıcı dalgaya göre çeyrek periyot kaydırılırsa dalga şeklinde genlikleri eşit darbeler oluşacaktır. Şekil 4-2(h)' ta görülen faz-nötr gerilim şeklinde periyottaki darbe sayısı (p) çevirme oranının iki katıdır.

PWM tekniğinde bu dalga şekli pratikte sıklıkla kullanılmaktadır, ancak modülasyon stratejisi genelde başka tekniklerle desteklenir. Şekil 4-3'te gösterildiği gibi sadece ortadaki 60 derecelik bölümde yapılır. Böylece her periyottaki faz değiştirme sayısı ve dolayısıyla faz değiştirme kayıpları azalır. Şekil 4-3'te verilen kutup gerilimlerinde her yarı periyotta ortadaki 60 derecelik bölümden kaydırmış iki darbeden oluşur ve çıkan faz-faz ve faz-nötr gerilimleri Şekil 4-2'de elde edilenlerle aynıdır.



Şekil 4-2 Taşıyıcı dalgada çeyrek periyot faz kaldırmalı üç fazlı kare dalga PWM gerilim dalga şekilleri.



Şekil 4-3 PWM dalga şekillerinin elde edilmesi için değişik bir modülasyon tekniği.

4.1.1 Harmonik Analizi

Kare dalga PWM darbe şekilleri düzenlenmiş altı basamaklı düzenlenmiş dalga şekli verir. Bu dalga şekli altı basamaklı dalganın tüm harmoniklerini ve ek olarak yüksek frekanslı anahtarlama harmonikleri meydana getirir. Üç fazlı çalışmada dengeli bir çıkış gerilimi için p 3 ve 3'ün katları olmalıdır. Buda üç fazlı inverterlerde yük tarafına 3. harmoniğin oluşmasını sağlar.

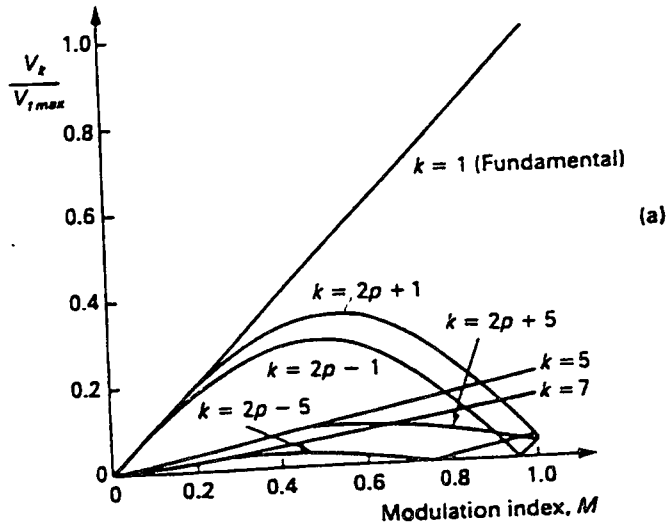
Çıkış geriliminde en etkili anahtarlama harmonikleri taşıyıcı frekansının 2 katında yan bandlar olarak kendini gösterir. Bu nedenle gerilimin harmonik bileşenleri $k=2p\pm 1$ ve daha az etkili olan $k=2p\pm 3$ bileşeni çıkış geriliminde görünen ancak 3'e bölünebildiklerinde ortadan kalkarlar. Örneğin $P=12$ olursa başlıca anahtarlama harmonikleri 23. ve 25. mertebededir. Daha az etkili olanlar ise 19. ve 29. harmonikler olacaktır.

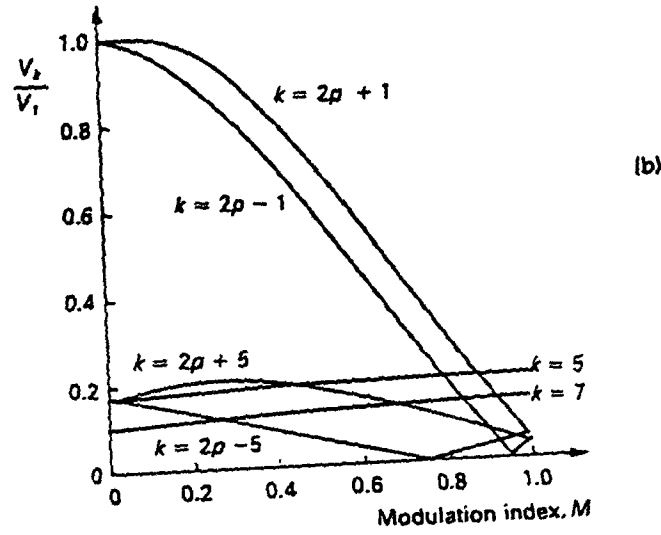
Benzer şekilde $4p, 6p, 8p$ ' ninde kenar bantlarında harmonikler elde edilecektir. Yüksek anahtarlama harmonikleri kolaylıkla altı basamak harmoniklerinde ayrılabilir.

Şekil 4.4' te yüksek taşıyıcı oranlarında anahtarlama harmonikleri ve düşük mertebeden kare dalga harmonikleri görülmektedir. Şekil 4.4' te altı basamaklı dalgada gerilim ana dalgası genliği maximum değerindedir ve harmonik gerilim genliği, gerilim ana dalgası genliği maximum değeri V_1 maximum fonksiyonu belirtilmiştir. Harmonik p ' den bağımsız olup sadece modülasyon indeksi m ' e bağlıdır. Bunun lineer bir bağıntı olduğuda Şekil 4.4' ten görülmektedir.

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. Bu durum Şekil 4.4b' deki normlaştırılmış eğrilerde daha açık olarak görülmektedir.

Burada belirli bir dalga şeklindeki harmonik genliği V_k , gerilim ana dalgası genliği V_1 ' in fonksiyonu olarak gösterilmiştir. M ' le ulaştığında ise $k = 5, 7, 11, 13, \dots (6n \pm 1)$ sınırına kadar olan harmonikler çıkacaktır ve harmonik genlikleri ana dalga genliği ile $1/k$ ile orantılı olacaktır. Şekil 4.4' teki sonuçlar Şekil 4.1' deki dalga şekli için elde edilmiştir.





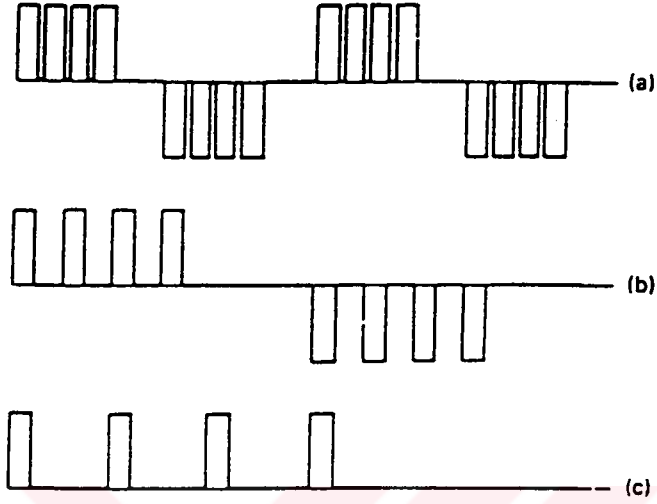
Şekil 4.4 Şekil 4-1' deki kare dalga PWM geriliminin modülasyon katsayısına bağlı harmonik bileşenleri; (a) Maximum ana dalga gerilimine bağlı harmonik gerilim genliği, (b) anlık dalga genliğine bağlı harmonik genliği.

Şekil 4-2'deki dalga şekli içindeki aşağı yukarı aynı sonuçların ortaya çıktığı ve eğrilerin yüksek darbe sayıları için önemli derecede değişmediği görülür. Bu eğriler 3 ve 6 düşük p değerinde, düşük dereceli harmonikler etkin olduğu için geçerli olmamaktadır, çünkü bu durumda harmonik bileşen, çıkıştaki altı basamak değerini aşabilmektedir.

Kare dalga PWM' 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 bile harmonik içeriği, en iyi altı basamaklı dalga şekline yaklaşır. Düşük devirlerde moment sınımları artar ve alçak hızlarda motor mili düzensiz bir şekilde döner.

4.1.2 Sabit Gerilim / Frekans Oranıyla Çalıştırma

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



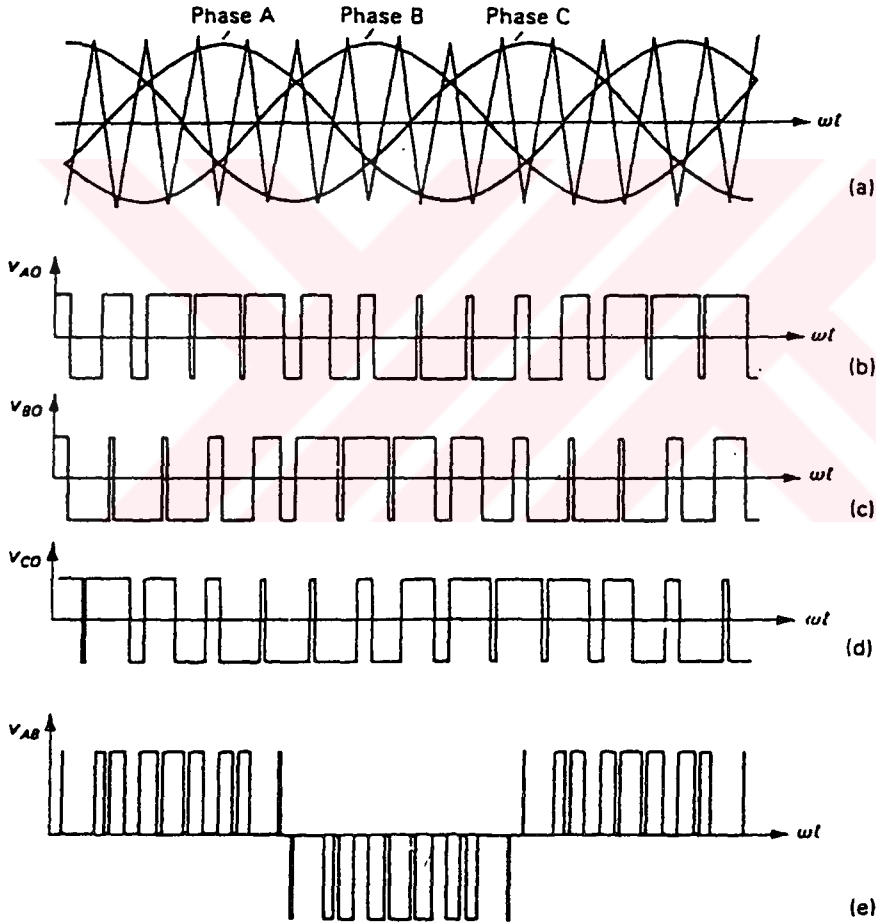
Şekil 4-5 Üç Fazlı Kare Dalga PWM İnverterde Sabit V/f Oluşturulması.
AC Hat Gerilim Dalga Şekli:

- a) Baz Frekansına Yakın
- b) Yarım frekansta
- c) Çeyrek Frekansta

Şekil 4.1 veya 4.2 incelendiğinde hat-hat modülasyon gerilimindeki her gerilim puls süresi modülasyon indeksi M' ye ve referans dalganın periyodu T' ye bağlıdır. Bu yüzden, puls süresi T_p , MT veya M/f (f , referans dalga frekansı) ile orantılıdır. Eğer referans dalga genliği, frekansla lineer olarak değişirse, M/f sabit olur ve T_p (puls süresi) frekanstan bağımsız olur. Sonuçta, her yarım çevrim için gerilim - saniye alanı her frekansta aynı kalır bu da istenen sabit gerilim/ frekans çalışmayı sağlar. Başka bir açıdan bakarsak, temel genliği M' 'nin lineer fonksiyonu olduğunda, sabit M/f , sabit V_1/f yi gerçekleştirir.

4-2 Üç Fazlı Sinüsoidal PWM

Kare dalga PWM de referans dalga bir kare dalgadır. Bu dalganın genliği frekansı ve harmonik bileşenleri çıkış geriliminde ortaya çıkar böylece referans dalganın düşük dereceli harmonikleri ortaya çıkar. Ancak ac motorlar sinusoidal kaynaktan işletildiği için inverterler çıkışında mümkün olduğu kadar sinusoidal 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. Bu teknik çoğunlukla endüstriyel uygulamalarda kullanılmakta olup kısaca SPWM olarak bilinmektedir.



Şekil 4-6 Üç faz sinüsoidal PWM için gerilim dalga şekilleri (a) komparatör gerilimleri (b), (c), (d) kutup gerilimleri; (e) ac hat gerilimi.

Burada da her fazı ya da yarım köprüsünde bulunan komparatörler o fazın referans dalgası ile simetrik üçgen dalgayı karşılaştırırlar.

Şekil 4-6a da taşıyıcı oranının 9 ve modülasyon indeksinin 1 olması halinde VA, VB, VC uç gerilimleri verilmiştir. Yine darbe sayısı p, üç faza uygun bir çıkış elde edebilmek için 3 ve 3ün katları olacak şekilde seçilmelidir.

AC motor kontrolünde kullanılan bir sinüs dalga PWM 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. Eğer motor hızları düşükse sifıra kadar düşük frekansları verebilen bir frekans osilatörüne ihtiyaç vardır. Bu osilatörün klasik devre elemanları ile gerçekleştirilmesi zor olduğundan entegreler kullanılmıştır. Ancak dijital tekniğin gelişmesiyle dijital hafıza ya da geniş ölçülü entegre devrelerin (LSI) kullanılmasıyla sinüsoidal PWM tekniği gelişmiştir.

Büyük taşıyıcı oranlardaki sinüsoidal PWM inverterde etkili harmonikler yüksek mertebededir ve çıkış geriliminin dalga şekli oldukça düzgündür. Bu harmonikler, taşıyıcı frekansının mertebesinde oluşur. Çok düşük hızlarda bile düzgün bir motor dönüşü elde edilir. Zira istenmeyen düşük mertebeden harmonikler ve moment salınımları sinüsoidal PWM'de ortadan kalkar.

4-2-1 Harmonik Analizi

Sinüsoidal PWM de çıkış gerilimindeki en etkili harmonikler darbe sayısı p ye bağlıdır. Burada harmonikler Fourier açılımı ile belirlenmektedir. Bu denklemlerin çözümü zor ve zaman alıcıdır. Fakat günümüzde bu çözümler bilgisayarlar yardımıyla çözülebilmektedir. Bu çözümlerden görülecektir ki harmonikler taşıyıcı frekans ile bunun katlarının kenar bantlarında ortaya çıkmaktadır ve harmonik mertebesi için aşağıdaki genel formül elde edilmektedir.

$$k=pn\pm m$$

(4.1)

k ifadesinde n taşıyıcı harmoniğinin m.yön bandı tarif edilmektedir. Zira n ve m her ikisi de çift olduğunda harmonikler meydana gelmez. Örneğin $n=Z$ için uç geriliminin dalga şeklinde $2p \pm 1, 2p \pm 3, 2p \pm 5, \dots$ mertebesinden 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 $p \pm 2, p \pm 4$ mertebesinden harmonikler oluşur.

p' nin tek değerlerinde çıkış dalga şeklinde büyük harmonikler de görülecektir. Ancak p 3' ün katı olacağından taşıyıcı harmonikler $2p \pm 3$ sınırında 3' ün katları olarak tanımlanacak ve yük tarafından kullanılmayacaktır.

İyi bir inceleme ile harmonik genliklerinin p, 9' dan büyük darbe sayısı p' den bağımsız olduğunu gösterir.

Şekil 4.7' de harmonik bileşenlerin genliklerinin M' ye bağlı olarak fonksiyonları gösterilmiştir. Bu şekilde iki eğri ailesi görülmektedir. Şekil (a)' da ana dalganın maximum genliği V_{1max} ' in bağıl değeri olarak harmonik genliği V_k , (b)' de ise normlaştırılmış bağıl genliği harmonik genliği V_k / V_1 görülmektedir. Eğri M' nin 0 ile 1 arası değerleri için çizilmiştir. Gerilim ana dalga ile modülasyon indeksi arasında lineer bir ilişki olduğu açıkça görülmektedir.

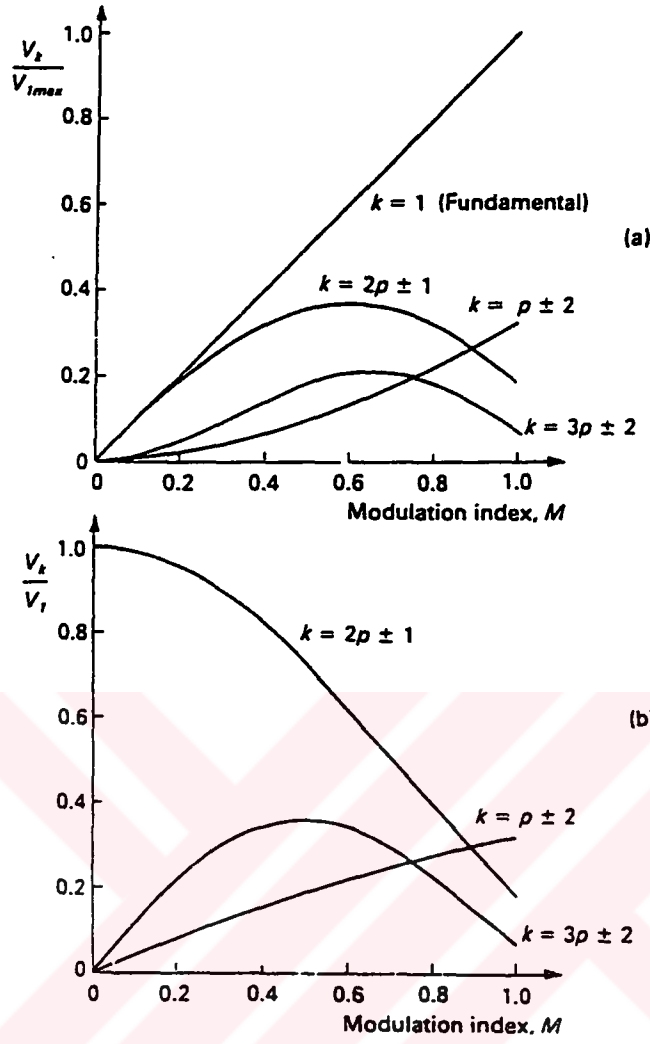
Yıldız bağlı bir yük için ana dalga faz nötr geriliminin genliği ,

$$0 \leq M \leq 1 \text{ için } V_1 = M \times V_d / 2 \quad (4.2)$$

olarak bulunur. Burada V_d inverter girişindeki doğru gerilimdir.

Şekil 4.7 den de görüldüğü gibi $k = 2p \pm 1$ harmoniklerinin M' nin aşağı yukarı her değeri için etkin olduğunu gösterir, ancak $k = p \pm 2$ mertebeli harmoniklerde, bu bölgede etkilidir. Böylece $p = 15$ kabul edersek en etkin harmonikler 29. ve 31. harmonikler olacaktır. Bunları 13. ve 17. harmonikler takip edecektir.

Genelde uygulamalarda en düşük mertebeden harmonik $k = p - 2$ dereceli harmonik olacaktır. Bu harmonikte kare dalga PWM deki harmoniklere göre çok yüksektir. Bu da sinüsoidal PWM avantajıdır.



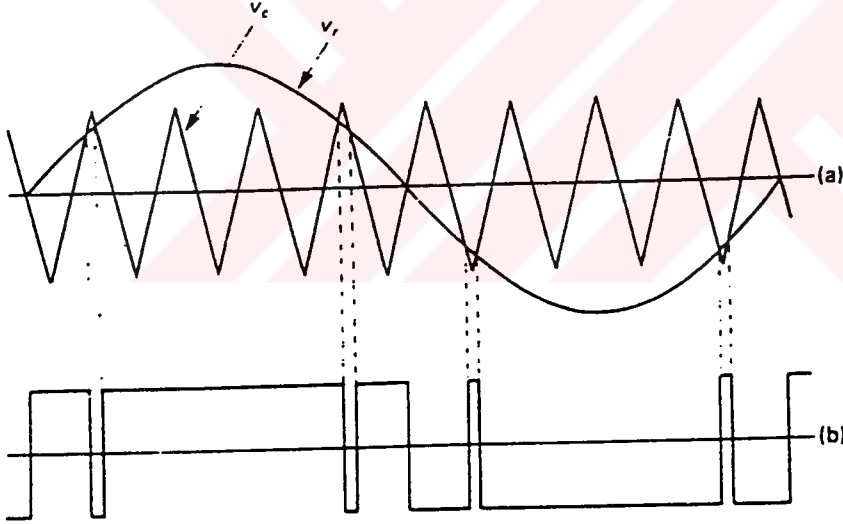
Şekil 4.7 Sinüsoidal PWM harmonik bileşiminin, modilasyon katsayısına göre değişimi: (a)maximum ana dalga genliğine bağlı harmonik genliği; (b) ani ana dalga genliğine bağlı harmonik genliği

4.2.2 Gerilimden Yararlanma

Sinüsoidal PWM' lerin çıkış gerilimi $M = 1$ için maximum değerine ulaşır. Bu durumdaki modüle edilmiş uç gerilimi dalga şeklinin yarım periyottaki volt – saniye oranının kare dalga inverterinkine göre daha küçük olduğu açıktır. Kare dalga inverterde uç gerilimi, modüle edilmemiş bir kare dalga şeklindedir. Bu nedenle sinüs dalga PWM inverterin maksimum ana dalga çıkış gerilimi, kare dalga inverterinkine göre çok daha düşüktür.

$M = 1$ için yıldız bağlı yük durumunda ana dalga faz (faz – nötr) geriliminin genliği $U_d/2$ dir. Kare dalga da ise $2U_d/\pi = 0,636 U_d$ dir. Buna bağlı olarak fazlar arası ana dalga gerilim değeri SPWM için $0,61 U_d$, altı basamaklı kare dalga şekli için ise $0,78 U_d$ dir. Bu sebepten verilen bir dc giriş gerilimi için bir sinüs dalga PWM inverterin ana dalga gerilimi, altı basamaklı sadece %78 idir. Buradan SPWM inverter planlanırken dc kaynak geriliminin büyük olması sonucu çıkarılabilir.

Dc kaynaktan daha verimli bir şekilde yararlanabilmek için bazı metodlar geliştirilmiştir. Şekil 4.8' te M nin 1' in üzerine çıkarıldığı bir durum gösterilmiştir. M ' deki bu artış normal sinüsoidal modülasyon işlevini bozar. Aşırı modülasyon adı verilen bu yöntemde M birden büyük seçilir. Bu yöntemde referans sinüs dalganın ilk 60° ve son 60° lik kısımları üçgen taşıyıcı dalga ile karşılaştırılır. 60° ile 120° arasında herhangi bir boşluk oluşmaz.



Şekil 4.8 aşırı modülasyonlu Sinüsoidal PWM' de

- 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 terkedilmesi sonucu çıkış gerilimi dalga şeklinde yeniden düşük mertebeli harmoniklerin ortaya çıkmasıdır.

4-2-3 Min. Anahtarlama Aralığı

Modülasyon indeksinin 1' e yaklaşması inverter yarı köprüsüne ait birbirini izleyen anahtarlama arasındaki aralık ve referans sinüs dalganın pozitif ve negatif tepelere yakın yerlerde anahtarlama aralığı oldukça azdır.

Şekil 4.6' danda açıkça görüldüğü gibi uç gerilimi dalga şeklindeki bazı boşluklar kısa sürelidir. Bu durum güç yarı iletkenlerinin kısa aralıklarla iletme girip çıkmasını gerektirir. Aynı şekilde çok kısa sürede iletme giren elemanın kesime girmesini zorunlu kılar. Fakat pratikte anahtarlama elemanının iletimden çıkması için belli bir süre geçmesi gereklidir. Bu süre belirli bir minimum değer altına indirilemez. Bu süre elemanın iletimden çıkma süresine bağlıdır. Zorlamalı komitasyonlu çalışan tristörlü devrelerde bu minimum süre birkaç yüz mikro saniye olabilir. Bu minimum zamanın zorlanması halinde anahtarlama elemanına hatalı tetikleme gönderilirse köprü kolu üzerinde kısa devre meydana gelir. Anahtarlama süresinin anahtarlama elemanının iletimden çıkma süresinde küçük olmaması gerekir. Tristörlü devrelere göre MOSFET, IGBT, SIT gibi anahtarlama elemanlarının kullanıldığı inverterlerde bu süre çok kısadır.

Pratikte inverter kontrol devreleri bir "Minimum Anahtarlama Aralığı kenetlenmesi" veya "Darbe Kilitleme Özelliği" ile donatılmalıdır. Böylece boşluk genişliklerinin önceden belirlenen bir minimum değer altına inmesi engellenmiş olur. M birine yaklaştığında sinüs-üçgen dalga kesim noktalarının birbirine yaklaşması sonucu, boşluk genişliği t_{min} ' nin altına düşebilir. Bu durumda minimum anahtarlama kenetlenmesi devreye girerek boşluk genişliğini t_{min} seviyesinde tutar. Aşırı modülasyonda bu durum referans dalgası genliğinin daha da artarak kesişmeler tamamen kayboluncaya kadar devam eder.

Diğer bir yöntem ise sinüs-üçgen dalga kesişimleri t_{min} daha küçük bir boşluk gerektirir gerektirmez bu boşluğun kaldırılmasıdır. Bu durumda genişliği takriben t_{min} olan bir boşluğun aniden kaldırılması çıkış ana dalga genliğinin değişmesine ve motor ile inverterden istenmeyen akımların geçmesine sebep olabilir. Bu durum kapalı çevrim sistemlerinde kararlılık sorunu yaratır. M daha da arttırılırsa kesişmeler sadece sinüs eğrisinin geçtiği bölgelerde olur ve sonunda 6 basamaklı inverter çalışma durumuna geçilir.

Özellikle t_{min} zamanının uzun olduğu tristörlü inverterlerde aşırı modülasyon, ara dalga geriliminde aşırı sıçramalara yol açar. Gerilimde çok büyük kademeler olmaksızın sinüs dalga PWM' den 6 basamaklı çalışmaya yumuşak geçiş sağlamak için PWM teknikleri geliştirilmiştir.

4-2-4 Sabit Gerilim-Frekansla Çalışma

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

Inverterin 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 (sürülmesinde) sinüsoidal PWM invertere büyük avantaj sağlar. Bu tür tahrik sistemlerinde düşük hızlarda çok yumuşak bir dönüş sağlanır.

Ana dalga frekansı azaltıldığında taşıyıcı oranı, önceden belirlenmiş uygun bir değere yükseltilir. Taşıyıcı oranında yapılan bu değişiklikler yani vites değiştirmeler, inverter anahtarlama frekansı önceden belirlenen iki sınır arasında kalacak şekilde planlanır. Üst sınır, aşırı inverter anahtarlama kayıplarına mani olur. Alt sınır ise, aşırı akım dalgalanmaları olmayacak tarzda dalga şeklinin kaliteli kalmasını temin eder. Çok düşük çıkış frekanslarının da gerekli olduğu uygulamalarda çok sayıda vites değiştirilmesi gerekir. Fakat dalga şeklinin kalitesi mükemmel olur. Taşıyıcı oranındaki ani değişiklikler nedeniyle meydana gelecek geçici rejim akımlarını minimuma indirecek şekilde vites değişikliği yapılmalıdır. Bunun için her iki

tarafında kullanılan PWM dalga şekillerine ait ana dalga gerilimlerinin, itina ile birbirine uydurulması gerekir.

Buraya kadar olan etütlerde, taşıyıcı oranının üçle bölünebilen bir tam sayı olduğu ve şekil 4.6' da görüldüğü gibi, taşıyıcı ve referans dalgaların daima senkronize oldukları kabul edilmiştir. Fakat yüksek taşıyıcı oranlarında dalga şeklinin kalitesi, taşıyıcı ve referans dalgalar asenkron olsalar da etkilenmez. Serbest çalışma stratejisi olarak adlandırılan bu yaklaşım, bir çok ticari inverterde benimsenmiştir. Bir zorlamalı komütasyonlu tristörlü inverterde taşıyıcı frekansının seçiminde, komütasyon kayıplarının sınırlandırılması esastır. Örneğin eğer inverter anahtarlama frekansının 500 Hz ile sınırlandırılması istenirse, bu taktirde 500 Hz'lik sabit frekanslı bir üçgen taşıyıcı dalga, frekansı ayarlanabilen bir sinüs dalga referansla karşılaştırılır. Referans dalga, istenen çıkış frekansındadır. Bu senkron olmayan yani asenkron yaklaşım, çok düşük hızlarda vites değiştirmeden çok yüksek taşıyıcı oranları verir. İnverter anahtarlama frekansı 500 Hz' de sabit kalır.

Referans frekansı yükseldiğinde, taşıyıcı oranı düşer ve asenkron dalga şekilleri inverter çıkış geriliminde, düşük frekanslı etkili alt harmonik bileşenleri hasil eder. Taşıyıcı ve referans dalgalarının frekansları oranı bir tam sayı olmadığından, bu bileşenler ortaya çıkar. Sonuç olarak PWM dalga şekli peryottan peryoda biraz değişebilir. Büyük taşıyıcı oranlarında bu darbe şeklindeki alt harmonikler ihmal edilebilir. Fakat taşıyıcı oranının 9' dan küçük olması durumunda darbe etkisi motor akımında, momentinde ve hızında dayanılmaz salınımlara sebep olabilir. Taşıyıcı ve referans dalgaları şekil 4.6' daki gibi senkronize iken, bu sakıncalı darbe etkisi söz konusu değildir.

Sonuç olarak çıkış frekansı yükseldiğinde ve taşıyıcı oranı 9' un altına düştüğünde, PWM inverter senkronize çalışma moduna geçmek zorundadır. Tabi bu taktirde p, üçle bölünebilir olmalıdır. Bir tristörlü inverterde bu geçiş genellikle çıkış frekansının 30 Hz ile 50 Hz olduğu aralıkta gerçekleşir. Senkron ve asenkron çalışma arasındaki geçişler yumuşak olacak tarzda sistem itina ile planlanmalıdır.

Çalışma frekansı artırılmaya devam edildiğinde taşıyıcı oranı, anahtarlama frekansını sınırlamak ve 6 basamaklı çalışma moduna geçişi kolaylaştırmak için, 6' ya ve hatta 3' e düşürülür. Ondan sonra aşırı modülasyon kullanılır veya özel PWM geçiş stratejileri ile normal frekansta 6 basamaklı çalışmaya geçilir. Bu stratejiler aşırı gerilim sıçramaları oluşmadan

yumuşak bir geçiş sağlar. Böylece PWM ve 6 basamaklı çalışmanın mezziyetleri bir araya getirilir.

Nominal frekansın üstünde motor, sabit genlikli 6 basamaklı bir gerilimle yüksek hız bölgesinde çalışır. Bu çalışma şeklinde motor, sabit güç karakteristiği adı verilen bir karakteristiğe sahip olur, Ve hızı arttıkça momenti azalır. Tahrik karakteristiğinin tümü nominal hızın altında endüvi gerilimi kontrol edilerek, nominal hızın üstünde ise alanı zayıflatılarak hızı ayarlanan bir klasik de motorlu tahrikteki davranışa benzer.

4.2.5. Üç Fazlı İnverterde DC Kenar Akımı, İd

Tek fazlı inverterle benzer davranıştır. Giriş gerilimi V_d dalgalanmasız kabul edilir. Eğer anahtarlama frekansı sonsuz kabul edilirse şekil 3.23' deki benzer olarak, ac tarafa ihmal edilebilir enerji depolu hayali bir filtre yerleştirilebilir. Böylece inverter çıkışındaki akım dalgasız düzgün bir sinüs olur.

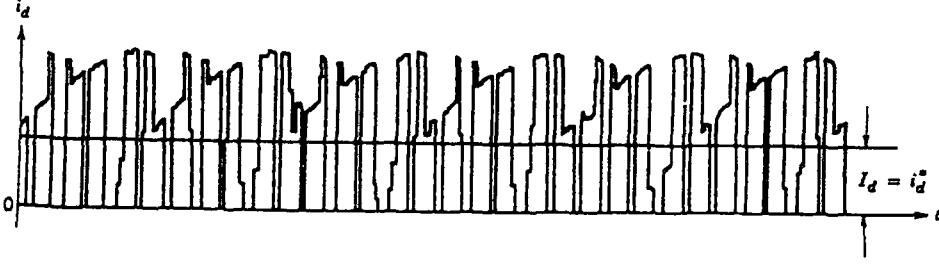
Hayali ac kenar filtresinde enerji stoğu olmadığı kabul edildiğinde ani ac güç çıkışı, temel frekans çıkış gerilimleri ve akımları şeklinde ifade edilebilir. Benzer olarak dc tarafta, şekil 3.23' de gösterilen enerji depolanmayan hayali filtre farz edilebilir. Böylece, İd içindeki yüksek anahtarlama frekansı bileşenleri filtrelenir. Ani güç girişinden ani güç çıkışına elde edilen denklemler,

$$V_d i_d^* = v_{A n_1}(t) i_A(t) + v_{B n_1}(t) i_B(t) + v_{C n_1}(t) i_C(t) \quad (4.3)$$

Dengeli kararlı durum uygulamada, üç fazlı büyüklükler birbirlerine göre 120° faz farklı yer alırlar. θ açısını akım gerilimden geri olacak şekilde faz açısı olarak kabul edip, $\sqrt{2}V_o$ ve $\sqrt{2}I_o$ faz gerilim ve akımlarının genlikleri olarak alınırsa,

$$\begin{aligned} i_d^* &= \frac{2V_o I_o}{V_d} [\cos \omega_1 t \cdot \cos(\omega_1 t - \phi) + \cos(\omega_1 t - 120^\circ) \cdot \cos(\omega_1 t - 120^\circ - \phi) \\ &\quad + \cos(\omega_1 t + 120^\circ) \cdot \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \phi)] \\ &= \frac{3V_o I_o}{V_d} \cdot \cos \phi = I_d \quad (\text{a dc quantity}) \end{aligned} \quad (4.4)$$

Şekil 4.9' den görüleceği gibi \hat{I}_d^* tek fazlı inverterdeki \hat{I}_d^* gibi çıkış frekansının iki katı bileşen içermemektedir. Ancak, \hat{I}_d , \hat{I}_d^* ' a ek yüksek frekans anahtarlama bileşen içermektedir. Bu yüksek frekans bileşen, yüksek frekansından dolayı V_d çıkış gerilimini etkilemez.



Şekil 4.9 (üç faz inverterde giriş dc gerilimi)

4.2.6 Sinüsoidal PWM in Avantajları

Kare dalga PWM ve altı basamaklı inverterli tahrike kıyasla, sinüsoidal PWM inverterli tahrik düşük hızlarda iyi bir performans sağlar. Bir, altı basamaklı inverterde, dc ara devre gerilimi çıkış frekansıyla orantılı olarak değiştirilmek suretiyle, nominal hızın altında sabit gerilim/frekans bölgesinde çalışır. Fakat dc ara devre filtresi yüzünden gerilim cevabında büyük bir gecikme olur. Bu durum tahrik sisteminin düşük hızlardaki stabilitesine zarar verir. Gerilim ve frekans kontrolü inverterin içinde birlikte gerçekleştirildiğinden, PWM inverterlerde geçici rejim cevabı daha iyidir. Bir PWM inverterli tahrikte, dc ara devresi filtre elemanları da daha küçük ve daha ucuzdur. Fakat özellikle kare dalga PWM durumunda tahrik kayıpları yüksek olabilir.

PWM inverterler sabit bir dc ara devresi gerilimiyle çalışır. Bunun bir çok yararları vardır. Sabit ara devre gerilim diyot köprüsünden oluşan kontrolsüz bir redresörle temin edilebilir.

Gecikmeli bir tetikleme bulunmaması, ac şebekeye yansıyan ana dalga güç faktörünün daima yüksek olması demektir. Bu güç faktörü 0,96 mertebesinde olup, motorun kendi güç faktöründen bağımsızdır. Komütasyon kondansatörlerinin inverter güç kaynağından şarj edildiği, zorlamalı komütasyonlu tristörlü inverterlerde sabit dc ara devre gerilimi, daima komütasyon akımının sabit kalmasını sağlar.

Sabit momentli bir tahrik, bütün hızlarda takriben sabit bir motor akımı gerektirir. Ara devre gerilimi sabit olan PWM inverterli tahrik, çok düşük çıkış gerilimlerinde bile, nominal akımda komütasyonu gerçekleştirebilir. Halbuki altı basamaklı inverterli tahrik, düşük hızlarda da nominal momentin istendiği durumlarda, komütasyon devresi için sabit gerilimli bir dc yardımcı kaynağa ihtiyaç gösterir.

Sabit gerilimli bir dc ara devre mevcutsa, birbirinden bağımsız muhtelif PWM inverterler aynı kaynaktan yararlanabilir. Bu imkan redresör kuruluş masraflarında büyük ekonomi sağlar. Ayrıca ac şebekede elektrik kesilmesi halinde bir dc ara devre geçici olarak, imdat bataryalarından veya motor –jeneratör grubundan beslenebilir.

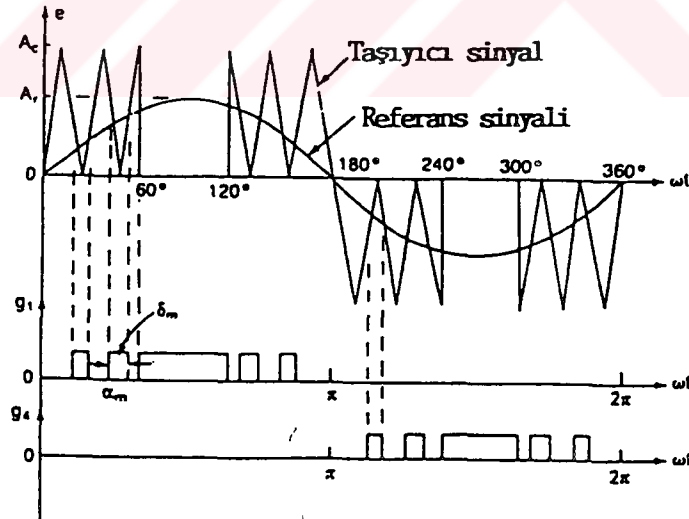
5. DİĞER PWM TEKNİKLERİ

5.1 Değiştirilmiş Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu

Şekil 4.6' deki sinüsoidal dalganın tepesine daha yakın olan darbelerin genişliği modülasyon indeksinin değişmesi ile belirgin şekilde değişmez. Bu sinüs dalgasının karakteristiğinden dolayıdır. SPWM tekniği, her yarı periyotta ilk ve son 60° lik aralıklarda taşıyıcı dalganın uygulanması ile değiştirilebilir. Bu tip modülasyon MSPWM (Modifiye Sinüsoidal PWM) olarak bilinir ve şekil 5.1' da gösterilmiştir.

Temel bileşen burada artırılır ve harmonik karakteristikleri düzeltilmiştir. Bu teknik güç elemanlarının anahtarlama sayısını azaltır ve aynı zamanda anahtarlama kayıplarını da azaltır.

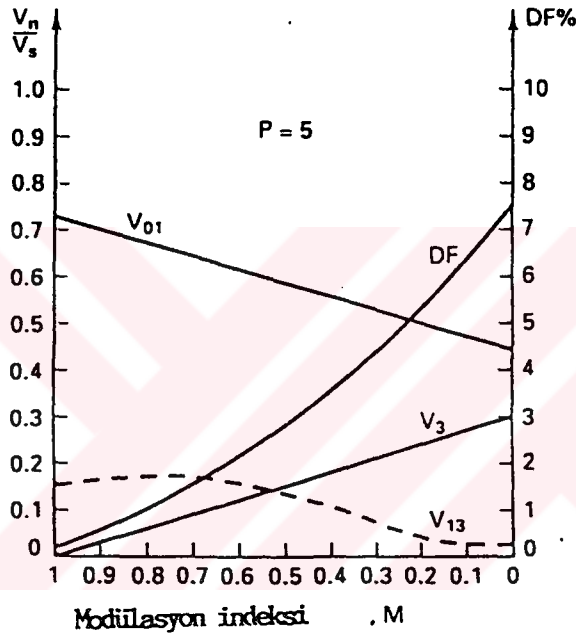
Harmonik çizelgesi Şekil 5-2' de her yarı periyotta 5 darbe için gösterilmiştir. Darbelerin sayısı, q , 60° lik süre içinde normal olarak taşıyıcı oranı ile bağlantılı,



Şekil 5.1 Değiştirilmiş Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu

Özellikle üç fazlı inverterlerde şu ifade ile ilişkilidir ;

$$\frac{f_c}{f_o} = 6q + 3 \quad (5.1)$$



Şekil 5.2 Harmonik Çizelgesi

5.2. Faz Kaydırmalı Kontrol

Gerilim kontrolü birden fazla inverterin kullanılması ve inverterlerin tek tek çıkış gerilimlerinin toplanması ile yapılır. Şekil-2.2' de görülen bir tek fazlı köprü inverter, şekil-2.1' de görülen iki yarım köprü inverterin toplamı olarak görülebilir. 180° lik faz kaydırması şekil

5.3c' deki çıkış gerilimini üretirken B açısı kadarlık bir gecikme veya kayma şekil 5.3e'de gösterilen çıkışı üretir.

Çıkış geriliminin efektif değeri;

$$V_0 = V_s \sqrt{\frac{\beta}{\Omega}} \quad (5.2)$$

dir. Eğer,

$$V_{a0} = \sum \frac{2V_s}{n\Omega} \sin n\omega t \text{ ise,}$$

$$V_{b0} = \sum \frac{2V_s}{n} \sin n(\omega t - \beta) \text{ ' dir.}$$

Ani çıkış gerilimi;

$$V_{ab} = V_{a0} - V_{b0} = \sum \frac{2V_s}{n\Omega} [\sin n\omega t - \sin n(\omega t - \beta)] \quad (5.3)$$

dir. $\sin A - \sin B = 2 \sin[(A - B)/2] \cos[(A + B)/2]$ ifadesi, yukarıdaki eşitlikte yerine koyulacak olursa;

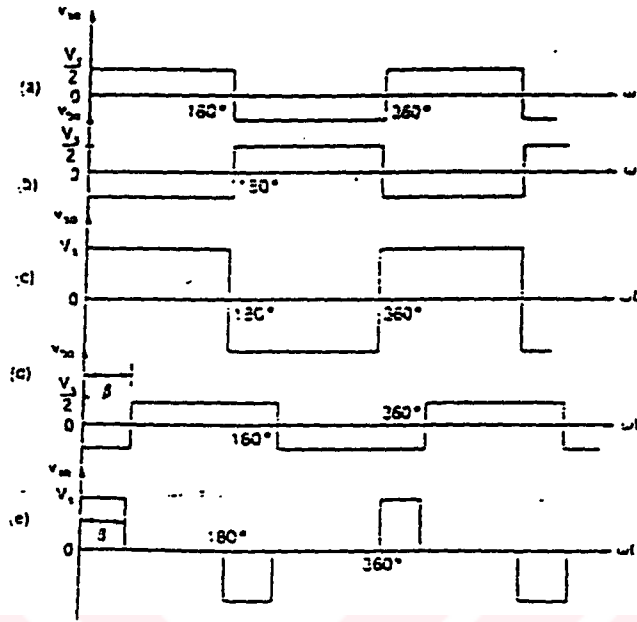
$$V_{ab} = \sum \frac{4V_s}{n\Omega} \sin \frac{n\beta}{2} \cos n(\omega t - \frac{\beta}{2}) \quad (5.4)$$

Ana dalga çıkış geriliminin efektif değeri;

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2}} \sin \frac{\beta}{2} \quad (5.5)$$

şeklindedir.

Eşitlik 5.4 gecikme açısı değiştirilerek değiştirilebilen çıkış gerilimini gösterir. Bu tip kontrol özellikle çok sayıda transistörün paralel bağlanmasının gerekli olduğu yüksek güçlü uygulamalarda yararlıdır.



Şekil-5.3 Faz Kaydırmalı Kontrol

5.3 Minimum Akım Dalgalık Metodu

Harmonik eliminasyonu yönteminin bir dezavantajı, düşük mertebeli harmoniklerin eliminasyonu sırasında, düşük mertebeli önemli harmoniklerin sayısı artmaktadır. (Şekil 5.4'de görüldüğü gibi)

Bir makinada harmonik kayıpları dalgalılık akımının rms değeri ile belirtilebilir ki, bu parametre, tek tek harmonikler yerine dikkat sarfedilmesi gereken ve minimize edilmesi gereken bir değerdir. Tabi, bu yöntemde, makina parametrelerinde ait deri etkisi ihmal edilmekte olup, bir miktar hataya özellikle de rotor sargılarında neden olmaktadır. Böylece, rms dalgalılık akımının değeri;

$$I_{dalgalılık} = \sqrt{I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + \dots} = \sqrt{\frac{I_{3m}^2}{2} + \frac{I_{5m}^2}{2} + \frac{I_{7m}^2}{2} + \dots} \quad (5.6)$$

$$= \sqrt{\frac{1}{2} \sum \left(\frac{V_n}{m\omega L} \right)^2} \text{ dir.}$$

Bu ifadelerde;

I_3, I_5, \dots : rms harmonik akımlarını,

I_{3m}, I_{5m}, \dots : Harmonik akımların tepe değerlerini,

n : Harmonik numarasını,

V_n : n. dereceden harmoniğin tepe değerini,

L : Makinanın faz başına etkin kaçak endüktansını

W_s : Temel frekansı göstermektedir. Karşılık düşen harmonik bakır kaybı ise;

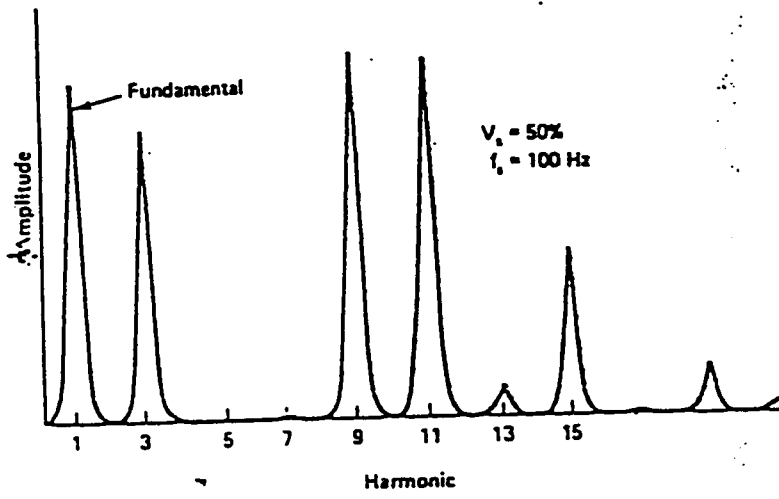
$P_L = 3 \cdot I_{dalgalılık} \cdot R$ ifadesinde; R, makinanın faz başına rms direnci

İstenilen sayıda açılı değeri için, V_n gerilimine ait ifade;

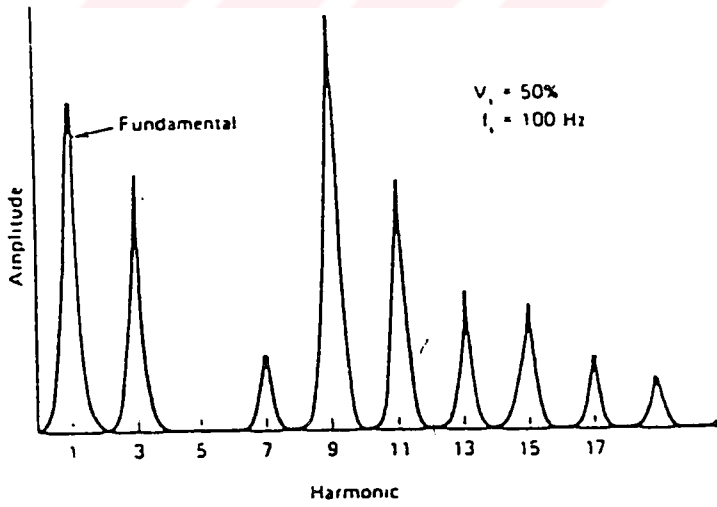
$$b_n = \frac{4}{n\pi} [1 + 2(-\cos na_1 + \cos na_2 - \dots + \cos na_k)]$$

$$= \frac{4}{n\pi} (1 + 2\sum (-1)^k \cos na_k) \text{ şeklindedir.}$$

Bunu ifadesinde yerine yazarsak; Idalgallılık akımı, açılı sayısının bir fonksiyonu olarak bulunur. Daha sonra bu açılılar, bilgisayar programı ile filtre edilip, I dalgallılık akımı minimize edilir. Harmonik kayıplarının minimizasyonu temeline dayanan modifiye edilmiş açılı tablosu harmonik eliminasyonu metodunda daha çok tercih edilir. Şekil-5.5' de minimum akım dalgallılık metoduna ait gerilim spektrumu görülmektedir. Görüldüğü gibi 7. harmonik yeniden belirtilmiştir. Fakat, 11. harmonik bu defa daha düşük genliklidir. Yine 3 ve 3' ün katları olan harmonikler ihmal edilmiştir.



Şekil-5.4 5.ve 7. Harmoniklerde spektrum analizi.



Şekil 5.5 Minimum akım dalgalık metodunda çıkış geriliminin spektrum analizi

5.4 Harmonik Eleminasyonu Metodu

Harmonik eleminasyonu metoduyla bir kare dalganın istenmeyen harmonikleri yok edilirken, ana dalgaya daha düzenli bir değişim verilir. Bu metodla boşluklar ile darbeler uygun açılarda başlatılır. Şekil 5.6' da tam periyotluk değişim gösterilmiştir. Şekilde ana dalganın üç harmoniği elimine etmek için 4 açısı verilmiştir. Bu açısı arttırılmak suretiyle birçok harmonikler yok edilebilir. Genel olarak Fourier Serisine açılmış bir fonksiyon

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (5.7)$$

Şeklindedir. Buradaki a_n ve b_n sabitleri ise;

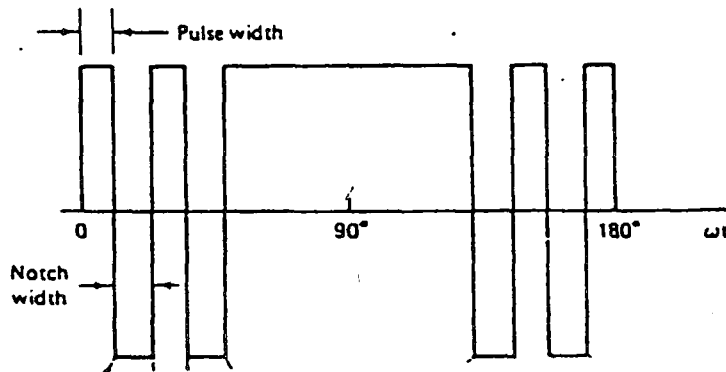
$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(t) \cos n\omega t d\omega t \quad (5.8)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v(t) \sin n\omega t d\omega t \quad (5.9)$$

yukarıdaki bağıntılar yardımıyla hesaplanabilir. Şekil 5.6' daki değişim Fourier Serisine açılması için sabitler hesaplanırsa şu değerler bulunur.

$$a_n = 0$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} v(t) \sin n\omega t d\omega t \quad (5.10)$$



Şekil-5.6 Harmonik Eleminasyonu Metodunda Dalga Formu

İfadesinde gerekli değerler yerine konursa.

$$b_n = \frac{4}{n\pi} [1 + 2(-\cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2 - \dots + \cos n\alpha_k)] \quad (5.11)$$

$$= \frac{4}{n\pi} \left(1 + 2 \sum_{k=1}^k (-1)^k \cos n\alpha_k \right).$$

elde edilir. 5.11 eşitliği değişken k değerleri ihtiva eder. k açısıyla temel dalganın kontrolu sağlanır ve harmoniklerden arındırılır. Buna göre 5. ve 7. harmoniklerin yokedilmek ve gerilimlerinin kontrol edilmek istendiğini düşünelim, eşitliğinden

$$\text{temel dalga; } b_1 = \frac{4}{\pi} (1 - 2 \cos \alpha_1 + 2 \cos \alpha_2 - 2 \cos \alpha_3)$$

$$5.\text{harmonik; } b_5 = \frac{4}{5\pi} (1 - 2 \cos 5\alpha_1 + 2 \cos 5\alpha_2 - 2 \cos 5\alpha_3) = 0$$

$$7.\text{harmonik; } b_7 = \frac{4}{7\pi} (1 - 2 \cos 7\alpha_1 + 2 \cos 7\alpha_2 - 2 \cos 7\alpha_3) = 0$$

(5.12)

denklemleri elde edilir. Buna göre değeri bilinmeyen üç alfa açısı ve birbirinden bağımsız üç adet denklem elde edilir. Bu denklemler çeşitli matematiksel yöntemler yardımıyla çözülmek suretiyle α_1 , α_2 ve α_3 açıları tespit edilir. Uygulamada genellikle 11 ve 13. harmonik değerleri itibariyle dikkate alınmazlar.

Harmonik eliminasyonu metodunda bilgisayar ve mikroişlemci kullanılarak açı değerlerini ve harmonikleri gösteren çeşitli tablolar hazırlanabilir. Belirli bir gerilimde açı değerleri bu tablolardan alınır. Temel dalganın frekansının azalmasıyla darbe açılarının sayısı azalır. Böylece yüksek seviyeli harmonikler yokedilir. Bir yarı periyottaki darbe açılarının sayısı veya bir saniyedeki komütasyon sayısı inverterin anahtarlama kayıplarıyla bulunabilir. Düşük frekanslarda darbe açılarının sayılarının fazla olmasının tek sakıncası herhangi bir gerilim dalga

örneği için α açılarını gösteren tabloların çok geniş olmasıdır. Bu yüzden düşük gerilim uygulamalarında ise harmonik eliminasyonu metodunun daha etkili olduğu görülür. Harmonik eliminasyonu metod, sabit güç bölgesindeki çalışma durumunda da kullanılır ve yüksek performanslı sürücü sistemlerinde gerilim kontrolünün daha stabil yapılmasını sağlar.

5.5. Düzenli Örneklenmiş PWM

Doğal örneklemede anahtarlama anlarını taşıyıcı ve referans dalgalarının kesim noktaları belirlendiğinde, sinüsoidal PWM' de darbe periyotları değişkendir. Halbuki mikroşemcili ve bilgisayarlı uygulamalarda çoğunlukla darbe periyodunun sabit olması problemin çözümünü kolaylaştırır. Bir darbe periyodu içinde arzu edilen sinüs eğrisinin alanı elde edilecek tarzda darbe genişlikleri belirlenebilir. Şekil 5.7'de üç ve iki durumlu PWM' lerde darbe genişliklerinin elde edilmek istenen sinüs eğrisi ile ilişkisi görülmektedir.

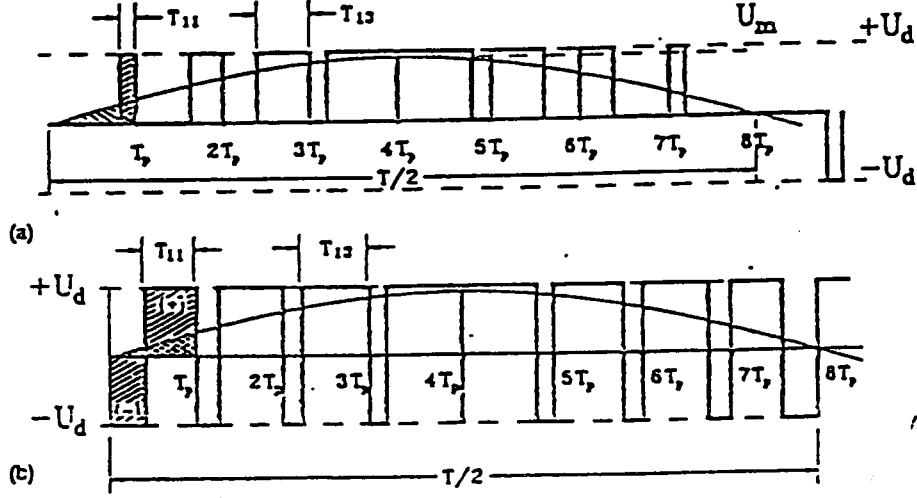
Yarım dalga başından itibaren k' inci darbe için şekil 5.7a'dan üç durumlu PWM halinde;

$$U_d T_{1k} = \int_{(k-1)T_p}^{kT_p} U_m \sin \omega t dt \quad (5.13)$$

İki durumlu PWM halinde ise,

$$U_d (T_{1k} - T_{2k}) = \int_{(k-1)T_p}^{kT_p} U_m \sin \omega t dt \quad (5.14)$$

Anahtarlama frekansının çok yüksek olduğu mikroşemcili uygulamalarda darbe periyodu çok küçük olduğundan, bu aralıkta sinüs eğrisindeki değişme ihmal edilebilir. Entegrasyona gerek kalmaksızın doğrudan sinüs eğrisinin genliğine göre darbe genişlikleri belirlenebilir.



Şekil-5.7 Düzenli Örneklenmiş PWM

a- Üç Durumlu b- İki Durumlu

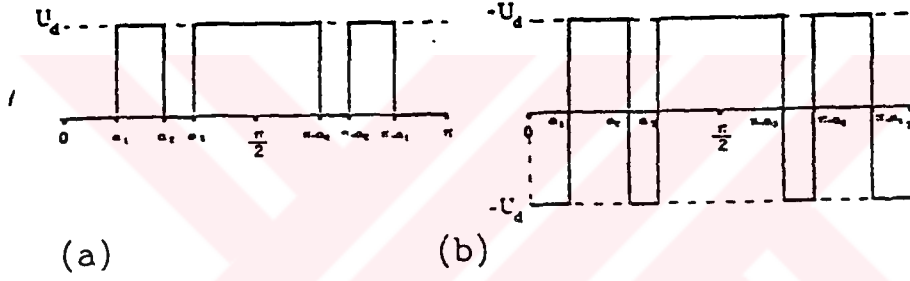
5.6. Seçilmiş Harmoniklerin Eleminasyonu

Olabilirdiğince sinüsoidal PWM dalgalarının üretilmesi için kullanılan ve “Seçilmiş Harmoniklerin Eleminasyonu” olarak anılan diğer bir PWM tekniğinin prensibi şekil 5.8’ de verilmiştir. Bu yöntemde darbe periyotları sabit değildir. Anahtarlama belirli α açılarında yapılmaktadır. Yani PWM dalga şekli bu α açıları ile tarif edilmektedir. α açıları ise, ana dalga genliği istenen değerde olacak ve seçilmiş bazı harmonikler ortadan kaldırılacak tarzda seçilir. α açılarının sayısını azaltmak için sinüs eğrisi yarım dalgasının simetri özelliğinden yararlanılmıştır. Serbest α açısı sayısı, yok edilmek istenen harmonik sayısına bağlıdır. α ‘lar değişken olmak üzere, ana dalga genliğini ve yok edilecek harmoniklerin genliklerini ifade eden α açısı kadar sayıda denklem edilebilir. Bu denklemlerin yazılması için PWM dalganın Fourier serisine açılması yeterlidir.

Şekilde α_1 , α_2 ve α_3 olmak üzere üç serbest açı kullanılmıştır. Şekil 5.8a'daki üç durumlu PWM dalga Fourier Serisine açılırsa, k' ıncı gerilim harmoniğinin genliği,

$$U_{km} = (4 U_d / k \pi) (\cos k \alpha_1 - \cos k \alpha_2 + \cos k \alpha_3) \quad (5.15)$$

bulunur. Üç değişken bulunduğuna göre üç denklemlili bir sistem yazabiliriz. Bu denklemlerden biri ile ana dalga genliğinin istediğimiz değerde olmasını sağlayabiliriz. Diğer iki denklemi de en zararlı bulduğumuz iki harmoniği yok etmek için kullanabiliriz. Tek fazlı sistem için 3. ve 5. harmonikler ortadan kaldırılabılır. Daha önce ele alınan üç fazlı inverterde 3. harmonik yerine 7. Harmonik seçilebilir.



Şekil 5.8 Seçilmiş Harmoniklerin Eliminasyonu Yöntemi İle PWM Dalga Şeklinin Elde Edilmesi a) Üç Durumlu b) İki Durumlu

$$(4 U_d / \pi) (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2 + \cos \alpha_3) = U_{1m}$$

$$(4 U_d / 3 \pi) (\cos 3\alpha_1 - \cos 3\alpha_2 + \cos 3\alpha_3) = 0$$

$$(4 U_d / 5 \pi) (\cos 5\alpha_1 - \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3) = 0$$

Şekil 25.8b' deki iki durumlu PWM dalgalının Fourier Serisine açılarak bulunan k' inci harmoniği ise;

$$U_{km} = (4 U_d / k \pi) (2 \cos k \alpha_1 - 2 \cos k \alpha_2 + 2 \cos k \alpha_3 - 1) \quad (5.16)$$

olur. Benzer şekilde iki durumlu PWM için aşağıdaki denklem sistemi yazılabilir.

$$\begin{aligned} (4 U_d / \pi) (2 \cos \alpha_1 - 2 \cos \alpha_2 + 2 \cos \alpha_3 - 1) &= U_{1m} \\ (4 U_d / 3 \pi) (2 \cos 3\alpha_1 - 2 \cos 3\alpha_2 + 2 \cos 3\alpha_3 - 1) &= 0 \\ (4 U_d / 5 \pi) (2 \cos 5\alpha_1 - 2 \cos 5\alpha_2 + 2 \cos 5\alpha_3 - 1) &= 0 \end{aligned} \quad (5.17)$$

PWM dalga örnekleri darbe ile de başlatılabildi. Bu durumda benzer şekilde Fourier Serisine açmak suretiyle yeni denklem sistemleri bulunur.

5.7. Adaptif Akım Kontrollü PWM

Buraya kadar, PWM çıkış gerilimi ile ilgili bahsedilenler, Dc bara gerilimi V_d ' nın ideal olarak filtre edilmiş olması durumu için geçerli idi. Ancak dc kaynak geriliminin bir doğrultucu ile sağlandığı durumlarda, bu bahsedilenler doğru olmaktan çıkar ki, pratikteki LC veya C filtresi sonsuz değerde olmayıp, belirli miktarda dalgalanma mevcuttur. Burada anlatılan, adaptif ya da histerezis bant akım kontrollü PWM tekniği, bu problemin üstesinden gelmek için kullanılır. Bu teknik, şekil 5.9' da gösterildiği gibi gerilim kontrolü ile alakalı olup, daha önce bir miktar bahsedilmiştir. Kontrol devresi istenen genlikte ve frekansta, şekil 5.10' da gösterildiği gibi gerek faz akımı ile karşılaştırılmak üzere bir referans sinüs akım dalgası üretir. Akım, belli bir histerezis bantını açtığı anda, üst kolda bulunan yarım köprü inverttere ait

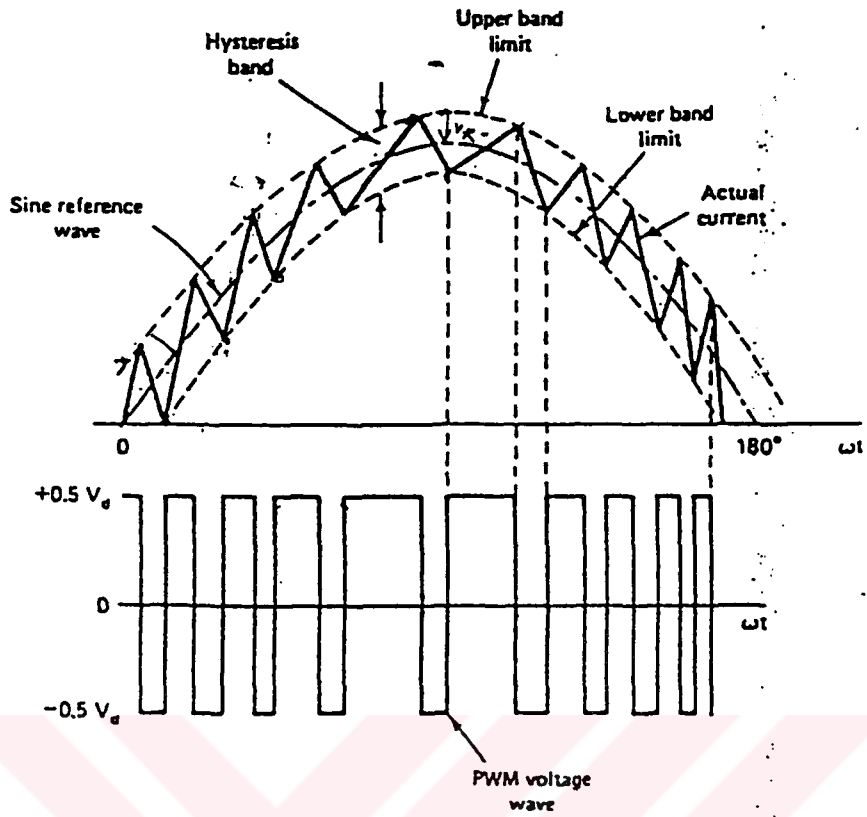
transistör iletimden çıkarılır ve alt koldaki transistör iletime sokulur. Sonuç olarak, çıkış gerilimi $-0,5V_d$ ile $+0,5V_d$ arasında değiştirilirken, akım da istenilen değere gelmeye başlar. Aynı akım değeri, bu defa histerezis bantının alt sınırını geçtiği anda, üst koldaki transistör iletime sokulur ve alt koldaki transistör susturulur. Gerilimin her $-0,5V_d \rightleftharpoons +0,5V_d$ geçişleri sırasında, mutlaka bir miltar kilitleme zamanı t_1 bırakılır ki, herhangi bir kısa devre olmasın. (İnverterlerde kısa devre olma problemi vardır.) Bundan dolayı, gerçek akım dalgası, üst ve alt koldaki transistörlerin gerektiği şekilde iletime sokulup çıkarılması ile, arzu edilen histerezis bantı sınırları içinde kalmak üzere, referans sinüs dalgasını izlemeye zorlanır. Bu durumda inverter gerilim kaynağı yerine esas bir akım kaynağı haline gelmiş olup, dalgalılık akımının tepeden tepeye değeri bu sayede iyi bir şekilde kontrol edilebilmiş ve makinanın ısınması minimum seviyeye çekilmiş olur. Akımın tepe değerinin kontrol edilebilmesi, bu tip ani akım darbelerinden çabuk etkilenen transistör gibi elemanlar için büyük avantaj sağlamaktadır. Akım kontrollü PWM modu, sabit güç bölgesi içerisinde, yumuşak bir şekilde kare dalga gerilimli moda çevrilebilir. Makina iç geriliminin az olduğu düşük hızlarda, akım kontrolü tekniğinin hiçbir zorluğu yoktur. Fakat yüksek hızlarda, akım kontrolü periyodun bir bölümünde, yüksek makina iç gerilimi nedeniyle, doyuma uğrar. Bu durumda, akımın temel bileşeninin genliği, daha az olacak ve o faza ait değeri istenilen değerden sapacaktır. Akım dalgasının eğimi;

(5.18)

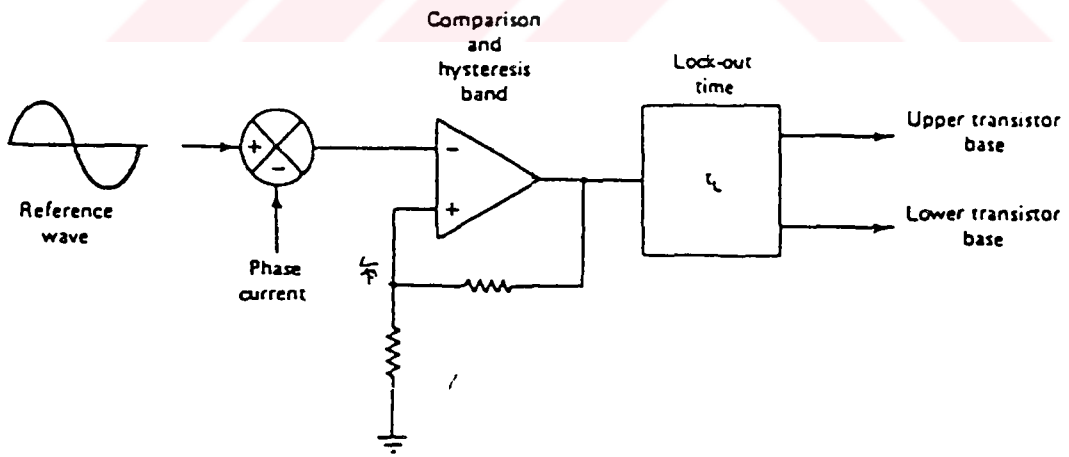
$$\frac{di}{dt} = \frac{0,5 \cdot V_d - V_{em} \sin \omega t}{1}$$

ifadesi ile verilebilir ki, burada;

$V_{em} \cdot \sin \omega t$ sinüsoidal olarak değişen makina iç gerilimini ve 1 ise etkin kaçak endüktansı ifade eder. Bu histerezis bant, inverterin anahtarlama frekansını kontrol etmek için adapte edilebilir ki, bu anahtarlama tepeden tepeye dalgalılık miktarı ile değişecektir.



Şekil-5.9 Adaptif Akım Kontrollü PWM Prensipleri



Şekil-5.10 Adaptif PWM Kontrol Blok Şeması

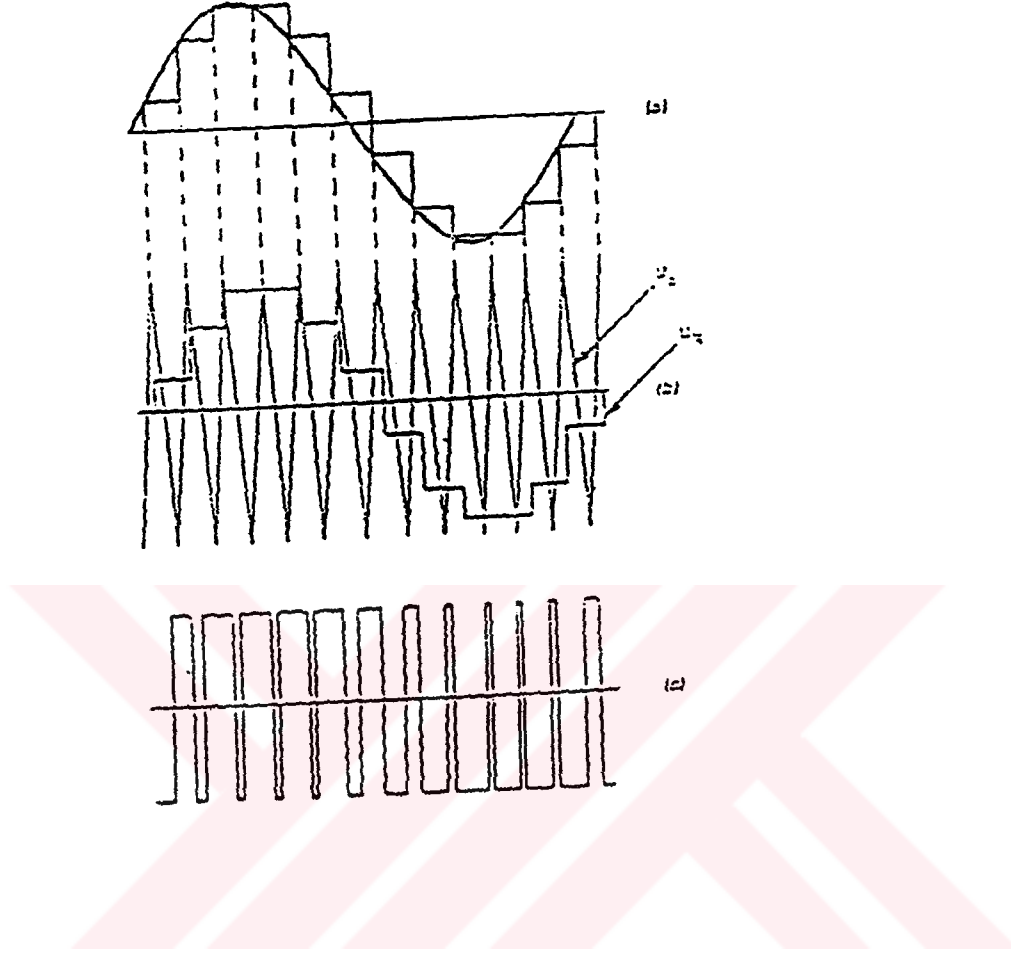
5.8 Muntazam Örneklenmiş PWM

Karakterleri bakımından aslında sayısal olan ve sayısal donanım ve mikro işlemci uygulamaları için daha uygun bir yaklaşım şekil 5.11' de verilmiştir. Burada sinüsoidal modülasyon dalgası, senkronize taşıyıcı dalganın pozitif tepelerine veya hem pozitif hem negatif tepelerine uygun olarak muntazam aralıklarda örneklenmiştir. Yeni bir örnek alıncaya kadar "Örnekle ve Tut Devresi" sabit değerini korur. Bu işlemlerle referans devre şekli basamaklı, ve genlik bakımından modüle edilmiş hale dönüşür. Bu basamaklı dalga şekli üçgen taşıyıcı dalga ile kıyaslanır ve kesim noktaları, inverter anahtarlama anlarını belirler. Bir darbe genişliğinin belirlenmesi sırasında modülasyon dalgasının "Örnekle Tut Dönüşümü" sabit bir basamak değerine sahiptir. Bu nedenle bir dalganın genişliği, basamak yüksekliğiyle orantılıdır.

Darbe eksenleri arasında, birbirine eşit ve örnekleme zamanı kadar bir mesafe oluşur. Bu teknik, muntazam örneklenmiş PWM olarak bilinir.

Muntazam örneklenmiş PWM' nin ROM ile gerçekleştirilmesinde doğal örneklemeyle kıyasla gerekli hafıza miktarında önemli bir azalma olur. "Örnekle Tut Dönüşümü" nün bir periyodunu tam olarak tarif etmek için gerekli sinüs değerlerini sayısı şekil 5.11' de görülmektedir. Halbuki doğal örneklenmiş sistemde normal bir sinüs dalgası, örneğin 0,5 derecelik aralıklarla tarif edilmesi halinde bir tam periyot için 720 değere ihtiyaç gösterir.

Büyük boyutlu sayısal entegre devre (LSIC) tekniğindeki son gelişmeler, düzenli örneklemeyle dayanıklı ticari bir sayısal PWM modülatörünün üretilmesini sağlamıştır. Bu modülatör, bir tek gövde içine gerçekleştirilmiş bir entegre devre olup, asenkron motorlu bir endüstriyel tahrikte gerekli bütün frekans sahasını kapsamaktadır. Entegre devrenin 4 adet saat girişi vardır. Bunlar motor frekansını, motor gerilim /frekans oranını, inverter anahtarlama ve minimum anahtarlama aralığını tarif etmektedir. Düşük çıkış frekanslarında taşıyıcı oranı 168 olup, düşük hızlarda pürüzsüz bir moment vermektedir. Ana dalga frekansı yükseldiğinde, frekans sahasının belirli noktalarında taşıyıcı oranı tam sayılı basamaklar şeklinde azaltılır. Frekans 50 hz' e yaklaşırken taşıyıcı oranı 15' e indirilir ve bundan sonra altı basamaklı çalışmaya erişinceye kadar çeyrek dalga simetrisi korunacak tarzda darbeler ortadan kaldırılır.



Şekil 5.11 Muntazam örneklenmiş PWM

- a) Sinüs referans dalga ve örnekle- tut yöntemi ile modüle edilmiş hali
- b) Komparatör giriş gerilimleri
- c) Komparatör çıkış ve uç gerilimi dalga şekli

Mikroişlemciye dayalı teknikler, düzenli örneklemenin gerçekleştirilmesi için daha da etkilidir. Bu tür uygulamalarda mikroişlemci, PWM dalga şekillerinin doğrudan hesaplanması için kullanılabilir. Zira darbe genişliği süresi aşağıdaki analitik ifade ile tarif edilmiştir.

$$TPW = T/2 (1 + M \sin \omega t)$$

Burada:

T : örnekleme aralığı

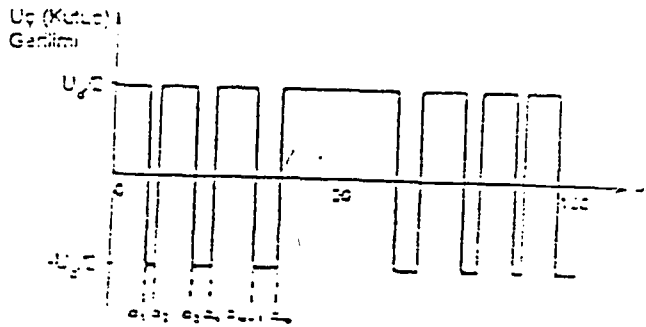
T₁ : örnekleme

M Sin ωt : şekil 5.11a' daki orjinal sinüs dalga modilasyon sinyali

Düzenli örneklenmiş PWM' in mikroişlemciye dayalı olarak gerçekleştirilmesi için mevcut pek çok seçenekler vardır.

5.9. Optimum PWM

AC motor kontrolunda kullanılan gerilim kaynaklı PWM inverterde geleneksel olarak , kare dalga veya sinüsoidal PWM yöntemleri tercih edilir. Fakat ana dalga gerilim çıkışı kontrol edilirken ek olarak ortaya harmonik bileşenler de çıkar. Bunların bulunması motor performansı ve verimi yönünden zararlıdır. Son yıllarda daha iyi anahtarlama örnekleri önerilmiştir. Bunlarda belirli alçak mertebeden harmonikler bastırılmış veya toplam harmonik içeriği minimuma indirilmiştir. Bu optimize edilmiş modülasyon tekniklerinin, alışılmış analog devrelerde gerçekleştirilmesi çok zordur. Fakat bu teknikler mikro işlemciye veya mikro denetleyiciye dayalı modern kontrol yöntemleri ile verimli bir şekilde gerçekleştirilebilir.



Şekil 5.12 Bir PWM inverterde Uç Gerilimi Genel Dalga Şekli

Genel olarak üç fazlı köprü montajındaki bir inverterde şekil 5.12' deki gibi bir uç gerilimi dalga şekli elde edilir. Harmonik gerilimlerin genlikleri α_1 , α_2 , α_3 ...anahtarlama açıları cinsinden Fourier analizi ile ifade edilebilir. Tek fazlı PWM inverter için bulunan,

$U_{km} = (4U_d / k\pi) (2\cos k \alpha_1 - 2\cos k \alpha_2 + 2\cos k \alpha_3 - 1)$ ifadesine benzer olarak k . harmonik geriliminin genliği,

$$U_{km} = 2 U_d / k\pi [1 + 2 \sum_{j=1}^m (-1)^j \cos k \alpha_j] \quad (5.19)$$

İfadesi ile bulunabilir. Buradaki m , çeyrek periyottaki anahtarlama sayısıdır. Ana dalga gerilimini istenen bir değere ayarlamak ve aynı zamanda belirli seçilmiş harmonikleri bastırmak için gerekli anahtarlama açılarını bulmak üzere (5.19) denklemini kullanılabilir. Fakat bu problemin non- lineer denklemlerini çözmek için numerik yöntemler gerekir. Eğer bir çeyrek periyotta m adet anahtarlama varsa, ana dalga kontrol edilebilir ve $m-1$ adet harmonik bastırılabilir. Bilindiği gibi bu yöntemle PWM ile Seçilmiş harmoniklerin yok edilmesi metodu denir.

Üç fazlı üç kablolu bir sistemde yük gerilimi dalga şeklindeki üç ile bölünebilen harmonikler kendiliğinden ortadan kalkar. Eğer gerilim dalga şekli şekil 5.12' deki gibi simetrik ise, çift mertebeli harmonikler de bulunmaz. Bu nedenle 5., 7., 11., ve 13. harmonikler önemli en düşük mertebeden 4 harmoniktir. Bunlar ac motorlu tahrikte moment salınımlarına ve düşük devir sayılarında hızda dalgalanmalara sebep olabilir. Bu 4 harmonik harmonik ortadan kaldırılsa 17. mertebeden daha küçük mertebeli harmonik içermeyen bir dalga şekli elde edilir. Ana dalga geriliminin kontrolü ve 4 harmoniğin bastırılması, faz ve çeyrek periyot başına 5 anahtarlama veya 0° ve 180° deki anahtarlama da dahil olmak üzere bir periyotta 22 anahtarlama gerektirir.

Bir diğer alternatif ise, harmoniklerin istenmeyen etkilerine bağlı olarak bir performans endeksi tarif etmek ve ana dalga gerilimi kontrol edilecek ve performans endeksi minimum olacak tarzda anahtarlama açılarını seçmektir. Bu PWM tekniğine "Programlanmış Dalga

Şekil” veya “Distorsiyon Minimizasyonu” adı verilir. AC motor kontrolü uygulamaları için uygun bir performans indeksi olmak üzere,

$$\sigma = \sqrt{\sum_{k=3,5..}^{\infty} (U_{km} / k)^2} \quad (5.20)$$

ifadesi ile tarif edilen “Toplam Harmonik Gerilim Distorsiyonu” önerilmiştir.

Eğer deri olayı ihmal edilirse, bu değer toplam harmonik akımı efektif değeri ile orantılıdır. Bu nedenle σ^2 , makinadaki harmonik bakır kayıpları ile orantılı olur. Bu değer minimum yapılması ve ana dalga geriliminin kontrolü, anahtarlama açılarının uygun yerleştirilmesi ile sağlanır. Fakat gene çözümün bilgisayarla yapılması gerekir.

Bu karmaşık PWM yöntemlerinin pratik olarak gerçekleştirilmesi, kare dalga ve sinüsoidal PWM için kullanılan dalga karşılaştırma teknikleri ile sağlanamaz. Fakat modern mikro işlemciler, ROM bellekler ve sayısal donanım kullanırsak ekonomik olarak gerçekleştirilebilir. Bu modern devre teknikleri aynı zamanda optimum bir tahrik performansı elde etmek için, farklı modülasyon tekniklerinin seçimini kolaylaştırır. Peryot başına sadece birkaç anahtarlama bulunduğu anda, optimum PWM tekniklerinin özellikle cazip olduğu görülmüştür. Bu 7 nedenle PWM modundan doğrudan 6 basamaklı çalışmaya geçmek yerine, önce optimum PWM tekniklerinin kullanılması, harmonik içeriğinin büyük ölçüde azalmasını sağlar.

5.10 Optimum PWM' nin Gerçekleştirilmesi

Optimum PWM dalga şekilleri, analog kontrol devreleri ile elde edilemez ve anahtarlama açıları gerçek zamanda hesaplanamaz. Benimsenen klasik yöntem, farklı ana dalga gerilimleri için önceden hesaplanmış anahtarlama bilgilerinin bir ROM’ da değerler tablosu şeklinde depolanması ve bu bilginin sayısal lojik donanım veya bir mikroişlemci ile girilmesidir.

Bellek ihtiyacı, inverter çıkış gerilimi için istenen kademe sayısına ve değer tablosu formatına bağlıdır. Bir yaklaşıma göre, 8 veya 16 bitlik bir kelime (word) kullanılır. Bunlardan üçü, üç inverter çıkış ucunun polarite durumunu (1) veya (0) olarak depolamak için kullanılır. geri kalan bitler ise inverter iletim örneğindeki ilk değişime kadar olan kesmelerin sayısını

belirtir. Kesmeler ac periyodu boyunca eşit aralıklarla üretilir. İlk anahtarlama kadar olan kesmelerin sayısını gösteren ikilik düzendeki kelime (binary word), her kesmede bir azaltılır ve bu işlem (0) oluncaya kadar devam eder. Sıfır olması inverter anahtarlama örneğinde bir değişimin olacağını gösterir.

Bir diğer alternatif teknikte ise, her kesmede 3 çıkış ucunun polarite durumunu veren bir değer tablosu kullanılır. Elde edilmek istenen tam periyoda ait anahtarlama örneklerinin sağlanması için, $\frac{1}{4}$ periyoda ait bilgiler yeterlidir. Tipik olarak A fazının ilk çeyrek periyodu seçilmiştir. A, B ve C fazlarının durumlarına ilişkin bilgiler, bu 90° aralık için depolanmıştır. 2. Çeyrek dalga, değer tablosunu ters yönde okumak, B ve C fazlarının durumları aralarında değiştirilmek suretiyle elde edilir. Periyodun geri kalan kısmı daha önceki gibi değer tablosu ileri ve geri yönlerde okumak ve çıkışın tersi alınmak suretiyle üretilir. Faz sırasını değiştirerek ac motor dönüş yönünün değiştirilmesini, bu format kendiliğinden sağlar.

Optimum PWM için muhtelif mikro işlemciler geliştirilmiştir. Bunlarda ana dalga geriliminin gerçek zamanlı sürekli genlik kontrolü, bir interpolasyon algoritmasının kullanılması ile sağlanmıştır.

5.11 PWM İnverterlerin Sayısal Olarak ve Mikro İşlemcilerle Kontrolü

Son yıllarda PWM dalga şekillerinin üretilmesi için sayısal ve mikro işlemciye dayalı tekniklerin kullanılması, daha fazla önem kazanmaktadır. Sinüsoidal PWM' de inverter anahtarlama anlarını belirlemek için, ikiz kenar bir üçgen taşıyıcı dalga ile mukayese edilen bir sinüs referans veya modülasyon sinyali kullanılmaktadır. "Doğal örnekleme PWM" olarak bilinen bu teknik, analog devreler kullanılarak gerçekleştirilmesi kolay olduğu için çok benimsenmiştir. Bir sayısal donanım gerçekleştirilmesinde sinüs dalga referans, değerler tablosu şeklinde bir ROM belleğe yüklenebilir. İstenen ana dalga frekansına uygun olarak gerektiğinde bu değerler girilir. Bir "Yukarı/Aşağı Sayıcı" kullanmak suretiyle bir üçgen taşıyıcı dalga üretilir ve iki dalga şekli bir sayısal komparatörde karşılaştırılır. Fakat doğal örnekleme aslında bir analog yöntemdir. Sayısal gerçekleştiriminin bu şekli pek kullanılmaz.

6. GELİŞMİŞ MODÜLASYON TEKNİKLERİ

SPWM' in önemli eksikliği düşük temel çıkış gerilimidir. Gelişmiş performanslar gösteren diğer teknikler;

1. Trapezoidal modülasyon
2. Basamak modülasyonu,
3. Kademeli modülasyon,
4. Harmonik bileşenli modülasyon
5. Delta modülasyon

6.1 Trapezoidal Modülasyon

Kapı sinyalleri üçgen dalga ile trapezoidal dalganın Şekil 6.1' de gösterildiği gibi karşılaştırılması ile elde edilir. Trapezoidal işaret bir üçgen işaretten genliğinin $\pm A_r$ 'ye sınırlanması ile elde edilir. Burada A_r tepe değer $A_{r(max)}$ ile ilişkilidir. Şöyle ki,

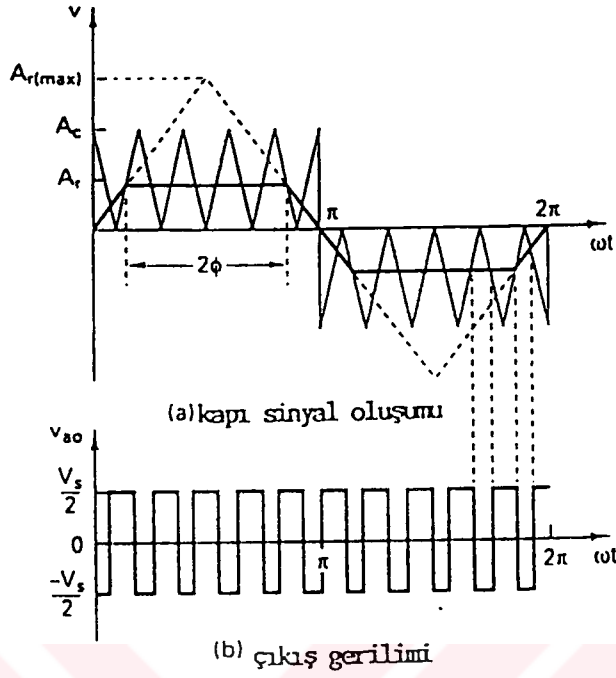
$$A_r = \sigma A_{r(max)} \quad (6.1)$$

Burada σ üçgen faktörü olarak adlandırılır. Çünkü dalga şekli $\sigma = 1$ olduğunda üçgen halini alır. Modülasyon indeksi M ,

$$M = \frac{A_r}{A_c} = \frac{\sigma A_{r(max)}}{A_c} \quad 0 \leq M \leq 1 \text{ için} \quad (6.2)$$

Trapezoidal işaretin orta kısmındaki parçanın açısı,

$$2\theta = (1 - \sigma) \pi \quad (6.3)$$

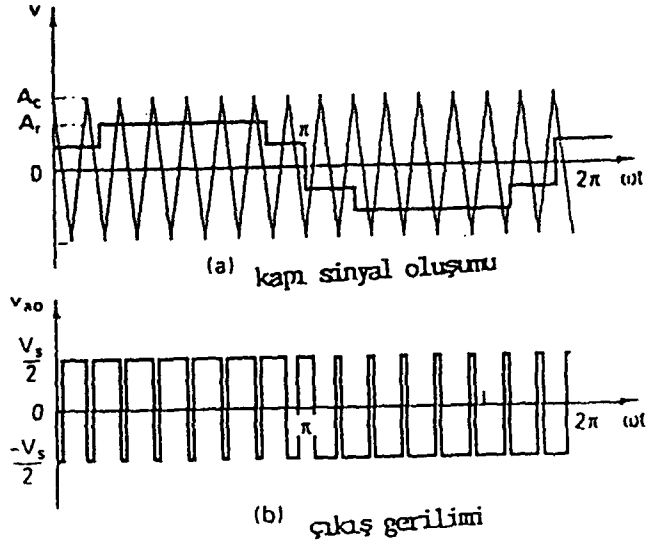


Şekil 6.1 Trapezoidal Modülasyon

$A_{r(max)}$ ve A_c 'nin sabit değerleri için çıkış geriliminin değişimini sağlayan M , üçgen faktörü σ 'nin değişimi ile ayarlanabilir. Bu tip modülasyon temel çıkış gerilimi maksimum değerini $1,05 V_s$ 'e kadar arttırır, fakat çıkış geriliminde daha düşük mertebeden harmonikler bulunur.

6.2 Basamak Modülasyonu

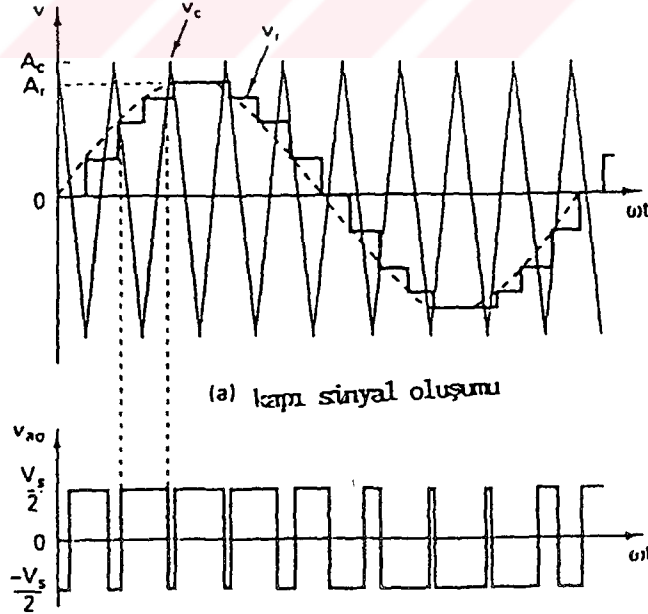
Modülasyon sinyali şekil 6.2' de gösterildiği gibi basamak dalga şeklindedir. Basamakların yükseklikleri özel harmonikleri elemine etmek için hesaplanır. Taşıyıcı oranı mf ve basamakların sayısı çıkış geriliminin arzu edilen niteliğini elde etmek için seçilir. Bu en çok istifade edilen PWM' dir ve bir periyotta 15 darbeden daha azı için tavsiye edilmez. Yüksek temel çıkış gerilimi ve düşük distorsyon faktörü için, iki basamaklıda bir periyottaki optimum darbe sayısı 15, üç basamaklıda 21, dört basamaklıda 27' dir. Bu tip kontrol temel değer $0,94 V_s$ 'e ulaşması ile yüksek nitelikli çıkış gerilimi sağlar.



Şekil 6.2 Basamak Modülasyonu

6.3 Kademeli Modülasyon

Referans sinyal Şekil 6.3' de gösterildiği gibi kademeli işarettir. Bu işaret bazı özel harmonikleri elemine etmek ve temel bileşenin büyüklüğünü kontrol etmek için, her aralığı bireysel olarak kontrol edilen 20^{th} lik aralıklara ayrılmıştır. Bu tip kontrol düşük distorsyon verir. Fakat normal PWM kontrolüne göre daha yüksek temel bileşen genliği verir.



Şekil 6.3 Kademeli Modülasyon

6.4 Harmonik Bileşenli Modülasyon

Modülasyon sinyali sinüs dalgasına seçilmiş harmoniklerin eklenmesi ile sağlanır. Bu da tepesi düzlenmiş bir dalgayı verir. Bu şekilde distorsyonlu çıkış gerilimi ve daha yüksek temel bileşen genliği sağlanır. Modülasyon sinyali genel olarak şundan ibarettir.

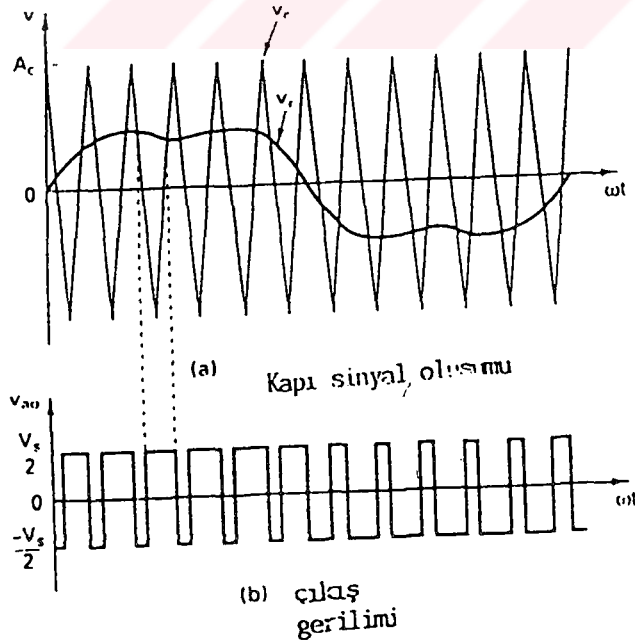
$$V_r = 1,15 \sin \omega t + 0,27 \sin 3\omega t - 0,029 \sin 9\omega t \quad (6.4)$$

Modülasyon sinyalinin 3. ve 9. harmonik eklenmesi ile oluşumu Şekil 6.4' de gösterilmiştir. Şuna dikkat edilmelidir ki, 3n. harmonik eklenmesi çıkış geriliminin niteliğine etki etmeyecektir. Eğer 3. harmonik eklenirse,

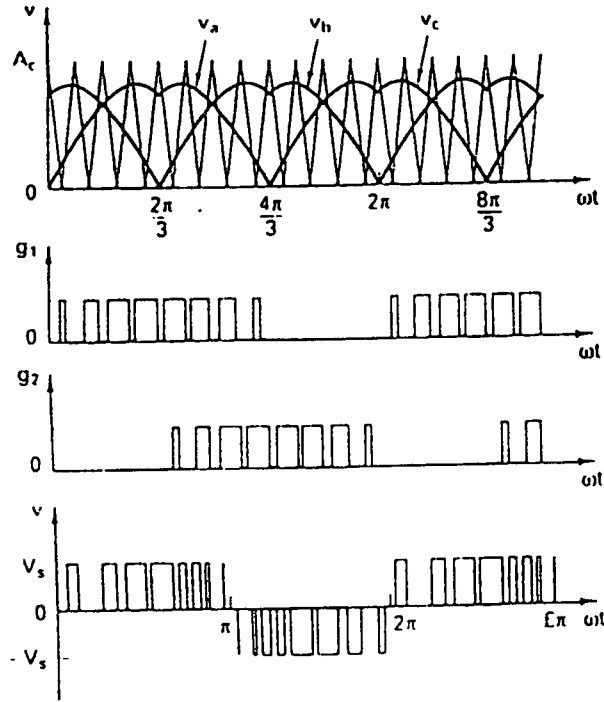
$$V_r = 1,15 \sin \omega t + 0,19 \sin 3\omega t \quad (6.5)$$

halini alır.

Modülasyon sinyali sinüs dalgasının $2\pi/3$ ' lük segmentlerinden Şekil 6.5' de gösterildiği gibi sağlanır. Bu sinüs işaretine 3n. harmoniklerin eklenmesi ile aynıdır. Faz-faz gerilimi sinüsoidal PWM gibidir ve temel bileşenin genliği normal sinüsoidal PWM' den takriben %15 daha fazladır. Burada anahtarlama frekansı azalmıştır.



Şekil 6.4 Seçilmiş Harmonik Bileşenli Modülasyon

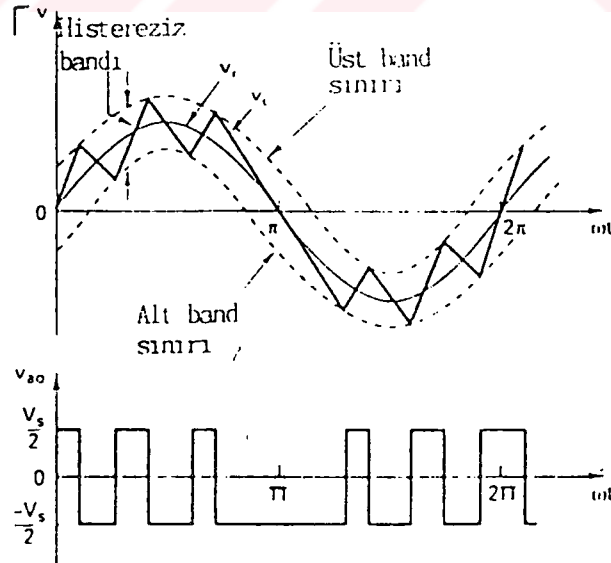


Şekil 6.5 Harmonik Bileşenli Modülasyon

6.5 Delta Modülasyonu

Bu modülasyon, üçgen dalganın referans sinüs işaretinin ΔV kadar üstünde ve altında salınması ile sağlanır. Bu modülasyona histeresis modülasyonu da denir.

Temel çıkış gerilimi V_s 'e kadar olabilir. Bu, referans gerilimin f_r frekansına ve en yüksek genliğine, A_r 'ye bağlıdır. Delta modülasyon ile AC motor kontrolünde gerekli olan sabit V/f oranı elde edilir.



Şekil 6.6 Delta Modülasyonu

7. ÜÇ FAZLI GERİLİM BESLEMELİ UZAY VEKTÖR PWM İNVERTERLER

7.1 Giriş

Güç elektroniği devrelerinde kullanılan en genel modülasyon metodu sinüsoidal PWM dir. Ancak bu metotta maksimum çıkış gerilimi düşük ve anahtarlama sayısı yüksektir. Bu sakıncaları ortadan kaldırmak için çeşitli metotlar geliştirilmiştir. Bu metodlar hala kullanılmakta ise de özel olarak şekillendirilen referans dalga ve onunla senkronize bir taşıyıcı dalga gerektirdiğinden kontrol devresi oldukça karışıktır.

Modern PWM inverterlerde ,PWM metodlarını gerçekleştirmek için mikroişlemciler kullanılır. Özellikle 16 Bit yüksek performanslı mikroişlemciler , herhangi bir modülasyon metodu için 3 faz senkron PWM darbe örneklerinin üretilmesine imkan verir. Böylece ideal PWM metodları gittikçe daha fazla kullanılır olmuştur.

Özellikle son yıllarda , sinüsoidal modülasyonun sayısal bir alternatifi olarak PWM dalga şekilleri üretmek amacıyla , uzay vektör fikrine dayanan yeni bir PWM metodu geliştirilmiştir. Uzay vektör PWM (UVPWM) olarak adlandırılan bu metod , sinüsoidal modülasyona göre daha düşük harmonik distorsiyonlu çıkış akımı ile daha yüksek çıkış gerilimi meydana getirmesi ve mikroişlemcilerle kolayca gerçekleştirilebilmesi gibi avantajları sebebiyle endüstriyel uygulamalarda geniş bir kullanım alanı bulmuştur.

UVPWM metodu açık çevrimde fazla önemli değildir. Çünkü 3. °den harmoniklerin ilavesi yaklaşımla düzenli örnekleme SPWM , UVPWM le aynı anahtarlama örneklerini üretebilir. Ancak kapalı çevrim çalışmalar için , özellikle de asenkron motorların vektörel kontrol uygulamalarında UVPWM metodu büyük avantaj sağlar.

7.2 Uzay Vektör PWM Metodu

UVPWM Metodu üç fazlı dalga şekillerinin uzay vektörüyle gösterilmesi fikrine dayanan , yeni bir sayısal PWM darbe üretme tekniği olarak tanımlanabilir. AC makine teorisindeki üç fazlı bir sistemin , eşdeğer iki fazlı bir sisteme dönüştürülmesi için kullanılan uzay vektör teorisiyle doğrudan benzerlik gösterir. Uzay vektör teorisi AC makinaların geçici durum analizi ve kontrolünde geniş ölçüde kullanılmakta olup üç fazlı bir sistemin akım ve gerilimlerinin genlik ve açısız konum olarak bir uzay vektörü ile tanımlanmasına imkan verir.

Üç fazlı bir sistemin uzay vektörünün günümüzde bilinen ifadesi ;

$$X = \frac{2}{3} (X_a + a X_b + a^2 X_c) \quad (7.1)$$

şeklindedir. Burada $a = \exp(j \cdot 2\pi/3)$ ve X_a, X_b, X_c 'de üç fazlı bir sistemin ani faz değerleridir. Bu ifade 1929 yılında Park Vektörü olarak sunulmuştur ve pek çok otorite tarafından kabul edilmiştir.

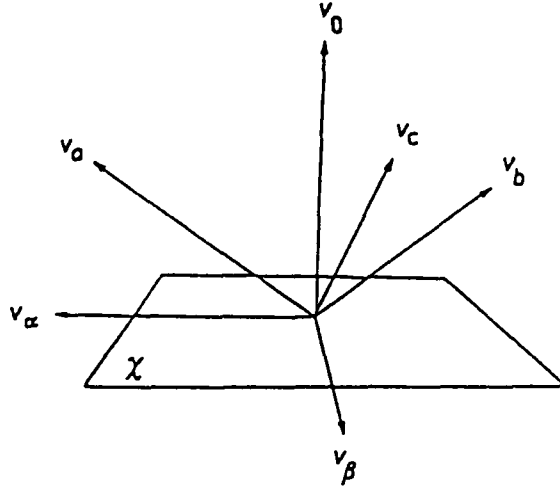
7.2.1 Gerilim Uzay Vektörü

Üç fazlı bir sistem , α, β stator koordinat sistemini içeren eşdeğer 2 fazlı sisteme dönüştürülebilir ve ,

$$\begin{bmatrix} v \\ v \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}$$

(7.2)

Şeklinde ifade edilebilir. v_a, v_b, v_c veya v_α, v_β, v_o eksenleri şekil 3.2 de görüldüğü gibi üç boyutlu bir dik koordinat sistemi oluşturur. (7.2) eşitliği ile tanımlanan v_α, v_β , şekil 7.1 deki v_a, v_b, v_c 'nin X düzlemi üzerine izdüşümünden elde edilir.



Şekil 7.1. 3 fazlı sistemin eşdeğer 2 fazlı sisteme dönüştürülmesi

Üç boyutlu bir dik koordinat sisteminde ifade edilen gerilim uzay vektörü daima α ve β eksenleri içeren kompleks bir X düzleminde bulunur ve ,

$$V = V_{\alpha} + J V_{\beta} \quad (7.3)$$

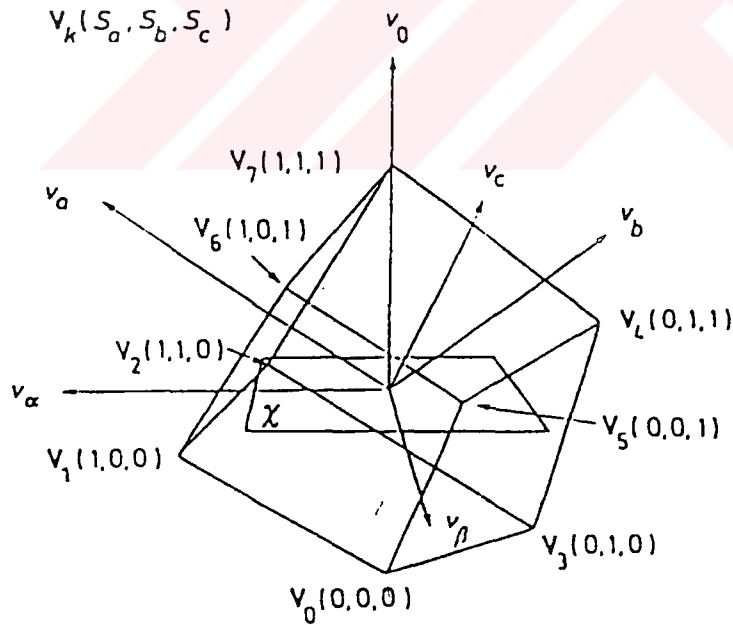
olarak verilebilir. V_{α} ve V_{β} nin (7.2.) deki değerleri , (7.3) ifadesinde yerine yazılırsa ,

$$V = 2/3 (V_a + a V_b + a^2 V_c) \quad (7.4.)$$

şeklinde inverter faz gerilimlerinin bir kombinasyonu olan gerilim uzay (park) vektörü bulunur.

7.2.2. İverter Çıkış Gerilim Uzak Vektörleri

Üç fazlı gerilim beslemeli inverterin anahtarlama durumları , S_a , S_b ve S_c faz anahtarlama fonksiyonlarının meydana getirdiği inverter anahtarlama örneklerine karşı gelen gerilim uzak vektörleri V_k (S_a , S_b , S_c) ile ifade edilebilir. Her bir inverter anahtarlama durumu , bir inverter çıkış gerilim uzak vektörünü tanımlar. İverter anahtarlama durumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri , şekil 3.5 de görüldüğü gibi üç boyutlu bir dik koordinat sisteminde verilebilir. Parantez içersindeki ikili sayılar (a,b,c) faz sırasına göre üç faz anahtarlama fonksiyonlarının aldığı değerleri göstermektedir. Örneğin (100) durumu , a fazında üstteki elemanın b ve c fazlarında ise alttaki elemanların iletimde olduğunu belirtir. Buna göre üç fazlı gerilim beslemeli bir PWM inverterin , sekiz anahtarlama durumuna karşı gelen sekiz gerilim vektörü vardır ve bu vektörlerin bağlantı hatları, şekil 7.2. de verildiği gibi küp şeklindedir. Anahtarlama durumlarını gösteren noktalar ise , kenar uzunlukları birim olan bu küpün köşe noktalarını teşkil eder.



Şekil 7.2. Üç boyutlu bir koordinat sisteminde inverter anahtarlama durumlarına karşılık gelen gerilim vektörlerinin ifadesi

(000) anahtarlama durumunda $V(000) = 0$

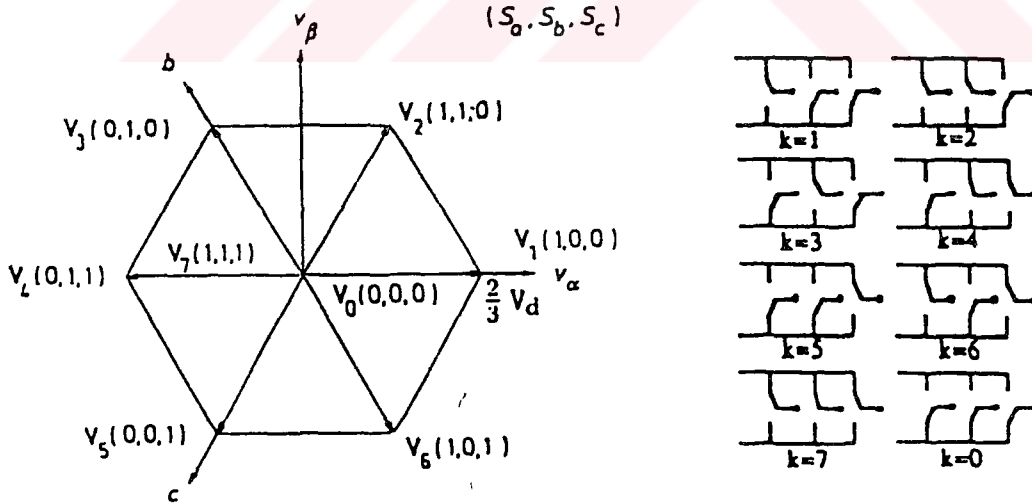
(100) anahtarlama durumunda $V(100) = 2/3 \cdot V_d$

(110) anahtarlama durumunda $V(110) = 2/3 \cdot V_d \cdot e^{jn/3}$

şeklinde ifade edebiliriz. Benzer dönüşümler diğer 5 anahtarlama durumu için de yapılırsa, sonuçta inverter çıkışındaki gerilim uzay vektörleri

$$V_k = \begin{cases} 2/3 V_d \cdot e^{j(k-1) \pi/3} & , \quad k = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & , \quad k = 0, 7 \end{cases} \quad (7.5)$$

ifadeleri ile genelleştirilebilir. Bu durum, şekil 3.5 deki gerilim vektörlerinin X düzlemi üzerine izdüşümü olan bir altıgen üzerinde verilebilir. (7.5.) ifadesi ve şekil 7.3.a da görüldüğü gibi üç fazlı gerilim beslemeli bir inverterin uzay vektör diyagramı, sıfır çıkış gerilimli iki durumlu (V_0, V_7) ve herbiri arasında 60° lik faz farkı bulunan $2/3 V_d$ genliğinde sabit çıkış gerilimli altı adet gerilim uzay vektörü (V_1-V_6) dan ibarettir.



Şekil 7.3. Üç fazlı gerilim beslemeli PWM inverterin

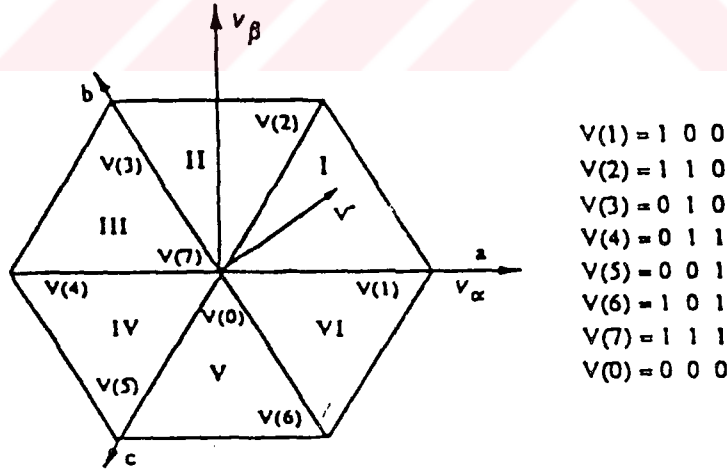
a) uzay vektör diyagramı

b) anahtarlama durumlarının sembolik ifadesi

şekil 7.3.a daki simetrik altıgeni oluşturan (V_1-V_6) vektörleri , aktif vektörler ve (V_0, V_7) vektörleri ise sıfır vektörler olarak adlandırılır. Meydana gelen altıgenin, her biri iki aktif vektör ve bir sıfır vektör ile sınırlandırılan altı eşit alana bölünmüş olduğu görülür. Bu alanların herbiri 'sektör' olarak isimlendirilir. Her bir sektördeki iki aktif vektörün birisi , inverter çıkış gerilimini ileri faz açısına doğru zorlarken diğeri geri faz açısına doğru zorlar. Sıfır vektörler ise faz açısını etkilemez.

7.2.3. Uzak Vektör PWM Metodunun Temel Prensipleri

UVPWM Metodunun temel prensibi, gerilim beslemeli bir inverter tarafından üretilen 8 ayrı gerilim vektörünü kullanarak ideal gerilim vektörüne mümkün olduğu kadar yaklaşan bir gerilim vektörü sağlamaktır. Elde edilecek olan gerilim vektörü, şekil 7.4. de verildiği gibi inverterin altı aktif durumuna karşı gelen gerilim vektörleri tarafından şekillendirilen bir altıgen içerisinde bulunur. Bu vektör , altıgeni oluşturan altı sektör üzerinde hareket ederek dairesel bir yörünge çizer ve ' Referans Vektör ' olarak isimlendirilir.



Şekil 7.4. Bir PWM inverterinin meydana getirdiği gerilim vektörleri ve referans vektör .

Buna göre PWM inverter anahtarlama örneklerini üreten bir uzay vektör modülatörünün giriş sinyali , makine gerilimlerini doğrudan kontrol eden referans gerilim vektörü , çıkış sinyali ise anahtarlama durumlarına karşı gelen çıkış gerilim vektörleridir.

Referans gerilim vektörü,

$$V^* = V_m^* \exp(j\omega t) \quad (7.6)$$

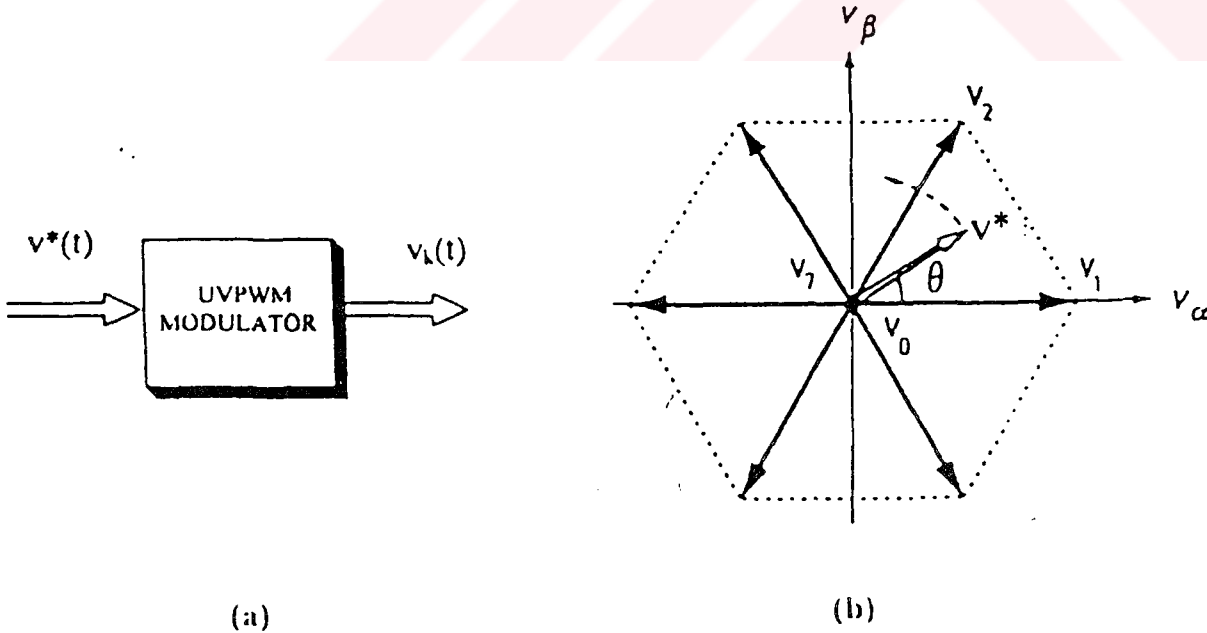
Şekilde olup düzenli aralıklarla örneklenen stator gerilim uzay vektörünü gösterir. Şekil 7.5. de verildiği gibi giriş sinyali genlik ve faz açısı olarak sürekli olduğu halde, inverter çıkış gerilim vektörleri ile gösterilen çıkış sinyali, yönü anahtarlama durumlarına bağlı olan eşit genlikli 6 ayrık vektörden ibarettir. Bu vektörlerin faz açısı da sadece altı ayrık değerdedir. Burada temel amaç ,

$$V^*(t) = V_k(t) \quad (7.7.)$$

olmasıdır. Ancak referans vektör harmoniksiz olduğundan pratikte hemen hemen tüm zamanlarda ,

$$V^*(t) \neq V_k(t) \quad (7.8.)$$

dir. Çünkü belirli bir t_1 anında referans vektör $V^*(t_1)$ şekil 3.5.b deki gibi yer alırken karşılığı olan çıkış vektörü $V_k(t_1)$ daha farklı bir konumdadır. Fakat yükün endüktif karakteristiği sebebiyle yük akımlarının değişimi sürekli dir.



Şekil 7.5. UVPWM Modülatörün a) Sinyal akış diyagramı b) Sürekli giriş sinyali ve ayrık çıkış sinyali

Temel makine eşitliğinden stator akım vektörü ,

$$i(t) = - \frac{1}{L} \int_0^t (v - e - R i) dt + i(0) \quad (7.9)$$

Veya

$$i(t) = - \left[\int_0^t v_k dt - \int_0^t (e + R i) dt \right] + i(0) \quad (7.10)$$

olarak ifade edilebilir. Burada V stator gerilim vektörü , V_k çıkış gerilim vektörleri , e zıt emk vektörü , R eşdeğer direnç ve L makinanın kaçak endüktansdır. (3.6.b) 'nin ikinci integralindeki iki gerilim değeri modülatör veya $i(0)$ 'dan doğrudan etkilenmez. Sadece ilk integral kontrol edilebilir bir terimdir. Buradan UVPWM ' temel kuralı

$$\int v^*(t) dt = \int v_k(t) dt \quad (7.11)$$

şeklinde ifade edilebilir. Böylece 8 ayrı gerilimden türetilen (7.5.)'deki inverter çıkış gerilim vektörü PWM ile (7.6.)'daki referans gerilim vektörüne yaklaştırılır.

PWM inverterin meydana getirdiği ani çıkış gerilim vektörü,

$$V_k(t) = V_k , k = 0, 1, \dots, 7 \quad (7.12)$$

Şeklindedir. Bir anahtarlama aralığında inverter çıkış gerilim vektörlerinin ortalama değeri , referans vektöre eşit kabul edilirse,

$$v^* = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_k dt = \frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^7 V_k T_k \quad (7.13)$$

olarak verilebilir. Burada T_s anahtarlama aralığı ve T_k ise , inverterin ürettiği V_k vektörlerinin uygulanma süresidir.

Bir anahtarlama aralığında yaklaşık sabit olan ortalama çıkış gerilim vektörü , akım ve moment gibi makinanın temel davranışını belirler. PWM inverter tarafından üretilen çıkış gerilim vektörleri ve sinüsoidal olarak değişen referans gerilim vektörü arasındaki uzay vektör farkı , akım harmoniklerine sebep olur. Buna göre bir anahtarlama aralığında akım vektöründeki sapma miktarı ,

$$\Delta I = \frac{l}{L} \int_0^{T_s} (v^* - v_k) dt \quad (7.14)$$

olarak verilir. Buradan da bir anahtarlama aralığındaki harmonik akımın efektif değeri diğer aralıklardan bağımsız olarak ,

$$I_h = \sqrt{\frac{l}{T_s} \int_0^{T_s} |\Delta I|^2 dt} \quad (7.15)$$

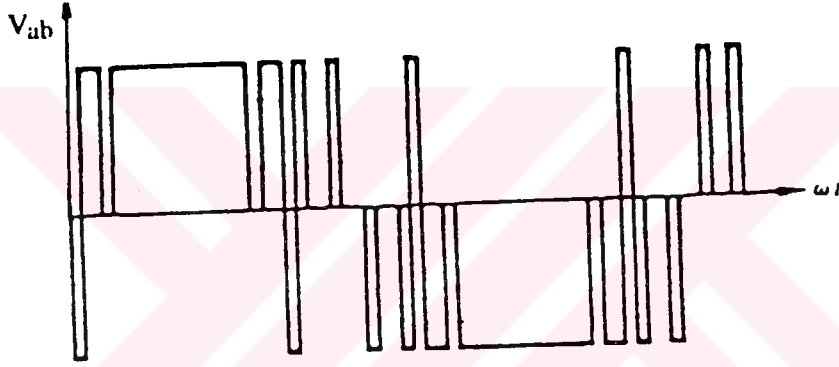
ifadesi ile hesaplanabilir.

PWM kontrolün kalitesi açısından makine akımlarının , temel akımlardan sapması oldukça önemlidir. PWM inverterde anahtarlama frekansı temel çıkış frekansından daha yüksek olduğundan , bir referans olarak verilen ortalama gerilim vektörü temel stator gerilim vektörüne yaklaşıp. İdeal çalışma her 2 vektörün eşit ve ortalama akım vektör sapmasının sıfır olması ile gerçekleşir. Ancak pratikte bu mümkün olmadığından (7.14) ifadesi her zaman sağlanır. UVPWM metodunda amaç , bu değeri mümkün olduğu kadar sıfıra yaklaştırmaktır.

7.2.4 Optimum Anahtarlama Düzeni

UVPWM metodu ile optimum modülasyonun gerçekleştirilebilmesi için , muhtelif anahtarlama durumlarında akım vektöründeki maksimum sapmanın mümkün olduğu kadar küçük ve anahtarlama aralığının da oldukça kısa olması gerekir. Harmonik karakteristikler referans vektör ve seçilen gerilim vektörlerinin oluşturduğu anahtarlama düzenine göre değişir. Ayrık anlarda anahtarlama çıkış akımında yüksek harmonik distorsiyon üretir. Harmonikleri azaltmak için inverter çıkış gerilim vektörleri , $|V^* - V_k|$ fark vektörünün genliği küçük olacak şekilde seçilmelidir.

Uygun bir anahtarlama düzeni kullanılmazsa, şekil 7.7. da verildiği gibi inverter çıkışındaki fazlar arası gerilimde ters yönde darbeler görülür. İnverterde kullanılan anahtarlama elemanlarının herbiri , farklı anahtarlama sürelerine sahip olduğunda bu ters yöndeki darbelerin genişliği büyük olur. Fazlararası çıkış geriliminde görülen bu ters polariteli darbeler, zıt yönde moment meydana getirir. Bu nedenle moment salınımı ve elektromagnetik motor gürültüsüne sebep olurlar. Bu durumdaki bir PWM inverter için UVPWM metodunun kullanılması ve uygun bir anahtarlama düzeninin seçimi zorunlu olur.



Şekil 7.7. Fazlar arası çıkış geriliminde görülen istenmeyen ters yönlü darbeler.

Optimum çözüm , ortalama gerilim/vektörünün referans vektöre eşit olduğu anahtarlama aralığının, sadece ardaşık 3 anahtarlama durumundan ibaret olması ve referans vektöre komşu 3 gerilim vektörünün kullanılması ile sağlanır. Referans vektöre komşu , genlikli 2 gerilim vektörü ve uygun bir sıfır vektörün kullanılması avantajlıdır. Zira her anahtarlama çalışmada meydana gelen enerji kayıpları ve harmonik distorsiyonu minimuma indirmek için , bir anahtarlama durumundan diğerine geçişte sadece bir inverter kolu anahtarlansın.

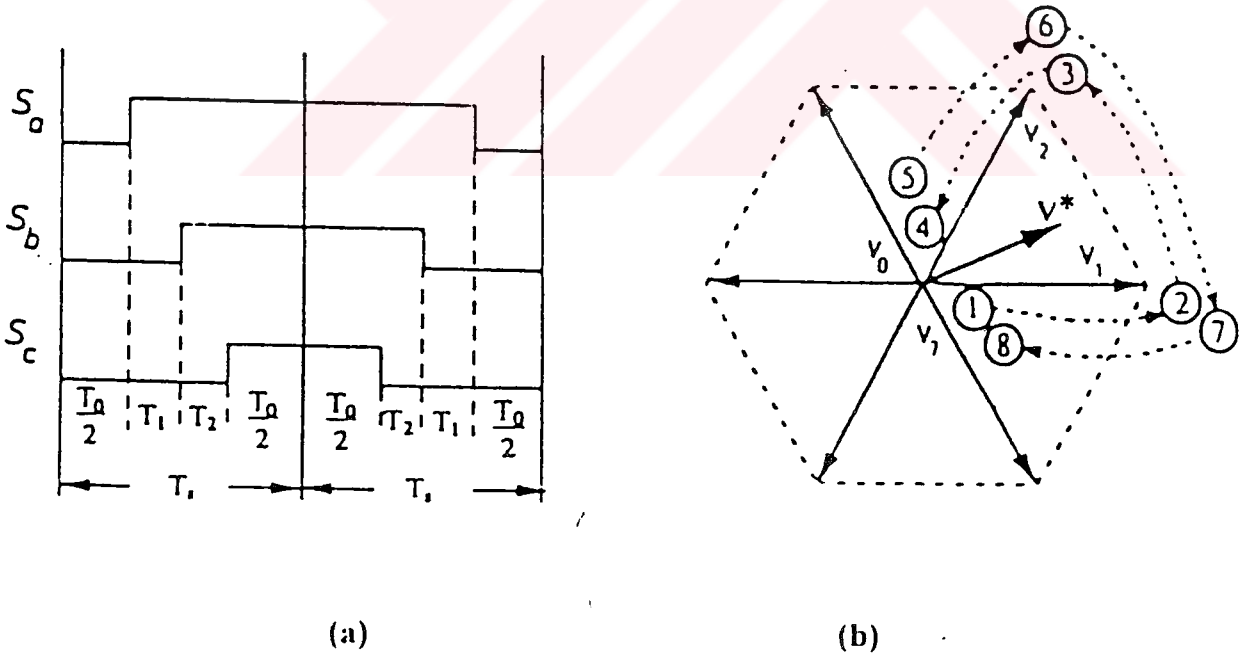
UVPWM metodunda iki sıfır vektörden herhangi birini seçme serbestliği , anahtarlama durumlarının farklı kombinasyonlarına izin verir. Bu bileşenler inverter anahtarlama kayıpları ve motor harmonik kayıplarını azaltmak gibi , çeşitli kriterlere göre üretilen dalga şekillerini optimize etmek için kullanılabilir. Özellikle anahtarlama

aralığının başında ve sonunda , V_0 ve V_7 vektör sürelerinin eşit olarak seçilmesi , herhangi bir periyodun başında ve sonunda akım vektöründeki sapmanın sıfır olmasını ve minimum moment salınımı meydana gelmesini sağlar. Böylece motor harmonik kayıpları minimize edilir.

İnverter çıkış gerilim vektörü, faz kollarından herhangi birinin anahtarlama ile değişir. Bu nedenle her PWM anahtarlama periyodunda 8 çıkış gerilim vektörü uygun bir şekilde sıralanır. Buna göre sektör 1 için bir PWM periyodundaki optimum düzeni ,

$$V_0 - V_1 - V_2 - V_7 - V_7 - V_2 - V_1 - V_0 \quad (7.16)$$

Şeklinde olmalıdır.



Şekil 7.8. a) optimum anahtarlama düzeni b) uzay vektör diyagramı eşdeğeri

(7.16) ile verilen optimum anahtarlama düzeni , şekil 7.8.a da görüldüğü gibi inverter kolları bir sıfır durumdan başlayıp , diğer sıfır durumda sona erecek şekilde anahtarlendiğinde gerçekleşir. Sonuçta iki ardaşık anahtarlama aralığında oluşan bir PWM darbe periyodu meydana gelir. Böylece moment ve akım , anahtarlama frekansında iki kez kontrol edilir. Burada

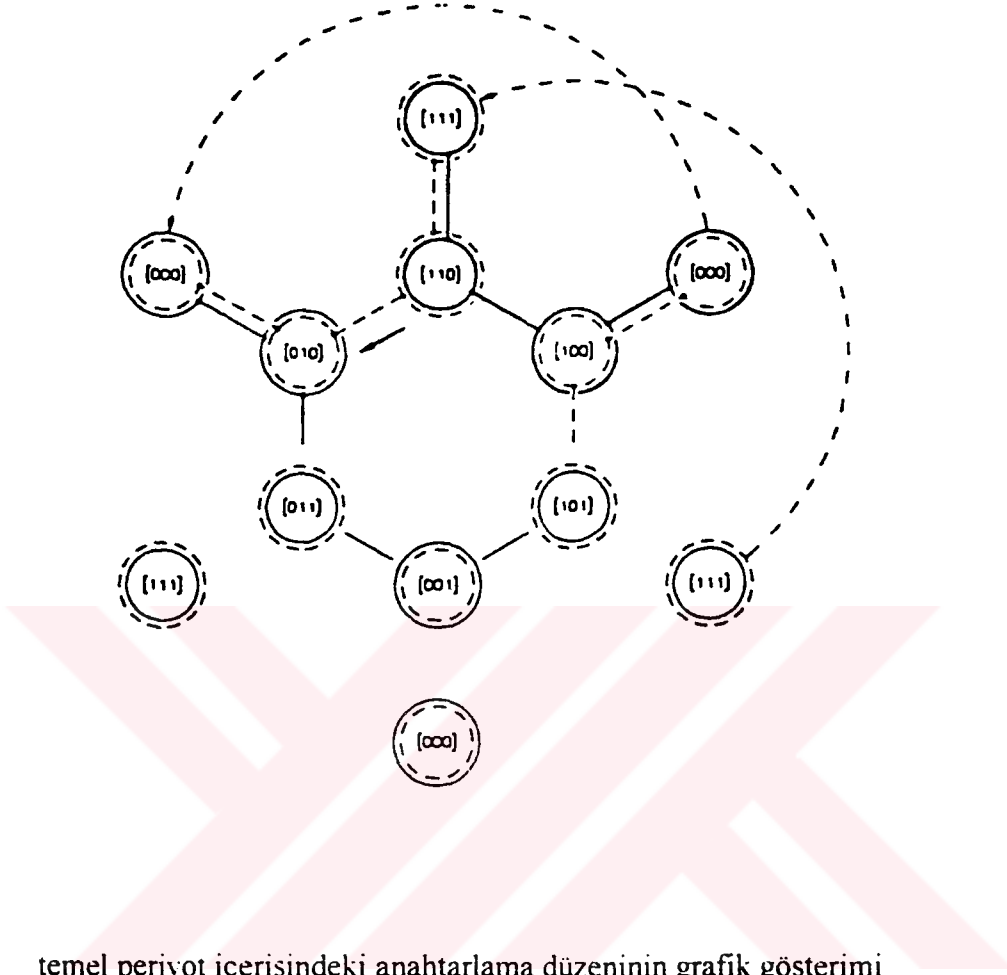
$$T_0/2 = T_7/2 = \frac{1}{2} (T_s - T_1 - T_2) \quad (7.17)$$

Şeklinde olup sırasıyla V_0 ve V_7 sıfır vektör uygulama süreleri , T_s ise bir anahtarlama aralığını gösteren PWM darbe yarı periyodur.

Şekil 7.8.b de görüldüğü gibi $V_0-(1)$ 'den başlayıp $V_7-(4)$ de biten ilk anahtarlama aralığı "ileri anahtarlama sırası" olarak adlandırılır. Bu anahtarlama sırasının ikinci anahtarlama aralığında $V_7-(4)$ dan başlayarak her bacakta sadece bir tek anahtarlama bulunması durumunda tekrarlanamayacağı açıktır.

$V_7-(4)$ 'den $V_0-(1)$ ' e geçiş, aynı anda 3 adet anahtarlama gerektirir. Bu durum ikinci anahtarlama aralığında ileri yöndeki anahtarlama sırası ters çevrilerek önlenebilir. $V_7-(5)$ den başlayıp $V_0-(8)$ de biten ikinci anahtarlama aralığı "Ters anahtarlama sırası" olarak adlandırılır. Böylece bir anahtarlama durumundan diğerine geçiş , sadece bir faz kolunun anahtarlama ile gerçekleştirilebilir.

Referans vektörün sektörü değiştikten sonra inverter anahtarlama düzeni de değişir. Referans vektörün faz açısına bağlı olarak her bir 60 °lik aralıkta değişen anahtarlama düzeni şekil 3.11 deki gibi bir grafik ile verilebilir.



Şekil 7.9. temel periyot içerisindeki anahtarlama düzeninin grafik gösterimi

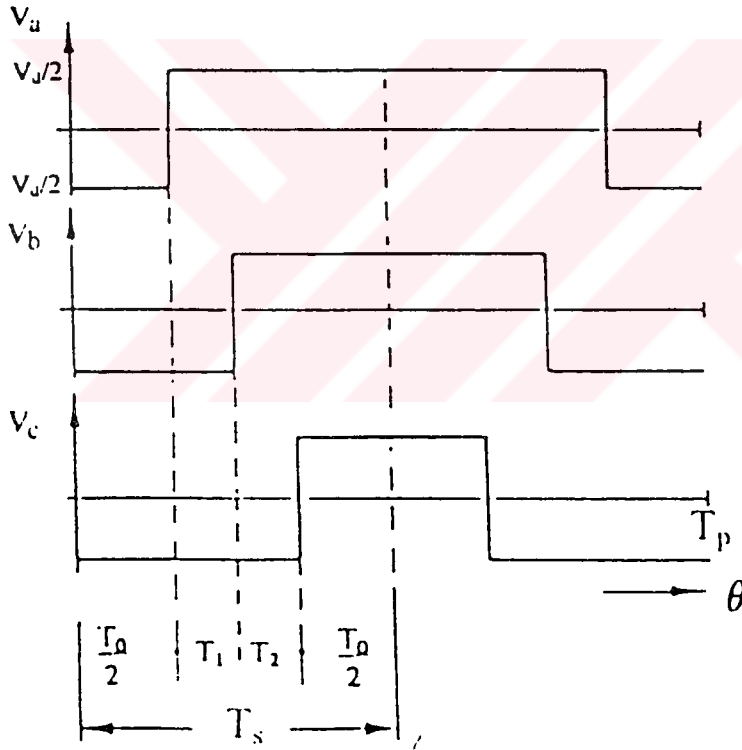
Vektör uzayındaki temel çıkış periyodu , 60° aralığındaki 6 adet sektöre ve her bir sektör ise anahtarlama aralıklarını gösteren N segmente bölünür. Şekil 7.8.a da görüldüğü gibi. UVPWM metodunda inverter anahtarlama durumu , her bir anahtarlama aralığında 3 kez değiştirilir. Her bir faz için temel periyot içerisindeki PWM darbe sayısı,

$$p = 3n, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (3.27) \quad (7.18)$$

olarak verilebilir. p nin seçimi , inverter anahtarlama kayıpları ile motor harmonik kayıpları arasındaki dengeye bağlıdır. p nin yüksek değerleri inverter anahtarlama kayıplarını arttırırken motor harmonik kayıplarını azaltır. Anahtarlama frekansı çıkış frekansının p katı olduğu için anahtarlama kayıplarının azaltılması bakımından darbe sayısının minimasyonu arzulanır.

7.2.5 UVPWM Faz Modülasyon Fonksiyonu

Modülasyon metodları , en genel halde inverter faz modülasyon fonksiyonlarının belirlediği referans eğrilerin değişimine bağlı olarak tanımlanabilir. Modülasyon metodlarının tümünün amacı , temel genliği yüksek ve ortalaması sinüsoidal olarak değişen yük gerilimleri üretmektir. Bundan dolayı üçüncü °den harmonikler ,fazlar arası gerilimlerin değerini ve park bileşenlerini etkilemeksizin inverter faz gerilimlerine eklenebilir. Referans eğri bilinirse , normal bir üç fazlı sinüsoidal modulatörde sinüsoidal referans yerine kullanılabilir.



Şekil 7.10 UVPWM inverter faz gerilimlerinin değişimi

İnverter faz gerilimlerinin ani değerleri anahtarlama düzenine bağlıdır. Özellikle şekil 7.10 da verildiği gibi bir anahtarlama periyodu içerisinde darbelerin simetrik olması avantajlıdır. Buna göre şekil 7.10 da verilen inverter faz gerilimi dalga şekillerinin değişiminden , sektör 1 için bir anahtarlama aralığındaki ortalama faz gerilimleri aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\bar{v}_a = \frac{V_d}{2 T_s} [T_1 + T_2]$$

$$\bar{v}_b = \frac{V_d}{2 T_s} [-T_1 + T_2]$$

$$\bar{v}_c = -\bar{v}_a \quad (7.19)$$

Burada T_1 ve T_2 nin (7.19) daki değerleri yerlerine yazılır ve yeniden düzenlenirse ,sektör 1 için ortalama faz gerilimleri ,

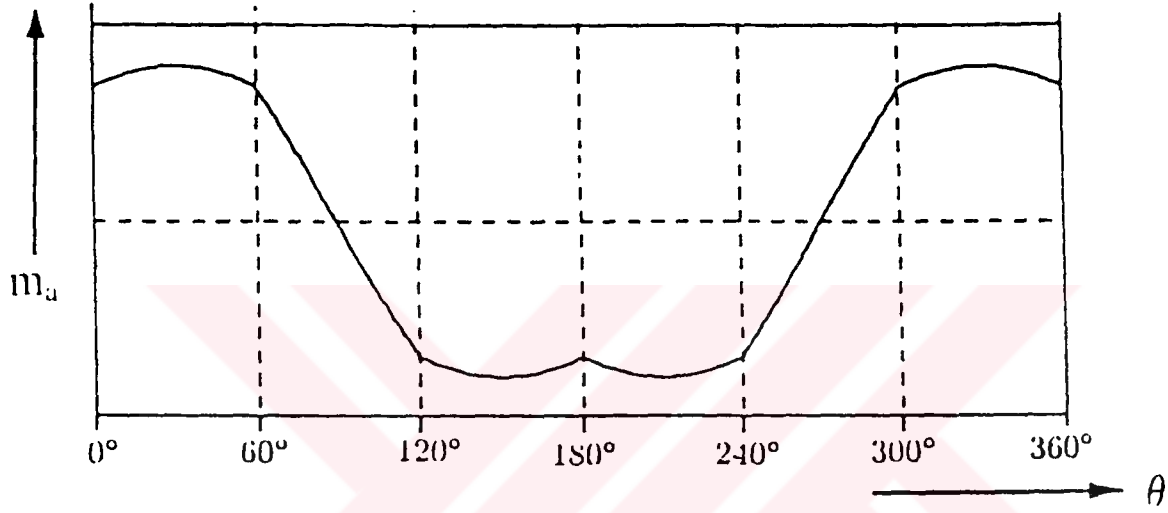
$$\begin{aligned} \bar{v}_a &= \frac{V_d}{2} M \cos(\theta - 30^\circ) \\ \bar{v}_b &= \frac{\sqrt{3}}{2} M V_d \cos(\theta + 60^\circ) \\ \bar{v}_c &= -\frac{V_d}{2} M \cos(\theta - 30^\circ) \end{aligned} \quad (7.20)$$

olarak elde edilir. Benzer şekilde diğer sektörlerdeki ortalama faz gerilimlerinin değişimi de hesaba katılır ve düzenlenirse , bir temel periyod için a fazının modülasyon fonksiyonu,

$$m_a = \begin{cases} M \cos(\theta - 30^\circ) & 0 \leq \theta < 60^\circ, & 180^\circ \leq \theta < 240^\circ \\ \sqrt{3} M \cos \theta & 60^\circ \leq \theta < 120^\circ, & 240^\circ \leq \theta < 300^\circ \\ M \cos(\theta + 30^\circ) & 120^\circ \leq \theta < 180^\circ, & 300^\circ \leq \theta < 360^\circ \end{cases}$$

(7.21)

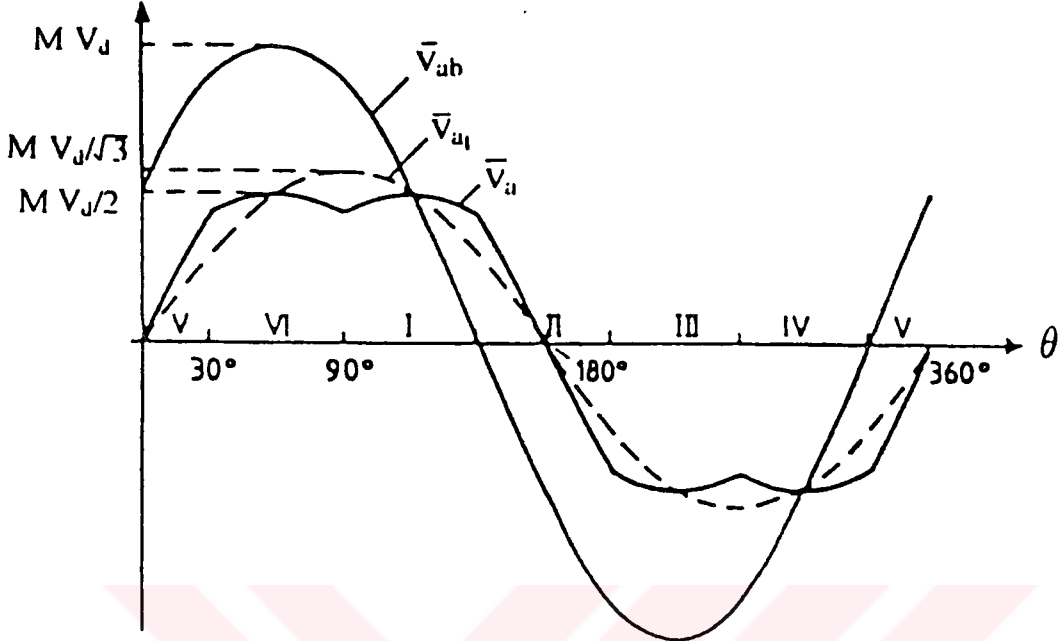
Şeklinde elde edilir. Böylece dairesel bir yörünge üzerinde dönen maksimum referans uzay vektörü için (7.21) ifadesiyle verilen modülasyon fonksiyonunun tanımladığı referans eğri şekil 7.11 daki gibi verilir.



Şekil 7.11. UVPWM modülasyon fonksiyonunun değişimi

UVPWM Metodu referans dalga şeklinin değişimi şekil 7.11 deki gibi olan , taşıyıcı bazlı bir modülasyon metoduna eş değer olarak düşünülebilir. PWM darbe sinyallerinin de şekil 7.11. deki referans eğri ile anahtarlama frekansındaki bir üçgen dalganın karşılaştırılmasından çıkartıldığı kabul edilebilir.

(7.21.) ile verilen UVPWM modülasyon fonksiyonu periyodun ortasına göre simetrik ve modülasyon faktörü ile lineer olarak değişen sürekli bir fonksiyondur. Modülasyon fonksiyonunun sürekliliği , temel periyot içerisindeki tüm anahtarlama aralıklarında her bir inverter faz kolunda anahtarlama olduğunu ifade eder.



Şekil 7.12. UVPWM metodunda inverter ortalama çıkış gerilimlerinin değişimi

Simetrik üç fazlı bir inverterde ortalama faz gerilimleri

$$\bar{v}_a(t) = \bar{v}_b(t-T/3) = \bar{v}_c(t+T/3) \quad (7.22)$$

ve fazlar arası gerilimde de,

$$\bar{v}_{ab}(t) = \bar{v}_{bc}(t-T/3) = \bar{v}_{ca}(t+T/3) \quad (7.23)$$

şeklindedir. Buna göre (7.20.) ifadesinden Şektör I deki fazlar arası gerilim ,

$$\bar{v}_{ab}(t) = \bar{v}_a(t) - \bar{v}_b(t) = M V_d \cos(\theta + 30) \quad (7.24)$$

olarak elde edilir. Şekil 7.12 de ve (7.24.) ifadesinde görüldüğü gibi UVPWM ile meydana getirilen faz gerilimleri sinüsoidal olmamasına rağmen , yük uçlarında görünen fazlar arası gerilimler sinüsoidaldir.

7.2.6 UVPWM Dalga Şekillerinin Optimizasyonu

UVPWM Metodunda üç faz , PWM dalga şekillerini optimize etmek için kullanılan iki değişken vardır. Bunlardan ilki , dalga şekillerinin harmonik kayıplarını optimize etmeye yarayan sıfır gerilim vektör sürelerinin paylaşılmasıdır. İkincisi ise , inverter üzerinden beslenen bir asenkron motorda oluşan akustik gürültüleri minimize etmek için kullanılan PWM periyodudur.

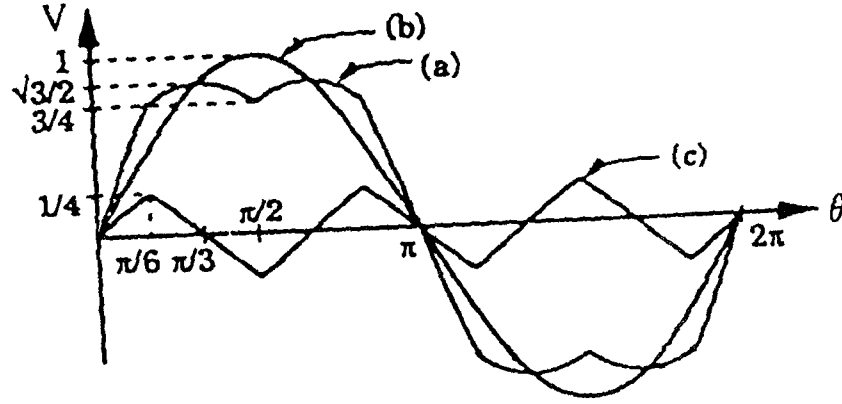
Sinüsoidal PWM de $0 \leq M \leq 1$ olan modülasyon aralığı , temel sinüs dalgaya 3. °den harmonikler eklenerek faz modülasyon fonksiyonlarının değiştirilmesi ile artırılabilir. Sinüsoidal modülasyona ,

$$m_a = m_{3(a,b,c)} = -M_3 \cos 30 \quad (7.25)$$

ifadesinin eklenmesi , 3 ün katı harmonikleri içeren sıfır bileşenin özel bir şekli olarak yorumlanabilir.

UVPWM metodunda toplam sıfır gerilim vektör süresinin T_0 ve T_7 arasında paylaşılması , PWM dalga şekillerine 3 °den harmonik bileşenlerin ilavesini kontrol eder. Bu ilave bileşenler , PWM dalga şeklinin temel bileşenini etkilemez. Ancak harmonik yapıda değişime sebep olur. Böylece bu bileşenler , motor harmonik kayıplarını optimize etmek için kullanılabilir.

Şekil 7.13 de verildiği gibi üçgen dalga şeklinde doğal 3 . harmonik içeren bir faz gerilimi üretmek için sıfır vektör süreleri $T_0 = T_7$ şeklinde paylaşılmalıdır. Bu stratejinin doğal bir avantajı , şekil 7.13. de görüldüğü gibi üçgen dalga şeklinin faz geriliminin tepesini bastırması sebebiyle temel genliği , aşırı modülasyondan önce % 15 artırılabilmesine imkan vermesidir.



Şekil 7.13.

- a) UVPWM faz gerilimi dalga şekli
- b) İstene temel sinüs dalga şekli
- c) Doğal üçgen 3 . harmonik dalga şekli

$T_0 = T_7$ durumunda , üçgen dalga şeklinin tepe değeri $|V^*|$ 'ın %25 i dir. Fakat motor harmonik kayıplarını minimize etmek için , T_0 / T_7 oranını değiştirerek üçgen dalganın genliğini değiştirmek mümkündür. Ancak minimum kayıplı PWM dalga şekilleri %25 üçüncü harmonik sinüs dalga ilavesi ile gerçekleştirilir. Bundan dolayı optimize edilmiş UVPWM dalga şekilleri elde etmek için non- lineer bir paylaşırma fonksiyonu gereklidir. Halbuki $T_0 = T_7$ seçilirse , hesaplama sabitleri ihmal edilebilir. Bu ise en iyi mühendislik çözümünü gösterir.

Şekil 7.13 de verilen UVPWM dalga şekillerinin karakteristikleri 3 dereceden harmonik ilaveli sinüsoidal PWM ' e benzer. $T_0 = T_7$ durumunda UVPWM metodunun harmonik performansının , $1/6$ genliğinde 3 . harmonik ilaveli sinüsoidal PWM den biraz daha iyi ve $1/4$ ilave genlikli ile de hemen hemen aynı olduğu Bowes (1994) tarafından ispatlanmıştır.

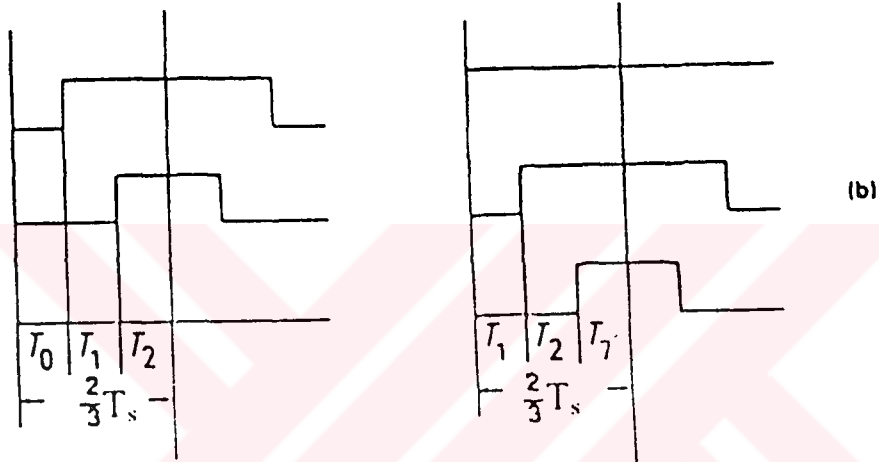
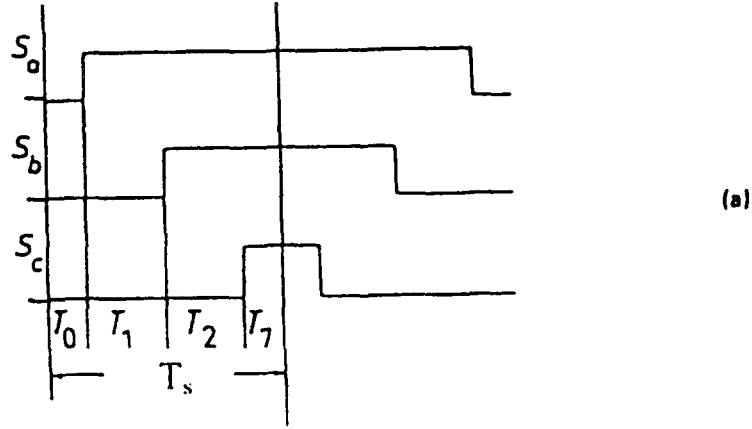
7.3. Süreksiz Modülasyonlu UVPWM Metotları

Son yıllarda süreksiz modülasyon metodları düşük anahtarlama kayıplarından dolayı özel ilgi görmektedir. Pratik bakımdan bir inverterin anahtarlama kayıpları oldukça önemlidir.

Sinüsoidal modülasyon ve UVPWM metodlarında , darbe yarı periyodunda tüm faz kolları anahtarlандığından meydana gelen faz modülasyon fonksiyonları süreklidir. UVPWM Metodunda çıkış geriliminde iki sıfır gerilim uzay vektörünün bulunması inverter anahtarlama durumlarının çeşitli kombinasyonlarına izin verir.

Şekil 7.14.a da verilen T_0 ve T_7 sürelerinin , sırasıyla sıfır yapılması sonucu b` de görülen anahtarlama örnekleri üretilir. Şekil 7.14. b` de görüldüğü gibi her bir darbe yarı periyodunda , sadece iki faz kolu anahtarlarken üçüncü kol , dc kaynak geriliminin pozitif veya negatif ucuna bağlanır. Bu anahtarlama düzeni sıfır vektörlerin sadece darbe yarı periyodunun başında veya sonunda kullanılması ile sağlanır. Bu metod meydana gelen faz modülasyon fonksiyonlarının süreksiz şekline dolayı "Süreksiz Modülasyon" olarak isimlendirilir.

Süreksiz modülasyonda anahtarlama sinyallerinin, anahtarlama frekansındaki bir üçgen taşıyıcı dalga ile süreksiz faz modülasyon fonksiyonlarının belirlediği referans dalganın kesişmesinden türetildiği düşünülebilir. Şekil 7.14.a `da görüldüğü gibi üç faza ait PWM peryodu sürekli modülasyonda 6 anahtarlama noktasına göre tanımlanırken b` de görüldüğü gibi süreksiz modülasyonda 4 anahtarlama noktasına göre tanımlanır. Anahtarlama sayılarının azalması PWM darbe sürelerinin hesaplanmasının basitleştirir.



Şekil 7.14. sektör 1 için ,

- a) sürekli modülasyon
b) süreksiz modülasyon anahtarlama örnekleri .

Süreksiz modülasyonda sıfır vektörlerin darbe yarı periyodunun başında veya sonunda bulunmasından dolayı sistemde, daha yüksek harmonik kayıplar meydana gelir. Ancak üç fazlı yükte daha yüksek harmonikler üretmesine rağmen , sürekli modülasyona göre ortalama anahtarlama frekansını % 67 'ye düşürdüğünden daha az anahtarlama kayıpları meydana getirir. Her bir fazda anahtarlama olmayan aralıkların değişimi düşünülürse , her faz kolu temel çıkış periyodunun 1/3 de anahtarlalmaz. Bu da anahtarlama sayısının % 33 azalmasına ve anahtarlama kayıplarının düşmesine sebep olur. Anahtarlama kaybına bağlı olarak cihazda oluşan ısı da azalır. Bu ısıyı dağıtmak için daha küçük soğutucular kullanılacağından , inverter sisteminin hacmi de küçülür. Eğer ortalama anahtarlama kayıpları eşit kabul edilirse sürekli

modülasyona göre anahtarlama frekansı $3/2$ oranında artırılabilir. Böylece anahtarlama olmayan aralıklar içeren bu metodlar , anahtarlama frekansının ultra sonik değerlere yükseltilmesini kolaylaştırır.

Süreksiz modülasyon metodlarının tümü , UVPWM ' de olduğu gibi aşırı modülasyondan önce inverter çıkış geriliminin temel genliğini % 15 artırır. Böylece dc kaynak geriliminin %100 kullanımı sağlanır. Bu metodlar motor harmonik kayıplarından ziyade inverter anahtarlama kayıplarını azaltmak için kullanılır. Ancak sağlanan frekans artışından dolayı akım harmonikleri yükün endüktansı tarafından sürekli modülasyona göre daha fazla zayıflatılır. Bu nedenle özellikle üst modülasyon aralığında akım distorsiyonunda büyük bir azalma gerçekleştirilebilir.

7.3.1 60° iletimli Süreksiz Modülasyonlu UVPWM

60° iletimli süreksiz modülasyonun temel prensibi ilk olarak Dependbrock (1977) tarafından sunulmuştur. Aynı metod , sinüsoidal referans dalganın yerine 3 fazlı simetrik AC kaynağın fazlar arası gerilimleri kullanılarak , Chin (1984) tarafından sayısal olarak gerçekleştirilmiştir. Son yıllarda UVPWM metodunun geniş bir uygulama alanı bulmasından sonra inverter çıkış gerilim vektörlerinin uygun bir şekilde sıralanmasıyla kolayca gerçekleştirilmiştir.

/

Şekil 7.15. b 'de verilen süreksiz anahtarlama örneklerinin farklı kombinasyonlarına bağlı olarak çeşitli süreksiz modülasyon metodları geliştirilebilir. Buna göre sektör I için , 60° iletimli süreksiz modülasyon çalışmaya uygun anahtarlama düzeni ,

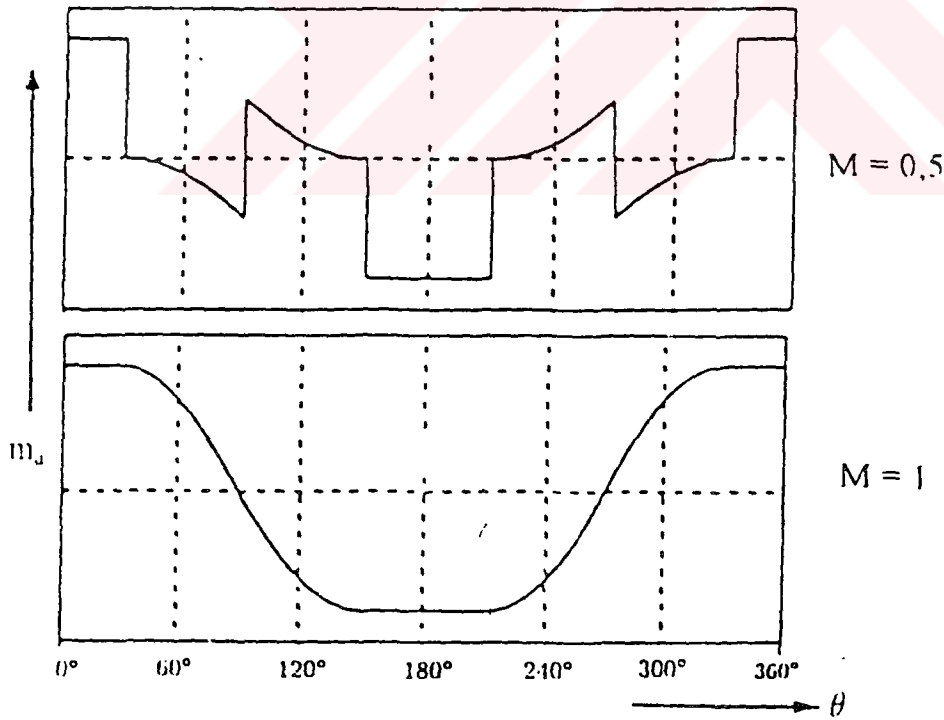
$$\begin{array}{lll}
0^\circ \leq \theta < 30^\circ & V_1 - V_2 - V_7 - V_7 - V_2 - V_1 & T_0=0, T_7=T_s-T_m \\
30^\circ \leq \theta < 60^\circ & V_0 - V_1 - V_2 - V_2 - V_1 - V_0 & T_7=0, T_0=T_s-T_m
\end{array}$$

(7.26)

Şeklinde verilebilir. İverter çıkış gerilim vektörlerinin bu sıralamasına göre referans eğriyi tanımlayan faz modülasyon fonksiyonu ,

$$m_a = \begin{cases} 1 & -30^\circ \leq \theta < 30^\circ \\ 2 M \cos(\theta - 30^\circ) - 1 & 30^\circ \leq \theta < 90^\circ \\ 2 M \cos(\theta + 30^\circ) + 1 & 90^\circ \leq \theta < 150^\circ \\ -1 & 150^\circ \leq \theta < 210^\circ \\ 2 M \cos(\theta - 30^\circ) + 1 & 210^\circ \leq \theta < 270^\circ \\ 2 M \cos(\theta + 30^\circ) - 1 & 270^\circ \leq \theta < 330^\circ \end{cases} \quad (7.27)$$

şeklinde ifade edilebilir. Bu modülasyon fonksiyonunun belirlediği referans eğri şekil 7.15. deki gibi verilebilir. şekil 7.15 - den de görüldüğü gibi modülasyon faktörünün farklı değerleri referans eğrinin şekli değişir



Şekil 7.15. 60° iletimli süreksiz faz modülasyon fonksiyonunun $M = 0,5$ ve $M = 1$ için değişimi

60 ° iletimli süreksiz faz modülasyon fonksiyonu , şekil 7.15. de görüldüğü gibi temel periyodun merkezine göre simetriktir. (7.26.) ile verilen anahtarlama düzenine göre

$-30^\circ - 30^\circ$, $90^\circ - 150^\circ$ ve $210^\circ - 270^\circ$ aralıklarında $V_k = V_7$ ve kalan aralıklarda ise $V_k = V_0$ dır. Bu nedenle modülasyon fonksiyonu , modülasyon faktörünün değerinden bağımsız olarak temel periyodun 1/3 de ya (+1) yada (-1) değerine eşittir. Bu da her bir kolun temel periyodun sadece 2/3 de anahtarlendiğini gösterir. Böylece (3.27) ifadesiye verilen PWM darbe sayısı

$$p = 2n + 1 \quad (7.28)$$

olur. Bu değer süreksiz modülasyon metodlarında hemen hemen aynıdır. Ancak sürekli UVPWM metoduna oranla önemli miktarda daha azdır.

7.3.2. 30° İletimli Süreksiz Modülasyonlu UVPWM

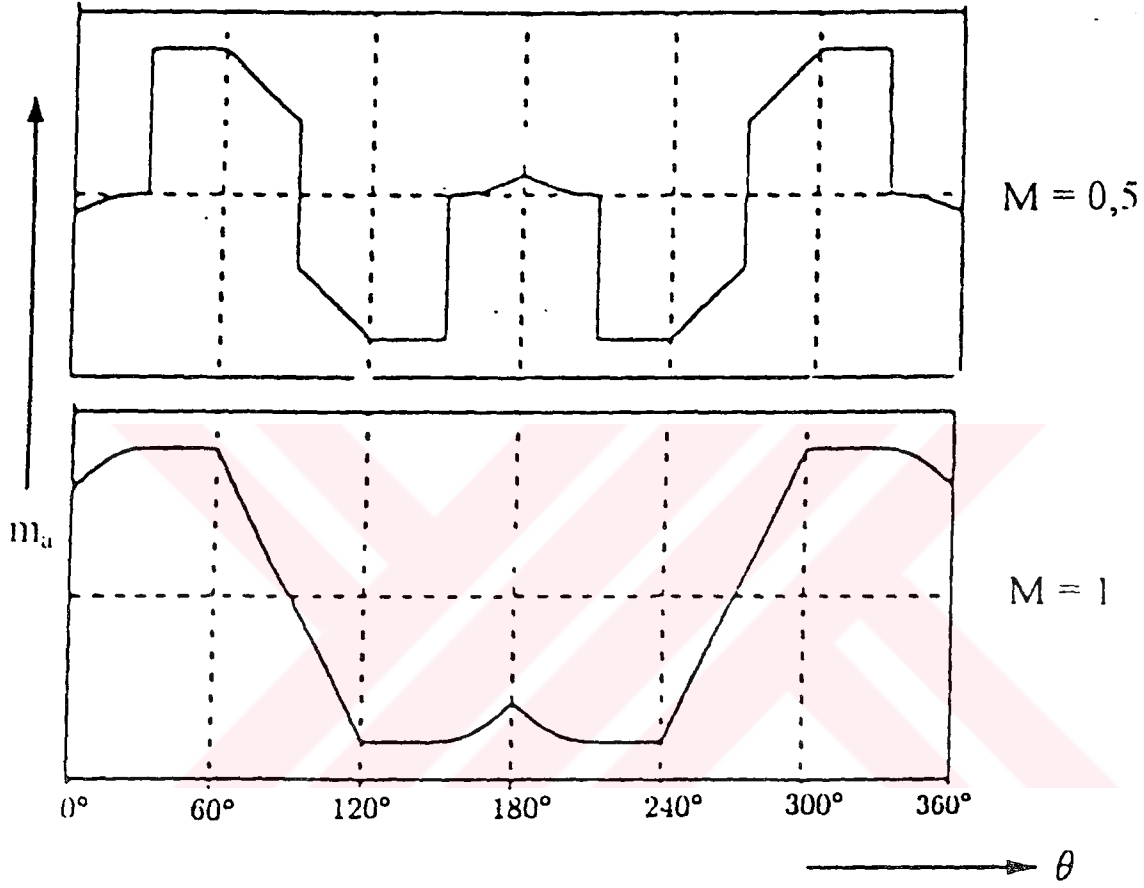
30° İletimli süreksiz modülasyon metodu , 60 ° nin yerine iki 30 ° lik aralık kullanılarak gerçekleştirilebilir. Böyle bir çalışma şekil 7.14..b deki anahtarlama örnekleri ile sağlanabilir. Buradan sektör 1 için 30° iletimli süreksiz modülasyon çalışmaya uygun anahtarlama düzeni ,

$$\begin{array}{lll} 0^\circ \leq \theta < 30^\circ & V_0 - V_1 - V_2 - V_2 - V_1 - V_0 & T_7=0, T_0=T_s-T_m \\ 30^\circ \leq \theta < 60^\circ & V_1 - V_2 - V_7 - V_7 - V_2 - V_1 & T_6=0, T_7=T_s-T_m \end{array} \quad (7.29)$$

şeklinde verilebilir. Böyle bir anahtarlama düzeni için referans eğriyi tanımlayan faz modülasyon fonksiyonu ,

$$m_a = \begin{cases} 2 M \cos (\theta - 30^\circ) - 1 & 0^\circ \leq \theta < 30^\circ & 90^\circ \leq \theta < 120^\circ \\ 1 & 30^\circ \leq \theta < 60^\circ & 300^\circ \leq \theta < 330^\circ \\ 2 M \cos (\theta + 30^\circ) + 1 & 60^\circ \leq \theta < 90^\circ & 150^\circ \leq \theta < 180^\circ \\ -1 & 120^\circ \leq \theta < 150^\circ & 210^\circ \leq \theta < 240^\circ \\ 2 M \cos (\theta - 30^\circ) + 1 & 180^\circ \leq \theta < 210^\circ & 270^\circ \leq \theta < 300^\circ \\ 2 M \cos (\theta + 30^\circ) - 1 & 240^\circ \leq \theta < 270^\circ & 330^\circ \leq \theta < 360^\circ \end{cases} \quad (7.30)$$

olarak elde edilir. Bu modülasyon fonksiyonuna göre 30° iletimli süreksiz modülasyon için referans eğri şekil 7.16. deki gibi verilebilir.

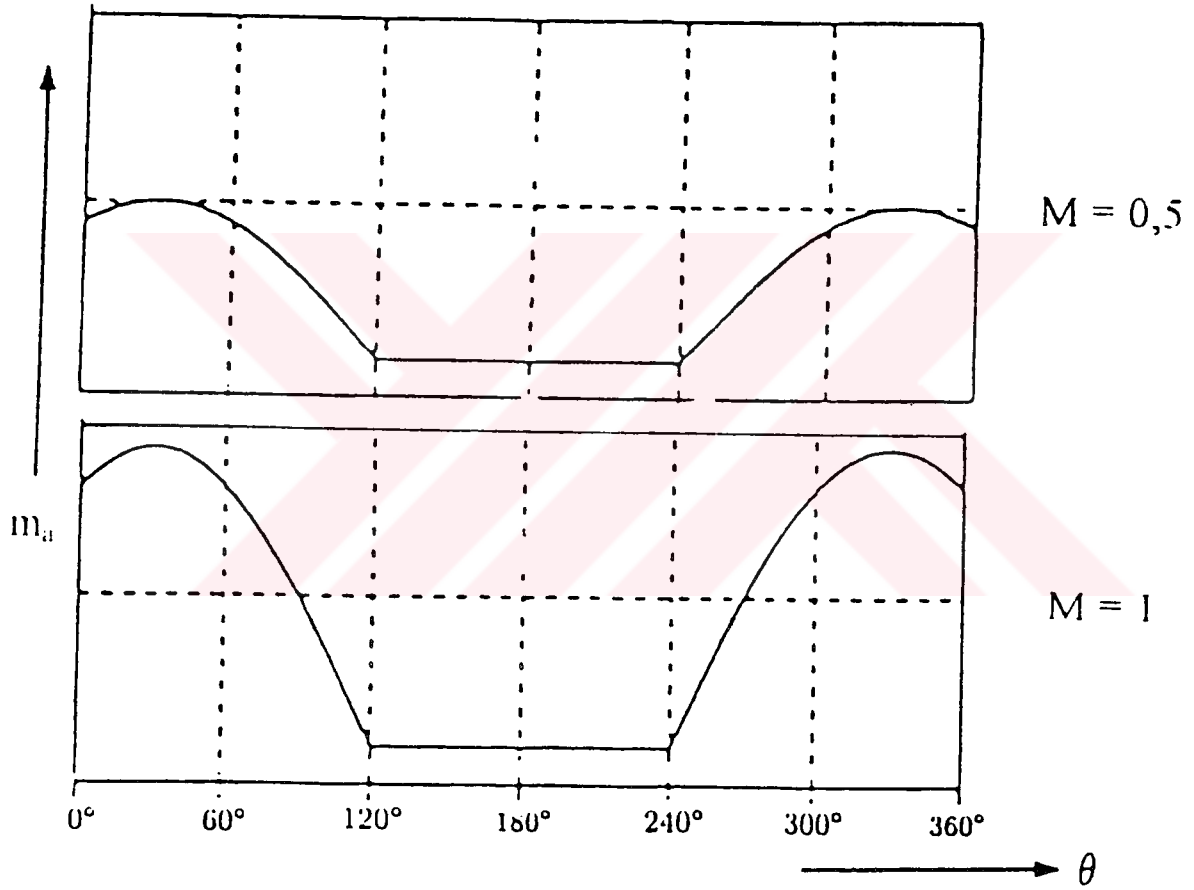


şekil 7.16. 30° iletimli süreksiz faz modülasyon fonksiyonunun $M = 0,5$ ve $M = 1$ için değişimi

şekil 7.16. da görüldüğü gibi 30° iletimli süreksiz modülasyon fonksiyonu , periyodun merkezine göre simetrikdir. Ancak modülasyon faktörünün farklı değerlerinde referans eğrinin şekli değişir. Ayrıca anahtarlama olmayan bölgeler , temel periyot içerisinde 30° lik aralıklarla dağıtıldığından anahtarlama kayıplarındaki azalma hemen hemen yükten bağımsızdır.

7.3.3. 120° iletimli Süreksiz Modülasyonlu UVPWM

Bu metodu gerçekleştirmek için inverter kolları sırayla 120° boyunca dc kaynağın pozitif veya negatif ucuna bağlanır. Böylece her bir kolda bu aralıkta anahtarlama olmaz. Eğer inverter kolları 120° boyunca sırasıyla dc kaynağın negatif ucuna bağlanırsa , şekil 7.17. de görüldüğü gibi M biçiminde değişen referans eğriler elde edilir.



Şekil 7.17. 120° iletimli Süreksiz Faz Modülasyon Fonksiyonunun $M = 0,5$ ve $M = 1$ için değişimi

UVPWM ile 120° iletimli süreksiz faz modülasyon fonksiyonunu üretebilmek için , bir temel periyot boyunca tüm anahtarlama aralıklarında sıfır vektörlerden sadece birisi kullanılır.

Eğer $T_0 = T_s - T_m$ süresi , sadece V_0 vektörü için harcanır ve toplam sıfır vektör süresi boyunca V_7 vektörü hiç kullanılmazsa , şekil 7.17. de verilen eğriler kolayca elde edilir.

Sektör 1 ve 2 için şekil 3.25 de verilen 120° iletimli süreksiz çalışmaya uygun anahtarlama düzeni ,

$$\begin{array}{lll} 0^\circ \leq \theta < 60^\circ & V_0 - V_1 - V_2 - V_2 - V_1 - V_0 & T_0=0, T_7=T_s-T_m \\ 60^\circ \leq \theta < 120^\circ & V_2 - V_3 - V_0 - V_0 - V_3 - V_2 & T_7=0, T_0=T_s-T_m \end{array} \quad (7.31)$$

şeklinde olur. Bu anahtarlama düzenine göre elde edilecek olan modülasyon fonksiyonu ,

$$m_a = \begin{cases} 2 M \cos(\theta - 30^\circ) - 1 & 0^\circ \leq \theta < 120^\circ \\ -1 & 120^\circ \leq \theta < 240^\circ \\ 2 M \cos(\theta + 30^\circ) - 1 & 240^\circ \leq \theta < 360^\circ \end{cases} \quad (7.32)$$

olarak elde edilir. Şekil 7.17. den de görüldüğü gibi temel periyodun $1/3$ 'ünde anahtarlama olmadığından anahtarlama kayıpları azalır. 120° iletimli süreksiz modülasyon fonksiyonunun değişimi periyodun merkezine göre simetrik olmasına rağmen modülasyon faktörünün farklı değerlerinde referans eğrinin şekli değişir.

7.4 Sürekli - Süreksiz UVPWM Modülasyon Karşılaştırması

PWM inverterin asıl amacı , çıkış akımlarının harmonik distorsiyonunu azaltmaktır. Pratikte yüklerin çoğu asenkron motorlar gibi alçak geçiren filtre karakteristiğinde olduğundan çıkış geriliminde görülen yüksek frekanslı harmonikler akımlar üzerinde fazla etkili olamaz . Bu nedenle PWM darbe genişlikleri , akım distorsiyonunu azaltacak şekilde belirlenir. Akım distorsiyonu , genelde anahtarlama frekansı artırılarak azaltılabilir. Ancak maksimum anahtarlama frekansının seçimi , kullanılan anahtarlama elemanları ile sınırlıdır ve keyfi olarak arttırılamaz.

MOSFET , IGBT ve MCT gibi modern güç elektroniği elemanları , daima yüksek anahtarlama oranlarında çalışmaya imkan verir. Ancak anahtarlama frekansının yükseltilmesi , cihazda oluşan anahtarlama kayıplarının artmasına sebep olur.

Sürekli modülasyonda inverter faz gerilimlerinin ayrı ayrı kontrol eden a, b ve c anahtarlama sinyallerinin bağıl darbe süreleri , toplam periyodun $1/3$ 'ünde "0" veya "1" yapılır. Bu nedenle sürekli modülasyon fonksiyonları , darbe sayılarının azaltılmasını sağlar. Bundan dolayı ortalama anahtarlama frekansı , sürekli modülasyon ile karşılaştırıldığında $1/3$ azalır. Bu da anahtarlama kayıplarının düşmesine sebep olur.

Ayrıca eşit ortalama anahtarlama kayıpları için , inverter anahtarlama frekansı artırılabilir. Böylece akım harmoniklerinde , daha büyük bir azalma gerçekleştirilebilir. Bu yüzden maksimum frekans artışına izin veren sürekli modülasyon metodlarını kullanmak gerekir

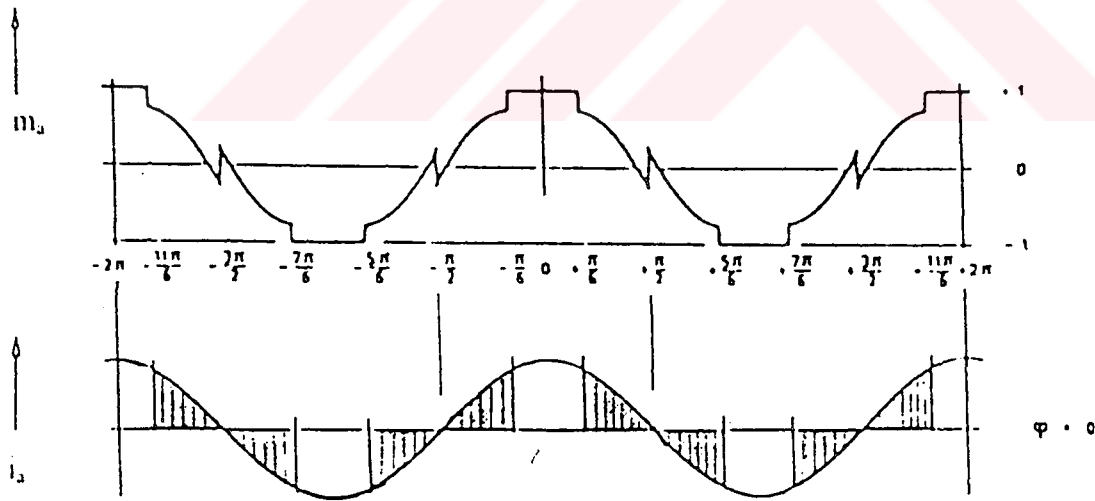
Mikroişlemcilerle gerçekleştirilen PWM metodlarında en önemli gereksinim , hesaplama açısından uygun olmasıdır. Çünkü AC motor kontrolünde kullanılan inverterlerde PWM darbe üretimi , mikroişlemciler için ek hesaplama yükü oluşturur. Ayrıca PWM inverterin maksimum anahtarlama frekansını , PWM anahtarlama anlarını belirlemek için gereken hesaplama süresi sınırlar.

Komple 3 faz PWM metodu sürekli modülasyonda 6 anahtarlama noktasına göre tanımlanırken , sürekli modülasyonda 4 anahtarlama noktasına göre tanımlanır. Anahtarlama sayılarındaki bu azalma birbirini izleyen PWM darbe periyotlarındaki anahtarlama sürelerinin yeniden belirlenmesi için gereken hesaplama süresini kısaltır. Bu da mikroişlemcilerin ek hesaplama yükünü azaltır.

7.4.1 Güç Faktörünün Anahtarlama Kayıplarına Etkisi

Her bir özel uygulanma için , değişik süreksiz modülasyon metodları farklı avantajlar sunar. Bu metodların ortak avantajı düşük anahtarlama kayıplarıdır. $F_s \leq 1$ kHz lik anahtarlama frekansı ile çalışan yüksek güçlü inverterlerde , hem akım distorsiyonu hem de anahtarlama kayıpları önemlidir. Ancak daha yüksek anahtarlama frekansı ile çalışan inverterlerde akım distorsiyonu yeterince küçük olduğundan sorun yaratmaz. Bu durumda süreksiz modülasyon metodlarının akım distorsiyonları birbirinden pek farklı değildir. Bu nedenle pratik bakımdan pek çok uygulamada anahtarlama kayıplarının azaltılması daha önemlidir. Ayrıca anahtarlama kayıpları akıma bağlı olduğundan , süreksiz modülasyonda güç faktörü de dikkate alınmalıdır

60° iletimli süreksiz modülasyon metodu ile kontrol edilen bir PWM inverterin en verimli çalışmasının şekil 7.18. de verildiği gibi 0° lik yük açısında , yani saf omik yükte gerçekleştiği görülür. Bu metod ile anahtarlama kayıplarında , $\cos \theta = 1$ için en büyük azalma sağlanır. Çünkü faz akımları pozitif ve negatif tepe değerlerden geçerken anahtarlama olmaz. Böylece en yüksek anahtarlama kayıpları bertaraf edilir.



Şekil 7.18. Anahtarlama kayıplarının güç faktörüne bağımlılığı

Inverter faz gerilimi ile akımı arasında bir faz farkı varsa , yani $\theta \neq 0$ ise , anahtarlama olmayan aralıklar maksimum akım bölgelerine kaydırılabilir. Böylece omik- endüktif yük

durumunda da anahtarlama kayıpları , yukarda ifade edildiği gibi azaltılabilir. Aksi taktirde anahtarlama olmayan aralıklar , akımın sıfırdan geçtiği bölgelere rastlar ve anahtarlama kaybında arzulanan azalma sağlanmaz. Bu durumda gerçekleştirilecek frekans artışı daha az olur. Bu nedenle PWM inverterlerde anahtarlama frekansının üst sınırı , temel akımda anahtarlama olmayan aralıkların dağılımı ve sürelerine bağlıdır.

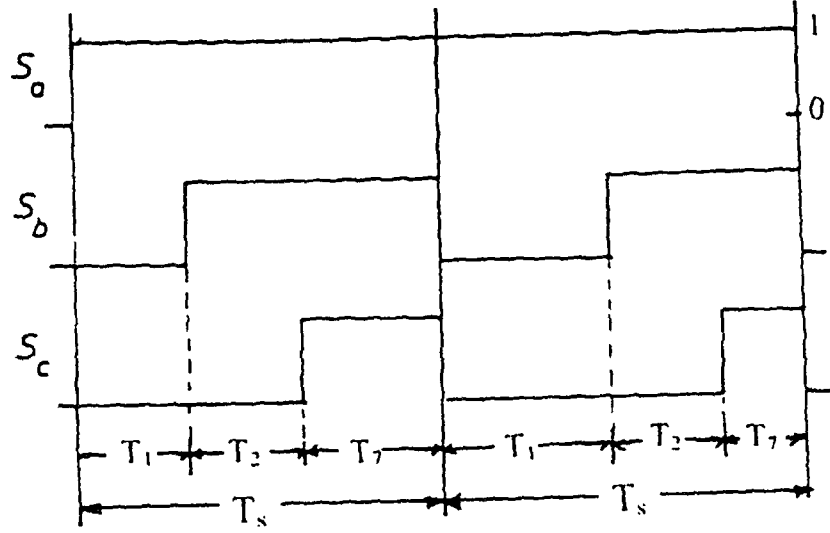
7.4.2 İverter Anahtarlama Kayıplarının Azaltılması

Pratikte yükler genellikle AC motor olup güçlü endüktif bileşenden dolayı temel gerilimden geri fazda akım çekerler. Bu faz farkı motorların güçlerine ve yapılarına bağlı olarak tam yükte takriben 30° düzeyindedir. Bu nedenle $0^\circ - 60^\circ$ ve $180^\circ - 240^\circ$ aralıklarında aktif olmayan bir modülasyon fonksiyonunun daha iyi bir çözüm göstereceği görülür. Eğer anahtarlama olmayan aralıklar faz açısına göre kaydırılırsa , süreksiz modülasyon metodları anahtarlama kayıplarının daha fazla azaltılmasına izin verir. Bu durumda muhtemel frekans artışı daha yüksek olur. Böylece harmonik güç kayıplarında daha büyük bir azalma gerçekleştirilebilir.

Eğer anahtarlama olmayan 60° lik blok , yük akımı ile aynı fazda kaydırılırsa anahtarlama kayıpları aynı şekilde azaltılabilir. 60° iletimli süreksiz modülasyonda anahtarlama olmayan aralıkların faz açısına göre kaydırılması , şekil 7.14.b de verilen anahtarlama örneklerinin bir kombinasyonu ile gerçekleştirilebilir. Buna göre sektör 1 ve 2 için anahtarlama düzeni ,

$$\begin{array}{lll}
 0^\circ \leq \theta < 60^\circ & V_1 - V_2 - V_7 - V_7 - V_2 - V_1 & T_0=0, T_7=T_c-T_m \\
 60^\circ \leq \theta < 120^\circ & V_2 - V_3 - V_0 - V_0 - V_3 - V_2 & T_7=0, T_0=T_c-T_m
 \end{array} \quad (7.32)$$

şeklinde verilebilir. Buradan da görüldüğü gibi (000) ve (111) anahtarlama durumlarına karşı gelen V_0 ve V_7 sıfır vektörleri , darbe periyodunun ortasında yer alır. Böylece sektör 1 ' de b ve c fazları anahtarlanırken a fazında anahtarlama olmadığından , (7.27.) ile ifade edilen modülasyon fonksiyonu $\theta = 30^\circ$ kaydırılmış olur.



Şekil 7.19. sektör 1 için min. Kayıplı süreksiz modülasyon PWM darbe örnekleri

(7.32.) ifadesi ve şekil 7.19. dan görüldüğü gibi üç faz PWM periyodu , sadece 2 anahtarlama noktasına göre tanımlanır. Buna göre sektör 1 ve 2 için süreksiz modülasyon anahtarlama düzeni,

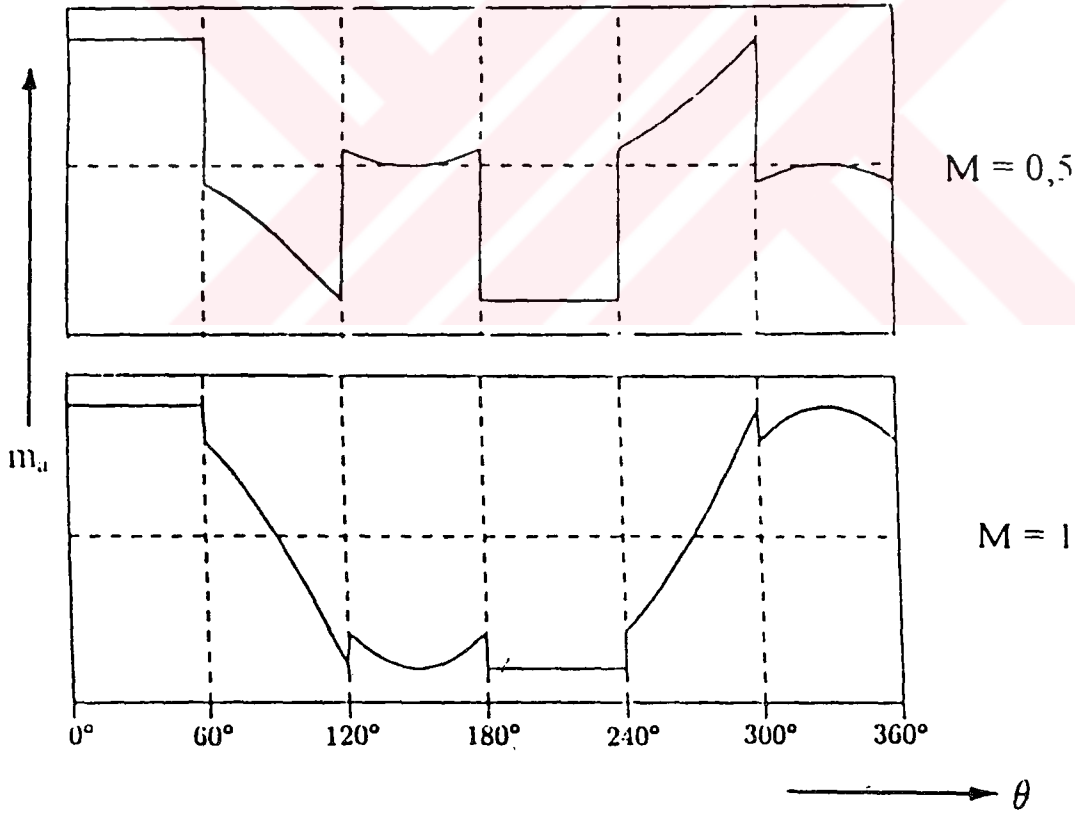
$$\begin{array}{lll}
 0^\circ \leq \theta < 60^\circ & V_1 - V_2 - V_7 & T_0=0, T_7=T_s-T_m \\
 60^\circ \leq \theta < 120^\circ & V_2 - V_3 - V_0 & T_7=0, T_0=T_s-T_m
 \end{array}
 \quad (7.33.)$$

olarak verilebilir. Bu anahtarlama düzeni temel periyot içerisinde her bir faz için (7.32.) dekine benzer anahtarlama örnekleri üretir. Her iki durumda $0^\circ - 60^\circ$, $120^\circ - 180^\circ$ ve $240^\circ - 300^\circ$ aralıklarında $V_k = V_7$ ve diğer aralıklarda ise $V_k = V_0$ dir. Ancak (7.32) de sıfır vektörler periyodun ortasında yer alırken , (7.33.) da periyodun sonuna kaydırılmıştır. Bu durumda anahtarlama periyodu anahtarlama aralığına eşit olur Ayrıca üç faz PWM darbe periyodu sadece iki anahtarlama noktasına göre tanımlandığından , anahtarlama anlarını hesaplamak için gereken süre diğer süreksiz modülasyon metodlarına oranla yarıya düşer.

(7.32.) ve (7.33.) verilen anahtarlama düzenleri aynı referans eğriyi verir. Buna göre inverter anahtarlama kayıplarını azaltan süreksiz modülasyon fonksiyonu ,

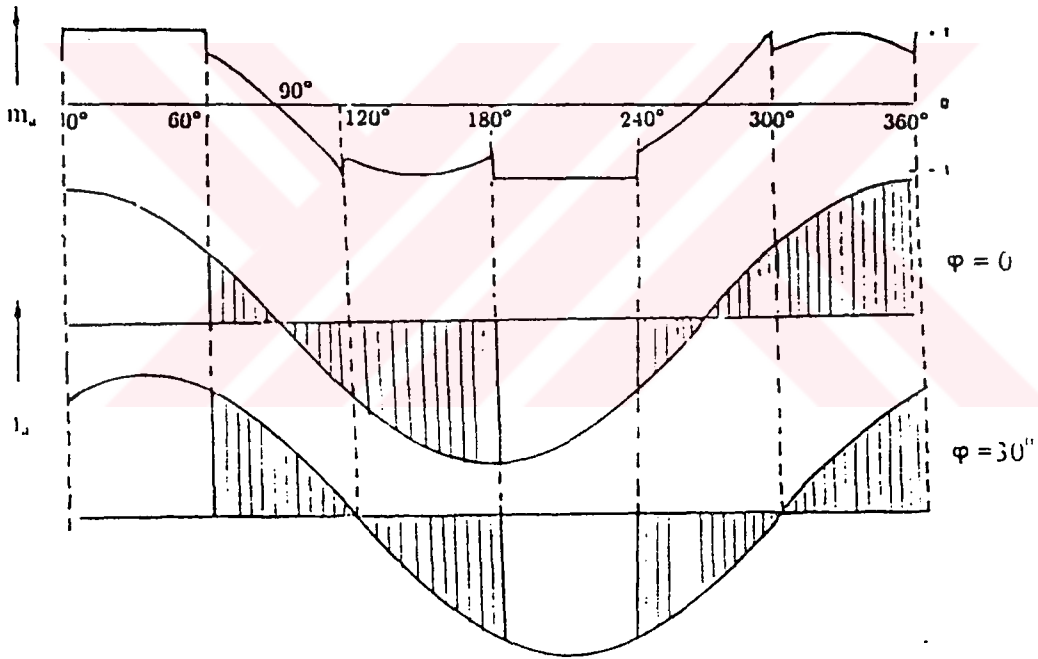
$$m_s = \begin{cases} 1 & 0^\circ \leq \theta < 60^\circ \\ 2 M \cos(\theta - 30^\circ) - 1 & 60^\circ \leq \theta < 120^\circ \\ 2 M \cos(\theta + 30^\circ) + 1 & 120^\circ \leq \theta < 180^\circ \\ -1 & 180^\circ \leq \theta < 240^\circ \\ 2 M \cos(\theta - 30^\circ) + 1 & 240^\circ \leq \theta < 300^\circ \\ 2 M \cos(\theta + 30^\circ) - 1 & 300^\circ \leq \theta < 360^\circ \end{cases} \quad (7.34)$$

Şeklinde elde edilir. (7.34.) ifadesi (7.27.) ile benzer görünse de , (7.27.) ifadesi motor harmonik kayıplarından ziyade inverter anahtarlama kayıplarını azaltmayı hedefler. Ancak (7.34.) ile ifade edilen modülasyon fonksiyonu , hem inverter anahtarlama kayıplarını azaltmak hem de motor harmonik kayıplarını azaltmak için kullanıldığından minimum kayıplı modülasyon fonksiyonu olarak ifade edilebilir. Bu modülasyon fonksiyonunun tanımladığı referans eğri şekil 7.20. deki gibi verilebilir.



Şekil 7.20. Minimum kayıplı Süreksiz Faz Modülasyon Fonksiyonunun $M = 0,5$ ve $M = 1$ için değişimi

Şekil 7.20. ile verilen minimum kayıplı modülasyon fonksiyonunun değişimi , şekil 7.15. ile verileden oldukça farklıdır. Diğer PWM metodlarının aksine periyodun merkezine göre asimetrik olmakla birlikte istenen yarım dalga simetriğe sahiptir. Ayrıca modülasyon faktörüne bağlı olarak farklı değişimler gösterir. Ancak yukarıda ifade edilen $0^\circ - 60^\circ$ ve $180^\circ - 240^\circ$ aralıklarında anahtarlama çalışması kuralına uyar. Bu modülasyon metodunda anahtarlama kayıplarının , çıkış akımı ile gerilimi arasındaki faz farkına bağlılığı şekil 7.21. dan anlaşılabilir.



Şekil 7.21. Minimum Kayıplı süreksiz Modülasyonda Anahtarlama Kayıplarının Güç faktörüne Bağlılığı

8. PWM İNVERTERLERLE AC MOTOR HIZ KONTROLÜ

8.1 Giriş

Değişken hız kontrollü sürücülerle AC motor sürüşü endüstride yaygın bir şekilde kullanılmaya başlandıktan sonra , bu sürüş sistemlerinden bir çok yeni özellikler de istenmeye başlanmıştır. Bunların başında daha iyi bir dinamik performans , sıfır hızda yüksek tork , kararlı hız kontrolü ve ani yük değişimlerine çabuk cevap verme sayılabilir.

Geleneksel olarak bu karakteristikler DC sürüş sistemlerinde bulunmaktadır. Uygulamalarda kontrol açısından tüm elektrik motorları içerisinde en uygun makine doğru akım makinesidir. Doğru akım motorları sahip oldukları moment öz eğrileri kontrol açısından diğer elektrik motorlarına göre daha üstündür.

DC sürüşte, torku ve akıyı oluşturan akım , dc motorun yapısında bulunan fırça ve komütatör sayesinde ayrı ayrı kontrol edilebilmektedir. DC motorlarda , fırçalar sayesinde rotor sargılarına direk akım uygulanabilir. Bu da motor torkunun doğrudan kontrolüne imkan verir. Bu özelliğinden dolayı DC motor ani hız değişimlerinde bile sürüş kararlılığını korur ve herhangi bir hız aralığında motorda istenilen tork elde edilir. Ancak bu sistemlerde DC motorların fırça ve komütatörlerinin sürekli bakım gerektirmeleri , motorların pahalı oluşu patlayıcı yada korozyona maruz kalan ortamlarda kullanılmayışları, yüksek hız yüksek gerilimli çalışma koşulları altında sınırlı komitasyon kapasitesine sahip oluşu ve genel güç faktörünü düşürmeleri gibi çeşitli dezavantajlarından dolayı DC motorların kullanım alanları azalmıştır. Endüstrinin isteği ise , DC sürüşün getirdiği tüm bu avantajları kapsayan , yüksek performansla birleştirilmiş basit ve ucuz bir AC motor sürüşüdür. Çünkü AC motor aynı güçlü DC motora göre ucuz , hafif, basit yapılı ve az bakım gerektirir.

Ancak AC motor basit mekanik yapısına karşın oldukça karmaşık bir matematiksel yapıya sahiptir. Matematiksel olarak ortaya çıkan sistem ,lineer olmayan bir yapıdadır. Asenkron makinanın genel dinamik modeli , giriş stator gerilimi ve frekansı, çıkışı rotor hızı ,rotor pozisyonu ,emk mıknatıslanma akısı veya bunların bir kombinasyonu olabilen altıncı dereceden bir durum uzayı modeli denklemleri ile ifade edilebilir. Bu nedenle de asenkron motorun hız ve konum kontrolü , oldukça karmaşık kontrol düzenekleri gerektirir.

8.2 V / F Kontrol

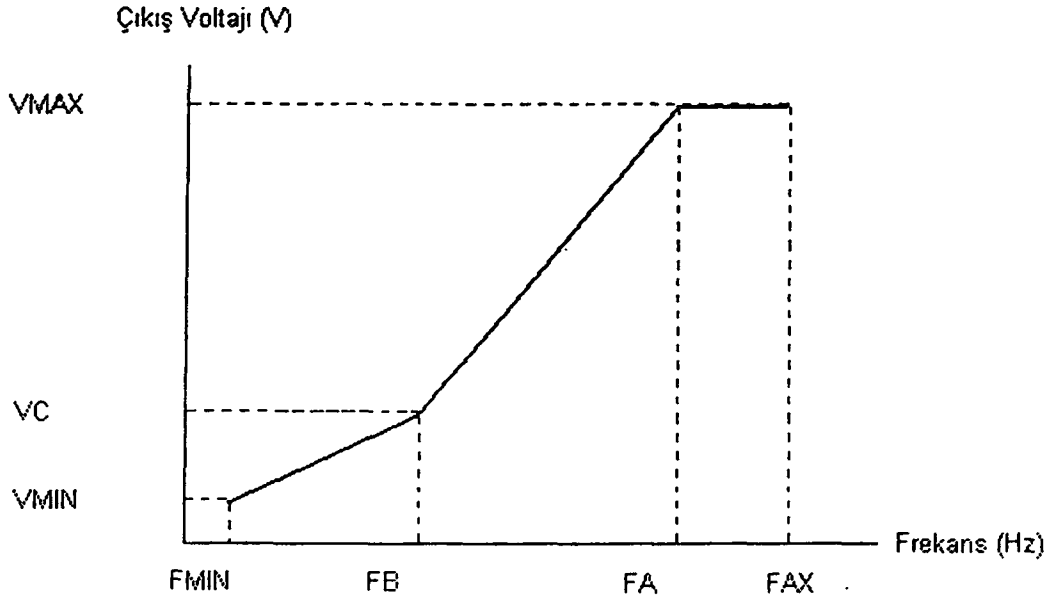
AC motorun hız kontrolü için çeşitli kontrol teknikleri geliştirilmiştir. Bunlardan biri V / F kontrollü sürücülerdir. Bu yöntemde , statorda endüklenen gerilimin , statora uygulanan gerilimin frekansına oranı sabit kalacak şekilde , endüklenen gerilim ve frekans birlikte değiştirilir. Uygulamalarda ise , statorda endüklenen gerilim yerine , stator uç gerilimi değiştirilir. Stator uç gerilimi , stator sargı direnci ve kaçak reaktansı üzerinde düşen gerilim ihmal edilirse , statorda endüklenen gerilime eşittir. Böylece , statordan rotora geçen hava hava aralığı akısı sabit tutulur. Akının sabit kalması ile , rotorda endüklenen momentin , stator gerilimi frekansının altındaki değerleri için , devrilme noktası momentinin sabit kalması sağlanır. Bunun fiziksel anlamı şudur. Anma değerinin altındaki farklı stator gerilimi frekansları ve mil hızları için , yüke aktarılan moment değeri aynı kalır. Ancak anma geriliminin çok altına inildiği çok düşük hızlarda, Is sabit olduğundan , Rs üzerine düşen gerilim artık ihmal edilemez düzeye gelir. Bu da endüklenen gerilimin çok küçülmesine ve hava aralığı akısının azalmasına sebep olur. Bu nedenle belirli bir hızın altında V / F kontrolü istenen sürüş özelliklerini sağlamayabilir.

Sabit bir V / F oranı herhangi bir PWM metodu örneğin sinüsPWM kullanılarak kolayca elde edilmektedir. V / F sürücülerin tahrik karakteristiği nominal hızın altında endüvi gerilimi kontrol edilerek , nominal hızın üstünde ise alan zayıflatılarak hızı ayarlanan klasik DC motorlu tahrike benzer. Günümüzde V / F kontrollü sürücülerin yazılımlarında çeşitli uygulamalar için programlanmış hazır V/F eğrileri bulunmaktadır. Ayrıca kullanıcı isterse kendi V / F değerlerini de girebilmektedir.

Aşağıda verilen şekilde kullanıcı hız kontrolün içerisindeki parametreleri kullanarak istediği bir V / F eğrisini oluşturabilmektedir. Burada

F_{min} ; minimum çıkış frekansı , V_{min} ; minimum çıkış frekansındaki çıkış gerilimi, F_B ; orta frekans, V_C ; orta frekansta çıkış gerilimi F_A ; maximum gerilim frekansı , V_{max} ; maximum çıkış gerilimi F_{AX} ; maximum çıkış frekansıdır.

Kullanıcı bu parametreleri ayarlayarak yük türüne göre V/F eğrisini ayarlayabilir. Örneğin yüksek kalkış torku gerektiren asansör gibi dikey yükler için düşük frekanslarda yüksek gerilimler girilmeli, yük faktörü hızın karesi veya kübü ile değişen pompa ve fan gibi uygulamalarda ise düşük frekanslarda düşük gerilimler girilebilir. Yük tiplerine göre belirlenmiş V / F eğrileri aşağıda verilmiştir.

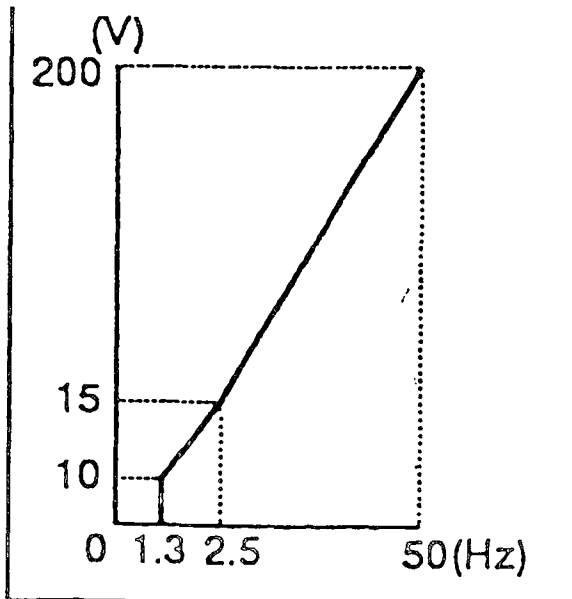


Şekil 8-1 Hız kontrolde parametrelerle oluşturulabilecek bir V/F eğrisi örneği.

Çeşitli yükler için farklı V / F eğrileri oluşturularak yüke uygun moment elde edilebilir. Aşağıda yük tiplerine göre belirlenmiş çeşitli V / F eğrileri verilmiştir.

Genel Karakteristik.

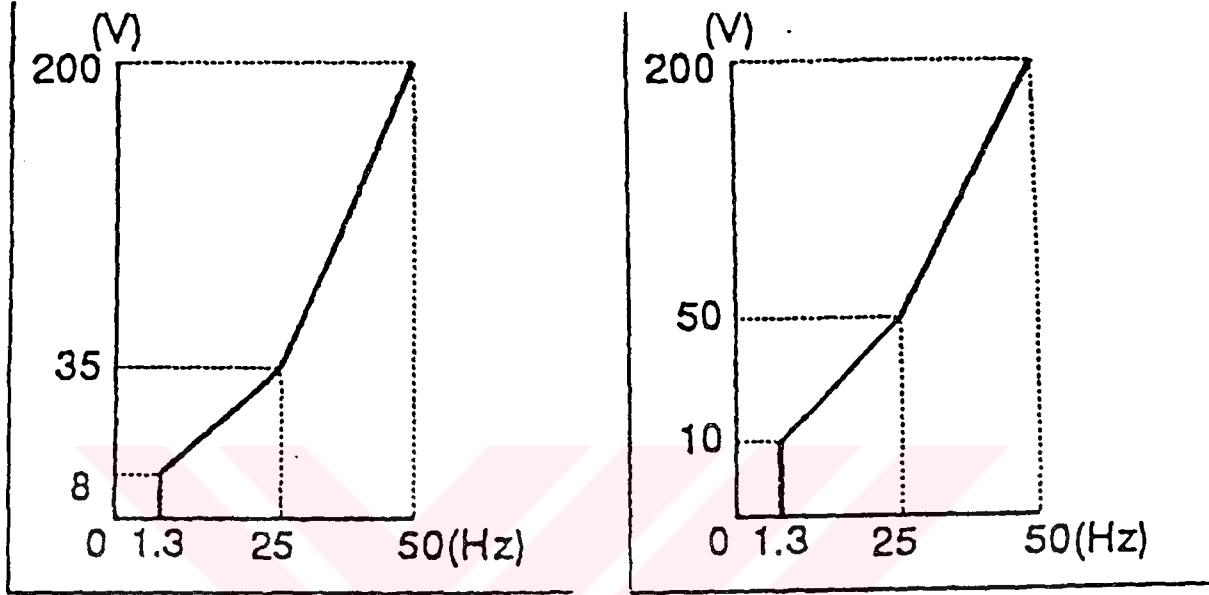
Aşağıdaki V / F eğrisi düz bir konveyör gibi genel amaçlı yükler için kullanılabilir. Motor hızı, motorun yük faktörüyle doğru orantılı değiştiği yüklere bu V/F eğrisi uygulanabilir.



Şekil 8.2 Genel karakteristkli V / F eğrisi

Azalan Tork Karakteristiği

Aşağıdaki V / F eğrisi genellikle Fan veya pompalarda kullanılabilir. Motor hızı, motorun yük faktörünün karesi veya kübü ile orantılı değiştii yüklere bu V/F eğrisi uygulanabilir.

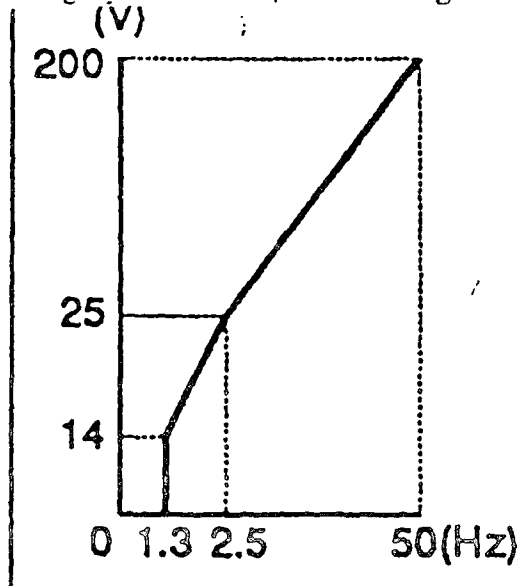


Şekil 8-3 a) Kübü ile azalan V/F eğrisi

b) Karesi ile azalan V / F eğrisi

Yüksek Kalkış Torklu Karakteristik

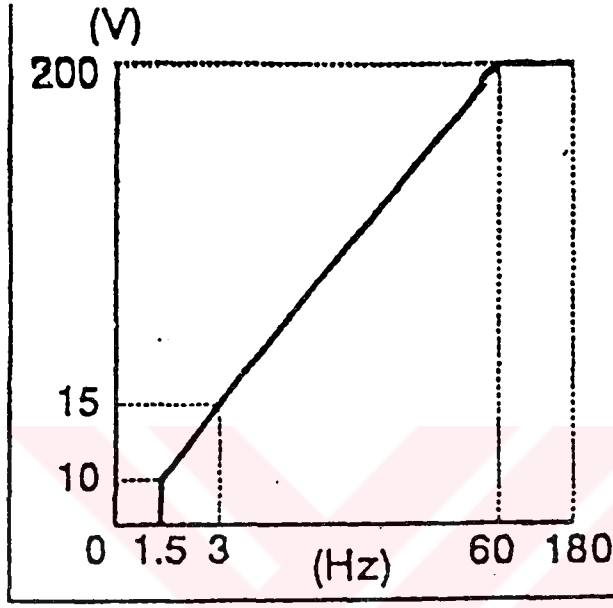
Asansör veya vinç gibi dikey yüklerin kalkışında yüksek tork gerekir. Bu durumda aşağıdaki eğri yüksek kalkış momenti sağlar.



Şekil 8.4 Yüksek kalkış torklu V / F eğrisi

Sabit Güçte Çalışma Karakteristiği

Bu V / F eğrisi motoru 60 Hz veya daha yüksek hızlarda döndürmek için kullanılır. Bu V / F eğrisiyle motora 60 Hz den sonra sabit çıkış gerilimi uygulanır.



Şekil 8-5 Sabit güçle çalışma için V / F eğrisi

V / F modunda çalışan sürücülere birden fazla motor bağlanabilmesi ve özel motorları da (yüksek hızlı gibi) sürebilmesi bu kontrolü diğer kontrol yöntemlerden ayıran başlıca unsurlardan biridir. V / F kontrollü sürüş halen birçok uygulamada başarıyla kullanılmasına karşın sıfır hızda maximum tork , daha iyi bir dinamik performans ve yüksek hız kararlılığı gerektiren uygulamalarda yerini vektör kontrollü sürüş sistemlerine bırakmıştır.

8.3 Vektör Kontrol

Düşük hızlarda veya sıfır hızda V / F kontrolde oluşan problemler vektör kontrol yöntemi en verimli şekilde çözülebilmektedir. Vektörel kontrol yönteminin uygulanması ile asenkron motorlar yüksek performanslı dört bölgede çalışan doğru akım motorlu sistemlerle yarışabilir hale gelmiştir.

Geçmişte karmaşık donanım ve yazılım ile karmaşık problemlerin çözülmesinin gerektiği asenkron makine uygulamaları ,hızlı mikroişlemcilerle desteklenen vektörel kontrol tekniklerinin uygulanması ile günümüzde kolayca gerçekleştirilmiştir.

Uygulanan vektör kontrol tekniklerinde amaç , asenkron makinenin davranışını kolay kontrol edebilen doğru akım makinesinin davranışına getirebilmektedir. Asenkron makinelerin vektör kontrolü üzerinde yapılan çalışmalar makine modelindeki moment ifadesi üzerinde yoğunlaşmıştır ve moment ifadesinin serbest uyarımalı doğru akım makinesinin moment ifadesine getirilmeye çalışılır. Çünkü serbest uyarımalı doğru akım makinesinde moment , uyarma akısı sabit tutularak endüvi akımı ile lineer değişmektedir. Yani momenti oluşturan iki büyüklük birbirini etkilememektedir. Oysa asenkron makinede böyle bir etkileşim söz konusudur. , moment ve akı arasında bir kuplaj vardır. Vektör kontrol yöntemleri bu etkileşimi ortadan kaldırmak için geliştirilmiştir.

Fleix Blaschke tarafından Alan Yönlendirme (Field Orientation) olarak adlandırılan yöntemde asenkron makinenin senkron hızda dönen d-q koordinat sistemindeki modelini kullanarak stator akımını uygun bir biçimde ayrıştırılmış (decoupling) ve moment ifadesinin serbest uyarımalı doğru akım makinesine benzetilmesi sağlanmıştır.

Daha sonra Peter Vas tarafından yapılan incelemelerde vektör kontrol stator akısı yönlendirmeli , rotor akısı yönlendirmeli ve mıknatıslanma akısı yönlendirmeli olarak sınıflandırılmıştır. Rotor akısı , stator akısı veya mıknatıslanma akısına sabitli eksen takımlarında , düzgün hava aralıklı makinelerin indüklenme gerilimi ifadesinin serbest uyarımalı doğru akım makinesinde alan ve armatür akımlarının kontrolüne benzer olarak , stator akımlarının akı üreten bileşenlerinin ikili kontrolü ile asenkron makinenin moment kontrolü yapılabilir. Burada sorun asenkron makinede rotor akımlarının doğrudan ölçülememesidir.

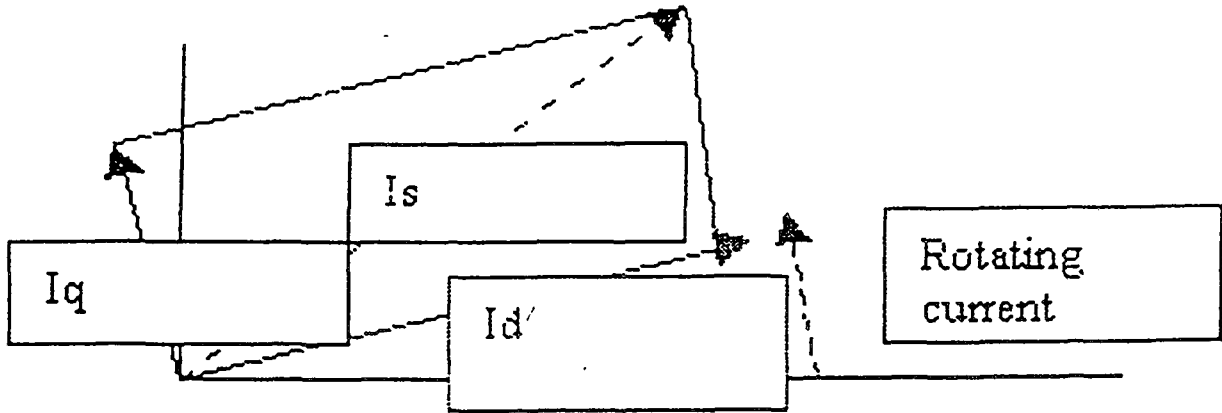
Vektör kontrolünün yapılabilmesi için (stator , rotor veya mıknatıslanma alan yönlendirmeli kontrol) için sırasıyla stator akısı, rotor akısı veya mıknatıslanma açısı uzay fazörlerinin modülüne ve uzay açısına ihtiyaç vardır. Ayrıca enine ve boyuna eksenin stator

akımları kullanan eksen takımına göre hesaplanır. Hesaplanan bu stator akımları serbest uyarmalı doğru akım makinesinin alan ve armatür akımlarına benzer hale gelir.

Asenkron makinelerde yukarıda anlatılan stator alanı veya mıknatıslanma alan yönlendirmeli kontroller de mümkün olduğu halde , genellikle rotor alan yönlendirmeli kontrol kullanılır. Rotor alan yönlendirmeli kontrolde , rotor akısı uzay fazörünün modülünü ve uzay açısını elde etmek için iki ana yöntem kullanılır. Doğrudan Alan Yönlendirmeli Kontrol (akı geri beslemeli kontrol) ve Dolaylı (akı ileri beslemeli) Kontrol.

Doğrudan alan yönlendirmeli kontrolde , akının genlik ve fazına ait büyüklükler Hall algılayıcıları ya da akı algılatıcı bobinleri kullanılarak doğrudan ölçülür veya akı modeli adıyla anılan model yardımı ile hesaplanır. Dolaylı rotor alan yönlendirmeli kontrol (akı ileri beslemeli kontrol) de ise, akının genlik ve faz bilgileri stator akımları ve rotor hızının izlenmesi yardımıyla elde edilir. Bütün kontrol metodları arasında Dolaylı Vektör Kontrol veya literatürde Dolaylı Rotor Akısı Yönlendirmeli Kontrol olarak bahsedilen kontrol yöntemi uygulanabilmesi açısından en basit ve kolay olanıdır.

Vektör kontrolde , sürücü modül akıyı ve torku üreten akımı ayrı ayrı kontrol ederek , motor torkunu oluşturan akımın kullanımını optimize eder. Aynı zamanda kontrol sistemlerinin de gelişmesiyle yüke olan tepki süresi ve hız korunumu yani kararlılık da gelişmiştir. Aslında artık vektör kontrollü bir hız kontrol sistemi , sadece geleneksel DC motorla sürüş sistemlerinin değil, servo sistemlerin de yerini almaya başlamıştır.



Şekil 8.6 Vektör kontrolde Akım bileşenleri

Toplam akım (I_s) , akı üreten akım vektörü ($I_{d'}$) ve tork üreten akım vektörü (I_q) olarak ayrılır.

Buna modern AC inverter sürüşünde iki yolla ulaşılabilir.

8.3.1 Kapalı Çevrim Vektör Kontrol.

Bu sistemde hız ve pozisyon bilgisinin invertere sürekli iletilmesi için motor miline bir enkoder bağlanır, ve invertere de enkoder pulslerini okuyabilen bir hızlı sayıcı kart ilave edilir. Bu sayede kapalı çevrim bir sistem elde edilmiş olur. Matematiksel ifadelerin de yardımıyla kontrollü tork ve akı akım bileşenleri elde edilir.

Kapalı çevrim vektör kontrolü ile sıfır hızda maximum tork elde edildiği gibi ani yük değişimlerine karşı çok kısa bir cevap süresi vardır. Sarıcı gibi tork kontrollü uygulamalarda kullanılacağı gibi hız kontrol aralığı da diğer kontrol metodlarına göre daha geniştir.

Fakat kurulumu diğer kontrol tekniklerine göre hem daha zor hem de uzmanlık gerektirmektedir. Ayrıca çoklu motor sürümü için uygun olmayıp kontrol sistemleri içinde en maliyetli olanıdır.

Kapalı çevrim vektör kontrol AC motor kontrolünde günümüzde en gelişmiş kontrol tekniklerinden biri olup sadece DC motorla sürüşün değil servo sistemler gibi hassas pozisyonlama gerektiren yüksek maliyetli uygulamalarda da kullanılmaya başlayarak bu uygulamalardaki maliyetleri azaltmaya başlamıştır.

8.3.2 Açık Çevrim Vektör Kontrol

Bazı sistemlerde enkoder ve invertere eklenmesi gereken enkoder sayıcı kartı ekstra bir maliyet gerektirdiğinden açık çevrim vektör kontrol adı verilen sensörsüz bir kontrol sistemi geliştirilmiştir. Bu sistemde basit bir otomatik dönüş (auto-tuning) ile motora dinamik ve statik bir test yapılarak motor parametreleri elde edilir. Bu şekilde kapalı çevrim vektör kontrolüne de yaklaşılmış olur.

Açık çevrim vektör kontrolde 1 Hz lik çok düşük hızlarda nominal çıkış torkunun % 150 si uygulanabilir. Motor yükünde meydana gelebilecek ani değişimlere V / F kontrole göre daha hızlı tepki vererek hız dalgalanmalarını engeller.

Tam kapalı çevrim en iyi hız ve tork performansını sağlar , ancak bir çok uygulamada enkodersiz açık çevrim , maliyeti tam kapalı çevrim vektör kontrolden ve DC sistemden ucuz olduğundan ve performansı da yeterli görüldüğü takdirde tercih edilmektedir.

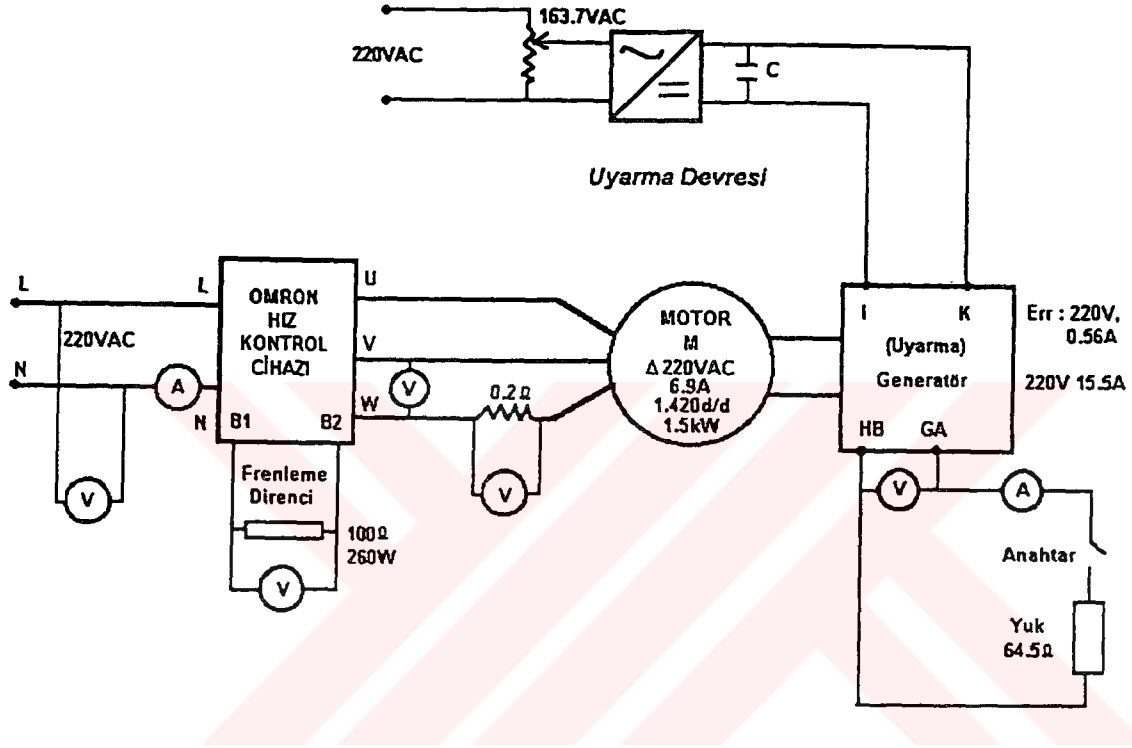
Aşağıdaki tabloda Kapalı Çevrim Vektör Kontrol , V/ F kontrol ve DC Kontrol Sürüş Tekniklerinin Karşılaştırılması yapılmaktadır.

	V / F Kontrol	Vektör Kontrol	DC Kontrol
Hız Aralığı	1:10 – 1:40	1:50 – 1:1000	1:10 – 1:200
Hız Kararlılığı	% 2 – 3	% 0.5 – 0.01	% 0.5 – 0.01
Tork Kontrolü	Mümkün değil	Mümkün	Mümkün
0 rpm de Tork	Mümkün değil	Mümkün. İnverter akımı ile sınırlı.	Mümkün. Komütatör ve fırça seti dayanımı ile sınırlı.
Güç faktörü	1 e yakın	1 e yakın	0.1 – 0.8 hıza bağlı
Motor bakımı	-	-	Komütatör ve fırça
Motor Koruma	IP 65 e kadar kolay	IP 65 e kadar kolay	Pahalı ve zor
Kurulum	Kolay	Zor olabilir	Kolay
Uzmanlık Gereği	Sadece zor uygulamalarda	Gerekli	Sadece zor uygulamalarda
Ani yüke cevap süresi	Uzun	0.3 – 0.5 sn	0.5 – 1.0 sn
Çoklu motor sürme	Mümkün	Mümkün değil	Mümkün
Yük paylaşımı	Tavsiye edilmez	Mümkün. Tork kontrolle.	Mümkün

Tablo 8-1 Kapalı Çevrim Vektör Kontrol , V/ F kontrol ve DC Kontrol Sürüş Tekniklerinin Karşılaştırılması

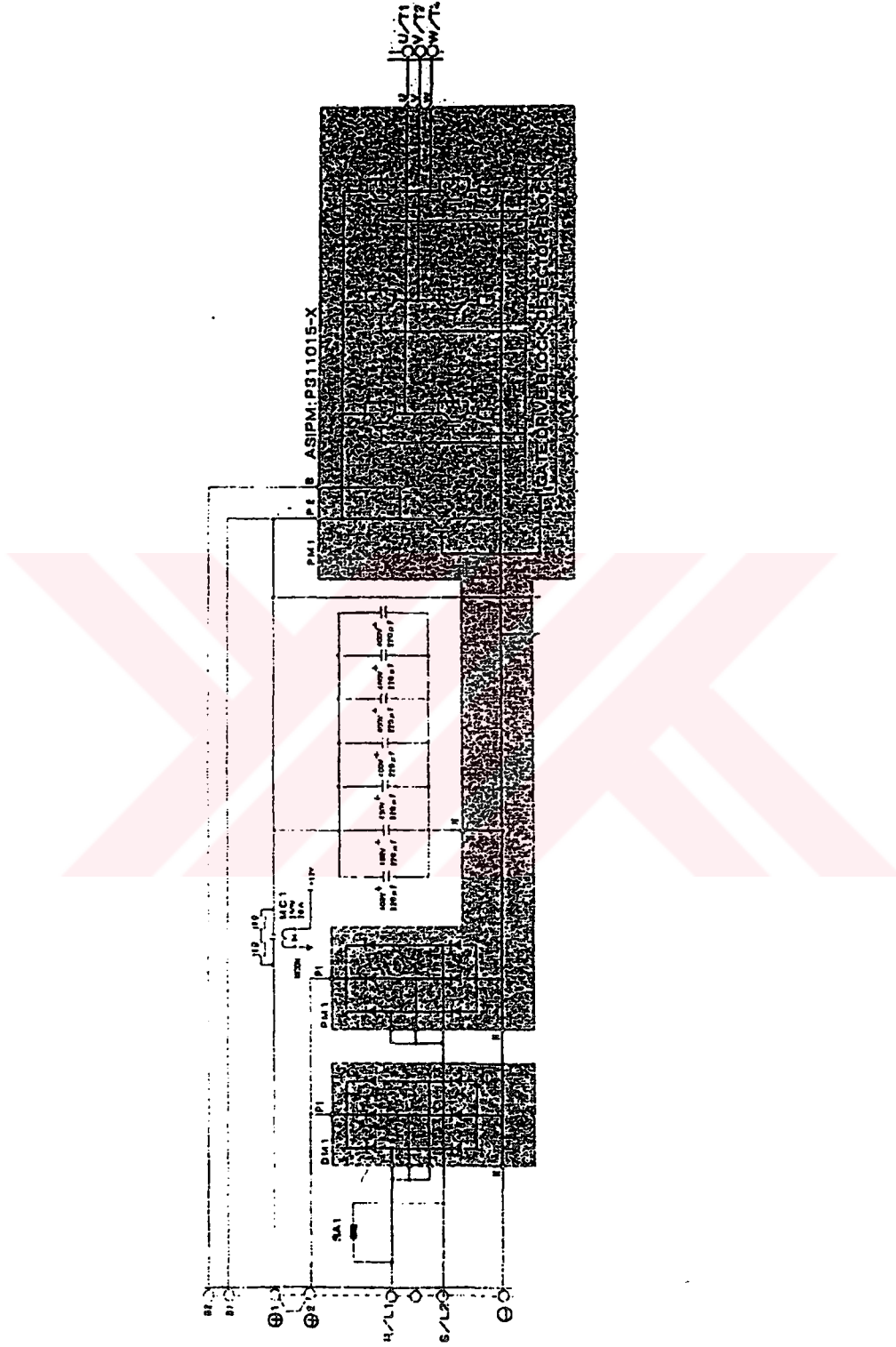
8.4 Gerçeklenen Devreler ile Klasik Bir V / F kontrol ile Açık Çevrim Vektör Kontrol Karşılaştırılması

GERÇEKLENEN DEVRE



Şekil 8.7 Gerçeklenen Devre Şeması

Kullanılan Hız Kontrolün İç Devre Şeması



Şekil 8-8 Devrede kullanılan hız kontrolün iç devre şeması

Bağlantı Terminaleri Açıklamaları

Sembol	İsim	Açıklama
R/L1	Güç kaynağı	Faz
S/L2	giriş terminalleri	Nötr
T/L3		Boş
U/T1	motor çıkış terminalleri	3 faz motor çıkışı. 200 V - 240 V AC
V/T2		
W/T3		
B1	frenleme direnci terminalleri	Frenleme direnci uçlarıdır.
B2		
+1	DC reaktör ve DC Güç Kaynağı	+1 ve +2 : harmonikleri süzen DC Reaktör bağlanabilir. +1 ve - : İnverter DC gerilimle çalıştırılacaksa DC Güç kaynağı bağlanır.
+2	Bağlantı Terminali	
-		

TOPRAK Toprak terminali

Kullanılan Hız Kontrolün Özellikleri

Güç Kaynağı	Nominal Voltaj	Giriş 1 Faz 200 - 240 V AC
	Frekans	50/60 Hz
Giriş Akımı (A)		21
Maximum motor kapasitesi (kW)		1.5
Çıkış Özellikleri	Nominal çıkış kapasitesi (kVA)	3
	Nominal çıkış akımı (A)	8
	Nominal çıkış voltajı (V)	Çıkış 3 faz 200-240 V AC (giriş voltajına göre)
	Max. Çıkış frekansı	400 Hz
Kontrol Karakteri	Kontrol metodu	Sin PWM (V/F veya vektör kontrol)
	Taşıyıcı frekansı	2.5 kHz - 10kHz (vektör kontrolü)
	Frekans kontrol Sınırı	0.1 - 400 Hz
	Aşırı yük kapasitesi	1 dk içinde çıkış akımının %150 si
	Hızlanma/yavaşlama zamanı	0.0-6,000 sn (bağımsız 2 şer seçim)
	Voltaj/Frekans karakteristiği	Vektör kontrolü , istenilen V/f tipi oluşturma.

Kullanılan Motorun Etiket Değerleri:

Güç	: 1.5 kW
Nominal gerilim	: Üçgen 220 / Yıldız 380 V AC
Nominal akım	: Üçgen 6.58 / Yıldız 3.8 Amper
Nominal devir	: 1420 rpm
Frekans	: 50 Hz
Cos ϕ	: 0.78

Kullanılan Generatör Değerleri

Uyarma Gerilimi	: 220 V
Uyarma Akımı	: 0.56
Yük gerilimi	: 220 V
Yük akımı	: 15.5 amp
Yük	: 64.5 ohm

Motor faz akımının izlenebilmesi için hız kontrol motor arasına seri 0.2 ohm bir direç bağlanmıştır.

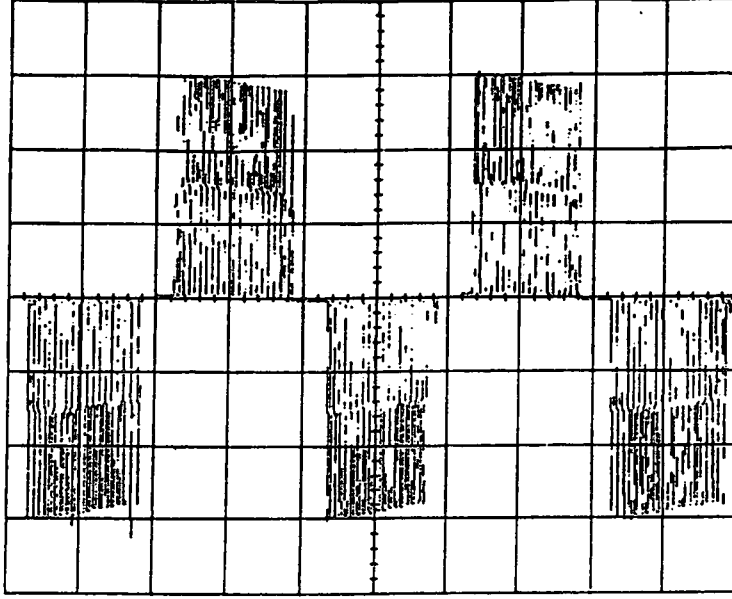
Aşağıda, yukarıda şekli verilen gerçekleştirilen devrede ile yapılan çeşitli deneyler yer almaktadır. Önce motor boşta çalıştırılarak vektör çalışma için gerekli olan motorun boştaki akımı hız kontrole girilmiştir. Ayrıca hem vektör hem de V / F çalışma için gerekli olan nominal çalışma akımı ve gerilimi de hız kontrole kaydedilmiştir.

Boşta Çalışmada Alınan Değerler

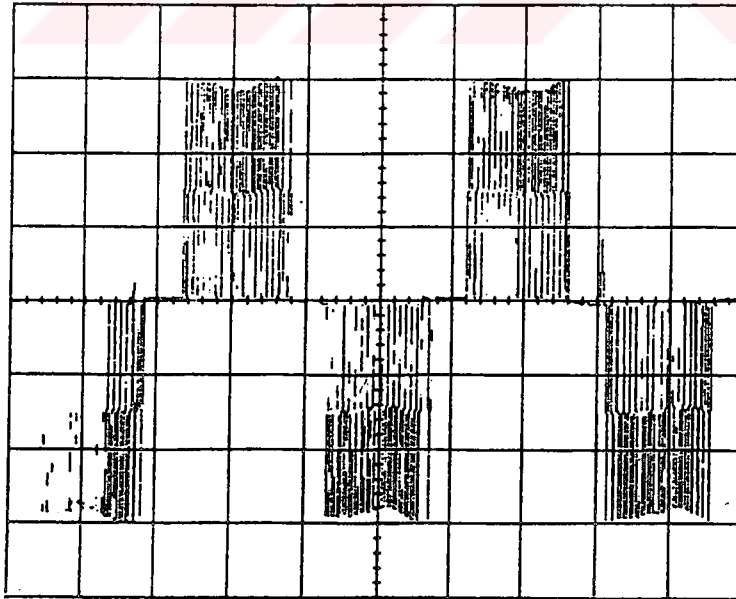
Motor Çıkış Akımı : 2.9 Amper

Ayrıca hız kontrol üzerinden DC bara gerilimi 299 V DC okunmuştur.

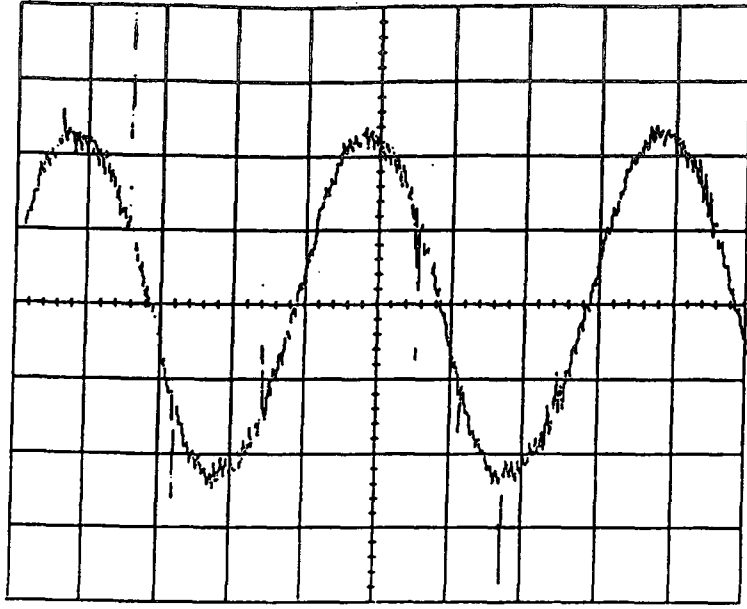
8.5 Motor Tam yüklü iken V / F (skaler) ve Vektör Çalışmada Elde Edilen Grafikler



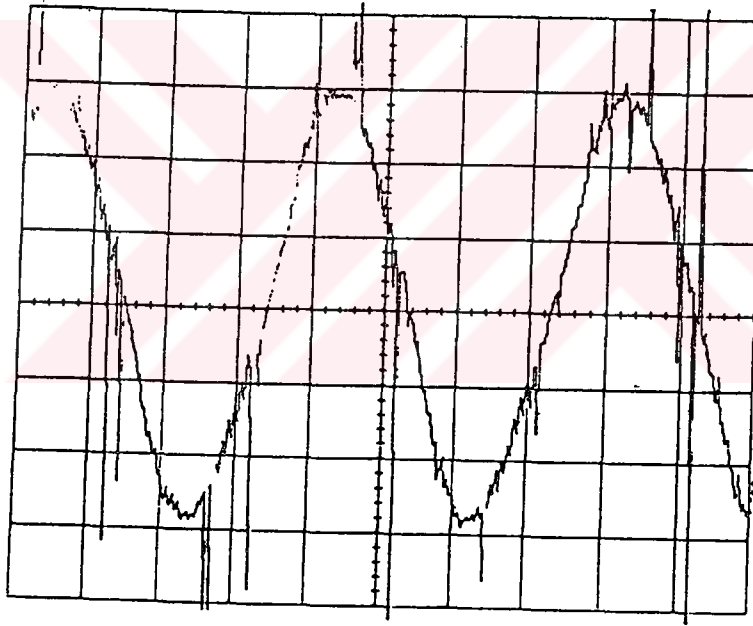
Şekil 8.9.a V / F kontrolde tam yükte faz-faz arası PWM darbe gerilim şekli
Kademe (100 V, 5 ms)



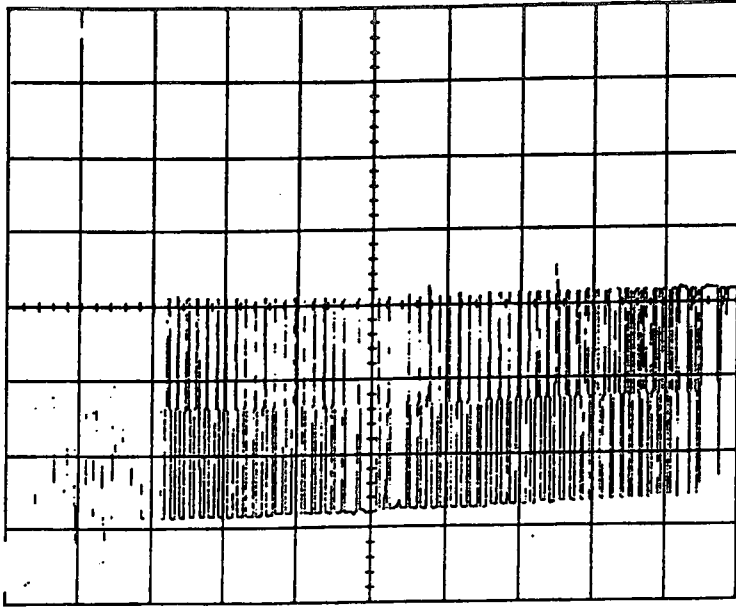
Şekil 8.9.b Vektör kontrolde tam yükte faz-faz arası PWM darbe gerilim şekli
Kademe (100 V, 5 ms)



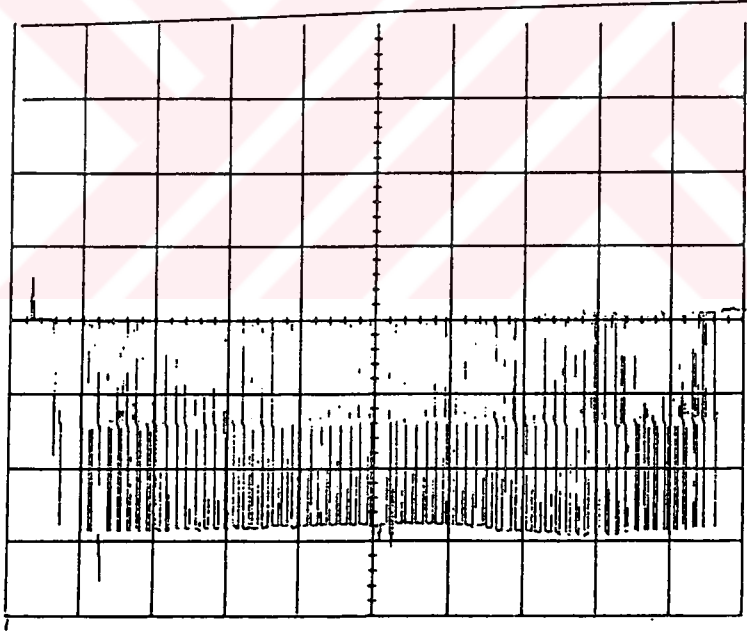
Şekil 8.10.a V / F kontrolde tam yükte faz akımı dalga şekli
Kademe (0.5 V, 5 ms , 2.5 amp)



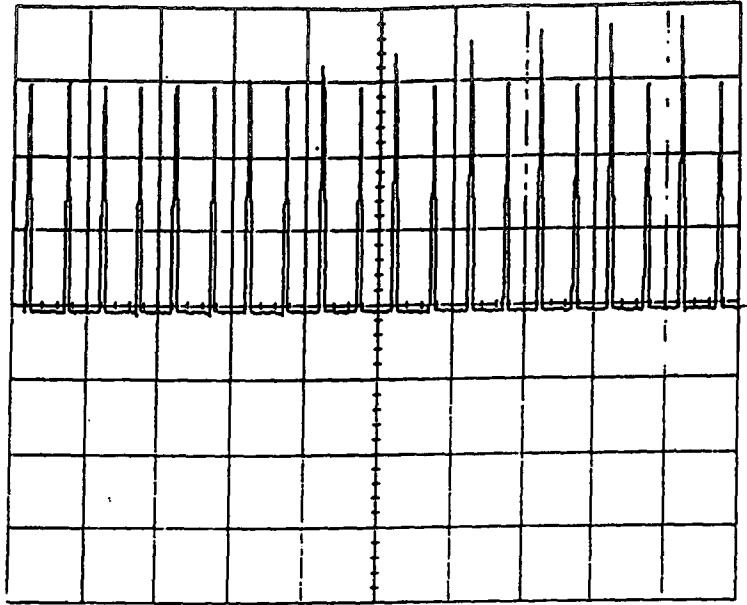
Şekil 8.10.b Vektör kontrolde tam yükte faz akımı dalga şekli
Kademe (0.5 V, 5 ms , 2.5 amp)



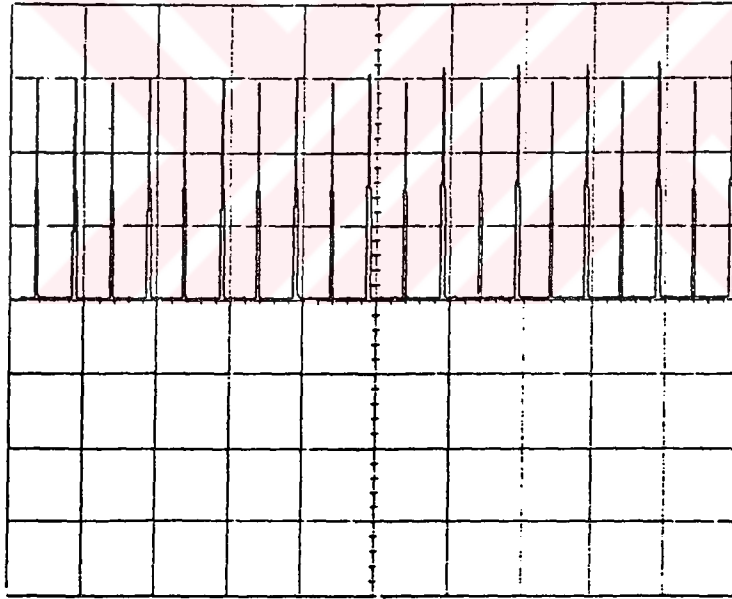
Şekil 8.11.a V / F kontrolde tam yükte faz-faz arası gerilimin yarım periyottaki PWM Darbe sayısı Kademe (100 V, 1 ms)



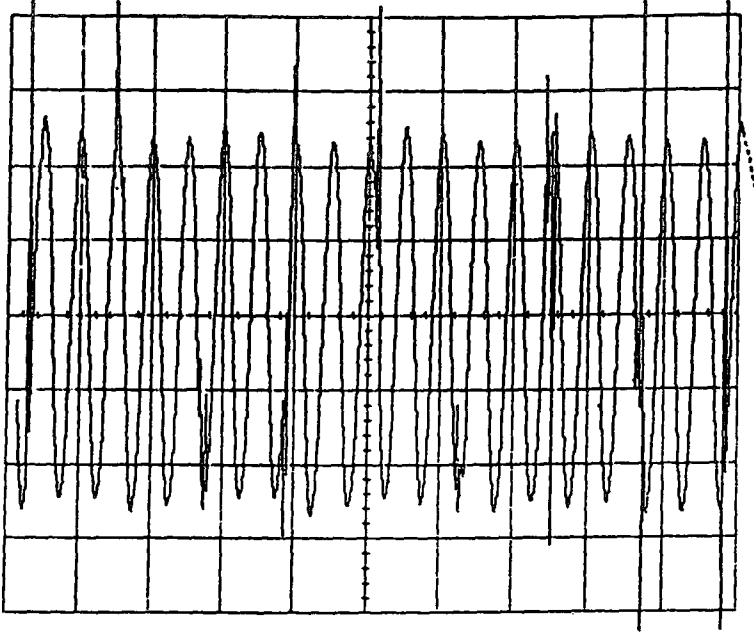
Şekil 8.11.b Vektör kontrolde tam yükte faz-faz arası gerilimin yarım periyottaki PWM darbe sayısı Kademe (100V , 1 ms)



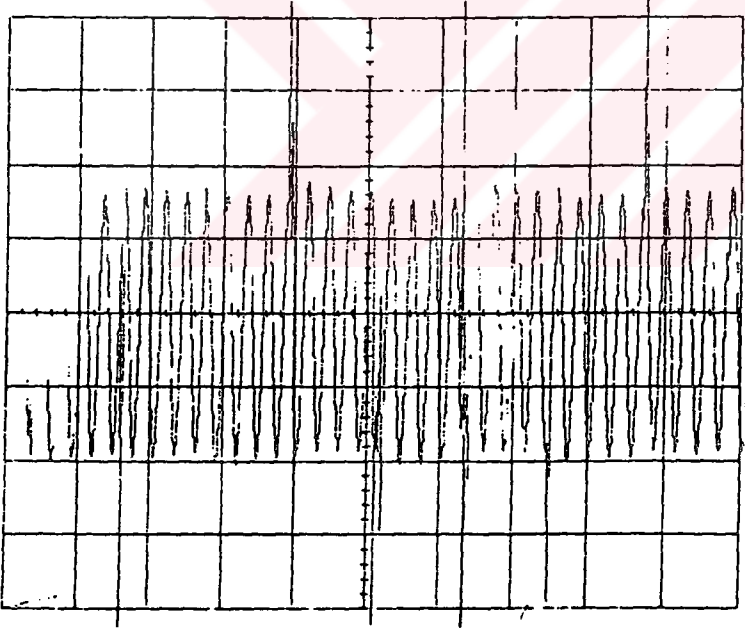
Şekil 8.12.a V / F kontrolde , düşük hızda (0.2 Hz) 5.7 d/d motor faz-faz PWM darbe gerilim şekli Kademe (100V , 0.2 ms)



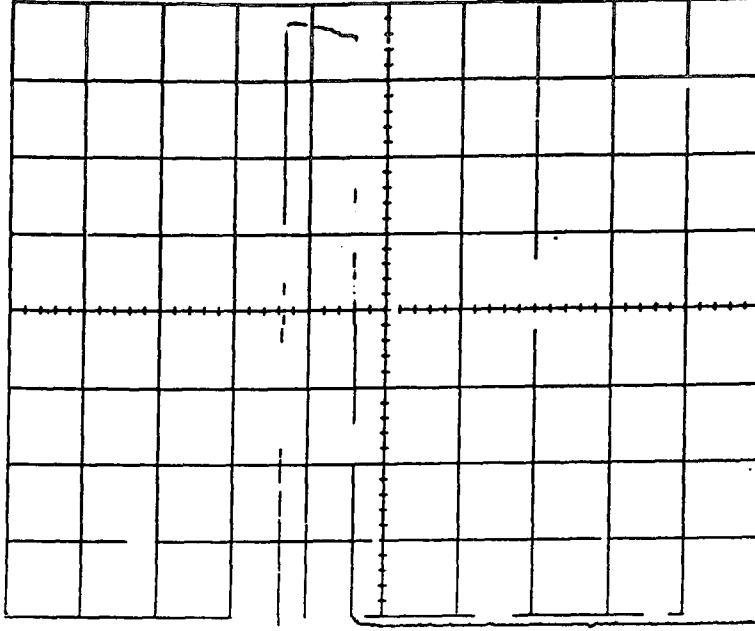
Şekil 8.12.b Vektör kontrolde , düşük hızda (0.2 Hz) 5.7 d/d motor faz-faz PWM darbe gerilim şekli Kademe (100V , 0.2 ms)



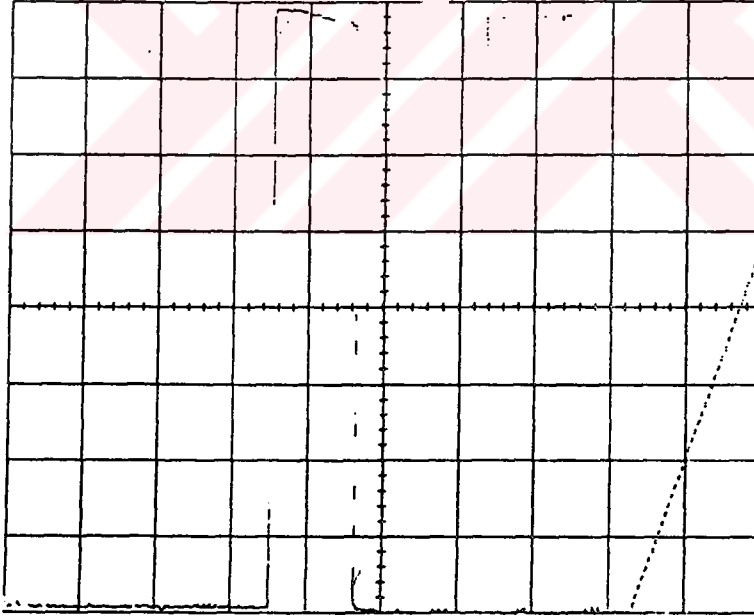
Şekil 8.13.a V / F kontrolde , düşük hızda (0.2 Hz) 5.7 d/d motor faz akımı dalga şekli Kademe (0.5V , 2 s ,2.5 amp)



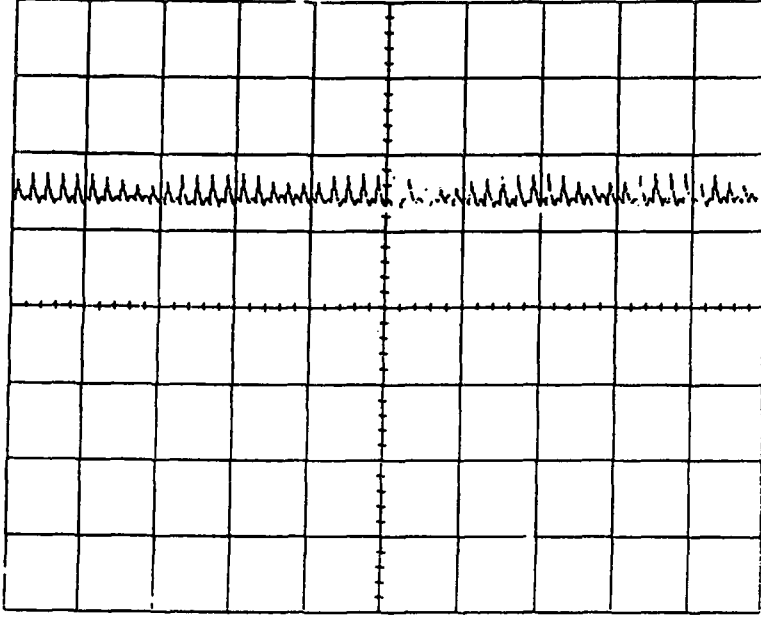
Şekil 8.13.b Vektör kontrolde , düşük hızda (0.2 Hz) 5.7 d/d motor faz akımı dalga şekli Kademe (0.5 V , 2 s ,2.5 amp)



Şekil 8.14.a V / F kontrolde , dinamik frenleme sırasında frenleme direncinde oluşan gerilim dalga şekli Kademe (50v , 5ms)



Şekil 8.14.b Vektör kontrolde , dinamik frenleme sırasında frenleme direncinde oluşan gerilim dalga şekli Kademe (50v , 5ms)



Şekil 8.15 DC frenleme sırasında motora uygulanan DC akım dalga şekli
Kademe (0.5 . 5ms , 2.5 amp)

8.6 Dinamik Frenleme

PWM inverterlerde DC güç , kaynak gerilimi olan AC gerilimin diyot veya tristör devreleri üzerinden doğrultularak elde edilir. DC baraya paralel bağlanan büyük bir kapasite ile DC gerilim filtelenir ve kaynak empedansı düşürülür.

Eğer hız kontrollü bir motor yük tarafından çekilirse , rejenerasyon enerjisi oluşur ve güç, inverterin geri besleme diyotları üzerinden DC baraya geri verilir. Bu durum , inverter çıkış frekansı aniden azaltıldığında veya asansör ve vinç gibi uygulamalarda yük yavaşlatılırken olur.

Tek doğrultucudan beslenen birkaç inverterin sürdüğü çoklu motor sürme uygulamalarında bir inverterin DC baraya geri verdiği rejeneratif güç , doğrultucunun yükünü hafifleterek diğer inverterlerin beslenmesinde kullanılır. Ancak tek motor sürüldüğünde rejeneratif güç inverter girişine bağlı filtre kapasitesini şarj eder ve DC bara gerilimini artırır.

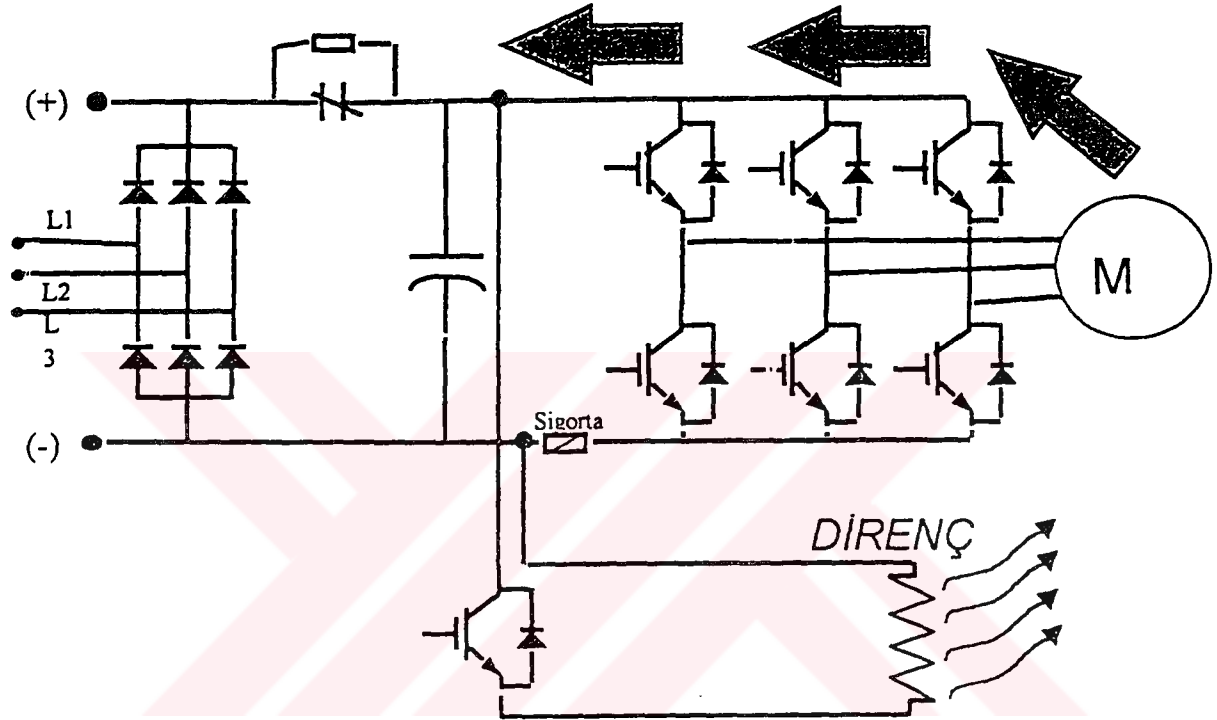
DC barayı besleyen doğrultucu eğer bir diyot köprüsü ise , oluşan rejeneratif enerji AC kaynağa geri verilemez. Eğer tam kontrollü tristörler kullanılıyorsa , faz kontrollü inverter işlemi mümkün olur ama uygulanacak DC gerilimin kutupları ters çevrilmelidir. Ayrıca kapasite ve doğrultucu arasındaki bağlantıda ters çevrilmeli ve tetikleme açıları 90 dereceden büyük olmalıdır.

Güç uçlarını anahtarlama istenen bir durum değildir. Ters paralel ikinci bir tristör köprüsü kullanılarak rejeneratif enerji AC şebekeye çift doğrultucu üzerinden verilebilir. bu devre her iki yönde de akım ve güç geçişine izin verir. Ancak çift doğrultuculu yapı ek tristörler ve daha karmaşık bir kontrol düzeneği gerektirir. Diyot köprüsü yerine transistörler kullanılarak da rejeneratif enerji AC kaynağa geri verilebilir. Ancak yine karışık bir kontrol devresi oluşturmak gerekir.

Gerilim kaynaklı inverter sürümünde rejeneratif frenleme sisteme ciddi bir maliyet ve karışıklık katmaktadır. Ancak bir çok uygulamada rejeneratif frenlemenin gerektiği hızlı yavaşlama istenmez ve dinamik frenleme kullanılarak istenen performans hem daha ucuz hem de daha basit bir yolla elde edilmiş olur.

Dinamik frenlemede , yükte oluşan rejeneratif enerji , filtre kapasitelerindeki gerilim belirli bir değeri geçtikten sonra DC baraya paralel bağlı bir direnç üzerinde ısıya

dönüştürülerek harcanır. Direncin anahtarlamaı gerilim duyarlı bir devrenin tetiklenmesi ile yapılırsa sistem otomatik hale getirilebilir.

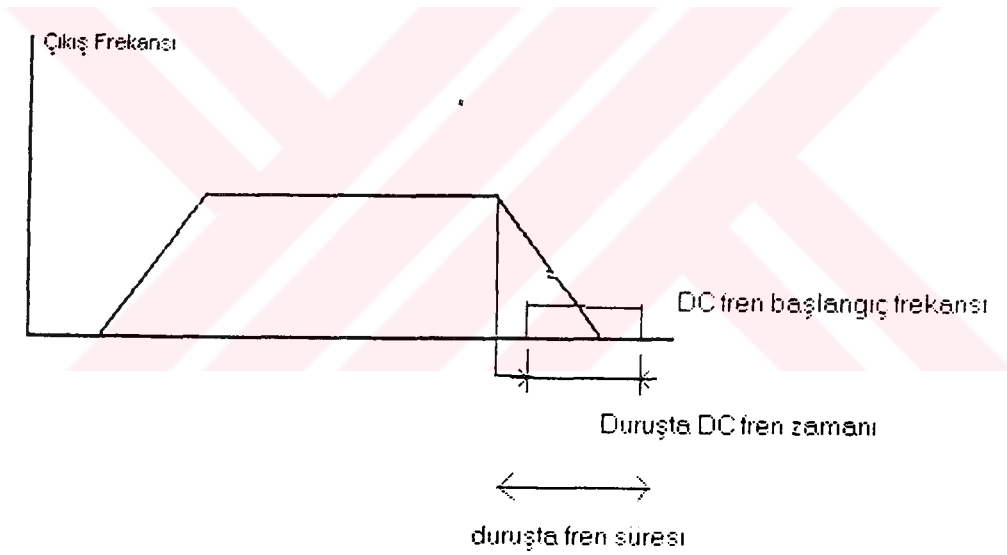


Şekil 8.16 Dinamik Frenleme şeması

8.7 DC frenleme ile Yavaşlama:

Bazı uygulamalarda motorun çalıştığı referans hızından sıfır hıza yani duruşa mümkün olan en kısa sürede geçmesini istenebilir. Bunu sağlamanın birkaç yöntemi vardır. Bunlardan biri de belirli bir frekanstan itibaren hız kontrolün AC çıkışını kesip belirli bir süre boyunca motor sargılarına DC gerilim uygulamasıdır. DC frenleme adı verilen bu yöntemle motor yavaşlama süresi kısaltılabilir. bazı uygulamalar için elde edilen yavaşlamada kılma değerleri uygun gelebilir. Ancak daha etkin bir durma süresi isteniyorsa Dinamik Frenleme adı verilen hız kontrole frenleme direnci bağlanarak durma yöntemi seçilmelidir. Aşağıda DC frenleme uygulanarak durmanın grafiği verilmiştir.

DC Fren uygulayarak durma süresinin kısaltılması



Şekil 8.17 DC Frenleme şeması

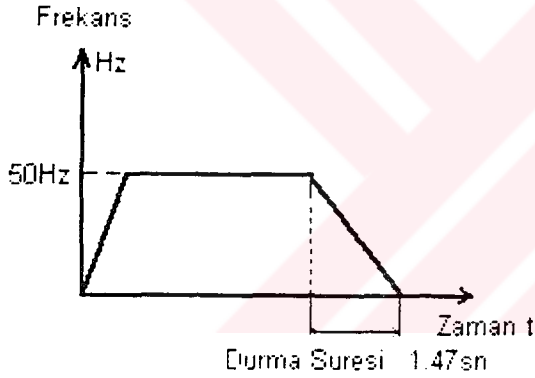
8.8 Frenleme Dirençli ve Dirençsiz Durma Zamanlarının Karşılaştırılması

Gerçeklenen devrelerde motor tam yükte 50 Hz 1420 devirede dönerken hız kontrole yavaşlama zamanı 1 saniye girilerek . hız kontrolün vektör ve V / F modda frenle dirençsiz ve dirençli motoru durdurma süreleri ölçülmüştür. Ayrıca son durumda frenleme direnci devrede iken DC frenleme de kullanılmıştır. Devrede kullanılan frenleme direnci 100 ohm 260 watt tır.

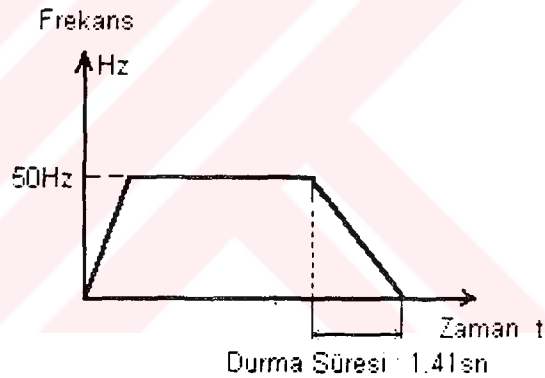
Deney sonucunda frenleme dirençsiz durmada motorun her iki jkontrol tipinde de istenilen durma süresinden saptığı gözlenmiştir. Frenleme direnci bağlanarak yapılan durma deneyinde ise istenen frenleme zamanına yakın sonuçlar elde edilmiştir. En iyi sonuç ise her iki frenlemenin kullanıldığı (DC Frenleme ve fren direnci) durumda sağlanmıştır.

V/F Kontrolde Durma Zamanları Vektör Kontrolde Durma Zamanları

Frenleme Direnci Yokken (Set edilen süre = 1 sn)

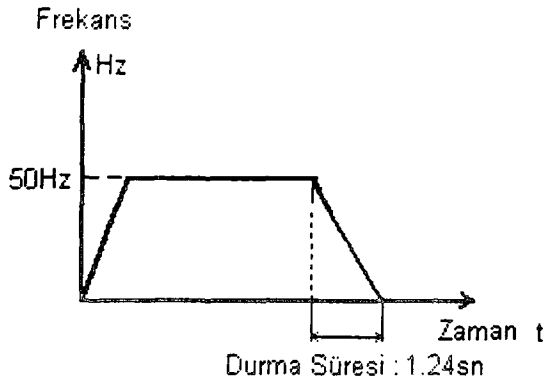


a)

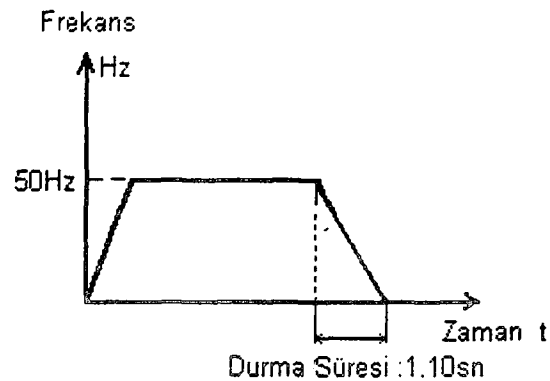


b)

Frenleme Direnci Mevcutken

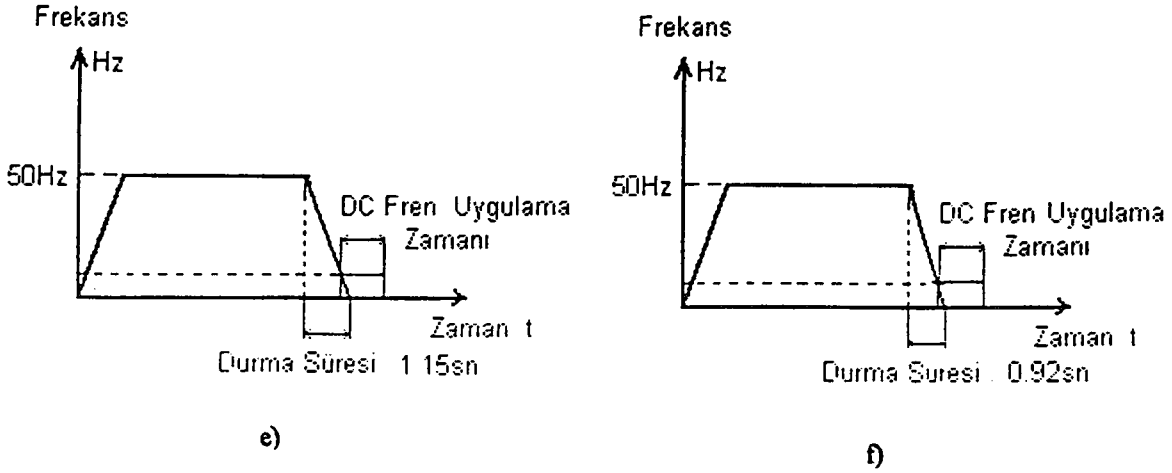


c)



d)

Frenleme Direnci Mevcutken ve DC Frenleme Aktifken



Şekil 8.18 a) V/F kontrolde fren direnci yokken durma
 b) Vektör kontrolde fren direnci yokken durma
 c) V/F kontrolde fren direnci ile durma
 d) Vektör kontrolde fren direnci ile durma
 e) V/F kontrolde fren direnci ve dc fren ile durma
 f) Vektör kontrolde fren direnci ve dc ile durma

8.9 Sonuçlar

Gerçeklenen deneylerden elde edilen sonuçlara göre nominal devirde (1420 d/d - 50 Hz) motor kontrolündeki kararlılık vektör kontrolde .skaler V / F kontrole göre belirgib düzeyde iyileşmiştir. Hız değişimlerine vektör kontrolün tepki süresi V / F kontrole göre daha çabuk ve kararlıdır.

Çok düşük devirlerde (0.2 Hz . 5.7 d / d) 'de tam yükte gerçekleştirilen çalışmalarda V/F kontrolde motorda kararsız hal oluşmuş yük akımında yüksek dalgalanmalar gözlemlenmiştir. Vektör kontrolde ise motor karalı halini korumuş akım ve gerilimde herhangi bir dalgalanma gözlemlenmemiştir.

Dinamik frenleme deneylerinde frenleme direnci kullanılarak motor istenilen frenleme zamanında durdurulabilmiş direnç kullanılmadığında istenen frenleme süreleri yakalanamamıştır.

Elde edilen sonuçlar doğrultusunda vektör kontrolün skaler V / F kontrole göre daha iyi bir dinamik performans ve daha kararlı bir hız kontrolü sağladığı gözlemlenmiştir. Çok düşük hızlarda ise vektör kontrolün V / F kontrole göre çok daha kararlı bir kontrol sağladığı görülmüştür.

Günümüzde artık vektör kontrollü uygulamalar (kapalı çevrim vektör kontrol) sadece DC motorlu sürüşlerin değil servo sistemlerinin de yavaş yavaş yerini almaya başlamıştır.

KAYNAKLAR

Atalay,F.(1990),' Asenkron motorlarda darbe genişlik modülasyonlu frekans çevirici ile hız denetimi', Yüksek lisans tezi, İ.T.Ü. fen bilimleri enstitüsü.

Akkaya R.,'Üç fazlı gerilim beslemeli uzay vektör PWM inverterler', doktora tezi ,Y.T.Ü. fen bilimleri enstitüsü.

Bose B.K.,'Microcomputer control of power electronics and drivers',1993

Bose B.K.,'Modern power electronics',1993

Büyükatlı A.,' Asenkron makinanın hız sensörsüz vektör kontrolü',Yüksek lisans tezi,İ.T.Ü. fen bilimleri enstitüsü.

Gülgün R.,'Güç elektroniği'. 1993

Ion Boldea, polytechnic institute, Syed A. Nasar University of Kentucky,'Vector control of AC drivers'.

Kılıç M.,' Üç fazlı kısa devre rotorlu asenkron motorun PWM metodu ,ile frekansı değiştirilerek hız kontrolü', yüksek lisans tezi , Y.T.Ü. fen bilimleri enstitüsü.

Mohan N.,Undeland T.M.,Robins W.p.,' Power electronics: Converters applications and desing', Conwiley and Sons.

Murphy,J.M.D.and Trunbull,F.G.,'Power electronics control of AC motors', pergamon press.

Rashid,Muhammad H.,'Power electronics',1993.

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi : 26.02.1974

Doğum yeri : İstanbul

Lise : 1985-1992 Kadıköy Anadolu Lisesi

Lisans : 1992-1996 Yıldız Teknik Üniversitesi Mühendislik Fk.
Elektrik Müh. Bölümü

Çalıştığı Kurum : 1997- Omron Elect. Ltd. Şti.