

95059

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ASENKRON MOTORLARIN FREKANS
ÇEVİRİCİLERİYLE YAPILAN HIZ KONTROLUNDA
HARMONİKLERİN ETKİSİNİN İNCELENMESİ

Elk. Müh. Ayhan ÖZGÜR

F.B.E. Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Hadi SARUL

Doç. Dr. Selim AKYOLUŞ Selim Akyoluş
Prof. Remzi Gülgün R. Gülgün

İSTANBUL, 2000

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ŞEKİL LİSTESİ	i
ÇİZELGE LİSTESİ	iii
ÖZET	v
ABSTRACT	vi
1. GİRİŞ	1
2. ASENKRON MOTORLAR VE HIZ KONTROL YÖNTEMLERİ.....	3
2.1 Asenkron Motorlar	3
2.2 Sincap Kafesli Asenkron Motorda Hız Kontrol Yöntemleri	4
2.2.1. Stator gerilimini değiştirerek yapılan hız kontrolü	5
2.2.2. Stator frekans ve gerilimini değiştirerek yapılan hız kontrolü	6
2.2.2.1. Faz kontrollü frekans çeviriciler	6
2.2.2.2. Ara devreli inverterler	7
2.2.2.2.1. Akım ara devreli inverter ile asenkron motor hız kontrolü	7
2.2.2.2.2. Gerilim ara devreli inverterler ile asenkron motor hız denetimi	7
2.2.2.3. Darbe genişlik modülasyonlu (pwm) frekans inverterler	9
2.3. Çelik Rotorlu Asenkron Motorlar	9
2.3.1. Gerilim ara devreli inverterle çelik rotorlu asenkron motorun hız kontrolü	10
2.3.1.1. Gerilim değişimiyle hız kontrolü	13
2.3.1.2. Gerilim ve frekans değişimi ile hız kontrolü	14
3. DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU	16
3.1 Kare Dalga PWM.....	17
3.1.1 Tek Darbeli Genişlik Modülasyonu.....	17
3.1.2 Çok Darbeli Genişlik Modülasyonu.....	19
3.2 Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu.....	22
3.2.1 SPWM Çıkış Dalga Şeklinin Oluşturulması.....	22
3.2.2 Sinüs - Üçgen Karşılaştırma Metodu	22
3.3. Darbe Genişlik Modülasyonu ile Anahtarlama Tekniği	26
3.3.1 m_f 'nin Küçük Olması Durumu (Senkrom PWM).....	31
3.3.2 m_f 'nin Büyük Olması Durumu	32
3.3.3 Aşırı Modülasyon.....	32
3.4 Modülasyon Fonksiyonu PWM	33
3.5 Gerilim uzay fazörü PWM Tekniği	35
3.6 Optimal PWM Tekniği	40
3.7 Geri Beslemeli ve Quasi Geri Beslemeli PWM Tekniği.....	42
4. HARMONİKLER	47
4.1 IEEE 519 Harmonik Akım Limitleri	51

4.2	Kondansatör ve Filtresiz Çalışma Durumunda Harmonik Limitleri.....	52
4.3	Kondansatörlü Çalışma Durumunda Harmonik Limitleri.....	53
4.4	Ayarlı Kondansatör Grupları Kullanılarak Yapılan Harmonik Kontrolü.....	54
4.5	PWM Yöntemi Seçiminde Harmonik Distorsiyon Belirleme Faktörünün Kullanılması	57
4.5.1	Harmonik Distorsiyon Belirleme Faktörünün Tanımı.....	57
4.5.2	Üç Fazlı PWM İnverterlerde Harmonik Distorsiyon Belirleme Faktörü.....	59
4.6	Harmoniklerin Elektrik Makinalarına Etkileri	61
4.6.1	Harmoniklerin asenkron motor üzerindeki etkileri	62
4.6.1.1	Frekans Domeninde Modelleme	66
4.7	Harmonik Distorsiyon Belirleme Faktörünü ile İnverter Performansı Arasındaki İlişki.....	69
4.8.	PWM seçiminde HDDF'nin kullanılması	70
5.	SONUÇ	74
	KAYNAKLAR	75
	ÖZGEÇMİŞ	77

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1	Asenkron motorun bir faz yaklaşık eşdeğer devresi.....	3
Şekil 2.2	Asenkron motorlarda hız kontrol yöntemleri	5
Şekil 2.3	Stator gerilimini değiştirerek asenkron motor hız kontrol blok diyagramı.....	5
Şekil 2.4	Asenkron motorda stator gerilim ve frekansını değiştirerek yapılan hız kontrolünde moment, stator akımı ve stator gerilimi değişimleri.....	6
Şekil 2.5	Gerilim ara devreli bir inverter güç devresi a)Kontrollü doğrultucu b)Kıyıcı (chopper).....	8
Şekil 2.6	Bir gerilim ara devreli inverter çıkış dalgası	8
Şekil 2.7	a) Gerilim kaynağından beslenen çelik rotorlu asenkron motorun eşdeğer devresi b) Çelik rotorlu asenkron motorun değişken frekans ve gerilim kaynağından beslenmesi	11
Şekil 2.8	a) Çelik rotorlu asenkron motorun moment-hız karakteristiği b)Sincap kafesli asenkron motorun moment-hız karakteristiği.....	14
Şekil 2.9	Çelik rotorlu asenkron motorlarda stator gerilim ve frekansını değiştirerek yapılan hız kontrolünde elde edilen moment-hız karakteristiği	14
Şekil 3.1	Üç fazlı bir inverterin temel bağlantı şekli.....	16
Şekil 3.2	Kapı sinyallerinin oluşumu ve tek fazlı tam köprü inverterin çıkış gerilimi....	18
Şekil 3.3	Tek darbeli genişlik modülasyon tekniğinde harmoniklerin değişimi.....	19
Şekil 3.4	Çok darbeli genişlik modülasyon tekniğinde darbe şekilleri.....	20
Şekil 3.5	Çok darbeli genişlik modülasyon tekniğinde harmoniklerin değişimi.....	22
Şekil 3.6	Sinüsoidal darbe genişlik modülasyonu	23
Şekil 3.7	İki dalga şeklinin karşılaştırılmasıyla SPWM'in oluşturulması.....	23
Şekil 3.8	Tek fazlı inverter.....	26
Şekil 3.9	Darbe genişlik modülasyonu	27
Şekil 3.10	Sinüsoidal PWM örneği.....	28
Şekil 3.11	Aşırı modülasyondan kaynaklanan harmonikler.....	33
Şekil 3.12	Lineer modülasyon fonksiyonları 1-(CMF), 2-(HMF), 3-(TMF).....	34
Şekil 3.13	Lineer olmayan modülasyon fonksiyonları 1-LOMF 1, 2-LOMF 2, 3-LOMF 3	34
Şekil 3.14	Gerilim kontrollü inverter çıkış gerilim vektörleri.....	36
Şekil 3.15	Vektör kontrol PWM tekniği prensip diyagramı.....	36
Şekil 3.16	Klasik gerilim uzay fazörü modülasyon fonksiyonu	38
Şekil 3.17	Minimum kayıplı vektör kontrol modülasyon fonksiyonu.....	39
Şekil 3.18	Verilen birincil açı değerlerinden anahtarlama işaretlerinin oluşumu.....	41
Şekil 3.19	Dört düşük dereceli üç ve üçün katları olmayan tek harmoniğin eliminasyonunda optimal birincil anahtarlama açılarının genlik kontrol oranıyla değişimi	42
Şekil 3.20	Kare dalga modülasyon fonksiyonu	44
Şekil 3.21	Birleştirilmiş modülasyon integrali	45
Şekil 3.22	Quasi geri beslemeli PWM tekniğinin çalışma prensibi.....	45
Şekil 4.1	Harmonik bileşenler	47
Şekil 4.2	3., 5. ve 7. harmoniklerin ilave edilmesiyle oluşan dalga şekli.....	48
Şekil 4.3	Analizlerde kullanılan örnek hız kontrol cihazları dalga şekilleri.....	49
Şekil 4.4	Analizlerde kullanılan örnek hız kontrol cihazları dalga şekilleri.....	50
Şekil 4.5	Girişe bağlanan bir şok bobininin hız kontrol cihazına olan etkisi.....	50

Şekil 4.6	Analizlerde kullanılan örnek bir sistem	52
Şekil 4.7	5. harmoniğin bir işletmedeki hız kontrollü yük ile değişimi.....	53
Şekil 4.8	Kondansatör grubunun ilavesiyle ortak kuplaj noktasında harmonik üretimindeki değişim.....	54
Şekil 4.9	Güç katsayısı düzeltmesinde ve harmonik eliminasyonunda kullanılan temel kondansatör grubu bağlantı şekli.....	54
Şekil 4.10	500kVA'lık bir kondansatör grubunun ilavesiyle ortak kuplaj noktasında harmonik üretimindeki değişim.....	55
Şekil 4.11	Şekil 4.11 (a) 4.7'ye ayarlı bir kondansatör grubunun bağlı olduğu bir işletmede, işletme akımındaki 5.harmoniğin işletmedeki hız ayarlı yük ile değişimi	56
	(b) 4.7'ye ayarlı bir kondansatör grubunun bağlı olduğu bir işletmede, işletme akımındaki 11.harmoniğin işletmedeki hız ayarlı yük ile değişimi	
Şekil 4.12	Dc / dc konverter devresi	57
Şekil 4.13	Bir anahtarlama periyodu boyunca düzeltilmiş gerilim palsleri ve sonuç harmonik akım.....	58
Şekil 4.14	Gerilim kaynaklı bir inverter devresi	60
Şekil 4.15	Asenkron motorun harmonik eşdeğer devresi	62
Şekil 4.16	Simülasyon sonucu ve HDDF kullanılarak elde edilen motor akımı harmoniklerinin ortalama değerlerinin kıyaslanması	69
Şekil 4.17	Simülasyon sonucu ve HDDF kullanılarak elde edilen tork darbelerinin ortalama değerlerinin kıyaslanması	70
Şekil 4.18	Sinüsoidal PWM.....	71
Şekil 4.19	3.harmonik ilave edilen PWM	71
Şekil 4.20	Modifiye edilmiş sinüsoidal PWM	71
Şekil 14.21	Üç PWM metodunun HDDF eğrilerinin d ekseninde kıyaslanması.....	72
Şekil 14.22	Üç PWM metodunun HDDF eğrilerinin kıyaslanması.....	72

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 3.1 $j = 4$ 'e kadar olan önemli harmonikler.....	30
Çizelge 4.1 Değişik kullanıcılar için harmonik akım limitleri.....	51



ÖZET

ASENKRON MOTORLARIN FREKANS ÇEVİRİCİLERİYLE YAPILAN HIZ KONTROLUNDA HARMONİKLERİN ETKİSİNİN İNCELENMESİ

Ayhan ÖZGÜR

Elektrik Mühendisliği, Yüksek Lisans Tezi

Sanayii uygulamalarında kullanılan doğru akım motorlarının yerini büyük ölçüde asenkron motorlar almıştır. Üretim, işletme ve bakım maliyetlerinin doğru akım motorlarına oranla çok daha düşük olan bu motorların kullanım alanları giderek artmıştır. Sincap kafesli asenkron motorun stator gerilimini değiştirerek ve stator gerilimi ve frekansını aynı anda değiştirerek yapılan hız kontrolü incelenmiştir. Çelik rotorlu asenkron motorun hız kontrol yöntemleri incelenmiş ve sanayiide kullanılan başlıca frekans çevirici çeşitleri incelenmiştir.

Üç fazlı, gerilim kontrollü, gerilim beslemeli inverterlerde sanayii uygulamalarında sıkça rastlanan Sinüsoidal PWM, Modülasyon fonksiyonu PWM tekniği, Vektör kontrol PWM tekniği ve Optimal PWM tekniği incelenmiştir.

Tüm ayarlanabilir hız kontrol cihazları belirli derecede harmonikler üretirler. Harmonikler, temel frekansın katları olan akım ve gerilimlerdir. Alternatif akımı doğru akıma veya doğru akımı alternatif akıma çeviren her cihaz bir harmonik kaynağıdır. Harmoniklerin oluşumu, karakteristikleri ve asenkron motorlara etkileri incelenmiştir.

PWM yöntemlerini değerlendirmede inverter çıkış akımlarının frekans yelpazesi önemli bir değerlendirme kriteridir. Çıkış akımının frekans içeriğinin, anahtarlama frekansı ve yüklenme koşulları gibi, inverterin çalışma koşullarından büyük ölçüde etkilendiğinden, başka bir değerlendirme büyüklüğü - Harmonik Distorsiyon belirleme Faktörü (HDDF) esas alınarak üç farklı PWM yöntemi incelenerek Harmonik İlaveli PWM (HIPWM) yönteminin daha iyi karakteristiklere sahip olduğu gösterilmiştir.

Anahtar kelimeler: Harmonik, asenkron motor, inverter, modülasyon

JÜRİ :

1. Yrd.Döç.Dr. Hadi SARUL (Danışman)
2. Prof.Dr. Remzi GÜLGÜN
3. Doç.Dr. Selim AKYOKUŞ

Kabul Tarihi: 13.11.2000
Sayfa Sayısı : 77

ABSTRACT

THE EFFECTS OF THE HARMONICS ON ADJUSTABLE SPEED INVERTER FED INDUCTION MOTORS

Ayhan Özgür
Electrical Engineering, M.S. Thesis

The induction machines took place of DC machines, used in many industrial applications in the past few decades. Compared with DC motors, the lowness of their production and maintenance costs, increased the usage of the induction motors. Speed control of a squirrel cage induction motor by (1) adjusting the supply voltage and by (2) adjusting the supply voltage and frequency simultaneously is reviewed. Speed control techniques of a steel rotor induction motor and some adjustable speed drives, used in industrial applications are described.

An overview of modulating function techniques, voltage space-vector techniques, optimal techniques and feedback and quasi-feedback techniques for PWM control of voltage-controlled, voltage-source inverters used in industry is presented.

Ali adjustable speed drives produce in some degree harmonics. Harmonics are currents and voltages that are multiples of the fundamental frequency. Any device that converts ac to dc or dc to ac is a harmonic source. The characteristics of the harmonics and their harmful effects on induction motors is examined.

Frequency spectra of inverter output currents are one of the important factors in evaluating the PWM methods. These spectra are, however, influenced by the operating conditions of the inverter such as swithing frequency and load parameters. The harmonic distortion determining factor (HDDF) is considered to be a common quality index in evaluating three different PWM methods. It is shown that the harmonic injected sinusoidal PWM (HISPWM) method has the best characteristics.

Keywords: Harmonics, induction motors, inverters, modulation

JURY:

1. Yrd.Döç.Dr. Hadi SARUL (Supervisor)
2. Prof.Dr. Remzi GÜLGÜN
3. Doç.Dr. Selim AKYOKUŞ

Date: 13.11.2000

Page: 77

1. GİRİŞ

Birçok sanayii uygulamasında hız ayarlı sistemler kullanılır. Geçmişte bu tür uygulamalarda genellikle DC veya oluklu rotorlu asenkron motorlar kullanılırdı. Fakat bunların yapım ve işletme maliyetleri sincap kafesli bir motor ve elektronik hız kontrol devresiyle yapılan bir uygulamayla karşılaştırıldığında çok yüksek olmaktadır. Güç elektroniği ve bilgisayarlı kontrol alanlarındaki gelişmeler AC hız kontrol cihazlarının hızla yaygınlaşmasını sağladı. Bu cihazların birçoğu Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) yöntemini kullanmaktadır. Bu yöntem, diğer güç elektroniği kontrol yöntemleriyle kıyaslandığında daha etkilidir, fakat aynı zamanda ihmal edilemeyecek harmonik akımların ortaya çıkmasına yol açar.

Bu harmonik akımlar verimliliği azaltır ve harmonik frekanslarında demir ve bakır kayıplarının artmasına sebep olduklarından motor ısısında artış gözlenir. Sargılardaki bir ısı artışı da izolasyonu bozarak motor ömrünün önemli ölçüde kısılmasına yol açar. İlave olarak bu harmonikler beklenmedik vibrasyon ve sese yol açan bir tork ortaya çıkarır. Bütün bu noktalar göz önünde bulundurularak birçok üretici hız kontrol cihazlarındaki harmonik bileşenleri azaltıcı stratejiler geliştirdi.

PWM kontrollu bir hız kontrol cihazıyla sürülen bir asenkron motorun oluşturduğu istenmeyen seslerin büyük bir kısmı harmonik akımlarının oluşturduğu magnetik alan bileşenlerinin motor statorunun mekanik yapısıyla etkileşiminden dolayı ortaya çıkmaktadır. Bu yüzden PWM'in anahtarlama şekilleri, motorun doğal frekanslarıyla etkileşen harmonik frekanslarını yok edecek şekilde seçilirse hız kontrol cihazlarında daha düşük maliyetli anahtarlama devrelerinin kullanımı mümkün olur.

Vibrasyon ve sesi büyük ölçüde azaltmanın en yaygın yolu yüksek anahtarlama frekanslarında çalışmaktır. Yüksek güç ve orta frekanslarda en yaygın kullanılan anahtarlama elemanı MOSFET'tir. Orta güç ve yüksek anahtarlama frekanslarında ise IGBT'ler tercih edilmektedir.

PWM yöntemi seçimi, inverter akımının frekans içeriği anahtarlama frekansından ve inverterin yüklenme durumundan büyük ölçüde etkilendiğinden genelde zor ve karmaşık bir iştir. Bu yüzden inverterin çalışma koşullarından bağımsız olan genel bir değerlendirme birimine ihtiyaç duyulmaktadır. Harmonik Distorsiyon Belirleme Faktörü (Harmonik Distortion Determining

Factor, HDDF) böyle bir büyüklük olarak PWM yöntemlerini kıyaslamada kullanılabilir.



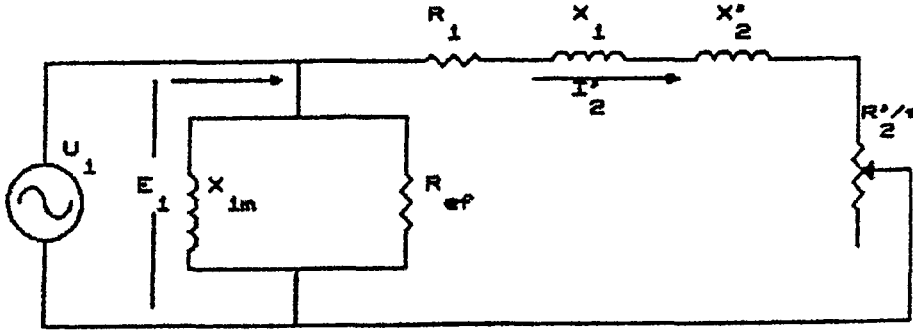
2. ASENKRON MOTORLAR VE HIZ KONTROL YÖNTEMLERİ

Alternatif akım motorlarının, özellikle de asenkron motorların endüstriyel uygulamalarda kullanımı son yıllarda giderek artmıştır. Doğru akım motor sürücülere alternatif akım sürücülere oranla daha basit bir yapıda olup maliyetleri düşük olmasının yanında, kullanılan motorlar da karşılaştırıldıklarında AC motorlar daha sağlam, güvenilir, ucuz ve çok daha az bakım gerektirdiklerinden son yıllardaki yarı iletken teknolojisindeki hızlı gelişmelerle birlikte birçok uygulamada doğru akım motorlarının yerlerini almıştır.

Asenkron motorda moment, biri statorda, diğeri de rotorda oluşan iki alanın etkileşimi sonucu ortaya çıkar. Momentin büyüklüğü ise bu iki alanın aralarındaki faz açısının sinüsü ile doğru orantılıdır.

2.1 Asenkron Motorlar

Dengeli üç fazlı bir sistemden beslenen bir üç fazlı asenkron motorun tek faz yaklaşık eşdeğer devresi Şekil 2.1'de gösterilmiştir. Bu devrede U_1 stator gerilimini, R_1 , X_1 stator faz sargı direncini ve kaçak reaktansını, R_{ef} demir kayıplarını temsil eden direnci, X_{1m} mıknatıslanma reaktansını, R_2' , X_2' statora indirgenmiş rotor direncini ve kaçak reaktansını ve s kaymayı göstermektedir.



Şekil 2.1 Asenkron motorun bir faz yaklaşık eşdeğer devresi

Hava aralığından rotora aktarılan güç

$$P_g = 3(I_2') \frac{R_2'}{s} \quad (2.1)$$

dır. Rotordaki toplam bakır kayıpları ise

$$P_r = 3I_2' R_2' \quad (2.2)$$

olacaktır. Bu durumda sürtünme ve rüzgar kayıpları ihmal edilirse motorun milinden alınabilecek mekanik güç

$$P = P_g - P_r = 3(I_2') R_2' \left(\frac{1-s}{s} \right) \quad (2.3)$$

olur. Buradan da mildeki moment

$$M = \frac{P}{\omega_r} = 3 \frac{R_2'}{s \omega_s} \frac{U_1^2}{(R_1 + R_2'/s) + (X_1 + X_2')^2} \quad (2.4)$$

olarak elde edilir. Burada ω_r rotor açısal hızını, ω_s ise senkron açısal hızı göstermektedir.

2.2 Sincap Kafesli Asenkron Motorda Hız Kontrol Yöntemleri

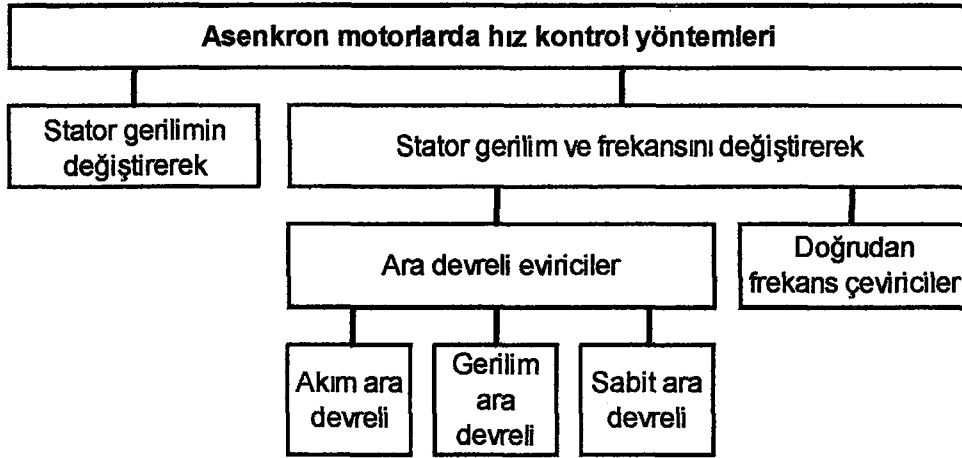
Asenkron motorda hız ifadesi :

$$n = (1-s) \frac{60}{p} f_s \quad (2.5)$$

dir. (2.5) bağıntısından da görüldüğü gibi devir sayısı kayma, stator frekansı ve çift kutup sayısı p ile değişmektedir. Kaymayı değiştirerek hız denetimi stator gerilimini değiştirmekle mümkündür. Yarı iletken elemanlar kullanılarak yapılan hız kontrol yöntemleri ikiye ayrılır:

1. Stator gerilimi değiştirilerek
2. Stator gerilim ve frekansı birlikte değiştirilerek

Asenkron motorlarda hız kontrol yöntemleri Şekil 2.2'de gösterilmiştir.

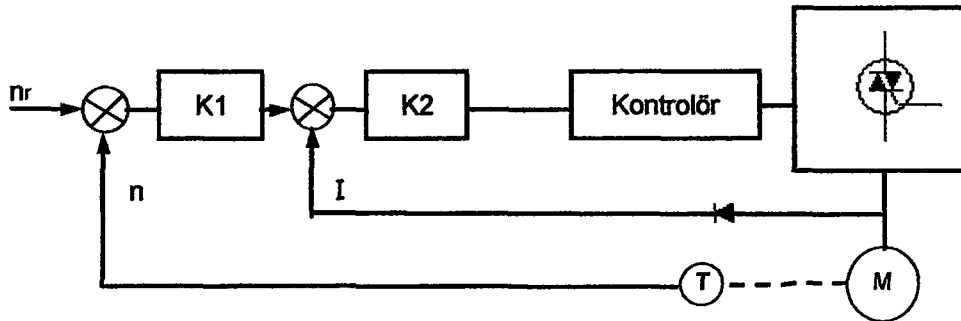


Şekil 2.2 Asenkron motorlarda hız kontrol yöntemleri

2.2.1 Stator gerilimini değiştirerek yapılan hız kontrolü

Stator frekansı sabit tutulduğunda moment ifadesi 2.4'ten de görüldüğü gibi stator geriliminin karesiyle orantılı olarak değişmektedir. Stator geriliminin efektif değerinin değiştirilmesi her faza bağlı iki tristör veya bir triyağın tetikleme açısı α 'yı değiştirerek yapılır.

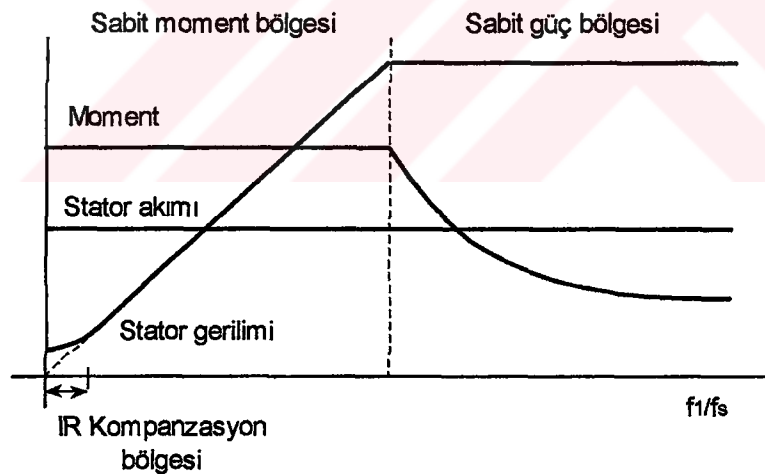
Asenkron motorda stator gerilimini değiştirerek hız denetim sahası yük momentinin değişmesine bağlı olup genel olarak dardır. Ancak fan, pompa gibi vantilatör karakteristikli yüklerde ekonomik olup kullanışlıdır. Böyle bir hız denetim yönteminin blok diyagramı Şekil 2.3'te görülmektedir.



Şekil 2.3 Stator gerilimini değiştirerek asenkron motor hız kontrol blok diyagramı

2.2.2 Stator frekans ve gerilimini değiştirerek yapılan hız kontrolü

Stator gerilimi ve frekansı değiştiğinde motor yük karakteristiğinin değişmemesi, veya moment-hız eğrisinin şeklinin korunması istenir. Bu eğrinin şeklini belirleyen maksimum moment değeri hava aralığı akısına bağlıdır. Stator gerilimi ve frekansı değiştirilirken aynı zamanda U/f oranı sabit tutulursa pratik olarak hava aralığı akısı değişmeyeceğinden maksimum moment sabit kalır. Ancak düşük frekanslarda stator sargı direncinde düşen gerilim, uygulanan stator gerilimi yanında ihmal edilmeyecek dereceye varacağından hava aralığı akısı, sabit U/f oranına rağmen azalır. Bunu gidermek için IR kompanzasyonu olarak tanımlanan ve düşük frekanslarda hava aralığı akısının normalin altına düşmemesini sağlayan bir düzeltme yapılır. Bu düzeltme U/f oranını düşük frekanslarda artırarak gerçekleştirilir. IR kompanzasyonunun yapıldığı ve stator gerilim ve frekansını değiştirerek yapılan asenkron motor hız kontrolü ile ilgili değişimler Şekil 2.4'te görülmektedir. Bu şekilden görüldüğü gibi nominal frekansa kadar moment sabit kalmakta, nominal frekansın üstünde ise moment frekansının karesiyle ters orantılı olarak azalır.



Şekil 2.4 Asenkron motorda stator gerilim ve frekansını değiştirerek yapılan hız kontrolünde moment, stator akımı ve stator gerilimi değişimleri

2.2.2.1 Faz kontrollu frekans çeviriciler

Alternatif şebekeden tristörlerle doğrudan değişken frekans elde eden frekans çeviricilerdir. İlk uydulama alanları daha ziyade düşük hız gerektiren yerler ve büyük güçlü uygulamalardı. Faz kontrollü frekans çeviriciler trapez ve kumanda frekans çeviriciler olarak iki kısma ayrılır

(Klingshirin ve Jordan, 1968; Mergen, 1989). Trapez frekans çeviricilerde çıkış frekansı giriş frekansına kadar kademeli olarak değiştirilebilir. Gerilim ayarı ise bir oto transformatör yardımıyla sağlanabilir. Kumanda frekans çeviriciler ise kademesiz frekanslar elde edilebilen faz kontrollü frekans çeviricilerdir. Burada gerilim ayarı da faz açısı kontrolü ile yapılır (Mergen, 1989). Faz kontrollü frekans çeviricilerde üç fazlı çıkış elde etmek için en az 18 adet tristör kullanılır.

Bir faz kontrollü frekans çevirici çıkışında oldukça kompleks harmonikler bulunmaktadır. Normalde çıkış toplam harmonik distorsiyonu %50-60 mertebesindedir. Faz kontrollü frekans çevirici çıkış gerilimindeki harmonikleri azaltmak için çeşitli çalışmalar yapılmıştır. Çıkış toplam harmonik distorsiyonu çalışmaları sonucunda bazı frekanslarda %32.7 mertebesine ulaşılmıştır (Smith, Abdulrahman ve Kettleborough, 1993).

2.2.2.2 Ara devreli inverterler

Sincap kafesli asenkron motor hız denetiminde kullanılan ara devreli inverterler, doğrultucu ara devre, inverter ve kontrol ünitesi olmak üzere dört kısımdan meydana gelir. Doğrultucu kontrollü veya kontrolsüz olabilir. Ara devre ise ya sadece bir endüktanstan (L) veya bir endüktans ve kondansatörden meydana gelebilir. Ara devreli inverterler kullanarak asenkron motor hız denetim yöntemleri Şekil 2.2'de de görüldüğü gibi üç gruba ayrılır.

2.2.2.2.1 Akım ara devreli inverter ile asenkron motor hız kontrolü

Akım ara devreli inverterler bir adet kontrollü doğrultucu ile komutasyon kondansatörlerinin kullanıldığı bir inverterden meydana gelirler (Mergen, 1989). Bu tip inverterde ara devre akımı teorik olarak sonsuz büyüklükte bir endüktans yardımıyla sabit tutulur (Kostenko ve Piotrovsky, 1974; Duman, 1988). Inverterde dikkat çeken bir başka özellik ise serbest geçiş diyotlarının olmayışıdır. Bu nedenle ara devre gerilimi yön değiştirebilir ve aşırı pik gerilimler meydana getirebilir.

2.2.2.2.2 Gerilim ara devreli inverterler ile asenkron motor hız denetimi

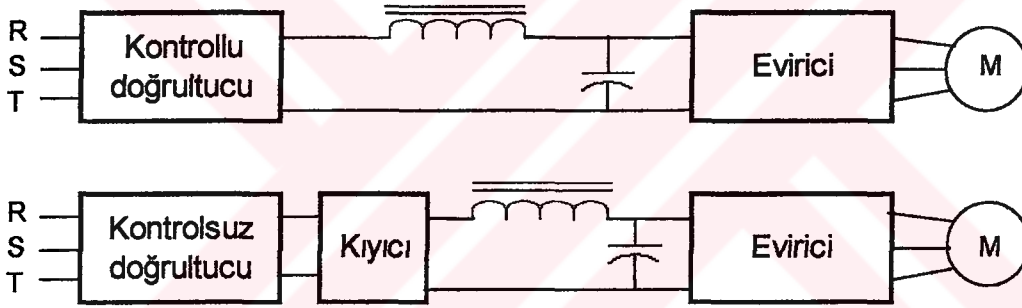
Bu tip inverterlerde motor frekansının değişimi inverterden sağlanır. Motor gerilimi değişimi

ise ya bir faz kontrollü doğrultucu ile veya bir kıyıcı (chopper) devre yardımıyla sağlanır (Green ve Boys, 1982; De Buck, Gistelinck ve De Backer, 1984; Duman, 1988). Buna ilişkin inverter güç devresi Şekil 2.5 'te verilmiştir.

Gerilim ara devreli inverter çıkış dalgası Şekil 2.6'da verilmiştir. Bu dalga yükten bağımsızdır. Bu çıkış dalgası kare dalga veya Quasi-square wave olarak adlandırılır. Böyle bir çıkış dalgasında var olan harmonikler ve genlikleri

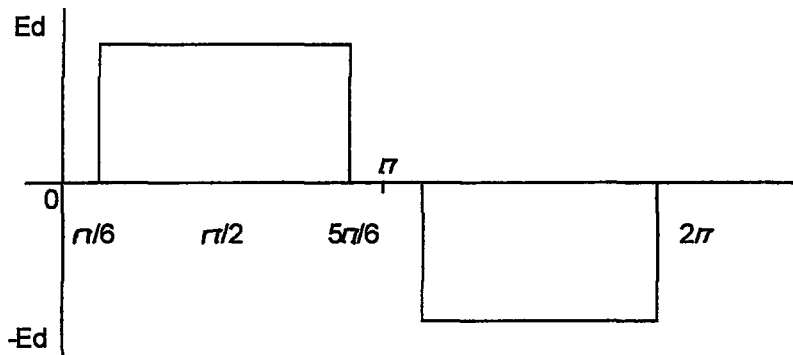
$$a_n = \frac{4E_d}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right), n=1, 5, 7, 11... \quad (2.6)$$

dır. Eşitlik (2.6)'dan görüldüğü gibi gerilim dalgası harmonik bakımından zengin olduğu halde yükün filtreleme etkisinden dolayı akım dalgası daha yumuşaktır (Kostenko ve Piotrovsky, 1974; Duman, 1988).



Şekil 2.5 Gerilim ara devreli bir inverter güç devresi

a)Kontrollü doğrultuculu b)Kıyıcılı (chopper)



Şekil 2.6 Bir gerilim ara devreli inverter çıkış gerilim dalgası

İnverterde periyot başına anahtarlama sayısı sınırlı olduğu için kontrol lojisi basit ve

anahtarlama kayıpları düşüktür. Şayet inverterlerde tranzistör, GTO, Mosfet elemanları kullanılırsa komütasyon devresi ve buna bağlı problemler ortadan kalkar (Mergen, 1989). Gerilim ara devreli eviriciyle asenkron motor hız denetiminde %10'un altındaki bölgelerde, düşük gerilimde harmonik akımlarının etkisi aşırı olarak artar. Yani gerilim dalgasında mevcut olan 5. ve 7. harmonikler altıncı moment harmoniklerini meydana getirir (Duman, 1988; Chan ve Chau, 1991). Bu da düşük hızlarda makinayı ısıtarak moment darbeleri oluşturur. Bu problem PWM inverter kullanarak veya önerilen geliştirilmiş ara devreli inverter kullanarak çözülebilir.

2.2.2.3 Darbe genişlik modülasyonu (PWM) frekans çeviriciler

Genellikle PWM frekans çeviriciler ana akım devresi bakımından klasik altı basamaklı frekans çeviricilerle aynı yapıdadır, yani bir diyot köprüsü, küçük bir L-C filtresi ve inverterden meydana gelir. İnverter güç devresi gerilim ara devreli frekans çevirici ile aynı kalır. Ancak bir periyot başına anahtarlama sayısı değiştirilerek çıkış gerilimi kontrol edilir (Kostenko ve Piotrovsky, 1974), dolayısıyla inverterlerin beslenmesinde kontrollü bir doğrultucuya genellikle gerek duyulmamaktadır. Bu gerilim dalgasının harmonik içeriği düşük olup yüksek dereceden harmonikler içermektedir. PWM tekniği olarak sinüs ile üçgen, basamaklı dalga ile üçgen, kare dalga ile üçgen dalgaların bir komparatör yardımıyla karşılaştırılmasıyla elde edilir (Garcia ve Devaney, 1995). Taşıyıcı dalganın frekansının referans dalganın frekansına olan oranı p ile gösterilir. Üç fazlı sistemlerde p üç veya üçün katları olmalıdır, böylece fazlar arası denge sağlanır. Referans dalganın genliğinin taşıyıcı dalganın genliğine olan orana modülasyon indeksi (M) denir. Modülasyon indeksinin değiştirilmesiyle çıkış geriliminin temel bileşeninin genliği ayarlanır.

PWM yöntemi ve PWM inverterlerle hız kontrolü Bölüm3'te ayrıntılı olarak incelenmiştir.

2.3 Çelik Rotorlu Asenkron Motorlar

Çelik rotorlu asenkron motorda, alternatif gerilimle beslenen primer sargıları hava aralığında bir döner alan meydana getirir. Bu alan ise magnetik ve elektriksel iletkenliği yüksek olan rotorda girdap akımları meydana getirir. Motorda güç ve momenti bu girdap akımları sağlar. Çeliğin elektriksel iletkenliği bakıra göre düşüktür. Bu nedenle çelik rotorlu asenkron motorda sekonder direnci sincap kafesli asenkron motora göre büyüktür. Anma hızında kayma büyük verim

düşüktür. Aynı yük momentini karşılarken çelik rotorlu asenkron motor sincap kafesli asenkron motordan daha fazla ısınır.

Buna karşılık çelik rotorlu motorun üstün özellikleri de vardır. Çelik rotorlu motorun sekonder direnci büyüktür. Bu da yol alma momentinin ve güç faktörünün büyük, yol alma akımının küçük olmasını sağlar. Termal ve mekanik yönden çelik rotor sincap kafesli rotora göre daha dayanıklıdır. Çok büyük hız gerektiren uygulamalarda tek seçenek olarak görülmektedir. Çelik rotorlu asenkron motorun maliyeti, sincap kafesli asenkron motora göre daha düşüktür ve yapımı daha kolaydır. Yapım sırasında hava aralığını daha küçük gerçekleştirmek mümkündür. Buna ek olarak çeliğin magnetik bir malzeme oluşu elektromagnetik hava aralığının daha küçük olmasını sağlar.

Yukarıda belirtilen yararlı özelliklerden dolayı çelik rotorlu asenkron motorların özel uygulamalarda ve bazı hız kontrol sistemlerinde kullanılması cazip hale gelmiştir. Güç elektroniği aygıtlarının kullanılmasıyla çelik rotorlu asenkron motorların çok yüksek hız gerektiren uygulamalarda, hız kontrolü gerektiren tahrik ve ulaşım sistemlerinde, havalandırma motorlarında, demiryolu taşımacılığında, servo sistemlerinde ve “turntable” motorlarında kullanılabileceğini göstermektedir.

İnverterle beslenen asenkron motorlarda inverter frekansının artırılmasıyla çok yüksek hızlar elde edilebilir. İnverterle beslenen çelik rotorlu motorlar, uçaklardaki 400 Hz’lik 12000d/d, 24000d/d ‘lık motorlarda, 60000 d/d ‘lık uranyum zenginleştirme aygıtlarında, 100000 d/d’lık naylon iplik sarma makinalarında ve 6000-25000 d/d ‘lık taşlama motorlarında kullanılabilirler. Çelik rotorlu asenkron motorun yol alma momentinin büyük oluşu ve moment hız karakteristiğinin, motor çalıştırma bölgesinde kararlı oluşu, stator geriliminin değişimiyle hız kontrolünü çekici hale getirir. Bilindiği gibi alternatif akım kiyicisi kullanan böyle bir sistemin maliyeti düşüktür. Diğer taraftan inverter kullanarak hız kontrolü de yapılabilir. Bu durumda da yol verme akımının sincap kafesli motorlarinkinden küçük oluşu inverter açısından kolaylık ve ucuzluk sağlamaktadır.

2.3.1 Gerilim ara devreli inverterle çelik rotorlu asenkron motorun hız kontrolü

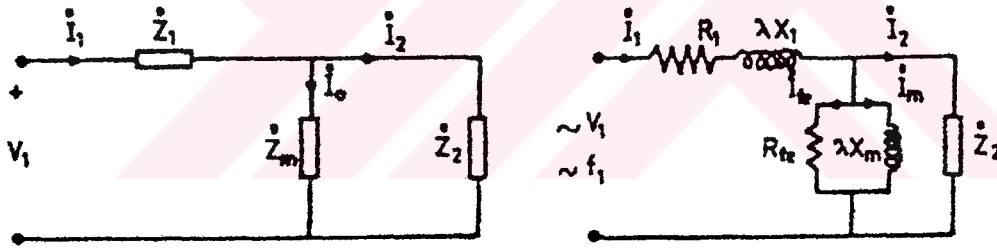
Çelik rotorlu asenkron motorlar ister inverter isterse yalnız değişken gerilimle beslensinler, besleme kaynağının türü çalışmayı etkiler. Bu çalışmada çelik rotorlu asenkron motorun gerilim kaynağından beslenmesi incelenmiştir. Burada magnetik alanın çelik rotor içindeki dağılışı ve nonlineer B-H karakteristiği kapsama alan kuram beminsenmiş olup elektromagnetik modelin

toplu parametrelerle temsil edildiği eşdeğer devre kullanılmıştır.

Stator sargılarının meydana getirdiği magnetik alanın rotorda girdap akımları endüklenmesi, çalışma karakteristiğinin eşdeğer devre yardımıyla hesaplanması Chalmers tarafından gerçekleştirilmiştir. Bulunan eşdeğer devrede en önemli parametre statora indirgenmiş rotor empedansı olup motor boyutarı cinsinden

$$Z_z = \frac{AmpLNB_s}{2pk_e\zeta\phi_s} e^{j\phi_r} \quad (2.6)$$

olarak belirlenmiştir. Burada $A=4.59$, m stator faz sayısı, ρ sekonder özgül direnci, L stator sac paketinin eni, N faz başına sarım sayısı, $B_s = 1.8T$ magnetik doyma yoğunluğu, k_e enine uç etkisi katsayısı, ζ kutup adımı, $2p$ kutup sayısı, ϕ kutup akısı, s ise kaymadır. Rotor empedansı faz açısı ϕ_r teorik olarak 26.6 olarak saptanmışsa da deneyler 30 olarak alınmasının daha uygun olduğunu göstermektedir. Eşdeğer devre Şekil 2.7. 'de görülmektedir.



Şekil 2.7 a) Gerilim kaynağından beslenen çelik rotorlu asenkron motorun eşdeğer devresi b) Çelik rotorlu asenkron motorun değişken frekans ve gerilim kaynağından beslenmesi

Çelik rotorlu asenkron motorda, motor hareketsizken ve stator sargılarındaki gerilim dönüşümü ihmal edildiğinde sekonder empedansının genliği önemli bir kriter olup, karakteristik empedans Z_{20} olarak tanımlanır ve değeri

$$Z_{20} = Z_z \frac{\phi}{\phi_0} s e^{j\phi_r} \quad (2.7)$$

dir. Çelik rotorlu asenkron motorun, frekans ve gerilimi değişken bir gerilim kaynağından beslendiğinde Şekil 2.7 b)'de verilen eşdeğer devrede f_1 çalışma frekansı, f_0 temel frekans olmak

üzere

$$\lambda = \frac{f_1}{f_0} \quad (2.8)$$

$$\phi = \frac{E_1}{4.44 f_1 N} \quad (2.9)$$

$$\phi_0 = \frac{V_1}{4.44 f_1 N} \quad (2.10)$$

dir. Bu bağıntılar düzenlenirse

$$K = \frac{4.44 A m \rho L^2 N^3 B_s}{2 p k_e \zeta} \quad (2.11)$$

olmak üzere

$$Z_2 = K \frac{1}{s} \frac{f_1}{E} \quad (2.12)$$

$$Z_{20} = K \frac{f_1}{V_1} \quad (2.13)$$

olduğu ısıtlanabilir. İndirgenmiş rotor direnç ve reaktansı ise

$$R_2 = Z_2 \cos \phi = \frac{K}{S} \left[\frac{f_1}{E_1} \right] \cos \phi \quad (2.14)$$

$$\lambda_2 = Z_2 \sin \phi = \frac{K}{S} \left[\frac{f_1}{E_1} \right] \sin \phi \quad (2.15)$$

olur. Rotor akımının frekansı f_2 olmak üzere rotor akımı

$$I_2 = \frac{E_1}{Z_2} = \frac{s E_1^2}{k f_1} = \left(\frac{E_1}{f_1} \right) \frac{f_2}{K} \quad (2.16)$$

dır. Hava aralığı gücü ve moment (2.16) bağıntısı yardımıyla

$$P_g = mI_2^2 R_2 \quad (2.17)$$

$$M = \frac{P_g}{\omega_s} = \frac{mI_2^2 R_2}{\omega_s} \quad (2.18)$$

olarak bulunur. Burada ω_s senkron açısal hızdır (2.11), (2.14), (2.16) bağıntıları yardımıyla

$$M = \left(\frac{E_1}{f_1}\right)^3 \frac{m \cos \phi}{\omega_s} f_2 \quad (2.19)$$

olarak bulunur. Bu bağıntı gerilim ve frekans değişiminin motor moment karakteristiğine etkisi, sincap kafesli motorda olduğu gibi karesel değil, kübik olduğunu göstermektedir.

2.3.1.1 Gerilim değişimiyle hız kontrolü

Çelik rotorlu asenkron motorda stator gerilimi değiştirerek hız denetiminde (2.19) bağıntısında görüldüğü gibi moment gerilimin 3. kuvvet ile orantılı olarak değişmektedir. Bu ise kaymanın rotor frekansı f_2 'nin artmasına yol açacaktır. Bu durumda rotor bakır kaybı artacak ve motorda ısınma meydana gelecektir. Rotorda ısıya dönüşen güç

$$P_2 = sP_g = sM\omega_s = M(\omega_s - \omega) \quad (2.20)$$

dir. Vantilatör tipi bir yük tahrik edildiğinde $M_y = k\omega^2$ olacaktır ve ısıya dönüşen güç

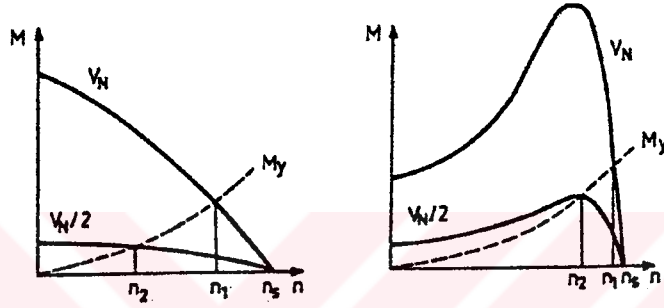
$$P_2 = k\omega^2(\omega_s - \omega) \quad (2.21)$$

olacaktır. P_2 'nin maksimum olduğu kayma $s=1/3$ olarak bulunur. Görülmektedir ki senkron hızda sıfır olan motor ısı kaybı, kaymanın artışı ile $s=1/3$ değerine kadar artmakta, kaymanın bundan büyük değerlerinde ise azalmaktadır. Diğer taraftan stator bakır kaybı için mıknatıslanma akımı ihmal edilirse,

$$\frac{\text{Stator bakır kaybı}}{\text{Rotor bakır kaybı}} = \frac{R_1}{R_2} \quad (2.22)$$

bağıntısından rotor kadar fazla olmayacağı söylenebilir. Çelik rotorlu makina bu bakımdan sincap kafesli makinaya göre avantajlıdır. Giriş geriliminin azaltılmasıyla (2.14)'ten de görüleceği gibi R_2 direnci büyüyebilecek ve R_1/R_2 oranı giderek artacak. Bundan dolayı sincap kafesli asenkron motorun aksine stator sargılarının ısınması azalacaktır.

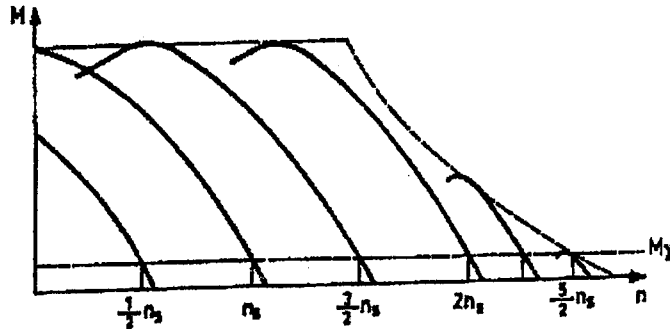
Şekil 2.8 a)'da çelik rotorlu motorun bir vantilatörü tahrik ettiğinde gerilim değişimi yöntemi ile hız kontrolünün, motor çalışma bölgesinde her çalışma hızının elde edilebileceği görülmektedir. Sincap kafesli asenkron motorda ise bu yöntemle hız denetiminde çalışma hızı çok dar bölgede gerçekleştirilebilmektedir.



Şekil 2.8 a) Çelik rotorlu asenkron motorun moment-hız karakteristiği
b) Sincap kafesli asenkron motorun moment-hız karakteristiği

2.3.1.2 Gerilim ve frekans değişimi ile hız kontrolü

Sincap kafesli motorda rotor direnci daha küçük olduğundan kaymanın daha küçük değerlerinde daha büyük momentler elde edilir. Bu açıdan sincap kafesli motorlar daha kullanışlıdır. Özel tasarımlar kullanarak çelik rotorlu motorun rotor empedansını küçültmek ve moment-hız karakteristiğinin eğimini artırmak mümkündür.



Şekil 2.9 Çelik rotorlu asenkron motorlarda stator gerilim ve frekansı değiştirilerek yapılan hız kontrolünde elde edilen moment-hız karakteristiği.

Stator frekansıyla orantılı olarak stator gerilimi değiştirilirse küçük frekanslarda $V/f \cong E/f$ varsayımı geçersiz hale gelir. Buradan

$$V_1 = E_1 + I_1(R_1 + jX_1), \quad X_1 = 2\pi f_1 L_1$$

$$V_1 = k\phi f_1 + I_1(R_1 + jX_1) \quad (2.23)$$

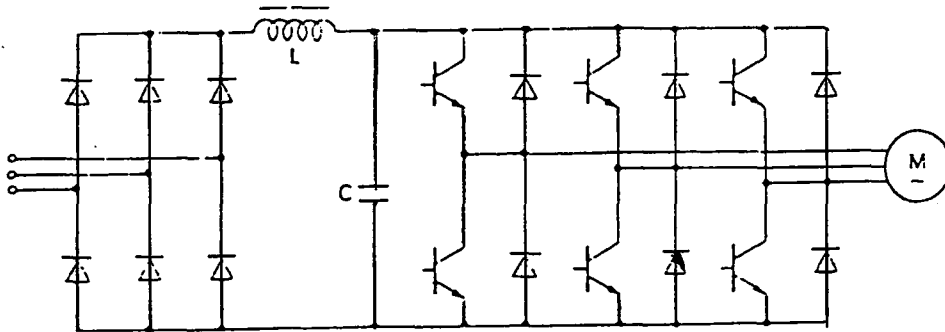
olduğu bulunur. Buradan tıpkı diğer asenkron motorlarda olduğu gibi f_1 ' in küçük değerlerinde hem $k\phi f_1$ 'in hem de $2\pi f_1 L_1$ 'in kuçüldüğü ve değişmeyen $I_1 R_1$ teriminin bağıl etkisinin arttığı görülür. Dolayısıyla eviriciyle hız kontrolünde düşük frekanslarda E/f oranının artırılması, yani IR kompanzasyonunun yapılması gerekir. İlave olarak sayet frekansı ve gerilimi çok küçültmeden motora yol vermek istenirse, çelik rotorun sınırlı yol alma akımı evirici tasarımında kolaylık ve ucuzluk sağladığı söylenebilir.

3. DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU (PULSE WIDTH MODULATION)

Darbe genişlik modülasyonu son yıllarda birçok çalışmanın ana konusu olmuştur. Düşük ve orta güç seviyelerinde sistemlerin maliyeti ve karmaşıklıklarının azaltılması açısından basit modülasyon teknikleri tercih edilir. Düşük güçlerde anahtarlama kayıpları düşük olacağından, daha basit bir şekilde düzgün çıkış dalga şekilleri elde etmek için daha yüksek anahtarlama frekanslarında çalışabilen elemanlar kullanılabilir. Bu bakımdan makul gereksinimleri, iyi geçici cevap sunabilmeleri ve anahtarlama frekansının temel frekansa oranının büyük olduğu durumlarda iyi dalga şekillerine sahip oldukları da göz önünde bulundurularak düşük ve orta güç uygulamalarında kullanım alanı bulan birçok PWM yöntemi geliştirilmiştir.

Yüksek güçlerde, anahtarlama kayıplarını düşük seviyelerde tutabilmek için, anahtarlama frekansının da düşük olması gerekmektedir (genellikle birkaç yüz hertz). Bu da, bir periyotta bir anahtarlama elemanının sadece birkaç defa iletme geçtiğini ortaya koyar. Böyle bir durumda en iyi sonucu elde edebilmek için her anahtarlama işlemi için optimum bir değer belirlenerek dalga şekillerinin optimize edilmesi gerekir.

Üç fazlı gerilim kontrollü bir inverterin temel bağlantı şekli Şekil 3.1'de gösterilmiştir. Devre altı adet tam kontrollü yarıiletken güç elemanı ve altı adet diyottan oluşur. SA, SB ve SC elemanları ortak katod, SA', SB' ve SC' anahtarları da ortak anodu oluştururlar. DA-DC' diyotlarını görevi ise çıkış akımlarına alternatif yollar oluşturmaktır.



Şekil 3.1 Üç fazlı bir inverterin temel bağlantı şekli

İdeal bir DC besleme gerilimi öngörülmüştür. İnverter, f_0^* ve m^* işaretlerine bağlı olarak, uygun anahtarlama sinyallerini üreten bir PWM modülatörü tarafından kontrol edilir. f_0^* işareti istenilen çıkış frekansı f_0 'ı, ve m^* de genlik kontrol oranını veya diğer adıyla modülasyon endeksi m 'i temsil eder.

Genlik kontrol oranı, seçilen PWM stratejisinde ve verilen DC besleme geriliminde temel çıkış geriliminin, bu gerilimin maksimum değerine olan oranı temsil etmektedir. “PWM stratejisi terimi” ile “PWM tekniği” terimi karıştırılmamalıdır. Bir PWM tekniği genlik kontrol oranı ve çıkış frekansının referans değerlerine göre birçok PWM stratejisini barındırabilir.

Sonraki incelemelerimizde yardımcı olması açısından inverterin her üç kolu için birer anahtarlama değişkeni a , b , c tanımlamak uygun olur. A-fazı örnek alınacak olursa, S_A anahtarı iletimde S_A anahtarı da yalıtımda iken anahtarlama değişkeni a 'nın değeri 0,5 ve ters durumda -0,5'tir. Buradan hareketle U_{AB} , U_{BC} ve U_{CA} hat gerilimleri

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

şeklinde olur ve dengeli bir yük durumunda da faz gerilimleri

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

ile ifade edilir. U_{dc} inverter besleme gerilimidir.

3.1 Kare Dalga PWM

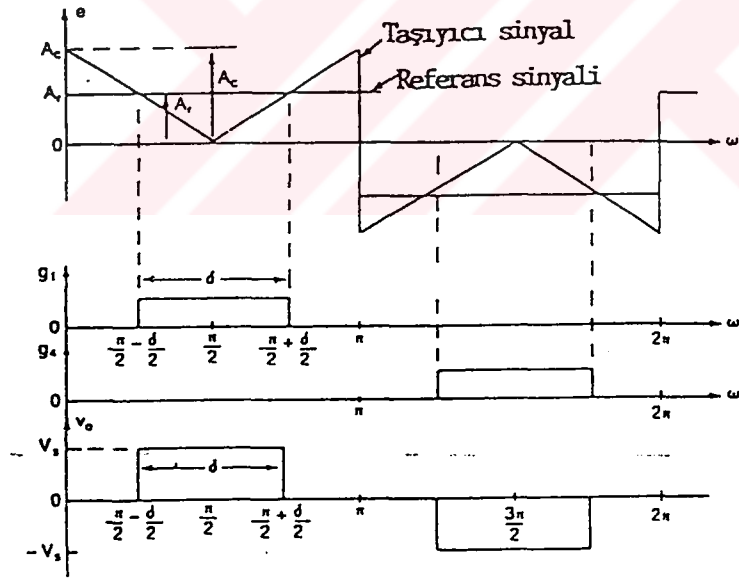
3.1.1 Tek Darbeli Genişlik Modülasyonu

Bu modülasyon şeklinde her yarı periyotta bir darbe vardır ve bu darbenin genişliği inverter

gerilimini kontrol etmek için değiştirilir. Şekil 3.2'de kapı sinyallerinin oluşumu ve tek fazlı tam köprü inverterin çıkış gerilimi gösterilmiştir.

Kapı sinyalleri A_r genliğindeki dikdörtgen biçimli referans sinyalinin A_c genliğindeki üçgen biçimli taşıyıcı dalganın karşılaştırılması ile sağlanır. Referans sinyalin frekans çıkış geriliminin temel frekansını gösterir. A_r 'yi 0'dan A_c 'ye kadar değiştirerek, darbe genişliği δ 0-180 derece aralığında değiştirilebilir. A_r 'nin A_c 'ye oranı, kontrol değişimini gösterir ve genlik modülasyon endeksi olarak adlandırılır. Genlik modülasyon endeksi veya sadece modülasyon endeksi,

$$M = \frac{A_r}{A_c} \quad (3.3)$$



Şekil 3.2 Kapı sinyallerinin oluşumu ve tek fazlı tam köprü inverterin çıkış gerilimi

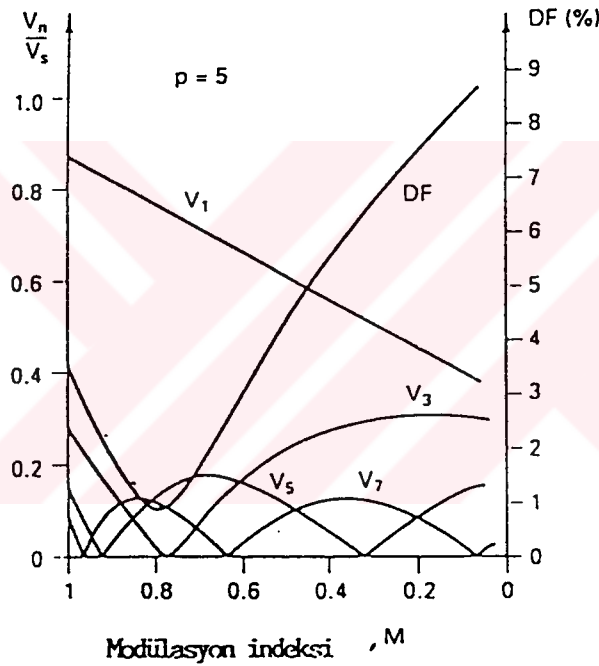
Çıkış geriliminin efektif değeri,

$$V_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin n\omega t \quad (3.4)$$

Çıkış geriliminin Fourier serisi,

$$V_0 = \left[\frac{2}{2\pi} \int V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (3.5)$$

Şekil 3.3'te modülasyon endeksi M 'in değişimiyle oluşan harmonikler gösterilmiştir. Distorsiyon faktörü düşük çıkış geriliminde 3. harmoniğin artış gösterdiği görülmektedir.



Şekil 3.3 Tek darbeli genişlik modülasyon tekniğinde harmoniklerin değişimi

3.1.2 Çok Darbeli Genişlik Modülasyonu

Çıkış geriliminin her yarı periyodunda çok sayıda darbeler kullanılarak harmonikler zayıflatılabilir. Transistörlerin anahtarlama sinyalleri, Şekil 3.4 (a)'da üçgen taşıyıcı dalga ile bir referans sinyalin karşılaştırılması ile elde edilmiştir. Referans sinyal frekansı çıkış frekansı f_0 'ı gösterir, ve taşıyıcı frekans f_p , her yarı periyottaki darbelerin sayısı p 'yi gösterir. Modülasyon endeksi çıkış gerilimini kontrol eder. Bu tip modülasyon düzenli PWM olarak da bilinir (UPWM). Her yan periyottaki darbelerin sayısı şu şekilde bulunabilir.

$$p = \frac{f_c}{2f_0} = \frac{mf}{2} \quad (3.6)$$

Burada $mf = f_c / f_0$ taşıyıcı oranı olarak ifade edilir.

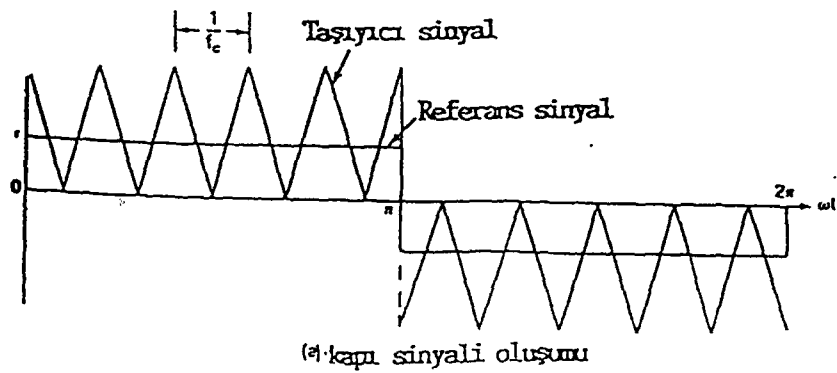
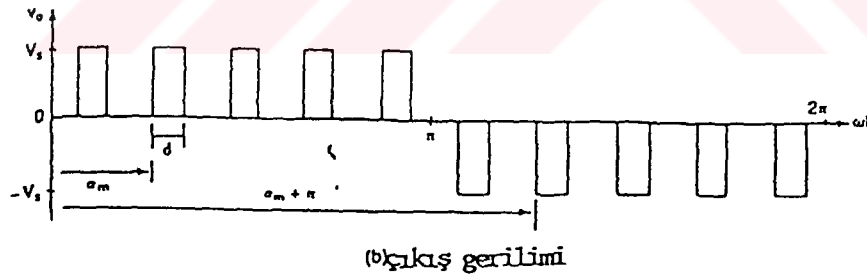
Modülasyon endeksi M' nin 0' dan 1' e değişmesi darbe genişliğini 0' dan π / p 'ye, çıkış gerilimini 0' dan V_s 'e değiştirir. Tek fazlı köprü inverterler için çıkış gerilimi Şekil 3.4(b)'de UPWM olarak gösterilmiştir.

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

$$V_0 = \left[\frac{2p}{2\pi} \int_{(\pi/p-\delta)/2}^{(\pi/p+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{\delta p}{\pi}} \quad (3.7)$$

Ani çıkış gerilimi için Fourier serisinin genel formu,

$$V_0(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} B_n \sin wtn \quad (3.8)$$



Şekil 3.4 Çok darbeli genişlik modülasyonunda darbe şekilleri

Buradaki B_n katsayısı $\omega t = a$ 'da başlayan δ süreli pozitif darbe ile $\omega t = \pi + a$ 'da başlayan aynı genişlikteki negatif darbe dikkate alınarak ifade edilebilir. Bütün darbelerin etkisi çıkış gerilimi efektif değerini bulmak için ele alınır.

Eğer m . çiftin pozitif darbesi $\omega t = a_m$ başlayıp $\omega t = \pi + a$ 'da bitiyorsa, bir çift darbe için fourier katsayısı,

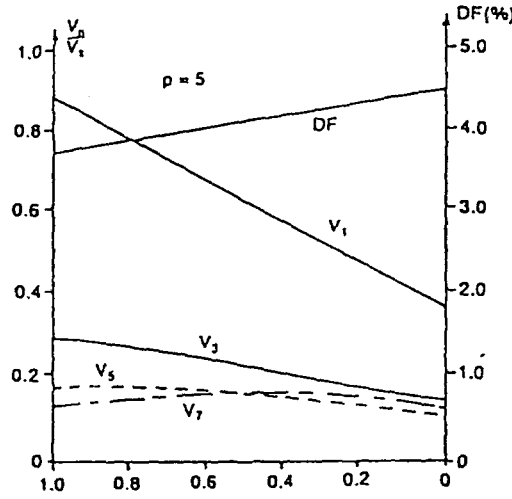
$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_{a_m}^{a_m+\delta} \cos n\omega t d(\omega t) - \int_{\pi+a_m}^{\pi+a_m+\delta} \cos n\omega t d(\omega t) \right]$$

$$= \frac{2V_s}{n\pi} \sin n \frac{\delta}{2} \left[\sin n \left(a_m + \frac{\delta}{2} \right) - \sin n \left(\pi + a_m + \frac{\delta}{2} \right) \right] \quad (3.9)$$

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

$$B_n = \sum \frac{2V_s}{n\pi} \sin n \frac{\delta}{2} \left[\sin n \left(a_m + \frac{\delta}{2} \right) - \sin n \left(\pi + a_m + \frac{\delta}{2} \right) \right] \quad (3.10)$$

Şekil 3.5 her periyotta 5 darbe için modülasyon endeksinin değişimine karşı harmonik çizelgesini gösterir. Harmoniklerin mertebesi tek darbeli modülasyon gibidir. Distorsyon faktörü tek darbeli modülasyona göre belirgin bir azalma gösterir. Bununla beraber güç transistörlerinin daha fazla ilettime 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 3.5 Çok darbeli genişlik modülasyon tekniğinde harmoniklerin değişimi

3.2 Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SPWM)

3.2.1 SPWM Çıkış Dalga Şeklinin Oluşturulması

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

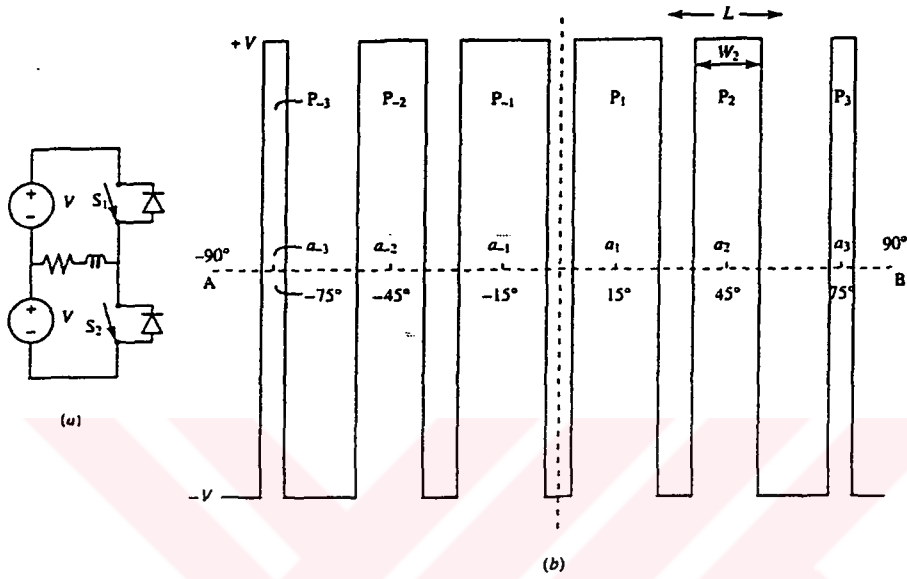
SPWM' de her zaman AC çıkış dalga şeklinin sentezi için çok sayıda pals kullanılması istenir. Örneğin eğer biz AC çıkışın yarım çevriminin sentezinde 100 pals kullanmışsak, 60Hz için pals tekrar frekansı 12kHz olacaktır. Kısmi olarak bu değer pratik cihazlarda kullanılabilir.

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

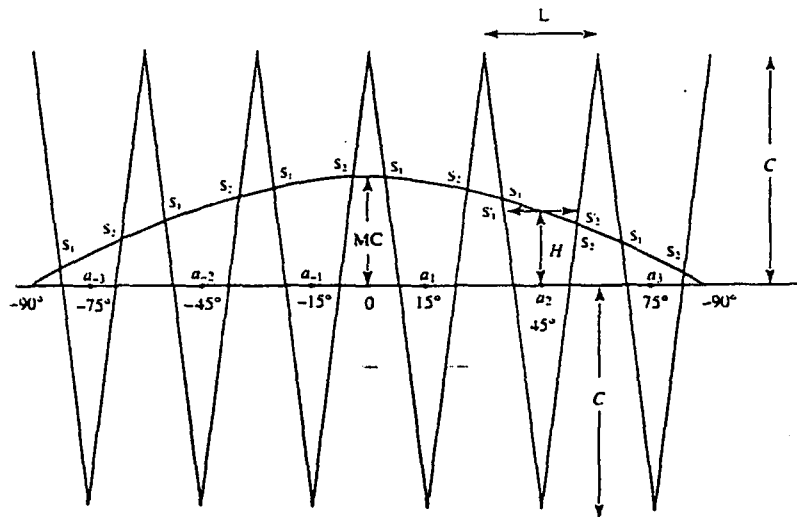
3.2.2 Sinüs - Üçgen Karşılaştırma Metodu

Sinüsoidal darbe genişlik modülasyonunun oluşturulmasında kullanılan klasik bir methodur. 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 işareti.



Şekil 3.6 Sinüsoidal darbe genişlik modülasyonu



Şekil 3.7 İki dalga şeklinin karşılaştırılmasıyla SPWM'un oluşturulması

Şekil 3.7'de inverterin bir yarım periyodu görülmektedir. Şekil 3.6'daki 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 3.6'da da her puls'in karşılığı olan L aralığı ile tanımlanmış olur. Genel olarak bu aralıktaki palse P_n ve palse genişliğine de W_n diyelim. Buradaki örnekte $n = 2$ dir. Bu aralığın orta anını da a_n olarak tanımlıyalım.

Üçgen taşıyıcı dalganın sabit genliklidir. Referans sinüs dalgasının genliği ise genelde ayarlanabilir olmaktadır. Modülasyon endeksi M 'yi şu şekilde tanımlayabiliriz.

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

Modülasyon endeksi genelde , taşıyıcı dalganın genliğini sabit tutup, referans dalganın genliğini değiştirerek ayarlanır. Modülasyon endeksinin 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 endeksi m için referans dalga gerilimi;

$$V_{ref} = MC \cos \theta \text{ olur.} \quad (3.11)$$

Çizimde (Şekil 3.7) modülasyon endeksi %50 seçilmiştir. Yani referans dalga genişliği taşıyıcı dalganın % 50 'sidir. Taşıyıcı ve referans dalga şekilleri, şekil 3.6(a)'da görülen S1 ve S2 anahtarlarının inverterin çıkışında sinüsoidal PWM olacak şekilde zamanlama dalga şekilleri oluşturmakta kullanılırlar.

S1 ON olup S2 OFF olduğunda pozitif çıkış palsini alırız. Tersinde ise negatif çıkış palsini elde ederiz. Ters gerilimli SPWM elde etmek için mutlaka iki sviçten sadece biri tüm zaman aralıkları içerisinde ON kalmalıdır.

Verilen bir aralık içerisinde bu iki sviçten 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 3.6'da ve P_2' ye denk gelir.) şekil 3.7'ye bakacak olursak a_2 anında referans dalğanın genliğı $MC \cos a_2$ dir. Bu aynı zamanda referans dalğanın o anlık yüksekliğıdir ve H ile gösterilmiştir. Bu yükseklikte her iki taraftanda üçgen dalgayı S_1' ve S_2' de kesen bir yatay doğru çizilir. Aşğıdaki formüllere göre bu yatay S_1' ve S_2' aralığı istenen darbe genişliğıdir.

Şekil 3.16' daki benzer üçgenler kullanılarak:

$$S_1' S_2' / L = H + C / 2C \quad (3.12)$$

Buradan

$$\begin{aligned} (2S_1' S_2' - L) / L &= (2(H+C) - 2C) / 2C \\ &= H / C = M \cos a_2 \end{aligned} \quad (3.13)$$

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

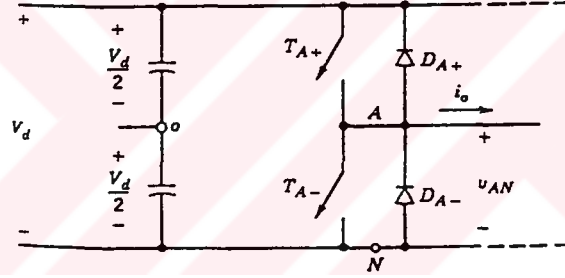
Referans dalğanın taşıyıcı dalğanın üstünde olduğı S_1' anında $S1$ ON, $S2$ OFF olur. Referans dalğanın taşıyıcı dalğanın altında olduğı S_2' anında ise $S1$ OFF, $S2$ ON olur.

Şekil 3.7' de ayrıca üçgen dalga ile referans dalğanın 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 dalğanın kesişme anları ($S1$, $S2$) kullanılır. Pals'in merkezlenmesinde ve dalga genişliğindeki çok küçük hatalar devre dizaynının basitliğinin getirdiğı maliyet göz önüne alındığında önemsizdir. Üçgen dalga ile referans sinüs dalga bir analog komparatörde karşılaştırılır ve referans dalga üçgen dalğadan 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 $S2$ sviçlerinin zamanlama dalgaları olarak kullanılır.

Çıkış frekansını değiştirmek için referans dalganın frekansı değiştirilir. Çıkış gerilimini değiştirmek içinse referans dalganın genliğini yani modülasyon endeksini değiştiririz.

3.3 Darbe Genişlik Modülasyonu İle Anahtarlama Tekniği

PWM tekniğini prensip olarak incelemek için Şekil 3.8' 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 frekansı V_{tri} genliği boyunca sabit tutulur.



Şekil 3.8 Tek fazlı inverter

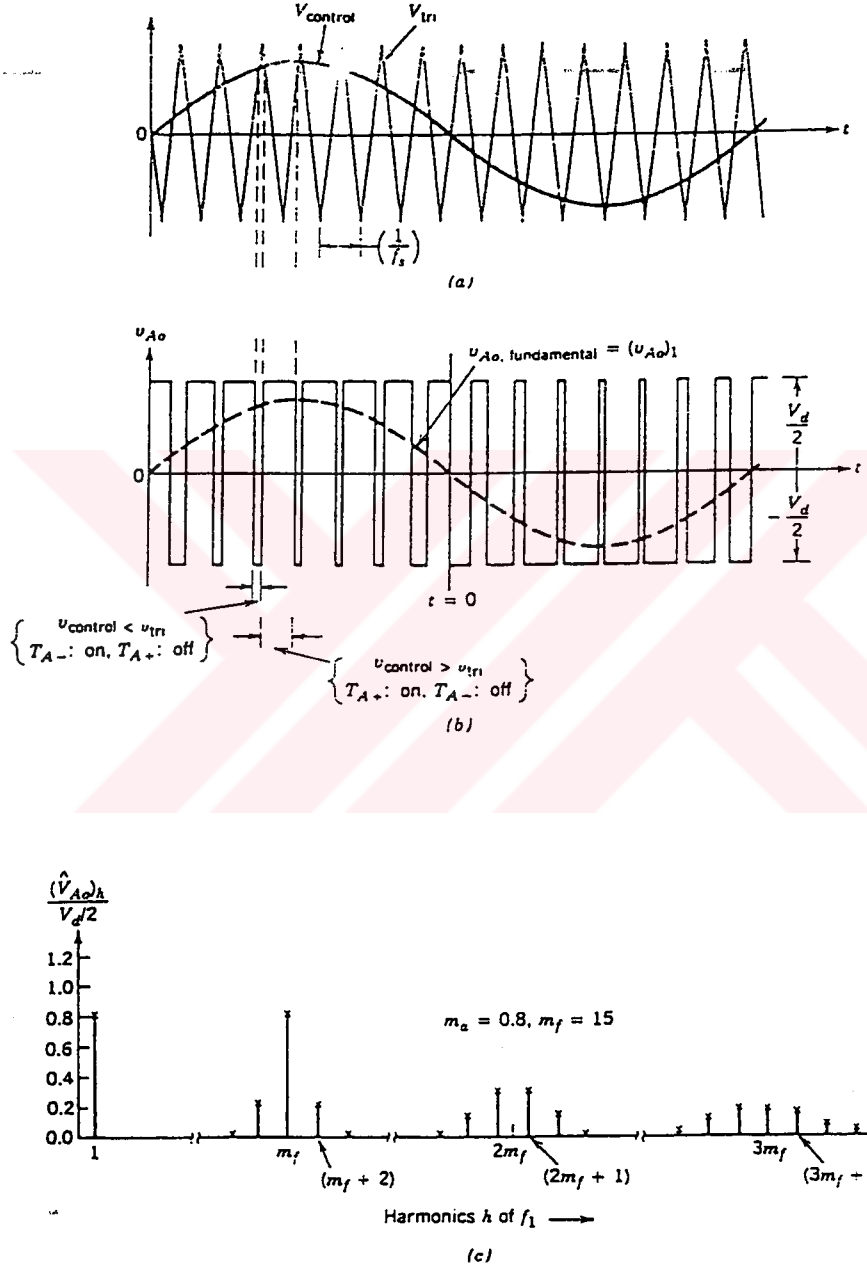
PWM kavramına gelmeden önce birkaç terimi tanımlamak gerekir. Üçgen dalganın(V_{tri}) frekansı, evirici anahtarlarının frekansını belirleyen F_s frekansına eşittir. Kontrol işareti ($V_{control}$), anahtar boşluk oranını ve evirici çıkış geriliminin temel birleşiminin frekansı olan F_1 frekansını modüle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

Çıkış geriliminin f_1 frekanslı bir temel bileşeni olup pek çok üst bileşenleri vardır. Genlik modülasyon oranı

$$m_a = V_{control} / V_{tri}$$

(3.14)

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



Şekil 3.9 Darbe genişlik modülasyonu

Frekans modülasyon oranı ;

$$m_f = f_s / f_i \quad (3.15)$$

olarak ifade edilir.

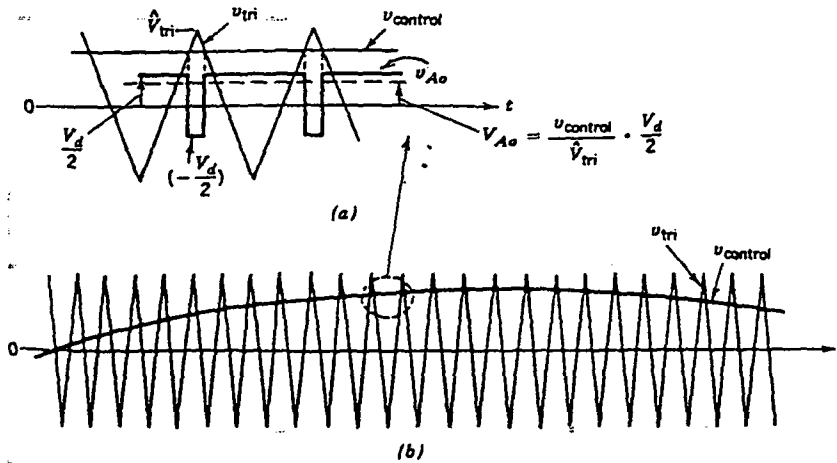
Şekil 3.8'deki evirici T_{A+} ve T_{A-} anahtarları V_{control} ve V_{tri} 'nin karşılaştırılmasına dayanarak kontrol edilir ve aşağıdaki çıkış gerilimi I_o akımının yönüne bağlı olmaksızın elde edilir.

$$V_{\text{control}} > V_{\text{tri}} \quad T_{A+} \text{ iletimde } V_{A0} = V_{d/2}$$

$$V_{\text{control}} < V_{\text{tri}} \quad T_{A-} \text{ iletimde } V_{A0} = -V_{d/2}$$

İki anahtar hiçbir zaman aynı anda kesimde olmayacağından çıkış gerilimi V_{A0} , $V_{d/2}$ ve $-V_{d/2}$ arasında dalgalanır. Çıkış geriliminin temel bileşeni ($m_f = 15$ ve $m_a = 0,8$ değerleri için) Şekil 3.9(b)'de kesik çizgilerle gösterilmiştir.

Şekil 3.9(a) ve Şekil 3.9 (b)'de belirtilen koşullar altında $(V_{A0})_1$, $(V_{d/2})$ 'nin m_a katıdır. Kontrol gerilimi aşağı çekildikçe, V_{A0} gerilimindeki boşluk oranı artacak, kontrol yukarı çıktıkça V_{A0} geriliminin ortalama değeri büyüyecektir.



Şekil 3.10 Sinüsoidal PWM örneği

Çıkış geriliminin ortalama değeri için,

$$V_{A0} (V_{\text{control}} / V_{\text{tri}}) \cdot (V_{d/2});$$

$$V_{\text{control}} < V_{\text{tri}} \quad (3.16)$$

yazılabilir.

$V_{control}$ geriliminin anahtarlama periyodu sırasında çok az değiştiğini varsayalım; şöyle ki, m_f Şekil 3.10(b)'deki gibi büyük olsun. Bu durumda $V_{control}$ geriliminin anahtarlama periyodu sabit olduğu varsayılır. Bu varsayımdan hareket ederek (3.16) 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 önüne alalım:

$$V_{control} = V_{control} \cdot \sin(\omega_1 t) \quad (3.17)$$

$$V_{control} \leq V_{tri} \quad (3.18)$$

3.17 bağıntısını 3.16'da yerine koyarsak,

$$(V_{Ao})_1 = V_{control} / V_{tri} \cdot \sin(\omega_1 t) \cdot V_d / 2 \quad (3.19)$$

$$(V_{Ao})_1 = m_a \cdot \sin(\omega_1 t) \cdot V_d / 2 \quad (m_a \leq 1.0) \quad (3.20)$$

sonuç olarak;

$$(V_{Ao})_1 = m_a \cdot V_d / 2 \quad (m_a \leq 1.0) \quad (3.21)$$

bağıntısı elde edilir ki bu da sinüsoidal PWM modülasyonunda 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 , $2m_f$, $3m_f$ şeklindeki üst katlarının civarında merkezleşen yanbandlar olarak ortaya çıkar. Bu genel model, m_a 'nın 0-1 aralığındaki değerleri 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 'ten hemen hemen bağımsızdır, teorik olarak harmoniklerin oluştuğu frekanslar

$$f_h = (j.m_f \pm k).f_1 \quad (3.22)$$

şeklinde ifade edilebilir. şöyle ki, h harmonik mertebesi. M_f 'nin j katının k. yanbandına karşı düşer;

$$h = j.(m_f) \pm k \quad (3.23)$$

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.

Çizelge 3.1'de normalize harmonikler $(V_{A0})_h / (V_d / 2)$ ($m_f \geq 9$) olduğu varsayılarak, genlik modülasyon oranı m_a 'nın bir oranı olarak sıralanmıştır. Tabloda yalnızca denklem (3.23)'teki $j = 4$ 'e kadar olan önemli harmonikler belirtilmiştir.

h \	0,2	0,4	0,6	0,8	1
1	0,2	0,4	0,6	0,8	1
m_f	1,242	1,150	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

Çizelge 3.1

Tablo 3.1 incelendiğinde, denklem 3.21’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 3.9(c)’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, göreceli 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 frekansı ile doğru orantılı olarak artar. Bu nedenle çoğu uygulamada anahtarlama frekansı ya 6 kHz’den düşük veya 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 bağıntılar, 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.

3.3.1 m_f ‘nin Küçük Olması Durumu (Senkron PWM)

m_f ‘nin küçük değerleri için üçgen dalga ile kontrol sinyali (sinüs dalgası) Şekil 3.9’da gösterildiği gibi birbirlerine senkronlanmalıdır. Senkron PWM m_f ‘nin tam sayı olmasını gerektirir. Senkron PWM kullanılmasının nedeni, asenkron PWM’de (m_f ‘nin tamsayı olmadığı durumlarda), temel bileşenin alt harmoniklerinin ortaya çıkacaktır ki, bu da çoğu uygulamada istenmeyen durumdur.

Sonuç olarak ; üçgen dalgaının frekansı, istenilen evirici frekansı ile birlikte değişecektir. Örneğin evirici çıkış frekansı ve dolayısıyla kontrol geriliminin frekansı 65,42 Hz ise ve $m_f=15$ ise üçgen

dalganın frekansı $15.65,42 = 981,3$ Hz olmalıdır.

b- m_f tek tamsayı olabilir:

Daha önce de tartışıldığı gibi kutupsuz gerilim anahtarlama, tek fazlı eviricilerin dışında, m_f tek tamsayı olmalıdır.

c-Şekil 3.9(a)'da da gösterildiği gibi V_{control} ve V_{tri} eğrilerinin, sıfırdan herhangi bir geçişlerinde, birbirlerine ters oranlı olmalıdırlar. Bu özellikle m_f 'nin çok küçük değerleri için önemlidir.

3.3.2 m_f 'nin Büyük Olması Durumu ($m_f > 21$)

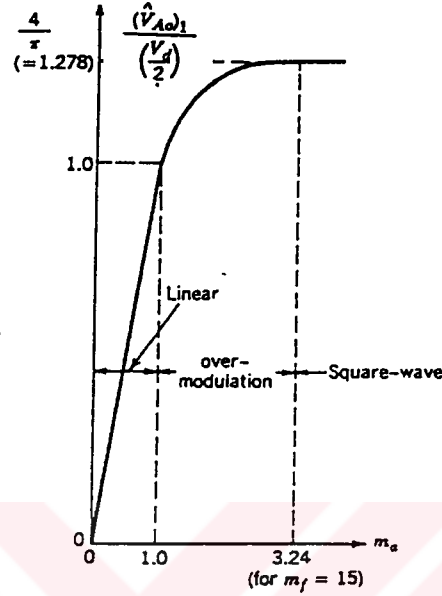
Asenkron PWM' den kaynaklanan alt harmoniklerin genlikleri, m_f 'nin büyük değerleri için küçüktür. Bu nedenle m_f 'nin büyük değerlerinde, üçgen dalganın frekansının sabit tutulduğu, buna karşılık kontrol geriliminin frekansının değiştiği asenkron PWM kullanılabilir. Sonuçta, (m_f büyük olduğu sürece)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

3.3.3 Aşırı Modülasyon

Bundan önce, lineer bölgedeki sinüsoidal PWM'e karşı düşen $m_a < 1,0$ için inceleme yapıldı. Bu durumda denklem 3.17'de belirtildiği gibi, çıkış geriliminin temel bileşeninin frekansı m_a ile lineer olarak değişiyordu. $m_a < 1,0$ aralığında, PWM harmonikleri anahtarlama frekansı ve üst katları civarındaki yüksek frekans aralığında ortaya çıkar. Lineer bölgedeki sinüsoidal PWM'in tüm istenen özelliklerine karşın bir sakıncası ise, çıkış geriliminin temel bileşenin maksimum faydalanılabilir genliği, istenilen oranda olmayışıdır. Bu da, Şekil 3.9'da gösterilen çıkış geriliminin kesintilerinin doğal bir sonucudur.

Çıkış geriliminin temel bileşeninin genliğini artırmak için m_a 'nın 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. Aşırı modülasyonda temel bileşenin genliği, modülasyon oranı m_a ile lineer değişmez. Şekil 3.11'de temel bileşenin normalize tepe genliği $(v_{ao})/(v_d/2)$, m_a genlik modülasyon oranının bir fonksiyonu olarak çizilmiştir. m_f 'nin oldukça büyük değerlerinde

bile $(v_{ao})/(v_d/2)$ oranı lineer bölgede m_a ile lineer değişir ve ($m_f > 9$ olmak üzere) m_f 'ten bağımsızdır. Aşırı modülasyon yapılırken m_f 'nin küçük değerleri için gerekli hususları karşılaması bakımından senkron PWM'in kullanılması daha uygundur.



Şekil 3.11 Aşırı modülasyondan kaynaklanan harmonikler

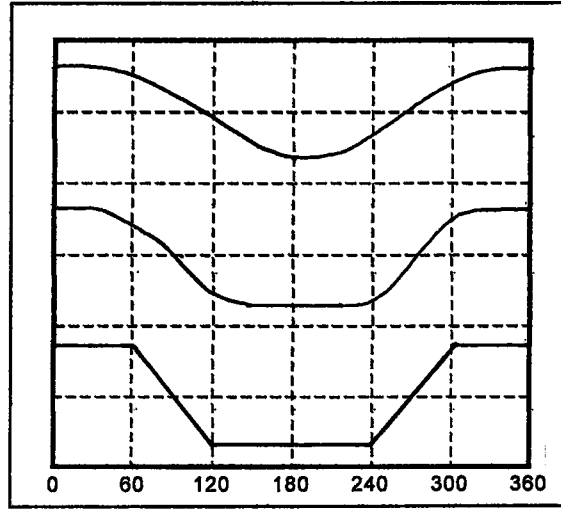
3.4 Modülasyon Fonksiyonu PWM Tekniği

İlk geliştirilen yöntemlerden birinde modülasyon fonksiyonu, bir sinüsoidal referans dalgası ile bir üçgen dalgaının karşılaştırılmasıyla elde edilir. Bu şekilde anahtarlama zamanları belirlenir [A]. Daha sonra geliştirilen tekniklerde, modülasyon faktörü, A-fazı'nın anahtarlama değişkeni olan α 'nın anahtarlama periyotları boyunca ortalama değeri $\bar{\alpha}$ olarak ortaya çıkar. Bir modülasyon fonksiyonu periyodik, -0,5 ile 0,5 arasında olmalı ve ortalaması sıfır olmalıdır [B]. En yaygın modülasyon fonksiyonları Şekil 3.12. ve Şekil 3.13.'te gösterilmiştir. Bunlardan bazıları genlik kontrol oranı m 'ye göre lineer, bazıları ise lineer olmayan fonksiyonlardır.

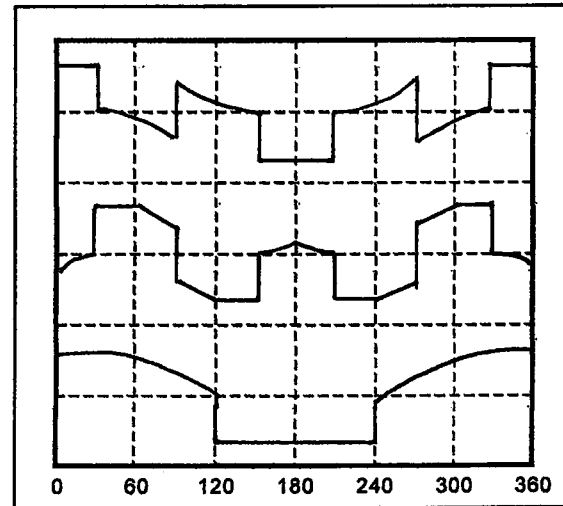
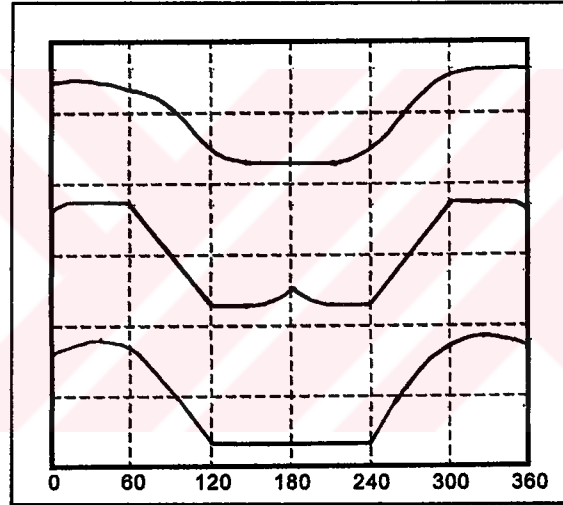
Lineer olanlar:

- 1- Kosinüsoidal modülasyon fonksiyonu(CMF) - genel olarak en basit olan ve ilk ortaya atılan;
- 2- Harmonik modülasyon fonksiyonu (HMF) - 3. Harmoniğin ilave edilmesiyle dc besleme geriliminin etkin kullanımının artırılması amacıyla ortaya atılan;
- 3- Trapezoidal modülasyon fonksiyonu(TMF) - en yüksek çıkış gerilimi sunan, fakat aynı zamanda da düşük dereceli harmonikler üreten.

Lineer olmayan fonksiyonlara özel isimler verilmemiştir. Bunlardan 1-LOMF 1 (Lineer Olmayan Modülasyon Fonksiyonu 1) , 2-LOMF 2, 3-LOMF 3 olarak bahsedilecektir.



Şekil 3.12 Lineer modülasyon fonksiyonları 1-(CMF), 2-(HMF), 3-(TMF)



Şekil 3.13 Lineer olmayan modülasyon fonksiyonları 1-LOMF 1, 2-LOMF 2, 3-LOMF

Belirli aralıklarda inverter anahtarlarından hiçbirisi iletimde olmadığından trapezoidal modülasyon fonksiyonu ve lineer olmayan tüm modülasyon fonksiyonları sürekli olmayan fonksiyonlar olarak adlandırılır. Böyle bir çalışma ortalama anahtarlama kayıplarını azaltır.

3.5 Gerilim uzay fazörü PWM Tekniği

Herbiri iki farklı değer alabilen üç anahtarlama değişkeni a, b ve c'nin varlığı 8 değişik durum ortaya çıkarır. Durum, $S = (a + 0,5 \ b + 0,5 \ c + 0,5)_2$ olarak tanımlanır. Örneğin $a = 0,5$, $b = 0,5$ ve $c = -0,5$ durumunda $S = (0,5 + 0,5 \ 0,5 + 0,5 \ -0,5 + 0,5)_2 = (110)_2 = (6)_{10}$; bu durumda inverter 6. durumda çalışmaktadır. (1) ve (2)'ye göre inverterin her durumu için çıkış gerilim değerleri bulunabilir. 6. durumda faz gerilimleri $U_{AB} = 0$, $U_{BC} = V_{dc}$ ve $U_{CA} = -V_{dc}$ değerlerini alırken hat gerilimleri de $U_A = V_{dc}/3$, $U_B = V_{dc}/3$ ve $U_C = 2V_{dc}/3$ değerlerini alırlar. 0. ve 7. durumlarda ise tüm çıkış gerilimleri sıfır olur.

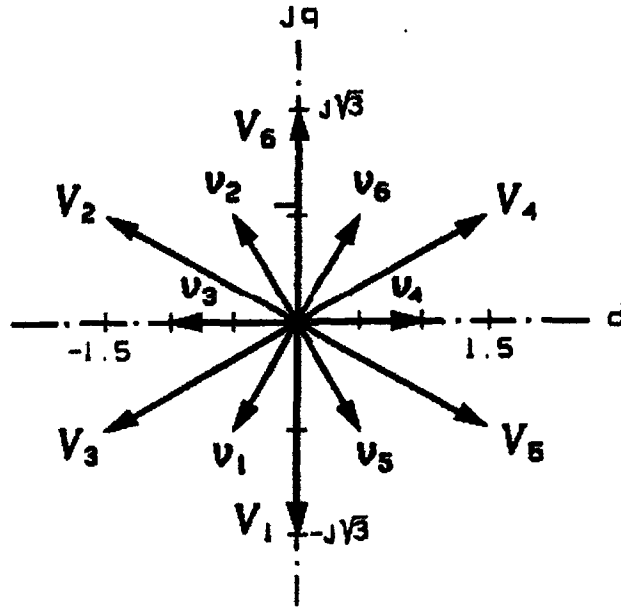
Aşağıdaki 2 fazdan üç faza dönüştürme bağıntıları kullanılarak çıkış hat ve faz gerilimleri uzay vektörleri biçiminde ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} V_{d, LN} \\ V_{q, LN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$\begin{bmatrix} V_{d, LL} \\ V_{q, LL} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

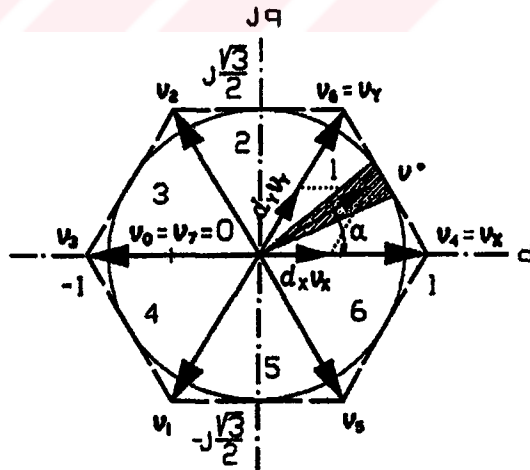
Bir çıkış hat gerilimi $V = v_{d, LL} + jv_{q, LL}$ şeklinde, çıkış faz gerilimi ise $v = v_{d, LN} + jv_{q, LN}$ şeklinde ifade edilir. Şekil 14'te sıfır olmayan tüm 12 gerilim uzay fazörü gösterilmiştir.

Görüldüğü gibi örnekteki 6. durumda $v_{d, LL} = 0$, $v_{q, LL} = \sqrt{3}V_{dc}$, $v_{d, LN} = V_{dc}/2$ ve $v_{q, LN} = \sqrt{3}V_{dc}/2$ değerleri bulunur.



Şekil 3.14 Gerilim kontrollü inverter çıkış gerilim vektörleri

Gerilim uzay fazörü (vektör kontrol) PWM tekniği prensip olarak Şekil 3.15'te gösterilmiştir. Çıkış gerilim uzay fazörlerinin yanısıra bir v^* referans vektörü gösterilmiştir. Bu vektör, iletim süresine karşılık gelen taralı kısımda olan temel vektörlerin ortalaması alınarak bulunur.



Şekil 3.15. Gerilim uzay fazörü PWM tekniği prensip diyagramı

Çıkış geriliminin bir periyodu, referans vektörün d-q kompleks domeninde bir turuna karşılık gelir. Bu yüzden bu vektörün açısı α , anahtarlama periyodunun (ilgili elemanın iletimde olduğu periyod) da açısal pozisyonunu gösterir. Temel vektörler kompleks düzlemi, çıkış gerilimin 6 alt

periyoduna karşılık gelen 60° lik eşit parçalara böler. Bir referans gerilim vektörü taralı alanı sınırlandıran iki temel vektör v_x ve v_y ve iki sıfır vektörden birinin lineer kombinasyonu aşağıdaki gibi ifade edilir :

$$v^* = d_x v_x + d_y v_y + d_z v_z \quad (3.26)$$

Bu bağıntıda v_z sıfır vektör d_x , d_y ve d_z ise X, Y ve Z durumlarının çalışma oranlarıdır. Çalışma oranı, durum süresinin iletim süresine oranıdır.

Referans vektörlerinin oluşturduğu altıgen şekilden dolayı (Trapezoidal modülasyon) oluşan düşük dereceli harmonikleri önlemek için gerilim vektörleri altıgenin içinde oluşan daire ile sınırlı tutulmalıdır (sinüsoidal modülasyon). Bunun sonucu olarak referans vektörünü maksimum büyüklüğü $\sqrt{3}V_{dc}/2$ 'dir.

Gerilim uzay fazörü PWM yönteminin en önemli avantajlarından biri gerekli durum çalışma oranlarının hesaplanmasının basit oluşudur. Verilen bir m genlik kontrol oranı için bu oranlar

$$d_x = m \sin(60^\circ - \beta) \quad (3.27)$$

$$d_z = 1 - d_x - d_r \quad (3.28)$$

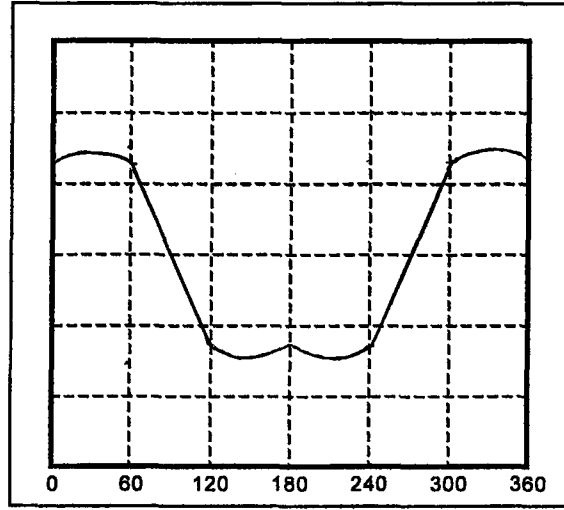
$$d_r = m \sin \beta \quad (3.29)$$

şeklinde ifade edilir. Burada β referans vektörü v^* 'ın v_x vektörüyle oluşturduğu açıdır.

Bir gerilim uzay fazörü darbe genişlik modülatörü, inverterin çıkış frekansı olan referans işaretiyle senkrom bir şekilde anahtarlama işaretlerini üreten bir ring sayıcıdır. Pratikte zamanlayıcılı ve kendiliğinden sinüs hesaplamaları yapabilen mikroprosesörlü sistemler kullanılır. Bu durumda hafıza ihtiyacı oldukça düşüktür. Modülasyon fonksiyonu PWM tekniği ile kıyaslandığında anahtarlama periyodunda altı yerine sadece üç anahtarlama işlemi yapılır.

0. durumun değişik şekillerde kullanılması birçok anahtarlama şekli ortaya çıkarır. Temel Gerilim uzay fazörü tekniğinde ardışık anahtarlama aralıklarında ardışık durumlar XYZ_1 , YXZ_2 , XYZ_1 , YXZ_2 , ... şeklinde sıralanır. Z_1 ve Z_2 sırayla 0 ve 7 olmaktadır, böylece bir durumdan diğerine geçerken inverterin sadece bir kolu iletime geçirilir. Bunun sonucu olarak faz başına bir peryotta anahtarlama palsleri $N/2$ olur. Böyle bir çalışma şeklindeki modülasyon fonksiyonu

Şekil 3.16'da gösterilmiştir.

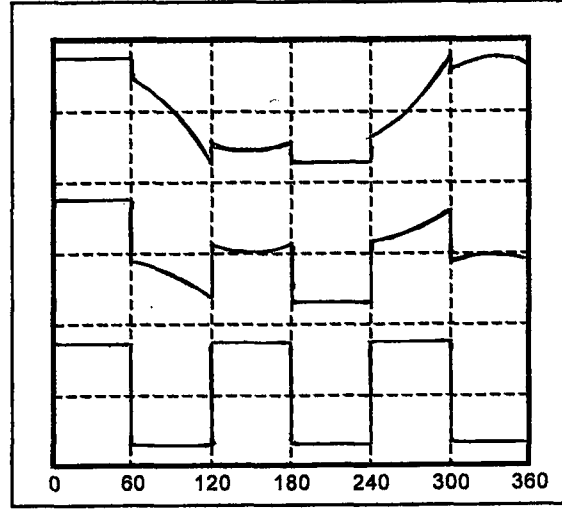


Şekil 3.16 Klasik Gerilim uzay fazörü modülasyon fonksiyonu

Klasik Gerilim uzay fazörü modülasyon fonksiyonu genlik kontrol oranı m 'e göre lineerdir ve (16)'daki gibi ifade edilir.

$$F1(\alpha) = \begin{cases} \frac{1}{2} \cos(\alpha - 30^\circ) & 0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ & \text{ve} & 180^\circ \leq \alpha \leq 240^\circ \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\alpha) & 60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ & \text{ve} & 240^\circ \leq \alpha \leq 300^\circ \\ \frac{1}{2} \cos(\alpha + 30^\circ) & 120^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ & \text{ve} & 300^\circ \leq \alpha \leq 360^\circ \end{cases} \quad (3.30)$$

(Chan ve Chau, 1991)'de gösterildiği gibi durumlar XYZ, ZYX, XUZ, ZYX... şeklinde yapılırsa, ki burada çift altperiyotlarda $Z = 0$ ve tek altperiyotlarda $Z = 7$, faz başına bir periyotta anahtarlama pılsleri $N/3+1$ olur. Bu da anahtarlama kayıplarının azalmasına sebep olur. Bu çalışma şekline ait modülasyon fonksiyonu Şekil 3.17'de gösterilmiştir.



Şekil 3.17 Minimum kayıplı gerilim uzay fazörü modülasyon fonksiyonu

Minimum kayıplı gerilim uzay fazörü modülasyon fonksiyonu genlik kontrol oranının m 'e göre lineer değildir ve (3.31)'deki gibi ifade edilir.

$$F(m, \alpha) = \begin{cases} 0,5 & 0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ \\ m \cos(\alpha - 30^\circ) - 0,5 & 60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ \\ m \cos(\alpha + 30^\circ) + 0,5 & 120^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ \\ -0,5 & 180^\circ \leq \alpha \leq 240^\circ \\ m \cos(\alpha - 30^\circ) + 0,5 & 240^\circ \leq \alpha \leq 300^\circ \\ m \cos(\alpha + 30^\circ) - 0,5 & 300^\circ \leq \alpha \leq 360^\circ \end{cases} \quad (3.31)$$

İki modülasyon fonksiyonu karşılaştırıldığında klasik gerilim uzay fazörü modülasyon fonksiyonu çıkış geriliminin tüm periyodu boyunca inverter anahtarlama elemanlarının çalıştığını gösterir. Minimum kayıplı gerilim uzay fazörü modülasyon fonksiyonu ise genlik kontrol oranının sıfır olmadığı durumlarda $0^\circ - 60^\circ$ aralığında $+0,5$, $180^\circ - 240^\circ$ aralığında da $-0,5$ 'tir. Bundan dolayı klasik gerilim uzay fazörü modülasyon fonksiyonu ile karşılaştırıldığında anahtarlama kayıpları %50'ye varan oranlarda azaltılabilmektedir.

3.6 Optimal PWM Tekniği

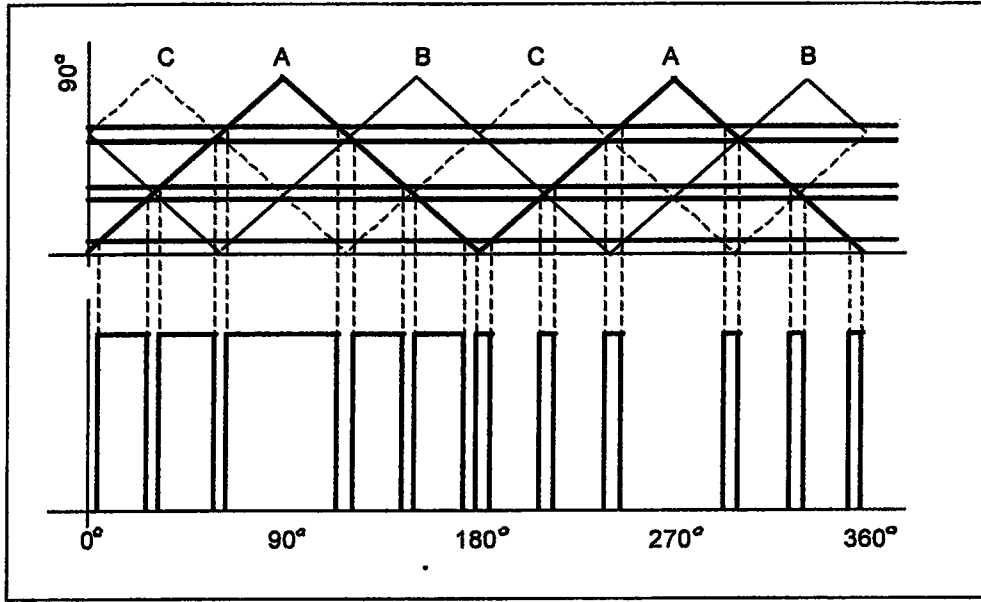
Düşük dereceli harmonikler, yüksek dereceli olanlardan daha zarar verici olarak kabul edilirler. Optimal PWM tekniği ile amaçlanan harmonik enerjinin büyük kısmını yüksek dereceli harmonikler bölgesine aktarılmasını sağlamaktır. Bu teknik gerilim kaynaklı inverterlerin darbe genişlik modülasyonunda matematiksel olarak en uygun tekniktir. Aralarındaki faz açısı kadar farkın dışında inverterin her fazının anahtarlama işaretleri aynı şekle sahiptir. Harmoniklerin oluşumu doğrudan anahtarlama açılarıyla ilişkili olduğundan, bu açılar bir harmonik kriteri baz alınarak tayin edilebilir. Pratikte bir inverterin A fazının çıkış geriliminin sadece ilk çeyrek anahtarlama peryodunun açıları bağımsız değişken olarak kabul edilir ve birincil açılar olarak isimlendirilir. Peryodun diğer kısımları dalga simetrisi kullanılarak belirlenir. A fazı için elde edilen dalga şekli 120° ve 240° kaydırılarak B ve C fazlarına ait anahtarlama dalga şekilleri elde edilir.

Klasik harmonik eliminasyon stratejisinde birincil anahtarlama açıları K, K-1 dereceli üç ve üçün katı olmayan tek harmonikleri yok etmek için hesaplanır. Böylece, örneğin K=5 ise 5., 7., 11. ve 13. harmonikler yok edilebilir ve gerilimdeki en düşük dereceli harmonik 17. harmonik kalır. Akımda bu oldukça yüksek dereceli harmonik yükün reaktif bileşeni tarafından büyük ölçüde bastırılır ve böylece iyi sinüsoidal şekle sahip çıkış akımarı elde edilir.

Başka bir yol olarak K-1'den daha az sayıda harmoniği elimine etmek; ve örneğin temel harmoniğin genliğinin en büyük değeri gibi, bir fonksiyonun en büyük değeri veren birincil açılar kombinasyonu seçmektir. Genellikle

$$H = \frac{1}{A_1} \sum_{j=1}^J \frac{A_j}{j} \quad (3.32)$$

şeklinde tarif edilen yüksek dereceli harmoniklerin genliklerinin toplamı, minimize edilmesi gereken bir fonksiyon olarak alınır. Bu bağıntıda A_j , α anahtarlama değişkeninin dalga şeklinin j. harmoniği, J ise keyfi seçilmiş bir rakamdır. Bu optimizasyonun amacı çıkış akımının dalga şeklindeki toplam harmonik distorsiyonu azaltmaktır.



Şekil 3.18 Verilen birincil açı değerlerinden anahtarlama işaretlerinin oluşumu

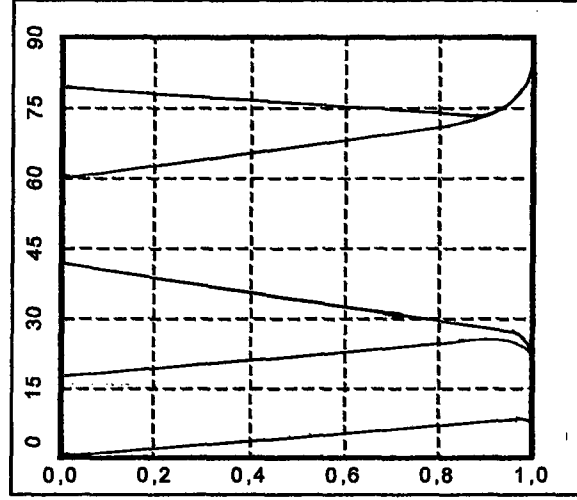
Verilen birincil açıların değerlerinden, basit lineer bağıntılar kullanılarak, bir inverterin her fazının ikincil anahtarlama açıları hesaplanarak ve bir mikroprosesör kullanılarak anahtarlama işaretleri oluşturulabilir.

Şekil 3.18'de karşılaştırmacı elemanlar kullanılarak oluşturulmuş daha basit bir çözüm gösterilmiştir. Burada inverterin her fazı için çıkış frekansının iki katında frekansa sahip üçgen dalgalar birincil anahtarlama açılarını oluşturacak şekilde ayarlanan dc işaretlerle karşılaştırılarak anahtarlama işaretleri oluşturulur.

Teorik olarak optimal PWM tekniği en iyi çıkış dalga şekillerini sunabilmesine rağmen, anahtarlama işaretlerinin oluşturulması yoğun hesaplamalar gerektirdiğinden, pratikte yaygın olarak kullanılmamaktadır. Gerçekte, kullanılacak olan K ve m'in her kombinasyonu için optimal anahtarlama açıları hesaplanıp bir işlemci tabanlı sistemin hafızasında depolanmalıdır. Anahtarlama zamanlarındaki hassasiyetin yeteri derecede yüksek olması gereksinimiyle birlikte çıkış geriliminin tüm periyodu için anahtarlama işareti belirlenmelidir. Dolayısıyla çıkış frekansında ve/veya genlik kontrol oranında yapılacak herhangi bir değişiklik hızlı bir şekilde gerçekleştirilemez. Bu sebeple optimal PWM tekniği motor hız kontrol cihazlarından ziyade sabit frekanslı, sabit gerilimli kesintisiz güç kaynakları uygulamalarında kullanılmaktadır.

Son yıllarda ortaya atılan bir yaklaşım (Bowes ve Clark, 1995), pratik olarak $m < 0,8$ değerlerinde etkili olup, bu değerlerde genlik kontrol oranıyla optimal birincil anahtarlama açıları arasındaki neredeyse lineer ilişkiye dayanır. Şekil 3.19'da 5., 7., 11. Ve 13. harmoniklerin

eliminasyonu için bu ilişki gösterilmiştir.



Şekil 3.19 Dört düşük dereceli üç ve üçtün katları olmayan tek harmoniğin eliminasyonunda optimal birincil anahtarlama açılarının genlik kontrol oranıyla değişimi

3.7 Geri Beslemeli Ve Quasi Geri Beslemeli (Quasi-feedback) PWM Tekniği

Önceki üç bölümde incelenen PWM teknikleri açık çevrim teknikleridir, yani üretilen gerilimden herhangi bir geri besleme işareti alınmaz. Bu tip PWM tekniklerinin ortak olan başlıca dezavantajları:

1. Anahtarlama işaretleri bir darbe genişlik modülatörü tarafından uygunlukları kontrol edilmeden üretilirler. Ardışık anahtarlama arasındaki zaman boşlukları inverterin anahtarlama elemanları için çok kısa olabilmektedir. Bu durum kontrol edilen genliğin ve frekansın sınırları açısından, ve inverterin ayrı kollarındaki anahtarların aşırı akıma maruz kalmalarını önlemek için anahtarlama işaretinde boşluklara gerek duyulduğunda tehlikeli olabilmektedir.
2. Gerekli olan anahtarlama, gerçekte herhangi biri gerçekleşmezse çıkış gerilim ve akımının şekli ciddi bir şekilde bozulabilmektedir. Örneğin, dar bir boşluğun arkasından gelen geniş bir iletim palsi, inverterin anahtarlama paternini takip edememesi durumunda geniş bir boşlukla yer değiştirebilir.
3. Anahtarlama işaretinde hassas zamanlama gerekli olduğunda kullanılması gereken modülatör çok daha karmaşık ve pahalı olmaktadır.

Çıkış geriliminden geri besleme alan bir PWM tekniğinin uygulanabilir olması için inverter çıkış geriliminin dalga şekli, bir referans sinüsoidal dalga ile karşılaştırılabilmesi için, düzgün olmalıdır. Bundan dolayı geri beslemeli PWM teknikleri sadece kapasitif çıkış filtresine sahip sistemler için kullanışlıdır. Bu tür filtreler AC kesintisiz güç kaynaklarında daha yaygın kullanılmaktadır.

Quasi geri beslemeli çözüm anahtarlama integrallerine dayalıdır. Bir anahtarlama integrali anahtarlama değişkeninin açısal domen integralidir. Örneğin bir inverterin A fazının anahtarlama integrali $\Gamma_A(\alpha)$ (3.33)'teki gibi tarif edilir (Smith, Abdulrahman ve Kettleborough, 1993).

$$\Gamma_A(\alpha) \equiv \int_0^{\alpha} a(\omega_0 t) d\omega_0 t \quad (3.33)$$

Bu bağıntıda ω_0 bir inverterin çıkış frekansını radyan cinsinden ifade etmektedir. İntegral işlemi sürekli olmayan darbe dizisini, sürekli ve lineer bir şekle dönüştürür. $\alpha(\omega_0)t$ anahtarlama işaretini kullanan $F(m, \omega_0 t)$ modülasyon fonksiyonunun $\Gamma(m, \alpha)$ integrali $\Gamma_A(\alpha)$ 'ya eşittir.

$$\Gamma(m, \alpha) \equiv \int_0^{\alpha} F(m, \omega_0 t) d\omega_0 t = \Gamma_A(\alpha) \quad (3.34)$$

(3.34) bağıntısından bir inverterin a, b ve c anahtarlama değişkenlerinin, bu değişkenlerin integrallerinin belirli bir modülasyon fonksiyonunun integrallerinin karşılaştırılmasıyla elde edilebileceği görülmektedir. Quasi geri beslemeli PWM tekniğinin ilk örneği delta modülasyon olarak bilinmektedir (Trzynadlowski, 1996). Bu teknikte en az efektif olan kosinüsoidal modülasyon fonksiyonu (CMF) sinüsoidal integrali şeklinde kullanılmıştır. (Dinler, 1992) 'de (3.35) ile ifade edilen referans modülasyon integrali kullanılarak delta modülasyon tekniğinde geniş iyileştirmeler yapılabileceği gösterilmiştir.

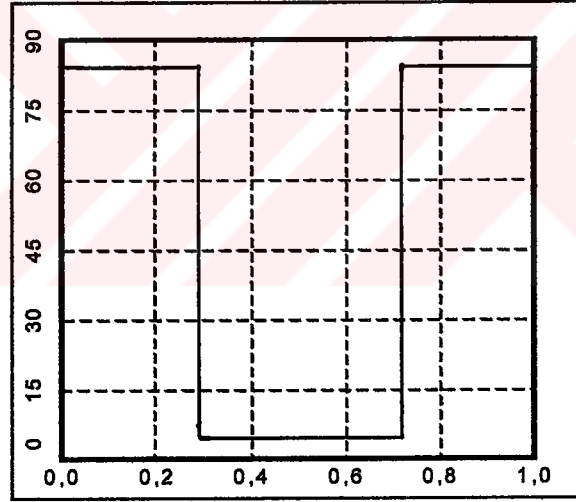
$$\Gamma(m, \alpha) = \begin{cases} \Gamma_1(m, \alpha) & m \leq 1 \\ 10[(1.1 - m)\Gamma_1(m, \alpha) + (m - 1)\Gamma_2(m, \alpha)] & m > 1 \end{cases} \quad (3.35)$$

(3.35) bağıntısında , $\Gamma_1(m, \alpha)$ cminimum kayıplı modülasyon fonksiyonunun bir integralidir

$\Gamma_2(m, \alpha)$ da (3.36) ile belirtilen $F_2(m, \alpha)$ kare dalga fonksiyonunun bir integralidir.

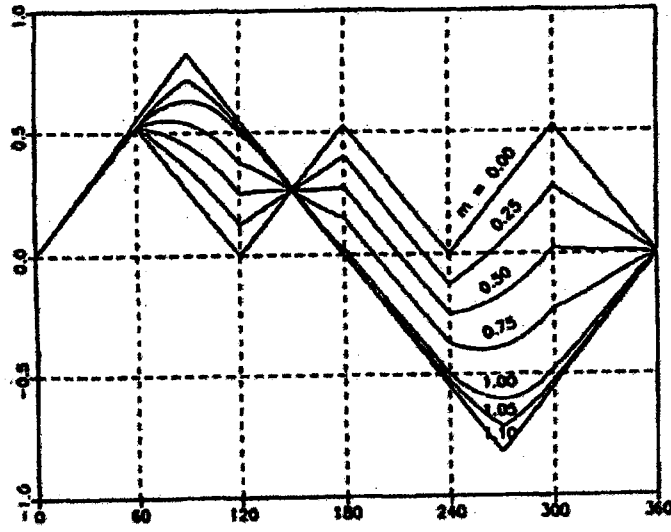
$$F_2(m, \alpha) = \begin{cases} \frac{1.5}{\pi} m & 0 \leq \alpha < \frac{\pi}{2} \quad \text{veya} \quad \frac{3}{2}\pi \leq \alpha < 2\pi \\ -\frac{1.5}{\pi} m & \frac{\pi}{2} \leq \alpha < \frac{3}{2}\pi \end{cases} \quad (3.36)$$

Bu fonksiyon Şekil 3.20'de gösterilmiştir.



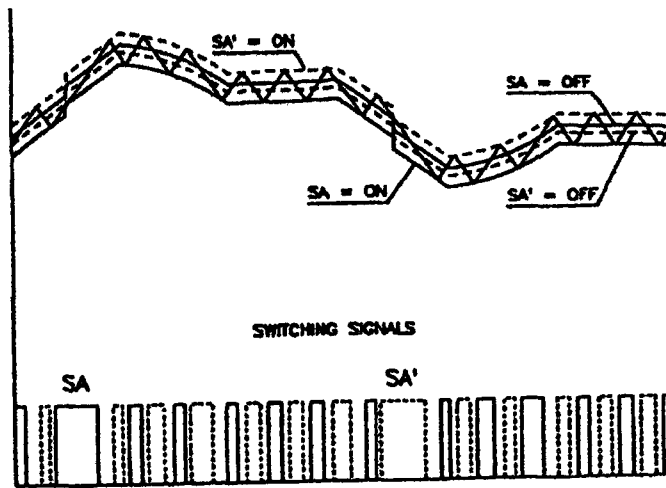
Şekil 3.20 Kare dalga modülasyon fonksiyonu

İki modülasyon fonksiyonunun birlikte kullanımı, genlik kontrol oranını $m=1.1$ değerine kadar yükseltilmesini olamaklı kılar. Birleştirilmiş modülasyon integrali $\Gamma(m, \alpha)$ Şekil 3.21'de gösterilmiştir.



Şekil 3.21 Birleştirilmiş modülasyon integrali

(3.35) modülasyon integraline dayalı quazi geri beslemeli PWM modülasyon tekniğinin çalışma prensibi A fazı ve $m = 0.5$ değeri için Şekil 3.22'de gösterilmiştir. Anahtarlama integrali SA anahtarının kontrolünü temsil eden değişkenin integralinin alınmasıyla elde edilir. $\Gamma(m, \alpha)$ integrali kullanılarak SA ve SA' anahtarları için tolerans bantları oluşturan dört referans dalga şekli elde edilir. Anahtarlama integrali belirli bir tolerans bandının alt veya üst limitini aştığında, anahtarlama işareti tamamlayıcı bir değere dönüşür. Çıkış akımı, temel çıkış gerilime göre 30 derece geridir. Bu değer pratikte inverterlerin tam yük çalışmasında tipiktir.



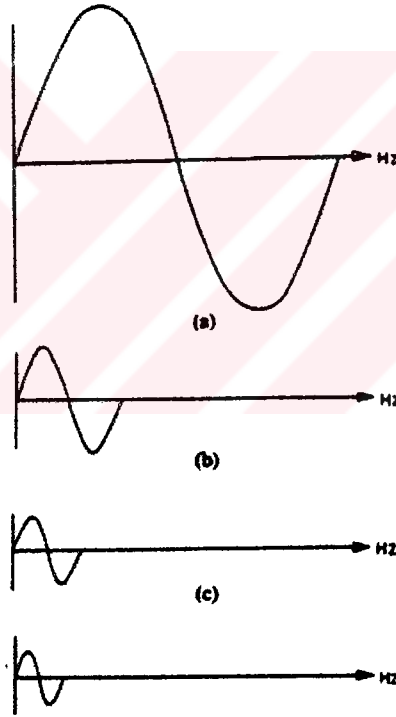
Şekil 3.22 Quazi geri beslemeli PWM tekniğinin çalışma prensibi

Bu gerçekleştiğinde anahtarlama işlemleri tam olarak gerekli zamanlarda yapıldığından kontrol hassasiyeti etkilenmez. Aksi takdirde önceden ayarlanmış boşluk zamanları olan tüm inverterlerde olduğu gibi küçük hassasiyet sapmaları olur. Tolerans bölgesinin genişliği, ω , genlik kontrol oranı ile birlikte değiştirilebilir. Bu özellikle gerilim-frekans oranının sabit olduğu prensibine göre çalışan hız ayarlı alternatif akım motor srtclerinde böyledir. Böylece tüm kontrol alanı boyunca çıkış akımlarının kalitesi aynı değerde tutulabilmektedir.



4. HARMONİKLER

Harmonik, temel frekansın katlarında olan frekansa sahip bir periyodik dalga'nın bir sinüsoidal bileşeni olarak tanımlanır. Örneğin frekansı temel frekansın 5 katı olan bir bileşene 5. harmonik denir. Teorik olarak her harmoniğin maksimum genliği temel bileşenin genliğinin harmoniğin derecesine bölümüne eşittir. Örneğin 5. harmoniğin genliği temel bileşenin %20'sine ve 7. harmoniğin genliği de %14.3'üne eşittir. Bu değerler ideal bir kare dalga için verilmiştir ve pratikte sistemin empedansından dolayı daha küçüktürler. Harmonik bileşenler Şekil 4.1'de gösterilmiştir; her harmoniğin temel bileşenle aynı fazda olduğu kabul edilir. Şekil 4.2'de ise 3., 5. ve 7. harmoniklerin ilave edilmesiyle dalga şeklinin nasıl değiştiği gösterilmiştir. Sonuç dalga şekli harmoniklerin fazlarına ve genliklerine bağlı olarak değişir.



Şekil 4.1 Harmonik bileşenler

Bir statik konverter dereceleri aşağıdaki gibi tanımlanan harmonik akımlar üretir :

(4.1)

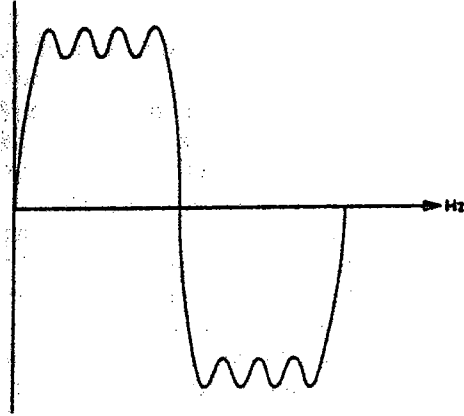
$$n = kp \pm 1$$

Bu bağıntıda

n harmoniğin derecesi

k sabit

p konverterin darbe sayısını ifade etmektedir.



Şekil 4.2 3., 5. ve 7. harmoniklerin ilave edilmesiyle oluşan dalga şekli

Hız kontrol cihazlarının giriş akımının karakteristikleri cihazın tipine, yüküne ve inverteri besleyen sistemin karakteristiklerine bağlıdır. Bu yüzden bu akımlardaki harmonik distorsiyonu geniş sınırlar içersinde değişmektedir. İncelemenin daha kolay yapılabilmesi için iki temel dalga şekli tanımlanabilir ;

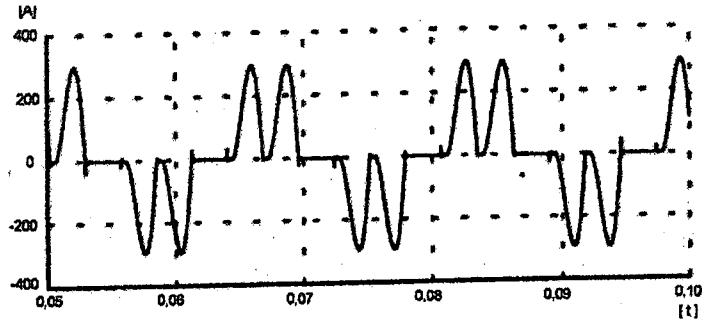
Yüksek distorsiyonlu akım dalga şekli - bu karakteristik gerilim kaynaklı invertere sahip (Basamak dalga veya darbe genişlik modülasyonlu) olup ilave akım şok bobini olmayan tüm hız kontrol cihazlarında mevcuttur. Seçilen dalga şeklinde toplam akım distorsiyonu %80'dir. Gerçekte Küçük sürücülerde bu oran daha da yüksek olabilmektedir, fakat seçilen bu dalga şekli daha büyük sürücüler veya küçük sürücülerden oluşan gruplar için iyi bir örnektir.

Normal distorsiyonlu akım dalga şekli - bu dalga şekline dc sürücülerde, akım ara devreli büyük ac sürücülerde ve akım düzgünleştirici bobine sahip gerilim ara devreli daha küçük ac sürücülerde rastlanır. Seçilen dalga şekli 100hp gücünde olan ve %3 değerinde bir şok bobini olan PWM bir inverterle sağlanan %38 oranında bir distorsiyona sahiptir. Dc sürücüler ve daha büyük ac sürücüler genellikle daha düşük distorsiyona sahip olurlar (örneğin %25-%30).

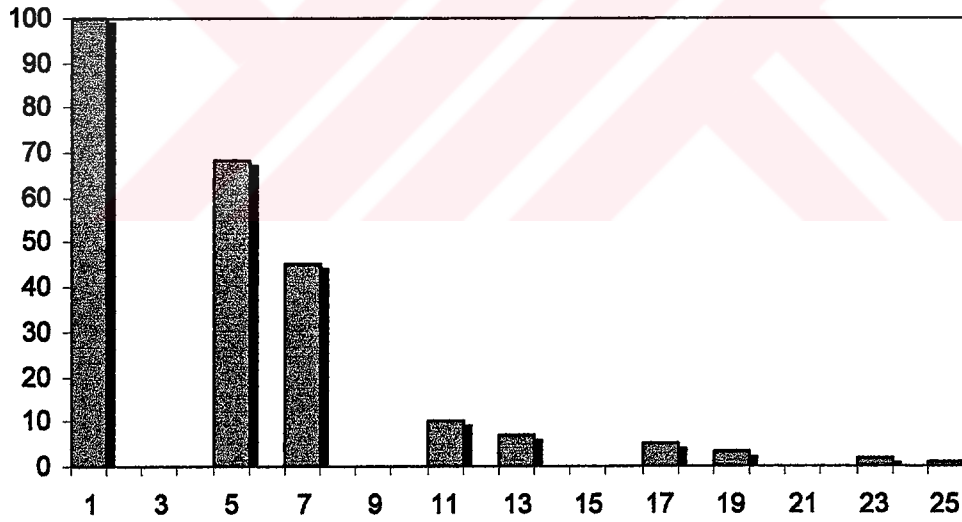
Şekil 4.3 ve Şekil 4.4'te iki dalga şekli için örnek dalga şekilleri ve harmonik spektrumları gösterilmiştir.

Bu iki dalga şeklinden de görüldüğü gibi darbe genişlik modülasyonlu motor sürücülerinde girişe bir şok bobinin ilave edilmesiyle harmonikler önemli ölçüde azaltılabilmektedir. Şekil 4.5'te şok bobini büyüklüğünün tipik bir sürücünün giriş akım distorsiyonuna etkisi görülmektedir. Bazı

motor sürücülerini üreticileri bu şok bobini sürücünün dc barasına ilave ederek aynı oranlarda harmonik azaltılmasını sağlamaya başladılar.



(a)

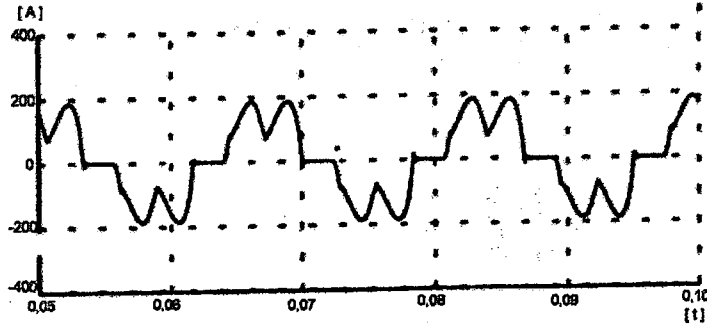


(b)

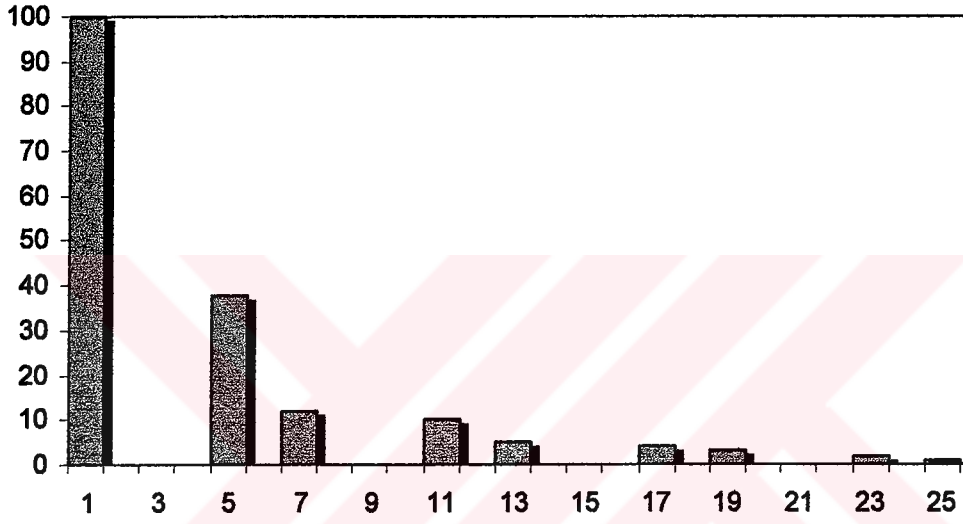
Şekil4.3 Analizlerde kullanılan örnek hız kontrol cihazları dalga şekilleri

(b) 1. Dalga şekli : 100 hp gücünde, şok bobini olmayan PWM sürücü

Bu durumda $I_{THD} = \%80.6$, $I_{RMS} = 148.2A$ ve $I_{temel} = 115.4A$



(a)

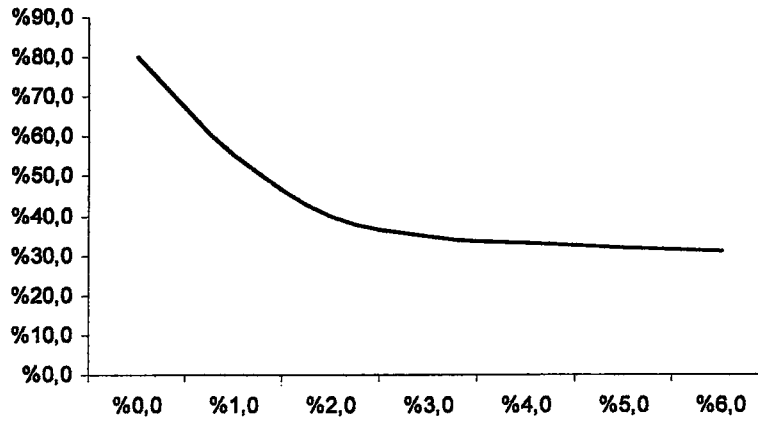


(b)

Şekil4.4 Analizlerde kullanılan örnek hız kontrol cihazları dalga şekilleri

(b) 2. Dalga şekli : 100 hp gücünde, %3 şok bobini olan PWM sürücü

Burada da $I_{THD} = \%37,7$, $I_{RMS} = 117,6A$ ve $I_{temel} = 110,1A$ dir.



Şekil4.5 Girişe bağlanan bir şok bobinin hız kontrol cihazına olan etkisi

4.1 IEEE 519 Harmonik Akım Limitleri

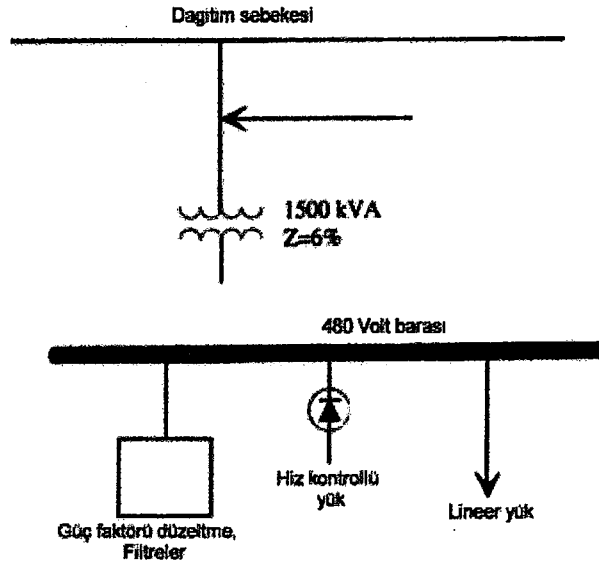
IEEE 519 standardının düzeltilmiş şekli değişik kullanıcılar için harmonik akım limitlerini tarif eder (Tablo 1). Bu standart şebekeye aktarılan harmonikleri azaltmak ve dolayısıyla gerilim distorsiyonunu tüm kullanıcılara uygun olacak şekilde düşürmek amacıyla düzenlenmiştir. Sonraki incelemelerimiz için bazı tanımlar yapalım :

1. Ortak kuplaj noktası (OKN) : Harmonik akımların değerlendirildiği noktadır.
2. Ortalama en yüksek yük akımı (I_L) : Standarttaki tüm harmonik akım limitleri bu değerin yüzdeleri olarak verilmiştir. Bu büyüklük, 12 ayın aylık en yüksek değerlerinin ortalamasıdır.
3. Kısa devre oranı ($KDO = I_{SC} / I_L$) : Bu, ortak kuplaj noktasındaki kısa devre akımının ortalama en büyük çekilen yük akımına oranıdır. Kullanıcı bakımından daha büyük olan sistemler daha büyük KDO'ya sahiptirler. Bir tek kullanıcının sistem gerilim distorsiyonuna etkisi az olduğundan kısa devre oranlarının büyük değerleri için daha yüksek değerlerde harmonik akımı üretilmesine izin verilir.

I_{SC}/I_L	<11	11<h<17	17<h<23	23<h<35	35<	TDD
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50-100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100-1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Çizelge 4.1

Sonraki incelemelerimiz Şekil 4.6'da gösterilen tek transformatörlü örnek bir sistem üzerinde yapılacaktır. Öngörülen kısa devre oranı bu durumda Tablo 4.1'in ikinci satırını göstermektedir.



Şekil 4.6 Analizlerde kullanılan örnek bir sistem. Çekilen ortalama tepe yük değeri 1200kVA'dır

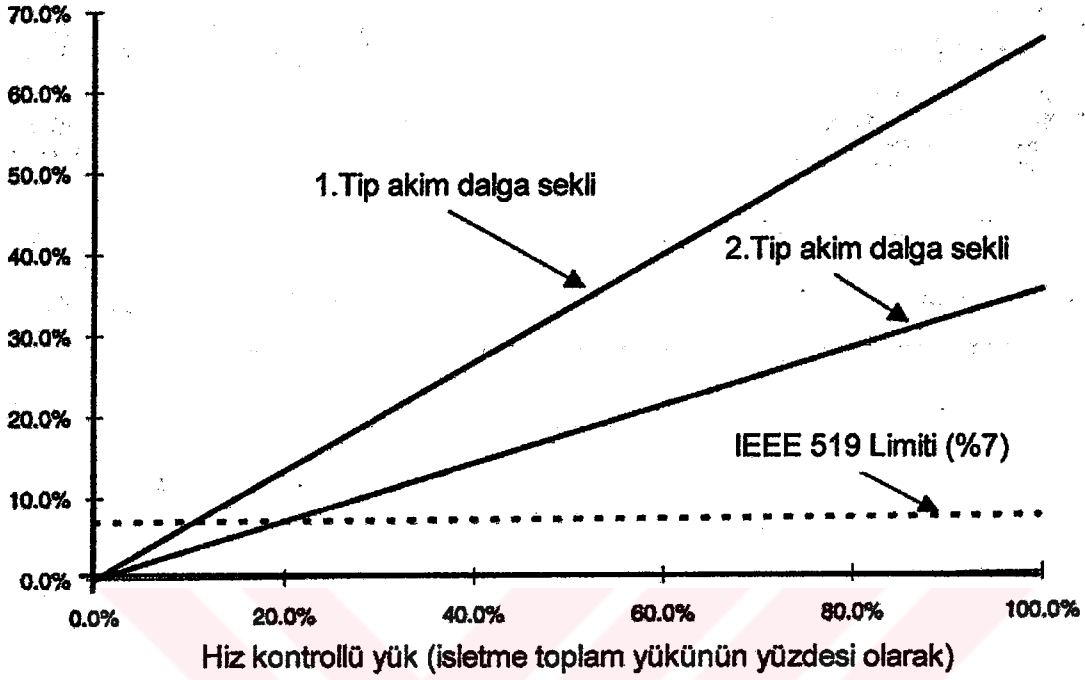
4.2 Kondansatörsüz ve Filtresiz Çalışma Durumunda Harmonik Limitleri

En basit sistemlerde güç faktörü düzeltici kondansatörler ve harmonik filtreler yoktur. Böyle bir sistemde hız kontrollü yükler tarafından üretilen harmonik akımlar transformatör üzerinden birincil sisteme, yani besleme şebekesine akarlar. Buna göre, daha önce tanımlanan akım dalga şekilleri kullanılarak hız kontrollü yük için harmonik limitleri tanımlanabilir.

Hız kontrollü sistemin yükü, harmonik limitleri tanımlamada kullanılan ortalama en büyük talep yükünün (bu örnekte 1200kVA) yüzdesi olarak tarif edilmelidir. Böylece hız kontrol sisteminin oluşturduğu harmonikler Tablo 1'deki değerlerle kıyaslanabilir duruma gelecektir. Bu değerlendirmede 5. harmonik bileşen genellikle limit faktörü teşkil edecektir. Şekil 4.7'de örnekteki hız kontrol sisteminin oluşturduğu 5. harmonik akım, daha önce tanımlanan iki dalga şekli için hız kontrol sistemi yükünün bir fonksiyonu olarak gösterilmiştir. Görüldüğü gibi bir işletmenin toplam yükünün sadece küçük bir kısmı hız kontrol cihazlarına bağlı yük olabilir - örnekte:

Birinci tip akımlar için $\cong \%10$

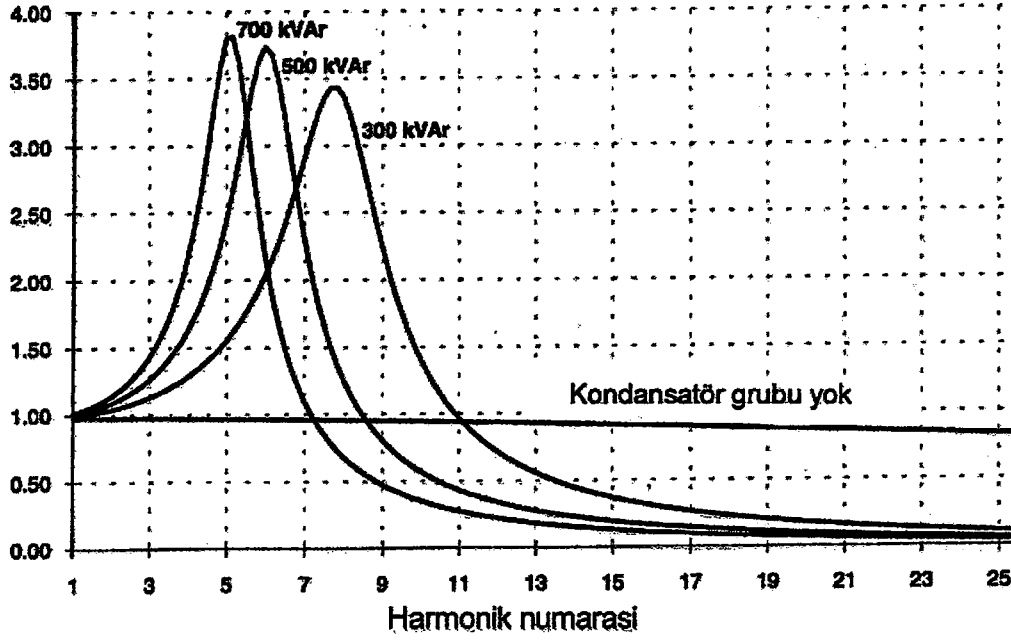
İkinci tip akımlar için $\cong \%20$.



Şekil 4.7 5.harmoniğin bir işletmedeki hız kontrollü yük ile değişimi

4.3 Kondansatörlü Çalışma Durumunda Harmonik Limitleri

Güç faktörü düzeltici kondansatörlerin ilave edilmesiyle kondansatörler ile besleme sistemi endüktansı arasında paralel bir rezonans oluşur (Şekil 4.8). Paralel rezonans frekansına yakın olan harmoniklerde bir yükselme meydana gelir. Ortak kuplaj noktasına yakın olan yüksek dereceli harmonikler, bu frekanslarda kondansatörler düşük empedans teşkil ettiklerinden zayıflar. Şekil 4.8'den de görüldüğü gibi güç faktörü düzeltici kondansatörler, hız kontrol cihazlarından gelen 5. ve 7. harmonik bileşenleri yükseltir. Bu durum, IEEE 519 standardında tanımlanan limitlerin içinde kalmayı zorlaştırmaktadır. Temel olarak, eğer bir fabrikada çok sayıda hız kontrol cihazı varsa, güç faktörü düzeltici kondansatörler ayar reaktörleri olmadan kullanılmamalıdır.

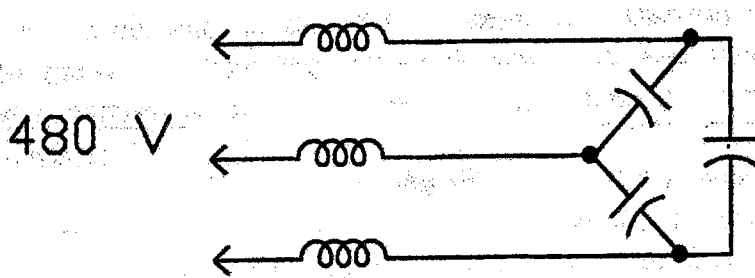


Şekil 4.8 Kondansatör grubunun ilavesiyle ortak kuplaj noktasında harmonik üretimindeki değişim

Dikey ekseninde hız kontrol cihazının ürettiği harmoniklerin büyüklüğü gösterilmiştir.

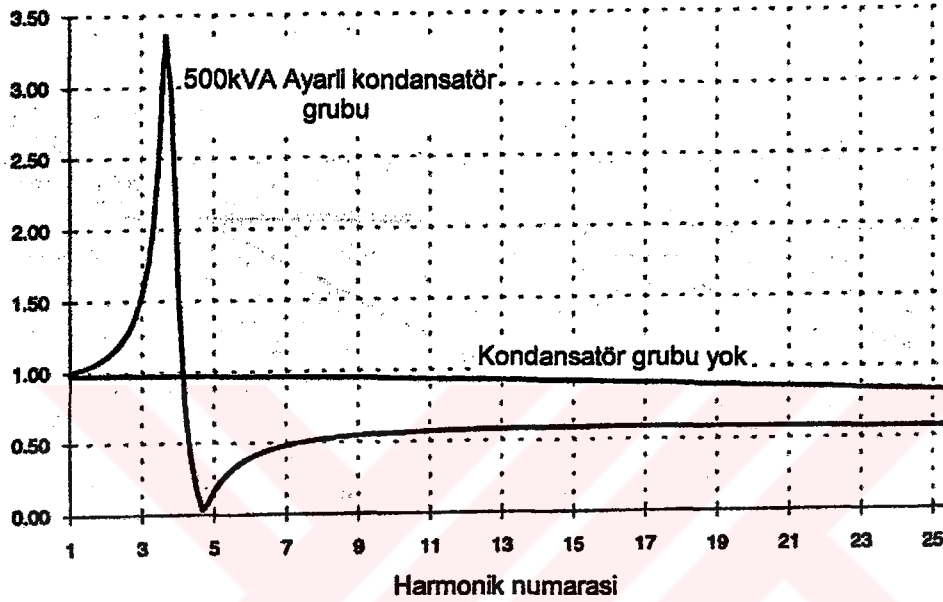
4.4 Ayarlı Kondansatör Grupları Yardımıyla Harmonik Kontrolü

Belirli bir oranda harmonikleri kontrol etmenin ve aynı zamanda güç faktörünü düzeltmenin yolu sisteme ayarlı kondansatör grupları ilave etmektir. Bu, sürücülerden gelen tüm karakterisitik harmoniklerin yükselmesini önler. Bir kondansatör-endüktans grubu Şekil 4.9'da gösterilmiştir.



Şekil 4.9 Güç katsayısı düzeltmesinde ve harmonik eliminasyonunda kullanılan temel kondansatör grubu bağlantı şekli.

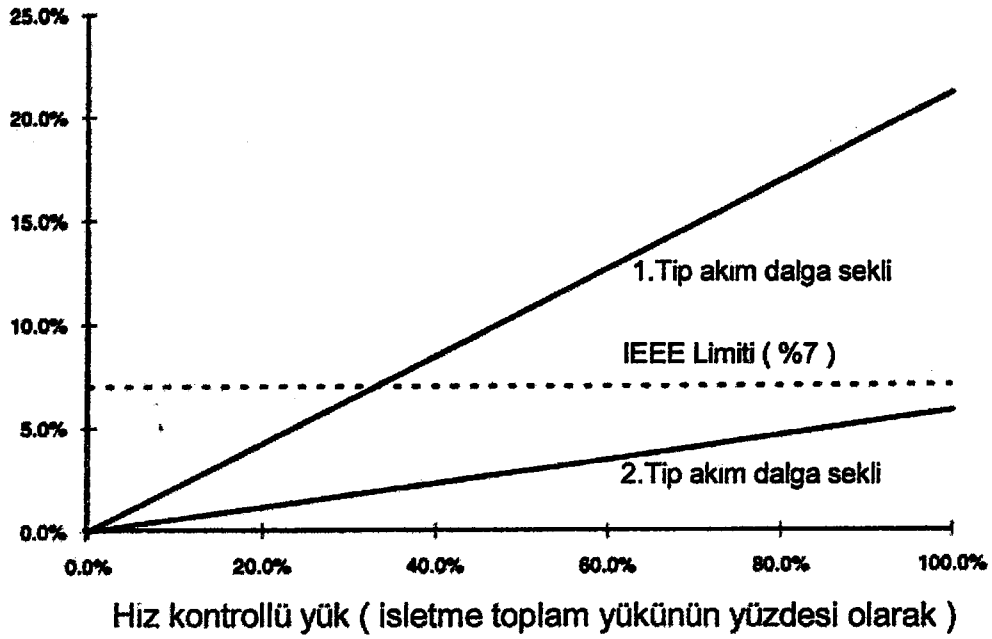
Örnekte kondansatör - endüktans grubunun frekansı, herhangi bir karakteristik harmonikte rezonansı önlemek amacıyla 5. harmoniğin hemen altında (yaklaşık olarak 4.7) seçilmiştir (Şekil 4.10).



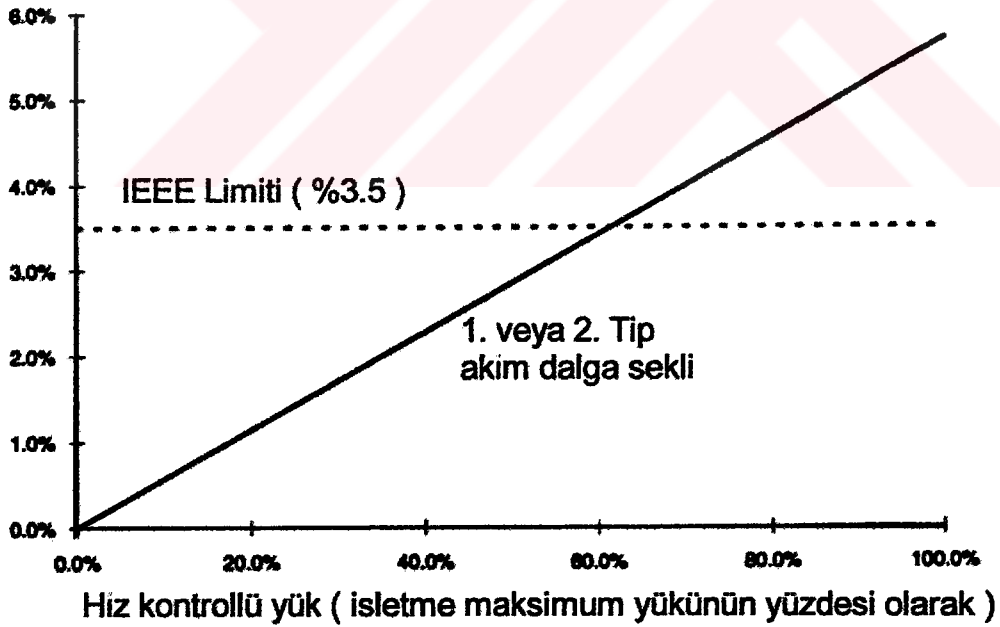
Şekil 4.10 500kVA'lık bir kondansatör grubunun ilavesiyle ortak kuplaj noktasında harmonik üretimindeki değişim

Şekil 4.10'da ayarlı kondansatör grubunun ortak kuplaj noktasında harmonik akımlara olan etkisi görülmektedir. Hız kontrol cihazının ürettiği 5. harmonikte önemli ölçüde azalma görülürken, diğer tüm harmoniklerde de belirli oranda düşüş olduğu açıktır.

Ayarlı kondansatör grubu kullanılan durumlarda, IEEE 519 standardındaki limitlerin değerlendirilmesinde hız kontrol cihazının oluşturduğu 7. ve 11. harmonikler sınırları belirleyen bileşenlerdir. Şekil 8'de bu iki harmonik, 500kVA'lık bir kondansatör grubunun (Şekil 4.10'da gösterildiği gibi 4.7'ye ayarlı) bağlı olduğu bir fabrikadaki hız kontrol cihazları yükünün bir fonksiyonu olarak ortak kuplaj noktasında gösterilmiştir. Şekil 4.11(a)'da 7. harmoniğin 1. Tip dalga şekli için limit teşkil ettiği görülmektedir. Bu durumda bir işletmede hız kontrol cihazlarının oluşturduğu yük işletme toplam yükünün %35'ini geçmemelidir.



(a)



Şekil 4.11 (a) 4.7'ye ayarlı bir kondansatör grubunun bağlı olduğu bir işletmede, işletme akımındaki 5.harmoniğin işletmedeki hız ayarlı yük ile değişimi
 (b) 4.7'ye ayarlı bir kondansatör grubunun bağlı olduğu bir işletmede, işletme akımındaki 11.harmoniğin işletmedeki hız ayarlı yük ile değişimi

Düşük dereceli harmonikleri kontrol etmek için ayarlı kondansatör grubu kullanıldığında 11. harmonik 2. Tip dalga şekli için limit durumu oluşturur. Şekil 4.11(b)'de de görüldüğü gibi bu durumda hız kontrol cihazlarının oluşturduğu yük, toplam işletme yükünün yaklaşık olarak %60'ı olabilmektedir.

4.7 dereceli ayarlı kondansatör grubunun tasarımı esnasında işletmede üretilen en yüksek harmonik seviyeleri ve şebeke tarafından absorbe edilen daha yüksek dereceli harmonikler de dikkate alınmalıdır. Geçmiş tecrübelerden, hız kontrol cihazlarının oluşturduğu 5. harmoniğin tamamının kondansatör grubunda yok edildiği kabul edilir.

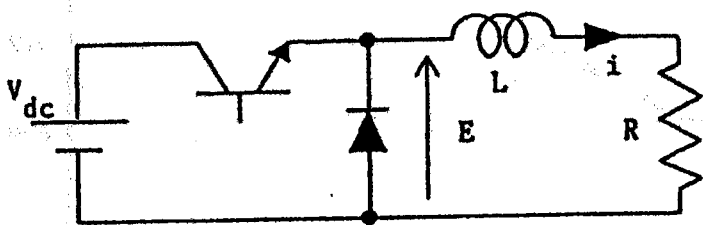
Altı darbeli bir konverter 5., 7., 11., 13., 17., vb. derecelerde harmonikler üretir, oniki darbeli bir konverter ise 11., 13., 23., 25. vb. derecelerde harmonikler üretir. Bu yüzden 12 darbeli bir konverter sistemi gerilim distorsiyonunda önemli bir azalma sağlar ve sık sık çalışma konusu olan en düşük dereceli olan 5. ve 7. harmonikleri kendiliğinden yok eder (Kostenko ve Piotrovsky, 1974).

4.5 PWM Yöntemi Seçiminde Harmonik Distorsiyon Belirleme Faktörünün Kullanılması

4.5.1 Harmonik Distorsiyon Belirleme Faktörünün Tanımı

PWM yöntemi seçiminde, inverter akımının frekans içeriği anahtarlama frekansından ve inverterin yüklenme durumundan büyük ölçüde etkilendiğinden genelde zor ve karmaşık bir iştir. Bu yüzden inverterin çalışma koşullarından bağımsız olan genel bir değerlendirme birimine ihtiyaç duyulmaktadır. Bir sistemde harmonik distorsiyonun seviyelerini karşılaştırabilmek için IEEE 519-1981'de tanımlanan Harmonik Distorsiyon Belirleme Faktörü (harmonic distortion determining factor) HDDF kullanılır (Fukuda ve Iwaji, 1995).

HDDF büyüklüğünü daha kolay açıklayabilmek için Şekil 4.12'de gösterilen dc/dc konverter devresini dikkate alalım. Yük akımı I_h 'ın ac veya harmonik bileşenlerinin ortalama değerleri için aşağıdakiler söylenebilir :



Şekil 4.12 dc / dc konverter devresi

1. I_h dc besleme gerilimi V_{dc} ile doğru orantılıdır
2. I_h L endüktansı ile neredeyse tam olarak ters orantılıdır.
3. I_h anahtarlama frekansı ω_s ile neredeyse tam olarak ters orantılıdır
4. I_h 'ın R direncinden bağımsız olduğu kabul edilebilir.
5. I_h 'ın dc yük akımı I_{dc} 'den bağımsız olduğu kabul edilebilir.

Bütün bu kabullerden ac akım yaklaşık olarak

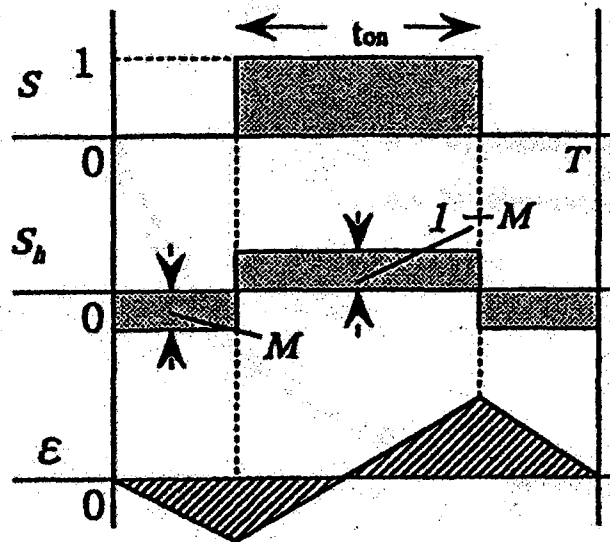
$$I_h = \frac{V_{dc}}{\omega_s L} P(M) \quad (4.2)$$

ifadesiyle karşımıza çıkmaktadır. Bu bağıntıda P, anahtarlama oranı $M = t_{on} / T$ 'nin bir fonksiyonudur ve dc / dc konverterin harmonik distorsiyon belirleme faktörü olarak isimlendirilir. Eğer $\omega_s L \gg R$ ise (4.2) bağıntısı bize yükün harmonik akımının ortalama değerini vermektedir.

(4.2) ifadesini biraz açalım. Şekil 4.12'deki dc /dc konverterin anahtarlama fonksiyonu S şöyle tarif edilir :

transistör iletimde ise $S = 1$

transistör yalıtımda ise $S = 0$



Şekil 4.13 Bir anahtarlama periyodu boyunca düzeltilmiş gerilim palsleri ve sonuç harmonik akım.

Eğer anahtarlama frekansı ω_s yeterince büyük ise $\omega_s L \gg R$ olur ve I_h ac yük akımı aşağıdaki gibi tanımlanabilir :

$$L \frac{d}{dt} i_h = E - MV_{dc} = V_{dc}(S - M) = V_{dc}S_h \quad (4.3)$$

Bu bağıntıda S_h anahtarlama fonksiyonunun ac veya harmonik bileşenlerini temsil etmektedir. Şekil 4.13'te T anahtarlama periyodu boyunca S ve S_h dalga şekilleri gösterilmiştir. (4.3) bağıntısından

$$i_h = \frac{V_{dc}}{L} \varepsilon, \varepsilon = \int S_h dt \quad (4.4)$$

Burada da ε , yük akımının ac bileşeni olup Şekil 4.13'te gösterilmiştir. Buradan da dc / dc konverterin HDDF büyüklüğü

$$P = \omega_s \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \varepsilon^2 dt} = \frac{\pi(1-M)M}{\sqrt{3}} \quad (4.5)$$

olarak ifade edilir. Bu bağıntıda T, anahtarlama periyodudur. Bu durumda i_h akımının ortalama değeri (4.2) bağıntısı yardımıyla bulunur. Modülasyon faktörü M'nin herhangi bir değeri için, ω_s , L ve Vdc verildiği takdirde I_h akımı kolayca hesaplanabilir. P'nin dc /dc konverterin çalışma koşullarından bağımsız olduğu görülmelidir.

4.5.2 Üç Fazlı PWM İnverterlerde Harmonik Distorsiyon Belirleme Faktörü

Bu bölümde harmonik distorsiyon belirleme faktörü üç fazlı inverter durumunda incelenmiştir. Şekil 4.14'te endüktif bir yükü besleyen üç fazlı gerilim kaynaklı darbe genişlik modülasyonlu bir inverter gösterilmiştir.

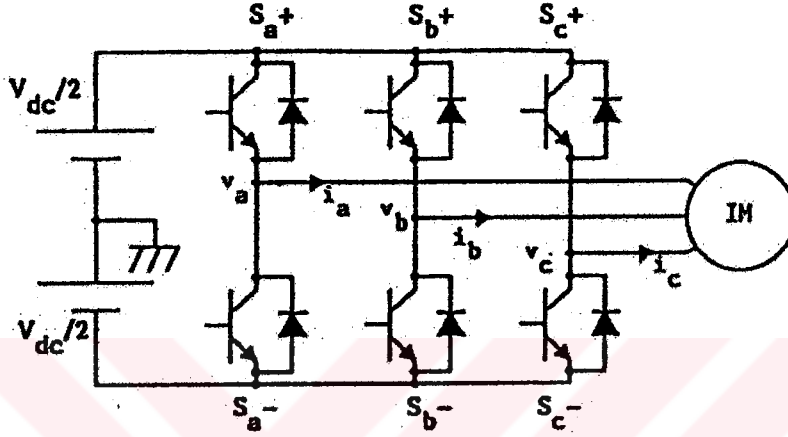
A. Anahtarlama fonksiyonu

Bir faz için inverterin anahtarlama fonksiyonu :

Üst kol anahtarı S_{a+} iletimdeyken $S_a = 1$

Alt kol anahtarı S_{a-} iletimdeyken $S_a = 1$

olarak tanımlanır. “b” ve “c” fazlarının anahtarlama fonksiyonları da benzer bir şekilde tanımlanır. İnverterin çıkış gerilimleri anahtarlama frekansı ile dc kaynak gerilimi V_{dc} ‘nin çarpımına eşittir.



Şekil 4.14 Gerilim kaynaklı bir inverter devresi

B. Anahtarlama fonksiyonunun d-q koordinat sisteminde gösterimi

Gerçel eksenlerdeki S_a , S_b ve S_c , ω açısız inverter çıkış frekansında dönen d-q eksenine S_d ve S_q olarak aktarılır. Bu durumda inverter çıkış akımının temel bileşeni bir dc bileşen ile gösterilecektir. Böylece dc / dc konverter durumundaki ifadeler benzer ifadeler ortaya çıkmaktadır. q eksenindeki dc bileşen sıfıra eşit alınır. S_{dh} ve S_{qh} sırasıyla S_d ve S_q ‘nun ac bileşenleridir. S_{dh} ve S_{qh} inverter çıkışındaki harmonik gerilimleri belirtir.

C. Üç Fazlı PWM İnverterlerde Harmonik distorsiyon belirleme faktörü (HDDF)’ nün tanımı

Eğer anahtarlama frekansı ω_s yeterince büyük ise $\omega_s L \gg R$ olur ve d eksenindeki harmonik akım I_{dh} aşağıdaki gibi tanımlanabilir :

$$i_{dh} = \frac{V_{dc}}{L} \varepsilon_d, \quad \varepsilon_d = \int S_{dh} dt \quad (4.6)$$

Buradan da d ve q eksenlerindeki HDDF'leri

$$P_d = \frac{\omega_s}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \varepsilon_d^2 dt}, \quad P_q = \frac{\omega_s}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \varepsilon_q^2 dt} \quad (4.7)$$

$$P = \sqrt{P_d^2 + P_q^2}$$

olarak bulunur.

Yukarıdaki bağıntılarda T, inverter çıkış periyodunun 1/6 'sına eşittir. Anahtarlama fonksiyonu modülasyon endeksi M ile değiştiğine göre, P_d ve P_q M'nin birinci derece fonksiyonlarıdır. Bunlar, $\omega_s / \omega > 40$ olduğu sürece, bu orandan bağımsızdır.

$$\text{HDDF} = \left(\frac{\text{tüm harmoniklerin genliklerinin karelerinin toplamı}}{\text{temel bileşenin genliğinin karesi}} \right)^{1/2} .100 \quad (4.8)$$

Harmonik distorsiyon standartları ;

1. kullanıcılara ulaşan gerilimin uygun bir dalga şekline sahip olduğundan emin olabilmek
2. distorsiyonları sistemlerde bulunan diğer cihazların izin verdiği sınırların içinde tutabilmek
3. güç şebekelerini diğer sistemlerin ürettiği parazitlerden korumak amacıyla oluşturulmuştur.

4.6 Harmoniklerin Elektrik Makinalarına Etkileri

Harmoniklerin elektrik makinaları üzerindeki etkileri incelenirken bunlar statik (transformatörler, kondansatörler, kablolar) ve hareketli (motorlar) olarak ikiye bölünmelidir. Harmoniklerin statik cihazlara etkisi kendini ısı artışı olarak göstermektedir. Bu, motorlarda da bir etki kriteridir, fakat harmoniklerin stator ve rotora farklı etkileri olduğundan ve fiziksel yapılarındaki farklılıklarından kaynaklanan ısınma cevaplarının farklılıklarından dolayı daha karmaşıktır.

4.6.1 Harmoniklerin asenkron motor üzerindeki etkileri

Bir konverter tarafından üretilen sinüsoidal olmayan bir gerilim bir motora uygulandığında bir harmonik akım ortaya çıkar. Bu akımın büyüklüğü stator sargı yapısına (üç veya altı fazlı olması), harmonik reaktansları ve rotor damping efektine bağlıdır. Her harmonik gerilim, 5., 7., 11. vb, stator sargısında bir harmonik akım endükler. Bu harmoniklerin herbiri simetrik bileşen teorisine göre pozitif veya negatif sekuens olarak tanımlanabilir. Bu harmonik akımlar akımın temel bileşeninin yol açtığı sıcaklık artışına katkıda bulunarak bu artışın büyümesine yol açarlar.

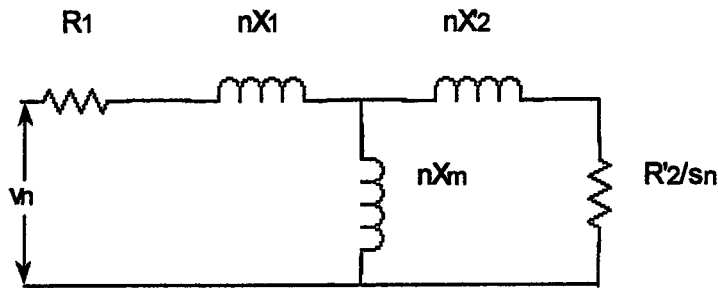
Sinüsoidal olmayan stator gerilimi Fourier analiziyle temel ve harmonik bileşenlerine ayrılarak incelenebilir. Simetrik bir dalga şeklinde sadece tek dereceli harmonikler mevcuttur. Üç ve üçün katları olan harmonikler de nötr hattı olmayan yıldız veya üçgen bağlı yüklerde herhangi bir akıma neden olmazlar. Düşük dereceli harmonikler için faz gerilimlerinin Fourier açılımları aşağıdaki gibidir.

$$v_R = V_1 \sin(\omega t) + V_5 \sin(5\omega t) + V_7(7\omega t) + \dots \quad (4.9)$$

$$v_R = V_1 \sin(\omega t - 120^\circ) + V_5 \sin(5\omega t - 120^\circ) + \dots \quad (4.10)$$

$$v_R = V_1 \sin(\omega t + 120^\circ) + V_5 \sin(5\omega t + 120^\circ) + \dots \quad (4.11)$$

Herbir harmonik bileşeni için makine sabit parametreleri lineer eşdeğer devreyle yaklaşık olarak temsil edilebilir. Toplam akım süperpozisyon yöntemiyle elde edilir. Şekil 2.1'de verilen eşdeğer devre Şekil 4.15'te gösterilen harmonik eşdeğer devreye dönüştürülebilir.



Şekil 4.15 Asenkron motorun harmonik eşdeğer devresi

Burada R_{ef} direnci ihmal edilecek kadar küçüktür. Şekilde n harmonik derecesi, s_n ise n . harmonikteki kaymadır. (4.9), (4.10) ve (4.11) eşitliklerinden beşinci harmonik gerilimi V_{5m} 'in

negatif faz sırasına sahip olduğu ve bu yüzden bu bileşene karşılık gelen magnetik alanların $5\omega_s$ hızıyla motor dönüş yönünün tersine döndüğünü göstermektedir. Aynı şekilde 7. harmonik geriliminin meydana getirdiği alanlar ise dönüş yönündedir. Rotor hızı sadece temel frekansa bağlı olduğu için harmonik bir alana göre pratik olarak duruyormuş gibi kabul edilebilir. Bu durumda n. harmonikteki kayma

$$s_n = \frac{n\omega_s \pm \omega_r}{n\omega_s} \quad (4.12)$$

dır. Bu bağıntıda negatif ve pozitif işaretler sırasıyla ileri ve geri yönde dönen alanları göstermektedir. 4.12 eşitliği ile $\omega_r / \omega_s = 1 - s$ bağıntısı birlikte düşünülürse

$$s_n = \frac{(n \pm 1) \pm s_1}{n} \quad (4.13)$$

elde edilir. Görüldüğü gibi n büyüdükçe $s_n=1$ olur. Harmonik akımlar

$$I_n = \frac{V_n}{n(X_1 + X_2')} \quad (4.14)$$

bağıntısından hesaplanabilir ve motorun hız ve momentinden bağımsızdır. Toplam harmonik akımı

$$I_h = \sqrt{\sum_{n=5,7..} I_n^2} \quad (4.15)$$

olur. Toplam stator ve rotor bakır kayıpları da

$$P_s = 3(I_1^2 + I_h^2)R_1 \quad (4.16)$$

$$P_r = 3(I_1^2 + I_h^2)R_2' \quad (4.17)$$

bağıntılarından hesaplanabilir. Diğer taraftan harmonikler demir kayıplarını da artırır, fakat bunlar bakır kayıplarının yanında küçük kalır. Bu incelemede ısı artışından dolayı stator ve rotor direncindeki değişimler ve reaktanslardaki doyma dikkate alınmamıştır.

Gerilim işaretindeki harmonikler rotorda salınım momentleri meydana getirirler. Her harmoniğin stator sargılarından geçişi esnasında hava aralığında uzay harmonik magnetik kuvvetler ortaya çıkar ve bunlar rotorda harmonik akımları ortaya çıkarır. Bu harmoniklerin herbirinin pozitif veya negatif sekuens olarak tanımlanabildiği gibi uzay harmonik magnetik

kuvvetlerin de rotor dönme yönüne göre ileri veya ters yönde olabilecektir. Hava aralığında bulunan stator magnetik kuvvetlerin uzay harmonikleri

$$h = 2km \mp 1 \quad (4.18)$$

şeklinde tanımlanır. Burada :

h uzay harmoniğinin derecesi

k sabit sayı

m stator sargı sayısını ifade etmektedir.

Rotor momenti hava aralığı akısı ψ_m , rotor akımı I_2' ve hava aralığı akısı arasındaki faz açısı δ cinsinden ifade edilir. Temel veya harmonik frekans bileşenleri için δ açısı sabit kalır, bu nedenle tek yönlü moment

$$M = k\psi_m I_2' \sin \delta \quad (4.19)$$

üretilir. Hava aralığı akısının bir harmonik bileşeni aynı frekansta bir rotor akımı endükler ($S_n \cong 1$), bu nedenle dönen hava aralığı akısı yönünde bir moment üretir. Örneğin 7. harmonik momenti temel momente eklendiği halde 5. harmonik momenti bunun tersi yönündedir. Zamanla δ açısının değişimiyle salınım momentleri üretilir. Bir frekanstaki ψ_m ile bir başka frekanstaki I_2' birbirini etkilediğinde, bunlara karşılık gelen dönen fazörlerin hızları arasındaki farka bağlı olarak δ değişir. Bu olay da salınım momentlerini meydana getirir. Salınım momentleri motorun darbeleri çalışmasına sebep olurlar. Fakat yüksek frekans bileşenlerinin etkisi sistemin mekanik ataleti nedeniyle yumuşaktır. Motor miline gelen darbeler, eğer darbe frekansı düşük veya sistemin mekanik ataleti küçükse oldukça zararlı olabilir. Salınım moment frekansı sistemin mekanik rezonansına yakın olduğunda da milde titreşimler, malzemede yorulma, dişli sistemlerinde aşınma ve kontrol sistemlerinde istenmeyen performans bozukluklarına yol açabilir. Harmoniklerin neden olduğu mekanik rezonans ve hız osilasyonlarının güvenilir tahmininde zaman domen yaklaşımı sıkça kullanılır. Sürücü denklemlerinin sayısal çözümlemesine dayalı bu yaklaşım sağlıklı sonuçlar verir, fakat hesaplamalar için gerekli CPU zamanı oldukça uzundur ve bu yöntem performans optimizasyonu yapılan uygulamalar için çok fazla karmaşıktır.

Bir alternatif çözüm frekans domeni yaklaşımıdır. Bu yöntem motorun frekans domeni eşdeğer devresine dayandırılır. Analitik matematiksel algoritmaları kullanan bu yaklaşım yaklaşık, fakat çok daha hızlı sonuçlar vermektedir ve sürücü performansını iyileştirmeyi hedefleyen birçok uygulama için uygundur.

Gerilim kaynaklı bir inverter tarafından sürülen asenkron motorun zaman domeni analizlerinde genellikle şu kabuller yapılır :

1. DC kaynak gerilimi sabittir.
2. Bir güç anahtarı, kapısına gelen işaret ile iletme geçer, iletimdeyken bir iletim kaybına neden olur ve yalıtıma geçtiğinde açık konumda olan ideal bir anahtar gibi davranır.
3. Magnetik doyma, histerezis ve girdap akımların etkileri ihmal edilir.
4. Stator ve rotor sargıları arasında oluşan karşılıklı endüktansının rotor elektriksel eçısının kosinüsoidal bir fonksiyonudur.

Sürücünün incelenmesi motorun tek fazlı veya üç fazlı eşdeğer devre kullanılarak yapılabilir. İnverterle beslenmesi durumunda üç fazlı model daha kullanışlıdır. Sürücünün davranışlarının teorik bir tahmini, makinenin elektriksel durum değişkenlerinin hareketli mekanik sisteminin denklemleriyle birlikte sayısal entegrasyonuna dayalıdır.

Elektriksel bağıntıların referans çerçevesi aşağıdaki kısaltılmış şekilde ifade edilebilir.

$$pI^b = L_b^{-1} \left[E_b - \left(R_b + p\theta_e \frac{\partial L_b}{\partial \theta_e} \right) I^b \right] \quad (4.20)$$

Burada $\frac{\partial L_b}{\partial \theta_e}$ endüktans matrisi L_b 'nin açısal değişim oranıdır. Sistemin mekaniksel eşitlikleri

ise:

$$T_e = \frac{P}{2} I^b \frac{\partial L_b}{\partial \theta_e} I^b \quad (4.21)$$

$$p\omega_m = \frac{(T_e - T_m - T_f)}{J} \quad (4.22)$$

$$p\theta_e = P\omega_m \quad (4.23)$$

Motordaki kayıp tork yaklaşık olarak

$$T_f = T_c + k_v\omega_m + k_w\omega_m^2 \quad (4.24)$$

şeklinde ifade edilebilir. Bu bağıntıda T_c Coulomb sürtünme torku, k_v ve k_w de sırasıyla sürtünme ve windage katsayılarıdır.

4.6.1.1 Frekans Domeninde Modelleme

Bu yaklaşım temel olarak Fourier analizine dayalıdır. Bahsedilen bu yolla inverter çıkış gerilimindeki harmonik bileşenler belirlenir ve daha sonra Şekil 4.15'te gösterilen motorun harmonik eşdeğer devresine uygulanırlar. Süperpozisyonun uygulanabilmesi için motor eşitlikleri lineer olarak kabul edilir ve önceki kabuller ile birlikte ideal güç devreleri ve sabit rotor hızında çalışıldığı kabul edilir.

$$\frac{\partial L_b}{\partial \theta_e} = -M_{sr} \begin{bmatrix} 0.0 & 0.0 & 0.0 & \sin(\theta_e) & \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e) & \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e) & \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e) & 0.0 & 0.0 & 0.0 \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

(4.21) bağıntısı motorun elektromagnetik torkunu anlık kol akımları I^b ve endüktans matrisinin

değişimi $\mathcal{L}_b / \partial \theta_e$ cinsinden vermektedir. $\mathcal{L}_b / \partial \theta_e$ teriminin de 4.21 bağıntısında yerine yazılmasıyla ve gerekli sadeleştirilmelerin yapılmasıyla motor torku T_e aşağıdaki gibi elde edilir.

$$T_e = -PM_{sr} \left\{ (i_{sa}i_{ra} + i_{sb}i_{rb} + i_{sc}i_{rc}) \sin \theta_e \right. \\ + (i_{sa}i_{rb} + i_{sb}i_{rc} + i_{sc}i_{ra}) \sin \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \left. + (i_{sa}i_{rc} + i_{sb}i_{ra} + i_{sc}i_{rb}) \sin \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) \right\} \quad (4.26)$$

Bu bağıntıda i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} ve i_{ra} , i_{rb} , i_{rc} sırasıyla stator ve rotor faz akımlarıdır. Sabit bir rotor hızıyla $\theta_e = P\omega_m t$ ve bunun $M_{sr} = 2l_m / 3$ ifadesiyle birlikte 4.26'da yerine konulması sonucu

$$T_e = -P \left(\frac{2}{3} l_m \right) \left\{ (i_{sa}i_{ra} + i_{sb}i_{rb} + i_{sc}i_{rc}) \sin(P\omega_m t) \right. \\ + (i_{sa}i_{rb} + i_{sb}i_{rc} + i_{sc}i_{ra}) \sin \left(P\omega_m t + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \left. + (i_{sa}i_{rc} + i_{sb}i_{ra} + i_{sc}i_{rb}) \sin \left(P\omega_m t - \frac{2\pi}{3} \right) \right\} \quad (4.27)$$

elde edilir. 4.27 ifadesi tek stator ve rotor akımı cinsinden

$$T_e = 3Plm \sum_{ks} \sum_{kr} I_{s(ksf)} I_{r(krf)} \\ - \sin((ksf - krf)\omega_m t + \theta_{s(ksf)} - \theta_{r(krf)}) \\ - I_{s(ksb)} I_{r(krb)} \sin((ksb - krb)\omega_m t + \theta_{s(ksb)} - \theta_{r(krb)}) \\ + I_{s(ksb)} I_{r(krb)} \sin((ksb + krf)\omega_m t + \theta_{s(ksb)} + \theta_{r(krf)}) \\ - I_{s(ksb)} I_{r(krb)} \sin((ksf + krb)\omega_m t + \theta_{s(ksf)} + \theta_{r(krb)}) \quad (4.28)$$

olarak yazılabilir. Bu bağıntıda ksf ve $krf = 6m+1$ ($m = 1,2,3,\dots$) ileri yönde dönen magnetik alanlar oluşturan stator ve rotorun harmoniklerin dereceleridir. Ksb ve $krb = 6m-1$ ($m = 1,2,3,\dots$) ise ters yönde dönen magnetik alanlar oluşturan stator ve rotorun harmoniklerin dereceleridir. 4.28 bağıntısı stator ve rotor akımlarının etkileşiminden meydana gelebilecek tüm harmonikleri

ifade eder. $k_{sf} = k_{rf} = 1$ durumunda ilk terim bu akımların temel bileşenlerinin etkileşiminden oluşan sabit torktur. Genel olarak $k_{sf} = k_{rf}$ ve $k_{sb} = k_{rb}$ olduğunda ilk iki terim sabit torkları, $k_{sf} = k_{rf}$ ve $k_{sb} = k_{rb}$ ise dört terim de harmonikleri temsil eder.

4.28 bağıntısı aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$T_e = \sum_{k=ks=kr} [T_{e0}]_k + \sum_h T_{eh} \sin(h\omega t + \delta_h) \quad (4.29)$$

Bu bağıntıda T_{e0} $k_{sf} = k_{rf}$ ve $k_{sb} = k_{rb}$ olduğunda oluşan ve senkron hızda dönen sabit torktur. T_{eh} h. harmonik torkunun genliğidir ve δ_h da bu bileşenin faz açısıdır.

Zaman domenii modeli ile elde edilen sonuçlarla kıyaslandığında frekans domenii modeli kullanılarak yapılacak harmonik tahminlerinin doğruluğunu etkileyebilecek üç belirgin faktör vardır - sabit hız kabulü, dikkate alınan harmoniklerin sayısı ve harmonik tork bileşenlerinin türteiminde harmonik etkileşimlerinin rolü. Araştırmalar bunlardan ilkinin tahminlerin doğruluğunda etkisinin daha büyük olduğunu ortaya koymuştur. Çalışma frekansı arttırıldıkça hızın sabit olduğu kabulünün yanıltma etkisi azalmaktadır ve tahmin edilen sonuçlarla ölçülen sonuçlar birbirine daha yakın olmaktadır.

Frekans domenii yaklaşımı kullanıldığında harmoniklerin tahmin edilmesindeki hassasiyet azalmaktadır, fakat gerekli CPU zamanları da önemli ölçüde kısalmaktadır.

4.7 Harmonik Distorsiyon Belirleme Faktörü HDDF ile inverter performansı arasındaki ilişki

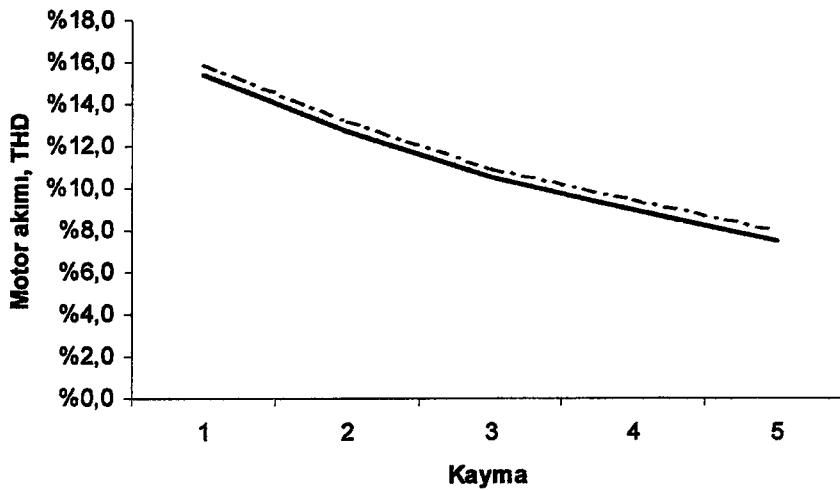
Ac sürücülerin harmonik karakteristiklerinin belirlenmesi kolayca HDDF kullanılarak yapılır. Asenkron motor sürücülerinde sürülen motorun giriş harmonik akımı I_h 'ın ortalama değeri

$$I_h = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2} = \frac{V_{dc}}{2\omega_s l} P \quad (4.30)$$

ve tork dalgalanmaları T_h 'ın ortalama değeri

$$T_h = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} T_k^2} = \frac{MV_{dc}^2}{2\sqrt{2}\omega_s \omega l} P_d \quad (4.31)$$

bağıntılarıyla yaklaşık olarak bulunabilir. Bu bağıntılarda l , motorda faz başına olan sızma endüktansını ve I_k ve T_k sırasıyla da k . harmonik akımının ve k . harmonik dalgalanmasının ortalama değerlerini ifade etmektedir. Şekil 4.16'da geleneksel sinüsoidal PWM kullanılarak simülasyon sonucu ve HDDF yoluyla elde edilen I_h ve T_h değerleri kıyaslanmıştır.

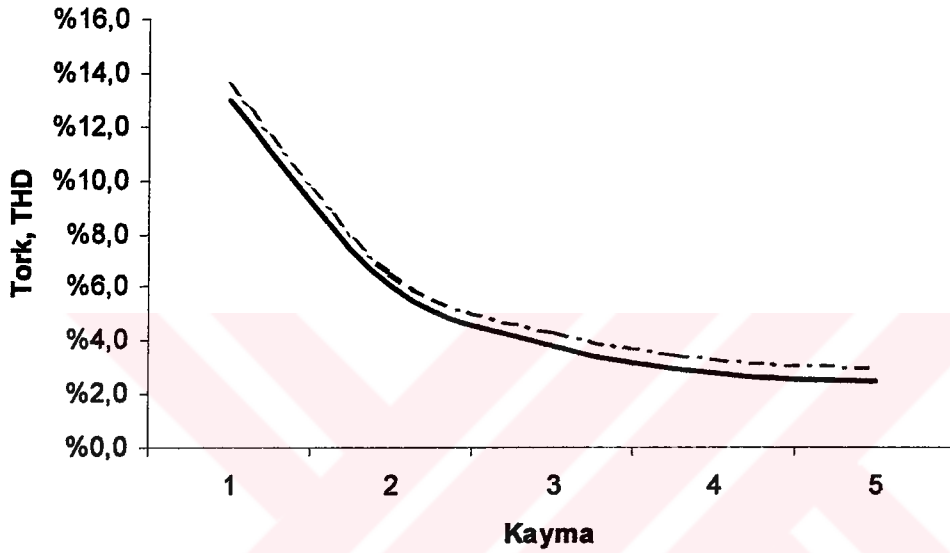


Şekil 4.16 Simülasyon sonucu ve HDDF kullanılarak elde edilen motor akımı harmoniklerinin ortalama değerlerinin kıyaslanması.

Frekans oranı $\omega_s / \omega = 36$ ve modülasyon endeksi $M = 0.9$ dur. THD bağıntıları :

$$THD_i = \frac{I_h}{I_1} \quad (4.32)$$

$$THD_t = \frac{T_h}{T_0} \quad (4.33)$$



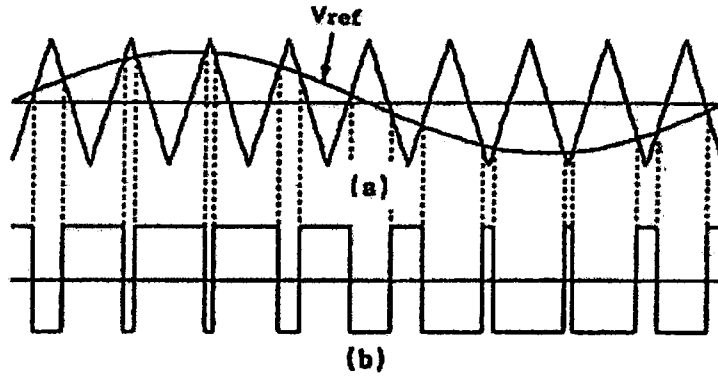
Şekil 4.17 Simülasyon sonucu ve HDDF kullanılarak elde edilen tork darbelerinin ortalama değerlerinin kıyaslanması.

Yukarıdaki bağıntılarda I_1 motor temel akımının ortalama değerini, T_0 ise motor ortalama torkunu temsil etmektedir. Deneyde kullanılan motorun etiket değerleri 0,75kW, 100V, $f=50\text{Hz}$, $f_s=1,8\text{kHz}$ ve $V_{dc}=141\text{V}$. Motor sabitleri ise : $L_1 = L_2 = 15.1\text{mH}$, $M_m = 146\text{mH}$, $R_1 = 1\text{ Ohm}$ ve $R_2 = 1,3\text{ Ohm}$. Simülasyon yoluyla elde edilen değerlerin HDDF yoluyla elde edilen değerlere çok yakın olduğu görülmektedir.

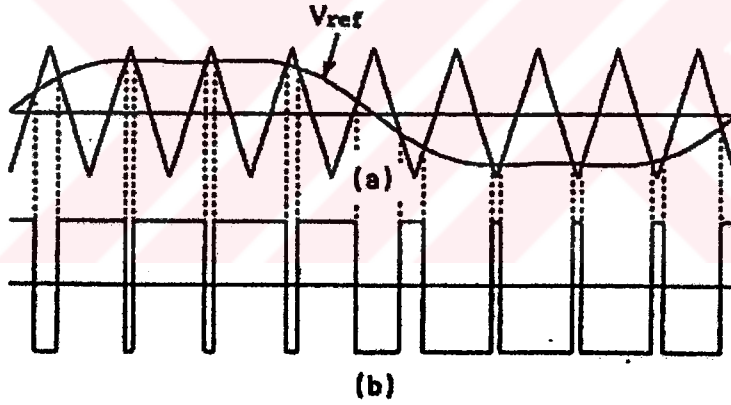
4.8 PWM seçiminde HDDF'nin kullanılması

Bu bölümde üç gerçek zamanlı analog PWM yönteminin HDDF eğrileri karşılaştırılmıştır. Bunlar; Şekil 4.18'de gösterilen sinüsoidal PWM (SPWM), Şekil 4.19'da gösterilen harmonik ilaveli PWM (HIPWM) ve Şekil 4.20'de gösterilen modifiye edilmiş sinüsoidal PWM (MSPWM) dir. HIPWM Şekil 4.20'de gösterildiği gibi orijinal SPWM şeklinin üzerine %17'lik bir

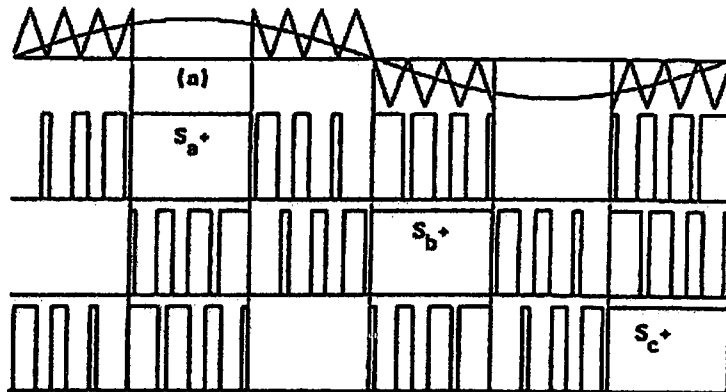
3.harmoniğin ilave edilmesiyle elde edilir. Bunu yapmaktaki amaç maksimum temel çıkış gerilimini artırmaktır.



Şekil 4.18 Sinüsoidal PWM



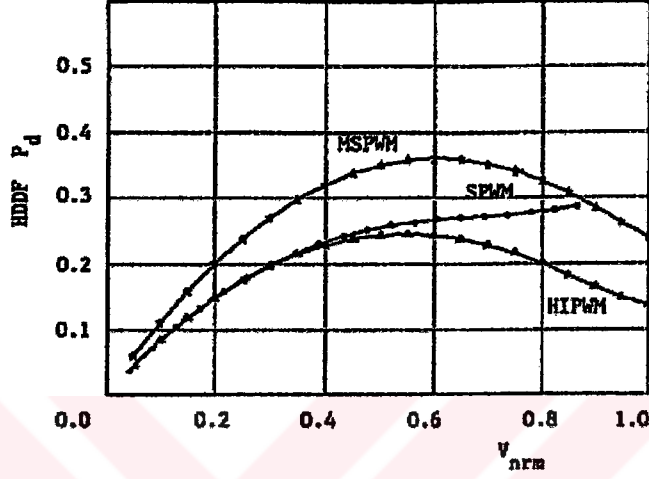
Şekil 4.19 3.harmonik ilave edilen PWM



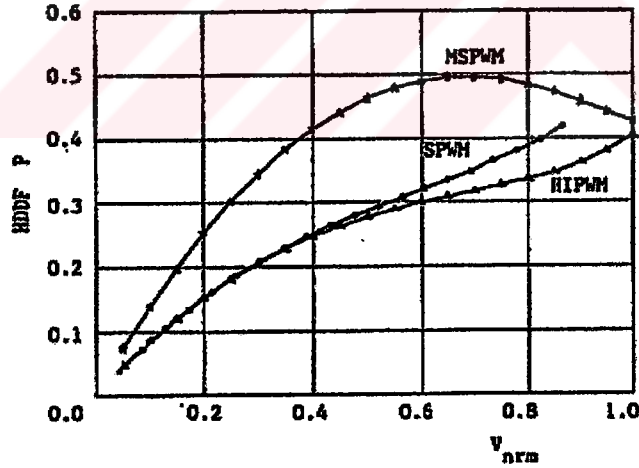
Şekil 4.20 Modifiye edilmiş sinüsoidal PWM

Şekil 4.18 (b) ve Şekil 4.19 (b)'de tek faz için çıkış gerilimi gösterilmiştir. Şekil 4.20 (b)'de ise her üç faz için transistör tetikleme işaretleri gösterilmiştir.

Şekil 9 ve 10'da inverter çıkış frekansı $f = 50\text{Hz}$, ve taşıyıcı frekansı $f_s = 2.25\text{kHz}$ için değişken gerilim koşulları altındaki HDDF eğrileri gösterilmiştir.



Şekil 14.21 Üç PWM metodunun HDDF eğrilerinin d ekseninde kıyaslanması



Şekil 14.22 Üç PWM metodunun HDDF eğrilerinin kıyaslanması

Farklı PWM yöntemlerinde V_{dc} yardımıyla normalize edilmiş çıkış gerilim V_{nm} ve eşdeğer modülasyon endeksi M farklılık gösterir. Bu yüzden kıyaslama yapılırken modülasyon endeksinin kullanılması yerine V_{nm} 'nin kullanılması daha uygun olur. Bu durumda aşağıdaki gözlemler yapılabilir :

- SPWM ve HIPWM'nun eğrileri benzer , fakat MSPWM'nun eğrisi farklıdır. Bu, tetikleme işaretlerini oluşturmadaki farklı yöntemden kaynaklanır.

- Benzer iki yöntemden, özellikle yüksek çıkış gerilimi bölgesinde, HIPWM, SPWM yönteminden daha üstündür.
- MSPWM yöntemiyle SPWM yöntemine nazaran daha yüksek çıkış gerilimleri elde edilebilir, fakat yüksek gerimi ($V_{nrm} > 0.8$) bölgesinin dışında genel karakteristikleri daha kötüdür.

Ac hız kontrol cihazlarında ilave vibrasyon ve istenmeyen seslere yol açtıklarından, tork dalgalanmalarının bastırılması önem arz etmektedir. Bu bakımdan özellikle yüksek hız bölgesinde HIPWM yöntemi diğer yöntemlerden daha uygundur. Ortalama harmonik kaimlar bakımından SPWM ve HIPWM yöntemleri arasında belirgin fark yokken HIPWM yönteminin biraz daha iyi olduğu görülmektedir. Tüm bu değerlendirmeler dikkate alındığında HIPWM yönteminin diğer yöntemlerden daha kullanışlı olacağı ortaya çıkmaktadır.

6. SONUÇLAR

Son yıllarda birçok yumuşak anahtarlama darbe genişlik yöntemi ortaya atılmış olsa da, bu çalışmada değinilen klasik sert anahtarlama gerilim kontrollü PWM yöntemleri kullanan inverterler sanayii uygulamalarında daha uzun zaman kullanılacaktır. Bu, onların basitliği ve maliyetlerinin düşük oluşundan kaynaklanmaktadır. Bu yüzden bu inverterlerde kullanılan darbe genişlik yöntemleri hala araştırma ve geliştirme konusudur. Anahtarlama işaretinin oluşturulmasında kullanılan tekniğin seçiminde inverter çıkış akımının frekans yelpazesi önemli bir faktördür. Bu akımın sinüsoidal şeklini bozan harmoniklerin sürülen asenkron motora ve sistemin beslendiği şebekeye de zararlı etkileri olmaktadır.

IEEE 519 standardının düzeltilmiş şekli değişik kullanıcılar için harmonik akım limitlerini tarif eder. Bu standart kullanıcılara ulaşan gerilimin uygun bir dalga şekline sahip olduğundan emin olabilmek; distorsiyonları sistemlerde bulunan diğer cihazların izin verdiği sınırların içinde tutabilmek; güç şebekelerini diğer sistemlerin ürettiği parazitlerden korumak amacıyla oluşturulmuştur.

Hız ayar sistemlerinde harmoniklerin azaltılması büyük ölçüde seçilen modülasyon tekniği ile yapılır. Anahtarlama frekansının inverter çıkış frekansından 40 defa daha büyük olduğu durumlarda, anahtarlama frekansı ve yüklenme koşulları gibi inverterin çalışma koşullarından bağımsız olan harmonik distorsiyon belirleme faktörü, harmonik akımların ve motor tork darbelerinin ortalama değerleriyle yakın ilişkide olduğundan PWM yöntemi seçiminde oldukça yararlı bir kriterdir.

Harmonik distorsiyon belirleme faktörü eğrileri kullanılarak üç farklı darbe genişlik yöntemi kıyaslandı ve harmonik ilaveli PWM (HIPWM) yönteminin daha iyi karakteristiklere sahip olduğu görüldü.

KAYNAKLAR

- Bowes, S.R.ve Clark, P.R., (1995), Regular sampled harmonic elimination PWM control of inverter drives, IEEE Trans. Pow Electron., Vol 10, No. 5
- Chan, C.C. ve Chau K.T., (1991), A new PWM algorythm for battery source 3 phase inverter, Elec. Mac. And power Sys., 19, 43-54.
- De Buck, F.G.G. , Gistelinck, P. ve De Backer, D., (1984) A simple but reliable loss model for inverter supplied induction motors, IEEE Trans.Ind.App.IA-20,1, 190-202, Jan-Feb (1984)
- Dinler, S., (1992), Yeni bir gerilim ara devreli evirici ile derin kafesli çelik rotorlu asenkron motorun modellenmesi ve denenmesi, Doktora tezi, İTÜ Fen Bil. Enst (yayımlanmamış)
- Duman, H., Elektrik makinalarının kayıpları ve teorisi, İTÜ Kütüphanesi, 330 , cilt - I
- Enjeti, P.N. ve Linsay J.F., (1988), Steady state and transient behavior of PWM inverter fed induction motors, Elec.M. and P.S., 16, 397-412
- Fukuda, S. ve Iwaji, Y., (1995) Introduction of the harmonic distortion determining factor and its application to evaluating real time PWM inverters, IEEE Trans. On Ind. App., Vol. 31, No. 1
- Garcia-Otero, S. ve Devaney, M., (1994), Minimization of acoustic noise in variable speed induction motors using a modified PWM drive, IEEE Trans. On Ind. App., Vol 30, No.1, January/February
- Green, R.M.ve Boys, J.T., (1982), PWM sequence selection and optimisation a novell approach, IEEE Trans.Ind.App.IA-18,2, 146-151, March-April
- Hanna, R.A., (1989), Harmonics and technical barriers in adjustable speed drives, IEEE Trans. On Ind. App., Vol 25, No.5, September/October
- Kostenko, M.ve Piotrovsky, L., (1974), Electrical Machines Vol2, Mir Pub., Moskova
- Klingshirn, E.A. ve Jordan, H.E., (1968), Polyphase induction motor performance and losses on nonsinusoidal voltage sources, IEEE Trans.Pow.Appar.Sys., 87, 3, 624- 631
- Mergen, A.F., (1989), "A method of calculation on optimisation and elimination of PWM voltage waveform harmonics exist in an induction motor drive", İstanbul
- Mergen, A.F., (1989), "Contributions to the methods of analysis of PWM voltage waveforms", İstanbul
- Mergen, A.F., (1989) "Effects of supply voltage waveforms upon iron losses in an induction motor", İstanbul
- Smith I.R., Abdulrahman S.M. ve Kettleborough J.G. , (1993) "Fast calculation of harmonic torque pulsations in a VSI/Induction motor drive, IEEE Trans. On Ind. Electronics Vol. 40, No.6

Trzynadlowski, A.M.,(1996), An overview of modern PWM techniques for three- phase, voltage controlled, voltage source inverters, IEEE Trans. On Ind. App.

Ziogas, P.D., (1981), The delta modulation technique in static PWM inverters, IEEE Trans. On Ind. App. Vol IA-17, no 2



ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	19.04.1973	
Doğum yeri	Bulgaristan	
Lise	1988-1989	Vladimir Komarov Teknik Lisesi, Silistra Bulgaristan
	1989-1991	Demirtaşpaşa Endüstri Meslek Lisesi, Bursa
Lisans	1992-1996	Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	1996-2000	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Çalıştığı kurum(lar)	1998-Devam ediyor	Trakya Cam Sanayii A.Ş., Lüleburgaz