

46950



YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

PWM KONTROLLÜ
AC KIYICILAR

Elek. Müh. Hasan YANYALI
F.B.E. Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında
hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danismanı : Doç. Dr. Hacı BODUR

İSTANBUL,

1995

İÇİNDEKİLER

İÇİNDEKİLER	i
ÖNSÖZ	iii
SUMMARY	iv
I. BÖLÜM	
1. GIRIS	1
1.1. ALTERNATIF AKIM KIYICILARI	2
1.2. TAM VE YARI KONTROLLÜ KIYICI BAĞLANTILARI	9
1.3. REAKTİF GÜÇ BAĞLANTILARI, HARMONİK GERİLİMLERİ VE HARMONİK AKIMLARI	17
1.4. FREN ÇALIŞMA VE DÖNÜS YÖNÜNÜN DEĞİSTİRİLMESİ	20
II. BÖLÜM	
2.1. PWM INVERTERLER	22
2.2. KARE DALGA PWM	23
2.2.1. HARMONİK ANALİZİ	26
2.3. SINÜSOİDAL PWM	30
2.3.1. HARMONİK ANALİZİ	32
2.4. AKIM KONTROLLÜ PWM	34
2.5. OPTİMUM PWM	38
2.6. PWM INVERTERLERİN DİJİTAL VE MİKROİSLEMCI KONTROLÜ	40
2.6.1. DÜZGÜN ÖRNEKLEME PWM	42
2.7. PWM INVERTER KAYNAKTAN İŞLETİM	43
2.7.1. HARMONİK KAYIP FAKTÖRÜ	43
III. BÖLÜM	
3.1. AC KIYICILAR İÇİN HARMONİK ELEMINASYONU VE GÜÇ FAKTÖRÜ KONTROLÜ SAĞLAYAN YENİ BİR APWM TEKNİĞİNİN İNCELENMESİ	47
3.2. FAZ DEĞİSTİRME METODU	49
3.3. APWM AC KIYICININ TANITILMASI	51
3.4. APWM DEĞİŞİM ÖRNEĞİNİN MATEMATİKSEL ESİTLİKLERİ	53
3.4.1. ÇIKIS GERİLİMİNİN MATEMATİKSEL İFADESİ	53

3.4.2. LINEER OLMAYAN ESITLIKLERIN ÇÖZÜMÜNDE SAYISAL YÖNTEM	55
3.5. TEORİK KARAKTERİSTİKLER	57
3.5.1. APWM FAZ DEĞİŞTİRME ÖRNEKLERİNİN BELİRLENMESİ	58
3.5.2. ÇIKIŞ KARAKTERİSTİKLERİ	58
3.5.3. GİRİŞ KARAKTERİSTİKLERİ	61
IV. BÖLÜM	
4.1. SONUÇLAR	64
KAYNAKLAR ÖZGEÇMİŞ	65

ÖNSÖZ

Asagidaki çalismada , ilk bölümde AC kiyicilar üstünde durulmus, kiyici baglantilari örneklenmis, kiyicilarin harmonik etkileri ve çalisma sartalari kisaca bir ön bilgi olarak sunulmustur. Ilerleyen bölümlerde ise AC kiyicilarla , siklikla birlikte kullanılan PWM teknikleri tanitilmis, ve PWM teknikleri , özellikle harmonik etkileri açısından karsilastirmali olarak degerlendirilmistir. Son bölümde ise mevcut tekniklere alternatif olarak sunulan yeni bir asimetrik darbe genlik modülasyonu hakkında bilgiler sunulmustur.

Bu tezi sunarken çalismayi yöneten sayin Doç.Dr. Hacı BODUR'a öğrenim hayatimda emegi geçen tüm hocalarima, tüm aileme ve arkadaslarima tesekkürlerimi sunarim.

Subat 1995
Istanbul

Hasan YANYALI

SUMMARY

Below ,presented a study for AC Choppers with PWM drive. At first chapters, study about AC Choppers in common, which is widely used in industries for such drives and speed controls.Than presented PWM Inverters, and PWM techniques generally.

At last for AC motor drives on PWM Inverter Supplies , which are commonly used in commercials, some new control techniques are proposed, and also compared with the conventional techniques. With modern Microprocessor and Digital technologies , this new modulations proposed also the availibilty of power factor controls, as additional to reach a smooth drive in such wide control areas.

1.. GIRIS

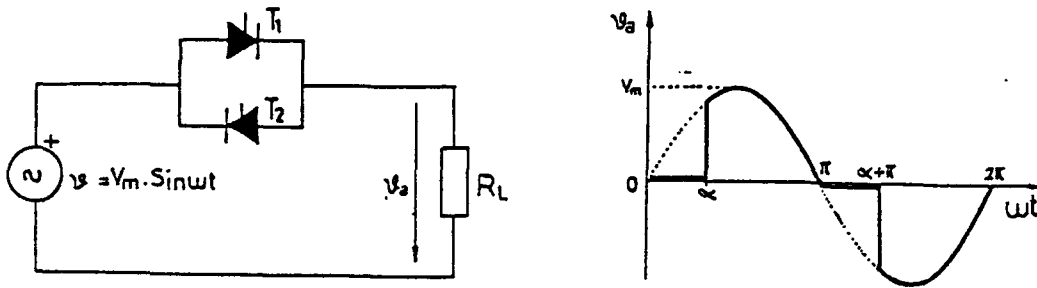
Günümüz teknolojisinde kullanılmakta olan AC motorların hız kontrolü tekniklerinde ac kıyıcılar en önemli bölümü oluşturmaktadır. Daha sağlıklı ve özellikle çok düşük hız bölgelerinde sorunsuz bir sürüş sağlamak amacıyla AC kıyıcıların kontrolünün de PWM teknikli inverterlerle yapılması kullanıcıya önemli avantajlar sağlayacaktır.

Aşağıda PWM kontrollü AC kıyıcı uygulamalarıyla ilgili bir çalışma sunulmaktadır. Burada ilk önce AC kıyıcılardan başlayarak, PWM teknikleri ve PWM ile AC kıyıcının birlikte kullanımını inceleyeceğiz.

1.1. ALTERNATIF AKIM KIYICILARI

Alternatif akim kiyicisini, alternatif bir gerilimi kontrol edilebilen bir alternatif gerilime dönüştüren devrelerdir. Dönüştürme olayı esnasında frekans sabit kalır. Kiyicilerde anahtar eleman olarak genellikle tristörler kullanılır. Kiyiciler, omik, endüktif, omik-endüktif ve gerilim kare dalgası yük tiplerini besleyebilirler. Şimdi anahtar eleman olarak tristörlerin kullanıldığı tek fazlı bir alternatif akım kiyicisini ele alıp gerilim ayarının nasıl yapıldığına bakalım. Bu montaj Şekil 1.1 'de görülmektedir. Şekil 1.1 b 'den görüldüğü gibi bu tristörlü kiyicida gerilim dalgası her iki yarı periyodundan kesilmiştir. Ters paralel bağlı tristörlerden oluşan bu kiyicida tristörlerden birisi α açısıyla pozitif yarı periyodu, diğeri ise yine aynı α açısıyla negatif yarı periyodu kesmektedir. Omik yük uçlarındaki bu gerilimin dalga şekline de rahatlıkla anlaşılabileceği gibi bu gerilimin ortalama değeri sıfırdır. Fakat efektif değeri mevcuttur. O zaman bu kiyiciyi efektif değeri ayarlanabilen bir gerilim kaynağı gibi düşünmek mümkündür. Gerilimin efektif değeri aşağıdaki şekilde hesap edilir.

$$V_{aEF} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t)} \quad (1.1.)$$



Şekil 1.1: Omik bir yükü besleyen A.C. kiyicisi.
a) Montaj seması,
b) Yük uçlarındaki gerilimin dalga şekli.

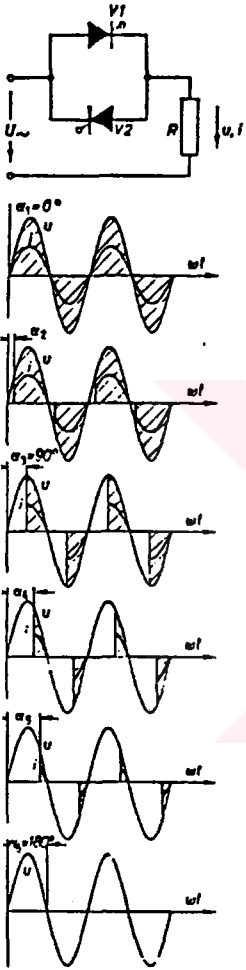
Burdan integrale çözümlü ifade düzenlenirse,

$$V_{aEF} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (1.2.)$$

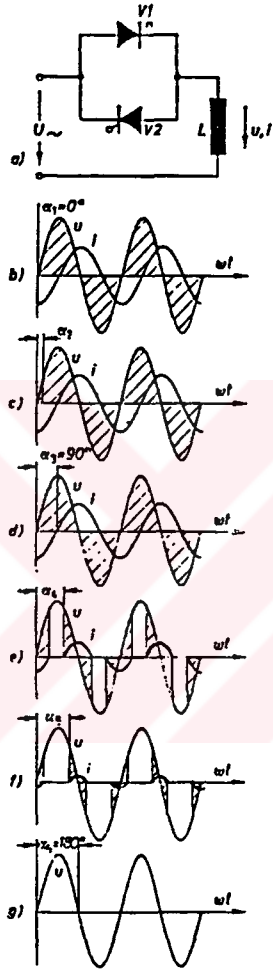
bulunur. Böylece bu ifade ile yük uçlarındaki gerilimin α tetikleme açısına bağımlılığı da belirlenmiş oluyor. Asenkron motorun statoruna bağlanan ve bu şekilde görev gören üç fazlı kiyici devresiyle gerilim bir transformatör gibi ayarlanarak devir sayısı ayar edilmektedir.

Sekildeki devrede yük olarak kolaylık olması açısından omik yük seçilmiştir. Yük, bunun dışında endüktif olabileceği gibi her zaman geçerli olan omik-endüktif olabilir. Yükün omik olmaması durumunda akım ile gerilim arasında bir faz farkı söz konusudur. Bu durum tristörlerin çalışma sisteminde etki edecektir. Bu nedenle tetikleme açısı buna göre ayar edilir. Omik yükte tetikleme açısı $0^\circ < \alpha < 180^\circ$ arasında değiştirilebilir. Yükün omik -olmaması durumunda ise tetikleme açısı (buna gecikme açısında denilmektedir) minimum değeri, güç faktörü açısına eşit olabilir ($\alpha_{min} = \phi$). Bu değer altına o sırada tristörlerden diğeri iletimde olduğu için inilemez. Buna göre tetikleme açısının omik-endüktif yükte ayarlanabileceği sınırlar, ϕ faz kayma açısı olmak üzere, $\phi < \alpha < 180^\circ$ ' dir. 180° 'lik üst sınır tamamen kullanılamaz. Çünkü komütasyon süresi ve tristörlerin serbest kalma zamanı kadar bir zaman payı bırakılmalıdır. Kiyicilerle gerilimin efektif değeri, tam sinüs dalgası durumundaki gerilim efektif değeri ile sıfır değerine kadar ayarlanabilir. Ayarın burda tek yönlü olduğu kolaylıkla anlaşılmaktadır. Devir sayısı, bu yöntemde nominal devir sayısının altına sadece düşürülebilir, nominal devir sayısının üzerine çıkarılamaz. Zaten stator gerilimini değiştirmek suretiyle yapılan devir sayısı ayarının özelliği de budur, Bir asenkron motorun devir sayısı, nominal devir sayısının hatta senkron devir sayısının üzerine sadece stator frekansını değiştirmek suretiyle çıkartılabilir. Kiyici montajının daha ucuz olması için bazı yollara başvurulabilir. Bunlara örnek olarak şunlar verilebilir:

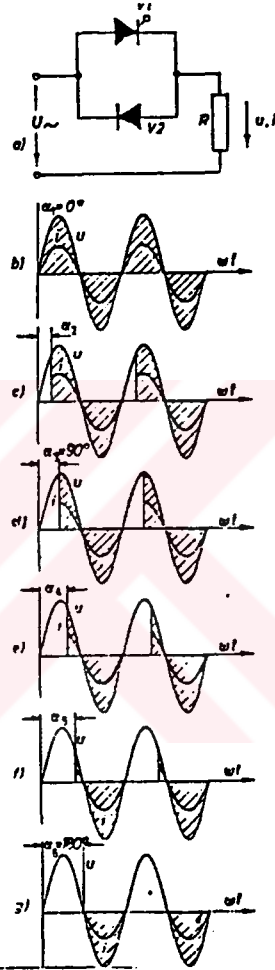
-Küçük güçlerde tristörler yerine transistörleri tercih etmek.



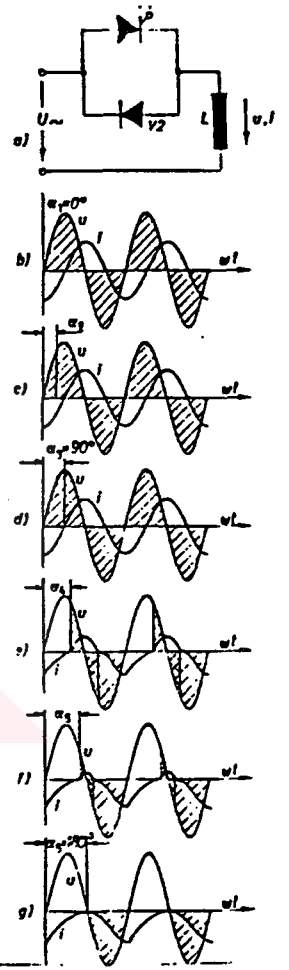
Sekil 1.2. Omik yükte ters paralel triştörlerle simetrik gerilim ayarı.



Sekil 1.3. Endüktif yükte ters paralel triştörlerle simetrik gerilim ayarı.



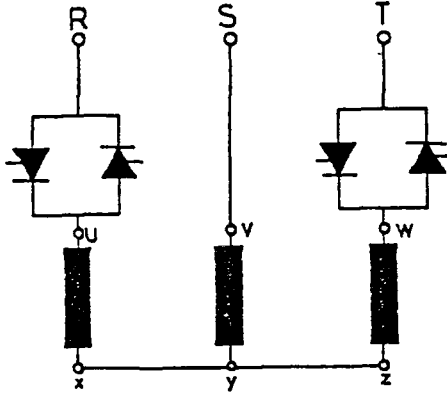
Sekil 1.4. Omik yükte ters paralel bir diod bir triştörle simetrik olmayan gerilim ayarı.



Sekil 1.5. Endüktif yükte ters paralel bir diod bir triştörle simetrik olmayan gerilim ayarı.

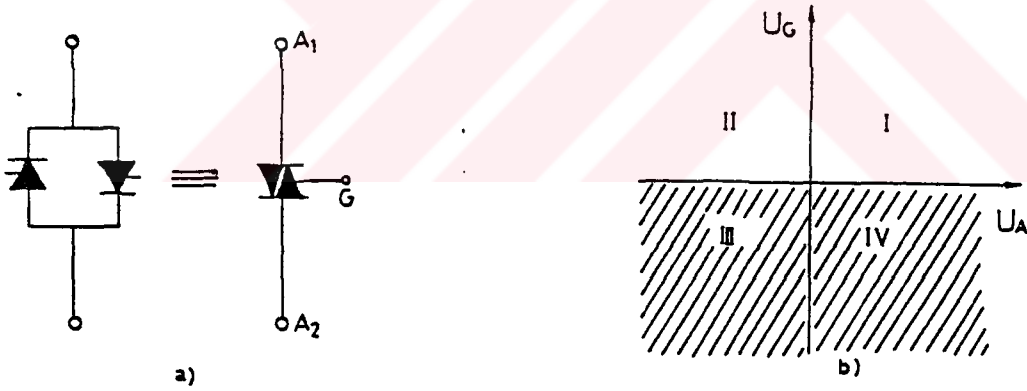
Bu montaj şekli yalnız nötr hatsiz yıldız bağlantılarda ve üçgen bağlamada kullanılabilir. Bununla birlikte bazı sakıncaları vardır.

Bu tür bağlantının seması aşağıda görülmektedir.



Sekil 1.7.: Fazlardan yalnız ikisinde kiyici kullanılması durumu.

-Kiyicida ters paralel bağlı iki tristör yerine bir triyak'ın kullanılması.



Sekil 1.8. :Kiyicida ters paralel bağlı tristörler yerine triyak'ın kullanılması.

- İki tristörün yerini bir triyak'ın alması,
- Triyak'ın böyle bir montajda genel çalıştırılma bilgeleri.

" U_G " tetikleme gerilimi polaritesi sabit tutulmak suretiyle çalışma bölgeleri yarıya düşürülür. Genellikle III. ve IV, bölgeler çalışma bölgeleri olarak seçilir. Bu tip bir montajın, kontrol devresinin oldukça

basit olması ve diğer hız kontrol metodlarına göre daha ekonomik olması gibi faydaları olmasına karşın; stator gerilimindeki azalmaya bağlı olarak motor maksimum momentinin düşmesi, düşük hızlarda motor akımının büyük değerlere ulaşması, yüksek akımdan dolayı bakır kayıplarının artması ve bu yüzden işletme veriminin düşmesi, motorun düşük hızlarda fazla ısınması, akım ve gerilim dalga şekillerinin çok bozulması gibi diğer kiyici montajlarında da mevcut olan sakıncalı tarafları vardır.

Daha önce α gecikme açısı ile yük uçlarındaki gerilim arasındaki ilişki bir bağlantı ile ortaya konmuştu. Şimdi bu hususa biraz değinelim. α açısı sıfır iken yük uçlarındaki gerilim alabileceği maksimum değerindedir (efektif olarak). Dolayısı ile hız maksimumdur. Tetikleme açısı büyüdükçe gerilim dalgasının kırılan kısmi artacağından gerilimin efektif değeri düşecektir. $\alpha = 180^\circ$ için yük uçlarındaki gerilim sıfırdır. Gerilimin tamamı tristörler tarafından tutulmaktadır. Devir sayısı bu durumda sıfırdır. Tabii bu söz ettiğimiz durumlar gerilim dalgasının pozitif ve negatif her iki yarı periyodunun kesilmesi durumunda geçerlidir. Tristöre ters paralel olarak bir diod bağlanması durumunda ise $\alpha = 180^\circ$ 'de yük uçlarında dioddan dolayı tek polariteli olan bir gerilim (D.C. gerilim) gözükür.

Yükün tam endüktif olması durumunda ($\phi = 90^\circ$), α tetikleme açısı 90° 'nin altına düşürülemez. Zaten düşürülse bile bunun bir etkisi olmaz, akım gene akmaya devam eder. Yukarıda bahsedilen durumları Şekil 1.2, 1.3, 1.4, 1.5 'de görmek mümkündür. Bu kısımda (kısım 1.1) kiyicilerin izahı için tek fazlı kiyiciler ele alınmış ve kiyiciyle hız kontrolünün nasıl yapıldığından bahsedilmisti. Şimdi ise üç fazlı kiyici bağlantılarını ele alacağız.

1.2 . TAM VE YARI KONTROLLÜ KIYICI BAGLANTILARI

Sekil 1.9, üç fazlı tam kontrollü kiyici bağlantısını göstermektedir. Alternatif akım sisteminin her kolunda kontrol edilebilir iki yarı iletken eleman (Tristörler) bulunmaktadır ("a" sekli) . Burada saf omik yük halinde belirli bir α tetikleme açısı için ωt 'ye bağlı olarak sinüs formulu gerilimlerin nasıl kesildiği ele alınmıştır. U_{rs}, U_{st}, U_{tr} fazlar arası sebeke gerilimleri , tristörler üzerindeki $U_{1-2}, U_{3-4}, U_{5-6}$ gerilimleri yük üzerindeki gerilim ve akımlara bağlı olarak Sekil 1.9.a ' da gösterilmiştir. Burada U_{rs}, U_{st}, U_{tr} gerilimleri fazlar arası yük gerilimleridir. Bağlantıda yükün nötr noktası (M'p) sebekenin yıldız noktasıyla (Mp) birleştirilmez. Tristörler ideal yarı iletken eleman olarak kabul edilir. Yani iletimde iken dirençlerinin sıfır olduğu varsayılır. "R" kolunun gerilimleri, bu koldaki "R" yükü gerilimi (U'_r) ,R,S kolları arasındaki fazlar arası yük gerilimi (U'_{rs}) ve V_1 ile V_2 tristörleri üzerindeki gerilimden (U_{1-2}) meydana gelir. Sekil 1.10.b' de faz gerilimleri kesik çizgi ile gösterilmiştir.

$0 < \omega t < \alpha$ için V_1, V_2 tristörlerini tikayalım. "R" kolundan bir akım akmayacaktır .

$$i_r = 0 \quad (1.3.)$$

Bu yüzden "R" omik direnci üzerindeki gerilim de

$$U'_r = 0 \quad (1.4.)$$

olur.

U_{st} fazlar arası gerilimi aynı zaman aralığı içinde V_3 yönünde, "T" kolundaki R direnci, "S" kolundaki R direnci. V_4 üzerinden bir i_s akımını dolastırır. Bu akımın değeri $-i_r$ 'e eşittir. "S" ve "T" kollarındaki dirençler üzerinde U_{st} fazlar arası gerilimi ikiye bölünür.

$$U_{st} = -U'_t + U'_s \quad (1.5.)$$

burda $U'_t = -U'_s$ dir. "R" ve "S" kolları arasındaki fazlar arası gerilimin yük tarafındaki uygunluğu şöyledir:

$$U'rs = -U's + U'r \quad (1.6.)$$

$U'r = 0$ di. Buna göre (1.5.) esitligi

$$U'rs = -U's = -1/2 Ust \quad (1.7.)$$

olarak yazilir. Bu gerilim Sekil 1.9.d' de görülmektedir. V_1 , ve V_2 tristörleri üzerindeki tikama gerilimi

$$U_{1,2} = Urs + U_{3,4} + U's - U'r = Urrs + U's \quad (1.8.)$$

biçiminde devre üzerinden yazilabilir. Burada $U_{3,4}$ ve $U'r$ sifira esittirler.

(1.8.) esitliginin sag tarafi, sekil 1.9.d' deki Urs ve $1/2 \cdot Ust$ 'nin toplamina denk sinüs formulu bir gerilim meydana getirir.

$$U_{1,2} = Urs + 1/2 Ust = 3/2 Ur \quad (1.9.)$$

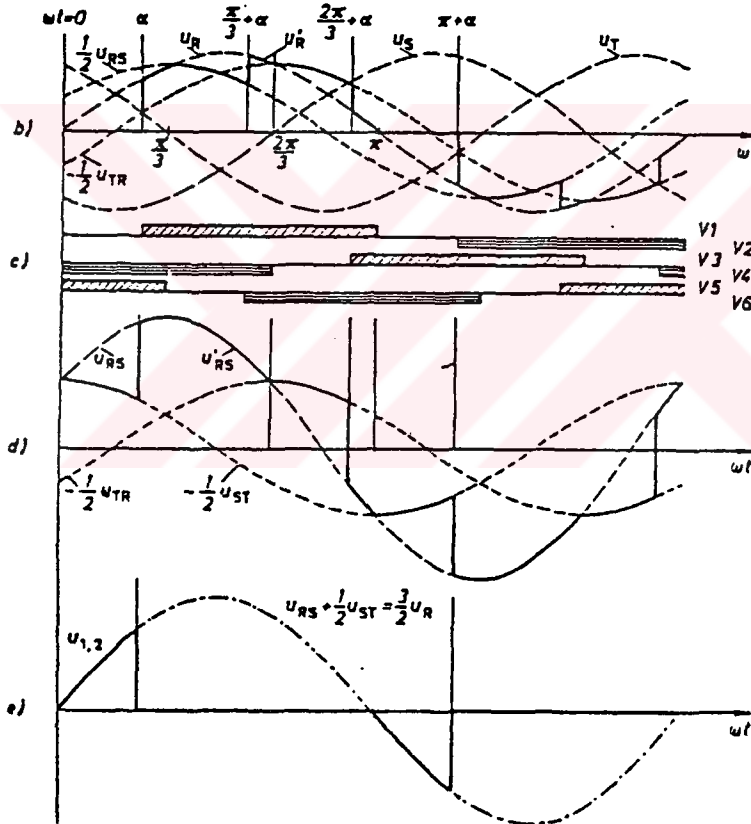
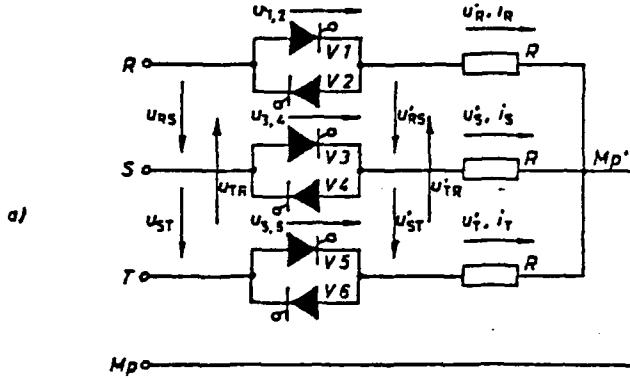
Bu gerilimin degisimi Sekil 1.9.d' de görülmektedir.

$\omega t = \alpha$ 'da V_1 tristörü tetiklenir. Sekil 1.9.c' de tristörlerin tetikleme darbeleri gösterilmistir. $\alpha < \omega t < \pi/3$ araliginda akim ve gerilimler normal bir üç fazli A.C. sistemi teskil etmektedir. Tetikleme açisinin etkisi yöktür. Buradan, bozulmamis döner akim (üç fazli A.C. sistemi) sistemindeki gibi akim ve gerilim bagintilarından söz edilebilir. Bunlar şöyledir:

$$U'r = Ur \quad U'rs = Urs \quad U_{1,2} = 0 \quad (1.10)$$

$\omega t = \pi/3$ 'de "T" kolunun akim ve geriliminin sifir olmalarından dolayi bu durumda $V_3 - V_4$ tristör çifti tikamaya girer. $\pi/3 < \omega t < (\pi/3 + \alpha)$ araliginda;

Urs gerilimi, pozitif bir $i_R = -i_s$ akimini V_1 , "R" ile "S" kollarındaki R ve V_4 üzerinden dolastirir. Dirençler üzerinde $U'r$ ve $U's$ gerilim düşümleri meydana gelir. Böylece $V_1 - V_4$ tristörleri iletimde olurlar.



Sekil 1.9.: Tam kontrollü A.C. kıyıcı bağlantısı.

a) Bağlantı seması,

b) $\alpha = 45^\circ$ 'de R yükü üzerindeki gerilim (U_r),

c) Tetikleme darbeleri, darbe genişliği $\varphi = 180 - \alpha$. ($\alpha = 45^\circ$)

d) $\alpha = 45^\circ$ 'de yük üzerindeki fazlar arası U_{rs} gerilimi

e) $\alpha = 45^\circ$ 'de U_{1-2} yarı iletken eleman (tristör) gerilimi

Belirlenen akim devresindeki gerilimler toplanirsa

$$U'r = U_{rs} + U_{3,4} + U's + U_{1,2} \quad (1.11.)$$

esitligi elde edilir. Burada $U's = -U'r$ ve $U_{1,2} = U_{3,4} = 0$ dir. Buna göre ifade

$$U'r = 1/2 \cdot U_{rs} \quad (1.12.)$$

Seklini allr. Bu gerilim Sekil 64b 'ye kesik çizgi ile tasimistir. Yük üzerindeki $U'rs$ fazlar arasi gerilimi için

$$U'rs = U_{rs} + U_{3,4} - U_{1,2} = U_{rs} \quad (1.13.)$$

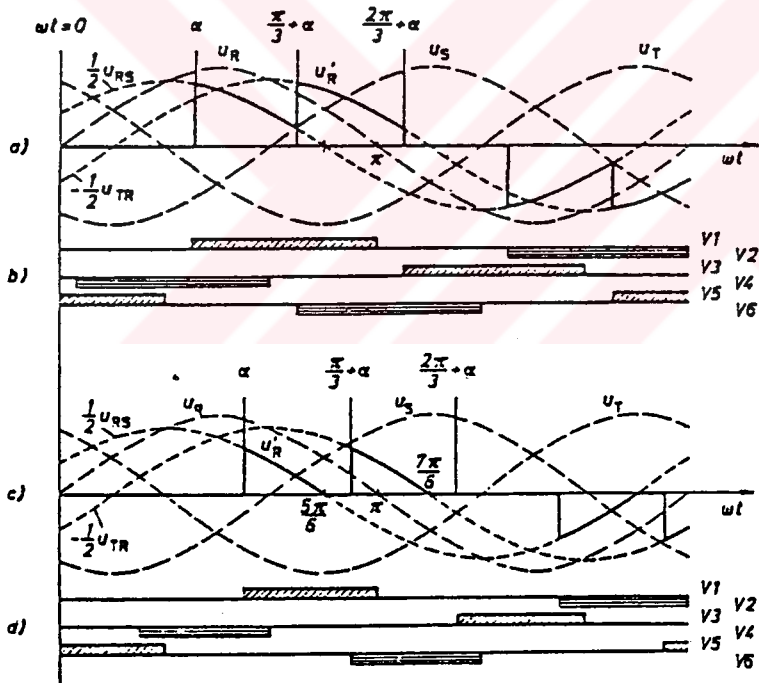
bagintisi elde edilir.

$(\Pi/3 + \alpha) < \omega t < 2\Pi/3$ araliginda gene bozulmamis üç fazli A.C. sistemi mevcuttur. Olaylar benzer sekilde $\omega t = 2\Pi/3, \Pi, 4\Pi/3$ ve $5\Pi/3$ açilarinda tekrar eder. Meydana gelme durumlarına göre yardımcı gerilimler Sekil 1.9 'da gösterilmistir. Bu sekilde $0 < \alpha < \Pi/3$ arasindaki tetikleme açilari için yük üzerindeki gerilimler gösterildigi gibi yapılabilir. Bu gerilimler, yıldız gerilimleri ve fazlar arasi gerilimlerin kismilarından meydana gelirler (Sekilden kolayca görülebilir). Tetikleme açisinin $\Pi/3$ 'den daha büyük olması durumunda bozulmamis üç fazli A.C. sistemine artık ulaşilamaz. O zaman gerilimler fazlar arasi gerilim kismilarından meydana gelirler. Bu durum $\Pi/3 < \alpha < 5\Pi/6$ araligi için (Sekil 65 'deki "a" ve "b") söyler: α tetikleme açisinin artırilmasına devam edilirse $(\Pi/2 < \alpha < 5\Pi/6)$, bu takdirde $U'r$ kol geriliminin yari periyodu içinde bosluklar meydana gelir. Bu bosluklarda gerilim sifirdir. (Sekil 1.10.c 'de ve d 'de görülmektedir).

Sekil 1.10.a 'dan d 'ye kadar olan sekillerin daha iyi anlasilmasi için burada tetiklenmis olan tristörün tikama akimi uygulanınca sönecegi hatirlanmalıdır. Böylece yalnız tetikleme darbesinin kaldırilmasi tristörün

sönmesine yetmez. Örneğin Şekil 1.10.a ve b 'de V_1 , tristörüne ait tetikleme darbesi $\Pi < \omega t < (2\Pi/3 + \alpha)$ aralığında mevcut değildir. Çünkü bu aralıkta $-1/2 \cdot U_{TR}$ gerilimi polaritesini muhafaza ettiği ve sifirdan (ωt ekseninden) geçmediği için, V_1 ve V_6 tristörleri üzerindeki akım, $\omega t = \Pi$ 'de tetikleme darbesi kesildiği halde akmaya devam etmektedir. Bu nedenle bu aralıkta akım boşluğu ve buna bağlı olarak direnç üzerinde de U_r 'nün gerilim boşluğu meydana gelmez. Bir diğeri de şekil 1.10.c ve d 'de gösterilen durumda mevcuttur.

$(\Pi/3 + \alpha) < \omega t < 7\Pi/6$ aralığı için, $\omega t = \Pi$ ile $\omega t = (2\Pi/3 + \alpha)$ arasında da V_1 tristörünün tetikleme darbesi yoktur ve $-1/2 \cdot U_{TR}$ sürme gerilimi $\omega t = 7\Pi/6$ 'ya kadar V_1 tristörünün akımını muhafaza ettirmektedir. Ama tetikleme açısı burada dahada büyütülürse en yakın tristör olan V_3 'ü gecikmeyle tetikler. Öyleki boşluklu iletme geçer.



Şekil 1.10.: Tam kontrollü üç fazlı A.C. kiyicisi.

- $\alpha = 75^\circ$ için R yükü üzerindeki U_r gerilimi,
- $\alpha = 75^\circ$ için tetikleme darbeleri,
- $\alpha = 105^\circ$ için R yükü üzerindeki U_r gerilimi.
- $\alpha = 105^\circ$ için tetikleme darbeleri.

Özellikle akım doğrultucu bağlantısının yıldız noktası (M_p) sebekenin yıldız noktasıyla (M_p) bağlanabilirse basit akım ve gerilim bağlantıları ortaya çıkar. O zaman akım ve gerilim değişimi için 1.2. ve 1.3 'üncü şekillerde daha evvel belirlenmiş olan bağlantılar geçerlidir. Çünkü her faz tek fazlı A.C. kiyicisi davranışı gösterecektir. Bu bağlantı, yüklenebilir bir yıldız noktası iletkeni çok nadiren bulunduğu için genel durumlarda kullanışlı değildir. Biri kontrolsüz yarı iletken eleman (diod) diğeri kontrollü yarı iletken eleman (tristör) olmak üzere ters paralel bağlantıyı kiyici montajı çok kullanılır. Şekil 1.11. bu bağlantıyı göstermektedir.

$0 < \omega t < \alpha$ aralığında (1.3.)'den (1.9.)'a kadar olan eşitlikler, $\alpha < \omega t < \pi/3$ aralığında (1.10.) eşitliği geçerlidir. Eğer $\omega t > \pi/3$ olursa tam kontrollü bağlantıdaki (Şekil 1.9) gerilim şekli ile yarı kontrollü bağlantıdaki (Şekil 1.11) gerilim şekli farklı olur. Kontrolsüz V_4 ve V_6 diodları, tetiklenmiş olan V_1 , tristörüyle birlikte $\omega t = 2\pi/3$ anına kadar akım ve gerilimlerin teskil ettiği sistemin üç fazlı A.C. sistemi (bozulmamış) teskil etmelerini sağlarlar (1.10.).

"S" kolu akımı, $2\pi/3$ (ωt ($2\pi/3 + \alpha$.) aralığı için doğal olarak sıfırdan geçer ve $(2\pi/3 + \alpha)$ 'e kadar kesik kalır (akmaz). Bundan dolayı yük gerilimi için

$$U_r = U_t + U_{s,6} - U_{tr} - U_{1,2}$$

ifadesi yazılabilir. Bu durumda $U_t = -U_r$ ve $U_{1,2} = U_{s,6} = 0$ olduğu dikkate alınarak ifade şu şekilde düzenlenir:

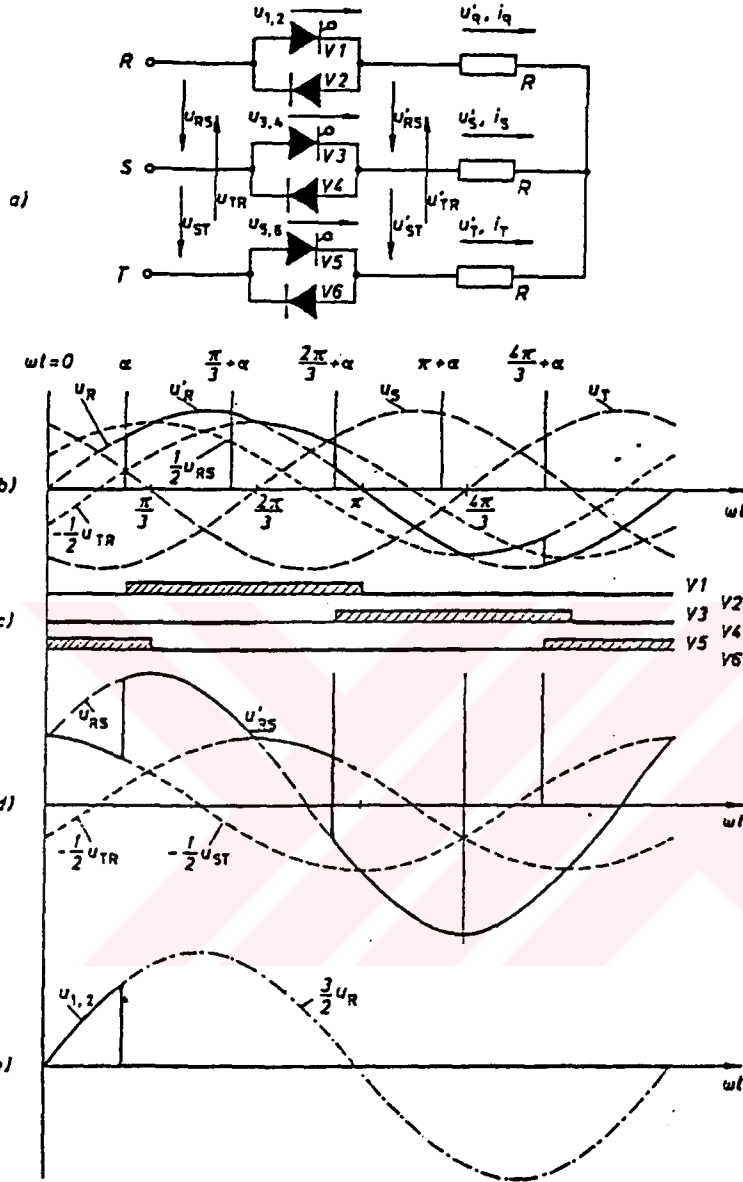
$$U_t = U_r \quad U_{1,2} = U_{s,6} = 0 \quad (1.14.)$$

$$U_r = -1/2 U_{tr} \quad (1.15.)$$

Fazlar arası gerilim ise şöyledir:

$$U_{rs} = U_r - U_s \quad (U_s = 0 \text{ 'dir.})$$

$$U_{rs} = -1/2 U_{tr} \quad (1.16.)$$



Sekil 1.11: Yari kontrollü üç. fazlı A.C. kıyıcı bağlantısı.

a) Bağlantı şekli.

b) $\alpha = 45^\circ$ de R yükü üzerindeki gerilim (U'_r)

c) Tetikleme darbeleri.

d) Yük üzerindeki fazlar arası gerilim (U'_{rs})

e) Yari iletken eleman gerilimi (U_{1-2})

Bunun egrisel değisimi Sekil 1.11.' de gösterilmiştir. $\omega t = (2\pi/3 + \alpha)$ ' dan itibaren gerilim ve akımlar bozulmamış u fazlı A.C. sistemini tekrar teskil ederler. $4\pi/3 < \omega t < (4\pi/3 + \alpha)$ aralığında "T" kolundaki akım sıfırdır. Öyleki yük gerilimi için

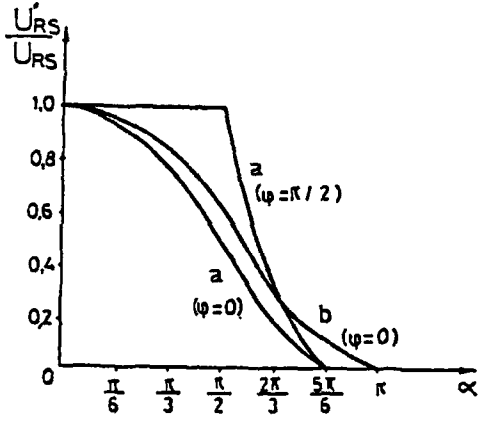
$$\begin{aligned} U'r &= 1/2 U_{rs} & (1.17.) \\ \text{ve} \\ U'rs &= U_{rs} \end{aligned}$$

bağintileri ortaya çıkar. $(4\pi/3 + \alpha) < \omega t < 2\pi$ aralığında yine bozulmamış u fazlı A.C. sistemi geçerlidir.

Burada tek fazlı simetrik olmayan bağlantılar zaman eksenine göre simetrik olmayan gerilim değisiminden dolayı büyüyen tetikleme aisiyla birlikte bir doğru akım bileşeni teskil olur. U. fazlı bağlantıda (Sekil 1.11.b) da gerilim egrisi " ωt " zaman eksenine göre simetrik olmayan bir biçimde değisir. Fakat yükün yıldız noktası sebekenin yıldız noktasıyla birleştirilmezse tek fazlı bağlantının aksine doğru akım bileşeni meydana gelmez. Çünkü u fazlı bağlantıda u kol akımının toplamı her an için sıfırdır ve pozitif ve negatif akım yarı dalgalarının akım-zaman yüzeyleri byktrlere sahiptir.

Sekil 1.12. ' de, tam kontrollü bağlantı(" a " egrisi) ve yarı kontrollü bağlantı (" b " egrisi) için fazlar arası yük geriliminin kumanda karakteristiği " a " tetikleme aisine bağli olarak verilmiştir. G faktörü aisi " Φ " ile gösterilmiştir. Omik-endüktif yükleme durumunda; $\Phi = 0$ (saf omik yük) için çizili olan eğri ile $\Phi = \pi/2$ (saf endüktif yük) için çizili olan eğri arasındaki değerler geçerlidir. Bu sekilde, tam kontrollü ve yarı kontrollü bağlantı, yk üzerindeki gerilimi α . tetikleme açisinin ayarlanmasıyla sürekli olarak değistirilmesini mümkün kılmış olurlar.

Omik yükleme halinde küçük tetikleme aisi değisimleri ile gerilime etki edilebilir. Ama saf endüktif yük halinde tetikleme aisi $\alpha > 90^\circ$ olmalıdır.

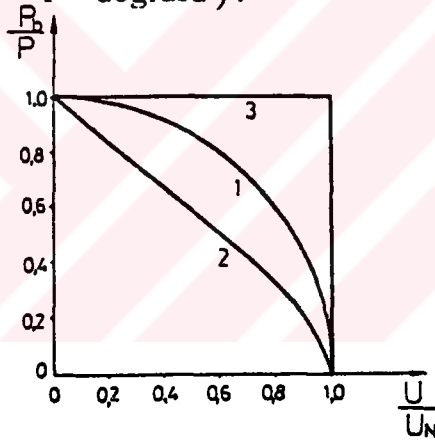


Sekil 1.12: U'_{RS} fazlar arasi yük gerilimi efektif degeri ile U_{RS} sebeke fazlar arasi gerilime oraninin saf omik yük ($\Phi=0^\circ$) ve saf endüktif yük ($\Phi=90^\circ$) için α kesme açısına (tetikleme açisi) bagimliliği.

- a) Sekil 1.9.a 'ya göre baglantida
- b) Sekil 1.11.a 'ya göre baglantida

1.3. REAKTİF GÜÇ BAĞINTILARI, HARMONİK GERİLİMLERİ VE HARMONİK AKIMLARI

Akim doğrultucu beslemeli bir doğru akım tahriği ,kesme kumandasında A.C. sebekesi için degisken bir reaktif güç oluşturur.Bu söyle açıklanabilir:akim,yalnız $\alpha = 0^\circ$ 'lik bir kesme açısında(tetikleme açısında) sebeke gerilimiyle aynı fazdadır.Açı büyütülürse akim o zaman daima gerilim karsısında kayar.Akim doğrultucu sebekeden reaktif güç çeker.Sabit doğru akım durumu için, P görünen gücünün P_b reaktif gücüne oranı ile U gerilimi arasındaki fonksiyonel degisim Sekil 1.13. 'de gösterilmiştir. Degisken U gerilimi ,baglantıda o anda mümkün olan maksimum. U_N gerilimiyle orantılıdır.Dogru akım yükünü besleyen bir akım doğrultucu bağlantısı durumunda bir çeyrek daire meydana gelir (Sekil 1.13 'de "1" doğrusu).



Sekil 1.13: P_b reaktif gücü ve bununla bağlantılı P görünen gücü ile degisken U gerilimi ve bununla bağlantılı U_N gerilimi arasındaki (P_b / P ile U / U_N) ilişkisi.

1 Degisken doğru gerilimli bir akım doğrultucuya bağlı bir doğru akım yükünün eğrisi.

2 Kesme kumandasıyla (Kiyici kumandasi) kumanda edilen bir A. C . sis temine bağlı saf omik bir yükün eğrisi.

3 Kesme kumandasıyla kumanda edilen bir A.C. sis temine bağlı saf endüktif bir yükün eğrisi.

Sekil 1.9.,1.10 ve 1.11 'da tanımlanan yük üzerindeki gerilimin faz kesme kumandasıyla degistirildiği akım doğrultucu bağlantılarının her ikisinde yükün tam geriliminde iken belirli bir reaktif güç söz konusudur . Bu ,

yükün güç faktörüne bağlıdır ve sıfır ile % 100 arasında her değeri alabilir. Eger gerilim faz kesme kumandasıyla düşürülürse (sabit akımda olmak şartıyla) bu takdirde saf omik bir A.C. yükünün beslenmesi durumunda reaktif güç büyür. Ama bu artış, akım doğrultucu beslemeli doğru akım yükü durumundakinden daha küçüktür (Şekil 1.13 -' de 2 eğrisi). Buna karşın saf endüktif bir yük -Tristörlerin dışardan kumandasıyla -bağımsız- sebeke için sabit reaktif bir yük oluşturur (Şekil 1.13 'de 3 eğrisi).

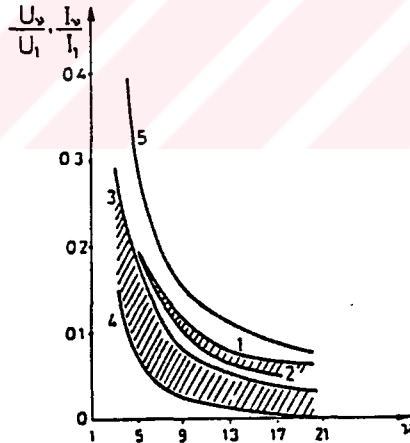
Akım doğrultucu beslemeli doğru akım yükünün sebeke akımları sinüs formu değildir. Genellikle seçilen akım doğrultucu bağlantısına bağlı olan bu akımlar, doğru akımın kesilerek ayar yapılması yüzünden meydana gelirler. Temel harmonik frekansı besleme sebekesinin frekansına eşittir. Temel harmonik yanında sebeke akımının tek sayılı kati olan harmonikler meydana gelir. Altı darbeli akım doğrultucu bağlantılarının en küçük harmonik frekansının 5 katıdır ve temel harmonik harmonik akımının yaklaşık % 20 'si kadardır. Şekil 1.14 'de "I" harmonik akımlarını, "I₁" temel harmonik akımını göstermektedir. Burada "v" harmonik mertebesidir. Doğru akım yüklü akım doğrultucu bağlantılar için I ve 2 eğrileri geçerlidir. Akım doğrultucu beslemeli alternatif akım tahriğinin akımlarında harmoniklerin olduğunu gösterir. Yük üzerindeki gerilim; tetikleme açısının değiştirilmesiyle ayar durumunda 1.9. ,1.10 ve 1.11. 'inci şekillerde gösterildiği gibi değişir (belirli bir α . tetikleme açısı için). Bundan başka yüklemenin güç faktörü, kesme kumandasıyla ayarlanan alternatif gerilimin eğrisel değişiminde etki eder. Bunun için burada bir kez daha 1.2. ve 1.3. nci şekiller hatırlanmalıdır.

Şekil 1.14, saf endüktif ve saf omik yük için U_1 sebeke geriliminin temel harmonigine bağlı olarak U_n harmonik gerilimleri oranı "v" harmonik mertebesinin fonksiyonu olarak göstermektedir (3 eğrisi saf omik yük için, 5 eğrisi saf endüktif yük içindir). I_1 sebeke akımının temel harmoniginden türeyen I_v akım harmonikleri, saf omik yükte harmonik gerilimleri ile aynı değişimi gösterirler. (3 eğrisi). Görüldüğü gibi saf endüktif yükte harmonik akımları önemli miktarda küçülmektedir (4 eğrisi). Her iki durumda, kesme kumandali akım doğrultuculu A.C. bağlantılarında harmonik akımlarının sebekeye yaptıkları olumsuz etkiler doğru akım yüklerinin akım doğrultuculu bağlantılarında harmonik akımlarının sebekeye yaptıkları

olumsuz etkilerden daha azdır ve makul düzeydedir. Akım harmonikleri A.C. motorunda yüksek değerlikli ilave kayıplara yol açarlar. Motor üzerinde bulunan gerilim, kesme kumandası yüzünden döner alana da etkiyen harmoniklerle birlikte sorun teşkil eder. Harmoniklerin döner alana etkimesi harmonik döndürme momenti meydana getirmek suretiyle olur. O zaman örneğin V. harmonik gerilimi bir devrilme momentine yol açar.

$$\frac{M_{k5}}{M_{kN}} \approx \frac{1}{5} \cdot \left(\frac{U_5}{U_1} \right)^2 \quad (1.18.)$$

Kaçak endüktivite 5 kez daha büyüktür ve U_5/U_1 oranı için şekil 1.14 'den istifade edildiğinde omik-endüktif yükleme durumunda yaklaşık 0,2 değeri ortaya çıkar. Buradan V. harmonik devrilme momenti için temel harmonik 0,008. kati olan devrilme momenti elde edilir. Buna göre harmonik döndürme momentlerinin etkisi çok küçüktür. Ancak düşük düzeyde yükleme ve düşük devir sayısında harmonik devrilme momentlerinin etkisi fark edilebilir.



Şekil 1.14: Uygun olmayan tetikleme açısında yük üzerindeki harmonik gerilimleri ve primer sebekedeki harmonik akımları.

v: Harmonik mertebesi

1,2 Doğru akım yükünün akım doğrultucuyla beslenmesi durumunda sebeye harmonikleri.

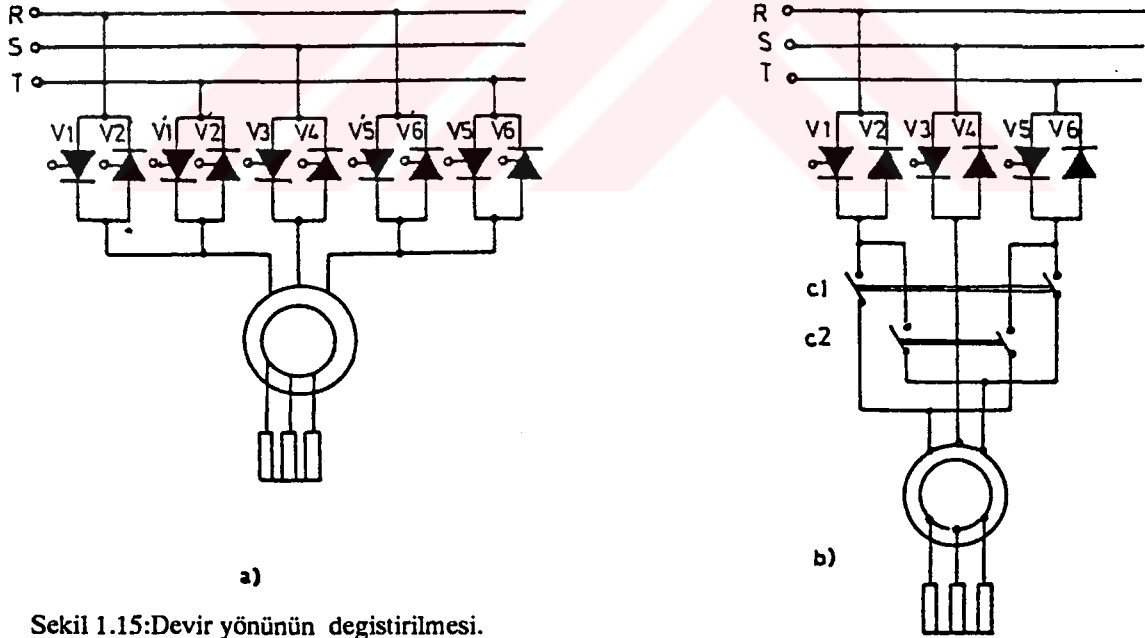
3,4 Faz kesme kumandasıyla üç fazlı A.C. 'li beslemede sebeye harmonikleri.

3,5 Faz kesme kumandasıyla üç fazlı A.C. 'li beslemede yük üzerindeki harmonik gerilimleri.

3 egrisi saf omik yük, 4 ve 5 egrileri saf endüktif yükler için geçerlidir.

1.4. FREN ÇALIŞMA VE DÖNÜS YÖNÜNÜN DEĞİSTİRİLMESİ

Tam kontrollü ve yarı kontrollü A.C. kıyıcı bağlantılarıyla (Şekil 1.9 ve 1.11) bir alternatif akım tahriği, devir sayısı-döndürme momenti karakteristik alanının yalnız bir bölgesinde çalıştırılabilir. Burada istisna olarak kren ve kaldırma tahrikleri seçilsinler. Bu düzenlerde, tahrik düzenini motorun döner alanına karşı hizlandırmak için yükün her işletme durumunda kafi olabilir. Bu yüzden rotorun dönüş yönü motor çalışmadaki dönme yönüne terstir. Öyleki motorun kayması, nominal devir sayısı ile iniste $s = 2$ 'ye yükselir. Motor çekilen yükü karşı akımla frenler. O zaman A.C. tahriği II, bölgede (dört bölge devir sayısı-döndürme momenti karakteristikinde momentin negatif, devir sayısının ise pozitif olduğu bölgede) çalışır. Ama bu çözüm örneğin boş kancanın aşağı indirilmesi gerekiyorsa yararlı olmaz. O zaman döner alan yönünün değiştirilmesi gerekir. Bu besleme gerilimi iki fazının yer değiştirilmesi ile gerçekleşir. Şekil 1.15 a, iki ilave ters paralel tristörlü tam elektronik çözümü gösteriyor (ilave tristörler: V_1', V_2', V_3', V_6'). Bunların yardımıyla motor statorundaki R ve T fazlarının yerleri değiştirilebilir. Aynı çözüm 1.15.b'de iki kontaktör (c_1 ve c_2) yardımıyla gerçekleştirilmiştir.



Şekil 1.15: Devir yönünün değiştirilmesi.

- Kontaklı olarak tristörler üzerinden,
- Yarı kontrollü bağlantıda kontaktörler yardımıyla.

Her iki baglanti,saga ve sola devir yönü degistirmeli dört bölgeli isletmeyi,ayrica her iki yönde de ters akimla frenlemeyi mümkün kilar.Eger mil üzerinde A.C. motorunu disardan senkron üstü devir sayısına yükselten bir hizlandirma momenti varsa bu takdirde senkron üstü fren çalisa da mümkün olur.O zaman kayma negatif olur ve rotor akimi,döner alanla beraber bir frenleme momenti meydana getirir.Bu moment,motoru senkron devir sayısına kadar yeniden frenler.Tahrikin daha küçük devir sayilarina ya da sifira kadar frenlenmesi gerekirse bu durumda motorun karsi akimla frenlemede çalismasi lazimdir. Bu amaçla döner alanin ters çevrilmesi gereklidir.



2.1 PWM INVERTERLER

Günümüzde ac motorların kontrolünde kullanılan alti basamaklı inverterlerin yerini kullanım üstünlükleri dolayısıyla PWM (Darbe Genlik Modülasyonlu) inverterler almaktadır.PWM inverterler ana akım devresi itibariyle , klasik alti basamaklı inverterlerle aynı yapıya sahip olmakla birlikte, kontrol devrelerinde yapılan değişikliklerle avantajlar sağlamaktadır.Burada faz kolları Stator geriliminin bir periyodu içinde çeşitli kereler iletime sokularak frekans ile birlikte gerilim de değiştirilmektedir.Gerilim kontrolü, inverterde çıkış gerilimi dalga şeklini kontrol ederek sağlanır.

Sekil 2.1'de gösterilen basit örnek devrede ön devre olarak kontrolsüz diyot redresörü kullanılmıştır. Gösterilen devrede PWM inverterin avantajı, faz değiştirme hızı yüksek olan güç transistörlerinin kullanılmış olmasıdır, ancak yüksek güç uygulamalarında tristör kullanılması zorunlu olacaktır.

PWM tekniğinin kullanılmasında amaç, ana kare dalgada darbeler oluşturarak yarı periyot ortalama değerini ve gerilim ana dalgası değerini düşürmektir. Ortaya çıkacak harmonikleri mümkün olduğu ölçüde bastırabilmek için her yarı periyotta uygulanan darbe sayısını arttırmak gerekir.

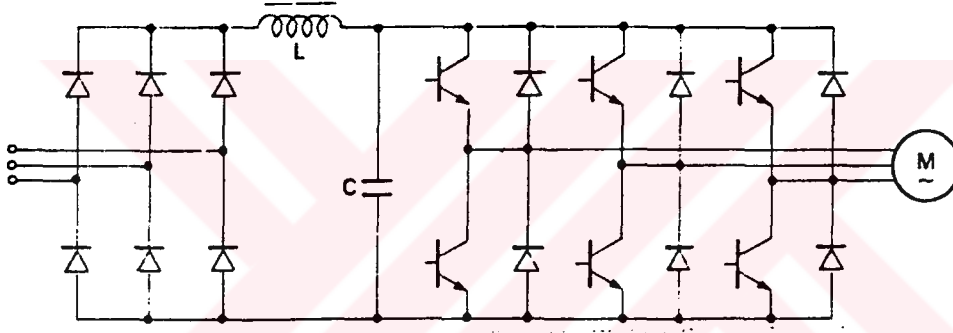
Çıkış frekansının kontrolü için, inverterdeki elmanların faz değiştirme zamanlarının değiştirilmesi yeterli olacaktır. Böylece çıkış gerilimi ve frekansı aynı anda inverterden kolayca ayarlanabilecektir. Bu özellik, PWM inverterlerin, alti basamaklı inverterlere göre bir üstünlüğüdür.

PWM inverterlerle küçük dereceli harmonikler tamamen bastırılırken, faz değiştirme frekansı çok yüksek olduğu için faz değiştirme kayıplarında alti basamaklı inverterlere göre artışlar görülecektir.

Üç fazlı PWM uygulamalarında ise, ön besleme, ortak faz değişimi 120° olan bir gerilim dalga şekli üreten bir kaynaktan yapılmalıdır, çünkü her faz kolu 120° 'lik sabit faz farkı ile iletime girmektedir.Burada bu yüzden tek darbe modülasyonu yapılamayacaktır ve faz değişiminin kayması önlenecektir.

PWM inverterlerin pratikte uygulamalarında çeşitli referans dalga şekilleri kullanılmaktadır.Bu referans dalgalar , genellikle üçgen dalga

sekinde bir tasiyici dalga ile bir komparatör üzerinde karsilastirilir ve faz degisimleri bu dalgalarin kesisimlerine göre belirlenir. Takip eden bölümde bu referans dalga sekillerinin en önemlileri kullanım özellikleri ile birlikte özetlenmiştir.

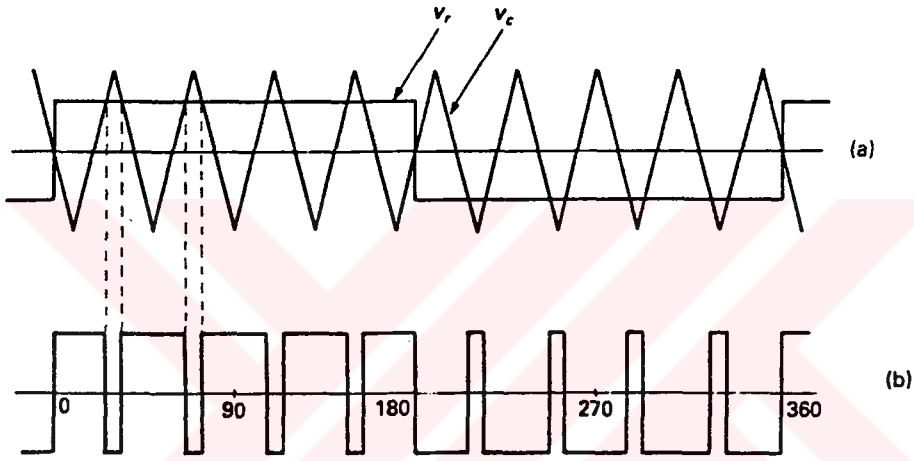


Sekil 2.1. Diyot köprü redresör beslemeli bir üç fazlı transistörlü PWM inverter

2.2. Kare Dalga PWM

Kare dalga PWM, çıkışta istenilen frekansta eşit frekansta bir kare dalga referansı ile yüksek frekansta bir taşıyıcı üçgen dalganın karşılaştırıldığı bir kontrol devresi içeren bir inverterdir. Kontrol devresi dalga şekilleri Sekil 2.2.'de gösterilmiştir. Burada, yarı iletkenlerin iletme giriş - çıkışları referans kare dalga ile taşıyıcı üçgen dalganın kesimlerine göre belirlenir. Kare dalga geriliminin ani değeri V_r , taşıyıcı üçgen dalga geriliminin ani değeri V_c 'yi aştığı zaman, komparatör çıkışı yüksek seviyededir ve üst kol iletindedir. V_r , V_c 'nin altına düştüğü zaman komparatör çıkışı düşük seviyeye gelir ve alt kol iletme geçer. Sekil

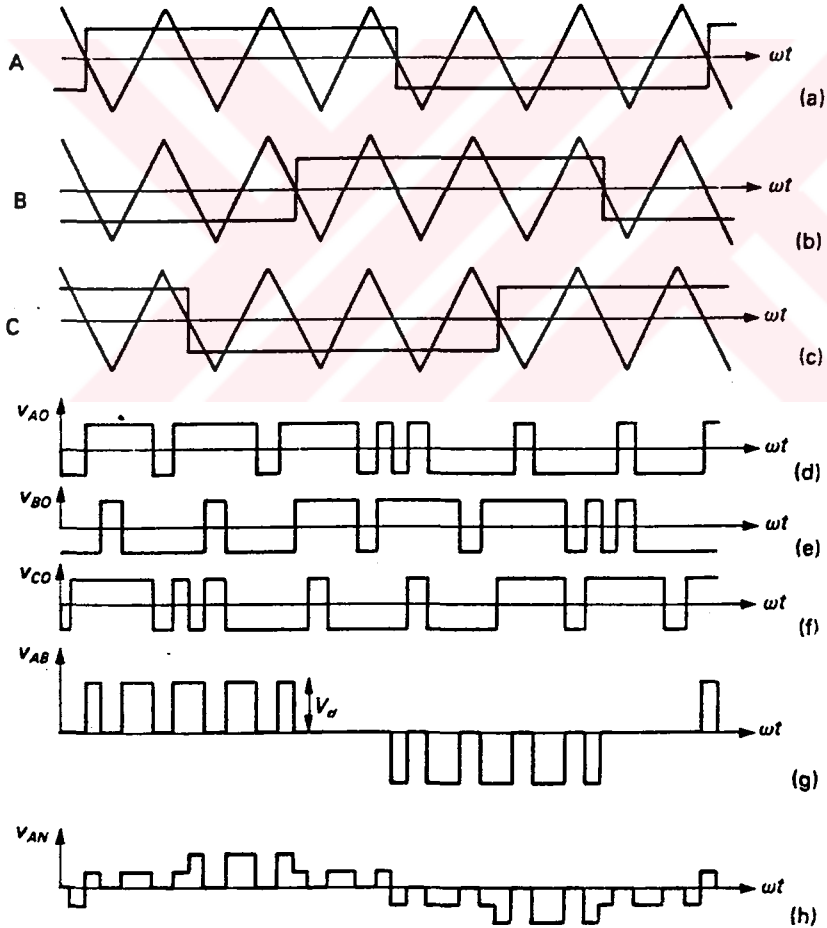
2.2.(b)'de gösterilen, komparatör çıkis gerilimi dalga seklidir ve eger yari iletkenlerin gecikme zamanlari dikkate alınmazsa, ayni zamanda inverter kutup gerilimi dalga seklidir. Görüldüğü gibi, dalga seklisi istenilen darbeli dalga seklidir ve esas frekansi, referans kare dalganin frekansina esittir. Yari peryottaki darbe sayisi, tasiyici dalga ile referans dalga frekanslarinin orani ile belirlenir ve örnekte darbe sayisi, $M = 9$ 'dur.



Sekil 2.2 Kare dalga PWM inverterde kontrol devresi dalga sekilleri ;
(a) Komparatör giriş gerilimleri;
(b) Komparatör çıkis gerilimi ve kutup gerilimi.

Sekil 2.3.'te ise A,B,C fazlari için 120° kaymalı uygulanan kare dalga referansi ile cevirme orani 6 olan üçgen tasiyici dalga karsilatirmali PWM inverter için çizilen degisimler gösterilmistir. Çikis gerilimleri V_{ao} , V_{bo} , V_{co} 'in degisimleri gösterilmistir. Buna göre elde edilen faz-faz gerilimi V_{ab} , genligi V_d 'ye esit olan ve her yari peryotta kesismislerle esit sayıda darbe veren bir degisim gösterir. Sekil 2.3.(h)'ta ise esitliklerden çıkarilan V_{an} , faz nötr geriliminin degisimi çizilmistir. Modülasyon katsayisi M , referans dalga gerilimi genligi V_r 'in tasiyici dalga gerilimi genligi V_c 'ye orani olarak tanimlanir ve sekildeki örnekte 0,6'dir. Bu katsayi, modüle edilmiş gerilim seklindeki darbe sayisini,

dolayısıyla inverter çıkış gerilimini belirler. Kullanımda taşıyıcı dalga genliği genelde sabittir ve modülasyon katsayısı ile çıkış gerilimi referans dalga geriliminin genliği ile ayarlanır. $M=0$ iken, Şekil 2.3'teki kutup gerilimi dalga şekilleri, eşit olmayan simetrik kare dalgalar şeklindedir ve faz-faz gerilimi V_{ab} 'nin ani değeri daima sifıra esittir. M 'in küçük değerleri için hat geriliminde darbeler çok dardır, ama M 'in artmasıyla darbeler genişler, böylece yarı periyottaki volt-saniye alanları ve dolayısıyla gerilim ana dalgası genliği artar. M değeri 1'e ulaştığında faz-faz ve faz- nötr gerilimlerinin değişimleri altı-basamaklı ile aynı şekilde olur. Böylece kare dalga PWM, darbe genlikleri düzenlenmiş altı basamaklı dalga şekli üretir ve aynı zamanda harmonik bileşenlerini altı basamaklı inverterdeki değerlerin altına düşürmeyi başarır.



Şekil 2.3. Üç fazlı kare dalga inverter için gerilim dalga şekilleri, (a), (b), (c) komparatör giriş gerilimleri; (d), (e), (f) kutup gerilimleri; (g) ac hat gerilimi; (h) faz-nötr gerilimi

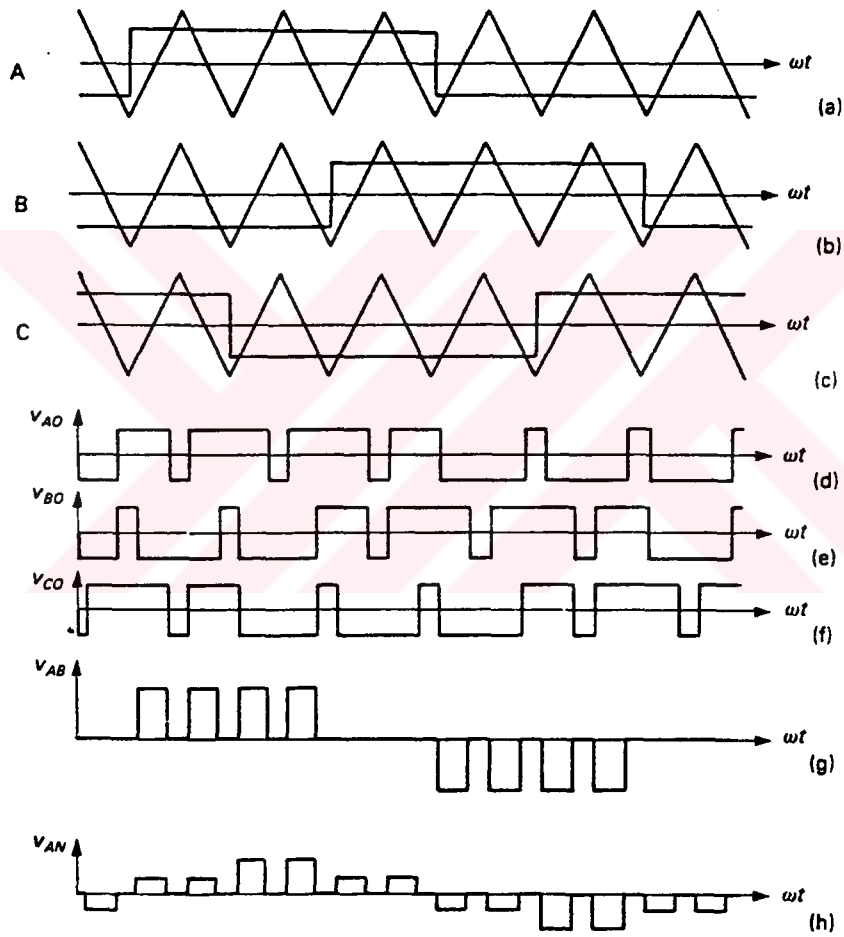
Sekil 2.3.(g)'de gösterilen faz gerilimi sekli, her yari peryotta esit genlikli darbeler serisi ve kenarlarda yarim genlikli darbelerden olusur.Komparator dalga sekileri Sekil 2.4.'teki gibi yapilrsa degisik faz gerilimi dalga sekileri elde edilecektir.Sekil 2.3.'te gösterilen kare dalga referans , tasiyici dalgaya göre çeyrek peryot kaydirilrsa , dalga sekli sadece esit genlikte simetrik darbeler içerecektir.Sekil 2.4.(h)'ta görülen faz-nötr gerilim seklinde peryottaki darbe sayisi(p), çevirme oraninin iki katidir.

PWM teknikte bu dalga sekli pratikte siklikla kullanilmaktadir, ancak modülasyon stratejisi genelde baska tekniklerle desteklenir. Sekil 2.5. 'te gösterildigi gibi sadece ortadaki 60°lik bölümde yapilir. Böylece her peryottaki faz degistirme sayisi ve dolayisiyla faz degistirme kayiplari azalir.Sekil 2.5.'te verilen kutup gerilimlerinde her yari peryotta ortadaki 60°lik bölümden kaydirilmis iki darbeden olusur, ve çikan faz-faz ve faz- nötr gerilimleri Sekil 2.4.'te elde edilenlerle aynidir.

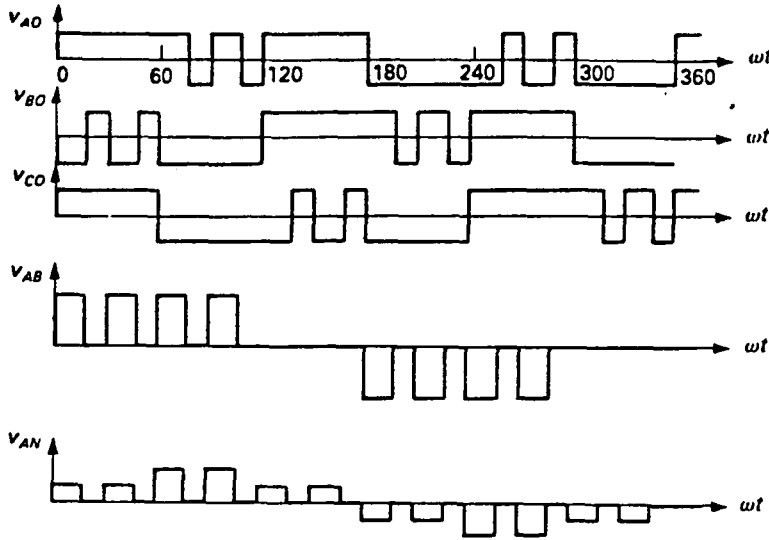
2.2.-1 . Harmonik Analizi

Yukarida belirtildigi gibi, kare dalga PWM, darbe genlikleri duzenlenmis alti basamakli bir çikis gerilimi dalga sekli verir. Bu dalga sekli, alti basamakli dalganin tüm harmoniklerini, ek olarak yüksek faz degistirme frekansinin getirdigi harmonikleri ihtiva eder. Üç fazli çalismalarda darbe sayisi p , düzgün bir çikis gerilimi elde edebilmek için 3'ün kati olmalidir. Kutup geriliminde tasiyici frekansinda yüksek harmonik olusur, ancak üç fazli uygulamada harmonik derecesi üç katina çikacagindan, yük üzerinde etkisi fazla olmaz.

Uygulamada çikis gerilimi için etkin faz degistirme harmonikleri, tasiyici frekansinin iki katinin kener bantlarinda ve bunun katlarinda ortaya çikar. Bu durumda en etkin tek dereceli harmonikler $k = 2p \pm 1$ ve daha az etkili olan $k = 2p \pm 5$ harmonik bilesenleri olacaktır ($k = 2p \pm 3$ bileseni çikis geriliminde gözükür ancak çikista 3'e katlandigindan yük tarafından bastirilir). Eger $p = 12$ seçilecek olursa, bu durumda en etkin harmonik bilesenler 23. ve 25. , daha az etkili olanlar ise 19. ve 29. harmonikler olacaktır. Benzer sekilde $4p, 6p, 8p, \dots$ 'nin de kenar bantlarinda harmonikler elde edilecektir.



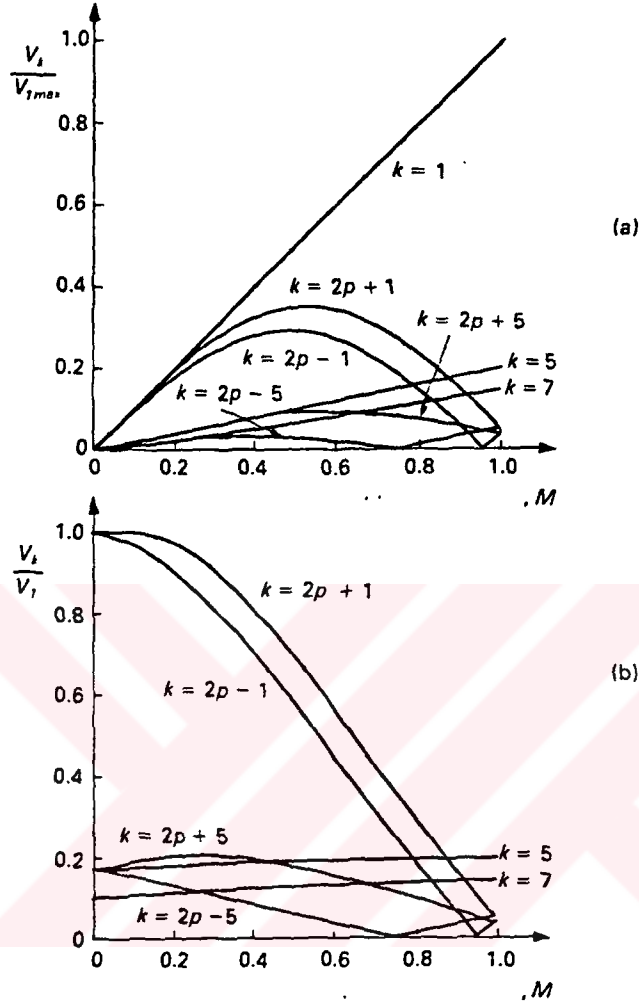
Sekil 2.4. Tasiyici dalgada çeyrek peryot faz kaydirmalı üç fazlı kare dalga PWM gerilim dalga şekilleri



Sekil 2.5. Sekil 1.4.'teki PWM dalga sekillerinin elde edilmesi için degisik bir modülasyon teknigi

Yüksek darbe sayilari için, faz degistirme harmonikleri kolaylikla alti basamak harmoniklerinden ayrilabilir. Sekil 2.6.'da alti basamakli dalgada gerilim ana dalgasi genligi maximum degerindedir ve harmonik gerilim genligi V_k , gerilim ana dalgasi genligi maximum degeri V_1 max'in fonksiyonu olarak belirtilmistir. Burada modülasyon katsayisi M ile gerilim ana dalgasi genligi arasinda lineer bir baglanti olduğu görülebilir. M 'in düşük degerleri için, etkin harmonik bileşenler $(2p \pm 1)$, ana dalga ile karsilastirilabilecek seviyededir ve bu büyük bir bagil harmonik etkisi olusturur. Bunu sekil 2.6.'da daha açık bir sekilde görebiliriz. Burada harmonik gerilim V_k , gerilim ana dalgasi genligi V_1 'in fonksiyonu olarak gösterilmistir. $M, 1$ 'e ulastiginda ise $k = 6n \pm 1$ sinirina kadar olan harmonikler ortaya çıkacaktır ve harmonik genlikleri ana dalga genligiyle $1/k$ ile oranli olacaktır. Sekil 2.6.'daki sonuçlar, Sekil 2.3.'teki dalga sekli için elde edilmistir.

Sekil 2.4.'teki dalga sekli için de asagi yukari ayni sonuçların ortaya çıktigi ve egrilerin yüksek darbe sayilari için önemli derecede degismediği görülür. Bu egriler, 3 ve 6 gibi düşük p degerlerinde, düşük dereceli harmonikler etkin olduğu için geçerli olmamaktadır, çünkü bu durumda harmonik bileşen, çıkistaki alti basamak degerini asabilmektedir.



Sekil 2.6. Sekil 2.3.'teki kare dalga PWM geriliminin modülasyon katsayısına bağlı harmonik bileşenleri: (a) Maximum ana dalga gerilimine bağlı harmonik gerilim genliği, (b) Anlık ana dalga genliğine bağlı harmonik genliği

Kare dalga PWM kaynaktan işletimde motor kayıpları harmonik bileşenler nedeniyle, altı basamaklı kaynaktan işletime göre yüksektir. Yüksek darbe sayılarının ise, yarattıkları yüksek frekans akım harmoniklerinin çıkışta motorun kaçak endüktansı tarafından filtre edilebilmesi gibi bir avantajı vardır. Aynı zamanda yüksek darbe sayıları için harmonik bileşenler altı basamaklı inverterden beslemede ortaya çıkan değerleri asmayacaktır.

2.3. Sinüsoidal PWM

Yukarıda anlatılan kare dalga PWM'de referans dalga, 3 fazlı bir kare dalgadır. Bu dalganın frekansı, genliği ve harmonik bileşenleri inverter çıkış geriliminde ortaya çıkar, böylece referans dalganın düşük dereceli harmonikleri çıkış geriliminde gözükür. Ancak çoğu ac motorlar, sinüsoidal ac kaynaktan işletilmek üzere dizayn edilmişlerdir ve bu nedenle inverter çıkışı mümkün olduğu kadar sinüsoidaline yakın olmalıdır. Böylece çıkışta genlikleri sinüsoidal olarak düzenlenmiş bir PWM dalga edebilmek için, kare dalga yerine referans olarak 3 fazlı bir sinüs dalgası kullanılması gerektiği ortaya çıkar. Bu teknik sinüsoidal PWM, ya da sinüs dalga PWM olarak adlandırılır.

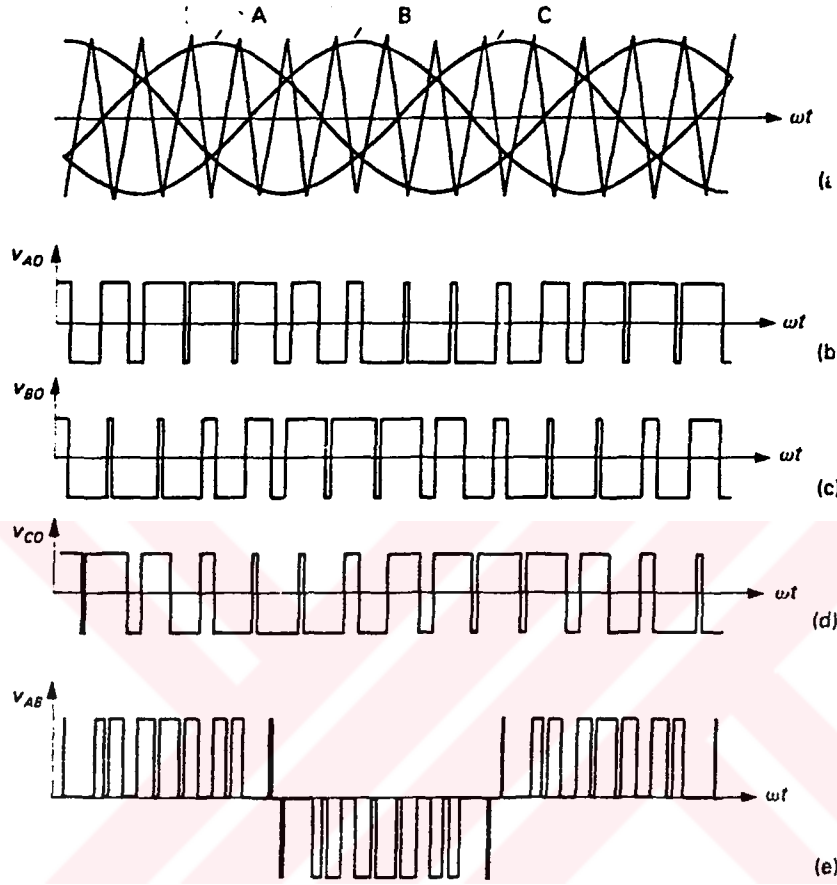
Burada da inverterin her fazı ya da yarım köprüsünde bulunan komparatörler, o fazın referans dalgası ile genel simetrik üçgen taşıyıcı dalgayı karşılaştırırlar. (Şekil 2.7.a). Yine darbe sayısı p , 3 faz çıkışa uygun bir dalga şekli elde edebilmek için 3'ün kati olacak şekilde seçilmelidir. Üçgen taşıyıcı dalganın genliği sabittir ve modülasyon katsayısı M , sinüs dalga genliğinin üçgen dalga genliğine oranı ile belirlenir.

Çıkış gerilimi kontrolü, sinüs dalga genliğinin ayarlanması ile elde edilir. Böylece çıkış geriliminde darbe genlikleri bu yolla ayarlanan sinüs eğrisi şeklinde çıkış gerilimi elde edilir.

Şekil 2.7.'de darbe sayısı 9 ve modülasyon katsayısı 1'dir. Buna bağlı olarak kutup gerilimleri V_{ao} , V_{bo} , V_{co} ve faz-faz gerilimi V_{ab} Şekil 2.7. (b), (c), (d), (e) 'de gösterilmiştir.

AC motor kontrolünde ayarlanabilir frekanslı PWM inverter kullanılması için ayarlanabilir genlikte ve frekansta 3 fazlı sinüs dalga üretilmesi gerekir. Burada düşük hızda çalışacak motorlar için kullanılacak referans dalga osilatörlerinin 0'a yakın çok düşük frekansta

çalışabilmesi gerekmektedir. Klasik analog devrelerden alınacak sinüs dalga çıkışlarla, bu gibi problemlerin çözümü çok zordur. Bu nedenle ilk baslarda ayarlanabilir frekanslı kare dalga PWM'ler kullanılmıştır. Ancak dijital teknolojinin gelişmesiyle, dijital hafıza ya da geniş ölçülü entegre devrelerin (LSI) kullanılmasıyla sinüsoidal PWM teknoloji geliştirmiştir.



Sekil 27. 3 faz sinüsoidal PWM için gerilim dalga şekilleri (a) komparatör gerilimleri ,(b),(c),(d) kutup gerilimleri; (e) ac hat gerilimi

Yüksek darbe sayıları için sinüsoidal PWM ile taşıyıcı frekansı civarında etkin harmonikler büyük ölçüde bastırılabilmiş ve yüksek kaliteli çıkış gerilimi dalga şekilleri elde edilebilmiştir. Aynı zamanda, altı basamaklı inverter ve kare dalga PWM inverterin karakteristik sorunları olan moment darbeleri ve düşük dereceli harmoniklerin bastırılması ile düşük hızlarda son derece etkin bir çalışma sağlanır.

2.3.1 Harmonik Analizi

Darbe sayısı p , sinüsoidal düzenlenmiş kutup gerilimi dalga şeklinde harmoniklerin sınırlarını belirler. Burada harmoniklerin açılımları Fourier serileri yardımıyla bulunabilir, ancak çıkarılacak ifadeler son derece karmaşık olacaktır. Analizler gösterecektir ki harmonikler taşıyıcı frekansı ve bunun katlarının kenar bantlarında ortaya çıkacaktır ve

$$k = np \pm m,$$

şeklinde n . taşıyıcı harmoniğin m . kenar bandı olarak gösterilecektir

n 'in çift değerleri için tek değerli kenar bantlarında harmonikler oluşacak ve çift dereceli harmonik olmayacağından, n ve m birlikte çift değerler alamayacaklardır. Böylece, $n = 2$ ise

$$k = 2p \pm 1, 2p \pm 3, 2p \pm 5$$

harmonikleri oluşacak, ancak m 'in yükselen değerleri için harmonik gerilimin genliği düşecektir.

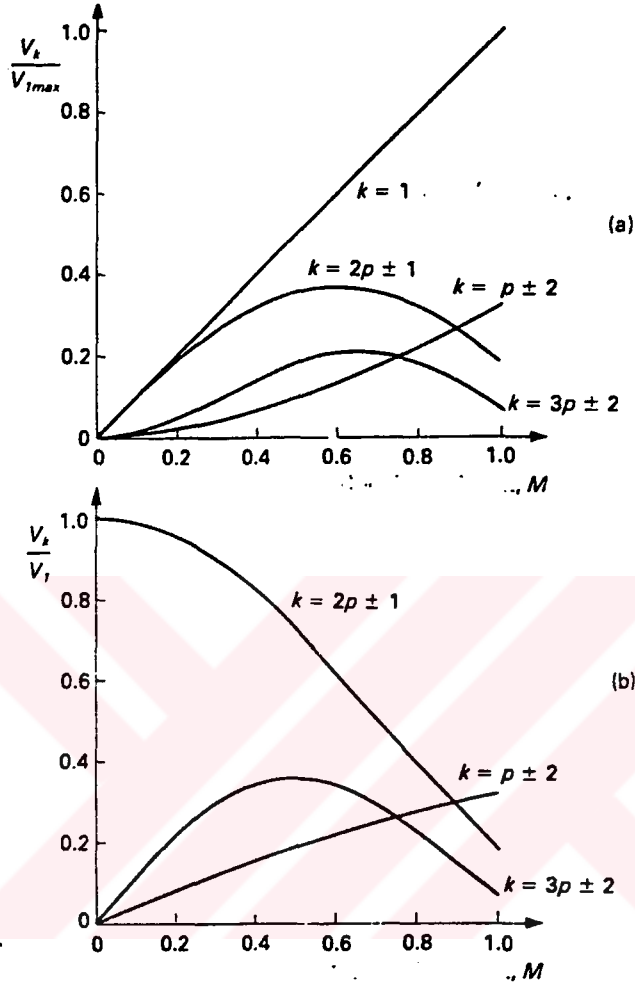
n 'in tek değerleri için ise, çift kenar bantlarında harmonikler oluşacaktır. Böylece $n = 1$ iken

$$k = p \pm 2, p \pm 4$$

ve daha yüksek dereceli harmonikler oluşacaktır. p 'nin tek değerleri için çıkış dalga şeklinde büyük harmonikler de görülecektir, ancak p 3 'ün kati olduğu için taşıyıcı harmonikleri $2p \cdot 3$

sınırında 3 'ün katları olarak tanımlanacak ve yük tarafından kullanılmayacaktır.

Detaylı bir analiz, harmonik genliklerinin, p , 9 'dan büyükken, darbe sayısı p 'den bağımsiz olduğunu gösterir. Şekil 2.8.'de harmonik bileşenlerin genlikleri, modülasyon katsayısı M 'in fonksiyonu olarak gösterilmiştir. Buradaki şekilde de iki eğri ailesi görülmektedir. Şekil 2.8.a 'da harmonik bileşenlerin genliği V_k , maksimum ana dalga genliği V_{1max} 'in fonksiyonu olarak görülürken, Şekil 2.8.b 'de görülen normalize edilmiş V_k / V_1 harmonik geriliminin değişimidir.



Sekil 2.8. Sinüsoidal PWM harmonik bilsenin, modülasyon katsayısına göre degisimi: (a) Maximum ana dalga genligine bagli harmonik genligi; (b) ani ana dalga genligine bagli harmonik genligi

Yukaridaki egriler M'in 0 ve 1 arasindaki degerleri için çizilmistir.

Sekil 2.8.a 'da görülecegi gibi gerilim ana dalgasi genligi ile modülasyon katsayisi arasinda lineer bir baglanti vardir. Harmonik analizi sonucunda bunun p 'nin 3 'ten büyük degerleri için geçerli oldugu görülür. Faz - nötr gerilim ana dalga genligi yıldiz bagli yük için, Vd hat gerilimi olmak üzere asagidaki gibi verilir :

$$V_1 = M \cdot V_d / 2 , \quad 0 < M < 1 \quad (2.1)$$

Sekil 2.8.'de $k = 2p \pm 1$ harmoniklerinin M 'in asagi yukari her degeri için etkin oldugunu gösterir, ancak $k = p \pm 2$ dereceli harmonikler de ayni sekilde etkilidir. Böylece $p = 15$ olarak kabul edersek en etkin harmonikler 29. ve 31. harmonikler olacaktır. Bunlari 13. ve 17. harmonikler takip edecektir. Genelde uygulamalarda en düşük dereceli harmonik $k = p - 2$ dereceli harmonik olacak, bu da kare dalga PWM 'de ortaya çıkan harmoniklere göre çok üst dereceden bir harmonik olarak kalacaktır ve sinüsoidal PWM ' in kare dalga PWM 'e göre daha verimli bir teknik oldugunu görmemize yardımcı olacaktır.

2.4. Akim Kontrollü PWM

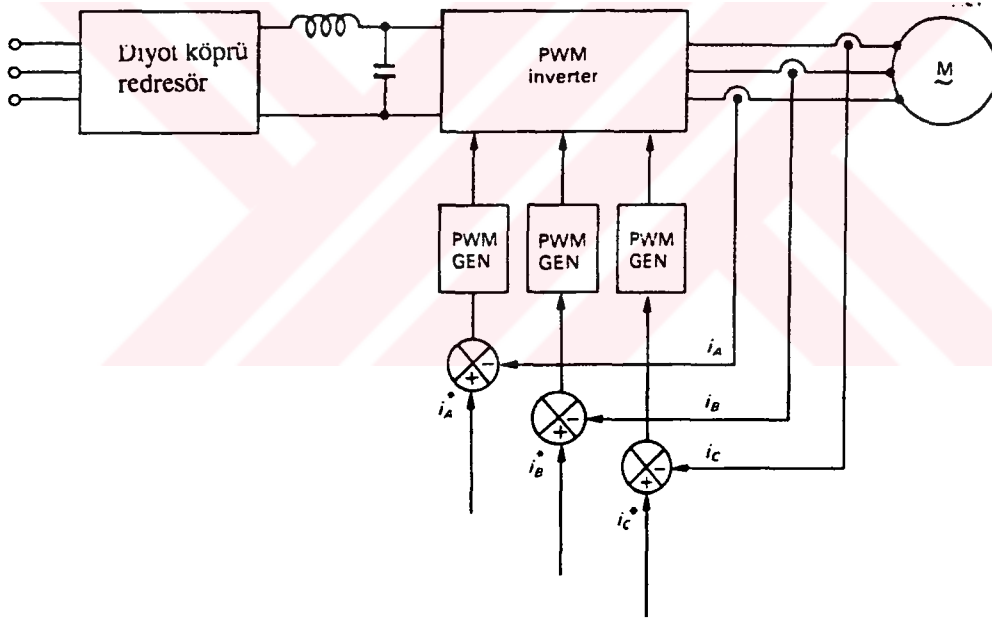
Akim kontrollü inverterler, çıkis akimini kontrol etmek amacıyla gerilim kaynakli PWM 'e ek olarak akim ayarlayicilar içerirler. Eger inverterin faz degistirme frekansi yüksekse, beslenen endüksiyon motoru ya da senkron motorun stator akiminin fazi ve genligi hizli bir sekilde ayarlanabilir. Burada akim kontrolünün verimi, motor kontrolünün verimini yakindan etkiler.Sürüsün dinamik verimi ve düşük hizlardaki verimi aranan özelliklerdir. Bu karakteristikler akim kontrolünün kalitesine ve seçilmiş olan sürüs teknigine baglidir.

Akim kontrolü çeşitli şekillerde yapılabilir. Genelde sinüsoidal bir referans ile motorun o anda ölçülen akim bir komparatörde karşılaştırılır. En basit haliyle komparatörün üreteceği darbeler faz degisimini belirler, dolayısıyla ani akim hatalarının önlenmesini sağlar.Sekil 2.10. tek bir faz kolu için akim kontrolünü gösterir.Eger motor faz akimi referanstan daha pozitif ise üst kol iletme, alt kol kesime girer ve motor akimi düşürülür. Burada komparatörün bir ölübandi toleransi vardır. Böylece faz akimi ile referans akimi arasında müsaade edilebilecek sapmalar olduğu takdirde, faz degistirmenin gerçekleşmesi önlenir. Böylece, esas akim, referans akimi önemli bir sapma olmadan izler. 3 fazli sistemlerde genellikle her faz için ayrı birer komparatör kullanılır. Inverterin faz kolundaki faz degisimlerinde zaman ayarlamasi açısından bir otomatik kliitleme devresi bulunmasi gereklidir. Sekil 2.10.b'de akim kontrolü açık ve kapaliyken çıkis akiminin degisimini gösterir. Burada ufak bir sapma toleransi ile motor akiminin ufak bir sapma ile benzeri elde edilir, ancak faz degistirme frekansinin yüksek olması gerekmektedir.Faz degistirme frekansi verilmiş belli bir sapma toleransi için sabit degerde degildir ve motor endüktansi ve geri besleme elktro motor kuvvetinin

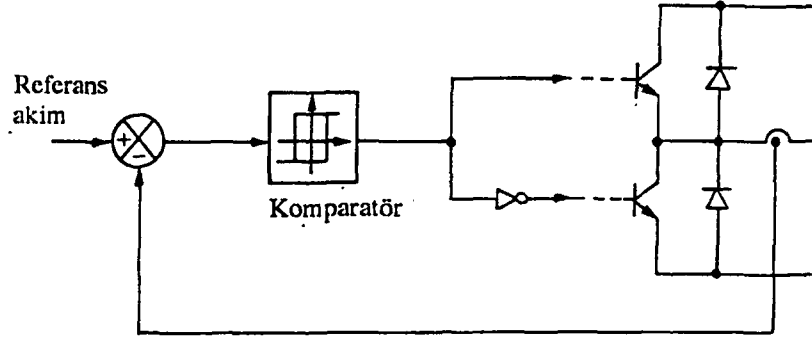
(emf) degisimleri ile belirlenir.Geri besleme emf 'si düşükse, faz degistirme frekansi artabilir. Böylece görülebilir ki 3 fazli bir sistemde nötr baglantisi olmazsa ani akim hatalari ölübandin iki katina ulasabilir.. Ayni zamanda, çok düşük seviyelere de ulasilamamaktadır. Ek olarak, ayarlanabilir frekans uygulamalarında had safhada akustik gürültü ortaya çıkmaktadır, ve bu nedenlerle bu açip kapama teknigi pratikte pek sik kullanilmamaktadır.

Pratik uygulamalarda daha çok faz degistirmeleri için sabit bir frekans kullanilmasi tercih edilir.Böylece akustik gürültü ve inverter faz degistirme kayiplari daha makul seviyelere indirilir.Sekil 1.9.c akim hatasinin sabit frekasli bir üçgen dalga tasiyici ile karsilastirildigi en genel bir akim kontrolü teknigini göstermektedir. Burada akim hatasi sinüs- üçgen dalga karsilastiricida referans olarak alinmaktadır. Eger referans akim ani akimdan daha pozitifse sonuç hata pozitif olacak ve böylece üst kolun iletim peryodu, kesim peryodunu asacaktır.Ve buna bagli olarak inverterin pozitif yönde iletimi artacak ve ac hat akimi yükselecektir. Bunun tersi olarak, eger akim hatasi negatifse, inverter kolu negatif iletimde daha fazla kalacaktır.Tekrar olarak, 3 faz sistemde her faz için ayri akim kontrolörü olacak , ama tasiyici dalga ortak kullanilacaktır, ve inverter kollarinda faz degisimi tasiyici dalga frekansi ile belirlenecektir.Sekil 2.10.c 'de gösterilen akim kontrolü lineer operasyonel amplifikatör akim kontrolörü ile gerçekleştirilmiştir, ve buradaac hat akimindeki faz hatalari ve genlikleri minimize edilmektedir. DC servo motorlarin kontrolünde de siklikla kullanılan bu teknige " PWM servo kuvvetlendirici " teknigi adi verilir.

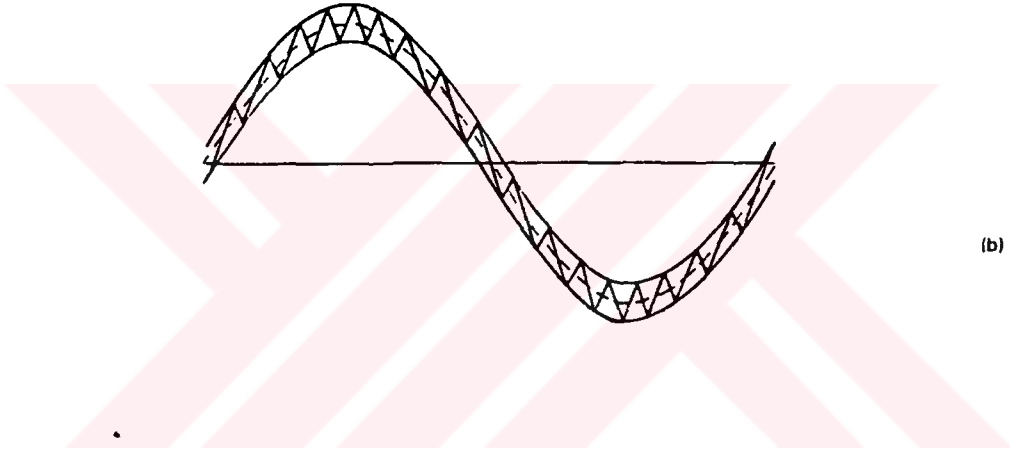
Bu sabit frekansli akim kontrolü teknigi ile yuksek kaliteli ve kontrollü akim veren bir ac akim kaynagi elde edilebilir.Akim kontrollü ve faz degistirme frekansi yüksek bir inverter ile geri beslemeli yöntem gere genlik ve faz olarak motor akiminda çok daha hizli ayar yapilabilecektir. AC motorun , stator akimi ile geri beslenmesiyle de stator direnci ve sizinti reaktansinin etkisi bastirilabilecek ve böylece motor kontrolü basitlesecektir. Fakat hizli uygulamalarda akimdaki hatalardan dolayi darbeler ve faz degistirme kaymalari görüldüğünden, yüksek hizlarda motor kontrolü için gerilim kontrollü ya da alti basamakli inverterler kullanilmalidir.



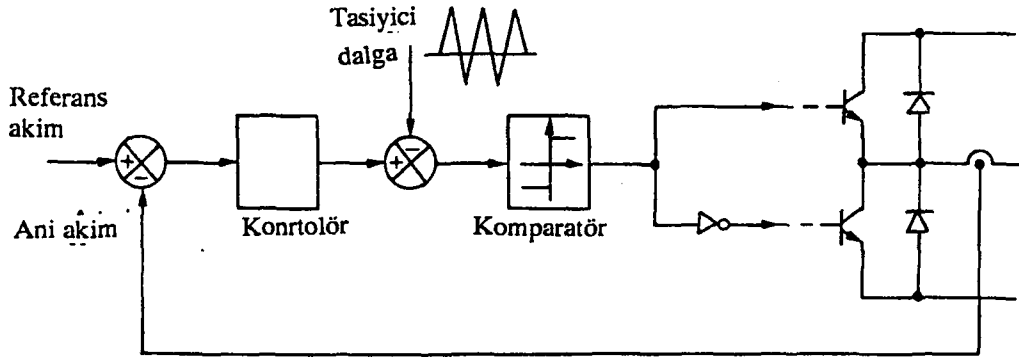
Sekil 2.9. AC motor besleyen 3 fazlı akım kontrollü PWM inverter blok diyagramı



(a)



(b)



(c)

Sekil 2.10. Akim kontrollü PWM inverter: (a) Bir faz kolu için kontrol; (b) Kontrolde elde edilen sinüsoidal dalga; (c) Tek faz kolu için sabit frekanslı PWM kontrol

2.5. Optimum PWM

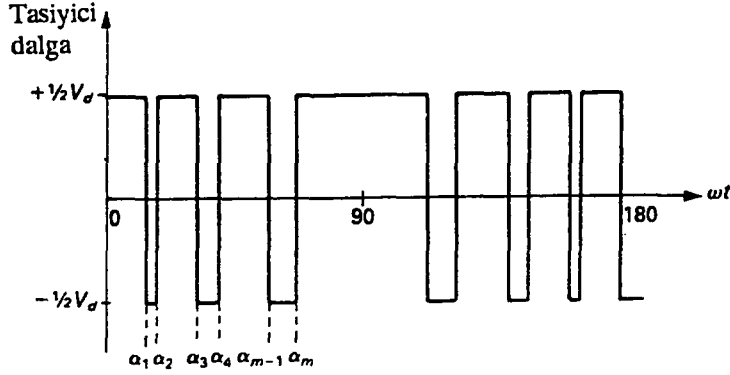
AC motor kontrolü için kullanılan klasik gerilim kaynaklı inverterler genellikle kare dalga ya da sinüsoidal PWM teknikleridir. Burada gerilim kontrolü yapılabilmekteyse de PWM stratejisi motorun verimi ve etkinliği için zararlı ek harmonik bileşenler üretir. Son yıllarda daha değişik örnekleme yöntemleriyle düşük dereceli harmoniklerin bastırılması ya da toplam harmonik bileşenin en düşük seviye indirilmesi yoluna gidilmektedir. Bu optimize tekniklerin klasik analog devrelerle gerçekleştirilmesi çok zordur ancak modern mikroislemci üzerine kurulu kontrol teknikleri buna imkan sağlamaktadır.

Genel olarak 3 fazlı bir köprü inverter örneği Şekil 2.11. 'de gösterilen şekilde bir kutup gerilimi üretir. Fourier analizleri yapılacak olursa , harmonik gerilim genliklerinin faz değiştirme açıları $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3 \dots$ e bağlı olarak ifade edilebilecekleri görülür. Eğer dalga şekli çeyrek dalga ya da yarı dalga simetriye sahipse, m çeyrek periyotta faz değiştirme sayısı olmak üzere, k. harmonik gerilimi ;

$$V_k = \frac{2V_d}{k\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^m (-1)^i \cos k \alpha_i \right] \quad (2.2.)$$

2.2. esitliği bir anda seçilmiş özel harmoniklerin bastırılması için gerekli faz değiştirme açılarını bulmak için kullanılabilir ancak elde edilecek nonlineer esitliklerin çözümü için nümerik metodların kullanılması gerekecektir. Eğer çeyrek periyotta m adet faz değiştirme yapılırsa toplam harmonik bileşenin değeri kontrol edilebilecek ve m-1 tane harmonik bastırılabilir. Bu teknik PWM harmonik eliminasyonu tekniği olarak adlandırılır.

Simetrik bir 3 iletkenli 3 fazlı sistemde 3 'ün kati olan harmonikler yük gerilimi dalga şeklinde otomatik olarak bastırılacaktır. Aynı zamanda Şekil 2.11. 'de görülen bir faz gerilimi simetrisinde çift harmonikler de oluşmayacaktır. Böylece en düşük seviyeli dört harmonik olarak 5., 7., 11. ve 13. harmonikler kalacak ve motorun düşük hızlarda kontrolünde bu harmoniklerin moment darbesi ve hız atlamaları etkileri görülecektir. Bu dört harmoniğin bastırılması ile 17. harmonige kadar olan tüm harmonikler bastırılmış olacak ve etkin harmonik olarak 17. harmonik kalacaktır. Böylece düşük seviyede harmonikleri ihtiva etmeyen bir gerilim dalga şekli elde edilecektir.



Sekil 2.11. PWM inverterin genel kutup gerilimi dalga sekli.

Gerilim kontrolü ve bu dört harmonigin bastirilmesi için çeyrek periyotta faz basına 5 faz degisimi , ya da 0° ve 180° degisimleri de alinirsa periyotta 22 faz degisimi gerekecektir.

Diger bir metods , harmoniklerin istenmeyen etkilerine bagli olarak bir verim göstergesi tanımlamak ve gerilim kontrolü saglarken bu verim göstergesi verilerini minimize edecek faz degistirme açilarini seçmektir. Bu teknik " dalga sekli programlama PWM " , ya da " Girişim minimizasyonu PWM " teknigi olarak adlandırilir. Burada AC motor kontrolü uygulamaları için toplam harmonik gerilimi etkisi ;

$$\sigma = \left[\sum_{k \neq 1}^{\infty} \left(V_k/k \right)^2 \right]^{1/2} . \quad (2.3.)$$

olarak tanımlıyken uygun bir verim göstergesi saglanabilir. Bu deger , toplam harmonik efektif akimla orantilidir ve böylece bu degerin karesi de motorda toplam harmonik bakir kayiplari ile orantili olacaktır. Faz degisme açilarinin uygun seçilmesiyle bu degerin minimuma indirilmesi ve gerilimin kontrol edilmesi saglanır, ancak buradaki esitliklerin çözümü için de bilgisayar çözümü gerekecektir.

Bu PWM tekniklerinin kullanımı klasik kare dalga ya da sinüsoidal dalga üreten kaynaklarla mümkün değildir ve ancak modern

mikroislemci , sadece okunabilir hafiza (ROM) ya da dijital bilgiveri cihazlarla gerceklestirilebilir.Bu modern sürüs teknikleri ayni zamanda degisik hiz bölgelerinde degisik örnekleme kullanarak optimum bir sürüs verimi alinmasini saglamaktadır.

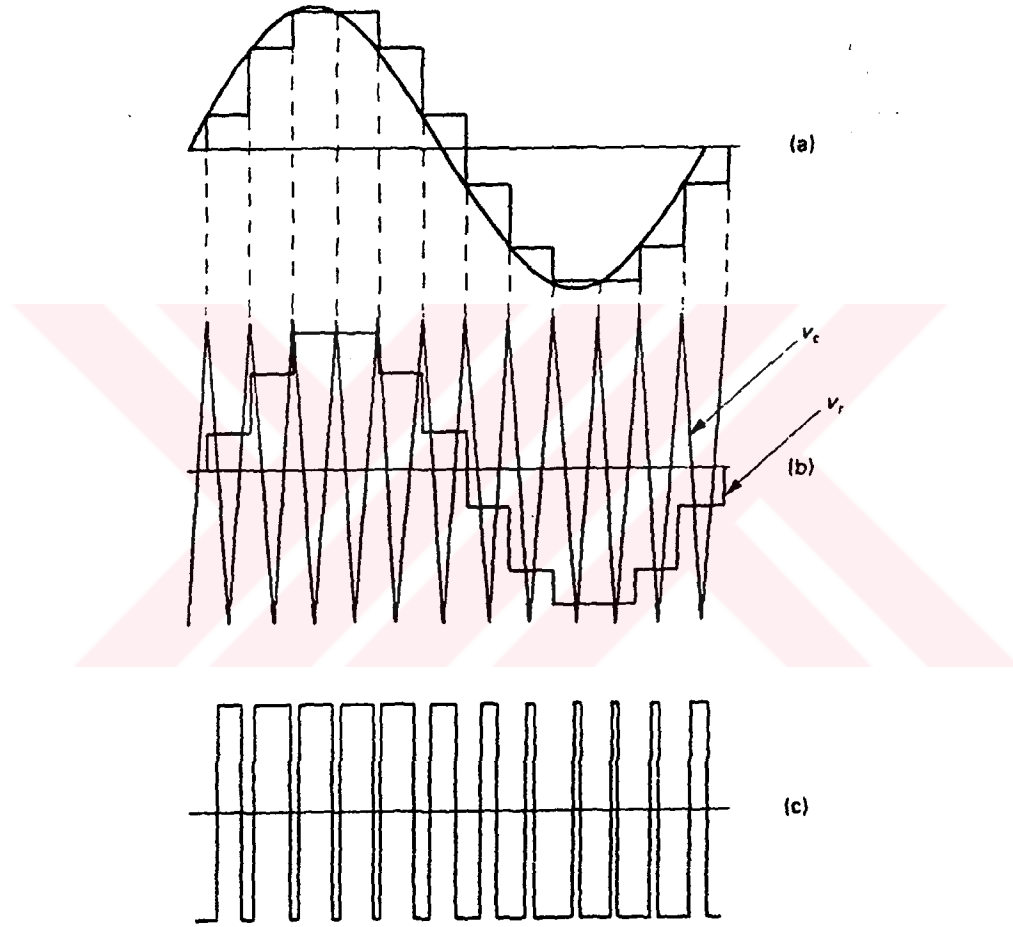
Böylece görülebilir ki peryot basina faz degistirme sayisi makul seviyelerde tutulursa , faz degistirmelerden dogan kayiplar minimum seviyede tutulacak, ve optimum PWM teniklerinin kullanilmasi daha cazip hale gelecek ve bu sayede harmonik etkileri de önemli ölçüde azaltilabilecektir:

2.6. PWM Inverterlerin Dijital ve Mikroislemci Kontrolü

Son zamanlarda dijital ve mikroislemci sürüslü PWM ' lerin kullanimi artmaktadır.Daha önceki bölümlerde belirtildiği gibi, sinüsoidal PWM tekniginde bir sinüs dalgasi ile bir üçgen dalganin karsilastirilmesi ile faz degisimleri belirlenmektedir. Bu teknik dogal örnekleme PWM olarak bilinir ve siklikla kullanilir, çünkü analog devrelerle elde edilmesi kolaydir.

Dijital bir uygulamada ise sinüs dalga referansin degerleri bir ROM deger tablosuna islenip, bir yukari - asagi sayicidan elde edilebilecek bir üçgen dalga çikis ile, dijital bir komparatörde karsilastirilarak ayni teknik uygulanabilir, ancak bu analog teknikteki kadar etkili olmayacaktır.

Mikroislemci kontrollü bir PWM' de ise darbe genisliklerini hesaplamak kolay olmayacaktır , zira dogal örnekleme dalga seklinde bunlar analitik olarak ifade edilemeyeceklerdir.



Sekil 1.12. Düzgün örneklenmiş PWM: (a) Sinüs dalganın düzenlenmesi ve düzenlenmiş sinüs dalgası;(b) Komparatör giriş gerilimleri; (c) Komparatör çıkis gerilimi ve kutup gerilimi.

2.6.-2 . Düzgün örnekleme PWM

Bir diger alternatif çözüm, sekil 2.12 'de gösterilen dijital bilgiveri ya da mikroislemci teknigidir. Burada sinüsoidal referans, tasiyici üçgen dalganin pozitif (ya da pozitif ve negatif) tepe degerleri üzerinden esit araliklarla örneklenmistir. Burada örnek , tasiyicinin bir sonraki tepe degerine kadar sabit kalir , ve böylece referans sinüs dalganin basamakli bir versiyonu olusturulur.Bu , üçgen tasiyici dalga ile karsilastirilir ve kesime noktaları faz degisimlerini belirler.Burada Basamakların genligi sabit olduğundan, darbe genlikleri buna göre tanımlanabilir. Böylece , darbe genisligi , basamak genligi ile orantili olur ve bu teknige " Düzgün örnekleme PWM " teknigi adi verilir.

ROM ile sürülen bir " Düzgün örnekleme PWM " de , dogal örnelemeye göre kullanılan hafiza sayisinda önemli bir azalm gözlenir.Buna ait çizimler sekil 2.12. 'de gösterilmistir.Özellikle LSI'ların gelişmesiyle düzgün örnelemeli PWM 'lerin kullanilmasi önemli avantajlar saglamistir.

Mikroislemci sürüs tekniklerinin ise düzgün örnelemeli uygulamaları çok verimlidir. Burada mikroislemci, PWM dalga sekillerinin hesaplanmasında direk olarak kullanılabilir, zira darbe genislikleri asagıdaki analitik ifade ile gösterilebilmektedir :

$$t_{pw} = \frac{T}{2} \left[1 + M \sin (\omega_m T_1) \right] \quad (2.4.)$$

Burada T örnekleme araligi , T1 örnekleme ani , M sin ($\omega_m t$) ise Sekil 2.12.'nin orjinal sinüs dalga modülasyon sinyalıdır.

2.7. PWM Inverter Kaynaktan Isletim

Akim ve gerilim kaynakli inverterler arasinda harmonik etkisi açisindan farklar oldugu bilinmektedir. Sanayide gerilim kaynakli inverterler sikça kullanılmaktadırlar , ancak çok çeşitli modülasyon teknikleri kullanıldığından dolayı , PWM dalga şekillerinin harmonik etkileri hakkında kesin kabuller kullanmak zordur. Örneğin altı basamaklı bir kaynakla kullanılan uygun bir PWM tekniği ile harmonik kayıplarda önemli bir azalma görülürken , yanlış bir modülasyon tekniği seçimi daha yüksek kayıplara sebep olacaktır. Klingshirm ve Jordan ' in gösterdiği bazı basit PWM dalga çeşitlerinde toplam harmonik kayıpları , temel kayıpları asabilmektedir. Bütün bunlar uygun modülasyon tekniği seçiminin önemini gösterir.

Gerilim kaynakli bir PWM kontrolde , motor hizinin artmasıyla , modülasyon stratejisi genelde değişir ve inverterdeki faz değişimleri azalır. Bunun amacı nominal hızda gerilimde altı basamaklı bir geçiş sağlamak ve faz değiştirme kayıplarını minimuma indirmektir. PWM stratejileri , öncelikle peryotta birkaç faz değiştirme ile altı basamaklı isletime geçmeli ve olabildiğince dikkatle seçilmelidir , çünkü yanlış faz değiştirme stratejileri yüksek harmonik kayıpları ve motorda hızlı aşırı ısınma ortaya çıkarırlar.

Optimum sürüş verimi için nominal hızın her hız kademesi için uygun modülasyon stratejisi belirlenmelidir. Çeşitli PWM stratejilerini karşılaştırmak için , genel olarak dalga şekillerinin karşılaştırılması ve harmonik motor kayıplarının karşılaştırılması gereklidir.

2.7.-1 . Harmonik kayıp Faktörü

Optimum bir PWM tekniği, ek harmonik kayıplarını minimize etmelidir. Bunlar öncelikle harmonik akım kayıplarıdır. Bir gerilim kaynakli inverterde , harmonik akımın akısını sızıntı reaktansı düzenliyorken , bağıl olarak k. harmonik akımı aşağıdaki gibi verilebilir :

$$I_k = V_k / (k f_1 X_{pu})$$

(2.5.)

Burada X_{pu} temel frekanstaki bagil sızıntı reaktansı , f_1 ise temel frekansı temsil eder.

k. harmonik bakir kayiplari , R_k motorun k. harmonikteki direncini gösteriyorken harmonik direnci ile harmonik akimin karesinin çarpımı olur. Böylece faz başına toplam harmonik bakir kayiplari :

$$P_{loss} = \sum_{k \neq 1} I_k^2 R_k = \frac{1}{X_{pu}^2} \sum_{k \neq 1} \left(\frac{V_k}{k f_1} \right)^2 R_k . \quad (2.6.)$$

R_k sabit ve frekanstan bagimsiz kabul edilirse , harmonik bakir kayiplari yaklasik olarak :

$$\sigma_1 = \sum_{k \neq 1} \left(\frac{V_k}{k f_1} \right)^2 . \quad (2.7.)$$

Bu deger, idealde degeri 0 olan ve degisik PWM tekniklerinin harmonik bakir kayiplarının karsilastirilmasında kullanilabilecek bir kayip faktörüdür.Uygulamada , deri etkisi harmonik kayiplarina önemli ölçüde etki edebilir , özellikle de derin oluklu rotor yapili makinalarda. Rotor endüktansinin dik sızıntı bileşeni frekansla azalmaktadır

ancak tüm motor endüktansındaki düşüş , aynı anda rotor direncindeki artışa göre önemsizdir.

2.7. esitliginde gösterilen kayip faktörü , deri etkisini hesaba katmadigi için PWM dalga sekillerini karsilastirmada yetersiz bir kriterdir.Böylece , 5. harmonikteki 0.2 pu.'lik gerilim bileşeni , kayip faktörüne 25. harmonikteki 1 pu. 'lik gerilim bileşeni ile aynı etkiyi yapar ve pratikte 25. harmonikte motor daha yüksek bir dirence sahip olacagından bakir kayiplari daha fazla olacaktır.

Deri etkisi dolayisiyla , frekans arttikca stator ve rotor direnci artacaktır , ancak ek harmonik bakir kayiplari rotorda dha fazla olacaktır. Eger k. harmonik için rotor frekansı f_{2k} ise rotor direnci R_{2k} , rotorun yüksek frekanslarında f_{2k} 'nin karesi ile orantili olacaktır.Böylece;

$$R_{2k} \propto \sqrt{f_{2k}} . \quad (2.9.)$$

olacaktır.

Genelde harmonik kayma , s_k , $f_{2k} / (k f_1)$ ' dir ve motor genelde nominal hiz civarında çalistirililiyor varsayilirsä;

$$f_{2k} = (k \mp 1) f_1 = k f_1 \quad (2.10.)$$

ve böylece ;

$$R_{2k} \propto (k f_1)^{1/2}. \quad (2.11.)$$

olur. Faz basına rotor harmonik bakir kayiplari;

$$P_{2loss} = \frac{1}{X_{pu}^2} \sum_{k \neq 1} \left(\frac{V_k}{k f_1} \right)^2 R_{2k} \quad (2.12.)$$

ve R_{2k} degeri yerine konulursa ;

$$\sigma_2 = \sum_{k \neq 1} \frac{V_k^2}{(k f_1)^{3/2}} \quad (2.13.)$$

olacaktır.

Harmonik bakir kayiplari ise , motorun yapisından ve de manyetiklerden önemli ölçüde etkilendiginden kolaylıkla tanımlanamaz. İç kayiplardaki harmonik akılara baglı artis önemsenmese de , sızıntı akıların arttırdığı kayiplar , harmonik frekansında önemli iç kayiplar meydana getirebilirler. Eger egimsiz bir rotor yapısı mevcutsa , sızıntı kayiplar en etkin bileşenler olacaktır ve Alger, Angst, Davies esitlikleri ile belirlenebileceklerdir. Burada kayıp degerleri akimin karesi ve frekansla orantili olacaktır. Böylece k. harmonik stator ve rotor kayiplari , akimin karesi ve k. harmonik frekansı ile orantili olacak ve toplam harmonik kayiplari ;

$$P_{endloss} \propto \sum_{k \neq 1} (I_k)^2 k f_1 ; \quad (2.14.)$$

olacaktır.

Son bir kayıp faktörü de harmonik demir kayiplari için tanımlanacak olursa;

$$\sigma_3 = \sum_{k \neq 1} \frac{V_k^2}{k f_1} . \quad (2.15.)$$

Toplam yük kayiplari ise ;

$$P_{SLoss} \propto \sum_{k \neq 1} (I_k)^x (kf_1)^y \quad (2.16.)$$

olacaktır. Burada x ve y katsayilari motorun yapisina bagli olacaktır. Deneysel verilere göre x = 2 ve y = 1.5 için kabul edilebilir bir dogrulukla kayip faktörü ;

$$\sigma_4 = \sum_{k \neq 1} \frac{V_k^2}{(kf_1)^{0.5}} \cdot \quad (2.17.)$$

olacaktır.

3.1. AC KIYICILAR İÇİN HARMONİK ELEMINASYONU VE GÜÇ FAKTÖRÜ KONTROLÜ SAĞLAYAN YENİ BİR ASİMETRİK PWM (APWM) TEKNİĞİNİN TANITILMASI

AC kiyicilar sabit degerli bir ac kaynaktan ayarlanabilir ac gerilim elde etmek amaciyla siklikla kullanilmaktadirlar . AC kiyicilarin faz açisi kontrolü de endüstriyel ısıtma , ısı ayari, ac motor hiz ayari gibi ac güç uygulamalarında çokça kullanılmaktadır.Kullanılan çoğu teknik büyük ayar sahalarında gücün ekonomik olarak basitçe ayarlanabilmesini sağlamaktadır. Ancak çıkis akim ve geriliminde harmonikler , ve hem giris , hem de çıkis gücünün akisinda devamsizliklar ortaya çıkmaktadır. Aynı zamanda atesleme açisindaki gecikmeler , yük direnç agirlikli olsa da güç faktöründe düsmeye sebep olmaktadır.

Bu sorunlar, güç devrelerinin serbest çeşitli şekillerde degistirilmesi , veya asimetrik açi kontrolü veya yüksek frekansta zaman oranlamasi gibi daha ileri kontrol metodlari kullanilarak bir ölçüde çözülebilirler. Güç devresi yari - iletkenlerinin gelismisi , PWM tekniklerinin siklikla kullanıminda tesvik etmektedir. Mevcut PWM metodlarinin en önemli özelliklerinden bir tanesi , her bir yari peryottaki darbe sayisini ayarlamak suretiyle çıkis gerilimindeki harmonikleri bastirabilmektir. Buna karsilik giris güç faktörünün kontrolü zordur ve belki dolayli yollarla kontrolü gerçekleştirilebilir. Asimetrik darbe genlik modülasyonu (APWM) , ac kiyicili bir güç devresinin giris güç faktörünü düzeltebilecek bir teknik olarak görülmektedir , ancak burada faz degistirme açisinin artmasi dolayisiyla çıkis geriliminde düşük dereceli harmonikler yerine yüksek dereceli harmonikler ortaya çıkacaktır.

Bu bölümde ac kiyicilar için , seçilmis sınırlar içinde harmonik eliminasyonu ile birlikte , giris giris güç faktörünü de düzeltebilen yeni bir APWM tekniginin özellikleri gösterilecektir. Eger ac kaynagin bir yari peryodunda M sayıda darbe varsa , 2M tane APWM faz degistirme fonksiyonu olacağı varsayilabilir. Böylece , APWM çıkis gerilimi için Fourier katsayıları elde edilecektir. Ek olarak , istenilen çıkis gerilimine

ulasmak için , çıkis geriliminin faz açısının degistirilmesiyle ve harmonik eleminasyonunun $2M - 1$ sinirinda yapilmasiyla , $2M$ tane esitlik elde edilecektir. Bu esitliklerin Newton - Raphson metodu yardimiyla çözümlenmesiyle , ac kayiplar için kullanilabilecek APWM örneklemeleri bulunabilecektir.

Asagida önerilen yeni APWM tekniginde , APWM çıkis geriliminde harmoniklerin degisimi , girisim faktörü ve güç faktörü gibi çeşitli karakteristikler degerlendirilmis ve mevcut PWM teknikleri ile karsilastirilmistir.



3.2. Faz Degistirme Metodu

Giris güç faktörünü düzeltmeye yönelik teoremler genellikle faz degistirme metoduna dayanir.Eger ac giris gerilimi v_s ,

$$v_s = (2\bullet) V_s \sin \omega t$$

sekinde bir kaynaktan saglanmaktaysa , çikis gerilimi genligi V_o ,
[0 , V_s] degisim araliginda

$$v_o = \sqrt{2}V_o \sin \omega t \quad (3.1.)$$

sekinde degisecektir. Güç faktörü kontrolü olmadan , ac kiyici sadece genligi düzenleyebilecektir ve bu durumda sabit katsayi

S_o (= $x_o = V_o / V_s$) ' in fonksiyonu olacaktir ve bu deger kontrol sinirlerinde [0, 1] arasi degerler alabilecektir. Endüjtif yüklü ideal bir kiyicida giris akimi i_s , ve çikis akimi i_o ' in esitlikleri asagidaki gibi olacaktir.

$$i_o = \sqrt{2}I_o \sin (\omega t - \phi_o) \quad (3.2.)$$

$$i_s = \sqrt{2}I_s \sin (\omega t - \phi_s) \quad (3.3.)$$

2 ve 3 esitliklerinden görülecegi gibi , yük faz açisi ϕ_o ' in degeri yükün endüktif ya da kapasitif olmasina , giris faz açisi ϕ_s ' in degeri ise yük ve ac kiyicinin tipi kadar kontrol teknigine de baglidir.

Giris güç faktörünün düzeltilmesi için , kullanılan çikis geriliminde faz degistirme yapilmasi gerekir ve bu skilde uygulanan yöntem , faz degistirme metodu olarak adlandirilir. Bu da sadece kontrol teknigini asimetrik darbe genlik modülasyonlu teknikle degistirmekle mümkün olacaktir.

Burada çikis gerilimi v_o , 1 numarali esitlikteki giris gerilimi v_s 'ten ϕ faziyla degisir .

Buradan;

$$v_o = \sqrt{2}V_o \sin (\omega t + \phi_r) \quad (3.4.)$$

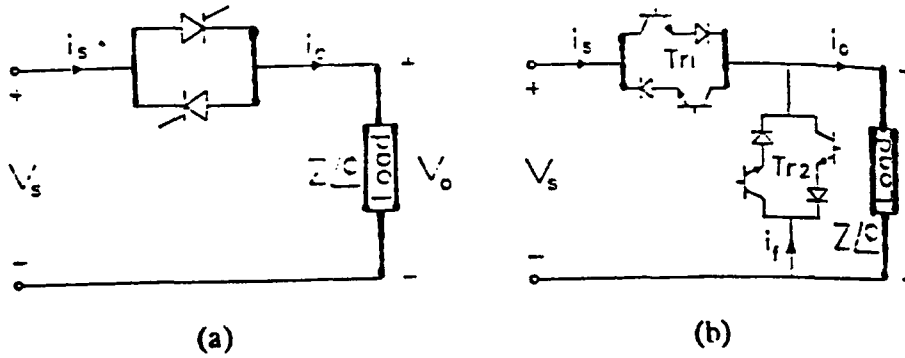
esitligi elde edilir.

Bu durumda giris akimi ve çikis akimi esitlikleri 2 ve 3 ' te su sekilde degisir:

$$i_o = \sqrt{2}I_o \sin (\omega t + \phi_r - \phi_o) \quad (3.5.)$$

$$i_s = \sqrt{2}I_s \sin (\omega t + \phi_r - \phi_s) \quad (3.6.)$$

Bu halde faz degistirme açisi ϕ_r , $(\phi_r - \phi_s)$ ' i 0 yapacak sekilde kontrol edilebilirse , giris güç faktörü 1 ' e yaklasir.



Sekil 3.1. APWM AC Kiyici güç devresi ; (a) Faz açisi kontrolü; (b) Asimetrik PWM

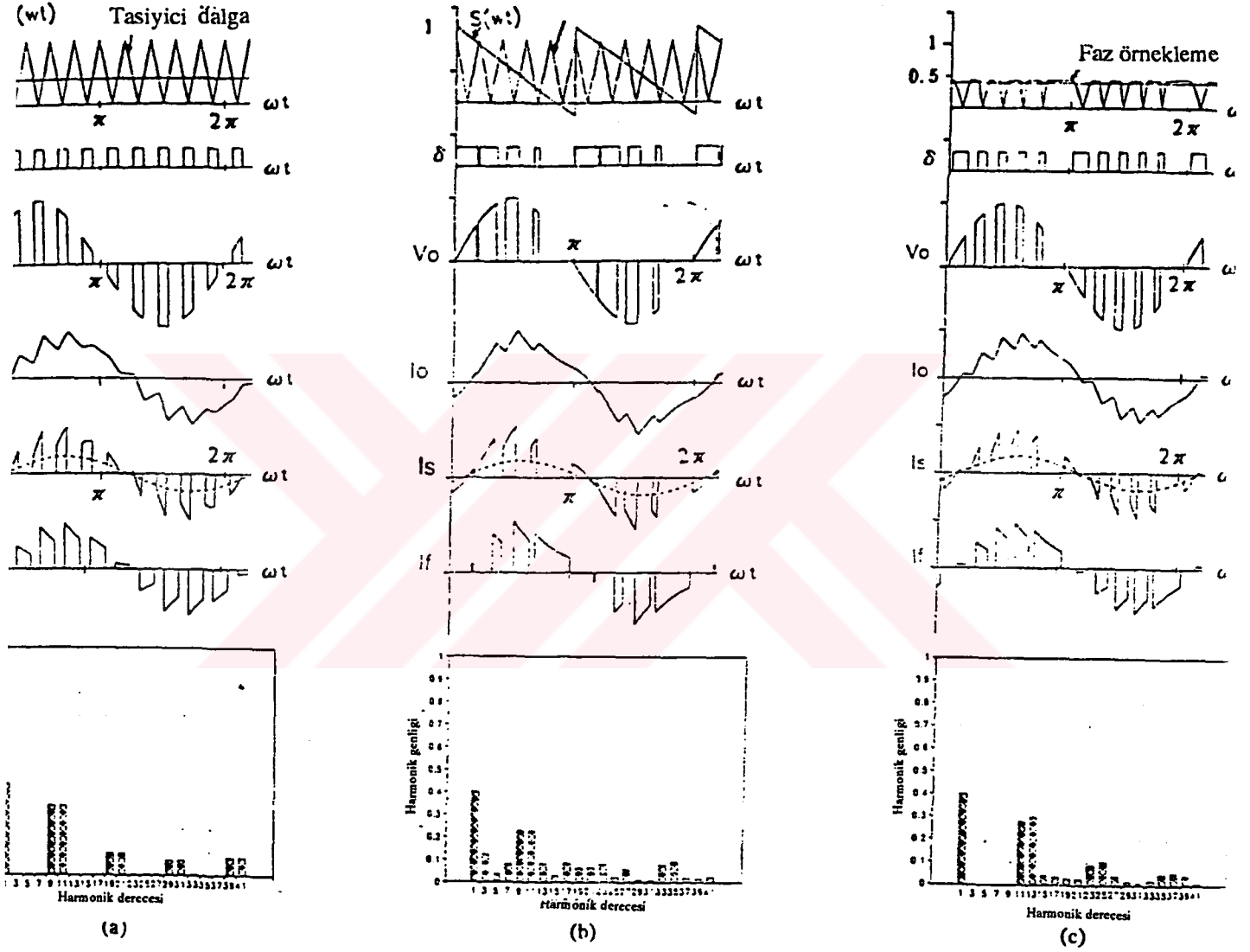
3.3. APWM AC Kiyicinin Tanitilmasi

PWM ac kiyicinin güç devresi, biri devreye seri , diğeri yüke paralel bağlı iki adet ters paralel bağlı güç transistörleri ünitesinden oluşacak şekilde düzenlenmiştir. Burada seri koldaki transistörler , yüke gönderilen gücü ayarlamaya , paralel koldaki transistörler ise seri koldaki transistörler kesimindeyken , mevcut enerjinin salinimini ve desrajini sağlar. Sekil 3.1. ' de devrenin şekli ve sekil 3.1.a ' da faz açisi kontrolü varken salinim devresinin olmadığı durum gösterilmiştir.

Sekil 3.2. 'de güç faktörü P_{Fo} , yaklaşık $0.64 (\cos 50^\circ)$ iken , çeşitli PWM kontrol tekniklerinde çıkış akımı ve geriliminin ve çıkış gerilimi harmonik analizlerinin değişim fonksiyonları gösterilmiştir. Mevcut PWM tekniklerinde (Sekil 3.2. a.) , faz değiştirme sinyali δ , taşıyıcı dalganın ve sabit değişim fonksiyonu $S (wt)$ ' nin kesimlerine göre düzenlenir ve her iki sinyal kullanıldığında , PWM çıkış geriliminin şekli yük terminallerinde ortaya çıkar. Bu tip PWM uygulamalarında filtreler kullanılmasa dahi , endüktif yüklerde sinüsoidal dalgaya yakın yük akımı fonksiyonları elde edilir. Bu teknikte çıkış gerilimi harmonikleri $2M - 3$ sinirina kadar bastırılabilir ancak giriş güç faktörü P_{Fs} kontrol edilememektedir. Bu durumda P_{Fs} , yaklaşık olarak yük güç faktörüne yani 0.64 ' esit olmaktadır.

APWM tekniğinde ise faz değiştirme sinyali δ , taşıyıcı üçgen dalga ile kayan dişli şeklindeki değişim fonksiyonunun kesimlerinde düzenlenir (Sekil 3.2. b.). Böylece çıkış gerilimi v_o , asimetrik PWM şeklinde ortaya çıkar. Asimetrik faz değiştirme sinyali kullanımında , çıkış gerilimi faz açisi yaklaşık 30° kadar ileri kayar ve böylece giriş güç faktörü P_{Fs} , 0.64 seviyesinden , yaklaşık olarak 0.94 seviyesine yükselir. $\{ 0.94 = \cos (50^\circ - 30^\circ) \}$ Ancak güç faktörünün yükselmesiyle birlikte düşük dereceli harmonikler de yükselir.

Burada önerilmekte olan yeni faz değiştirme örneği , Sekil 3.2. c ' de gösterilen faz çisi değişimiyle , $2M - 1$ seviyesinde harmoniklerin tamamen bastırılmasını sağlayan özelliktedir.



Sekil 3.2. PWM ac kiyici için faz değistirme fonksiyonu, çikis gerilimi ve akimi dalga sekilleri, çikis gerilimi harmonik analizi (a) Mevcut PWM; (b) Daha 6nceki APWM 'ler; (c) 6nerilen APWM

Önerilen APWM tekniginde faz degistirme sinyali δ ,sabit degisim fonksiyonu $S(\omega t) (= x_0) = 0.4$ $\varphi_r = 13^\circ$ için hesaplanmis APWM degisim örneğinin kesisimlerince belirlenir , ve burada güç faktörü PFs , 0.64 seviyesinden yaklasik 0.82 { = $\cos (50^\circ - 13^\circ)$ } seviyesine yükselirken , 9. (= $2M - 1$) dereceye kadar olan tüm harmonikler bastirilmaktadır.

3.4. APWM Degisim Örneğinin Matematiksel Esitlikleri

Daha önceki PWM tekniklerinde , harmonikler bastirilabilmekte ve çıkis geriliminin ana bileşeni kontrol edilebilmekte , ve fakat çıkis gerilimi faz açisi kontrol edilememekteydi. Çünkü PWM dalga sekileri simetrikti ve faz digisim örnekleri çeyrek peryot için düzenlenmisti. Burada sunulan APWM tekniginde , çikis dalga sekli simetrik olmadigindan , hesaplama araligi çeyrek peryottan yarim peryoda çıkarilabilmektedir. Sunulan APWM teknigindeki degisim örneği çıkis geriliminde harmonik bastirilmesi yanında faz açisi kontrolü yapılmasına da olanak saglamaktadır.

Burada yarim peryot boyunca faz degisim noktaları , Newton - Raphson metoduyla bulunabilecektir.

3.4.1 Çıkis Geriliminin Matematiksel Ifadesi

AC kiyicinin çıkis dalga sekli , Sekil 3.3 ' te gösterildigi gibi peryodik ve yarim dalga simetrik kabul edilebilir. PWM çıkis gerilimi her yarim peryotta M darbeye sahiptir ve faz degisim açileri α_i ile gösterilecek olursa; ($i = 1,2,3,\dots,2M$)

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \dots \leq \alpha_{2M} \leq \pi \quad (3.7.)$$

olacaktır. Giristeki gerilimin $v_s = 2 V_s \sin \omega t$ ' den elde edildiği varsayilrsa , asimetrik PWM çıkis geriliminin Fourier açilimi asagidaki gibi olacaktır.

$$v_o(\omega t) = \sqrt{2} V_s \sum_{n=1}^{\infty} \{A_n \sin(n\omega t) + B_n \cos(n\omega t)\} \quad (3.8.)$$

Burada esas katsayılar A_1 ve B_1 ' in ifadeleri ise sirasiyla su sekilde olacaktır :

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \left(\alpha_k - \frac{1}{2} \sin(2\alpha_k) \right) \quad (3.9.)$$

$$B_1 = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^{k+1} \left(\frac{1}{2} \cos(2\alpha_k) \right) \quad (3.10.)$$

Çift harmonikler için A_n ve B_n katsayılarının ifadeleri ise sirasiyla asagidaki gibi olacaktır:

$$A_n = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \left(\frac{\sin((1-n)\alpha_k)}{(1-n)} - \frac{\sin((1+n)\alpha_k)}{(1+n)} \right) \quad (3.11.)$$

$$B_n = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{2M} (-1)^{k+1} \left(\frac{\cos((1-n)\alpha_k)}{(1-n)} - \frac{\cos((1+n)\alpha_k)}{(1+n)} \right) \quad (3.12.)$$

Böylece 8 ifadesindeki çıkis gerilimini tekrar yazarsak:

$$v_o(\omega t) = \gamma V_s \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin(n\omega t - \phi_{rn}) \quad (3.13.)$$

ve bu durumda C_n katsayisi da :

$$C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} , \phi_{rn} = \tan^{-1}(B_n/A_n) \quad (3.14.)$$

olacaktır.

Kullanılan APWM örnekleme isaretini teorik yoldan bulmak için son 3 esitligi ele alacak olursak. Gerilim ana dalgasinin lineer kontrolüyle C_1 katsayisi $x_o (= V_o / V_s)$ ' e es düşer , A_n ve B_n katsayilari da kontrol sahasinda $2M - 1$ seviyesine kadar olan $M - 1$ adet harmonigin bastirilmesi ile 0 ' a düşer. Çıkis gerilimi ana dalgasi faz açisi $\phi_{r1} \{ \text{Arctan} (B_1 / A_1) \}$ ise A_1 ve B_1 katsayılarının ayarlanmasına göre bir deger alır.

$$n=1 : A_1 = x_o \cos \phi_{r1} \quad B_1 = x_o \sin \phi_{r1} \quad (3.15.)$$

$$n > 1 : A_n = 0 \quad B_n = 0 \quad \text{for } n=3, 5, \dots, (2M-1) \quad (3.16.)$$

Yukarıdaki ifadelerden , 2M sayıda faz degisimi için 2M sayıda esitlik elde edilir. Bu esitliklerin Newton - Raphson metodu ile hesaplanması mümkündür. Daha önceki PWM tekniklerinde $A_1 \cos \phi_{R1}$, $A_n \sin \phi_{R1}$ a denk döser ve M adet esitlik elde edilirdi , zira B_1 ve B_n bagimsizdi ve böylece daha önceki PWM tekniklerinde faz açisi kontrol edilememekteydi.

3.4.2 Lineer Olmayan Esitliklerin Çözümünde Sayisal Yöntem

Seçilmiş M sayıda modülasyon ve faz degistirme açisi ϕ_{R1} ile , APWM faz degistirme örnekleri nonlineer 15 ve 16 esitliklerinin çözümü ile elde edilebilir. Verilmiş x_0 degerleri için 2M sayıda esitlik asagidaki gibi ifade edilebilir :

$$f_i(\alpha) = 0 \quad i = 1, 2, 3, \dots, 2M \quad (3.17.)$$
$$\alpha = (\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_{2M})^t$$

Ana dalga için $n_1 (= 1)$, $f_i(\alpha)$ esitligi 9 ve 15 esitlikleri yardimiyla , $f_{M+i}(\alpha)$ esitligi ise 10 ve 16 esitlikleri yardimiyla asagidaki gibi bulunur:

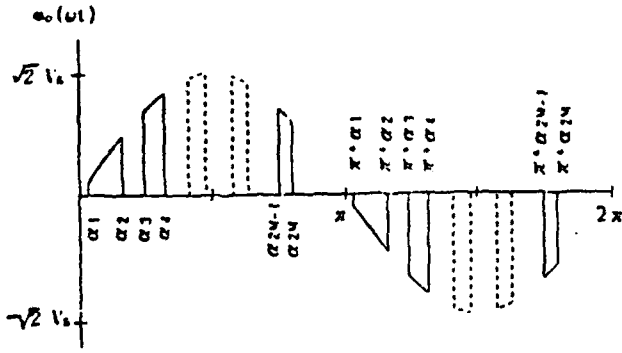
$$f_1(\alpha) = x_0 \cos \phi_{R1} - \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \left[\alpha_k - \frac{1}{2} \sin(2\alpha_k) \right] = 0 \quad (3.18.)$$

$$f_{M+1}(\alpha) = x_0 \sin \phi_{R1} - \sum_{k=1}^{2M} (-1)^{k+1} \left[\frac{1}{2} \cos(2\alpha_k) \right] = 0 \quad (3.19.)$$

Harmonikler için $f_i(\alpha)$ esitlikleri 11 ve 16 , $f_{M+i}(\alpha)$ esitlikleri ise 12 ve 16 yardimiyla su sekilde olusur:

$$f_i(\alpha) = \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \left[\frac{\sin((1-n_i)\alpha_k)}{(1-n_i)} - \frac{\sin((n_i+1)\alpha_k)}{(n_i+1)} \right] = 0 \quad (3.20.)$$

$$f_{M+i}(\alpha) = \sum_{k=1}^{2M} (-1)^{k+1} \left[\frac{\cos((1-n_i)\alpha_k)}{(1-n_i)} - \frac{\cos((1+n_i)\alpha_k)}{(1+n_i)} \right] = 0 \quad (3.21.)$$



Sekil 3.3. APWM ac kiyici genelleştirilmiş dalga şekli.

$f_1(\alpha)$ ' dan $f_m(\alpha)$ ya kadar olan esitliklerin Fourier katsayilari $A_1 \dots A_m$ ' nin belirlenir ve $f_{m+1}(\alpha) - f_{2m}(\alpha)$ esitliklerinin $B_1 - B_m$ katsayilari belirlenir. Böylece elde edilecek $2M$ sayida esitlik asagida belirtilen adimlari izleyerek Newton - Raphson metoduyla çözülebilir.

1) α açisi degerleri ayrilir

$$\alpha^0 = (\alpha_1^0, \alpha_2^0, \dots, \alpha_{2M}^0)$$

2) f açisinin degeri hesaplanir. $f^0 = f(\alpha^0)$

3) $\alpha = \alpha^0$ 'den türetilen $f(\alpha)$ matrisi hesaplanir.

$$\begin{bmatrix} f \\ \alpha \end{bmatrix}^0 = \begin{bmatrix} \frac{f_1}{\alpha_1} & \frac{f_1}{\alpha_2} & \dots & \frac{f_1}{\alpha_{2M}} \\ \frac{f_2}{\alpha_1} & \frac{f_2}{\alpha_2} & \dots & \frac{f_2}{\alpha_{2M}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{f_{M-1}}{\alpha_1} & \frac{f_{M-1}}{\alpha_2} & \dots & \frac{f_{M-1}}{\alpha_{2M}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{f_{2M}}{\alpha_1} & \frac{f_{2M}}{\alpha_2} & \dots & \frac{f_{2M}}{\alpha_{2M}} \end{bmatrix}$$

(3.22.)

Burada :

$$\frac{f_1}{\alpha_k} = (-1)^k [1 - \cos \alpha_k] \quad (3.23.)$$

$$\frac{f_{M+1}}{\alpha_k} = (-1)^k \sin \alpha_k \quad (3.24.)$$

$$\frac{f_n}{\alpha_k} = (-1)^k (\cos(1-n_i)\alpha_k - \cos(1+n_i)\alpha_k) \quad (3.25.)$$

$$\frac{f_{M+n}}{\alpha_k} = (-1)^k \{ \sin(1-n_i)\alpha_k + \sin(1+n_i)\alpha_k \} \quad (k = 1,2,3 \dots 2M) \quad (3.26.)$$

olacaktır.

4) Newton Raphson metoduyla α artisi belirlenir.

(3.27.)

5) Esitlik $\alpha' = \alpha^0 + \Delta\alpha$ sekline getirilir ve $f(\alpha') = 0$ esitliginin saglanip saglanmadigi kontrol edilir. (Saglanmadigi takdirde 1. adimdan tekrar baslanir.)Dogru çözüm , 7 esitligindeki araliklarda % ± 0.1 hata ile aynisi olmalidir.

3.5. Teorik Karakteristikler

AC kiyicinin verim parametreleri , giris ana dalga güç faktörü PFs , toplam giris güç faktörü TPFs , kaynak yönünde giris distorsiyon faktörü DFs , ve yük yönünde çıkis distorsiyon faktörü DFo ' dur. Bu parametrelerin ifadeleri , asagidaki gibi taninmlanir :

$$PF_s = \cos \phi_{s1} \quad (3.28.)$$

$$DF_s = \frac{1}{I_s} \left[\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} I_{sn}^2 \right]^{1/2} \quad (3.29.)$$

$$TPF_s = \sqrt{1 - (DF_s)^2} \cos \phi_{s1} \quad (3.30.)$$

$$DF_o = \frac{1}{I_o} \left[\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} I_{on}^2 \right]^{1/2} \quad (3.31.)$$

Burada I_s , kaynak yönünde toplam akimin efektif degeri , I_o yük yönünde toplam akimin efektif degeridir.Burada APWM kontrollüac kiyicilarin güç devrelerinin perfonmansinin teorik yoldan bulunabilmesi için dijital simülasyon kullanilir.Hesaplanmis degerler $M = 5$ ve α_1 faz degistirme açisinin degisik degerleri için hesaplanmistir , ve daha önce kullanılan PWM teknikleri ile karsilastirilmistir.

3.5.1 APWM Faz Degistirme Örneklerinin Belirlenmesi

Tüm APWM degisim örnekleri , faz degistirme açisi α_1 ve darbe sayisi M ' in farkli degerleri için bulunan esitliklerin çözümüyle belirlenir. APWM 'de faz degistirme noktalarinin degisimi $M = 3,4,5$ ve $\alpha_1 = 0^\circ, 5^\circ, 10^\circ, 15^\circ$ için Sekil3.4. ' te gösterilmistir. APWM faz degistirme örneklerini bulmak için , nonlineer esitlikleri çözümlerken verilen tasiyici dalgada belli bir x_o degeri saptanmalı ve bu sinirda çözüm yapılmalıdır.Bu durumda da x_o üstündeki noktalarda çözüm elde edilemeyecektir.Bu egriler için önerilebilecek bir diger yol ise tasiyici fonksiyonun kontrol sahasi maximum degeri x_o ' düşürmek ve x_o için faz degisim noktalarini faz degisim açisi ekseninde sola dogru kaydirmaktır. APWM kontrolde ayni zamanda darbe sayisi M azaltılarak yüksek darbe sayisina göre daha genis bir kontrol sahasi elde edilir (Sekil 3.7.).

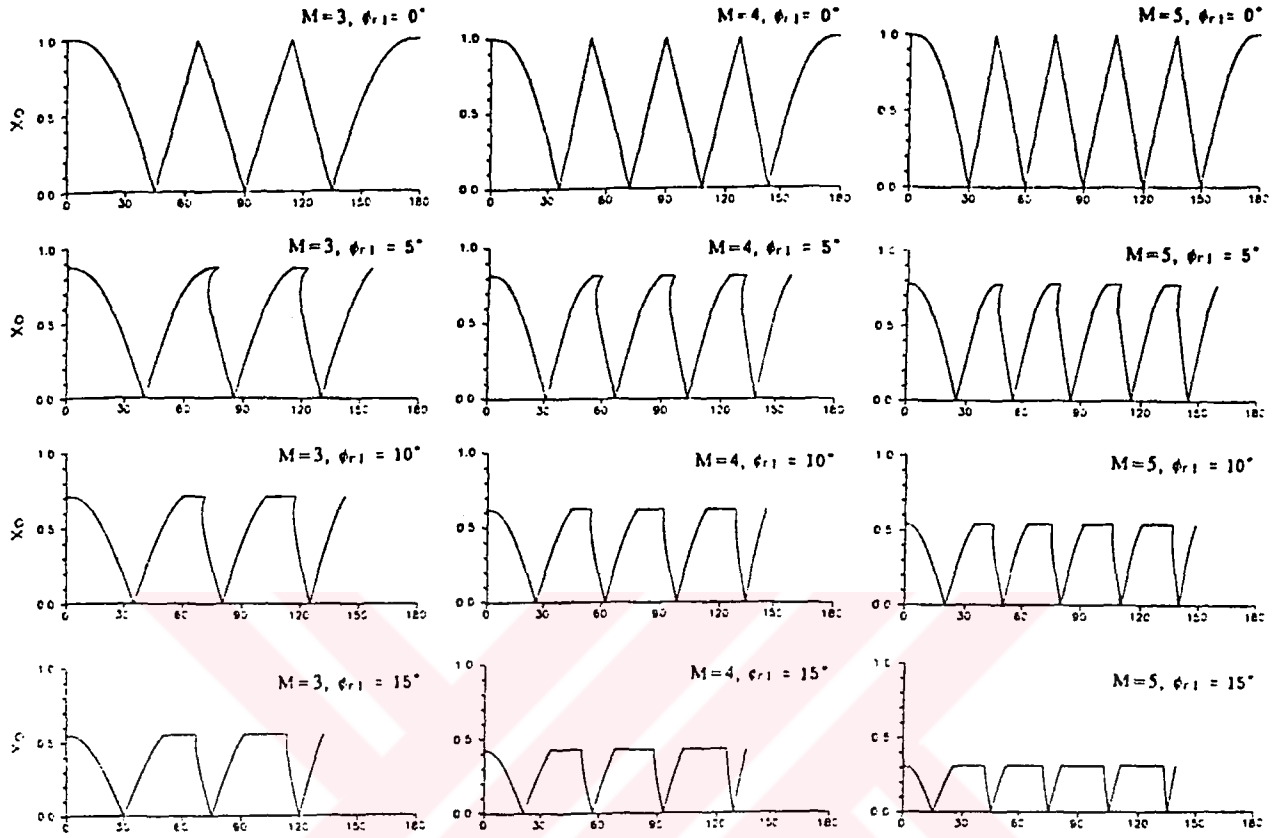
Ancak bu durumda darbe sayisi azaldigindan , bastirilan harmonik sayisi da azalacaktır.

Sekil 3.5 , gerilim $x_o = 0.3$ ' teyken belirlenmis özel bir α_1 açisi için genis bir kontrol sahasinda çok sayida harmonik bastirabilen optimal bir asimetrik darbe genlik modülasyonu örnekleme göstermektedir.

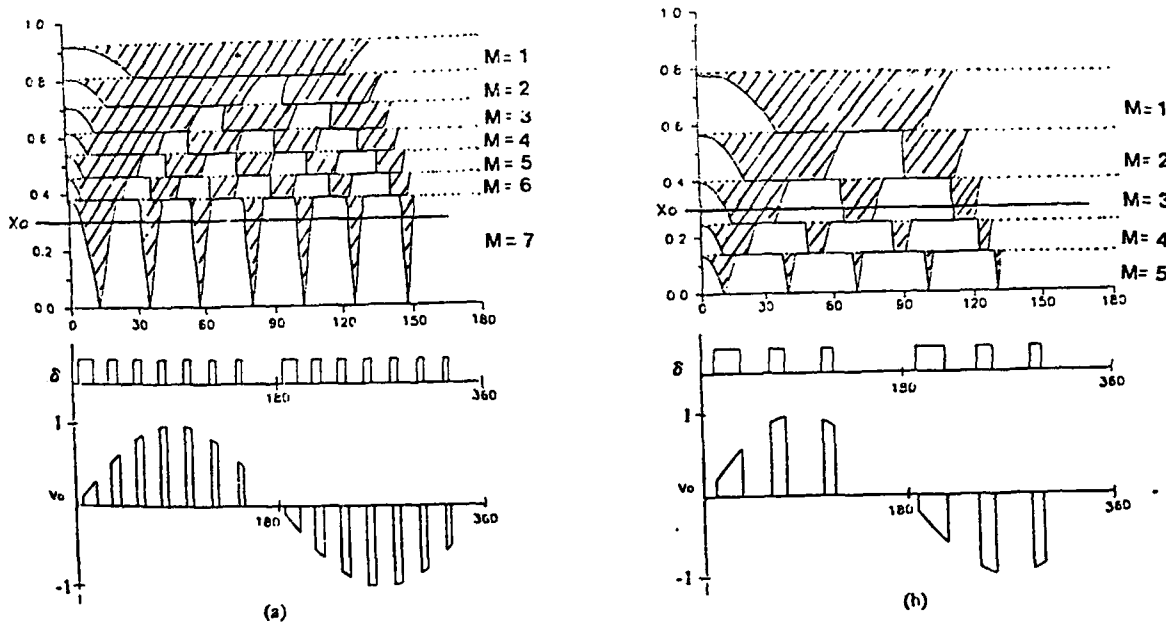
3.5.2 Çikis Karakteristikleri

APWM kontrollü isletilen bir A.C. kiyici için harmonik bileşenlerin, çikis gerilimi efektif degerine ve çikis distorsiyon katsayisina göre degisimi Sekil 3.8.' de gösterilmistir.

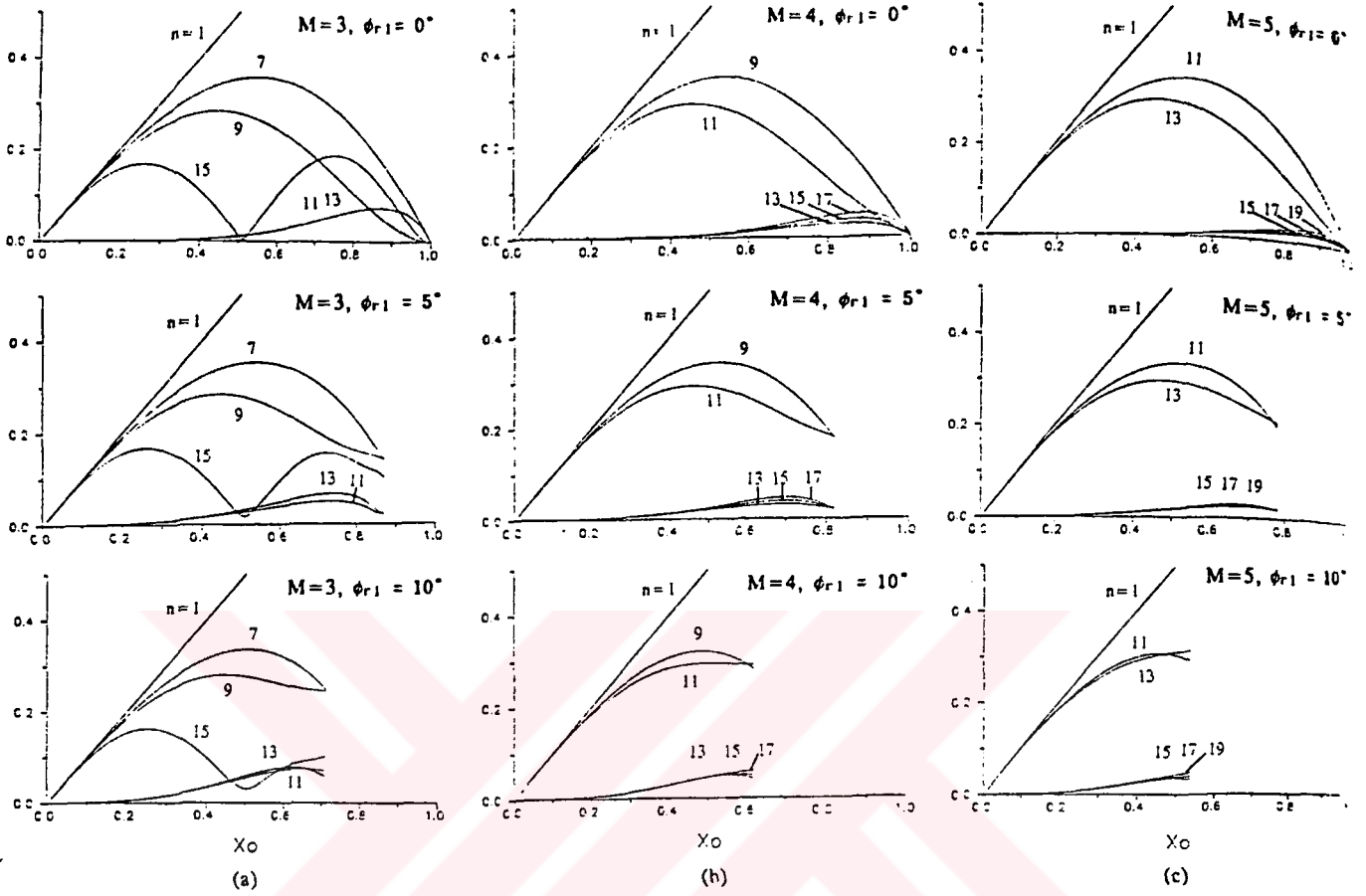
Sekil 3.6., Sekil 3.3.' te gösterilen çikis gerilimi ana dalgasi X_o ' in lineer fonksiyonu olarak degisen ve çikis gerilimi harmonikleri, $2M-1$ sinirina kadar her x_o degeri için bastirilmis olan APWM örnekleme için, x_o ' in degisimine bagli olarak çikis gerilimi ana dalgasi ve çikis gerilimi



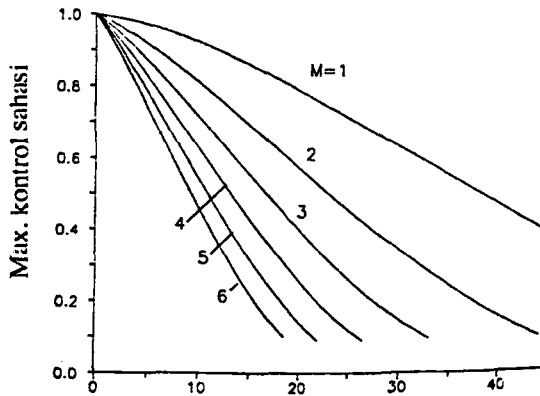
Sekil 3.4. Faz degistirme açisi ve darbe sayisinin çesitli degerleri için APWM faz degistirme örneklemeleri.



Sekil 3.5. Optimal APWM faz degistirme örnekleri.



Sekil 3.6. APWM çıkış geriliminin harmonik bileşenleri.



Sekil 3.7. Çıkış gerilimi ana dalgası maximum kontrol sahəsinin değisimi

harmoniklerinin değisimini göstermektedir. $2M + 3$ ' e kadar olan darbelerde x_0 , maximum değeri $x_0 = 0,5$ ' e yakın seviyede kalır. Dah yüksek dereceli $2M+5$ ve $2M+7$ gibi harmonikler çok küçüktür ve ϕ_n ' i sınırlar içinde birakabilirler. Ancak $2M+1$ ve $2M+3$ gibi daha düsük dereceli harmonikler ϕ_n ' in artmasıyla azalırken st dereceli harmonikler artmaktadır. Sekil 3.7 faz değistirme aisi ϕ_n değisirken ıkis gerilimi ana dalgasının maximum kontrol sahasını gösterir. ϕ_n sabitken ıkis gerilimi ana dalgası maximum kontrol sahası V_{im} ' in herhangi bir değeri için fazla artmaz, ancak ϕ_n ' i korumak için dsrlebilir. Aynı zamanda çok sayıda harmoniği bastıran çok sayıda darbe kullanılmaktaysa, az darbe sayısına göre daha dar bir ayar sahası elde edilecektir.

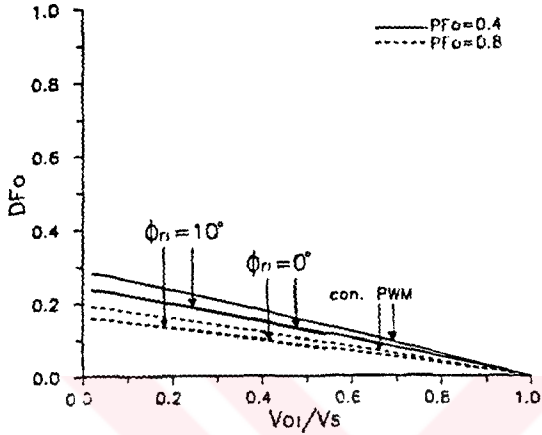
Sekil 3.8.' de daha önce Sekil 3.4.c' de gsterilmis olan iki ayrı faz değistirme rneği ($\phi_n = 0^\circ$ ve 10°) ve iki esit endüktif yük için elde edilen yük akım ıkis distorsiyon faktörü DFO' nun değisimi gösterilmiştir. DFO, ıkis geriliminin artmasıyla azalır ve sifıra yaklaşıır. APWM 'de ($\phi_n = 10^\circ$) rneği ile DFO , mevcut PWM tekniklerinin altında kalır ve ıkis geriliminin faz açisinin değistirlmesiyle mevcut PWM' lerin $\phi_n = 0$ için düzeltilmiş değerini asmaz. Ancak yine de APWM tekniğinde de ıkis gerilimi faz açisinin değistirilmesiyle DFO ' da belli bir artis görülecektir.

3.5.3 Giriş Karakteristikleri

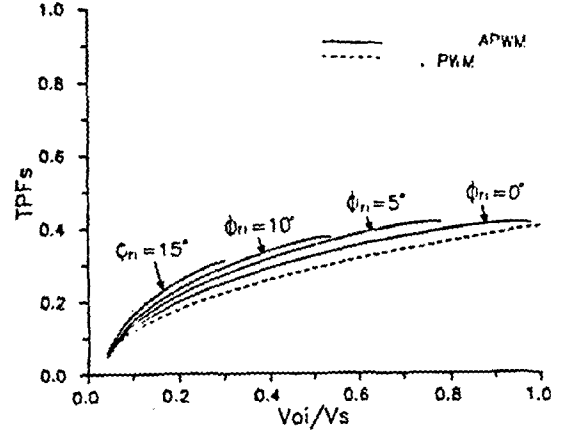
Sekil 3.9., yk g faktörü 0.4 ve 0.8 iken ve ıkis gerilimi ana dalgası V_{o1}/V_s değisirken giriş ana dalga g faktörünün değisimini gösterir. Mevcut PWM tekniklerinde giriş g faktörü tüm kontrol sahası boyunca yük g faktörüne esittir. Faz değistirme aisi 0° olarak geliştirilmiş bir PWM' de PFs biraz daha artar. APWM rnekleme kullanıldığında ϕ_n 'in yüksek değerlerinde PFs, mevcut ve geliştirilmiş PWM rneklelerinden daha yüksektir. Sekil 3.10.' da toplam giriş g faktörü TPFs' in değisimi ve TPFs' te faz değistirme açisinin ve V_{o1}/V_s ' in yüksek değerleri artis eğilimi ve mevcut PWM' lerle olan farkı gösterilmiştir. AC giriş akımı her yarı peryotta devamsızlık gösterir ve bu yüzden giriş distorsiyon faktörü DFs, yk girişim faktörüne göre daha

yüksek degerler alır. DFs, V_{o1}/V_s ' düşük degerleri için artar, V_{o1}/V_s ' in artmasıyla azalır. Faz degistirme açısı 10° olan APWM örneğinin kullanılmasıyla DFs, mevcut ya da geliştirilmiş PWM ' e göre artmıştır. Bu nedenle APWM kontrollü AC kiyicilerde, AC hat akimindeki ani degisimlerin ürettiği gerilim tepelerinin etkisinden kurtulmak için giriste filtre kullanmak zorunludur.

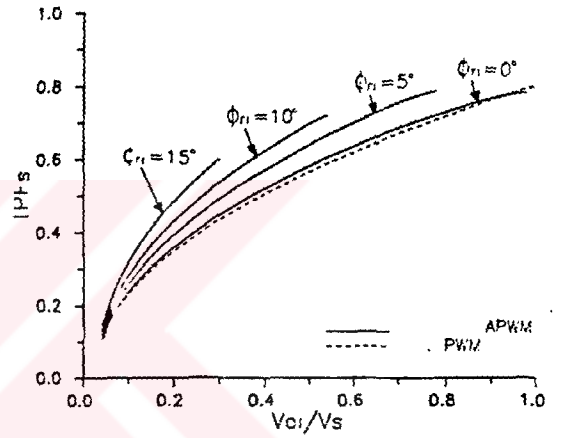




Sekil 3.8. Çıkis distorsiyon faktörü -çıkis ana dalga gerilimi

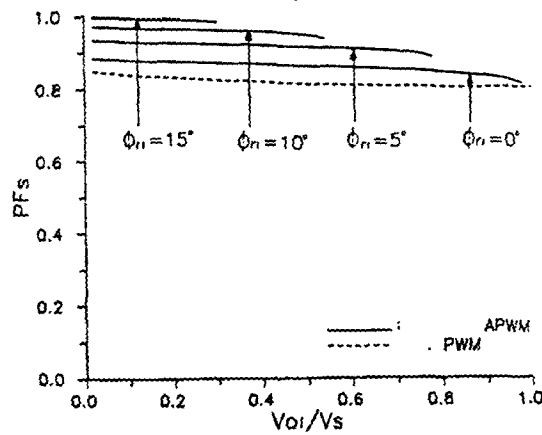
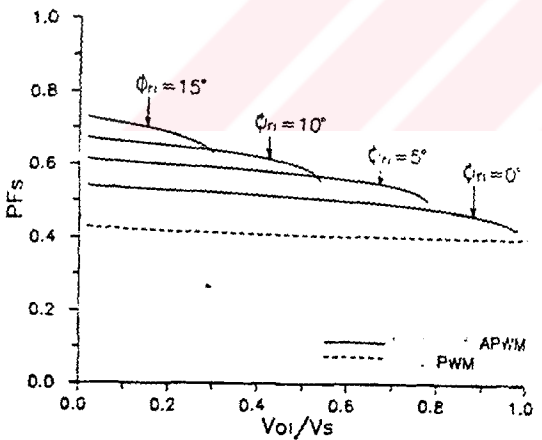


(a)

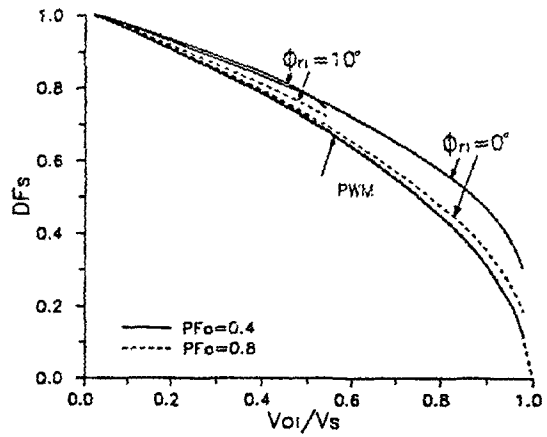


(b)

Sekil 3.10. TPFs - çıkis ana dalga gerilimi



Sekil 3.9. PFs - çıkis ana dalga gerilimi.



Sekil 3.11. DfS - çıkis ana dalga gerilimi.

4.1. SONUÇLAR

Yukarıda çeşitli PWM kullanımları ile birlikte, tek faz için anlatılan ve harmonik eliminasyonu yanında güç faktörünün kontrolüne de imkan tanımakta olan yeni bir asimetrik darbe genlik modülasyonlu inverter sunulmuştur. Teorik örnekleri, nonlineer harmonik esitliklerin çözülmesiyle elde edilebilecek olan bu APWM, AC kiyicilarla birlikte kullanım için önerilmektedir.

Mikroislemci destekli AC kiyicilarla bu teknigin kullanilmasiyla, yüksek boyutlarda harmonik eliminasyonu ile birlikte, giris güç faktörünün yükseltilmesi ve çıkis geriliminin kontrolü de saglanmaktadır. Ancak faz degistirme açisi ve faz degistirme sayisi arttigindan , çıkis geriliminin kontrol edilebilecegi saha da daralmaktadır. Ayni zamanda faz degistirme açisinin artmasiyla, çıkistaki gerilim artmazken,, giristeki distorsiyon faktörü artmaktadır.

Buna bagli olarak söylenebilir ki, önerilen yeni APWM teknigi, giristeki güç faktörünü ve çıkistaki distorsiyon faktörünü geliştirmektedir. Giristeki distorsiyon faktörü mevcut PWM' lerdén daha kötüye gitmis olsa da , mevcut APWM tekniklerine göre de bir gelisme söz konusudur.

Önerilen teknigin 3 fazli kullanıminda ise 3'e katlanan harmoniklerin esitlikler açisinden daha makul olacagi düşünülürse, giris güç faktörünün daha da geliştirilmesinin mümkün oldugu görülecektir. Bu durumda, ayni zamanda faz açisinin degisim sahasi da genisleyecektir. Bu özellikleriyle sunulan yeni teknik, özellikle 3 fazli ve belli bir hiz sahasinda saglikli bir hiz kontrolünün arandigi uygulamalarda uygun bir teknik olarak önerilebilecektir.

KAYNAKLAR

1. JAIN, G.C. The effect of Voltage Waveshape on the Performance of a Three- Phase Induction Motor, IEEE Trans.Power Syst. 83,6,June 1964, pp. 561-566
2. LANGSDORF, A.S. Theory of Alternating Current Machinery Mc Graw - Hill, New York , NY 1955
3. ALGER, P.L. Induction Machines Gordon and Breach, New York , NY, 1970
4. Güç Elektroniginin Endüstriyel Uygulamalari - Ders Notlari Y. Doç. Dr. Haci BODUR, 1991 Yildiz Teknik Üniversitesi
5. IEEE, IECON, Record 1992
6. IEEE, IECON, Record 1993
7. AC Makinalarinin Güç Elektronigi ile Kontrolü- Ders Notlari Prof. Remzi GÜLGÜN, 1991 Yildiz Teknik Üniversitesi

ÖZGEÇMİS

19.01.1972 ' de Ayvalik ' ta dogdu. İlk ve orta öğrenimini Ayvalik' ta tamamladı. 1987 yılında ÖSYS sınavlarında başarılı olarak Yıldız Teknik Üniversitesi - Elektrik Mühendisliği bölümünde okumaya hak kazandı. Bölümden mezun olduğu 1991 yılında Yıldız Teknik Üniversitesi - Fen Bilimleri Enstitüsü ' nün açtığı sınavlar sonucu Enstitü' de Yüksek Lisans Programına katıldı. Bölüm bitirme tezini sunmaktadır.

Hasan YANYALI