

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

57460

DİJİTAL EPROM YAKLAŞIMI İLE BİR ASENKRON MOTOR KONTROLÜNÜN TASARIMI

Elektrik Müh. K. Burak DALCI

F.B.E.Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında
hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Yrd.Doç.Dr. Selahattin DİNLER

İSTANBUL , 1996

TEŐEKKÖR

Akademik çalışmalarımın her safhası boyunca danışmanlığımı yapan ve yardımlarını esirgemeyen değerli Hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Selahaddin DİNLER'e, fedakar davranışlarından dolayı aileme teőekkÖrü bir borç bilirim.



İÇİNDEKİLER

	SAYFA
İÇİNDEKİLER	i
ÖZET	ii
İNGİLİZCE ÖZET	iii
1. ASENKRON MOTORLAR	
1.1. Giriş	1
1.2. Endüksiyon makinası	1
1.3. Momentin oluşumu	1
1.4. Eşdeğer devre	4
1.5. Eşdeğer devre analizi	6
1.6. Moment-hız eğrisi	7
1.7. Değişken gerilim uygulanması	10
1.8. Değişken frekans uygulanması	10
2. ÜÇ FAZLI İNVERTERLER	
2.1. 180 derece iletim	15
2.2. 120 derece iletim	20
2.3. Pwm inverterler	22
2.3.1. Tek pwm	23
2.3.2. Katlı pwm	24
2.3.3. Sinüsoidal pwm	26
2.3.4. Harmonik eliminasyon methodu	30
2.3.5. Adaptif akım kontrollü pwm	33
2.3.6. Faz kaydırmalı pwm	35
2.3.7. İlerlemiş modülasyon teknikleri	37
2.3.7.1. Trapezoidal modülasyon	37
2.3.7.2. Merdiven modülasyon	38
2.3.7.3. Adım modülasyon	39
3. IGBT İLE GERÇEKLEŞTİRİLEN KISA DEVRE ROTORLU ASENKRON MOTORUN HIZ KONTROLÜ UYGULAMASI	
3.1. Kontrol devresi	40
3.1.1. Yol alma devresi	40
3.1.2. Taşıyıcı üçgen dalganın üretilmesi	40
3.1.3. Komparatör devresi	42
3.1.4. Vco devresi	44
3.1.5. Ölü zaman devresi	44
3.1.6. Sürme devresi	46
3.2. Anahtarlama sıralamasının yapıldığı eeprom ve programın açık hali	47
3.3. Anahtarlama güç kaynağı	48
3.4. Uygulama devresinden alınan değişimler	49
YARARLANILAN KAYNAKLAR	54
ÖZGEÇMİŞ	55

ÖZET

Güç elektroniği ve ac sürücüler birkaç bilim dalıyla ilgili bir teknoloji haline gelmiş olup birçok sahayı içine almaktadır. Bunlar ; yarıiletken güç devreleri , ac makinalar , dönüştürücü devreler , kontrol teorisi ve sinyal elektroniği konularından meydana gelmektedir. Son zamanlarda mikroişlemci ve VLSI devrelerindeki gelişmeler bu bilim dalında büyük ilerlemelere ön ayak olmaktadır. Son yirmi yıldaki teknolojik patlama ile güç elektroniği ve ac sürücüler endüstride geniş uygulama alanı buldu. Bu hareketlilik gelecekte de maliyetlerin düşmesi ve performansın yükseltilmesi ile artarak devam edecektir.

Yapılmış olan bu tezde ve deneysel uygulamada verilen IGBT'li inverterle kontrol edilen kısa devre asenkron motorları bugün fabrika otomasyonunda büyük ölçüde kullanılmaktadır. Yük altında maksimum momentle yol verme , momenti koruyarak hız kontrolü güç elektroniği kontrol yöntemlerinin bilinen eski hız ayarlama yöntemlerine olan avantajları bu çalışmada anlatılmıştır.

Ac sürücüler vasıtasıyla daha önce çok kullanılan kontrolü çok basit olan fakat bakım maliyeti yüksek olan ve çok sık arıza vererek işletmede verimi düşüren dc motorlardan vazgeçilmiştir. Bunlar yerini bakımı kolay ve ucuz asenkron motorlara bırakmışlardır.

Tezin ilk kısmında asenkron motorlar ve bunlarla ilgili kontrol yöntemleri anlatılmış , ikinci bölümde ise inverter çeşitleri ve darbe genişlik modülasyon yöntemlerine değinilmiştir. Üçüncü kısımda ise yapılan deneysel uygulama ve bu devreye ait değişimler verilmiştir.

SUMMARY

Power electronics and ac drives are an interdisciplinary technology and embrace many areas , including power semiconductor devices , ac machines , converter circuits , control teory and signal electronics. More recently , the advent of microcomputers and VLSI circuits has advanced the frontier of this technology .After nearly two decades of intense technological evolution , power electronics and ac drives are finding widespread application in industry. This momentum will continue to grow in the future with reductions in cost and improvements in performance.

In this researchment and exprimental examination asencron machines which is controlled by IGBT inverter , is frequently used in factory automation wispreadly.

‘ Under the load , rounding from hesitation condition with maximum tork and controlling the speed by keeping the tork value ‘ have got some advantages than the other old speed adjustment systems and these advantages mentioned in this researchment.

Industries gave up to use dc motor which is often being out of order in working time. And it has high maintenance cost and clumsy body .It reduced the efficient that is why it replace asencron motor which has cheap cost and easy maintenance , in factories.

In the first section of this thesis , asencron motors and the control methods were being mentioned so clearly. In second section types of inverters and PWM methods , after all exprimental examination and current , voltage variations were being given in third section.

1. ASENKRON MOTORLAR

1.1. GİRİŞ

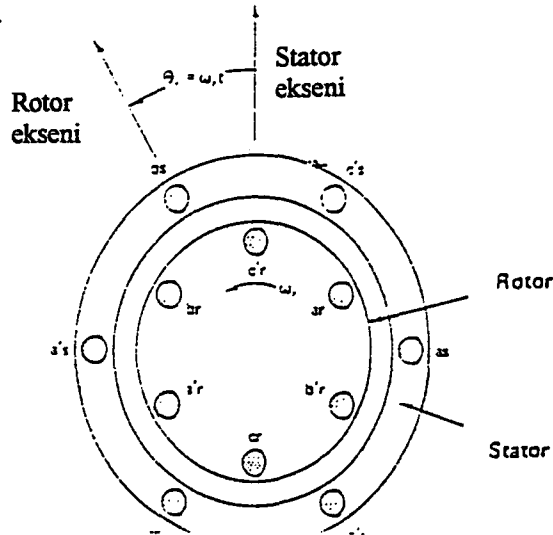
Asenkron motorlar ayarlanabilir hız sistemlerinde en önemli kısımdır ve haiz oldukları karakteristiklerin anlaşılması günümüzün karmaşık sürücü sistemlerinin dizayn edilmesine olanak sağlar. Geleneksel olarak asenkron motorlar , prensipte kararlı hal karakteristiklerinin önemli olduğu yerlerde açık çevrim sabit hız uygulamalarında kullanılırlar. Kapalı çevrim ayarlanabilir hız uygulamalarında motorun statik davranışı dinamik davranış kadar önem kazanmaktadır. Asenkron motorun dinamik davranışı doğru akım motoruna kıyasla daha kompleksir.

1.2. ENDÜKSİYON MAKİNASI

Ayarlanabilir hız sistemlerinde en fazla karşılaşılan motor tipi rotoru kafes tip olan asenkron motorlardır. Şekil 1.1’de görüldüğü üzere idealize edilmiş üç fazlı , iki kutuplu , stator ve rotorda her faz için yerleştirilmiş bobin sarımlarına haizdir. Motorun stator sargıları üç faz dengeli alternatif gerilim üzerinden beslenerek kısa devre rotor sargıları üzerinde endüksiyon veya transformasyon yöntemiyle akım endüklenmesine sebep olur.

1.3. MOMENTİN OLUŞUMU

İdeal olmayan şekilde dağıtılmış sargıların , sinüsoidal olmayan gerilim ve akım dalgalarının oluşturduğu harmoniklerin etkisi ihmal edilirse; görüleceği üzere stator hava aralığında uzaysal boyutlarda dağıtılmış sinüsoidal akı dalga yoğunluğu meydana getirir ve bu da senkron hızda dönmeyi sağlar.



Şekil 1.1. Üç fazlı iki kutuplu asenkron motor

$$N_e = \frac{120f_e}{P} \quad (1.1)$$

Burada N_e rpm cinsinden hızı , f_e Hz olarak stator frekansını ve P 'de kutup sayısını gösterir. Şayet rotor başlangıçta durağan halde ise rotor iletkenleri magnetik alanla etkileşince , aynı frekansta rotor akımı sargılarda endüklenenecektir.Hava aralığı akısının ve motor magnetomotiv kuvvetin karşılıklı etkileşimi sonucu motorda moment üretilir.Şekil 2'de bu etkileşimin grafiksel olarak açıklanmıştır.Motor senkron (N_e) hızına ulaştığı zaman rotorda herhangi bir endüklenme olmaz ve dolayısıyla moment üretilmez.Diğer rotor (N_r) hızlarında ,hız farkı $N_e - N_r$ kaymayı yaratır ve kayma “s” olarak gösterilirse per_ünit kayma

$$S = \frac{N_e - N_r}{N_e} = \frac{\omega_e - \omega_r}{\omega_e} = \frac{\omega_{sl}}{\omega_e} \quad (1.2)$$

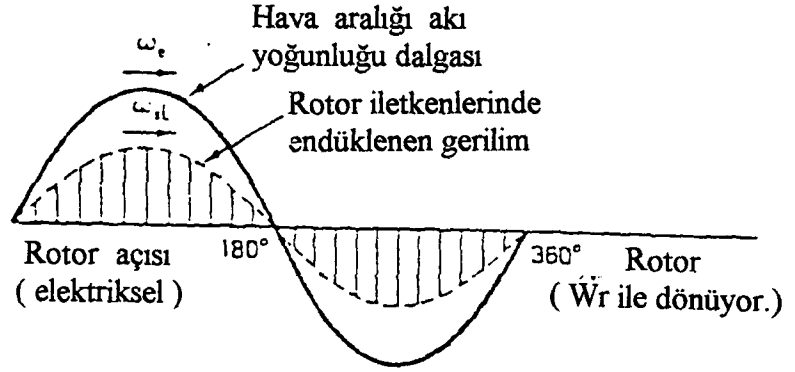
olarak tanımlanır. ω_e stator açısal frekansını , ω_r açısal frekansta elektriksel hızı ve ω_{sl} açısal kayma frekansını ifade eder.Hava aralığı akısı , rotorda endüklenen gerilime göre bağlı ω_{sl} kayma frekansı ile hareket eder ki buna bir tepki olarak kısa devre rotorda kayma frekans akımı üretilir.Şekil 2-a'da , sinüsoidal hava aralığı akı yoğunluğu dalgası ω_e hızında hareket eder ve rotor iletkenlerinde dikey çizgilerle gösterilmiş olan gerilimi endükler.Sonuç olarak rotor akım dalgası gerilimden rotor güç faktörü açısı θ_r kadar geri kalmaktadır.Adım adım değişen rotor magnetomotor kuvvet dalgası akım dalgasından yararlanarak çizilebilir. Rotor ω_r hızıyla hareket ederken akım dalgası rotora göre ω_{sl} bağlı hızıyla hareket eder,rotor magnetomotor kuvvet dalgasıda , hava aralığı akı dalgası ile aynı hızla döner.Moment ifadesinin ifadesi;

$$T_e = \pi \left(\frac{P}{2} \right) l_r B_p F_p \sin \delta \quad (1.3)$$

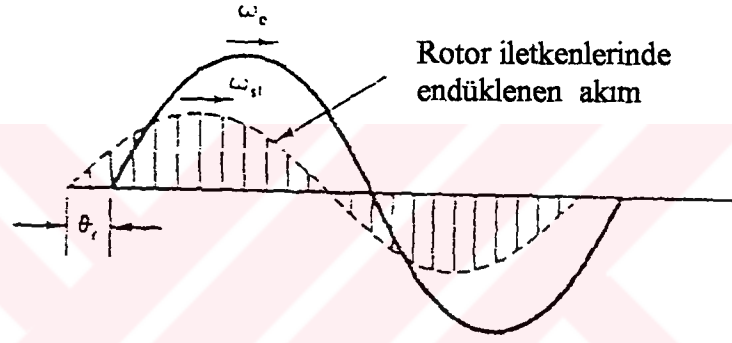
olarak gösterilir.”P” burada kutup sayısı ,”l” makinanın eksen uzunluğu ,”r “ makinanın çapı ,”Bp” hava aralığı akı yoğunluğunun tepe değeri ve $\delta = 90^\circ + \theta_r$ dir.(1.3) ifadesi aşağıdaki formülden türetilmiştir.

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) |\tilde{\psi}_m| |\hat{I}_r| \sin \delta \quad (1.4)$$

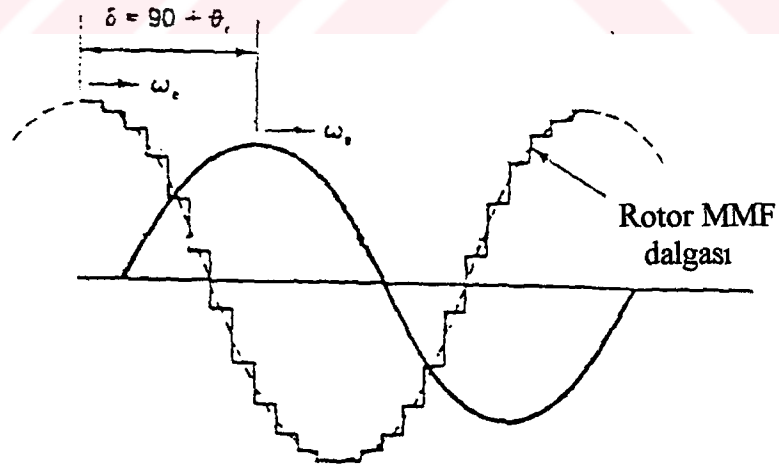
$|\tilde{\psi}_m|$ hava aralığı akısının her kutup için tepe değerini , I_r de rotor akımının tepe değerini göstermektedir. (Bose , 1987)



(a)



(b)



(c)

Şekil 1.2. Rotor mmf'i ile hava aralığı akısının karşılaşması sonucu moment elde edilmesi

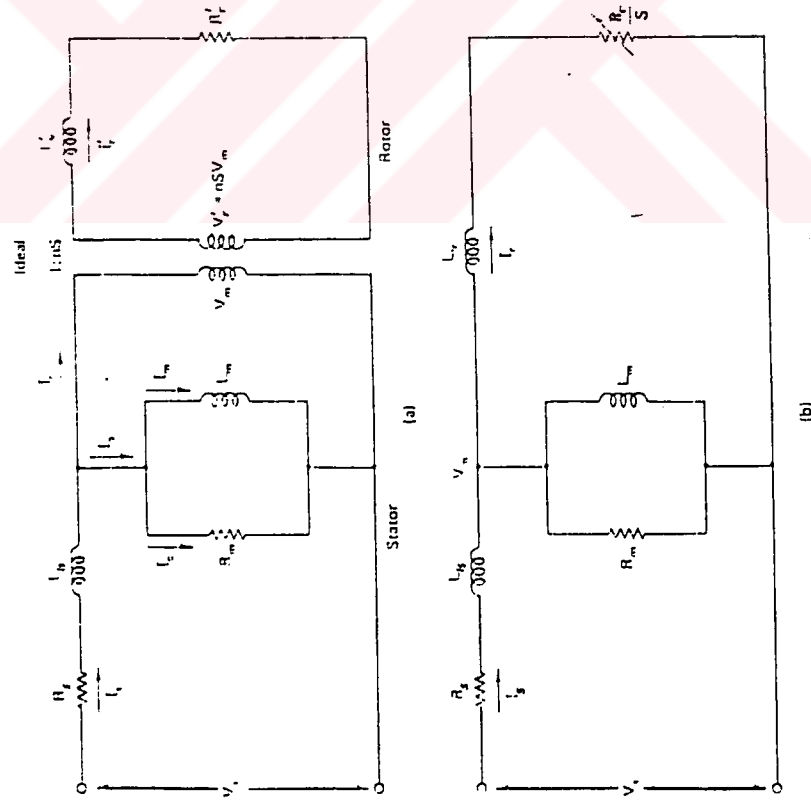
1.4. EŞDEĞER DEVRE

Endüksiyon motorunun çalışmasının fiziksel açıklaması şekil 1.3'te görüldüğü üzere her fazı ayrı bir dönüştürücü gibi gösterilerek açıklanabilir. Senkron hızla dönen hava aralığı akı dalgası karşı bir elektromagnetik kuvvet olan V_m 'i üretir ki ; bu daha sonra rotor fazında kayma voltajı olan $V_r = n*s*V_m$ 'e dönüşür. Burada n rotordan statora olan dönüşüm oranı , s ise per-ünit kaymayı gösterir. Stator uç gerilimi V_s , R_s direnci ve L_{ls} kaçak endüktansındaki gerilim düşümleri sonucunda V_m gerilimine eşit olur. Yüksüz-durum akımı I_o iki bileşenden oluşur. Bunlar nüve kayıpları akım bileşeni $I_c = V_m / R_m$ ve mıknatıslanma akım bileşeni $I_m = V_m / (\omega_e * L_m)$ 'dir. Burada R_m direnci hareket kayıpları için eşdeğer direnci , L_m mıknatıslanma endüktansını oluşturmaktadır. Rotorda V_r geriliminin endüklenmesi sonucunda ω_{sl} kayma frekansında I_r akımının oluşmasına sebep olur. I_r akımı rotor rezistansı R_r ve kaçak empedans $\omega_{sl} * L_{lr}$ ile sınırlanır. Stator akımı I_s ise hareket bileşenleri I_o ve rotordan yansıyan I_r akım bileşenlerinden oluşur. Şekil 1.3b'de eşdeğer devreyi statora indirgenmiş olarak gösterilmiştir. Burada I_r ;

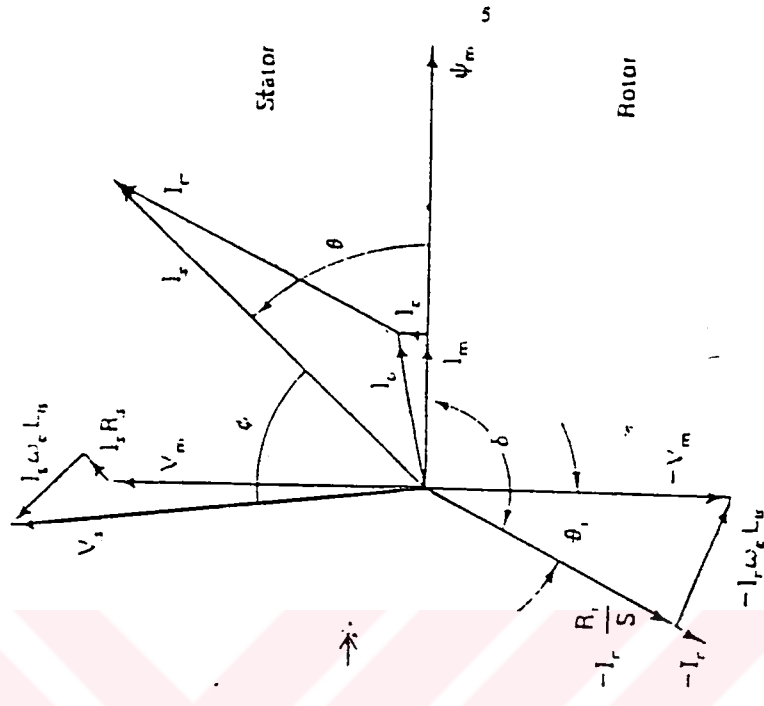
$$I_r = \frac{n^2 S V_m}{R_r + j \omega_{sl} L_{lr}} = \frac{V_m}{\left(\frac{R_r}{S} \right) + j \omega_e L_{lr}} \quad (1.5)$$

dir. Formülde R_r ve L_{lr} parametreleri rotordan statora indirgenmiş olduğunu işaret etmektedir. Başlangıçta hareketsiz halde $s=1$ ve şekil 1.3b'de görüldüğü gibi kısa devre edilmiş dönüştürücü devresine eşdeğerdir. Senkron hızda ($s=0$) I_r akımı sıfır olur ve motor şebekeden sadece I_o akımını çeker. Hız senkron altı bölgede iken ($0 < s < 1.0$) ve s 'in küçük değerlerinde rotor akımı I_r öncelikle R_r / s oranı ile değişir. ($R_r / s \gg \omega_e * L_{lr}$) Eşdeğer devrenin fazör diagramı şekil 1.4'de gösterilmiştir. Moment eşitliği buradan ;

$$T_e = K \psi_m I_r \sin \delta \quad (1.6)$$



Şekil 1.3. Asenkron motorun tek faza indirgenmiş eşdeğer devresi



Şekil 1.4. Eşdeğer devrenin fazör diagramı

olarak tanımlanır. ψ_m ve I_r fazör diagramda gösterildiği gibi rms değerlerdir. Şayet nüve kayıpları bileşeni I_c ihmal edilirse 1.6 eşitliği şöyle basitleştirilebilir.

$$\begin{aligned} T_e &= K' I_m I_r \sin \delta \\ &= K' I_m I_s \sin \theta \\ &= K' I_m I_a \end{aligned} \quad (1.7)$$

Moment eşitliği (1.7) ' de I_m stator akımının mıknatıslanma veya akı bileşeni $I_a = I_s \sin \theta$ =stator akımının endüvi veya moment bileşenidir ve K' moment sabitidir. Akım bileşenleri I_m ve I_c fazör diagramda ortogonal veya karşılıklı bağlanamaz. (Fitzgerald et al, 1983)

1.5. EŞDEĞER DEVRE ANALİZİ

Üç fazlı asenkron motorun güç ve kayıp ifadeleri aşağıdaki şekilde özetlenmiştir.

$$\text{Giriş gücü } P_m = 3 V_s I_s \cos \phi \quad (1.8)$$

$$\text{Stator bakır kayıpları } P_{ls} = 3 I_s^2 R_s \quad (1.9)$$

$$\text{Nüve kayıpları } P_{lc} = 3 \frac{V_m^2}{R_m} \quad (1.10)$$

$$\text{Hava aralığından aktarılan güç } P_g = 3 I_r^2 \frac{R_r}{S} \quad (1.11)$$

$$\text{Rotor bakır kayıpları } P_{lr} = 3 I_r^2 R_r \quad (1.12)$$

$$\text{Çıkış gücü } P_o = P_g - P_{lr} = 3 I_r^2 R_r \frac{1 - S}{S} \quad (1.13)$$

$$\text{Mil gücü } P_{sh} = P_o - P_{fw} \quad (1.14)$$

(Bose et al, 1983)

ki ; burada Pfw sürtünme ve vantilasyon kayıplarına eşittir. Artan moment ve hızın sonucu olan çıkış gücünden moment T_e ;

$$T_e = \frac{P_o}{\omega_m} = \frac{3}{\omega_m} I_r^2 R_r \frac{1-s}{s} = 3 \left(\frac{P}{2} \right) I_r^2 \frac{R_r}{s \omega_e} \quad (1.15)$$

dir. Bu formülde $\omega_m = (2/P) \omega_r$ rotorun mekanik hızıdır (rad / sn) . (1.11)'i (1.15)'te yerine koyacak olursak ;

$$T_e = \left(\frac{P}{2} \right) \frac{P_g}{\omega_e} \quad (1.16)$$

Bu ifade stator frekansının bilinmesiyle hava aralığından iletilen gücten momentin hesaplanabileceğini gösterir. P_g daha çok senkron gücteki moment olarak tanımlanır. Şekil 1.3b'deki eşdeğer devre şekil 1.5'deki gibi R_m nüve kayıp direncinin devreden atılması ve mıknatıslanma endüktansı L_m 'in devrenin baş tarafına transferi ile eşdeğer devre basitleştirilmiştir. Şekil 1.5 'te I_r akımı şöyle çözülür ;

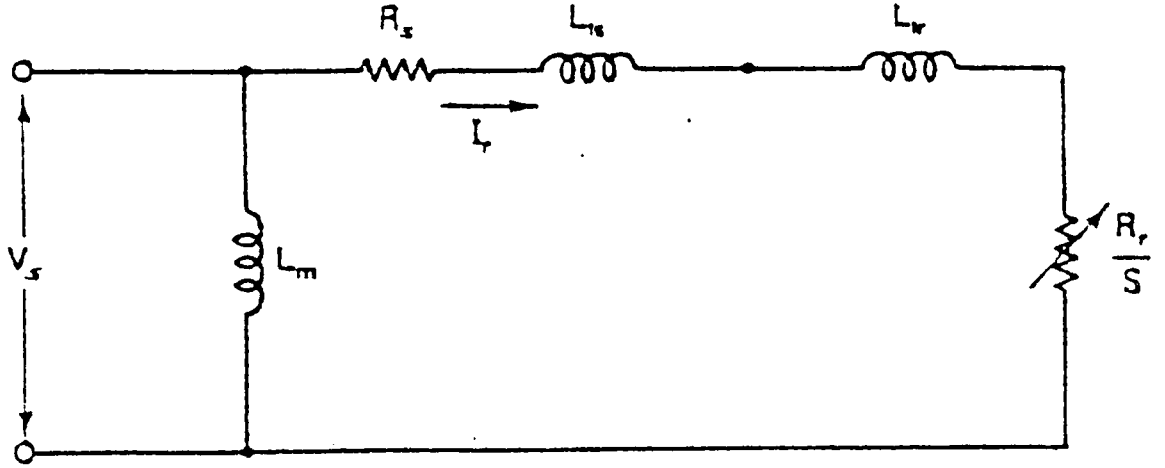
$$I_r = \frac{V_s}{\sqrt{(R_s + R_r/s)^2 + \omega_e^2 (L_s + L_r)^2}} \quad (1.17)$$

(1.17) formülü (1.15)'te yerine konulursa ;

$$T_e = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \frac{R_r}{s \omega_e} \frac{V_s^2}{(R_s + R_r/s)^2 + \omega_e^2 (L_s + L_r)^2} \quad (1.18)$$

1.6. MOMENT - HIZ EĞRİSİ

Şayet kaynak gerilimi ve frekansı sabit ise T_e (1.18)'deki eşitlikten kaymanın fonksyonu olarak hesaplanabilir. Şekil 1.6 hız ve moment arasındaki ilişkiyi gösteren eğridir ($\omega_r / \omega_s = 1-s$) ve burada kayma değeri 0 ile 1 arasında değıştirilebilir. Bu kuşak fren çalışmada $1 < s < 2$, motor çalışmada $0 < s < 1$ ve generatör çalışmada $s < 0$ olarak tanımlanır. Normal motor çalışmada , $s=0$ 'da $T_e=0$ ve kaymanın artması ile (hızın azalması ile) T_e , devrilme momenti T_{em} 'e ulaşılan kadar yarım doğrusal bir eğri şeklinde artar. Bu bölgede stator gerilim



Şekil 1.5. Yaklaşık eşdeğer devre -

düşümleri küçük ve hava aralığı akısı yaklaşık olarak sabit kalır.Devrilme momentine doğru , Te kaymanın artması ile azalır.Motorun başlangıç momenti $s=1$ 'de T_{es} olarak tanımlanır ve (1.18)'deki eşitlikten yazılır

$$T_{es} = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \frac{R_r}{\omega_e} \frac{V_s^2}{(R_s + R_r)^2 + \omega_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2} \quad (1.19)$$

Frenleme bölgesinde , rotor hava aralığı akısının tersi yönde döner.Böylece $s > 1$ olur.Bu durum motor hareket ederken statorun beslendiği besleme kaynağının faz sırasının değiştirilmesi ile meydana gelir.Çünkü yükün üzerinde bir atalet varken , ters yönde döndürülmek istenmesiyle zorlamalı bir frenleme oluşur.Frenleme boyunca görülen momente frenleme momenti denir.Enerji frenleme boyunca makina içinde dağıtılır.Bu dağıtma sırasında ilerde ortaya çıkacak olan ısınmaya karşı tedbir alınmalıdır.Generatör bölgede rotor senkron hızın üzerine hava aralığı akısı ile aynı yöndeyken çıkar ve kayma negatif olur, bu da negatif ya da generatör momentini meydana getirir. Şekil 1.5'teki R_r / s negatif kaymada negatif eşdeğer dirence eşit olur.Pozitif direnç R_r / s motor çalışmada enerji tüketir ama negatif R_r / s enerji üretir ve onu kaynağa geri gönderir. Makina ilerde endüksiyon generatör modunda çalışacaktır.Değişken frekans uygulamalı bir motor sürücüsünde statör frekansı kontrol edilerek generatör frenleme etkisi rotor etkisi rotor hızından daha düşük

hızda iken sağlanır ($W_e < W_r$). Asenkron motorun miline birincil bir hareket kaynağı sürekli onu döndürecek şekilde bağlanacak olursa generatör olarak çalıştırılabilir.(1.18) eşitliğinin türevi alınıp sıfıra eşitlenmesi ile ;

$$S_m = \pm \frac{R_r}{\sqrt{R_r^2 + \omega_e^2(L_{lr} + L_{lr})^2}} \quad (1.20)$$

devrilme momentindeki kayma olan s_m bulunur.Eşitlik (1.18)'de s yerine s_m konacak olursa devrilme momenti;

$$T_{em} = \frac{3}{4} \frac{P}{\omega_e} \frac{V_s^2}{\sqrt{R_r^2 + \omega_e^2(L_{lr} + L_{lr})^2 + R_s}} \quad (1.21)$$

ve s yerine $-s_m$ konacak olursa generatör devrilme momenti ;

$$T_{eg} = -\frac{3}{4} \frac{P}{\omega_e} \frac{V_s^2}{\sqrt{R_r^2 + \omega_e^2(L_{lr} + L_{lr})^2 - R_s}} \quad (1.22)$$

Stator direnci R_s ihmal edilirse T_{em} 'in mutlak değeri ile T_{eg} 'nin mutlak değerleri birbirine eşit olur.Şekil 1.5'teki eşdeğer devrede basitleştirme işlemi stator parametreleri R_s ve L_{ls} 'in ihmalı ile yapılır.Buna göre moment ifadesi basitleştirilirse ;

$$T_e = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \left(\frac{V_s}{\omega_e} \right)^2 \frac{\omega_s R_r}{R_r^2 + \omega_{sl}^2 L_{lr}^2} \quad (1.23)$$

(1.23) eşitliğinin (1.6)'daki eşitlik ile mukayesesi sonucunda ;

$$I_r = \frac{SV_s}{\sqrt{R_r^2 + \omega_{sl}^2 L_{lr}^2}} \quad (1.24)$$

$$\cos \theta_r = \frac{R_r}{\sqrt{R_r^2 + \omega_{sl}^2 L_{lr}^2}} \quad (1.25)$$

ve hava aralığı akısıda verilirse ;

$$\psi_m = \frac{V_s}{\omega_e} \quad (1.26)$$

Düşük kayma değerleri için (1.23)'e yaklaşım yapılırsa;

$$T_e = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \frac{1}{R_r} \psi_m^2 \omega_{st} \quad (1.27)$$

1.7. DEĞİŞKEN GERİLİM UYGULANMASI

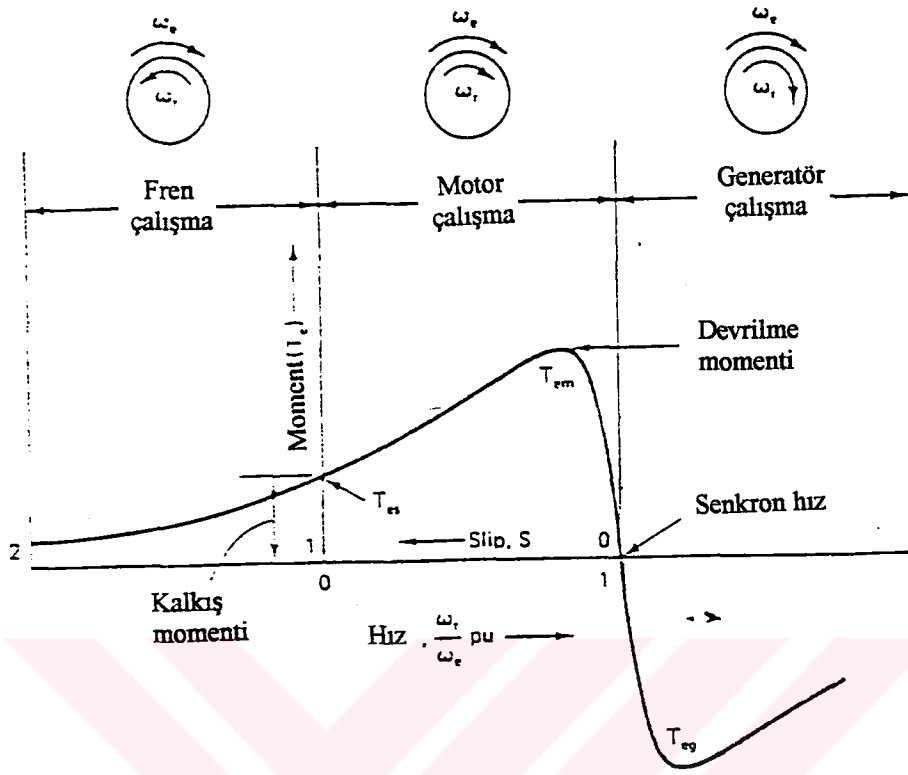
Rotoru kafesli olan asenkron motorlarda hız kontrolünün basit ve en ekonomik yöntemi sabit frekansta stator gerilimini değiştirmektir. Stator gerilimi sabit frekansta her faza ayrı ayrı konmuş olan ters paralel tristörlerin faz açılarının kontrolü ile yapılır. Şekil 1.7'de

(1.18)'deki eşitlikten çizilmiş olan değişken stator gerilimlerinde hız-moment eğrileri gösterilmiştir. Fan veya vantilatör tip sürücü için yük moment eğrisinde aynı şekilde gösterilmiştir ki ; şekilde iki eğrinin kesiştiği nokta değişken hız işlemi için denge noktaları olarak tanımlanmıştır. Yüksek kaymaya sahip motorlarda (s_m) bu hız kontrol methodu genelde uygulanır ve buna müteakip yüksek bakır kayıplarına sebep olur. Düşük kaymalı motor kullanıldıysa hız kontrol aralığı azalır. Öte yandan motorun maksimum kayması ($s_m > 1$) birden büyük olacak şekilde dizayn edildiyse , sabit momente haiz yükler çok geniş bir aralıkta hızları kontrol edilebilirler. Stator geriliminin ayarlanmasıyla bu kontrol yönteminde stator akımının artması momenti arttıracaktır. İlerde sabit yük momenti için , stator akımı hız ayarlandıkça artacaktır. Yük momentinin hızla karesel ilişki içinde değiştiği yüklerde tam yükte statordan akan ve bundan daha büyük olan maksimum stator akımı olarak bilinen akımın değerine senkron hızın üçte ikisinde erişir.

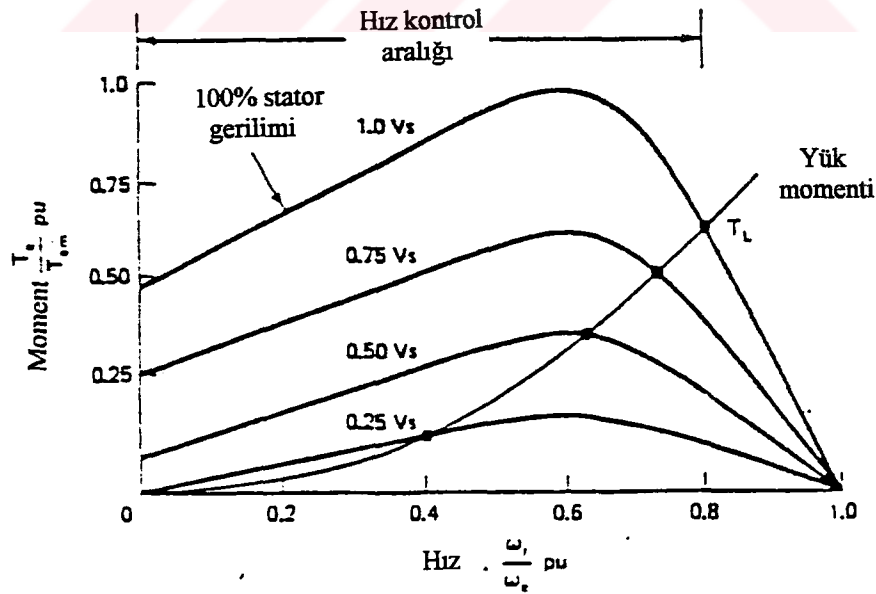
Bu yöntemde sonuç olarak daha fazla bakır kaybının ısısal problemlere yol açması ve düşük kalkış momenti sebebiyle sadece vantilatör tip yüklere uygundur. (Bose ,1987)

1.8. DEĞİŞKEN FREKANS UYGULAMASI

Stator frekansı belirlenen değere doğru arttırılırsa , hız-moment eğrileri (1.18)'deki eşitliğin türevinin alınması ile şekil 1.8'de çizilmiştir. Frekans artarken hava aralığı akısı ve



Şekil 1.6. Sabit gerilim ve frekans altında hız-moment eğrisi

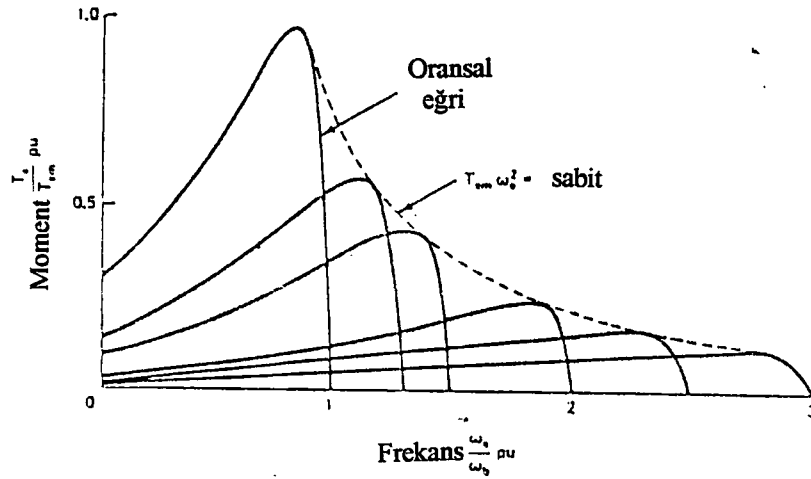


Şekil 1.7. Değişken stator geriliminde hız-moment eğrisi

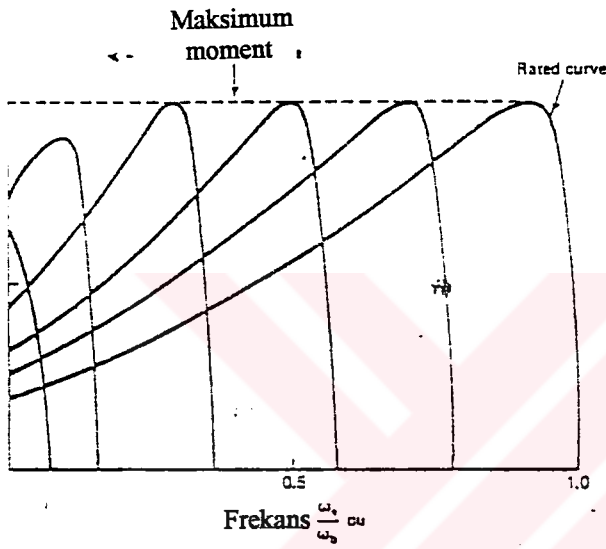
stator akımı azalır. Sonuç olarak maksimum moment düşer. Maksimum moment kaymaya bağlı olarak (1.23)'ten çekilirse;

$$T_{em} = 3 \left(\frac{p}{2} \right) \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \frac{\omega_{slm} R_r}{R_r^2 + \omega_{slm}^2 L_{lr}^2} \quad (1.28)$$

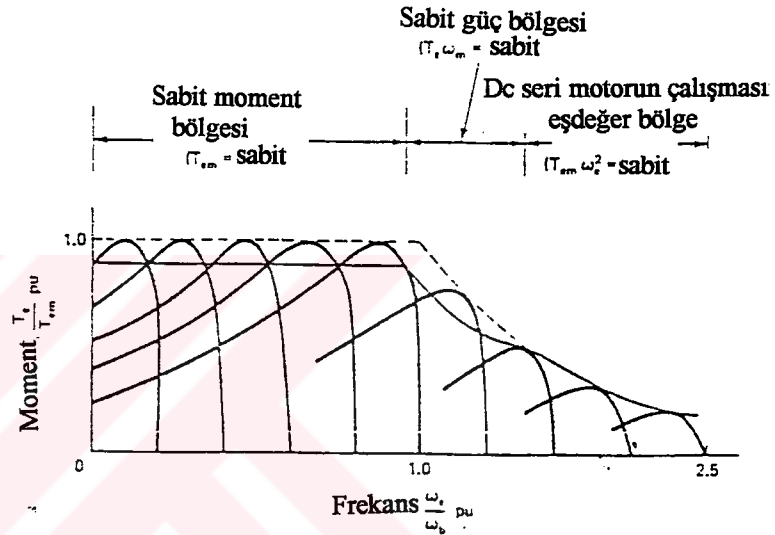
bulunur. Formülde $\omega_{slm} = R_r / L_{lr}$ maksimum momentteki kayma frekansı olarak adlandırılır. Eşitlik $T_{em} \cdot \omega_s^2 = \text{sabit}$ (motor, değişken frekans uygulamasında seri motor gibi davranır). Belirlenen besleme geriliminde frekans azaltılırsa hava aralığı akısı doymaya girecek, şebekeden aşırı stator akımı çekilmesine sebep olacak. İleride bu bölgenin dolayısıyla ω_b temel frekansının altına düşmek için ve hava aralığı akısını korumak için gerilim sabit tutulmayıp uygun şekilde ayarlanır. Şekil 1.9'da hız-moment eğrileri U/f sabit tutularak çizilmiştir. Maksimum moment (1.28)'de verilen T_{em} , düşük frekans bölgesinde hava aralığı akısı stator empedansındaki düşüm ile ayarlanarak ,yaklaşık sabit tutulur. İlerde bu bölgedeki stator gerilim düşümü kadar bir gerilimin eklenmesi ile kompanze edilerek maksimum moment değeri elde edilir. Motorun sabit moment bölgesinde , sabit hava aralığı akısı ile çalıştırılması esnasında , stator akımının her değerine karşılık gelen momentin duyarlılığı yüksektir. Bu da sürücü sistemin geçici hal cevabının hızlı olmasına izin verir. Değişken gerilimde , değişken frekanslı sistemde makina genellikle düşük kayma karakteristiklerine sahip olup , verimliliği artmıştır. Temel frekans işletiminde doğal kalkış momentinin düşük olmasına rağmen , şekil 1.9'da görüldüğü gibi makina maksimum moment ile çalışmaya başlar. Bu sebeple endüstride en çok U/f oranı sabit asenkron motor sürücüleri kullanılır. Şekil 1.10'da hız-moment eğrisinin değişik bölgelerinde değişken gerilim ve frekans sürücüsündeki değişimler gösterilmiştir. Ve bunun sonucu olan gerilim-frekans ilişkisi şekil 1.11'de gösterilmiştir. Şekilde moment , stator akımı ve kayma frekansın fonksyonu olarak gösterilmiştir. Sabit moment bölgesinde akım kapasitesi sınırlanmış inverterlerde maksimum uygun moment gösterildiği gibi devrilme momentinden daha küçüktür. Sabit moment bölgesinin sağ köşesinde , stator voltajı belirlenen değerine



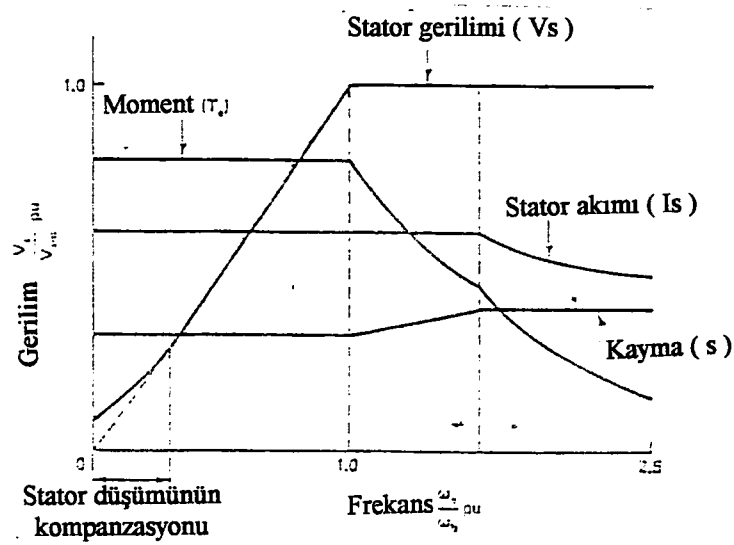
Şekil 1.8. Değişken frekans altında hız-moment eğrisi



Şekil 1.9. Sabit U/f oranı altında hız-moment eğrisi



Şekil 1.10. Değişken gerilim, değişken frekans altında hız-moment bölgeleri



Şekil 1.11. Endüksiyon motorunun gerilim-frekans ilişkisi

eriştiğinde makina sabit güç bölgesine girmektedir.Bu bölgede hava aralığı akısı azalır ama stator akımı kaymanın azalmasıyla sabit olarak korunur.Sabit güç bölgesinin kenerında Tem devrilme momentine erişilir ve daha sonra makina hızı frekansın arttırılması ile arttırılır.Şekil 1.8’de gösterildiği üzere ... (Paice, 1968)



2. ÜÇ FAZLI İNVERTERLER

Üç faz inverterler normalde yüksek güç uygulamalarında kullanılırlar. Üç tek faz , yarım veya tam köprü inverterler şekil 2.1a'daki gibi paralel bağlanıp üç faz konfigürasyonu oluşturulur. Tek faz inverterin tetikleme sinyalleri dengeli üç faz elde etmek için 120 derece ilerletilebilir veya geciktirilebilir. Transformatörlerin primer sargıları , sekonder sargıların üçgen veya yıldız bağlanması halinde , birbirlerinden izole edilmelidir. Üç ve üçün katı harmonikleri elemine etmek için ($n=3,6,9,\dots$) normalde trafonun sekonderi yıldız bağlanır. Bu şekil 2.1b'de gösterilmiştir. Görülen düzenleme üç adet tek fazlı trafo , oniki adet transistör ve aynı sayıda ters akım diodu gerektirir. Şayet tek faz inverterlerden birinin çıkış geriliminin kazancı ve fazları iyi bir şekilde ayarlanmazsa , üç faz çıkış gerilimi dengesiz olur. Üç faz çıkış altı transistör ve altı diot konfigürasyonu ile de sağlanabilir. Şekil 2.2a'da gösterilmiştir. Bu durumda 180 ve 120 derecelik iki farklı tip kontrol sinyali vardır. (Bedford et al, 1964)

2.1. 180 DERECE İLETİM

Her transistör 180 derece iletimde kalmaktadır. Üç transistör aynı anda iletimde kalmaktadır. Q1 transistörü iletime sokulduğunda a ucu doğru gerilim ucuna bağlanmıştır. Q1 transistörü iletimden çıkarılıp , Q4 transistörü iletime sokulduğunda ise a ucu doğru gerilim kaynağının negatif ucuna bağlanır. Her peryotta altı adet her biri 60 derecelik modlar bulunmaktadır. Tetiklenme durumlarına göre transistörler numaralandırılmıştır. (123 , 234 , 345 , 456 , 561 , 612) sırası ile tetiklenerek çıkış gerilimini elde ederler. Tetikleme darbeleri şekil 2.2b'de gösterilmiş ve dengeli üç fazı elde etmek için her biri 60 derece kaydırılmıştır. Yük şekil 2.3'te görüldüğü gibi yıldız veya üçgen olabilir. Üçgen bağlı yük için faz akımları direkt olarak faz-faz geriliminden elde edilir. Faz akımı biliniyorsa hat akımı buradan hesaplanır. Yıldız bağlı yük için , faz-nötr geriliminden faz (hat) akımı bulunabilir. Yarım peryotta işlemin üç modu vardır. Yıldız bağlı yük için eşdeğer devre şekil 2.4a'da verilmiştir.

Mod 1 boyunca $0 \leq \omega t < \pi/3$, için ;

$$R_{eq} = R \div \frac{R}{2} = \frac{3R}{2} \quad v_{an} = v_{cn} = \frac{i_1 R}{2} = \frac{V_s}{3}$$

$$i_1 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R} \quad v_{bn} = -i_1 R = \frac{-2V_s}{3}$$

Mod 2 boyunca $\pi/3 \leq \omega t < 2\pi/3$, için ;

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_2 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R}$$

$$v_{an} = i_2 R = \frac{2V_s}{3}$$

$$v_{bn} = v_{cn} = \frac{-i_2 R}{2} = \frac{-V_s}{3}$$

Mod 3 boyunca $2\pi/3 \leq \omega t < \pi$, için ;

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_3 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R}$$

$$v_{an} = v_{bn} = \frac{i_3 R}{2} = \frac{V_s}{3}$$

$$v_{cn} = -i_3 R = \frac{-2V_s}{3}$$

Faz nötr gerilimi şekil 2.4b'de gösterilmiştir. Şekil 2.2b'de görülen faz faz geriliminin ani değeri V_{ab} fourier serisine açılacak olursa , V_{ab} 30 derece kaydırılarak çift harmonikler sıfırlanır.

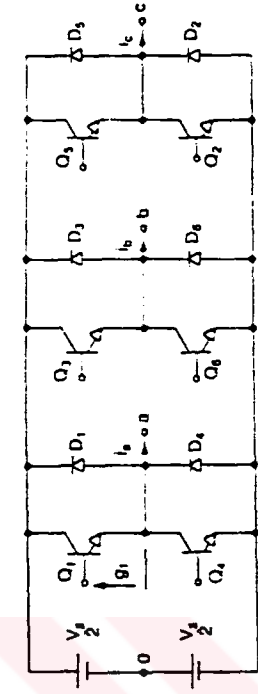
$$v_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \quad (2.1)$$

V_{bc} ve V_{ca} (2.1) eşitliğinden V_{ab} nin 120 ve 240 derece kaydırılmasıyla bulunurlar.

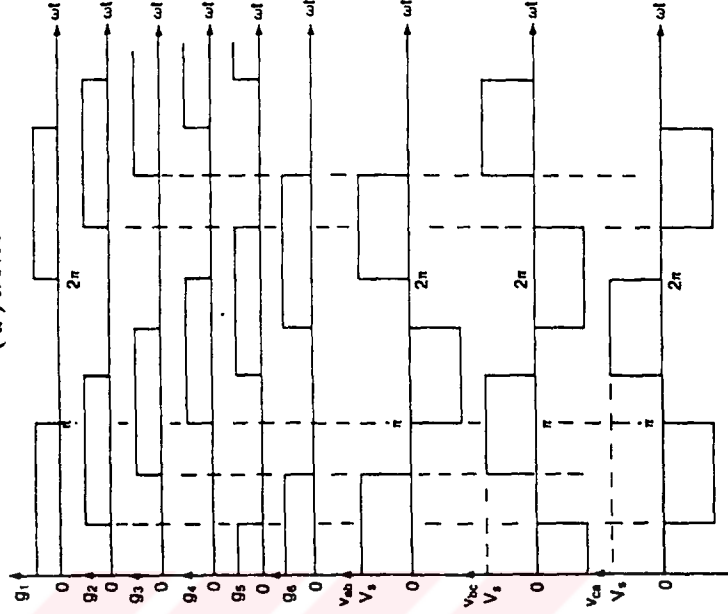
$$v_{bc} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (2.2)$$

$$v_{ca} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n \left(\omega t - \frac{7\pi}{6} \right) \quad (2.3)$$

(McMurray, 1988)

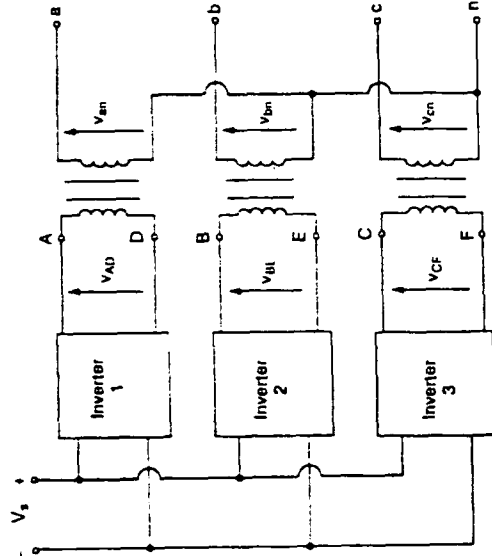


(a) Devre

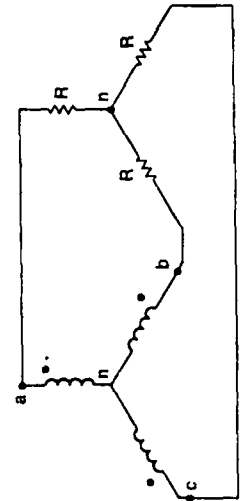
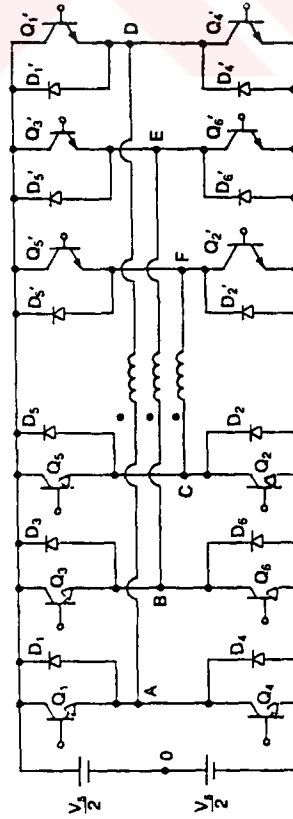


(b) 180 derece iletim için dalga şekilleri

Şekil 2.2. Üç fazlı köprü inverter

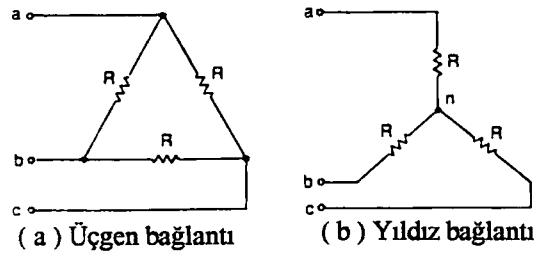


(a) Şematik gösterim

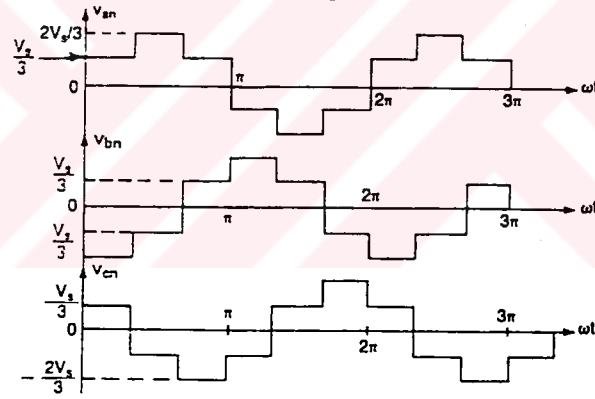
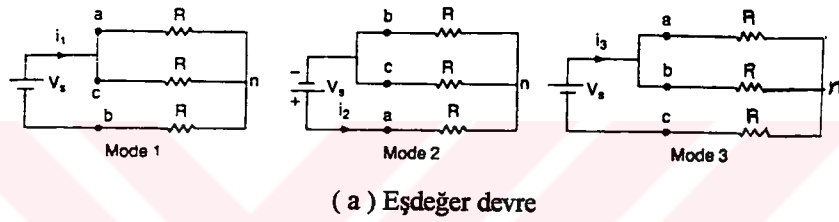


(b) Devre diagramı

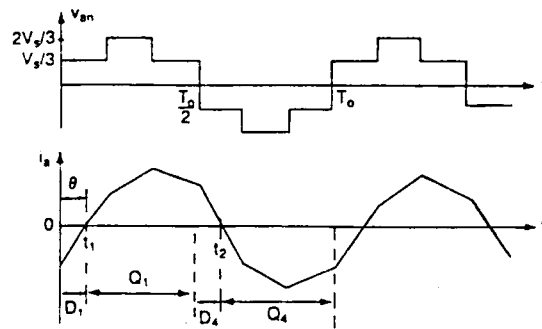
Şekil 2.1. Tek faz inverterlerden meydana getirilmiş üç fazlı inverter



Şekil 2.3. Üçgen-yıldız bağlanmış yük



Şekil 2.4. Yıldız bağlı rezistif yük için eşdeğer devre



Şekil 2.5. RL yükünde üç faz inverter

Dikkat edecek olursak (2.1), (2.2), (2.3) eşitliklerinde üç ve üçün katı olan harmonikler (n=3,9,15...) faz-faz geriliminde değerleri sıfır olacaktır.Faz-faz gerilimi buradan rms olarak;

$$V_L = \left[\frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_s = 0.8165 V_s \quad (2.4)$$

(2.1) eşitliğinden hat geriliminin n.'inci bileşeninin rms değeri;

$$V_{Ln} = \frac{4V_s}{\sqrt{2} n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \quad (2.5)$$

Temel hat gerilimini n=1 değerini vererek ;

$$V_{L1} = \frac{4V_s \cos 30^\circ}{\sqrt{2} \pi} = 0.7797 V_s \quad (2.6)$$

Hat geriliminden faz nötr gerilimin rms değeri bulunur ;

$$V_p = \frac{V_L}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2} V_s}{3} = 0.4714 V_s \quad (2.7)$$

Rezistif yüklerde ters akım diotlarının hiçbir fonksyonu yoktur.Şayet yük endüktif olursa inverterin her kolundaki akım gecikerek esas değerine ulaşır.Şekil 2.5'te bu gecikme ve diotların yük akımını üstlerine alışı görülmektedir.Q4 transistörü şekil 2.2a'da görüldüğü gibi iletimden çıkınca negatif İa akımının tek geçeceği yol D1 ters akım diotu üzerinden olacaktır.Yük ucu a t=t1 anında akımın polaritesi yön değiştirene kadar D1 ters akım diotu üzerinden doğru akım kaynağının pozitif ucuna doğru akacaktır.0 < t < t1 peryodu boyunca Q1 iletime girmeyecektir.Benzer olarak Q4 transistörü t=t2 oluncailetime girer.Transistör ve diotların iletim süreleri yükün güç faktörüne bağlıdır.Yıldız bağlı yük için 30 derecelik gecikme ile faz gerilimi Van=Vab / 1.73'dir. (2.1) eşitliği kullanılarak RL yükü için İa hat akımı ;

$$i_a = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left[\frac{4V_s}{\sqrt{3} n\pi \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \cos \frac{n\pi}{6} \right] \sin(n\omega t - \theta_n) \quad (2.8)$$

ki burada $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$ 'dir.

2.2. 120 DERECE İLETİM

Bu tip kontrolde her transistör 120 derece iletime girer.Aynı anda iki transistör iletimdedir.Transistörlere verilen kapı sinyalleri şekil 2.6'da gösterilmiştir.Transistörlerin iletim sırası 61,12,23,34,45,56,61 şeklindedir.Yarım peryotta işlemin üç modu bulunmaktadır.Bu üç mod için eşdeğer devre yıldız bağlı yük için şekil 2.7a'da verilmiştir.Mod 1 boyunca $0 < t < 60$ derece için 1 ve 6 nolu transistörler iletimdedir.Mod 2 boyunca $60 < t < 120$ derece için 1 ve 2 nolu transistörler iletimdedir.Mod 3 boyunca $120 < t < 180$ derece için 2 ve 3 nolu transistörler iletimdedir.Faz-nötr gerilimi şekil 2.8b'de verilmiştir ve fourier serisine açılırsa;

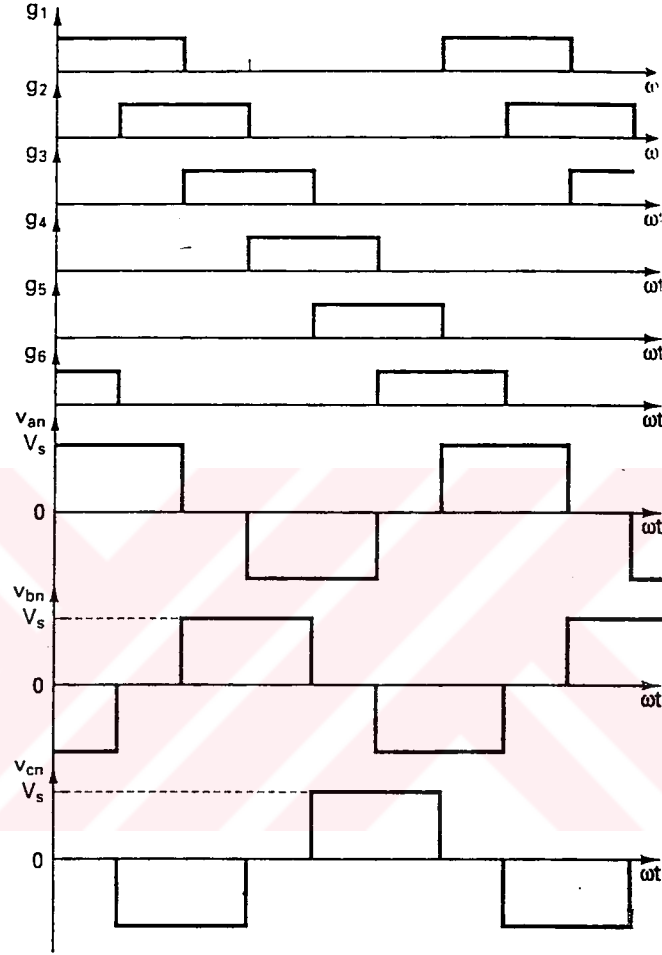
$$v_{an} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \quad (2.9)$$

$$v_{bn} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (2.10)$$

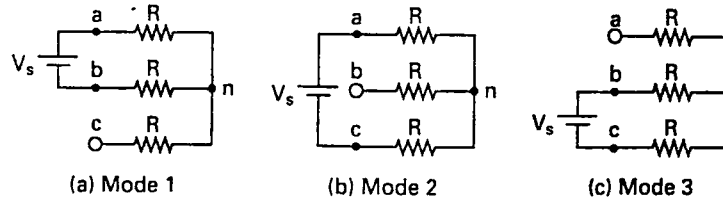
$$v_{cn} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n \left(\omega t - \frac{7\pi}{6} \right) \quad (2.11)$$

a ve b uçları arasındaki hat gerilimi $V_{ab}=1.73 \cdot V_{an}$ 30 derece faz ötelenmesi ile elde edilir.Q1'in iletimden çıkması ve Q4'ün iletime girmesi arasında 30 derece gecikme vardır.Böylece alt ve üst kollar arasında alt alta iletimde kalıp kısa devre problemi meydana gelmez.Aynı anda iki yük ucu doğru gerilim uçlarına bağlanmakta üçüncü yük ucu ise açıkta kalmaktadır.Açık ucun potansiyeli yük karakteristiklerine bağlıdır ve tahmin edilemez.

(Rashid , 1993)



Şekil 2.6. 120 derece için kapı sinyalleri



Şekil 2.7. Yıldız bağlı rezistif yük için eşdeğer devre

2.3. PWM İNVERTERLER

Kare dalga inverterlerin birtakım avantajlarının yanında sınırlamaları da vardır. İnverterin sayısal kontrolü oldukça basit ve anahtarlama kayıpları düşüktür. Aynı zamanda temel frekansın her çevriminde anahtarlama sayısı sınırlanmıştır. Tek problem inverterin komütasyon kapasitesinin doğru gerilim besleme gerilimini çıkışa daha düşük olarak vermesidir. Tabi ki bu problem komütasyon için yardımcı bir güç kaynağının devreye alınmasıyla halledilebilir. İçinde transistör ve GTO kullanılan kendinden denetimli inverterlerde komütasyon ve diğer problemler hallolmuş, aynı zamanda bunların maliyet , ağırlık , verim ve kontrol aralıkları geliştirilmiştir. Hız kontrolünde genellikle 10 : 1 oranında altı adımlı inverterlerde problemler oluşur. Çünkü düşük gerilimlerde harmonik akımlar aşırı değerlere ulaşır. Bu da makinada ısınma ve moment darbeleri oluşturur. Ek olarak faz kaydırmalı kontrolde güç faktörü bozulur ve sistem denge problemi düşük hızlarda dc barada alçak geçiren filtre kullanılmasıyla ortaya çıkar. İşte bütün bu problemler darbe genlik modülasyonu (PWM) inverter kullanarak çözülür. Genel endüstriyel uygulamalar için PWM inverterler bir diot köprüsü ve arkasına bağlanan LC filtresi ile beslenir. Temel frekans çıkış gerilimi elektronik olarak PWM teknikleri kullanılarak inverter ile kontrol edilir. Temel güç devresi aynı kalırken cihaz bir çok kereler anahtarlanarak çıkış gerilimi kontrol edilir ki bu da çıkış geriliminin düşük dereceden harmonik bileşenlere sahip olmasını sağlar. Aşağıda genel PWM teknikleri verilmiştir. (Penkowski et al, 1972)

- Tek PWM
- Katlı PWM
- Sinüsoidal PWM
- Harmonik eliminasyon yöntemi
- Adaptif akım kontrollü PWM
- Faz kaydırmalı PWM
- İlerlemiş modülasyon yöntemleri

2.3.2 KATLI PWM

Çıkış geriliminin yarım peryodunda daha fazla darbe kullanarak harmonik bileşenler azaltılabilir. Şekil 2.10'de görüldüğü üzere üçgen taşıyıcı dalga ile referans işaretin karşılaştırılması sonucu elde edilen kapı sinyalleri ile anahtarlar iletme ve kesime sokulurlar. Referans işaretin frekansı çıkış frekansı f_o 'ı belirler ve taşıyıcı frekansı f_c her yarım peryottaki darbe sayısı p 'yi belirler. Modülasyon oranı çıkış gerilimini kontrol eder. Bu tip modülasyon genellikle üniform PWM (UPWM) olarak bilinir. Yarım peryottaki darbe sayısı ;

$$p = \frac{f_c}{2f_o} = \frac{m_f}{2} \quad \text{'den bulunur.} \quad (2.15)$$

Burada $m_f = f_c / f_o$ frekans modülasyon oranı olarak tanımlanır. Modülasyon oranı M 'nin 0'dan 1'e değişimi ile darbe genişliği 0'dan $(180 / p)$ 'ye ve çıkışta 0'dan V_s 'e kadar değişir. Tek fazlı köprü inverter için çıkış gerilimi şekil 2.10 b'de UPWM için gösterilmiştir. Şayet her darbenin genişliği δ ise , rms çıkış gerilimi ;

$$V_o = \left[\frac{2p}{2\pi} \int_{(\pi/p-\delta)/2}^{(\pi/p+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}} \quad (2.16)$$

Çıkış gerilimini fourier serisine açacak olursak ;

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} B_n \sin n\omega t \quad (2.17)$$

(2.17) eşitliğindeki B_n katsayısına bir darbe çifti varmış gibi düşünerek karar verilir ki ; bu darbe çiftinin pozitif darbe genişliği δ olan $\omega t = \alpha$ anında başlarsa , negatif olanın genişliğide $\omega t = 180 + \alpha$ dan başlayacaktır. Bu şekil 2.10 b'de gösterilmiştir. Şayet m pozitif darbe $\omega t = \alpha.m$ 'den başlarsa , $\omega t = \alpha.m + 180$ 'de biter. Darbe çiftleri için fourier katsayısı;

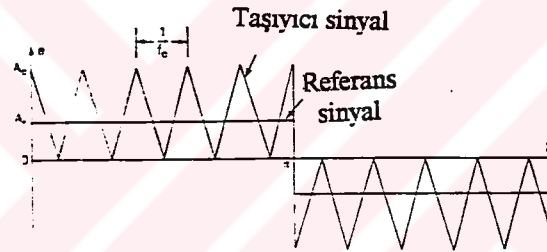
$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta} \cos n\omega t d(\omega t) - \int_{\pi + \alpha_m}^{\pi + \alpha_m + \delta} \cos n\omega t d(\omega t) \right] \quad (2.18)$$

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

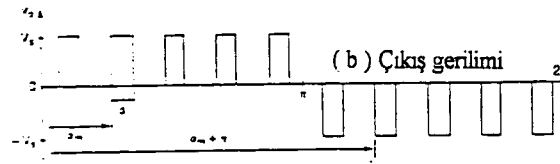
(2.17)'deki darbelerin tamamı düşünülerek Bn katsayısı hesaplanır;

$$B_n = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \left[\sin n \left(\alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \sin n \left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right] \quad (2.19)$$

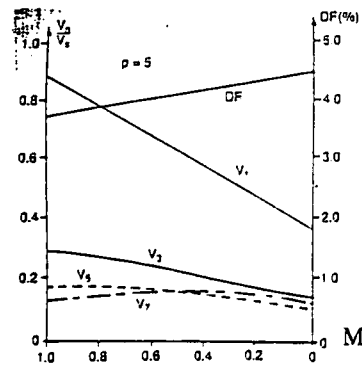
olarak bulunur. Transistörlerin tek faz PWM'e göre daha çok iletim ve kesime girmeleri kayıpları arttıracaktır. p'nin büyük değerlerinde düşük harmoniklerin kazancı küçülecek , fakat yüksek frekanslı harmoniklerin kazancı artacaktır. Fakat bunlar basit filtreler yardımıyla kolaylıkla süzülebilirler. (Rashid , 1993)



(a) Kapı sinyalinin üretilmesi



Şekil 2.10. Katlı darbe modülasyonu



Şekil 2.11. Katlı darbe modülasyonunun harmonik profili

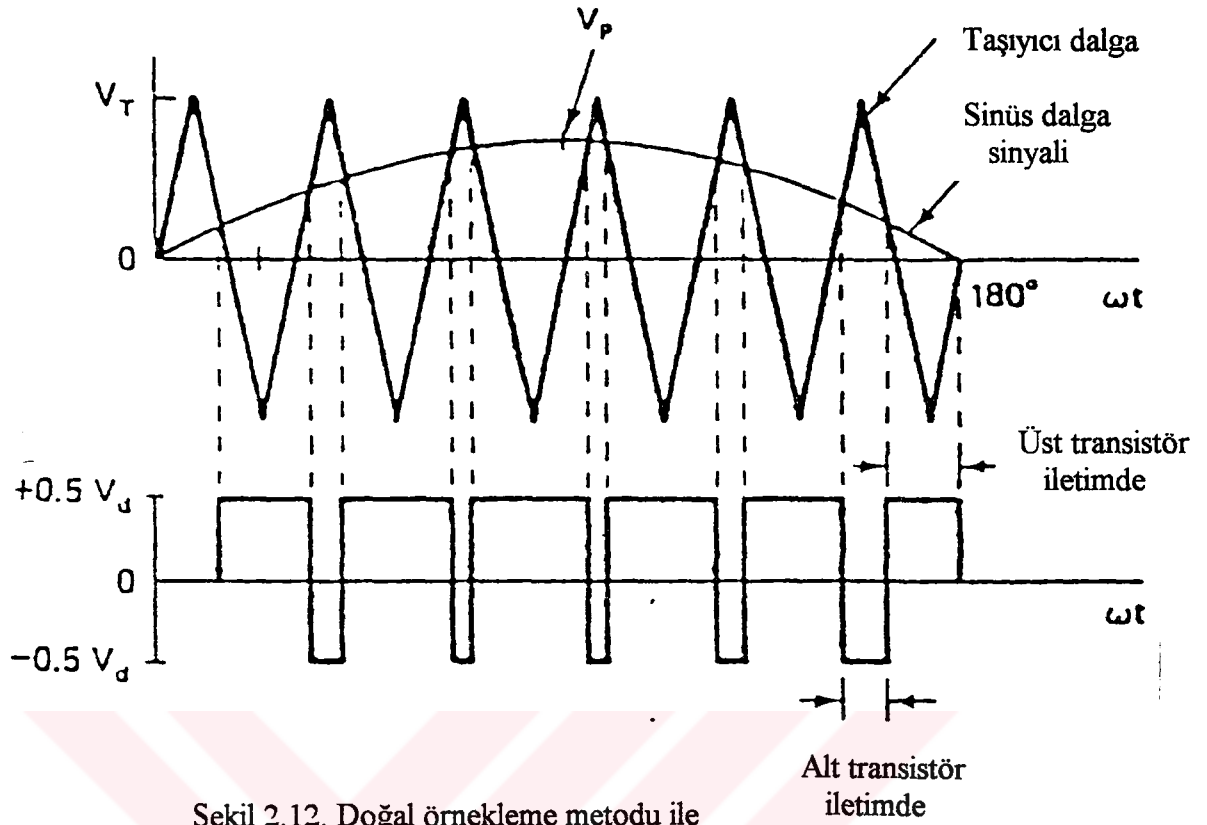
2.3.3. SİNÜSOİDAL PWM

Sinüsoidal PWM tekniği endüstriyel uygulamalarda çok popülerdir ve literatürde çok geniş olarak yer almaktadır. Şekil 2.12’de PWM’in genel prensipleri gösterilmiş olup , dengeli üçgen taşıyıcı dalga ile temel frekansı oluşturan sinüs modüleli dalga karşılaştırılmış ve doğal karşılaşma noktaları şekilde görülen yarım köprü inverterin anahtarlama güç noktalarını tayin eder.Bu teknik , üçgenlere bölme (nirengi) , harmonik altı olarak tanınır.Ortak taşıyıcı üç faz içinde kullanılır.Nötr noktasına göre faz ve fazlar arası gerilimler şekil 2.13’te gösterilmiştir.Yarım köprü inverterin , birbiri arkasına gelen darbeler ve boşluklar şeklindeki çıkışı sinüsoidal olarak modüle edilmiştir. Çıkış dalga şeklinin temel bileşenleri olan frekans ve kazanç modüle edilmiş kontrol dalgasının genliği ve frekansı ayarlanarak değiştirilir.Çıkış işaretinin fourier analizi oldukça karışıktır, aşağıdaki gibi basitleştirilebilir ;

$$v(t) = m \frac{V_d}{2} \sin (\omega_s t + \phi) + \text{Bessel fonksiyonu harmonik terimleri} \quad (2.20)$$

ki burada m modülasyon oranı , ω_s temel frekans (modülasyon frekansı ile aynıdır.) , O çıkışın faz kayması modülasyon dalgasının durumuna bağlıdır.Modülasyon oranı $m=V_p / V_t$ olarak tekrar tanımlanırsa , burada V_p modüle edilen dalganın tepe değeri V_t ise taşıyıcı dalganın tepe değeridir.İdeal olarak m , 0 ile 1 arasında modülasyon ve çıkış voltajı arasında lineer bir değişme olacak şekilde ayarlanabilir.m=1 için temel gerilimin tepe değeri 0.5 V_d , ki bu da kare dalga gerilimin tepe değerinin ($4 \cdot V_d / 6.28$) % 78.5’idir.Maksimum gerilim bazı harmonik dalgaların modüle dalgaya ilavesi ile artabilir.m=0 iken simetrik darbe ve boşluk genişlikleri ile çıkış kare dalgadır.Başarılı bir inverter çalışma için minimum darbe ve boşluk genişliği , komütasyon ve aşırı gerilim bastırma olayları içinde korunmalıdır.Bir hataya karşı alt ve üst kolların anahtarlanması arasında minimum bir ölü zaman istenir.PWM çıkış dalgası taşıyıcı dalga frekansına bağlı , $M\omega_c \pm N\omega_s$ band genişliğine bağlı modüle edilmiş frekansa orantılı harmonikler içerir.Burada ω_c taşıyıcı frekansı , ω_s modüle edilmiş frekans , M ve N tamsayı olup M+N tek tam sayıdır.Taşıyıcı frekansın modüle frekansa oranı p=15 için çıkış harmonikleri tablo 2.1’de verilmiştir. Görüldüğü gibi

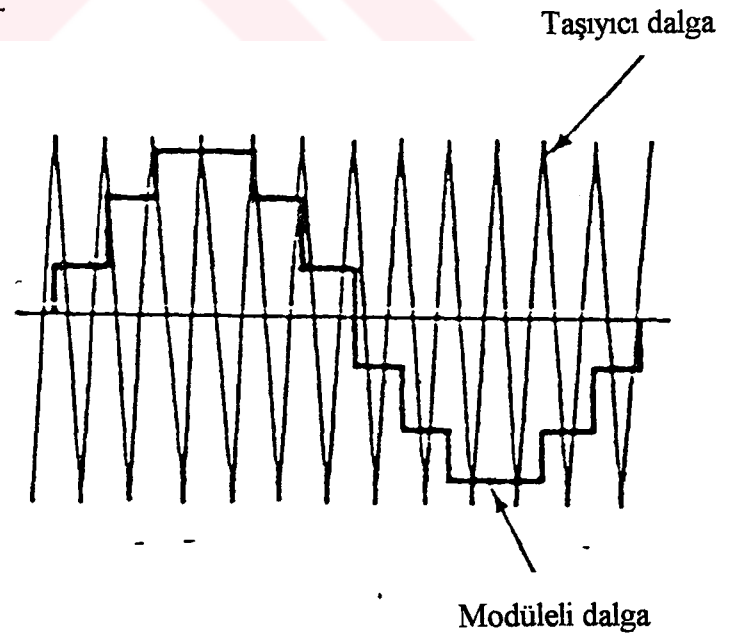
harmoniklerin kazancı p 'ye bağlıdır ve M , N 'nin büyük değerlerinde kazanç azalmaktadır. Yüksek taşıyıcı frekansı oranı p ile inverter faz akımı harmonikleri makinanın kaçak endüktansı üzerinden filtre olacak ve akım sinüs dalgasına yaklaşacaktır. Popüler PWM tekniklerinden biride üniform örnekleme tekniği şekil 2.14'de gösterilmiştir. Doğal örneklemede daha önce tanımlandığı gibi , anahtarlama zamanları , örnekleme noktalarının doğal seçimi ile karar verilen anlarda olur. Üniform örnekleme methodunda ise örnekle ve tut prensibi temel alınmıştır. Örnekleme frekansı taşıyıcı frekansa eşittir. Önceki methodda darbe , taşıyıcı dalganın arasındaki boşluğa asimetrik iken şekil 2.14'de görüldüğü gibi ikinci methodda darbe daima simetriktr. Üniform örnekleme methodu mikroişlemci uygulamalarına kolayca uygulanabilir ve düşük frekanslı harmoniklerde önemli bir gelişme sağlar. Aynı zamanda normal çalışma modunda alt harmonikleri elemine eder. Temel çıkış gerilimi , modülasyon faktörü m 'nin lineer arttırılması ile maksimum değer olan kare dalga çıkışına kadar arttırılır. Lineerden nonlinear bölgeye geçilmeye başlanınca dalganın ortasının yakın bölgelerinde boşluklar aniden düşmektedir. Bu da akımın süratle yükselip düşmesine sebep olmaktadır. Akımın yükselip düşmesi moment darbe problemini yaratır ve zorlamalı komütasyonlu inverterde komütasyon kaybına sebep olur. Bu akım , tepe duyarlılığı olan transistörlü inverterlerde istenmez. Nonlinear gerilim iletim karakteristiklerinden hariç , temel frekansa bağlı harmonikler (3,5,7.....) iletim bölgesinde görünürler ve makina kayıplarını arttırıcı rol oynarlar. Sinüs modüleli dalga yerine kare veya trapez modüleli dalga düşünebilir ki bunlar inverter çıkışında simetrik darbe genişliği verirler. İnverter çıkış voltajı sıfırdan kare dalga genliğine kadar lineer olarak modülasyon dalgasının kazancı değiştirilerek kontrol edilebilirler. Boşluk düşme problemi kare dalgaya geçene kadar yaşanmaz. Kare dalga PWM'in harmonik çıkışı sinüs PWM'e göre kötü olduğu düşünülse de üretilmesi çok daha basittir. (Bose , 1987), (Zubek et al, 1975),



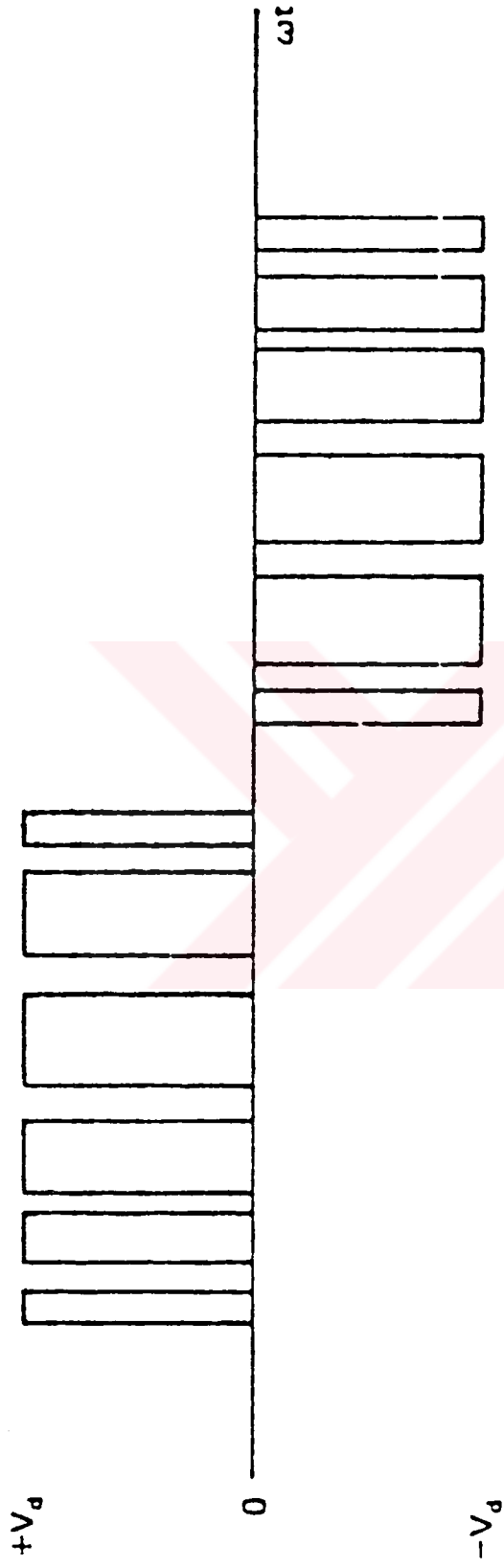
Şekil 2.12. Doğal örnekleme metodu ile sinüsoidal darbe genişlik modülasyonu

M	Harmonik
1	$15\omega_c$ $15\omega_c \pm 2\omega_s$ $15\omega_c \pm 4\omega_s$ $15\omega_c \pm 6\omega_s$ etc.
2	$30\omega_c \pm \omega_s$ $30\omega_c \pm 3\omega_s$ $30\omega_c \pm 5\omega_s$ etc.
3	$45\omega_c$ $45\omega_c \pm 2\omega_s$ $45\omega_c \pm 4\omega_s$ $45\omega_c \pm 6\omega_s$ etc.

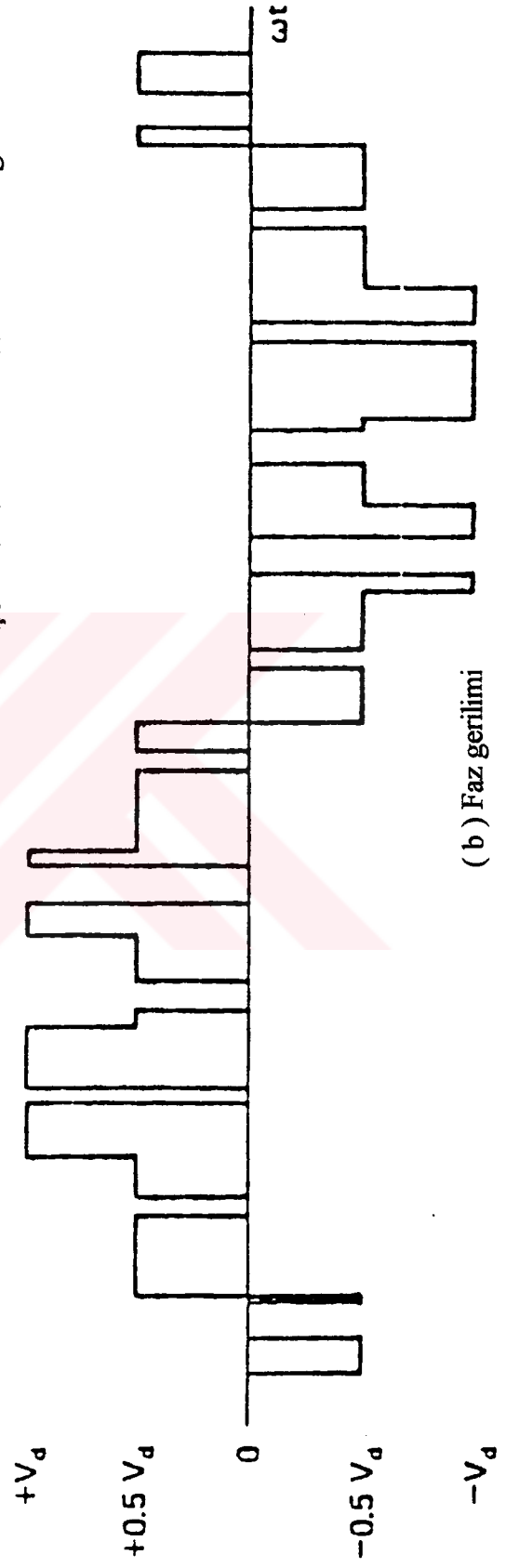
Tablo 2.1. PWM inverterdeki çıkış harmonikleri



Şekil 2.14. Üniform örneklenmiş PWM



Şekil 2.13. PWM inverterin hat ve faz gerilimleri



2.3.4. HARMONİK ELEMINASYON METHODU

Kare dalganın istenmeyen harmonikleri elemine edilir ve temel gerilim bileşenin kontrol edilmesi harmonik eliminasyon methodu olarak bilinir. Bu methodda darbe genişliği daha önceden hesaplanmış açılarda kare dalgada yaratılır. Şekil 2.15’de yarım peryotta (180 derece) çıkışta 1/ 4 simetri olduğu görülmektedir. Temel gerilimin kontrolünde ve üçüncü harmonik bileşeni elemine etmek için dört adet darbe genişliği açısı verilmiştir. Eğer yeni darbe açıları eklenecek olursa çok sayıda harmonik bileşeni elemine edilebilir.

Teori : Dalganın genel fourier serisine açılımı verilirse;

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (2.21)$$

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

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

1/4 simetrlili dalgada sadece sinüs bileşenin tek harmonikleri olur. Katsayılar ;

$$a_n = 0 \quad (2.22)$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} v(t) \sin n\omega t d\omega t \quad (2.23)$$

Dalganın kazancı $V(t)=\pm 1$ kabul edilirse , bn açılabilir;

$$\begin{aligned} b_n = \frac{4}{\pi} & \left[\int_0^{\alpha_1} (+1) \sin n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} (-1) \sin n\omega t d\omega t \right. \\ & + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} (+1) \sin n\omega t d\omega t + \dots + \int_{\alpha_{K-1}}^{\alpha_K} (-1)^{K-1} \sin n\omega t d\omega t \\ & \left. + \int_{\alpha_K}^{\pi/2} (+1) \sin n\omega t d\omega t \right] \end{aligned} \quad (2.24)$$

bağlantı kullanılırsa ;

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin n\omega t d\omega t = \frac{1}{n} (\cos n\theta_1 - \cos n\theta_2)$$

İlk ve son terimler ;

$$\int_0^{\alpha_1} (+1) \sin n\omega t d\omega t = \frac{1}{n} (1 - \cos n\alpha_1) \quad (2.25)$$

$$\int_{\alpha_K}^{\pi/2} (+1) \sin n\omega t d\omega t = \frac{1}{n} \cos n\alpha_K \quad (2.26)$$

(2.24) eşitliğinin diğer bileşenleri entegre edilirse ve (2.25) ve (2.26)'da yerine konacak olursa;

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{4}{n\pi} [1 + 2 (-\cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2 - \dots + \cos n\alpha_K)] \\ &= \frac{4}{n\pi} \left(1 + 2 \sum_{K=1}^K (-1)^K \cos n\alpha_K \right). \end{aligned} \quad (2.27)$$

(2.27) eşitliğinin içerdiği k değişkenleri (alfa1,2,3,.....k) ve benzer k değerleri için eşitliğin çözülmesi gerekir. Alfa açılarının k sayısı , temel gerilimin kontrol edilmesine ve k-1 harmoniklerin elemine edilmesini sağlar. Örnek olarak 5. ve 7. harmonikler elemine edilerek temel gerilimin kontrol edileceğini düşünelim. 3 ve 3'ün katı harmonikler eğer makina yıldız bağlı ve nötr izoleli ise ihmal edilir. Burada k=3 ve (2.27)'den benzer eşitlik yazılırsa;

Temel :

$$(2.28) \quad b_1 = \frac{4}{\pi} (1 - 2 \cos \alpha_1 + 2 \cos \alpha_2 - 2 \cos \alpha_3) \quad (2.28)$$

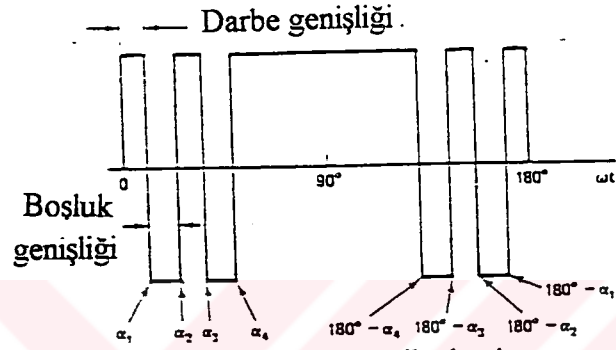
5.harmonik :

$$b_5 = \frac{4}{5\pi} (1 - 2 \cos 5\alpha_1 + 2 \cos 5\alpha_2 - 2 \cos 5\alpha_3) = 0 \quad (2.29)$$

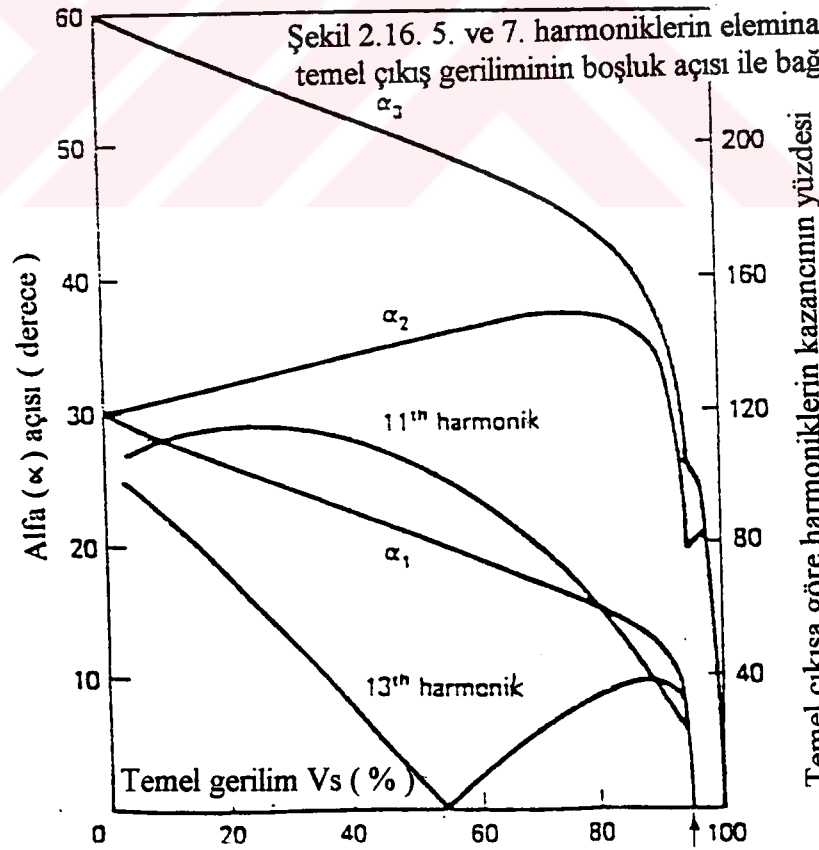
7. harmonik:

$$b_7 = \frac{4}{7\pi} (1 - 2 \cos 7\alpha_1 + 2 \cos 7\alpha_2 - 2 \cos 7\alpha_3) = 0 \quad (2.30)$$

Nonlineer matematik işlemleri ile elde edilemeyen eşitlikler yukarıda nümerik olarak özelleştirilmiş temel kazanç ve $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ için çözülür. Şekil 2.16'da değişik çıkış gerilimleri için hesaplanmış ve çizilmiştir. Harmonik eliminasyon methodu mikroilemcede alt darbe genişliği açılarından bir tablo oluşturarak kullanmak oldukça elverişlidir. Kesin uygulama geriliminde V_s , açılar tablodan yeniden düzenlenir. Geri sayıcıların yardımı ile zaman domeninde darbe genişlikleri elde edilir. (Patel et al, 1974)



Şekil 2.15. Harmonik eliminasyon methodunda gerilim dalgası

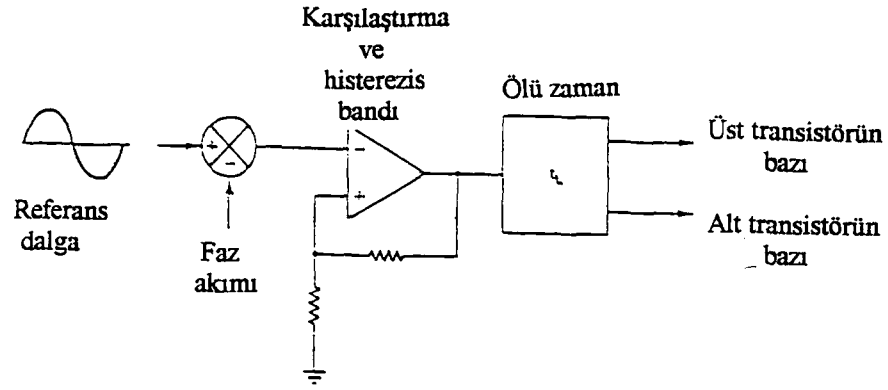


2.3.5. ADAPTİF AKIM KONTROLLÜ PWM

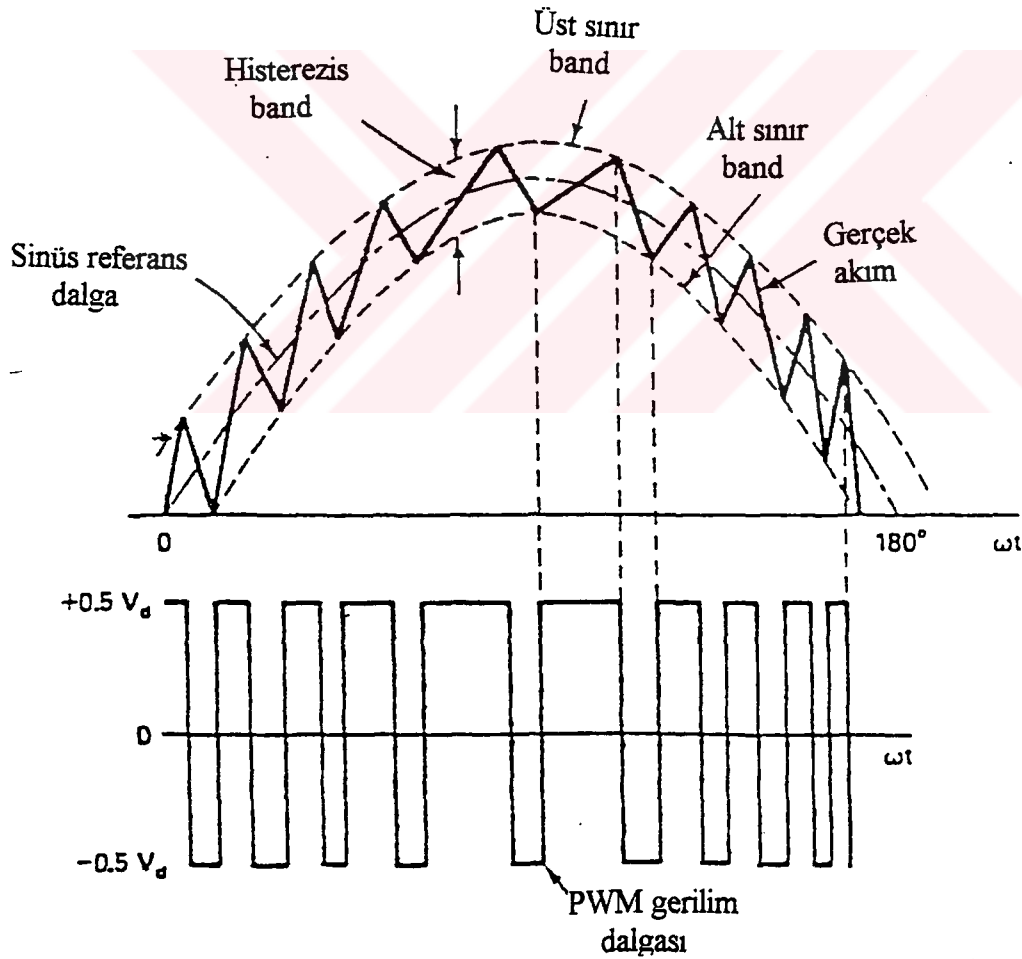
Bu yöntemde PWM çıkış gerilim dalgasının harmoniklerden uzaklaşıp daha çok doğru gerilim V_d 'nin ideal olarak filtre edilmesi üzerine teorimizi kuracağız. Sadece doğrultulmuş doğru gerilim kaynağından LC veya C filtresi ile dalgalanmalar yok edilir. Adaptif veya histerezis band PWM akım kontrol teknikleri burada açıklanacak ve problemin üstesinden gelebilmek için adapte edilecektir. Teknik şekil 2.17'de açıklanan akım kontrolü üzerine kurulmuştur. Kontrol devresi referans sinüs akım dalgasını istenilen frekans ve genlikte üretir ki ; bu şekil 2.18'de görüldüğü gibi esas faz akımı ile karşılaştırılır. Akım önceden tanımlanan histerezis bandını aşar aşmaz üst transistör devreden çıkar ve yarım köprünün alt transistörü devreye girer. Sonuç olarak çıkış gerilimi $+0.5V_d$ ile $-0.5V_d$ arasında geçiş yaparken akım zayıflamaya başlar. Akım alt band sınırından geçerken üst transistör iletime girer ve alt transistör iletimden çıkar. Önceden belirlenen t_l ölü zaman alt ve üst transistörlerin iletime girmesi sırasında kısa devre hatalarını engellemek amacıyla hazırlanmıştır. Gerçek akım dalgası böylece üst ve alt transistörlerin istenen histerezis bandı içinde kalacak şekilde anahtarlanmasıyla akım referans sinüs dalgasına benzetilir. İnvertedeki asıl amaç gerilim kaynağı yerine akım kaynağı oluşturmak ve tepeden tepeye akım dalgalanmasını adaptif olarak , V_d besleme kaynağındaki düzensizliği hesaba katmadan kontrol etmektir. Rms akım dalgalanması ki bu doğrudan tepeden tepeye akım dalgalanmasına bağlı değildir ; kapalı çevrim ile kontrol edilerek makinanın ısınması minimize edilir. Akım duyarlılığına sahip transistör gibi elemanlarda bu kontrol yöntemi büyük avantaj sağlar. Sabit güç bölgesinde PWM akım kontrolünden pürüzsüz bir şekilde kare dalga gerilim moduna geçilebilir. Düşük hızlı bölgelerde makinanın zıt emf'i düşük olduğundan akım kontrolünde problem yaşanmaz. Fakat yüksek hızlarda akım kontrolcüsü periyodun bir kısmında doymaya girer. Çünkü zıt emf artmıştır. Bu durumda temel akım kazancı azalacak ve o fazın akımı komut akımından sapacaktır. Akım dalgasının eğimi şöyle verilir ;

$$\frac{di}{dt} = \frac{0.5V_d - V_{cm} \sin \omega_r t}{L} \quad (2.31)$$

ki burada $V_{cm} \sin \omega_s t$ sinüsoidal değişen zıt emf ve L etkili kaçak endüktanstır. Histerezis bandı inverterin anahtarlama frekansına göre kontrole adapte edilir. (Le-Huy et al, 1989)



Şekil 2.18. Adaptif PWM kontrol blok diagramı



Şekil 2.17. Adaptif PWM akım kontrolünün prensibi

2.3.6. FAZ KAYDIRMALI PWM

Birkaç adet köprü inverter transformatöre bağlanarak çıkış verirler. Çıkış voltajı köprüler arasındaki faz kaydırma açısı kontrol edilerek ayarlanır. Örnek olarak şekil 2.19'daki inverter gözönüne alınabilir. Çıkış temel gerilimi, alt köprü faz kaydırma açısı 30 dereceden saptırılarak kontrol edilir. Faz kaydırma gerilimi kontrolü basittir fakat 12 adımlı inverterde çıkış dalga gerilimi kaybolmaktadır. Her nasılsa 6 adımlı dalga formu karakteristikleri değişmeyecek biçimde değişik faz açılarında karıştırılabilir. (Çıkış ., 7., 11., 13., ... harmonikleri içerir.) Temel çıkış geriliminin genel ifadesi faz kayma açısının fonksyonu olarak türetilir.

$$v_{ab(f)} = \frac{2\sqrt{3}nV_d}{\pi} \cos \omega t \quad (2.32)$$

$$v_{dc(f)} = \frac{2nV_d}{\pi} \cos (\omega t - \theta) \quad (2.33)$$

$$v_{ef(f)} = \frac{2nV_d}{\pi} \cos [\omega t - (120 + \theta)] \quad (2.34)$$

Şekil 2.19b'de temel gerilim fazörü gösterilmiştir. Buradan türetilerek ;

$$\begin{aligned} v_{NA(f)} &= v_{ab(f)} + v_{dc(f)} - v_{ef(f)} \\ &= \frac{2nV_d}{\pi} \left\{ \sqrt{3} \cos \omega t + \cos (\omega t - \theta) + \cos [\omega t - (120 + \theta)] \right\} \quad (2.35) \\ &= A \sin \omega t + B \cos \omega t \\ &= R \sin (\omega t + \theta) \end{aligned}$$

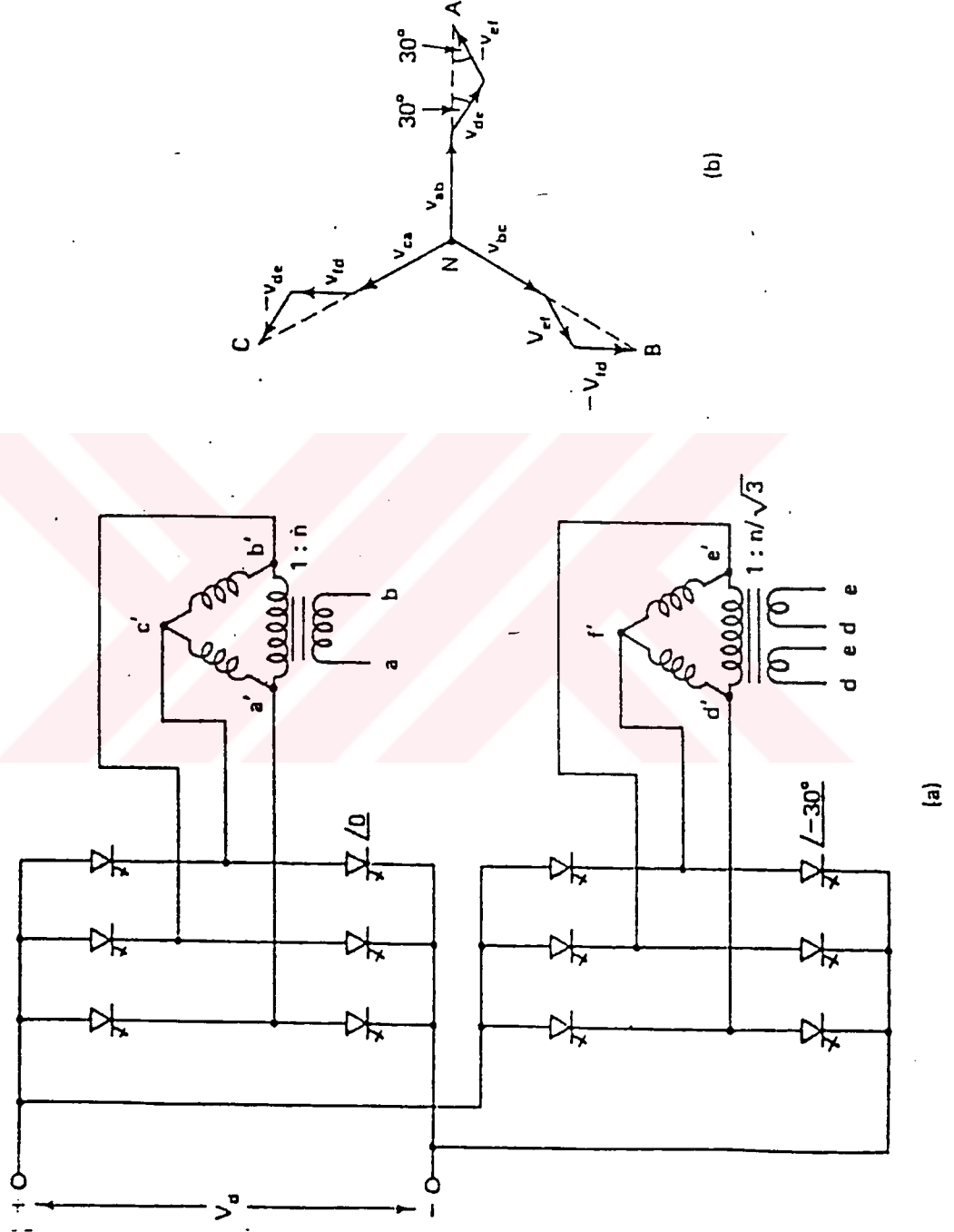
$$R = A^2 + B^2$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{B}{A}$$

$$A = \sqrt{3} + 1.5 \cos \theta + \sqrt{3}/2 \sin \theta$$

$$B = 1.5 \sin \theta - \sqrt{3}/2 \cos \theta$$

Temel gerilim 0 faz kayma açısının kontrolü ile 0 ile maksimum değer arası kontrol edilir. Görüldüğü gibi çıkış gerilimi $0=210$ derece için 0 olmakta ve $0=30$ derece için maksimum olmaktadır ki bu 12 adımlı dalga içindir.



Şekil 2.19. 12 adımlı dual inverter

2.3.7. İLERLEMİŞ MODÜLASYON TEKNİKLERİ

2.3.7.1. TRAPEZOİDAL MODÜLASYON

Kapı sinyalleri taşıyıcı üçgen dalga ile modüleli trapezoidal dalganın karşılaştırılması ile üretilirler. Şekil 2.20'de görüldüğü gibi, trapez dalganın kazancı $\pm A_r$ ile sınırlandırılmış bir üçgen dalgadan elde edilir ki bu $A_r(\max)$ tepe değeri ile orantılıdır.

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

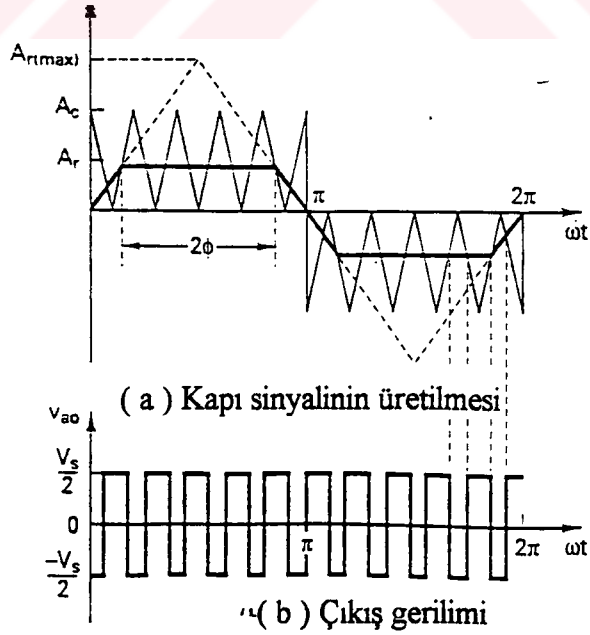
σ üçgen faktörü olarak adlandırılır. Çünkü $\sigma = 1$ iken dalga şekli üçgen haline gelir. Modülasyon oranı M ;

$$M = \frac{A_r}{A_c} = \frac{\sigma A_{r(\max)}}{A_c} \quad \text{for } 0 \leq M \leq 1 \quad (2.36)$$

Trapez dalganın çizgisel kısmının açısı ;

$$2\phi = (1 - \sigma)\pi \quad (2.37)$$

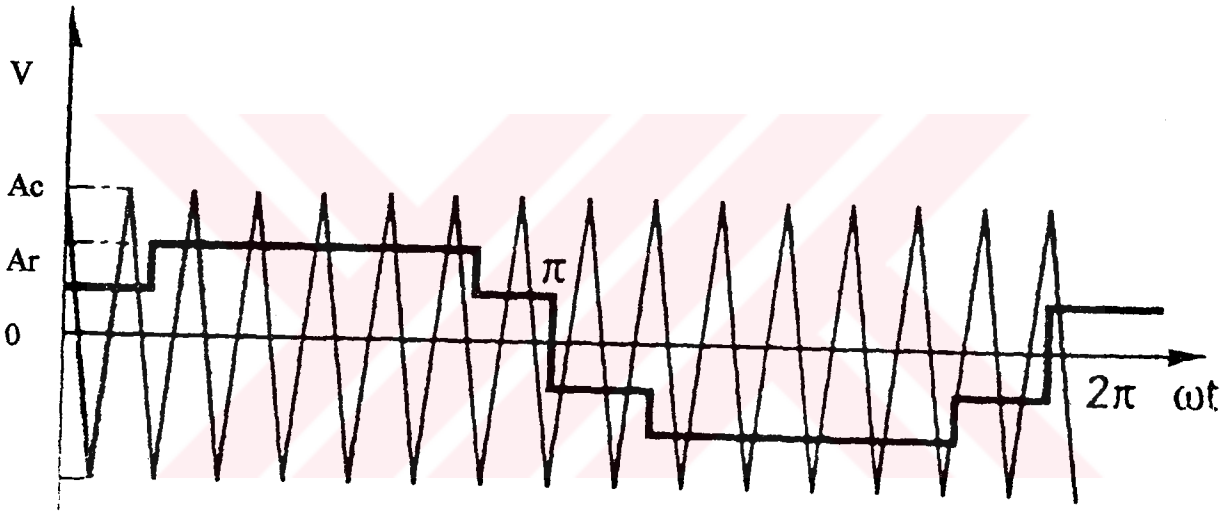
olarak verilir. Gerilim üçgen faktörü σ 'nın değiştirilmesi ile ayarlanır. Bu tip modülasyonda temel çıkış gerilimi tepe değeri $1.05V_s$ 'e kadar çıkar. Fakat düşük dereceli harmonikler çıkışta görülür. (Bhagwat et al, 1979)



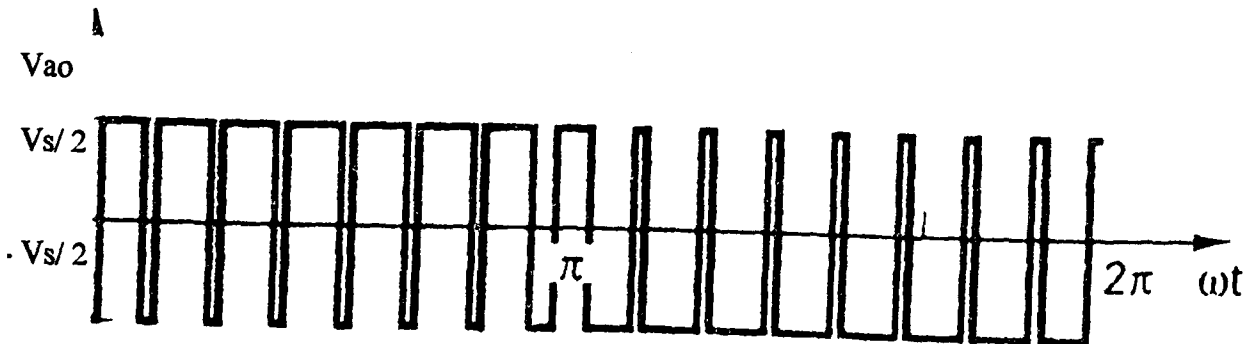
Şekil 2.20. Trapezoidal modülasyon

2.3.7.2. MERDİVEN MODÜLASYON

Modülasyon sinyali merdiven dalgası şeklindedir. Şekil 2.21’de gösterilmiştir. Merdiven örneklemeli sinüs dalgaya bir yaklaşım değildir. Merdivenin seviyeleri özel harmonikleri elemine etmek için hesaplanmıştır. Modülasyon frekans oranı M_f ve adım sayısı çıkış geriliminde istenen kaliteyi arttırmak için seçilir. Bu optimize edilmiş bir PWM çeşididir ve bir periyotta 15’den fazla darbe tavsiye edilir. Şekilde de görüldüğü gibi yüksek çıkış gerilimi ve düşük distorsiyon faktörüne sahiptir. Darbelerin optimum sayısı bir periyotta 2 basamak için 15 , 3 basamağa 21 ve 4 basamak içinse 27’dir. Bu tip kontrol yüksek kalitede çıkış gerilimi ve temel gerilimin % 94’üne erişilir. (Buja et al, 1977)



(a) Kapı sinyalinin üretilmesi

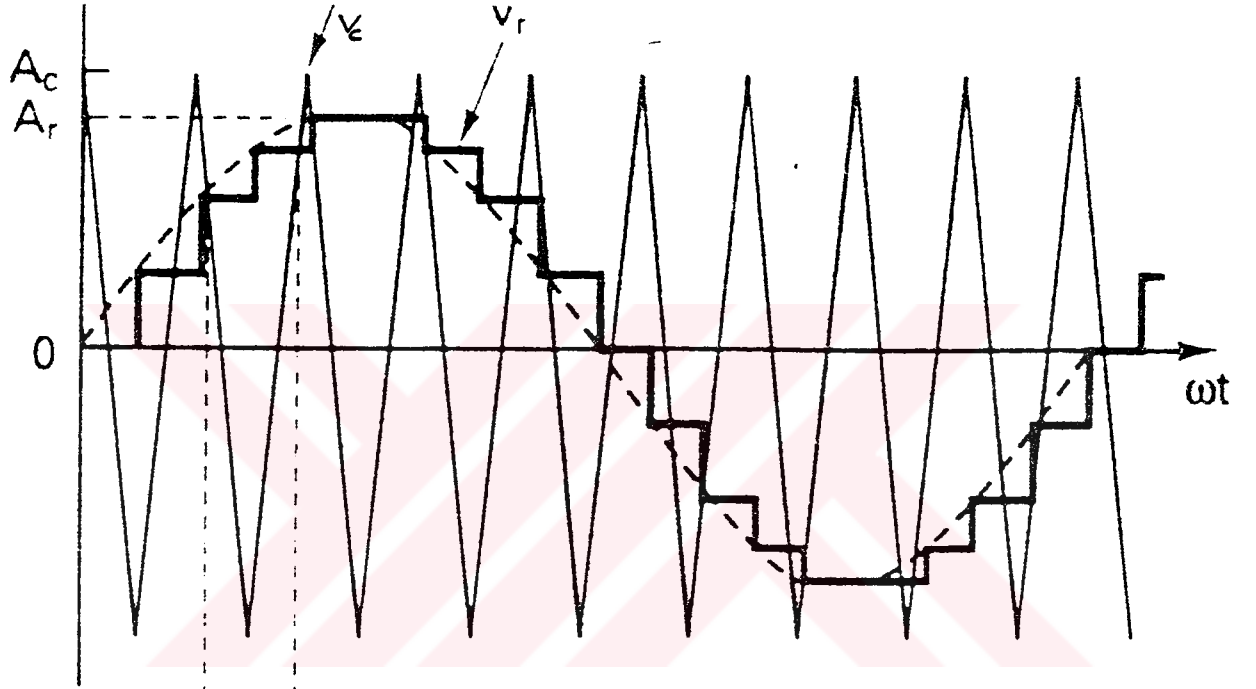


(b) Çıkış gerilimi

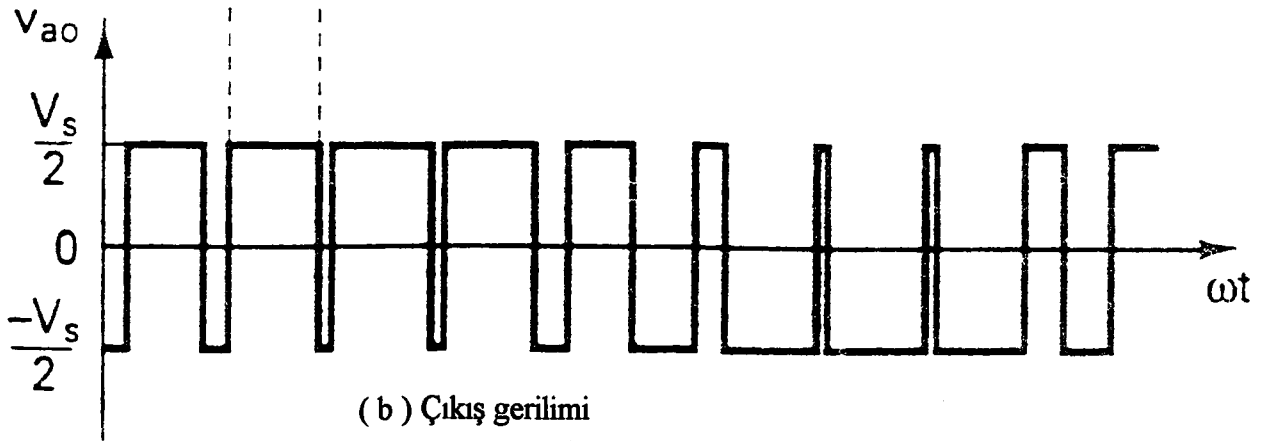
Şekil 2.21. Merdiven modülasyon

2.3.7.3. ADIM MODÜLASYON

Modüle sinyal adım dalgası gibi olup şekil 2.22’de gösterilmiştir. Adım modülasyonunda yine sinüse bir yaklaşım değildir. Burada sinyal belli aralarla bölünmüştür. Sözgelimi bu aralığa 20 derece diyelim ve her aralık kazancını ferdi olarak kontrol ederek özel harmonikleri elemine eder. Bu tip kontrol düşük distorsiyonlu fakat normal PWM kontrolle karşılaştırıldığında daha yüksek temel kazanç sağlar. (Rashid , 1993)



(a) Kapı sinyalinin üretilmesi



(b) Çıkış gerilimi

Şekil 2.22 Adım modülasyon

3. IGBT İLE GEREKLEŞTİRİLEN KISA DEVRE ROTORLU ASENKRON MOTORUN HIZ KONTROLÜ UYGULAMASI

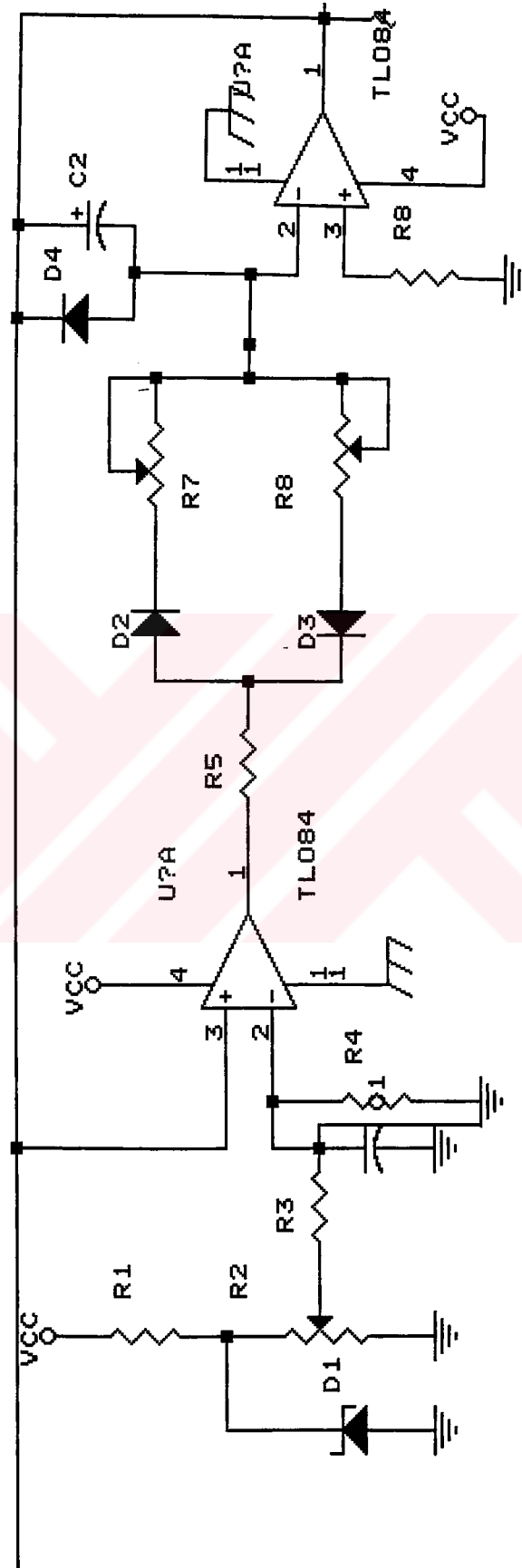
3.1. KONTROL DEVRESİ

3.1.1. YOL ALMA DEVRESİ

Yol verme methodlarında şüphesiz tahrik sisteminin gücü , devir sayısı , yolverme şartları , motor ve makinanın işletme karakteristikleri , aratransmisyon mekanizması gibi faktörler hesaba katılır.Yolverme uygulamasının en büyük sebebi asenkron motorun kalkış sırasında şebekeden çektiği aşırı akımlardır.Bu akım nominal tam yük akımının 4 - 8 katı arasında değişir.Buna rağmen kalkış momenti düşüktür.Yapmış olduğumuz devre ise U/f 'i sabit tutarak referans gerilimi belirlenen süre zarfında ayarlanan set değerine gelmesini sağlar.Aynı şekilde yavaşlama esnasında ani bir yavaşlatma motorun miline büyük bir yük bindireceği için yavaşlama süreside hesaba katılarak kademeli bir yavaşlama sağlanmıştır.Bu olayın mantalitesini basitçe bir opamp ile anlatacak olursak ; $V_o/V_i = Z_1/Z = 1/(s*R*C)$ olarak yazılır.Buna göre giriş gerilimi olan V_i sabit bir değer olduğu için V_o bunun integrali olduğu için artan bir davranış gösterecektir.Bkz şekil 3.1. Burada kapasite direnç üzerinden belli bir gecikme ile dolmaktadır.Bizde devremizde R direncini ayarlı direnç olarak dizayn ederek süreyi ayarlayabilmekteyiz.Devremizde bir komparatör ve bir integratör devresi bulunmaktadır.İntegratör vasıtasıyla uygulanan referans gerilim ayarlı direnç ile ayarlanan değerine uygun bir gecikme ile lineer artan bir gerilim işareti olarak alınır.Bu artan işaret ayarlanan süre zarfında referans değerine erişmesi ile komparatör devreye girerek daha fazla artmasına engel olarak onu sabit tutar.Gecikme olayı kapasitenin sabit akım ile doldurulması ile sağlanmaktadır.Formüle edecek olursak ; $Q = C*U = i*t$ ise $U=i*t/C$ olarak yazılırsa i/C oranı sabittir.

3.1.2. TAŞIYICI ÜÇGEN DALGANIN ÜRETİLMESİ

Taşıyıcı dalga olarak üçgen dalga kullanılmıştır.Üçgen dalganın frekansı anahtarlama frekansına eş olacaktır.Üçgen dalgayı elde etmek için iki opamp gereklidir.Şekilde gösterilen anahtarın iki konumu vardır.Anahtar üst durumda iken $V_i=15$ volt ve alt durumda $V_i=-15$ volt olur.Bu durumda üst konumda dalga negatif eğimli , alt konumda ise pozitif eğimli olacaktır.Rampanın değişim hızı ; $V_o/t = -V_i / (R_i*C)$ den bulunur. Anahtar periyodik



Şekil 3.1. Yol alma devresi

olarak alt ve üst konumlara getirilerek şekilde görüldüğü gibi üçgen dalga elde edilir. Anahtarın konum değiştirme frekansı üçgen dalganın tepe değerine etki eder. Şekilde belirli frekans için tepe değerler V_{ut} ve V_{lt} olarak gösterilmiştir. Anahtarın periyodik olarak konum değiştirmesi komparatör ile sağlanır. Komparatör girişine rampa fonksiyonu uygulanır. Komparatörün çıkışında rampa generatörünün girişine uygulanır. 0 ile A noktaları arasında komparatör çıkışı $+V_{sat}$ seviyesindedir. Bu aralıkta rampa generatörünün çıkışı negatif eğimlidir. Rampa gerilimi negatif yönde artarken belirli bir noktadan sonra komparatörün $+$ ucu $-$ ucundaki toprak potansiyelinden daha negatif olduğu anda çıkış konum değiştirerek $-V_{sat}$ seviyesine geçer. Bu durumda rampa eğimi pozitif olacağından komparatörün $+$ girişine gelen gerilim artmaya başlayacaktır.

B noktasına ulaşınca komparatörün $+$ girişi $-$ girişinden biraz daha pozitif olacağından komparatör çıkışı tekrar konum değiştirir. Bundan sonraki periyotlar benzer şekilde devam eder. (Pastacı, 1991)

3.1.3. KOMPARATÖR DEVRESİ

Yapılan çalışmada basamak PWM uygulanmıştır. Basamak sayısı iki değişik genlikte olup, bunlar yol alma devresinin çıkışında bulunan evirmeyen ve bire bir kazançlı amplifikatörlerle yapılmıştır. Tabi ki dalganın üst ve alt alternansları için ayrı ayrı basamaklar üretilmiştir. Bunlar ayrı ayrı taşıyıcı dalga ile karşılaştırılmış ve çıkan darbeler PWM elde etmek için kullanılmıştır.

Komparatörü açıklayacak olursak; komparatörün iki girişi olup, birine referans gerilim değerine üçgen taşıyıcı dalga uygulanmıştır. Komparatör olarak TL084 hızlı ve aynı paket içinde dört adet opamp içeren entegre kullanılmıştır. Komparatör olarak opamp kullanılınca çıkış girişlere göre ya $+V_{sat}$ (12 volt) ya da $-V_{sat}$ (-12 volt) seviyesindedir. Biz buna saturasyon veya doyma gerilimi diyoruz. Gürültülerden etkilenmemesi amacıyla giriş ve çıkış arasına 1Mohm gibi yüksek bir direnç bağlıyoruz. Üçgen dalga ile darbelerin karşılaştırılması aşağıda gösterilmiştir.

3.1.4. VCO DEVRESİ

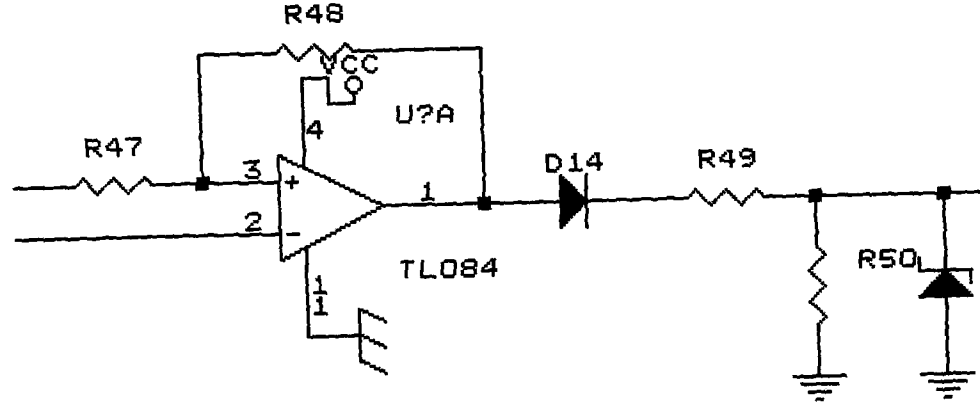
Asenkron motorlarda devir sayısı ayarı yapılırken gerilimin frekansa oranı sabit tutulmalıdır. Bunu sağlamak için referans gerilim ile çıkış geriliminin ana frekansı arasında bir orantı sağlamak gerekmektedir. İşte bu orantı bir gerilim kontrollü osilatör olan CD4046 vasıtasıyla sağlanmaktadır. Minimum ve maksimum gerilim bacaklarına bağlı potansiyometreler ile minimum frekans 3 Hz'e , maksimum frekans ise 50 Hz'e ayarlanmıştır. Bilindiği üzere çok düşük frekanslarda motor bobini kısa devre olmaktadır. VCO ile hem anafrekans sağlanmakta hem de üçgen dalgamızı gerekli yerlerde resetlenme problemi halledilmektedir. Üçgen resetlenmeyecek olursa senkronizasyon sağlanamayacak ve düşük anahtarlama frekansı gerektiren yerlerde bu olay gerilim dalgalanmalarına sebep olacaktır. Aynı zamanda VCO'dan gelen darbelerle 12 bitlik binary bir sayıcı saydırılarak (4040) oniki kısımdan meydana gelen anafrekans domeni oluşturulmaktadır. Sayıcı onikiden sonra bir and kapısı (4081) ile resetlenmektedir.

Bu 12'ye kadar sayan 4040 isimli sayıcı entegre epromun üst 4 adresini (MSB) almıştır.

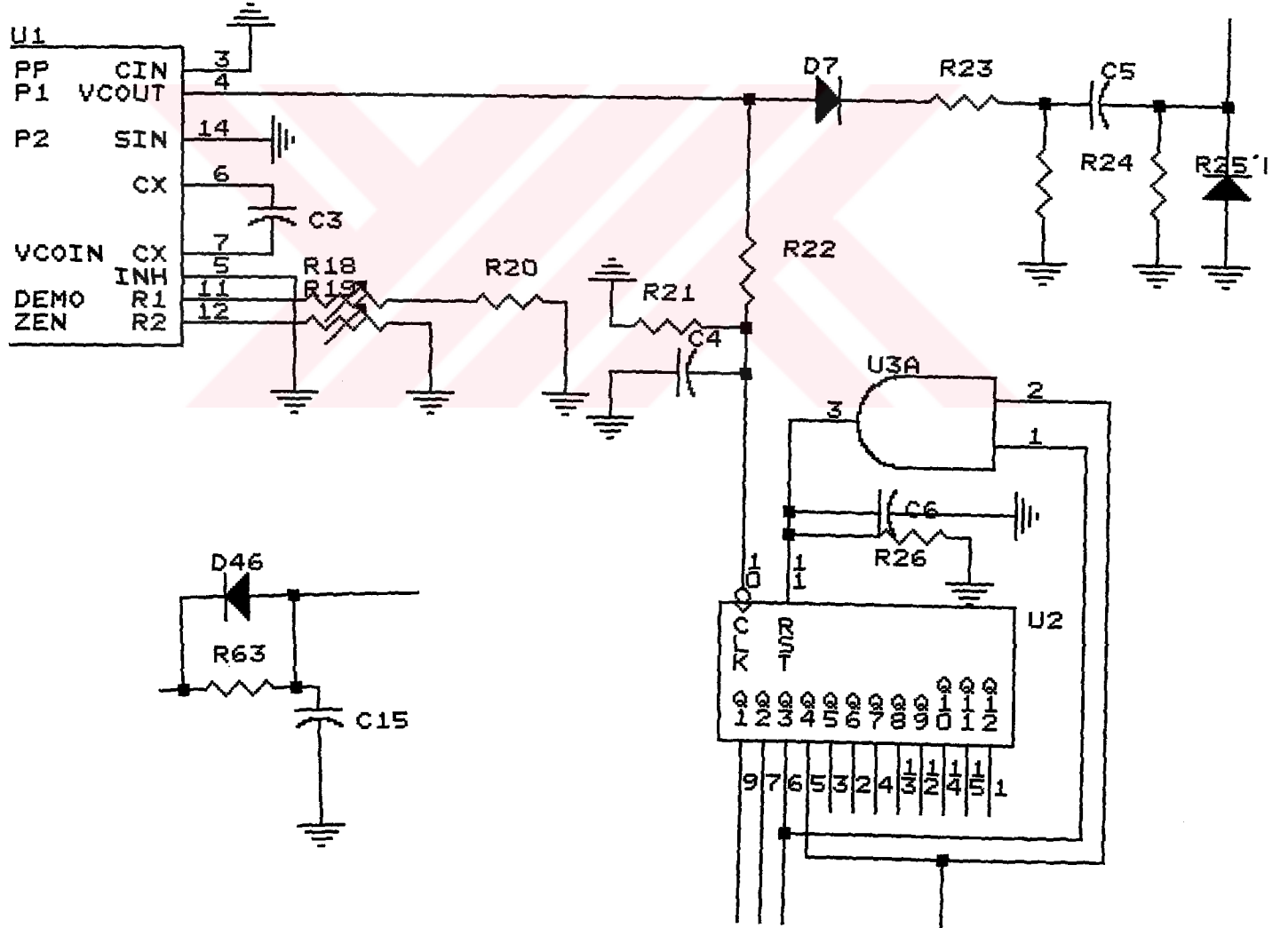
3.1.5. ÖLÜ ZAMAN DEVRESİ

Inverterlerdeki en büyük problemlerden biri aynı kollarda alt alta olan iki güç elemanının verilen sinyallerle alt alta iletimde kalmasıdır. Bu olay verilen sinyalle güç elemanının kapı - emetör bölgesinde bulunan eşdeğer kondansatörün dolması ve hızlı bir şekilde boşalamaması sonucunda meydana gelir. Çözüm olarak bunu bir yarıiletkenle boşaltmak olayı hızlandırıcı bir etki yaratır. Ama bu yarıiletkeninde bir direnci olduğu için yine bir gecikme olduğu için yine bir gecikme sözkonusudur. Bu gecikme minimuma indirildikten sonra verilen sinyallerde baştan veya sondan bir gecikme yapılarak bu problem halledilir. Bu gecikmeye ölü zamanda denir.

Şekilde görüldüğü gibi sinyalin gelmesi ile devrenin girişine V_i gerilimi uygulanmış olur. Gerilimin uygulanması ile kapasite direnç üzerinden dolmaya başlar. Kapasite gerilimi 4.75 volta gelince schmitt triggerin eşik gerilimi geçilmiş olur ve çıkışta 5 volt gösterir. Sinyal kesilince kapasite diot üzerinden hızlı bir şekilde boşalır. Boşalma esnasında 4.75 voltun altına düşülünce schmitt triggerin çıkışı toprak seviyesine iner.



Şekil 3.3. PWM darbelerin üretilmesini sağlayan komparatör devresi



Şekil 3.5. Ölü zaman devresi

Şekil 3.4. Gerilim kontrollü osilatör devresi

Yapılan uygulamada iki basamaklı darbe kullanıyoruz.Tabi bu fazlar arasında üç farklı genişlikte darbe olarak ortaya çıkıyor.Bu da harmonikleri oldukça azaltıyor.Bunun için ilk 30 derecede üst kalın , 30 ila 150 derece arasında üst ince , 150 ila 180 derece arasında üst kalın , 180 ila 210 derece arasında alt kalın , 210 ila 330 derece arasında alt ince , 330 ila 360 derece arasında alt kalın darbe uygulamaktayız.Bu darbeler daha önce açıklanan VCO'ya yani gerilim kontrollü osilatöre bağlı olan 12 bit binary sayıcıdan ayarlanmaktadır.Daha önce söylendiği gibi ana dalgamız frekansı gerilime göre değişen 12 parçadan oluşur.Bu durumda her parça 30 dereceden oluşmaktadır.Örneğin sayıcıdan 0000 bilgisi geldiği zaman bu ilk 30 dereceye tekabül etmektedir.Bizde buna göre adrese bağlı pwm darbelerinin gelebilecek her türlü olasılığı düşünerek sadece birinci kol için üst kalın darbelerin çıkması sağlanır.

[illegible]

0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1
0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	0
0	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1
1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0
1	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1
1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0
1	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1
1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	0
1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1

R ,S ,T sadece üst kollardaki transistörleri göstermektedir.Üst kollardaki sinyallerin evriklerinin verilmesi halinde bunlar alt kol sinyallerini oluşturur.İleri / geri seçeneğinde ise verilen sinyallerde epromun üst adresinde S ve T sinyalinin yeri değiştirilmiştir.

3.3. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAĞI

IGBT'leri sürebilmek için alt ve üst kolların herbirine toprağı ayrı , izole edilmiş gerilim kaynağı gerekmektedir. Ayrıca elektronik devreyi beslemek için +12 , -12 ve 5 volt gerilim kaynağında ihtiyaç vardır.Eğer her gerilim kaynağı için bir transformatör yerleştirecek olursak hem yer hem de estetik açısından kötü görünecektir.Oysa yüksek frekansta çalışan bir güç kaynağı ile istenilen bütün gerilimler elde edildiği gibi aynı zamanda çekilen güç aynı kalmak şartıyla nüve yüksek frekansta çok küçülecek ve sarım sayıları azalacaktır.Biz bu devrede flyback tip konverter kullandık.Bu konvertörün transformatöründe birbirine zıt kutuplu (primer ve sekonder) iki sargı vardır.IGBT'nin (IXTH10N100) iletme girdiğinde doğrultucu D1 diotunun anot-katod gerilimi negatif olacağından trafonun sekonder sargısından akım akmaz.IGBT iletme girdiğinde primer sargısından magnetik alanda depolanacak enerji için akım akar.IGBT iletimde olmadığı sürede sargılardaki gerilimler yön değiştirir.Sekonder sargı gerilimi doğrultucu D1 diotu iletene kadar yükselir ve çıkış gerilimi

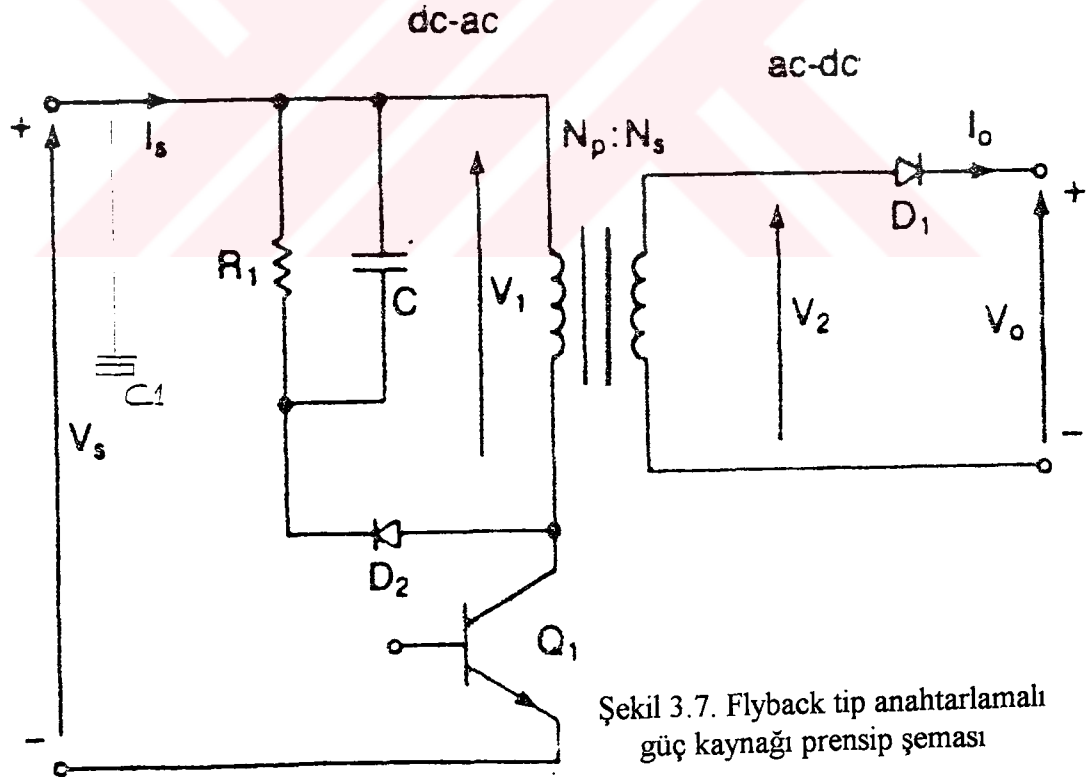
V_o gerilimine ulaşır. IGBT iletimden çıktığı anda transformatörün magnetik akısı sabit olduğu için primer akımına bağlı olarak sargıların çevirme oranıyla orantılı ani bir akım sekonder sargısından akar. Bu nedenle D_1 diodu yüksek akımları yutabilecek C_o kapasitesine direkt bağlanır. Devredeki C_1 kapasitesi (3×470 mikrofara / 400 volt) doğrultulmuş hat gerilimini düzleştirmek ve konvertör tarafından çekilen ufak endüktif akım darbelerini sağlamak için kullanılır.

Avantajları:

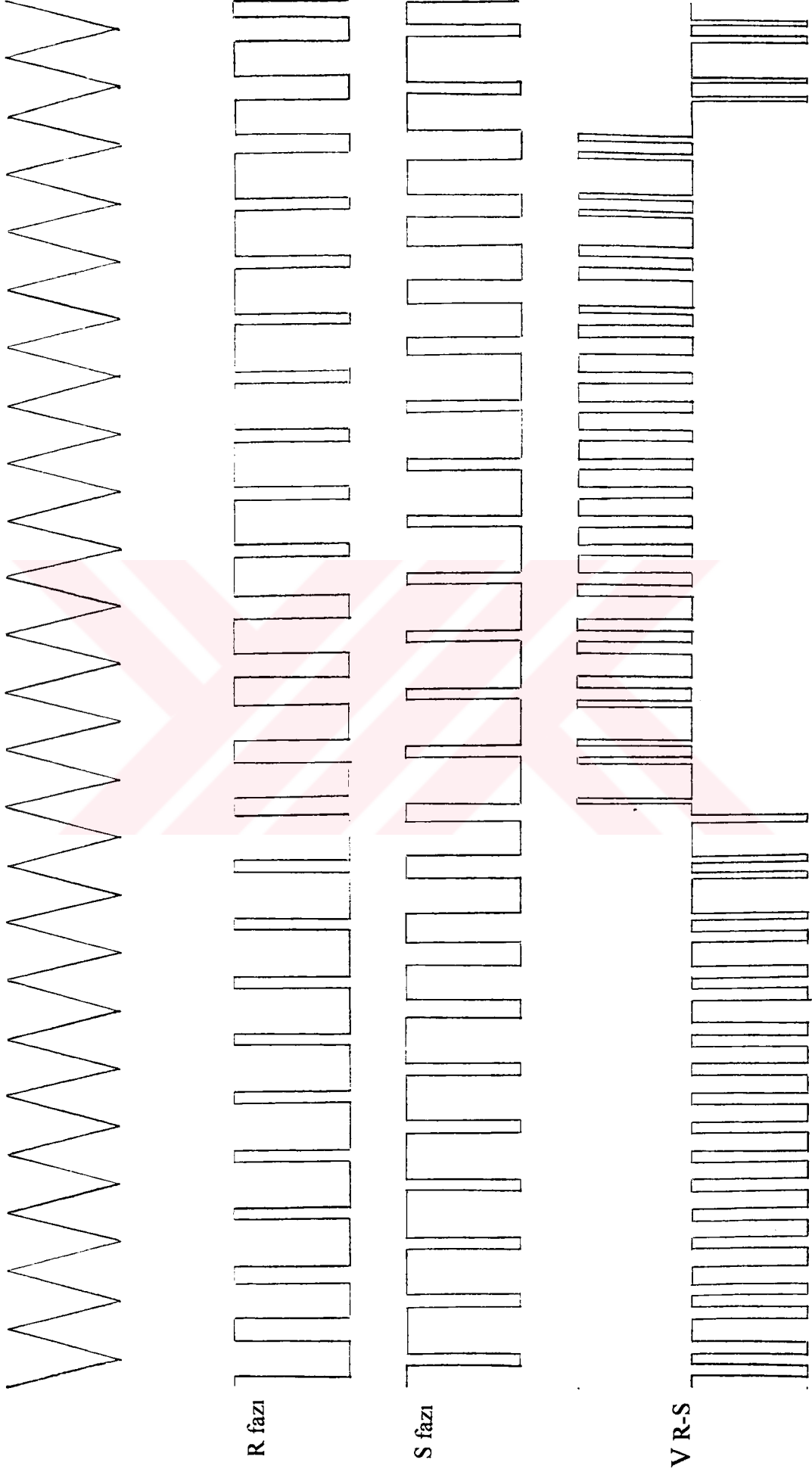
- Birkaç çıkış gerilimi (altı adet) aynı anda regüle edilebilir.
- Çalışma gerilimindeki değişimlere karşı geniş kontrol bölgesi vardır.

Dezavantajları:

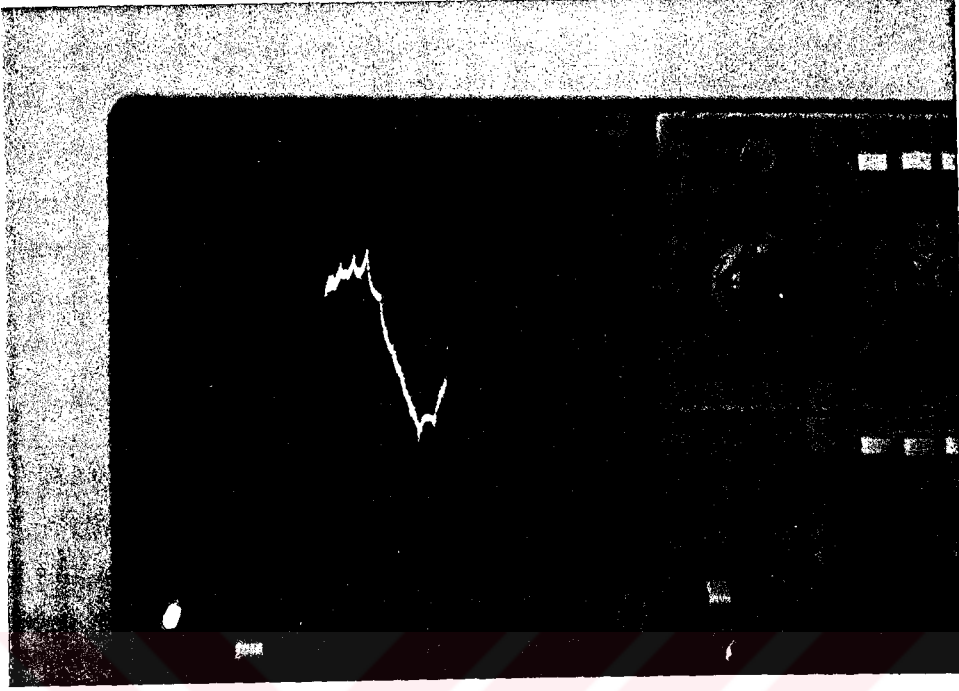
- Güç elemanının D-S gerilimi $V_{ds} > 2V_1$ 'dir. ($V_1 = 311$ volt)
- Bütün yüklenme çıkış kondansatörü ve diodunun üzerindedir. (Merianos ,1985)



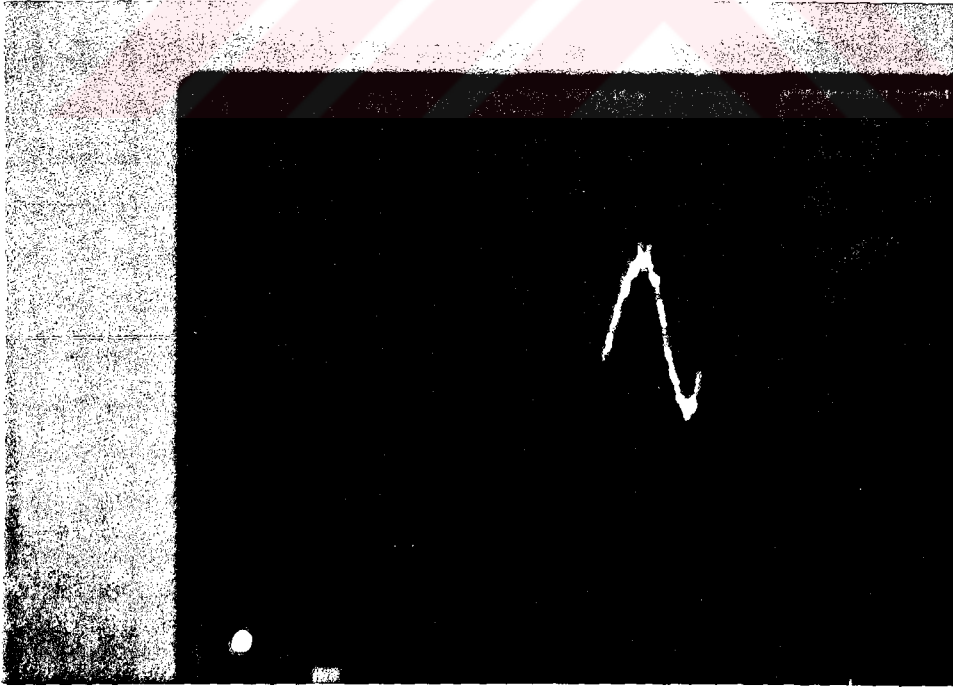
Şekil 3.7. Flyback tip anahtarlama güç kaynağı prensip şeması



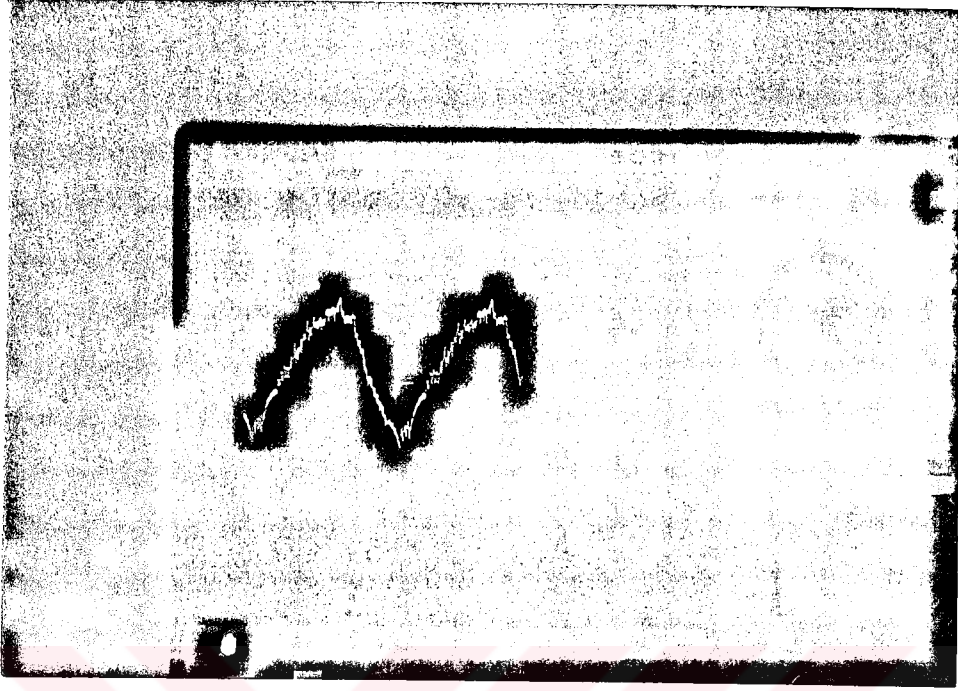
Şekil 3.8. İnverterin faz ve fazlararası geriliminin gösterilmesi



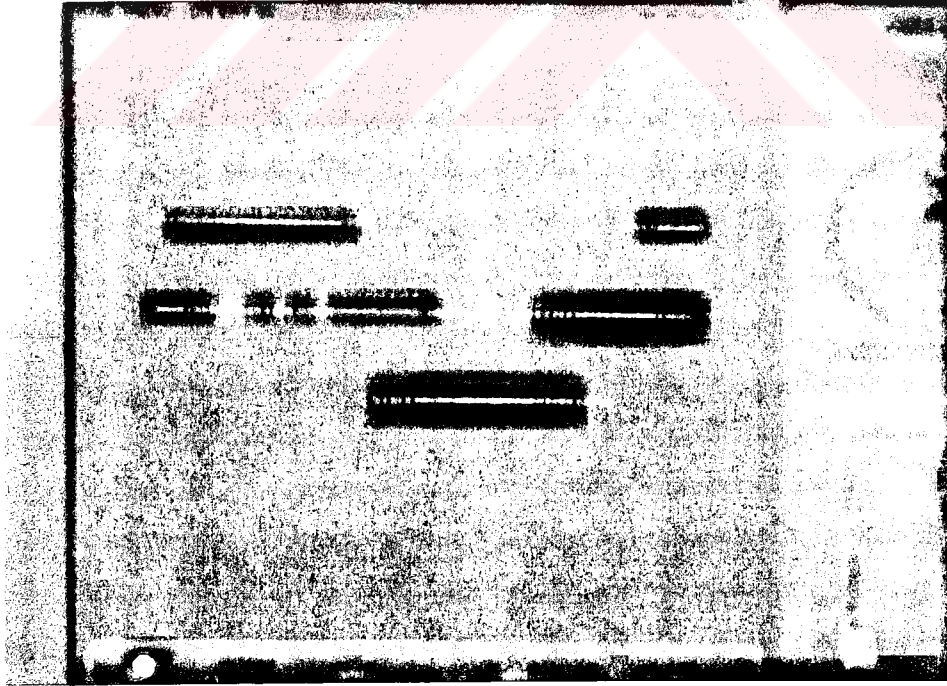
Şekil 3.9. 45 Hz frekans için motor yük akımı



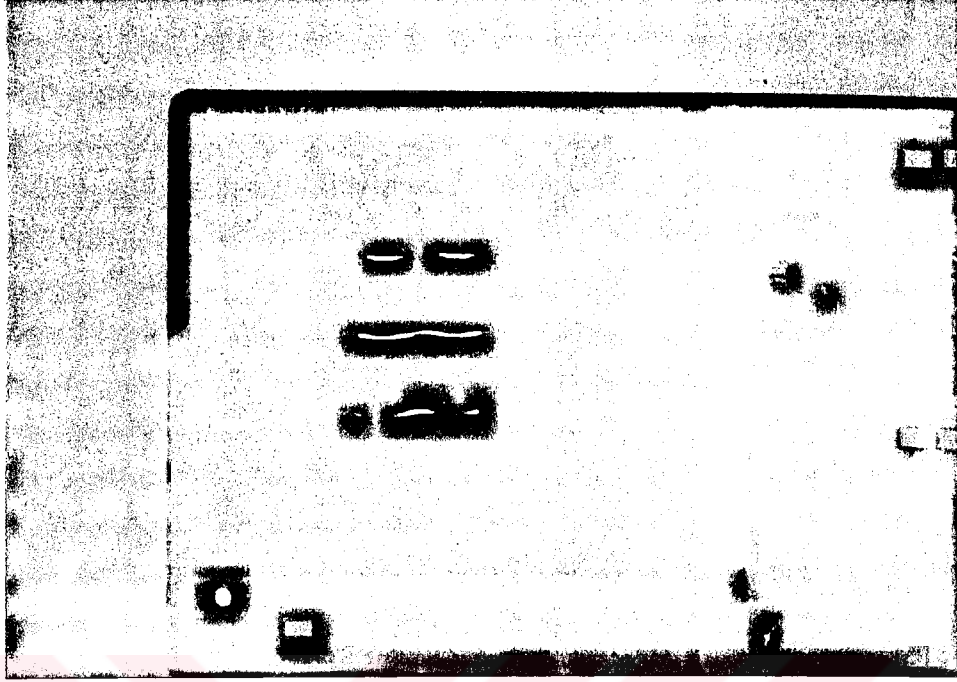
Şekil 3.10. 35 Hz frekans için motor yük akımı



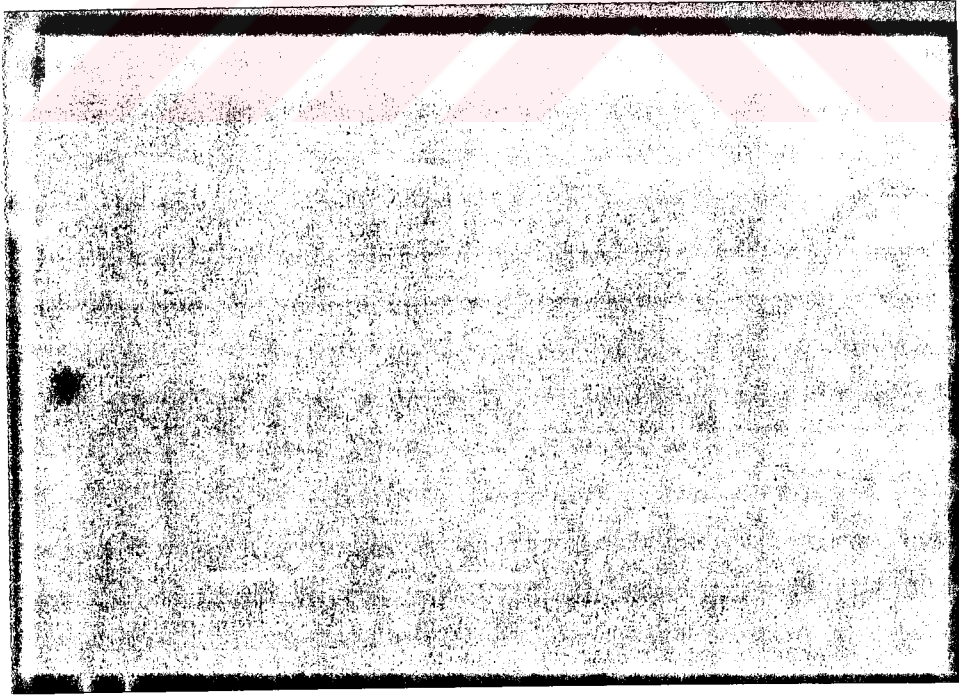
Şekil 3.11. 25 Hz frekans için motor yük akımı



Şekil 3.12. 25 Hz için motor faz-faz gerilimi



Şekil 3.13. 50 Hz için motor faz-faz gerilimi



Şekil 3.14. 50 kHz'de çalışan anahtarlama güç kaynağının sürücü IGBT'sinin drain gerilimi

YARARLANILAN KAYNAKLAR

Baliga, B.J., Chang, M., Shaffer, P. and Smith, M., 1983. "The Insulated Gate Transistor (IGBT) - A New Power Switching Device "IEEE/ IAS Annual Meeting Conference Record.

Bedford, B.D. and Hoft, R.G., 1964. "Principals of Inverter Circuits", New York.

Bhagwat, P. and Stefanovic, V., 1979. "Some New Espects of the Design of PWM Inverters," Conf.Rec.IEEE/ IAS Annu.Meet., pp. 383-388.

Bose, B.K. and Sutherland, H.A., 1983. "A High Performance PWM for an Inverter-Fed Drive System Using a Microcomputer", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol IA-19, pp.235-243.

Bose, B.K., 1987. "Power Electronics and Ac Drives", New York.

Buja, G.S. and Irdri, G.B., 1977. "Optimal Pulsewidth Modulation for Feeding Ac Motors", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-13, pp. 38-44.

Fitzgerald, A.E. Kingsley, C. and Umans, S.D., 1983. "Electric Machinery", Mc Graw Hill, New York.

Le-Huy, H. and Dessaint, L.A., 1989. "An Adaptive Current Control for PWM".

Merianos, "Switched Mode Power Supplies Technology and Components", Siemens.

Mc.Murray, W., 1988. "Power Electronic Circuit Topology", Proceedings of the IEEE.

Paice, D.A., 1968. "Induction Motor Speed Control by Stator Voltage Control", IEEE Trans.on Power Apparatus and Systems.

Pastacı, H., 1991. "Elektronik Devreler ", İstanbul.

Patel, H.S. and Hoft, R.G., 1974. "Generalized Techniques of Harmonic Elemination and Voltage Control in Inverters", Part I.

Penkowski, L.J. and Pruzinsky, K.E., 1972. " Fundamentals of a Pulse Width Modulated Power Circuit ", IEEE Trans.Ind.Appl., Vol.IA-8, pp.584-593.

Rashid, H.M., 1993. "Power Electronics ; Curcuits, Devices and Applications", Fort Wayne.

Zubek, J., Abbondatti, A. and Nordby, C., 1975. "PWM Inverter Motor Drives with Improved Modulation".

ÖZGEÇMİŞ

K. Burak DALCI Elektrik Mühendisi

Doğum tarihi : 05-02-1974

Doğum yeri : Üsküdar-İST.

1979 - 1984 Atatürk İlkokulu

1984 - 1985 Yalova Lisesi (Orta kısmı)

1985 - 1987 Kazım Karabekir Ortaokulu

1987 - 1990 İntaş Lisesi

1990 - 1994 Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Fakültesi
Elektrik Mühendisliği Bölümü

1995 Araştırma Görevliliği
Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Fakültesi
Elektrik Mühendisliği Bölümü