

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Üç Fazlı kısa Devre Rod. ile  
Frek. Değş. hız kont.

Yüksek Lisans Tezi

Mustafa Kılıç

1997



YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
KÜTÜPHANE VE DOKÜMANTASYON  
DAİRE BAŞKANLIĞI

Yer No (DDC): R 152

279

Kayıt No : ..... 222

Geldiği Yer: Fen.Bil.Ens. ....

.....  
Tarih : ..... 21.04.1999

Fiyat : ..... 550.000.TL. ....

Fatura No: .....  
Ayniyat No: ..... 1-1

Ek : .....



YILDIZ ÜNİVERSİTESİ

D.B. No 55824

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

103

Y. T. Ö.

KÜTÜPHANE DOK. DALI BAŞKANLIĞI

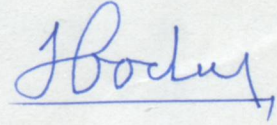
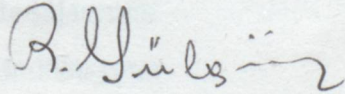
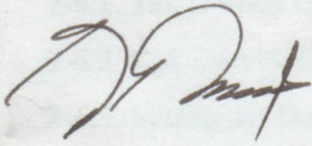
ÜÇ FAZLI KISA DEVRE ROTORLU ASENKRON  
MOTORUN PWM METODU İLE FREKANSI  
DEĞİŞTİRİLEREK HIZ KONTROLÜ

Elek.Müh. Mustafa KILIÇ

F.B.E. Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında  
hazırlanan

Prof. Şefik SARIKAYALAR

YÜKSEK LİSANS TEZİ



Prof. Remzi GÜLGÜN

Doç. Dr. Hacı BODUR

Tez Danışmanı : Prof. Remzi GÜLGÜN

İSTANBUL, 1997



## İÇİNDEKİLER :

### 1.BÖLÜM

1- AC SÜRME	1
1-1. Genel	1
1-2. Endüksiyon Motorları	1
1-2.1. Güç Karakteristikleri	4
1-2.2. Stator Gerilim Kontrolü	10
1-2.3. Frekans Kontrolü	12
1-2.4. Gerilim ve Frekans Kontrolü	14
1-2.5. Akım Kontrolü	16
1-2.6. Gerilim, Akım ve Frekans Kontrolü	18

### 2. BÖLÜM :

2- İNVERTERLER	20
2-1. Genel	20
2-2. Çalışma Prensipleri	21
2-3. Performans Parametreleri	23
2-4. Tek Fazlı Köprü İnverterler	24
2-5. Üç Fazlı İnverterler	29
2-6. Tek Fazlı İnverterlerin Gerilim Kontrolü	36
2-6.1. Tek Darbeli Genişlik Modülasyonu	36
2-6.2. Çok Darbeli Genişlik Modülasyonu	38
2-6.3. Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu	41
2-6.4. Değiştirilmiş Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu	44
2-7. Üç Fazlı İnverterlerin Gerilim Kontrolü	46
2-8. Geliştirilmiş Modülasyon Teknikleri	47
2-8.1. Trapezoidal Modülasyon	47
2-8.2. Basamak Modülasyonu	48
2-8.3. Kademeli Modülasyon	49



2-8.4. Harmonik Bileşenli Modülasyon	50
2-8.5. Delta ( Histeresis) Modülasyon	52
<u>3. BÖLÜM</u>	81
3- TRANSİSTÖRLÜ BİR PWM İNVERTERLE ENDÜKSİYON MOTOR SÜRME SİSTEMİ	53
3-1. Giriş	53
3-2. Moment ve Akım Değişimleri	55
3-3. İnverter Dizaynı	60
3-3.1. Kapı Sürme Dizaynı	60
3-3.2. Bastırma Devresi	61
3-4. İnverter Kayıpları	65
<u>4. BÖLÜM :</u>	90
4. GERİLİM KAYNAKLI İNVERTERLERDE PWM SÜRÜCÜLER İÇİN GELİŞMİŞ MODÜLASYON TEKNİKLERİ	66
4-1. Giriş	66
4-2. Random PWM Modülasyon	66
4-3. Optimum Random PWM Modülasyon	71
4-3.1. Simülasyon Sonuçları	71
4-3.2. Deneysel Sonuçlar	72
4-4. Gerilim Kaynaklı PWM İnverterlerde Lineersizlikler	73
4-4.1. Ölü Zaman	74
4-4.2. Gerilim Düşümü	75
4-4.3. DC Besleme Gerilimi	76
4-5. Kompanzasyon Teknikleri	76
4-5.1. Ölü Zamanda Akım Kompanzasyonu	76
4-5.2. Ölü Zamanda Gerilim Geri Besleme Kompanzasyonu	76
4-5.3. Gerilim Düşümü Kompanzasyonu	77
4-5.4. DC Besleme Gerilimi Kompanzasyonu	77



4-6. Test Sistemleri	78
4-7. Test Sonuçları	79
4-7.1. Akustik Ölçüm	79
4-7.2. Moment Hız Karakteristiği	81

### 5. BÖLÜM :

5-1. MİKROİŞLEMCİ KONTROLLÜ SİNÜSOİDAL DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU İÇİN ÖRNEK UYGULAMA	82
5-2.Sabit Gerilim, Değişken Frekans	85
5-3.Değişken Frekans, Değişken Gerilim	88

### 6. BÖLÜM :

6- PWM İNVERTERLE ENDÜKSİYON MOTOR HIZ KONTROLÜNDE BAZI ÖNEMLİ HUSUSLAR	90
6-1. Giriş	90
6-2. Gerilim Yansımasına Bir Örnek	91
6-3. PWM Yükselme Zamanının Etkisi(dv/dt)	92
6-4. Motor Uçlarında Oluşan Aşırı Gerilimlerin Zayıflatılması	95
6-5. R-C Motor Uç Filtresi	95
6-6. Motor Uç Filtresinin Dizaynı	97
6-7. İnverter Çıkış Filtresi	99

SONUÇLAR 102

KAYNAKLAR 103

ÖZGEÇMİŞ



## ÖZET

Bu çalışmada transistörlü PWM invertörle çalıştırılan motor hız kontrol sistemi incelenmiştir. Motor için Genenal Electric Dartington güç transistörleri kullanılmıştır. Akım kontrolü PWM frekansı motor gerilimini kontrol etmek için uygulanmıştır. Bu çalışma tekniği ile motorun hızı kadar sabit moment bölgesinde PWM çalıştırma, maksimum hız kadar TEŞEKKÜR: ise hız kontrolü sağlanmıştır.

Tez çalışmalarım sırasında bana yardımlarını esirgemeyen danışman hocam Prof. Dr. Remzi Gülgün Bey 'e, ayrıca desteklerini esirgemeyen değerli annem, babam, kardeşlerim ve arkadaşlarıma sonsuz teşekkürlerimi borç bilirim.

MUSTAFA KILIÇ

1997/ İSTANBUL



## ÖZET:

İlk olarak transistörlü PWM inverterle endüksiyon motor hız kontrol sistemi incelendi. Bunun için General Electric Darlington güç transistörleri kullanılmıştır. Akım kontrollü PWM tekniği motor gerilimini kontrol etmek için uygulanmıştır. Bu sürme tekniği ile nominal hıza kadar sabit moment bölgesinde PWM çalışma, maksimum hıza kadar sabit güç bölgesinde kare dalga çalışma sağlandı.

Son yıllarda MOSFET, IGBT v.b. hızlı anahtarlama elemanlarının gelişmesi ile random modülasyon tekniği çok sık kullanılmaya başlamıştır. Bu modülasyon tekniği ile akustik gürültü azaltıldığı gibi moment titreşimleri minimuma indirilmiştir. Ayrıca anahtarlama frekansının azalması orta güçlü uygulamalarda bu tekniği kullanışlı kılmıştır. Yarı iletken elemanlardaki ölü zaman, DC besleme gerilimi titreşimleri ve güç elemanları üzerindeki gerilim düşümü nedeni ile oluşan lineersizlikler gelişmiş modülasyon teknikleri kullanarak kompanze edilmiştir.

Çoğu endüstriyel uygulamalarda PWM inverter ve motor ayrı bölgelerde çalışmak zorundadır. Bu nedenle uzun kablolarla gerek duyulur. Yüksek anahtarlama frekansı PWM inverterlerin performansını geliştirirken yüksek gerilim yükselme hızı (dv/dt) motor izolasyonuna kötü etki yapar. Ayrıca kablo yapısında bulunan kaçak endüktans ve kapasite motor uçlarında aşırı gerilimler oluşturur. Bu gerilimleri ve dv/dt 'yi azaltmak için bazı teknikler gösterilmiştir.



## SUMMARY:

The development of a transistorized pulse-width modulated (PWM) inverter-induction motor drive system is described. The inverter is a transistorized three-phase bridge using General Electric Power Darlington Transistors. A current-controlled PWM technique is used to control the motor voltage. The drive has a constant torque output with PWM operation to base motor speed and a constant horsepower output with square wave operation to maximum speed.

Recent advances in power semiconductor technology associated with the development of fast switching devices such as MOSFET 's, IGBT 's, etc. , favour the use of random modulation techniques in power electronic converters. The major advantage for using such a strategy is non-repetitive output spectral characteristics which further result in reduction of acoustic noise, minimization of torque pulsations on the motor side. The most notable features of the random modulator under consideration are the significant reduction in converter average switching frequency and its unity gain which make it even more attractive for medium power applications. Nonlinearities like dead-time in the power devices, a load dependent DC-link voltage ripple and the voltage drop across the switches are compensated by improved modulation techniques.

In many new industrial applications the PWM inverter and motor must be at separate locations, thus requiring long motor leads. While the high switching frequency significantly improves the performance of PWM inverters the high rate of voltage rise ( $dv/dt$ ) has adverse effects on the motor insulation. Mitigation techniques have been shown to significantly reduce transient peak voltage and  $dv/dt$  at the motor terminals.



## 1- AC SÜRÜCÜLER

### 1-1. Genel

DC motorların kontrolünde değiştirilebilir DC gerilimine ihtiyaç duyulur. Kontrollü doğrultucu veya DC kıyıcılarla değişken DC gerilimi elde edilebilir. Bu dönüştürücüler basit ve ucuzdur. DC motorlar komütatör ve fırçalardan dolayı daha çok bakım gerektirirler. Buna rağmen bu motorlar endüstriyel uygulamalarda çoğunlukla kullanılırlar. AC motorların kontrolü daha karmaşıktır. Bu motorların kontrolü mikroişlemcilerle gerçekleştirilebilir.

AC motorlar DC motorlara göre pek çok avantajlara sahiptir. Bir AC motor eşdeğer DC motora göre %20-%40 daha hafiftir. Daha az bakım gerektirirler ve daha ucuzdurlar. AC motorların hız ayarında akım, gerilim ve frekans kontrolü gereklidir. AC ayarlayıcılar, inverterler frekans, gerilim ve akımı kontrol edebilirler. Bu dönüştürücüler karmaşık ve daha pahalıdır. Ayrıca geri besleme tekniklerine ihtiyaç duyulur. Bu teknikler; referans modeli, adaptive kontrol, vektör kontrolüdür. AC sürücüler aşağıdaki motorlar için kullanılırlar;

- 1) Endüksiyon Motorları
- 2) Senkron Motorları

### 1-2. Endüksiyon Motorlar

AC motorlar üç fazlı stator ve rotor sargılarına sahiptir. Stator sargıları, rotor sargılarında transformatör etkisinden indüksiyon gerilimleri oluştururan dengeli üç fazlı AC gerilimle beslenirler. Bu gerilimle beslenen stator sargıları bir alan meydana getirir. Bu alan hava aralığında sinüsoidal akı meydana getirir. Bu alanın dönme hızı, senkron hız olarak adlandırılır ve;

$$w_s = \frac{2w}{p} \quad (1-1)$$

olarak ifade edilir.



Burada  $p$ ; kutup sayısı,

$w$ ; rad/s olarak kaynak frekansdır.

Eğer stator gerilimi  $V_s = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin wt$  ise, rotorda şu formülle ifade edilen bir akı oluşur;

$$\Phi(t) = \Phi_m \cdot \cos(w_m t + \delta - w_s t) \quad (1-2)$$

ve rotor sargılarının bir fazında oluşan indüksiyon gerilimi;

$$\begin{aligned} e_r &= N_r \frac{d\Phi}{dt} = N_r \frac{d}{dt} [\Phi_m \cos(w_m t + \delta - w_s t)] \\ &= -N_r \Phi_m (w_s - w_m) \sin[(w_s - w_m)t - \delta] \\ &= -s E_m \sin(s w_s t - \delta) \\ &= -s \sqrt{2} E_r \sin(s w_s t - \delta) \quad [6] \end{aligned} \quad (1-3)$$

Burada  $N_r$ ; Bir rotor fazının sarım sayısı,

$w_m$ ; rotorun açısal hızı,

$\delta$ ; rotorun izafi pozisyonu

$E_r$ ; rotorun bir fazında endüklenen gerilimin efektif değeridir.

$$\text{Kayma; } s = \frac{w_s - w_m}{w_s} \quad (1-4)$$

Burada  $R_r$  ve  $X_r$  stator sargılarının bir fazının direnci ve kaçak reaktansıdır. Statora ayrıca motor hızı  $w_m = w_s (1-s)$  olarak ifade edilir.

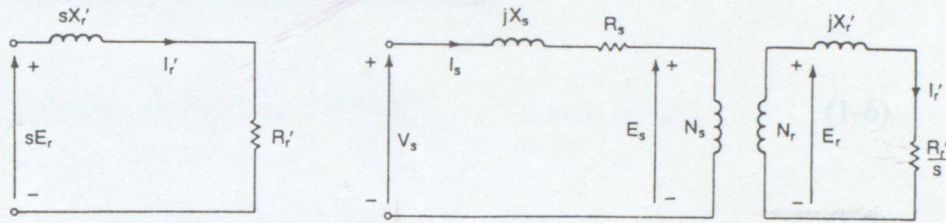
Rotorun bir fazının eşdeğer devresi Şekil 1-1.a 'da gösterilmiştir. Burada  $R_r$  ' rotor sargılarının bir fazının direnci,  $X_r$  ' kaynak frekansında rotorun bir fazının kaçak reaktansı,  $E_r$  ise hız sıfır ( $s=1$ ) olduğunda endüklenen faz geriliminin efektif değerini gösterir. Rotor akımı;



$$I_r' = \frac{sE_r}{R_r' + jsX_r'} = \quad (1-5)$$

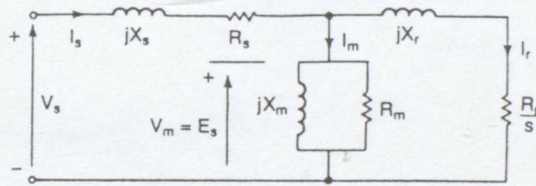
$$= \frac{E_r}{R_r' / s + jX_r'} \quad (1-5a)$$

Burada  $R_r'$  ve  $X_r'$  rotor sargısına tekabül eder.



a) Rotor Devresi

b) Stator ve Rotor Devresi



c) Eşdeğer Devre

Şekil 1-1. Endüksiyon Motorlarının Devre Modeli

Endüksiyon motorlarının bir fazının devre modeli şekil 1-1.b 'de gösterilmiştir. Burada  $R_s$  ve  $X_s$  stator sargılarının bir fazının direnci ve kaçak reaktansıdır. Statora indirgenen bütün değerlerle tüm devre modeli Şekil 1-1.c 'de gösterilmiştir. Burada  $R_m$  demir kayıplarına neden olan direnç,  $X_m$  ise mıknatıslama reaktansıdır. Kaynak bağlandığında stator demir kayıpları olacaktır. Rotor demir kayıpları kaymaya bağlıdır. Makine döndüğünde sürtünme ve vantilasyon kayıpları,  $P_{s,v}$  olur.



### 1-2.1. Güç Karakteristikleri

Rotor akımı  $I_r$  ve stator akımı  $I_s$  Şekil 1-1.c. 'de gösterilen devre modelinden bulunabilir. Burada  $R_r$  ve  $X_r$  stator sargıları ile birleştirilmiştir.  $I_r$  ve  $I_s$  biliniirse üç fazlı motorun güç parametreleri şu şekilde ifade edilir.

$$\text{Stator bakır kayıpları ; } P_{su} = 3.I_s^2.R_s \quad (1-6)$$

$$\text{Rotor bakır kayıpları; } P_{ru} = 3.I_r^2.R_r \quad (1-7)$$

$$\text{Demir kayıpları; } P_c = \frac{3V_m^2}{R_m} \cong \frac{3V_s^2}{R_m} \quad (1-8)$$

$$\text{Döner alan gücü; } P_g = 3I_r^2 \frac{R_r}{s} \quad (1-9)$$

$$\text{Mekanik güç; } P_d = P_g - P_{ru} = \frac{3I_r^2 R_r}{s} (1-s) \quad (1-10)$$

$$= P_g (1-s) \quad (1-11)$$

$$\text{Mil momenti; } T_d = \frac{P_d}{\omega_m} \quad (1-12)$$

$$= \frac{P_g (1-s)}{\omega_s (1-s)} = \frac{P_g}{\omega_s} \quad (1-12a)$$

$$\text{Şebekeden çekilen elektrikli güç; } P_i = 3V_s I_s \cos \theta_m \quad (1-13)$$

$$= P_c + P_{su} + P_g \quad (1-13a)$$

Burada  $\theta_m$ ,  $V_s$  ve  $I_s$  arasındaki açıdır.

$$\text{Çıkış gücü; } P_o = P_d - P_{s,v} \quad (1-14)$$



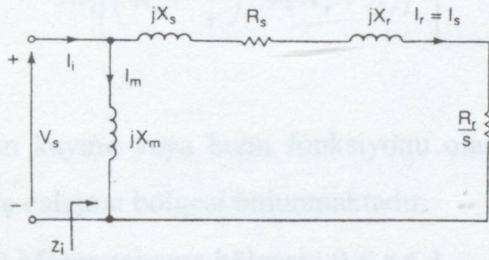
$$\text{Verim; } \eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_d - P_{s,v}}{P_c + P_{su} + P_g} \quad (1-14)$$

Eğer  $P_g \gg (P_c + P_{su})$  ve  $P_d \gg P_{s,v}$  olursa, verim takriben şu hale gelir;

$$\eta \cong \frac{P_d}{P_g} = \frac{P_g (1-s)}{P_g} = (1-s) \quad (1-14a)$$

$X_m$  'nin değeri  $R_m$  'den çok büyüktür. Bu nedenle hesaplamaları kolaylaştırmak için  $R_m$  devre modelinden modelinden kaldırılabilir.

Eğer  $X_m^2 \gg (R_s^2 + X_s^2)$  olursa, bu durumda  $V_s \cong V_m$  olur ve  $X_m$  sola kaydırılabilir. Bu durum Şekil 1-2 'de gösterilmiştir;



Şekil 1-2. Bir Faz Yaklaşık Eşdeğer Devre

Motorun giriş empedansı şu hale gelir;

$$Z_i = \frac{-X_m(X_s + X_r) + jX_m\left(R_s + \frac{R_r}{s}\right)}{R_s + \frac{R_r}{s} + j(X_m + X_s + X_r)} \quad (1-15)$$

ve motorun güç faktör açısı;

$$\theta_m = \pi - \text{tg}^{-1} \frac{R_s + \frac{R_r}{s}}{X_s + X_r} + \text{tg}^{-1} \frac{X_m + X_s + X_r}{R_s + \frac{R_r}{s}} \quad (1-16)$$



Şekil 1-2 'den, efektif rotor akımı;

$$I_r = \frac{V_s}{\left[ \left( R_s + \frac{R_r}{s} \right)^2 + (X_s + X_r)^2 \right]^{1/2}} \quad (1-17)$$

1-17 'deki  $I_r$  ifadesi,  $P_g = 3I_r^2 \frac{R_r}{s}$  ifadesinde yerine konup, elde edilen yeni  $P_g$ , 1-12.a. eşitliğinde kullanılırsa moment şu şekilde yazılabilir;

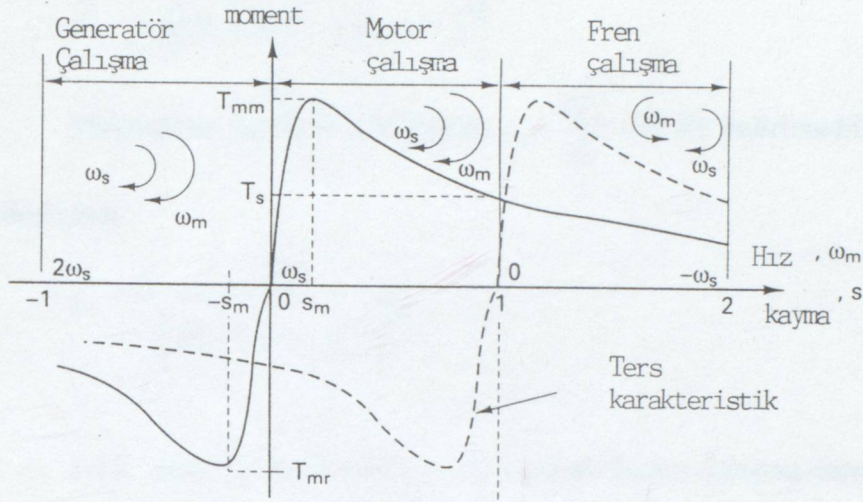
$$T_d = \frac{3R_r V_s^2}{s w_s \left[ \left( R_s + \frac{R_r}{s} \right)^2 + (X_s + X_r)^2 \right]} \quad (1-18)$$

Momentin kayma veya hızın fonksiyonu olarak değişimi Şekil 1-3 'de gösterilmiştir. Burada üç çalışma bölgesi bulunmaktadır.

- 1) Motor çalışma bölgesi ;  $0 \leq s \leq 1$
- 2) Generatör çalışma bölgesi ;  $s < 0$
- 3) Frenleme bölgesi ;  $1 \leq s \leq 2$

Motor çalışma bölgesinde rotor stator döner alanı ile aynı yönde döner. Kayma arttıkça momentte artar. Hava aralığı akısı ise sabit kalır. Moment maksimum değerine  $s=s_m$  'de ulaştığında, hava aralığı akısının azalması nedeni ile oluşan kaymadaki artışla azalır.





Şekil 1-3. Moment- Hız Karakteristikleri

Generatör çalışma bölgesinde  $\omega_m$ , senkron hız  $\omega_s$ 'e göre daha büyüktür.  $\omega_m$  ve  $\omega_s$  aynı yönde ve kayma negatiftir. Bu yüzden  $R_r/s$  negatiftir. Bunun anlamı, bu durumda güç rotordan alınır ve motor generatör olarak çalışır. Motor gücü kaynağa verir. Moment- hız karakteristiği motor çalışma bölgesine benzer fakat momentin değeri negatiftir.

Fren çalışma bölgesinde ise rotor, stator döner alanı ile ters yöndedir. Kayma 1'den daha büyüktür. Eğer motor, motor çalışma bölgesinde çalışırken stator döner alanının yönünü değiştirmek için kaynağın uçları değiştirilirse, bu durum meydana gelebilir. Moment döner alan ile aynı yönde, hareket yönüne karşı koyar ve frenleme momenti olarak rol oynar. Kayma,  $s > 1$  olduğundan motor akımı yüksek olacak, fakat moment azalacaktır. Frenlemeden dolayı oluşan enerji dağıtılmalıdır. Bu enerji motorun aşırı ısınmasına neden olabilir. Bu tip frenleme tavsiye edilmez.

Başlangıçta motor hızı  $\omega_m = 0$  ve  $s = 1$ 'dir. Kalkış momenti 1-18'deki  $T_d$  ifadesinde  $s = 1$  yazarak bulunabilir;



$$T_s = \frac{3R_r V_s^2}{w_s \left[ (R_s + R_r)^2 + (X_s + X_r)^2 \right]} \quad (1-19)$$

Maksimum moment için kayma  $s_m$ ,  $\frac{dT_d}{ds} = 0$  ile belirlenebilir ve 1-18 'deki  $T_d$  ifadesinden ;

$$s_m = \mp \frac{R_r}{\left[ R_s^2 + (X_s + X_r)^2 \right]^{1/2}} \quad (1-20)$$

1-18 'deki  $T_d$  ifadesinde  $s = s_m$  yazarak motor çalışma esnasındaki maksimum moment bulunabilir;

$$T_{mm} = \frac{3V_s^2}{2w_s \left[ R_s + \sqrt{R_s^2 + (X_s + X_r)^2} \right]} \quad (1-21)$$

ve generatör çalışma bölgesindeki maksimum moment 1-18 'de  $s = -s_m$  yazarak bulunabilir;

$$T_{mr} = \frac{3V_s^2}{2w_s \left[ -R_s + \sqrt{R_s^2 + (X_s + X_r)^2} \right]} \quad (1-22)$$

Eğer  $R_s$ , diğer devre empedansına göre küçük olduğu gözönüne alınırsa (özellikle 1 kw. 'den güçlü motorlarda geçerli);

$$T_d = \frac{3R_r V_s^2}{s w_s \left[ \left( \frac{R_r}{s} \right)^2 + (X_s + X_r)^2 \right]} \quad (1-23)$$

$$T_s = \frac{3R_r V_s^2}{w_s \left[ R_r^2 + (X_s + X_r)^2 \right]} \quad (1-24)$$



$$s_m = \mp \frac{R_r}{X_s + X_r} \quad (1-25)$$

$$T_{mm} = -T_{mr} = \frac{3V_s^2}{2\omega_s(X_s + X_r)} \quad (1-26)$$

Bu ifadelere göre (1-23, 1-24 ve 1-26 eşitlikleri kullanılarak);

$$\frac{T_d}{T_{mm}} = \frac{2R_r(X_s + X_r)}{s \left[ \left( \frac{R_r}{s} \right)^2 + (X_s + X_r)^2 \right]} = \frac{2s \cdot s_m}{s_m^2 + s^2} \quad (1-27)$$

ve

$$\frac{T_s}{T_{mm}} = \frac{2R_r(X_s + X_r)}{R_r^2 + (X_s + X_r)^2} = \frac{2s_m}{s_m^2 + 1} \quad (1-28)$$

Eğer  $s < 1$ ,  $s^2 \ll s_m^2$  olursa 1-27 ifadesi aşağıdaki gibi olur;

$$\frac{T_d}{T_{mm}} = \frac{2s}{s_m} = \frac{2(\omega_s - \omega_m)}{s_m \omega_s} \quad (1-29)$$

Buradan momentin bir fonksiyonu olarak hızı veren ifade;

$$\omega_m = \omega_s \left( 1 - \frac{s_m}{2T_{mm}} T_d \right) \quad (1-30)$$

1-29 ve 1-30 nolu denklemlere bakılırsa, eğer motor düşük kayma ile çalışırsa moment kayma ile orantılıdır. Hız arttıkça moment azalır. Rotor akımı senkron hızda sıfır olur. Hız azaldığında rotor akımı  $R_r/s$  'nin azalmasından dolayı artar. Moment de aynı zamanda artar. Momentteki bu artış  $s=s_m$  'de maksimum olana kadar sürer.

Moment- hız karakteristiğinin  $s < s_m$  olan kısmında motor kararlı çalışır. Eğer rotor direnci düşük olursa  $s_m$  düşük olur. Yük momenti, maksimum momentini aşarsa



motor durur. Bu durumda aşırı yük koruması fazla ısınmadan dolayı doğacak zararları önlemek için kaynağı ayırmalıdır.

$s$  kayması  $s_m$  'den büyük olduğunda, rotor akımının artmasına rağmen moment azalır. Bu nedenle bu bölgeye kararsız/çalışma bölgesi denilir .Endüksiyon motorlarının moment ve hızı aşağıdaki metodlardan biri ile değiştirilebilir;

- 1) Stator gerilim kontrolü
- 2) Rotor gerilim kontrolü
- 3) Frekans kontrolü
- 4) Stator gerilim ve frekans kontrolü
- 5) Stator akım kontrolü
- 6) Gerilim, akım ve frekans kontrolü

Bunlardan gerilim, akım ve frekans kontrolü çoğunlukla kullanılır.

#### 1-2.2. Stator Gerilim Kontrolü

Eşitlik 1-18 momentin stator geriliminin karesi ile doğru orantılı olduğunu, ve stator geriliminde bir azalmanın hızda bir azalma meydana getireceğini gösterir. Eğer uç gerilimi  $b.V_s$  'e azaltılırsa, eşitlik (1-18), momenti şu şekilde verir;

$$T_d = \frac{3R_r(bV_s)^2}{s\omega_s \left[ \left( R_s + \frac{R_r}{s} \right)^2 + (X_s + X_r)^2 \right]}$$

Burada  $b \leq 1$  'dir.

Şekil 1-4,b 'nin değerleri için moment -hız karakteristiğini gösterir. Yük doğrusu ile kesişme noktaları kararlı çalışma noktalarını gösterir. Herhangi bir magnetik devrede, endüklenen gerilim akı ve frekansla orantılıdır. Hava aralığı akısı efektif değeri ;

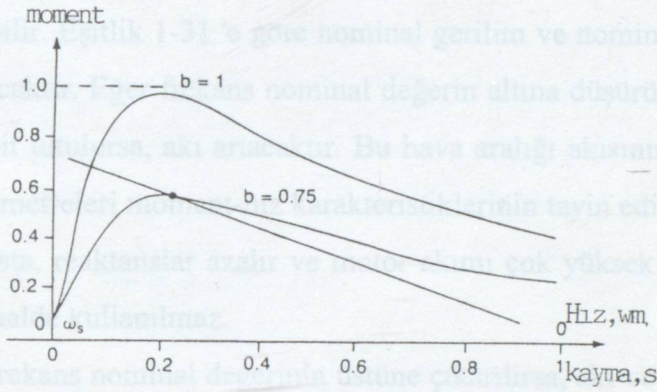
$$V_a = b.V_s = K_m.w \Phi$$



veya

$$\Phi = \frac{V_a}{K_m \omega} = \frac{b \cdot V_s}{K_m \omega} \quad (1-31)$$

Burada  $K_m$  sabit ve stator sargısının sarım sayısına bağlıdır. Stator gerilimi azaltıldığında hava aralığı akısı ve moment aynı zamanda azalır.



Şekil 1-4. Değişken Stator Gerilimi İle Moment -hız Karakteristikleri

Daha düşük bir gerilimde, akım  $s_a = \frac{1}{3}$  'lik kaymada en büyük değerine ulaşır.

Hız kontrolünün alanı maksimum moment için kayma,  $s_m$  'ye bağlıdır. Düşük kaymalı motor için, hız kontrol alanı çok dardır. Gerilim kontrolünün bu şekli sabit momentli yük için uygun değildir ve nispeten düşük kaymada hızın dar kontrol alanında ve düşük kalkış momentine ihtiyaç duyulan uygulamalarda kullanılır. (6)

Stator gerilimi şu yöntemlerle değiştirilebilir;

- 1) Üç fazlı AC gerilim ayarlayıcıları
- 2) PWM inverterler

Bununla beraber, sınırlanmış hız kontrol alanından dolayı, AC gerilim ayarlayıcıları, gerilim kontrolünü sağlamak için kullanılırlar. AC gerilim ayarlayıcıları oldukça basittir. Bununla beraber, harmonik içerikleri yüksek ve ayarlayıcıların giriş güç faktörü düşüktür. Bunlar başlıca düşük güç uygulamalarında, fanlar, santrifüj pompalarda vs. gibi kalkış momentinin düşük olduğu yerlerde kullanılır. Ayrıca yüksek güçlü endüksiyon motorlarının kalkış akımını sınırlamak için kullanılır.



Eğer  $R_r$  azalır, eşitlik (1-26) esas hızda maksimum moment verir.

### 1-2.3. Frekans Kontrolü

Endüksiyon motorlarının hızı ve momenti kaynak frekansının değiştirilmesi ile kontrol edilebilir. Eşitlik 1-31 'e göre nominal gerilim ve nominal frekansta, akı normal değerinde olacaktır. Eğer frekans nominal değer altına düşürülürken, gerilim nominal değerinde sabit tutulursa, akı artacaktır. Bu hava aralığı akısının doyumuna neden olur ve motor parametreleri moment-hız karakteristiklerinin tayin edilmesinde geçerli olmaz. Düşük frekansta, reaktanslar azalır ve motor akımı çok yüksek olabilir. Bu tip frekans kontrolü normalde kullanılmaz.

Eğer frekans nominal değerinin üstüne çıkarılırsa, akı ve moment azalır. Normal frekansa karşılık gelen senkron hız eğer " esas hız "  $W_b$  olarak isimlendirilirse, herhangi frekansta senkron hız;

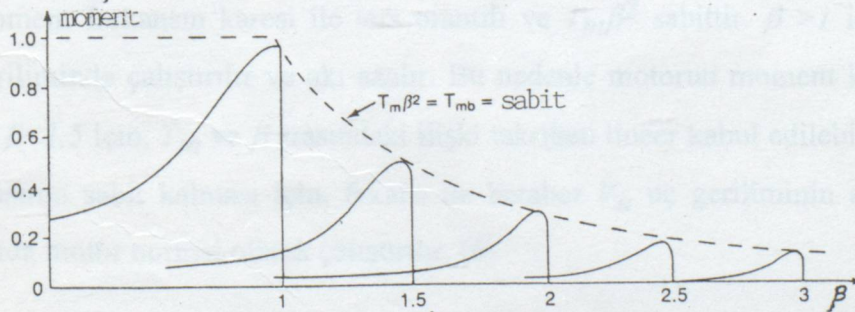
$w_s = \beta w_b$  olarak ifade edilir ve ,

$$S = \frac{\beta w_b - w_m}{\beta w_b} = 1 - \frac{w_m}{\beta w_b} \quad (1-32)$$

(1-18) 'deki moment ifadesi şu hale gelir;

$$T_d = \frac{3R_r V_a^2}{s\beta w_b \left[ \left( R_s + \frac{R_r}{s} \right)^2 + (\beta X_s + \beta X_r)^2 \right]} \quad (1-33)$$

Tipik hız-moment karakteristikleri Şekil 1-5 'de  $\beta$  'nin değişik değerleri için gösterilmiştir.



Şekil 1-5 Frekans Kontrolü İle Moment Karakteristikleri



Eğer  $R_s$  ihmal edilirse, eşitlik (1-26) esas hızda maksimum momenti verir;

$$T_{mb} = \frac{3V_a^2}{2\omega_b(X_s + X_r)} \quad (1-34)$$

Herhangi bir frekansta maksimum moment;

$$T_m = \frac{3}{2\omega_b(X_s + X_r)} \left( \frac{V_a}{\beta} \right)^2 \quad (1-35)$$

ve eşitlik (1-25) 'ten uygun gelen kayma;

$$s_m = \frac{R_r}{\beta(X_s + X_r)} \quad (1-36)$$

Eşitlik (1-35) ve (1-34) oranlanırsa;

$$\frac{T_m}{T_{mb}} = \frac{1}{\beta^2} \quad (1-37)$$

ve  $T_m \cdot \beta^2 = T_{mb} \quad (1-38)$

Böylece eşitlik (1-37) ve (1-38) 'den şöyle bir sonuç çıkarılabilir; maksimum moment frekansın karesi ile ters orantılı ve  $T_m \beta^2$  sabittir.  $\beta > 1$  için, motor sabit uç geriliminde çalıştırılır ve akı azalır. Bu nedenle motorun moment kapasitesi sınırlanır.  $1 < \beta < 1,5$  için,  $T_m$  ve  $\beta$  arasındaki ilişki takriben lineer kabul edilebilir.  $\beta < 1$  için, motor akısının sabit kalması için, fekans ile beraber  $V_a$  uç geriliminin azaltılması ile sabit akıda motor normal olarak çalıştırılır. (6)



#### 1-2.4. Gerilim ve Frekans Kontrolü

Eğer gerilim ve frekans oranı sabit tutulursa, eşitlik (1-31) 'deki akı sabit kalmış olur. Bununla beraber, düşük frekansta, stator empedansındaki düşüş nedeni ile hava boşluğu akısı azalır ve gerilim, moment düzeyini korumak için artırılmalıdır. Bu tip kontrol genellikle volt/hertz kontrolü olarak bilinir. (6)

Eğer  $\omega_s = \beta \omega_b$  ise ve gerilimle frekans oranı sabitse,

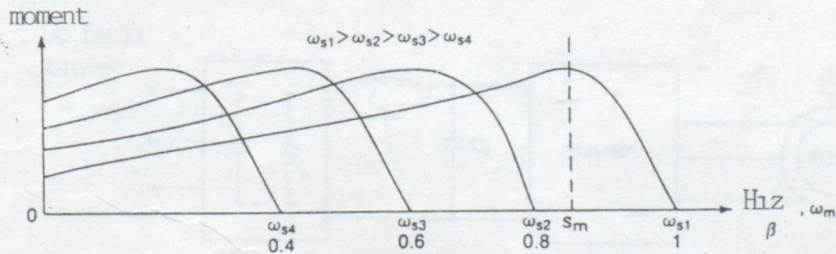
$$\frac{V_a}{\omega_s} = d \quad (1-39)$$

$d$  oranı, nominal uç gerilimi  $V_s$  ve esas hız  $\omega_b$  cinsinden ;

$$d = \frac{V_s}{\omega_b} \quad (1-40)$$

$$s_m = \frac{R_r}{\left[ R_s^2 + \beta^2 (X_s + X_r)^2 \right]^{1/2}} \quad (1-41)$$

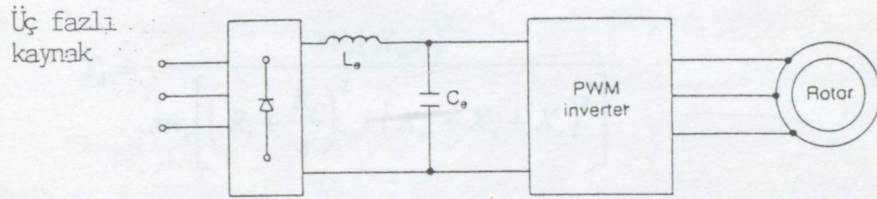
Tipik moment- hız karakteristikleri Şekil 1-6 'da gösterilmiştir. Frekansın azalması durumunda  $\beta$  azalır ve maksimum moment için kayma artar. Verilen bir moment için, eşitlik (1-40) 'a göre hız frekans değiştirilerek kontrol edilebilir. Moment normal olarak, hız değiştirilirken sabit tutulabilir.



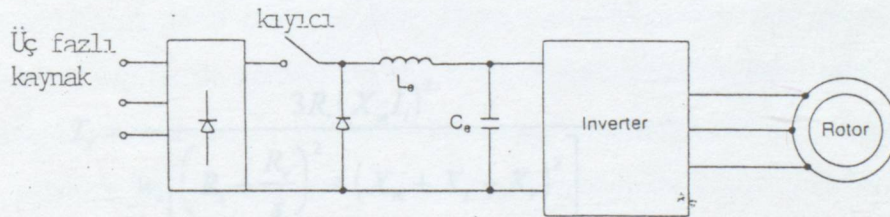
Şekil 1-6: V/f Kontrolü İle Moment-Hız Karakteristikleri



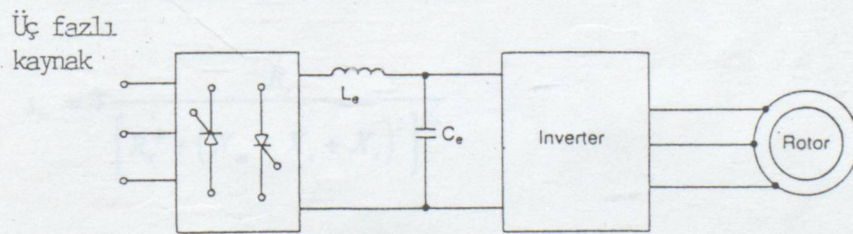
Değişken gerilim ve frekans sağlamada üç mümkün devre Şekil 1-7 'de gösterilmiştir. Şekil 1-7.a. 'da, DC gerilim sabittir, PWM teknikleri her iki gerilim ve frekansı değiştirmek için inverter içerisinde uygulanır. Diyot dönüştürücü nedeni ile generatör çalışma imkansızdır. Şekil 1-7.c. 'de DC giriş gerilimi kontrollü doğrultucu ile, frekans inverterle değiştirilir. Tristörlerin bekleme zamanından dolayı sistemin cevap verme süresi uzundur. Generatör çalışma mümkündür. Tam dalga kontrollü doğrultucularda güç katsayısı çıkış gerilimi ile doğru orantılıdır. Şekil 1-7.b. 'da DC kıyıcı, inverter DC giriş gerilimini değiştirir. Frekans ise inverterle değiştirilir. Bu devrede güç katsayısının yüksek olması ve LC süzgecinin zaman sabitinin küçük olmasından dolayı gerilim denetiminde daha hızlı cevap alınır.



a) Sabit DC ve PWM İnverter



b) Değişken DC(DC Kıyıcı) ve İnverter



c) Değişken DC (Kontrollü Doğrultucu) ve İnverter

Şekil 1-7. Gerilim Kaynaklı Endüksiyon Motor Sürülmesi



### 1.-2.5. Akım Kontrolü

Endüksiyon motorların momenti rotor akımı değiştirilerek kontrol edilebilir. Sabit bir giriş akımında, rotor akımı mıknatıslamanın bağlı değerlerine ve rotor devresi empedanslarına bağlıdır. Şekil 1-2 'den rotor akımı;

$$\bar{I}_r = \frac{jX_m I_i}{R_s + R_r/s + j(X_m + X_s + X_r)} = I_r \angle \theta_1 \quad (1-42)$$

Eşitlikler (1-9) ve (1-12a) 'dan, moment ifadesi;

$$T_d = \frac{3R_r (X_m I_i)^2}{s \omega_s \left[ \left( R_s + \frac{R_r}{s} \right)^2 + (X_m + X_s + X_r)^2 \right]} \quad (1-43) \quad (6)$$

ve kalkış momenti  $s=1$  'de;

$$T_s = \frac{3R_r (X_m I_i)^2}{\omega_s \left[ \left( R_s + \frac{R_r}{s} \right)^2 + (X_m + X_s + X_r)^2 \right]} \quad (1-44)$$

Maksimum moment için kayma;

$$s_m = \mp \frac{R_r}{\left[ R_s^2 + (X_m + X_s + X_r)^2 \right]^{1/2}} \quad (1-45)$$

Şekil 1-1b ve c 'deki şekillerdeki durumda,  $R_s$  ve  $X_s$  'den geçen stator akımı  $I_i$  'de sabit kalacaktır.  $X_m$ ,  $R_s$  ve  $X_s$  'den çok daha büyüktür.  $R_s$  ve  $X_s$  'nin ihmal edilmesi ile eşitlik (1-45) şu ifadeye dönüşür;

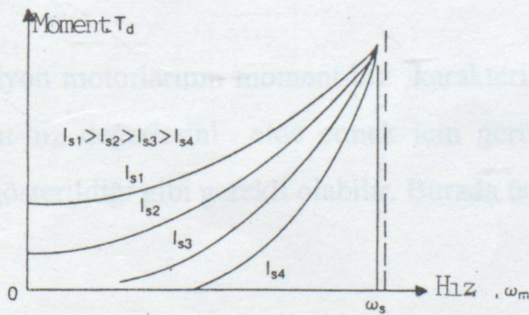


$$s_m = \mp \frac{R_r}{X_m + X_r} \quad (1-46)$$

ve  $s = s_m$ , eşitlik (1-43) maksimum momentini verir;

$$\begin{aligned} T_m &= \frac{3X_m^2}{2w_s(X_m + X_r)} I^2_i \\ &= \frac{3L_m^2}{2(L_m + L_r)} I^2_i \end{aligned} \quad (1-47)$$

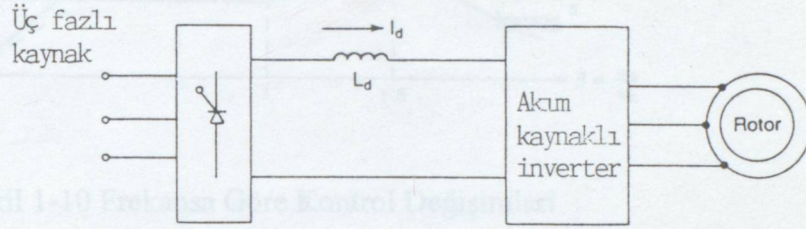
Yukarıdaki ifadeden, maksimum momentin akımın karesi ile orantılı olduğu ve takriben frekanstan bağımsız olduğu gösterilebilir. Tipik moment-hız karakteristikleri Şekil (1-8) 'de gösterilmiştir.  $X_m$  'nin  $X_s$  ve  $X_r$  'ye göre büyük olmasından dolayı kalkış momenti düşüktür. Hız artarken (veya kayma azalırken) gerilim ve moment artar. Kalkış akımı akımın düşük değerlerinden dolayı küçüktür, ( $I_m$  küçük,  $X_m$  büyük olduğundan ). Moment akımın artması ile, hız ile artar. Karakteristiğin pozitif meyiline doğru hızda daha ileri bir artış uç geriliminin nominal değerinin üstüne çıkmasına neden olur. Akı ve mıknatıslama akımı zamanda artar. Hava aralığı akısı doymaya geçer. Moment, statör akımı ve kayma ile kontrol edilebilir. Hava aralığı akısını sabit tutmak için ve gerilim artışından dolayı oluşan doymadan kaçınmak için, motor normal olarak gerilim kontrolü ile moment-hız karakteristiklerinin negatif meyilinde çalıştırılır. Negatif meyil stabil olmayan bölgededir, ve motor kapalı çevrimde çalıştırılmalıdır. Düşük kaymada, uç gerilimi aşırı olabilir ve akı doyuma gider. Doyma nedeni ile momentin tepe noktası Şekil 1-8 'dekinden daha düşük olur.



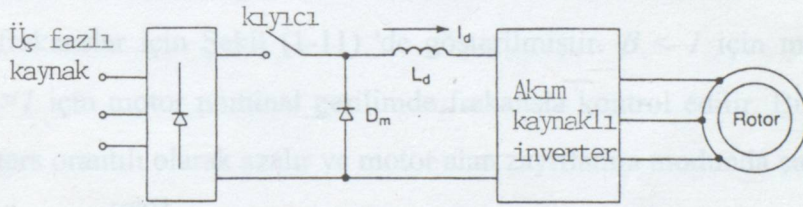
Şekil 1-8 Akım kontrolü ile Moment- Hız Karakteristikleri



Sabit akım üç fazlı akım kaynaklı inverterler ile sağlanabilir. Akım kaynaklı inverterlerin iki mümkün sürme şekli vardır,(Şekil 1-9). (1-9.a.) 'da endüktans akım kaynağı görevini yapar ve kontrolü dönüştürücü akım kaynağını kontrol eder. Bu uygulamanın giriş güç faktörü oldukça düşüktür. Şekil 1-9.b 'de kıyıcı akım kaynağını kontrol eder ve giriş güç faktörü daha yüksektir.



a) Kontrollü Dönüştürücülü Akım Beslemeli Kaynak



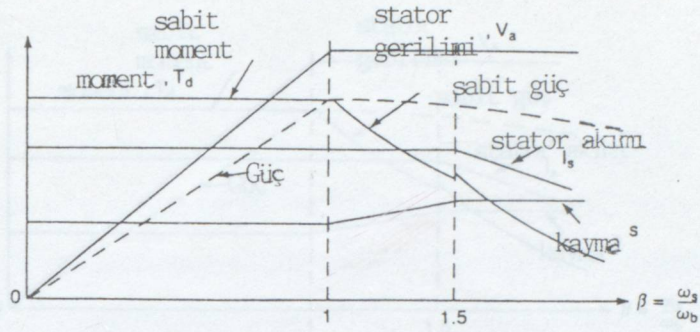
b) Kıyıcı Akım Beslemeli Kaynak

Şekil 1-9: Akım Kaynaklı İndüksiyon Motor Sürme

### 1-2.6. Gerilim Akım ve Frekans Kontrolü

Endüksiyon motorlarının moment-hız karakteristikleri kontrol şekline bağlıdır. İstenen moment-hız değerlerini elde etmek için gerilim, frekans, akımı değiştirmek Şekil 1-10 'da gösterildiği gibi gerekli olabilir. Burada üç bölge vardır, (6).

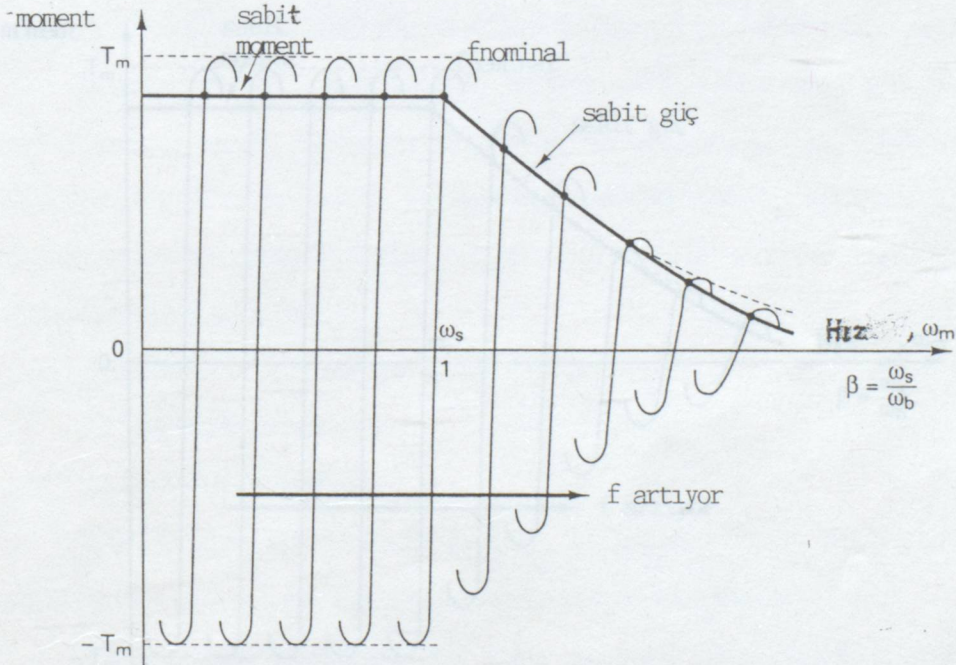




Şekil 1-10 Frekansa Göre Kontrol Değişimleri

Birinci bölgede hızı sabit moment bölgesinde sabit  $V/f$  ile değiştirebiliriz. İkinci bölgede motor sabit akımda çalıştırılır ve kayma değiştirilir. Üçüncü bölgede hız azalan stator akımında frekansla kontrol edilir.

Moment ve güç değişimleri, verilmiş bir stator akımı ve nominal frekansın altındaki frekanslar için Şekil (1-11) 'de gösterilmiştir.  $\beta < 1$  için motor sabit akıda çalışır.  $\beta > 1$  için motor nominal gerilimde frekansla kontrol edilir. Bundan dolayı akı frekansla ters orantılı olarak azalır ve motor alan zayıflatma modunda çalışır.



Şekil 1-11 Değişken Frekansta Moment-Hız Karakteristikleri



## 2- İNVERTERLER

### 2-1. Genel ;

DC-AC dönüştürücüleri inverterler olarak bilinir. Bir inverterin görevi, DC giriş gerilimini arzu edilen genlik ve frekansta simetrik AC çıkış gerilimine dönüştürmektir. Çıkış gerilimi sabit veya değişken frekansta sabit veya değişken olabilir. Değişken çıkış gerilimi, DC gerilimini değiştirerek ve inverter kazancının sabit tutulması ile elde edilebilir. Diğer taraftan , eğer giriş DC gerilimi sabit ise ve kontrol edilemiyorsa değişken çıkış gerilimi inverter içinde PWM kontrolü ile inverter kazancının değiştirilmesi ile elde edilebilir. İnverter kazancı AC çıkış geriliminin DC giriş gerilimine oranı olarak tarif edilebilir.

Çıkış gerilimi dalga şekilleri ideal inverterlerde sinüsoidal olmalıdır. Bunun yanında, pratikte inverterlerin dalga şekilleri nonsinüsoidaldir ve harmonikler içerir. Düşük ve orta güçlü uygulamalarda kare dalga veya benzeri gerilimler kabul edilir. Yüksek güçlü uygulamalarda düşük distorsiyonlu sinüsoidal dalga şekillerine ihtiyaç duyulur. Yüksek hızlı yarı iletken güç elemanlarının bulunması ile, çıkış geriliminin harmonik bileşenleri anahtarlama teknikleri ile önemli bir şekilde azaltılabilir.

İnverterler; AC makinaların sürülmesinde, kesintisiz güç kaynaklarında, endüksiyonla ısıtmada, regüle (ayarlı) gerilim ve frekanslı güç kaynaklarında, ultrasonik dalga üretiminde vs. kullanılır. Gerilim beslemeli inverterin girişindeki DC gerilim bir akü bataryasından, güneş pilinden, bir yakıt pilinden, bir redresör üzerinden mevcut AC şebekeden temin edilebilir.

İnverterler iki şekilde sınıflandırılabilir;

- 1) Tek Fazlı İnverterler
- 2) Üç Fazlı İnverterler

Her iki inverter şeklinde de BJT, MOSFET, IGBT, MCT, SIT, GTO veya uygulamalara bağlı olarak zorlamalı komütasyonlu tristörler kullanılır.

İnverterlerde genellikle AC çıkış gerilimi elde etmek için PWM kontrol sinyalleri kullanılır. Eğer giriş gerilimi sabit ise bu inverter gerilim beslemeli inverter



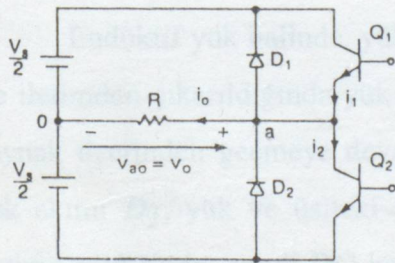
olarak isimlendirilir. Giriş akımı sabit tutulursa, bu inverter akım beslemeli inverter, giriş gerilimi kontrol edilebiliyorsa değişken DC gerilim beslemeli inverter olarak isimlendirilir.

## 2-2. Çalışma Prensibi

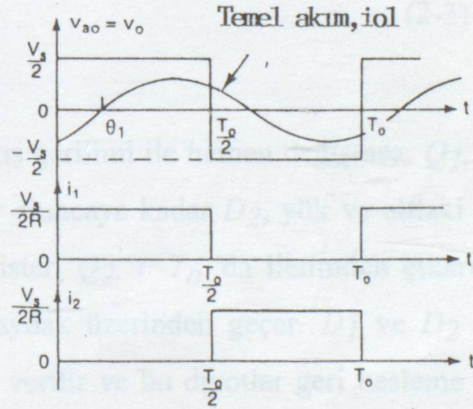
Tek fazlı inverterlerin devre şeması Şekil 2-1.a 'da gösterilmiştir. Bu inverter devresi iki kıyıcıdan ibarettir. Sadece  $Q_1$  transistörü  $T_o / 2$  süresince iletimde olursa, yükün karşısındaki  $V_o$  ani gerilimi  $V_s / 2$  olur. Eğer sadece  $Q_2$  transistörü  $T_o / 2$  süresince iletimde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

Çıkış geriliminin efektif değeri;

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

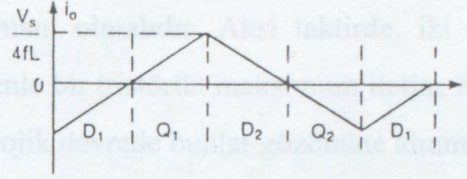


a) Devre Şeması



b) Omik Yük Halinde Dalga Şekilleri





c) Endüktif Yük Halinde Yük Akımı Değişimi

Şekil 2-1 Tek Fazlı Yarım Köprü İnverter

Ani çıkış gerilimi fourier serisinde şu şekilde ifade edilir;

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

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

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

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

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



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

RL yükü halinde, ani yük akımı;

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

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

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

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

### 2-3. Performans Parametreleri

Pratikte inverterin çıkış gerilimlerinde belirli harmonikler bulunur ve bir inverterin kalitesi, aşağıda sıralanan performans parametreleri ile değerlendirilir.

#### Harmonik Faktörü (HF) ;

Belirli bir harmonik için tarif edilen harmonik faktörü; ilgili harmoniğin efektif değerinin, ana dalga efektif değerine oranı olarak tarif edilir.

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1} \quad (2-6)$$

#### Toplam Harmonik Distorsiyonu, (THD);

Bir dalga şekli ile ona ait ana dalga bileşeni arasındaki yakınlığı ifade eden THD, şöyle tarif edilir.



$$THD = \frac{1}{V_1} \left( \sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2 \right)^{1/2} \text{ 'dir.} \quad (2-7)$$

#### Distorsiyon Faktörü (DF);

*THD*, bir dalga şeklinin toplam harmonik içeriği hakkında bilgi verir. Fakat özellikle filtre planlaması için her harmonik bileşenin seviyesi önemlidir. Eğer inverter çıkışında bir filtre kullanılırsa, daha yüksek mertebeden olan harmonikler daha çok zayıflatılabilirler. Bu nedenle her harmoniğin hem frekansının hem de genliğinin bilinmesi önem taşır. Bir dalga şeklinin harmonikleri ikinci mertebeden bir zayıflatılmaya tabi tutulduktan sonra, geriye kalan harmonik distorsiyonu, Distorsiyon Faktörü (*DF*) ile belirtilir. Bu nedenle *DF*, ikinci mertebeden bir yük filtresinin değerini belirtir ve

$$DF = \frac{1}{V_1} \left[ \sum_{n=2,3,4,\dots}^{\infty} \left( \frac{V_n}{n^2} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (2-8)$$

olarak tarif edilir,(5).

*n*. mertebeden belirli bir harmoniğin Distorsiyon Faktörü ise,

$$DF_n = V_n / V_1 \cdot n^2 \quad (2-9)$$

olarak tarif edilir.

#### En Düşük Mertebeden Harmonik (LOH);

*LOH*, frekansı ana dalga frekansına en yakın olan harmonik bileşendir. Genliği ana dalga bileşeni genliğinin %3 'üne eşit veya daha fazladır.

#### 2-4 Tek Fazlı Köprü İnverterler

Tek fazlı köprü inverter Şekil 2-2.a ' da gösterilmiştir. Dört kıyıcıdan oluşur.  $Q_1$  ve  $Q_2$  aynı anda iletme sokulursa, giriş gerilimi  $V_S$  yük üzerine uygulanmış olur.  $Q_3$  ve



$Q_4$  aynı anda iletme sokulursa, yük üzerindeki gerilim  $-V_s$  olur. Çıkış gerilimi Şekil 2-2.b 'de gösterilmiştir.

Çıkış geriliminin efektif değeri;

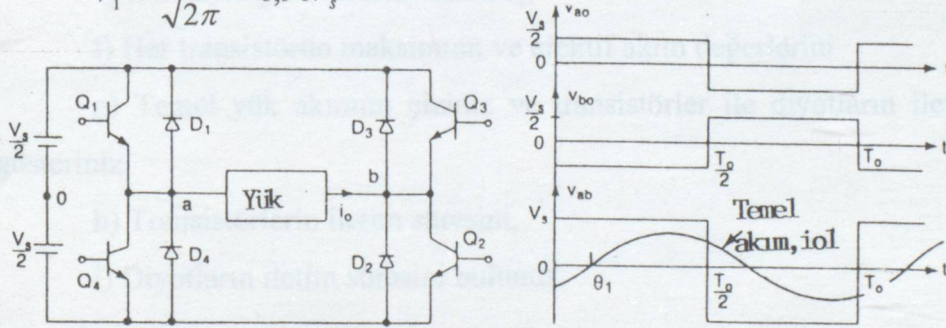
$$V_o = \left( \frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} V_s^2 dt \right)^{1/2} = V_s \quad (2-10)$$

Ani çıkış gerilimi fourier serisinde şöyle yazılabilir.

$$V_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \sin n\omega t \quad (2-11)$$

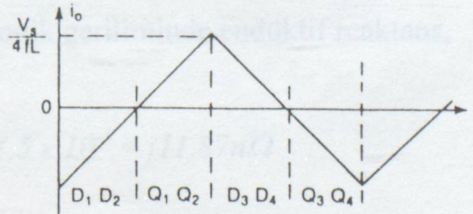
$n=1$  için temel bileşenin efektif değeri;

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2\pi}} = 0,90V_s \quad (2-12)$$



a) Devre Şeması

b) Dalga Şekilleri



c) Yüksek Endüktif Yük İle Yük Akımı Değişimi

Şekil 2-2. Tek Fazlı Tam Köprü İnverter



Eşitlik (2-4) 'ü kullanarak ani yük akımı  $i_o$   $RL$  yükü için,

$$i_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \sin(n\omega t - \theta_n) \quad (2-13)$$

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

$D_1$  ve  $D_2$  diyotları iletimde olduğunda, enerji DC kaynağı geri verilir ve bunlar geri besleme diyotları olarak bilinirler. Şekil 2-2.c endüktif yük için yük akımı değişimini gösterir.

Örnek 2-1. Bir tek fazlı köprü inverter  $R=10\Omega$ ,  $L=31,5mH$  ve  $C=112\mu F$  olan bir yüke sahiptir. İnverter frekansı  $f_o = 60Hz$ . ve DC giriş gerilimi  $V_s = 220V$ 'dur.

- Ani yük akımını fourier serisinde belirtiniz.
- Temel frekansta yük akımı efektif değeri  $I_1$  'i,
- Yük akımının  $THD$  'nunu,
- Yükte harcanan güç  $P_o$  ve temel güç  $P_{o1}$  'i ,
- DC kaynağın ortalama akımı  $I_s$ ,
- Her transistörün maksimum ve efektif akım değerlerini
- Temel yük akımını çiziniz ve transistörler ile diyotların iletim aralıklarını gösteriniz.
- Transistörlerin iletim süresini,
- Diyotların iletim süresini bulunuz.

Çözüm;  $V=220 V$ ,  $f_o = 60Hz$ . ,  $R=10\Omega$ ,  $L=31,5mH$ .,  $C=112\mu F$  ve  $\omega=2\pi \times 60 = 377 rad/sn$ . 'dir.  $n$ . harmonik geriliminde endüktif reaktans,

$$X_L = j2n\pi \times 60 \times 31,5 \times 10^{-3} = j11,87n\Omega$$

$n$ . harmonik gerilimi için kapasitif reaktans,



$$X_c = -\frac{j10^6}{2n\pi \times 60 \times 112} = \frac{-j23,86}{n} \Omega$$

$n$ . harmonik geriliminde empedans,

$$|Z_n| = [10^2 + (11,87n - 23,68/n)^2]^{1/2}$$

ve  $n$ . harmonik geriliminde güç faktörü açısı,

$$\theta_n = \text{tg}^{-1} \frac{11,87n - 23,68/n}{10} = \text{tg}^{-1} \left( 1,187n - \frac{2,368}{n} \right)$$

a) Eşitlik 2-11 'den, ani çıkış gerilimi,

$$V_o(t) = 280,1 \sin(377t) + 93,4 \sin(3 \times 377t) + 56,02 \sin(5 \times 377t) \\ + 40,02 \sin(7 \times 377t) + 31,12 \sin(9 \times 377t) + \dots \dots \dots$$

Çıkış gerilimi yük empedansına bölünerek ve güç faktörü açısı nedeni ile uygun gecikme göz önüne alınarak, ani yük akımı;

$$i_o(t) = 18,1 \sin(377t + 49,72^\circ) + 3,17 \sin(3 \times 377t - 70,17^\circ) \\ + \sin(5 \times 377t - 79,63^\circ) + 0,5 \sin(7 \times 377t - 82,85^\circ) \\ + 0,3 \sin(9 \times 377t - 84,52^\circ) + \dots \dots \dots$$

b) Akımın temel bileşeninin maksimum değeri,  $I_{m1} = 18,1 \text{ A}$ . Temel frekansta yük akımı efektif değeri,  $I_{o1} = 18,1 / \sqrt{2} = 12,8 \text{ A}$ .

c) 9. harmoniğe kadar yük akımı maksimum değeri,

$$I_m = (18,1^2 + 3,17^2 + 1^2 + 0,5^2 + 0,3^2)^{1/2} = 18,41 \text{ A}$$



harmonik yük akımı efektif değeri,

$$I_h = (I_m^2 - I_{m1}^2)^{1/2} = \frac{(18,41^2 - 18,1^2)^{1/2}}{\sqrt{2}} = 2,3789A$$

Eşitlik (2-7) kullanılarak, yük akımı THD,

$$THD = \frac{(I_m^2 - I_{m1}^2)^{1/2}}{I_{m1}} = \left[ \left( \frac{18,41}{18,1} \right)^2 - 1 \right]^{1/2} = \%18,59$$

d) Yük akımı efektif değeri  $I_o \cong I_m / \sqrt{2} = 18,41 / \sqrt{2} = 13,02A$ ,

ve yük gücü,  $P_o = 13,01^2 \times 10 = 1695 w$ ,

temel çıkış gücü  $P_{o1} = I_{o1}^2 \cdot R = 12,8^2 \times 10 = 1638,4 w$ .

e)  $I_S = 1695/220 = 7,7 A$ .

f) Maksimum transistör akımı  $I_p \cong I_m = 18,41 A$ . Her bir transistörün müsaade edilir efektif akım değeri  $I_R = I_o / \sqrt{2} = I_p / 2 = 18,41 / 2 = 9,2A$ .

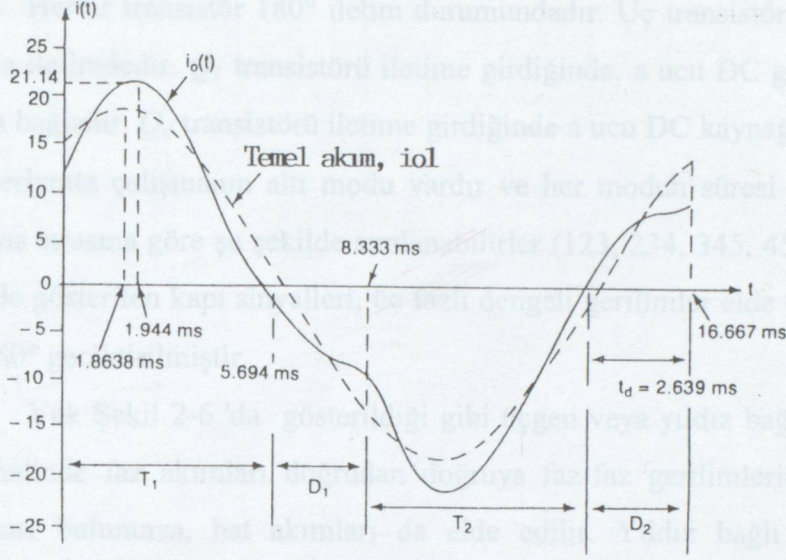
g) Temel yük akımı dalga değişimi Şekil 2-3 'de gösterilmiştir.

h)  $wt_o = 180 - 49,72 = 130,28^\circ$  veya  $t_o = 130,28 \times \pi / (180 \times 337) = 6031 \mu s$ .

i) Her bir diyodun iletim süresi yaklaşık olarak,

$$t_d = (180 - 130,28) \times \frac{\pi}{180 \times 337} = 2302 \mu s$$





Şekil 2-3. Örnek 2-1 İçin Akım Dalga Şekli

## 2-5. Üç Fazlı İnverterler

Üç fazlı inverterler büyük güçlü uygulamalarda kullanılırlar. Üç tek fazlı yarı veya tam köprü inverterler Şekil 2-4.a. 'da gösterildiği gibi bağlanarak üç fazlı bir inverter elde edilebilir. Tek fazlı inverterlerin kapı sinyalleri, üç fazlı dengeli gerilimler elde etmek için birbirlerine göre  $120^\circ$  faz farklı olmalıdır. Transformör primer sargıları, sekonder sargıları, yıldız veya üçgen bağlandığında birbirlerinden izole edilmelidir. Transformör sekonderi, çıkış geriliminde görülen üç katlı ( $n= 3,6,9,\dots$ ) harmonikleri elemine etmek için yıldız olarak bağlanır. Devre düzeni Şekil 4-2.b. 'deki gibidir. Bu sistemde üç tek fazlı transformöre, 12 transistöre, 12 diyota ihtiyaç vardır. Tek fazlı inverterlerin çıkış gerilimleri faz ve büyüklük olarak dengeli değilse, üç fazlı çıkış gerilimleri dengesiz olacaktır.

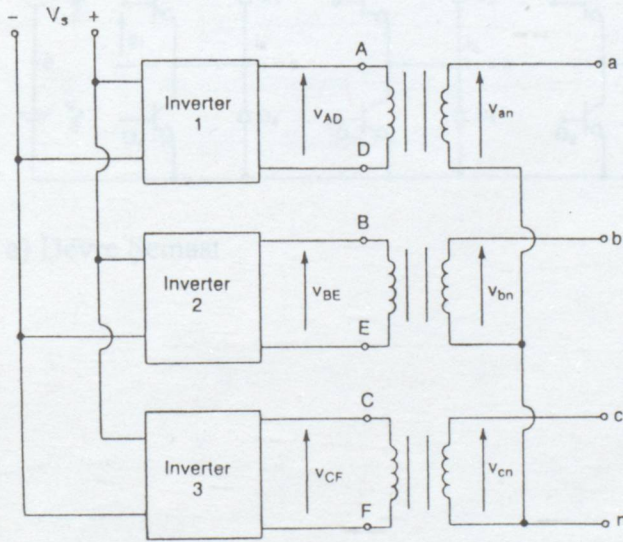
Üç fazlı çıkış Şekil 2-5.a. 'da gösterildiği gibi 6 diyot ve 6 transistörün montajından sağlanabilir. Kontrol sinyalleri transistörlere iki şekilde uygulanır;  $180^\circ$  veya  $120^\circ$  iletim durumu.



### 180° İletim Durumu:

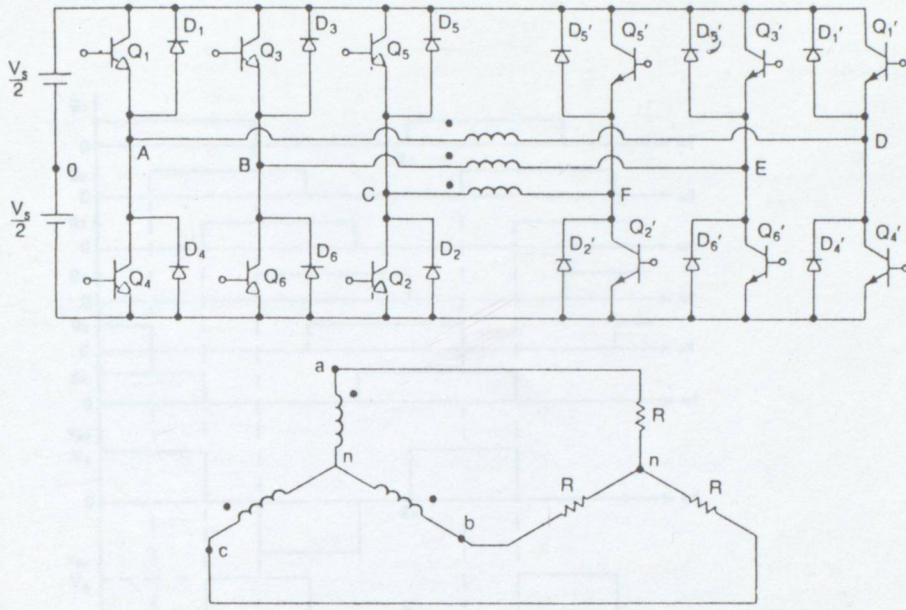
Herbir transistör 180° iletim durumundadır. Üç transistör zamanın herhangi bir anında iletimdedir.  $Q_1$  transistörü iletime girdiğinde, a ucu DC giriş geriliminin pozitif ucuna bağlanır.  $Q_4$  transistörü iletime girdiğinde a ucu DC kaynağın negatif ucuna gelir. Bir periyotta çalışmanın altı modu vardır ve her modun süresi 60° 'dir. Transistörler çalışma sırasına göre şu şekilde sıralanabilirler (123, 234, 345, 456, 561, 612). Şekil 2-5.b. 'de gösterilen kapı sinyalleri, üç fazlı dengeli gerilimler elde etmek için birbirlerine göre 60° geciktirilmiştir.

Yük Şekil 2-6 'da gösterildiği gibi üçgen veya yıldız bağlanabilir. Üçgen bağlı yük halinde faz akımları doğrudan doğruya faz-faz gerilimlerinden bulunabilir. Faz akımları bulunursa, hat akımları da elde edilir. Yıldız bağlı bir yük halinde hat akımlarını bulmak için faz-nötr gerilimleri bulunmalıdır. Yarı periyotta üç çalışma modu vardır. Eşdeğer devreler Şekil 2-7.a. 'da yıldız bağlı yük durumunda gösterilmiştir.



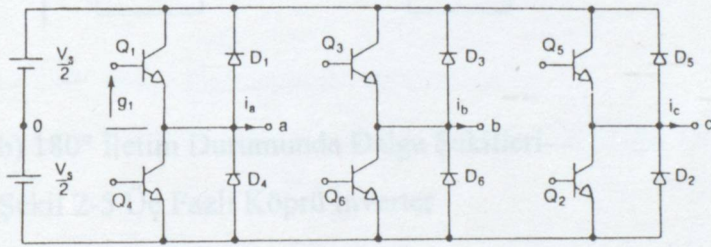
a) Şematik Gösterim





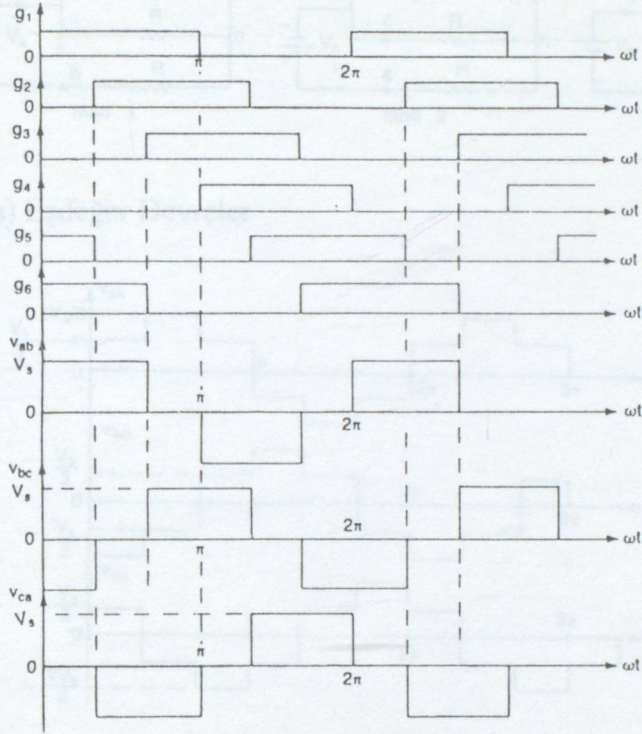
b) Montaj

Şekil 2-4. Üç Tek Fazlı İnverter İle Elde Edilmiş Üç Fazlı İnverter



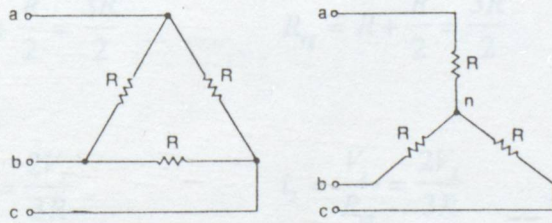
a) Devre Şeması





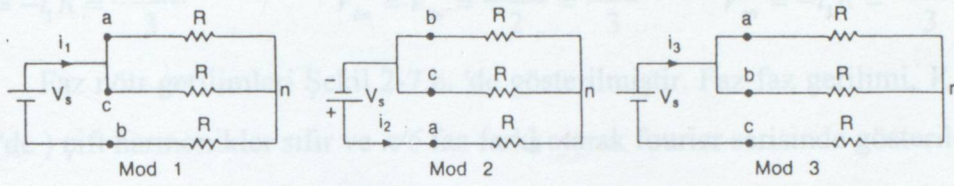
b) 180° İletim Durumunda Dalga Şekilleri

Şekil 2-5 Üç Fazlı Köprü İnverter

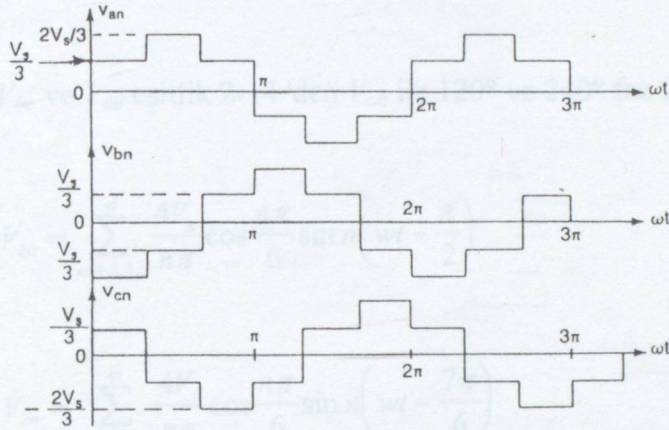


Şekil 2-6. Üçgen-Yıldız Bağlı Yük





### a) Eşdeğer Devreler



### b) 180° İletim Durumunda Faz Gerilimleri

Şekil 2-7 Yıldız Bağlı Direnç yükü Halinde Eşdeğer Devreler

$$\text{Mod1; } 0 \leq \omega t < \pi/3$$

$$\text{Mod2; } \pi/3 \leq \omega t < 2\pi/3$$

$$\text{Mod3; } 2\pi/3 \leq \omega t < \pi$$

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

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

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

$$i_1 = \frac{V_s}{R_{eş}} = \frac{2V_s}{3R}$$

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

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

$$V_{an} = V_{cn} = \frac{i_1 R}{2} = \frac{V_s}{3}$$

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

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



$$V_{bn} = -i_1 R = \frac{-2V_s}{3} \quad V_{bn} = V_{cn} = \frac{-i_2 R}{2} = \frac{-V_s}{3} \quad V_{cn} = -i_3 R = \frac{-2V_s}{3}$$

Faz nötr gerilimleri Şekil 2-7.b. 'de gösterilmiştir. Faz-faz gerilimi,  $V_{ab}$  (Şekil 2-5.b. 'de ) çift harmonikler sıfır ve  $\pi/6$  faz farkı olarak fourier serisinde gösterilebilir.

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n \left( wt + \frac{\pi}{6} \right) \quad (2-14)$$

$V_{bc}$  ve  $V_{ca}$  eşitlik 2-14 'den  $V_{ab}$  ile  $120^\circ$  ve  $240^\circ$  faz farkı olarak bulunur,

$$V_{bc} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n \left( wt - \frac{\pi}{2} \right) \quad (2-15)$$

$$V_{ca} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n \left( wt - \frac{7\pi}{6} \right) \quad (2-16)$$

Eşitlik 2-14, 2-15 ve 2-16 'dan faz-faz gerilimlerinde üç katlı harmoniklerin ( $n=3, 9, 15, \dots$ ) sıfır olduğu görülür.

Faz-faz efektif gerilim;

$$V_L = \left[ \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} V_s^2 d(wt) \right]^{1/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_s = 0,8165V_s \quad (2-17)$$

Eşitlik 2-14 'den faz geriliminin  $n$ . bileşeninin efektif değeri ;

$$V_{Ln} = \frac{4V_s}{\sqrt{2}n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \quad (2-18)$$

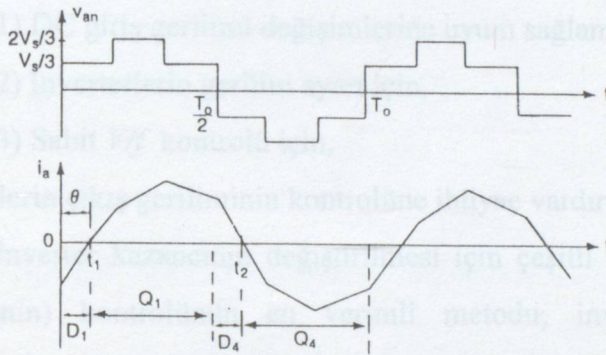
Buradan  $n=1$  için temel faz gerilim değeri



$$V_{L1} = \frac{4V_s \cos 30^\circ}{\sqrt{2\pi}} = 0,7797V_s \quad (2-19)$$

Faz-nötr geriliminin efektif değeri, faz geriliminden şöyle bulunabilir,

$$V_p = \frac{V_L}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_s \frac{1}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}V_s}{3} = 0,4714V_s \quad (2-20)$$



Şekil 2-8. RL Yüklü İle Üç Fazlı İnverter

Direnç yükünde transistörlere ters paralel bağlı diyotların bir fonksiyonu yoktur. Eğer yük endüktif ise, inverterin her kolundaki akım Şekil 2-8 'de gösterildiği gibi gerilime göre gecikmiştir. Şekil 2-5.a. 'da  $Q_4$  kesimde olduğunda, negatif hat akımı  $i_a$  'nın tek yolu  $D_1$  üzerindedir. Bu nedenle yük ucu a, yük akımının polaritesi  $t=t_1$  anında değişene kadar  $D_1$  üzerinden kaynağa bağlıdır.  $0 \leq t \leq t_1$  aralığında,  $Q_1$  transistörü iletimde olmayacaktır. Benzer şekilde  $Q_4$  transistörü sadece  $t=t_2$  'de iletime geçecektir. Transistörlerin ve diyotların iletim süreleri yükün güç faktörüne bağlı olduğundan dolayı, transistörler sürekli olarak base ucundan beslenmelidir.

Yıldız bağlı yüklerde, faz gerilimi  $V_{an} = V_{ab} / \sqrt{3}$   $30^\circ$  gecikmelidir. Eşitlik 2-14 'den RL yükünde hat akımı  $i_a$ ,



$$i_a = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left[ \frac{4V_s}{\sqrt{3}n\pi\sqrt{R^2 + (nL\omega)^2}} \frac{\cos n\pi}{6} \right] \sin (n\omega t - \theta_n) \quad (2-21)$$

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

## 2-6. Tek Fazlı İnverterlerin Gerilim Kontrolü

Çoğu endüstriyel uygulamalarda,

- 1) DC giriş gerilimi değişimlerine uyum sağlamak için,
- 2) İnverterlerin gerilim ayarı için,
- 3) Sabit  $V/f$  kontrolü için,

inverterlerin çıkış geriliminin kontrolüne ihtiyaç vardır.

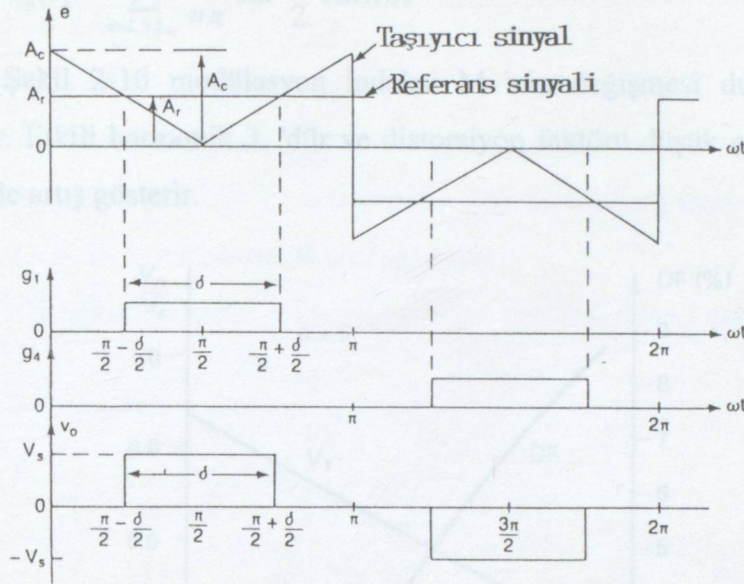
İnverter kazancının değiştirilmesi için çeşitli teknikler vardır. Kazancın (çıkış geriliminin) kontrolünün en verimli metodu, inverter içinde PWM metodunu uygulamaktır. Çoğunlukla uygulanan teknikler şunlardır;

- 1) Tek darbeli genişlik modülasyonu,
- 2) Çok darbeli genişlik modülasyonu,
- 3) Sinüsoidal darbe genişlik modülasyonu,
- 4) Değiştirilmiş sinüsoidal darbe genişlik modülasyonu.

### 2-6.1. Tek Darbeli Genişlik Modülasyonu

Bu modülasyon şeklinde, her yarı periyotta bir darbe vardır ve bu darbenin genişliği inverter gerilimini kontrol etmek için değiştirilir. Şekil 2-9 kapı sinyallerinin oluşumu ve tek fazlı tam köprü inverterlerin çıkış gerilimini gösterir.





Şekil 2-9. Tek Darbeli Genişlik Modülasyonu

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

$$M = \frac{A_r}{A_c} \quad (2-22)$$

Çıkış gerilimi efektif değeri,

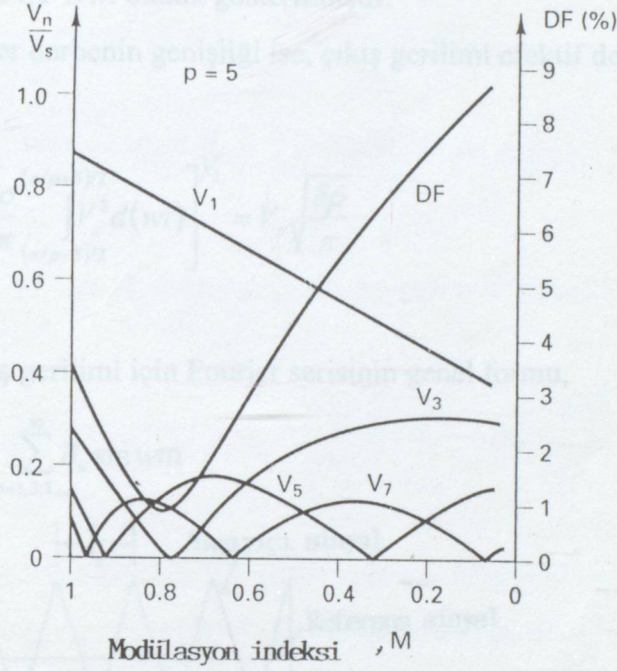
$$V_0 = \left[ \frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (2-23)$$

Çıkış geriliminin fourier serisi,



$$V_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin n\omega t \quad (2-24)$$

Şekil 2-10 modülasyon indeksi  $M$  'nin değişmesi durumunda harmonikleri gösterir. Etkili harmonik 3. 'dür ve distorsiyon faktörü düşük çıkış geriliminde önemli derecede artış gösterir.



Şekil 2-10 Tek Darbeli Genişlik Modülasyonunun Harmonik Çizelgesi

### 2-6.2. Çok Darbeli Genişlik Modülasyonu

Çıkış geriliminin her yarı periyodunda çok sayıda darbeler kullanılarak harmonikler zayıflatılabilir. Transistörlerin açma ve kapama için kapı sinyalleri, Şekil 2-11.a. 'da üçgen taşıyıcı dalga ile bir referans sinyalin karşılaştırılması ile elde edilmiştir. Referans sinyal frekansı çıkış frekansı  $f_o$  'ı gösterir, ve taşıyıcı frekans  $f_c$ , her yarı periyotta darbelerin sayısı  $p$  'yi gösterir. Modülasyon indeksi çıkış gerilimini kontrol eder. Bu tip modülasyon düzenli PWM olarak da bilinir (UPWM). Her yarı periyottaki darbelerin sayısı şu şekilde bulunabilir.



$$\rho = \frac{f_c}{2f_o} = \frac{mf}{2} \quad (2-25)$$

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

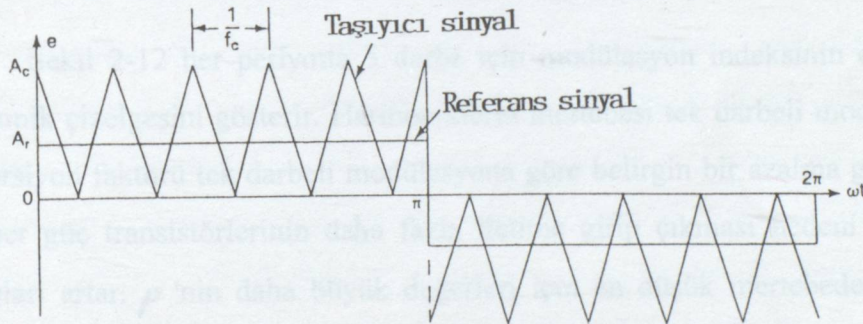
Modülasyon indeksi M 'nin 0 'dan 1 'e değişmesi darbe genişliğini 0 'dan  $\pi / \rho$  'ye, çıkış gerilimini 0 'dan  $V_s$  'e değiştirir. Tek fazlı köprü inverterler için çıkış gerilimi Şekil 2-11.b. 'de UPWM olarak gösterilmiştir.

Eğer  $f$  her darbenin genişliği ise, çıkış gerilimi efektif değeri,

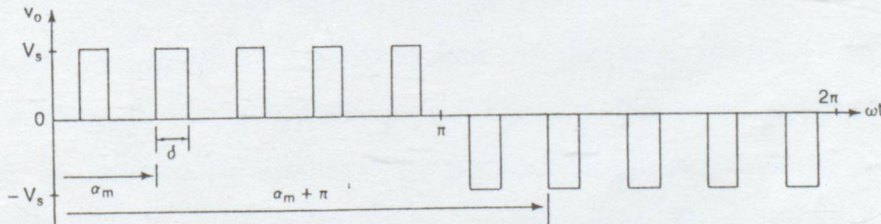
$$V_o = \left[ \frac{2\rho}{2\pi} \int_{(\pi/\rho-\delta)/2}^{(\pi/\rho+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{\delta\rho}{\pi}} \quad (2-26)$$

Ani çıkış gerilimi için Fourier serisinin genel formu,

$$V_o(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} B_n \sin n\omega t \quad (2-27)$$



(a) taşıyıcı sinyali oluşumu



(b) çıkış gerilimi

Şekil 2-11. Çok Darbeli Genişlik Modülasyonu



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

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

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta} \cos nwt d(wt) - \int_{\pi + \alpha_m}^{\pi + \alpha_m + \delta} \cos nwt d(wt) \right] \quad (2-28)$$

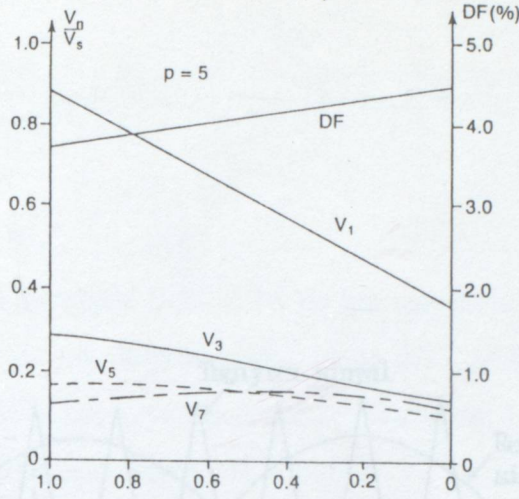
$$= \frac{2V_s}{n\pi} \sin n \frac{\delta}{2} \left[ \sin n \left( \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \sin n \left( \pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right]$$

Eşitlik 2-27'den  $B_n$  katsayısı bütün darbelerin etkisi eklenerek bulunabilir,

$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{2V_s}{n\pi} \sin n \frac{\delta}{2} \left[ \sin n \left( \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \sin n \left( \pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right] \quad (2-29)$$

Şekil 2-12 her periyotta 5 darbe için modülasyon indeksinin değişimine karşı harmonik çizelgesini gösterir. Harmoniklerin mertebesi tek darbeleri modülasyon gibidir. Distorsiyon faktörü tek darbeleri modülasyona göre belirgin bir azalma gösterir. Bununla beraber güç transistörlerinin daha fazla ilettime girip çıkması nedeni ile anahtarlama kayıpları artar.  $p$ 'nin daha büyük değerleri için en düşük mertebeden harmoniklerin genlikleri daha küçük olur, fakat bazı yüksek mertebeden harmoniklerin genlikleri artar.





Şekil 2-12 Çok Darbeli Genişlik Modülasyonunda Harmonik Çizelgesi

### 2-6.3. Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu

Çok darbeli modülasyondaki gibi bütün darbelerin genişliğini sabit tutmak yerine, her darbenin genişliği sinüsoidal dalganın genliği oranında değiştirilir. Distorsiyon faktörü ve en düşük mertebeden harmonikler belirgin şekilde azaltılır. Kapı sinyalleri, frekansı  $f_c$  olan üçgen taşıyıcı dalga ile sinüsoidal referans sinyalin karşılaştırılması ile elde edilir. Bu tip modülasyon çoğunlukla endüstriyel uygulamalarda kullanılır ve SPWM olarak adlandırılır. Referans sinyalin frekansı  $f_r$  inverter çıkış frekansı  $f_o$  'ı verir ve referans genliği  $A_r$ , modülasyon indeksi  $M$  'yi değiştirir, aynı zamanda çıkış gerilimi efektif değeri  $V_o$  'ı etkiler. Her yarı periyotta darbelerin sayısı taşıyıcı frekansı  $f_c$  'ye bağlıdır. Aynı koldaki iki transistör ( $Q_1$  ve  $Q_4$ ) aynı anda iletimde olamaz. Ani çıkış gerilimi Şekil 2-13.a. 'da gösterilmiştir. Aynı kapı sinyalleri tek yönlü üçgen dalga ile de sağlanabilir(2-13.b.).

Çıkış gerilimi efektif değeri modülasyon indeksi  $M$ 'yi değiştirerek değiştirilmelidir. Bu, şekillerde gösterildiği gibi, her darbenin alanı takriben taşıyıcı dalga ile referans sinyalin kesişme noktaları arasındaki uzaklığa bağlı olduğu için gözlenebilir. Mesela  $\delta_m$   $m$ . darbenin genişliği olsun. Bu durumda eşitlik 2-26 çıkış gerilimi efektif değerini bulmak için genişletilebilir.

$$V_o = V_s \left( \sum_{m=1}^p \frac{\delta_m}{\pi} \right)^{1/2} \quad (2-30)$$

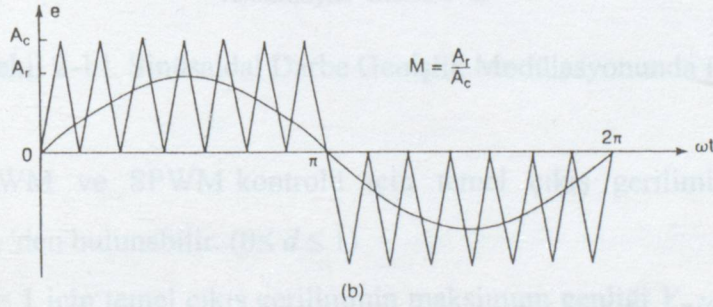
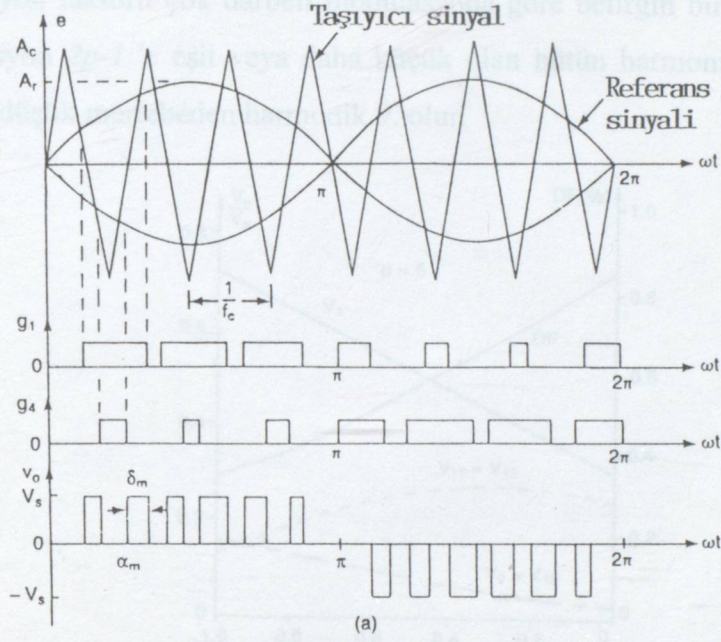


$$A_n = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2V_c}{\pi} \sin n \frac{\theta}{2} \left[ \sin n \left( \alpha_n + \frac{\theta}{2} \right) - \sin n \left( \pi + \alpha_n + \frac{\theta}{2} \right) \right] \quad (2-31)$$

$n = 1, 3, 5, \dots$  için

Harmonik çizeciği Şekil 2-14'ü her yarım dönemde 5 darbe için gösterilmiştir.

Distorsiyon faktörü çok darbe için belirgin bir şekilde azalır. Bu da modülasyon katsayısı  $M$  ile  $n$  arasında  $M$  ile  $n$  arasında harmonikler elenir.  $M$  için en büyük değeri  $M = 1$  olarak alınabilir.



Şekil 2-13. Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu

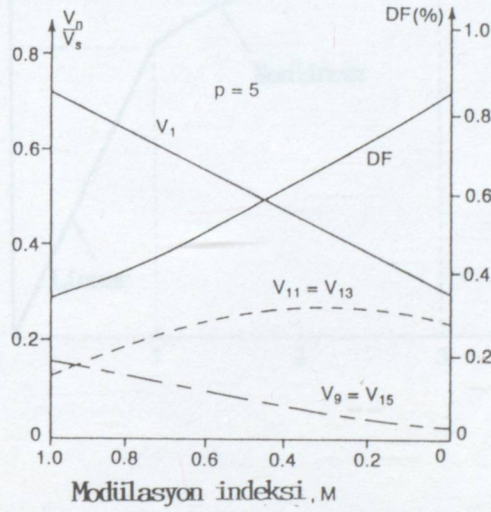
Eşitlik 2-29, çıkış geriliminin fourier katsayısını ifade etmek için uygulanabilir;



$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{2V_s}{n\pi} \sin n \frac{\delta_m}{2} \left[ \sin n \left( \alpha_m + \frac{\delta_m}{2} \right) - \sin n \left( \pi + \alpha_m + \frac{\delta_m}{2} \right) \right] \quad (2-31)$$

$n = 1, 3, 5, \dots$  için

Harmonik çizelgesi Şekil 2-14 'de her yarı dönemde 5 darbe için gösterilmiştir. Distorsiyon faktörü çok darbeli modülasyona göre belirgin bir şekilde azaltılır. Bu tip modülasyon  $2p-1$  'e eşit veya daha küçük olan bütün harmonikleri elemine eder.  $p=5$  için, en düşük mertebeden harmonik 9. olur.



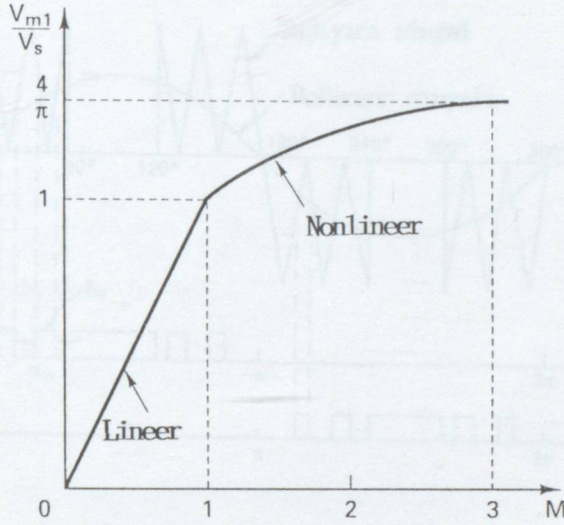
Şekil 2-14. Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonunda Harmonik Çizelgesi

PWM ve SPWM kontrolü için temel çıkış geriliminin maksimum değeri  $V_{m1} = dV_s$  'den bulunabilir. ( $0 \leq d \leq 1$ )

$d=1$  için temel çıkış geriliminin maksimum genliği  $V_{m1(max)} = V_s$  olarak bulunur. Fakat eşitlik 2-11 'e göre  $V_{m1(max)}$  kare dalga çıkış için  $4V_s / \pi = 1,278 V_s$  kadar oluyordu. Temel çıkış gerilimini arttırmak için  $d$  1 'in üstüne çıkarılmalıdır.  $d = 1$  'in üstündeki çalışma aşırı modülasyon (overmodulation) olarak adlandırılır.  $V_{m1(max)}$  'un eşit olduğu  $1,278 V_s$  'deki  $d$  'nin değeri her yarı dönemdeki darbelerin sayısı  $p$  'ye bağlıdır ve takriben Şekil 2-15 'de gösterildiği gibi  $p = 7$  için 3 'dür. Aşırı modülasyon kare dalga çalışmaya neden olur ve lineer bölge ( $d \leq 1$ ) 'ye göre daha çok harmonikler ekler.



Düşük distorsiyon istenen uygulamalarda örneğin kesintisiz güç kaynaklarında aşırı modülasyondan kaçınılır.



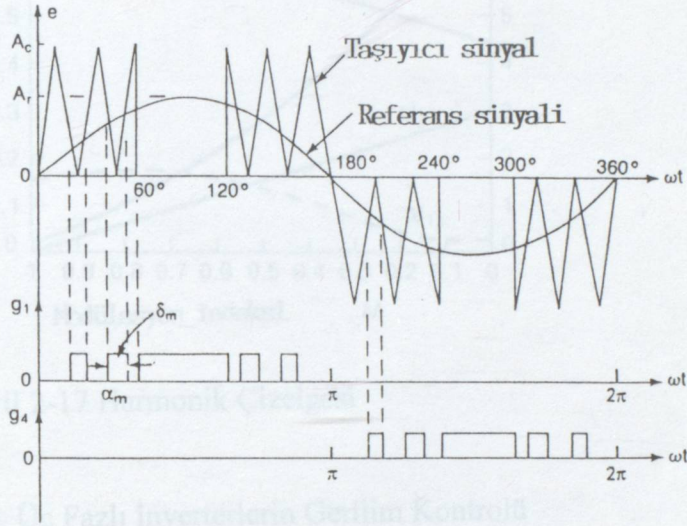
Şekil 1-15. Modülasyon İndeksi M 'ye Göre Temel Çıkış Gerilimi Maksimum Değeri

#### 2-6.4. Değiştirilmiş Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu

Şekil 2-13 'deki sinüsoidal dalganın tepesine daha yakın olan darbelerin genişliği  $\alpha$  modülasyon indeksinin değişmesi ile belirgin şekilde değişmez. Bu sinüs dalgasının karakteristiğinden dolayıdır. SPWM tekniği, her yarı periyotta ilk ve son  $60^\circ$  'lik aralıklarda taşıyıcı dalganın uygulanması ile değiştirilebilir. Bu tip modülasyon MSPWM olarak bilinir ve şekil 2-16 'da gösterilmiştir. Temel bileşen burada artırılır ve harmonik karakteristikleri düzeltilmiştir. Bu teknik güç elemanlarının anahtarlama sayısını azaltır ve aynı zamanda anahtarlama kayıplarını da azaltır.



Harmonik çizelgesi Şekil 2-17 'de her yarı periyotta 5 darbe için gösterilmiştir. Darbelerin sayısı,  $q$ ,  $60^\circ$  'lik süre içinde normal olarak taşıyıcı oranı ile bağlantılı,

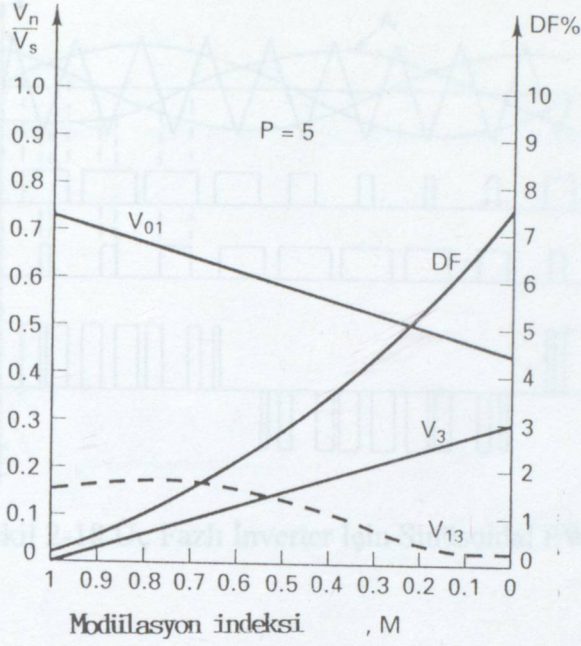


Şekil 2-16 Değiştirilmiş Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu

Özellikle üç fazlı inverterlerde şu ifade ile ilişkilidir;

$$\frac{f_c}{f_o} = 6q + 3 \quad (2-32)$$



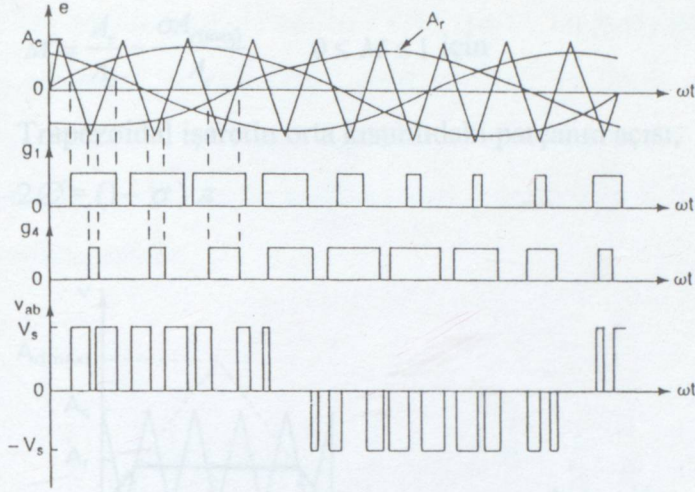


Şekil 2-17 Harmonik Çizelgesi

## 2-7. Üç Fazlı İnverterlerin Gerilim Kontrolü

Üç fazlı inverter üç tane tek fazlı inverter olarak gözönüne alınabilir ve her tek fazlı inverterin çıkışı  $120^\circ$  faz farklı olur. Bir önceki konularda incelenen gerilim kontrol teknikleri üç fazlı inverterlere uygulanabilir. Örnek olarak, şif nüsoidal PWM ile kapı sinyallerinin elde edilmesi Şekil 2-18 'de gösterilmiştir. Birbirinden  $120^\circ$  faz farklı üç sinüsoidal referans işaret vardır. Taşıyıcı dalga bir fazın referans sinyali ile o fazın kapı sinyallerini elde etmek için kullanılmıştır. Şekil 2-18 'de gösterilen çıkış gerilimi, aynı anda aynı koldaki iki anahtarlama elemanının iletimde olmaması şartı ile elde edilir.





Şekil 2-18 Üç Fazlı İnverter İçin Sinüsoidal PWM

## 2-8. Gelişmiş Modülasyon Teknikleri

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

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

### 2-8.1. Trapezoidal Modülasyon

Kapı sinyalleri üçgen dalga ile trapezoidal dalganın Şekil 2-19 'da gösterildiği gibi karşılaştırılması ile elde edilir. Trapezoidal işaret bir üçgen işaretten genliğinin  $\pm A_r$  'ye sınırlanması ile elde edilir. Burada  $A_r$  tepe değeri  $A_{r(max)}$  ile ilişkilidir. Şöyle ki,

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

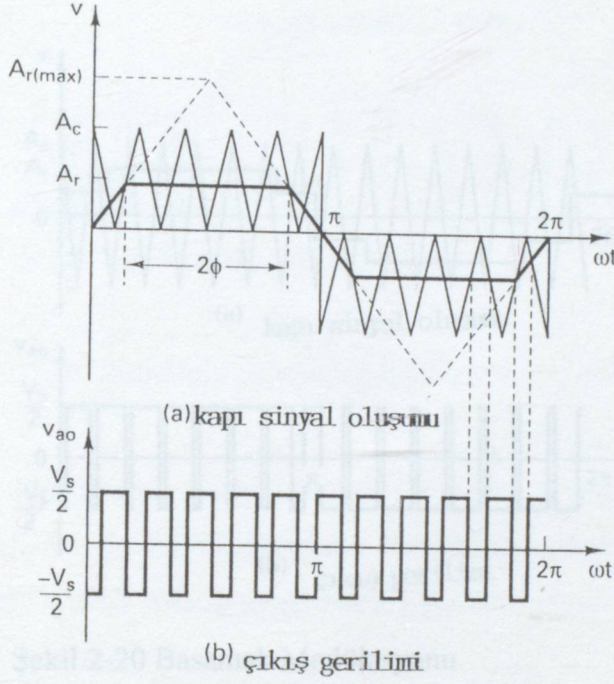
Burada  $\sigma$  üçgen faktörü olarak adlandırılır. Çünkü dalga şekli  $\sigma = 1$  olduğunda üçgen halini alır. Modülasyon indeksi  $M$ ,



$$M = \frac{A_r}{A_c} = \frac{\sigma A_{r(\max)}}{A_c} \quad 0 \leq M \leq 1 \text{ için} \quad (2-33)$$

Trapezoidal işaretin orta kısmındaki parçanın açısı,

$$2\phi = (1 - \sigma) \pi \quad (2-34)$$



Şekil 2-19 Trapezoidal Modülasyon

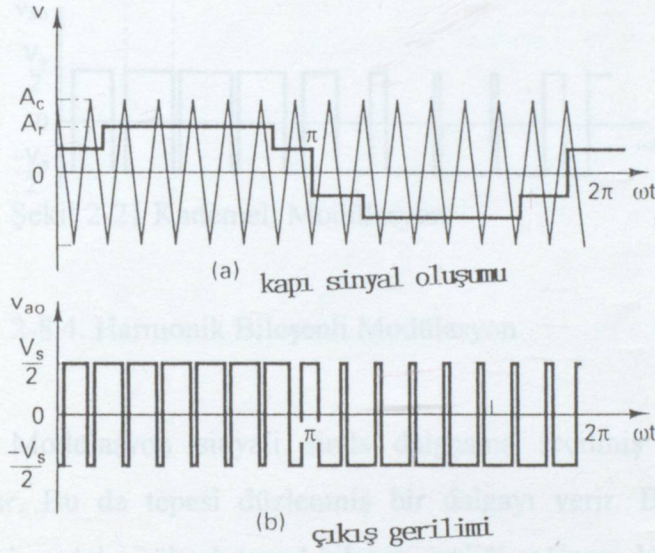
$A_{r(\max)}$  ve  $A_c$  'nin sabit değerleri için çıkış geriliminin değişimini sağlayan  $M$ , üçgen faktörü  $\sigma$  'nın değişimi ile ayarlanabilir. Bu tip modülasyon temel çıkış gerilimi maksimum değerini  $1,05 V_s$  'e kadar artırır, fakat çıkış geriliminde daha düşük mertebeden harmonikler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

### 2-8.2. Basamak Modülasyonu

Modülasyon sinyali Şekil 2-20 'de gösterildiği gibi basamak dalgaşeklindedir. Basamakların yükseklikleri özel harmonikleri elemine etmek için hesaplanır. Taşıyıcı oranı  $mf$  ve basamakların sayısı çıkış geriliminin arzu edilen niteliğini elde etmek için



seçilir. Bu en çok istifade edilen PWM 'dir ve bir periyotta 15 darbeden daha azı için tavsiye edilmez. Yüksek temel çıkış gerilimi ve düşük distorsiyon faktörü için, iki basamaklıda bir periyottaki optimum darbe sayısı 15, üç basamaklıda 21, dört basamaklıda 27 'dir. Bu tip kontrol temel değerin  $0.94 V_s$  'e ulaşması ile yüksek nitelikli çıkış gerilimi sağlar.

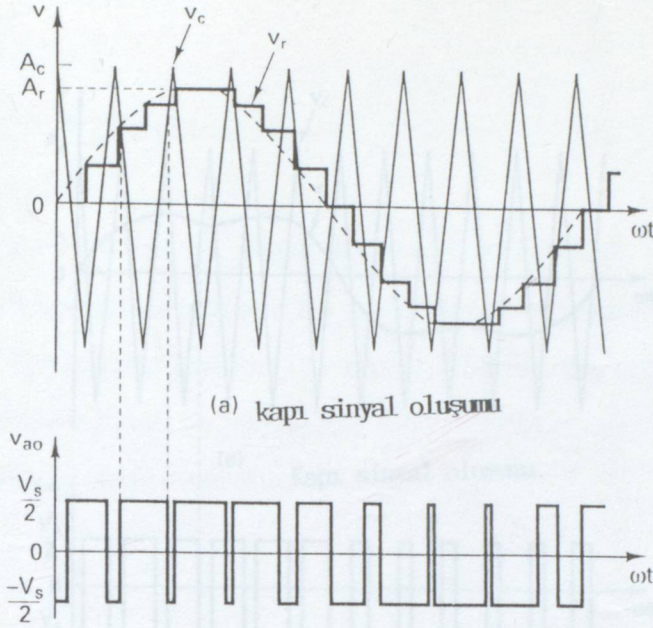


Şekil 2-20 Basamak Modülasyonu

### 2-8.3. Kademeli Modülasyon

Referans sinyal Şekil 2-21 'de gösterildiği gibi kademeli işarettir. Bu işaret bazı özel harmonikleri elemine etmek ve temel bileşenin büyüklüğünü kontrol etmek için, her aralığı bireysel olarak kontrol edilen  $20^\circ$  'lik aralıklara ayrılmıştır. Bu tip kontrol düşük distorsiyon verir. Fakat normal PWM kontrolüne göre daha yüksek temel bileşen genliği verir.





Şekil 2-21 Kademeli Modülasyon

#### 2-8.4. Harmonik Bileşenli Modülasyon

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

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

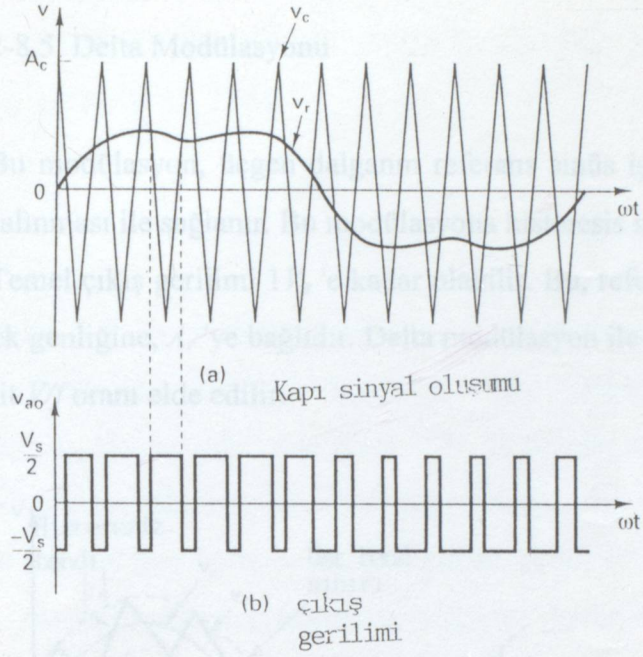
Modülasyon sinyalinin 3.ve 9. harmonik eklenmesi ile oluşumu Şekil 2-22 'de gösterilmiştir. Şuna dikkat edilmelidir ki,  $3n$ . harmonik eklenmesi çıkış geriliminin niteliğine etki etmeyecektir. Eğer 3. harmonik eklenirse,

$$V_r = 1,15 \sin \omega t + 0,19 \sin 3 \omega t$$

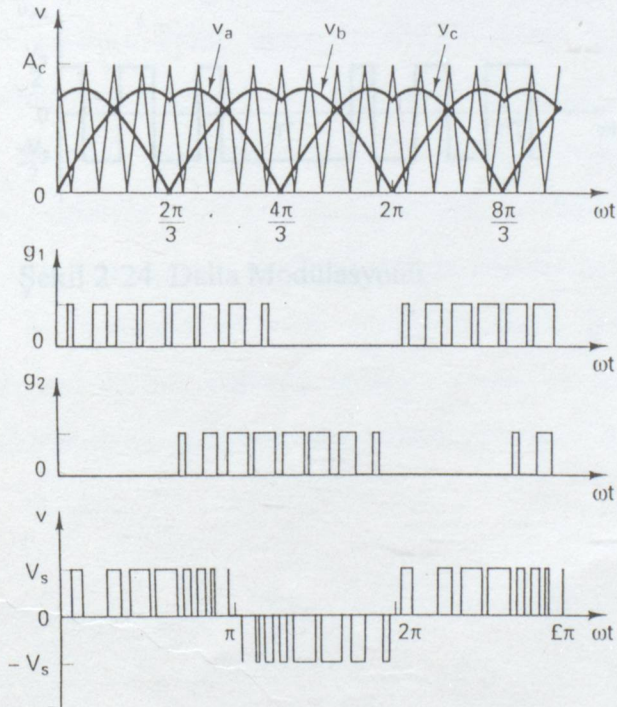
halini alır.

Modülasyon sinyali sinüs dalgasının  $2\pi/3$ 'lük segmentlerinden Şekil 2-23 'de gösterildiği gibi sağlanır. Bu sinüs işareti  $3n$ . harmoniklerin eklenmesi ile aynıdır. Faz-faz gerilimi sinüsoidal PWM gibidir ve temel bileşenin genliği normal sinüsoidal PWM 'den takriben %15 daha fazladır. Burada anahtarlama frekansı azalmıştır.





Şekil 2-22. Seçilmiş Harmonik Bileşenli Modülasyon



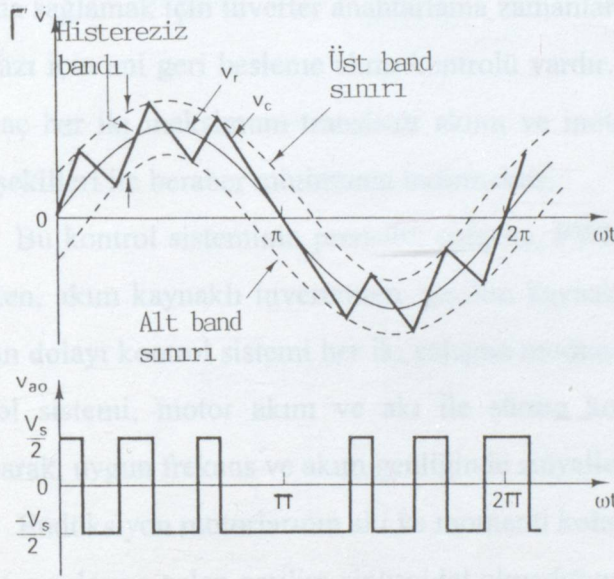
Şekil 2-23. Harmonik Bileşenli Modülasyon



### 2-8.5. Delta Modülasyonu

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

Temel çıkış gerilimi  $1V_s$  'e kadar olabilir. Bu, referans gerilimin  $f_r$  frekansına ve en yüksek genliğine,  $A_r$  'ye bağlıdır. Delta modülasyon ile AC motor kontrolünde gerekli olan sabit  $V/f$  oranı elde edilir.



Şekil 2-24. Delta Modülasyonu



### 3. TRANSİSTÖRLÜ BİR PWM İNVERTER İLE ENDÜKSİYON MOTOR SÜRME SİSTEMİ

#### 3-1. Giriş

Şekil 3-1 'de görüldüğü gibi sistem bir inverter, bir endüksiyon motoru ve elektronik kontrolden ibarettir. Elektronik kontrol gelişmiş PWM metodunu içerir. Bu metod uygun bir şekilde, minimum AC akımında mümkün maksimum momenti motorda sağlamak için inverter anahtarlama zamanlarını düzenler. Burada inverterin her çıkış fazı için ani geri besleme akım kontrolü vardır. Bu akım kontrollü PWM metodu ile amaç her iki maksimum transistör akımı ve motor kayıplarını, daha iyi sinüsoidal dalga şekilleri ile beraber minimuma indirmektir.

Bu kontrol sisteminin prensibi; çalışma, PWM modundan kare dalga çalışmaya geçerken, akım kaynaklı inverterden, gerilim kaynaklı inverter çalışmaya geçişi içerir. Bundan dolayı kontrol sistemi her iki çalışma modunda kullanılmasına uygun olmalıdır. Kontrol sistemi, motor akım ve akı ile sürme komutları geri besleme sinyallerini kullanarak, uygun frekans ve akım genliğinde sinyalleri sağlar.

Endüksiyon motorlarının akı ve momenti kolayca ölçülemez. Bu durum özellikle de motor uçlarına gelen gerilim sinüsoidal olmadığında geçerlidir. Kullanılan bu metod, motorun stator akımına ve hava aralığı akısına hassasiyeti içerir. Hava aralığı akısı motor uç geriliminden elde edilebilir, fakat çok düşük hızlı çalışmada stator direncindeki gerilim düşümü nedeni ile bazı hatalar olabilir. Veya akı, motor stator çevresine sarılı akıya duyarlı sargılarla direkt olarak ölçülebilir.







İnverterin DC giriş gerilimine paralel bağlanan DC filtre kapasite bataryası, DC giriş gerilimini süzer ve PWM anahtarlama esnasında inverterde oluşan yüksek frekanslı akımlar için düşük empedanslı yol sağlar. Herbir güç modülü, güç kaynakları ayrı ayrı olan kapı sürme devresi ile sürülür. Bastırma devresi, herbir güç modülüne, darlington güç transistörlerinin 50A bölgesinde güvenli olarak çalışması için paralel olarak bağlanır, (4).

### 3-2. Moment ve Akım Değişimleri

Kullanılan sürme sisteminde PWM metodu ile AC gerilim ve AC frekans kontrol edilir. Transistörler yüksek frekansta anahtarlanır. İstenen motor frekansı için anahtarlama periyodu değiştirilir.

Şekil 3-1 'de kullanılan sistemde motor akımı geri besleme ile referans işareti ile karşılaştırılır. Komparatörün bir histerezis vardır. Gerçek faz akımı ile referans değeri arasındaki sapmayı bu histerezis belirler. Bu metod, yük değişimlerine göre uygun anahtarlama sinyalleri sağlar, (5). İnverter anahtarlama kayıpları frekans ile orantılıdır ve kontrol edilmelidir. Akım değişim oranı ve bu nedenle de darbe frekansı, otomatik olarak, histerezizli komparatör, motor stator ve rotor kaçak reaktansı ve DC ara devre gerilimi yardımı ile şu eşitlikle kontrol edilir;

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{E_{dc} - E_m \sin wt}{L_{eq}} \quad (3-1)$$

Burada  $E_{dc}$ , DC ara devre gerilimi,

$L_{eq}$ ; motorun eşdeğer kaçak reaktansı,

$E_m \sin wt$ ; motor ters elektromotor kuvvetidir, (EMK).

Bu ifade, motor kaçak reaktansı frekansın bir fonksiyonu ve gerilim, DC ara devre gerilimi ve ters elektromotor kuvvetinin farkı olduğundan yaklaşık bir ifadedir.

Yüksek frekanslı inverter çıkış darbesinin etkisi ile motor AC akımında dalgalanmalar meydana gelir. Bu dalgalı akım motor kayıplarına ve transistör akım artışına neden olur. Bu kayıpları ve akımları bulmak için sinus-üçgen karşılaştırmalı gerilim kontrollü PWM kullanılmıştır. Motor parametreleri Tablo I 'de gösterilmiştir.



İhtiyaç duyulan maksimum yük 57,86 N.m.(Newton-metre) 'dir. Bu yükü, invertere maksimum hızda yükleyerek Tablo II 'deki çalışma şartları elde edilir. İnverter dizaynı Tablo II 'deki ortalama ve maksimum akımlara bağlıdır.

Tablo I

Motor Parametreleri

$$R_1 = 0,00298\Omega \rightarrow \text{stator}$$

$$L_1 = 12,69 \times 10^{-6} \text{ H.} \rightarrow \text{stator}$$

$$R_2 = 0,00145\Omega \rightarrow \text{rotor}$$

$$L_2 = 10,15 \times 10^{-6} \text{ H.} \rightarrow \text{rotor}$$

$$L_3 = 240 \times 10^{-6} \text{ H.}$$

$$F = 180 \text{ Hz.}$$

$$V = 45 \text{ volt(efektif/faz)}$$

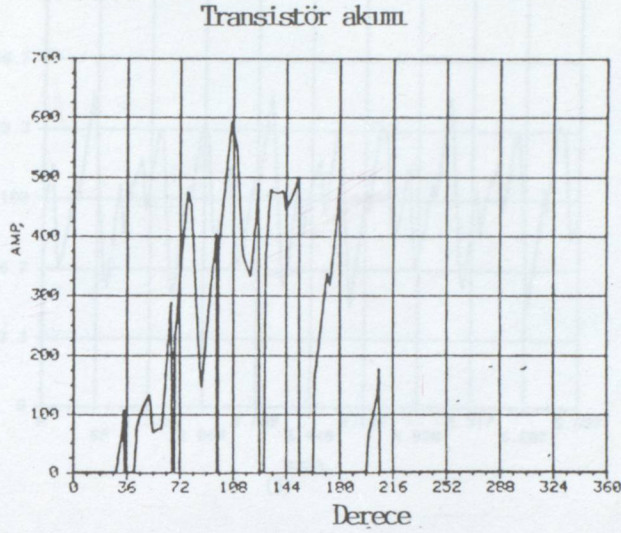
Tablo II

Maksimum Yük Çalışma Şartı (Sinüs-üçgen PWM, hesaplamada kullanılmıştır.)

DC Gerilim	108 volt
AC Gerilim	35,96 volt.(faz-nötr) efektif
AC Akım	312 amper (efektif)
AC Frekans	145 Hz.
Kayma	1,7 Hz.
Moment	57,86 Nm.
Hız	4299d/d
Maksimum Akım	593 amper
Ortalama Transi. Akımı	116 amper
Ortalama Diyot Akımı	30 amper
Ortalama DC Ara Devre Akımı	262 amper
Darbe Frekansı	1740 Hz/Faz



Şekil 3-3 Tablo II 'deki maksimum yük şartında hesaplanan transistör akımını gösterir.



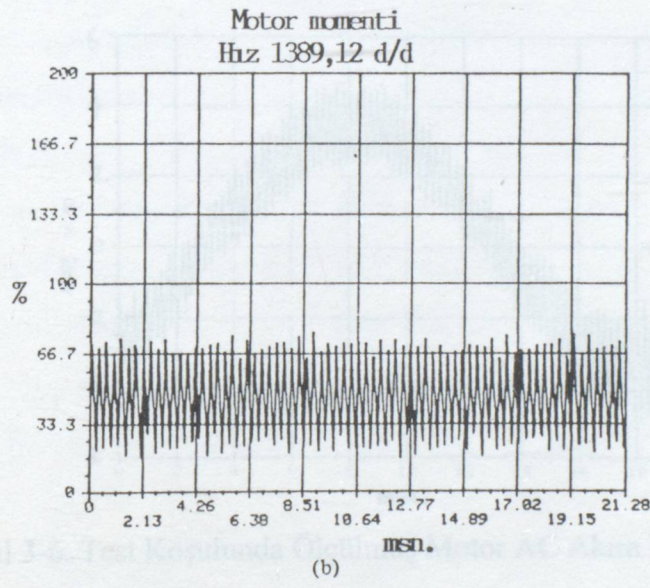
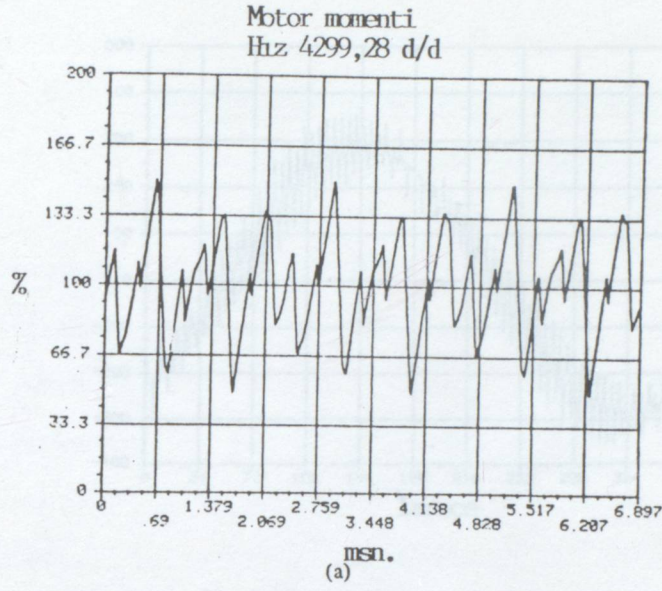
Şekil 3-3. Maksimum Yükte Hesaplanmış Transistör Akım Dalga Şekli

Transistör iletim aralığı  $180^\circ$  ile sınırlıdır. Aynı fazdaki diğer transistörler de ikinci yarı periyotta  $180^\circ$  ile sınırlıdır.

Şekil 3-4. iki durum için motor moment titreşimlerini gösterir. Şekil 3-4.a, Tablo II 'deki maksimum yükte motor moment değişimini gösterir. Sinüs-üçgen karşılaştırmalı PWM metodu için, Motor moment değişimleri göz önüne alınabilir titreşim etkisi gösterir. Bununla beraber daha düşük hızda, 47 Hz. 'de moment değişimleri Şekil 3-4.b 'de gösterildiği gibi daha uniform bir titreşim gösterir.

Şekil 3-5 'de 47 Hz. 'lik test şartında hesaplanmış motor akımı gösterir. Şekil 3-6 aynı çalışma şartında ölçülmüş gerçek motor akımını gösterir.



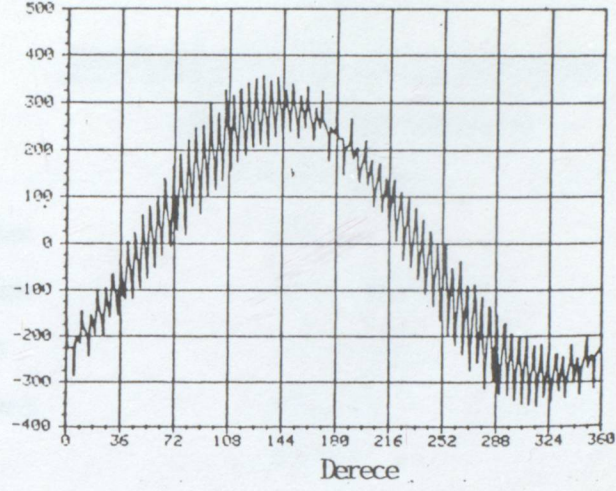


Şekil 3-4. Hesaplanan Motor Momenti

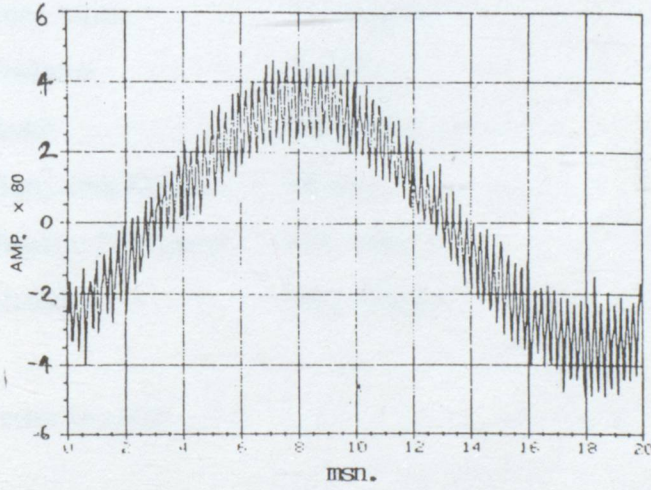
a) Maksimum Yük Şartı

b) Test Şartı





Şekil 3-5. Test Koşulunda Hesaplanmış Motor AC Akım Dalga Şekli



Şekil 3-6. Test Koşulunda Ölçülmüş Motor AC Akım Dalga Şekli

Test koşulunda ölçülmüş ve hesaplanmış değerlerin karşılaştırılması Tablo III 'de gösterilmiştir. Darbe frekansının dışında sonuçlarda yakın bir doğruluk vardır. Darbe frekansının farklı olmasının nedeni, akım kontrollü PWM çalışma performansını tahmin etmek için sinüs-üçgen gerilim PWM metodunun kullanılmasıdır.



Tablo III  
Test Koşullarında Ölçülmüş ve Hesaplanmış

	<u>Sonuçların Karşılaştırılması</u>	
	Hesaplanan	Ölçülen
DC Gerilim	108 volt	107,5 volt
AC Gerilim	12,31 volt(faz-nötr)	—
AC Akım	203 Amper	202 amper
AC Frekans	47,24 Hz.	47,24Hz
Kayma	0,7 Hz.	—
Moment	27,44Nm.	27,53 Nm.
Hız	1389 d/d	1438 d/d
Maksimum Akım	356 amper	366 amper
Darbe Frekansı	3,4kHz.	4,3 kHz.(ortalama)
Akım Bandı	150 amper	160 amper
Motor Harmonik Kaybı	68 watt	—
Motor Toplam $I^2R$ Kaybı	495 watt	—
PWM Metod	Sinüs-Üçgen	Akım Kontrolü

### 3-3. İnverter Dizaynı

#### 3-3.1. Kapı Sürme Dizaynı;

Darlington güç transistörleri,  $B_1$  ve  $B_2$  kapı uçları ile sürülür. Sürücü npn transistörün kapı ucu  $B_1$ , npn çıkış transistörünün kapı ucu  $B_2$  'dir.

Şekil 3-7 'de gösterilen güç modülü kapı sürme devresi, güç modülüne pozitif maksimum 4A 'lik kapı akımı ve negatif (ters) 5A 'lik akım sağlar. Bu, darlington transistörün kazancına, arzu edilen iletimden çıkma süresine, kapı sürme güç kaynağı gereklerine bağlıdır.  $B_1$  ve  $B_2$  arasındaki direnç ve diyot Şekil 3-7 'de gösterilmiştir. Her güç modülünde paralel dört darlington transistör vardır. Güç modülünde her darlington



transistör de  $B_1$  ile seri bağlı olan  $0,5\Omega$  'luk direnç, kapı akımının eşit olarak paylaşılmasını sağlar. Her  $B_2$  ile seri olarak bağlı olan, ters olarak kapı ikinin sürülmesini sağlayan kapama diyodu,  $B_2$  'yi darlington transistörlerde bir hata olması esnasında izole eder ve diğer transistörlerin önemli arızalara uğramasını önler. Her güç modülü kapı sürme devresi izole edilmiş ayrı kapı sürme güç kaynağına sahiptir.

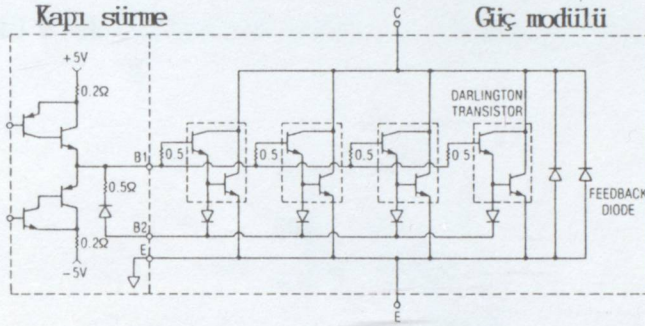
### 3-3.2. Bastırma Devresi

Darlington güç transistörlerinin bastırma devreleri Şekil 3-8 'de gösterildiği gibi iki devreden oluşturulur; güç modülü ile paralel bağlı direnç-kapasite devresi ve parasitik endüktansdır. Bu endüktans güç modeli ile seri bağlıdır. Bastırma devresi darlington transistörün iletimden çıkması esnasında, parasitik endüktans ise darlington transistörün iletme geçme esnasında etkilidir. İki bastırma devresi, dört darlington güç transistörünün paralel kombinasyonundan oluşan tek bir güç modülüne paralel bağlı olarak çalışır. Dört darlington transistör, bastırma devresi ile korunurken her birinin güvenli olarak çalışması için eşdeğer devreye dönüştürülmüştür. DC filtre kapasitesi, anahtarlama esnasında oluşan yüksek frekanslı akımlar için, güç kablosu ve bataryaya göre çok düşük olan empedans yolu sağlar.

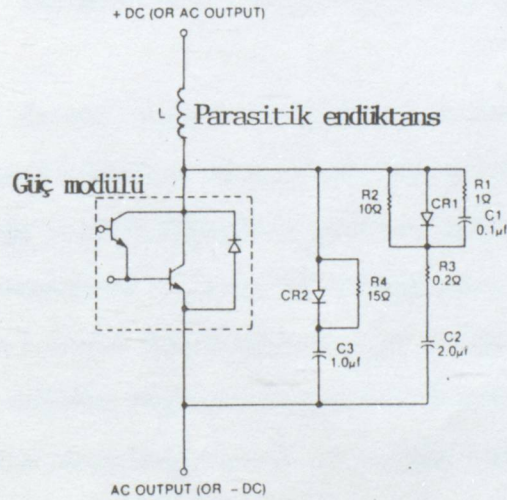
Küçük, takriben  $0,25 \mu\text{H}$ . 'lik parasitik endüktans her bir fazda, üst ve alt yarı faz modülleri arasında ve giriş kapasite bataryası ile yarı faz modülü arasında, güç modülü ile seri olarak bağlıdır. Bu endüktanslara, güç modülü transistör akımlarını, iletme girme esnasında, güvenli bir değere sınırlamak için ihtiyaç duyulur. Endüktif yük ile beraber, çoğu akımlar transistör üzerinden iletim esnasında akarlar. Bu akımlar; yük akımı, bastırma devresi kapasitesi deşarj akımı, ters geri besleme diyodunun akımıdır. Motor gibi bir endüktif yükle, transistörün iletme girmesi için anahtarlanması durumunda yük akımı aynı koldaki ters paralel bağlı diyottan anahtarlanan transistöre geçer . Endüktans, bu geçiş sırasında akım değişimini sınırlar. Son olarak, endüktans transistörün iletme geçme durumundaki kayıpları azaltır. Çünkü transistör akımı iletmeye başlar başlamaz, DC besleme gerilimi endüktanslar üzerinde görülür. Bu kayıp transistörden bastırma devresine taşınır, tamamen yok edilemez.



Bastırma devrelerine, transistörlerin iletimden çıkma esnasında zarar görmesini önlemek için güvenli çalışma bölgesi içinde kalmak gerekli olduğundan ihtiyaç duyulur. Güvenli çalışma bölgesi (SOA), maksimum izin verilebilir aynı andaki kollektör-emiter gerilimi ve kollektör akımı sınırları ile, Şekil 3-9 'da gösterilmiştir. Endüktif yük ile örneğin bir motorla üst koldaki bir transistörün iletimden çıkması durumunda yük akımı transistör den inverterin aynı fazındaki alt kolda ters paralel bağlı olan diyota geçer.



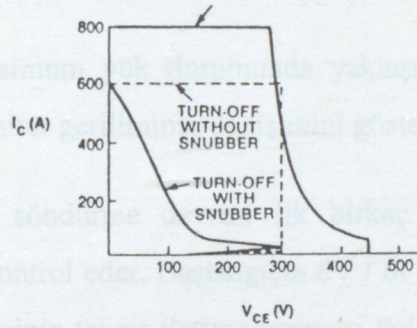
Şekil 3-7 Güç Modülü ve Kapı Sürme Devresi



Şekil 3-8 Darlington Güç Transistörü ve bastırma Devresi



Bastırma devresi olmazsa, transistör iletimden çıkarken, kollektör emiter gerilimi hala yük akımı akarken iletim durumundaki geriliminden DC besleme gerilimine yükselir. Daha sonra transistör akımı azalır ve diğer koldaki ters paralel diyot yük akımını iletmeye başlar. Bu akım ve gerilimin aynı andaki değerleri transistörün güvenli çalışma bölgesi (SOA) içinde olmalıdır, (Şekil 3-9). Maalesef, inverter fazındaki iki endüktans, transistör akımının kesilmesi esnasında transistör karşısında görülen DC besleme geriliminin üstünde aşırı gerilim oluşturur, ( $V_{pk} = 2L \cdot di / dt$ ). Bu aşırılık 140 V'luk DC besleme geriliminin üstünde en fazla 150 V olabilir. (Şekil 3-9)



Şekil 3-9. Darlington Güç Transistörünün İletimden Çıkması Durumunda Güvenli Çalışma Bölgesi (SOA) ve Anahtarlama Eğrisi

Bastırma devresi varken, transistör iletimden çıkarken ve kollektör-emiter gerilimi yükselmeye başlarken, kapasite şarj olmaya başlar. Bu şarj akımı transistörden alınmış bir akımdır ve ergeç kapasite DC besleme gerilimine doluncaya kadar bütün yük akımı bastırma devresinde olacaktır. Bu noktada aynı fazdaki diğer transistörlere ters paralel bağlı geri besleme diyodu iletime geçer. Akım, bastırma devresinin endüktansı ve kapasitesinin değerine bağlı olarak bastırma devresinden diyoda geçer. Kapasitenin seçimi aşırı gerilim oluşmasını sınırlar. Bu nedenle bastırma devresi, transistör akım ve gerilimin SOA bölgesi içinde olmasını sağlar. Bastırma devresi, aynı zamanda transistörün iletimden çıkması esnasında oluşan kayıpları da azaltır. Çünkü kollektör-

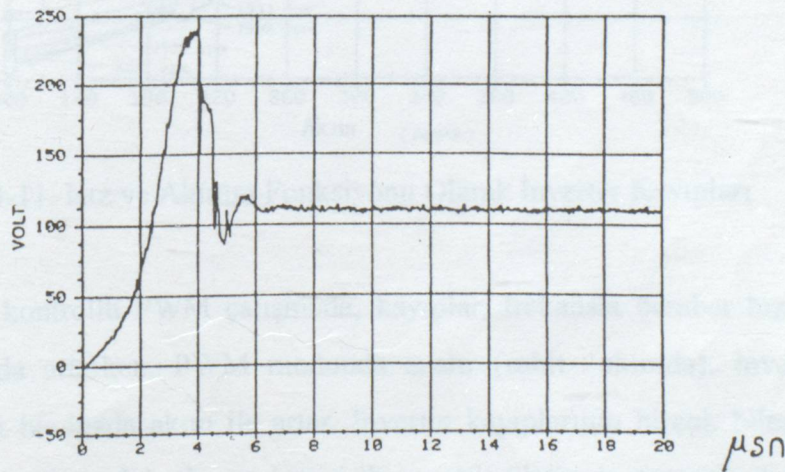


emiter gerilimi artarken, kollektör akımı sabit kalmaz ve azalır. Bu kayıp transistörden söndürme devresine aktarılır ve tamamen yok edilemez.

Bastırma devre lerinde bulunan parasitik endüktans, inverter güç devresinin ve bastırma devresinin dizaynında büyük öneme sahiptir. İki kademeli söndürme devresi Şekil 3-8 'de gösterildiği gibi kullanılmıştır. Birinci kademada C3 kapasitesi, ikinci kademedeki R3-C2 dirençli kapasite kullanılmıştır. İki kademe, CR<sub>1</sub> ve CR<sub>2</sub> diyotları ile kutuplanmıştır. Nedeni, transistör iletimde iken kapasiteler deşarj olduğunda seri bağlı R<sub>2</sub> ve R<sub>4</sub> büyük değerli dirençler, olabilecek maksimum akımları azaltır. İkinci kademe diyodu CR<sub>1</sub> ise R<sub>1</sub> ve C<sub>1</sub> ile paralel bağlanarak bastırma devresi oluşturmuştur.

Şekil 3-10 maksimum yük durumunda yaklaşık 600A 'lik bir akımda, güç modülünün kollektör-emiter geriliminin değişimini gösterir.

Birinci kademe söndürme devresi ilk birkaç mikrosaniye içinde transistör üzerine gelen gerilimi kontrol eder. Başlangıçta dV / dt 'nin kontrol edilmesi ile yüksek kazançlı güç transistörlerinin tekrar iletime geçmesi önlenir. İkinci kademe, daha sonra dV /dt ve maksimum gerilim kontrolünü sürdürmeye devam eder. 4µs 'de CR<sub>2</sub>, 5µs 'de CR<sub>1</sub> diyodu geçici durumdadır.



Şekil 3-10 Maksimum Yükte, İletimden Çıkma Durumunda Güç Modülü Kollektör-Emiter Gerilimi Değişimi

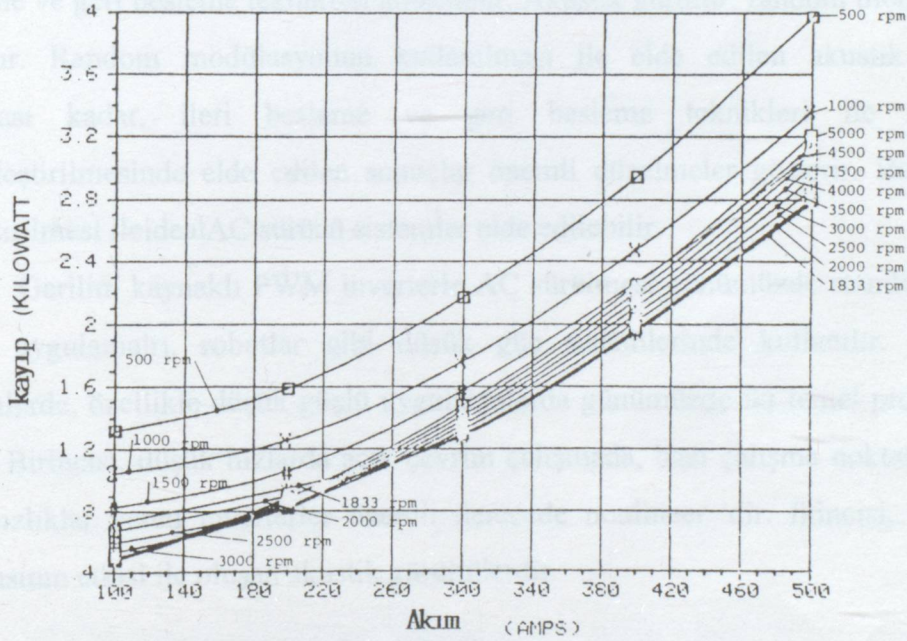


## 4. GERİLİM KAYNAKLI İNVERTERLERDE PWM SÜREÇLER İÇİN GELİŞMİŞ MODÜLASYON TEKNİKLERİ

### 3-4. İnverter Kayıpları

#### 4-1. Giriş

Hız ve akıma göre inverter kayıpları Şekil 3-11 'de gösterilmiştir. Akım ve hıza bağlı olarak, inverter PWM veya kare dalga modunda çalışıyor olabilir. Nominal hızın altında (1833 r /min., 180 Hz. ) inverter akım ne olursa olsun PWM modunda çalışır. Fakat inverter, hız artarsa kare dalga çalışmaya geçer. Düşük akımlarda inverter nispeten yüksek hızlara kadar PWM modunda çalışır, fakat yüksek akımlarda nominal hızda kare dalga çalışmaya geçer.



Şekil 3-11. Hız ve Akımın Fonksiyonu Olarak İnverter Kayıpları

Akım kontrollü PWM çalışmada; kayıplar, frekansla beraber hız arttıkça kare dalga modunda artarken, PWM modunda azalır (sabit akımda). İnverter kayıpları herhangi sabit bir hızda akım ile artar. İnverter kayıplarının birçok bileşenleri vardır; akımla orantılı (iletimde), akımın karesi ile orantılı (iletimde parazitik direnç), akım ve frekansla orantılı (anahtarlamada), akımın karesi ve frekans ile orantılı (bastırma devresinde).



## 4- GERİLİM KAYNAKLI İNVERTERLERDE PWM SÜRÜCÜLER İÇİN GELİŞMİŞ MODÜLASYON TEKNİKLERİ

### 4-1. Giriş

İnverterler, AC motorların bazı özel çalışma noktalarında kararsızlığa neden olan lineersizliklere sahiptir. Ayrıca anahtarlama frekansından dolayı akustik gürültüler oluşturur. Güç elemanlarında ölü zaman, DC besleme gerilimi dalgalanmaları ve anahtarlar üzerinde gerilim düşümü lineersizliklere neden olur. Bu lineersizlikler, ideal inverter elde etmek için gelişmiş modülasyon teknikleri ile kompanze edilir. Farklı ileri besleme ve geri besleme teknikleri amaçlanır. Akustik gürültü "random modülasyon" ile azaltılır. Random modülasyonun kullanılması ile elde edilen akustik gürültünün azalması kadar, ileri besleme ve geri besleme teknikleri ile inverterlerin lineerleştirilmesinde elde edilen sonuçlar önemli düzelmeler gösterir. Bu tekniklerin birleştirilmesi ile ideal AC sürücü sistemler elde edilebilir.

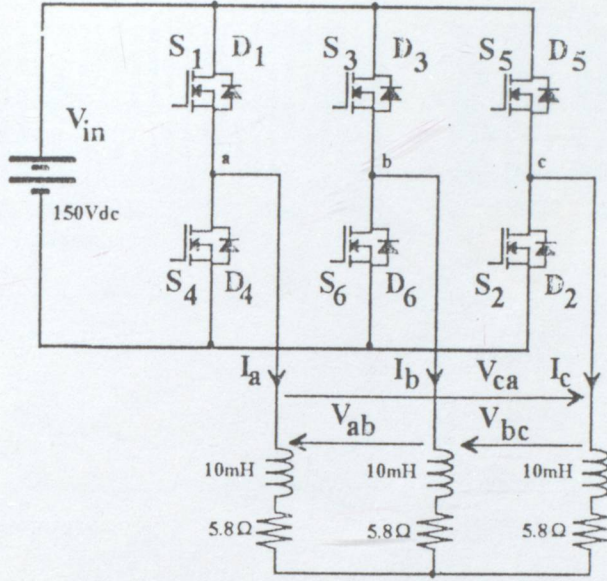
Gerilim kaynaklı PWM inverterle AC sürülmesi günümüzde standarttır. Bunlar servo uygulamaları, robotlar gibi düşük güç sistemlerinde kullanılır. Bunun gibi sistemlerde, özellikle düşük güçlü uygulamalarda günümüzde iki temel problem ortaya çıkar. Birincisi, düşük hızlarda açık çevrim çalışmada, bazı çalışma noktalarında ciddi kararsızlıklar veren inverterler önemli derecede nonlinear 'dir. İkincisi, anahtarlama frekansının etkisi ile oluşan akustik gürültülerdir.

### 4-2 Random PWM Modülasyonu

Bu PWM modülasyonunda sinüsoidal işaret, rastgele değişen işaret ile karşılaştırılır. Bu modülasyonun en önemli avantajı, çıkış dalga şekilleri spektrumunun baskın harmonikler olmaksızın bütün bölgeye dağıtılmış olmasıdır. Bu durum akustik gürültüde azalma ve motordaki moment titreşimlerinin azaltılmasını sağlar. Ancak, yüksek anahtarlama kayıpları, endüstriyel uygulamalarda daha az çekici kılar (1).



Burada amacımız, üç fazlı inverterlerde optimum Random PWM metodudur. (Şekil 4-1) PWM 'de spektrum, biri baskın olmaksızın bütün frekans bileşenleri dağılmış harmonikler içerir.



Şekil 4-1. Üç Fazlı Gerilim Kaynaklı İverter Devresi

Burada her anahtar  $120^\circ$  iletimdedir. Aynı anda sadece iki güç anahtarı iletimdedir. Bu nedenle ortalama anahtarlama frekansı önemli ölçüde azalmıştır. Bu ortalama anahtarlama frekansının azalması ve modülatör kazancı %15 artması, random SPWM tekniğine göre, daha uygun anahtarlama yönteminin amaçlanması nedenini doğurmuştur.

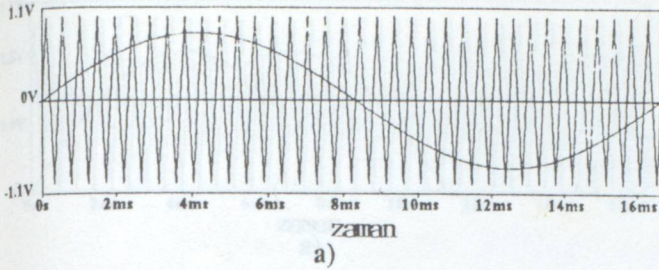
SPWM tekniği, geleneksel olarak, üçgen-sinüs işaretinin karşılaştırılması ile, gerilim kaynaklı inverterin çıkışından üç fazlı sinüsoidal çıkış işaretleri almak için uygulanır, (Şekil 4-2.a.). Üçgen işaretin yerine rastgele değişimlerle oluşmuş taşıyıcı sinyal kullanılabilir. Random generatör  $f_p$  frekanslıdır ve yüksek frekanslı gürültü elde etmek için kullanılır. Bu gürültü işareti karşılaştırılır, (Şekil 4-3.a.), Şekil 4-3.b, inverter kollarından birinin faz-nötr anahtarlama dalga şeklini gösterir.

Şekil 4-3.c. faz-nötr anahtarlama dalga şekli spektrumunu gösterir. Şekil 4-3.d. 'de faz-faz dalga şekli, Şekil 4-3.e. 'de frekans spektrumu gösterilmiştir. Şekil 4-2 ve 4-3 'de bu PWM teknikleri arasındaki temel fark görülmektedir. SPWM 'de spektrum,  $f_c$ ,

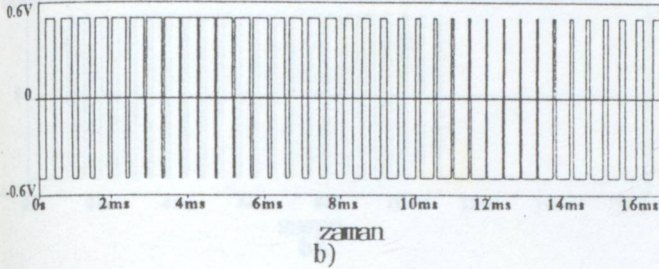


taşıyıcı frekans etrafında merkezlenen yüksek frekanslı harmonikler içerir. Random sinüsoidal PWM 'de spektrum, biri baskın olmaksızın bütün frekans bölgesine dağılmış harmonikler içerir.

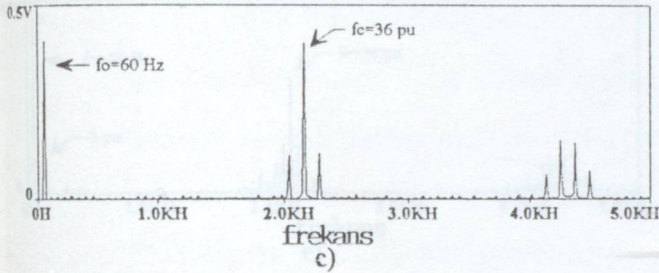




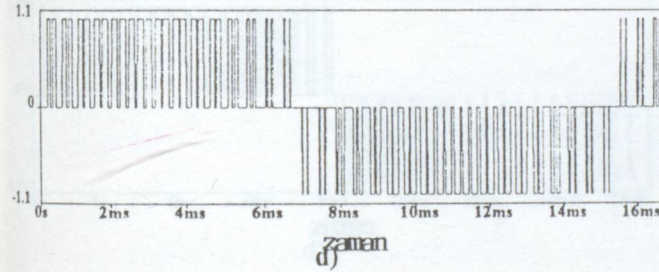
a)



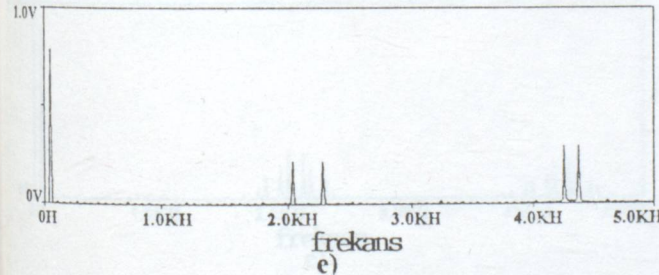
b)



c)



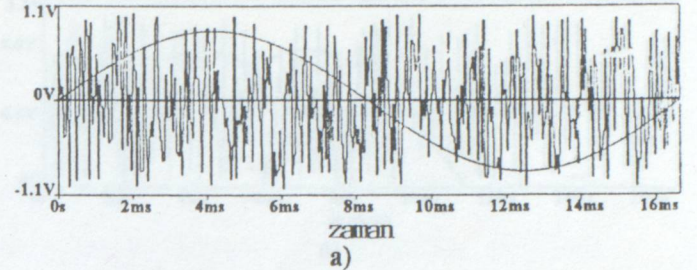
d)



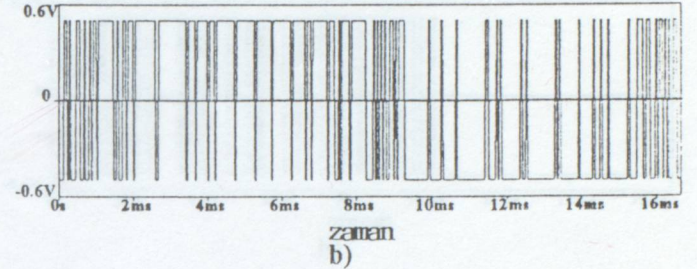
e)

Şekil4-2.Sinüsoidal PWM(SPWM)

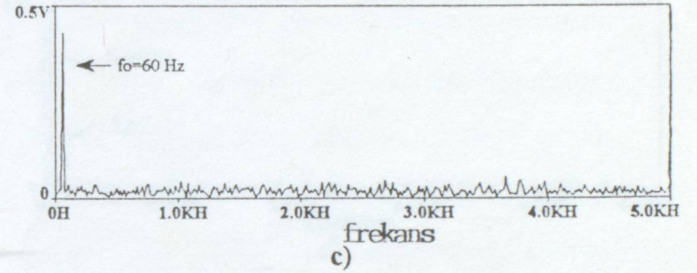
- a) Referans ve taşıyıcı işaret  
( $M=0,8$ )
- b)Faz-nötr anahtarlama örneği
- c) Faz-nötr anahtarlama örneği  
spektrumu
- d) Faz-faz çıkış dalga şekli
- e) Faz-faz çıkış dalga şekli  
spektrumu



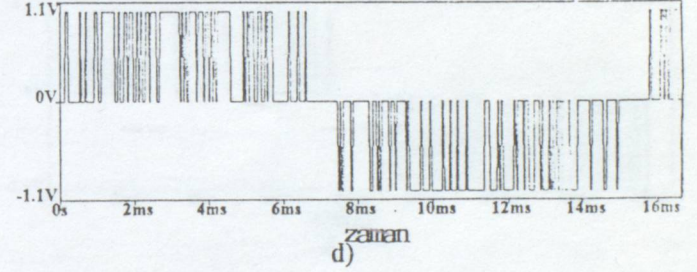
a)



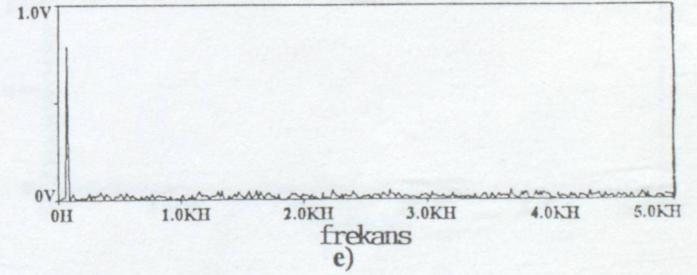
b)



c)



d)

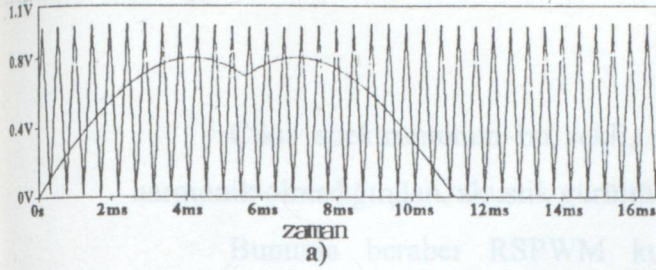


e)

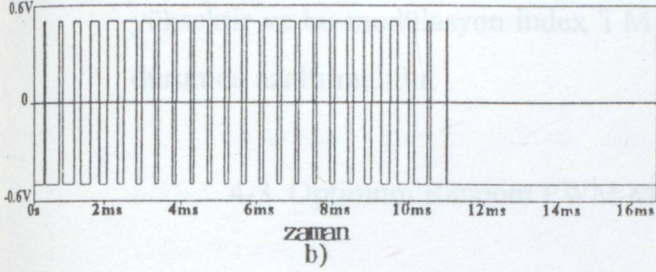
Şekil 4-3.Random Sinüsoidal PWM (RSPWM)

- a) Referans ve taşıyıcı işaret  
( $M=0,8$ )
- b)Faz-nötr anahtarlama örneği
- c) Faz-nötr anahtarlama örneği  
spektrumu
- d) Faz-faz çıkış dalga şekli
- e) Faz-faz çıkış dalga şekli  
spektrumu

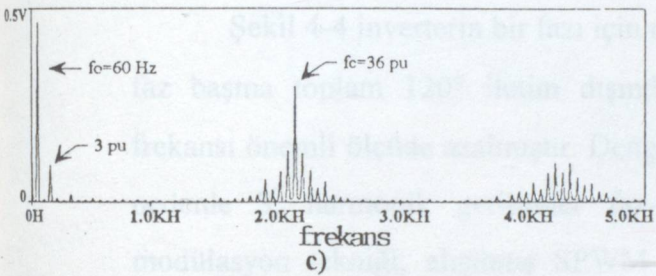




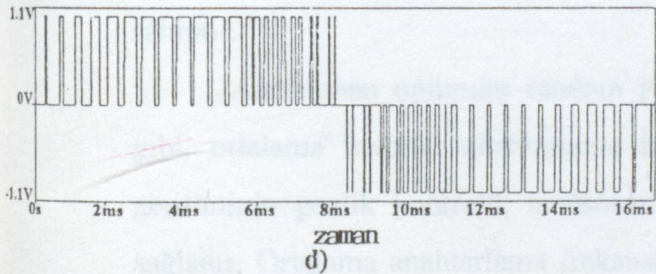
a)



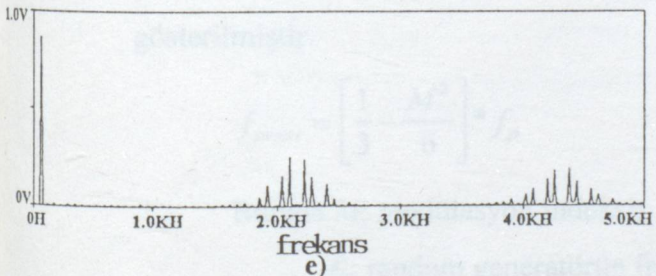
b)



c)



d)



e)

Şekil 4-4 Üç Katlı Harmonik Bileşenli PWM (DBPWM)

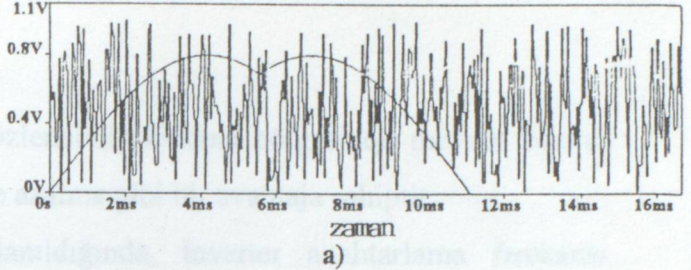
a) Referans ve taşıyıcı işaret (M=0,8)

b) Faz-nötr anahtarlama örneği

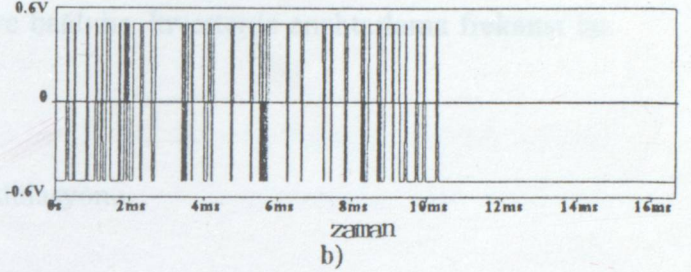
c) Faz-nötr anahtarlama örneği spektrumu

d) Faz-faz çıkış dalga şekli

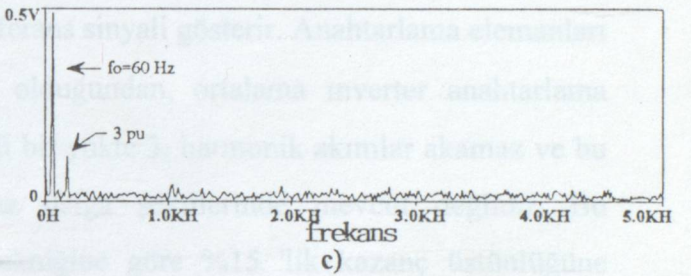
e) Faz-faz çıkış dalga şekli spektrumu



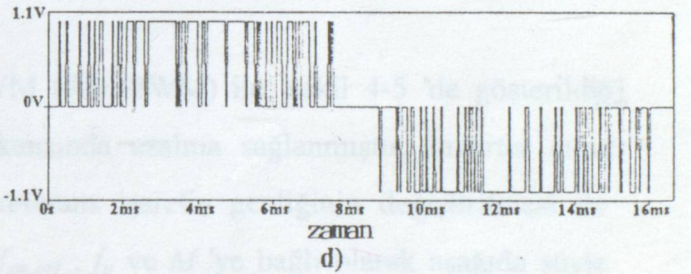
a)



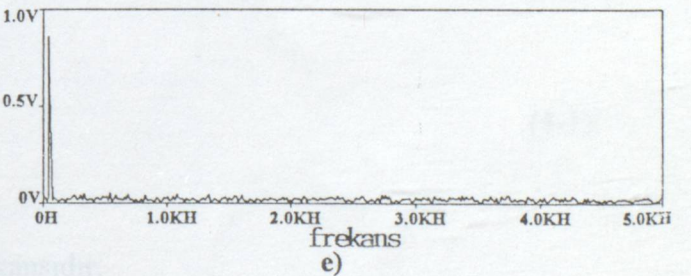
b)



c)



d)



e)

Şekil 4-5. Random DBPWM

a) Referans ve taşıyıcı işaret (M=0,8)

b) Faz-nötr anahtarlama örneği

c) Faz-nötr anahtarlama örneği spektrumu

d) Faz-faz çıkış dalga şekli

e) Faz-faz çıkış dalga şekli spektrumu



Çıkış spektrumunun bu şekli, gözlenebilir frekans bölgesinde mevcut baskın harmonik olmadığından, akustik gürültüde azalma gibi bir avantaja sahiptir.

Bununla beraber RSPWM kullanıldığında, inverter anahtarlama frekansı yüksektir ve bu modülasyon index 'i M 'ye bağlıdır. İnverterde anahtarlama frekansı bu durumda azaltılmalıdır.

#### 4-3. Optimum Random PWM Modülasyonu

Şekil 4-4 inverterin bir fazı için referans sinyali gösterir. Anahtarlama elemanları faz başına toplam  $120^\circ$  iletim dışında olduğundan, ortalama inverter anahtarlama frekansı önemli ölçüde azalmıştır. Dengeli bir yükte 3. harmonik akımlar akamaz ve bu nedenle 3. harmonik gerilimler faz-faz dalga şekillerinde mevcut değildir. Bu modülasyon tekniği, alışılmış SPWM tekniğine göre %15 'lik kazanç üstünlüğüne sahiptir.

Amaçlanan optimum random PWM (RDBPWM) ile, şekil 4-5 'de gösterildiği gibi, ortalama inverter anahtarlama frekansında azalma sağlanmıştır. İnverter çıkış geriliminin genlik kontrolü, sinüsoidal referans işaretin genliğinin değiştirilmesi ile sağlanır. Ortalama anahtarlama frekansı  $f_{sw,ort}$ ,  $f_p$  ve  $M$  'ye bağlı olarak aşağıda şöyle gösterilmiştir.

$$f_{sw,ort} = \left[ \frac{1}{3} - \frac{M^2}{6} \right] * f_p \quad (4-1)$$

Burada  $M$ ; modülasyon indeksi,

$f_p$ ; random generatörün frekansıdır.

##### 4-3.1. Simülasyon Sonuçları

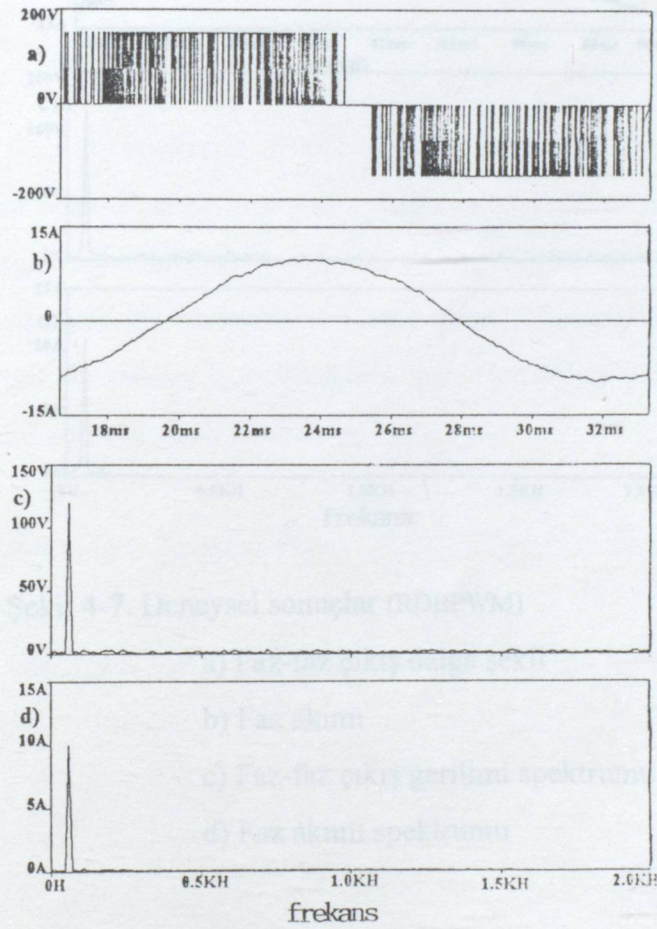
Bu bölüm , amaçlanan random PWM tekniğinin fizibilitesini göstermek için bazı sonuçlar göstermektedir. Random generatörün frekansı 60 kHz. 'e kadar seçilbilir. Ortalama anahtarlama frekansı bu durumda 10 kHz. 'den 20 kHz. 'e değişebilir. Şekil 4-



6.a. 'da ve 4-6.c. 'de faz-faz dalga şekili ve spektrumu, Şekil 4-6.b. 'de faz akımı değişimi gösterilmiştir. Faz akımı spektrumu Şekil 4-6.d. 'de gösterildiği gibidir.

#### 4-3.2. Deneysel Sonuçlar

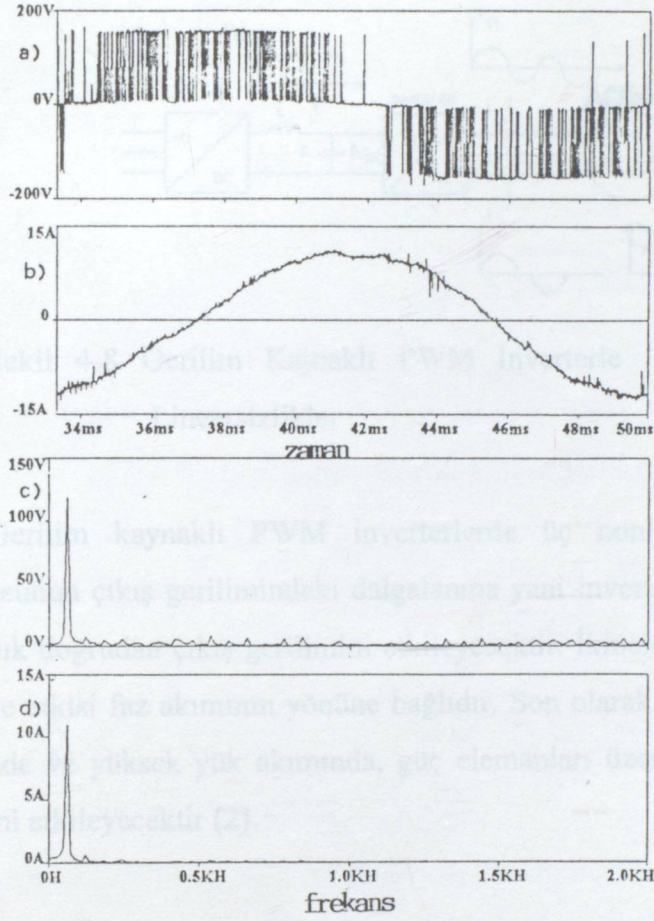
Sonuçları geçerli kılmak için 2-kVA 'lık inverter modeli PWM tekniği kullanılarak yapılmıştır. Deneysel sonuçlar Şekil 4-7 'de gösterildiği gibi Şekil 4-6 'dakilere yakındır.



Şekil 4-6. Simülasyon Sonuçları (RDPWM).

- Faz-faz çıkış dalga şekli
- Faz akımı
- Faz-faz çıkış gerilimi spektrumu
- faz akımı spektrumu





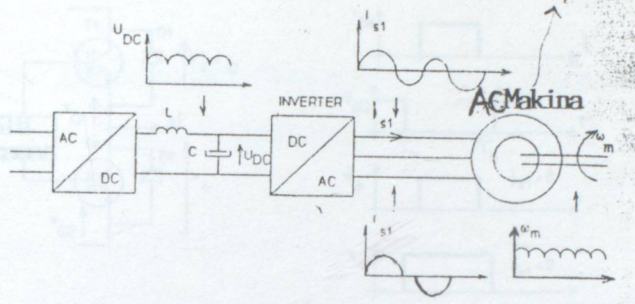
Şekil 4-7. Deneysel sonuçlar (RDBPWM)

- a) Faz-faz çıkış dalga şekli
- b) Faz akımı
- c) Faz-faz çıkış gerilimi spektrumu
- d) Faz akımı spektrumu

#### 4-4. Gerilim Kaynaklı PWM İnverterlerde Lineersizlikler

Açık çevrim kontrollü, gerilim beslemeli PWM inverterle kontrol edilen AC makinalar, kararsızlık problemlerine sahiptir. Bu problemler Şekil 4-8. 'de gösterilmiştir.





Şekil 4-8 Gerilim Kaynaklı PWM İnverterle Sürülen AC Makinalarda

#### a) Lineersizlikler

b)  $i_{s1} > 0$ ,  $i_{s1} < 0$  durumlarında çıkış gerilimi

Gerilim kaynaklı PWM inverterlerde üç nonlineerlik vardır. İlk olarak, doğrultucunun çıkış gerilimindeki dalgalanma yani inverter DC besleme gerilimindeki kararsızlık doğrudan çıkış gerilimini etkileyecektir. İkincisi, ölü zaman çıkış gerilimini etkiler ve etkisi faz akımının yönüne bağlıdır. Son olarak, özellikle düşük modülasyon indeksinde ve yüksek yük akımında, güç elemanları üzerindeki gerilim düşümü çıkış gerilimini etkileyecektir (2).

Güç elemanları gerilim düşümü faz akımı yönüne bağlıdır. Şekil 4-10

gerilim düşümü üzerindeki etkisini göstermektedir.

#### 4-4.1. Ölü Zaman

Ölü zamandan dolayı gerilim kaynaklı PWM inverterde oluşan lineersizlik Şekil 4-9 'da gösterilmiştir.

Şekil 4-10: Gerilim Beslemeli PWM İnverterde, Güç Elemanları Üzerindeki

Gerilim Düşümünün Faz Akımına Göre Asimetrik Çıkış Gerilimi

$i_{s1} > 0$   $i_{s1} < 0$

Gerilim düşümü, faz akımı pozitif olduğunda çıkış gerilimini azaltırken, negatif

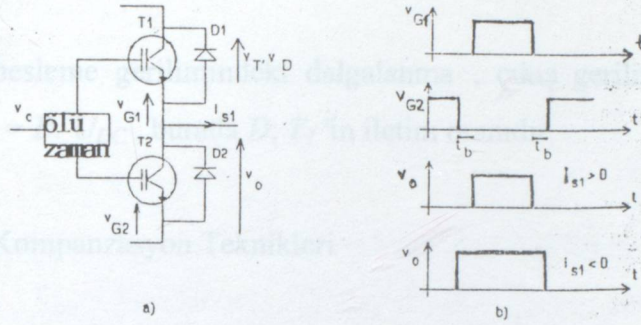
olduğunda artırır. (Şekil 4-10)



## 4-4.3. DC Besleme Gerilimi

DC besleme gerilimi  $V_c$  faz akımının yönüne bağlı olarak değişimlere neden olacaktır.  $V_c$  faz akımının yönüne bağlı olarak değişimlere neden olacaktır.

## 4-5. Kompansasyon Teknikleri

Şekil 4-9. Ölü Zaman, Çıkış Gerilimi  $V_o$  Üzerindeki Etkileri

a) Köprü inverterin bir fazının devre şekli

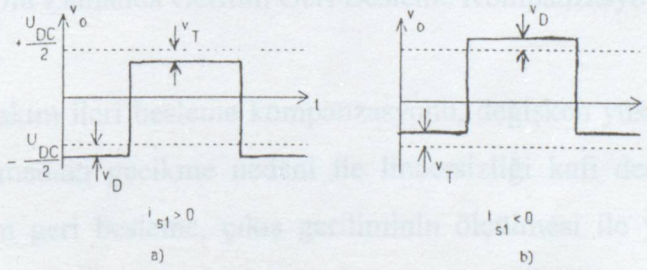
b)  $i_{s1} > 0$ ,  $i_{s1} < 0$  durumlarında çıkış gerilimi

Şekil 4-9, faz akımının yönüne bağlı olarak ölü zamanın etkisini gösterir.  $i_{s1}$  pozitif olduğunda çıkış gerilimi  $V_o$  azalır,  $i_{s1}$  negatif olduğunda çıkış gerilimi artar.

$V_s$  = Yeni referans gerilimi,

## 4-4.2. Gerilim Düşümü

Güç elemanı gerilim düşümü faz akımının yönüne bağlıdır. Şekil 4-10 gerilim düşümünün çıkış gerilimi üzerindeki etkisini göstermektedir.



Şekil 4-10. Gerilim Beslemeli PWM İnverterde, Güç Elemanları Üzerindeki Gerilim Düşümü Nedeni İle Asimetrik Çıkış Gerilimi

a)  $i_{s1} > 0$  b)  $i_{s1} < 0$ 

Gerilim düşümü, faz akımı pozitif olduğunda çıkış gerilimini azaltırken, negatif olduğunda artırır, (Şekil 4-10).



#### 4-4.3. DC Besleme Gerilimi

DC besleme gerilimindeki dalgalanma , çıkış geriliminde değişimlere neden olacaktır.  $V_o = D \cdot U_{DC}$  , burada  $D$ ;  $T_l$  'in iletim oranıdır.

#### 4-5. Kompanzasyon Teknikleri

##### 4-5.1. Ölü Zamanda Akım Kompanzasyonu

Ölü zaman  $t_b$  'nin çıkış gerilimi  $V_o$  üzerindeki etkisini azaltmak için, kompanzasyon şu şekilde sağlanır.

$$U_S^* = \hat{U}_s + \text{sign}(i_s) \cdot t_b \cdot f_{sw} \cdot U_{DC} \quad (4-2)$$

Burada,  $U_{DC}$  = DC besleme gerilimi,

$U_S^*$  = Yeni referans gerilimi,

$t_b$  = ölü zaman

$i_s$  = Faz akımıdır.

(2) eşitliği  $i_{s1}$  yönünün tayini için akım ölçümlerini gerekli kılar.

##### 4-5.2. Ölü Zamanda Gerilim Geri Besleme Kompanzasyonu

Bazen akım ileri besleme kompanzasyonu, değişken yük akımı ile ortaya çıkan açma ve kapamadaki gecikme nedeni ile lineersizliği kafi derecede iyileştirmez Bu nedenle gerilim geri besleme, çıkış geriliminin ölçülmesi ile yapılır. Kompanzasyon ifadesi şöyledir.

$$V_{S,l}^* = (V_{S,0}^* - V_{S,m}) + \hat{U}_s \quad (4-3)$$

Burada  $V_{S,0}^*$  = eski referans gerilim,

$V_{S,m}$  = Bir fazın ölçülen gerilimi,

$V_{S,l}^*$  = Yeni referans gerilimidir.



#### 4-5.3. Gerilim Düşümü Kompanzasyonu

Güç elemanları ve diyotlar üzerindeki gerilim düşümü şu şekilde ifade edilebilir;

$$V_T = R_T \cdot i_s + V_{T,0} \quad (4-4)$$

$$V_D = R_D \cdot i_s + V_{D,0} \quad (4-5)$$

Burada;  $R_x$  = Transistörde (T) veya diyotta (D) dinamik direnç,

$V_{x,0}$  = Transistörde (T) veya diyotta (D) sıfır akımda gerilim düşümü,

$V_x$  = Transistörde (T) veya diyotta (D) gerilim düşümüdür.

Lineersizlikler şu şekilde kompanze edilebilir.

$$U_s^* = \hat{U}_s - V_T - (V_D - V_T) \cdot D \quad i_s < 0 \text{ için} \quad (4-6)$$

$$U_s^* = \hat{U}_s + V_D + (V_T - V_D) \cdot D \quad i_s > 0 \text{ için} \quad (4-7)$$

Burada  $D$ ;  $T_1$  'in çalışma periyodu oranıdır.

#### 4-5.4. DC Besleme Gerilimi Kompanzasyonu

DC besleme gerilimi titreşimleri, DC besleme geriliminin ölçülmesi ile kompanze edilebilir. İleri besleme kompanzasyonu algoritması şöyle yazılabilir.

$$U_s^* = \hat{U}_s \cdot \frac{U_{DC,ref}}{U_{DC}} \quad (4-8)$$

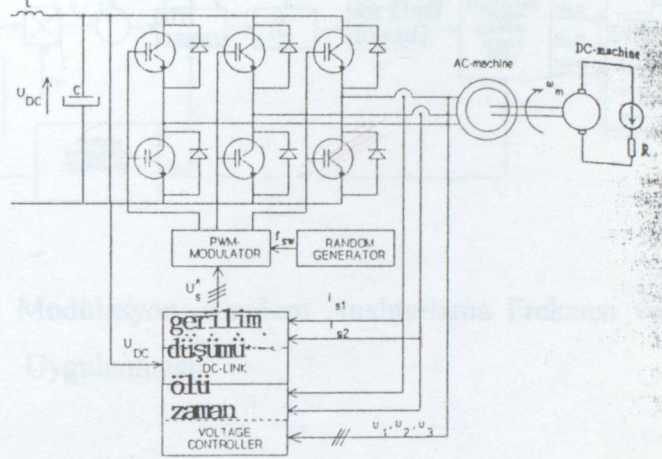
Burada  $U_{DC,ref}$  = DC besleme geriliminin referans gerilimi,

$U_{DC}$  = Ölçülen DC besleme gerilimidir.



## 4-6 Test Sistemi

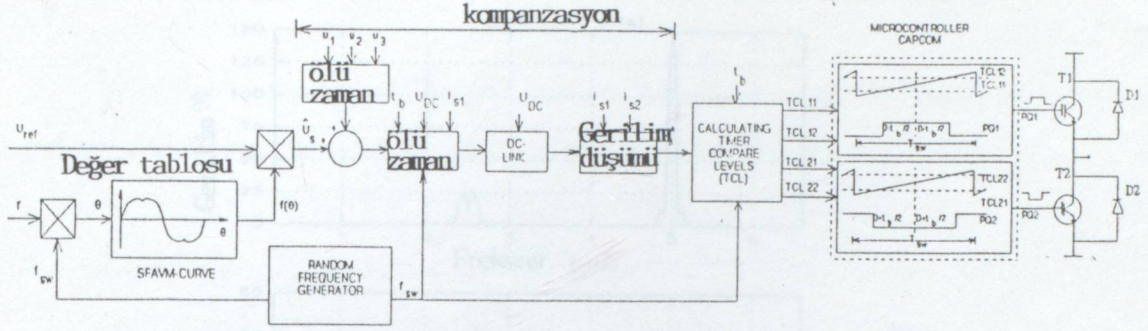
AC sürücü sisteminde yapılan bütün kompanzasyon teknikleri Şekil 4-11 'de gösterilmiştir.



Şekil 4-11 İnverterde Lineersizliklerin Düzeltilmesi İçin Kompanzasyon Teknikleri ve AC Makinadaki Gürültünün Azaltılması

Kompanzasyon teknikleri ve random generatör 16-bitlik bir mikroişlemcide uygulanır(2). İnverter tek fazlı bir girişe sahiptir ve çıkışı 3x 0-250V, 8A ve 0-100 Hz.'dir . Akımlar hall elemanları ile ölçülür. AC makina dört kutuplu, 1,5 kw. 'lik ayrıca nominal momenti 5Nm. ve nominal hızı 2860 d/d 'dır. DC makina yük olarak kullanılmıştır. Burada encoder hız ölçümünü sağlar. Akım generatörü DC makinadaki momenti kontrol eder. Kompanzasyonun, random generasyonun ve modülasyonun uygulanması Şekil 4-12 'de gösterilmiştir. Burada mikroişlemci (SAB 80C166) içinde özel ünite güç transistörlere PWM sinyalleri sağlar.





Şekil 4-12 Modülasyon, Random Anahtarlama Frekansı ve Kompanzasyonun Uygulanması

#### 4-7. Test Sonuçları

##### 4-7.1. Akustik Ölçüm

Aşağıdaki şekilde (4-13.), sabit anahtarlama frekansı ve random anahtarlama frekansı ile gerilim ve akustik spektrumlar gösterilmiştir.

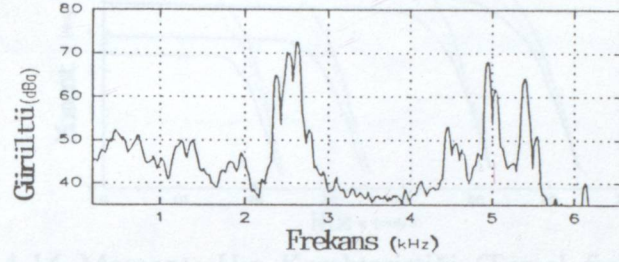
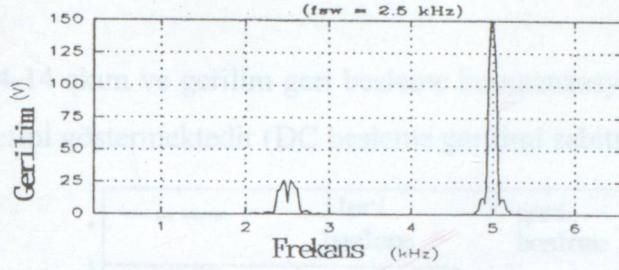
Şekil 4-13 Yüksek Kompanzasyon çarpanıyla 25 Hz Toprak Freqanslı Faz-Faz Gerilim ve Akustik Ölçümü İçin Spektrum Ölçümü

a) Sabit frekans  $f_{sw} = 2.5 \text{ kHz}$

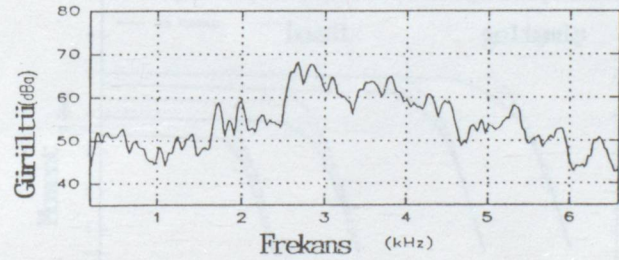
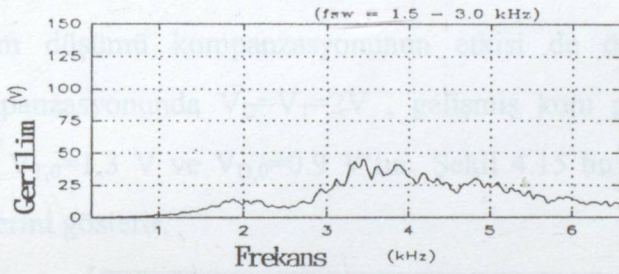
b) Random frekans çarpanıyla  $f_{sw} = 25 \text{ kHz}$ ,  $f_{max} = 1.5 \text{ kHz}$

Şekil 4-13'te görüldüğü gibi, sabit anahtarlama frekansı ile çalıştırıldığında, akustik spektrumda belirgin bir şekilde 25 kHz'lik bir piksel gözlemlenmektedir. Random anahtarlama frekansı ile çalıştırıldığında ise, akustik spektrumda belirgin bir şekilde 25 kHz'lik bir piksel gözlemlenmemektedir.





(a)



(b)

Şekil 4-13. Hiçbir Kompansasyon Olmaksızın 25 Hz. Temel Frekansta Faz-Faz

Gerilim ve Akustik Gürültü Spektrumu Ölçümü

a) Sabit frekans  $f_{sw} = 2,5 \text{ kHz}$ .

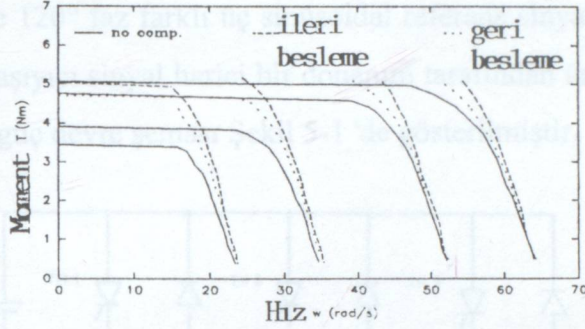
b) Random frekans çalışmada  $f_{max} = 3 \text{ kHz}$ ,  $f_{min} = 1,5 \text{ kHz}$ .

Bu şekilde random anahtarlama çalışmanın, akustik gürültüyü azalttığını, gerilim spektrumunun dağıldığını görüyoruz.



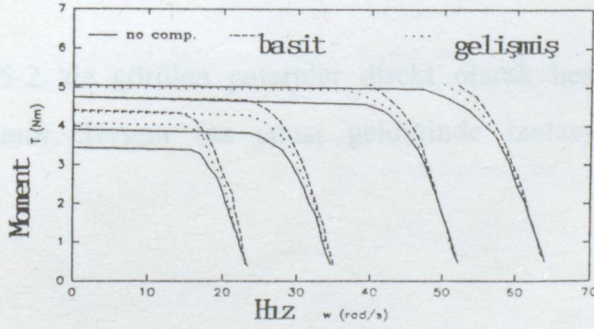
## 4-7.2. Moment Hız Karakteristiği

Şekil 4-14 akım ve gerilim geri besleme kompanzasyonu ile oluşan moment-hız karakteristiklerini göstermektedir (DC besleme gerilimi sabittir).



Şekil 4-14. Moment -Hız Karakteristiği (Temel frekanslar 3Hz., 5Hz., 8Hz., 10Hz.)

Gerilim düşümü kompanzasyonunun etkisi de ölçülmüştür. Basit gerilim düşümü kompanzasyonunda  $V_D=V_T=2V$ , gelişmiş kompanzasyonda  $R_T=80\text{ m}\Omega$ ,  $R_D=40\text{ m}\Omega$ ,  $V_{T,0}=1,3\text{ V}$  ve  $V_{D,0}=0,9\text{ V}$ 'tur. Şekil 4.15 bu durumlardaki moment hız karakteristiklerini gösterir.



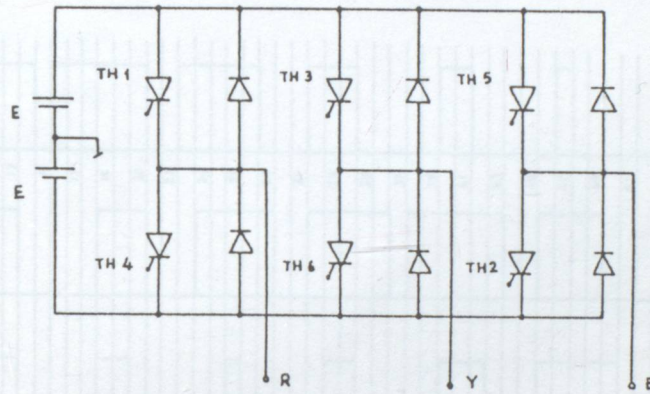
Şekil 4-15. Moment-Hız Karakteristiği (Temel frekanslar 3Hz., 5Hz., 8Hz., 10Hz.)

Bu karakteristikler, basit kompanzasyonun moment-hız eğrisi üzerinde en iyi etkiyi yaptığını göstermektedir. Fakat her iki kompanzasyonda, kompanzasyonsuz duruma göre karakteristikleri iyileştirir.



### 5.1. MİKROİŞLEMCI KONTROLLÜ SİNÜSOİDAL DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU İÇİN ÖRNEK UYGULAMA

Burada örneği verilecek PWM paternini elde etme yöntemi bir taşıyıcı sinyal ile birbirlerine göre  $120^\circ$  faz farklı üç sinüsoidal referans sinyalin karşılaştırılması ile elde edilmektedir. Taşıyıcı sinyal harici bir donanım tarafından üretilmektedir. Örneklenecek devrenin temel güç devre şeması Şekil 5-1 'de gösterilmiştir.



Şekil 5-1. Üç Fazlı Tristörlü İnverterin Devre Diyagramı

Şekil 5-2 'de görülen paternler direkt olarak hesaplama yolu ile üretilir ve hafızada saklanır. Uygun faz sırası geldiğinde izolasyon üniteleri ile tristörlere uygulanır.

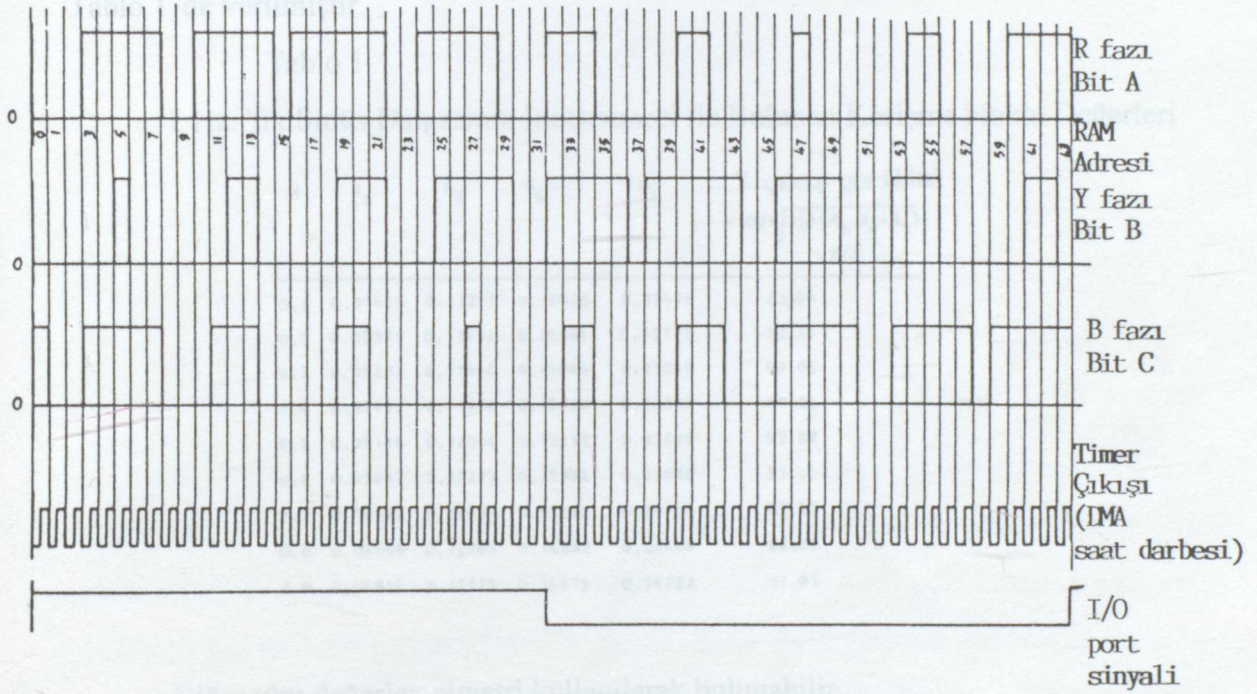
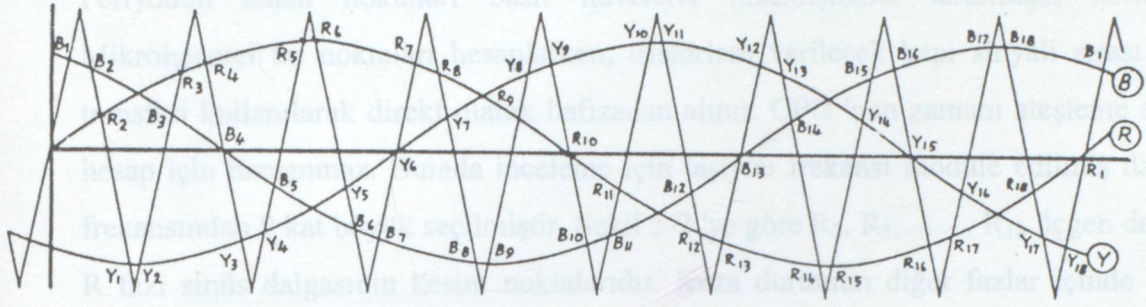
Şekil 5-2. Sinüsoidal PWM

A = 1 TH1 iletimde, B = 1 TH3 iletimde, C = 1 TH5 iletimde

A = 0 TH4 iletimde, B = 0 TH6 iletimde, C = 0 TH2 iletimde

Şekil 5-2 'de görüldüğü gibi günümüzün mikroişlemcileri ile anahtarların aralıklarının numarasını devre çalışırken hesaplamalar pratik değildir. Çıkarımdan önce değer tablosundaki paternleri saklamak yüksek kapasiteli hafızaya büyük gösterir. Fakat burada bir periyotdaki anahtarların aralıklarını sadece birkaç anahtar hesaplamak için yeterli olur. Bu değerler sinüs ve üçgen dalgalarının farklı genlik değerleri için hafızada







Periyodun kalan noktaları basit ilavelerle mikroişlemci tarafından hesaplanır. Mikroişlemci bu noktaları hesaplarken, tristörlere verilecek kapı sinyali sırası DMA transferi kullanılarak direkt olarak hafızadan alınır. CPU 'nun zamanı ateşleme sırasını hesap için harcanmaz. Burada inceleme için taşıyıcı frekansı modüle edilmiş dalganın frekansından 9 kat büyük seçilmiştir. Şekil 5-2 'ye göre  $R_2, R_3, \dots, R_{18}$  üçgen dalga ile R fazı sinüs dalgasının kesim noktalarıdır. Keza durumun diğer fazlar içinde benzer olacağı aşikardır.  $R_2, R_3, R_4$  ve  $R_5$  noktalarının önceden hesaplanması ve saklanması gereklidir. Bu değerler üçgen ve sinüs dalga şekillerine ait farklı M genlik oranına göre Tablo 1 'de verilmiştir.

Tablo 1

1 Hz. 'lik Sinüs Dalgasının İncelenmesi İle Bulunan Kesişme Nokta Değerleri

M	$R_2$	$R_3$	$R_4$	$R_5$	% Çıkış gerilimi $= 100 \times \sqrt{\frac{4(R_3 - R_4 + R_5)}{-2/3}}$
0.1	0.05462	0.11292	0.16428	0.22496	23.54
0.2	0.05371	0.11477	0.16194	0.22772	33.34
0.3	0.05283	0.11668	0.15964	0.23049	40.86
0.4	0.05199	0.11864	0.15738	0.23327	47.21
0.5	0.05116	0.12066	0.15517	0.23605	52.82
0.6	0.05037	0.12277	0.15302	0.23888	57.90
0.7	0.04963	0.12487	0.15092	0.24166	62.57
0.8	0.04888	0.12703	0.14882	0.24444	66.89
0.9	0.04814	0.12925	0.14679	0.24722	71.01

Diğer tüm değerler, simetri kullanılarak bulunabilir.

$$R_6 = \frac{1}{2} - R_5 \quad Y_2 = \frac{1}{3} - R_5 \quad B_2 = \frac{1}{6} - R_3$$

PWM paterni iki adet 256 x 4 RAM içinde saklanır. Bir RAM pozitif periyot, diğeri ise negatif yarı periyot için görev yapar.

Şekil 5-2 'ye göre TH1 bitA = 1 iken, TH4 ise bitA = 0 iken ilettime girer. N. 'nin tek değeri için ;

$$R_n \rightarrow R_{n-1}; \text{ TH1 iletimde}$$

$$R_{n+1} \rightarrow R_n; \text{ TH4 iletimde bulunur.}$$

$$n = 1, 3, 5, \dots, 7, \quad n-1 \neq 0$$



Aynı patenler, bitler B ve C dikkate alınarak diğer fazlar için muhafaza edilir. İki RAM 'de saklanan paten Tablo 2 'de verilmiştir.

Tablo 2  
Hafızada Saklanan Patenler

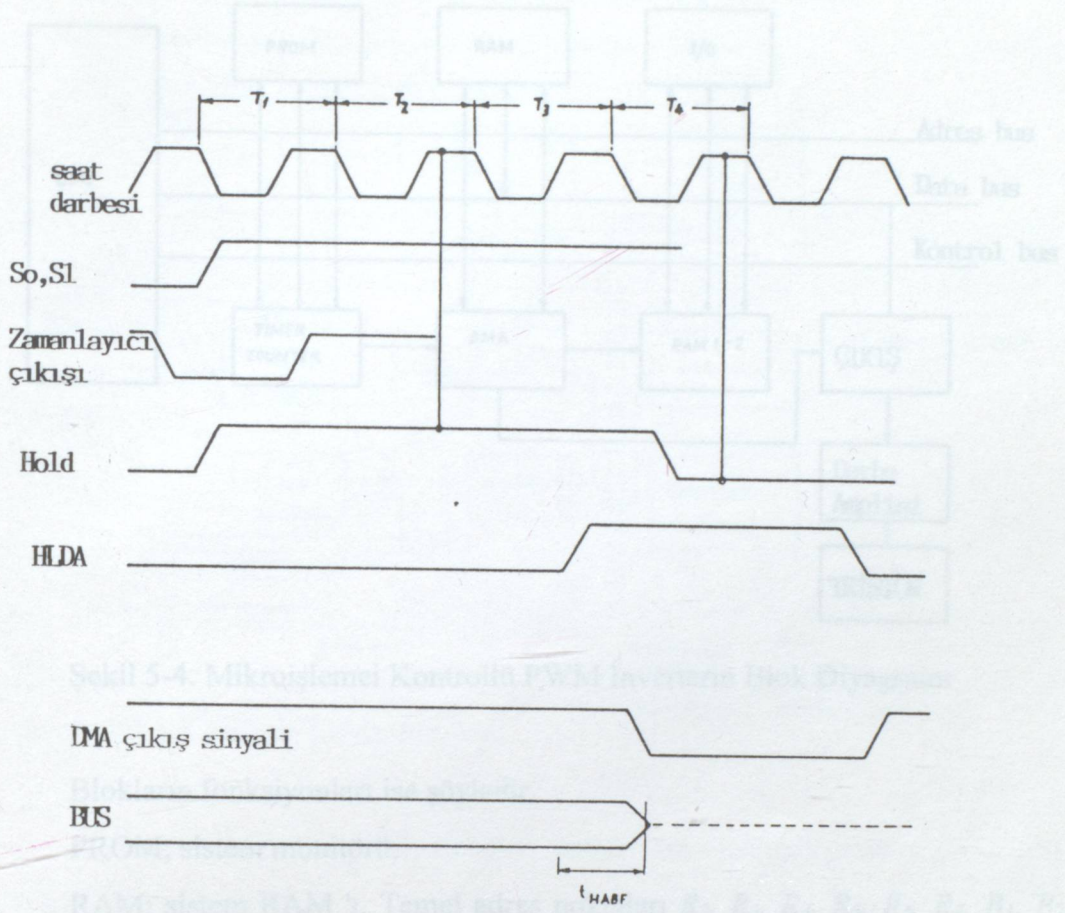
	RAM-1				RAM-2		
	TH <sub>1</sub>	TH <sub>3</sub>	TH <sub>5</sub>		TH <sub>1</sub>	TH <sub>3</sub>	TH <sub>5</sub>
0 to B <sub>1</sub>	0	0	1	R <sub>10</sub> - B <sub>10</sub>	1	1	0
B <sub>1</sub> to B <sub>2</sub>	0	0	0	B <sub>10</sub> - B <sub>11</sub>	1	1	1
B <sub>2</sub> to R <sub>2</sub>	0	0	1	B <sub>11</sub> - R <sub>11</sub>	1	1	0
R <sub>2</sub> to Y <sub>1</sub>	1	0	1	R <sub>11</sub> - Y <sub>10</sub>	0	1	0
Y <sub>1</sub> to Y <sub>2</sub>	1	1	1	Y <sub>10</sub> - Y <sub>11</sub>	0	0	0
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
Y <sub>8</sub> - Y <sub>9</sub>	0	0	0	Y <sub>17</sub> - Y <sub>18</sub>	1	1	1
Y <sub>9</sub> - R <sub>10</sub>	0	1	0	Y <sub>18</sub> - R <sub>18</sub>	1	0	1

B<sub>1</sub>, Y<sub>1</sub>, R<sub>6</sub>, .....v.s. adresler daha önce açıklandığı gibi hesaplanır. ve RAM 'da saklanır. TH<sub>2</sub>, TH<sub>4</sub> ve TH<sub>6</sub> tristörleri için gerekli bilgi, RAM 'in çıkışı evirilerek elde edilir. Bir yarı periyotta tristörler için bu bilgi RAM tarafından sağlanırken, mikroişlemci gelecek yarı periyot için R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub>, R<sub>4</sub> ve R<sub>5</sub> değerlerini kullanarak ateşleme patenini hesaplar, M 'nin değerinde bir değişme olmak kaydıyla diğer RAM içinde bu bilgileri saklar.

## 5-2. Sabit Gerilim, Değişken Frekans

PWM deseninin tablo 2 'de gösterildiği gibi her iki RAM 'da depolandığı kabul edilsin. İnverterin çıkış frekansı RAM 'den gelen anahtarlama paten oranı ile gerçekleştirilebilir. Bu işlem programlanabilir zamanlayıcı kullanılarak gerçekleştirilebilir. Şekil 5-3 'te sistemin zamanlama diyagramı görülmektedir.

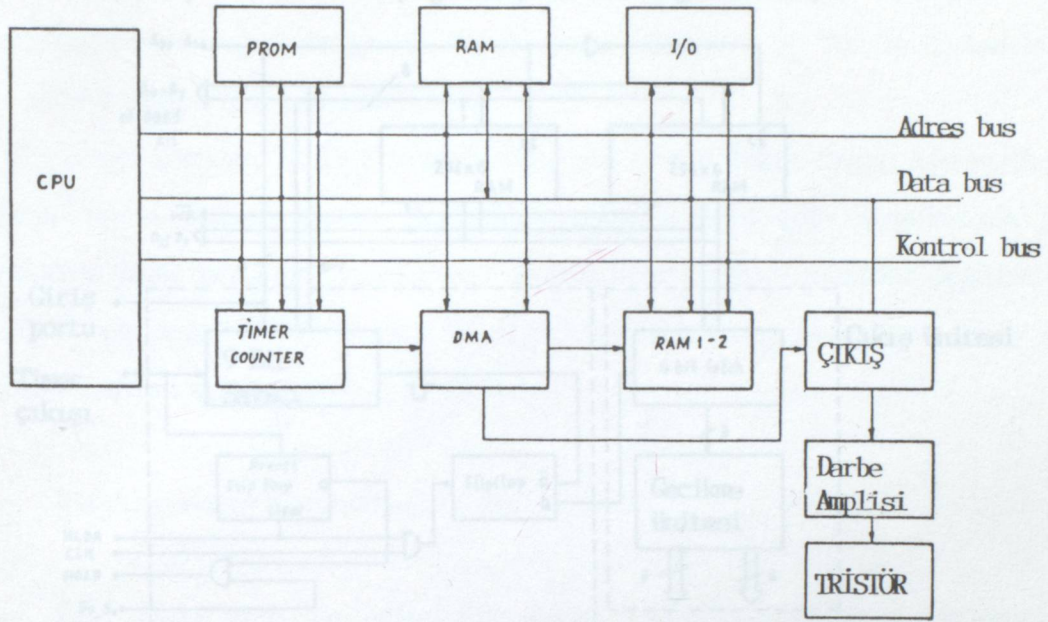




Şekil 5-3. Sistemin Zamanlama Diyagramı

Gerekli frekansa göre, yazılım vasıtası ile zamanlayıcı bir C değerine set edilir. Zamanlayıcı bu set değerinin altında saydığı anda, bir darbe çıkışı verir. Bu darbe, CPU 'yu yarıda keserek, mikroişlemciyi HOLD = tut konumuna getirir. Bu zaman süresi içinde, DMA ünitesi çıkışa ait gelecek anahtarlama paternini transfer etmek için adres yollarına erişir. 256 darbelik zamanlayıcı çıkışından sonra, giriş portundaki durum, Şekil 5-2 'deki gibi değişir ve RAM ateşleme darbelerini sisteme vermektedir. Sistemin komple blok diyagramı Şekil 5-4 'te verilmiştir.





Şekil 5-4. Mikroişlemci Kontrollü PWM İnverterin Blok Diyagramı

Blokların fonksiyonları ise şöyledir.

PROM; sistem monitörü,

RAM; sistem RAM '1. Temel adres noktaları  $R_2, R_3, R_4, R_5, R_6, R_7, B_1, B_2, Y_1, Y_2, \dots$  v.s. değerlerin hesaplanma programları ve ayrıca RAM<sub>1</sub> ve RAM<sub>2</sub> 'yi yükleme programı burada saklanır.

RAM 1-2; Burada  $256 \times 4$  RAM 'lik 2 RAM 'dir. Anahtarlama paterni burada saklanır.

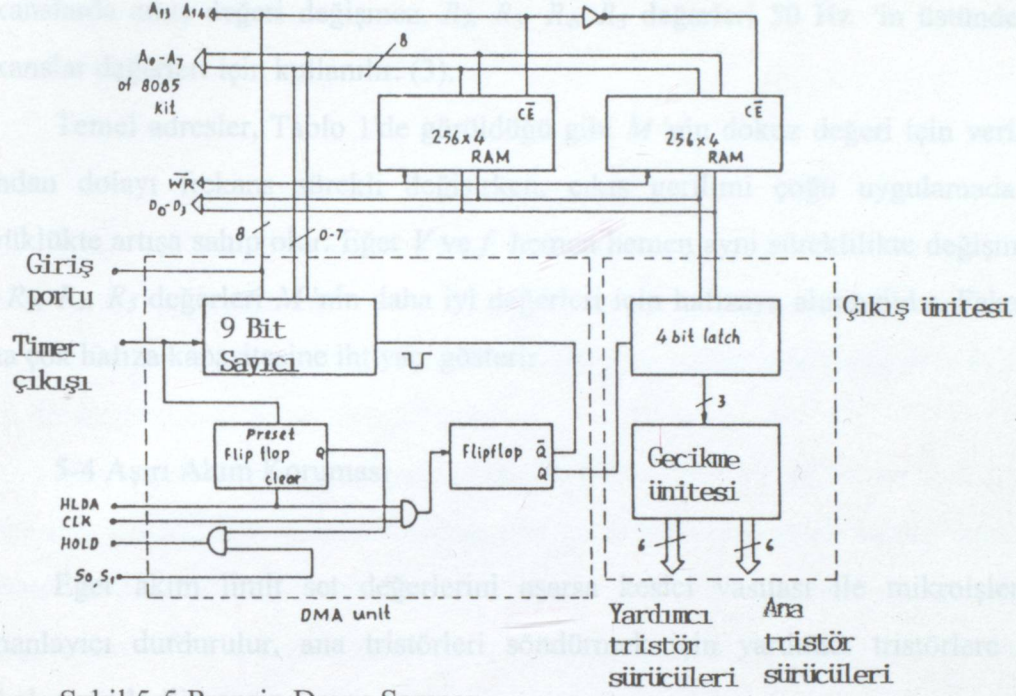
CPU; Frekanstaki değişimi kontrol etmek için keyboard 'u denetler. Keyboard değerinde bir değişme olduğunda, çıkış frekansını değiştirmek için zamanlayıcıya yüklenir. Aynı zamanda her yarı periyot için giriş portunun değerini denetler.

DMA; RAM 'in birisinden gelecek ateşleme paterni için çıkış üretir ve veri yollarına bilgi için denetim görevi yapar. Bir RAM anahtarlama bilgisi sağlarken, bu işlem diğer RAM 'i etkisiz kılar.

Çıkış; RAM 'den gelen veri, Diğer patern gelene kadar buraya gizlenir. Ayrıca TH<sub>2</sub>, TH<sub>4</sub>, TH<sub>6</sub> tristörlerin ateşleme bilgisini temin etmek için RAM çıkışlarını evirir. İnverter yardımcı tristörlerine ait darbeler aynı zamanda bu blok içerisinde türetilir.



Sistemin şematik devre diyagramı Şekil 5-5 'te gösterilmiştir.



Inverterin istenilen çıkış frekansı  $f_m(\text{Hz})$  ise, zamanlayıcının çıkış frekansı;  $f_{10} = 2 \times 2^8 \times f_m$  olmalıdır.

8085'in saat frekansı  $f_c = 3 \text{ MHz}$ . = c.  $f_{10}$  olarak bilindiğine göre,

$C = (3 \times 10^6) / (512 \times f_m) = 5859 / f_m$  bulunur.

$f_m = 50 \text{ Hz}$ . için  $C = 117$  olmalıdır.

Gerekli çıkış frekansı için, zamanlayıcıya yüklenecek değer, RAM içindeki bir veri denetim tablosunda saklanır.

### 5-3. Değişken Frekans, Değişken Gerilim;

Endüksiyon motor kontrolünde  $V / f$  oranı sabit tutulmalıdır. Her değişken inverter çıkış frekansı için, inverterin çıkış gerilimini belirleyen özel bir  $M$  değeri vardır. Keyboard vasıtası ile kesin bir çıkış frekansı seçildiğinde, ilgili  $M$  değeri ve



zamanlayıcıya yüklenecek değer CPU tarafından seçilir. 50 Hz. 'in üstündeki tüm frekanslarda çıkış değeri değişmez.  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_5$  değerleri 50 Hz. 'in üstündeki tüm frekanslar değerleri için kullanılır. (3).

Temel adresler, Tablo 1'de görüldüğü gibi  $M$  'nin dokuz değeri için verilmiştir. Bundan dolayı frekans sürekli değişirken, çıkış gerilimi çoğu uygulamada yeteri büyüklükte artışa sahip olur. Eğer  $V$  ve  $f$  hemen hemen aynı süreklilikte değişmediyse,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_5$  değerleri  $M$  'nin daha iyi değerleri için hafızaya alınmalıdır. Fakat işlem daha çok hafıza kapasitesine ihtiyaç gösterir.

#### 5-4 Aşırı Akım Koruması

Eğer akım limit set değerlerini aşarsa kesici vasıtası ile mikroişlemci ve zamanlayıcı durdurulur, ana tristörleri söndürmek için yardımcı tristörlere gerekli darbeler gönderilir.



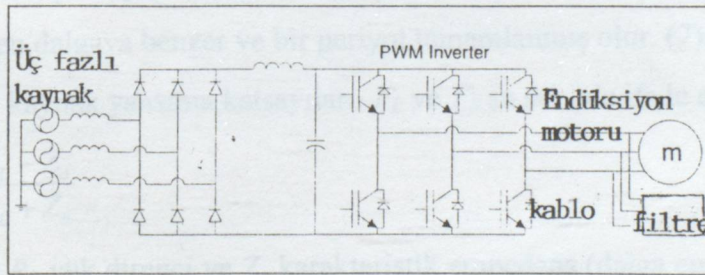
## 6- PWM İNVERTERLERLE ENDÜKSİYON MOTOR HIZ KONTROLÜNDE BAZI ÖNEMLİ HUSUSLAR

### 6-1. Giriş

Güç elektroniği anahtarlama elemanlarının gelişmesi ile yüksek frekanslı anahtarlama yapılabilmekte ve endüksiyon motor sürülmesinde kullanılan PWM inverterlerin performansı iyileştirilmektedir. 200 kw. 'ın üstündeki güçlerde IGBT 2-20 kHz. 'lik anahtarlama frekansına sahiptir.

Çoğu yeni endüstriyel uygulamalarda PWM inverter ve motor farklı yerlerde çalıştırılır. Bu nedenle motora ulaşmak için uzun kablolarla gerek vardır. (Şekil 6-1.). Yüksek anahtarlama frekansı önemli bir şekilde PWM inverterlerin performansını iyileştirirken, IGBT'li inverterlerde  $6000 V/\mu s$  'lik gerilim yükselme hızı ( $dv/dt$ ) motor izolasyonuna kötü etki yapar.

Kablonun yapısında dağılmış olarak bulunan kaçak reaktans ve kapasite (L-C) nedeni ile motor uçlarında aşırı gerilimler oluşacağından motor izolasyonu bozulabilir. Ek olarak gerilim yansıması inverter çıkış darbe yükselme zamanı ve motor kablosunun uzunluğuna bağlıdır. PWM darbeleri yaklaşık ışık hızının yarısı kadar bir hızla ( $150-200 m/\mu s$ ) hareket ederler.



Şekil 6-1. Filtre ve Uzun Kablo Kullanılarak PWM İnverter İle Endüksiyon Motor Sürülmesi



## 6-2. Gerilim Yansımasına Bir Örnek

Kabloda tekrarlanan yansımaları ve  $dv / dt$  'yi daha iyi incelemek için örnek olarak gelen bir dalga gözönüne alınmıştır.

Şekil 6-2.a. hattın sonuna bir darbe gönderilirken PWM inverterin eşdeğer devresi gösterilmiştir. Yüksek frekanslarda empedansın büyümesinden dolayı motor ucu açık devre olarak gösterilmiştir.

Şekil 6-2.b. güç elemanları iletme girdiğinde, sağ tarafa doğru ilerleyen gelen dalgayı gösterir. Gerilim dalgası ve aynı şekle sahip fakat farklı genlikli akım dalgası beraber ilerler. Şekil 6-2.c. hattın sonunda gerilim yansımasını gösterir. Hattın sonu açık devre olduğundan akım burada sifıra eşit olur. Bu nedenle yansıyan akım aynı genliğe fakat ters işarete sahip olacaktır. Gelen gerilim pozitif gerilim olarak sol tarafa doğru yansıyacaktır (çizgili işaretli). Yansıyan dalga ve gelen dalga motor uçlarındaki gerilimin iki katına çıkmasına neden olur ve yansıma invertere doğru başlar.

Yansıyan dalga  $2E$  ve inverter çıkış gerilimi  $E$  olduğundan negatif yansıma,  $-E$  inverterden motora doğru hareket eder. (Şekil 6-2.d.). Akım dalgası ise gerilim dalgası ile aynı işaretli olacağından  $-I$  olur.

İkinci kez gelen dalga Şekil 6-2.e. 'de görüldüğü gibi tekrar yansır. İkinci kez gelen akım negatif değere sahiptir. Fakat hattın sonu açık devre olduğundan sifıra eşit olur ve ikinci kez yansıyan akım  $I$  pozitif değerinde olur. Üçüncü kez gelen dalga ilk durumdaki gelen dalgaya benzer ve bir periyot tamamlanmış olur. (7).

Yük ve kaynak yansıma katsayıları,  $\Gamma_L$  ve  $\Gamma_S$  şu şekilde ifade edilir,

$$\tau_L = \frac{R_L - Z_o}{R_L + Z_o} \quad (6-1)$$

Burada  $R_L$  yük direnci ve  $Z_o$  karakteristik empedans (dalga empedansı) 'dır.  $Z_o$  şu eşitlikle yazılır;

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_c}{C_c}} \quad (6-2)$$

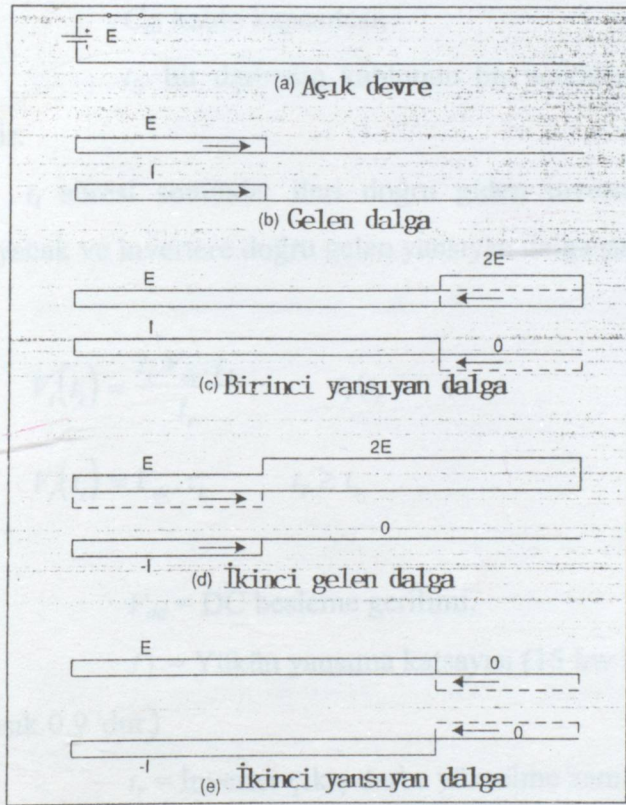
Burada  $L_c$  ve  $C_c$  kablo parametreleridir.

Kaynak gerilim yansıma katsayısı ise,



$$\tau_s = \frac{R_s - Z_o}{R_s + Z_o} \quad (6-3)$$

eşitliği ile yazılır. Burada  $R_s$  kaynak direncidir. İnverterde yansiyarak giden dalga gelen dalgaya biçim olarak benzer fakat  $\Gamma_s$  kadar azalmış olur. Motorun karakteristik empedansı kablonun karakteristik empedansının 10-100 katı olabilir. Bu nedenle gelen gerilim dalgası eşitlik 6-1 'e bağlı olarak inverttere doğru yansiyacaktır. Ayrıca motor uçlarındaki gerilim genliği takriben 2 katına çıkacaktır.



Şekil 6-2. Yansıma Adımları

### 6-3. PWM Yükselme Zamanının Etkisi ( $dv/dt$ )

Gerilim yansıma analizinden, yansıma dan dolayı motorun uçlarında oluşan maksimum gerilim büyüklüğü elde edilebilir. İnverter uçlarından motor uçlarına ilerleyen darbenin aldığı süre  $t_f$  şu şekilde ifade edilir;



$$t_t = \frac{l_c}{v} \quad (6-4)$$

Burada  $v$  darbe hızıdır ve,

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_c C_c}} \quad (6-5)$$

eşitliği ile yazılır.

Burada  $l_c$ ; kablo boyu,

$L_c$ ; kablo endüktansı,

$C_c$ ; kablo kapasitesi,

$t_b$ ; bir darbenin kablunun bir ucundan diğer ucuna geçmesi için geçen süredir.

$t_t$  süresi sonunda, ileri doğru giden inverter çıkış darbesi motor uçlarında yansiyacak ve invertere doğru gelen yansıyan dalga şu büyüklükte olacaktır.

$$V_t(t_t) = \frac{t_t \cdot V_{dc} \cdot \tau_L}{t_r} \quad t_t < t_r \quad (6-6)$$

$$V_t(t_t) = V_{dc} \cdot \tau_L \quad t_t \geq t_r \quad (6-7)$$

$V_{dc}$  = DC besleme gerilimi,

$\Gamma_L$  = Yüklemin yansıma katsayısı (15 kw 'dan daha küçük güçlü motorlarda yaklaşık 0.9 'dur.)

$t_r$  = Inverter çıkış darbe yükselme zamanıdır. ( $\mu s$  olarak).

Yükselme zamanı  $t_r$  veya  $dv/dt$ ,  $t_t \geq t_r$  olduğunda, eşitlik 6-7 'deki yansıyan gerilimin parametresi olmadığına dikkat edilmelidir.

Motor uçlarından yansıyan gerilim inverter uçlarında inverter (kaynak) yansıma katsayısına ( $\Gamma_S$ ) bağlı olarak yansiyacaktır. Eşitlik 6-3 'den görüleceği üzere düşük empedanslı kaynaklarda  $\Gamma_S - 1$  'e yaklaşacak ve motora doğru ilerleyen yansıyan dalga negatif büyüklükte olacaktır. Kablodaki üç darbe geçişinden sonra artan motor uç gerilimi bu negatif yansıyan gerilimle azalacaktır. Bu nedenle maksimum gerilim, eşitlik 4 ve 7 'den, kablodaki 3 geçişten sonra motor uçlarındaki yansımalar nedeniyle oluşan



toplam gerilim bulunup buna, gelen gerilim dalga büyüklüğü  $V_{dc}$  eklenerek eşitlik 6-8 ve 6-9 ifadelerinde görüldüğü gibi bulunabilir.

$$\text{Maksimum faz-faz gerilimi} = \frac{3.l_c.V_{dc}.\tau_L}{v.t_r} + V_{dc} \quad t_i < t_r / 3 \text{ için} \quad (6-8)$$

$$\text{Maksimum faz-faz gerilimi} = V_{dc}.\tau_L + V_{dc} \quad t_i \geq t_r / 3 \text{ için} \quad (6-9)$$

Normalize edilmiş maksimum motor uç gerilimi (daha yavaş yükselme zamanı için, örneğin  $t_i < t_r / 3$ ) yükselme zamanının fonksiyonu olarak şöyle yazılabilir;

$$\frac{\text{Max. mot. uç gerilimi}}{V_{dc}} = \frac{3.l_c.\tau_L}{v.t_r} + 1 \quad (6-10)$$

ve aşırı gerilim oluşmaması için,

$$\frac{3.l_c.\tau_L}{v.t_r} \ll 1 \quad (6-11)$$

olmalıdır.

Kritik yükselme zamanı, arzu edilen maksimum gerilim aşağıda gösterildiği gibi yerine koyularak hesaplanabilir;

$$\frac{3.l_c.\tau_L}{v.t_r} \cong 0,2 \quad (6-12)$$

buradan,

$$t_r = \frac{3.l_c.\tau_L}{v.0,2} \quad (6-13)$$

648V DC gerilim ile 480V AC sistem için izin verilebilecek maksimum gerilim  $1,2 \times 648V = 778V$  'dur.

Kablo parametreleri;  $C_c = 0,033 \text{ nF/m}$ ,  $L_c = 1,181 \text{ } \mu\text{H/m}$  ve

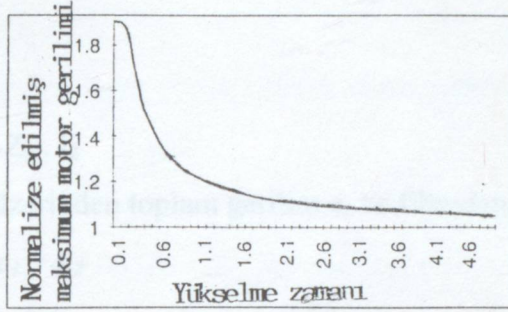
$R_c = 19,686 \text{ m}\Omega/\text{m}$  olduğundan,

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_c.C_c}} = \frac{1}{\sqrt{0,033.10^{-3}.1,181}} = 160,3 \text{ m/}\mu\text{sn}$$

Ayrıca 30,48m. kablo için ve  $\Gamma_L = 0,9$  olması durumunda kritik yükselme zamanı eşitlik 6-13 'den  $t_r = 2,5 \text{ } \mu\text{sn}$ . bulunur. Bu nedenle  $2,5 \text{ } \mu\text{sn}$ . 'den daha küçük yükselme zamanı (daha büyük  $dv / dt$ ) motor uçlarında %20 'den daha büyük aşırı gerilim artışına neden olacaktır. (7).



Şekil 6-3 15,24 m (50ft) 'lik bir kablo, 480V 'luk faz-faz girişi (648V DC gerilim) ve yansıma katsayısı 0,9 olması durumunda yansımalar nedeni ile motor uçlarında oluşan eşitlik 6-10 kullanılarak hesaplanan motor uç gerilimini gösterir. İnverter çıkış darbe yükselme zamanı ne kadar küçük olursa kritik kablo o kadar kısa olur.



Şekil 6-3. (15,24 m)'lik Kabloda Yansımalar Nedeni ile Normalize Edilmiş Motor Gerilimi

#### 6-4 Motor Uçlarında Oluşan Aşırı Gerilimlerin Zayıflatılması

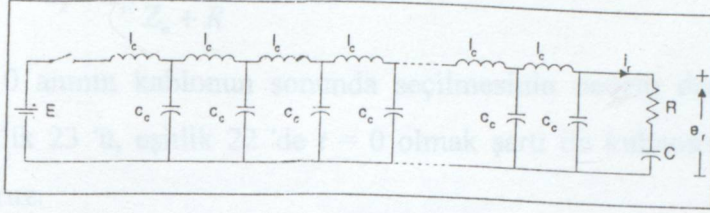
Motor uçlarında oluşan aşırı gerilimler filtre teknikleri ile azaltılabilir. En basit metod inverter ve motor arasına bir reaktans bağlanmalıdır. Seri reaktans akım sınırlama elemanı olarak görev yaptığı gibi, PWM dalga şeklini filtre eder, elektriksel gürültüyü zayıflatır.

#### 6-5. R-C Motor Uç Filtresi

Şekil 6-4 yapısında endüktans ve kapasite bulunan bir kablonun eşdeğer devresi gösterir. Gelen akım ve gerilim dalgaları, kaynağın en yakınından başlayarak yüke kadar olan bütün yol boyunca endüktans ve kapasiteleri birer birer şarj eder. Gelen dalgadaki akım ve gerilim şununla ifade edilir;

$$e_1 = Z_o \cdot i_1 \quad (6-14)$$





Şekil 6-4. R-C Filtresi İle Sonlanan Kablonun Eşdeğer Devresi

ve yansıyan gerilim

$$e_2 = -Z_0 \cdot i_2 \quad (6-15)$$

R-C filtresi üzerinden toplam gerilim  $e_r$  ve filtreden akan akım  $i_r$  ise ;

$$e_r = e_1 + e_2 \quad (6-16)$$

$$i_r = i_1 + i_2 \quad (6-17)$$

C kapasitesi ve R direncinin bitiş noktasında seri olarak bağlanması ile

$$e_r = R \cdot i_r + \frac{1}{c} \int i_r dt \quad (6-18)$$

14 ve 17 eşitliklerini, eşitlik 18 'de kullanırsak,

$$e_1 + e_2 = R \left( \frac{e_1}{Z_0} - \frac{e_2}{Z_0} \right) + \frac{1}{c} \int \left( \frac{e_1}{Z_0} - \frac{e_2}{Z_0} \right) dt \quad (6-19)$$

$$(Z_0 + R)e_2 + \frac{1}{c} \int e_2 dt = (R - Z_0)e_1 + \frac{1}{c} \int e_1 dt \quad (6-20)$$

Her iki tarafın bir kez diferansiyelini alırsak,

$$(Z_0 + R) \frac{de_2}{dt} + \frac{e_2}{c} = (R - Z_0) \frac{de_1}{dt} + \frac{e_1}{c} \quad (6-21)$$

elde edilir.

İnverter elemanları iletme girdiğinde ilk gelen gerilimin şekli bilinir ( $e_1$ ) ve  $e_1 = E$ , sabit gerilim olarak farz edilir. Bu durumda çözüm kolaydır.

$$e_2 = E - K \cdot e^{-\frac{t}{(Z_0+R)c}} \quad (6-22)$$

$t = 0$  anında kapasite üzerindeki gerilim hemen değişmez. Bu anda kapasite kısa devre olur. Gelen gerilim dalgası sadece dirençte görülür ve bundan dolayı  $t = 0$  anında gerilim  $e_2$ ,



$$e_2 = e_1 \cdot \frac{R - Z_o}{Z_o + R} \quad (6-23)$$

$t = 0$  anının kablonun sonunda seçilmesinin nedeni denklemleri basitleştirmek içindir. Eşitlik 23 'ü, eşitlik 22 'de  $t = 0$  olmak şartı ile kullanırsak,  $K$  'yı şu ifade ile çözmüş oluruz.

$$K = E \cdot \frac{2Z_o}{Z_o + R} \quad (6-24)$$

En sonunda  $e_2$  yansıyan gerilim şu şekilde elde edilir,

$$e_2 = E - E \cdot \frac{2Z_o}{Z_o + R} e^{-\frac{t}{(Z_o + R)c}} \quad (6-25)$$

RC üzerindeki toplam gerilim (veya motor ucundaki) için çözüm,

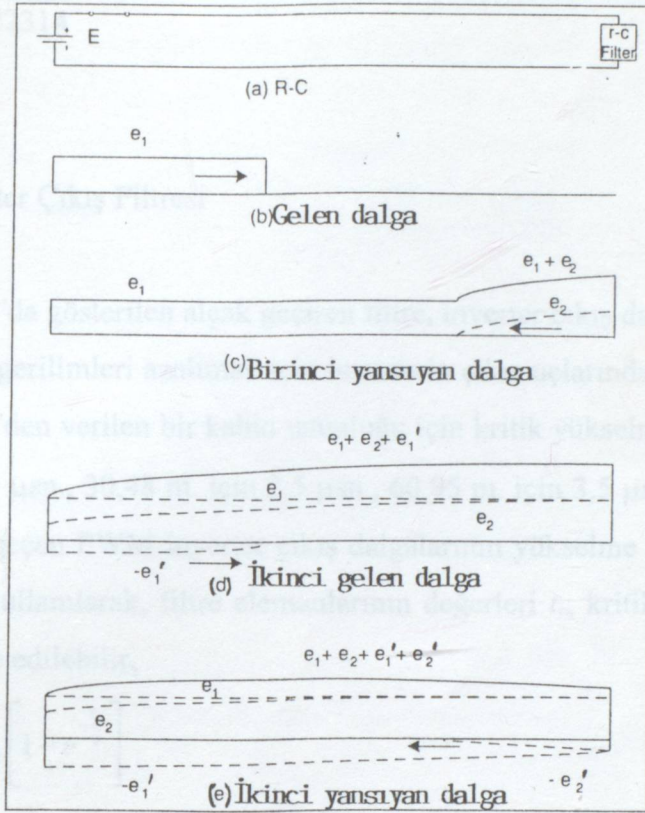
$$e_r = e_1 + e_2 = 2E - E \cdot \frac{2Z_o}{Z_o + R} e^{-\frac{t}{(Z_o + R)c}} \quad (6-26)$$

olarak bulunur.

#### 6-6. Motor Uç Filtresinin Dizaynı

Burada amaç  $e_2$  artışını  $e_2 \leq 0,2 E$  olacak şekilde sınırlamaktır. Bu da motor uç geriliminin, inverter DC ara devre geriliminin üstünde en fazla %20 kadar artmasını sağlar.





Şekil 6-5 RC Motor Uç Filtresi İle ( $R = Z_o$  Olma Durumunda) Tekrarlanan Dalga Yansımaları

Eşitlik 6-25 kullanılarak

$$e_2 = E - E \cdot \frac{2Z_o}{Z_o + Z_o} e^{-\frac{2t}{(Z_o + Z_o)c}} = 0,2E \quad (6-27)$$

Ortak terimler toplanarak,

$$E \cdot e^{-\frac{2t}{(Z_o + Z_o)c}} = 0,8E \quad (6-28)$$

C 'yi buradan çekerek,

$$C = -\frac{2 \cdot (l_c \cdot \sqrt{L_c \cdot C_c})}{2 \cdot Z_o \cdot l_n(0,8)} \quad (6-29)$$

Eşitlik 6-2 kullanılarak,



$$C = -\frac{l_c \cdot C_c}{0,22314} \quad (6-30)$$

olarak bulunur.

### 6-7 İnverter Çıkış Filtresi

Şekil 6-6 'da gösterilen alçak geçiren filtre, inverter çıkış darbesi  $dv/dt$  'yi, motor uçlarındaki aşırı gerilimleri azaltmak için inverterin çıkış uçlarında yer almıştır. Şekil 6-3 ve eşitlik 6-13 'den verilen bir kablo uzunluğu için kritik yükselme zamanları takriben 15,24 m. için  $1,5 \mu\text{sn.}$ , 30,48 m. için  $2,5 \mu\text{sn.}$ , 60,95 m. için  $3,5 \mu\text{sn.}$  'dir. Alçak geçiren filtre üzerinden geçen PWM inverter çıkış dalgalarının yükselme ve düşme sınırlarının üstel eşitlikleri kullanılarak, filtre elemanlarının değerleri  $t_r$ , kritik yükselme zamanı'la bağlı olarak ifade edilebilir,

$$V(t) = V_{dc} \left[ 1 - e^{-\frac{t}{t_r}} \right] \quad (6-31)$$

Burada;

$$t = \frac{1}{\omega_0} = \sqrt{L_f \cdot C_f} \quad (6-32)$$

ve

$$\sqrt{L_f \cdot C_f} \geq t_r \quad (6-33)$$

$$C_f \geq l_c \cdot 3 \cdot 10^{-10} \quad (6-34)$$

$l_c$ ; kablo uzunluğudur.

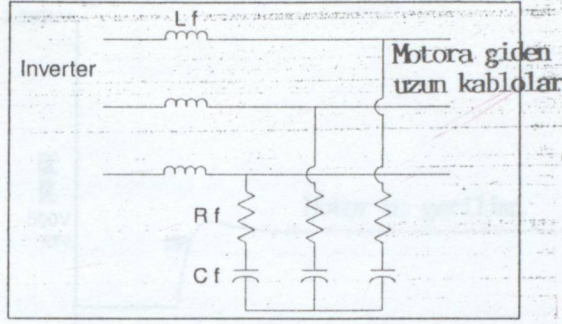
Filtre direnci,  $R_f$ ;

$$R_f \geq \sqrt{\frac{4L_f}{C_f}} \quad (6-35)$$

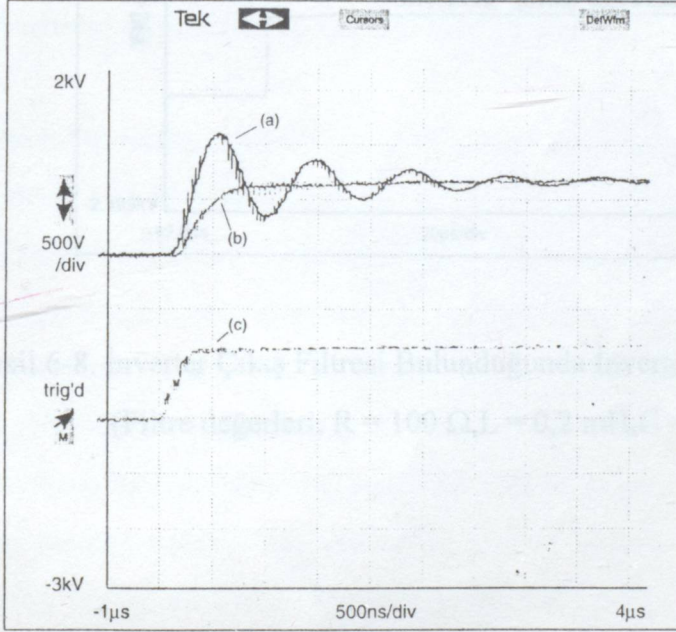
Şekil 6-7 motor uç filtresi varken ve yokken motor gerilimini ayrıca 3,7 kw 'lık bir motoru 460V ile 30,48 m. 'lik kablo ile besleyen inverterin çıkış gerilimini gösterir. Bu şekilde motor uç filtresi monte edilmiş motor uçlarındaki artış zamanının



0,25  $\mu$ sn. 'den 0,43  $\mu$ sn. 'ye kadar olduğunu görüyoruz. Şekil 6-8, inverter çıkış filtresi monte edildiğinde motor ve inverter faz gerilimlerini gösterir.



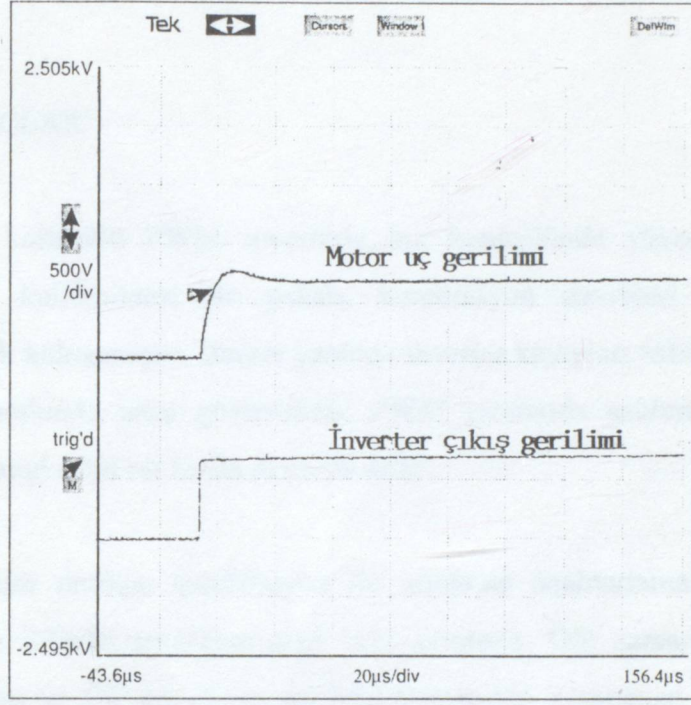
Şekil 6-6. İnverter Çıkışında Bulunan Alçak Geçiren Filtre



Şekil 6-7. Deneysel Motor Uç Gerilimleri

- a) Filtre yokken
  - b) Motor uç filtresi varken
  - c) İnverter çıkış gerilimi
- (Filtre değeri,  $R = 65 \Omega$ ,  $C = 0,075 \mu F$ )





Şekil 6-8. İnverter Çıkış Filtresi Bulunduğunda İnverter ve Motor Uç Gerilimleri  
(Filtre değerleri;  $R = 100 \Omega, L = 0,2 \text{ mH}, C = 0,075 \mu\text{F}$ )



## SONUÇLAR

(1) Akım kontrollü PWM inverterle hız kontrolünde yüksek güçlü darlington transistörlerin kullanılması ile pahalı, komütasyon devreleri gerektiren tristörlü devrelere gerek kalmamıştır. Bunun yanında inverter kayıpları sabit akımda hız arttıkça kare dalga modunda artış gösterirken, PWM modunda azalma olmuştur. İnverter kayıpları herhangi sabit bir hızda akım ile artar.

(2) Optimum random modülasyon ile ortalama anahtarlama frekansı azaltılmış, verim random SPWM tekniğine göre %15 artmıştır. Ölü zaman, güç elemanlarında gerilim düşümü ve DC ara devre gerilimi titreşimleri kompanze edilerek ideal PWM inverter sürme sistemi elde edilmiştir. İlk olarak akımın yönünün belirlenmesi ile ileri besleme kompanzasyonu, ikinci olarak gerçek çıkış gerilimi her anahtarlama ölçülerek geri besleme kompanzasyonu yapılmıştır. Yarı iletken anahtarlar üzerindeki gerilim düşümü faz akımları ölçülerek kompanze edilmiştir. Diğer metod ise yarı iletkendeki dirence bağlıdır. DC ara devre gerilim titreşimleri, DC ara devre gerilim ölçülmesi ile kompanze edilir. Kompanzasyon ve random anahtarlama mikroişlemci kullanarak gerçekleştirilmiştir. Basit gerilim düşümü kompanzasyonu moment-hız karakteristiklerinde en iyi etkiyi vermiştir. Ayrıca random modülasyon ile akustik gürültü ve moment titreşimleri azalmıştır, hemen hemen ideal gerilim kaynaklı PWM inverter elde edilmiştir.

AC motor hız kontrolünde bazı önemli hususlar üzerinde durulmuştur. Motor uç gerilimlerinde yüksek  $dv / dt$  veya yüksek PWM frekansının etkileri araştırılmış, bu etkileri azaltmak için motor uç filtresi ve inverter çıkış filtresi kullanılmıştır.



## KAYNAKLAR

- (1) Agelidis, V.D., Vincenti, D., " Optimum Non-Deterministic Pulse-Width Modulation for Three-Phase Inverters", Proceedings of the IECON 93, Vol2 of 3 Power Electronics, pp. 1234-1239.
- (2) Blaabjerg, F., Pedersen, J.K., Thogersen, P., "Improved Modulation Techniques for PWM-VSI Drives", Proceedings of the IECON 93, Vol2 of 3 , Power Electronics, pp. 1187-1192.
- (3) Bose, B.K., " Microcomputer Control of Power Electronics and Drives" , 1993
- (4) Bose, B.K., " Modern Power Electronics", 1993.
- (5) Gülgün, R., " Güç Elektroniği", 1995
- (6) Rashid, Muhammad H., " Power Electronics", 1993
- (7) Von Jouanne, A., Enjeti, P., Gray, W., " Application Issues For PWM Adjustable Speed AC Motor Drives", IEEE Industry Applications Magazine, September/October 1996, pp.10-18



## ÖZGEÇMİŞ

Doğum Tarihi ; 21-05 1972  
Doğum Yeri ; İstanbul  
İlkokul ; 1978-1983 Özdemiroğlu İlkokulu  
Ortaokul ; 1983-1986 60. Yıl Anadolu Ortaokulu  
Lise ; 1986-1989 Kazım İşmen Lisesi  
Üniversite ; 1990-1994 Yıldız Teknik Üniversitesi  
Elektrik Mühendisliği Bölümü  
Yabancı Dil ; İngilizce



