

ASENKRON MOTORLARDA DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONLU
FREKANS ÇEVİRİCİ İLE HIZ DENETİMİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Müh. Fatih ATALAY

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 4 Haziran 1990

Tezin Savunulduğu Tarih : 19 Haziran 1990

Tez Danışmanı : Prof.Dr.M.Emin TACER

Diğer Jüri Üyeleri : Prof.Dr.İlhami ÇETİN

Prof.Dr.R.Nejat TUNÇAY

T. G.
Yükseköğretim Kurulu
Dokümantasyon Merkezi

HAZİRAN 1990

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasının her aşamasında bana sürekli destek veren ve değerli yardımlarını esirgemeyen Sayın Hocam Prof.Dr.M.Emin TACER'e teşekkürü bir borç bilirim.

Ayrıca, çalışma süresince yardımlarını gördüğüm Sayın Elektronik Yük.Müh.Levent BÜTÜN'e, Sayın Elektrik Müh.Murat YAVER'e, Sayın Elektrik Yük.Müh.Mustafa BAĞRIYANIK'a, tezin yazımını büyük bir özenle gerçekleştiren Sayın Sema ORTABOY'a ve bana burs sağlayarak katkıda bulunan Sayın ELGİNKAN Vakfı Yöneticilerine teşekkür ederim.

İstanbul, Haziran 1990

Fatih ATALAY

İÇİNDEKİLER

ÖZET	ii
SUMMARY	iii
BÖLÜM 1. GİRİŞ	1
BÖLÜM 2. ASENKRON MOTORLAR	5
2.1. Asenkron Motorun Eşdeğer Devresi	5
BÖLÜM 3. ASENKRON MOTORLARDA HIZ DENETİMİ VE HIZ DENETİMİ YÖNTEMLERİ	12
3.1. Hız Denetimi	12
3.2. Statoru Sabit Frekanslı Bir Kaynaktan Besleme	14
3.2.1. Statora Uygulanan Gerilimin Değiştiril- mesi:A.A.Kıyıcı ve Denetleme	14
3.2.2. Rotor Direncinin Değiştirilmesi	18
3.2.3. Statik Kramer Sistemi	20
3.2.4. Statik Scherbius Sistemi	22
3.3. Statora Uygulanan Gerilimin Frekansının Değiştirilmesi	22
3.4. Frekans Çevirici Çeşitleri	23
BÖLÜM 4. DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONLU (DGM) FREKANS ÇEVİRİCİ	27
4.1. Üç Fazlı Eviriciler	27
4.1.1. 120° İletim Durumu	30
4.1.2. 180° İletim Durumu	32
4.2. DGM Evirici Çalışma İlkesi	35
4.3. Darbe Genişlik Modülasyonu Yöntemleri	36
4.3.1. Sinüs-Üçgen Dalga Karşılaştırma Yöntemi.	37
4.3.2. Doğru Gerilim Referansı ile Üçgen Dalga Karşılaştırma Yöntemi	40
BÖLÜM 5. GÜÇ TRANSİSTÖRLERİ	42
5.1. Bipolar Güç Transistörleri	42
5.2. Transistörlerin Optimal Sürülmesi	44
5.3. Transistörlerin Kesime Gitmesinde Oluşan Güç Kayıplarının Azaltılması	45
5.4. Transistörlerin İletime Girmesi Sırasında Oluşan Güç Kayıplarının Azaltılması	50
BÖLÜM 6. GERÇEKLENEREN DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONLU FREKANS ÇEVİRİCİNİN TANITIMI	52
6.1. Güç Devresi	52
6.2. Güç Devresi Elemanlarının Seçimi	53
6.3. Darbe Genişlik Modülasyonu Kontrol Devre- si	56

6.3.1. Yol Verme Devresi	56
6.3.2. Gerilim/Frekans Çevirici	57
6.3.3. Halka Sayıcı	58
6.3.4. Üçgen Dalga Üretici	58
6.3.5. Karşılaştırmacı	59
6.3.6. Eprom ile Transistör Baz Darbelerinin Elde Edilmesi	60
6.3.7. Başlatma-Durdurma ve Koruma Devresi	61
6.3.8. Yön Değiştirme Devresi	62
6.3.9. Uzaktan Denetim Devresi	63
6.3.10. Besleme Devresi	63
6.4. Sürücü ve Koruma Devresi	64
6.4.1. Sürücü Devresi	64
6.4.2. Koruma Devresi	65
6.5. Dalga Şekilleri ve Harmonik Analizi	67
6.5.1. Önemli Dalga Şekilleri	67
6.5.2. Motor Faz Arası Gerilimleri ve Harmonik Analizi	67
SONUÇLAR	75
KAYNAKLAR	76
EKLER	77
ÖZGEÇMİŞ	80

ÖZET

Bu tezde, asenkron motorların sincap kafesli türleri için sözkonusu olan darbe genişlik modülasyonlu frekans çevirici ile hız denetimi yöntemi ve bu yöntemin temel prensipleri genel hatları ile incelenmiştir. Ayrıca, 1,5 kW'lık bir sincap kafesli asenkron motorun hızını denetleyecek güç elektroniği devreleri gerçekleştirilerek yöntemin üstünlükleri görülmüştür.

SUMMARY

THE SPEED CONTROL OF INDUCTION MOTORS WITH PULSE WIDTH MODULATION FREQUENCY CONVERTER

The induction motor is the electrical motor type most widely used in industry. This leading position results mainly from its excellent features, such as:

- Simple and rugged construction. For the user this means a low purchase price and high reliability.
- High efficiency and low maintenance costs, which result in low overall operating costs.
- Suitability for use in difficult environments.
- Several speed options.
- Standardized design.

The induction motor, particularly the cage type, is most commonly used in adjustable-speed ac drive systems. To control the speed of a drive system, many methods have been developed, ranging from mechanical and hydraulic systems to electrical and electronic systems using, for example, d.c. shunt-wound motors whose speed can be controlled directly. However, it has been the desire of drive system manufacturers to vary the speed of the standard three-phase induction motor by electrical means. This aim has been technically possible for some years, and with recent advances in power electronic components and integrated circuits it is now achievable with both cost and quality comparable to that of alternative systems.

The speed control methods of induction motors are given in Fig.1. Among these variable frequency method has been used in this thesis. To provide an efficient means of speed adjustment the ratio of voltage to frequency must be constant for this aim. Typical torque-speed curves are shown in Fig.2, where it can be observed that the shapes are similar, with the maximum torque value independent of frequency.

In frequency controlled squirrel cage motor drives, usually frequency converters fitted with intermediate circuits are used. A frequency converter of this type consists of four parts, as shown in Fig.3.

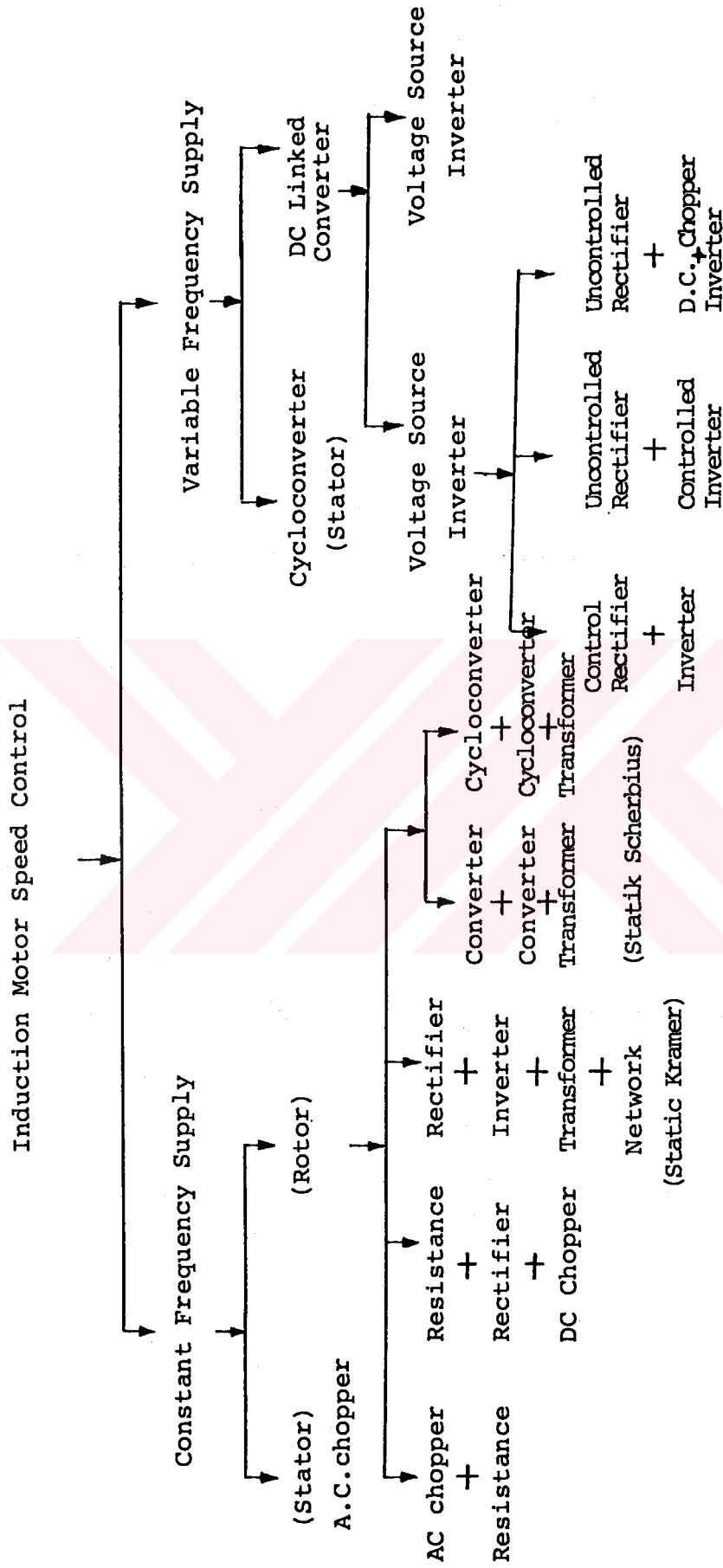


Figure .1. Speed Control Methods

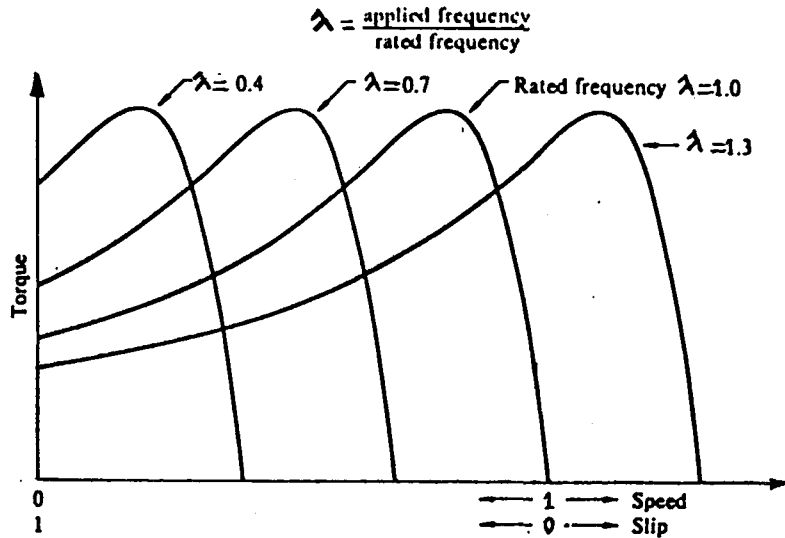


Figure 2. Induction motor torque-speed curves at different frequencies.

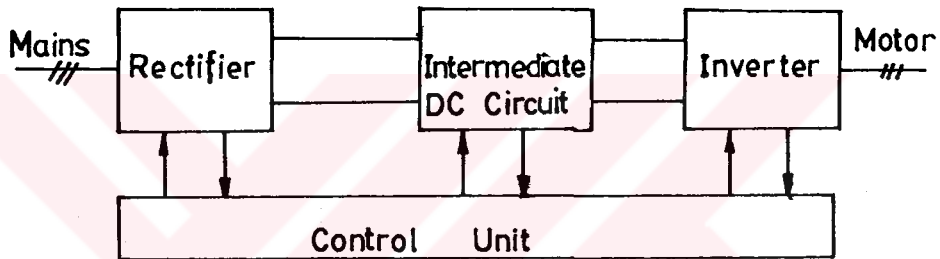


Figure 3. Block diagram of frequency converter.

The first part on the supply side is a rectifier. In the intermediate circuit the pulsating d.c. voltage produced by the rectifier is filtered in an LC low-pass filter or in a smoothing choke. The third part is an inverter which uses the d.c. current or voltage from the intermediate circuit to produce an a.c. current or voltage of the desired frequency. The control unit oversees the operation of the frequency converter.

Frequency converters can be classified into two main types on the basis of the construction of the intermediate circuit. If the intermediate circuit consists of a smoothing choke alone, the converter is said to be current controlled (Fig.4a). A frequency converter of this type functions as a current source that supplies the motor with a current such that the desired voltage is present at the motor terminals. The amplitude of the current is determined by a rectifier. Current controlled frequency converters are used in single-motor drives.

Frequency converters that have an LC low-pass filter in the intermediate circuit are said to be voltage controlled. In frequency converters of this type the amplitude of the output voltage is adjusted either by

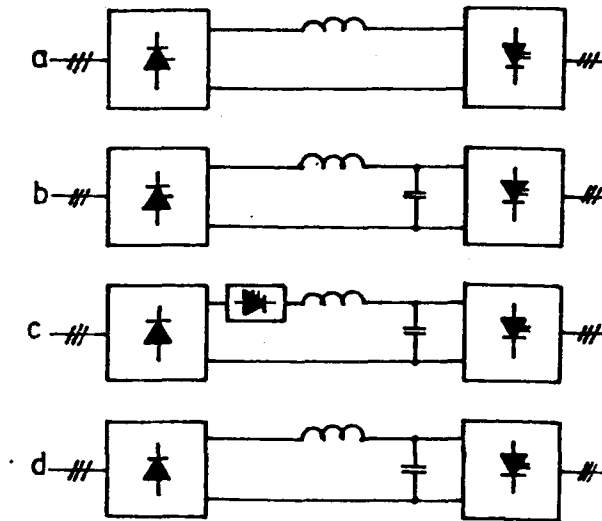


Figure 4. Alternative frequency converter designs.

- a) Current-source intermediate circuit.
- b) Voltage-source intermediate circuit, thyristor bridge controlled.
- c) Voltage-source intermediate circuit, chopper controlled.
- d) PWM frequency converter.

controlling the intermediate circuit voltage (Fig.4a and b) or by altering the output voltage waveform (Fig.4d). The latter method is called Pulse Width Modulation (PWM). The voltage controlled frequency converters are suitable for use both in single and in multiple motor drives.

The PWM frequency converter is the most commonly used of the alternative designs shown. It differs from other voltage controlled types with respect to its control speed and effects on the mains.

The PWM frequency converter has a high control speed, as voltage control is effected by means of an inverter. If the intermediate circuit voltage is thyristor bridge controlled or chopper controlled, the control speed is poor, as the intermediate circuit capacitor has to be charged or discharged when speed is changed.

Thanks to the diode bridge, the power drawn from the mains supply by the PWM frequency converter consist almost entirely of active power. Other frequency converter types, except converters having a chopper in the intermediate circuit, require a large amount of reactive power because of their controlled rectifiers.

In PWM frequency converters the intermediate circuit voltage is constant. The task of the inverter is to use this d.c. voltage to produce a symmetrical, three-phase voltage whose magnitude and frequency can be controlled.

The operation of the inverter can be illustrated by the switch model shown in Fig.5. In practice, semiconductor switches are used.

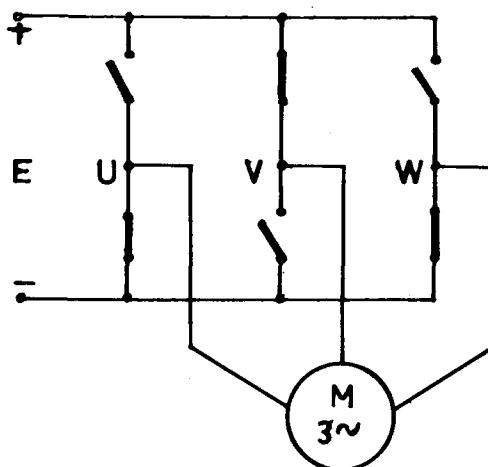


Figure 5. Switch model of an inverter.

The switches U, V and W are controlled as appropriate to produce a three-phase voltage at the motor terminals. As the inverter operates, each switch is in either of the positions shown. A switch may only assume the intermediate position when being turned, this is assumed to take place instantaneously.

The way in which the switch position control signals are produced is called modulation. Side effects caused by pulse-type voltage on a squirrel-cage motor depend on the shape of the voltage curve, i.e. on the modulation. A good overall result will be obtained when the modulation method is properly chosen.

The modulation can be based either on comparison of two waveforms or on ready-calculated pulses. In both cases, the voltage pulses generated must produce a symmetrical, three phase system. The most frequently used modulation methods are based on sine-triangle and plane-triangle comparisons.

The most common method of implementing the sine modulation is to use a sine-triangle comparison for controlling the inverter switches.

The sine-triangle modulation the sine wave of each phase is compared to the triangular wave in a comparator Fig.6 shows the principle of the sine-triangle comparison, and the resulting phase-to-phase voltage V_{AB} .

From Fig.6. the following results are obtained;

- . When the sine wave is more positive (larger) than the triangular wave the switch of the phase concerned is controlled to the plus position; in the opposite case to the minus position.

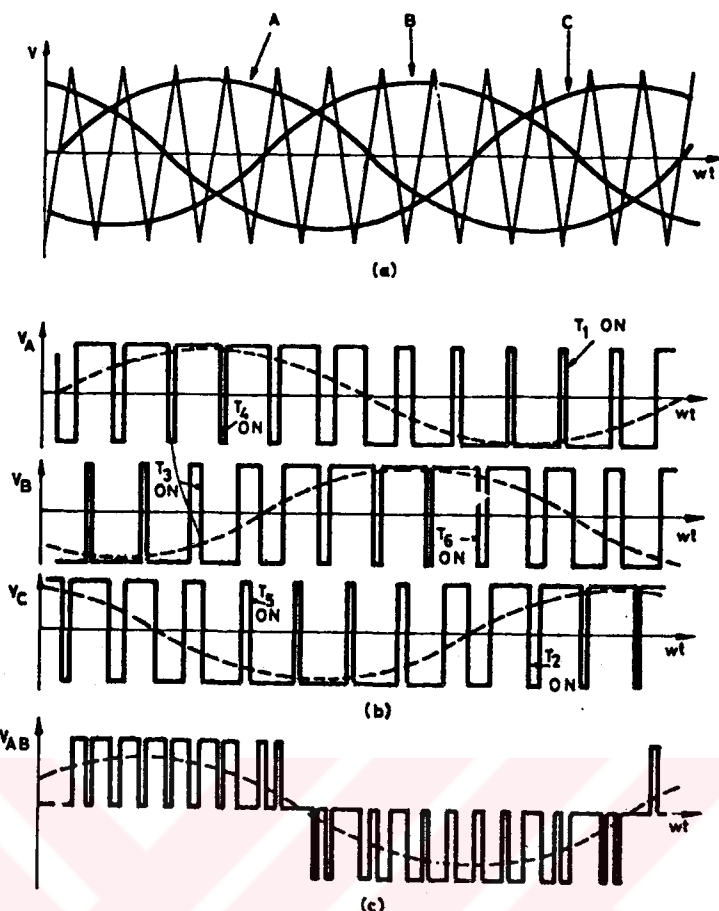


Figure 6. Principle of the sine-triangle comparison, and the resulting phase-to-phase voltage V_{AB} .

- . The ratio between the amplitudes of the sine wave and the triangular wave is used to control the pulse widths, and thus also the magnitude of the frequency converter output voltage.
- . The sine wave frequency is the frequency of the frequency converter output voltage.
- . The triangular wave frequency, on the other hand, determines the switching frequency of the inverter.

The modulation method, which is used in this thesis, is based on triangle and a constant d.c. value comparison. The pulse train, which has been obtained the result of this comparison, has been applied to the eprom. The outputs of the eprom has been obtained with respect to the input of the address. Hence, by switching transistors in the inverter the pulse trains have been obtained. Since the resulting pulse trains have been synchronized to each other, the torque pulsations have not been shown. On the other hand, the advantage of this method is to make optimum the output waves.

BÖLÜM 1.

GİRİŞ

Asenkron motorlar; özellikle sincap kafesli olanları daha ucuz ve dayanıklı olmaları, kolaylıkla üretilmeleri, kollektör ve fırça düzenlerinin bulunmaması ve daha az bakım gerektirmeleri nedeni ile günümüzde yaygın olarak kullanılan tahrik makinalarıdır.

Tahrik sistemlerinde kullanılan hız denetim yöntemleri devamlı bir gelişim içinde olmuş, öyleki bu gelişmeler mekanik ve hidrolik sistemlerden elektrik ve elektronik sistemlerine doğru yönlenmiştir [1]. Son yıllarda güç elektroniği ve elektronik devrelerindeki gelişmeler bu yönlenmeyi daha da hızlandırmıştır. Özellikle 70'li yıllardan sonra; güç elektroniğinde kullanılan yarı iletken elemanlardaki gelişmelerin kontrol teorisindeki gelişmelerle birlikte kullanılması, asenkron motor hız denetiminde oldukça önemli ilerlemelere yol açmıştır [1] [2] [3] [4].

Günümüzde, asenkron motorun hızının güç elektroniği elemanlarıyla denetiminde farklı yöntemler kullanılmaktadır [4]. Bu yöntemlerin içinde, en güvenilir ve verimli olanı darbe genişlik modülasyonlu eviricilerin kullanıldığı frekans çeviricilerdir [4] [5]. Bu tür uygulamada evirici ile, sabit olan ara devre doğru geriliminden, efektif değeri ve frekansı değiştirilebilen üç fazlı simetrik bir alternatif gerilim elde edilir. Eviricide kullanılan güç elektroniği elemanlarını anahtarlayacak darbelerin üretilmesi zorunluluğu, araştırmacıları bu konuya yöneltmiştir. Bu amaç için, elektronik devrelerindeki gelişmelere paralel olarak asenkron motorların hız denetimi için özel amaçlı darbe genişlik modülasyonlu darbeler

üreten entegre devreler geliştirilmiştir [5] [6]. Bu entegre devrelerden en çok kullanılan Philips'in geliştirilmiş olduğu HEF4752V entegresidir [6]. Entegre devrenin işlevi, simetrik üç fazlı çıkışa uygun olarak, altı evirici anahtarlama elemanını iletme ve kesime götürecektir dalga biçimlerini oluşturmaktadır. Bundan dolayı entegre devre altı ana sürücü çıkışına sahiptir. Ayrıca, 12 tristörlü evirici dizgeleri için yardımcı tristör tetiklemesinde kullanılan altı yardımcı çıkış da devrede bulunmaktadır. Evirici sürücü işareti iki biçimde olabilir. Birinci transistörlü eviricileri sürmek için, diğeri ise tristörlü eviricileri sürmek içindir. Transistörlü eviriciler için blok darbe biçimli olan sürücü işaret, tristörlü eviriciler için darbe dizisi biçimindedir. Çıkışın, evirici anahtarlama elemanına uygun biçimde olması veri girişinin lojik düzeyi ile belirlenir.

Bir diğeri özel amaçlı entegrede Siemens tarafından geliştirilen SLE 4520 dir [7]. Bu entegre devre, birlikte kullanıldığı mikroişlemci tarafından sağlanan bilgileri okur ve onları darbe genişlik modülasyonlu darbelere çevirir.

Özel amaçlı entegreler dışında, darbe genişlik modülasyonlu darbeleri üretmek için analog ve sayısal olarak geliştirilen sistemler de vardır [8]. Bu referans makalede, anahtarlama açıları önceden hesaplanmakta ve mikroişlemci hafızasında programlanmaktadır. Farlı bir modülasyon yönteminin kullanılmasına gerek duyulduğunda hafızadaki program değiştirilebilmektedir. Söz konusu yöntemde darbelerin üretilmesi, her faz için ayrı ayrı birer eeprom kullanılması şeklinde gerçekleştirilmiştir.

Tez konusu olarak asenkron motorun hız denetimi seçilmiştir. Bu amaç için öncelikle asenkron motor karakteristikleri ve hız denetim yöntemleri ele alınmıştır. Hız denetim yöntemlerinin incelenmesi sonucunda, darbe genişlik modülasyonu yönteminin diğeriğine göre bazı teknik

üstünlüklerinin olduğu görülmüştür [9]. Bu üstünlüklerin başlıcaları; $\cos\phi$ 'nin yaklaşık bir olması, motora uygulanan gerilimin harmoniklerinin az olması nedeniyle salınım momentlerinin de az olması, düşük hızlarda "boost" ayarı ile momentin artırılabilmesi ve verimin yüksek olması olarak sıralanabilir.

Sincap kafesli asenkron motorun hızının denetimi için gerçekleştirilen darbe genişlik modülasyonlu bir frekans çevirici; doğrultucu, ara devre, evirici ve kontrol ünite-lerinden oluşmaktadır. Doğrultucu ile şebeke geriliminden doğru gerilim elde edilir. Doğrultucudan hemen sonra gelen ara devre, bir kondansatör grubudur. Amacı doğru gerilimi filtre etmek ve motorun reaktif güç gereksinimlerini karşılamaktır. Evirici ise, bu doğru gerilimden frekansı ve gerilimi ayarlanabilir üç fazlı bir çıkış oluşturur.

Frekans çeviricinin evirici katında, yarı iletken eleman olarak tristör yerine güç transistörü kullanılmıştır [10]. Böylelikle, tristör kullanımında gerekli olan zorunlu komütasyon devrelerinden kurtulunmuştur. Ayrıca; güç transistörlerinin iletme girme ve kesime geçmeleri tristörlere oranla daha kolay olduğundan, sözkonusu işlemler için gerekli olan devreler daha da basit hale gelmiştir. Bunların sonucu olarak, ekonomi, boyut ve verimlilik açısından üstünlükler sağlanmıştır.

Kontrol devresinin temel işlevi, değişken frekans ve gerilim için gerekli olan frekans ve genişlikteki darbe genişlik modülasyonlu işaretlerin elde edilmesidir. Bunun yanı sıra, motora yumuşak yol verilmesi, elektronik yön değiştirme ve uzaktan denetim fonksiyonlarını da yerine getirmektedir. Bunların haricinde gerekli olan koruma işlevlerini de gerçekleştirir.

Tezin birinci bölümünde, tez konusu tanıtılarak konu ile ilgili literatürde yapılanlar ve tezin içeriği

açıklanmıştır.

İkinci bölümde; asenkron motorun matematik ve devre modeli, makinanın sürekli sinüzoidal çalışma koşulları gözönüne alınarak değişik frekansta geçerli olabilecek şekilde verilmiştir.

Üçüncü bölümde, asenkron motorlarda hız denetimi ve hız denetim yöntemleri açıklanmıştır.

Dördüncü bölümde, darbe genişlik modülasyonlu frekans çevirici tanıtılmıştır. Bu tanıtma, üç fazlı eviricinin farklı iletim durumları, darbe genişlik modülasyonlu eviricinin çalışma ilkesi ve darbe genişlik modülasyonlu darbelerin elde edilmesi yöntemleri biçiminde yapılmıştır.

Beşinci bölümde, güç transistörlerinin yapısı, optimal sürülmeleri, iletme girme ve kesime geçmelerinde ortaya çıkan anahtarlama kayıpları ve bu kayıpların devrelerle yok edilme yöntemleri incelenmiştir.

Altıncı bölümde, bir 1,5 kW'lık sincap kafesli asenkron motorun hız denetiminde kullanılacak güç elektroniği devreleri gerçekleştirilmiştir. Bu güç elektroniği devreleri; darbe genişlik modülasyonlu evirici kontrol, sürücü, koruma ve güç devrelerinden oluşmaktadır. Ayrıca bu bölümün sonunda; çıkış dalga şekilleri çizilip, bir çıkış frekansı için de harmonik analizi yapılarak harmonik çizgi spektrumu elde edilmiştir.

Yedinci bölümde, tezin genelinden elde edilen sonuçlara değinilmiştir.

Son bölümde, yararlanılan kaynaklar ve kullanılan transistörün katalog bilgileri verilmiştir.

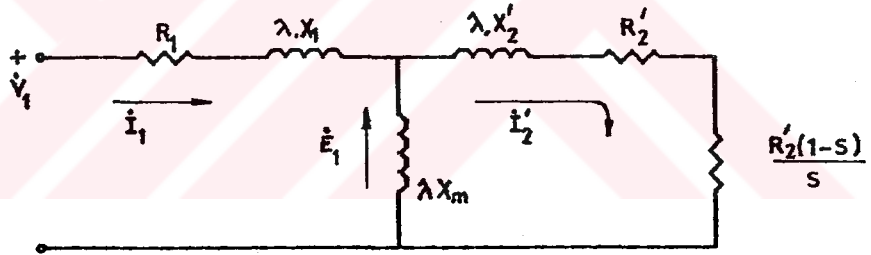
BÖLÜM 2.

ASENKRON MOTORLAR

Bu bölümde asenkron motorun daha sonraki bölümlerde açıklanacak hız denetiminde gerekli olan matematik ve devre modeli verilecektir. Modeller makinanın sürekli sinüzoidal çalışma koşulları gözönüne alınarak değişik frekansta geçerli olabilecek şekilde verilecektir.

2.1. Asenkron Motorun Eşdeğer Devresi

Rotoru statora indirgenmiş üç fazlı bir asenkron motorun, sürekli sinüzoidal çalışmada bir fazına ilişkin eşdeğer devre demir kayıpları bir tarafı bırakılarak Şekil 2.1'de olduğu gibi verilebilir [4].



Şekil 2.1. Asenkron motorun sürekli hal eşdeğer devresi.

Burada;

R_1 : Stator direnci

R_2' : Statora indirgenmiş rotor direnci

λX_1 : Stator kaçak reaktansı

λX_m : Stator ve rotor arasındaki ortak reaktans

$\lambda X_2'$: Statora indirgenmiş rotor eşdeğer kaçak reaktansı

V_1 : Stator gerilimi

I_1 : Stator akımı

I_2' : Rotor akımının statora indirgenmiş değeri

olarak kullanılmaktadır. λ katsayısı;

f_1 çalışma frekansı, f_0 kaynak (şebeke) frekansı olmak üzere

$$\lambda = \frac{f_1}{f_0} \quad (2.1.1)$$

şeklinde tanımlanır. Tanım olarak kayma, senkron dönme sayısı ile rotorun dönme sayısı arasındaki farkın senkron dönme sayısına oranıdır. Buna göre kayma;

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (2.1.2)$$

olur. $2p$ toplam kutup sayısı olmak üzere senkron hız;

$$n_s = \frac{60 \cdot f_1}{p} \quad (2.1.3)$$

olup, rotor hızı ise

$$n = \frac{60 \cdot f_2}{p} \quad (2.1.4)$$

dır. Statora uygulanan güç $= 3V_1 \cdot I_1 \cos \phi_1$ (2.1.5)

Hava aralığı gücü $= 3 \cdot E_1 \cdot I_2' \cdot \cos \phi = 3 \cdot \frac{R_2'}{s} \cdot I_2'^2 = P_g$ (2.1.6)

Rotor sargı kayıpları $= 3 \cdot R_2' \cdot I_2'^2 = s \cdot P_g$ (2.1.7)

Stator sargı kayıpları $= 3 \cdot R_1 \cdot I_1^2$ (2.1.8)

Mekanik güce dönüşen (endüklenen) güç;

$$P_m = P_g - s P_g = P_g (1-s) = 3 \cdot \frac{(1-s)}{s} \cdot R_2' \cdot I_2'^2 \quad (2.1.9)$$

Endüklenen elektromagnetik moment;

$$M_e = \frac{P_m}{\omega} = \frac{P_g (1-s)}{\omega} = \frac{P_g (1-s)}{\omega_s (1-s)} = \frac{3 \cdot R_2' \cdot I_2'^2}{s \omega_2} \quad (2.1.10)$$

Mil gücü $= P_m - P_{\text{mek. kayıpları}}$ (2.1.11)

Senkron açısal hız;

$$\omega_s = \frac{2\pi \cdot n_s}{60} = \frac{2\pi \cdot 60 \cdot f_1}{60 \cdot p} = \frac{2\pi f_1}{p} \quad (2.1.12)$$

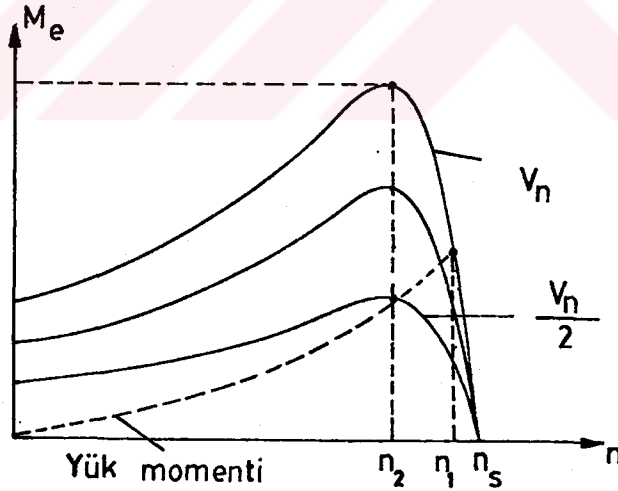
I_2' akımı Şekil 2.1'de verilen eşdeğer devreden

$$I_2' = \frac{E_1}{\sqrt{\left(\frac{R_2'}{s}\right)^2 + (\lambda \cdot X_2')^2}} \quad (2.1.13)$$

olarak hesaplanır. (2.1.13) eşitliği (2.1.10)'da yerine yazılırsa,

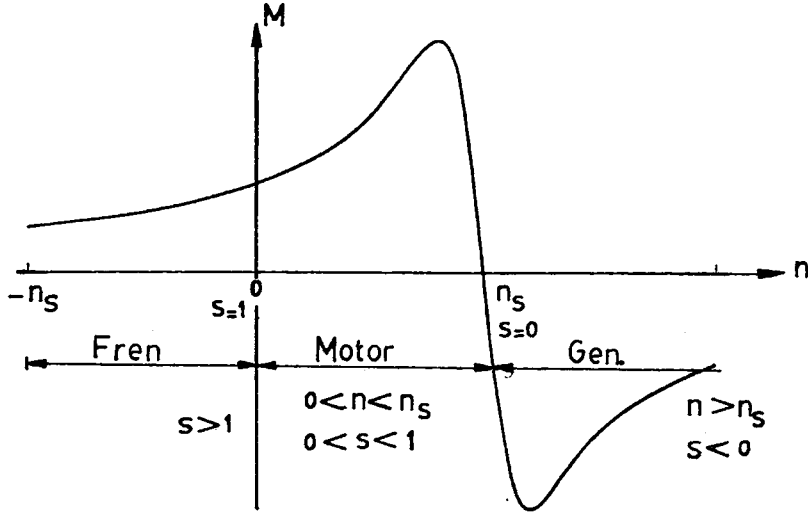
$$M_e = \frac{3 \cdot R_2' \cdot E_1^2}{s \cdot \frac{2\pi f_1}{p} \left[\left(\frac{R_2'}{s}\right)^2 + (\lambda \cdot X_2')^2 \right]} \quad (2.1.14)$$

elde edilir. $M_e=f(n)$ grafiği çalışma frekansının, şebeke frekansına eşit olması ($f_1=f_o$) halinde çizilirse Şekil 2.2'deki eğri elde edilir.



Şekil 2.2. $M_e=f(n)$ grafiği

Asenkron motorun stator gerilim frekansının sabit olması durumunda moment-hız özeğrisi Şekil 2.3'de verilmiştir.



Şekil 2.3. Sabit frekansta moment-hız özeğrisi.

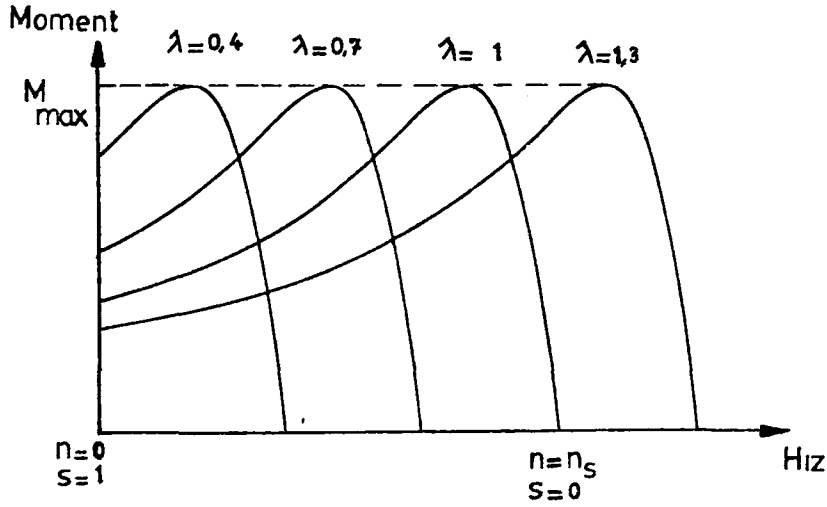
Çalışma frekansının, kaynak frekansından farklı olması durumunda, başka bir deyişle f_1 çalışma frekansındaki stator gerilimi V_1 ise farklı frekanstaki gerilim $\lambda.V_1$ ve senkron açısal hız ya da açısal frekans $\lambda.\omega_s$ olacağından (2.1.10) denklemi ile verilen moment bağıntısı $E_1 \cong V_1$ alınması durumunda

$$M_e = \frac{3.R'_2.\lambda.V_1^2.s}{\omega_s [R_2'^2 + (\lambda.s.2\pi f.L_2')^2]} \quad (2.1.15)$$

olur. Değişik λ değerleri için moment= $f(n)$ eğrisi çizildiğinde maksimum momentin frekanstan bağımsız olduğu görülür. Bu da fiziksel olarak gerilim/frekans=sabit, yani magnetik akının sabit tutulması anlamındadır. Şekil 2.4' de asenkron motorun farklı frekanslardaki moment-hız eğri-leri görülmektedir.

Maksimum momentin meydana geldiği kaymaya devrilme kayması, bu momente de devrilme momenti adı verilir. Devrilme kayması;

$$s_D = s_m = \frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2 + \lambda^2 (X_1 + X_2')^2}} \quad (2.1.16)$$



Şekil 2.4. Asenkron motorun farklı frekanslardaki moment-hız eğrileri.

olarak elde edilir. Bu kayma değerini moment eşitliğinde yerine yazarsak momentin maksimum değeri;

$$M_{\max} = \frac{3 \cdot (\lambda \cdot V_1)^2}{\lambda \cdot \omega_s^2 \left[\pm \sqrt{R_1^2 + \lambda^2 (X_1 + X_2')^2} + R_1 \right]} \quad (2.1.17)$$

olur. Maksimum momentin meydana geldiği rotor akımı frekansı $R_1=0$ alındığında $f_D = s \cdot f$ dir.

$R_1=0$ alındığında devrilme kayması;

$$s_D = s_m = \frac{R_2'}{\lambda (X_1 + X_2')} \quad (2.1.18)$$

şeklini alır. s_m kaymasında maksimum momentin değeri, (2.1.17) yardımı ile

$$M_D = M_{\max} = \frac{3 \cdot (\lambda \cdot V_1)^2}{\lambda \cdot \omega_s^2 \cdot 2 \left| \lambda (X_1 + X_2') \right|} = \frac{3V_1^2}{\omega_s^2 \cdot 2 \left| (X_1 + X_2') \right|} \quad (2.1.19)$$

olarak bulunur. Burada ω_s şebeke (temel) frekansındaki açısal frekans ya da senkron hızdır.

Maksimum momentin meydana geldiği rotor akımının frekansı f_{2D} , $f_2 = f_1 \cdot s$ olduğu düşünülerek;

$$\frac{f_1}{f_2} = \lambda \rightarrow f_1 = f_o \cdot \lambda$$

$$f_2 = s \cdot f_1 = s \cdot f_o \cdot \lambda$$

$$f_{2D} = s_D \cdot f_o \cdot \lambda = \frac{R'_2}{\lambda(X_1 + X'_2)} \cdot f_o \cdot \lambda$$

$$f_{2D} = f_o \cdot \frac{R'_2}{X_1 + X'_2} \quad (2.1.20)$$

şeklinde elde edilir. Buradan görüldüğü gibi, devrilme kaymasına karşılık düşen rotor akımına ilişkin frekans da V_1 'den ve f_1 çalışma frekansından bağımsız bir değerdedir.

(2.1.19) eşitliği kullanılarak $X_1 + X'_2$ toplam reaktansı

$$X_1 + X'_2 = \frac{f_o}{f_{2D}} \cdot R'_2 \quad (2.1.21)$$

olarak bulunur. (2.1.20) eşitliği (2.1.18)'de yerine konursa maksimum moment,

$$M_D = \frac{3V_1^2}{2 \cdot \omega_s} \cdot \frac{f_{2D}}{f_o \cdot R'_2} = \frac{3 V_1^2 f_{2D}}{2 \cdot \frac{2\pi f_o}{p} \cdot f_o R'_2} \quad (2.1.22)$$

şeklini alır. I'_2 statora indirgenmiş rotor akımı,

$$I'_2 = \frac{\lambda \cdot V_1}{\sqrt{\left(\frac{R'_2}{s_D}\right)^2 + (X_1 + X'_2)^2 \cdot \lambda^2}} = \frac{\lambda \cdot V_1 \cdot s_D}{\sqrt{R'^2_2 + s_D^2 \cdot \lambda^2 \cdot (X_1 + X'_2)^2}}$$

$$I'_2 = \frac{\lambda \cdot V_1 \cdot \frac{R'_2}{\lambda(X_1 + X'_2)}}{\sqrt{R'^2_2 + \frac{R'^2_2}{\lambda^2(X_1 + X'_2)^2} \cdot \lambda^2(X_1 + X'_2)^2}} = \frac{V_1}{\sqrt{2}(X_1 + X'_2)} \quad (2.1.23)$$

olarak elde edilir. Gerekli cebirsel işlemler yapılarak, devrilme kaymasına karşılık gelen rotor akımı frekansı

cinsinden devrilme momenti;

$$I_2'^2 = \frac{V_1^2}{2(X_1 + X_2')}$$

$$\frac{V_1^2}{2(X_1 + X_2')} = (X_1 + X_2')^2 \cdot I_2'^2$$

$$M_D = \frac{3 V_1^2}{2\omega_s (X_1 + X_2')} = \frac{3}{\omega_s} (X_1 + X_2') \cdot I_2'^2$$

$$M_D = \frac{3}{\omega_s} \cdot \frac{f_o}{f_{2D}} \cdot R_2' \cdot I_2'^2 = \frac{3}{\frac{2\pi f_o}{p}} \cdot \frac{f_o}{f_{2D}} R_2' \cdot I_2'^2$$

$$M_D = \frac{3 \cdot p \cdot R_2' \cdot I_2'^2}{2 \cdot \pi \cdot f_{2D}} \quad (2.1.24)$$

şeklinde elde edilir. Bu eşitlikten görüldüğü gibi devrilme momenti gene V_1 ve f_1 'den bağımsızdır.

BÖLÜM 3.

ASENKRON MOTORLARDA HIZ DENETİMİ VE HIZ DENETİMİ YÖNTEMLERİ

Hız denetimi, dönüş yönünün değiştirilmesi, yol verme akımının denetlenmesi ve motorun frenlemesi bir asenkron motorun kontrolünde sözkonusu olabilecek işlemlerdir. Bu bölümde hız denetimi hakkında kısa bir bilgi verilecektir.

3.1. Hız Denetimi

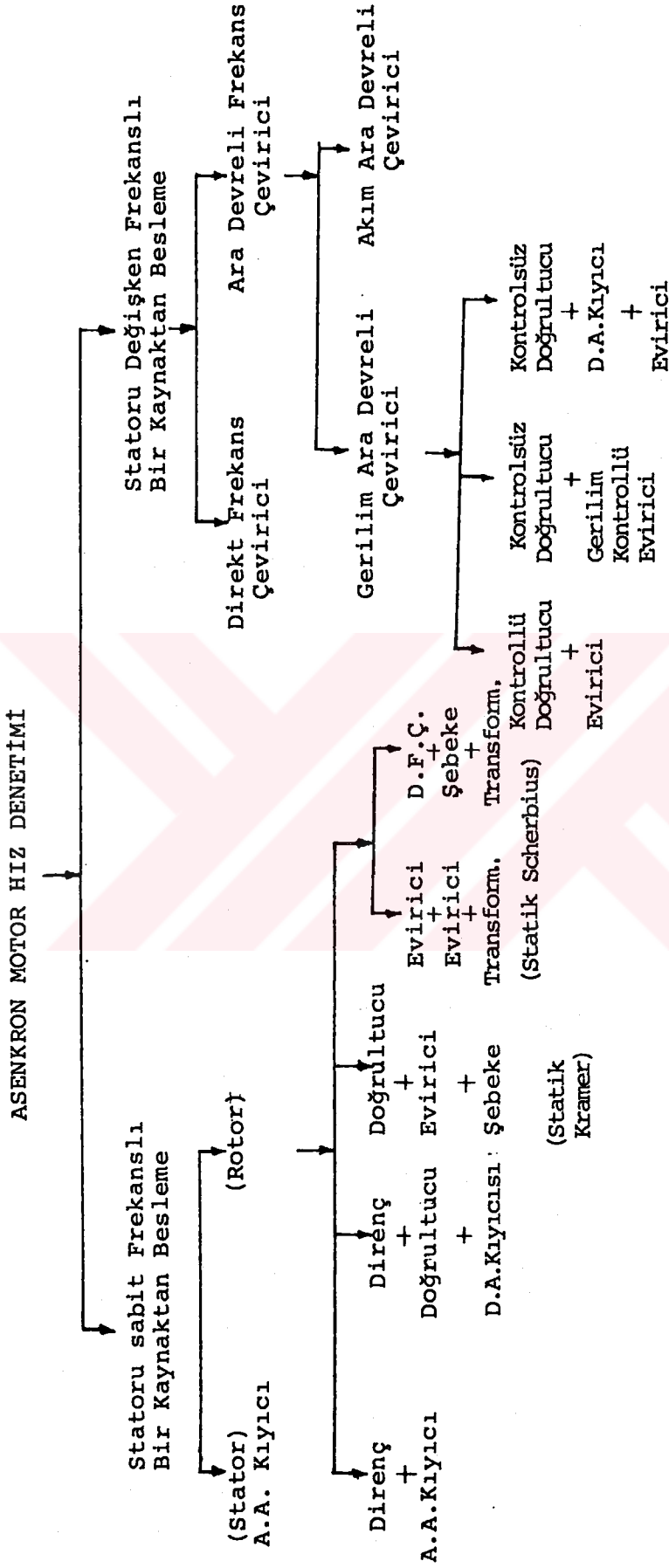
Endüstride karşılaşılan yükleri özelliklerine göre üç ayrı türde toplamak olasıdır [4].

- . Ayarlanabilen hız gerektiren yükler
- . Sabit moment gerektiren yükler
- . Sabit güç gerektiren yükler

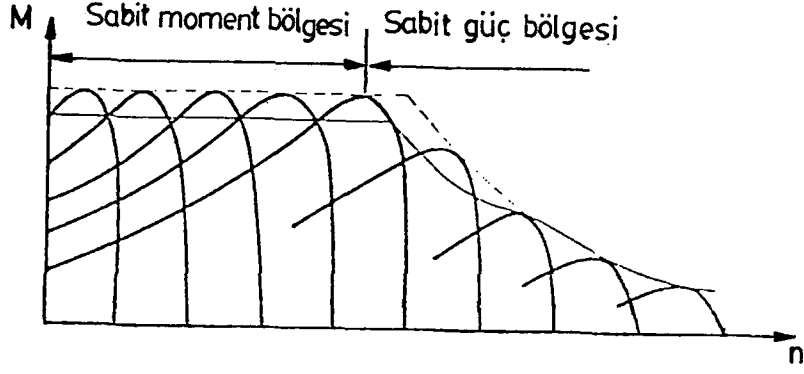
Bu üç gruptan uygulamada en sıkça karşılaşılanı birinci gruptur. Öyleki örnek olarak kağıt sanayinde kağıt makineleri, tekstil sanayinde bobinler, demir ve çelik sanayinde haddeler gösterilebilir.

İkinci gruba örnek; taşıyıcı sistemler, taş öğütme makineleridir. Üçüncü gruba girenlerde ise yükün gerektirdiği moment, hız arttıkça, hız ve moment çarpımı sabit kalacak şekilde azalır. Bobin sarıcılar, elektrikli trenler, arabalar ve vinçler bu gruba örnek olarak verilebilir. Şekil 3.1'de verilen moment-hız eğrisi ile sabit moment ve sabit güç bölgeleri gösterilmektedir.

Asenkron motor hızının denetiminde kullanılan güç elektroniği elemanlarının işlevleri bir diyagramla Şekil 3.2'de verilmektedir.



Şekil 3.2. Asenkron motor hız denetiminde kullanılan güç elektroniği devrelerinin uygulama alanları



Şekil 3.1. Moment-hız eğrileri.

3.2. Statoru Sabit Frekanslı bir Kaynaktan Besleme

Bu ayırtta asenkron makinanın statorunun sabit frekanslı bir kaynaktan beslenmesi durumu ele alınacaktır.

3.2.1. Statora Uygulanan Gerilimin Değiştirilmesi: A.A.

Kıyıcı ve Denetleme

Alternatif akım motorlar genellikle statora uygulanan gerilimin frekansının belirlediği bir hızda çalışırlar. Senkron motorlarda sürekli enerji dönüşümü için gerekli koşulun,

$$\omega_e = p \cdot \omega_r \quad (3.2.1)$$

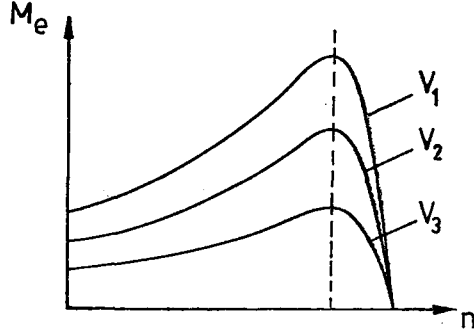
olması başka bir deyişle statora uygulanan gerilimin açısal frekansının rotor hızının çift kutup sayısı ile çarpımına eşit olması, senkron motorda hızın doğrudan doğruya uygulanan gerilimle orantılı olduğunu ve frekans değiştirilmedikçe sabit kaldığını gösterir. Asenkron motorlarda ise sürekli enerji dönüşümü koşulu,

$$\omega = \omega_s - \omega_r \quad (3.2.2)$$

olması, hızın uygulanan gerilimin frekansı ve yüke bağlı olduğunu göstermektedir.

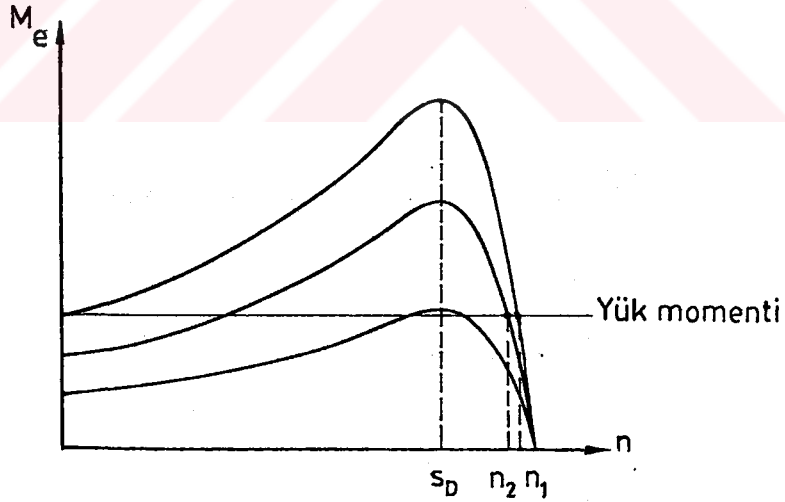
Daha önceki ayırtlarda da belirtildiği gibi makina endüklenen, başka bir deyişle üretilen güç frekans sabit ise doğrudan statora uygulanan gerilimin karesi ile

orantılıdır. Bu nedenle rotor hızı, stator gerilimi ve yük momentine bağlıdır. Şekil 3.3'de endüklenen momentin gerilime bağlı olarak özeğrileri verilmiştir.



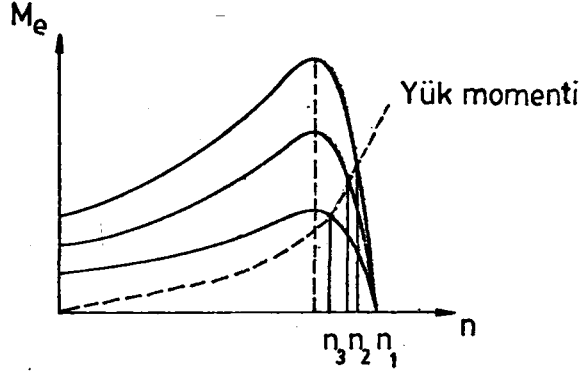
Şekil 3.3. Stator geriliminin fonksiyonu olarak $M_e = f(n)$ özeğrileri.

(2.1.18) ve (2.1.19) bağıntıları gözönüne alındığında Şekil 3.3'den görüldüğü gibi devrilme kayması gerilimden bağımsız olarak hep aynı değerdedir. Yük momentinin sabit olması durumunu Şekil 3.4'de gösterildiği gibi kabul edelim [1] [4].



Şekil 3.4. Sabit yük durumu.

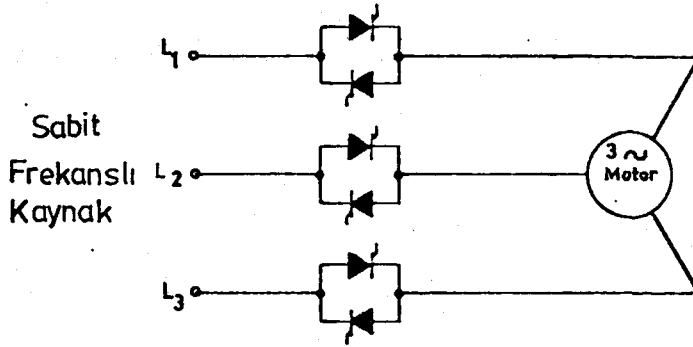
Bu şekilden de görüldüğü gibi sabit yük durumunda gerilimin değiştirilmesi sonrası hız değişimi aralığı fazla olmamaktadır. Buna karşın pompa ve fan gibi bazı yük durumlarında yük momentini yaklaşık olarak hızın karesiyle orantılı olarak artar. Bu durum Şekil 3.5'de görülmektedir.



Şekil 3.5. Yük momentinin hızın karesiyle orantılı olma hali.

Şekilden görüldüğü gibi bu tür yük durumunda sabit yük durumuna göre daha geniş bir aralıkta hız denetimi mümkündür.

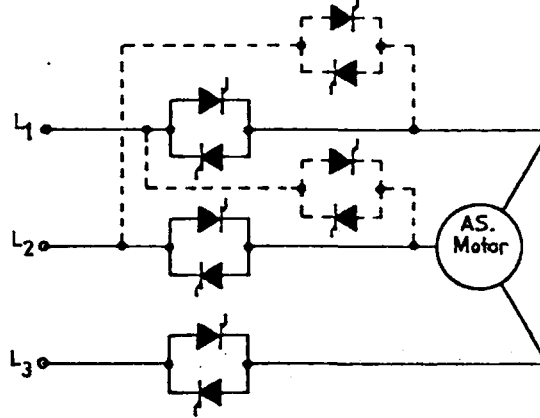
Stator geriliminin değiştirilmesinde kullanılacak güç elektroniği çevirici a.a. kıyıcısıdır. Hız denetimi açısından en uygun olan a.a. kıyıcısı her faza ters yönde paralel bağlanmış tristörlerden oluşan tam dalga denetimli a.a. kıyıcısıdır. Şekil 3.6'da tristörlü a.a. kıyıcısı görülmektedir.



Şekil 3.6. Tam dalga denetimli a.a. kıyıcı ile hız denetimi.

Hız denetimi, yarım dalga denetimli bir a.a. kıyıcısı ile de gerçekleştirilebilir. Ancak bu durumda kontrol edilen motorda gürültü gibi istenmeyen durumlar ortaya çıkar.

Tam denetimli a.a. kıyıcı ile yapılan denetimde dört ilave tristör daha ilave edilerek faz sırasını değiştirme imkanı elde edilerek regeneratif frenleme ve ters yönde çalışma olanağı elde edilir. Bu durum Şekil 3.7'de gösterilmiştir.



Şekil 3.7. Regeneratif frenleme ve ters yönde çalışma.

Tahrik (sürücü) sistemlerinde, bir frenleme sırasında motor kinetik enerjisinin kaynağa geri verilmesine regeneratif frenleme denir. Ayrıca reküperasyon olarak da adlandırılır.

Belirli bir hızda çalışmakta olan motorun besleme frekansı aniden düşürülecek olursa kayma negatif bir değer alır ve motor yeni bir hıza ulaşınca kadar yavaşlar. Bu sırada motorun daha önceki çalışmasından biriken kinetik enerji kaynağa geri verilerek regeneratif frenleme sağlanmış olur. Diğer taraftan stator döner alanının yönü, faz sırası değiştirilerek değiştirilirse stator ve rotor döner alan yönleri birbirine ters olacağından kayma birden büyük olur ve motor frenleme modunda çalışmaya başlar. Endüklenen moment rotor dönüş yönüne zıt olacağından motor çok hızlı bir şekilde yavaşlar. Motor sıfır hıza ulaştığında kaynaktan ayrılmazsa bu kez ters yönde bir dönüş başlar.

Diğer bir frenleme türü de stator uçları kaynaktan ayrılır ve iki faz birleştirilir. Bu birleştirilen faz

ucuna ve diğer faza bir d.g. kaynağı bağlanırsa stator alanı hareketsiz kalacağından kayma doğrudan rotor hızına bağlı olur. Böylece frenleme sağlanmış olur.

3.2.2. Rotor Direncinin Değiştirilmesi

Bilezikli asenkron motorlarda diğer tip motorlarda olduğu gibi hava aralığı gücü ve mekanik güç sıra ile (2.1.6) ve (2.1.9) bağıntıları ile verilebilmektedir. Buna göre rotor gücü ise,

$$P_2 = s \cdot P_g \quad (3.2.3)$$

dir.

Sincap kafesli asenkron motorlarda hava aralığı gücünün tamamı ısıya dönüşerek kayıp şeklinde ortaya çıkar. Rotor hareketsiz iken rotor uçlarındaki gerilim E_{20} olarak tanımlandığında rotor hareketli olduğunda rotorda endüklenen gerilim ve bu gerilimin frekansı

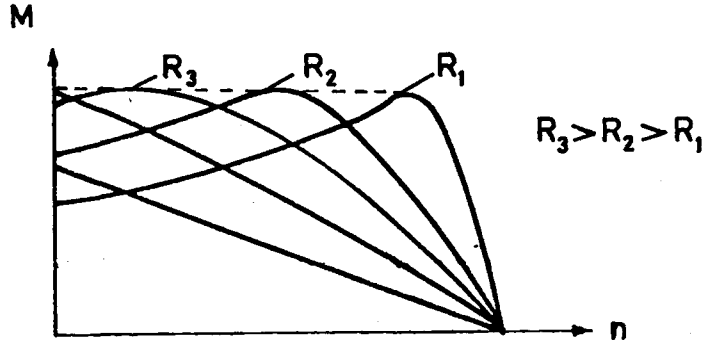
$$E_2 = s \cdot E_{20} \quad (3.2.4)$$

$$f_2 = f_1 \cdot s \quad (3.2.5)$$

olur. Buradan bilezik geriliminin ayarlanması ile kayma ayarlanır. Böylece rotor hızı ayarlanır. Bilezikli asenkron motorun rotor uçlarından bir güç alınır bu durumda senkron altı hızlarda ayar yapılır. Bilezik uçlarından motora bir güç verilirse kayma negatif değer alır, bu durumda senkron üstü hızlarda ayar yapılır.

Asenkron motorun rotor devresine direnç ilave edilirse moment-hız özeğrisi Şekil 3.8'de verilmiştir.

İlave rotor direnci kaymayı büyüttüğü gibi yol alma momentinde büyümesine neden olur. Bu nedenle asansörler, vinçler, taşıyıcılar ve matbaa makinaları gibi uygulamalarda yol alma sırasında daha büyük moment

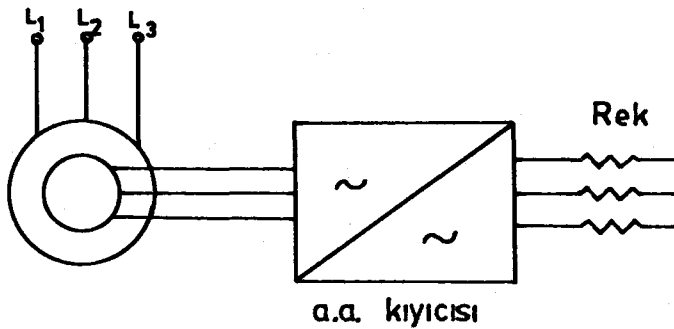


Şekil 3.8. Değişik rotor dirençleri için moment-hız karakteristikleri.

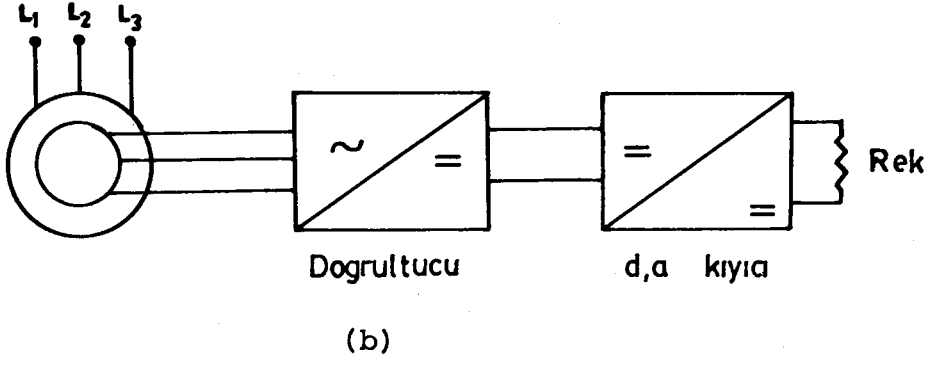
gereklidir. Bu nedenle rotora direnç ilave etmek yaygın olarak kullanılmaktadır.

Güç elektroniği elemanlarının uygulaması ile rotor direncinin değiştirilmesi artık mekanik anahtarlar ile yapılmamaktadır. Rotor bilezik uçlarına eklenen dirençlerden geçen akım ya bir alternatif akım kıyıcı ile ayarlanır ya da rotor gerilimi önce doğrultulup daha sonra da bir d.a. kıyıcı ile rotor akımı (direnci) ayarlanır.

Şekil 3.9a'da alternatif akım kıyıcısı ile, Şekil 3.9b'de ise doğrultucu ve d.a. kıyıcı ile bilezik uçlarına eklenen dirençlerden geçen akımın ayarı genel prensibi görülmektedir.



(a)



Şekil 3.9. Rotor direncinin değerinin değiştirilmesi yöntemleri.

3.2.3. Statik Kramer Sistemi

Yukarıda da belirtildiği gibi bir bilezikli asenkron motorun rotorundan güç alınarak ya da dışardan rotoruna güç verilerek motorun kayması, dolayısıyla hızı ayarlanabilir. Rotor devresine ek direnç koymakla rotordan güç alınmaktadır. Kramer sisteminde ise rotor devresinden alınan güç kaynağa geri verilmektedir. Böylece sistemin verimi artırılmış olur.

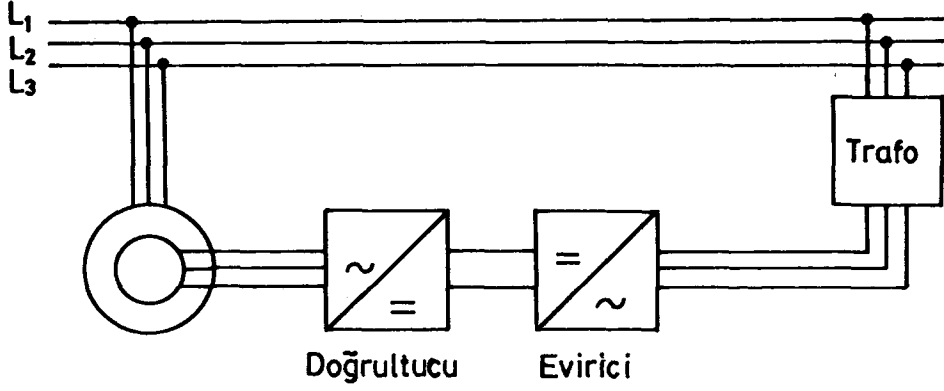
Statik kramer sisteminde rotor devresinde endüklenen gerilim bilezikler üzerinden dışarı alınarak bir doğrultucu vasıtasıyla doğrultularak bir doğru akım motorunun tahriğinde kullanılabilir. Böylece rotordaki kayma gücü mekanik güç olarak asenkron motorun miline verilebilir. Günümüzde yarı iletken elemanlar kullanılarak oluşturulan kramer sisteminde bir doğrultucu ile doğrultulan güç bir d.a. motoru yerine bir eviriciye uygulanarak elde edilen alternatif enerji bir transformatör üzerinden tekrar kaynağa aktarılır. Rotor gücü (3.2.3) bağıntısı ile verilen değerde olduğundan evirici gücü motor gücünden daha küçüktür.

Şekil 3.10'da statik kramer sistemi görülmektedir.

Doğrultucu çıkış gerilimi,

$$V_d = \frac{3}{\pi} V_{2m} = \frac{3\sqrt{2} \cdot V_2}{\pi} \quad (3.2.6)$$

dir.



Şekil 3.10. Statik Kramer Sistemi.

Burada V_2 rotor uç gerilimidir. Bir noktada rotorda endüklenen gerilimdir. V_2 gerilimi hız ve kaymaya bağlıdır. Asenkron motorun stator ve rotorunda endüklenen gerilimler arasında oran;

$$\frac{E_s}{E_r} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{\dot{u}_1}{s} \quad (3.2.7)$$

dır. Asenkron motorlarda gerilim değiştirme oranı;

$$\dot{u}_1 = \frac{K_s \cdot N_s}{K_r \cdot N_r} \quad (3.2.8)$$

olur. Evirici uç gerilimi,

$$V_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{sV_1}{\dot{u}_1} \quad (3.2.9)$$

olarak elde edilir. Trafo çıkış gerilimi V_1 olabilmesi için eviricinin giriş gerilimi,

$$V_E = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1}{\dot{u}_2} V_1 \cdot \cos\alpha \quad (3.2.10)$$

olmalıdır. Burada $\dot{u}_2$ trafonun çevirme oranıdır.

$V_d = V_E$ olduğundan α , $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ arasında olmalıdır. Kayma,

$$s = \frac{\dot{u}_1}{\dot{u}_2} \cos\alpha \quad (3.2.11)$$

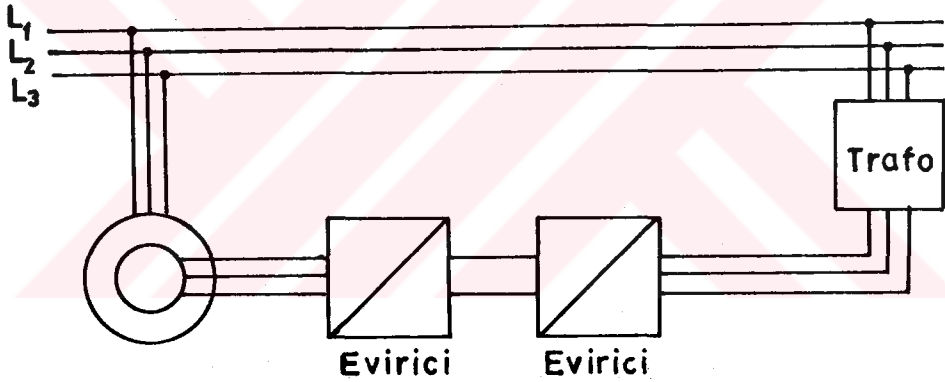
şeklinde verilebileceğinden açısal hız;

$$\omega = \omega_s(1-s) = \omega_s(1 - \frac{\dot{u}_1}{\dot{u}_2} \cos \alpha) \quad (3.2.12)$$

olarak elde edilir. Buradan α 'nın ayarı ile ω 'nın ayarlanabildiği görülmektedir.

3.2.4. Statik Scherbius Sistemi

Statik Scherbius sistemi Şekil 3.11'de verilmiştir. Statik kramer sistemindeki doğrultucu bir evirici ile yer değiştirdiğinde ya da doğrultucu ve evirici bir direk frekans çevirici ile yer değiştirdiğinde güç akışının şebekeden rotora doğru olmasına da olanak sağlanır. Böylece senkron üstü hızlarda da hız ayarına olanak sağlanmış olur. Bu sisteme Statik Scherbius Sistemi denir. Bu sistem senkron üstü kaskad bağlama yöntemi olarak da tanımlanır.



Şekil 3.11. Statik Scherbius Sistemi.

3.3. Statora Uygulanan Gerilimin Frekansının Değiştirilmesi.

Bir asenkron motorun senkron hızı, belli p kutup sayısında stator geriliminin f_1 frekansı ile denetlenebilir [11]. Frekans değiştirerek yapılan hız denetiminde, asenkron motorun momentinin maksimum değerinin sabit kalması sağlanır. Bu amaç için V_1/f_1 oranı yaklaşık olarak sabit tutulur, gerçekten statora uygulanan gerilim V_1 ; yaklaşık olarak statorunda endüklenen E_1 gerilimine eşit olduğu kabul edilebilir.

$V_1 \cong E_1$ statorunda endüklenen gerilim;

$$E_1 = K.f_1.\phi \quad (K = \text{sabit}) \quad (3.3.1)$$

dir. Moment ise,

$$M = \lambda_1.\phi.I.\sin \phi, I \quad (3.3.2)$$

dir. Maksimum moment,

$$I = \frac{E_1}{K.f_1 [L_{s\sigma} + L'_{r\sigma}]} \quad (3.3.3)$$

$$M = \frac{\lambda_1}{K} \left(\frac{E_1}{f_1} \right)^2 \sin \phi, I \quad (3.3.4)$$

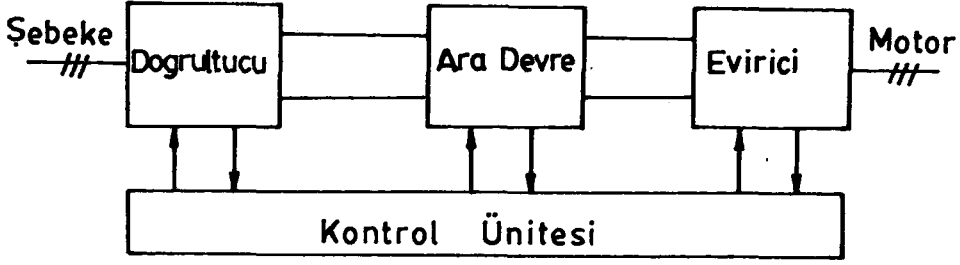
olarak verilir. Buradan momentin maksimum değerinin yaklaşık olarak sabit kalması için E_1/f_1 nin ya da ϕ 'nin sabit tutulması gerekir. O halde, statora uygulanan gerilimin frekansını değiştirerek hız denetimi yapılırken, gerilim kaynağının V_1/f_1 oranı sabit tutulur ve öylelikle momentin maksimum değeri sabit tutulmuş olur.

Statoru değişken frekanslı bir kaynaktan besleme ile asenkron motor hız denetiminde ara devreli frekans çeviriciler yaygın olarak kullanılmaktadır. Bundan sonraki ayrıtta frekans çevirici çeşitleri incelenecektir.

3.4. Frekans Çevirici Çeşitleri

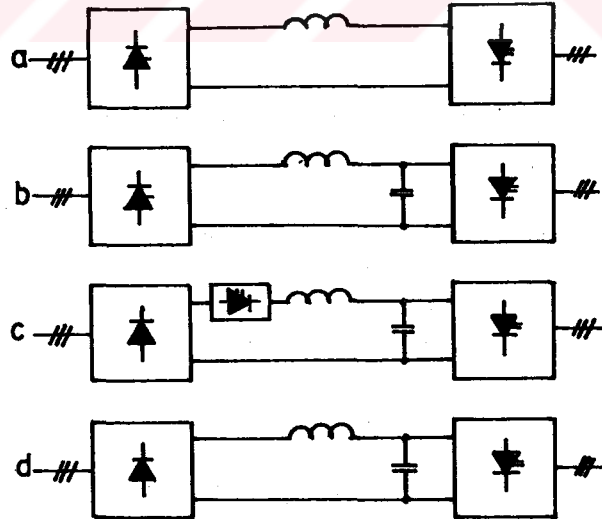
Sincap kafesli asenkron motorun beslenmesinde kullanılan frekans çeviriciler, Şekil 3.12'de gösterildiği gibi, dört kısımdan oluşur [5].

1. Doğrultucu
2. Ara devre
3. Evirici
4. Kontrol ünitesi



Şekil 3.12. Frekans çeviricinin ilke şeması.

İlk ana bölüm doğrultucudur. Şebekenin alternatif geriliminin doğru gerilime çevrildiği bu bölümde kontrol- lu veya kontrolsüz bir doğrultucu bulunabilir. Ara dev- rede ise doğrultucudan elde edilen dalgalılığı fazla olan doğru gerilim seviyesinin süzülmesine yarayan L-C alçak geçiren filtresi ve aynı gerilimin ortalama değerini ayar- layan doğru akım kıyıcısı bulunabilir. Üçüncü bölüm evi- ricidir ve ara devredeki doğru gerilim veya akımdan efek- tif değeri ve frekansı ayarlanabilen bir alternatif geri- lim elde edilmesinde kullanılır. Kontrol devresi ise fre- kans çeviricisinin çalışmasını kontrol eder. Frekans çevirici çeşitleri Şekil 3.13'de gösterilmektedir.



Şekil 3.13. Frekans çevirici çeşitleri.

- Akım ara devreli
- Kontrollü doğrultucu ile denetlenen gerilim ara devreli.
- Doğru akım kıyıcı ile denetlenen gerilim ara devreli
- Darbe genişlik modülasyonlu (DGM) sabit gerilim ara devreli

Frekans çeviriciler ara devrenin yapısına göre iki ana bölüme ayrılabilirler. Eğer ara devre yalnızca bir filtre endüktansına sahipse frekans çevirici akım ara devreli olarak adlandırılır (Şekil 3.13a). Bu durumda asenkron motor akım ile beslenir. Ara devre akımının değeri doğrultucu tarafından belirlenir. Bu tip frekans çeviricilere değişken akım ara devreli frekans çeviriciler denir. Aynı zamanda bu tip çeviricilerde motor elektriksel olarak devrenin bir kısmını oluşturduğundan, belirli bir çevirici herhangi bir motorda kullanılamaz.

Ara devrede seri endüktansa ek olarak paralel kondansatör varsa çevirici, gerilim ara devreli olarak tanımlanır. Bu tip çeviricide çıkış gerilimi, ya ara devre gerilimi (Şekil 3.13b-c) ya da çevirici çıkış dalga şekli değiştirilerek kontrol edilebilir (Şekil 3.13d). Son yöntem, darbe genişlik modülasyonu (DGM) ilkesine dayanır. Gerilim ara devreli çeviricide, akım ara devrelide olduğu gibi, motoru çeviriciye uyuşturma problemi yoktur. Bu nedenle ister bir, ister daha fazla sayıda motorlu tahrik sistemlerinde kullanılabilir.

Şekil 3.13'de verilen tipler arasında en uygun ve modern olanı DGM ilkesi ile çalışandır. Bu tipin diğerlerine göre başlıca üstünlükleri, kontrol hızının yüksek, güç faktörünün her çalışma noktasında bire yakın oluşudur.

Çizelge 3.1'de çeşitli frekans çeviricilerin özellikleri karşılaştırılmıştır.

Çizelge 3.1.

Özellik	Akım Ara Devreli	Gerilim ara devreli (kont.doğ)	Gerilim ara devreli (D.A. kıyıcı	Sabit gerilim Ara devreli (DGM)
Salınım moment-leri	f 5 Hz te fazla	f 5 Hz te fazla	f 5 Hz te fazla	minimum
Ağır yükte kalkış	iyi	kötü	kötü	çok iyi
Ani yükte davranış	iyi	orta	orta	çok iyi
Kontrol hızı	iyi	orta	orta	çok iyi
Şebeke kesintisinde kısa süreli çalışma	olanaksız	olanaklı	olanaklı	olanaklı
Frenleme	Ek devre gereksiz	Ek evirici ya da frenleme direnci gerekli		
Güç faktörü	0-0,9 frekans ve yüke bağlı	0-0,9 frekans ve yüke bağlı	yaklaşık bir	yaklaşık bir
Çok motorlu tahrik sisteminde uygunluk	Uygun değil	Uygun	Uygun	Uygun

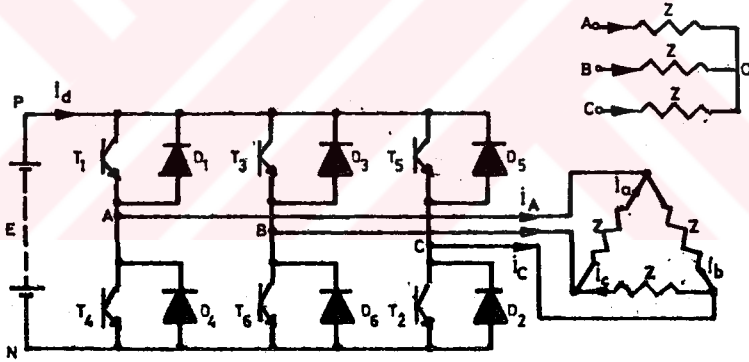
BÖLÜM 4.

DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONLU (DGM) FREKANS ÇEVİRİCİ

Bu bölümde ilk önce, konunun iyi anlaşılması için üç fazlı evirici tanıtılacaktır. Daha sonra darbe genişlik modülasyon türleri verilecektir. Eviricide yarı iletken eleman olarak güç transistörleri kullanılacaktır.

4.1. Üç Fazlı Eviriciler

Şekil 4.1'de transistörlü üç fazlı gerilim beslemeli köprü evirici devresi verilmiştir [2] [9]. Üç fazlı evirici devreleri, bir fazlı tam dalga köprü eviriciye bir paralel kol daha eklenerek elde edilmektedir.

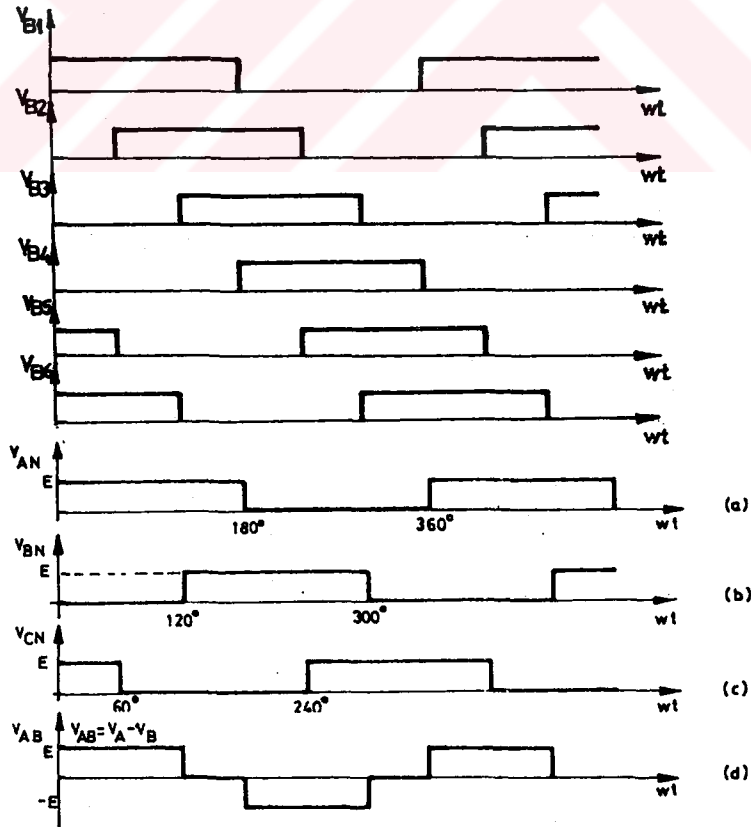


Şekil 4.1. Üç fazlı gerilim beslemeli evirici devresi.

Bu evirici devresinde güç transistörleri kullanılmaktadır. T1, T2, T3, T4, T5, T6 transistörleri sıra ile her biri 120° veya 180° iletimde kalacak şekilde anahtarlansaktadır. Bu nedenle evirici çıkış dalga biçimleri iletim biçimlerine göre değişmektedir. İletimde olan transistör öyle ayarlanmalıdır ki üç fazın gerilimleri toplamı her an sıfır olmalıdır. Köprünün altı transistöründen herhangi birinin yanlış iletime geçirilmesi veya iletim

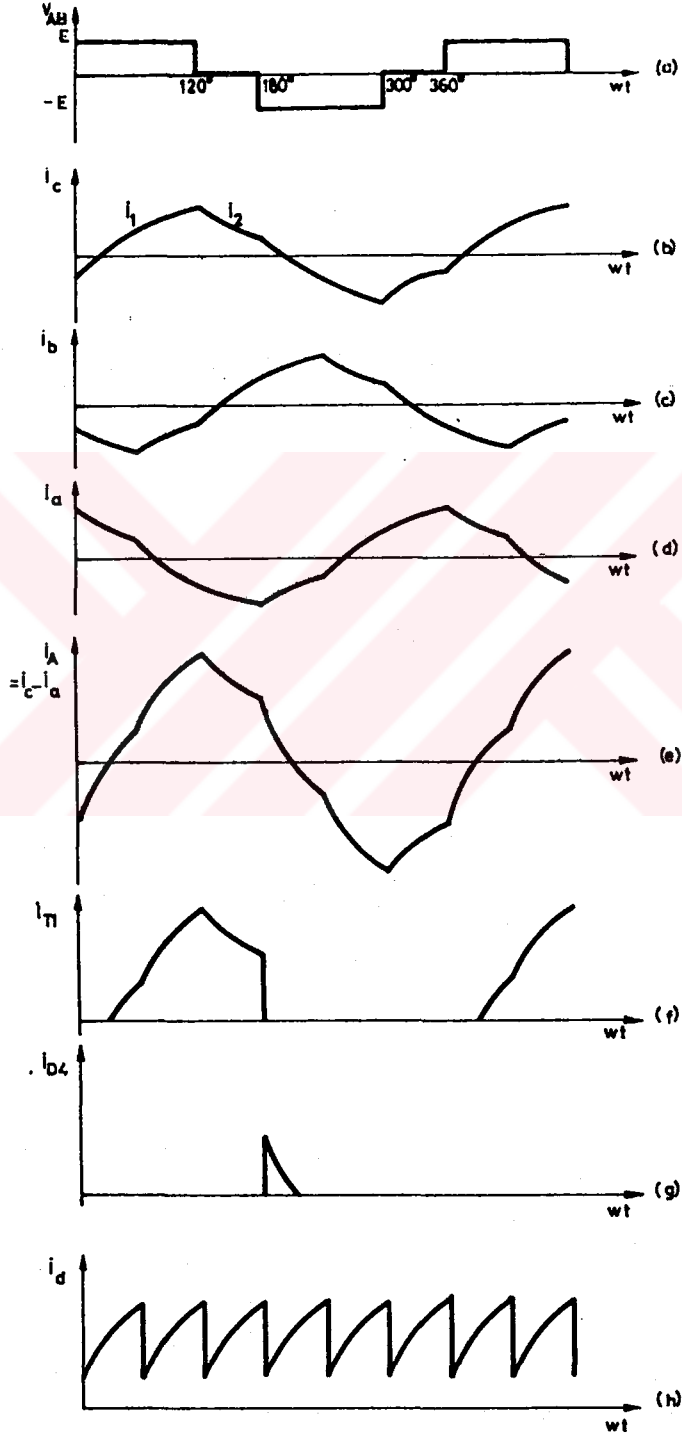
süresini uzatarak, kendinden sonra ilettime geçecek transistörün iletim süresince de iletimde kalması eviricinin güç devresini oluşturan köprüde istenmeyen kol kısa devresine yol açacaktır. Kol kısa devresini önlemek için ise, her bir koldaki alt ve üst transistörlerin anahtarlanması sırasında her ikisinin birden kesimde tutulduğu bir minimum ölü zaman gereklidir. Eviricinin kontrol devresi tasarlanırken bu konuya özel önem verilmelidir. Eviricideki geri besleme diyotları yükte biriken enerjiyi kaynağa geri vermek için kullanılmaktadır. Eviricinin çıkış frekansı, transistörlerin anahtarlanma frekansı ile belirlenmektedir.

Üçgen bağlı direnç-endüktans yükü durumunda üç fazlı eviricinin çıkış dalga biçimleri Şekil 4.2'de görülmektedir. Burada V_{AN} , V_{BN} , V_{CN} faz gerilimleri ve V_{AB} , V_{BC} , V_{CA} ise faz gerilimlerinin birbirlerinden çıkarılması ile elde edilen faz arası gerilimlerdir.



Şekil 4.2. Üç fazlı eviricinin üçgen bağlı yük durumunda çıkış gerilimi dalga şekilleri.

Faz akımları, fazlara uygulanan gerilim basamağı değıştikçe oluşan bir dizi üstel akımdan oluşmaktadır. Şekil 4.3'de üçgen bağlı bir direnç endüktans yükünün faz ve hat akımlarının dalga şekilleri gösterilmektedir.



Şekil 4.3. Üç fazlı eviricinin üçgen bağlı direnç-endüktans yüküne bağlanması durumunda akım dalga biçimleri.

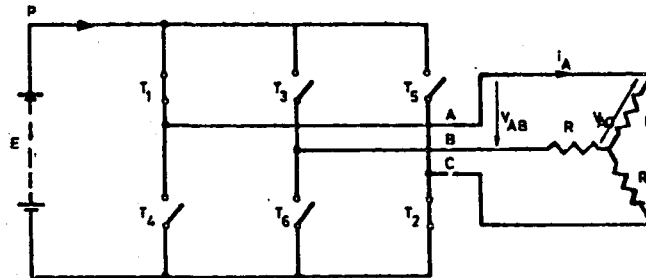
Devrenin çalışması aşağıdaki gibi açıklanabilir;

T4, T5, T6 transistörlerinin iletimde olduğu varsayılırsa T1 transistörü iletime geçirilip, T4'ün kesime getirildiği an zamanın başlangıcı olarak seçilebilir. Bu durumda, yükün C fazına uygulanan gerilim ilk 120° için +E olur (Şekil 4.3a). Bu üstel olarak artan i_1 akımını üretir (Şekil 4.3b). Yük zaman sabiti gözönüne alındığında T3 iletime geçirilip T6 kesime getirildiğinde de faz akımının akmakta olduğu gözlenir. Böylece C fazının her iki ucu da kaynağın (+) ucuna bağlanır ve faz gerilimi sıfıra indirilir. Bununla birlikte endüktif akım, T1 ve D3 elemanları üzerinden dolaşımını sürdürür. Bunun sonucu olarak, faz akımı (i_2) üstel olarak sıfıra doğru azalır (Şekil 4.3b). 180° de T4 iletime geçirilip, yarı periyot sona erince C fazının uçlarına E gerilimi ters yönde uygulanır. Diğer fazların dalga biçimleri de, bu fazın dalga biçimlerinin 120° ve 240° kaydırılmasıyla çizilebilir. Hat akımı i_A , $i_A = i_c - i_a$ dan bulunur (Şekil 4.3e).

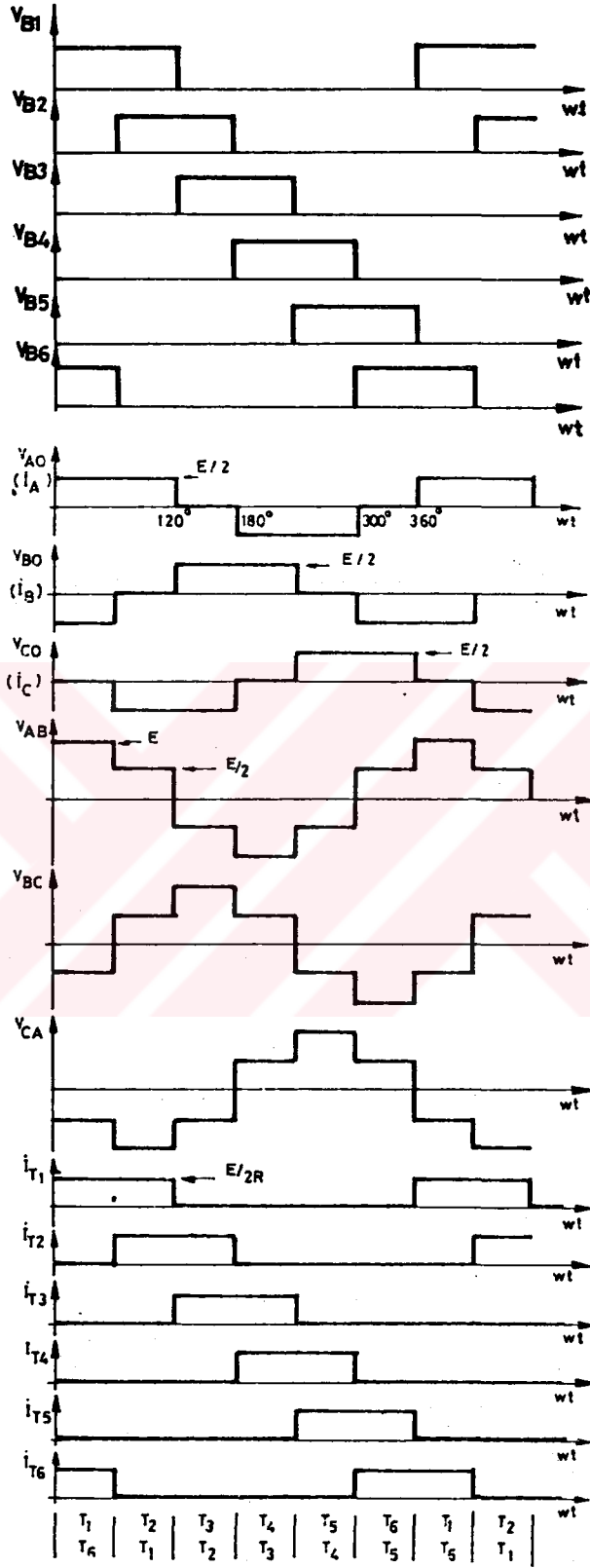
Üç fazlı eviricide anahtarlama elemanlarının her birinin 120° iletimde olması veya 180° iletimde olması durumlarında, evirici çıkış dalga biçimleri değişmektedir. Şimdi bu iki çalışma durumunu ayrı ayrı inceleyelim.

4.1.1. 120° iletim Durumu

Bu durumda her bir anahtarlama elemanı bir periyotta 120° iletimde kalmaktadır. Bu periyot süresince bir başka tümleşik anahtarlama elemanlarıyla 60° iletimde kalmaktadır. Şekil 4.4a'da bu ilkeye göre çalışan üç fazlı evirici devresi verilmektedir. Şekilden de görülebileceği gibi yük saf ohmiktir. Bu yüke göre çıkış dalga biçimleri de Şekil 4.4b'de verilmiştir.



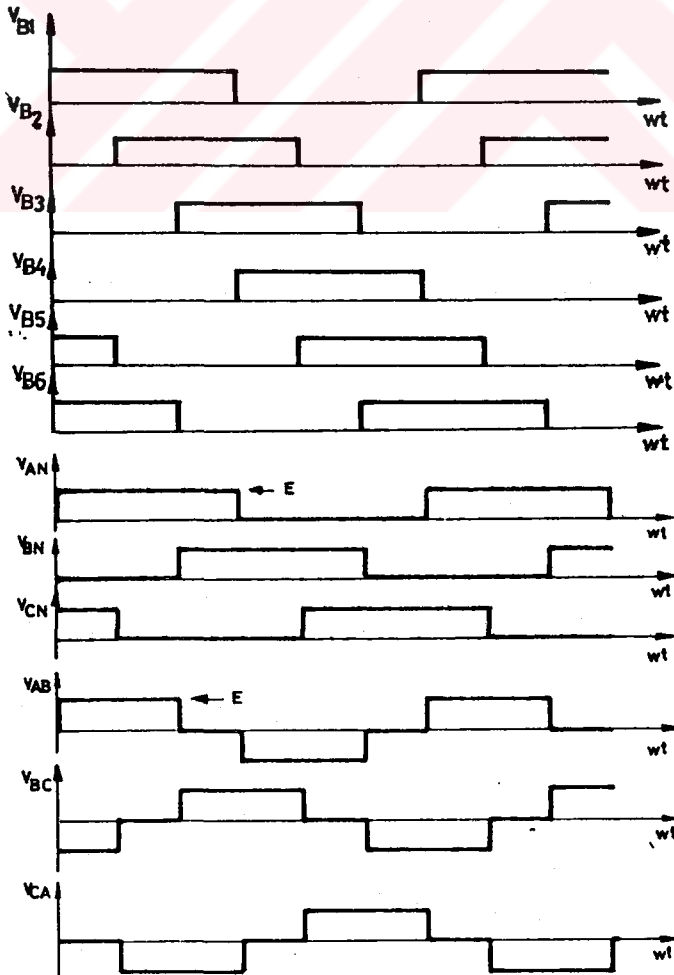
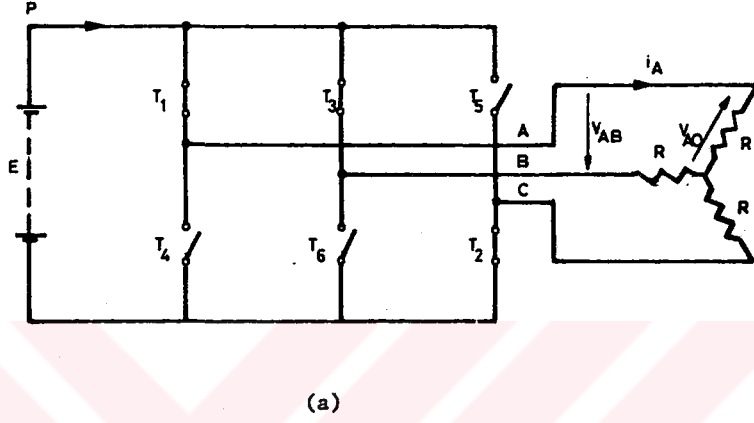
Şekil 4.4a. 120° iletim durumunda üç fazlı evirici devresi.

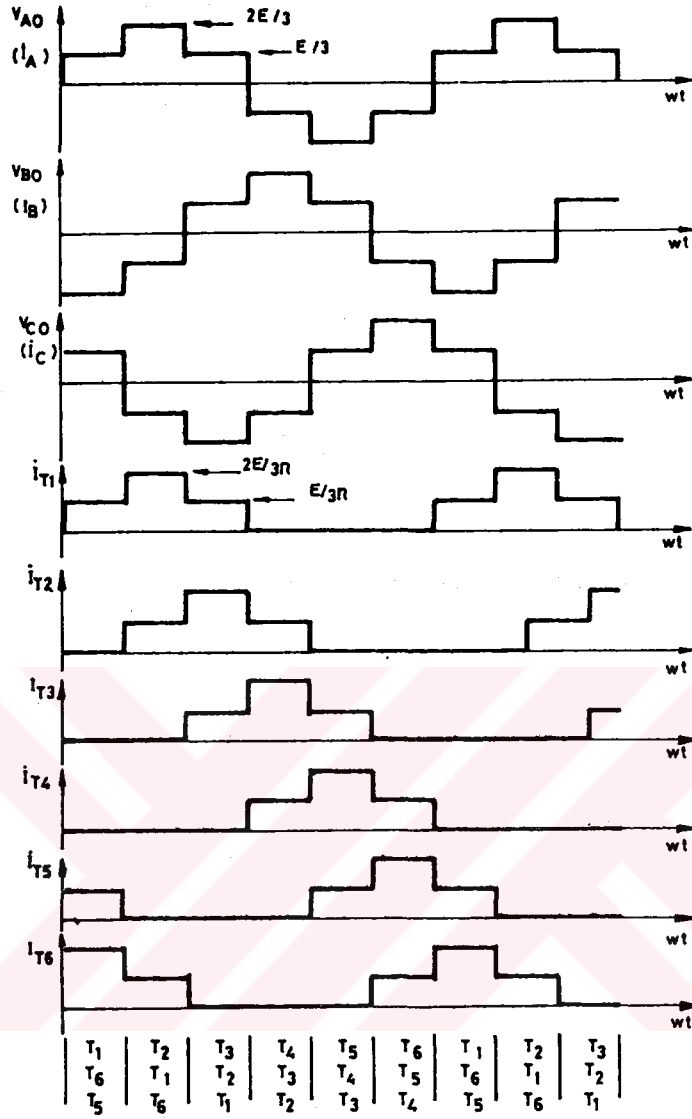


Şekil 4.4b. 120° iletim durumunda çıkış dalga şekilleri.

4.1.2. 180° İletim Durumu

Uygulamada daha çok, 180° iletimde kalan evirici tipi kullanılmaktadır [4]. Bu tür eviricilerde bir t anında bir kolda tek bir transistör öbür kolda ise bir transistör paralel olarak devrede bulunurlar. Şekil 4.5'de bu ilkeye göre çalışan üç fazlı evirici devresi ve çıkış dalga şekilleri görülmektedir.



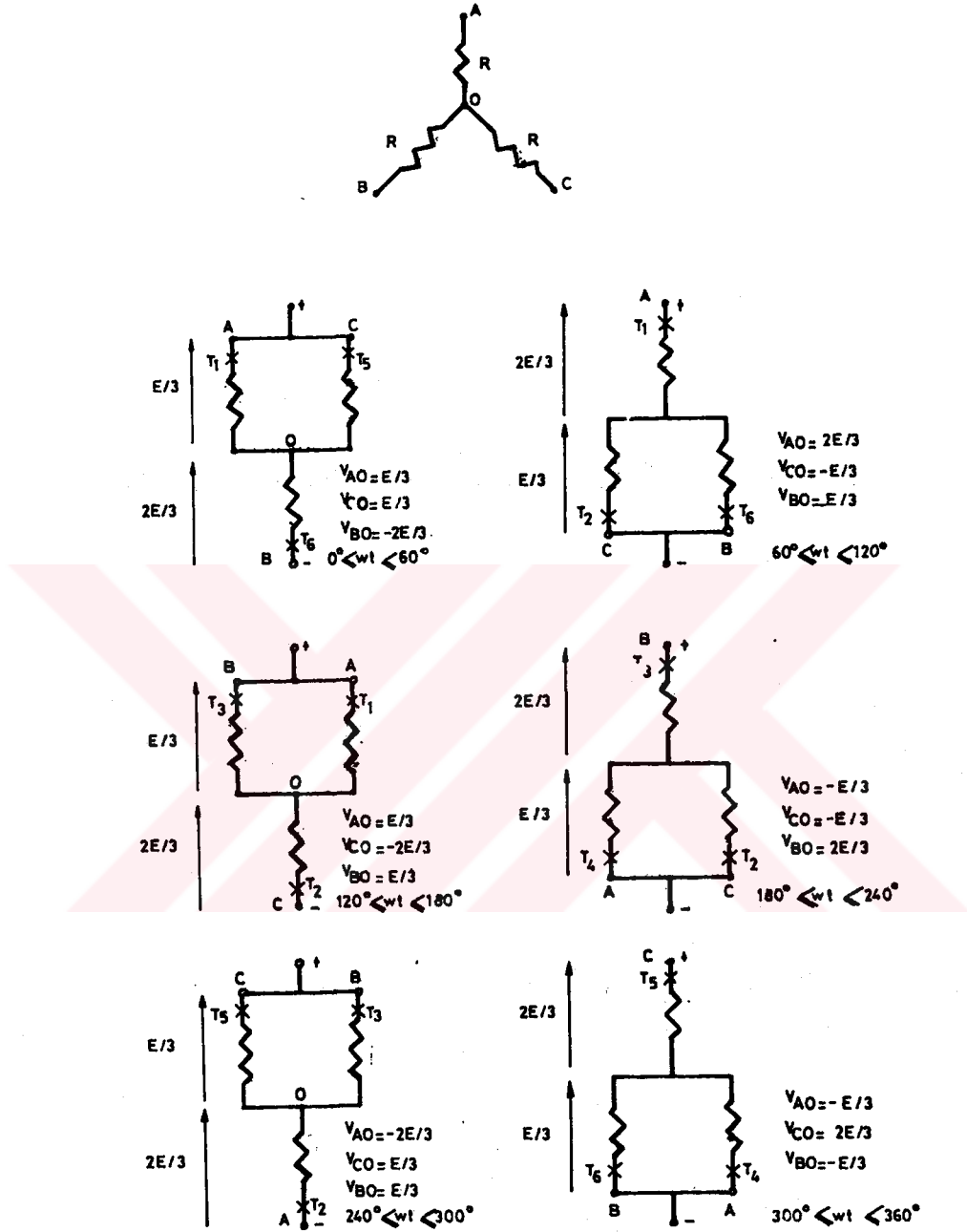


(b)

Şekil 4.5. a) Üç fazlı evirici devresi .

b) 180° iletim durumunda çıkış dalga şekilleri .

Şekil 4.6'da yıldız bağlı dengeli direnç yükünde ve 180° iletim durumunda Şekil 4.5'deki faz gerilim ve akım dalga şekillerinin belirlenmesi için yapılan analiz sonuçları verilmektedir.



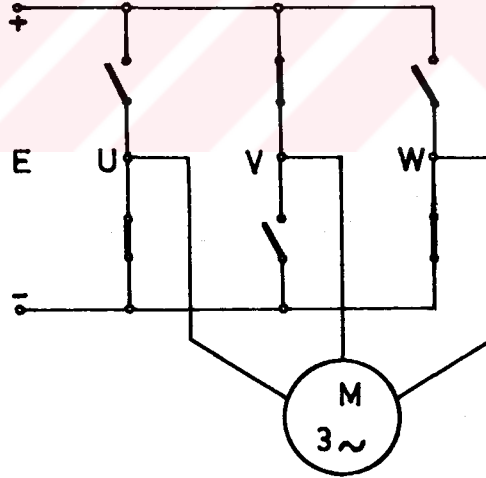
Şekil 4.6. Faz akım ve gerilim dalga şekillerinin belirlenmesi için yapılan analiz sonuçları.

4.2. DGM Evirici Çalışma İlkesi

Darbe genişlik modülasyonu, frekans çeviricilerle yapılan asenkron motor hız denetim sistemlerinde oldukça sık kullanılır [5]. Darbe genişlik modülasyonlu bir frekans çeviricide ara devre gerilimi sabittir. Eviricinin görevi sabit olan bu gerilimden, efektif değeri ve frekansı değiştirilebilen üç fazlı simetrik bir alternatif gerilim elde etmektir.

Darbe genişlik modülasyonlu bir frekans çeviricinin ara devre gerilimi sabit olduğundan şebekeden yalnızca aktif güç çeker. Bu nedenle $\cos\phi \approx 1$ dir. Diğer frekans çeviricilerde şebekeden önemli miktarda reaktif güç çekilmektedir.

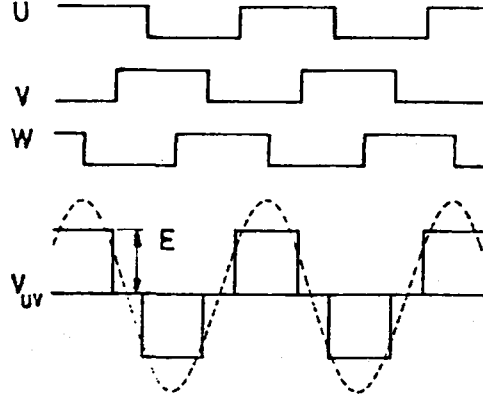
Eviricinin çalışma ilkesi anahtar modeliyle Şekil 4.7'de gösterilmiştir. Uygulamada anahtar olarak yarı iletken elemanlardan yararlanılır.



Şekil 4.7. Eviricinin anahtar modeli .

Bu modelde asenkron motora giden her bir fazdaki iki anahtardan biri kapalı iken diğeri açık olacak şekilde çalışırlar. Böylece bir fazdaki anahtarlardan her biri yarım peryot boyunca kapalı kalır, bunu izleyen diğeri yarım peryotta ise diğeri anahtar kapanır. Öteki fazlardaki anahtar ise aynı işleri 120° lik bir farkla

tekrarlarlar. Böylece çıkış geriliminin efektif değeri $0,78E$ olarak en büyük değerini alır. Bu durumda motora giden fazlardaki gerilimler ve V_{uv} faz arası gerilimi Şekil 4.8'de verilmiştir. Bu dalga şekli sincap kafesli motorun sabit gerilimle beslenmesi için uygundur. DGM yön-



Şekil 4.8. Anahtar konumları ile elde edilen gerilimler.

teminde çıkış gerilimi ve frekansı, yarı peryotta birden fazla darbe oluşturarak kontrol edilir. Temel bileşene ilişkin efektif değer darbelerin genişlikleri ayarlanarak değiştirilir. Eviricinin transistörleri için anahtarlama işaretlerinin üretilme tekniğine modülasyon denir. Darbeli gerilimin sincap kafesli asenkron motorda doğurduğu yan etkiler, gerilim dalga şekline, dolayısıyla modülasyon yöntemine bağlıdır. Uygun bir modülasyon yöntemi seçilerek motordaki yan etkiler, örneğin ısı kayıpları, salınım momentleri v.s. minimuma indirilebilir.

4.3. Darbe Genişlik Modülasyonu Yöntemleri

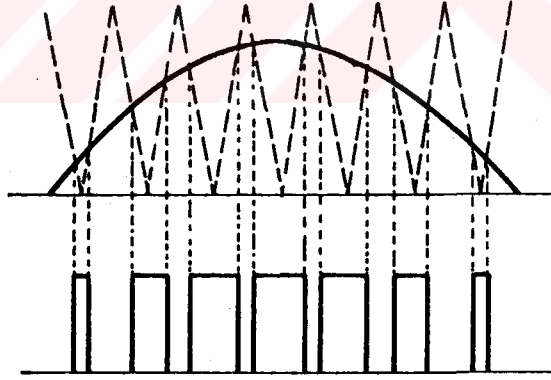
Çeviricilerde uygulanan darbe genişlik modülasyonu yöntemleri analog ve sayısal olmak üzere başlıca iki grupta toplanabilir. Analog yöntemde darbe dizisi, referans olarak üretilen iki dalga karşılaştırılarak elde edilir. Sayısal yöntemde ise, darbe genişlikleri önceden hesaplanır.

4.3.1. Sinüs-Üçgen Dalga Karşılaştırma Yöntemi

Yöntem, genliği ve frekansı değişken bir referans sinüs işareti ile frekans ve genliği sinüsten daha büyük bir üçgen dalga işaretinin karşılaştırılması esasına dayanır [9]. İki işaretin kesim noktaları eviricideki güç transistörlerinin anahtarlama anlarını belirler. Bu yöntemin başlıca özellikleri şunlardır:

- . Sinüs dalgası genliğinin üçgen dalga genliğine oranı çıkış gerilimini belirler.
- . Çıkış frekansı sinüs dalgasının frekansına eşittir.
- . Üçgen dalganın frekansı eviricinin çalışma frekansına eşittir.

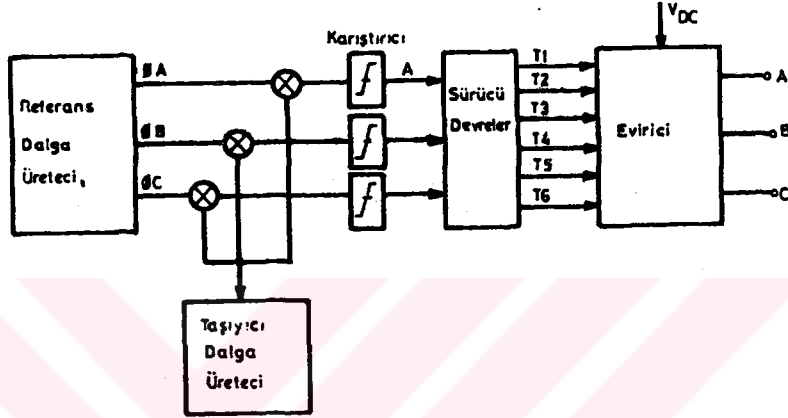
Şekil 4.9'da iki dalganın karşılaştırılması sonucu elde edilen darbe genişlik modülasyonlu dalga görülmektedir. Şekilden de görülebileceği gibi modülasyonlu dalga iki dalganın eşit olduğu noktalarda seviye değiştirmektedir.



Şekil 4.9. Sinüs-üçgen karşılaştırma yöntemiyle gerçekleştirilen darbe genişlik modülasyonlu dalga şekli.

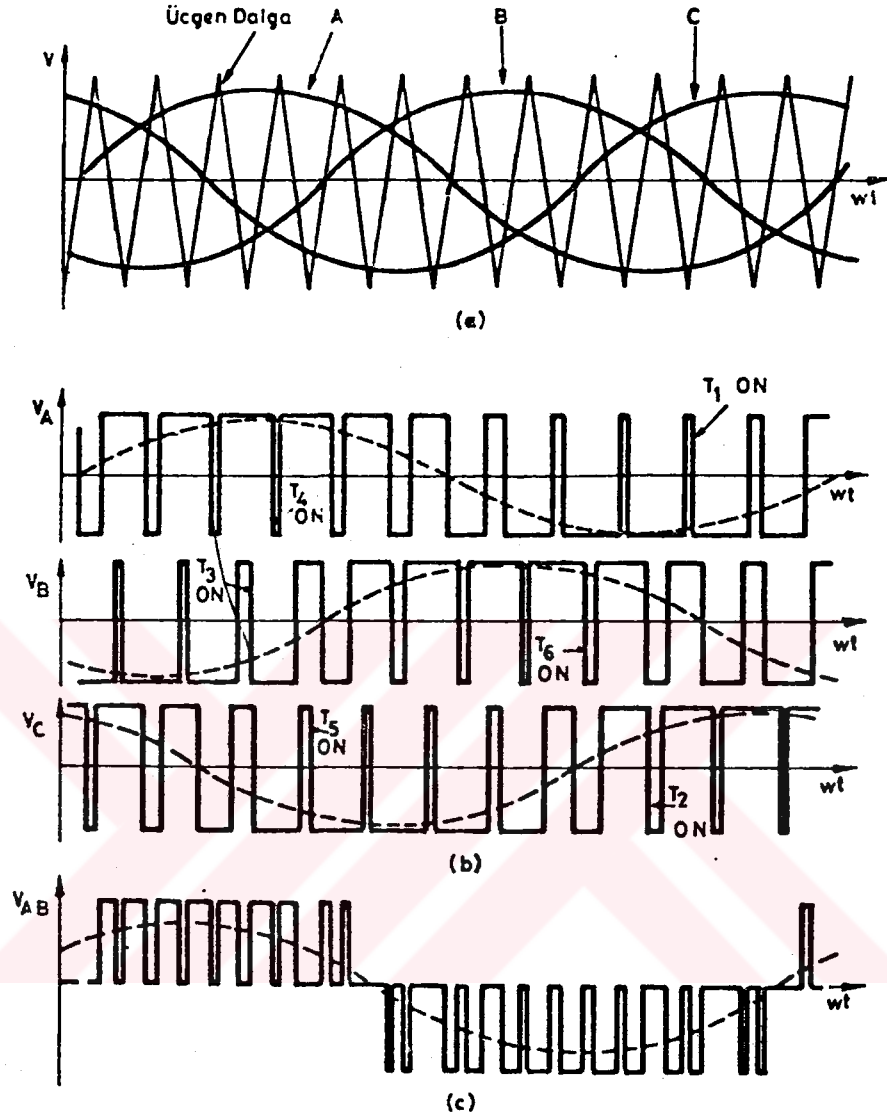
Sinüs ve üçgen dalgalar senkron değil ise, çıkışta yarı periyotlardaki dalga şekilleri birbirine benzemez. Ancak üçgen dalga frekansı sinüs dalga frekansının on katından büyük tutulursa harmonik bileşenlerde önemli değişiklikler oluşmayacaktır.

Şekil 4.10'da sinüs-üçgen dalga yardımıyla modülasyon yapan bir düzeneğin blok diyagramı verilmiştir. Üç fazlı simetrik sinüs dalgaları referans dalga üreticiden üretilmektedir. Referans dalgaları, taşıyıcı dalga üreticinin gönderdiği değişmez frekans ve genlikte üçgen dalgalar ile her fazın karıştırıcı devresinde işleme girer ve o fazın darbe genişlik modülasyonlu dalga biçimleri üretilir. Üretilen dalga biçimi o fazın referans dalga biçimi ile aynı faz ve frekanstadır.



Şekil 4.10. Sinüs-üçgen dalga karşılaştırma yöntemi kullanan üç fazlı evirici blok diyagramı.

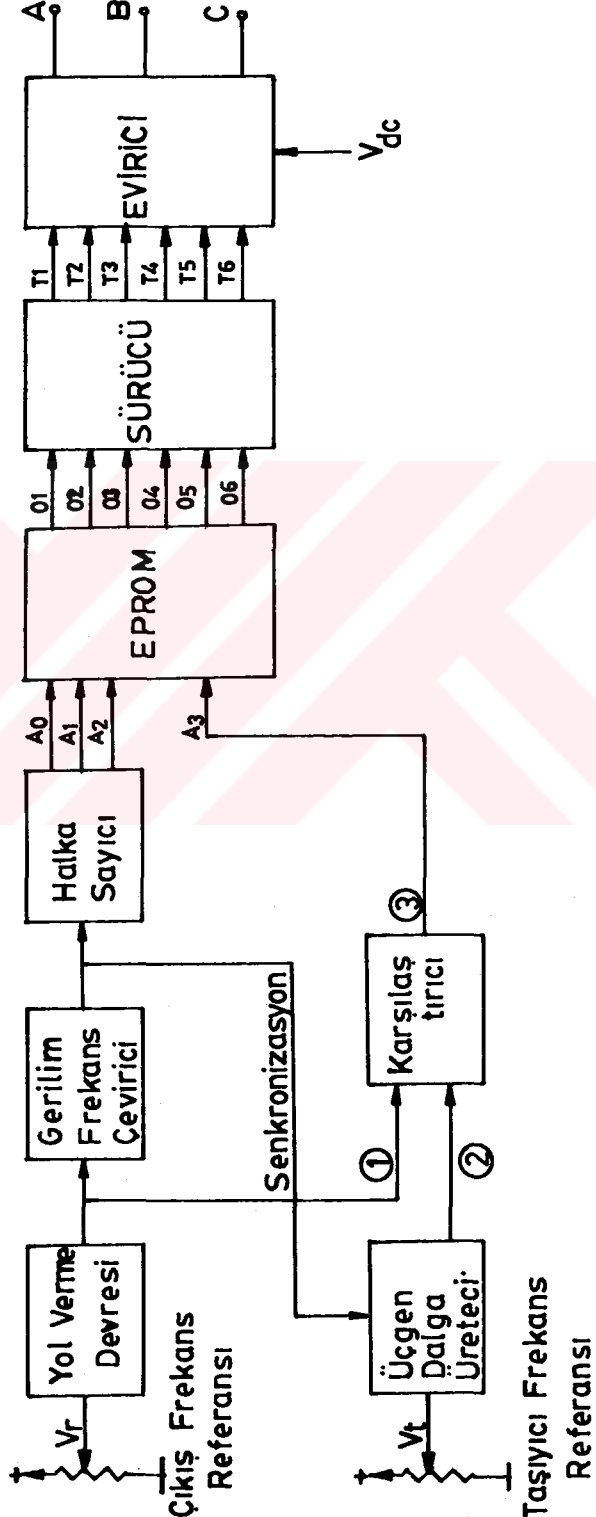
Bu yöntemle elde edilen dalga biçimleri ve evirici anahtarlama işaretleri Şekil 4.11'de gösterilmektedir.



Şekil 4.11. Sinüs-üçgen karşılaştırma yöntemiyle elde edilen darbe genişlik modülasyonlu dalga şekilleri ve evirici anahtarlama zamanları.

4.3.2. Doğru Gerilim Referansı ile Üçgen Dalga Karşılaştırma Yöntemi

Şekil 4.12'de doğru gerilim referansı ile üçgen dalga karşılaştırma yönteminin kullanıldığı bir blok diyagram gösterilmektedir.



Şekil 4.12. Doğru gerilim referansı ile üçgen dalga modülasyonlu evirici devresinin blok diyagramı.

Bu eviricide frekans, değiştirilebilen bir doğru gerilimle belirlenir. Gerilim/frekans dönüştürücüsüne doğru gerilim girdiği takdirde çıkışı evirici çıkış frekansının tam sayı katları halinde kare dalgadır. Evirici devresinin frekans denetimi için birbirinden 120° faz farklı blok darbeleri gönderen halka sayıcı devresinin girişine gerilim/frekans dönüştürücüsünün çıkışından alınan kare dalgalar uygulanır. V_r doğru gerilimi, evirici çıkış geriliminin referans değeridir. V_T doğru gerilimi ise, taşıyıcı frekansı istenen değere ayarlamaktadır. Bu işlem, V_T doğru geriliminin ayarlanması ile üçgen dalga retcinin frekansı değiştirilerek gerçeklenmektedir. Üçgen dalga retci frekans referansı ile kontrol edilen gerilim/frekans çeviricisi ile senkron çalışmaktadır. Üçgen dalga çıkışı doğru gerilim referansı ile karşılaştırılarak darbe genişlik modülasyonlu işaret elde edilir. Bu işaret ile halka sayıcı ıkışları eproma uygulanır. Eprom çıkışındaki dalgalar ve sürücü çıkışındaki işaretler birleşerek eviricideki g transistörlerinin anahtarlama işaretlerini oluşturmaktadır. Sonuç olarak evirici çıkışından frekansı değiştirilebilen alternatif gerilimler elde edilmiş olur.

BÖLÜM 5.

GÜÇ TRANSİSTÖRLERİ

Bu bölümde, tezde gerçekleştirilen frekans çeviricinin evirici katında kullanılan güç transistörleri tanıtılacaktır. Ayrıca transistörlerin ilettime girme, kesime geçmeleri sırasında ortaya çıkan anahtarlama kayıpları ve bu kayıpların önlenmesi ile ilgili yöntemler de verilecektir.

5.1. Bipolar Güç Transistörleri

Bipolar güç transistörleri uzun süreden beri hem kuvvetlendirici hem de anahtarlama elemanı olarak 100 W'a kadar kullanılmaktadır [10]. Günümüzde güç transistörleri, daha yüksek güçlerde kullanılmak üzere birkaç araştırma yöntemi doğrultusunda geliştirilmiştir.

Bu yöntemlerden biri, daha yüksek akımların anahtarlatabilmesi için aktif yapı eleman yüzeyinin genişletilmesidir. Bu, aktif silisyumun çapının 33 mm ve 40 mm den daha fazla genişletilmesi ile gerçekleştirilmiştir. Transistörün dayanma geriliminin yükseltilmesi için n tabakasının kalınlığı ve özgül direncinin arttırılması gerekmektedir. Fakat bu ise daha yüksek iç kayıplara yol açmaktadır.

Transistörün geliştirildiği diğer bir yöntem de, büyük aktif yüzeyli yarı iletkenin, bütün yüzeyi üzerinde düzenli akım dağılımının sağlanmasıdır. Bu yöntem dolaşısıyla bugün tristörler için geliştirilmiş teknikler transistörlerde de kullanılmaktadır [12].

Son yıllarda güç transistörlerinin özellikleri oldukça iyileştirilmiştir. Öyleki bugün güç transistörleri

500 A'leri anahtarlayabilmekte ve 1500 V'a kadar dayanabilmektedirler. Böylece transistörler, güç alanında şimdiye kadar kullanılan zorlanmış komütasyonlu tristör devrelerinin yerini almaktadırlar. Ayrıca diğer bir avantajı, özellikle daha yüksek anahtarlama frekanslarında (örneğin 100 kHz'e kadar) çalışabilme imkanıdır. Böylelikle anahtarlama transistörlerini, 220 V ve 380 V'luk şebeke gerilimlerini transformatörsüz doğrudan doğrultup kullanan ve çıkışları sinüs formunda olan eviricilerde kullanma olanağı doğmuştur.

Transistörlerin yararlı özellikleri yanında uygun şekilde kullanılmalarını gerektiren bir kaç kritik özelliği de vardır. Bunlar şöyle sıralanabilir;

. Transistörlerde ilettime girme ve kesime geçme sırasında anahtarlama kayıpları oluşur. Bunlar kayıp azaltma devreleri ile en iyi şekilde azaltılabilmektedir.

. Uygulamada transistörler, kataloglarda verilen sınır değerlerin çok altında çalıştırılır. Çünkü yüksek akımların hızlı anahtarlama sırasında, kaçınılması mümkün olmayan kaçak endüktanslar nedeniyle gerilim sıçramalarının ortaya çıkması güvenirliliği sınırlamaktadır. Fakat bu yüksek bir kayıp güç ortaya çıkarmamaktadır.

. Transistörlerin aşırı yüklenebilirlik akımı düşüktür. Sürekli çalışmada izin verilen maksimum kollektör akımı çok kısa süreyle aşılabılır. Bundan başka transistörün kontrol edilebilir akım kaynağı olarak çalıştığı aktif bir alanı vardır. Uygulamada bu alanda yapılacak çalışmada, güvenirlilik açısından oluşacak yüksek güç kayıplarından sakınılmalıdır. Her iki durumda transistörün yükleme sınırlarına varıldığında otomatik olarak kesime götürecektir bir koruma düzenine ihtiyaç vardır.

. Transistörün verilen sınır değerlerine göre, güvenli bir anahtarlama çalışması için ilettime girme ve kesime gitmede optimal olarak sürülmesi gerekmektedir.

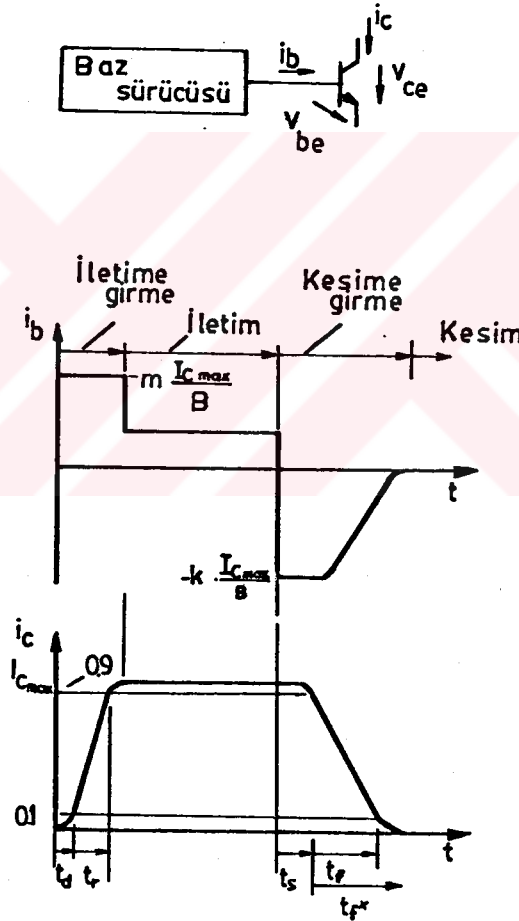
5.2. Transistörlerin Optimal Sürülmesi

Bir transistörün optimal sürüldüğünü söyleyebilmek için baz akımı ve baz-emetör geriliminin zamanla değişimi aşağıdaki koşulları sağlamalıdır;

. Transistörün anahtarlama süresi mümkün olduğunca küçük yapılmalıdır.

. İletim durumunda kollektör-emetör gerilimi mümkün olduğunca az olmalıdır.

. Kesim durumunda dayanma gerilimi mümkün olduğunca yüksek olmalıdır.



Şekil 5.1. Bir transistörün baz akımının en uygun kontrolü .

Transistörün optimal kontrolüne ilişkin baz akımı değişimi Şekil 5.1'de gösterilmektedir. Burada ilettime girme, iletim konumu için gerekli olan $i_B = I_{cmax}/\beta$ baz akımının m katı değerli bir akımla sağlanır.

(β transistörün akım kazancıdır). Burada m öyle seçilmelidir ki, baz kapasitesi çok çabuk dolabilsin ve böylece Şekil 5.1'de çizilen kollektör akımının t_d gecikme süresi ve t_r yükselme süresi mümkün olabildiğince küçültülebilsin. İletime girme geçici halinin sonunda baz akımı I_{cmax}/β değerine indirilir (I_{cmax} yükün belirlediği akımdır). Böylelikle transistörün hem baz bölgesinde hem de kollektör bölgesinde yalnız küçük bir yük oluşur ve kesime giderken ki yığılma süresi çok küçültülür.

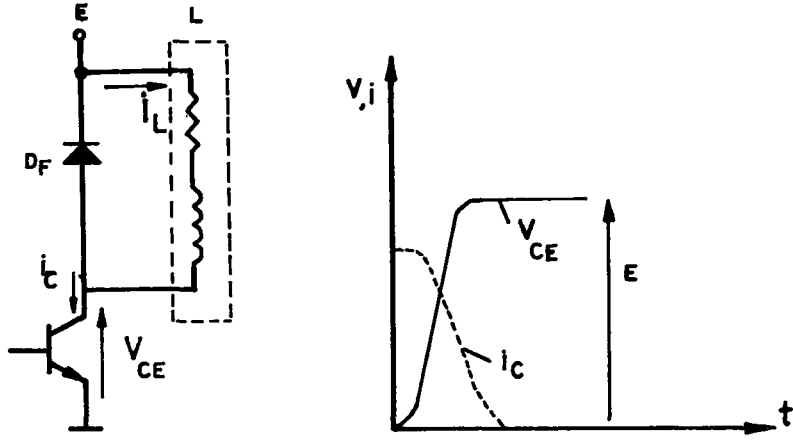
Transistörün kesime gitmesi, iletim için gerekli baz akımının k katı negatif bir değerle olmaktadır. k değeri transistörün baz bölgesindeki artık yükleri en çabuk şekilde boşaltabilecek şekilde seçilir.

t_f^* imalatçıların verdiği ve yalnızca kullanıcıyı sınırlayan bir düşme süresidir. Kollektör akımının %90 dan sıfıra düştüğü t_f düşme süresi ise çok daha önemlidir. Ortaya çıkacak büyük kayıplardan kaçınmak için kesik çizgi ile çizilmiş eğrideki gibi kollektör akımının inişi önce çok hızlı azalmalı ve daha sonra uzun bir akım kuyruğu olmalıdır. Eğer kesime gitme olayı sonunda transistör baz-emetör jonksiyonu avalanche devrilmesinde tanımlanan enerji ile çalıştırılırsa akım kuyruğu kaybolur ve t_f^* düşme süresi biraz daha azaltılır.

Kesimde bazım emetöre göre daha negatif gerilime çekilmesi ile modern anahtarlama transistörlerinin kapatma yeteneği açık bazlılara göre aşağı yukarı iki katı artar.

5.3. Transistörlerin Kesime Gitmesinde Oluşan Güç Kayıplarının Azaltılması

Bir transistörün kesime gitmesi sırasında, gerekli önlemler alınmadığı takdirde transistör için önemli olabilecek değerlerde akım ve gerilimler ortaya çıkabilir. Bu akım ve gerilimlerden kaçınılması gerekmektedir. Bir transistörün kesime gitmesi Şekil 5.2'de açıklanabilir.



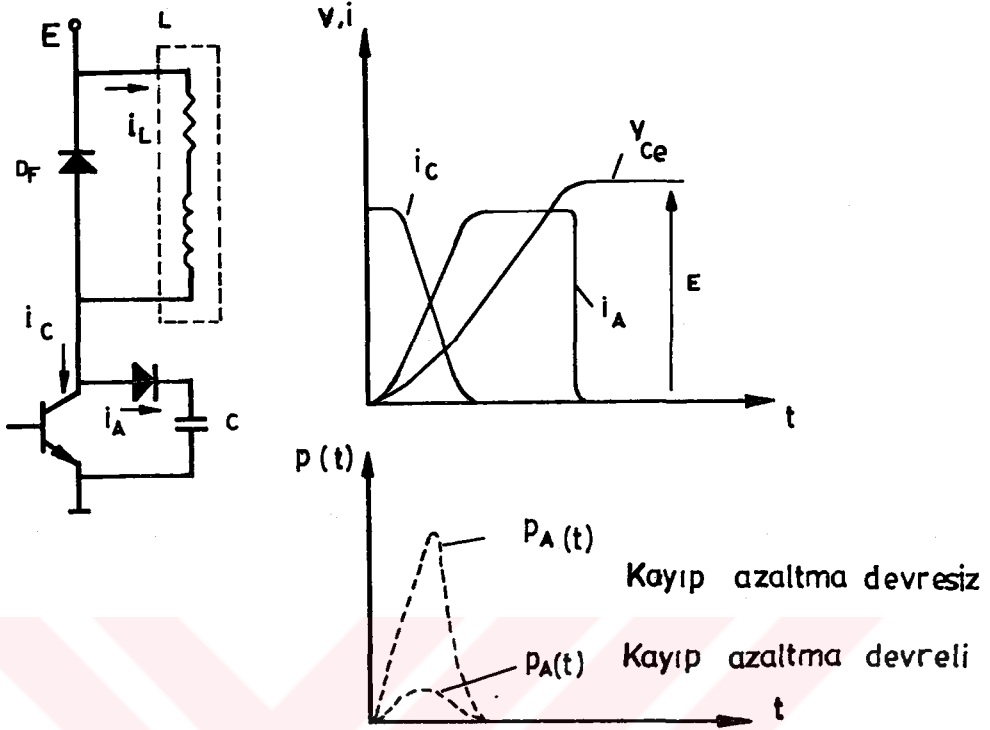
Şekil 5.2. Kayıp azaltma devresi olmaksızın kesime geçme.

Burada iletimde yükten i_L akımı akmakta olsun ve transistör kesime giderken i_L akımının değeri yükün zaman sabitinden dolayı hemen azalmaz. Transistör kesime götürüldüğünde, kollektör-emetör gerilimi Şekil 5.2'de sağda görüldüğü gibi hemen E kaynak gerilimine yükselmektedir. Bu sırada transistörden akmakta olan i_L akımı bir süre daha azalmadan akmaktadır. Daha sonra üstel olarak azalır. Kesime gitme sırasında transistörde gerilim ve akımın çarpımının belirlediği çok büyük kayıplar oluşmaktadır.

Bu kayıp bir kesime gitme kayıp azaltma devresi ile büyük ölçüde azaltılabilmektedir. Bunu sağlamak için Şekil 5.3'de kollektör-emetör uçlarına bir diyot ve bir kondansatör paralel bağlanmıştır. Başlangıçta kondansatörün boş olduğu kabul edilecektir.

Transistör kesime gitmeye başladığında kollektör-emetör geriliminin biraz artmasıyla diyot-kondansatör paralel kolu üzerinden yük akımının bir kısmı akmaya başlar. Kollektör akımı Şekil 5.3'de görüldüğü gibi üstel olarak sıfıra doğru azalmaya başlar. i_A kondansatör akımı da şekilde görüldüğü gibi yük akımı değerine kadar yükselir. Böylelikle kondansatör gerilimi ve buna bağlı olarak kollektör-emetör gerilimi de yavaşça E gerilimine yükselir. Yük akımı D_F serbest geçiş diyonu üzerinden kısa devre edilir ve i_A akımı da sıfıra gider. Böylelikle kesime

gitme olayı bitirilir.

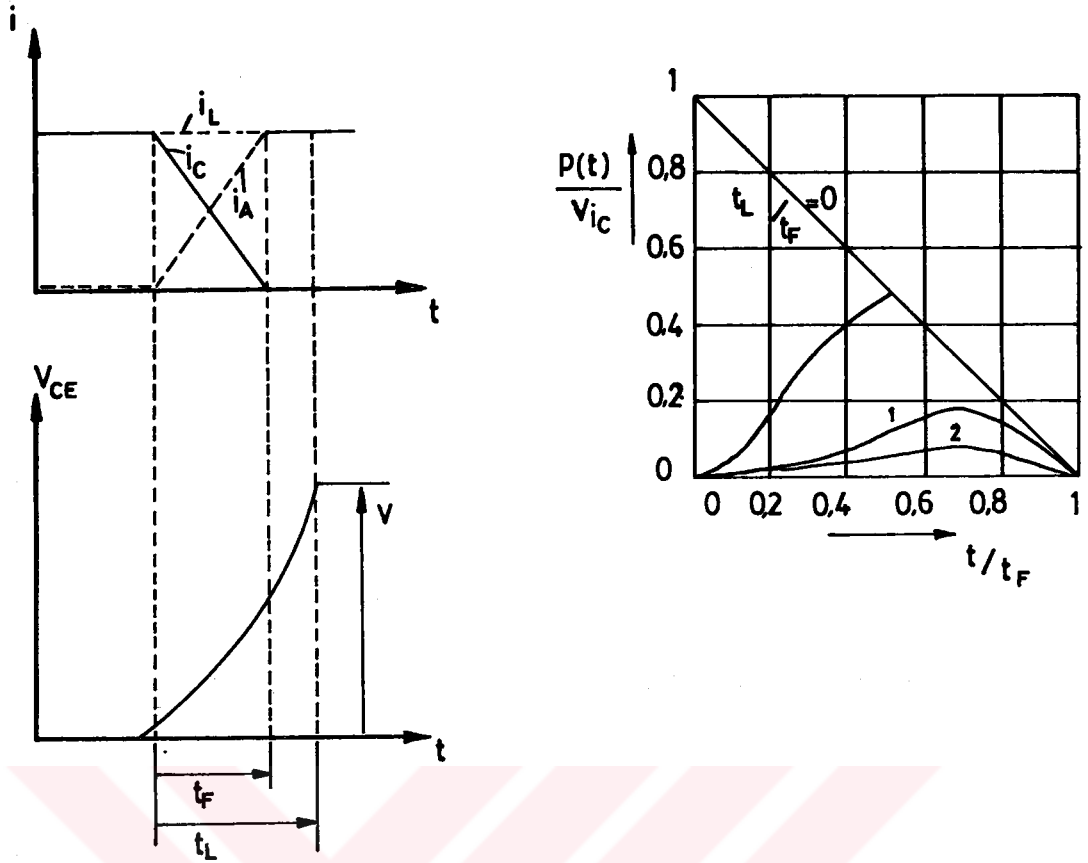


Şekil 5.3. Kayıp azaltma devreli kesime geçme .

Kollektör-emetör gerilimi anma değerini almadan önce, i_c kollektör akımının önceden çok küçük değerlere indiği Şekil 5.3'den görülmektedir. Ayrıca Şekil 5.3'de kayıp azaltma devreli ve kayıp azaltma devresiz güç kaybı eğrileri çizilmiştir. Eğrilerden kayıp azaltma devresi ile güç kaybının çok azaldığı görülmektedir.

Kesime gitme olayı Şekil 5.4'ün solundaki gibi basitleştirilmiş olarak tanımlanırsa, kollektör-emetör gerilimi t_F düşme süresi sırasında parabolik olarak artmakta ve sonra sabit kalmaktadır. Transistörün Şekil 5.4'ün sağındaki grafikte görüldüğü gibi bir güç kaybı sözkonusudur. Burada t_L yükselme süresinin t_F düşme süresine oranı parametre olarak alınmıştır.

$t_L/t_F=0$ olduğu kayıp azaltma devresiz durumda, kayıp güç kesime gitme başlangıcında maksimum değeri gösterir ve daha sonra lineer olarak sıfıra düşer. t_L/t_F

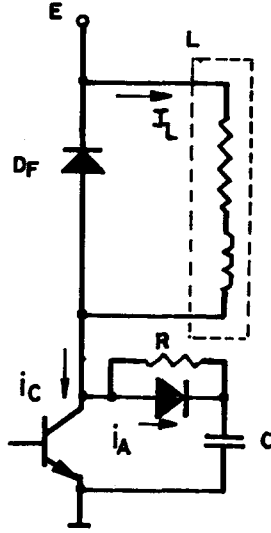


Şekil 5.4. Kayıp azaltma devreli kesimin basitleştirilmiş hali .

oranının artması ile (kondansatörün artan kapasitesiyle) transistörde kaybolan gücün maksimum değeri azalır. Önerilen $t_L/t_F=2$ değerinde, kayıp azaltma devresi olmaksızın ortaya çıkan gücün maksimum değerinin yalnızca %4'ü oluşur. Böylelikle bu şekilde kesime gitme kayıplarının ortalama değeri azaltılır.

Burada kondansatörün sözedilen fonksiyonu yerine getirebilmesi için kesime gitmeden önce boşaltılmış olması gerekir. Fakat kesime gittikten sonra kondansatörde E gerilimi yüklüdür. Kondansatör, bir sonraki kesime gitmeden önce transistörün ilettime girmesi sırasında amaca uygun olarak tekrar boşaltılmalıdır. Bu görevi Şekil 5.5 de verilen RCD devresindeki R direnci yerine getirmektedir.

Bu çözümde bazı dezavantajlar ortaya çıkar. Bunlar; transistörün ilettime girmesi sırasında kollektör-



Şekil 5.5. R direnci eklenmiş kayıp azaltma devreli transistör.

emetör geriliminin henüz yüksek olduğu anda önemli bir ilave akım yüklenilmesi, kondansatörün daha uzun bir iletme girme süresinden sonra yeteri derecede boşalması ve kesime gittikten sonra kondansatörde depo edilmiş enerjinin R direncinde bir ısı kayıpları oluşturması olarak sıralanabilir. Burada hesaplar ilginç sonuçlar gösterir, öyle ki bazı t_L/t_F oranlarındaki toplam kayıplar, kayıp azaltma devrelerinin olmadığı durumdakilerden daha büyük olmaktadır. Söz konusu kayıplar, anahtarlama frekansı ile lineer olarak artmaktadır.

Kayıp azaltma kondansatörünün seçiminde aşağıdaki kriterlere dikkat edilmelidir:

. İletime girme sırasında transistör üzerinden akacak ilave akımın zamanla değişimi.

. Kondansatörün dolup boşalması sırasında oluşacak ortalama

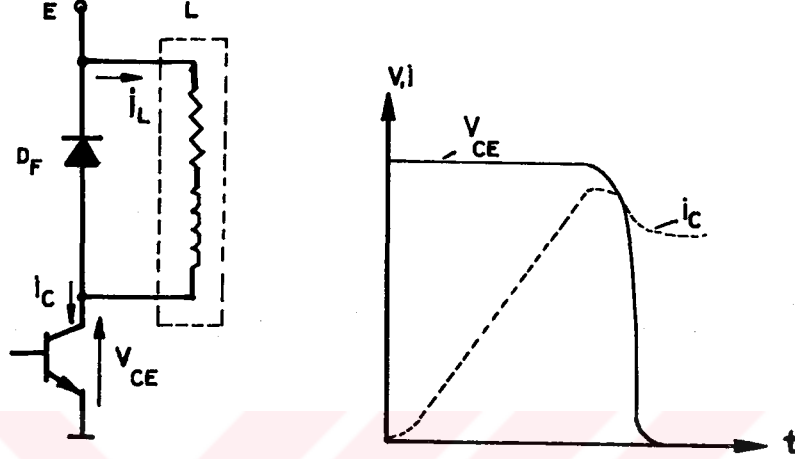
$$P_{V,A} = \frac{1}{2} C \cdot U \cdot f^2$$

güç kaybı.

. Kayıp azaltma devresi varken ki ve yokken ki toplam kayıpların birbirine oranı.

5.4. Transistörlerin İletime Girmesi Sırasında Oluşan Güç Kayıplarının Azaltılması

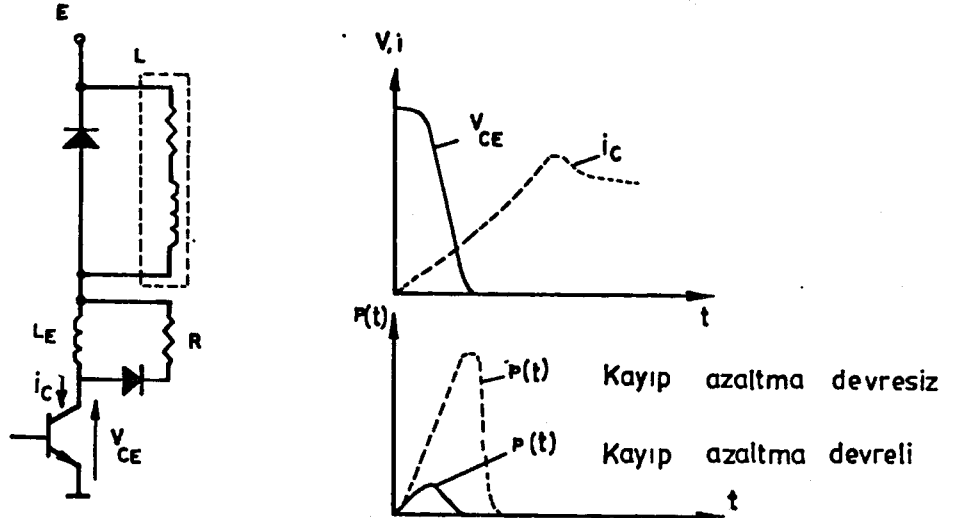
Bir transistörde gerekli önlemler olmaksızın iletme girme sırasında da önemli kayıplar ortaya çıkmaktadır. Şekil 5.6'da transistörün iletme girme örneği gösterilmektedir. Burada ℓ yükü ve D_F serbest geçiş diyodundan



Şekil 5.6. Kayıp azaltma devresiz iletme girme.

bir akım aktığı kabul edilmektedir. İletime girmede daha önce serbest dolaşım diyodu üzerinden akan yük akımı, V_{CE} gerilimi besleme gerilimi ile serbest dolaşım diyodunun iletim gerilimi arasındaki farktan küçük olur olmaz transistör üzerinden akmaya başlar.

Eğer Şekil 5.7'deki gibi kollektör yüküne sabit veya akıma bağlı olarak değişen endüktanslı bir L_E bobini ilave edilirse, oluşan kayıplar önemli oranda azaltılır.



Şekil 5.7. Kayıp azaltma devreli iletme girme.

Bu bobin kollektör akımının yükselme hızını sınırlamaktadır. Kollektör-emetör gerilimi çok küçük değerlere indiğinde, akım büyük değerlere çıkmaktadır. Şekil 5.7' de sağ tarafta $P_E(t)$ kayıp güçleri, kayıp azaltma devreli ve kayıp azaltma devresiz durumlar için çizilmiştir. Şekilden görülebileceği gibi kayıp azaltma devrelinin $P_E(t)$ güç kaybı yeteri kadar azaltılmıştır.

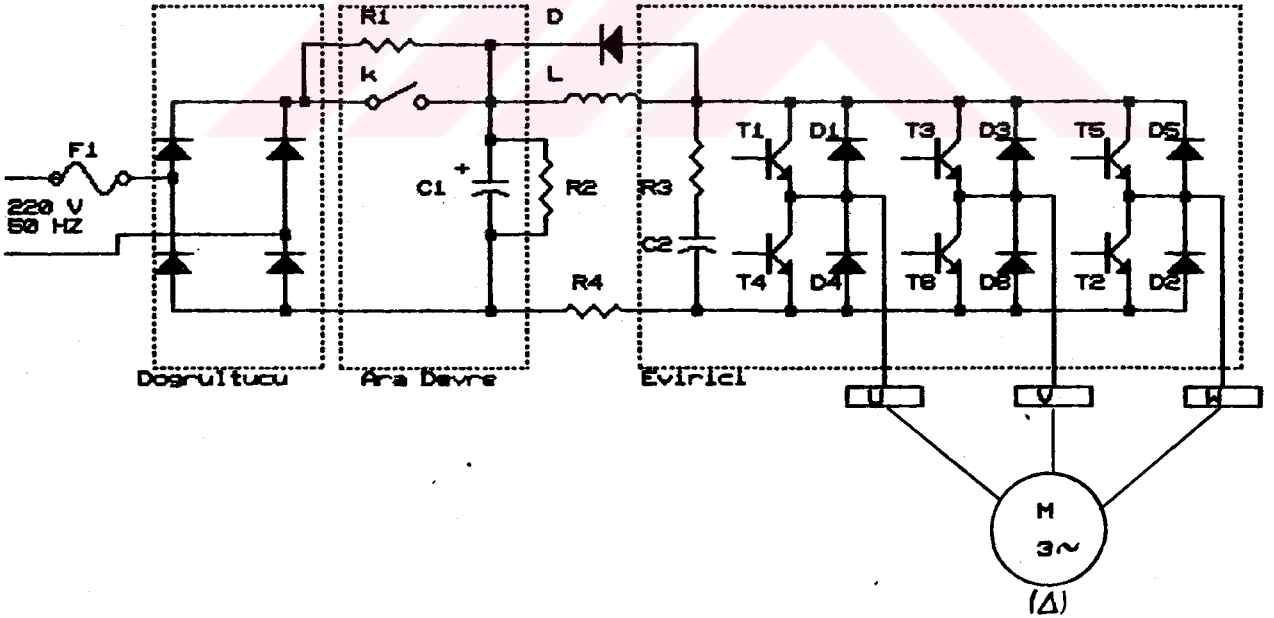
Bunun yanında bobinin ilavesi başka önlemlerin alınmasını da gerektirir. Çünkü transistörün kesime gitmesi sırasında bobin bir aşırı ani gerilim yükselmesine neden olacaktır. Bunun etkisini yok etmek için bobine, bir diyot ve bir dirençten oluşan bir devre paralel bağlanır. Böylelikle kesime gitme sırasında oluşan gerilim sıçraması sınırlanır ve aynı zamanda L_E bobininden akan akım endüktansın dirence oranı olan zaman sabiti ile sıfıra indirilir.

BÖLÜM 6.

GERÇEKLENEN DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONLU FREKANS ÇEVİRİCİ- NİN TANITIMI

Uygulama bölümünde laboratuvarında bulunan 1,5 kW'lık sincap kafesli asenkron motorun hız denetimi için gerekli olan darbe genişlik modülasyonlu evirici kontrol, sürücü, koruma ve güç devresi gerçekleştirilmiştir. Buradaki modülasyon yöntemi, dördüncü bölümün üçüncü ayarında verilen doğru gerilim referansı ile üçgen dalganın karşılaştırılmasına dayanmaktadır. Konu hakkındaki gerekli açıklamalar ve şemalar bu bölümdeki ayarılarda verilecektir.

6.1. Güç Devresi



Şekil 6.1. Güç devresi şeması .

Şekil 6.1.'de güç devresi gösterilmektedir. Daha önce söz edildiği gibi güç devresi; kontrolsüz doğrultucu,

ara devre ve eviriciden oluşmaktadır. Devrede doğrultucudan sonra gelen bölüm sabit gerilim ara devresidir. Burada C_1 kondansatörü sisteme ilk enerji verildiğinde R_1 direnci üzerinden doldurulmaktadır. Bunun nedeni doğrultucu diyotlarını kondansatörün ilk anda çekeceği aşırı akımdan korumak ve kondansatörün zarar görmesini önlemektir. C_1 kondansatörü R_1 direnci üzerinden dolduktan sonra R_1 direnci K ile belirtilen kontaktör ile devre dışı bırakılır. R_2 direnci ise sistemin enerjisi kesildikten sonra C_1 kondansatörünün boşalmasını sağlamaktadır. L ile gösterilen endüktans ise, güç transistörlerinin tanıtıldığı bölüm beşte anlatılan $\frac{di}{dt}$ yi küçültmek için kullanılmaktadır. Hızlı diyot ise, endüktanstaki transistörlerin anahtarlanmaları sırasında oluşan ters gerilim sıçramalarından güç transistörlerini korumak içindir. R_3 ve C_2 de "snubber" devresini oluşturmaktadır. Eviricide kullanılan güç transistörleri ve ters diyotları tek kılıf içinde bulunan, günümüzün ileri teknolojisi ürünü altılı modül transistör grubudur. Devredeki şönt d.c. bara akımını algılamak için kullanılmıştır. Bu algılamamanın amacı, eviricide oluşabilecek kol kısa devresi, çıkış faz arası kısa devresi ve aşırı yüklemeye karşı güç transistörlerini dolayısıyla sistemi korumaktır.

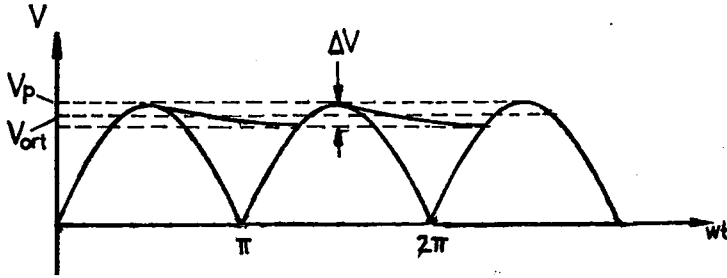
6.2. Güç Devresi Elemanlarının Seçimi

1,5 kW, üçgen bağlı sincap kafesli asenkron motorun anma stator akımı altı amperdir. Güç devresinin elemanları seçilirken bu akım değeri gözönüne alınacaktır. Seçilen elemanlar Çizelge 6.1'de verilmektedir.

Çizelge 6.1. Güç Elemanları

F_1 giriş sigortası	16 A, W-otomat
Doğrultucu	30 A, Köprü diyot
Kontaktör	Siemens, 3TBA40
Güç Transistörü	Sanrex, QF20AA60
Hızlı diyot	ABB, DSI17-12A

C₁ Filtre kondansatörünün değerinin belirlenmesi



Şekil 6.2. Doğrultulmuş gerilim dalga şekli.

$$V_p = \sqrt{2} \cdot 220 = 310 \text{ V.d.c.}$$

V_{ort}, 50 Hz de çıkışın tepe değeridir. V_{ort}'un 280 Volt olduğunu kabul edersek,

$$V_p - V_{ort} \cong \frac{\Delta V}{2}$$

$$\Delta V = 2(V_p - V_{ort})$$

$$\Delta V = 60 \text{ Volttur,} \quad \Delta t = 10 \text{ ms}$$

$$C = \frac{Q}{V} = \frac{I \cdot \Delta t}{\Delta V}$$

$$C = \frac{6 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{60} = 1000 \text{ } \mu\text{F}$$

C₁ filtre kondansatörü 1000μF/350V olarak seçilmiştir.

R₁ doldurma direncinin hesabı

C₁ kondansatörünün t=5τ=0,9s de dolduğu düşünülürse,

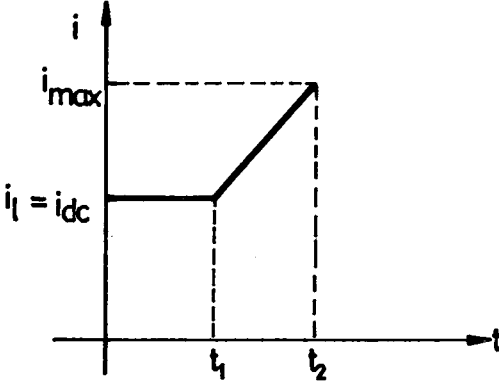
$$5\tau = 5R_1 \cdot C_1 = 0,9$$

$$R_1 = \frac{0,9}{5C_1} = \frac{0,9}{5 \cdot 1000 \cdot 10^{-6}}$$

$$R_1 = 180 \text{ } \Omega$$

olarak elde edilir.

L endüktansının hesaplanması



Şekil 6.3. Endüktans hesabına ilişkin akım-süre değişimi.

$$V_L = L \cdot \frac{di_L}{dt}$$

i_{dc} : d.c. bara akımı (50 Hz de nominal motor akımı belirliyor.)

i_{max} : Aşırı akım devresinin kesmesi gereken akım değeri.

$$V_L = L \cdot \frac{\Delta i_L}{\Delta t}$$

$$\Delta i_L = i_{max} - i_{dc}$$

$$\Delta t = t_2 - t_1$$

Δt , aşırı akım koruma devresinin sistem aşırı akıma girmesi ve kesime geçmesi arasındaki süredir. Bu süre

$$\Delta t = t_d + t_{off}$$

olarak hesaplanabilir.

t_d : Devrenin gecikmesi

t_{off} : Transistörün turn-off süresi

Eviricide kullanılan transistör modülünün t_{off} süresi 2 μs 'dir. Koruma devresi gecikmesi t_d ise 4 μs 'dir. Bu değerlerle

$$\Delta t = 4 + 2 = 6 \mu s$$

olarak hesaplanır. Bu hesap yapılırken, ekte verilen transistör katoloğundan yararlanarak turn-off süresi olarak, fall time süresi alınarak 2 μs belirlenmiştir.

Yukarıdaki bağıntılar kullanılarak L endüktansı,

$$i_{\max} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot i_{\text{eff}} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 6 = 17 \text{ A}$$

$$\Delta i_L = i_{\max} - i_{\text{dc}} = 17 - 2\sqrt{2} = 8,5 \text{ A}$$

$$\Delta t = 6 \mu s$$

$$V_L = V_{\text{dc}} \text{ (kısa devre anında)}$$

$$V_L = L \cdot \frac{\Delta i_L}{\Delta t}$$

$$310 = L \cdot \frac{8,5}{6 \cdot 10^{-6}}$$

$$L = 219 \mu H$$

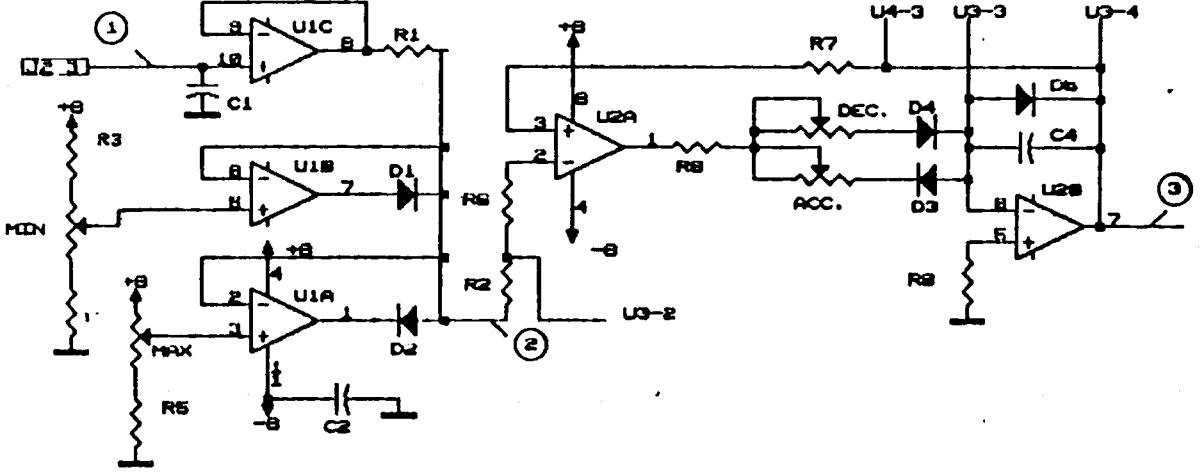
olarak elde edilir.

6.3. Darbe Genişlik Modülasyonu Kontrol Devresi

Bu ayrıttta darbe genişlik modülasyonu kontrol devresini oluşturan bloklar teker teker tanıtılacaktır.

6.3.1. Yol Verme Devresi

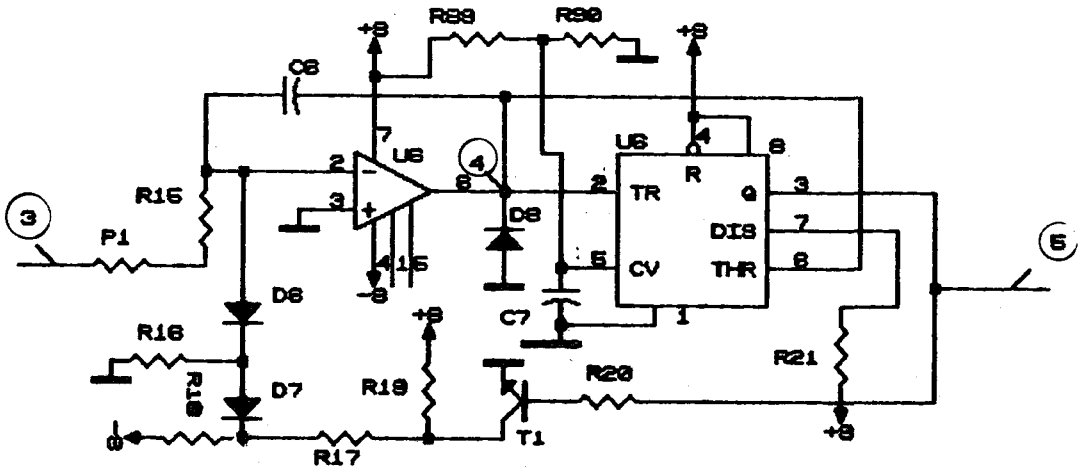
Yol verme devresinin kullanılmasındaki amaç ani referans değişimlerine karşı güç devresini korumaktır. Ayrıca yol verme süresi ile motor demeraj akımı sorunu da ortadan kaldırır. Yol verme devresinin şeması Şekil 6.4' de verilmiştir.



Şekil 6.4. Yol verme devresi .

Bu devrede J2-3 ile gösterilen giriş ucu, hız referans potansiyometresinin orta ucuna bağlıdır. Diğer bir deyişle hız referansı buradan verilmektedir. MİN ve MAX ile gösterilen ayar trimpotları ile hız referans bilgisi sınırlandırılmaktadır. Ayrıca ACC. ve DEC. ile belirtilen trimpotlarla da motorun yol alma ve durma süreleri de ayarlanabilmektedir.

6.3.2. Gerilim/Frekans Çevirici

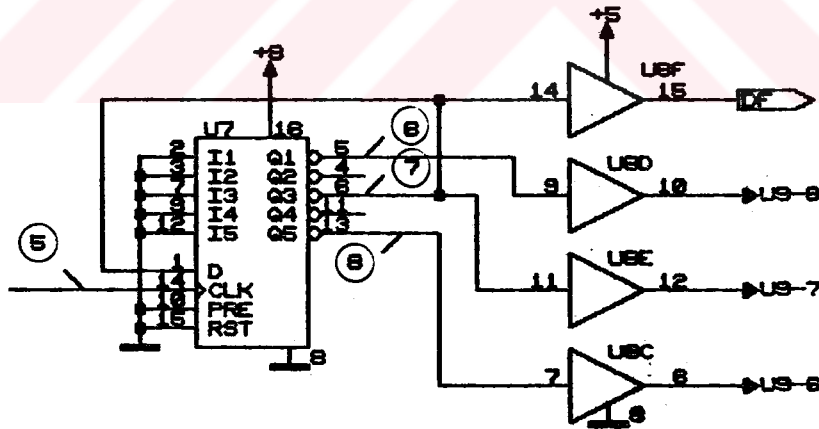


Şekil 6.5. Gerilim/Frekans Çevirici .

Şekil 6.5'de verilen gerilim/frekans çevirici bir integratör ve buna kaskat bağlı bir tek kararlı ikiliden oluşmaktadır. Integratör girişine yol verme devresi çıkışında elde edilmiş olan hız referans bilgisi (bir d.c. gerilim) verilir. Bu devrenin çıkışında, girilen hız referansına göre frekansı değişen bir darbe katarı elde edilmektedir.

6.3.3. Halka Sayıcı

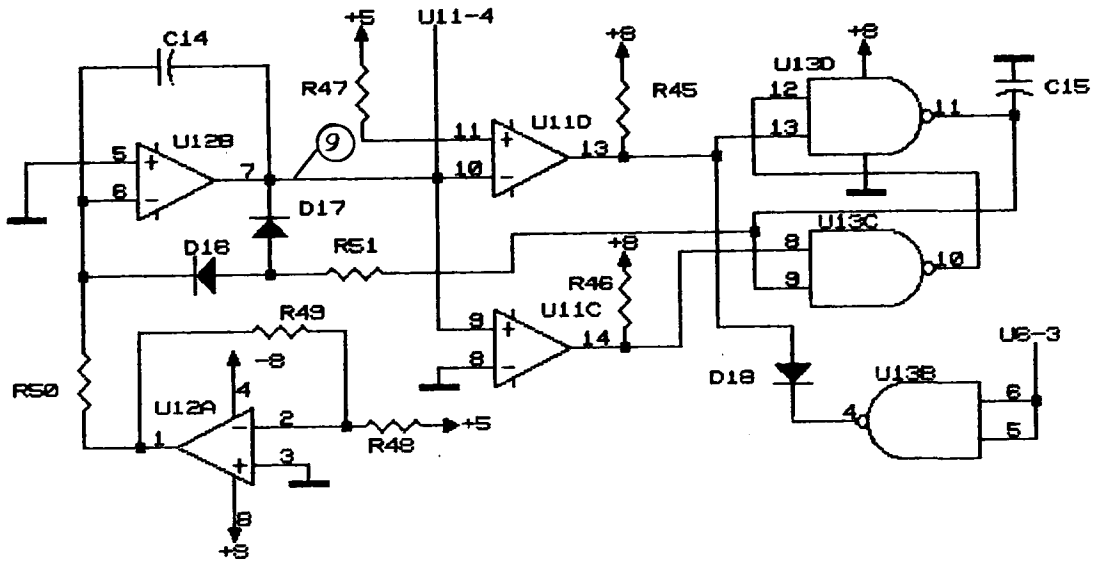
Halka sayıcının amacı gerilim/frekans çevirici çıkışında elde edilen darbe katarından 120° faz farklı üç kare dalga bloğu elde etmektir. Bu kare dalgaların frekansı tamamen gerilim/frekans çeviricinin çıkışında elde edilen darbe katarının frekansına bağlıdır. Örneğin gerilim/frekans çıkışı 300 Hz iken kare dalga blokları 50Hz vermektedir. Şekil 6.6'da halka sayıcı devresi gösterilmektedir. Burada DF ile gösterilen çıkış dijital frekansmetreye frekans bilgisini iletmektedir.



Şekil 6.6. Halka Sayıcı .

6.3.4. Üçgen Dalga Üreteci

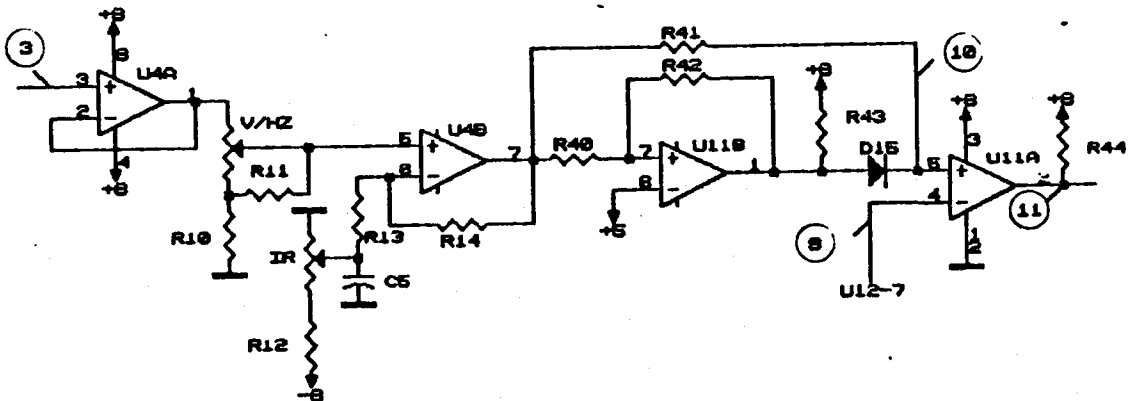
Devrenin amacı karşılaştırmacıya uygulanacak üçgen dalgayı elde etmektir. Taşıyıcı olan üçgen dalga frekansı sabit olup, 1000 Hz dir ve gerilim/frekans çevirici çıkışındaki darbe katarı ile senkron durumdadır.



Şekil 6.7. Üçgen Dalga Üretici.

6.3.5. Karşılaştırmacı

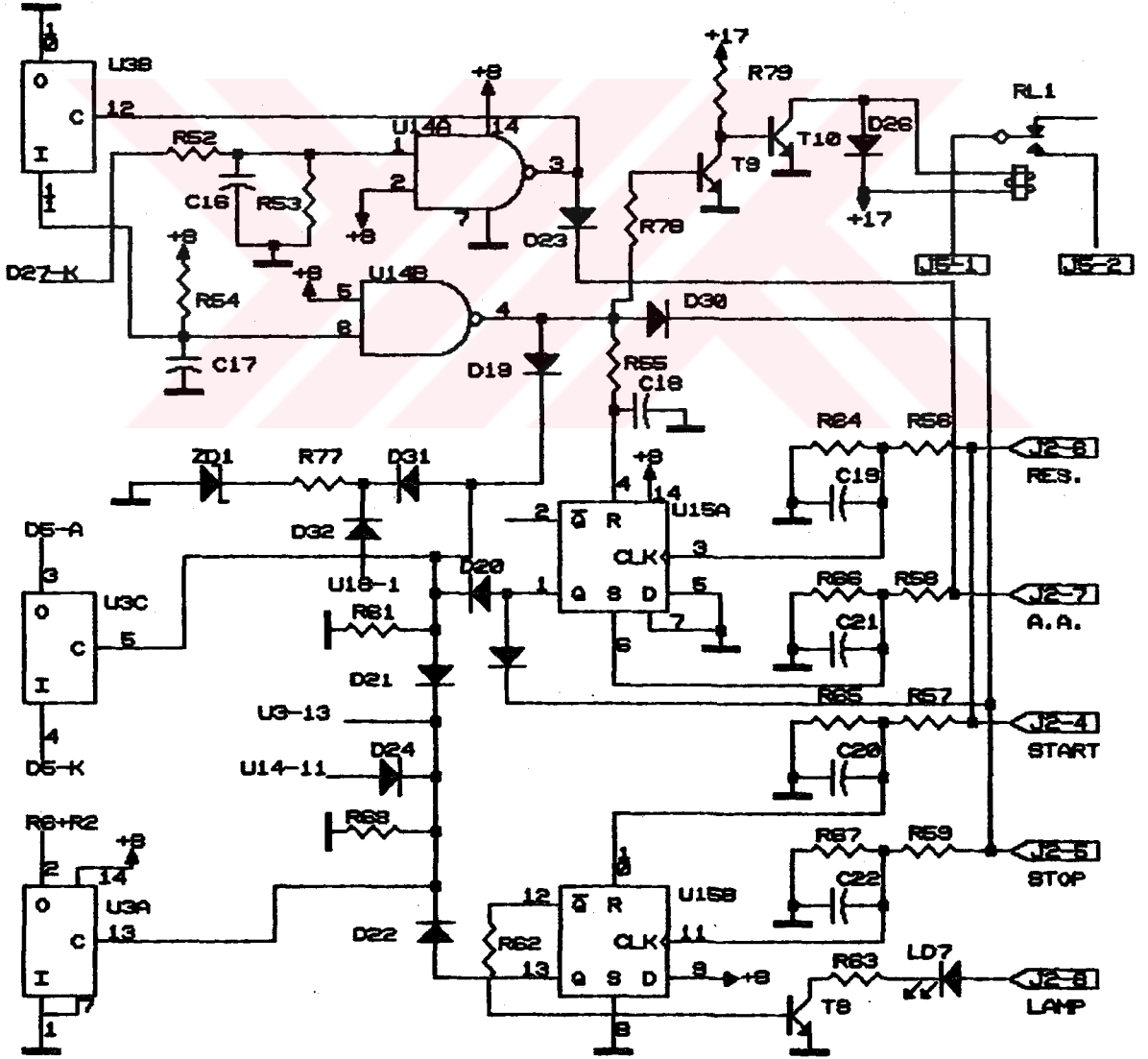
Burada yol verme devresi çıkışıındaki hız referans bilgisi, Şekil 6.8'de gösterilen V/f oran ayarlayıcısı ve "boost" devrelerine uygulanmaktadır. V/f oran ayarlayıcısı ve "boost" çıkışı ile üçgen dalga üretici çıkışı bir karşılaştırıcıya girmektedir. Karşılaştırıcı çıkışında darbe genişlik modülasyonlu darbe katarı elde edilmektedir. "Boost" ayarı ile düşük frekanslarda motorun momenti, maksimum devrilme momenti değerine yaklaştırılır. V/f oranı ayarlayıcısı ise motorun yük durumuna göre devrilme momentinin maksimum değerini değiştirmektedir.



Şekil 6.8. Karşılaştırmacı ,

6.3.7. Başlatma-Durdurma ve Koruma Devresi

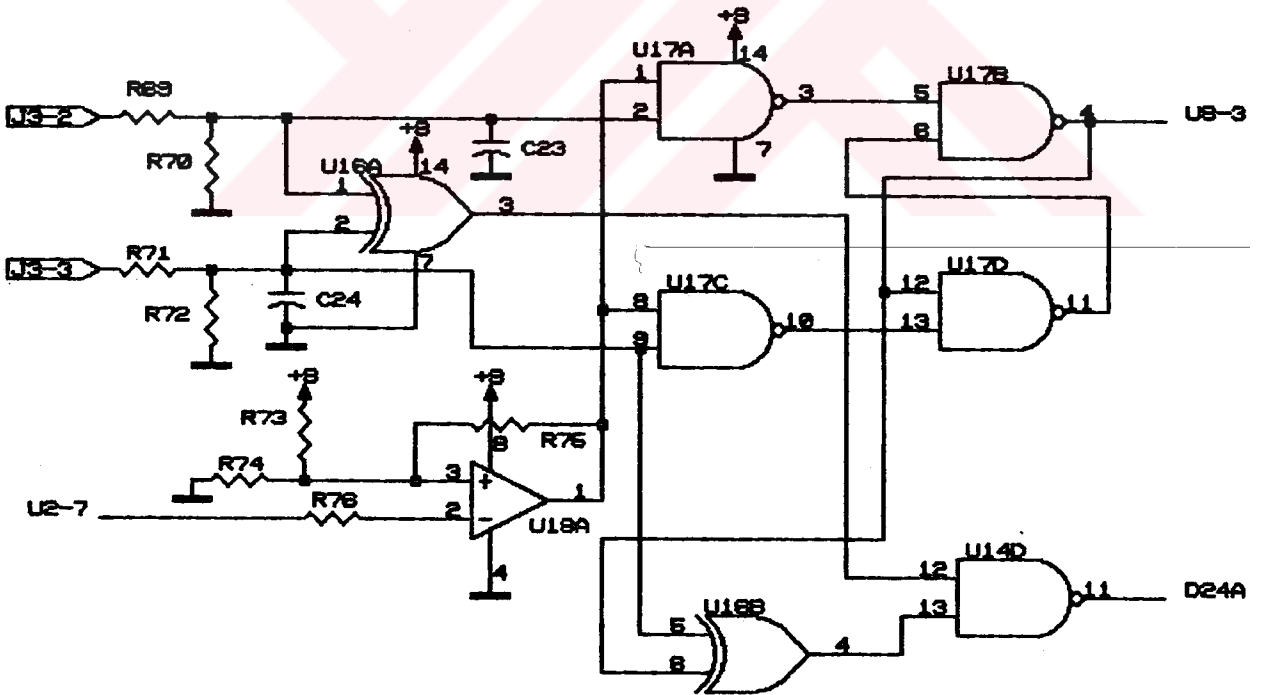
Şekil 6.10'da başlatma-durdurma ve koruma devreleri görülmektedir. Devreden görüleceği gibi başlatma-durdurma tamamen elektronik olarak gerçekleştirilmektedir. Devrede 4013 entegresinde bulunan R-S flip-flopundan yararlanılmaktadır. Aşırı akım ve başlatma-durdurma Flip-flopların çıkışları diyotlarla analog anahtarları denetlemektedir. Analog anahtarlarla yol verme devresi çıkışı, durdurma butonuna basıldığında veya aşırı akım geldiğinde sıfır potansiyeline çekilmektedir. Aynı Q çıkışları aşırı akım geldiğinde eeprom çıkışları inhibit yapılmaktadır.



Şekil 6.10. Başlatma-Durdurma ve Koruma Devresi.

6.3.8. Yön Değiştirme Devresi

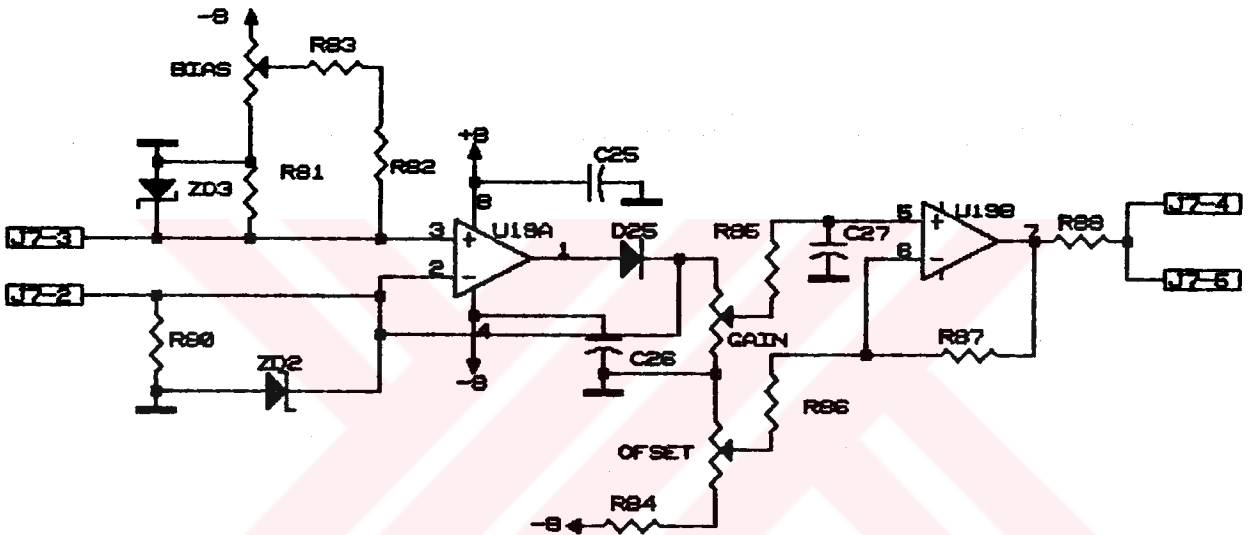
Yön değiştirme devresi Şekil 6.11'de görülmektedir. Devredeki J3-2 ve J3-3 girişlerinden biri bir anahtar ile artı besleme gerilimine bağlantığında ileri veya geri yön konumları tanımlanmış olur. Devrenin lojik yapısı gereği eproma giden yön değiştirme bilgisi bir ya da sıfır olmaktadır. Bu devrede bulunan anahtarın konumunun değiştirilmesiyle, yol verme devresi çıkışı bir analog anahtarla sıfıra çekilmektedir. Böylece ileri veya geri seçildiğinde önce motor yavaş yavaş durdurulmaktadır. Yol verme devresinin çıkışı sıfır olduğunda devrede bulunan karşılaştırmacı konum değiştirmektedir. Bu anda yol verme devresi serbest kalmaktadır. Sonuçta potansiyometrenin belirlediği referansa göre motor çalıştırılmaktadır.



Şekil 6.11. Yön değiştirme devresi.

6.3.9. Uzaktan Denetim Devresi

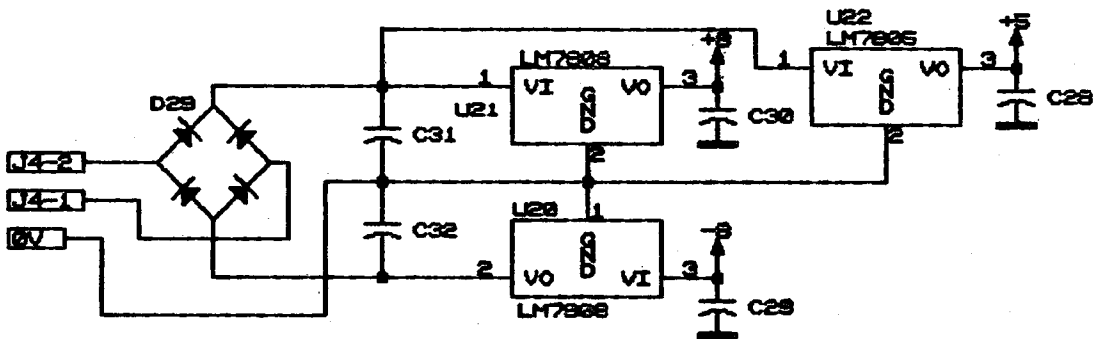
Sisteme uzaktan denetim olanağı sağlayan devre Şekil 6.12'de gösterilmektedir. Devrenin J3-2 girişine 0-10V kontrol gerilimi veya J3-3 girişine 0-20mA kontrol akımı uygulanabilir. 0-10V giriş kullanılırsa aynı şekilde sıfır ile maksimum referans gerilimi arasında girişle lineer olarak değişen frekans referansı elde edilir. 0-20 mA girişi kullanıldığında benzer şekilde akım ile lineer değişen frekans referansı elde edilir. Yani bu girişle devre akım/gerilim çeviricisi olarak çalışmaktadır.



Şekil 6.12. Uzaktan Denetim Devresi.

6.3.10. Besleme Devresi

Alternatif gerilim köprü diyot ile doğrultulur. Bu doğrultulmuş gerilimler regüle entegrelere uygulanarak devreler için gerekli besleme gerilimleri elde edilir.



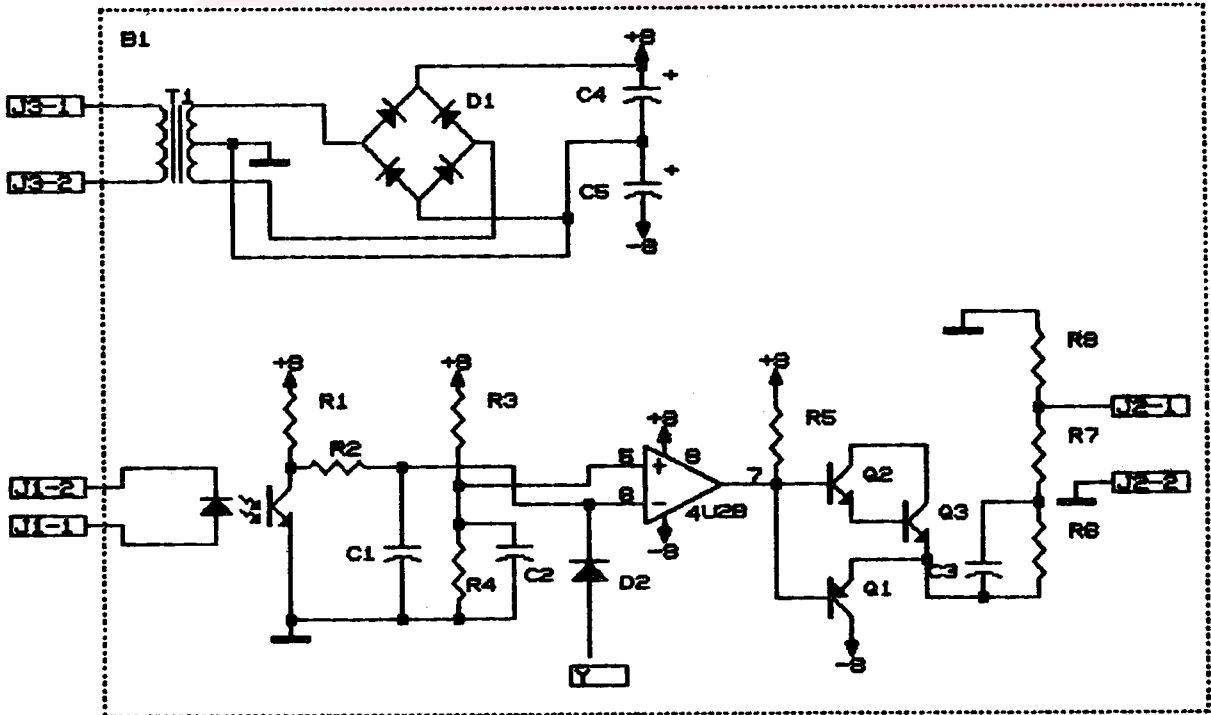
Şekil 6.13. Besleme Devresi.

6.4. Sürücü ve Koruma Devresi

Bu ayrıtta sürücü ve koruma devreleri verilip gerekli açıklamalar yapılacaktır.

6.4.1. Sürücü Devresi

Eviricideki güç transistörlerini sürececek olan sürücü devresi Şekil 6.14'de gösterilmektedir. Bu sürücü katlarından altı adet olmasına rağmen yalnızca birisi çizilmiştir. Eprom çıkışından optik izolatörle aktarılan baz işareti, optik izolatör çıkışındaki transistör ile bir karşılaştırıcıda doğru gerilimle karşılaştırılır. Karşılaştırıcı çıkışı pozitif olduğunda Q_2 ve Q_3 ile oluşturulan darlington transistörleri ile güç transistörlerine baz akımı uygulanır. Karşılaştırıcı çıkışı negatif olduğunda ise Q_1 iletime girip güç transistörünün bazını negatif gerilime götürmektedir. Bunun nedeni güç transistörünün hızlı bir şekilde kesime götürülmesidir. Y ile belirtilen giriş ile aşırı akım koruma devresi çıkışı diyot üzerinden karşılaştırıcının negatif girişi pozitif girişinden daha pozitif gerilime götürülerek karşılaştırıcı çıkışı negatif yapılır. Böylece aşırı akım anında güç transistörleri kesime götürülmüş olmaktadır.

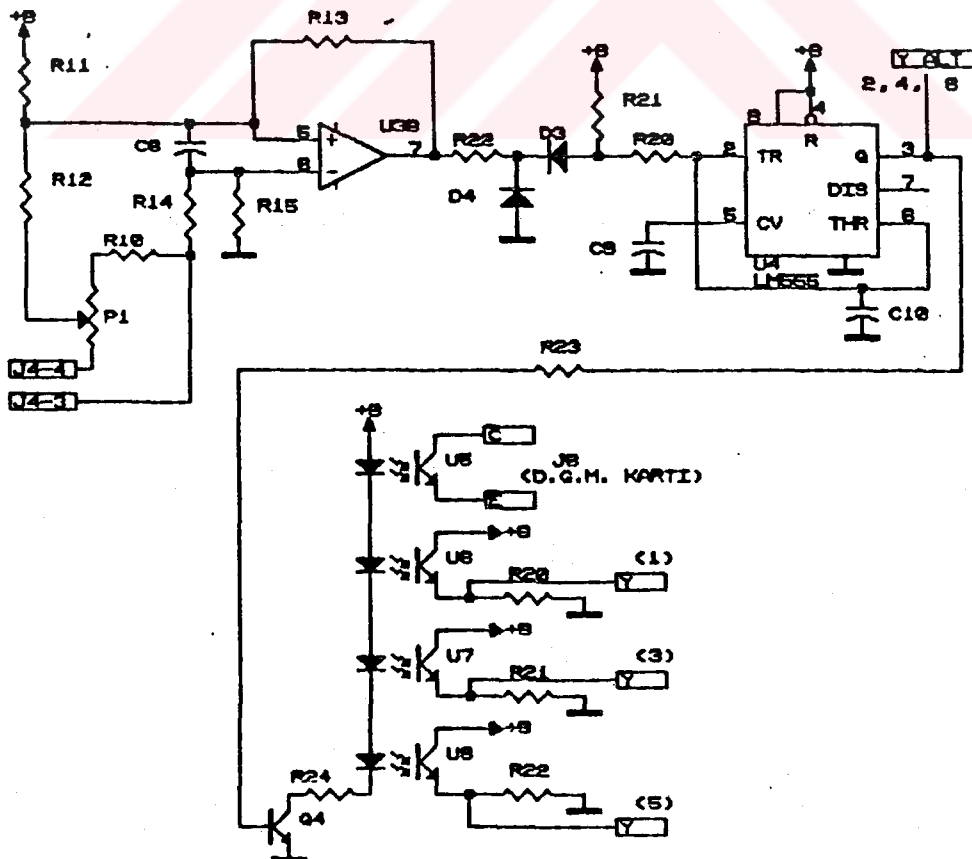


Şekil 6.14. Sürücü Devre .

6.4.2. Koruma Devresi

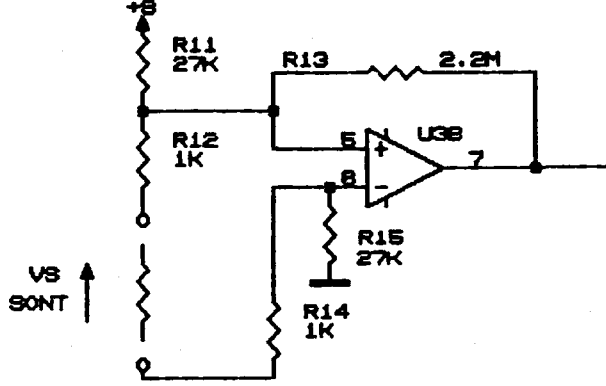
Sistemi aşırı akımdan koruyacak olan aşırı akım devresi Şekil 6.15'de verilmiştir. Devrede J4-3 ve J4-4 ile gösterilen uçlar şönt uçlarıdır. Aşırı akım yokken karşılaştırmacı çıkışı pozitif durumdadır. 555 ile oluşturulan tek kararlı ikilisinin iki nolu girişi pozitif, üç nolu çıkışı ise sıfırdadır. Bu durumda Q_4 transistörü kesimdedir. Böylece sürücü ve darbe genişlik modülasyonu kartına aşırı akım bilgisi gitmemektedir.

Aşırı akım oluştuğunda şönt uçlarındaki gerilim R12 üzerindeki referans gerilimi geçtiğinde karşılaştırmacı çıkışı negatif, tek kararlı ikili girişi sıfır, üç nolulu çıkış ise pozitif olmaktadır. Devredeki R20 ve C10 pasif elemanları ile tek kararlı ikilinin zaman sabiti belirlenmektedir. Tek kararlı ikilinin çıkışı pozitif olduğunda Q_4 ve optik izolatörlerle sürücü ve darbe genişlik modülasyonu kartına aşırı akım bilgisi iletilmektedir. Böylece sistem devre dışı bırakılmış olmaktadır.



Şekil 6.15. Koruma Devresi ,

Aşırı akım koruması, şönt uçlarındaki gerilimin algılanmasıyla gerçekleştirilmektedir. 1,5 kW'lık sincap kafesli asenkron motor için şönt hesabı aşağıdaki gibi hesaplanır. Şekil 6.16'da koruma devresindeki karşılaştırıcı ve yan elemanları verilmiştir.



Şekil 6.16. Şönt hesabı ile ilgili koruma devresi karşılaştırıcısı.

Şekil 6.16'dan yararlanarak şönt gerilimi

$$V_{\text{ş}} = \frac{8 \cdot R_{12}}{R_{11}} = \frac{8 \cdot 1}{27} = 0,3 \text{ V}$$

olur. 1,5 kW'lık motorun anma akımı 6 amperdir. Şönt akımı olarak bu anma akımının $2 \cdot \sqrt{2}$ katı alınır. Böylece

$$I_{\text{ş}} = 6 \cdot 2 \cdot \sqrt{2} = 17 \text{ A}$$

olur. Şönt direnci ise

$$R_{\text{ş}} = \frac{V_{\text{ş}}}{I_{\text{ş}}} = \frac{0,3}{17} = 17,64 \text{ m}\Omega$$

olarak hesaplanır. Şönt olarak kullandığımız telin 33 mm' si 10 mΩ dur. Buradan gerekli orantı kurularak şönt telinin boyu

$$l_{\text{ş}} = \frac{33 \cdot 17,64}{10} = 58,2 \text{ mm}$$

olur.

6.5. Dalga Şekilleri ve Harmonik Analizi

Bu ayrıtta, önce darbe genişlik modülasyonlu kontrol devresinde belirtilen önemli noktalardaki dalga şekilleri osiloskopla gözlenip çizilecektir. Eprom adres girişleri ve data çıkışları için de benzer işlemler tekrarlanacaktır. Ardından motor uçlarından ölçülecek faz arası gerilimlerine göre harmonik analizi yapılacaktır.

6.5.1. Önemli Dalga Şekilleri

Şekil 6.17'de darbe genişlik modülasyonu kontrol devresinde belirtilmiş noktalardaki dalga şekilleri, çıkış frekansının 40 Hz olması durumunda gözlenmiş ve çizilmişlerdir. Dalga şekillerini incelerken ilgili devreye de bakılması şekillerin daha iyi anlaşılmasına yardımcı olacaktır.

Şekil 6.18'de ise, epromun adres girişleri ve data çıkışları benzer şekilde işlem yapılarak verilmektedir.

6.5.2. Motor Faz Arası Gerilimleri ve Harmonik Analizi

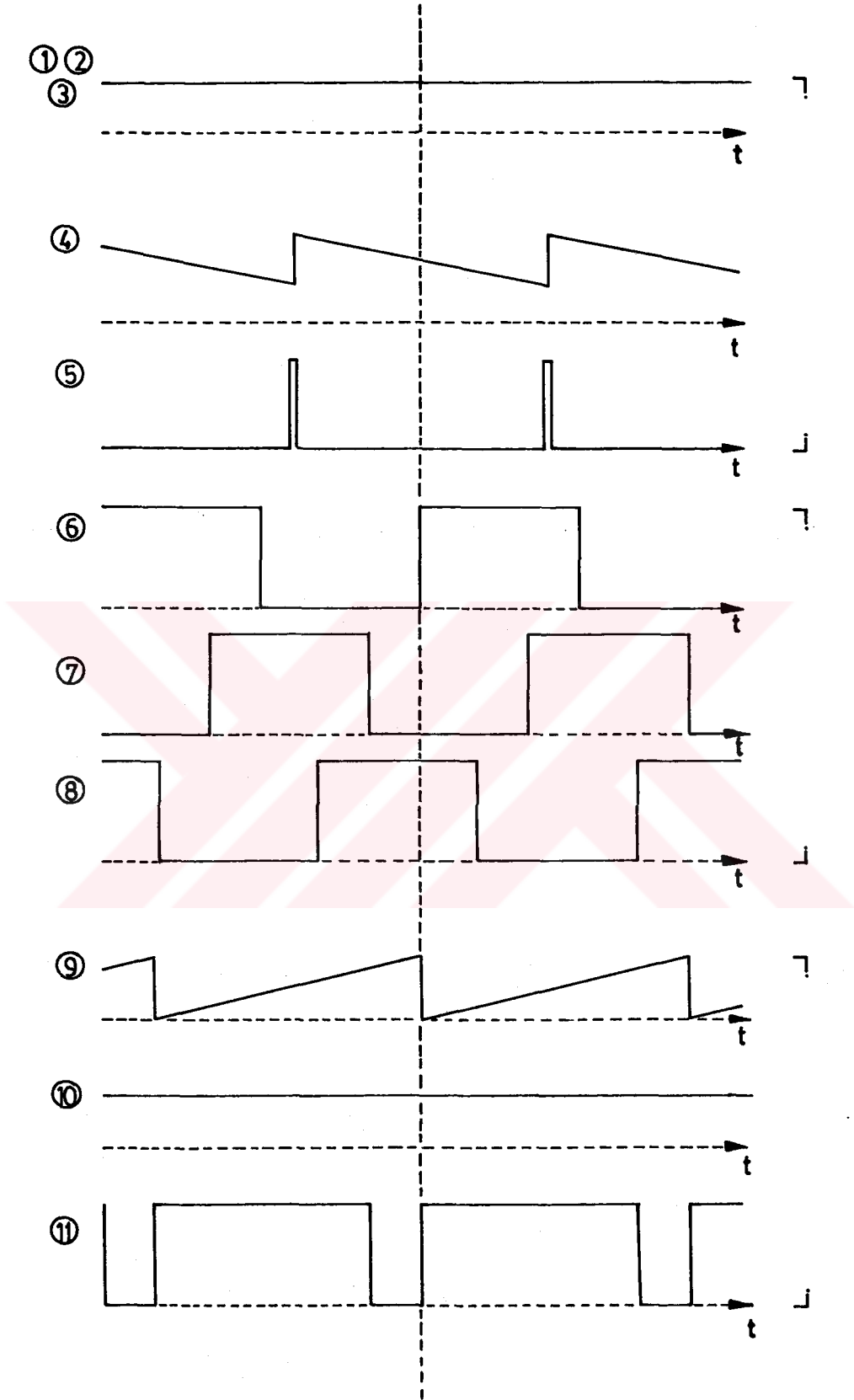
Darbe genişlik modülasyonlu frekans çevirici ile hızı denetlenen motora uygulanan besleme gerilimi, potansiyometre ile ayarlanmaktadır. Potansiyometre ayarı ile evirici çıkış gerilimleri farklı frekanslarda ayarlanıp, osiloskop ile de faz arası gerilimler gözlenip Şekil 6.19'da çizilmişlerdir. Şekillerden görülebileceği gibi, yüksek frekanslarda (örneğin 50 Hz) darbe sayısı az, alçak frekanslarda ise (örneğin 10 Hz) darbe sayısı fazla olmaktadır. Çıkış faz arası gerilimi, 60 Hz'de kare dalga şeklini almaktadır.

Harmonik Analizi

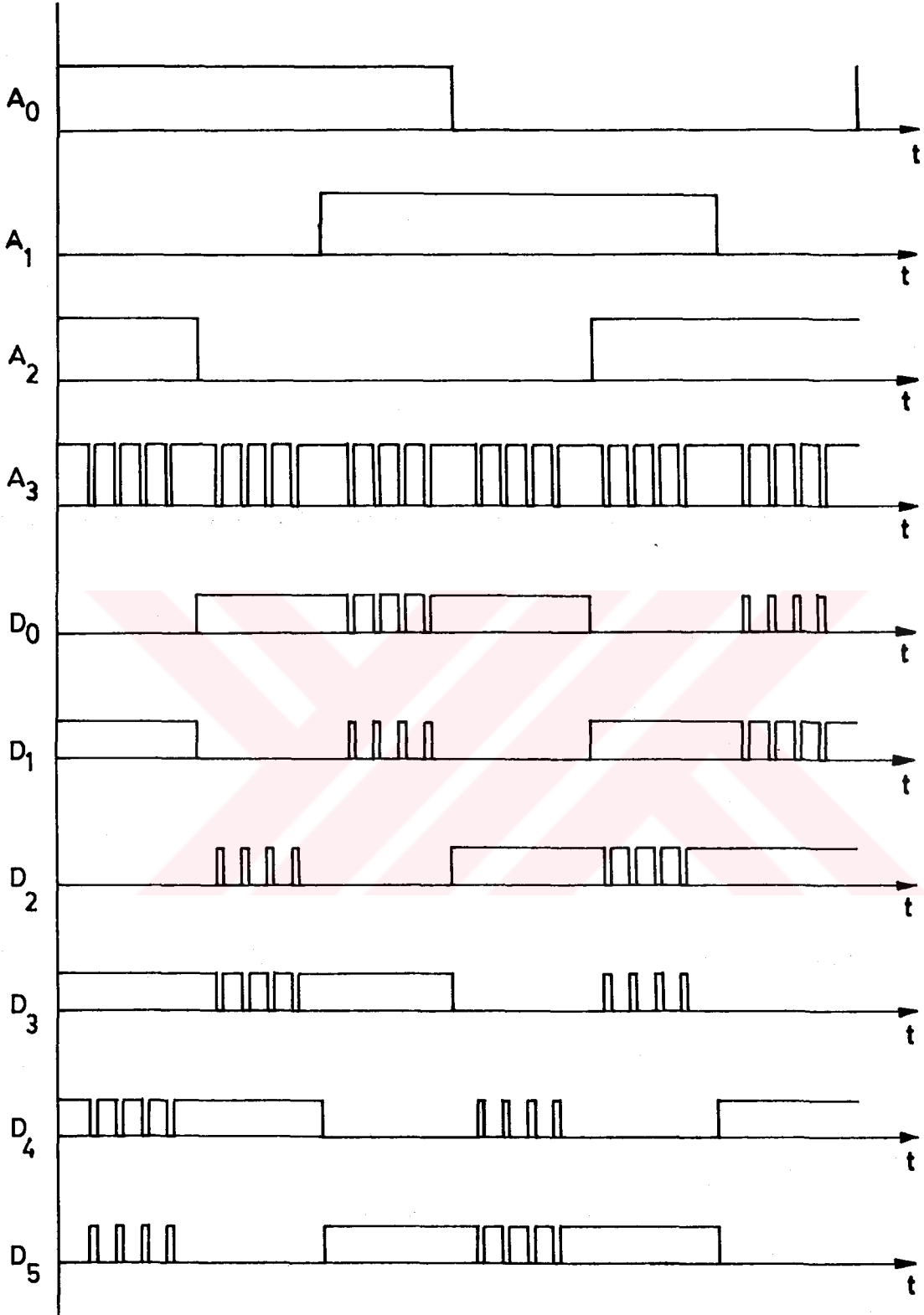
Periyodik herhangi bir fonksiyonun fourier açılımı;

$$f(t) = A_0 + a_1 \cos \omega t + a_2 \cos 2\omega t + a_3 \cos 3\omega t + \dots \\ + b_1 \sin \omega t + b_2 \sin 2\omega t + b_3 \sin 3\omega t + \dots$$

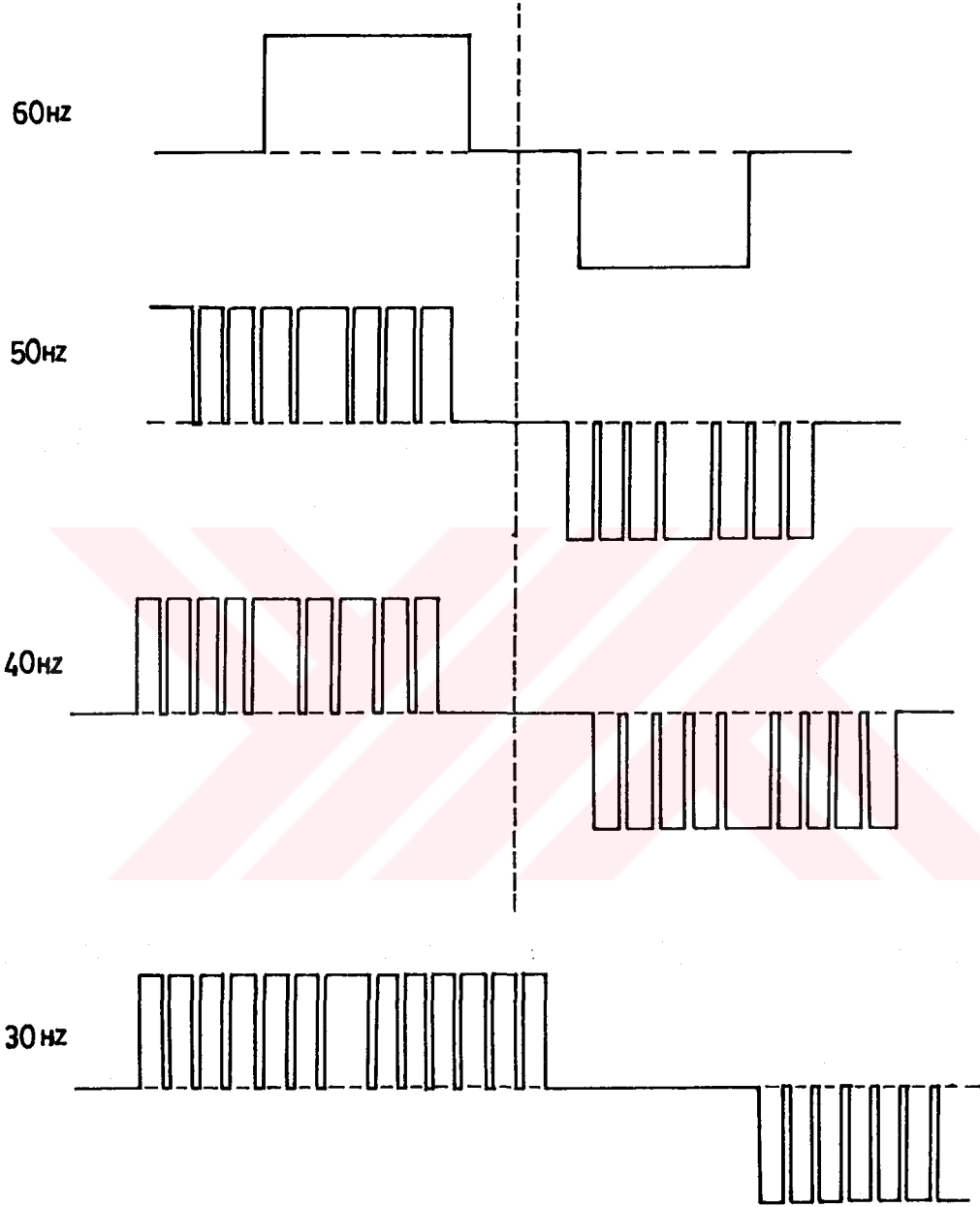
$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (6.5.1)$$



Şekil 6.17. Darbe genişlik modülasyonu kontrol devresinde işaretlenmiş yerlerdeki dalga şekilleri.



Şekil 6.18. Eprom adres girişleri ve çıkışlarının dalga şekilleri.



Şekil 6.19. Motor uçlarındaki faz arası gerilimler.

şeklinde verilebilir

Burada;

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cdot d\omega t \quad (6.5.2)$$

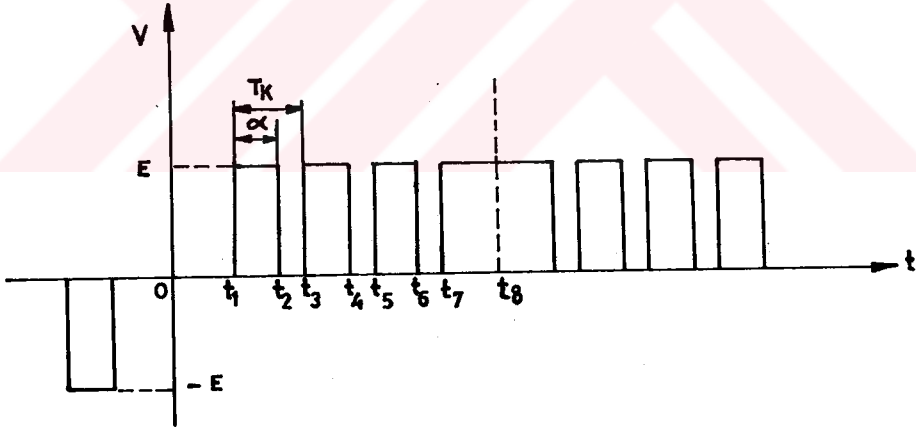
$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cdot \cos n\omega t d\omega t \quad (6.5.3)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cdot \sin n\omega t d\omega t \quad (6.5.4)$$

dır.

Şekil 6.19'da farklı frekanslar için verilen motor uçlarındaki faz arası gerilimlerinden 50 Hz için olanı tekrar gözönüne alarak harmonik analizi yapılmıştır.

Şekil 6.20'de yukarıda sözü edilen çıkış gerilimi daha ayrıntılı olarak verilmiştir.



Şekil 6.20. Harmonik analizi için ele alınan evirici çıkış gerilimi.

$f(-x) = -f(x)$ tek fonksiyon özelliğinden (6.5.3) eşitliği ile verilen $a_n = 0$ olur. Ayrıca, çeyrek dalga simetri özelliğinden (6.5.2) ve (6.5.4) eşitlikleri ile verilen A_0 ve b_n katsayılarının çift terimleri sıfır olmaktadır.

(6.5.4) ile verilen b_n katsayısı;

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} v(t) \cdot \sin n\omega t d\omega t \\ b_n &= \frac{4}{\pi} \left[\int_{t_1}^{t_2} E \sin n\omega t d\omega t + \int_{t_3}^{t_4} E \sin n\omega t d\omega t + \int_{t_5}^{t_6} E \sin n\omega t d\omega t \right. \\ &\quad \left. + \int_{t_7}^{t_8} E \sin n\omega t d\omega t \right] \\ &= \frac{4 \cdot E}{\pi \cdot n} \{ [-\cos nt_2 + \cos nt_1] + [-\cos nt_4 + \cos nt_3] \\ &\quad + [-\cos nt_6 + \cos nt_5] + [-\cos nt_8 + \cos nt_7] \} \end{aligned} \quad (6.5.5)$$

olur. Burada, t sürelerinin değerleri, Şekil 6.20'den

$$\begin{aligned} t_1 &= \frac{\pi}{6}, & t_2 &= \frac{\pi}{6} + \alpha, & t_3 &= \frac{\pi}{6} + T_k \\ t_4 &= \frac{\pi}{6} + T_k + \alpha, & t_5 &= \frac{\pi}{6} + 2T_k, & t_6 &= \frac{\pi}{6} + 2T_k + \alpha \\ t_7 &= \frac{\pi}{6} + 3T_k, & t_8 &= \frac{\pi}{2} \end{aligned}$$

şeklinde belirlenir.

Gözönüne alınan 50 Hz'lik frekansta anahtarlama frekansı 1 kHz olduğundan T_k periyodu 1 ms ve α darbe genişliği 0,9 ms dir. Frekans 50 Hz iken 2π radyan 20 ms'ye karşı geldiğinden, T_k periyodu α darbe genişliği ve t süreleri radyan cinsinden çizelge 6.2'de verilmiştir.

Çizelge 6.2. T_k, α ve t 'lerin radyan olarak karşılıkları

T_k	0,314159
α	0,282743
t_1	0,523598
t_2	0,806338
t_3	0,837758
t_4	1,120498
t_5	1,151918
t_6	1,434658
t_7	1,466078
t_8	1,570796

Çizelge 6.2'de verilen değerlere göre, b_n katsayıları (6.5.5) eşitliği kullanılarak hesaplanmış ve çizelge 6.3'de verilmiştir. Bu b_n değerleri (6.5.1)'de yerine konularak çıkış

Çizelge 6.3. b_n katsayıları

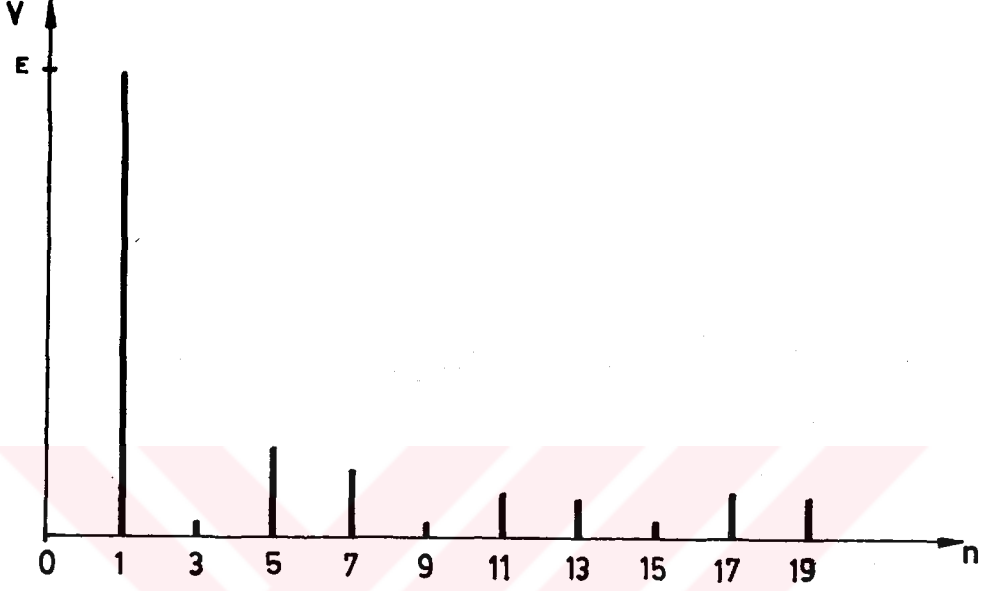
b_1	309.1793
b_3	7.1171
b_5	-61.3474
b_7	-46.6695
b_9	-8.0076
b_{11}	30.3175
b_{13}	28.0365
b_{15}	11.9483
b_{17}	-32.0860
b_{19}	-31.9033

dalga şeklinin fourier açılımı;

$$v(t) = 309.1793\sin\omega t + 7.1171\sin 3\omega t - 61.3474\sin 5\omega t \dots$$

şeklinde elde edilir.

Belirlenen b_n değerlerine göre, her harmoniğin C_n genliklerini gösteren çizgi spektrumu Şekil 6.21'de verilmiştir. $a_n=0$ olduğundan $C_n=(a_n^2 + b_n^2)^{1/2}$ ifadesi $c_n = |b_n|$ şeklini alır.



Şekil 6.21. Çizgi spektrumu.

SONUÇ

Son yıllarda, ucuzluğu, sağlamlığı v.b. gibi nedenlerle en büyüğünden en küçüğüne kadar tüm sanayi kollarında asenkron motorların kullanımı yaygınlaşmıştır. Bu gelişmeye koşut olarak bu motorların hız denetimlerinin de yapılması gereği ortaya çıkmıştır. Önceleri tristörlü sistemlerle yapılmaya çalışılan bu olay, artık günümüzde gelişen teknoloji ile yerini transistörlü sistemlere bırakmıştır. Bu uygulamalı çalışmadan da anlaşılacağı gibi transistörün sağlamış olduğu tartışılmaz üstünlükler sayesinde asenkron motorun hız denetimi üstün bir performansla gerçekleştirilmiştir. Gerçeklenen sistemin; elektronik yön değiştirme, 0-10 V veya 0-20 mA çıkışlarını veren bir otomasyon cihazı tarafından hızının otomatik olarak ayarlanabilmesi, motorun yol alma ve yavaşlama sürelerinin ayarı gibi çeşitli ayar olanaklarının olması teknik bakımdan da çok üstün bir yapıda olduğunu göstermektedir. Bu teknik özellikler, koruma devresi ile birleştirilerek ortaya güvenilir bir sistem çıkarılmıştır. Gerçeklenen yöntemle motora uygulanan gerilimin harmonikler açısından da çok iyi bir yerde olduğu gösterilmiştir. Böylelikle, hız denetimi gerektiren uygulamalarda doğru akım motorları yerine asenkron motorlar yaygın olarak tercih edilebilecektir.

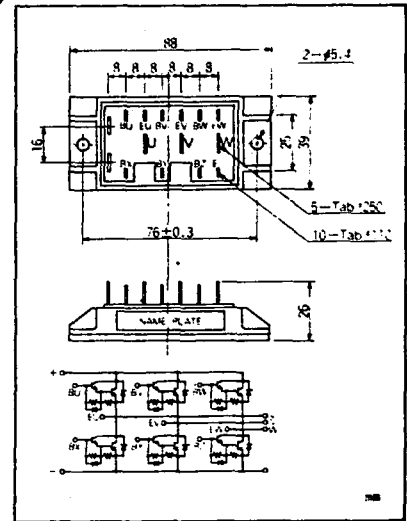
KAYNAKLAR

- [1] HOULDSWORTH J.A., "Introduction to PWM Speed Control System for 3-Phase AC Motors", Electronic Components and Applications, Vol.2, No:2 February 1980.
- [2] BOSE B.K., "Power Electronic and AC Drives", Prentice Hall, 1986.
- [3] LANDER C.W., "Power Electronics", Mc-Graw Hill Book Company U.K. 1981.
- [4] TUNÇAY R.N., TACER M.E., "Güç Elektroniği Devreleri" İ.T.Ü.Elektrik-Elektronik Fakültesi Ders Notu, 1990.
- [5] SELE E., "Sabit Gerilim Ara Devreli Frekans Çeviricilerle Asenkron Motorun Hız Kontrolü", İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, Haziran 1984.
- [6] "Digital Integrated Circuits CMOS HE4000B Family" Philips, July, 1983.
- [7] Pulse Width Modulator IC SLE 4520, Siemens Application Note.
- [8] HAMMAN J., P.DU TOIT L., "A New Microcomputer Controlled Modulator for PWM Inverters" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.IA-22, No.2, March-April 1986.
- [9] EMO, "Güç Elektroniği Seminer Notları", EMO Trabzon Bölge Temsilciliği, Trabzon, 1989.
- [10] BÜTÜN L., "Transistorumrichter Mit Spannungs-Zwischenkreis Für Drehstromantriebe" İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Yüksek Lisans Tezi Ocak 1987.
- [11] SARIOĞLU M.K., "Asenkron Makinalar" Çağlayan Kitabevi, İstanbul 1983.
- [12] SCR Manual, General Electric Company, USA, 1972.

TRANSISTOR MODULE QF20AA

SanRex QF20AA is a six pack Darlington power transistor module which has six transistors connected in three phase bridge configuration. Each transistor has a reverse paralleled fast recovery diode. The mounting base of the module is electrically isolated from semiconductor elements for simple heatsink construction.

- $I_C = 20A$ $V_{CEX} = 400/600V$
- Low saturation voltage for higher efficiency.
- High DC current gain h_{FE}
- Isolated mounting base
- $V_{EBO} 10V$ for faster switching speed.



Maximum Ratings

$T_j = 25^\circ C$

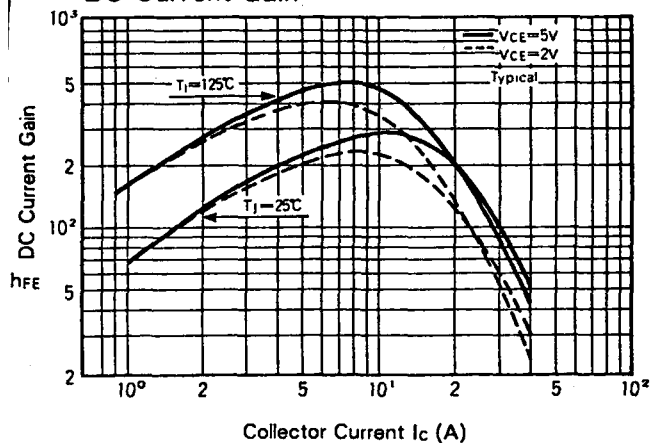
Item	Symbol	Unit	Rating		Conditions
			QF20AA40	QF20AA60	
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	V	400	600	
Collector-Emitter Voltage	V_{CEX}	V	400	600	$V_{BE} = -2V$
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	V	10		
Collector Current	I_C	A	20(40)		() $t_w \leq 1ms$
Reverse Collector Current	$-I_C$	A	20		
Base Current	I_B	A	2		
Total power dissipation	P_T	W	160		$T_c = 25^\circ C$
Junction Temperature	T_j	$^\circ C$	$-40 \sim 150$		
Storage Temperature	T_{stg}	$^\circ C$	$-40 \sim 125$		
Isolation Voltage	V_{ISO}	V	2500		A.C. 1 minute
Mounting Torque (terminals M5)		kgf·cm	22~28		Recommended (25)
Weight		g	95		Typical value

Electrical Characteristics

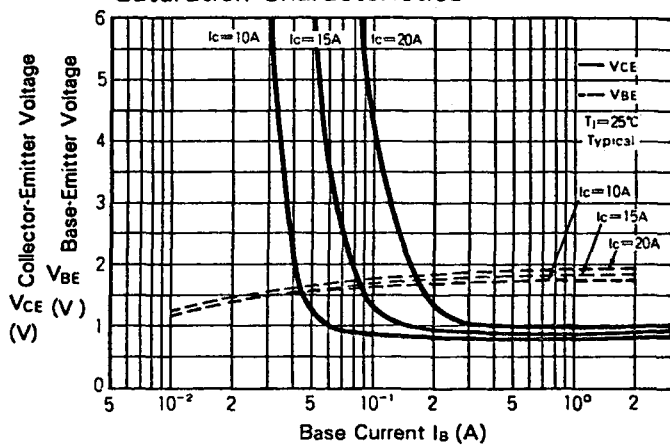
$T_j = 25^\circ C$

Item	Symbol	Unit	Ratings		Conditions
			Minimum	Maximum	
Collector Cut-off Current	I_{CBO}	mA		1.0	$V_{CB} = V_{CBO}$
Emitter Cut-off Current	I_{EBO}	mA		200	$V_{EB} = V_{EBO}$
Collector-Emitter Sustaining Voltage	QF20AA40	$V_{CE(sus)}$	300		$I_C = 1A$
	QF20AA60				
	QF20AA40	$V_{CEX(sus)}$	400		$I_C = 4A$ $I_{B2} = -1A$
	QF20AA60				
DC Current Gain	h_{FE}	V	75		$I_C = 20A$ $V_{CE} = 2V$
			100		$I_C = 20A$ $V_{CE} = 5V$
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	V		2.0	$I_C = 20A$ $I_B = 0.27A$
Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{BE(sat)}$	V		2.5	$I_C = 20A$ $I_B = 0.27A$
Switching Time	On Time	t_{on}	μs	1.0	$V_{CC} = 300V$ $I_C = 20A$ $I_{B1} = 0.5A$ $I_{B2} = -0.5A$
	Storage Time	t_s	μs	12.0	
	Fall Time	t_f	μs	2.0	
Collector-Emitter Reverse Voltage	V_{ECO}	V		1.6	$-I_C = 20A$
Thermal Impedance (junction to case)	$R_{th(j-c)}$	$^\circ C/W$		0.8	Transistor part
				2.2	Diode part

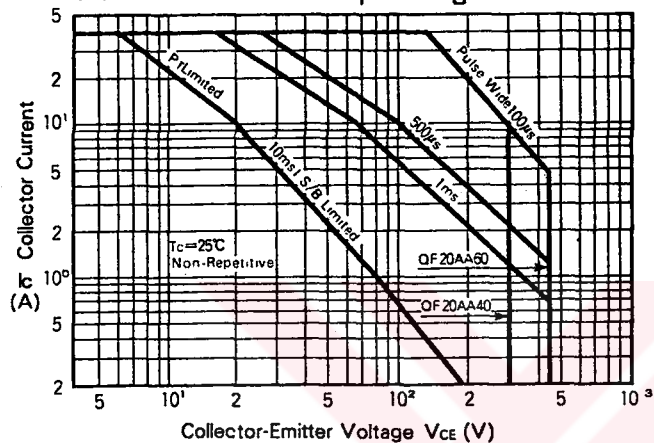
DC Current Gain



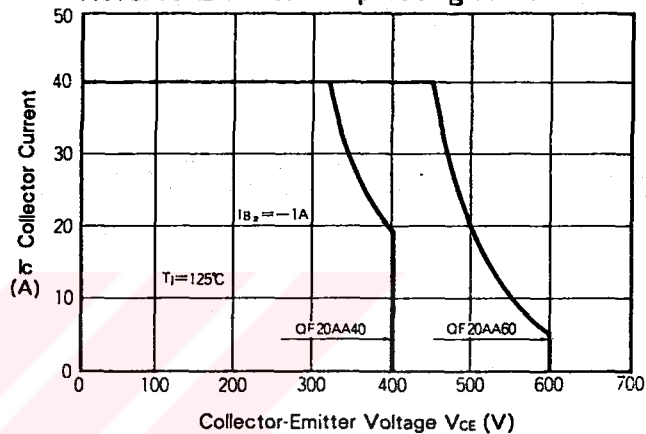
Saturation Characteristics



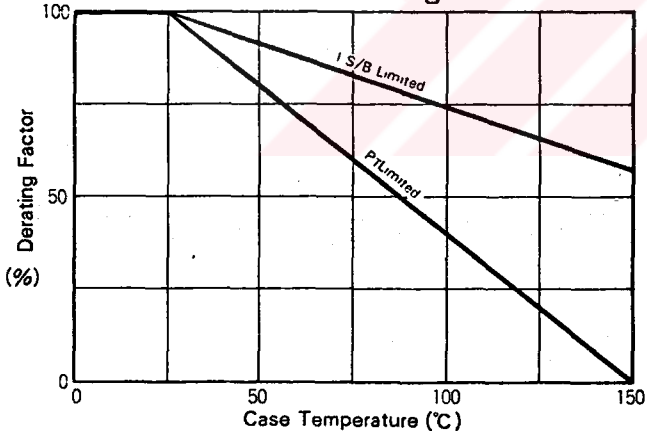
Forward Bias Safe Operating Area



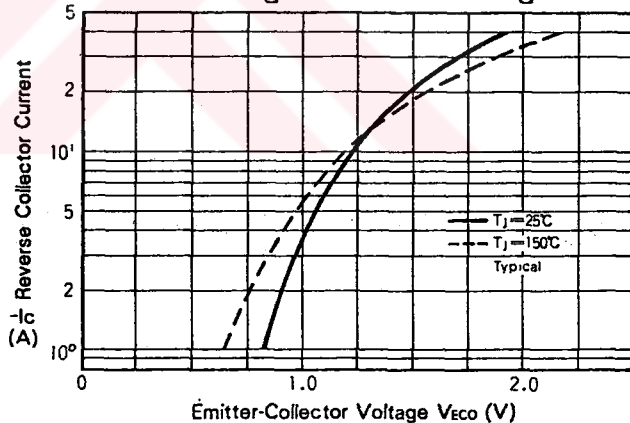
Reverse Bias Safe Operating Area



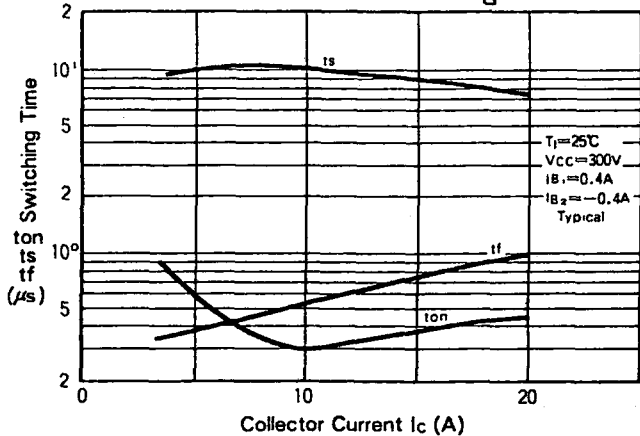
Collector Current Derating Factor



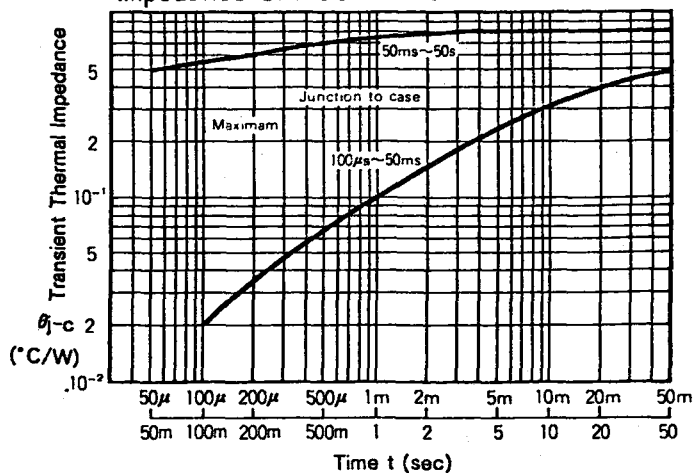
Forward Voltage of Free Wheeling Diode



Collector Current Vs Switching Time



Maximum Transient Thermal Impedance Characteristics



Definitions of terms and symbols used in power transistor

Symbol	Term	Definition
V_{CB0}	Collector-base voltage	DC voltage between collector and base with emitter terminal open.
V_{CE0}	Collector-emitter voltage	DC voltage between collector and emitter with base terminal open.
$V_{CE0(sus)}$	Collector-emitter sustaining voltage	Voltage between collector and emitter at specified collector current with base terminal open.
$V_{CEX(sus)}$		Voltage between collector and emitter when a specified reverse current is passed between base and emitter and a specified collector current is also passed.
V_{EB0}	Emitter-base voltage	DC voltage between emitter and base with collector terminal open.
I_C	Collector current	DC current flowing in collector electrode.
I_B	Base current	DC current flowing in base electrode.
P_T	Total power dissipation	Electric power loss consumed at collector junction, base junction.
I_{C0}	Collector cut-off current	DC current flowing in collector when a specified reverse voltage is applied between collector and base with emitter open.
I_{E0}	Emitter cut-off current	DC current flowing in emitter when a specified reverse voltage is applied between emitter and base with collector open.
h_{FE}	DC current gain	Ratio of DC output current (I_C) to DC input current (I_B) under specified bias voltage, current conditions (V_{CE}, I_C) in emitter grounded circuit.
$V_{CE(sat)}$	Collector-emitter saturation voltage	DC voltage between collector and emitter in saturated state with specified bias current (I_C, I_B) flowing.
$V_{BE(sat)}$	Base-emitter saturation voltage	DC voltage between base and emitter in saturated state with specified bias current (I_C, I_B) flowing.
t_{on}	Turn-on time	Time from application of input pulse current (I_B) until output pulse current I_C reaches 90% of maximum amplitude.
t_s	Storage time	Time from withdrawal of input pulse current (I_B) until the output pulse current (I_C) decreases to 90% maximum amplitude.
t_f	Fall time	Time required for output pulse current (I_C) to decrease from 90% of maximum amplitude to 10%.
V_{ECO}	Collector-emitter reverse voltage	Reverse voltage between collector and emitter with specified reverse collector current flowing (V_F of free wheel biode)

ÖZGEÇMİŞ

Fatih ATALAY 1965 yılında Sinop'ta doğdu. İlk öğrenimini Kartal General Refet Bele İlkokulu, Orta öğrenimini Kartal Lisesi orta bölümü ve Kartal Endüstri Meslek Lisesinde tamamladı. 1982 yılında İ.T.Ü. Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümüne girdi. 1986 yılında Lisans öğrenimini tamamladı. 1987 yılında İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Ana Bilim Dalı, Elektrik Programına devam etti.

