

29275

T.C  
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DOĞRU AKIM MAKİNALARINDA  
HIZ KONTROLU TEKNİKLERİ



YÜKSEK LİSANS TEZİ  
Müh. Yavuz ZENGER

İSTANBUL 1993

T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU  
DOKÜMANTASYON MERKEZİ

# İÇİNDEKİLER

Özet

Summary

|                                                            |    |
|------------------------------------------------------------|----|
| 1. GİRİŞ .....                                             | 1  |
| 2. GÜÇ ELEKTRONİĞİ ELEMANLARININ TANITIMI .....            | 2  |
| 2.1. Diyot .....                                           | 2  |
| 2.1.1. Zener Diyodu .....                                  | 3  |
| 2.2. Tranzistör .....                                      | 4  |
| 2.2.1. MOSFET .....                                        | 6  |
| 2.3. Tristör .....                                         | 8  |
| 2.4. Güç Elektroniği Devreleri .....                       | 10 |
| 2.4.1. Diyotlu Doğrultucular .....                         | 10 |
| 2.4.1.1. Bir Faz Yarım Dalga Doğrultucu .....              | 10 |
| 2.4.1.2. Bir Faz Tam Dalga Doğrultucu .....                | 11 |
| 2.4.1.3. Üç Faz Köprü Doğrultucu .....                     | 12 |
| 2.4.2. AC-DC Konverter ( Kontrollü Doğrultucu ) .....      | 14 |
| 2.4.2.1. Faz Kontrollü Konverterin Çalışma Prensibi .....  | 14 |
| 2.4.2.2. Üç Faz Yarım Dalga Konverter .....                | 15 |
| 2.4.3. AC-AC Konverter ( AC Gerilim Denetleyici ) .....    | 17 |
| 2.4.3.1. Bir Faz Tam Dalga Denetleyici .....               | 17 |
| 2.4.3.2. Üç Faz Yarım Dalga Denetleyici .....              | 19 |
| 2.4.4. DC-DC Konverter ( DC Chopper ) .....                | 20 |
| 2.4.4.1. İndirici ( Step-down ) Çalışma .....              | 21 |
| 2.4.4.2. Yükseltici ( Step-up ) Çalışma .....              | 22 |
| 2.4.5. DC-AC Konverter ( İnverter ) .....                  | 23 |
| 2.4.5.1. Bir Faz Köprü İnverter .....                      | 23 |
| 2.4.5.2. Üç Fazlı İnverter .....                           | 24 |
| 3. DOĞRU AKIM MAKİNALARININ HIZ KONTROLU .....             | 26 |
| 3.1. Doğru Akım Motorlarının Temel Karakteristikleri ..... | 26 |
| 3.2. Bir Fazlı Sürücüler .....                             | 28 |
| 3.2.1. Bir Faz Yarım Dalga Konverterli Sürücü .....        | 29 |
| 3.2.2. Bir Faz Yarı Konverterli Sürücü .....               | 30 |
| 3.2.3. Bir Faz Tam Dalga Konverterli Sürücü .....          | 31 |
| 3.2.4. Bir Faz Çift Konverterli Sürücü .....               | 32 |
| 3.3. Üç Fazlı Sürücüler .....                              | 33 |

|                                                                                                      |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 3.3.1. Üç Faz Yarım Dalga Konverterli Sürücü .....                                                   | 33 |
| 3.3.2. Üç Faz Yarım Konverterli Sürücü .....                                                         | 33 |
| 3.3.3. Üç Faz Tam Dalga Konverterli Sürücü .....                                                     | 34 |
| 3.3.4. Üç Faz Çift Konverterli Sürücü .....                                                          | 34 |
| 3.4. Kırıyıcı ( Chopper ) Sürücü .....                                                               | 34 |
| 3.4.1. Güç Kontrolü .....                                                                            | 35 |
| 3.4.2. Faydalı Frenleme Kontrolü .....                                                               | 36 |
| 3.4.3. Dinamik Frenleme Kontrolü .....                                                               | 38 |
| 3.4.4. Kombine Faydalı ve Dinamik Frenleme Kontrolü .....                                            | 39 |
| 3.5. DC Makinaların Transfer Fonksiyonları ve Blok Diyagramları .....                                | 39 |
| 3.5.1. DC Generatörlerin Lineer Analizi .....                                                        | 40 |
| 3.5.2. Serbest Uyartımlı DC Motorlar .....                                                           | 42 |
| 4. SAYISAL UYGULAMA .....                                                                            | 47 |
| 4.1. Bilgisayar Akış Diyagramı .....                                                                 | 48 |
| 4.2. Sonuçlar .....                                                                                  | 57 |
| Referanslar .....                                                                                    | 58 |
| EK DC MOTORUN ÇEŞİTLİ İŞLETME KOŞULLARINDA TETİKLEME AÇISINI HESAPLATAN<br>BİLGİSAYAR PROGRAMI ..... | 60 |

Özgeçmiş

# ÖZET

Doğru akım motorları değişken karakteristiklere sahiptir. Bu nedenden dolayı birçok endüstriyel uygulamada tercih edilirler. Ayrıca, alternatif akım motorlarına nazaran daha kolayca kontrol edilirler ve daha da ucuzdurlar. Bu tip motorların sürülmesinde güç elektroniği teknolojisi kullanılmaktadır.

Bu yüksek lisans tezinde, ilk önce özellikle sürücü sistemlerinde yer alan güç elektroniği cihazları tanıtılmıştır. Daha sonra, doğru akım makinalarının kontrolü ile ilgili kısım verilmiştir. Bu bölüm, hız kontrolü ve doğru akım makinalarının transfer fonksiyonları konuları içermektedir. Bundan sonra bir sayısal uygulama vardır. Bu örnekte, konverterle beslenen bir doğru akım motoru bulunmaktadır. Yük momenti ve motorun hızı ayrı ayrı değiştirilmektedir. Motor gerilimi ve gecikme açısı karakteristikleri sorulmaktadır. Çözümü kolaylaştırmak için, bir bilgisayar akış diyagramı çizilmiştir. İlgili şekillerden sonra sonuçlar gelmektedir. En son olarak, doğru akım motorları hakkında genel bir bilgi veren ek kısmı vardır.

Tezden de anlaşılacağı gibi, özellikle cer uygulamalarında olmak üzere doğru akım motorları, güç elektroniğindeki gelişmelere rağmen halen bir öneme sahiptir.

## SUMMARY

Direct current motors have variable characteristics. Because of this reason, they are preferred in many industrial applications. Furthermore, they can be controlled simpler and are cheaper than the alternating current motors. Power electronics technology is used for driving this sort of motors.

In this master thesis, first, power electronics devices, especially the circuits which are employed in driving systems, are introduced. Then, the section about controlling of DC machines is given. This contains the topics of speed control and transfer functions of DC machines. After this, there is an example. In this example, there is a DC motor fed by a converter. Load torque and speed of motor are changed separately. Motor voltage and delay angle characteristics are asked. To make the solution easier, a computer flow chart is drawn. The results about this example follow the related figures. Finally, there is an appendix that gives general knowledge on DC motors.

From the thesis, it can be understood that DC motors, particularly the ones in traction applications, still have an importance in spite of the breakthroughs in power electronics.

## 1. GİRİŞ

Birçok sanayi dalında değişken hızlı tahrik sistemlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Böyle bir tahrik sistemi ele alındığında, sistemi oluşturan her bir birim tek tek incelenmelidir. Tahrik sisteminin temel birimlerinden olan güç kaynağı ve mekanik sistem bilindiğı halde, motor ve çevirici grubu mühendis tarafından uygun olarak tasarlanmalıdır.

Motor ve çevirici grubu için, doğru akım veya alternatif akım sürücü sistemleri seçilebilir. Hangi sistemin seçileceğı maliyet, verimlilik ve kontrol kolaylığı gibi faktörlere bağlıdır. Alternatif akım sürücü sistemleri, doğru akım sürücü sistemlerine nazaran daha karmaşık bir yapıya sahip olduğundan, tahrik sistemlerinde daha çok doğru akım motorları kullanılırdı. Fakat zamanla güç elektroniğı teknolojisinin gelişmesi, asenkron motorların ucuza imal edilmesi ve dayanıklılığı, buna karşın doğru akım motorlarındaki fırça sorunları nedeniyle günümüzde alternatif akım sürücü sistemleri tercih edilir olmuştur. Buna rağmen doğru akım motorları, çalışma karakteristikleri, kontrol mekanizmasının kolaylığı ve ucuzluğu yüzünden halen yaygın olarak birçok sanayi dalında kullanılmaktadır.

Geçtiğimiz yüzyıllarda, değişken hızlı tahrik sistemlerinde, Ward-Leonard grubu kullanılırdı. Güç şebekesi de doğru akım olduğundan dolayı sistem tamamen doğru akım makinalarından oluşmaktaydı. Alternatif akım şebekesinin sanayide yerini almasından sonra, Ward-Leonard grubunda tahrik makinası olarak asenkron motorlar kullanılmaya başlandı. Yarı iletken teknolojisinin gelişmesine bağlı olarak, artık Ward-Leonard motoru direkt olarak doğrultuculardan veya doğru kıyıcılarından beslenmektedir.

## 2. GÜÇ ELEKTRONİĞİ ELEMANLARININ TANITIMI

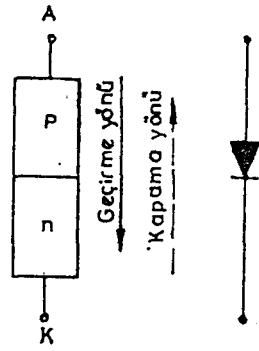
Güç elektroniği, doğrultuculardan yararlanarak alıcılara verilecek elektrik enerjisinin kontrolu ve herhangi bir akım şeklindeki enerjinin başka akım şekillerine dönüştürülmesi konularını inceler. Bu iş sırasında kullanılan bazı elemanlar şunlardır:

1. Diyot ve Zener Diyodu
2. Tranzistör
3. Tristör
4. Güç Elektroniği Devreleri

### 2.1. Diyot

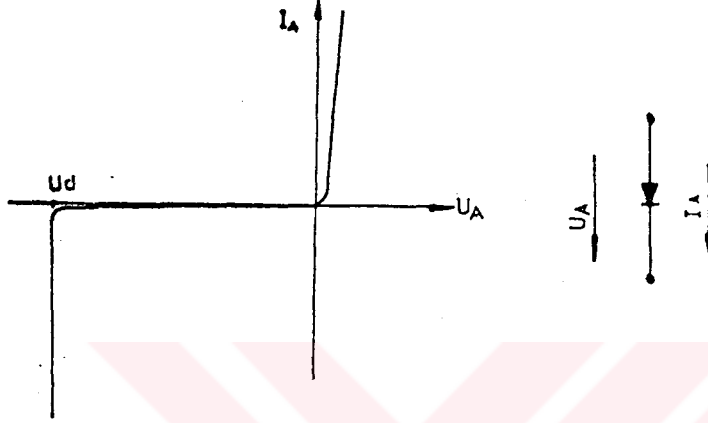
Yarı iletken bir eleman olan diyot, p-tipi ve n-tipi iki farklı tür kristalin birleştirilmesinden oluşmuştur. Diyot imalatında kullanılan silikon, yarı iletken bir malzemedir ve direnci sıcaklığın yükselmesiyle düşer.

İki farklı tip kristalin birleşmesinden oluşan bölgeye "jonksiyon" adı verilir. n-bölgesinden gelen serbest elektronlar ile p-bölgesinden gelen serbest delikler jonksiyonda biraraya toplanır. Böylece n-bölgesi pozitif yükle, p-bölgesi ise negatif yükle yüklenir. Bunun sonucu oluşan elektriksel alan yük geçişini önler. Zira sınır bölgesinde değeri yaklaşık 0.6-0.7 V olan bir difüzyon gerilimi vardır ( 1 ) .



Şekil 2.1 Diyodun yapısı ve sembolü

Diyodun p-bölgesine anot, n-bölgesine ise katot adı verilir. Aşağıdaki Şekil 2.2 de anot ucuna pozitif bir gerilim uygulandığında diyodun akım-gerilim karakteristiği görülmektedir. Eğer normalden zıt yönde bir gerilim uygulanırsa, uygulanan bu gerilim jonksiyon bölgesindeki elektron ve delikleri uzaklaştırır. Sonuçta diyottan akım geçmez. Yani diyoda kapama yönünde gerilim uygulanmıştır.

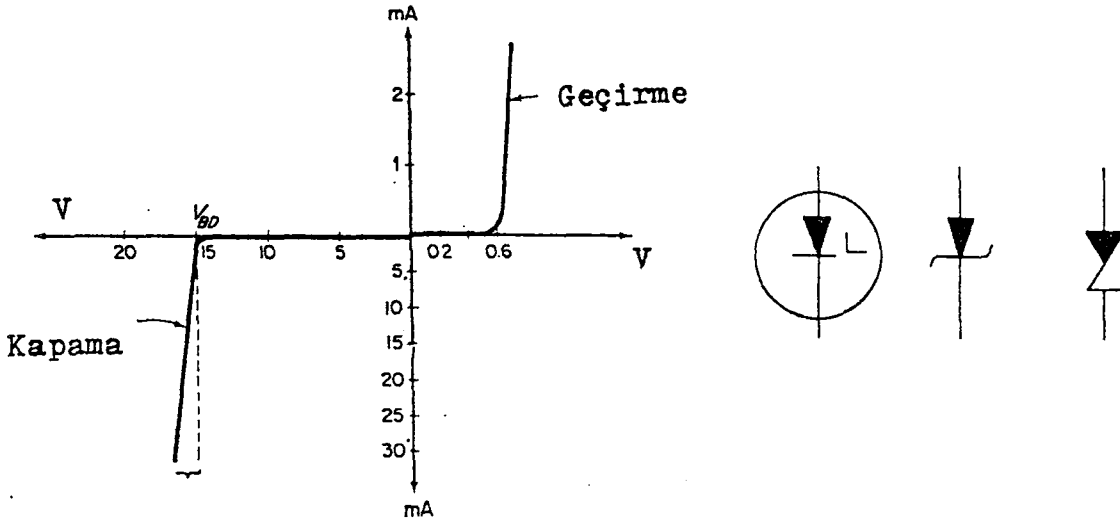


Şekil 2.2 Diyot akım-gerilim karakteristiği

Bu sırada oluşan ve değeri birkaç miliamper seviyesinde olan akıma sızıntı akımı denir. Normal yapıdaki bir diyoda kapama yönünde  $U_d$  gerilimi uygulanırsa, içinden büyük bir akım geçerek tahrip olur. Ama yalnız kapama yönünde, özellikle  $U_d$  geriliminin uygulandığı özel diyotlar vardır. Akım değiştiği halde gerilimin  $U_d$  değerinde yaklaşık olarak sabit kalması özelliğinden yararlanarak Zener Diyodu geliştirilmiştir.

### 2.1.1. Zener Diyodu

Şekil 2.3 de Zener diyoduna ait akım-gerilim karakteristiği ve çeşitli Zener diyot sembolleri görülmektedir. Geçirme yönündeki karakteristik normal diyodunki gibidir. Kapama yönünde ise, gerilim normal diyot delinme gerilimine karşılık gelen Zener devrilme gerilimi ( $U_{BD}$ ) değerine kadar akım sıfırdır.  $U_{BD}$  değerinden sonra akımın ani artışına rağmen gerilim hemen hemen sabit kalır.

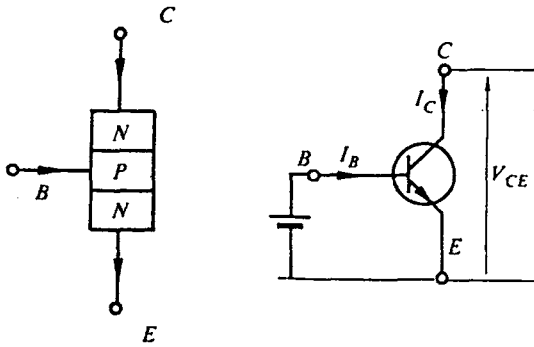


Şekil 2.3 Zener diyot karakteristiği ve sembolleri

Bu özelliğinden dolayı, Zener diyot sabit doğru gerilim elde etmekte kullanılır. Diyot akımının, izin verilen maksimum değer  $I_{zm}$  yi aşmaması için, dış devrede akım sınırlayıcı bir seri direnç olmalıdır. İmalat olarak, 2.4 volttan 200 volta kadar olan gerilimlerde ve 250 miliwattan 50 watta kadar olan güçlerde Zener diodu üretilmektedir.

## 2.2. Tranzistör

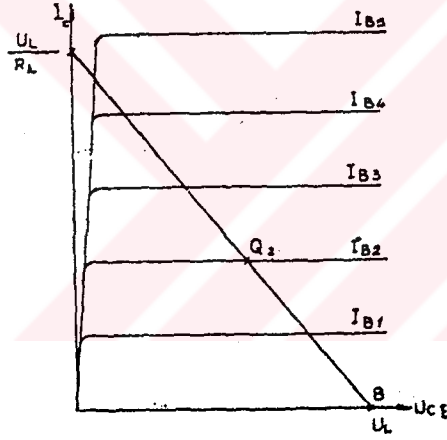
Daha önce belirtildiği gibi, diyotta p ve n olmak üzere iki tane kristal vardır. Tranzistörde ise, pnp veya npn olmak üzere üç tane tabaka vardır. Dıştaki tabakalardan atom yoğunluğu fazla olana emiter, az olana ise kollektör denir. Ortadaki tabakaya baz adı verilir ( 2 ) .



Şekil 2.4 npn tipi bir tranzistörün yapısı ve sembolü

Tranzistör, güç devrelerinde anahtar gibi kullanılabilir.  $I_B$  akımı sıfır iken, tranzistör açık devre gibidir. Belli bir baz akımıyla doyuma ulaşıldığında devre kapanır. İletime geçme süresinin çok kısa olması için baz akımı bolca olmalıdır. Bu yolla kollektör akımı da kontrol edilmiş olmaktadır.

Şekil 2.5 de bir güç tranzistörünün  $I_C = f(U_{CE})$  karakteristiği görülmektedir. Anlaşılacağı gibi,  $I_B$  akımı arttıkça  $I_C$  akımı da artmaktadır. Bu iki akımın birbirine oranına tranzistörün akım kazancı denir. Değeri 50-500 arasındadır.  $I_B$  değiştirilerek büyük yük akımları kontrol edilebilir. Karakteristikde  $I_B$  değerlerini kesen doğruya yük doğrusu denir. Doğrunun eğrileri kesim noktalarına tranzistörün çalışma noktaları adı verilmektedir.



Şekil 2.5 Tranzistör yük doğrusu

Tranzistörün npn ve pnp tiplerinden başka FET( Field Effect Transistor) denen türleri de vardır. Bunlardan en çok MOSFET( Metal Oxide Silicon FET) dir.

Bir tranzistörün sürülmesindeki önemli hususlardan bazıları şunlardır:

1. İletime girme ve çıkma güvenilir çalışma alanı(SOA) içinde olmalıdır.
2. Sürekli çalışmada kollektör akımının doyma değeri aşılmamalıdır.
3. İletime sokma ve çıkarma sinyali başlangıç değerinde ani akım dar-

besi temin edilmelidir.  $I_B$  değerinin  $I_C$  değerine göre yüksek oluşuyla süper doyum oluşur ve kayıplar artar.

4. İletime girerken ani kollektör akımı yükselme hızı ( $di_c/dt$ ) seri self ile sınırlandırılmalıdır.

5. İletimden çıkarken  $i_c = \% 5 \cdot I_{csat}$  olduğundan  $U_{CE}$  değeri,  $U_{CEO}$  değerinden küçük olmalıdır.

6. İletime sokarken  $di_B/dt$  yüksek olmalıdır. İletimden çıkarırken ise ( $-di_B/dt$ ) değeri sınırlandırılmalı veya  $U_{CE}$  değeri 5 V dan büyük oluncaya dek  $I_B$  kesilmeli, sonra ani akım darbesi uygulanmalıdır.

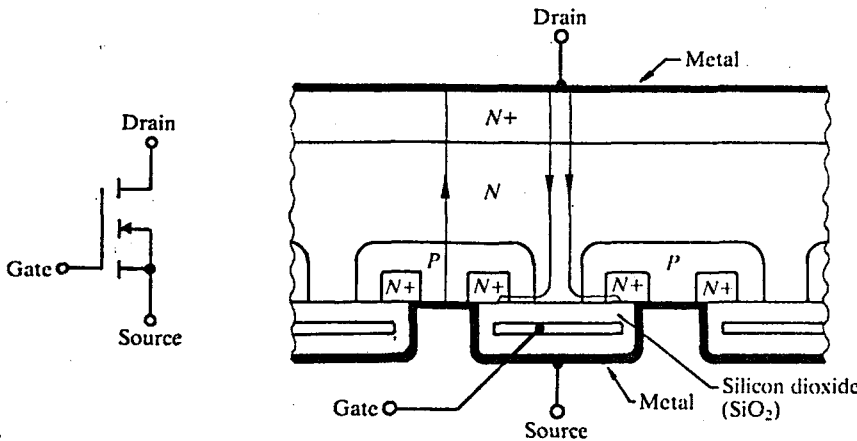
7. Asla baz-kollektör jonksiyonunun iletime geçmesine izin verilmemelidir. Bu durumda sönme süresi uzar ve büyük güç kayıpları oluşur.

8. Tranzistör baz devresi, açık devre değilse (ki genellikle değildir) ters gerilim uygulanmamalıdır. Aksi taktirde, B-C jonksiyonundan ters akım geçer. Bu durumda koruma, kollektöre seri veya paralel bağlı diyotla olur.

9. Tranzistörler seri bağlanmaz ve kesinlikle elektronik olarak korunurlar.

## 2.2.1. MOSFET

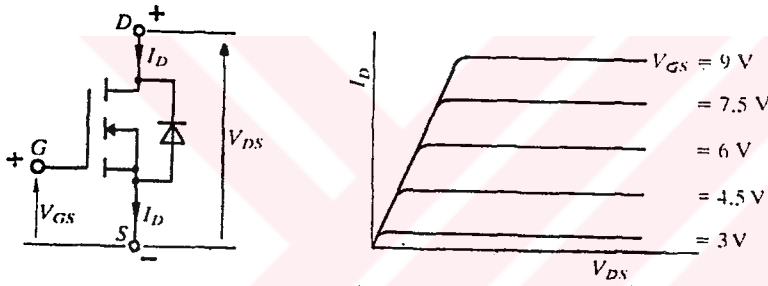
Bu eleman akımla kontrol edilen tranzistörün aksine gerilimle kontrol edilen ve hızlı tip bir FET türüdür. Üç uçlu bir eleman olup, kapı (gate), kollektör (drain), emetör veya kaynak (source) adı verilen uçlara sahiptir. Kollektör ucundan emetör ucuna doğru akım akışı kapı-emetör gerilimi ile kontrol edilir.



Şekil 2.6 MOSFET in sembolü ve yapısı

Yeterli bir gerilim, mesela 3 V, kapı devresine uygulanırsa, buradaki silikon yüzeyde negatif bir yük oluşur. Bu ise, p tabakasını n tabakası olarak endükler. Böylece kapı devresine uygulanan gerilim ile kollektörden emetöre doğru elektron akışı olur. Gerilimin değeriyle akım akışı ayarlanmış olur.

Şekil 2.7 de görüldüğü gibi, kollektör-emetör geriliminin düşük değerlerinde karakteristikde sabit bir direnç gözlenir. Bununla beraber, güç uygulamalarında  $V_{DS}$  değerinin, güç kayıplarının azalması için, düşük olması istenir. Kapı geriliminin maksimum değeri yaklaşık olarak 20 V değerinde olmalıdır. MOSFET akımı maksimum 20 A dir, gücü düşük ama iç direnci çok yüksektir.



Şekil 2.7 MOSFET ve çıkış karakteristiği

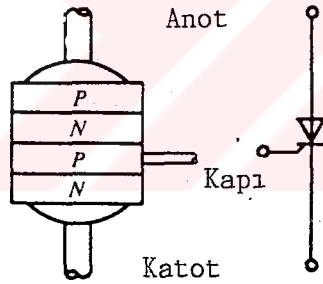
MOSFET elektronik devreler yardımıyla doğrudan kontrol edilebilir. Ayrıca 100 V un altındaki çalışma geriliminde, tranzistör ve tristöre göre iletim kayıpları yüksek, anahtarlama kayıpları ise düşüktür. Ancak akım ve gerilim kapasitesi yönünden MOSFET, tranzistör ve tristör ailesinden sonra gelir.

Diğer bazı tranzistör türleri şunlardır: JFET( Junction FET) , Diac, PUT( Programmable Unijunction Transistor) , UJT( Unijunction Transistor), SIT( Static Induction Transistor) .

MOSFET in sürülmesi tranzistörünkine benzer. İletim için, giriş sinyali sürekli olmalıdır. Kesim için ise, ani bir negatif darbe yeterlidir. Tranzistörden tek farkı, giriş gerilim sinyalidir ve sürekli rejimde akım çekilmez. MOSFET in sürülmesinde, tranzistörde olduğu gibi, tek yönlü kaynak ve giriş sinyali kullanılır. Uçlar izoleli olduğundan aşırı doyum durumu yoktur. Sürme sinyali opto-bağlayıcı veya transformatör ile izole edilmelidir. Sinyal şekilleri düzgün değilse bir komparatör, buffer veya başka bir elemanla düzeltilmelidir.

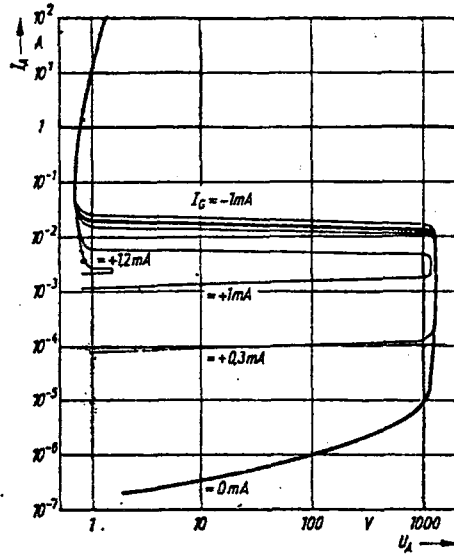
### 2.3. Tristör

Tristör, dört farklı türdeki silikon kristalinin yanyana gelmesiyle oluşur. Bu tabakalar, anottan katota doğru pnpn sırasıyla dizilmiştir. İçteki p tabakası kapı (gate) ucudur. Anot-katot yönü geçirme, katot-anot yönü ise tıkama(kapama) yönüdür. Kapı ucundan katota doğru bir kumanda akımı geçirilerek tristör ilettime sokulur.



Şekil 2.8 Tristörün yapısı ve sembolü

Şekil 2.9 da görüldüğü gibi, tristör pozitif kapama durumunda iken  $I_G$  kapı akımı arttıkça  $I_A$  anot akımı da artar. Devrilme gerilimi ise azalır. Devrilme gerilimi, tristörü pozitif kapama durumunda iken, aniden ilettime geçiren anot gerilimidir. Bu gerilim değeri, anot gerilimine düşünceye dek  $I_G$  akımı arttırılırsa, tristör tetiklenir.



Şekil 2.9 Tristör akım-gerilim karakteristiği

Kapı akımının bu değerine tetiklenme akımı denir. Anot geriliminin her değeri için bir tetiklenme akımı vardır. Diğer taraftan, tetiklenme akımı jonksiyon sıcaklığına da bağlıdır.

Tristör iletim durumundayken, gerilim düşümü yaklaşık 0.5-2 V seviyesindedir. Bu durumdayken tristörü söndürmek için, anot ucuna katotunkine eşit veya daha az bir gerilim uygulamak gerekir. Ayrıca tristörün söndürülmesi için, komütasyon devreleri de kullanılır. Ancak fazla akım geçme durumunda yarı iletkenlik bozulur ve bakır tel gibi davranır. Kilitlenme akımının 5-7 mikrosaniye verilmesi yeterlidir ( 3 ) .

Kapı ile katot arasına uygulanan kapı gerilimine bağlı olarak, kapı akımının değişimine tristör giriş karakteristiği denir. Prensipte, geçirme yönünde kutuplanmış diyot karakteristiğine benzer. Belli bir tetikleme akımı için gereken kapı gerilimi, bu karakteristik yardımıyla bulunur.

Diğer bazı tristör tipleri şunlardır: Triac( Bidirectional Thyristor) , GTO( Gate Turn-Off Thyristor) .

## 2.4. Güç Elektroniği Devreleri

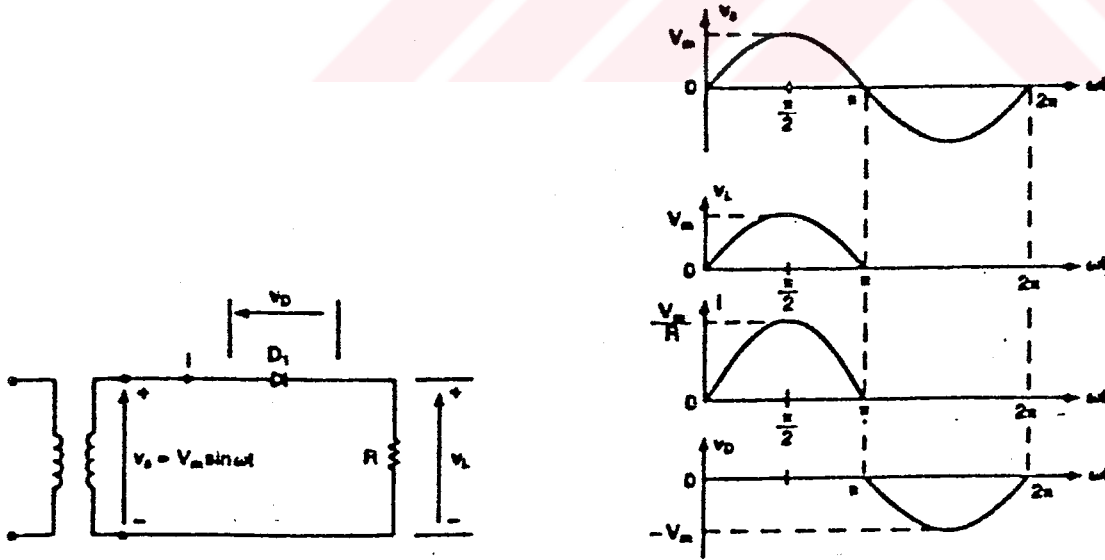
Elektrik enerjisinin kontrolü için, bir şekilden diğerine çevrilmesi gerekir ki, bu ise güç elektroniği elemanları yardımıyla olur. Bu amaçla oluşturulmuş çeşitli güç elektroniği devreleri vardır.

### 2.4.1. Diyotlu Doğrultucular

Bu tür doğrultucular AC-DC dönüşümünde kullanılır ve sabit bir DC gerilim sağlarlar. Bu doğrultucuların da çeşitli tipleri vardır.

#### 2.4.1.1. Bir Faz Yarım Dalga Doğrultucu

Bu doğrultucu en basit tip olup, genellikle endüstriyel uygulamalarında kullanılmazlar. Yine de prensip çalışmayı anlamak için yararlıdır. Şekil 2.10'daki devreden ve dalga şekillerinden de anlaşılacağı gibi  $D_1$  diyodu sadece pozitif yarım dalgayı geçirir ve negatif yarım dalgayı bloke eder.



Şekil 2.10 Bir faz yarım dalga doğrultucu

Burada ortalama çıkış gerilimi  $V_{dc}$ , ortalama çıkış akımı  $I_{dc}$  dir. Ayrıca DC çıkış gücü  $P_{dc} = V_{dc} I_{dc}$  olur. Çıkış geriliminin efektif değeri  $V_{rms}$  ve akımın efektif değeri  $I_{rms}$  ise, AC çıkış gücü

$$P_{ac} = V_{rms} I_{rms} \quad (2.1)$$

şeklindedir. Buradan verim ise,

$$\eta = P_{dc} / P_{ac} \quad (2.2)$$

Çıkış geriliminin AC bileşeni,

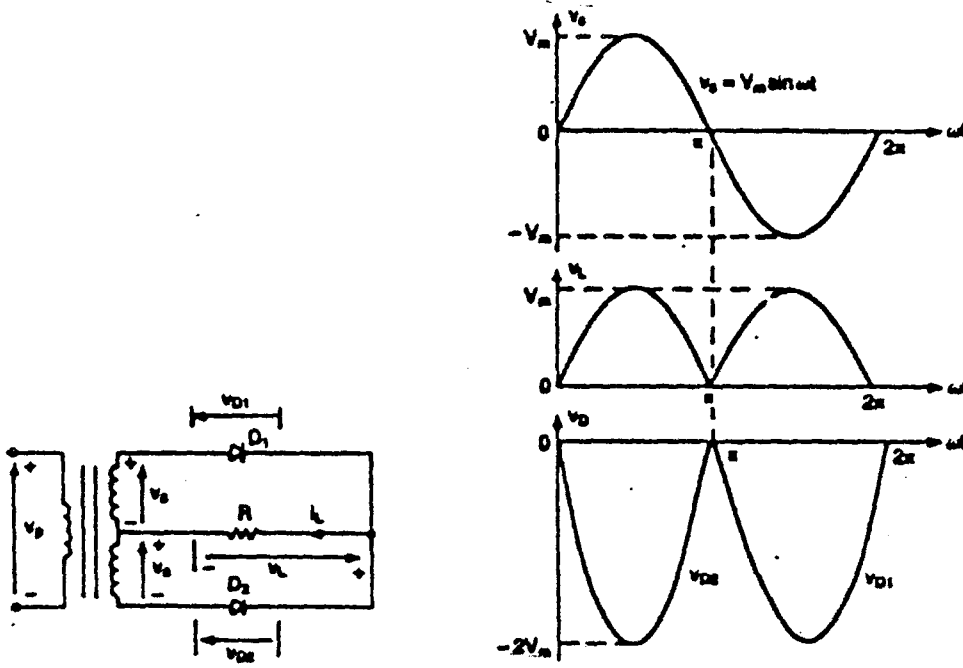
$$V_{ac} = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{dc}^2} \quad (2.3)$$

#### 2.4.1.2. Bir Faz Tam Dalga Doğrultucu

Şekil 2.11 de de görüldüğü gibi, iki diyottan herbiri yarım dalga doğrultucu gibi davranır. Transformatörde doğru akım akışı olmadığından, nüvelerde DC doyma problemi de yoktur. Ortalama çıkış gerilimi,

$$V_{dc} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} V_m \sin \omega t \, dt = 0.6366 V_m \quad (2.4)$$

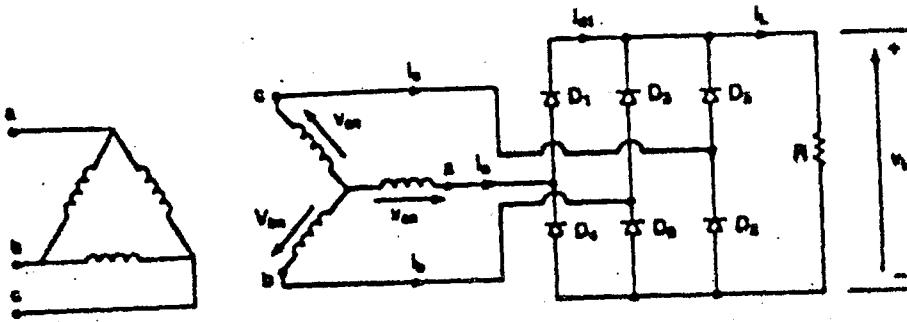
Eğer transformatör yerine dört adet diyot kullanılırsa, bu montaja köprü montajı denir. Pozitif yarım dalga sırasında  $D_1$  ve  $D_2$  diyotları, negatif yarım dalga sırasında ise  $D_3$  ve  $D_4$  diyotları iletimdedir.



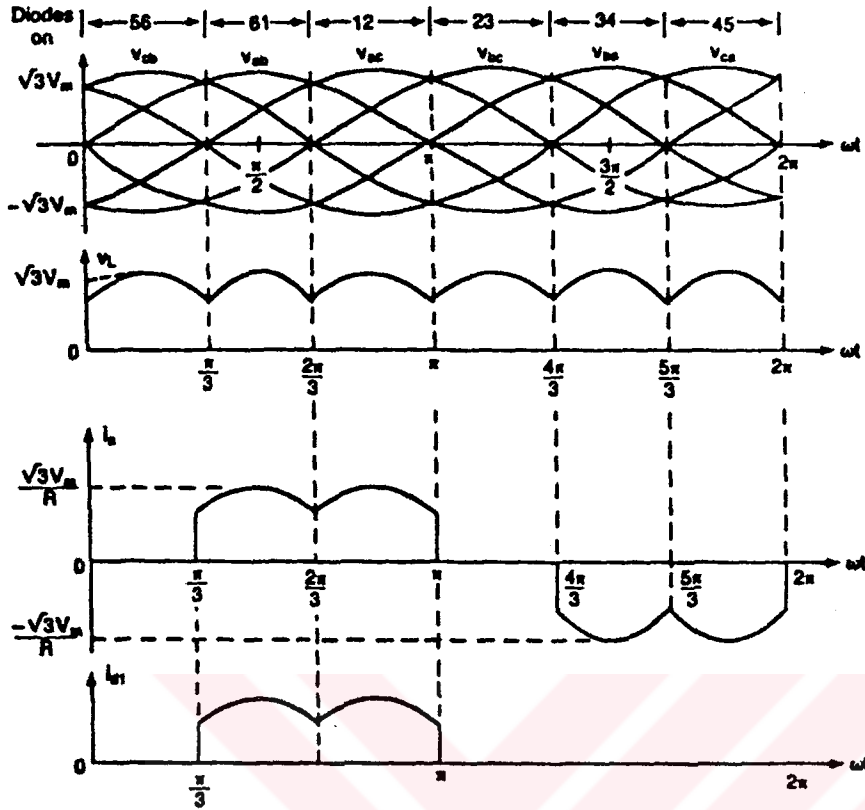
Şekil 2.11 Bir faz tam dalga doğrultucu

#### 2.4.1.3. Üç Faz Köprü Doğrultucu

Bu doğrultucu, tam dalga türü olup altı diyotla gerçekleştirilmiştir. Her faza iki tane diyot bağlıdır ve her bir diyot  $120^\circ$  iletimde kalır.



Şekil 2.12 Üç faz köprü doğrultucu



Şekil 2.13 Üç faz köprü doğrultucu dalga şekilleri

$$V_{dc} = \frac{2}{2\pi/6} \int_0^{\pi/6} \sqrt{3} V_m \cos \omega t d(\omega t) = 1.6542 V_m \quad (2.5)$$

Yukarıdaki denklem, ortalama çıkış gerilimini vermektedir. Buradaki  $V_m$ , faz geriliminin maksimum değeridir ( 4 ) .

## 2.4.2. AC-DC Konverter ( Kontrollu Doğrultucu )

Eğer sabit çıkış gerilimi yerine kontrollu bir gerilim istenirse, diyot yerine tristörler kullanılır. Kontrol işlemi, tristörlerin gecikme (ateşleme) açısının ayarı ile olur. Tristörün ateşlenmesi, kapı devresine uygulanan kısa bir darbe ile ve söndürülmesi ise komütasyon devresi sayesinde.

Bu faz kontrollu doğrultucular basit, ucuz ve yüksek ( % 95 ) verimlidir. Kullanım alanları, genellikle değişken hızlı sürücü devreleridir.

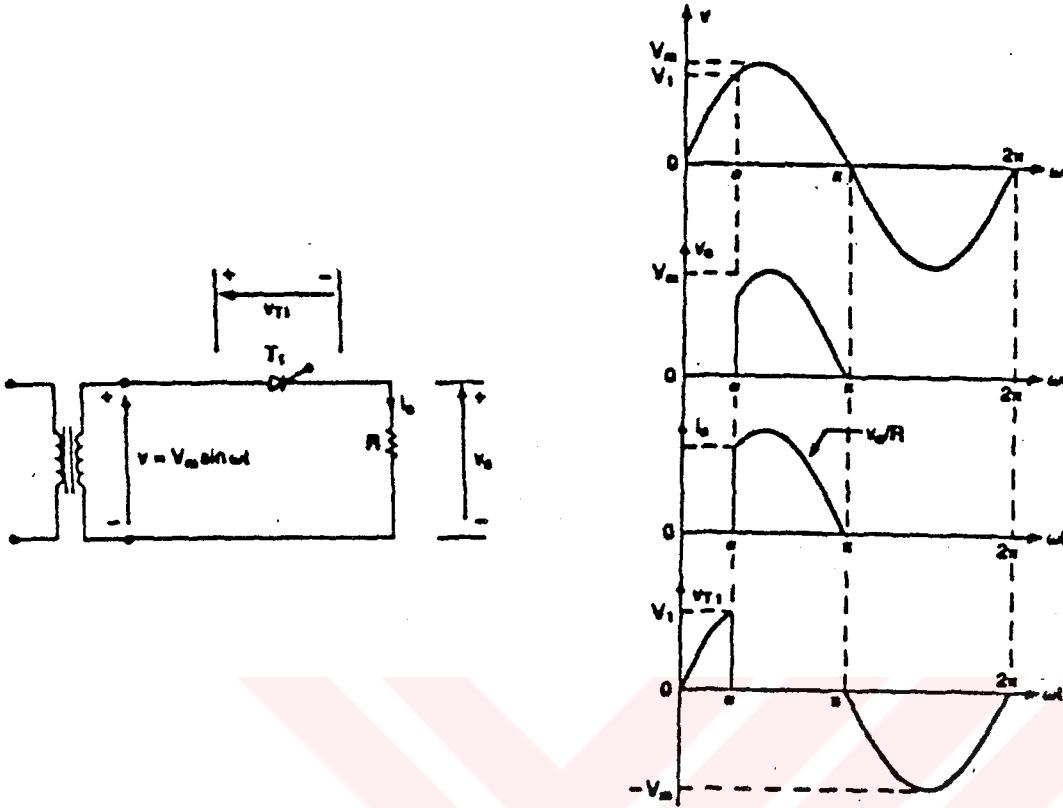
Bu tip konverterler bir faz ve üç faz olmak üzere iki türdür. Ayrıca çıkış dalgasının şekline göre de yarım dalga ve tam dalga konverter olarak da sınıflandırılır.

### 2.4.2.1. Faz Kontrollu Konverterin Çalışma Prensibi

Şekil 2.14 de görülen rezistif yüklü devrede, pozitif yarım dalga sırasında, tristörün anot ucu katot ucuna göre daha pozitiftir.  $\alpha$  noktasında ateşlenen tristör sayesinde yüke giriş gerilimi uygulanır.  $\pi$  noktasından sonra gerilim negatif olmaya başlar ve tristör söner.

Çıkış gerilimi ve akımı tek yönlü olup, çıkış geriliminin ortalama değeri aşağıdaki gibidir. Bu değer 0 ile  $V_m / \pi$  arasında değişir ve tristörün tetiklenme açısına bağlıdır.

$$V_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin wt \, d(wt) = \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (2.6)$$



Şekil 2.14 Bir faz tristörlü konverter

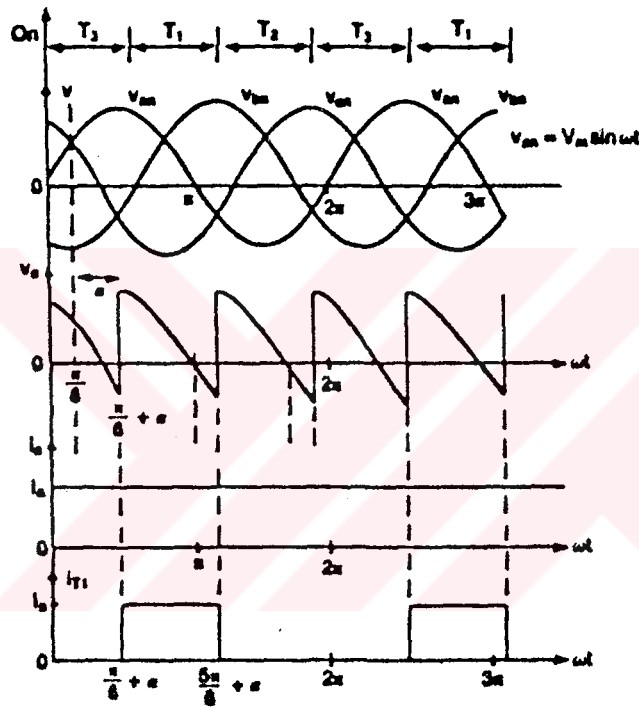
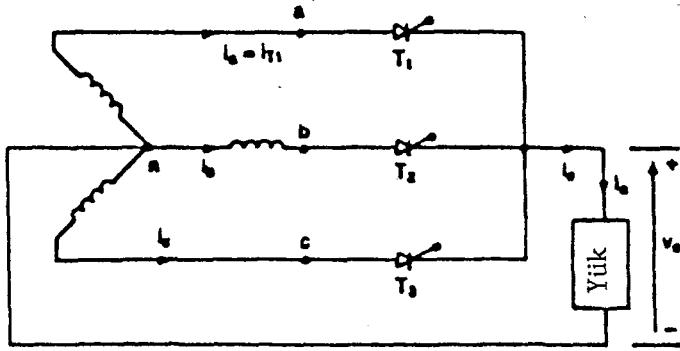
#### 2.4.2.2. Üç Faz Yarıml Dalgı Konverter

Bu tür konverterler, bir faz konverterlere göre daha yüksek çıkış gerilimi sağlar. Ayrıca yük akımı için gereken filtre elemanları daha basittir. Bu yüzden üç fazlı konverterler, yüksek güçlü değışken hızlı sürücü devrelerinde yaygın olarak kullanılır.

Şekil 2.15 deki  $T_1$  tristörü  $\omega t = \pi/6 + \alpha$  açısında tetiklenir ve  $V_{an}$  faz gerilimi yüke uygulanır.  $T_2$  tristörü  $\omega t = 5\pi/6 + \alpha$  açısında tetiklendiğinde,  $T_1$  söner. Bu kez  $V_{bn}$  gerilimi yüke uygulanır. Sonra  $T_3$  tristörü  $\omega t = 9\pi/6 + \alpha$  açısında tetiklenir.  $T_2$  söner ve  $V_{cn}$  yüke uygulanır. Bu böyle sürüp gider.

Faz gerilimi  $V_{an} = V_m \sin \omega t$  ise, ortalama çıkış gerilimi

$$V_{dc} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} V_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{3} V_m}{2\pi} \cos \alpha \quad (2.7)$$



Şekil 2.15 Üç faz yarım dalga konverter

Çıkış gerilimi tetikleme açısına bağlıdır. Bu konverter, akımda DC bileşen olduğundan pratikte pek fazla kullanılmaz.

Faz kontrollu konverterlerin güç faktörleri, gecikme açısına bağlı olup genelde düşüktür. Bu konverterler kaynakta harmoniklere sebep olur. Zorlamalı komütasyon sayesinde giriş güç faktörü yükselir ve harmoniklerin seviyesi azalır. GTO gibi elemanların geliştirilmesi, açısal kontrol ve darbe genişlik modülasyonu ( PWM ) gibi yöntemlerle zorlamalı komütasyon pratikte uygulanır. Bazı kullanım alanları: DC motor hız kontrolü, DC gerilim kaynağı, akümülatör şarjı, DC motor alan sargısı beslemesi, galvano-

teknik, HVDC ve UPS dir ( 5 ) .

### 2.4.3. AC-AC Konverter ( AC Gerilim Denetleyici )

Eğer bir tristör anahtar, AC kaynak ve yük arasına bağlanır ve güç akışı yük gerilimi ile kontrol edilirse, bu tür devreye AC-AC konverter denir. En yaygın uygulamalarından bazıları şunlardır: Omik yüklerde( endüstri fırını, ısıtıcı, lamba) güç ayarı, gerilim regülatöründe, AC şalter, kompanzasyon, vantilatör karakteristikli( fan, pompa) AC motor hız kontrolü. Güç transferi için iki tür kontrol vardır: Açma-kapama(on-off) ve faz açısı kontrolü.

Açma-kapama kontrolünde tristör, yükle kaynak arasını bir süre açık, bir süre kapalı tutar. Faz açısı kontrolünde ise, tristör, giriş geriliminin belli bir kısmını yüke uygular. AC gerilim denetleyicileri bir faz ve üç faz olmak üzere iki grupta incelenir. Ayrıca kontrol durumuna göre de yarım dalga ve tam dalga kontrolü olarak sınıflandırılırlar. Burada örnek olarak bir faz tam dalga denetleyici ile üç faz yarım dalga denetleyici incelenecektir.

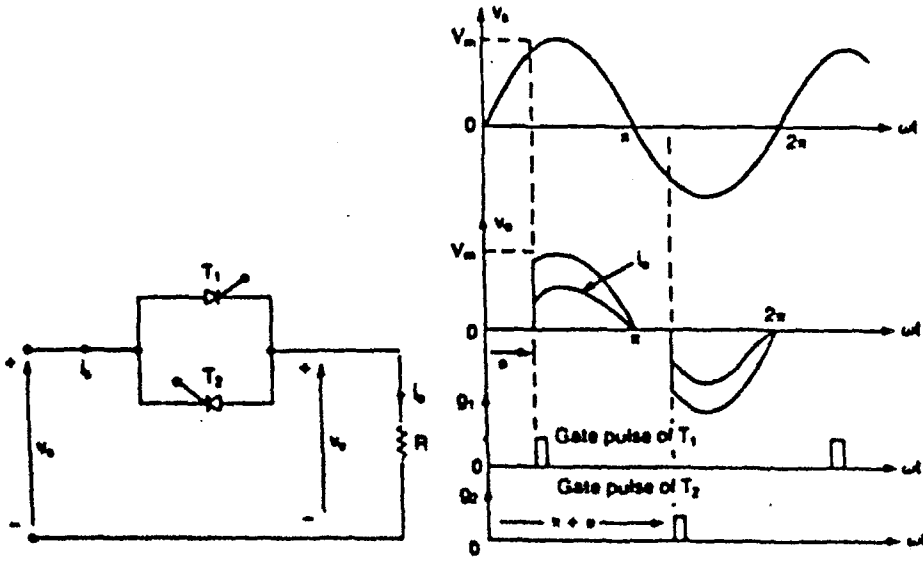
#### 2.4.3.1. Bir Faz Tam Dalga Denetleyici

Şekil 2.16 da görülen devrede, giriş geriliminin pozitif yarım dalgası sırasında  $T_1$  tristörü  $\alpha$  açısının ayarı sayesinde güç akışını kontrol eder. Negatif yarım dalga sırasında ise,  $T_2$  tristörü devrededir. Dalga şekillerinden de görüldüğü gibi,  $T_1$  den  $180^\circ$  sonra  $T_2$  tetiklenir.

Giriş gerilimi  $v_s = 2 V_s \sin \omega t$  ve tristörlerin tetiklenme açıları  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$  ise, çıkış geriliminin efektif değeri şöyledir:

$$V_o = \left[ \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} 2V_s^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \left[ \frac{1}{\pi} \left( \pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2} \quad (2.8)$$

Eğer devredeki yük rezistif yerine endüktif olsaydı,  $T_1$  her yarım dalga sonunda sönmeyecekti ve sonuç olarak devrenin kontrolü zorlaşacaktı.  $T_1$  tristörünün akımı bu sefer  $180^\circ$  de değil,  $\beta$  gibi bir değerde sıfır düzeyine iner.

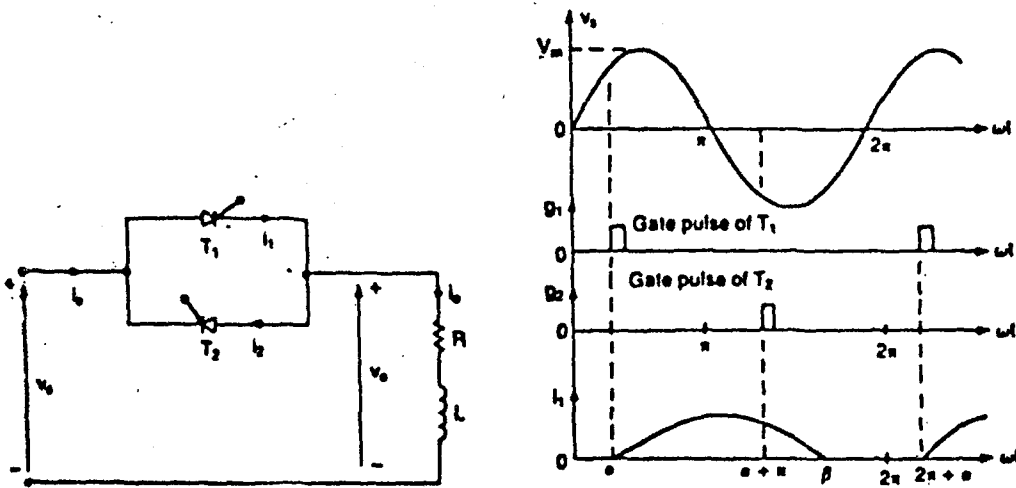


Şekil 2.16 Bir faz tam dalga denetleyici

Yük endüktif iken çıkış geriliminin yeni efektif değeri ise:

$$V_o = \left[ \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} 2V_s^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2}$$

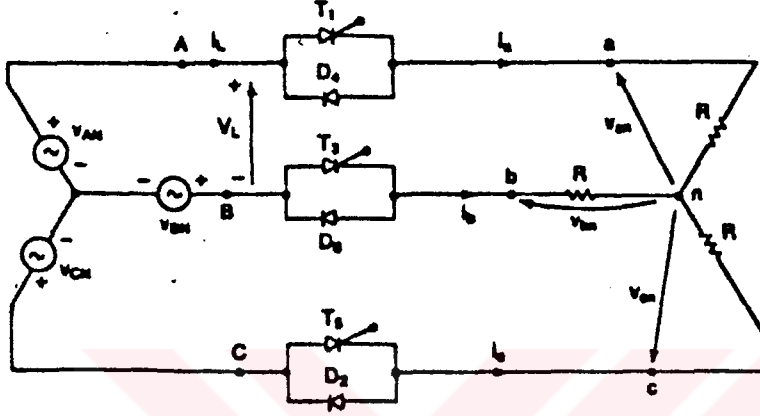
$$= V_s \left[ \frac{1}{\pi} \left( \beta - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} - \frac{\sin 2\beta}{2} \right) \right]^{1/2} \quad (2.9)$$



Şekil 2.17 Bir faz tam dalga denetleyici(RL yük)

### 2.4.3.2. Üç Faz Yarım Dalga Denetleyici

Şekil 2.18 de görülen rezistif yüklü devrede yük akımı tristörlerle kontrol edilirken, diyotlar sayesinde akıma dönüş yönü sağlanır. Her seferinde bir tanesi iletimde kalmak suretiyle, tristörler  $T_1$ - $T_3$ - $T_5$  sırası ile tetiklenir.



Şekil 2.18 Üç faz yarım denetleyici

$V_s$ , giriş faz geriliminin efektif değeri ise, ani gerilimler

$$v_{an} = \sqrt{2} V_s \sin \omega t \quad (2.10)$$

$$v_{bn} = \sqrt{2} V_s \sin (\omega t - 2\pi/3) \quad (2.11)$$

$$v_{cn} = \sqrt{2} V_s \sin (\omega t - 4\pi/3) \quad (2.12)$$

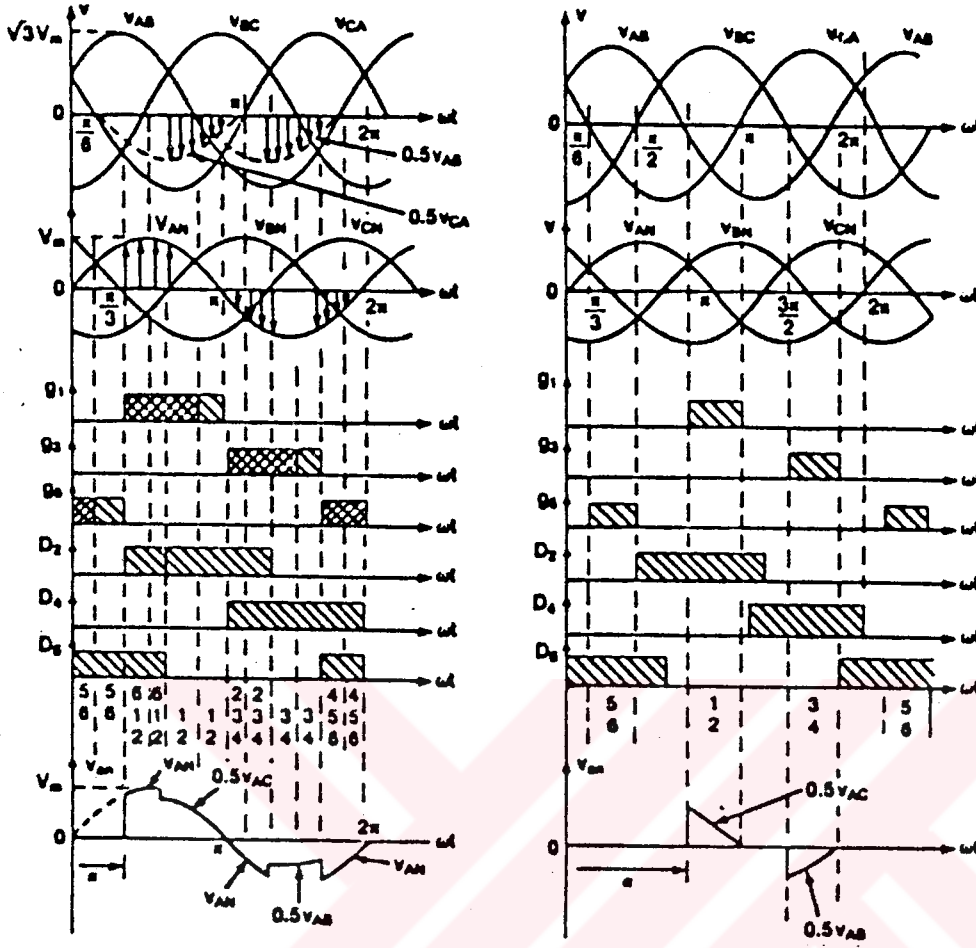
ve hat gerilimleri:

$$v_{AB} = \sqrt{6} V_s \sin (\omega t + \pi/6) \quad (2.13)$$

$$v_{BC} = \sqrt{6} V_s \sin (\omega t - \pi/2) \quad (2.14)$$

$$v_{CA} = \sqrt{6} V_s \sin (\omega t - 7\pi/6) \quad (2.15)$$

Aşağıda üç faz yarım dalga konverterin karakteristiği görülmektedir. Tetikleme açıları  $60^\circ$  ve  $150^\circ$  dir ( 6 ) .



Şekil 2.19 Üç faz yarım dalga denetleyici karakteristiği

#### 2.4.4. DC-DC Konverter ( DC Chopper )

Birçok uygulamalarda sabit DC gerilimin, ayarlanabilir DC gerilime çevrilmesi istenir. İşte bu işi yapan devreye DC-DC konverter veya DC kıyıcı( Chopper ) adı verilir.

Bu konverter türü, zorlamalı komütasyonlu olup genellikle MOSFET, tranzistör ve tristörle gerçekleşir. En çok kullanıldığı yerler: DC motor hız kontrolü( cer ve küçük tip motorlar) , DC gerilim kaynakları, DC yarı iletken şalter ve akümülatör şarjı. Yüksek verimlilik, hızlı cevap verme ve sarsıntısız ivmelenme kontrolü belli başlı özellikleridir.

Kıyıcıların çalışmaları indirici( step-down) ve yükseltici( step-up) olarak iki grupta incelenebilir.

#### 2.4.4.1. İndirici ( Step-down ) Çalışma

Bu işlemin prensibini anlamak için Şekil 2.20 yi incelemek gerekir. SW anahtarı  $t_1$  anında kapandığında,  $V_s$  giriş gerilimi yüke uygulanır. Eğer anahtar  $t_2$  süre kadar açık kalırsa, bu kez gerilim sıfıra düşer. Bu devredeki kıyıcıda tranzistör, MOSFET, GTO veya zorlamalı komütasyonlu tristör kullanılabilir. Genelde 0.5-2 V arasında olan gerilim düşümü ihmal edilebilir. Çıkış geriliminin ortalama değeri:

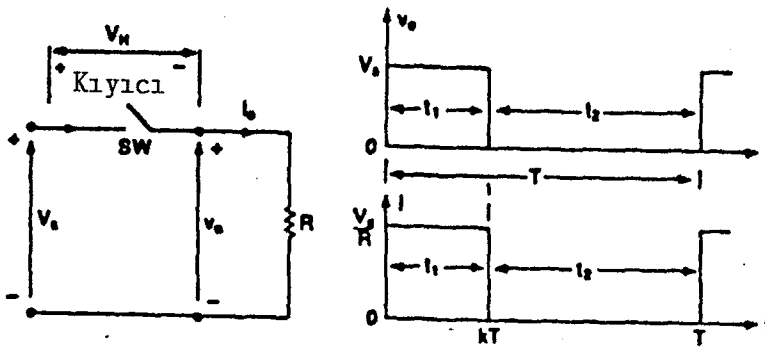
$$V_a = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} v_o dt = \frac{t_1}{T} V_s = f t_1 V_s = k V_s \quad (2.16)$$

Burada  $f$  kıyıcının frekansı,  $T$  periyodu ve  $k = t_1/T$  ise bağıl geçirme süresidir. Yük akımı  $I_a = V_a/R = k V_s/R$  olur. Çıkış geriliminin efektif değeri:

$$V_o = \left( \frac{1}{T} \int_0^{kT} v_o^2 dt \right)^{1/2} = \sqrt{k} V_s \quad (2.17)$$

Bağıl geçirme süresi,  $k$ , sıfır ile bir arasında değişir ve  $t_1$ ,  $T$  ve  $f$  değerlerine bağlıdır. Bu yüzden  $k$  değerinin kontrolü sayesinde  $V_s$  gerilimi ve güç akışı da kontrol edilmiş olur.

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^{kT} v_o^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^{kT} v_o^2/R dt = k \frac{V_s^2}{R} \quad (2.18)$$



Şekil 2.20 Step-down çalışma (rezistif yük).

Kıyıcı sabit frekansta çalıştırılırsa,  $f$  veya  $T$  sabit tutulur, iletim zamanı  $t_1$  değiştirilir. Böylece darbe genişliği ayarlanmış olur ki, bu işleme darbe genişlik modülasyonu( PWM ) adı verilir.

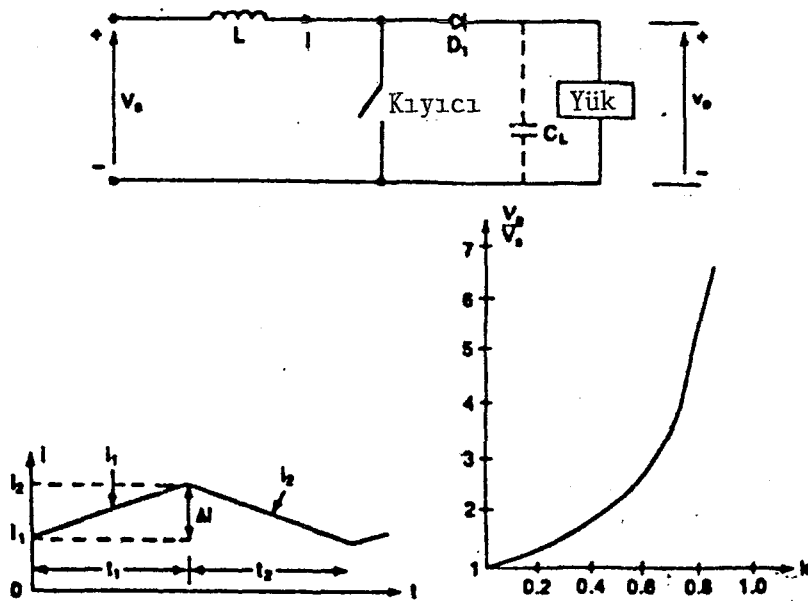
Eğer  $f$  frekansı değiştirilirse, bu kez  $t_1$  veya  $t_2$  süreleri sabit tutulur. Bu işleme de frekans modülasyonu( FM ) denir. Çıkış geriliminin geniş aralıklarda ayarlanabilmesi için frekansın ayarlanması gereklidir. Bu tür kontrol, belli frekanslarda harmonikler oluşturur ve filtre gerektirir.

#### 2.4.4.2. Yükseltici ( Step-up ) Çalışma

Şekil 2.21 deki devrede, SW anahtarı  $t_1$  süresi boyunca kapalı kalırsa selfin akımı yükselir ve bir enerji depolanır. Eğer anahtar  $t_2$  süresi boyunca açık kalırsa, depolanan bu enerji diyot üzerinden yüke verilir ve selfin akımı düşer. Kıyıcı devrede iken selfin gerilimi  $v_L = L di/dt$  ve akımının değişimi  $I = V_s t_1 / L$  dir. Buradan çıkış geriliminin ani değeri:

$$v_o = V_s + L \frac{\Delta I}{t_2} = V_s \left( 1 + t_1/t_2 \right) = V_s \frac{\Delta I}{1-k} \quad (2.19)$$

Eğer  $C_L$  kapasitesi yüke paralel bağlanırsa, çıkış gerilimi sürekli olur. Yukarıdaki formülden de görüleceği gibi,  $k$  sabitinin değişimi ile yük gerilimi ayarlanmış olur ( 7 ) .



Şekil 2.21 Step-up çalışma

#### 2.4.5. DC-AC Konverter ( İnverter )

İnverterin fonksiyonu, DC giriş gerilimini istenen büyüklük ve frekansta AC gerilime çevirmektir. Değişken çıkış gerilimi, giriş geriliminin ayarlanması ve inverter kazancının sabit tutulması ile olur. Öte yandan giriş gerilimi sabit ve kontrol edilemiyorsa, bu kez kazanç ve PWM kontrolu yapılır.

İdeal inverterlerde çıkış geriliminin dalga şekli sinüsoidaldir. Ama pratikte çıkış tam sinüsoidal değildir ve harmonikler içerir. Düşük ve orta güçlü uygulamalarda ise, çıkış yaklaşık kare dalga şeklindedir. Yüksek güçlerde çıkış, düşük distorsiyonlu sinüs dalgasıdır. Yüksek hızlı yarı iletken elemanların kullanılmasıyla harmonikler minimize edilebilir.

Genelde zorlamalı komütasyonlu olan inverterlerde, MOSFET, tranzistör ve tristör kullanılır. Yaygın kullanım alanları: AC motor hız kontrolu, endüksiyonla ısıtma, AC gerilim kaynağı, UPS ve HVDC. Bir faz çıkış örnekleri; 120 V 60 Hz, 220 V 50 Hz, 115 V 400 Hz dir. Üç fazlı olursa, 220/380 V 50 Hz, 120/208 V 60 Hz, 115/200 V 400 Hz dir.

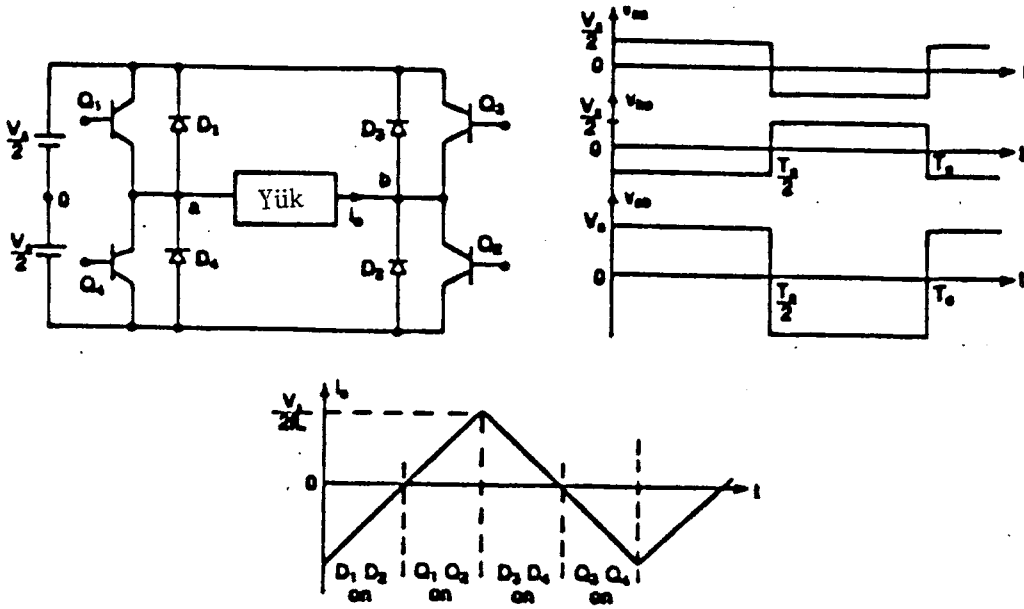
##### 2.4.5.1. Bir Faz Köprü İnverter

Şekil 2.22 de görülen devrede dört kıyıcı vardır.  $Q_1$  ve  $Q_2$  tranzistörleri ilettime geçtiğinde,  $V_s$  giriş gerilimi yüke uygulanır.  $Q_3$  ve  $Q_4$  tranzistörleri iletimde iken, bu kez  $-V_s$  yüke uygulanır.

Çıkış geriliminin efektif değeri:

$$V_o = \left( \frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} V_s^2 dt \right)^{1/2} = V_s \quad (2.20)$$

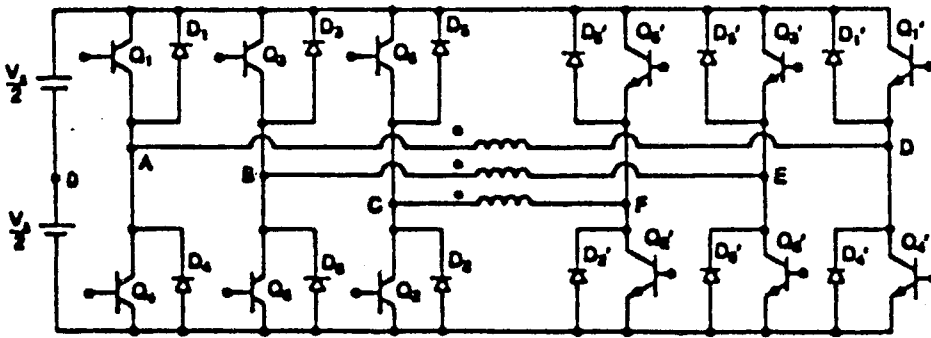
$D_1$  ve  $D_2$  diyotları iletimde iken, enerjiyi doğru akım kaynağına geri gönderdiklerinden, bu diyotlara geribesleme diyotları adı verilir.



Şekil 2.22 Bir faz tam köprü inverter

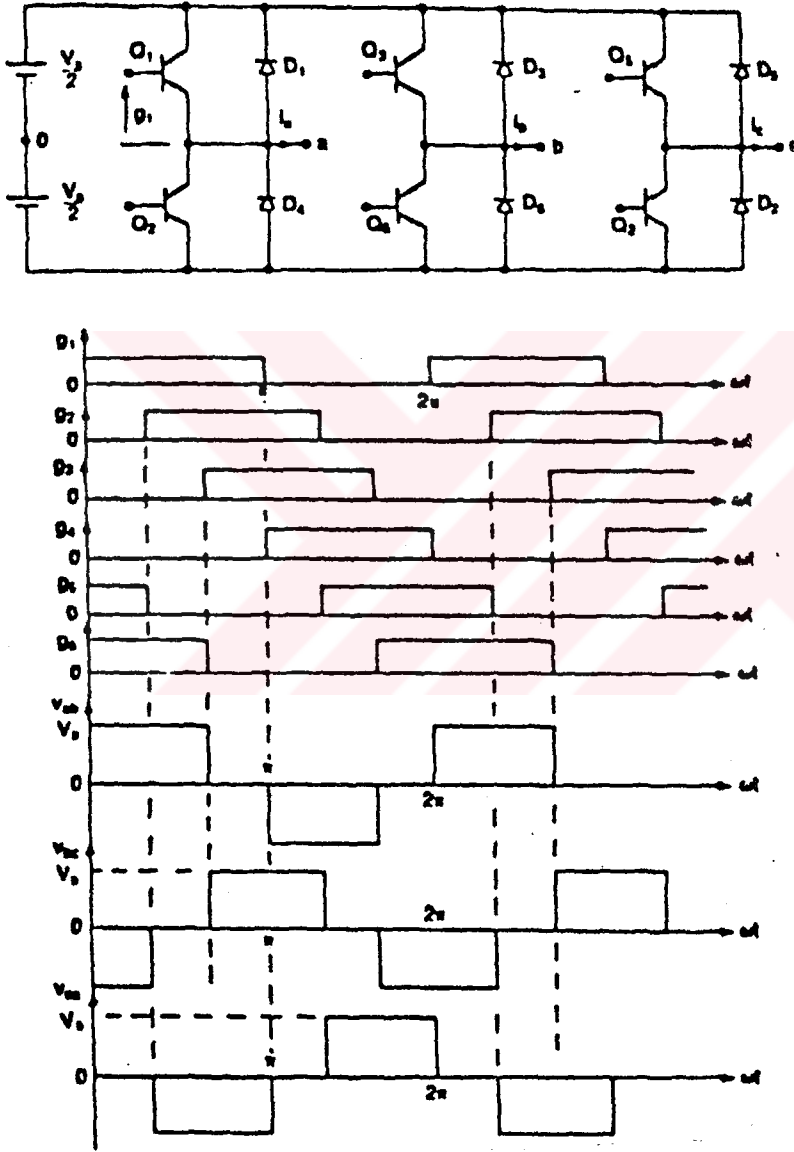
#### 2.4.5.2. Üç Fazlı İnverter

Bu tür inverter genellikle yüksek güçlerde kullanılır. Şekil 2.23 de görülen devrede, üç tane bir fazlı köprü inverterin oluşturduğu üç fazlı bir inverter vardır. Herbir inverterin tetiklenme açıları arasındaki faz farkı  $120^\circ$  olmaktadır. Transformatörün sekonder tarafı yıldız bağlıdır. Böyle bağlanmak suretiyle, oluşması muhtemel, üç ve üçün katları olan harmonikler yokedilmiş olur. Bu tür montajda 12 adet tranzistör veya tristör ile 12 adet diyodun bulunması gerekir.



Şekil 2.23 Üç fazlı inverter

Eğer Şekil 2.24 deki gibi bir devre kurulursa, bu kez 6 tranzistör ve 6 diyot kullanılır.  $Q_1$  iletimdeyken, a ucu DC girişin pozitif ucuna bağlanır.  $Q_4$  iletimdeyken ise, a ucu negatif uca bağlanır. Herbir tranzistör  $180^\circ$  iletimdedir. Bu sıra 123, 234, 345, 456, 561,... şeklindedir ( 8 ) .



Şekil 2.24 Üç fazlı köprü inverter

### 3. DOĞRU AKIM MAKİNALARININ HIZ KONTROLU

Doğru akım motorları, değişken karakteristiklere sahip olduğundan hızın değiştirilebildiği yerlerde kullanılırlar. Yüksek yolalma momenti sağlandığından, hız kontrolü geniş aralıklarda yapılır. Alternatif akım motorlarına göre, hız kontrolü hem daha kolay, hem de daha ucuzdur. Sana-yide kullanılan doğru akım motorları genelde seri veya serbest uyarımlıdır. Bunlardan seri motor çoğunlukla cer uygulamalarında kullanılır. Buna rağmen doğru akım motorları çok yüksek hızlarda kullanılmaya elverişli değildir ve alternatif akım motorlarına nazaran daha çok bakım gerektirir.

Kontrollu doğrultucular, sabit AC gerilimden değişken DC gerilim elde ederken, kıyıcılar ise sabit DC gerilimi değişken DC gerilime çevirir. Bu tür gerilimlerde çalışan üç tür sürücü vardır:

1. Bir fazlı sürücüler
2. Üç fazlı sürücüler
3. Kıyıcı(Chopper) sürücüler

#### 3.1. Doğru Akım Motorlarının Temel Karakteristikleri

Bir doğru akım motoru, DC sargılarla uyarılan bir alandan ve bunun oluşturduğu  $\emptyset$  manyetik akısının bağlandığı endüiden meydana gelmiştir. Kollektörün görevi, bir mekanik frekans değiştirici olarak etkiyerek endü-i iletkenlerindeki alternatif akımı doğru akıma çevirerek fırçalara göndermektir.

Aşağıdaki şekilde bir doğru akım motorunun devre diyagramı ve içi görülmektedir. Motor dönerken, endüide bir E iç gerilimi veya elektromotor kuvveti üretilir. Yük momenti endüi akımının artmasına neden olur. Bu akım moment ile manyetik akının bir fonksiyonudur. Bazı temel motor eşitlikleri şöyledir:

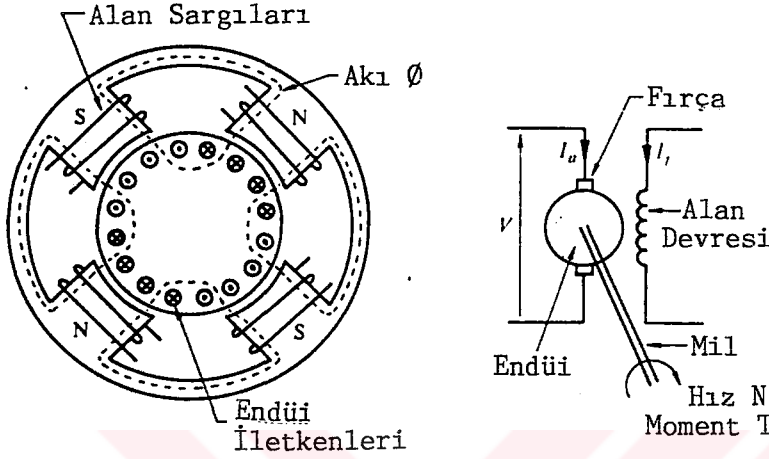
$$\text{Uç gerilimi:} \quad V = E + I_a R_a \quad (3.1)$$

$$\text{EMK} \quad : \quad E = k_1 N \emptyset \quad (3.2)$$

$$\text{Moment} : T = k_2 I_a \phi \quad (3.3)$$

$$\text{Akı} : \phi = k_3 I_f \quad (3.4)$$

$$\text{Mekanik güç: } TN = E I_a \quad (3.5)$$

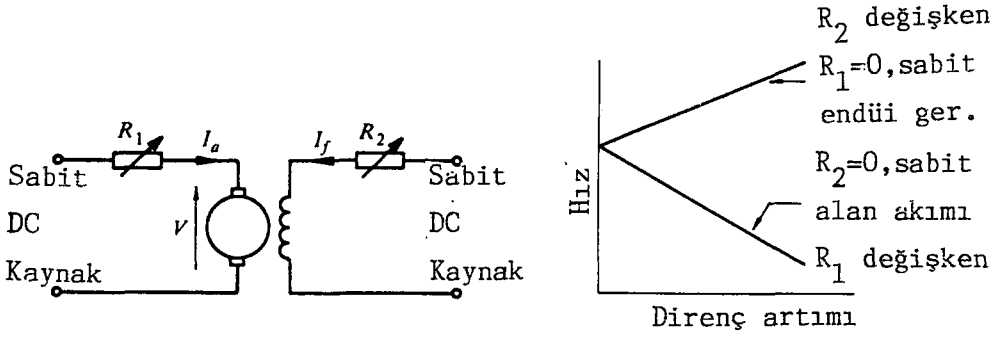


Şekil 3.1 Doğru akım motoru ve devresi

Bu eşitliklerde,  $I_a$  endüi akımı,  $I_f$  alan akımı,  $R_a$  endüi direnci,  $N$  motor hızı(rad/s) ve  $k_1, k_2, k_3$  ise devre sabitleridir. Yukarıdaki şekilde gösterilen akım yönü motor çalışma durumundaki akım yönüdür. Generatör çalışmada ise, moment yön değiştirir ve uç gerilimi  $V = E - R_a I_a$  halini alır. Akım yönü değiştiğinde, alan ve endüi endüktansları da dikkate alınmalıdır ( 9 ) .

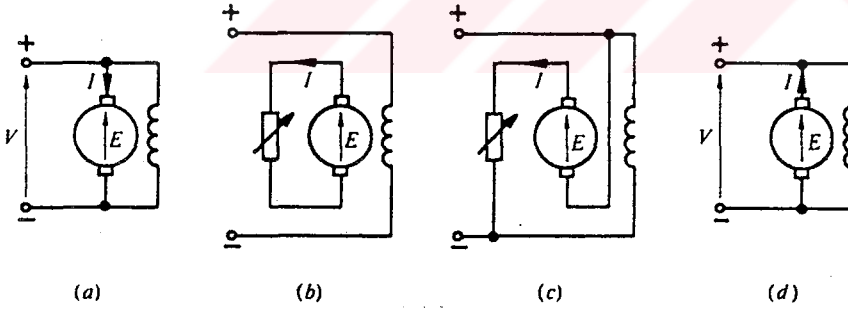
Şekil 3.2 de kendinden uyarımlı doğru akım motoru görülmektedir. Moment, endüi akısı ve akımıyla orantılı olduğundan, akımı minimum düzeyde tutmak için akının ilk değeri korunmalıdır. Başlangıçta,  $R_2$  değeri sıfırdır.  $R_1$  değeri ise, akımı uygun bir aralıkta tutacak şekilde ayarlanır. endüinin hızı arttıkça, emk değeri de sıfırdan başlayarak orantılı olarak hızla yükselir.

Devredeki dirençler yardımıyla hız ayarı sağlanır.  $R_1$  direnci sayesinde endüi gerilimi düşer ve bu da hızı etkiler. Sabit alan akımında, endüi gerilimi hızla orantılıdır.  $R_2$  direnci yardımıyla alan akımı zayıflatılırsa, akı azalır ama hız artar.



Şekil 3.2 Direnç yardımıyla hız ayarı

Elektrikle frenleme, Şekil 3.3 de gösterilen üç yoldan bir tanesiyle gerçekleştirilir. Şekil 3.3a daki motor çalışmayı referans olarak alalım. Endüvi uçlarını kaynaktan ayırır ve paralel bir direnç bağlarsak, makina generatör olarak çalışmaya başlar. Şekil 3.3d de ise, endüvi uçları kaynağa ters olarak bağlanmıştır. Eğer uç gerilimi  $V$ , üretilen emk  $E$  değerinden küçükse bu kez makina şebekeyi besleyecek şekilde çalışmaya başlar.

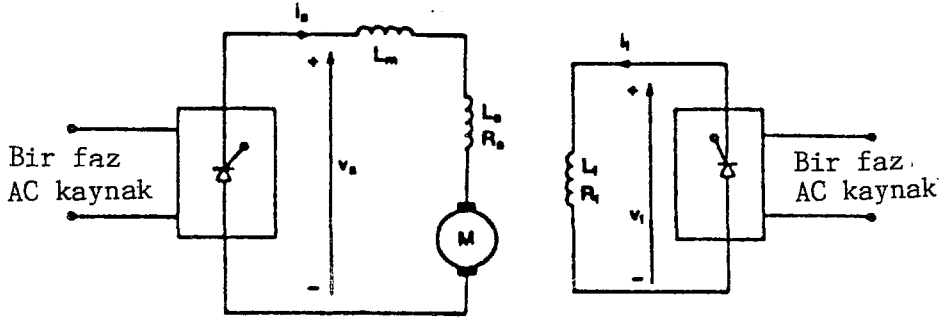


Şekil 3.3 Frenleme evreleri

### 3.2. Bir Fazlı Sürücüler

Eğer doğru akım motorunun endüvi devresi, bir fazlı kontrollü doğrultucu çıkışına bağlanırsa, gecikme açısının ayarı yardımıyla endüvi gerilimi değiştirilebilir. Güç faktörünü iyileştirmek ve harmonikleri azaltmak için zorlamalı komütasyonlu AC-DC konverterler de kullanılabilir.

Şekil 3.4 de bir fazlı konverterden beslenen serbest uyartımlı motor devresi görülmektedir. Düşük gecikme açısında, endüi akımı sürekli olmayabilir, ki bu durum motor kayıplarını arttırır.  $L_m$  endüktör bobini, akımdaki dalgalanmaları azaltmak için endüi devresine seri bağlanmıştır.



Şekil 3.4 Bir faz DC sürücü

Alan devresine bağlanan konverter sayesinde alan akımı da ayarlanır. Kullanılan bir fazlı konverterlerin türüne göre bir fazlı sürücüler şöyle gruplandırılır:

1. Bir faz yarım dalga konverterli sürücü
2. Bir faz yarı konverterli( semiconverter) sürücü
3. Bir faz tam dalga konverterli( fullconverter) sürücü
4. Bir faz çift konverterli( dualconverter) sürücü

### 3.2.1. Bir Faz Yarım Dalga Konverterli Sürücü

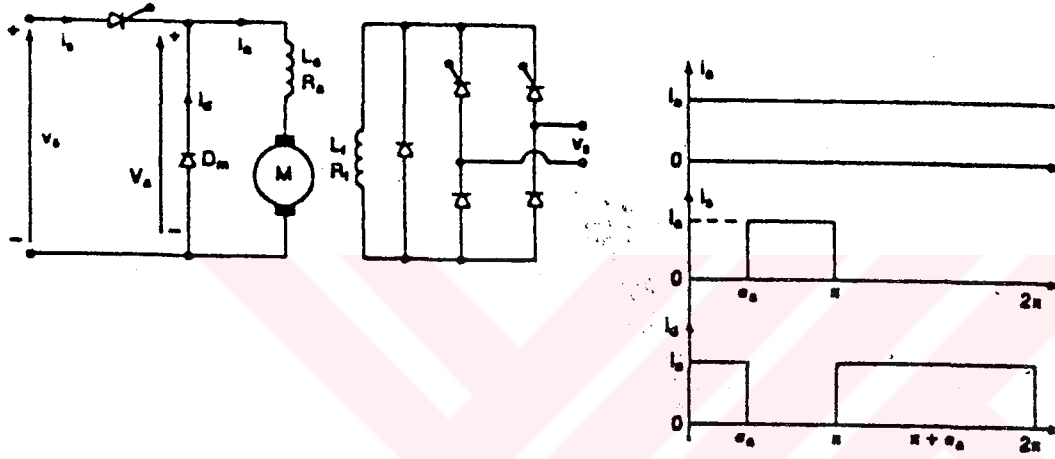
Şekil 3.5 deki endüi devresine büyük değerli bir bobin bağlanmadığı sürece, endüi akımı sürekli değildir. Bu tür konverterin kullanıldığı uygulamalardaki güç 1/2 kW kadardır. Alan devresindeki konverter, yarı konverter olmalıdır. Çünkü alan devresindeki yarım dalga konverter, motorun manyetik kayıplarını ve buna bağlı olarak alan akımının dalgalanmasını arttırır.

Bir faz yarım dalga konverterli montajda endüi geriliminin ortalama değeri, tüm  $\alpha$  değerleri 0 ile  $\pi$  arasında değişmek suretiyle, aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$V_a = \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha_a) \quad (3.6)$$

Burada  $V_m$ , AC kaynak geriliminin maksimum değeridir. Yarı konverterli alan devresinde ortalama alan gerilimi:

$$V_f = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha_f) \quad (3.7)$$



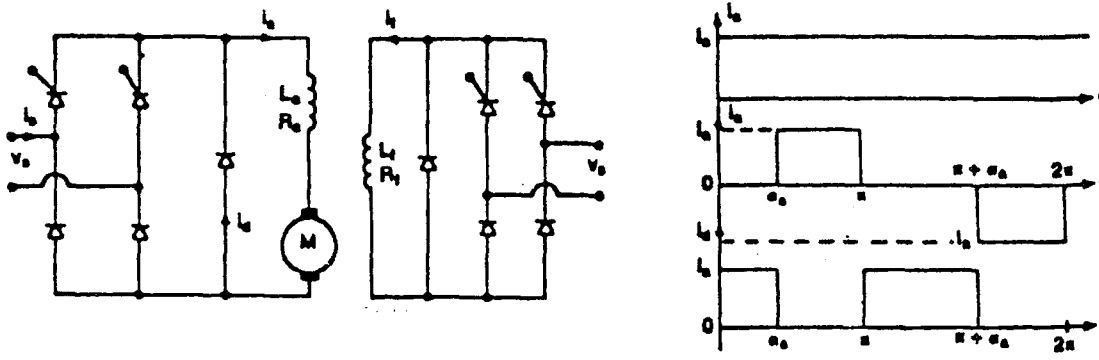
Şekil 3.5 Bir faz yarım dalga konverterli sürücü

### 3.2.2. Bir Faz Yarı Konverterli Sürücü

Bu tür uygulamalarda güç 15 kW a kadar çıkabilir. Alan devresi konverteri de yarı konverterdir. Böyle bir sürücüdeki gerilimlerin ortalama değerleri şöyledir:

$$V_a = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha_a) \quad (3.8)$$

$$V_f = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha_f) \quad (3.9)$$



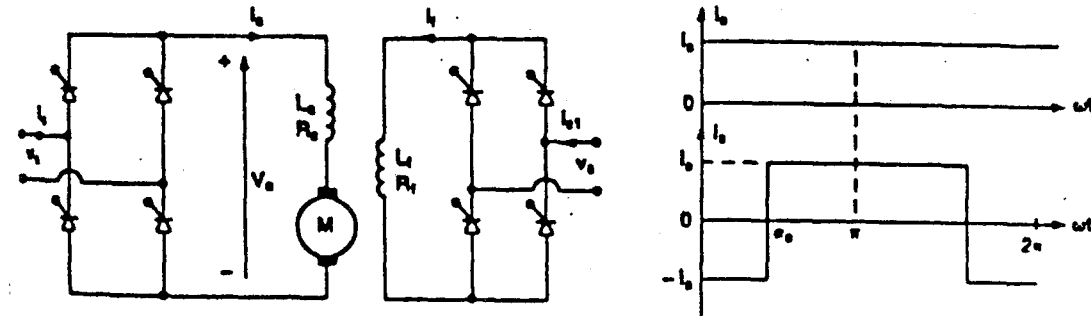
Şekil 3.6 Bir faz yarıkonverter sürücü

### 3.2.3. Bir Faz Tam Dalgı Konverterli Sürücü

Bu tip sürücüde de elde edilen güç 15 kW dır. Endüi gerilimi konverter sayesinde ayarlanır. Alan akımının polaritesini değiştirmek için, alan devresinde tam dalgı konverter bulunmalıdır. Bu sürücü ile elde edilen gerilimler ise şöyledir:

$$V_a = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_a \quad (3.10)$$

$$V_f = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_f \quad (3.11)$$



Şekil 3.7 Bir fazlı tam dalgı konverterli sürücü

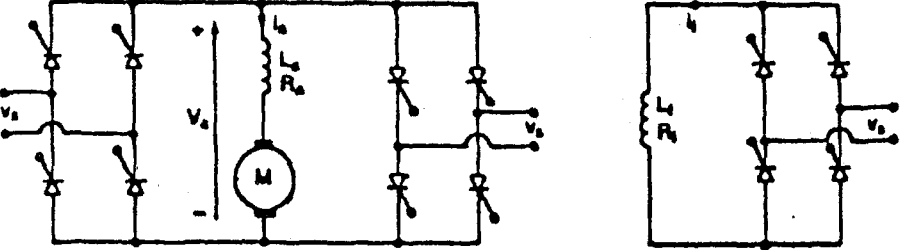
### 3.2.4. Bir Faz Çift Konverterli Sürücü

Şekil 3.8 de iki adet bir fazlı tam dalga konverterin bağlanması suretiyle oluşturulan devre vardır. Konverterlerden bir tanesi  $+V_a$  verirken, diğeri  $-V_a$  verir. Böylece dört çalışma evresi oluşur: İleri çalışma( forward powering) , ileri frenleme( forward braking) , geri çalışma( reverse powering) , geri frenleme( reverse braking) . Bu sürücüyle de maksimum 15 kW güç elde edilir. İleri ve geri frenlemeler sırasında alan akımının yönü değiştirilir. Endüi devresinde iki tane konverter olduğundan, iki farklı gecikme açısı vardır ve  $\alpha_{a2} = \pi - \alpha_{a1}$  dir ( 10 ) .

$$V_a = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_{a1} \quad (3.12)$$

$$V_a = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_{a2} \quad (3.13)$$

$$V_f = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_f \quad (3.14)$$



Şekil 3.8 Bir faz çift konverterli sürücü

### 3.3. Üç Fazlı Sürücüler

Bu tür sürücülerde, endüi devresi üç fazlı kontrollu doğrultucu veya zorlamalı komütasyonlu üç fazlı AC-DC konverter çıkışına bağlıdır. Bu sürücüler birkaç megawattlık güçler için kullanılır. Endüi geriliminin dalgalanma frekansı bir fazlı sürücüye nazaran daha yüksek olup, endüi akımının dalgalanmasını azaltmak için daha az bobine gerek duyulur. Endüi akımı çoğunlukla sürekli olup motor verimi yüksektir. Bir fazlı sürücülerde olduğu gibi, üç fazlı sürücüler de şöyle gruplandırılır:

1. Üç faz yarım dalga konverterli sürücü
2. Üç faz yarı konverterli sürücü
3. Üç faz tam dalga konverterli sürücü
4. Üç faz çift konverterli sürücü

#### 3.3.1. Üç Faz Yarım Dalga Konverterli Sürücü

Böyle bir sürücü ile beslenen motordan 40 kW a kadar güç alınabilir. Alan konverteri bir veya üç fazlı yarı konverterdir. Bu sürücü, AC kaynak DC elemanlar içerdiğinden, sanayi uygulamalarında pek kullanılmaz. Endüi gerilimi:

$$V_a = \frac{3\sqrt{3} V_m}{2\pi} \cos \alpha_a \quad (3.15)$$

Burada  $V_m$ , yıldız bağlı üç fazlı AC kaynağın geriliminin maksimum değeridir. Alan gerilimi ise:

$$V_f = \frac{3\sqrt{3} V_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha_f) \quad (3.16)$$

#### 3.3.2. Üç Faz Yarım Konverterli Sürücü

Böyle bir sürücünün olduğu bir uygulamada, 115 kW a kadar güç alınabilir. Alan konverteri bir veya üç fazlı yarım konverterdir. Bu sürücüdeki gerilim değerleri:

$$V_a = \frac{3\sqrt{3} V_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha_a) \quad (3.17)$$

$$V_f = \frac{3\sqrt{3} V_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha_f) \quad (3.18)$$

### 3.3.3. Üç Faz Tam Dalga Konverterli Sürücü

Üç fazlı tam dalga konverterin kullanıldığı bu sürücü ile 1500 kW a kadar güç elde edilebilir. Alan uyarma yönünün değiştirilmesi ile gücün yönü de değiştirilmiş olur.

$$V_a = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi} \cos \alpha_a \quad (3.19)$$

$$V_f = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi} \cos \alpha_f \quad (3.20)$$

### 3.3.4. Üç Faz Çift Konverterli Sürücü

İki adet üç fazlı tam dalga konverterin bağlanmasından oluşan bu devrede, bir konverter  $+V_a$  sağlarken, diğer konverter  $-V_a$  sağlar. Alınabilecek güç 1500 kW kadardır. Bir fazlı sürücüde olduğu gibi, alan konverteri tam dalga tipinde olmalıdır. İki konverter olduğundan iki tane endüi gerilimi değeri vardır ( 11 ) .

$$V_a = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi} \cos \alpha_{a1} \quad (3.21)$$

$$V_a = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi} \cos \alpha_{a2} \quad (3.22)$$

$$V_f = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi} \cos \alpha_f \quad (3.23)$$

### 3.4. Kıyıcı ( Chopper ) Sürücü

Kıyıcı sürücünün uygulamaları çoğunlukla cer alanındadır. Endüi gerilimini değiştirmek amacıyla bir DC kıyıcı, sabit gerilimli DC kaynakla DC motor arasına bağlanmıştır. Endüi geriliminin kontrolünün yanı sıra, DC kıyıcı sayesinde yapılan frenleme sonucu enerjinin kaynağa geri dönmesi

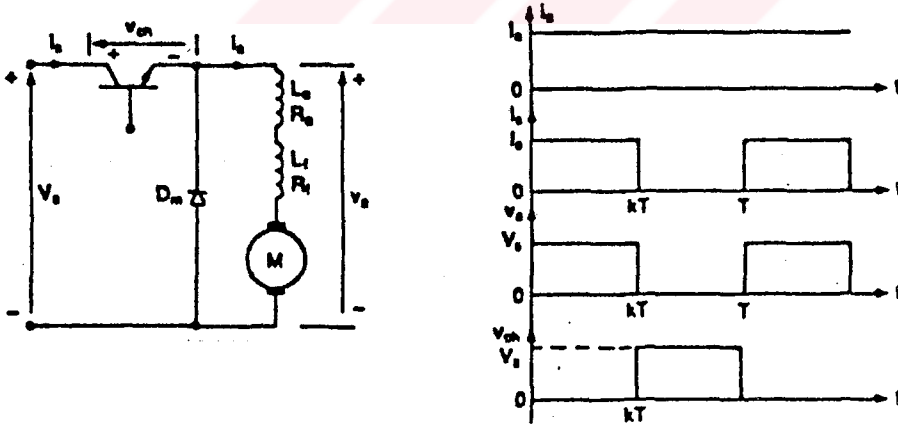
sağlanır. Bu enerjinin korunumu özelliğinden dolayı, bu tip sürücüler sık sık durup kalkmanın gerektiği ulaşım sistemlerinde kullanılır. Diğer bir kullanım alanı ise, akümülatörden sağlanan elektrikle işleyen araçlardır.

Eğer kaynak frenleme sırasında tek yönlü ise, hat gerilimi artar ve frenleme mümkün olmaz. Bu durumda, değişik tip frenlemeler gerekir. DC sürücünün bazı kontrol şekilleri şunlardır:

1. Güç ( İvme ) kontrolu
2. Faydalı frenleme kontrolu
3. Dinamik frenleme kontrolu
4. Kombine faydalı ve dinamik frenleme kontrolu

#### 3.4.1. Güç Kontrolu

Şekil 3.9 da görülen devredeki kıyıcıda tranzistör veya zorlamalı komütasyonlu tristör kullanılır. Kıyıcı DC motoru besler ve endüi gerilimini kontrol eder. Devredeki yükün büyük değerli ve endüktif olduğu kabul edilmiştir.



Şekil 3.9 Güç kontrolunda kıyıcıdan beslenen DC sürücü

Endüi geriliminin ortalama değeri:

$$V_a = kV_s \quad (3.24)$$

Burada  $k$ , kıyıcının çalışma aralığıdır. Motor gücü ise:

$$P_o = V_a I_a = k V_s I_a \quad (3.25)$$

$I_a$ , ortalama endüi akımı olup dalgalanmaz. Kayıpsız bir kıyıcıda giriş gücü  $P_i = P_o$  ve ortalama giriş akımı  $I_s = k I_a$  dır. Kıyıcı sürücünün eşdeğer giriş direnci:

$$R_{es} = \frac{V_s}{I_s} = \frac{V_s}{k I_a} \quad (3.26)$$

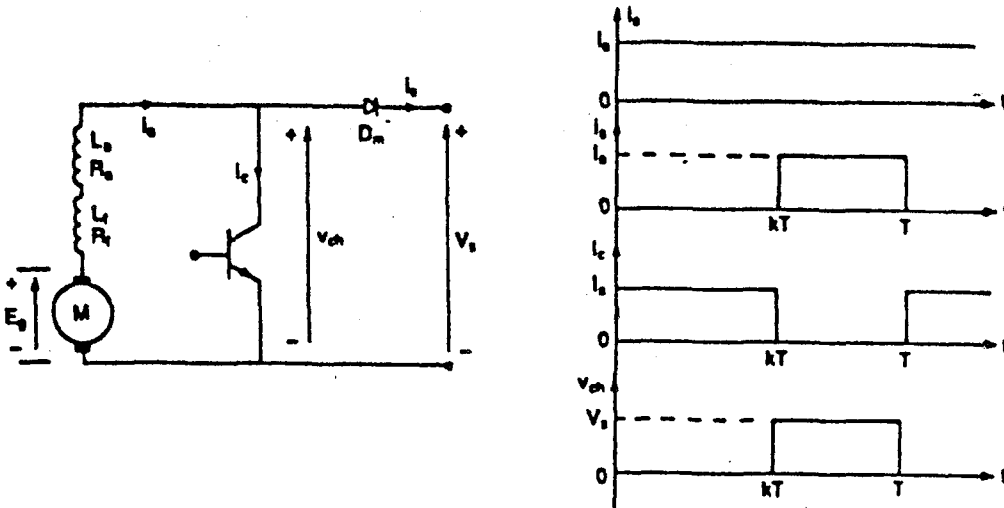
$k$  değerinin değiştirilmesi ile, motorun hızı ayarlanmış olur. Endüi devresi endüktansı sonlu değerde ise, dalgalanan akımın maksimum değeri:

$$I_{max} = \frac{V_s}{R_m} \tanh \frac{R_m}{4fL_m} \quad (3.27)$$

olur. Burada  $R_m$  ve  $L_m$ , endüi devresi direnci ve endüktansıdır ( 12 ) .

### 3.4.2. Faydalı Frenleme Kontrolu

Faydalı frenlemede, motor generatör gibi davranır ve motorla yükün kinetik enerjisi kaynağa geri verilir. DC kıyıcının, faydalı frenlemede nasıl kullanıldığı Şekil 3.10 da görülmektedir.



Şekil 3.10 DC seri motor faydalı frenlemesi

Seri motorun endüisi, motor ve yükün ataletine bağlı olarak dönmektedir. Bir ulaşım sisteminde aracın kinetik enerjisi, endüi milini döndürmektedir. Tranzistör iletime geçtiğinde, endüi akımı motor uçlarının kısa devre olmasına bağlı olarak yükselir. Kıyıcı iletimden çıktığında,  $D_m$  di-yodu devreye girer ve endüi devresi endüktanslarında depolanan enerji kay-nağa geri verilir. Kıyıcı geriliminin ortalama değeri:

$$V_{ch} = (1 - k) V_s \quad (3.28)$$

$I_a$  ortalama endüi akımı ise, geri verilen güç:

$$P_s = I_a V_s (1 - k) \quad (3.29)$$

Motorun generatör gibi davrandığı durumda ürettiği gerilim ise:

$$E_s = K_v I_a w = V_{ch} + R_m I_a = (1 - k) V_s + R_m I_a \quad (3.30)$$

Burada  $K_v$  makina sabiti ve  $w$  rad/s cinsinden hızdır. Generatör çalış-mada eşdeğer yük direnci:

$$R_{eş} = \frac{V_s}{I_a} (1 - k) + R_m \quad (3.31)$$

$k$  değerinin değiştirilmesiyle, motora kumanda edilmiş olur. Motorun izin verilen minimum ve maksimum frenleme hızları ise:

$$w_{min} = \frac{R_m}{K_v} \quad \text{ve} \quad w_{max} = \frac{V_s}{K_v I_a} + \frac{R_m}{K_v} \quad (3.32)$$

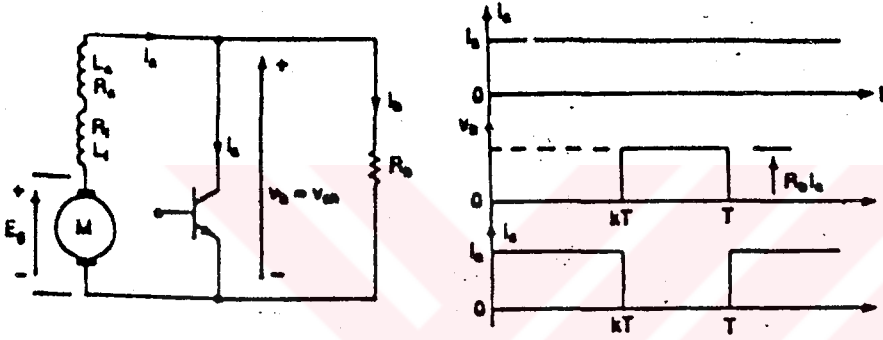
Frenleme ancak bu sınırlar içinde etkilidir. Bu sınırların dışında başka tip düzenler gerekir.

Doğru akım motorları yüksek yolalma momentlerinden dolayı cer uygulamalarında kullanılıyorsa da, sabit gerilimli çalışmada kendinden uyar-tımlı generatör kararlı değildir. Bu yüzden ayrı olarak tahrik düzeni ge-rekir. Böyle bir düzende seri motor, kaynak geriliminin dalgalanmasına karşı hassastır ve yeterli frenleme kontrolü sağlamak için hızlı bir di-namik cevaba ihtiyaç vardır.

Faydalı frenlemede, münferit uyarımlı DC motor kararlı çalışır. Yol-  
alma sırasında istenen momentin elde edilmesi için, endüi ve alan devre-  
leri ayrı ayrı kontrol edilir. Kıyıcıyla beslenen seri ve kendinden uyar-  
tımlı DC motorlar, cer uygulamalarında rahatça kullanılır ( 13 ) .

### 3.4.3. Dinamik Frenleme Kontrolu

Dinamik frenlemede, enerji reostada harcanır. Toplu hızlı taşıma sis-  
temlerinde, bu enerji ısıtma amacıyla kullanılır.



Şekil 3.11 DC seri motorun dinamik frenlemesi

Frenleme direncinin ortalama akım ve gerilim değerleri:

$$I_b = I_a ( 1 - k ) \quad (3.33)$$

$$V_b = R_b I_a ( 1 - k ) \quad (3.34)$$

Seri generatörün eşdeğer yük direnci:

$$R_{es} = \frac{V_b}{I_a} = R_b ( 1 - k ) + R_m \quad (3.35)$$

$R_b$  direncinde harcanan güç:

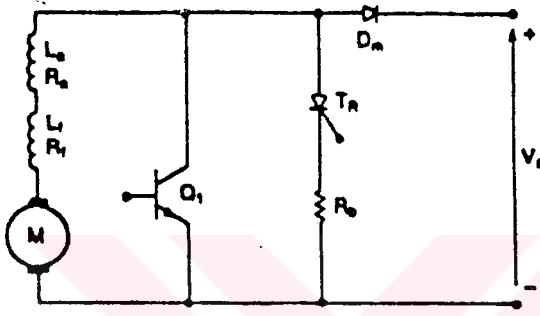
$$P_b = I_a^2 R_b ( 1 - k ) \quad (3.36)$$

$k$  sabitinin kontrolu sayesinde efektif yük direnci  $R_m$  ile  $R_m + R_b$  de-

gerileri arasında ayarlanır ve frenleme gücü kontrol edilir. Frenleme direnci,  $R_b$ , kıyıcının maksimum gerilim seviyesini belirler.

#### 3.4.4. Kombine Faydalı ve Dinamik Frenleme Kontrolü

Faydalı frenlemede enerji korunurken, dinamik frenlemede enerji ısıya çevrilir. Pratikte cer sistemlerinde olduğu gibi, kaynak kısmen çift yönlü ise, bu iki tür frenlemenin birlikte kullanılması daha verimlidir.



Şekil 3.12 Faydalı ve dinamik frenlemenin birarada kullanılması

Faydalı frenleme sırasında, hat gerilimi sürekli olarak kontrol edilir. Eğer önceden ayarlanmış bir değeri, ki bu normalde hat geriliminin % 20 fazlasıdır, aşarsa faydalı frenleme yerine dinamik frenleme uygulanır. Eğer hat tek yönlü durumdaysa, geçiş süresi çok kısadır. Herbir yarı dalgada, lojik devre kaynağı kontrol eder. Kaynak tek yönlü olursa,  $T_R$  tristörü ilettime geçer ve motor akımını  $R_b$  direncine yollar. Sonraki yarı dalgada,  $Q_1$  tranzistörü ilettime geçer.

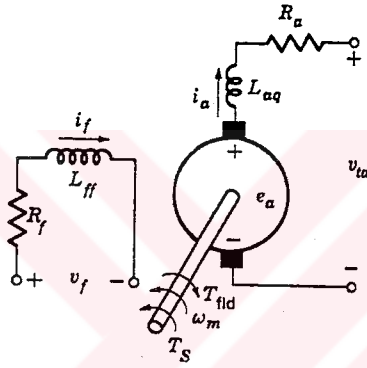
#### 3.5. DC Makinaların Transfer Fonksiyonları ve Blok Diyagramları

Doğru akım makinalarının analizinde aşılabacak en büyük engel,manyetik doyumun eklenmesidir. Doyumun ihmal edildiği lineer analiz iki amaca hizmet eder: İlki, yazılan nispeten daha kolay diferansiyel denklemlerden dolayı, süresiz hal için geçerli faktörler ve olaylar anlaşılabilir. İkincisi, makinaları ve diğer elemanları içeren sistem problemlerinde, bilgisayara başvurmaksızın, çalışmalar yapılabilir.

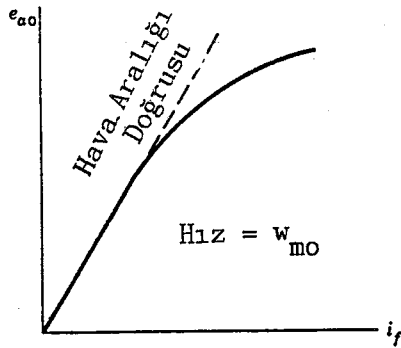
Bu bölümde, serbest uyarımlı DC makinaları inceleyeceğiz. Önce generatörlerde uyarım değişikliklerine neden olan süreksizliklere değineceğiz. Daha sonra ise, sabit alan uyarımında doğru akım motor dinamiği incelenecektir.

### 3.5.1. DC Generatörlerin Lineer Analizi

Şekil 3.13 deki DC generatörü ele alalım ve çalışmanın Şekil 3.14 de gösterilen mıknatıslanma eğrisinin lineer kısmıyla sınırlı olduğunu düşünelim.



Şekil 3.13 DC generatör



Şekil 3.14 Mıknatıslanma eğrisi

Alan sargısı endüktansı sabit ise, alan devresi gerilimi:

$$v_f = R_f i_f + L_{ff} \frac{d}{dt} i_f = R_f (1 + \tau_{fp}) i_f \quad (3.37)$$

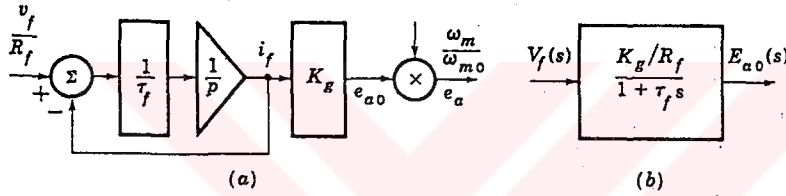
Burada  $\tau_f = L_{ff}/R_f$  alan devresi zaman sabitidir. Lineer bölgedeki  $w_{mo}$  hızındaki gerilim:

$$e_{ao} = K_g i_f \quad (3.38)$$

$K_g$  değeri,  $w_{ao}$  hızındaki hava boşluğu doğrusunun eğimidir.

$$\frac{d}{dt} i_f = p i_f = \frac{1}{\tau_f} (v_f/R_f - i_f) \quad (3.39)$$

$p$ , türev operatörüdür.  $1/p$  toplayıcısı (integratör) ile oluşturulan blok diyagramı Şekil 3.15 a dadır.  $i_f$  çıkışının  $K_g$  ile çarpımı, oluşan  $e_{ao}$  emk sınırı verir.



Şekil 3.15 Blok diyagramı

Oluşan bu emk,  $w_{mo}$  hızıyla orantılı olduğundan,  $w_m$  hızındaki emk ise:

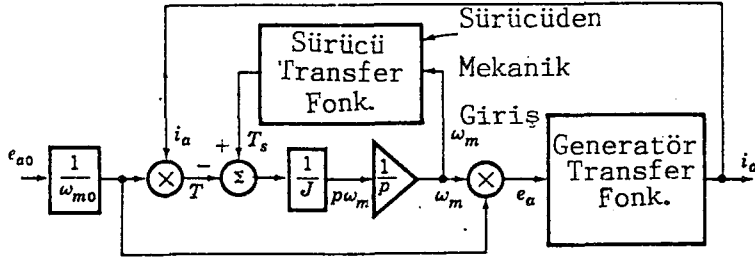
$$e_a = e_{ao} \frac{w_m}{w_{mo}} \quad (3.40)$$

Transfer fonksiyonunu oluşturmak için,  $t$  domenini ve  $d/dt$  operatörü yerine,  $s$  domenine geçilir.

$$\frac{E_{ao}(s)}{V_f(s)} = \frac{K_g I_f}{V_f} = \frac{K_g/R_f}{1 + \tau_f s} \quad (3.41)$$

Bu eşitliklere ait blok diyagramı Şekil 3.15 b dedir. Endüi akımı  $i_a$ , üretilen emk  $e_a$  ve endüi uçlarına bağlı elektrik devrelerince belirlenir.  $\emptyset$  akısı ve  $i_a$  endüi akımı da  $T$  manyetik momentini etkiler.

$$T = \frac{e_{ao}}{w_{mo}} i_a \quad (3.42)$$



Şekil 3.16 DC generatör için blok diyagramı

Yukarıdaki şekilde, Şekil 3.15 e göre eklenen elemanlar sayesinde, mekanik sürücünün dinamik davranışları da gözönüne alınmıştır.

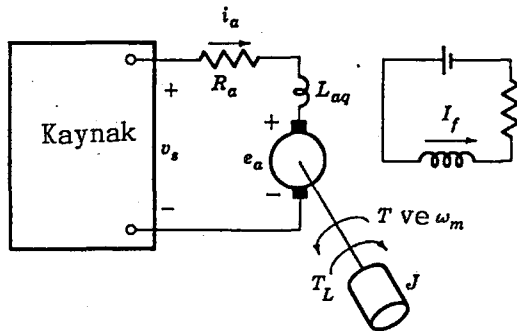
$$\frac{d}{dt} w_m = \frac{T_s - T}{J} \quad (3.43)$$

Bu denklemdeki  $J$  değeri, generatör ve sürücünün toplam atalet değeridir.  $T_s$  değeri ise, sürücünün transfer fonksiyonundan elde edilir. Bu eşitliğin entegre edilmesiyle bulunan  $w_m$ , sürücü transfer fonksiyonunun girişi olur. Generatör yükünün transfer fonksiyonundan elde edilen  $i_a$  değeri ilk çoklayıcıya gönderilir.

Eğer devreye eleman eklenirse çözüme gitmek zorlaşır. Bu yüzden çözümü kolaylaştırmak için, bazı kabuller ve yaklaşımlar yapılır ( 14 ) .

### 3.5.2. Serbest Uyartımlı DC Motorlar

DC motorlar genellikle hassas hız ve moment kontrolünün istendiği yerlerde kullanılır. Bu ayarlar geniş aralıklarda yapılır ve sabit alan uyarması kullanılır. Hızın kontrolünde, endüi uçlarına çeşitli değerlerde gerilimler uygulanır.



Şekil 3.17 Serbest uyartımlı DC motor

Sabit  $I_f$  alan akımında, manyetik moment ve oluşan gerilim:

$$T = K_m i_a \quad \text{Nm} \quad (3.44)$$

$$e_a = K_m w_m \quad \text{V} \quad (3.45)$$

Burada  $K_m = k_f I_f = e_{ao} / w_{mo}$  dir.  $e_{ao}$  değeri,  $w_{mo}$  hızında,  $I_f$  akımına bağlı olarak oluşan gerilimdir. Kaynak gerilimindeki değişiklere karşı motorun cevabı ve yük momentinin etkileri de incelenmelidir. Endüi devresi gerilim eşitliğinde terimler yeniden düzenlenir ve  $R_a$  ile bölünürse,  $i_a$  akımına ait diferansiyel denklem:

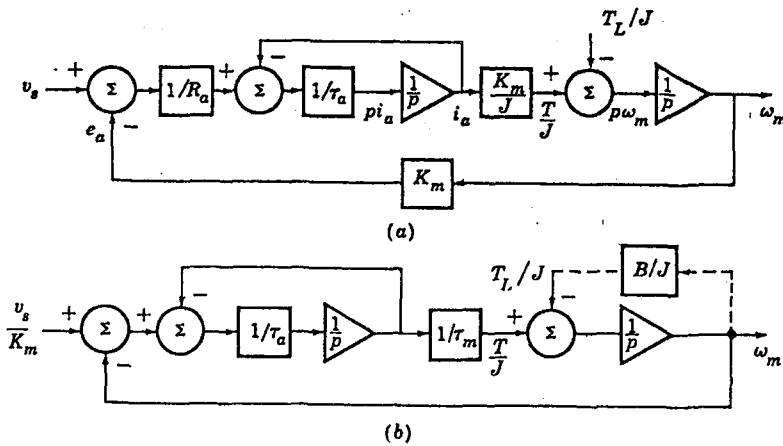
$$v_{ta} = e_a + L_{aq} \frac{d}{dt} i_a + R_a i_a$$

$$\frac{L_{aq}}{R_a} \frac{d}{dt} i_a = \tau_a \frac{d}{dt} i_a = \frac{v_s - e_a}{R_a} - i_a \quad (3.46)$$

Burada  $v_s$  kaynak gerilimi,  $e_a$  hız gerilimi ve  $\tau_a = L_{aq} / R_a$  endüi devresi zaman sabitidir.  $R_a$  ve  $L_{aq}$ , kaynak ve endüi devresinin seri direnç ve endüktansdır. İvmelenme ise şöyledir:

$$\frac{d}{dt} w_m = \frac{T}{J} - \frac{T_L}{J} = \frac{K_m i_a}{J} - \frac{T_L}{J} \quad (3.47)$$

$J$  değeri, yükün atalet momenti ve  $T_L$  yükün ters yöndeki momentidir. Bu denklemleri temsil eden blok diyagramı, Şekil 3.18 a dadır. Girişler  $i_a$ ,  $w_m$ ,  $v_s$  ve  $T_L/J$  dir.



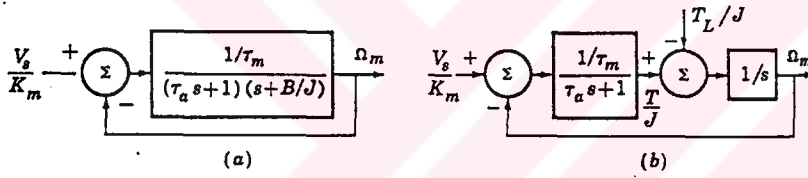
Şekil 3.18 Blok diyagramı

$\tau_m = J R_a / K_m^2$  değeri eylemsizlik zaman sabitidir. Genelde yük momenti hızın bir fonksiyonudur.

$$T_L = B w_m \quad (3.48)$$

B değeri, hız-moment eğrisinin çalışma noktasındaki eğimi olup sabit olarak kabul edilir.  $\tau_L = J/B$  olup yükün zaman sabitidir. B/J oranı ise, sönüm faktörüdür. Şekil 3.18 b de sönümün yüke etkisi görülmektedir.

Şekil 3.19da kompleks frekans söz konusu olduğu zamanki blok diyagramı görülmektedir. Burada  $\tau_m$ ,  $V_s$  ve  $T_L$  zamanla değişen kompleks büyüklüklerdir. Şekil 3.18 b deki ilk integratör, Şekil 3.19 da  $1/(\tau_a s + 1)$  haline gelmiştir. Aynı şekilde ve B/J sönümlü ikinci integratör ise,  $1/(s + B/J)$  şeklini alır.



Şekil 3.19 Blok diyagramı

Mekanik sönüme sahip olan blok diyagramı ihmal edilir ve  $T_L$  nin bağımsız değişken olduğu kabul edilir. Bu durumda hız ve giriş gerilimine bağlı olan transfer fonksiyonu, negatif geribeslemenin ihmal edilmesiyle, şöyle bulunur:

$$\frac{\Omega_m}{V_s/K_m} = \frac{1}{\tau_m (\tau_a s + 1) (s + B/J) + 1} \quad (3.49)$$

Mekanik sönüm gözönüne alınmazsa,  $B/J = 0$  olur. Böylece hız ve yük momentine bağlı transfer fonksiyonu:

$$\frac{\Omega_m}{T_L} = - \frac{R_a}{K_m^2} \frac{1}{\tau_m s (\tau_a s + 1) + 1} \quad (3.50)$$

Sistemin doğal frekansları  $s$ , fonksiyonun kutupları olarak verilirse:

$$(s + 1/\tau_a)(s + B/J) + 1/\tau_a \tau_m = 0 \quad (3.51)$$

$$s^2 + (1/\tau_a + B/J)s + 1/\tau_a (1/\tau_m + B/J) = 0 \quad (3.52)$$

Bu eşitlik, ikinci derece denklem haline sokulursa;

$$s^2 + 2\alpha s + w_n^2 = 0 \quad (3.53)$$

Burada sönümsüz doğal frekans:

$$w_n = (1/\tau_a (1/\tau_m + B/J))^{1/2} \quad (3.54)$$

Sönüm faktörü:

$$\alpha = 0.5(1/\tau_a + B/J) \quad (3.55)$$

Bağıl sönüm faktörü veya oranı:

$$\zeta = \alpha / w_n \quad (3.56)$$

Fonksiyonun kökleri:

$$s_{1,2} = -\{w_n \mp w_n \sqrt{\zeta^2 - 1}\} = -\{w_n \mp jw_n \sqrt{1 - \zeta^2}\} \quad (3.57)$$

Mekanik yükün  $w_n$  ve üzerindeki etkisi oldukça azdır. Ama kararlı haldeki hızı etkiler. Eğer  $B/J$  oranı ihmal edilirse:

$$w_n = (1/\tau_a \tau_m)^{1/2} \quad (3.58)$$

$$\alpha = 1 / 2\tau_a \quad (3.59)$$

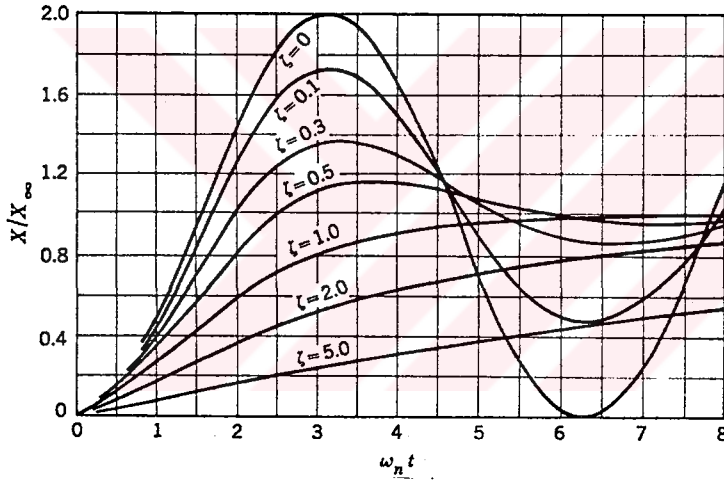
$$\zeta = 0.5 (\tau_m / \tau_a)^{1/2} \quad (3.60)$$

Basamak giriş fonksiyonu ve ilk koşulların yardımıyla bulunan çözümler bir eğri ailesiyle Şekil 3.20 de gösterilmiştir. Dikey ekseninde, çıkışın( X ) kararlı hal değerine (  $X_{\infty}$  ) oranı vardır. Bu eğriler sayesinde kaynak geriliminin değişiminin, hızla nasıl değiştiği bulunabilir. Ordinat eksenindeki orana göre, ilgili denklemde  $s=0$  yapılır ve

$$\frac{w_m(\infty)}{v_s/K_m} = \frac{1}{(\tau_m B/J) + 1} = \frac{1}{(R_a B/K_m^2) + 1} \quad (3.61)$$

bulunur. Yük momenti hızdan bağımsız olup,

$$\frac{\Delta w_m(\infty)}{T_L} = - \frac{R_a}{K_m^2} \quad (3.62)$$

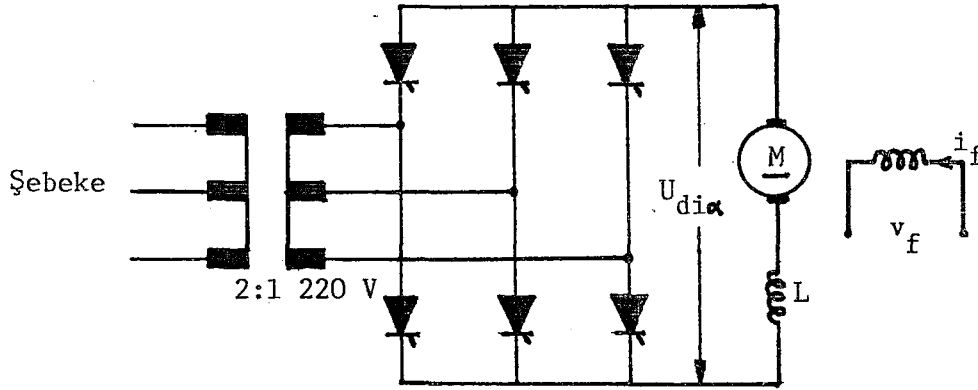


Şekil 3.20 Sönüm oranı eğrileri

Genelde, sönüm oranı 1.5 dan büyük ve zaman sabitleri oranı,  $\tau_a/\tau_m$ , 1/9 dan küçük olduğu durumlarda, endüi endüktansı ihmal edilir. Bu oran 1/4 olduğunda kritik sönüm vardır. Motorun gövdesi büyüdükçe,  $\tau_a$  artarken  $\tau_m$  azalır. Ayrıca kaynak empedansı  $\tau_a$ , yükün ataleti de  $\tau_m$  değerini etkiler. B/J oranı genelde ihmal edilir.

Bir doğru akım motoru, sürücü sistemi ve yükten oluşan bir sistemde yapılacak analiz, elektrik kaynağı ve mekanik yükün çeşitli özelliklerine bağlıdır ( 15 ) .

#### 4. SAYISAL UYGULAMA



Şekil 4.1

Sayısal uygulama için yukarıdaki şekildeki devre esas alınmıştır. Bu devredeki motorun karakteristik değerleri: 5 BG, 220 V, 1500 d/d, 20 A, toplam rotor direnci  $R_{qq} = 0.5$  ohm, boşta çalışma momenti  $M_o = 3.34$  Nm, yük momenti  $M_y = 20$  Nm. Çevirici  $\alpha = 0^\circ$  de 240 V DC üretiyor. L, süzme bobini olup, yeteri kadar büyüktür. Motor serbest uyartımlı DC motordur. Motor kayıpları ihmal edilmiştir.

Burada : a) Sürücünün tam dalga olduğu düşünülürse, sabit moment altında motoru 1500, 750, 375 ve 100 d/d da çalıştırmak istiyoruz. Herbir n değeri için  $n = f(U_{di\alpha})$  ve  $n = f(\alpha)$  eğrileri çizilecektir.

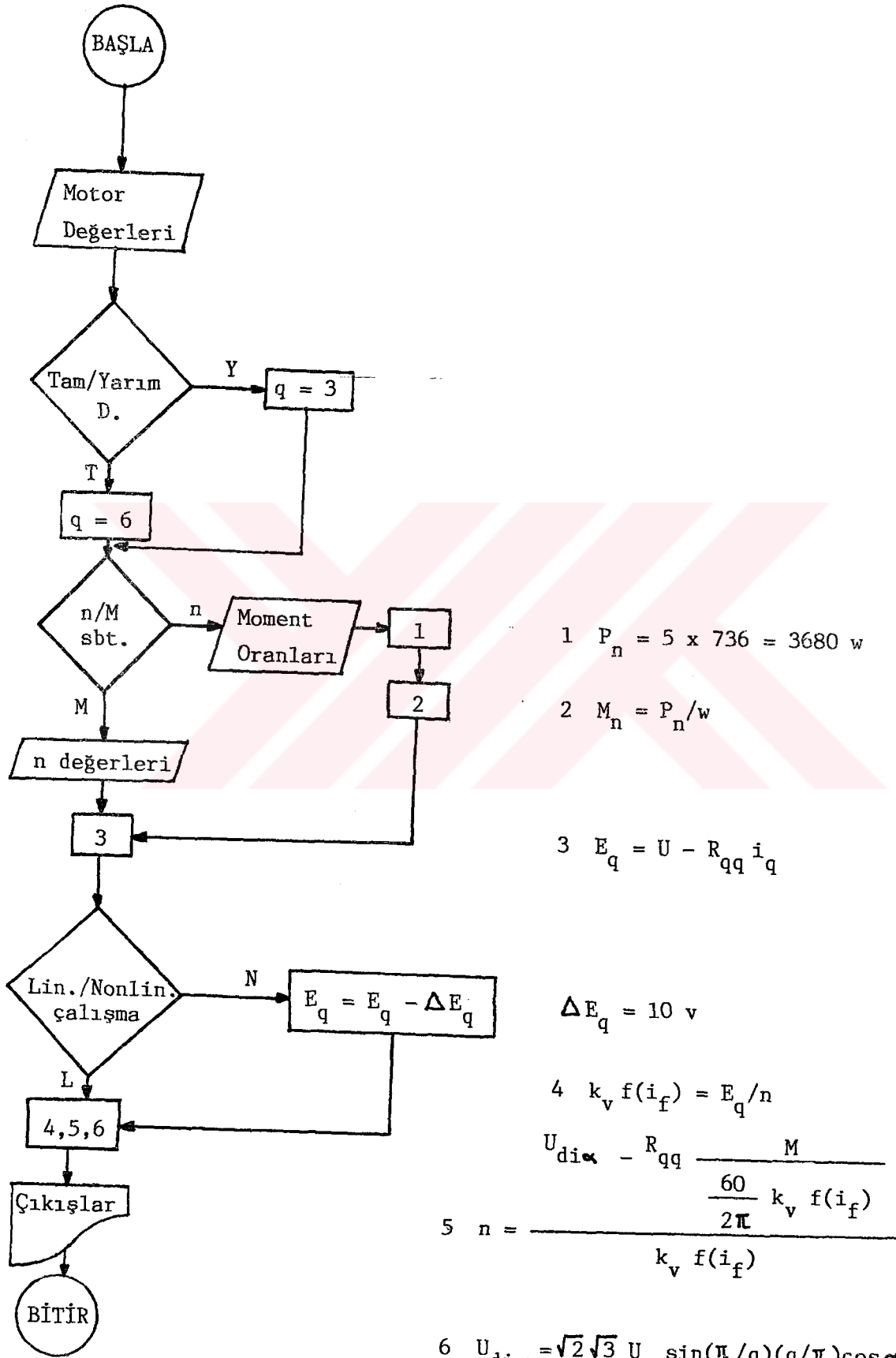
b) Aynı sürücünün kullanılması ve  $n = 1500$  d/d sabit hızında, boşta, yarı yükte ve tam yükte çalışma durumunda,  $\alpha$  ve  $U_{di\alpha}$  değerlerinin momente bağlı değişimleri çizilecektir.

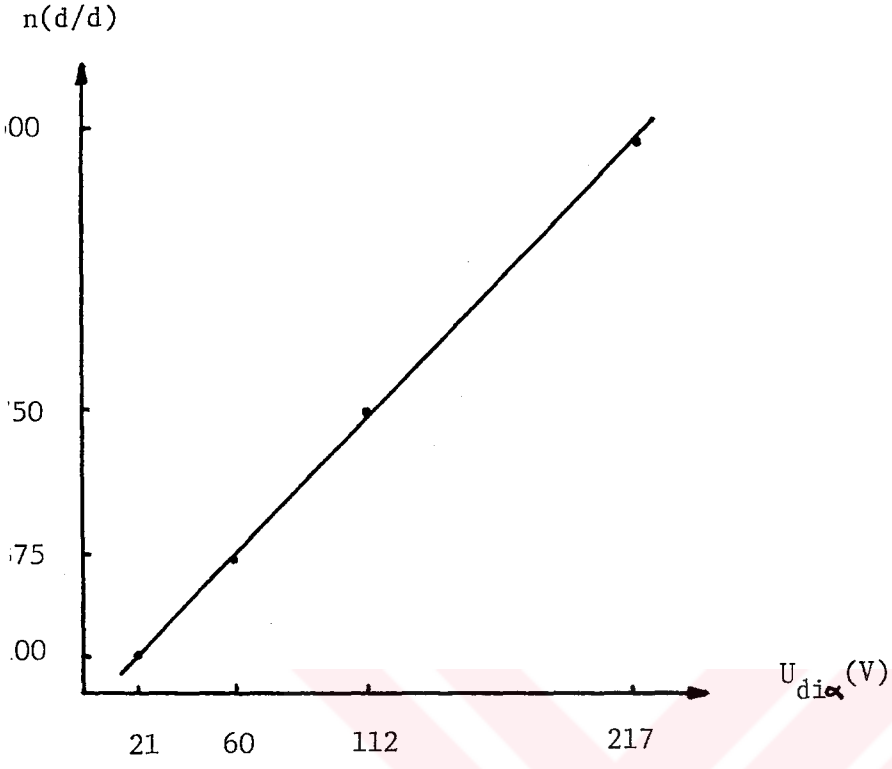
c) Yukarıdaki iki şık , sürücünün yarım dalga tipinde olması hali için tekrarlanacaktır.

d) Motorun "linear" olduğu kabuluyla a,b ve c şıklarında elde edilen değerler, bu kez "non-linear model" gözönüne alınarak yeniden elde edilecektir.

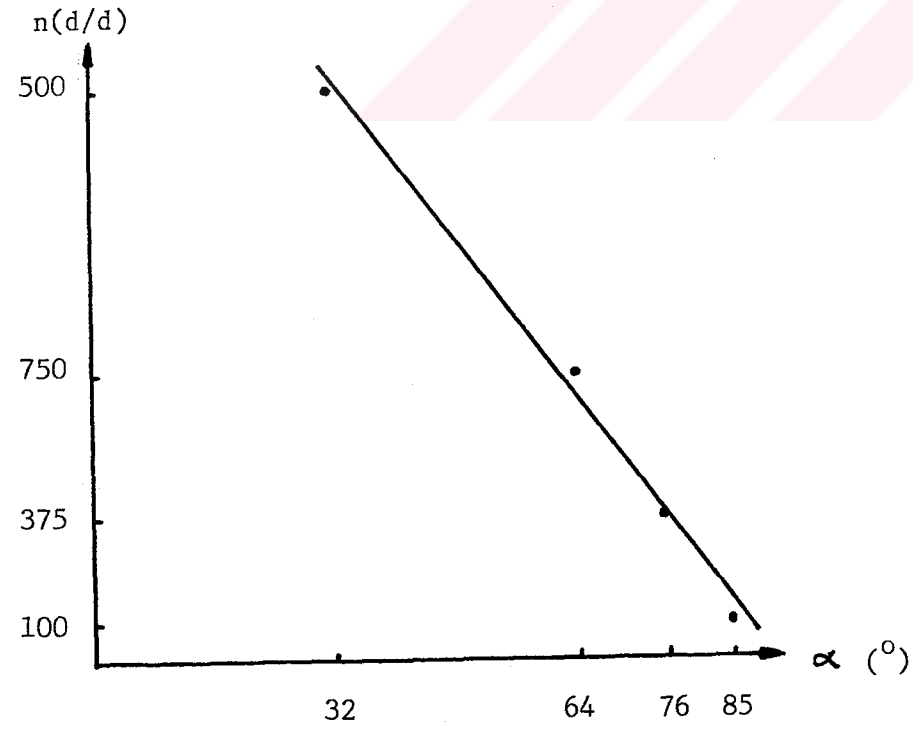
EK'te verilen bilgisayar programı doğrultusunda yapılan hesaplamalar Şekil 4.2 - Şekil 4.17 de verilmiştir.

#### 4.1. BİLGİSAYAR AKIŞ DİYAGRAMI

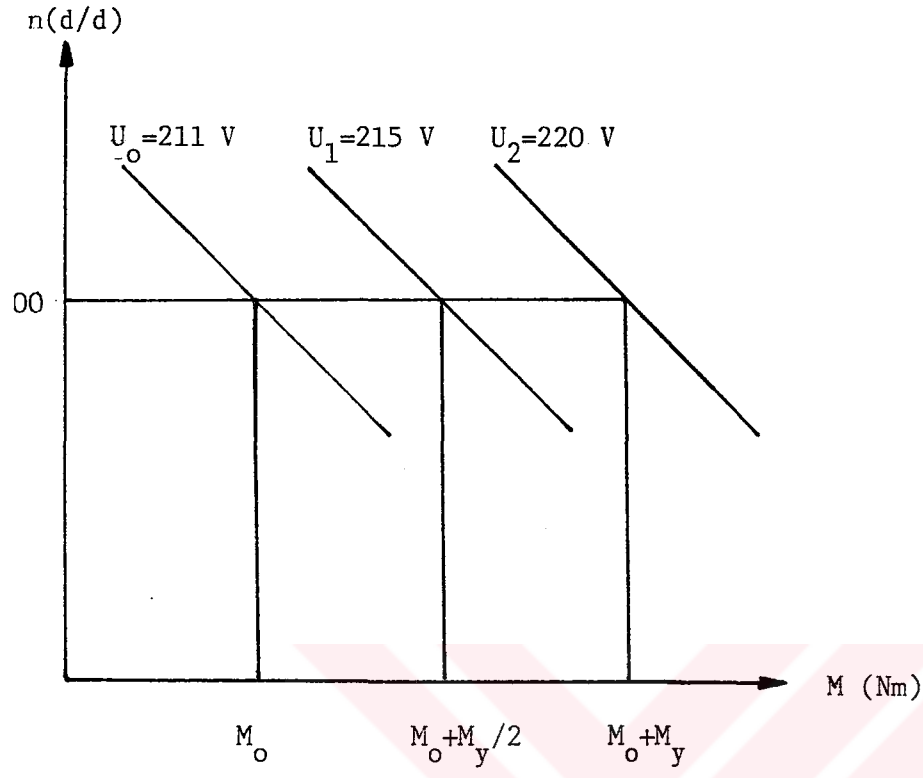




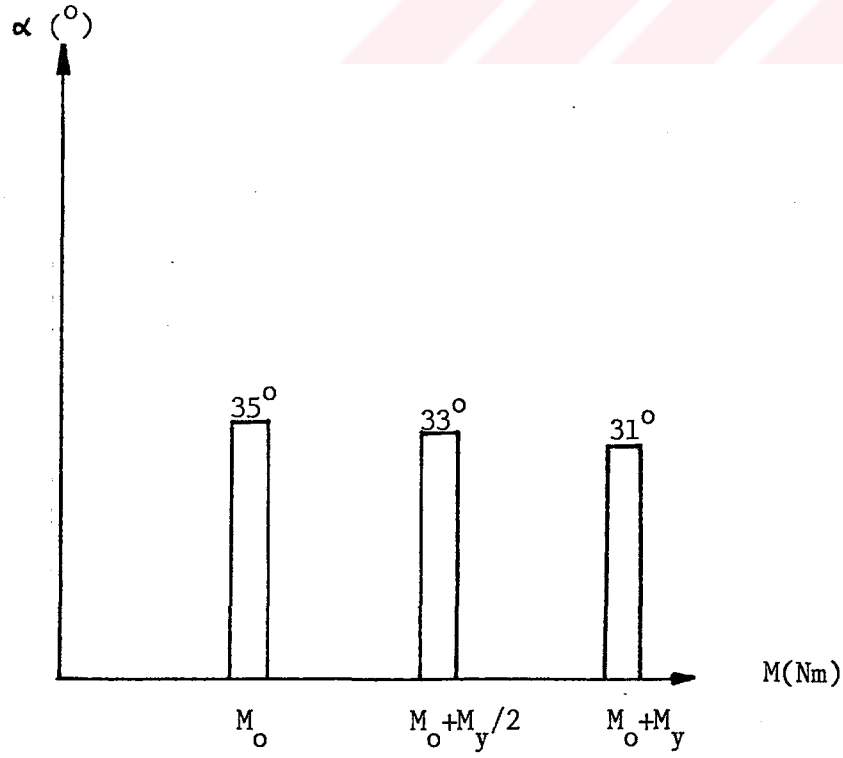
Şekil 4.2  $n = f ( U_{di\alpha} )$  grafiği ( Moment sb. ve tam dalga )



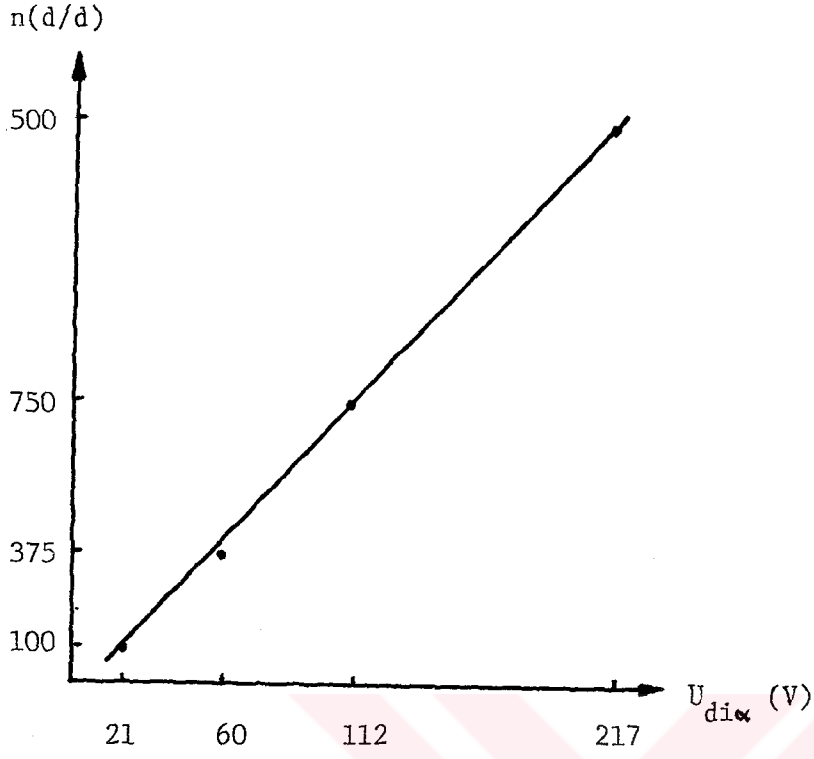
Şekil 4.3  $n = f ( \alpha )$  grafiği ( Moment sb. ve tam dalga )



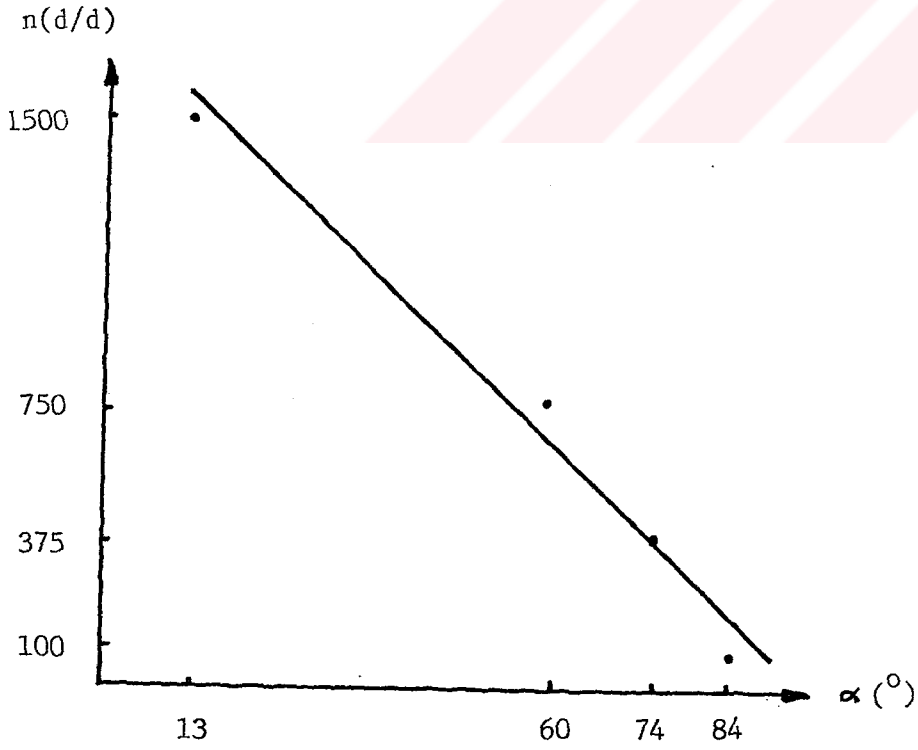
Şekil 4.4  $n = f ( M )$  grafiği ( Hız sb. ve tam dalga )



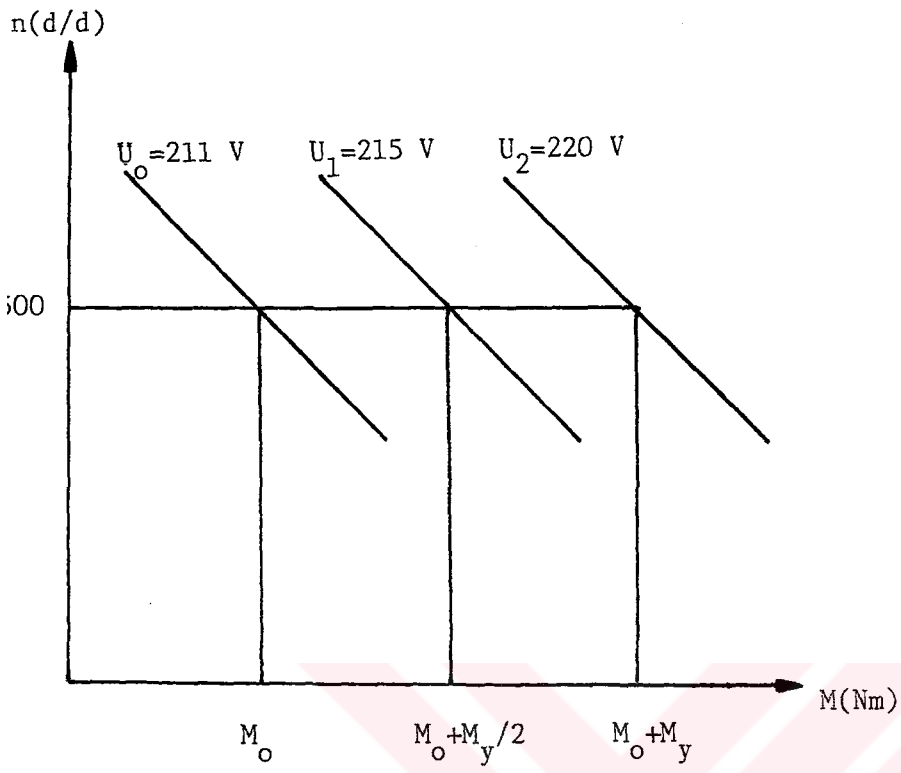
Şekil 4.5  $\alpha = f ( M )$  değerleri ( Hız sb. ve tam dalga )



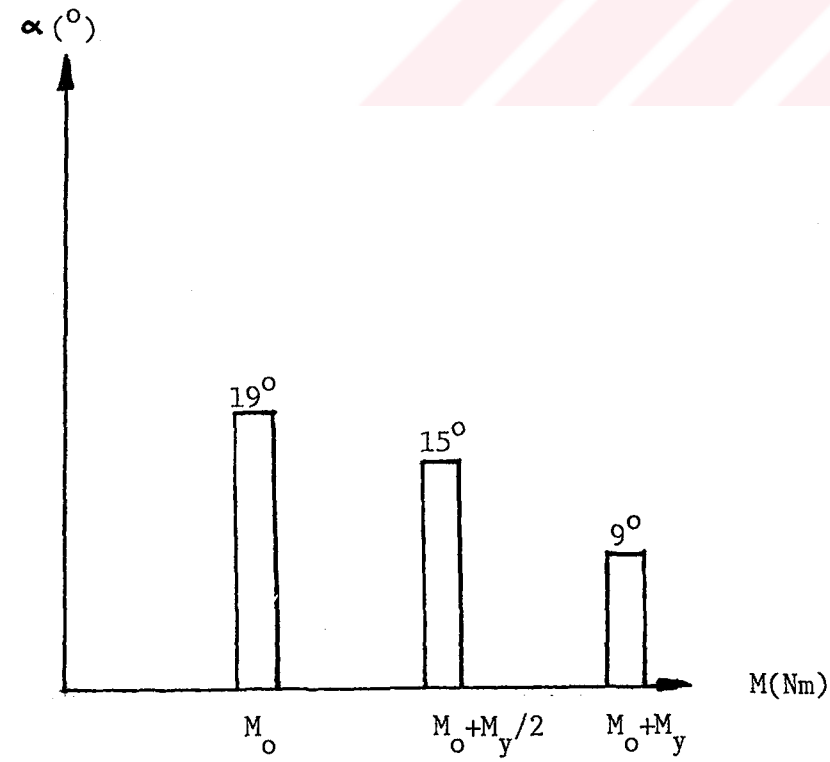
Şekil 4.6  $n = f ( U_{di\alpha} )$  grafiği ( Moment sb. ve yarım dalga )



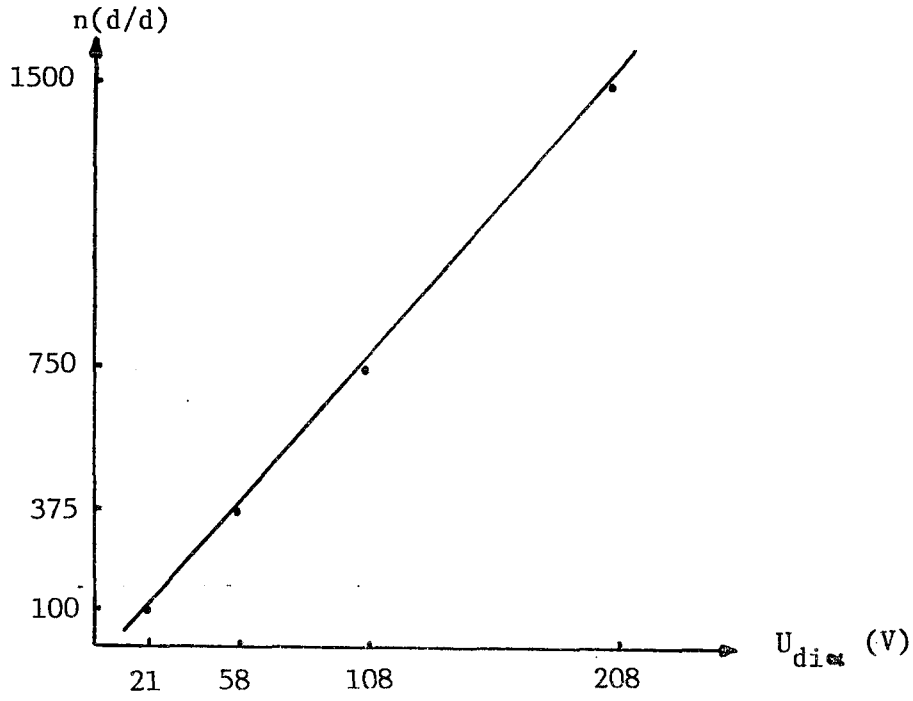
Şekil 4.7  $n = f ( \alpha )$  grafiği ( Moment sb. ve yarım dalga )



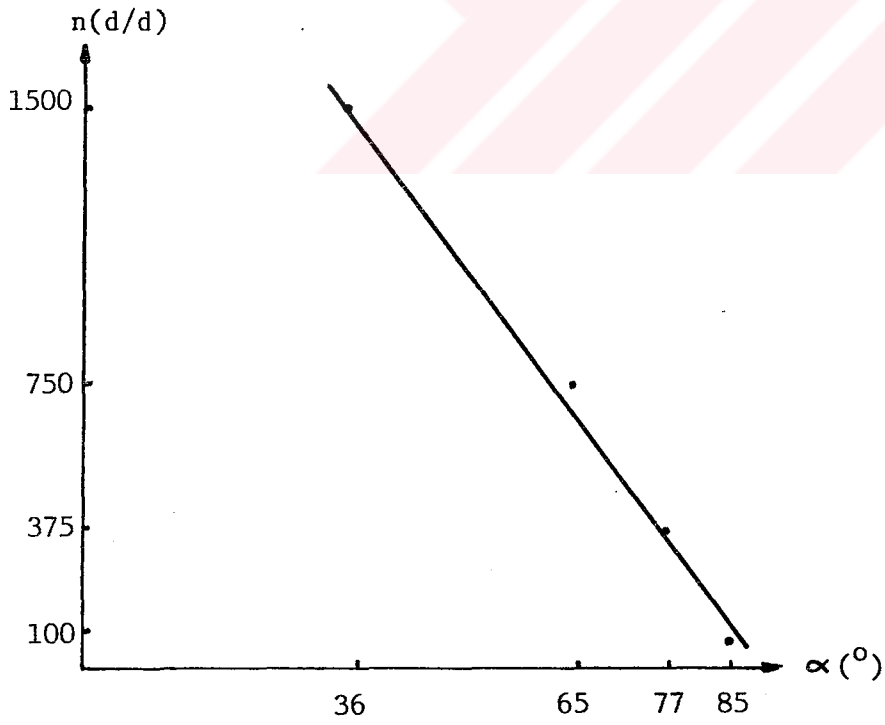
Şekil 4.8  $n = f ( M )$  grafiği ( Hız sb. ve yarım dalga )



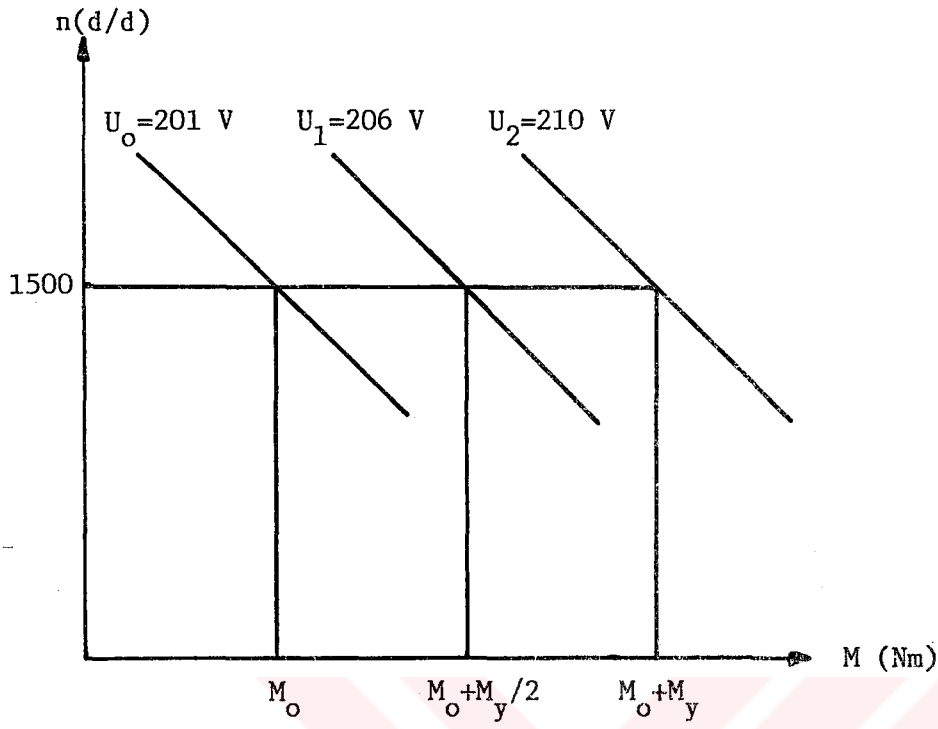
Şekil 4.9  $\alpha = f ( M )$  değerleri ( Hız sb. ve yarım dalga )



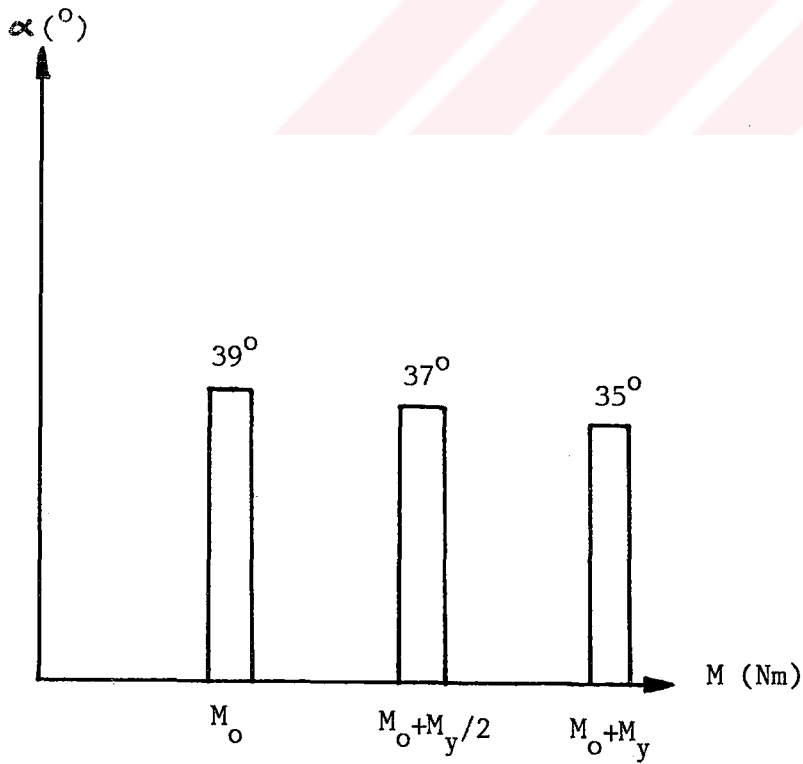
Şekil 4.10  $n = f(U_{dia})$  grafiği (Moment sb. ve tam dalga)



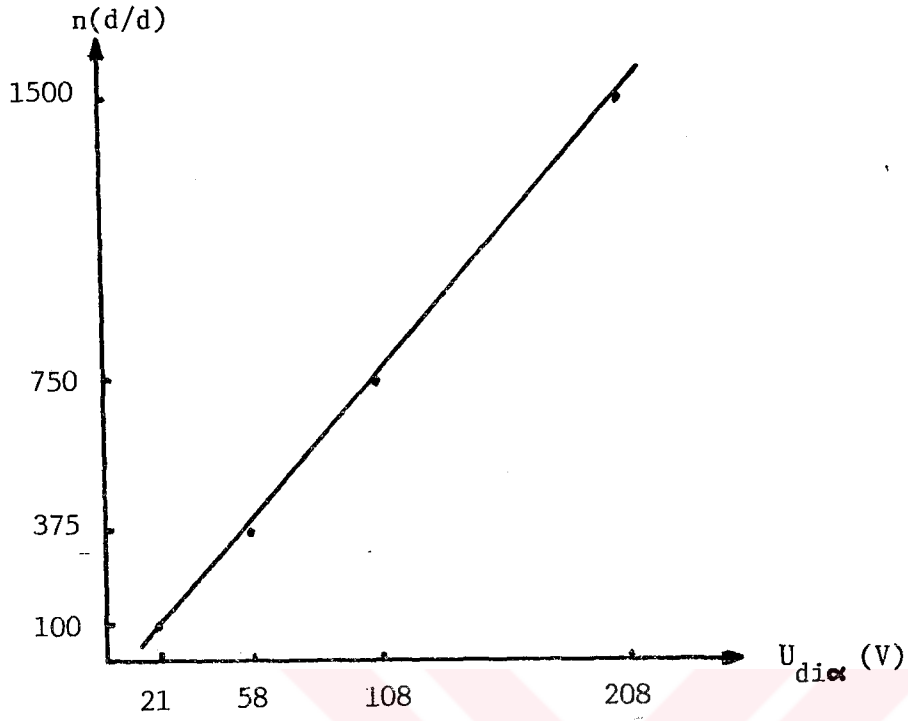
Şekil 4.11  $n = f(\alpha)$  grafiği (Moment sb. ve tam dalga)



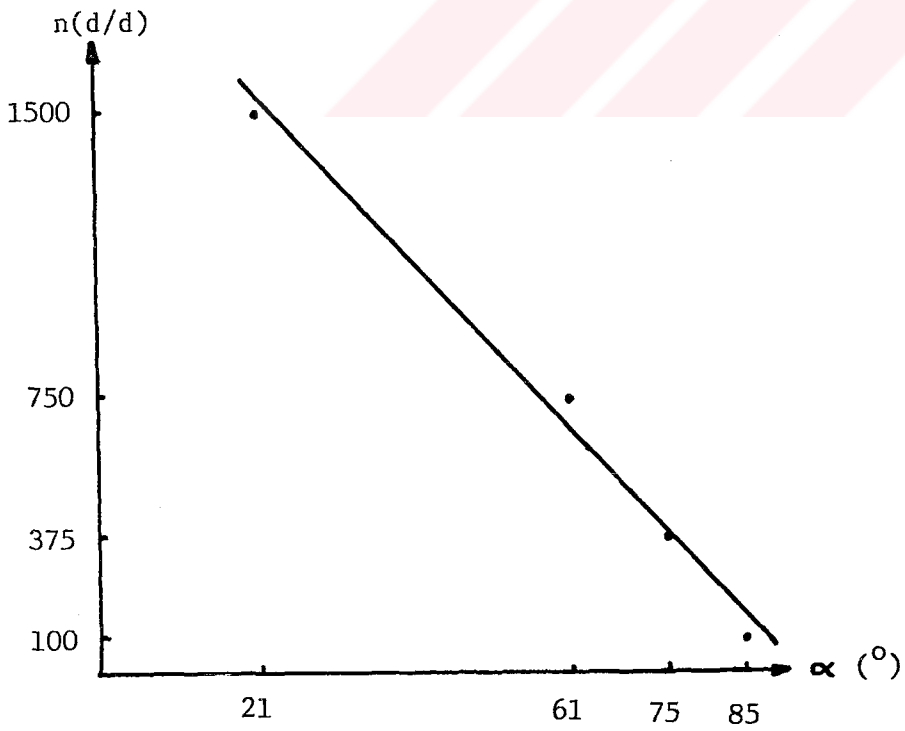
Şekil 4.12  $n = f(M)$  grafiği ( Hız sb. ve tam dalga )



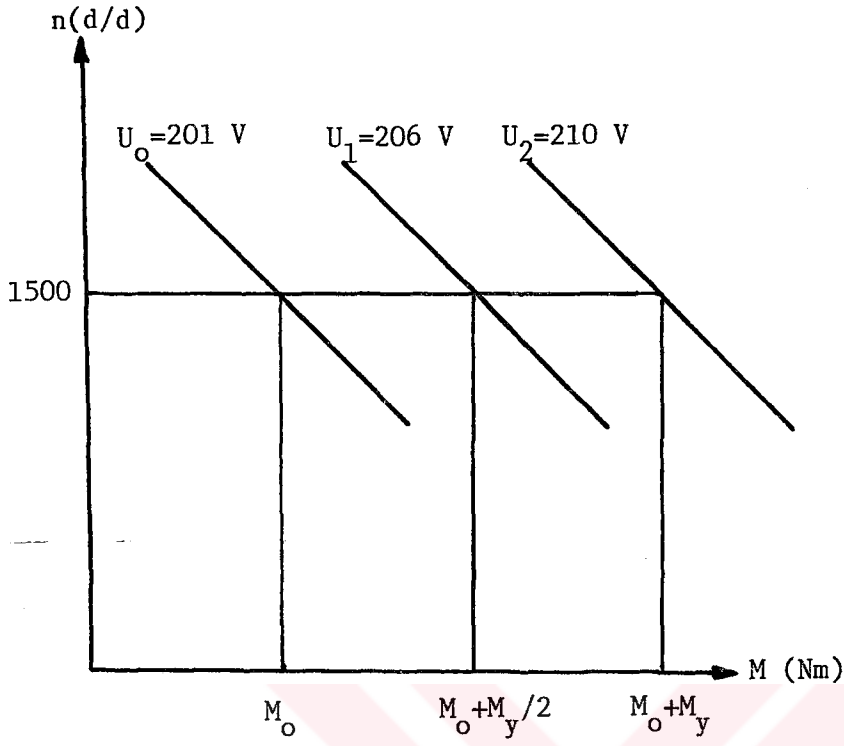
Şekil 4.13  $\alpha = f(M)$  değerleri ( Hız sb. ve tam dalga )



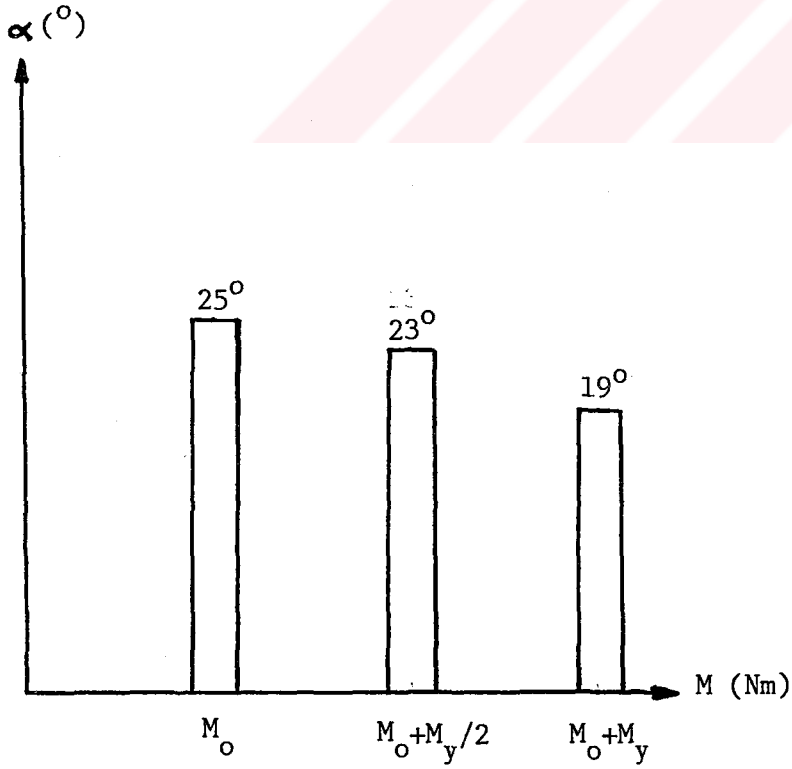
Şekil 4.14  $n = f(U_{dia})$  grafiği (Moment sb. ve yarım dalga)



Şekil 4.15  $n = f(\alpha)$  grafiği (Moment sb. ve yarım dalga)



Şekil 4.16  $n = f(M)$  grafiği (Hız sb. ve yarım dalga)



Şekil 4.17  $\alpha = f(M)$  değerleri (Hız sb. ve yarım dalga)

## 4.2. Sonuçlar

Oluşturulan akış diyagramının sayesinde çizilen eğriler yukarıda görülmektedir. Bu eğrilerden řu sonuçlar çıkarılabilir:

1) Momentin sabit kalıp, devir sayısının verilen oranlarda azaldığı durumlarda, motorun uçlarındaki  $U_{di\alpha}$  gerilim değeri de hızla doğru orantılı olarak azalmaktadır. Buna karşın,  $\alpha$  tetiklenme açısı hızın azalmasına rağmen ters orantılı olarak artmaktadır.

2) Bu kez eğer devir sayısı sabit tutulur ve motor boşta, yarı yükte ve tam yükte belli bir moment altında çalıştırılırsa,  $U_{di\alpha}$  geriliminin momente bağlı olarak doğru orantılı bir şekilde arttığı gözlenmektedir.  $\alpha$  açısı ise, momente bağlı olarak azalmaktadır. Birinci duruma nazaran  $U_{di\alpha}$  değeri, yaklaşık olarak 210-220 V arasında ve  $\alpha$  değeri de 31-35° arasında değişmektedir. Oysa moment sabit tutulduğunda, bu değişimler daha geniş aralıklarda gerçekleşmiştir.

3) Eğer aynı koşulları tam dalga sürücü yerine yarı dalga sürücü sistemi kullanarak incelersek, gerilim değeri lerinin benzer şekilde değiştiği görülür.  $\alpha$  açısı değeri leri de azalmaktadır. Ancak moment sabit iken ve nominal hızda çalışırken, tetiklenme açısı ( 12° ) daha düşüktür. Hızın sabit kaldığı durumda ise, momente bağlı aç ı değeri leri, 9-19° arasında değişir ve bir önceki duruma nazaran daha düşük seviyede kalmaktadır.

4) Yukarıdaki sonuçlar, makinanın lineer modeline ilişkindir. Non-lineer model kullanıldığında ise ( şekil 4.10 - şekil 4.17 ), parametrelerin değişim biçimi farklı olmaktadır. Bu farklılık, yaklaşık olarak doğru biçimindeki değişimlerin "eğimlerinin" farklı olması şeklinde gözükmektedir. Örneğin, devir sayısı için, aynı tetikleme açısında - lineer modele göre - daha büyük değer elde edilmiştir; bu da endüi reaksiyonu etkisinden kaynaklanmaktadır.

## REFERANSLAR

- 1) Pelly, B.R., "Power semiconductor devices - a status review", IEEE Industry Applications Society International Semiconductor Power Converter Conference, pp. 1-19, 1982.
- 2) Gülgün, R., Güç Elektroniğine Giriş, 1987.
- 3) Holt, R.G., Semiconductor Power Electronics, New York, N.Y.: Van Nostrand Reinhold Company, Inc., 1986.
- 4) Schaefer, J., Rectifier Circuits - Theory and Design, New York: John Wiley & Sons, Inc., 1975.
- 5) Lee, R.W., Power Converter Handbook - Theory, Design and Application, Peterborough, Ontario: Canadian General Electric, 1979.
- 6) Sen, P.C., Thyristor DC Drive, New York: Wiley-Interscience, 1981.
- 7) Gouthiere, J., J. Gregoire and H. Hologne, "Thyristor choppers in electric tractions", ACEC Review, No. 2, pp. 46-47, 1971.
- 8) Ohnishi, T. and H. Okitsu, "A novel PWM technique for 3-phase inverter/converter", International Power Electronics Conference, pp. 384-395, 1983.
- 9) Sen, P.C., Thyristor DC Drives, New York, John-Wiley & Sons, Inc., 1982.
- 10) Lander, C.W., Power Electronics, McGraw-Hill Company, 1987.
- 11) Shepperd, W. and L.N. Hullex, Power Electronics and Motor Control, Cambridge University Press, 1987.
- 12) Rashid, M.H., "Design of LC input filter for multiphase DC choppers", Proceedings IEE, Vol. B130, No. 1, pp. 310, 1983.
- 13) Sen, P.C. and M.L. MacDonald, "Thyristorized DC drives with regenerative braking and speed reversal", IEEE Transactions, IECI-25, pp. 347-354, 1978.

14) Bhat, A.K.S. and S.B. Dewan," A generalized approach for the steady state analysis of resonant inverters", IEEE Industry Applications Society Conference Record, pp. 664-671, 1986.

15) Fitzgerald, A.E., C. Kingsley and S.D. Umans, Electric Machinery, McGraw-Hill Company, 1983.



İK DC MOTORUN ÇEŞİTLİ İŞLETME KOŞULLARINDA TETİKLEME AÇISINI HESAPLATAN  
BİLGİSAYAR PROGRAMI

```
10 CLS : pi = 3.1415
20 INPUT "Motor gucu (BG):", P
25 INPUT "Nominal hiz (d/d):", ns
30 INPUT "Primer gerilimi (V):", U
35 INPUT "Endui akimi (A):", I
40 INPUT "Toplam rotor direnci (Ohm):", R
45 INPUT "Bosta calisma momenti (Nm):", MO
50 INPUT "Yuk momenti (Nm):", My
55 INPUT "a oranı:", a
60 Eq = U - R * I: kf = Eq / ns
65 P = P * 736: MYE = P * 30 / (pi * ns)
70 INPUT "Dogrultucu tam mi, yoksa yarim dalga mi(T/Y)": D$
80 IF D$ = "T" THEN q = 6 ELSE q = 3
90 INPUT "Motor lineer mi,nonlineer bolgede mi calisiyor(L/N)": M$
100 IF M$ = "N" THEN Eq = Eq - 10
110 INPUT "Hiz mi, yoksa moment mi sabit(n/M)": c$
120 IF c$ = "n" THEN 130
130 CLS : INPUT "n degerini giriniz(Bitirmek icin -1 giriniz)", n
135 IF n = -1 THEN 250
140 Ud = n * kf + (R * My * pi / (30 * kf))
145 AL = a * pi * Ud / (SQRT(6) * U * q * SIN(pi / q))
147 PRINT "Udi="; Ud, "ALFA="; COS(AL)
150 PRINT "Devam icin bir tusa basiniz"
160 k$ = INKEY$: IF k$ = "" THEN 160
170 GOTO 130
180 CLS
185 INPUT "Moment oranini giriniz(Bitirmek icin -1 giriniz):", M
190 IF M = -1 THEN 250 ELSE MT = MO + M * My
200 My = 30 * P / (pi * ns)
205 Ud = kf * ns + (pi * MT * R / (30 * kf))
210 AL = a * pi * Ud / (SQRT(6) * U * q * SIN(pi / q))
220 PRINT "Udi="; Ud, "ALFA="; COS(AL)
225 PRINT "Devam icin bir tusa basiniz"
230 k$ = INKEY$: IF k$ = "" THEN 230
240 GOTO 180
250 END
```

## ÖZGEÇMİŞ

11.Mayıs.1969 tarihinde İstanbul'da doğdum. İlköğrenimimi çeşitli illerde tamamladım. Ortaokulu İstanbul Muhittin Üstündağ Ortaokulu'nda ve liseyi de Ataköy Lisesi'nde okudum. 1986 yılında girdiğim üniversite sınavları sonucunda, Yıldız Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü'ne girdim. 1990 yılında mezun oldum. Aynı yıl girdiğim Yıldız Üniversitesi Yüksek Lisans sınavlarını kazanarak master eğitimine başladım. Bir sene süreyle İngilizce hazırlık sınıfına devam ettim. Yüksek Lisans derslerinin tümünden başarılı olarak master tezi yapmaya hak kazandım.

