YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Kaldırma Mak. Tahrik Düzenleri

Yüksek Lisans Tezi

M. Güray Eroğlu

1990

1-5
152/239

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK YÜKSEK LİSANS TEZİ

KALDIRMA MAKİNALARINDA TAHRİK DÜZENLERİ

YÖNETEN : DOÇ.DR. ASIM KASAPOĞLU

HAZIRLAYAN : ELEKT. MÜH. METİN GÜRAY EROĞLU

İSTANBUL 1990

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
KÜTÜPHANE DOKÜMANTASYON
DAİRE BAŞKANLIĞI

Kot	: R 152 239
Alındığı Yer	: Fen Bil. Ens.
	:
Tarih	: 17.4.95
Fatura	:
Fiyatı	: 20.000.-
Ayniyat No	: 1-5 [illegible]
Kayıt No	: 51096
UDC	:
Ek	:

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
D.B. No 49908

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK YÜKSEK LİSANS TEZİ

KALDIRMA MAKİNALARINDA TAHRİK DÜZENLERİ

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ 1937 KÜTÜPHANESİ

YÖNETEN : DOÇ.DR. ASIM KASAPOĞLU

HAZIRLAYAN : ELEKT. MÜH. METİN GÜRAY EROĞLU

İSTANBUL 1990

Ö N S Ö Z

Elektrik yaşamın vazgeçilmez unsurlarındandır. Bu yüzden elektrik mühendisliğinin önemi büyüktür. Artık hemen herşey elektrikle çalışmakta ve elektrikle kumanda edilmektedir. Yıllar öncesinden günümüze doğru geldikçe elektrik ve elektrik mühendisliği çok önemli aşamalar kaydetmiştir.

Elektrik, bulunduğu yıllarda D.A'lı şebekelerle taşınmış ve dağıtılmıştı. Fakat kayıplar ve ihtiyaçtan dolayı A.A enerji taşınması ve dağıtılması önerilmiş ve uygulanmıştır. Bu aşamalarla elektrik bir bölüm olarak GÜÇ ELEKTRONİĞİ dalını kazanmıştır. ileride, Güç Elektroniği Mühendisliği bölümleri olabilecektir. Mikro işlem teknolojinin ilerlemesiyle bu dal daha da önem kazanmakta ve gelişmektedir.

Çağımızda problemlerin zorluğu ve karmaşıklığı elektronik ve bilgisayar dünyasının gelişmesine neden olmuştur. Bunlarla birlikte çok zor görünen işlemler, daha az hata ile yapılabilir olmaya başlamıştır. Yüksek lisans tezimin konusu olan kaldırma makinalarında da güç elektroniği yaygın olarak kullanılmakta, tristörler mikro işlemcilerle kontrol edilmekte ve hatta sistemde meydana gelen arızalar ve arıza yerleri çeşitli yollarla (ışıklı veya ekranlı göstergeler) bildirilmektedir. Çeşitli yerlerden endüktif veya kapasitif sviçler yoluyla alınan bilgiler bir mikro işlemcide derlenerek gerekli tristörler tetiklenmekte ve sistem güvenceli ve hatasız olarak çalışabilmektedir.

Bu çalışmamda bana yardımları dokunan sayın hocam Doç.Dr. Asım Kasapoğlu'na, TSE, MŞM ve Siemens firmalarından elektrik mühendislerine ve daktilo edilmesine yardımcı olan mesai arkadaşlarıma sonsuz teşekkürler ederim.

31.05.1990

Metin Güray EROĞLU
Elektrik Mühendisi

İ Ç İ N D E K İ L E R

		Sayfa
	Önsöz	i
	İçindekiler	ii
	Giriş	1
I-	ELEKTRİKLE TAHRİK VE MEKANİK BİLGİLER	3
I-1.	Tahrik Sistemi	3
I-1.1.	Tahrik Olayının İncelenmesi	4
I-2.	Yük Milindeki Değerlerin Motor Miline İndirgenmesi	5
I-2.1.	Momentin İndirgenmesi	5
I-2.2.	Eylemsizlik Momentinin İndirgenmesi	6
I-3.	Kaldırma Makinalarında İşletme Karakteristiği	7
I-4.	Özet	8
II-	D.A MAKİNASININ KALDIRMA MAKİNALARINDA KULLANILMASI	9
II-1.	D.A Makinasında Temel Eşitlikler	9
II-2.	Serbest Uyartımlı D.A Motorlu Tahrik	10
II-2.1.	D.A Motorunun Sürekli Hal Modeli	11
II-2.2.	Vinç Tahrikinin Sürekli Hal Modeli	14
II-3.	Tahrik Sisteminde Hız Kontrolu	16
II-4.	Dörk Bölgeli Tahrik	19
II-5.	Geri Beslemeli Kapalı Çevrim Hız Kontrolu	22
II-6.	Özet	25
III-	GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜ OLARAK KONTROLLU DOĞRULTUCULARIN KULLANILMASI	27
III-1.	Yükün RL Olması Durumunda Yarım Dalga Doğrultucunun İncelenmesi	27
III-2.	D.A Motorunun Tek Fazlı Yarım Dalga Doğrultucu İle Beslenmesi	33
III-3.	Tek Fazlı Tam Dalga Kontrollu Doğrultucu	44
III-3.1.	Harmonik Analizi	48
III-4.	D.A Motorunun Üç Fazlı Tam Dalga Doğrultucu İle Beslenmesi	51
III-4.1.	Harmonik Analizi	60
III-5.	Özet	69

Sayfa

IV- ÇEKİCİLERDE D.A KIYICILARININ KULLANILMASI..... 71
IV-1. D.A Kıyıcı Devre Tipleri..... 72
IV-2. A Tipi Kıyıcının Analizi..... 74
IV-3. B Tipi Kıyıcının Analizi..... 81
IV-4. Özet..... 86

Kaynaklar..... 88

G İ R İ Ş

Teknolojik gelişmeler tüm mühendislik dallarıyla birlikte ve ortak çalışmalar eşliğinde olmaktadır. Mühendislik alanında meydana gelen gelişmelerin en önemlisi Otomatik kontrol alanındadır. Otomatik kontrol makina ve elektrik mühendisliğini beraber ilgilendirmektedir. Sistemler ne kadar karmaşık ve sır dolu olsa da mutlaka çözümleri vardır.

Kaldırma makinaları, dünya ticaretinin gelişimine paralel olarak gelişmekte ve modernleşmektedir. İlk önceleri tahrik motorlarının ana akımları valselerle kontrol edilirken, daha sonraları bunların yerine kontaktörler kullanılmıştır. Valselerle kumanda edilirken akımları kontrol etmek bir hayli zordu ve arkları söndürmek başlı başına bir problemdi. Bu olaylar, kontaktörlerle bir nebze olsun hafifletilmiştir. Kumanda gerilim ve akımları zayıflatılmış ana kontaklardan tahrik motorları beslenir olmuştur. Ayrıca ana kontaklara ark söndürme bobinleri ve doğal mıknatıslar yerleştirilmiştir. Son teknolojik gelişmeler güç elektroniğinin ana elemanı olan tristörleri meydana getirmiştir. Tristörler birer elektronik (kumanda edilebilir) anahtarlardır.

Kaldırma makinaları genel olarak vinçler ve asansörler olarak bilinirler. Asansörler insanlar, vinçler ise her türlü yükler içindir. Bunların emniyetli taşınması önemlidir. Örneğin gökdelenlerde veya yüksek binalarda asansörlerin kullanılması bir mecburiyettir. Dolayısıyla eşyaların üst katlara taşınması ve istiflenmesi modern teknoloji sayesinde çok kolaydır. Yükleme ve boşaltma işlemlerinin çok hassas yapılması bazı kıymetli eşya veya malzeme yönünden çok önemlidir. Gemilerden elektronik eşya ve benzerlerinin boşaltılması (veya yüklenilmesi) sırasında sarsıntının olmaması gerekir. Örneğin gemi içinde çalışma yapacak bir bataryalı forkliftin gemiye darbe görmeden indirilmesi batarya gözlerinin ve elektronik devresinin zarar görmemesi yönünden önemlidir. Gemiye neden dizel motorlu forklift indirilmiyor sorusuna cevabımız gemi ambarlarının kapalı ortamında egzost dumanını solumamak ve bataryalı forkliftlerin daha ucuza (şarj edilerek) çalışabilmeleri olacaktır.

Bu çalışmamız dört bölümden oluşmaktadır. Birinci bölümde ana hatlarıyla ve genel olarak tahrik sistemleri anlatılmaktadır. Burada kaldırma makinalarının mekanik incelenmesi ve tanımlanması yapılmıştır. Ayrıca kaldırma makinalarının işletme karakteristiği kabaca anlatılmıştır.

İkinci bölümde, kumandası ve kontrolu kolay olan D.A motorlarını ve bunların otomatikleştirilmiş devreleri incelenmiştir. Burada enerjinin başka enerjilere döndürülebileceği ve enerjinin kazanılabileceği prensibinden nasıl faydalanıldığı anlatılmıştır. Geri besleme, akım kontrolu, hız kontrolu ve dört bölgeli çalışmalara değinilmiştir.

Üçüncü bölüm tamamiyle güç dönüştürücülerine ayrılmıştır. Bu bölümde tek ve üç fazlı kontrolörler, onların doğrultucu ve inverter olarak nasıl çalıştıkları anlatılmıştır. Dönüştürücülerin, birer devre analizi problemi gibi çözümleri ve harmonik analizleri yapılmıştır. Üç fazlı dönüştürücüler güç ve harmonik yönünden tek fazlılara üstünlükleri tartışılmazdır. Ancak, kullanma sahalarının ayrı olması ve bunların gerekli yerlerde kullanılması herbirinin avantajıdır. Bu bölümde de sistemin dört bölgeli veya iki bölgeli tahrikine rastlanır. Burada dalga şekilleri ile bu incelemeler yapılmıştır.

Dördüncü bölümde D.A kıyıcılarına yer verilmiştir. Burada kıyıcılar ana devre yapısı olarak incelenmiştir. Ancak, birer sembol olarak kıyıcılar ifade edilmiştir. Esas olarak kullanıldıkları yerler çekicilerdir. Fakat kaldırma makinalarında da kullanılmaktadır. Örneğin şebeke ceryanının olmadığı yerlerde akümülatörlerden faydalanılır, böylece burada D.A kıyıcıları kullanılır, bunların kullanıldığı yerler bataryalı forkliftler ve lokomotiflerdir. Genellikle kıyıcılar, D.A seri motoru veya serbest uyartımlı D.A motorunu tahrik ederler. Kıyıcıların veya dönüştürücülerin üstünlüğünü tartışmak yersizdir. Çünkü her ikiside ihtiyaç olan yerlerde veya birinin yaptığı işi diğerinin yapamadığı yerlerde kullanılmaktadırlar.

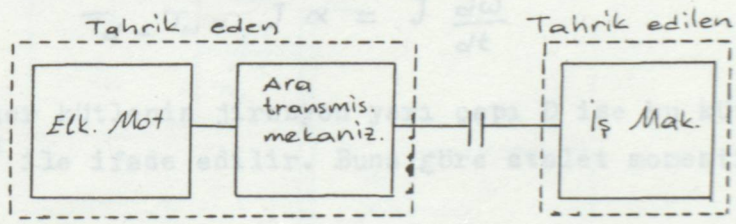
Dönüştürücüler yapılarından ve tetiklenme açılarından dolayı şebekeden geri güç faktöründe akım çekerler. Ayrıca harmoniklere sebep olurlar. Kıyıcılar ise çalışma frekansı yönünden haberleşme ve telekominikasyon hatlarında parazitlere neden olurlar. Ancak uygun filtre düzenleriyle bunların önüne geçilebilir, kıyıcılarda da uygun çalışma frekansıyla parazit problemi giderilebilir.

I- ELEKTRİKLE TAHRİK VE MEKANİK BİLGİLER

I-1. TAHRİK SİSTEMİ

Makinalar genelde,kuvvet makinaları (tahrik eden) ve iş makinaları (tahrik edilen) olarak iki kısma ayrılırlar. Kuvvet ve iş makinalarının bir mille aküple olmaları halinde oluşan sisteme tahrik sistemi diyoruz. Elektrik tahrik, en çok kullanılan tahrik sistemidir.Elektrikle tahrik sisteminde kuvvet makinası elektrik motorudur, Elektrikle tahrik, tek motorlu veya çok motorlu olarak yapılabilir. Şek.1.1'de bir tahrik sistemi gösterilmiştir.

Modern teknolojide elektrikle tahrik kullanılmaktadır. Bunun nedenleri, elektrik enerjisinin en verimli şekilde harcanması, kolay kumanda edilebilmesi ve ayrıca denetlenebilir olmasıdır. Özellikle güç elektroniği, tüm devre tekniği ve mikro işlemciler sayesinde elektrikle tahrik daha çok önem kazanmıştır.



Şekil 1.1 Basit bir tahrik sistemi

Bir tahrik sisteminde kuvvet ve iş makinaları uyum içinde olmalıdır. Bu yüzden kuvvet makinası, iş makinasının taşıdığı karekteristiğe cevap verebilecek nitelikte olmalıdır. Böylece kuvvet makinası güç, moment ve devir sayısı yönünden iş makinasıyla uyum içinde olmak zorundadır. Bunların dışında kuvvet makinasının (elektrik motoru) yardımcı koruma düzenleri ile korunması gerekmektedir.

I-1.1. Tahrik Olayının İncelenmesi.

Tahrik olayı dinamiğin temel yasası (Newton yasası) ile incelenir. Dinamiğin temel yasası, doğrusal ve döner hareketler için ayrı ayrı irdelenebilir.

Doğrusal hareket için Newton yasası şöyle tanımlanır; Bir cisme uygulanan F bileşke kuvvet şiddeti, cismin m kütlesi ve kuvvetle aynı doğrultudaki a ivmesinin çarpımına eşittir. Döner hareket için ise T bileşke döndürme momenti, cismin açısal ivmesi ile eylemsizlik momenti J'nin çarpımına eşittir.

Yukardaki ifadeler ideal durum için geçerlidir. Ancak pratikte doğrusal hareket için bir elektrik motoru F kuvveti ile tahrik ettiğinde iş makinası buna karşılık W gibi bir mukavemetle karşılık verirse, Newton yasası (1.1) eşitliğiyle tanımlanır. Döner harekette elektrik motoru Td gibi bir momentle iş makinasını tahrik ederse iş makinası Tw gibi bir momentle karşılık verecektir, bu durum (1.2) nolu eşitliğiyle ifade edilir.

$$F - W = m\,a = m\,\frac{dv}{dt} \qquad (1.1)$$

$$T_d - T_w = J\,\alpha = J\,\frac{d\omega}{dt} \qquad (1.2)$$

Bir döner kütlenin jirasyon yarı çapı D ise bu kütlenin savurma momenti GD^2 ile ifade edilir. Buna göre atalet momenti aşağıdaki gibi olur.

$$J = \frac{G\,D^2}{4g} \qquad (1.3)$$

Açısal hız $\omega = 2\pi n/60$ ile ifade edilirse, Newton yasası;

$$T_d - T_w = \frac{G\,D^2}{4g} \cdot \frac{2\pi}{60} \cdot \frac{dn}{dt} \qquad (1.4)$$

şeklinde olacaktır.

I-2. Yük milindeki değerlerin motor miline indirgenmesi

I.2.1. Momentin İndirgenmesi

Genellikle bir tahrik sisteminde hem dönme hemde doğrusal hareket olabilir, ayrıca sistem karmaşık yapıda olabilir. Problemlerin daha rahat çözülmesi için karmaşıklığın giderilmesi gerekir. Bunun için tüm büyüklükler bir cinsten ve motor mili üzerindeymiş gibi indirgeme yapılır. Böylece sistem basit ve çözüm kolay olacaktır.

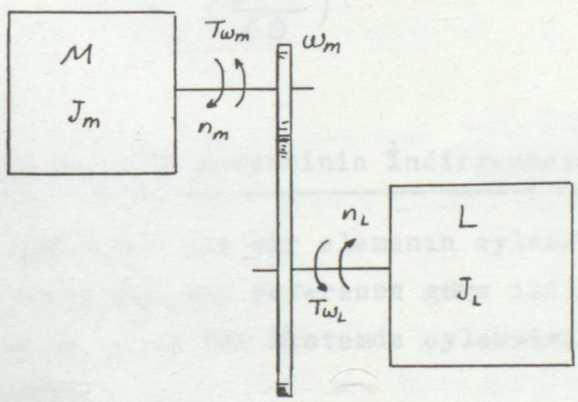
Bir motor milindeki moment, o mile dik doğrultuda ve belli bir mesafedeki kuvvetle ifade edilir. Bu matematiksel olarak şöyle ifade edilir.

$$T = F.d \qquad (1.5)$$

Motor gücü doğrusal harekette kuvvet ve hızın, döner harekette döndürme momenti ve açısal hızın çarpımına eşittir.

$$P = F.v = T.\omega \qquad (1.6)$$

Basit bir tahrik düzeninde çeşitli büyüklükler, elektrik motoru dişli kutusu ve iş makinası şek.1.2'de gösterildiği gibi olacaktır.



Şekil 1.2-Elektrik motoru,dişli kutusu ve iş makinasından oluşmuş basit bir tahrik sistemi.

Burada çeşitli büyüklükler bulunmaktadır, bunların hepsinin göreceli olarak bir araya toplanmaları gerekmektedir. Pratikte bu büyüklüklerin motor miline indirgenmesi istenir. Bunun için bir çevirme oranı bulunur;

$$u = \frac{n_m}{n_L} = \frac{\omega_m}{\omega_L} \qquad (1.7)$$

Sistemde bir kayıp olacağı, yani sistemin bir veriminin bulunacağı göz önünde bulundurulmalıdır. Enerjinin korunumu prensibinden gidilirse ve aşağıdaki eşitlikten faydalanarak,

$$P_L = T_L \cdot \omega_L = T_L' \cdot \omega_L'$$

$$\frac{2\pi n_L}{60} \cdot T_L = \frac{2\pi n_L'}{60} \cdot T_L'$$

$$T_L' = \frac{n_L}{n_L'} \cdot T_L \qquad (1.8)$$

bulunur. Bu son eşitlikte çevirme oranı ve kayıplar göz önüne alınırsa

$$T_L' = \frac{1}{\eta} \cdot \frac{T_L}{\ddot{u}} \qquad (1.9)$$

Dönme ve doğrusal hareketin birlikte kullanıldığı kaldırma makinalarında kuvvet ve momentin birbirine çevrilmesi gerekir. Bunun için yine enerjinin korunumu prensibi kullanılırsa,

$$\omega_L' \cdot T_L' \cdot \eta = v_L \cdot F_L$$

$$T_L' = \frac{1}{\eta} \cdot \frac{v_L \cdot F_L}{\left(\frac{2\pi n}{60}\right)} \qquad (1.10)$$

bulunur.

I-2.2. Eylemsizlik Momentinin İndirgenmesi

Tahrik sisteminde her bir elemanın eylemsizlik momenti farklıdır. Eylemsizlik momentininde bir referansa göre indirgenmesi gerekir. Buna göre açısal hızı ω_L olan bir sistemde eylemsizlik momenti J_L' aşağıdaki formül ile bulunur.

$$W = \frac{1}{2} J_L' \omega^2 = \frac{1}{2} J_L \cdot \omega_L^2 \qquad (1.11)$$

$$J_L' = J_L \left(\frac{\omega_L}{\omega}\right)^2 = \frac{J_L}{\ddot{u}^2} \qquad (1.12)$$

Son bağıntıdan eylemsizlik momentleri çevirme oranının karesine bölünerek indirgenir diyebiliriz.

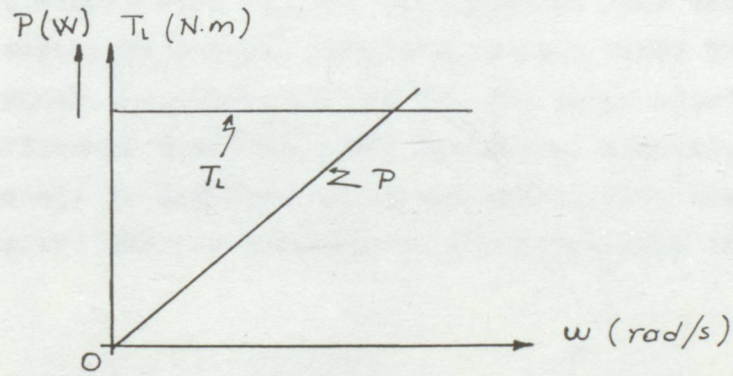
Sistem çok karmaşık yapıda, bir veya daha çok sayıda dişliden oluşabilir, Bu durumda toplam eylemsizlik momenti,

$$\Sigma J = J_1 \left(\frac{\omega_1}{\omega}\right)^2 + J_2 \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)^2 + \cdots \qquad (1.13)$$

olacaktır.

I-3. Kaldırma Makinalarında İşletme Karakteristiği

Kaldırma makinalarında yükü dengelemek ve daha küçük güçlü motor seçmek için karşı ağırlık kullanılır. Bu yapılırken sürtünme ve kütle arttırılmış olur. Kaldırma makinalarının pek çok türü olmakla beraber en yaygın olanları vinçlerdir. Kren moment karakteristiğine sahip vinçlerde yük momenti, devir sayısı veya açısal hıza bağlı değildir, dolayısıyla yük momenti sabittir. Ancak güç açısal hız veya devir sayısına bağlıdır.



Şekil 3-Kaldırma makinalarında açısal hıza bağlı olarak yük momenti ve gücün değişimi.

Kaldırma makinalarında yük gücü açısal hıza ters orantılı olduğundan hız sınırları belli olmalıdır. Buna göre seçilecek motor gücü 1.6 nolu eşitlikten faydalanarak,

$$P_L = T_L \cdot \omega_L = \frac{v_L F_L}{\eta_L} \qquad (1.14)$$

olarak bulunur. Burada motor gücü sadece kaldırma motoru için hesaplanmıştır. Güç ifadesinde kuvvet yerine gerekli büyüklükler konursa,

$$P_L = \frac{1}{\eta_L} \cdot m_L \cdot g \cdot v_L \qquad (1.15)$$

bulunur. Güç ifadesinden moment ifadesine geçilirse,

$$T_L = \frac{m_L \cdot g \cdot v_L}{\eta_L \cdot \omega_L} \qquad (1.16)$$

olacaktır.

Yükün kaldırılması veya indirilmesi hali için iki ayrı verimden söz etmek gerekir. Ancak ikisi arasında fark çok küçük olduğundan pratikte tam yük verimi geçerlidir.

I-4. Özet

Kaldırma makinalarında tahrik sistemi bir karşı ağırlığı da içermektedir. Bu durum ek yükleri ve sürtünmeyi de beraberinde getirmektedir. Ancak bu durum bir zorunluluktur.

Karşı ağırlık kimi kaldırma makinalarında araca yüklenilmektedir ve sabit olarak kalmaktadır. Bazılarında ise bek (bom) ile birlikte hareket etmektedir. Sonuçta her ikisi de yükü dengelemektedir.

Örneğin; Haydarpaşa Limanında hizmet veren 250 ton kaldırma kapasiteli yüzer vinç Barbaros III 500 ton karşı ağırlığa sahiptir.

Görüleceği üzere kaldırma makinaları klasikleşmiştir. Ancak modern teknoloji bu makinaların hareketlerini daha hassas yapmalarını sağlamaktadır. Böylece zamandan ve enerjiden daha iyi tasarruf yapılabilir.

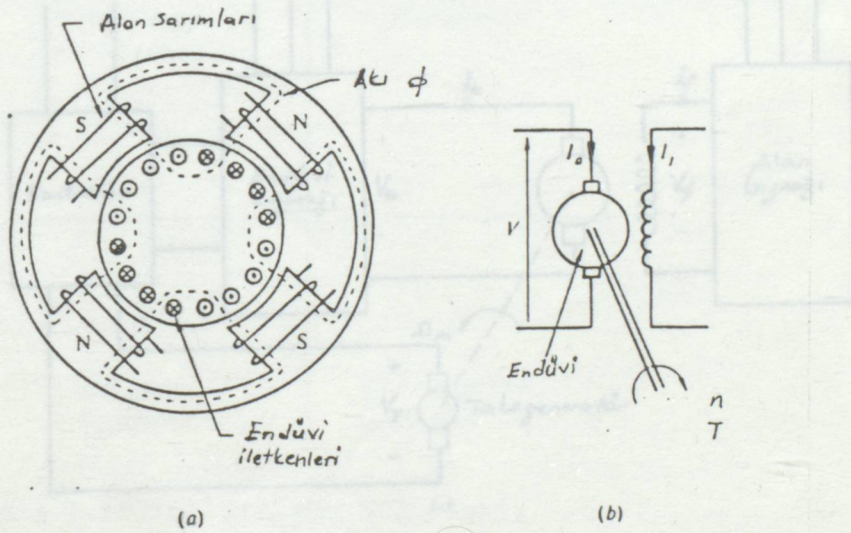
YILDIZ ÜNİVERSİTESİ 1937 KÜTÜPHANESİ

II-D.A MAKİNASININ KALDIRMA MAKİNALARINDA KULLANILMASI

II-1. D.A Makinasında Temel Eşitlikler

Bir D.A makinası alan ve endüvi sarımlarından oluşur. D.A sargılarından oluşan alan tahrik edilirse, şekil 1.a'da görüldüğü gibi oluşan magnetik akı Ø endüviye doğru yönelir. Kollektör ve fırçaların görevi, endüvi iletkenlerinden akım geçirmeyi temin etmektir. Kollektör bir mekanik frekans değiştirici gibi hareket eder. (Fırça uçlarındaki doğru akımı endüvi iletkenlerinde alternatif akıma çevirir.)

Şekil 2.1.b'de bir D.A makinasının devre şeması görülmektedir. Dönüş halinde endüvinin magnetik alan içinde dönmesi sebebiyle endüvide bir iç gerilim (Zıt emk) E ürer. Endüvi giriş gerilimi V, endüvi sargı direnci nedeniyle E'den farklıdır. Yük momenti endüvi akımını arttıracaktır, dolayısıyla akım magnetik akı ve momentin bir foksiyonu olacaktır.



Şekil 1.1-DA makinası (a) yapısı (b) devre şeması

Giriş gerilimi	$V = E + R_a I_a$	(2.1)
Zıt emk	$E = k_1 \phi \Omega$	(2.2)
Moment	$T = k_2 \phi I_a$	(2.3)
Akı	$\phi = k_3 I_f$	(2.4)
Toplam mekanik güç	$P = T.\Omega = E.I_a$	(2.5)

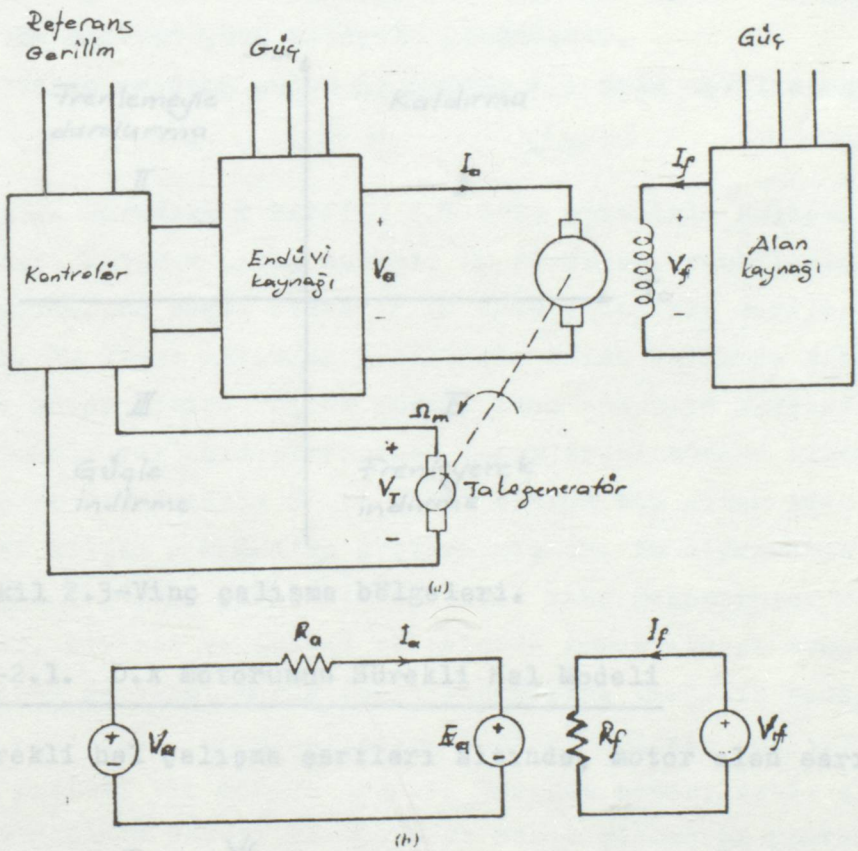
Burada Ia endüvi akımı, I_f alan akımı, R_a endüvi direnci,

Ω hız (rad/s) ve k_1, k_2, k_3 sabitlerdir.

Magnetik devrenin doyuma gitmediği haller için 2.4 nolu eşitlik doğrudur. Akım değiştiğinde endüvi ve alan devresinin endüktanslarının değişeceği hesaplanmalıdır.

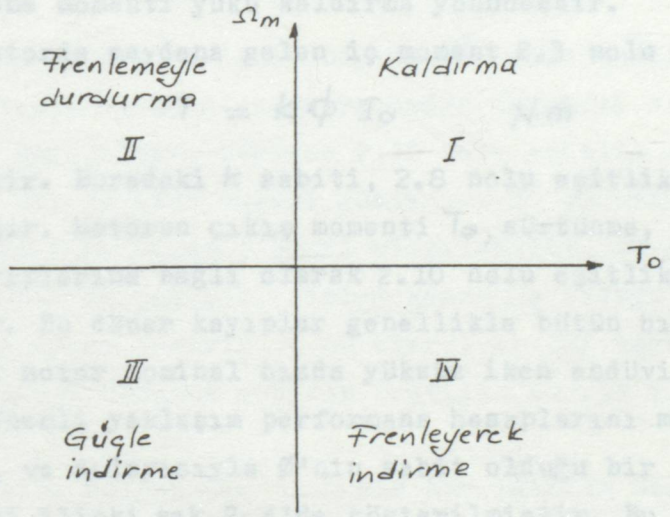
II-2. Serbest Uyartımlı D.A Motorlu Tahrik

Serbest uyartımlı D.A motoru için bir temel hız kontrol sistemi şek.2.2'de gösterilmiştir. Burada şek.2.2.a sistemin ana elemanlarını, şekil 2.b ise sürekli çalışma hali için gerekli motor ve kaynakların eşdeğer devresini gösterir. Şek.2.2.a'da alan akımı hem elle hemde hız geri besleme sinyali ile kumandalı olduğunu kabül edelim. Böyle bir sistem çoğunlukla büyük gentri krenlerde kullanılır ve genel tahrik düzenlerindeki gibi kullanıma uygundur.



Şekil 2.2-(a) Serbest uyartımlı D.A motorunun hız kontrolu
(b) Motor ve kaynakların eşdeğer devresi.

Akım yönü şek.2.2'deki gibi olduğunda motor çalışma söz konusudur, Generatör çalışmada ise moment ters yönde olacaktır, yani akım pozitif uçtan dış devreye doğru olacaktır. Bir D.A motorunda moment, üretilen endüvi akımı ve akı ile doğru orantılıdır. Dört bölgeli bir vinç sisteminde bir motora ait hız-moment diyagramı şek.2.3'de gösterilmiştir. Birinci bölgede moment ve hız pozitiftir, dolayısıyla vinç yük kaldırma pozizyonundadır. İkinci bölgede yükü kaldıran mekanizmanın dönen parçalarının ve yükün frenleme etkisiyle motor momenti ters çevrilir, Bu bölgede çalışma doğal olarak meydana gelir. Üçüncü bölgede hız ve momentin her ikiside negatiftir. Bu bölgede indirme çalışmasının başlangıcında, dönen kısımların yükü ivmelendirmesiyle motora yardımcı olurlar. Dördüncü bölgede motor momenti yükü kaldırmaya yönelir, ancak hareket aşağıya doğru olur. Bu durumda motor aşağıya doğru ivmelenen yüke karşı direnir. Birinci ve üçüncü bölgelerde anlık veya sürekli olarak mekanik sistemden enerji verilebilir.



Şekil 2.3-Vinç çalışma bölgeleri.

II-2.1. D.A Motorunun Sürekli Hal Modeli

Sürekli hal çalışma şartları altında, motor alan sarımlarındaki akım;

$$I_f = \frac{V_f}{R_f} \quad A \qquad (2.6)$$

olacaktır. Burada V_f alan uçlarından uygulanan gerilimdir, R_f ise alan sargısının omik direncidir. Motor magnetik devresinin kutup başına Φ akısı, alan akımının bir fonksiyonudur.

$$\phi = f(I_f) \quad Wb \tag{2.7}$$

Burada magnetik devrenin doymasından dolayı lineer olmayan bir ilişki vardır. Aşağıdaki analizlerde V_f sabit tutulmak suretiyle I_f ve ϕ'nin de sabit olacağı kabül edilecektir.

Rotor üzerindeki endüvi sarımlarında endüklenen gerilim, 2.2 nolu eşitlikten,

$$E_a = k \phi \Omega_m \quad V \tag{2.8}$$

olacaktır. Burada k, endüvi sarım.. tipi ve motorun geometrik yapısına bağlı sabittir. Böylece sabit alan akımında E_a gerilimi, Ω_m açısal hızıyla doğru orantılıdır. Eğer endüvi sarımlarının direnci R_a sabit kabül edilirse, Şek.2.2'den

$$V_a = E_a + R_a I_a \quad V \tag{2.9}$$

olur. Burada pozitif I_a akımının yönü eşdeğer devredeki gibidir. Pozitif işletme momenti yükü kaldırma yönündedir.

Motorda meydana gelen iç moment 2.3 nolu eşitlikten,

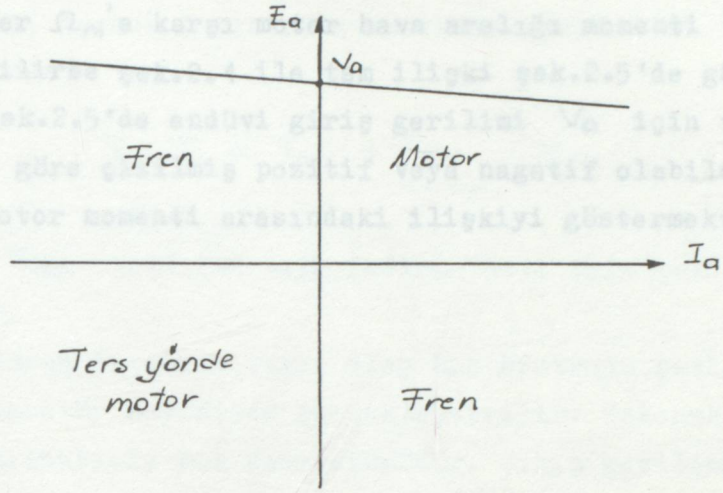
$$T = k \phi I_a \quad N.m \tag{2.10}$$

şeklindedir. Buradaki k sabiti, 2.8 nolu eşitlikle kullanılan sabit ile aynıdır. Motorun çıkış momenti T_a, sürtünme, vantilasyon ve rotor demir kayıplarına bağlı olarak 2.10 nolu eşitlikle verilen momentten farklıdır. Bu döner kayıplar genellikle bütün hızlarda sabit kabül edilir ve motor nominal hızda yüksüz iken endüviye verilen güce eşittir. Bu önemli yaklaşım performans hesaplarını mümkün kılar.

V_a ve dolayısıyla ϕ'nin sabit olduğu bir motor için E_a ve I_a arasındaki ilişki şek.2.4'de gösterilmiştir. Bu diyagramın tartışılmasında şek.2.3'deki gibi motora akuple vinç mekanizması referans alınabilir. Birinci ve ikinci bölgelerde düşey ekseni kesen çizgi endüvi giriş gerilimi V_a'nın pozitif değerine karşılık gelir. Bu çizgi 2.9 nolu eşitlikle tanımlanmıştır. Birinci bölgede pozitif I_a, yükü kaldıran pozitif bir moment üretir. Gereken moment sabit olacağından 2.10 nolu eşitlik endüvi akımının'da sabit olacağını gösterir. Eğer V_a azaltılırsa, I_a'nin sabit kalması için E_a'nın azaltılması gerekir, 2.9 nolu eşitlikten;

$$I_a = \frac{V_a - E_a}{R_a} \quad V \tag{2.11}$$

bulunur. 2.9 nolu eşitlikten görüleceği üzere hızdaki düşmeler I_a'da ani artışlara neden olmaktadır. Şek.2.4'ün birinci bölgesi, şek.2.3' deki birinci bölgeye karşılık gelir.



Şekil 2.4-Bir D.A motoru için endüvi devresi değişkenlerinin karşılaştırılması (Ø sabit)

Şekil 2.4'deki ikinci bölgede E_a hala pozitiftir, böylece 2.8 nolu eşitlikten vincin yukarıya doğru hareketi söz konusudur. Burada I_a akımı negatiftir, böylece 2.10 nolu eşitlik vinç mekanizmasını frenleyen bir negatif moment gösterir. Bu durumda V_a'nın azaltılmasıyla (ki aniden I_a negatif olur) ulaşılabilir. Bu şartlar altında motor generatör olarak çalışır, sistem kazanmış olduğu kinetik enerjiyi elektirik enerjisine çevirir ve bu enerji endüvi kaynağına geri verilir. Böylece ikinci bölgede yeniden üretilen enerji ile fren çalışma vardır. denir.

Üçüncü bölgede E_a ve I_a'nın her ikiside negatiftir.2.9 nolu eşitlikten V_a'nın negatif olduğu görülür ve $|V_a| > |E_a|$ dır. Bu bölge şek.2.4'de ters yönde motor çalışmaya veya şek.2.3'de görüldüğü gibi güçle indirmeye karşılık gelir.

Dördüncü bölgede E_a negatif iken (Ω_m'in de negatif olacağı görülmektedir) I_a pozitiftir. Böylece motor,yükü kaldıracak yönde bir moment üretecektir. Yük tarafından ters yönde tahrik edilen motor yeniden üretilen enerji ile fren çalışmaya geçer. Burada motor momentinin işi mekanik sistemin kinetik enerjisini çevirtmek ve endüvi kaynağına geri vermektir.

Şekil 2.3-2.4'deki dört bölge arasındaki ilişki yaklaşık olarak benzerdir. Sabit Ø akısında E_a , Ω_m ile doğru orantılı olmasına rağmen motor çıkış momenti T_o endüvi akımı I_a ile doğru orantılı değildir. Eğer Ω_m'e karşı motor hava aralığı momenti T'ye ait bir diyagram çizilirse şek.2.4 ile tam ilişki şek.2.5'de görüldüğü gibi olacaktır. Şek.2.5'de endüvi giriş gerilimi V_a için verilen çeşitli değerlere göre çizilmiş pozitif veya nagatif olabilen yatay doğrular hız ve motor momenti arasındaki ilişkiyi göstermektedir.

Şekil 2.5-Endüvi giriş geriliminin değişimi ile hız kontrolu.

Şek- 2.5'in birinci ve dördüncü bölgelerinde belirtilmiş olan T_L karakteristiği motor milinde yük varken hız ve efektif yük momenti arasındaki ilişkiyi göstermektedir. Bu momentin iki bileşenden meydana geldiği kabül edilebilir. Bu bileşenlerden biri T_{DW} ile verilen ve kayıpsız mekanizmalı motor miline bağlı sadece yükün havada asılı kalmasıyla üretilen momenttir. Diğer bileşen ise motor ve mekanizmadaki kayıplardan dolayı olan ve T_{low} ile verilen momenttir. Bu bileşen yükün hareketine ters yönde tepki gösterecektir. Böylece moment ekseni üzerindeki T_L eğrisinde bir sıçrama meydana gelir. Şekil (2.5)'de birinci ve üçüncü bölgelerde T_{LH} ile belirtilen karakteristik, hafif yük (light-hook) çalışması için karmaşık efektif yük momenti ve hız arasındaki ilişkiyi gösterir.

II-2.2. Vinç Tahrikinin Sürekli Hal Modeli

Eğer motor ve sistemdeki bütün kayıpları viskos sürtünme nite-

liğinde kabul edersek,

$$T_{loss} = F.\Omega_m \quad N.m \tag{2.12}$$

olarak buluruz, burada F sistemin sürtünme faktörüdür. Sürekli hal çalışma şartında;

$$T = T_L = T_{DW} + T_{loss} \quad N.m \tag{2.13}$$

dir. Burada T_{loss} kaldırma veya indirme hali için pozitif veya negatif olacaktır.

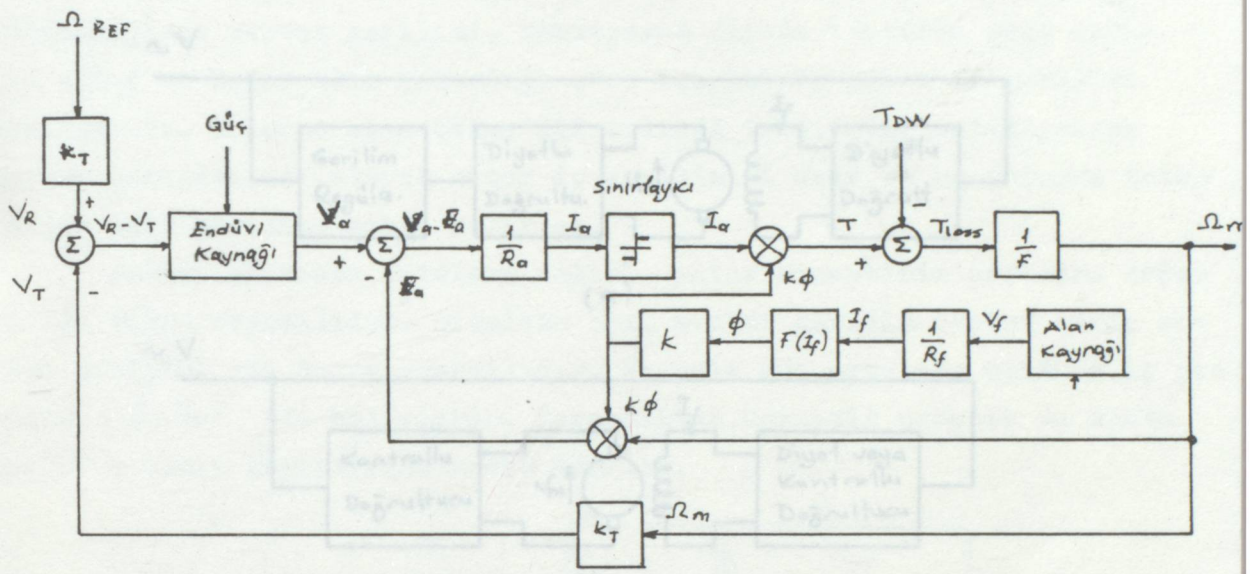
Oparatörün isteğine bağlı olan hız kontrolu şekil 2.2.a'da görülen takogeneratör sayesinde gerçekleştirilir. Takogeneratör genellikle doğal mıknatıslı D.A generatörüdür. Çıkış gerilimi aşağıdaki gibidir.

$$V_T = k_T \Omega_m \quad V \tag{2.14}$$

Burada k_T takogeneratör sabittir. Bir vinç tahrikine ait ve (2.6) dan (2.14) e kadar olan eşitlikleri içeren blok diyagram şekil 2.6'da gösterilmiştir.

İndirme hareketinde yüklü veya yüksüz halde aşağıya doğru tahrik olayında pozitif veya negatif motor momenti şekil 2.5'de gösterilmiştir. Eğer her kutba ait Ø akısı tens çevrilirse (2.10) eşitliği negatif moment üretildiğini ifade eder. Bu durum V_a' nın polaritesinin ters çevrilmesi ile meydana gelir. Eğer momentin hızla ters çevrilmesi istenirse, motor alan devresinin büyük zaman sabitine sahip olması nedeniyle önce I_f ve dolayısıyla Ø nin ters çevrilmesi için yeterli süre gerekecektir. Pratikte alan akımının değişimi ile hız kontrolu Ø nin büyüklüğünün değiştirilmesi ile sınırlıdır.

Eğer I_a ters çevrilirse (2.10) eşitliği negatif moment üretimini gösterir. Şekil 2.4'e göre vinç çalışma durumunda üstü kapalı olarak endüvi akımında ters çevrilebileceği belirtilmişti. Bu nedenle motor endüvi kaynağı negatif giriş gerilimli ve negatif akımlı olmalıdır ki bu durumda dört bölgeli kaynak gerekecektir.

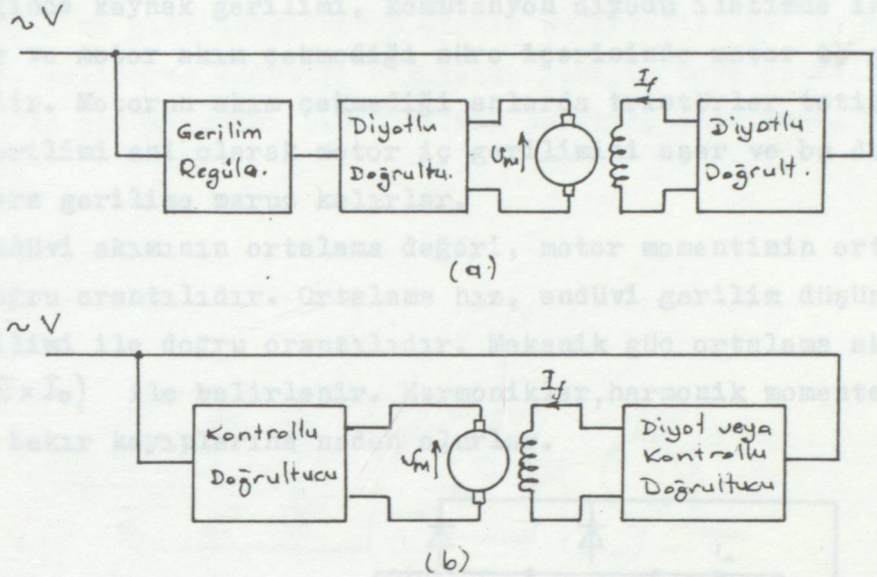


Şekil 2.6-Bir vinç tahrikine ait sürekli hal modeli.

II-3. Tahrik Sisteminde Hız Kontrolu

Diyot doğrutmaçlı gerilim regülatörünün blok şeması şek.2.7.a da gösterilmektedir. Bu regülatör değişken değerli transformatör veya indiksiyon regülatörü olabilir. Gerilim regülatörü ayarlanabilir olduğundan endüvi gerilimi ve buna bağlı olarak hızı kontrol eder. Alan genellikle diyot doğrultucusu yoluyla sabit gerilimde tutulacağından akının daima optimal seviyede olması sağlanır.

Yaygın olarak, şek 2.7.b'deki blok şema kullanılır, burada endüvi kontrol edilebilir doğrultucu ile beslenir. Şek 2.7.a'daki sistemde diyotların cevap verme süreleri uzundur. Ancak avantajları kaynaktan çekilen akımın güç faktörüne etkilerinin olmamasıdır. Buna karşılık kontrollu doğrultucunun cevap verme süresi daha kısadır ve kaynaktan geri güç faktöründe akım çeker. Bu durum harmoniklerin artmasına neden olur. Harmonik akımın ürettiği moment değişimi, motor atalet momentinde de değişime neden olur.



Şekil 2.7-Kontrollu hız tahriki (a) Regülatörlü diyot doğrultucusu ile gerilim ayarı (b) kontrollu doğrultucu ile gerilim ayarı.

Bir tahrik sisteminde endüvi akımı sürekli veya kesintili olabilir. Endüvi akımı sürekli ise dalga şekli endüktif yük gibidir, genellikle büyük güçlü motorların endüvi akımı süreklidir. Endüvi akımı kesintili olan küçük güçlü motorlar tek fazlı kaynaktan beslenebilirler. Şek.2.8'de küçük güçlü bir motorun yarı kontrollu tek fazlı köprü devresiyle beslenmeşi görülmektedir. Hızın her peryot boyunca değişmeden sabit kalmasını sağlayan atalet momentinin yeterince büyük olduğunu kabül edelim.

Alan akımı nominal değerinde iken motor ilk önce bir zıt emk E gerilimi endükler. Dalga şekillerinin şek.2.6.b'deki gibi olduğunu kabül edelim. Tiristör tetiklendiğinde motor gerilimi, kaynak gerilimi v_m ile aynı olacaktır. Şek.2.6.c'deki eşdeğer devre yardımıyla motor gerilimi;

$$v_m = L \frac{di_m}{dt} + R i_m + E \qquad (2.15)$$

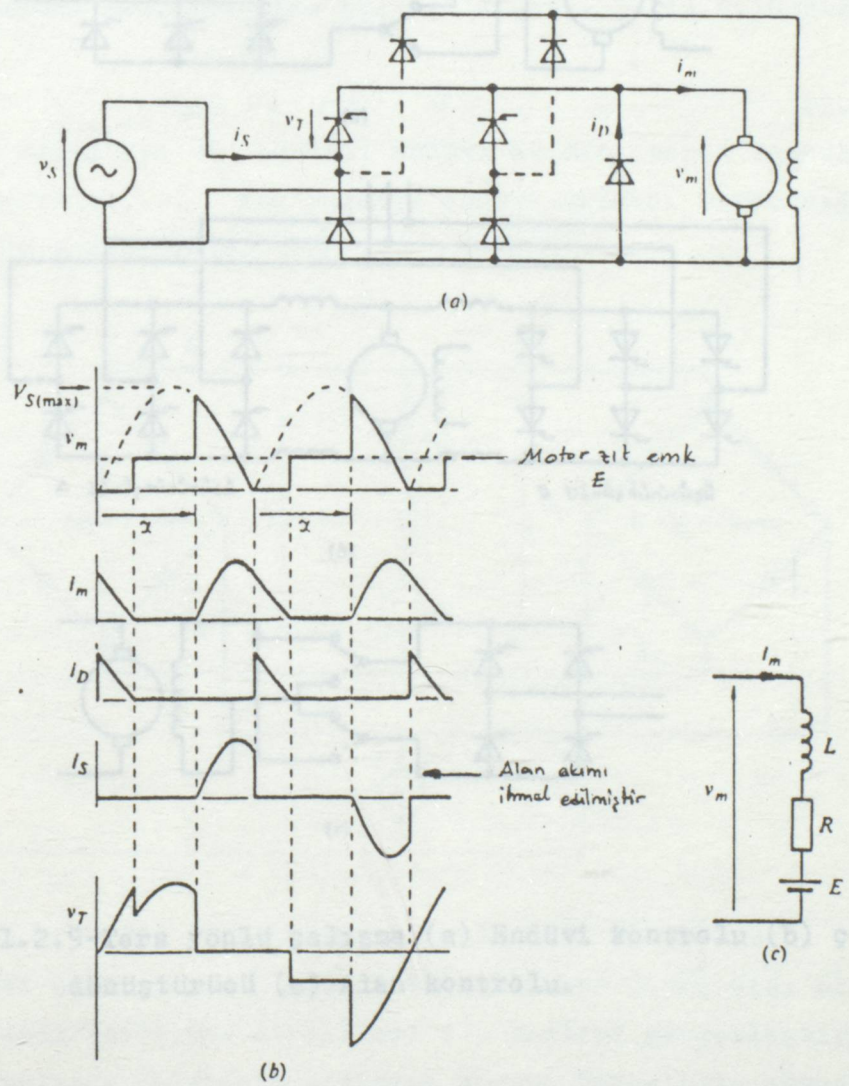
olur.

Ani akım, kaynak gerilimi yaklaşık zıt emk E seviyesine düşene kadar artacaktır, daha sonra azalacaktır.

Kaynak gerilimi sıfır olunca komutasyon diyodu endüvi akımını üzerine alacaktır ve bu akım sıfır oluncaya kadar diyot üzerinden akacaktır.

Endüvi geriliminin dalga şekli üç kısımda incelenir; Tristör tetiklendiğinde kaynak gerilimi, komutasyon diyodu iletimde iken gerilim sıfır ve motor akım çekmediği süre içerisinde motor iç gerilimi şeklindedir. Motorun akım çekmediği anlarda tristörler tetiklenirse kaynak gerilimi ani olarak motor iç gerilimini aşar ve bu durumda tristörler ters gerilime maruz kalırlar.

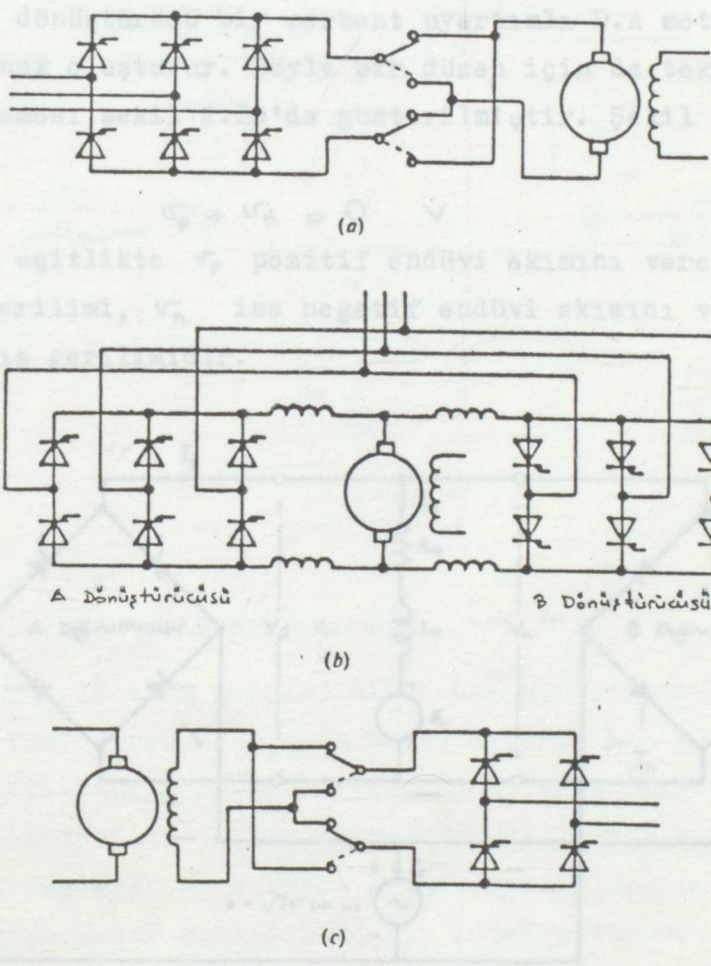
Endüvi akımının ortalama değeri, motor momentinin ortalama değeri ile doğru orantılıdır. Ortalama hız, endüvi gerilim düşümü hariç endüvi gerilimi ile doğru orantılıdır. Mekanik güç ortalama akım ve iç gerilim $(E \times I_a)$ ile belirlenir. Harmonikler, harmonik momente ve ilave demir ve bakır kayıplarına neden olurlar.



Şekil 2.8 Kesintili akımla çalışma (a) Yarı kontrollu tek fazlı devre (b) Dalga şekilleri (c) Endüvi eşdeğer devresi

II-4. Dört Bölgeli Tahrik -

Devir yönünün değiştirilmesi veya fren çalışma için üç ana çalışma yöntemi vardır. Bu yöntemler; Endüvinin kontrolu, alan devresinin kontrolu ve çift dönüştürücü olarak belirlenir.Eğer uyarma akımı aynı yönde kalıyorsa endüviye uygulanan gerilim ters çevrilir bunun tersi olarak endüvi akımı sabit kalmak şartıyla alan akımı ters çevrilebilir.



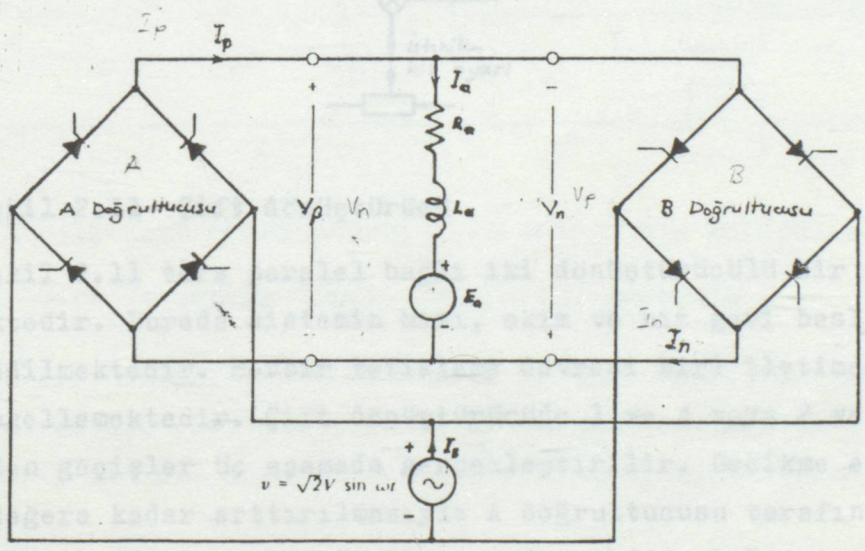
Şekil.2.9-Ters yönlü çalışma (a) Endüvi kontrolu (b) çift dönüştürücü (c) Alan kontrolu.

Şekil 2.9.a'daki çalışmada ters yönde tahrik istenirse, endüvi akımı sıfıra doğru azaltılarak şalter konum değiştirilir. Dolayısıyla motordan alınan dönüş yönü ve moment ters çevrilmiş olur. Şekil 2.9.b'deki çift dönüştürücüde A dönüştürücüsü bir yönde B dönüştürücüsü diğer yönde çalışmayı gerçekleştirir. Şekil 2.9.c'de ise alan akımı kontaktör vasıtasıyla ters çevrilmiş olur. Kontaktörün çalışma süresi ile ilgili olarak 0,8 s ile 0,2 s'de ters yönde çalışma gerçekleştirilir. Daha emniyetli çalışma ve daha kısa sürede cevap vermek için dönüştürücü tercih edilir.

Bir kontrollu doğrultucu, iki bölgeli kaynak teşkil eder. Bu bölgeler şekil 2.3'deki 1 ve 4 veya 2 ve 3 nolu bölgelere karşılık gelir. Çift dönüştürücü bir serbest uyartımlı D.A motoru için dört bölgeli kaynak oluşturur. Böyle bir düzen için de tek faza indirgenmiş devre şeması şekil 2.10'da gösterilmiştir. Şekil 2.10'daki devrede,

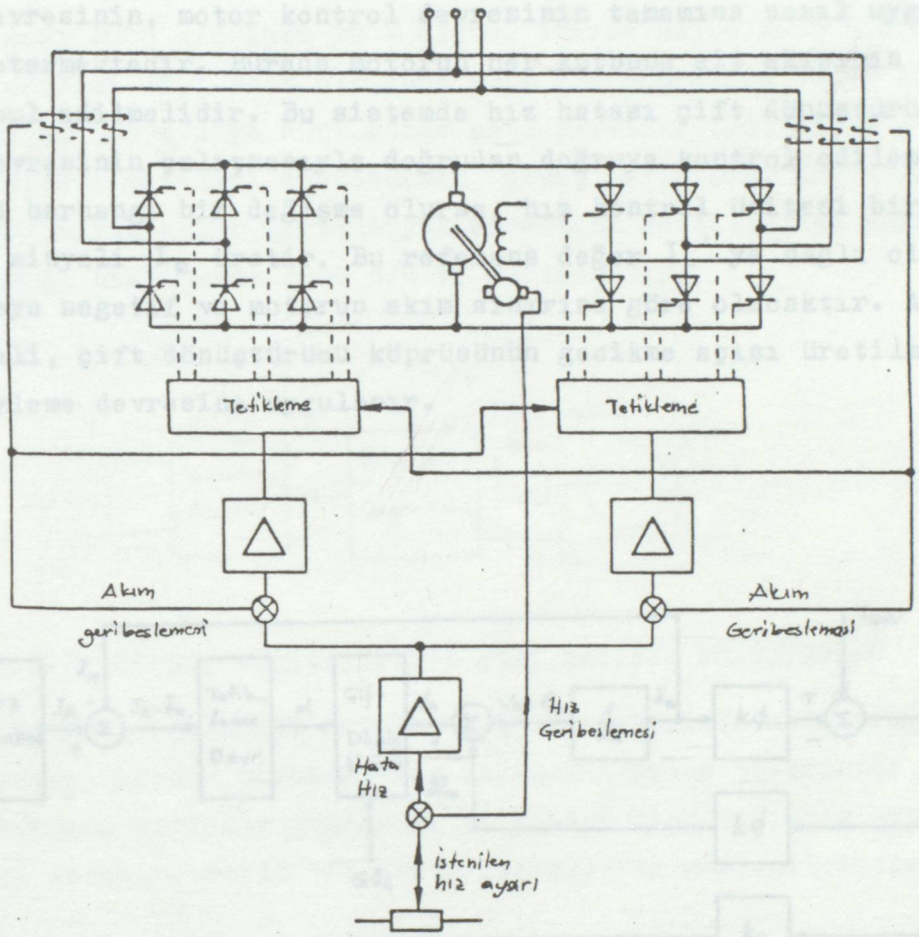
$$\sigma_p + \sigma_n = 0 \quad V \qquad (2.16)$$

tur. Bu son eşitlikte σ_p pozitif endüvi akımını veren doğrultucunun ani çıkış gerilimi, σ_n ise negatif endüvi akımını veren doğrultucunun ani çıkış gerilimidir.



Şekil 2.10-Bir fazlı, dört bölgeli çift dönüştürücü.

Endüvi akımı negatif iken A doğrultucusu devre dışı olacaktır. Şekil 2.10'daki tetikleme sinyalleri ile kontrol gerçekleştirileceğinden her doğrultucu diğerinin çıkışına sonsuz büyüklükte empedans gibi davranacaktır. Akım ve gerilim bilindiğine göre çalışma bölgelerinin

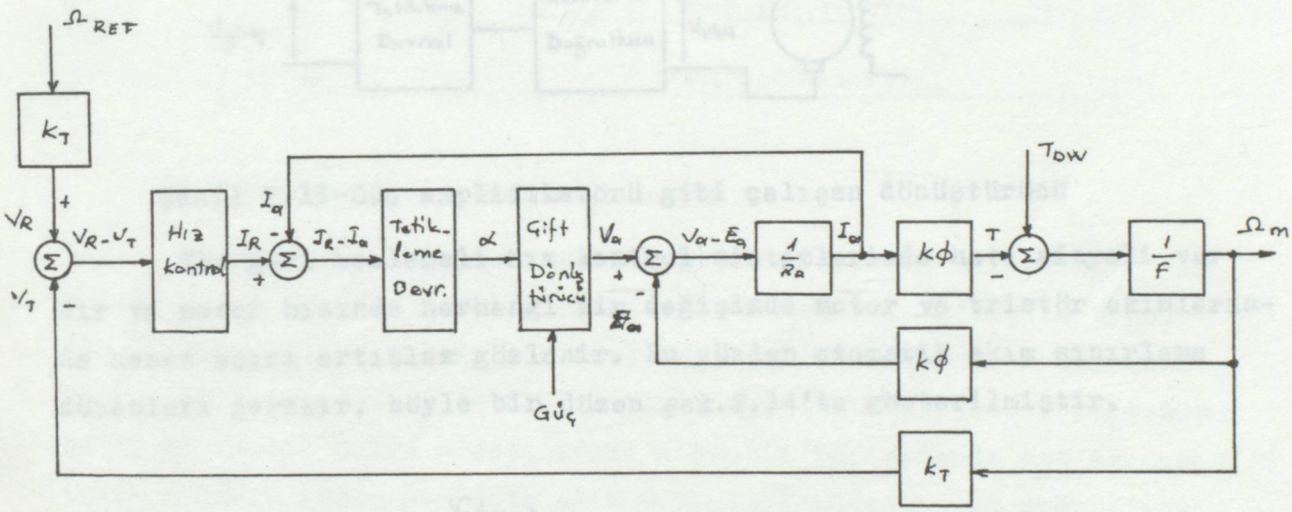


Şekil 2.11- Çift dönüştürücü

Şekil 2.11 ters paralel bağlı iki dönüştürücülü bir sistemi göstermektedir. Burada sistemin hızı, akım ve hız geri beslemesi ile kontrol edilmektedir. Herbir tetikleme devresi biri iletimdeyken diğerini engellemektedir. Çift dönüştürücüde 1 ve 4 veya 2 ve 3 nolu bölgelerden geçişler üç aşamada gerçekleştirilir. Gecikme açısı in gerekli değere kadar arttırılmasıyla A doğrultucusu tarafından akım sıfıra doğru azaltılır. A doğrultucusu devre dışı kalınca tetikleme sinyalleri B doğrultucusuna uygulanır. Gecikme açısı nin maksimum değerinden itibaren azaltılmasıyla ikinci doğrultucu tarafından akım sıfırdan itibaren arttırılır.

Bu geçiş sırasında endüklenen E_a geriliminin polaritesi değişmeden aynı yönde kalır.

Şekil 2.12'de görülen blok diyagram çift kontrolör ve akım sınırlama devresinin, motor kontrol devresinin tamamına nasıl uygulandığını göstermektedir. Burada motorun her kutbuna ait akısının sabit olduğu kabul edilmelidir. Bu sistemde hız hatası çift dönüştürücü tetikleme devresinin çalışmasıyla doğrudan doğruya kontrol edilemez. Eğer hızda herhangi bir değişme olursa, hız kontrol ünitesi bir referans akım sinyali I_R üretir. Bu referans değer I_a' ya bağlı olarak pozitif veya negatif ve motorun akım sınırına göre olacaktır. Akım hata sinyali, çift dönüştürücü köprüsünün gecikme açısı üretilmesi için tetikleme devresine uygulanır.



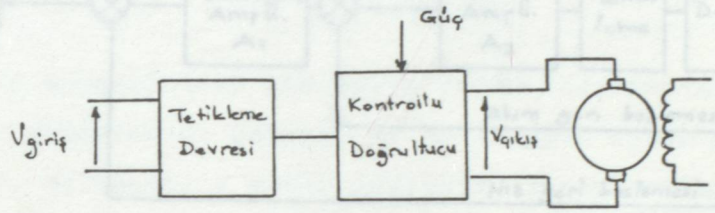
Şekil 2.12-Çift dönüştürücülü D.A motoru hız kontrol sistemi.

II-5. Geri Beslemeli Kapalı Çevrim Hız Kontrolu

Şekil 2.13'de görülen dönüştürücü bir güç amplifikatörü olarak kabul edilir. Dönüştürücü çıkış gerilimi tetikleme sinyalleri ile belirlenir. Giriş sinyali ile verilen güç mili watt mertebesinde olacaktır.

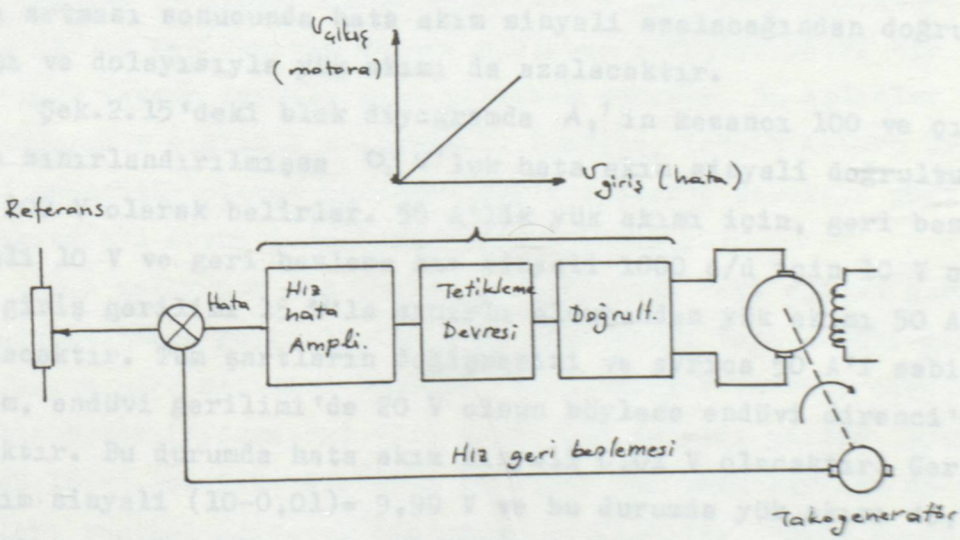
Şekil 2.13'deki açık çevrimli sistem geri besleme sinyali ve amplifikatör ilavesiyle şekil 2.14'deki kapalı çevrimli sisteme dönüştürülebilir. Gerilim devir hızıyla doğru orantılı olduğundan tahrik hızı takogeneratör ile ölçülür.

Referans kaynak ve geri besleme sinyali arasındaki fark, hata sinyalini doğurur. Örneğin; sistemin hata sinyali 0,1 V, doğrultucu çıkışı 200 V olsun, motor giriş gerilimi 1000 d/d için 200 V ve takogeneratör çıkışı 1000 d/d için 10 V olsun. Yüksüz halde 1000 d/d için referans gerilimi 10,1 volt olduğuna göre yük momentine bağlı olarak devir sayısı 990 d/d'ya düştüğünde hata gerilimi (10,1-9,9) = 0,2 V olacaktır.Hata gerilimi dönüştürücü çıkış gerilimini 400 V yapacaktır. Dolayısıyla motor gerekli yük momentini karşılayacak akımı çekecek ve hemen hızlanarak 1000 d/d ya ulaşacaktır.



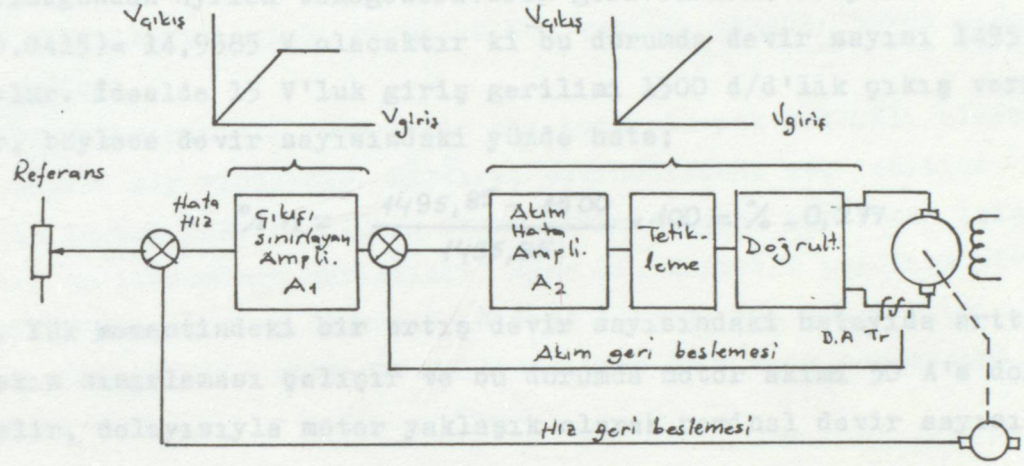
Şekil 2.13-Güç amplifikatörü gibi çalışan dönüştürücü

Tüm geri beslemeli hız kontrol sistemlerinde hata sinyali vardır ve motor hızında herhangi bir değişimde motor ve tristör akımlarında hemen aşırı artışlar gözlenir. Bu yüzden otomatik akım sınırlama düzenleri gerekir, böyle bir düzen şek.2.14'te gösterilmiştir.



Şekil 2.14-Kapalı çevrim hız kontrolu.

Otomatik akım sınırlama, şek.2.15'deki blok diyogramdan görüldüğü gibi ikinci bir geri besleme ile yapılabilir. D.A motorunun akımı, bir D.A transformotoru ile ölçülebilir veya bir alternatif akım hattına bağlı bir akım transformotoru ile ölçüm yapılabilir.



Şekil 2.15-Akım sınırlama sistemi.

Şek.2.15'deki akım sınırlama sistemindeki iki amplifikatörden birincisi A_1 çıkış gerilimini sınırlar. A_2'nin girişine uygulanan sinyal, A_1'in çıkışı ile geri besleme akım sinyali arasındaki hata olacaktır. Endüvi devresine bağlanmış olan D.A transformotorunun gerilimi akımla doğru orantılıdır. Herhangi bir nedenle yük akımının aşırı artması sonucunda hata akım sinyali azalacağından doğrultucu çıkışı ve dolayısıyla yük akımı da azalacaktır.

Şek.2.15'deki blok diyogramda A_1'in kazancı 100 ve çıkış 10 V ile sınırlandırılmışsa 0,1 V'luk hata akım sinyali doğrultucu çıkışını 200 V olarak belirler. 50 A'lik yük akımı için, geri besleme sinyali 10 V ve geri besleme hız sinyali 1000 d/d için 10 V olacaktır. Eğer giriş gerilimi 15 V'la sınırlı olduğundan yük akımı 50 A civarında olacaktır. Tüm şartların değişmesini ve ayrıca 50 A'i sabit kabül edelim, endüvi gerilimi'de 20 V olsun böylece endüvi direnci'de 0,4 olacaktır. Bu durumda hata akım sinyali 0,01 V olacaktır. Geri besleme akım sinyali (10-0,01)= 9,99 V ve bu durumda yük akımı 49,95 A olacaktır. in çıkışı sınırlandığına göre hızdaki hata 10/100=0,1 V tan daha büyük olacaktır. Akım ise hızlanma süresince 50 A civarında kalacaktır.

Motor gerilimi 300 V ve motor akımı 20 A olarak yukardaki verileri sürekli yük şartı için ele alalım. Bu durumda hata akım sinyali; 200 V için 0,1 V ise 300 V için 0,15 V olacaktır. Aynı şekilde geri besleme akım sinyali 50 A'lik yük akımı için 10 V idi, 20 A için 4 V olacaktır. Bu durumda A_1'in çıkışı 4,15 V olacaktır. A_1'in kazancı 100 olduğundan ayrıca takogeneratörün geri besleme sinyali (15-0,0415)= 14,9585 V olacaktır ki bu durumda devir sayısı 1495,85 d/d olur. İdealde 15 V'luk giriş gerilimi 1500 d/d'lık çıkış vermelidir, böylece devir sayısındaki yüzde hata;

$$\% n = \frac{1495,85 - 1500}{1495,85} \times 100 = \% -0,277$$

olur. Yük momentindeki bir artış devir sayısındaki hatayıda arttırırken akım sınırlaması çalışır ve bu durumda motor akımı 50 A'e doğru yükselir, dolayısıyla motor yaklaşık olarak nominal devir sayısına ulaşır.

II-6 Özet.

Kaldırma makinalarında kullanılan elektrik motorları genellikle serbest uyartımlı D.A motorlarıdır. Ancak bazı uygulamalarda D.A seri motoru ve D.A kompund motoru kullanılmaktadır.

Devir kontrolu günümüz teknolojisinde çok önemlidir. Devir kontrolu ile birlikte enerji tasarrufu da bir zorunluluktur. Dolayısıyla bir iş makinasının kazanmış olduğu enerjiyi başka bir enerjiye çevirerek tekrar faydalı hale getirmek gerekir. Bu işlemler kaldırma makinalarında sıklıkla kullanılır. Örneğin, tahrik motoru bazı durumlarda generatör olarak çalışır. Böylece enerji şebekeye geri verilir ve ayrıca hız ayarı istenilen biçimde yapılır.

D.A motorunun hız kontrolu alan akımı veya endüvi gerilimine kumanda edilerek gerçekleştirilir. Alan akımı veya endüvi gerilimin ihtiyacına göre seçilir. Örneğin, Ward-leonard sisteme enerji sağlayan bir motor (generatör) alan akımı ile kumanda edilir. Ayrıca küçük güçlü ve monofaze sistemle beslenen D.A motorlarının da alan akımları kontrol edilerek hız ayarı yapılabilir. Büyük güçlü ve trifaze şebekeyle beslenen D.A motorları ise genellikle endüvi kontrol-

ludur. Ancak bazı durumlarda hem alan hemde endüvi kontrollu olabilir.

Modern hız tahriklerinde takogeneratör vazgeçilmezdir. Ancak bazı hallerde endüvi devresine seri bağlı bir dirençle ölçülen gerilim aynı işi görebilmektedir. Buna rağmen takogeneratörün çalışma performansıyla kıyaslanamaz. Kapak çevrim hız kontrollarında geri besleme sinyalleri çeşitli büyüklüklere kumanda etmekte büyük kolaylıklar sağlar.

Güç elektronikli devrelerle hız kontrolu çok sağlıklı olmasına rağmen pahalı bir yöntemdir. Kaldırma makinalarında güç sabittir, dolayısıyla tambur çapı ne olursa olsun tambura halat sarılması için sabit hız ve lineer hız gereklidir. Eğer hız kontrolu çok kısa bir an için gerekliyse; Endüvi devresine direnç ilavesi ile güç kaybının değeri güç elektronikli sistemin kullanımından daha ucuz olacaktır.

III-GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜSÜ OLARAK KONTROLLU DOĞRULTUCULARIN KULLANILMASI.

III-1. Yükün RL Olması Durumunda Yarım Dalga Doğrultucunun İncelenmesi.

Şekil 1.1.a'daki devrede anahtar kapatıldığında diyot iletime gireceğinden

$$v_L + v_R = v_o = v \qquad V \tag{3.1}$$

veya

$$L\frac{di}{dt} + Ri = \sqrt{2}\,V \sin \omega t \qquad V \tag{3.2}$$

olacaktır.

Eğer v geriliminin negatif yarım dalgası boyunca anahtar kapalı kalırsa akımın sinüsoidal sürekli hal değeri

$$i_F = \frac{\sqrt{2}\,V \sin(\omega t - \phi)}{\left[R^2 + (\omega L)^2\right]^{1/2}} \qquad A \tag{3.3}$$

olacaktır. Burada,

$$\phi = \tan^{-1} \omega L/R \qquad rad. \tag{3.4}$$

olur. Akımın doğal bileşeni homojen çözümden,

$$i_N = A \cdot e^{-(\frac{R}{L})t} \qquad A \tag{3.5}$$

olacağından tam çözüm,

$$i = i_F + i_N = \frac{\sqrt{2}\,V \sin(\omega t - \phi)}{Z} + A\, e^{-(\frac{R}{L})t} \tag{3.6}$$

bulunur. Burada devrenin empedansı

$$Z = \left[R^2 + (\omega L)^2\right]^{1/2} \qquad \Omega \tag{3.7}$$

dur.

A sabiti (3.6) nolu eşitlikten ve ilk koşullar t=0 da i=0 için çözülerek bulunur. Buna göre

$$A = \frac{\sqrt{2}\,V \sin\phi}{Z} \qquad A \tag{3.8}$$

olur ve böylece

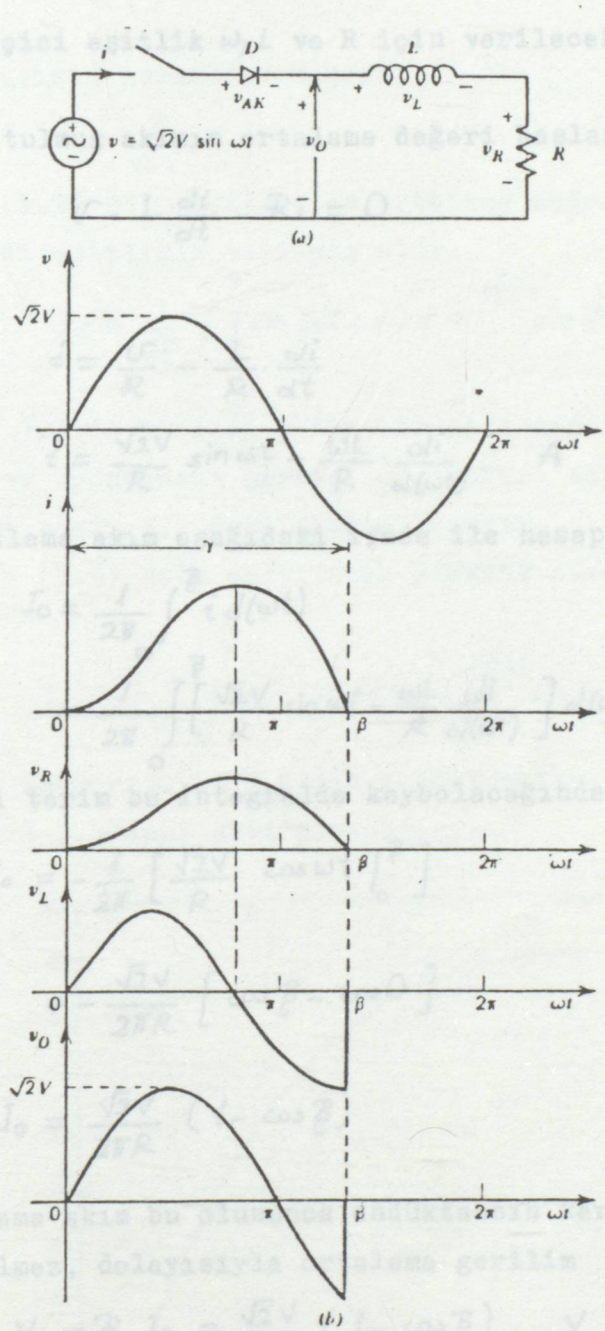
$$i = \frac{\sqrt{2}\,V}{Z}\left[\sin(\omega t - \phi) + e^{-(\frac{R}{L})t} \sin\phi\right] \qquad A \tag{3.9}$$

$$0 < \omega t < \beta$$

Ayrıca,

$$\beta < \omega t < 2\pi \quad \text{için} \quad i = 0 \tag{3.10}$$

olacaktır.



Şekil 3.1-RL Yüklü yarım dalga doğrultucusu.

Devre değişkenlerinin dalga şekilleri şekil 3.1.b'de gösterilmiştir.

İletim peryodunun sonunda i=0 ve wt=B olacaktır. Bu değerler (3,9) nolu eşitlikte yerlerine konulursa

$$\sin(\beta-\phi) + e^{-R\beta/\omega L}\sin\phi = 0 \qquad (3.11)$$

bulunan bu geçici eşitlik ω, L ve R için verilecek sayısal değerlerle çözülebilir.

Doğrultulmuş akımın ortalama değeri başlangıç koşullarından,

$$U - L\frac{di}{dt} - Ri = 0 \qquad (3.12)$$

buradan,

$$i = \frac{U}{R} - \frac{L}{R}\cdot\frac{di}{dt}$$

$$i = \frac{\sqrt{2}V}{R}\sin\omega t - \frac{\omega L}{R}\cdot\frac{di}{d(\omega t)} \quad A \qquad (3.13)$$

bulunur. Ortalama akım aşağıdaki ifade ile hesaplanır.

$$I_o = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\beta} i\, d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{2\pi}\int_0^{\beta}\left[\frac{\sqrt{2}V}{R}\sin\omega t - \frac{\omega L}{R}\frac{di}{d(\omega t)}\right] d(\omega t) \quad A \qquad (3.14)$$

ikinci terim bu integralde kaybolacağından,

$$I_o = -\frac{1}{2\pi}\left[\frac{\sqrt{2}V}{R}\cos\omega t\,\Big|_0^{\beta}\right]$$

$$= -\frac{\sqrt{2}V}{2\pi R}\left[\cos\beta - \cos 0\right]$$

$$I_o = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi R}(1-\cos\beta) \qquad (3.15)$$

Ortalama akım bu olununca endüktansın karşısında ortalama gerilim görülmez, dolayısıyla ortalama gerilim

$$V_o = R\cdot I_o = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi}(1-\cos\beta) \quad V \qquad (3.16)$$

olacaktır.

Burada devre dizaynı için bazı değerlerin bilinmesi gerekir. Bunlar; gerilim dalgalanması V_{RI} , akım dalgalanması I_{RI} , doğru akımın efektif değeri I_R ve akım ve gerilimin dalgalılık faktörüdür.

Bu değerler Foürier Analizi ile hesaplanabilir, ancak ϕ nin fonksiyonları şeklinde verilen efektif ve ortalama akımın normalize edilmiş eğrileri büyük hesaplama kolaylıkları sağlar. Bu yolla (3.11) nolu eşitlikten faydanılarak şekil 3.2'de görülen ϕ'nin β ya bağlı değişimi elde edilir.

Eğer akımın normalize değeri

$$i_N = \frac{Z}{\sqrt{2}V}\, i \tag{3.17}$$

gibi olursa (3.9) nolu eşitlikten ortalama doğru akımın normalize değeri aşağıdaki eşitlikle verilmiş olur.

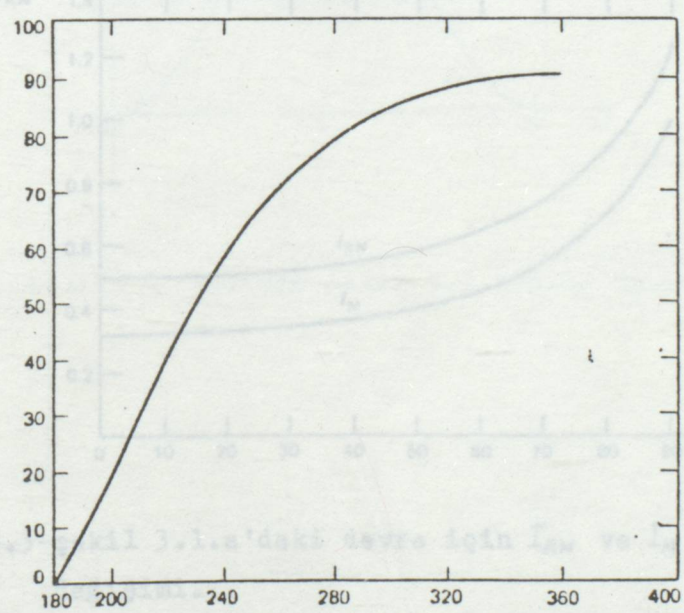
$$I_N = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\beta}\left[\sin(\omega t-\phi) + e^{-(\frac{R}{L})t}\sin\phi\right] d(\omega t) \tag{3.18}$$

Şekil 3.2'de verilen β nin bir dizi değerine karşılık bulunan ϕ değerleri ve hesaplanan herbir I_N değeri sayesinde I_N'nin ϕ'ye göre değişimi şekil 3.3 deki gibi olacaktır.

Ayrıca (3.9) nolu eşitlikten efektif akımın normalize edilmiş değeri

$$I_{RN} = \left[\frac{1}{2\pi}\int_0^{\beta}\left[\sin(\omega t-\phi) + e^{-(\frac{R}{L})t}\sin\phi\right]^2 d(\omega t)\right]^{1/2} \tag{3.19}$$

olacaktır ve tekrar şekil 3.2'den faydalanılarak I_{RN}'nin ϕ'ye bağlı değişimi şekil 3.3'deki gibi olacaktır.



Şekil 3.2-şekil 1.a'daki devre için ϕ nin β 'ya bağlı değişimi.

Şekil 3.1.b'de gösterilen wt'ye bağlı σ_o eğrisinin incelenmesi ile çıkış geriliminin efektif değeri

$$V_R = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{\beta} \left[\sqrt{2} V \sin \omega t \right]^2 d(\omega t) \right]^{1/2} \quad V \tag{3.20}$$

olur.

Eğer devrenin direnci ihmal edilecek derecede küçük ise

$$\omega L \gg R \quad \Omega \tag{3.21}$$

(3,4),(3,7) ve (3,9) nolu eşitliklerden

$$i = \frac{\sqrt{2} V}{\omega L} (1 - \cos \omega t) \quad A \tag{3.22}$$

olur ve bu akımın dalga şekli şekil 3.4'deki gibi olacaktır.

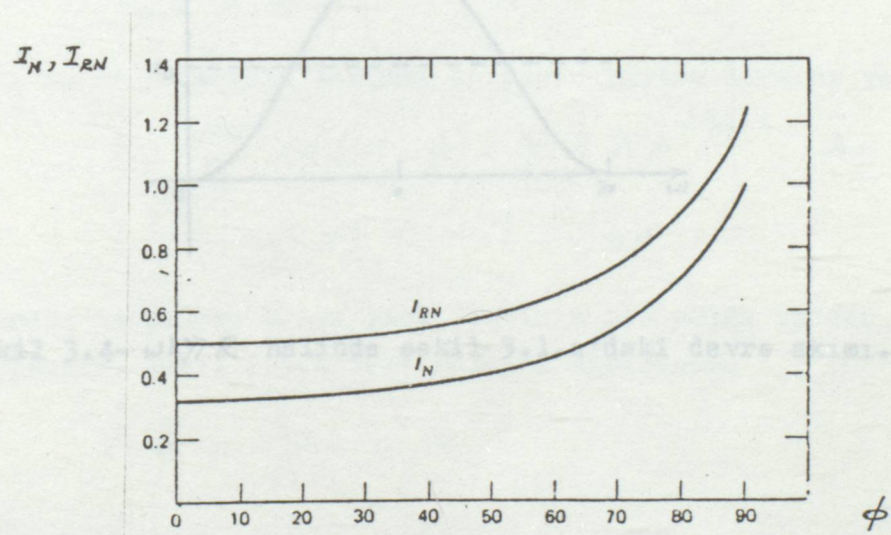
(3.22) nolu eşitlikten veya şekil 3.4'den

$$I_o = \frac{\sqrt{2} V}{\omega L} \quad A \tag{3.23}$$

olarak bulunur ve bu akımın birinci veya ana harmonik ile bileşeninin efektif değeri,

$$I_{1R} = \frac{V}{\omega L} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} \quad A \tag{3.24}$$

olur.



Şekil 3.3-şekil 3.1.a'daki devre için I_{RN} ve I_N'nin Ø'ye göre değişimi.

Bununla beraber doğrultulmuş akımın efektif değeri,

$$I_R = \left[I_o^2 + I_{1R}^2 \right]^{1/2} = 1{,}225 \; I_o \quad A \tag{3.25}$$

olarak bulunur. Endüktansın karşısındaki gerilim $v_L = v$ bir peryot boyunca

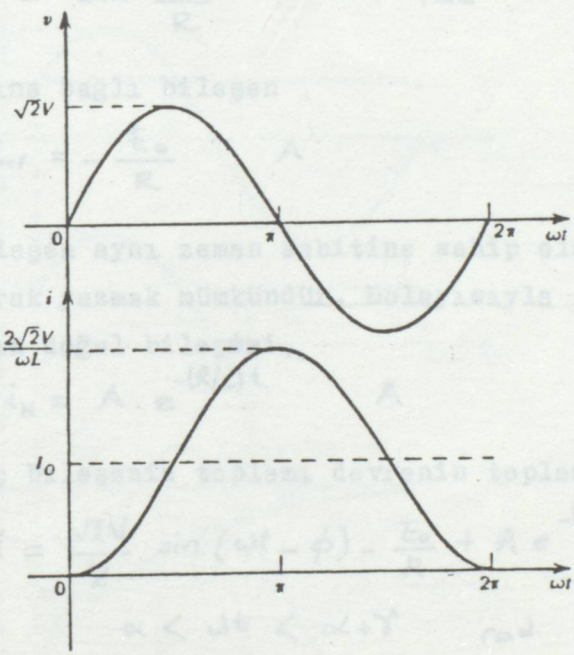
$$V_o = 0 \quad V \tag{3.26}$$

ve dalgalılık faktörleri;

$$K_r = V_{1R} / V_o = \infty \tag{3.27}$$

$$K_i = I_{1R} / I_o = 0{,}707 \tag{3.28}$$

olacaktır.



Şekil 3.4- $\omega L \gg R$ halinde şekil 3.1.a'daki devre akımı.

III-2.D.A Motorunun Tek Fazlı Yarım Dalga Kontrollu Doğurultucu İle Beslenmesi

Şekil 3.5'de görülen devrede geriliminin negatif yarım dalgası boyunca şalter açık kaldığından diyot iletime girmeyecektir. Diyottan keçen akım A.A kaynağından ve D.A kaynağından dolayı iki bileşen içerecektir. A.A kaynağına bağlı bileşen,

$$i_{sf} = \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin(\omega t - \phi) \qquad A \tag{3.29}$$

olacaktır, burada

$$Z = \left[R^2 + (\omega L)^2 \right]^{1/2} \qquad \Omega \tag{3.30}$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R} \qquad rad \tag{3.31}$$

dır. D.A kaynağına bağlı bileşen

$$i_{cf} = -\frac{E_a}{R} \qquad A \tag{3.32}$$

olur.

Doğal bileşen aynı zaman sabitine sahip olduğundan tek exponansiyel terim olarak yazmak mümkündür. Dolayısıyla AA ve DA kaynağına bağlı olan akımın doğal bileşeni,

$$i_N = A \cdot e^{-(R/L)t} \qquad A \tag{3.33}$$

olacaktır. Bu üç bileşenin toplamı devrenin toplam akımını verecektir.

$$i = \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin(\omega t - \phi) - \frac{E_a}{R} + A\, e^{-(R/L)t} \qquad A$$

$$\alpha < \omega t < \alpha + \gamma \qquad rad \tag{3.34}$$

Burada tetikleme açısı yani iletimin başladığı açıdır, γ ise iletim açısıdır. Şekil 3.5.b'deki gerilim eğrisinden

$$\sin\alpha = \frac{E_a}{\sqrt{2}V} = m \tag{3.35}$$

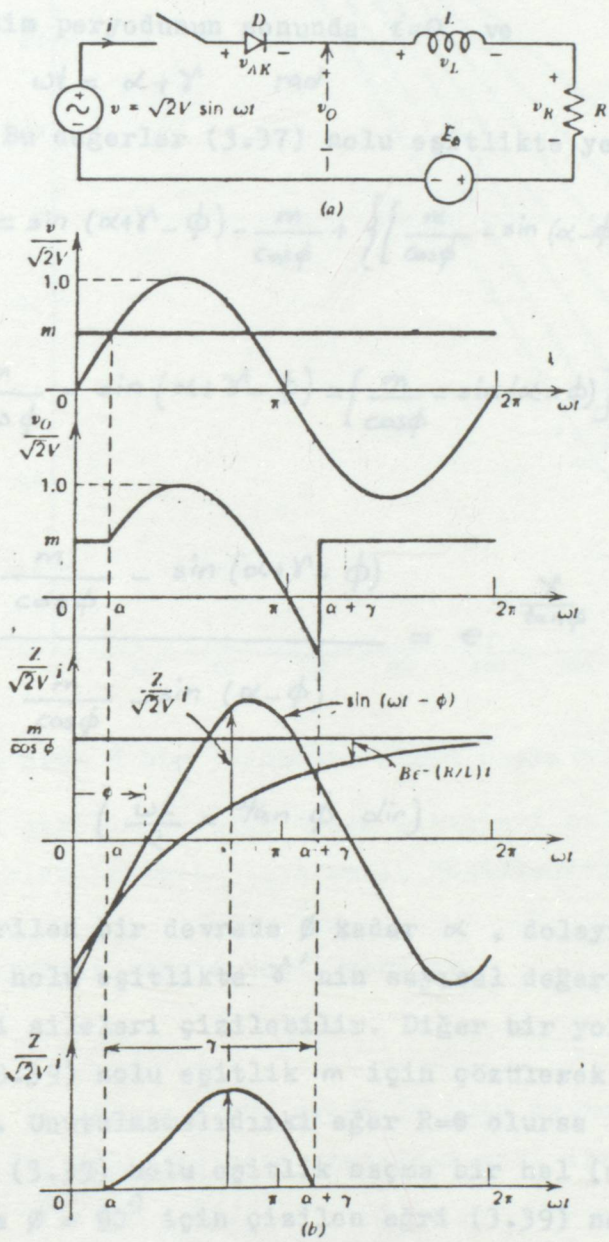
olacağı görülmektedir.

$\omega t = \alpha$ için $i = 0$ olacağından ve $E_a = \sqrt{2}V \sin\alpha$, $R = Z\cos\phi$, $t = \alpha/\omega$ değerleri (3.34) nolu eşitlikte yerlerine konulursa,

$$0 = \frac{\sqrt{2}V}{Z}\sin(\alpha-\phi) - \frac{\sqrt{2}V}{Z}\cdot\frac{\sin\alpha}{\cos\phi} + A\,e^{-(\frac{R}{L})\frac{\alpha}{\omega}}$$

$$A = \frac{\sqrt{2}V}{Z}\left[\frac{\sin\alpha}{\cos\phi} - \sin(\alpha-\phi)\right] e^{(\frac{R}{L})\frac{\alpha}{\omega}} \qquad (3.36)$$

olacaktır.



Şekil 3.5- Yarım Dalga Doğrultucusu.

A sabiti yeniden (3.34) nolu eşitlikte yerine konursa

$$i = \frac{\sqrt{2}V}{Z}\sin(\omega t-\phi) - \frac{\sqrt{2}V}{Z}\cdot\frac{\sin\alpha}{\cos\phi} + \left\{\frac{\sqrt{2}V}{Z}\left[\frac{\sin\alpha}{\cos\phi} - \sin(\alpha-\phi)\right]e^{\left(\frac{R}{L}\right)\frac{\alpha}{\omega}}\right\} e^{-\left(\frac{R}{L}\right)t}$$

$$\frac{Z}{\sqrt{2}V}\, i = \sin(\omega t-\phi) - \frac{m}{\cos\phi} + \left\{\left[\frac{m}{\cos\phi} - \sin(\alpha-\phi)\right]e^{\left(\frac{R}{L}\right)\frac{\alpha}{\omega}}\right\} e^{-\left(\frac{R}{L}\right)t} \qquad (3.37)$$

(3.37) nolu eşitliğin sağ tarafında kalan terimler ile normalize edilmiş akım değeri şekil 3.5.b'deki ayrı ayrı gösterilmiştir.

İletim peryodunun sonunda $i=0$ ve

$$\omega t = \alpha + \gamma \quad \text{rad} \qquad (3.38)$$

olacaktır. Bu değerler (3.37) nolu eşitlikte yerlerine konursa,

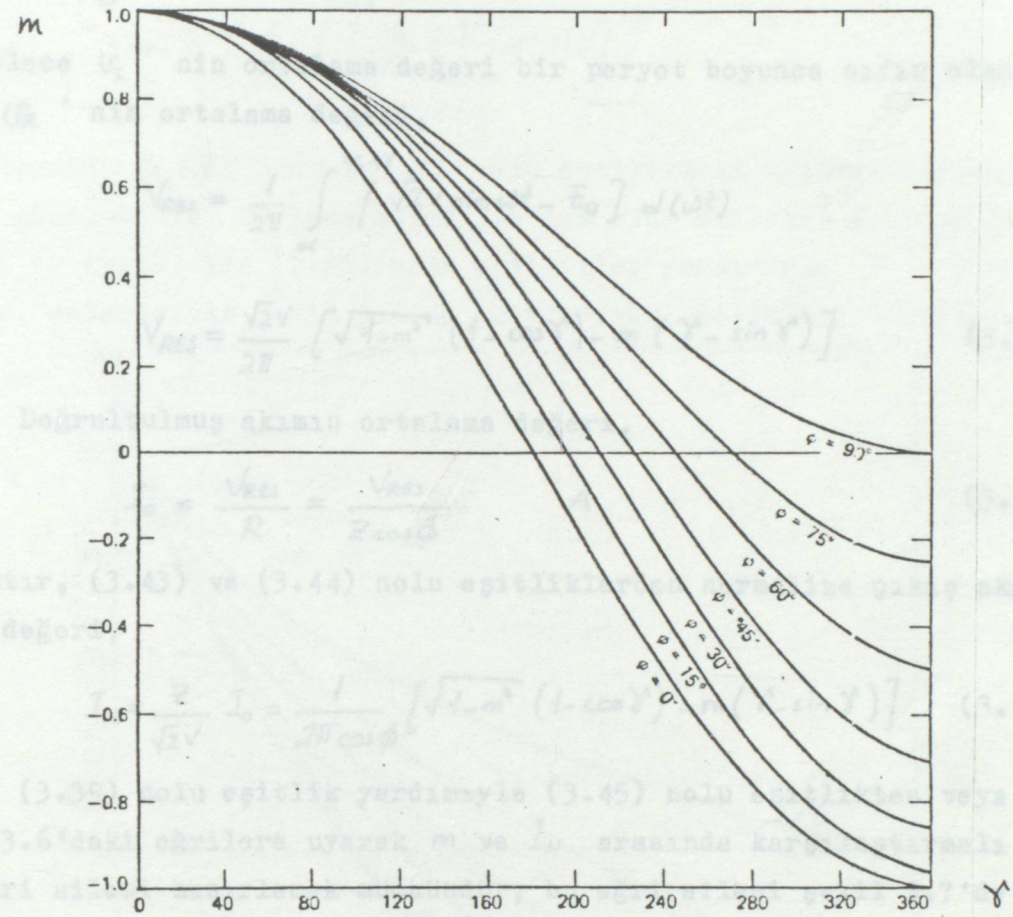
$$0 = \sin(\alpha+\gamma-\phi) - \frac{m}{\cos\phi} + \left\{\left[\frac{m}{\cos\phi} - \sin(\alpha-\phi)\right]e^{\left(\frac{R}{L}\right)\frac{\alpha}{\omega}}\right\} e^{-\frac{R}{L}\left(\frac{\alpha+\gamma}{\omega}\right)}$$

$$\frac{m}{\cos\phi} - \sin(\alpha+\gamma-\phi) = \left[\frac{m}{\cos\phi} - \sin(\alpha-\phi)\right] e^{\frac{R}{L}\left(\frac{\alpha}{\omega} - \frac{\alpha+\gamma}{\omega}\right)}$$

$$\frac{\frac{m}{\cos\phi} - \sin(\alpha+\gamma-\phi)}{\frac{m}{\cos\phi} - \sin(\alpha-\phi)} = e^{-\frac{\gamma}{\tan\phi}} \qquad (3.39)$$

$$\left(\frac{\omega L}{R} = \tan\phi \text{ dir}\right)$$

bulunur. Verilen bir devrede ϕ kadar α , dolayısıyla m'de bilindiğinden 3.39 nolu eşitlikte γ'nin sayısal değerleri için şekil 3.6'da görülen eğri aileleri çizilebilir. Diğer bir yol olarak eğer γ ve ϕ belli ise (3.39) nolu eşitlik m için çözülerek eğri aileleri yeniden çizilebilir. Unutulmamalıdırki eğer R=0 olursa $\cos\phi=0$ ve $\phi=\pi/2$ olacağından (3.39) nolu eşitlik saçma bir hal (m = m) gösterecektir. şekil 3.6'da $\phi = 90^0$ için çizilen eğri (3.39) nolu eşitliğin kullanılmasıyla çizilmiştir. Ancak ihmal edilebilecek derecede bir yük direnci varmış gibi kabül edilerek çizilmiştir.



Şekil 3.6- Ø bir parametre olmak üzere m' nin γ'ya göre değişimi.

Şimdi gerilim ve akım dalga şekilleri bilindiğine göre çalışma halinin değerlendirilmesi için bazı, özelliklerin elde edilmesi gerekir.

Endüktansın karşısındaki gerilim,

$$v_L = d\lambda/dt \qquad V \tag{3.40}$$

olur, burada λ akımla doğru orantılı olan devrenin akısıdır. Akı akımla birlikte değiştiğinden aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\int_0^{2\pi/\omega} d\lambda - \int_0^{2\pi/\omega} v_L\, dt = 0 \tag{3.41}$$

eşitliğin sağ tarafı

$$\int_0^{2\pi} v_L \, d(\omega t) = 0 \quad Wb \tag{3.42}$$

ve böylece v_L ' nin ortalama değeri bir peryot boyunca sıfır olacaktır. v_R ' nin ortalama değeri,

$$V_{RES} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \left[\sqrt{2} V \sin \omega t - E_a \right] d(\omega t)$$

$$V_{RES} = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi} \left[\sqrt{1-m^2} \, (1-\cos\gamma) - m \, (\gamma - \sin\gamma) \right] \tag{3.43}$$

Doğrultulmuş akımın ortalama değeri,

$$I_o = \frac{V_{RES}}{R} = \frac{V_{RES}}{Z \cos\phi} \quad A \tag{3.44}$$

olacaktır, (3.43) ve (3.44) nolu eşitliklerden normalize çıkış akımının değeri,

$$I_N = \frac{Z}{\sqrt{2}V} I_o = \frac{1}{2\pi \cos\phi} \left[\sqrt{1-m^2} \, (1-\cos\gamma) - m(\gamma - \sin\gamma) \right] \tag{3.45}$$

(3.39) nolu eşitlik yardımıyla (3.45) nolu eşitlikten veya şekil 3.6'daki eğrilere uyarak m ve I_N arasında karşılaştırmalı bir eğri ailesi hazırlamak mümkündür, bu eğri ailesi şekil 3.7'de gösterilmiştir.

D.A çıkış gerilimi aşağıdaki gibi olacaktır,

$$V_o = R I_o + E_a \tag{3.46}$$

Akımın efektif değeri kadar gerilim ve akımın dalgalılık faktörünün bilinmesi gerekir. Çıkış geriliminin efektif değeri, γ ' nin tayini ile şekil 3.6'dan elde edilebilir, bu durumda,

$$V_R = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} (\sqrt{2} V \sin \omega t)^2 \, d(\omega t) \right]^{1/2} \quad V \tag{3.47}$$

Gerilim dalgalanması,

$$V_{RI} = \left[V_R^2 - V_o^2 \right]^{1/2} \quad V \tag{3.48}$$

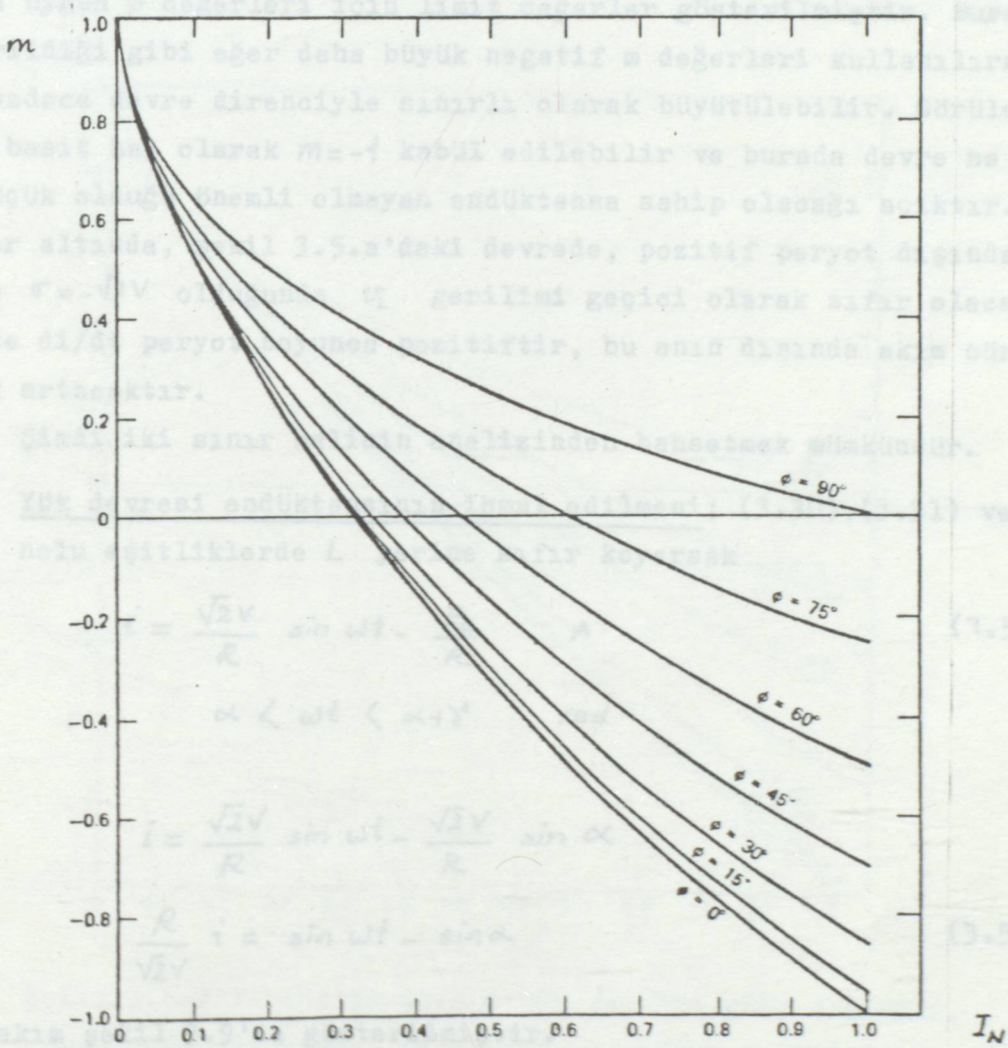
bu eşitlikten gerilim dalgalılık faktörü,

$$K_v = V_{RI} / V_o \tag{3.49}$$

olacaktır. Böylece efektif akım I_{RN}' nin normalize değeri aşağıdaki eşitlikten hesaplanacaktır.

$$I_{RN} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \left[\frac{z}{\sqrt{2}V} i \right]^2 d(\omega t) \right]^{1/2} \qquad (3.50)$$

bu integralde $zi/\sqrt{2}V$ yerine 3.37 nolu eşitlikteki ifadeyi koyarak çözüme gidilebilir. Böylece şekil 3.6'dan elde edilecek Ø, m ve γ değerleri ve (3.31) ile (3.35) nolu eşitlikler yardımıyla hesaplanabilir, dolayısıyla şekil 3.8'de görülen eğri ailesi çizilebilir.



Şekil 3.7-Ø parametresi ile m'nin I_N'ye göre değişimi.

Gerçek efektif akım değeri,

$$I_R = \frac{\sqrt{2}V}{z} \; I_{RN} \quad A \qquad (3.51)$$

eşitliğinden ve akım dalgalanması ise aşağıdaki eşitlikten elde edilir.

$$I_{RI} = \left[\sum I_{nR}^2 \right]^{1/2} = \left[I_R^2 - I_o^2 \right]^{1/2} \quad A \tag{3.52}$$

Akım dalgalanma faktörü ise,

$$K_i = I_{RI} / I_o \tag{3.53}$$

dan bulunacaktır.

γ'nin negatif değeri $\gamma = 360^0$ de olacaktır, bu durum şekil 3.6'da uygun $\emptyset$ değerleri için limit değerler gösterilmiştir. Burada gösterildiği gibi eğer daha büyük negatif m değerleri kullanılırsa akım sadece devre direnciyle sınırlı olarak büyütülebilir. Görüleceği üzere basit hal olarak $m=-1$ kabül edilebilir ve burada devre ne kadar küçük olduğu önemli olmayan endüktansa sahip olacağı açıktır. Bu şartlar altında, şekil 3.5.a'daki devrede, pozitif peryot dışında aniden $\sigma = -\sqrt{2}V$ olduğunda v_L gerilimi geçici olarak sıfır olacaktır. Böylece di/dt peryot boyunca pozitiftir, bu anın dışında akım sürekli olarak artacaktır.

Şimdi iki sınır halinin analizinden bahsetmek mümkündür.

<u>Yük devresi endüktansının ihmal edilmesi</u>; (3.30),(3.31) ve (3.34) nolu eşitliklerde L yerine sıfır koyarsak

$$i = \frac{\sqrt{2}V}{R} \sin \omega t - \frac{E_a}{R} \quad A \tag{3.54}$$

$$\alpha < \omega t < \alpha + \gamma \quad rad$$

$$i = \frac{\sqrt{2}V}{R} \sin \omega t - \frac{\sqrt{2}V}{R} \sin \alpha$$

$$\frac{R}{\sqrt{2}V} i = \sin \omega t - \sin \alpha \tag{3.55}$$

ve bu akım şekil 3.9'da gösterilmiştir.

Şekil 3.9'dan görüleceği gibi

$$\gamma = \pi - 2\alpha \quad rad \tag{3.56}$$

olacaktır, bu yüzden I_o ve V_o (3.54) nolu eşitlikten rahatlıkla bulunabilir.

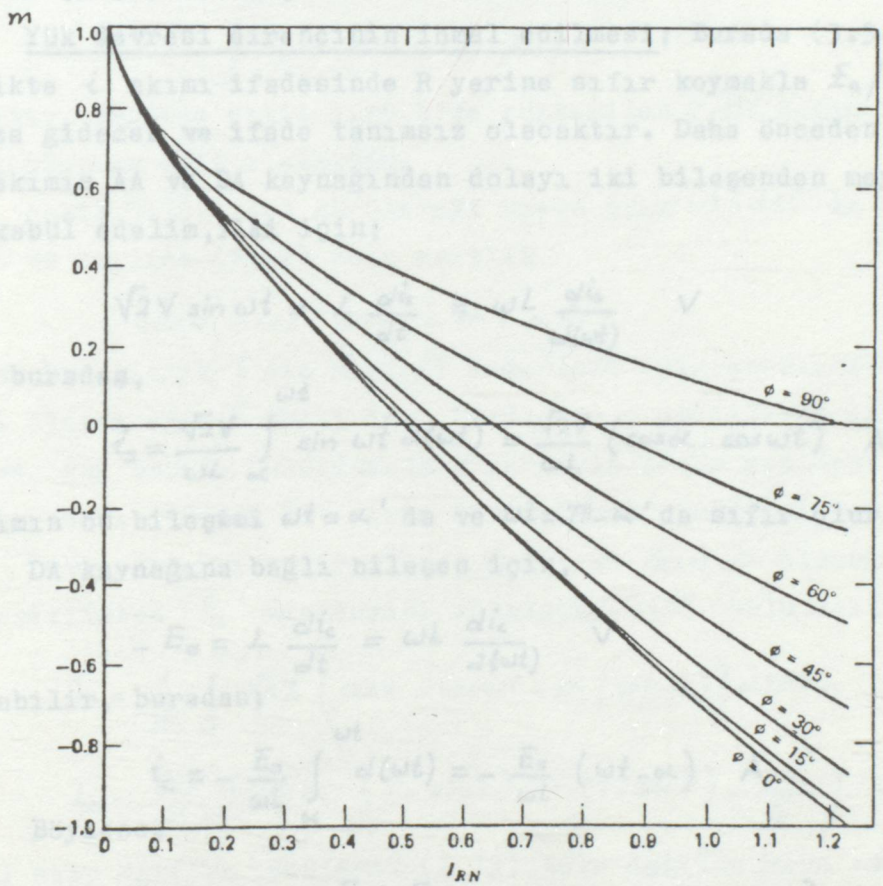
$$I_o = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} \frac{\sqrt{2}V}{R} (\sin\omega t - m)\, d(\omega t) \quad A \tag{3.57}$$

$$I_N = \frac{R}{\sqrt{2}V} I_o = \sqrt{1-m^2} - m \cos^{-1} m \tag{3.58}$$

ayrıca

$$V_o = R I_o + E_a \quad V \tag{3.59}$$

olur .



Şekil 3.8-Ø Parametre iken m'nin I_{RN} 'ye göre değişimi.

Yükün saf omik olması hali için v_o çıkış gerilimi aşağıdaki gibi olacaktır.

$$\left.\begin{aligned} v_o &= E_a \quad V, && 0 < \omega t < \alpha \quad rad \\ v_o &= \sqrt{2}V \sin\omega t \quad V, && \alpha < \omega t < \pi-\alpha \quad rad \\ v_o &= E_a \quad V, && \pi-\alpha < \omega t < 2\pi \quad rad \end{aligned}\right\} \tag{3.60}$$

Çıkış geriliminin efektif değeri,

$$V_R = \left[E_a^2 + \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} (\sqrt{2}V \sin \omega t - E_a)^2 d(\omega t) \right]^{1/2} \quad V \qquad (3.61)$$

Gerilim dalgalanması (3.48) nolu eşitlikten ve gerilim dalgalılık faktörü (3.49) nolu eşitlikten tayin edilebilir.

(3.44) eşitliğinden efektif çıkış akımı değeri;

$$I_R = \left[\frac{1}{2\pi R^2} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} (\sqrt{2}V \sin \omega t - E_a)^2 d(\omega t) \right]^{1/2} \quad A \qquad (3.62)$$

Akım dalgalanması (3.52) nolu eşitlikten, akım dalgalılık faktörü ise (3.53) nolu eşitlikten bulunabilir.

Yük devresi direncinin ihmal edilmesi; Burada (3.34) nolu eşitlikte i akımı ifadesinde R yerine sıfır koymakla E_a/R terimi sonsuza gidecek ve ifade tanımsız olacaktır. Daha önceden bulunduğu gibi akımın AA ve DA kaynağından dolayı iki bileşenden meydana geldiğini kabül edelim,ilki için;

$$\sqrt{2}V \sin \omega t = L \frac{di_s}{dt} = \omega L \frac{di_s}{d(\omega t)} \quad V \qquad (3.63)$$

olur, buradan,

$$i_s = \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} \int_{\alpha}^{\omega t} \sin \omega t \, d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} (\cos\alpha - \cos\omega t) \quad A \qquad (3.64)$$

ve akımın bu bileşeni $\omega t = \alpha'$ da ve $\omega t = 2\pi - \alpha'$ da sıfır olur.

DA kaynağına bağlı bileşen için,

$$-E_a = L \frac{di_c}{dt} = \omega L \frac{di_c}{d(\omega t)} \quad V \qquad (3.65)$$

yazılabilir, buradan;

$$i_c = -\frac{E_a}{\omega L} \int_{\alpha}^{\omega t} d(\omega t) = -\frac{E_a}{\omega L} (\omega t - \alpha) \quad A \qquad (3.66)$$

Böylece,

$$i = i_s + i_c = \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} \left[\cos\alpha - \cos\omega t - m(\omega t - \alpha) \right] \quad A \qquad (3.67)$$

(3.63) nolu eşitlikten $\omega t = \alpha$ anında,

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{\sqrt{2}V}{L} \sin\alpha = \frac{E_a}{L} \quad A/s \qquad (3.68)$$

bulunur ve (3.64) nolu eşitlikten

$$\frac{di_c}{dt} = -\frac{E_a}{L} \quad A/s \qquad (3.69)$$

yazılırsa $\omega t = \alpha$ anında

$$\frac{di_s}{dt} = -\frac{di_c}{dt} \quad A/s \tag{3.70}$$

olacaktır. (3.70) nolu eşitlikte $-i_c(t)$ eğrisinin $\omega t=\alpha$ anında $i_s(t)$ eğrisine teğet olduğu görülür, bu durum $\sqrt{2}V/\omega L$ 'ye karşı normalize edilmiş i_s ve $-i_c$ eğrileri şekil 3.10.b'den görülebilir. Bu iki eğri arasında kalan düşey bölge normalize edilmiş i akımını verecektir ve bu akımın dalga şekli şekil 3.10.b'de gösterilmiştir. $v = E_a$ ve $v_L = L\,di/dt = 0$'da i akımı maksimum olur.

Endüktansın üzerinde düşen gerilimin ortalama değeri sıfır olunca genel hal,

$$\int_0^{2\pi} v_L \, d(\omega t) = 0 \quad Wb \tag{3.42}$$

olacaktır. Böylece şekil 3.10.b'de gösterilen $v/\sqrt{2}V$ dalga şeklinin taralı alanına eşit olacaktır.

Şekil 3.10.b'den görüleceği üzere akım $\omega t = \alpha+\gamma$'da aniden sıfır olacak ve böylece (3.67) nolu eşitlik

$$\cos\alpha - \cos(\alpha+\gamma) - m\gamma = 0 \tag{3.71}$$

olur ve bu eşitlik γ'nin sayısal değerleri için çözülebilir. Bir başka yol olarak eğer γ belli ise, (3.71) nolu eşitlikten kolaylıkla $\sin\alpha = m$ göz önünde bulundurulmak şartıyla çözüm yapılabilir ve bu işlemler devam ederek $R=0$ için eğri çizmek mümkün olacaktır.

Devre direnci sıfır olursa $\phi = \pi/2$ ve $\cos\phi = 0$ olacağından (3.45) nolu eşitlikten I_N'nin tayini yapılamaz. 3.67 nolu eşitlikten,

$$I_o = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \frac{\sqrt{2}V}{\omega L}\left[\cos\alpha - \cos\omega t - m(\omega t - \alpha)\right] d(\omega t) \tag{3.72}$$

$$I_o = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi\omega L}\left[\sqrt{1-m^2}\,(\gamma - \sin\gamma) + m(1-\cos\gamma) - \frac{m\gamma^2}{2}\right] \quad A \tag{3.73}$$

(3.72) nolu eşitlik çözülerek (3.73) nolu eşitlik elde edilir, bu çözümden normalize edilmiş akım bulunur.

$$I_N = \frac{\omega L}{\sqrt{2}V}\, I_o = \frac{1}{2\pi}\left[\sqrt{1-m^2}\,(\gamma - \sin\gamma) + m(1-\cos\gamma) - \frac{m\gamma^2}{2}\right] \quad A \tag{3.74}$$

Şekil 3.10'dan faydalanarak çıkış gerilimleri çeşitli aralıklar için aşağıdaki gibi olacaktır.

$$v_o = E_a \qquad V, \quad 0 < \omega t < \alpha \quad rad$$

$$v_o = E_a \quad V, \quad 0 < \omega t < \alpha \quad rad \qquad (3.75)$$

$$v_o = \sqrt{2}V \sin \omega t \quad V, \quad \alpha < \omega t < \alpha+\gamma \quad rad$$

$$v_o = E_a \quad V, \quad \alpha+\gamma < \omega t < 2\pi \quad rad$$

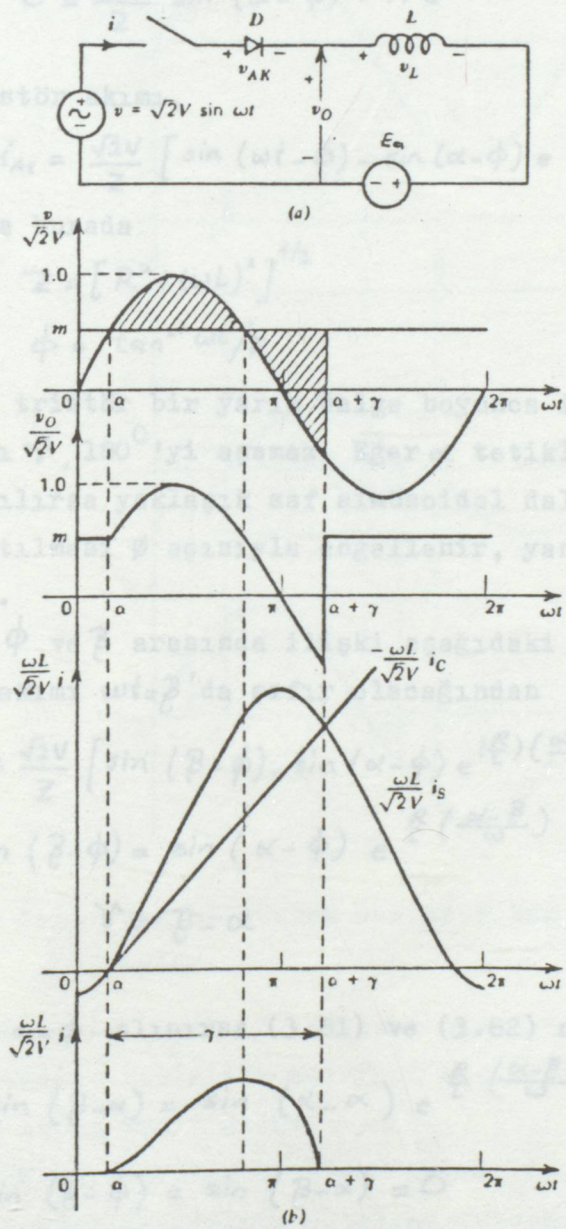
Endüktans üzerindeki gerilim sıfır olduğu için

$$V_o = E_a \quad V \qquad (3.76)$$

olacaktır. Çıkış geriliminin efektif değeri,

$$V_R = \left[E_a^2 + \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} (\sqrt{2}V \sin \omega t - E_a)^2 \, d(\omega t) \right]^{1/2} \qquad (3.77)$$

olur. Şimdi gerilim dalgalanması (3.48) nolu eşitlikten ve gerilim dalgalılık faktörü (3.49) nolu eşitlikten hesaplanabilir.



Şekil 3.10- Direnci ihmal edilmiş yük devresi.

III-3. Tek Fazlı Tam Dalga Kontrollu Doğrultucu

Şekil 3.11.a'daki devre ters paralel bağlı tristörlerle bir RL yükünü beslemektedir. İki tristörden sadece biri iletime geçmektedir. Eğer sadece Q_1 tristörü iletimde olursa (3.6) nolu eşitlikten,

$$i = \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin(\omega t - \phi) + A\, e^{-(\frac{R}{L})t} \qquad (3.6)$$

$\omega t = 0$ 'da $i = 0$ olursa

$$0 = \frac{\sqrt{2}V}{Z} \sin(\alpha - \phi) + A\, e^{-(\frac{R}{L})\frac{\alpha}{\omega}}$$

Böylece tristör akımı,

$$i_{A1} = \frac{\sqrt{2}V}{Z}\left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi)\, e^{\frac{R}{L}(\frac{\alpha - \omega t}{\omega})}\right] \qquad (3.78)$$

olur, ayrıca burada

$$Z = \left[R^2 + (\omega L)^2\right]^{1/2} \qquad (3.79)$$

$$\phi = \tan^{-1} \omega L/R \qquad (3.80)$$

dir. Herbir tristör bir yarım dalga boyunca iletimde olacağından iletim açısı γ, 180^0'yi aşamaz. Eğer α tetikleme açısı $\gamma = 180^0$ olana kadar azaltılırsa yaklaşık saf sinüsoidal dalga elde edilir. Ancak α'nin azaltılması ϕ açısıyla engellenir, yani azaltma $\alpha = \phi$ 'ye kadar yapılabilir.

α, γ, ϕ ve β arasında ilişki aşağıdaki eşitliklerden bulunabilir. i_{A1} akımı $\omega t = \beta$'da sıfır olacağından

$$0 = \frac{\sqrt{2}V}{Z}\left[\sin(\beta - \phi) - \sin(\alpha - \phi)\, e^{(\frac{R}{L})(\frac{\alpha - \beta}{\omega})}\right]$$

$$\sin(\beta - \phi) = \sin(\alpha - \phi)\, e^{\frac{R}{L}(\frac{\alpha - \beta}{\omega})} \qquad (3.81)$$

$$\gamma = \beta - \alpha \qquad (3.82)$$

bulunur.

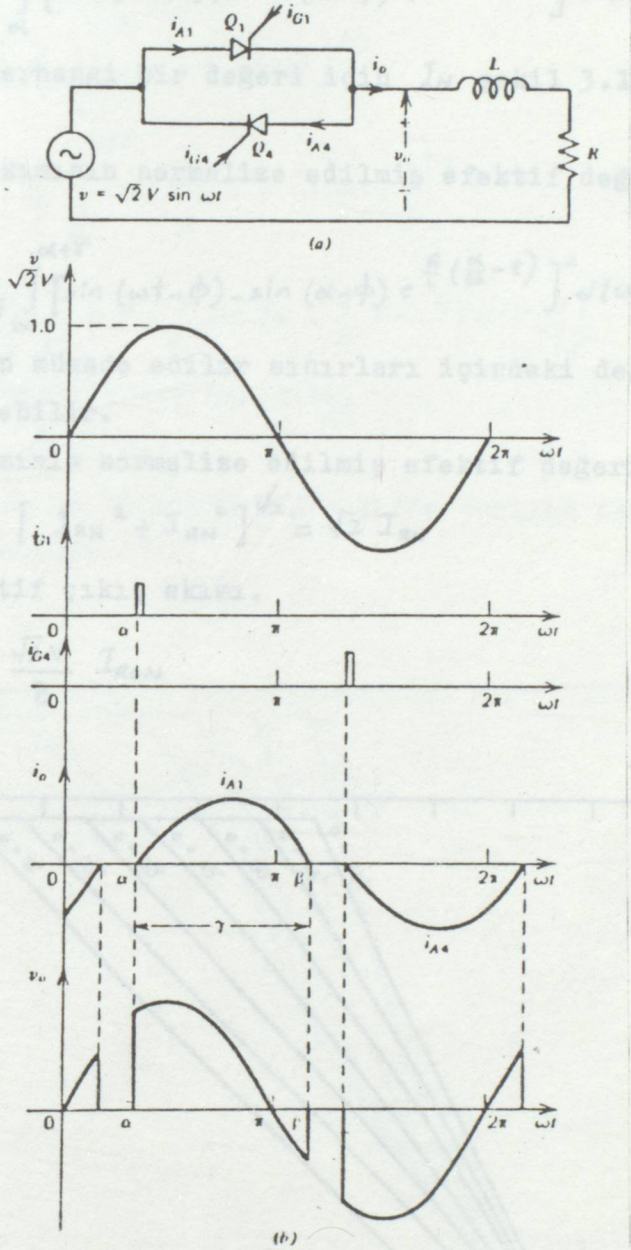
Eğer $\alpha = \phi$ alınırsa (3.81) ve (3.82) nolu eşitlikler

$$\sin(\beta - \alpha) = \sin(\alpha - \alpha)\, e^{\frac{R}{L}(\frac{\alpha - \beta}{\omega})}$$

$$\sin(\beta - \phi) = \sin(\beta - \alpha) = 0 \qquad (3.83)$$

$$\beta - \alpha = \gamma = 180^\circ \qquad (3.84)$$

olur.



Şekil 3.11- Bir RL yükünü besleyen tek fazlı tam dalga kontrolör.

Böylece şekil 3.12 ϕ değişken olmak üzere γ' nin α'ya bağlı değişimi gösterir. Tetikleme açısının etki alanı $0<\alpha<\phi$ arasında olursa çıkış akımı sabit kalır.

Tristör akımlarının ortalama değeri (3.78) nolu eşitlikten hesaplanarak, normalize edilmiş ortalama tristör akımı,

$$I_N = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi)\, e^{(\frac{R}{L})(\frac{\alpha}{\omega} - t)} \right] d(\omega t) \qquad (3.85)$$

olur ve α' nin herhangi bir değeri için I_N şekil 3.13'den bulunabilir.

Tristör akımının normalize edilmiş efektif değeri 3.78 nolu eşitlikten,

$$I_{RN} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi)\, e^{\frac{R}{L}(\frac{\alpha}{\omega} - t)} \right]^2 d(\omega t) \right]^{1/2} \qquad (3.86)$$

bulunur ve α' nin müsade edilir sınırları içindeki değerleri için şekil 3.14 çizilebilir.

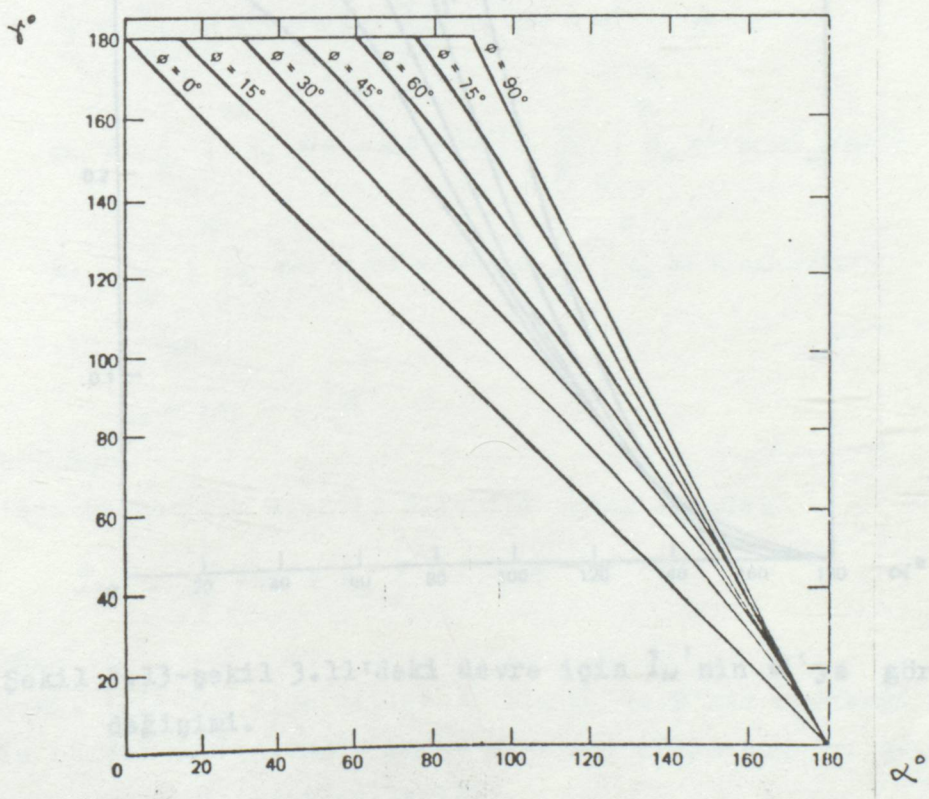
Çıkış akımının normalize edilmiş efektif değeri,

$$I_{RON} = \left[I_{RN}^2 + I_{RN}^2 \right]^{1/2} = \sqrt{2}\, I_{RN} \qquad (3.87)$$

olacağından efektif çıkış akımı,

$$I_{RO} = \frac{\sqrt{2}V}{Z}\, I_{RON} \qquad (3.88)$$

olur.



Şekil 3.12-şekil 3.11'deki devre için γ'nin α'ya göre değişimi.

Şekil 3.11.b'den görüleceği üzere çıkış geriliminin normalize edilmiş efektif değeri,

$$V_{RON} = \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\delta} \sin^2 \omega t \, d(\omega t) \right]^{1/2}$$

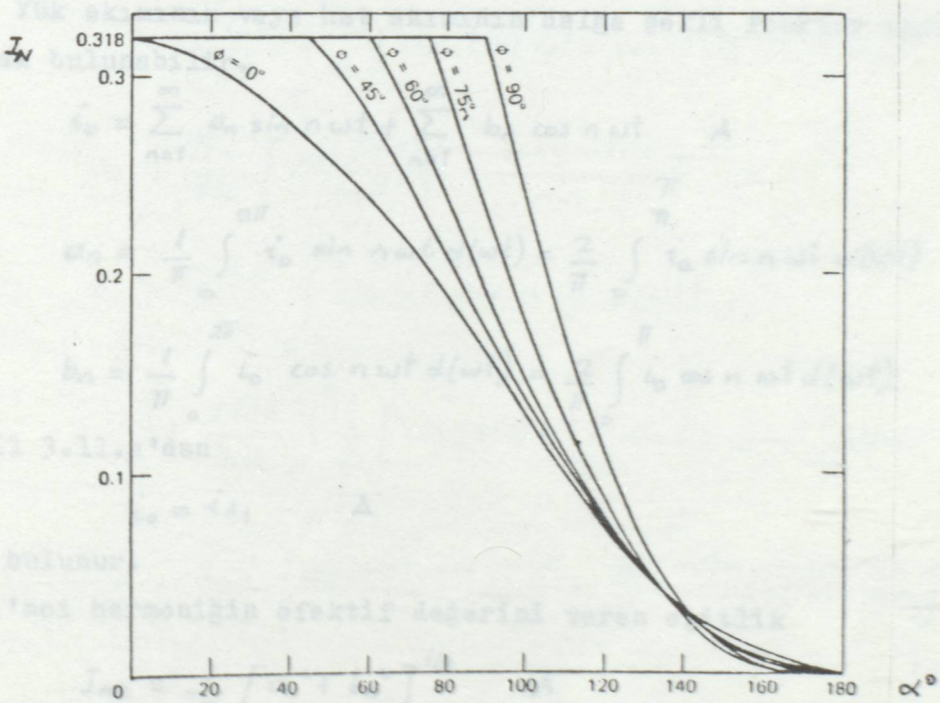
$$= \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\delta} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \, d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$V_{RON} = \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[\delta + \frac{1}{2} \sin 2\alpha - \frac{1}{2} \sin 2(\alpha+\delta) \right] \right\}^{1/2} \qquad (3.89)$$

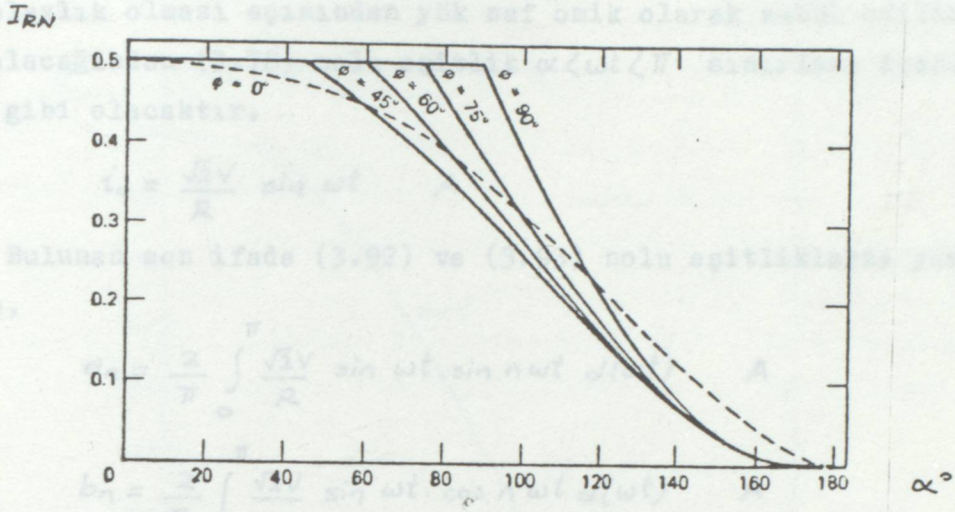
olur, böylece efektif çıkış gerilimi,

$$V_{Ro} = \sqrt{2}\, V \; V_{RON} \qquad V \qquad (3.90)$$

olarak bulunur. α ve δ nin şekil 3.12'de verilen değerleri ile bu gerilim hesaplanabilir.



Şekil 3.13-şekil 3.11'deki devre için I_N'nin α'ya göre değişimi.



Şekil 3.14-şekil 3.11'deki devre için I_{RN} 'nin α'ya bağlı değişimi.

III-3.1. Harmonik Analizi

Yük akımının veya hat akımının dalga şekli Fourier serisine açılarak bulunabilir.

$$i_o = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos n\omega t \quad A \tag{3.91}$$

burada

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_o \sin n\omega t \, d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i_o \sin n\omega t \, d(\omega t) \tag{3.92}$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_o \cos n\omega t \, d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i_o \cos n\omega t \, d(\omega t) \tag{3.93}$$

ve şekil 3.11.a'dan

$$i_o = i_{A_1} \quad A \tag{3.94}$$

olarak bulunur.

n'nci harmoniğin efektif değerini veren eşitlik

$$I_{nR} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[a_n^2 + b_n^2 \right]^{1/2} \quad A \tag{3.95}$$

olacaktır.

Şekil 3.12'den elde edilen γ ile α ve ϕ'nin herhangi bir değeri için (3.91) den (3.94)'e kadar olan eşitliklerden hat akımının harmonik bileşenleri tayin edilebilir.

Eğer kolaylık olması açısından yük saf omik olarak kabül edilirse'ki $\phi = 0$ olacağından (3.78) nolu eşitlik $\alpha < \omega t < \pi$ sınırları içinde aşağıdaki gibi olacaktır.

$$i_o = \frac{\sqrt{2}V}{R} \sin \omega t \quad A \tag{3.96}$$

Bulunan son ifade (3.92) ve (3.93) nolu eşitliklerde yerlerine konursa,

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{\sqrt{2}V}{R} \sin \omega t . \sin n\omega t \, d(\omega t) \quad A \tag{3.97}$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{\sqrt{2}V}{R} \sin \omega t . \cos n\omega t \, d(\omega t) \quad A \tag{3.98}$$

Bulunan bu son iki ifade entegre edilirse

$$a_n = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi R} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t . \sin n\omega t \, d(\omega t)$$

$$= \frac{2\sqrt{2}V}{\pi R} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{1}{2} \left[\cos (1-n)\omega t - \cos (1+n)\omega t \right] d(\omega t$$

$$a_n = \frac{\sqrt{2}V}{\pi R} \left[\frac{\sin (n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\sin (n-1)\alpha}{n-1} \right] \quad A \tag{3.99}$$

$$b_n = \frac{2\sqrt{2}V}{\pi R} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t . \cos n\omega t \, d(\omega t)$$

$$= \frac{2\sqrt{2}V}{\pi R} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{1}{2} \left[\sin (n+1)\omega t + \sin (1-n)\omega t \right] d(\omega t)$$

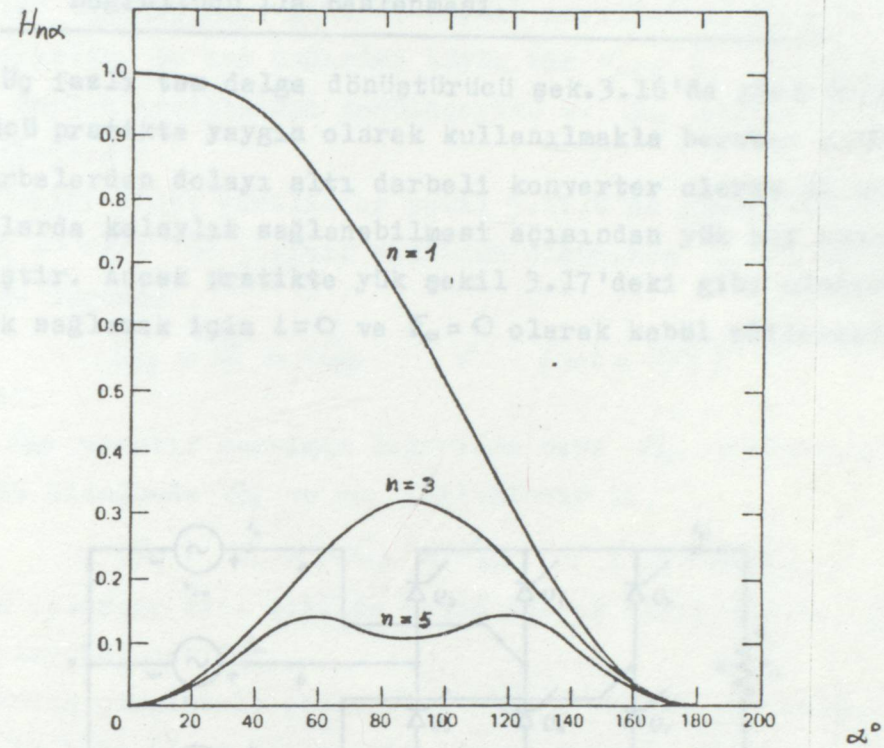
$$b_n = \frac{\sqrt{2}V}{\pi R} \left[\frac{\cos (n+1) - \cos (n+1)\pi}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\alpha - \cos(n-1)\pi}{n-1} \right] A \tag{3.100}$$

$n = 1$ için (3.99) ve (3.100) nolu eşitlikler sonsuza gider, ancak (3.97) ve (3.98) nolu eşitliklerde $n=1$ konursa,

$$a_1 = \frac{\sqrt{2}V}{\pi R} \left[\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right] \quad A \tag{3.101}$$

$$b_1 = - \frac{\sqrt{2}V}{\pi R} \sin^2 \alpha \quad A \tag{3.102}$$

bulunur.



Şekil 3.15-Ø=0 hali ve şekil 3.11.a'daki devre için harmonik genliklerin değişimi.

(3.99) dan (3.102) nolu eşitliğe kadar olan ifadeler yardımıyla şekil 3.15'de görülen normalize edilmiş harmonik efektif değerine ait eğriler elde edilir. Burada ordinat ekseninde bulunan $H_{n\alpha}$ değeri aşağıdaki eşitlikle bulunur.

$$H_{n\alpha} = \frac{\alpha \text{ açısında n'nci harmoniğin efektif değeri}}{\text{da hat akımının efektif değeri}} \qquad (3.103)$$

Benzer şekilde $\emptyset \neq 0$ hali için aynı eğri elde edilebilir. Çıkış geriliminin n'nci harmoniğinin efektif değeri ise,

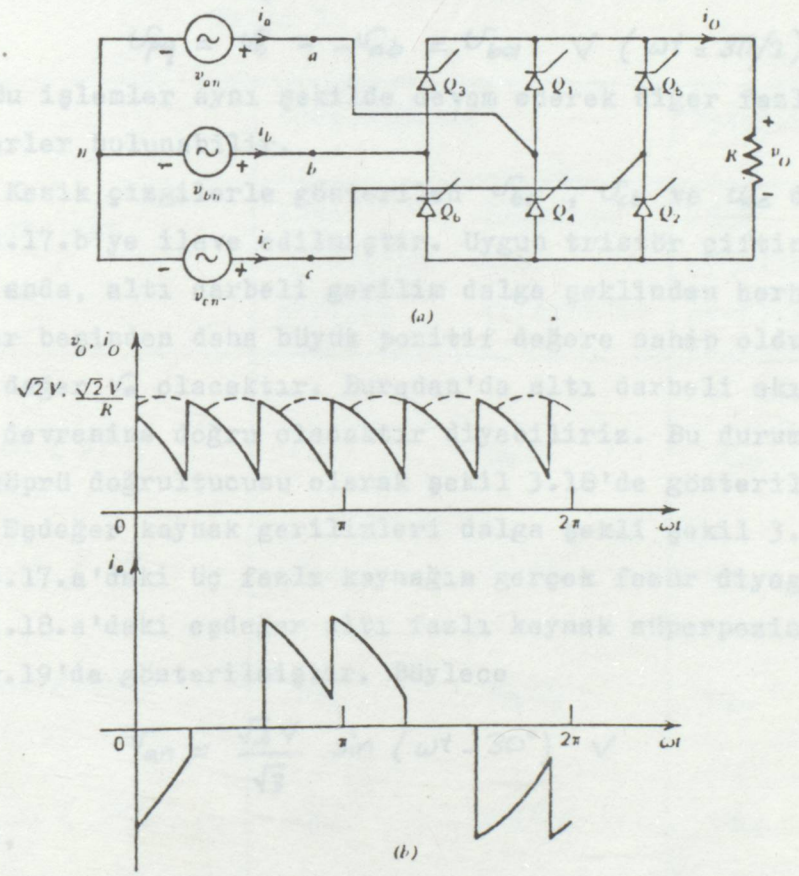
$$V_{nR} = I_{nR} \left[R^2 + (n\omega L)^2 \right]^{1/2} \quad V \qquad (3.104)$$

eşitliği ile bulunur.

Genellikle yük devresinin endüktansının arttırılmasıyla harmonik akımın genlikleri azaltılabilir.

III-4.D.A. Motorunun Üç Fazlı Tam Dalga Kontrollu Doğrultucu İle Beslenmesi.

Üç fazlı tam dalga dönüştürücü şek.3.16'da gösterilmiştir.Bu dönüştürücü pratikte yaygın olarak kullanılmakla beraber şekil 3.16.b' deki darbelerden dolayı altı darbeli konverter olarak da anılır. Hesaplamalarda kolaylık sağlanabilmesi açısından yük saf omik olarak seçilmiştir. Ancak pratikte yük şekil 3.17'deki gibi olacaktır, yine kolaylık sağlamak için $L=0$ ve $E_a=0$ olarak kabül edilecektir.



Şekil 3.16-Üç fazlı tam dalga doğrultucu.

Şekil 3.17.a'da tristörlerin tam bir alternans boyunca iletimde olduklarını veya tristörlerin yerine diyot yerleştirilmiş olduğunu kabül edelim.

Böylece kontrolsuz bir doğrultucu ile çalışması yapılacaktır. Tristörler v_{an}, v_{bn}, v_{cn}, gibi üç kaynak geriliminin kombinasyonuna maruz kalırlar. Bu ani değerler büyük bir $v_{pq} = v_o$ gerilimi üretirler. Bu kaynak gerilimleri kombinasyonu ve v_{pq} gerilimi fazlar arası gerilimlerdir.

Fazlar arası gerilimler şekil 3.17.b'de gösterilmiştir. v_{ab} gerilimi $\omega t = \pi/2$ de pozitif maksimum olduğunda Q_1 ve Q_6 iletimdedir ve bu durumda

$$v_{pq} = v_o = v_{ab} \quad V \quad (\omega t = \pi/2) \tag{3.105}$$

olacaktır.

v_{ab} negatif maksimum değerinde veya v_{ba} pozitif maksimum değerinde olduğunda Q_3 ve Q_4 iletimdedir ki,

$$v_{pq} = v_o = -v_{ab} = v_{ba} \quad V \quad (\omega t = 3\pi/2) \tag{3.106}$$

olur, Bu işlemler aynı şekilde devam ederek diğer fazlar içinde çeşitli değerler bulunabilir.

Kesik çizgilerle gösterilen v_{ba} , v_{cb} ve v_{ac} dalga şekilleri şekil 3.17.b'ye ilave edilmiştir. Uygun tristör çiftinin iletimde olduğu anda, altı darbeli gerilim dalga şeklinden herhangi bir darbesi diğer beşinden daha büyük pozitif değere sahip olduğunu kabul edersek bu değer v_o olacaktır. Buradan'da altı darbeli akım her alternansta yük devresine doğru olacaktır diyebiliriz. Bu durum , üç fazlı tam dalga köprü doğrultucusu olarak şekil 3.18'de gösterilmiştir.

Eşdeğer kaynak gerilimleri dalga şekli şekil 3.18.b'de şekil 3.17.a'daki üç fazlı kaynağın gerçek fazör diyagramı ve şekil 3.18.a'daki eşdeğer altı fazlı kaynak süperpozisyon yapılarak şekil 3.19'da gösterilmiştir. Böylece

$$v_{an} = \frac{\sqrt{2}\,V}{\sqrt{3}} \sin(\omega t - 30°) \quad V \tag{3.107}$$

buradan,

$$v_{AN} = v_{ab} = \sqrt{2}\,V \sin \omega t \quad V \tag{3.108}$$

ve

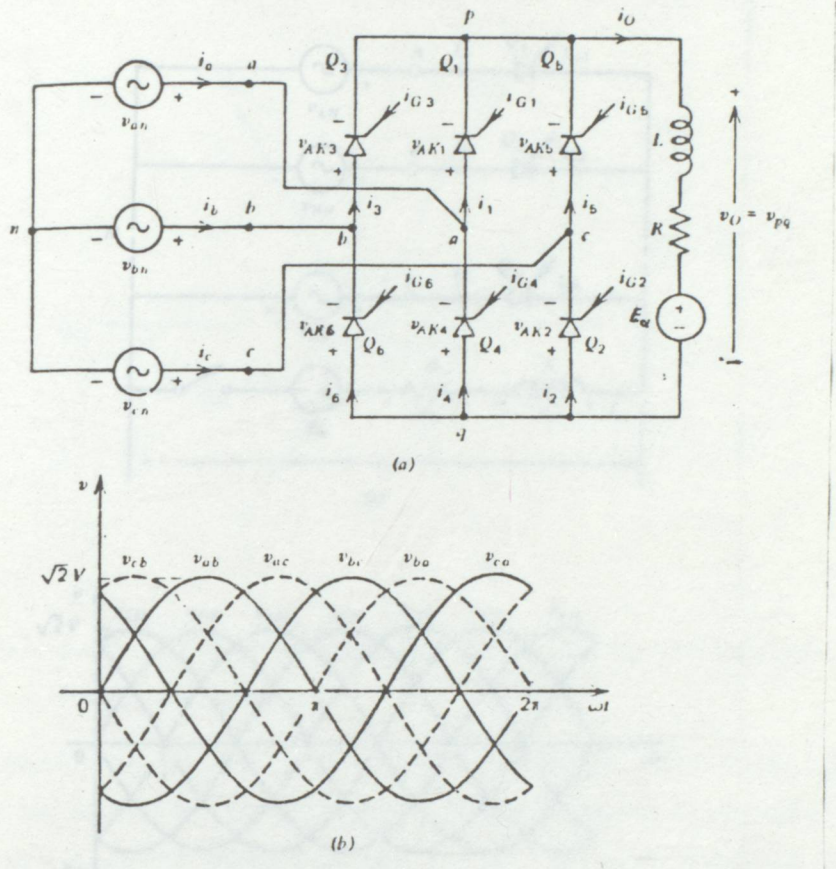
$$\left.\begin{aligned} v_{BN} &= \sqrt{2}V \sin(\omega t - \pi/3) \quad V \\ v_{CN} &= \sqrt{2}\,V \sin(\omega t - 2\pi/3) \quad V \end{aligned}\right\} \tag{3.109}$$

$$\left.\begin{aligned} \upsilon_{DN} &= \sqrt{2}\, V \sin(\omega t - \pi) \quad V \\ \upsilon_{EN} &= \sqrt{2}\, V \sin(\omega t - 4\pi/3) \quad V \\ \upsilon_{FN} &= \sqrt{2}\, V \sin(\omega t - 5\pi/3) \quad V \end{aligned}\right\} \qquad (3.109)$$

olacaktır.

Tablo 1.

İletim aralığı	Gerçek devre		Eşdeğer devre	
	Yüke uygulanan gerilim	İletimde olan tristörler	Yüke uygulanan gerilim	İletimde olan tristörler
$\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$	υ_{ab}	$Q_6 Q_1$	υ_{AN}	Q_1
$2\pi/3 < \omega t < \pi$	υ_{ac}	$Q_1 Q_2$	υ_{BN}	Q_2
$\pi < \omega t < 4\pi/3$	υ_{bc}	$Q_2 Q_3$	υ_{CN}	Q_3
$4\pi/3 < \omega t < 5\pi/3$	υ_{ba}	$Q_3 Q_4$	υ_{DN}	Q_4
$5\pi/3 < \omega t < 2\pi$	υ_{ca}	$Q_4 Q_5$	υ_{EN}	Q_5
$2\pi < \omega t < 7\pi/3$	υ_{cb}	$Q_5 Q_6$	υ_{FN}	Q_6



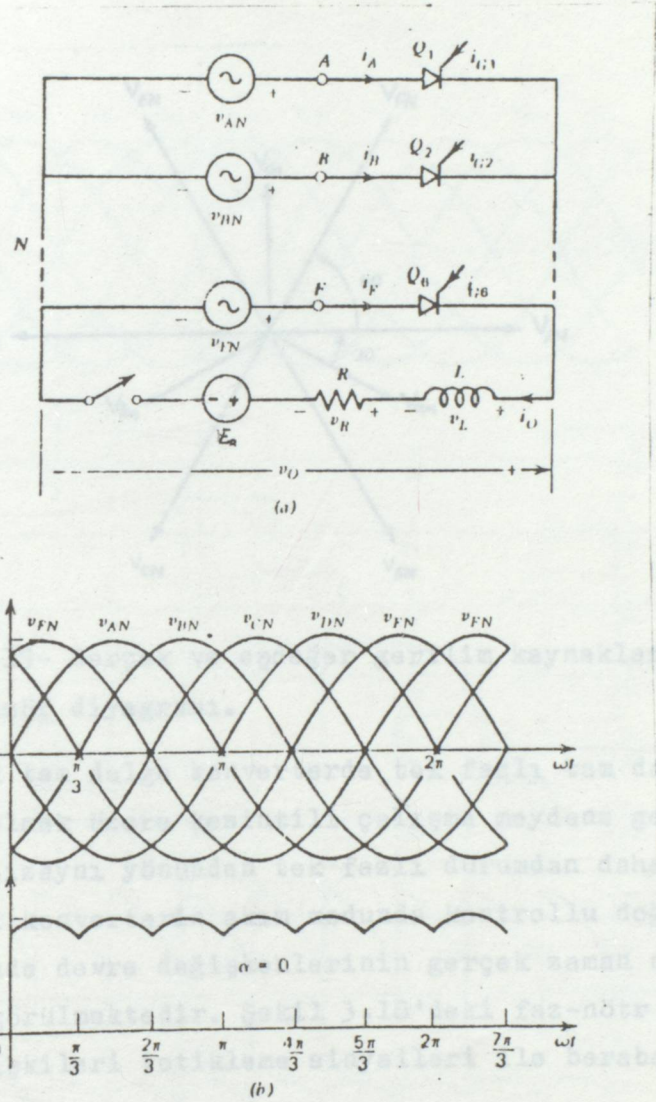
Şekil 3.17-Üç fazlı tam dalga kontrollu doğrultucunun D.A motoruna uygulanması.

Şekil 3.18.a'daki tristörlerin yerine diyotlar yerleştirelim Q_1 iletimde iken $\omega t = \pi/3$ ise ani değer olarak V_{AN} şekil 3.18.b' deki dalga şeklinden'de görüldüğü gibi diğer beş kaynak gerilimden büyük olacaktır. Bu haliyle dönüştürücü $\alpha = 0$ ve $\omega t = \pi/3$ için şekil 3.20'de görülmektedir.

Şimdi şekil 3.17'de genel yükle (RL) verilmiş olan dönüştürücünün çalışmasını izah edelim. Şekil 2'deki devrede eğer α yeterince büyük ve yük devresinin endüktansı düşük ise yük akımı kesintili olacaktır. Üç fazlı A.A kaynağının fazlar arası gerilimi şekil 3.17.a daki devresine uygulandığı için;

$$I_o = \frac{\sqrt{2}V}{Z} I_N \qquad A \tag{3.110}$$

olacaktır.

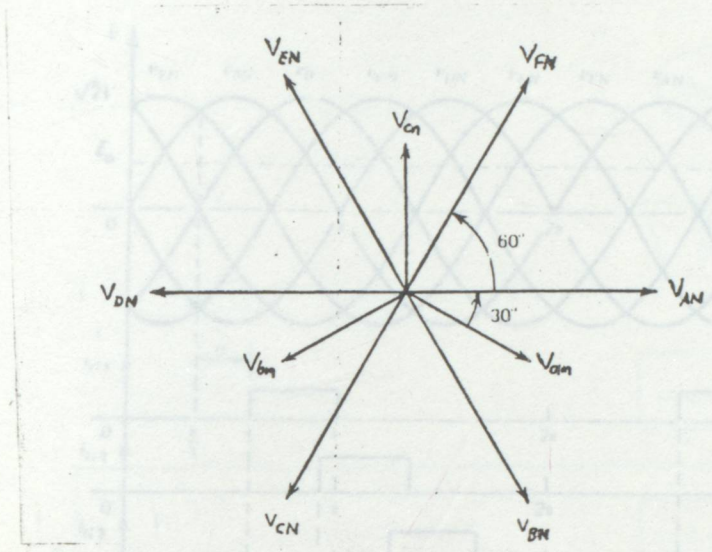


Şekil 3.18-şekil 3.17'deki konverterin eşdeğer devresi.

Normalize edilmiş I_N ortalama çıkış akımının değeri tek fazlı yarım dalga devresindeki akımın altı katı olacaktır. Çıkış akımının efektif değeri I_{RN} tek fazlı yarım dalga doğrultucu devresindakinin $\sqrt{6}$ katı olacaktır. Bu durumda

$$I_R = \frac{\sqrt{2}V}{Z} \; I_{RN} \qquad A \tag{3.111}$$

olacaktır.

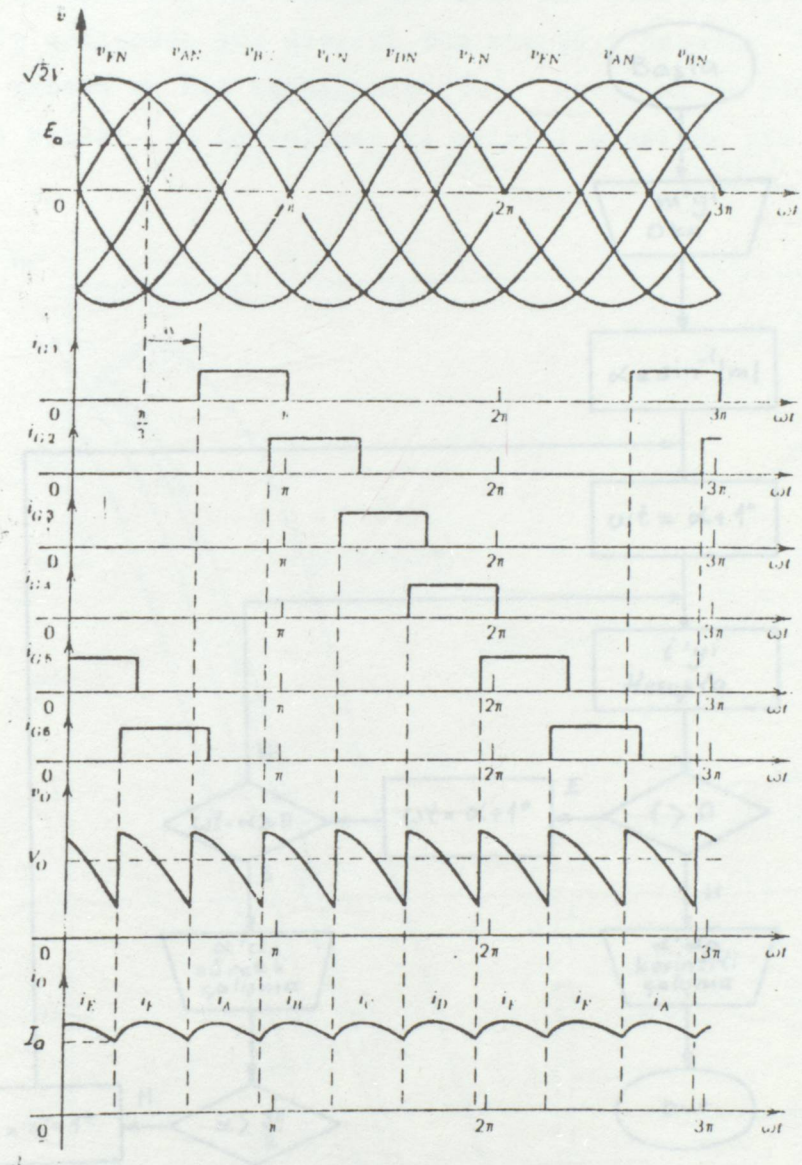


Şekil 3.19- Gerçek ve eşdeğer gerilim kaynaklarının fazör diyagramı.

Üç fazlı tam dalga konverterde tek fazlı tam dalga doğrultucudan daha az olmak üzere kesintili çalışma meydana gelir. Kesintili çalışma devre dizaynı yönünden tek fazlı durumdan daha az önemlidir. Şekil 3.18'deki konverterin akım modunda kontrollu doğrultucu olarak çalışması halinde devre değişkenlerinin gerçek zaman değişimleri şekil 3.20'de görülmektedir. Şekil 3.18'deki faz-nötr gerilimi U_{AN} ve fazlarla ilişkileri tetikleme sinyalleri ile beraber gösterilmiştir.

Şekil 3.22'de görülen diyagram da $\alpha=0$ için çalışma alanının en üst sınırı $m=\sin(\alpha+\pi/3)$ ile belirlenir. En alt sınır ise $m=-1$ dir. Alt ve üst sınırlarla belirlenen bu alan $\alpha=180°$ lik hatla bölünürse iki alt alan bulunur. Şekil 3.26'da belirlenen kapalı kalma süreside burada görülmektedir.

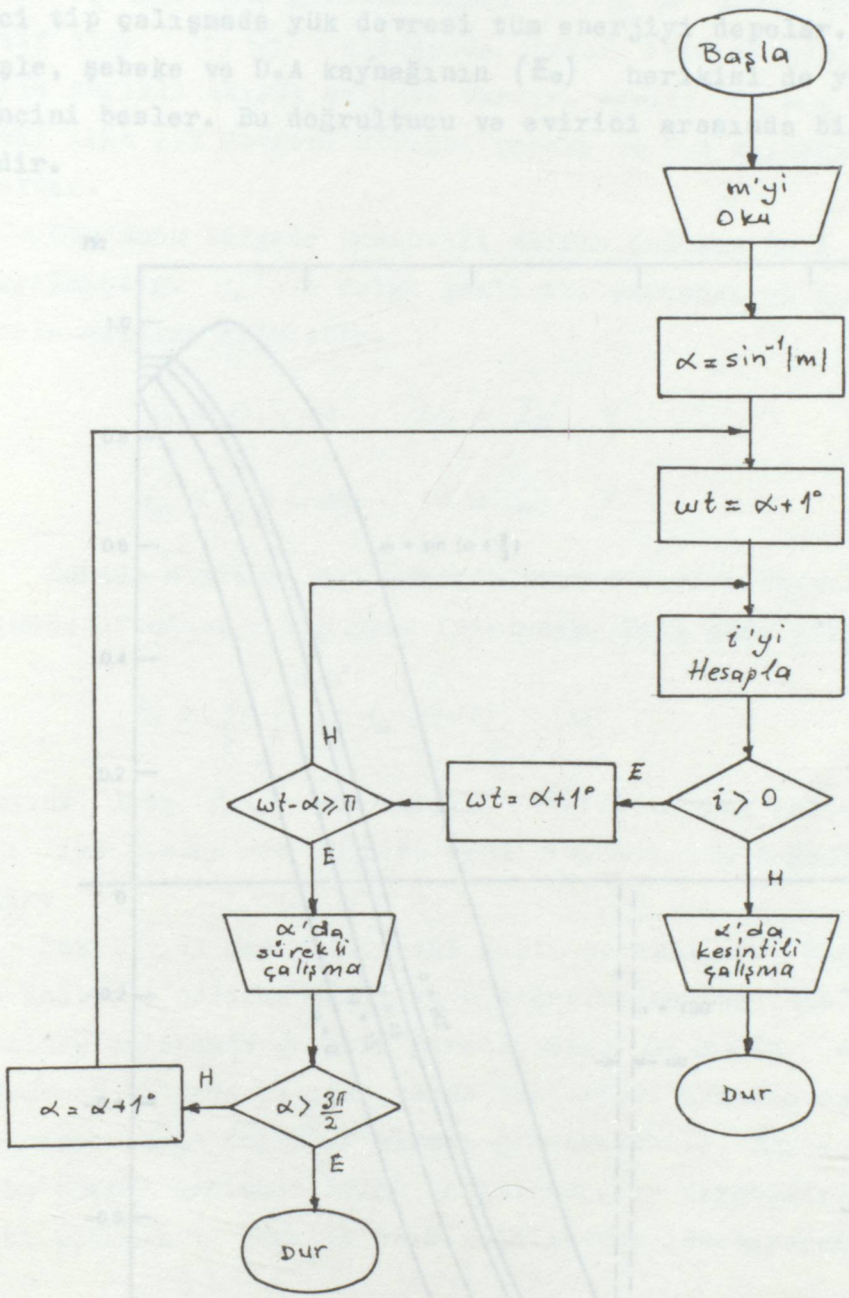
$\emptyset$'nin zincirleme değerlerinin meydana getirdiği eğri ailesi, kesintili çalışmadan sürekli akımla çalışmaya geçişi belirler. Şekil 3.21'de verilen bilgisayar akış şeması ve (3.112) eşitliğinden α ve mümkün olan en büyük $\gamma=60°$ için şekil 3.26'daki diyagram çizilir.



Şekil 3.20-Doğrultucu çalışma halinde şekil 3.a'daki eşdeğer devre için akım ve gerilimlerin değişimi.

$$\frac{Z}{\sqrt{2}V}\, i = \sin(\omega t-\phi) - \left\{\frac{m}{\cos\phi} - \left[\frac{m}{\cos\phi} - \sin(\alpha-\phi)\right] e^{(\alpha-\omega t)/\tan\phi}\right\}$$

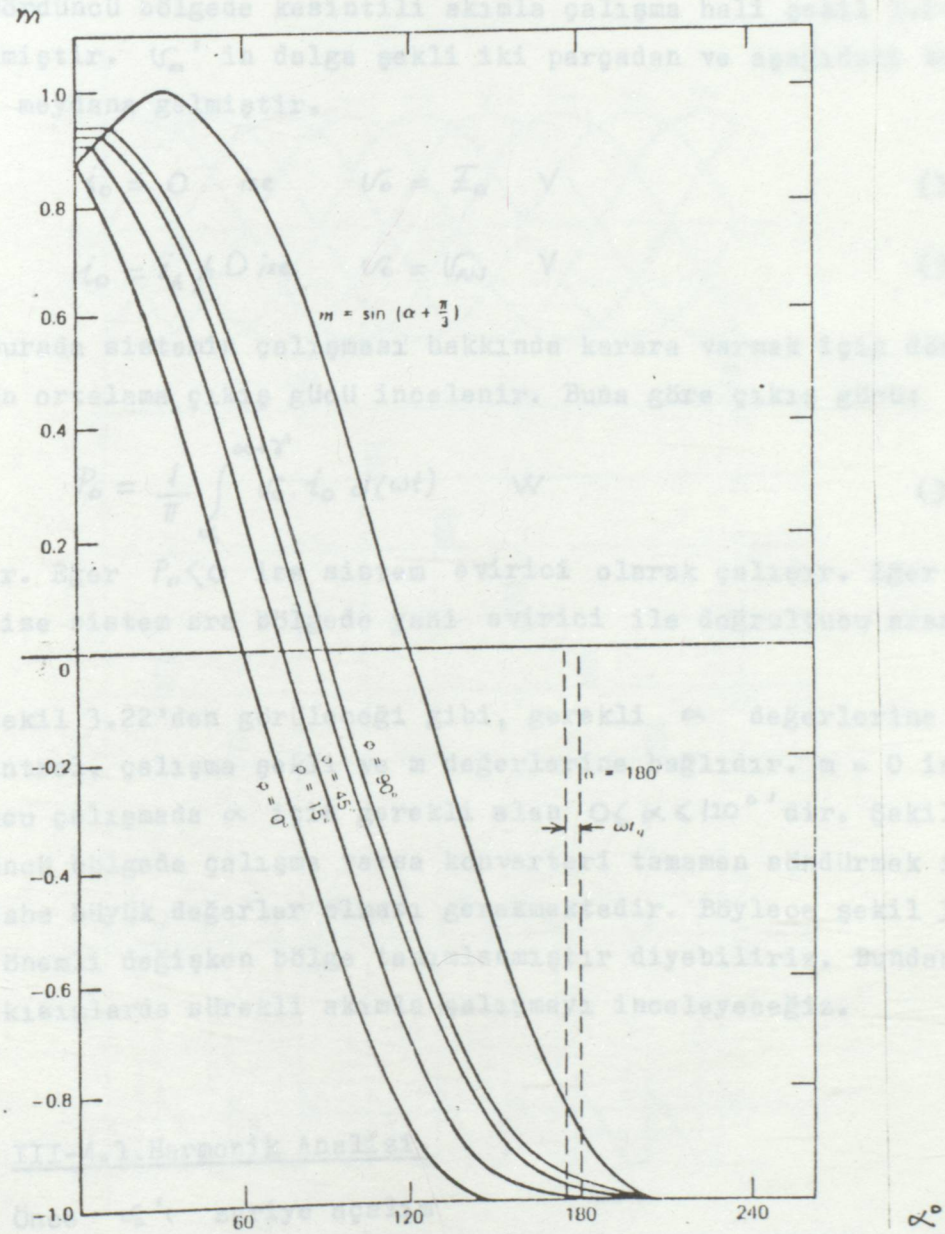
$$\alpha < \omega t < \alpha+\gamma \qquad (3.112)$$



Şekil 3.21-şekil 11'deki diyegram için bilgisayar akış şeması.

Şekil 3.26'nın birinci bölgesi, endüvi enerji çektiği için doğrultucu olarak çalışmayı gösterir. Şekil 3.25 sürekli akım çalışma şartına tipik bir örnektir.

Dördüncü bölgede E_a kaynağı enerji üretir ve burada iki tip çalışma vardır. Birinci tip çalışmada yük devresi tüm enerjiyi şebekeye geri verir. Yani sistem enerji üreterek bir evirici gibi davranır. İkinci tip çalışmada yük devresi tüm enerjiyi depolar. Bir başka deyişle, şebeke ve D.A kaynağının (E_a) herikisi de yük devresi direncini besler. Bu doğrultucu ve evirici arasında bir çalışma biçimidir.



Şekil 3.22-şekil 3.18'deki devre için çalışma diyagramı.

Sürekli akım altında çalışmada, dördüncü bölgede ne olacağına karar vermek için şekil 3.20'de gösterilen v_o'ın dalga şeklini kontrol edelim. Eğer gecikme açısı $\alpha > \pi/2$'ye kadar arttırılırsa v_o negatif olur, $\alpha > \pi/2$ olduğunda sistem evirici gibi çalışır, dolayısıyla sürekli akımda çalışma vardır. Ayrıca $0 \leq \alpha \leq \pi/2$ ve v_o pozitif iken yük devresi direnci şebeke ve D.A kaynağı E_a'dan güç alacaktır.

Dördüncü bölgede kesintili akımla çalışma hali şekil 3.24'de gösterilmiştir. v_o'in dalga şekli iki parçadan ve aşağıdaki kabullerle meydana gelmiştir.

$$i_o = 0 \quad ise \quad v_o = E_a \quad V \tag{3.113}$$

$$i_o = i_A \neq 0 \; ise \quad v_o = v_{AN} \quad V \tag{3.114}$$

Burada sistemin çalışması hakkında karara varmak için dönüştürücünün ortalama çıkış gücü incelenir. Buna göre çıkış gücü;

$$P_o = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} v_o . i_o \, d(\omega t) \quad W \tag{3.115}$$

olacaktır. Eğer $P_o < 0$ ise sistem evirici olarak çalışır. Eğer $P_o > 0$ ise sistem ara bölgede yani evirici ile doğrultucu arasında çalışır.

Şekil 3.22'den görüleceği gibi, gerekli α değerlerine göre bütün kontrol, çalışma şekli ve m değerlerine bağlıdır. m = 0 ise doğrultucu çalışmada α için gerekli alan $0 \leq \alpha \leq 110^\circ$'dir. Şekil 3.22 de dördüncü bölgede çalışma varsa konverteri tamamen söndürmek için α'nin daha büyük değerler alması gerekmektedir. Böylece şekil 3.22 deki bu önemli değişken bölge tanımlanmıştır diyebiliriz. Bundan sonraki kısımlarda sürekli akımla çalışmayı inceleyeceğiz.

III-4.1.Harmonik Analizi.

Önce v_o'i seriye açalım

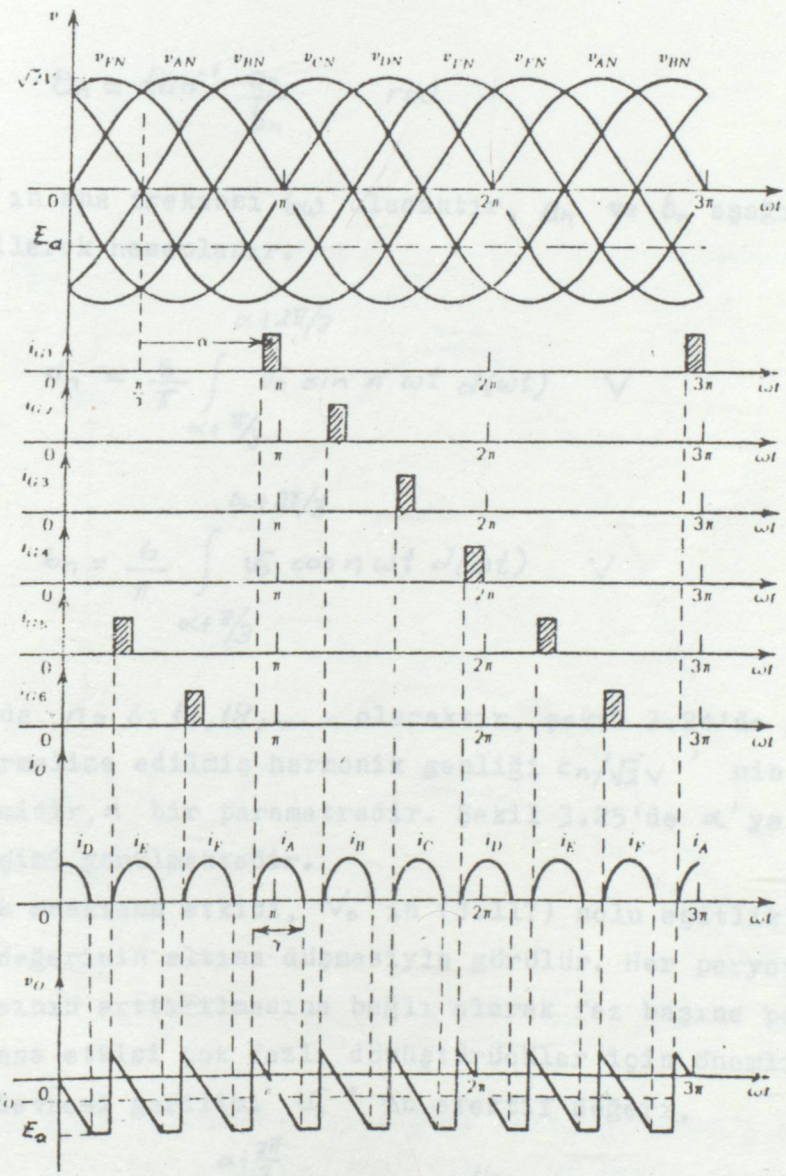
$$v_o = V_o + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cos(n\omega t - \theta_n) \tag{3.116}$$

Burada şekil 3.20'den

$$V_o = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha+\pi/3}^{\alpha+2\pi/3} \sqrt{2}\, V \sin\omega t \; d(\omega t)$$

$$V_o = \frac{3\sqrt{2}V}{\pi} \cos\alpha \quad V \qquad (3.117)$$

yazılabilir.



Şekil 3.23-şekil 3.18'deki eşdeğer devrenin evirici çalışma hali için akım ve gerilimlerin zamana göre değişimi.

Şekil 3.20'de gösterilen v_o'ın dalga şeklinden ana frekansın şebeke frekansından altı kat büyük olduğu görülmektedir. Buna göre çıkış geriliminin bütün harmonikleri $n=6m$ ile belirlenir, burada m tam sayıdır. Bu gösterim çok fazlı kaynaklar için bir avantajdır.

(3.116) nolu eşitlikten,

$$c_n = \left[a_n^2 + b_n^2 \right]^{1/2} \quad V$$

ve

$$\theta_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} \quad rad. \tag{3.119}$$

dır.

v_o'ın ana frekansı 6ω olacaktır, a_n ve b_n aşağıdaki gibi entegre edilerek hesaplanır.

$$a_n = \frac{6}{\pi} \int_{\alpha+\pi/3}^{\alpha+2\pi/3} v_o \sin n\omega t \, d(\omega t) \quad V \tag{3.120}$$

$$b_n = \frac{6}{\pi} \int_{\alpha+\pi/3}^{\alpha+2\pi/3} v_o \cos n\omega t \, d(\omega t) \quad V \tag{3.121}$$

Burada $n = 6, 12, 18, \ldots$ olacaktır, şekil 3.24'de görülen eğriler, normalize edilmiş harmonik genliği $c_n/\sqrt{2}V$' nin α' ya göre değişimidir, n bir parametredir. Şekil 3.25'de α' ya göre θ' nın değişimi görülmektedir.

Kaçak reaktans etkisi, V_o'ın (3.117) nolu eşitlikle verilen teorik değerinin altına düşmesiyle görülür. Her peryotta komutasyon sayısının arttırılmasına bağlı olarak faz başına per-unit kaçak reaktans etkisi çok fazlı dönüştürücüler için önemlidir.

Yük devresi gerilimi v_o' ın efektif değeri,

$$V_R = \left[\frac{3}{\pi} \int_{\alpha+\frac{\pi}{3}}^{\alpha+\frac{2\pi}{3}} v_{AN}^2 \, d(\omega t) \right]^{1/2}$$

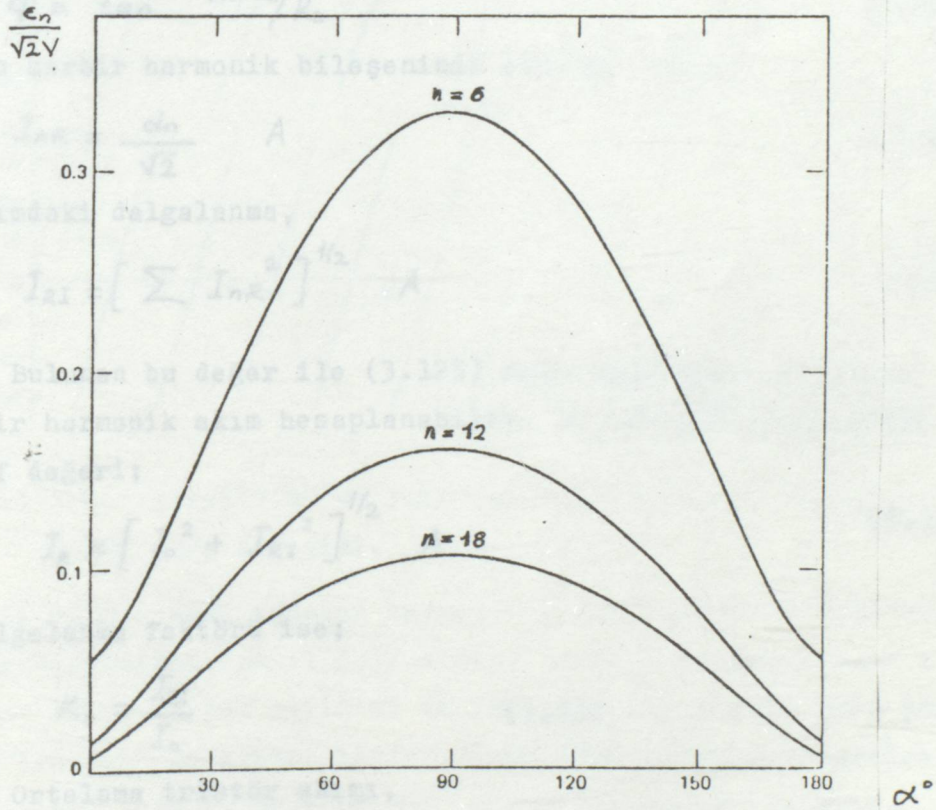
$$V_R = \sqrt{2}V\left[0{,}5 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\cos 2\alpha\right]^{1/2} \quad V \tag{3.122}$$

olursa, gerilimdeki dalgalanma;

$$V_{RI} = \left[V_R^2 - V_o^2\right]^{1/2} \quad V \tag{3.123}$$

olacaktır. Gerilim dalgalanma faktörü aşağıdaki formül ile hesaplanır.

$$K_v = \frac{V_{RI}}{V_o} \tag{3.124}$$



Şekil 3.24- n parametresine göre şekil 3.17 ve 3.18'deki devreler için $c_n/\sqrt{2}V$ 'nin α'ya bağlı olarak değişimi.

Şimdi i_o'ı seriye açarsak

$$i_o = I_o + \sum_{n=1}^{\infty} d_n \cos(n\omega t - \theta_n - \phi_n) \quad A \tag{3.125}$$

bulunur.

Burada ortalama çıkış akımı;

$$I_o = \frac{V_o - E_a}{R_a} \quad A \tag{3.126}$$

$$d_n = \frac{c_n}{\left[R_a^2 + (n\omega L_a)^2\right]^{1/2}} \quad A \tag{3.127}$$

ve

$$\phi = \tan^{-1} n\omega L_a / R_a \tag{3.128}$$

dır. Akımın herbir harmonik bileşeninin efektif değeri

$$I_{nR} = \frac{d_n}{\sqrt{2}} \quad A \tag{3.129}$$

olur ve akımdaki dalgalanma,

$$I_{RI} = \left[\sum I_{nR}^2\right]^{1/2} \quad A \tag{3.130}$$

olacaktır. Bulunan bu değer ile (3.125) nolu eşitlikte istenilen herhangi bir harmonik akım hesaplanabilir. Bu durumda çıkış akımının efektif değeri;

$$I_R = \left[I_o^2 + I_{RI}^2\right]^{1/2} \quad A \tag{3.131}$$

ve akım dalgalanma faktörü ise;

$$K_i = \frac{I_{RI}}{I_o} \tag{3.53}$$

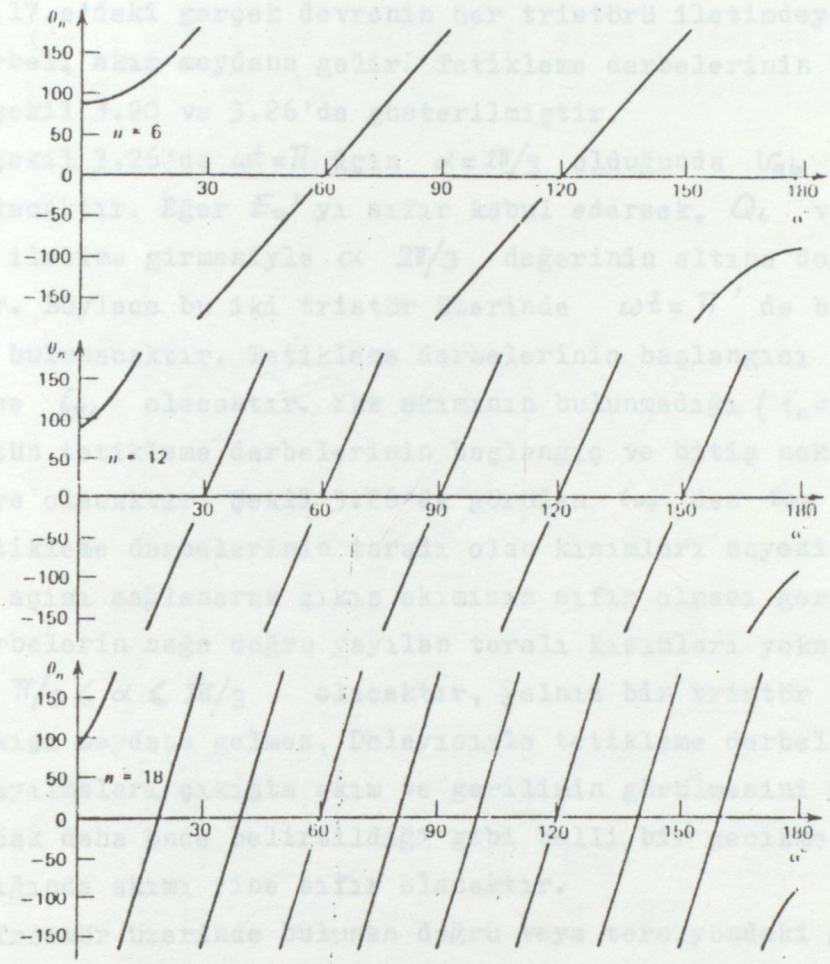
olacaktır. Ortalama tristör akımı,

$$I_Q = \frac{I_o}{3} \quad A \tag{3.132}$$

bulunursa, bu durumda efektif tristör akımı,

$$I_{QR} = \frac{I_R}{\sqrt{3}} \quad A \tag{3.133}$$

olacaktır.



Şekil 3.25- şekil 3.17 ve 3.18'deki devreler için θ' nın α'ya göre değişimi.

Şekil 3.18.a'daki eşdeğer devreden çıkış değerleri kolaylıkla kararlaştırılabilirken, şekil 3.17.a'daki devrede çalışmak daha uygun olur. Fazlar arası kaynak gerilimi ve yük akımının zamana göre değişimi şekil 3.26'da gösterilmiştir. i_o' yük akımını meydana getiren tristör akımları tepeler halinde i_o eğrisinde gösterilmiştir. Tablo 1'den görüleceği üzere, fazlar arası gerilimler v_{ab} , v_{ac} , v_{ba} veya v_{ca}' nın hangisi yüke uygulanmışsa, o gerilime ait olan akım alternansın üçte ikisi boyunca yük devresinden akacaktır. Şekil 3.26'da a fazına ait akım görülmektedir, buna göre b ve c fazına ait akımlar a fazından $\mp 120^\circ$ lik faz farkıyla benzer biçimde olacaktır.

Şekil 3.17.a'nın şekil 3.18.a'dan farklı olduğu görülmektedir.

Tablo 1'den görüleceği gibi, eşdeğer devrenin her tristörü iletimdeyken her peryotta bir tane altı darbeli akım meydana gelir, şekil 3.17.a'daki gerçek devrenin her tristörü iletimdeyken iki tane altı darbeli akım meydana gelir. Tetikleme darbelerinin ve akımın değişimi şekil 3.20 ve 3.26'da gösterilmiştir.

Şekil 3.26'da $\omega t=\pi$ için $\alpha=2\pi/3$ olduğunda v_{ab} gerilimi negatif olacaktır. Eğer E_a'yı sıfır kabul edersek, Q_6 ve Q_1 tristörlerinin iletime girmesiyle α $2\pi/3$ değerinin altına doğru azaltılmış olur. Böylece bu iki tristör üzerinde $\omega t=\pi'$ de bir tetikleme darbesi bulunacaktır. Tetikleme darbelerinin başlangıcı i_{g_1} ,son darbe ise i_{g_6} olacaktır. Yük akımının bulunmadığı ($i_0=0$) durum için bütün tetikleme darbelerinin başlangıç ve bitiş noktaları bu ikiliye göre olacaktır. Şekil 3.26'da görülen i_{g_1} den i_{g_6}'ya kadar olan tetikleme darbelerinin taralı olan kısımları sayesinde maksimum gecikme açısı sağlanarak çıkış akımının sıfır olması gerçekleştirilir. Eğer darbelerin sağa doğru yayılan taralı kısımları yoksa, tetikleme sahası $\pi/3 \leqslant \alpha \leqslant 2\pi/3$ olacaktır, yalnız bir tristör tetiklenerek akım çıkışı meydana gelmez. Dolayısıyla tetikleme darbelerinin sağa doğru yayılmaları çıkışta akım ve gerilimin görülmesini sağlayacaktır. Ancak daha önce belirtildiği gibi belli bir gecikme açısına ulaşıldığında akımı yine sıfır olacaktır.

Tristör üzerinde bulunan doğru veya ters yöndeki gerilimler tristörün iletimdeki veya kesimde olduğunu belirler. Ancak gerilim kaynağı tristör üzerinde bulunan gerilimi destekleyip desteklemediğine göre tristörün iletime gireceği unutulmamalıdır. Şekil 3.17.a'da i_1 , i_3 ve i_5 akımları var kabul edilerek v_{AK_1} gerilimi tayin edilir. Gerçekten i_1 akımı akarken,

$$i_1 \neq 0 \quad ise \quad v_{AK_1} = 0 \tag{3.134}$$

olur, i_3 akımı akarken $v_{AK_3}=0$ dır ve çevrim somutlaştırılırsa Q_1, Q_3, v_{an} ve v_{bn} olarak,

$$v_{AK_1} = v_{an} - v_{bn} \quad V \tag{3.135}$$

olur. Faz-nötr kaynak gerilimi için ifade,şek.3.19'daki fazör diyagramından tayin edilerek ve (3.135) nolu eşitlikte bu ifadeler yerleştirilirse;

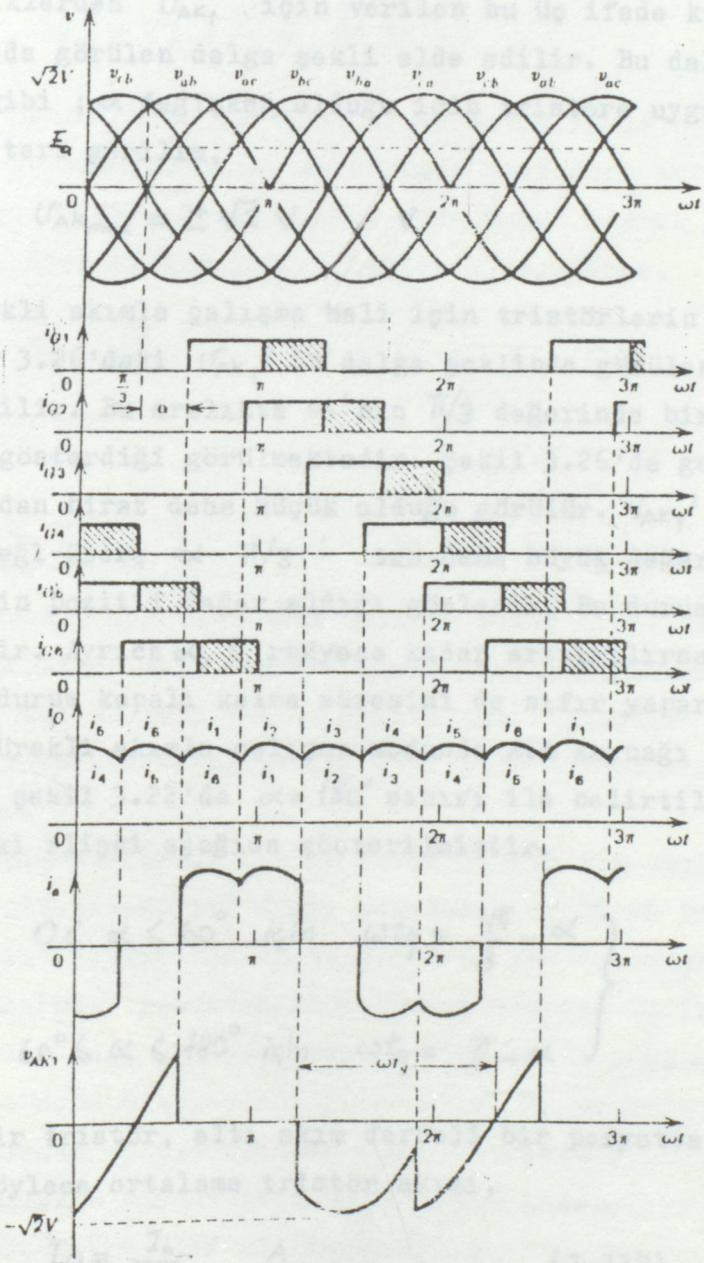
$$v_{AK_1} = \frac{\sqrt{2}V}{\sqrt{3}} \sin(\omega t - 30^\circ) - \frac{\sqrt{2}V}{\sqrt{3}} \sin(\omega t - 150^\circ)$$

$$U_{AK_1} = \sqrt{2}\, V \sin \omega t \quad V \tag{3.136}$$

olur, burada i_3 akımı sıfır değildir. i_5 akımı aktığında $U_{AK_5} = 0$ olur ve çevrim Q_1, Q_5, U_{an} ve U_{cn} için gerçekleştirilirse,

$$U_{AK_1} = U_{an} - U_{cn} \quad V \tag{3.137}$$

olur,



Şekil 3.26- şekil 2'deki devrenin akım ve gerilimlerinin zamana göre değişimi.

böylece şekil 3.19'daki fazör diyagramından;

$$U_{Ak_1} = \frac{\sqrt{2}V}{\sqrt{3}} \sin(\omega t - 30^\circ) - \frac{\sqrt{2}V}{\sqrt{3}} \sin(\omega t - 90^\circ)$$

$$= \sqrt{2}V \sin(\omega t - 60^\circ) \quad V \qquad (3.138)$$

olur, burada ise i_5 sıfır olmayacaktır. (3.134),(3.136) ve (3.138) nolu eşitliklerden U_{Ak_1} için verilen bu üç ifade kullanılarak şekil 3.26'da görülen dalga şekli elde edilir. Bu dalga şeklinden görüldüğü gibi ; α değişken olduğu için tristöre uygulanan maksimum doğru veya ters gerilim,

$$U_{Ak_{max}} = \pm\sqrt{2}\,V \quad V \qquad (3.139)$$

olacaktır.

Sürekli akımla çalışma hali için tristörlerin kapalı kalma süresi, şekil 3.26'daki U_{Ak_1}'in dalga şeklinde görülen ωt_q aralığından elde edilebilir. Bu aralıkta α'nın $\pi/3$ değerinde bir süreksizlik veya kesinti gösterdiği görülmektedir. Şekil 3.26'da gecikme açısının $\pi/3$ radyandan biraz daha küçük olduğu görülür. U_{Ak_1}'in dalga şeklinden görüleceği üzere α $\pi/3$' ten daha büyük değer alırsa $\omega t = 2\pi$ de U_{Ak_1}' in pozitif değer aldığı gözlenir. Bu durumda ωt_q da azalma meydana gelir. Ayrıca α, π radyana kadar arttırılırsa, ωt_q sıfır olur ve bu durum kapalı kalma süresini de sıfır yapar. α'nın bu değeri için sürekli akımla çalışma modunda A.A kaynağı kısa devre olur ve bu durum şekil 3.22'de $\alpha = 180^\circ$ sınırı ile belirtilmiştir. ωt_q ve α arasındaki ilişki aşağıda gösterilmiştir.

$$\left.\begin{aligned} 0 \leqslant \alpha \leqslant 60^\circ \text{ için } \quad \omega t_q &= \frac{4\pi}{3} - \alpha \\ 60^\circ \leqslant \alpha \leqslant 180^\circ \text{ için } \quad \omega t_q &= \pi - \alpha \end{aligned}\right\} \qquad (3.140)$$

Herbir tristör, altı akım darbeli bir peryotta iki defa iletimdedir, böylece ortalama tristör akımı,

$$I_Q = \frac{I_o}{3} \quad A \qquad (3.132)$$

olacaktır ve tristör akımının efektif değeri ise

$$I_{QR} = \frac{I_R}{\sqrt{3}} \quad A \qquad (3.133)$$

olur

Her kaynakta faz veya hat akımı bir peryotta altı darbenin dördünde olacağından, hat akımı efektif değeri üç fazlı transformator çıkış akımı olarak kabul edilir ki,

$$I_2 = \sqrt{2}\, I_{QR} = \frac{\sqrt{2}\, I_R}{\sqrt{3}} \quad A \qquad (3.141)$$

olacaktır. Çünkü devre üç tellidir ve dolayısıyla üç katlı harmonik bileşenler bulunmayacaktır. Bu durumda transformotor sargı akımlarının dalga şekli sargıların yıldız veya üçgen olarak bağlanmasından etkilenmez. Eğer yıldız-yıldız bağlantı seçilirse,

$$S_2 = \sqrt{3}\, V\, I_2 = \sqrt{2}\, V\, I_R = S_1 \quad VA \qquad (3.142)$$

olacaktır.

III-5. Özet.

Kontrollu doğrultucular aslında birer dönüştürücüdürler. Dolayısıyla doğrultucu veya evirici olarak çalışabilirler. Bu tip dönüştürücülerle iki bölgeli tahrik gerçekleştirilebilir. Dört bölgeli tahrik için II. bölümde anlatıldığı gibi çift dönüştürücü (konverter) faydalanılır.

Dönüştürücüler kaynak gerilimi olarak tek fazlı veya üç fazlı şebekeler kullanılır. Tek fazlı şebekeden beslenen bir yük genellikle 5 kw'ı aşmaz. Dolayısıyla küçük güçlerde tek fazlı şebeke kullanılır.

Harmonikler yönünden inceleyecek olursak üç fazlı tam dalga dönüştürücüler daha çok avantajlıdır. Sistemde nekadar faz sayısı artarsa daha düzgün D.A meydana gelecektir. Bu prensiple tek fazlı şebekeden beslenen dönüştürücüler daha az tercih edilirler. Ancak bazı hallerde kullanım zorunluluğu ve ihtiyaca cevap vermesi bakımından tek fazlı dönüştürücüler kullanılabilir.

Üç fazlı tam dalga dönüştürücüde tek fazlı tam dalga dönüştürücüsüne nazaran daha az kesintili çalışma meydana gelir. Kesintili çalışma üç fazlı dönüştürücüde önemlidir. Yük devresi endüktansının

arttırılmasıyla harmonik akımın genliği azaltılabilir. Yük devresi endüktansı arttırılırsa (ki buda büyük güçlü motorları gerektirir) kesintili çalışmadan sürekli akımla çalışmaya geçilmiş olur. Böylece üç fazlı tam dalga dönüştürücüler tek fazlı tam dalga doğrultucular tercih edilirler. Uygun filtre devreleriyle harmoniklerin şebekeye zarar vermeleri engellensede motorda harmoniklerden dolayı meydana gelecek kayıplar yönünden üç fazlı tam dalga doğrultucular daha çok verimlidirler.

IV-ÇEKİCİLERDE D.A KIYICILARININ KULLANILMASI

D.A dan D.A'a çeviriciler çalışma prensipleri yönünden genellikle kıyıcılar olarak adlandırılırlar. Kıyıcılar, yük devresi ile D.A kaynağı arasına bir veya daha çok tristör sokulup yük devresine uygulanan doğru gerilimin ortalama değerini değiştirirler. Şekil 4.1 de bir D.A kıyıcısı gösterilmiştir.

Ortalama yük gerilimi şekil 4.1.b'de görüldüğü gibi azaltılır ve kıyıcı kaynak geriliminin genliğine eşit darbe dizisi üretir. Yük gerilimi V_o aşağıda sıralanan üç farklı yolla elde edilir.

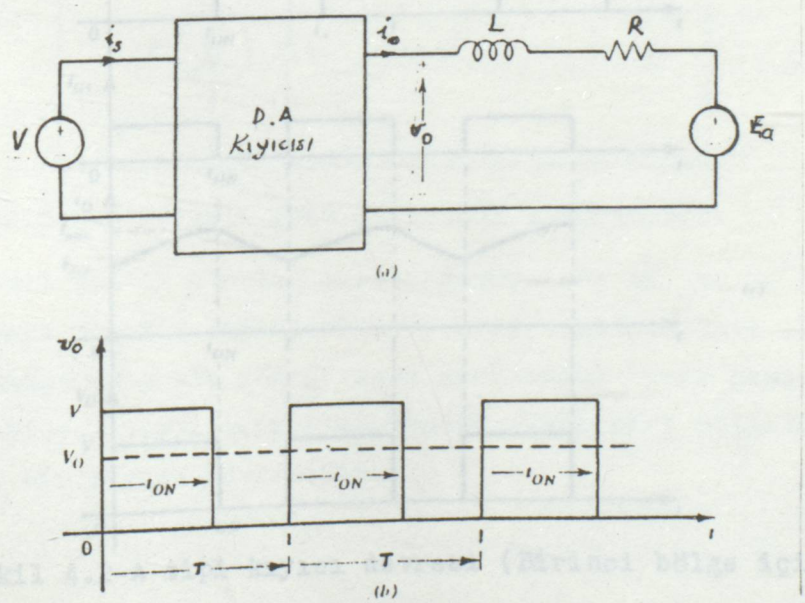
1- ton değişkendir, fakat T sabit tutulur. Bu yöntem darbe genişlik modülasyonu olarak bilinir.

2- ton sabit tutulur, fakat T değişkendir. Bu yöntem ise frekans modülasyonu olarak bilinir.

3- Birleşik olarak darbe genişlik ve frekans modülasyonu

Pratikte bütün kıyıcılar şekil 4.1.b'de görülen ideal çıkış gerilimine sahip değildirler, fakat kıyıcıların temel çalışma prensipleri yönünden ihmal edilebilecek derecededir.

Kıyıcılar değişken hızların tahrikinde de kullanılır. Burada kontrol direnci veya yolverme direncinde ısı şeklinde harcanan boş enerjinin veya çalışma karakteristiğinden meydana gelen elverişsiz kontrol metodlarının bertaraf edilmesi arzu edilir. Böylece bir kıyıcı, serbest uyartımlı D.A motoru veya D.A seri motorunun tahrik edilmesinde kullanılabilir.

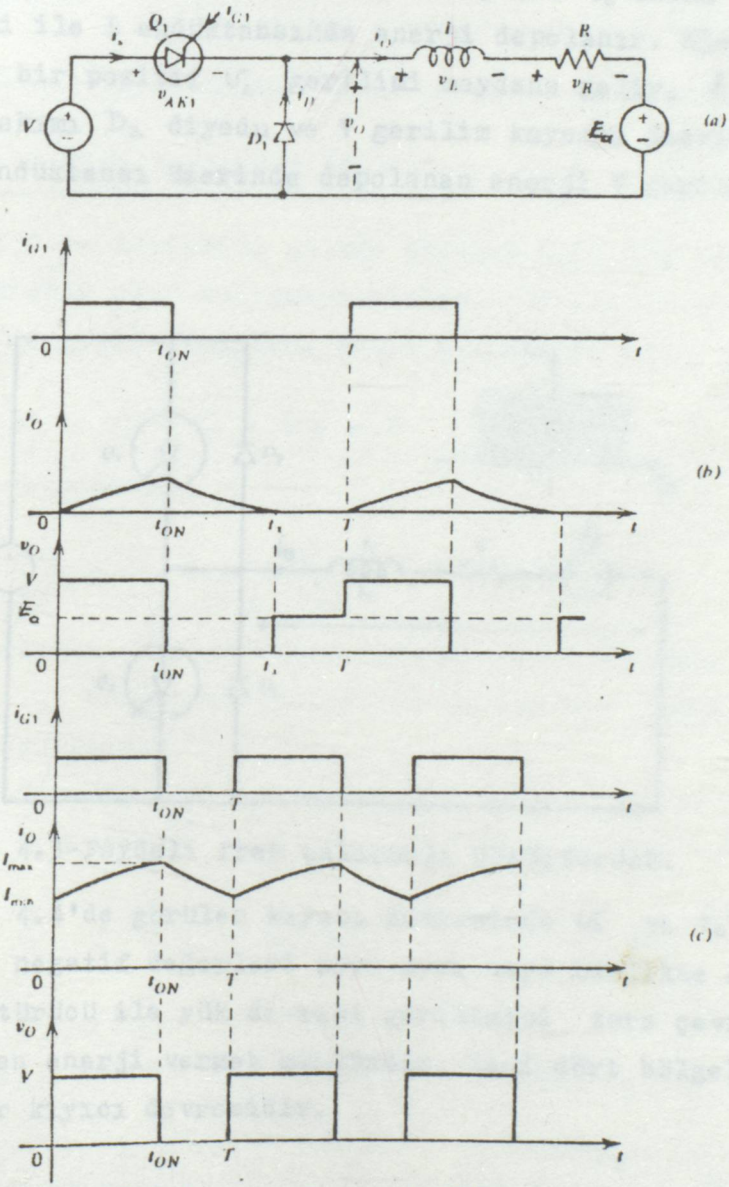


Şekil 4.1-Bir D.A Kıyıcısının Çalışması.

IV-1. D.A Kıyıcı Devre Tipleri

V_o ve I_o'ın herikisin de pozitif olduğu A tipi kıyıcı şekil 4.2.a'da gösterilmiştir. Bu şekilde kıyıcı devresi sadece bir çember içinde tristör sembolü ile gösterilmiştir, D_1 serbest geçiş diyodudur. Kontrolun frekans modülasyonu ile yapıldığı iki ayrı çalışma biçimi şekil 4.2.b ve c'de gösterilmiştir.

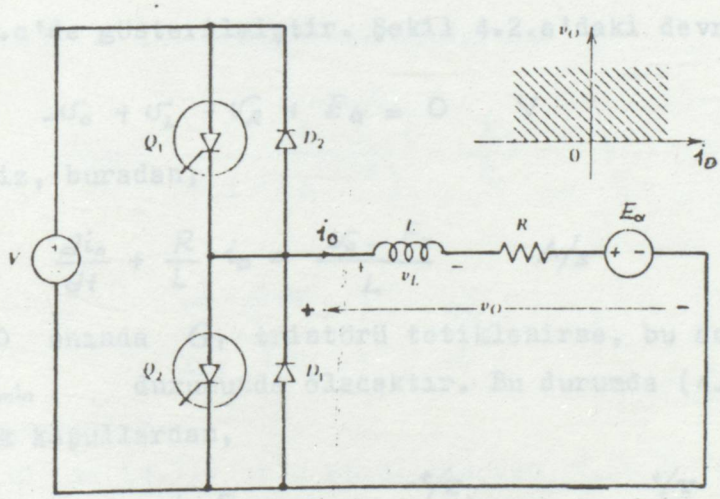
Şekil 4.2.b'de yük akımı i_o kesintilidir, böylece i_o'ın sıfır olduğu aralıkta $V_o = E_a$ olacaktır. Şekil 4.2.c'de T peryodu azaltılarak, i_o kesilmeden önce Q_1 tekrar iletime girer. Sonuç olarak V_o çıkış gerilimi, V genlikli darbeler serisi olacaktır.



Şekil 4.2-A tipi kıyıcı devresi (Birinci bölge için)

Yük devresi endüktansı L'de bir artış veya E_a'da bir eksilme sürekli çıkış akımına neden olur.

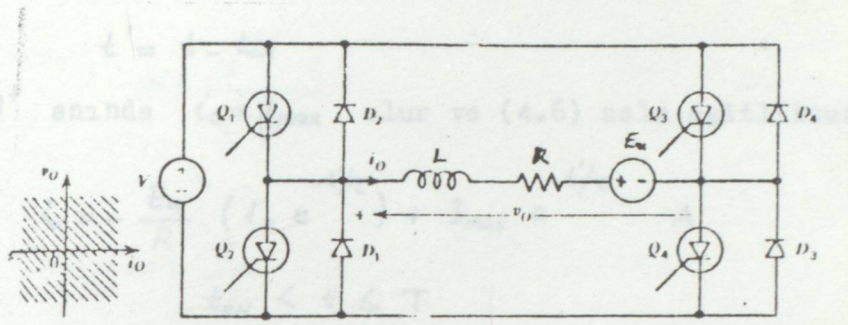
Şekil 4.3'de B tipi bir kıyıcı görülmektedir. Burada akımı pozitif veya negatif olabilir, fakat V_o gerilimi pozitif olacaktır. Bu tip dönüştürücü ve yük devresi ile enerjinin tekrar V gerilim kaynağına verilmesi mümkün olur. Burada kumanda edilebilen iki adet tristör vardır. Pozitif çıkış akımı için Q_1 tristörü ve D_1 diyodu kullanılır. Negatif çıkış akımı ise Q_2 tristörü ve D_2 diyodu vasıtasıyla elde edilir, dolayısıyla Q_1 tristörü iletimde olmayacaktır. Eğer E_a gerilimi pozitif $(E_a > 0)$ ve Q_2 tristörü iletimde ise bu durumda negatif bir i_o akımı akar. Negatif i_o akımı ve E_a'dan gelen enerji ile L endüktansında enerji depolanır. Eğer Q_2'ye kumanda edilirse bir pozitif v_L gerilimi meydana gelir, E_a gerilim kaynağıyla i_o akımı D_2 diyodu ve V gerilim kaynağı üzerinden akar. Bu yolla L endüktansı üzerinde depolanan enerji V gerilim kaynağına verilir.



Şekil 4.3-Faydalı fren çalışmalı dönüştürücü.

Şekil 4.4'de görülen kıyıcı devresinde v_o ve i_o'ın ikiside pozitif veya negatif değerleri ayrı ayrı veya birlikte alabilirler. Bu tip dönüştürücü ile yük devresi gerilimini ters çevirmek veya şebekeye yeniden enerji vermek mümkündür. Yani dört bölgeli çalışmaya elverişli bir kıyıcı devresidir.

Eğer v_o ile i_o ters çevrilirken olay aynı fazda ve sinüsoidal olarak meydana gelirse dönüştürücü nonsinüsoidal bir alternatif akım sistemi gibi çalışır. Böylece tek fazlı köprü dönüştürücüsü gibi görev yapar.



Şekil 4.4-Faydalı frenlemeli ve motor çalışmalı dönüştürücü.

IV-2. A Tipi Kıyıcının Analizi.

Sürekli ve kesintili akımla çalışma için güç devresi analizine önce sürekli akım çalışmayı alalım. Sürekli akımla çalışma şekil 4.2.c'de gösterilmiştir. Şekil 4.2.a'daki devre için

$$-v_o + v_L + v_R + E_a = 0 \quad V \tag{4.1}$$

yazabiliriz, buradan;

$$\frac{di_o}{dt} + \frac{R}{L} i_o = \frac{v_o - E_a}{L} \quad A/s \tag{4.2}$$

olur. $t=0$ anında Q_1 tristörü tetiklenirse, bu anda $v_o = V$ olur ve $i_o = I_{min}$ durumunda olacaktır. Bu durumda (4.2) nolu eşitlikten ve ilk koşullardan,

$$i_o = \frac{V - E_a}{R}\left(1 - e^{-t/\tau}\right) + I_{min}\, e^{-t/\tau} \quad A \tag{4.3}$$

$$(0 \leq t \leq t_{ON})$$

bu eşitlikte $\tau = L/R$ s' dir. (4.4)

$t = t_{ON}$ anında Q_1 tristörü iletimdedir,

$$i_o = I_{max} = \frac{V - E_a}{R}\left(1 - e^{-t_{ON}/\tau}\right) + I_{min}\, e^{-t_{ON}/\tau} \quad A \tag{4.5}$$

olur, bu anda D_1 diyodu iletime gireceğinden v_o sıfır olacaktır.

(4.2) nolu eşitlikten,

$$\frac{di_o}{dt} + \frac{R}{L} i_o = -\frac{E_a}{L} \quad A/s \tag{4.6}$$

burada

$$t' = t - t_{oN} \tag{4.7}$$

dir, $t' = 0^+$ anında $i_o = I_{max}$ olur ve (4.6) nolu eşitlikten;

$$i_o = -\frac{E_a}{R}\left(1 - e^{-t'/\tau}\right) + I_{max}\, e^{-t'/\tau} \quad A \tag{4.8}$$

$$t_{oN} < t \leq T$$

$t' = T - t_{oN}$ veya $t = T$ anında $i_o = I_{min}$ olacaktır ve (4.8) nolu eşitlikten,

$$i_o = I_{min} = -\frac{E_a}{R}\left(1 - e^{-(T-t_{oN})/\tau}\right) + I_{max}\, e^{(T-t_{oN})/\tau} \quad A \tag{4.9}$$

yazılır, (4.5) ve (4.9) nolu eşitliklerden

$$I_{max} = \frac{V\left(1 - e^{-t_{oN}/\tau}\right)}{R\left(1 - e^{-T/\tau}\right)} - \frac{E_a}{R} \quad A \tag{4.10}$$

$$I_{min} = \frac{V\left(e^{t_{oN}/\tau} - 1\right)}{R\left(e^{t/\tau} - 1\right)} - \frac{E_a}{R} \quad A \tag{4.11}$$

olarak bulunacaktır.

(4.10) ve (4.11) nolu eşikliklerden $t_{oN} = T$ hali için Q_1 tristörü sürekli akımla çalışacaktır denir ve dolayısıyla

$$I_{max} = I_{min} = \frac{V - E_a}{R} \quad A \tag{4.12}$$

olacaktır.

Eğer $I_{min} = 0$ olacak biçimde ton değeri t_{on}^{*} gibi bir değere kadar azaltılırsa, dönüştürücü şekil 4.2.c'de görülen sürekli akımla çalışmadan şekil 4.2.b'de gösterilen kesintili akımla çalışmaya geçecektir.

Bu sınır şartı için (4.11) nolu eşitlikten,

$$\frac{E_a}{V} = \frac{e^{(t_{ON}^{x}/T)(T/\tau)} - 1}{e^{T/\tau} - 1} \tag{4.13}$$

veya

$$m = \frac{e^{\rho\sigma} - 1}{e^{\sigma} - 1} \tag{4.14}$$

burada

$$m = \frac{E_a}{V} \tag{4.15}$$

$$\rho = \frac{t_{ON}^{x}}{T} \tag{4.16}$$

$$\sigma = \frac{T}{\sigma} \tag{4.17}$$

olacaktır.

(4.14) nolu eşitlikten ρ' ya bağlı m'nin eğriler ailesi çizilebilir, burada σ parametre olarak kullanılmıştır. Bu eğri şekil 4.5'de gösterilmiştir. T/τ oranında çalışan bir sürekli akım diyagramında eğrinin altındaki nokta kesintili akımla çalışmayı belirtir. $[\rho, m]$ noktasında $\rho = 0$ durumunda çalışma mümkün değildir, bu nokta saf endüktif bir yük devresine karşılık gelir.

Kesintili akımla çalışma için ve şekil 4.5'de belirtilen sınır şartlar dışında $I_{min} = 0$ ve (4.5) nolu eşitliklerden

$$I_{max} = \frac{V - E_a}{R}\left[1 - e^{-(t_{ON}/\tau)}\right] \quad A \tag{4.18}$$

$$0 < t_{ON} < t_{ON}^{x}$$

bulunur. (4.18) ve (4.8) nolu eşitliklerden,

$$i_o = -\frac{E_a}{R}\left(1 - e^{-t'/\tau}\right) + \frac{V - E_a}{R}\left(1 - e^{-t_{ON}/\tau}\right) e^{-t'/\tau} \quad A \tag{4.19}$$

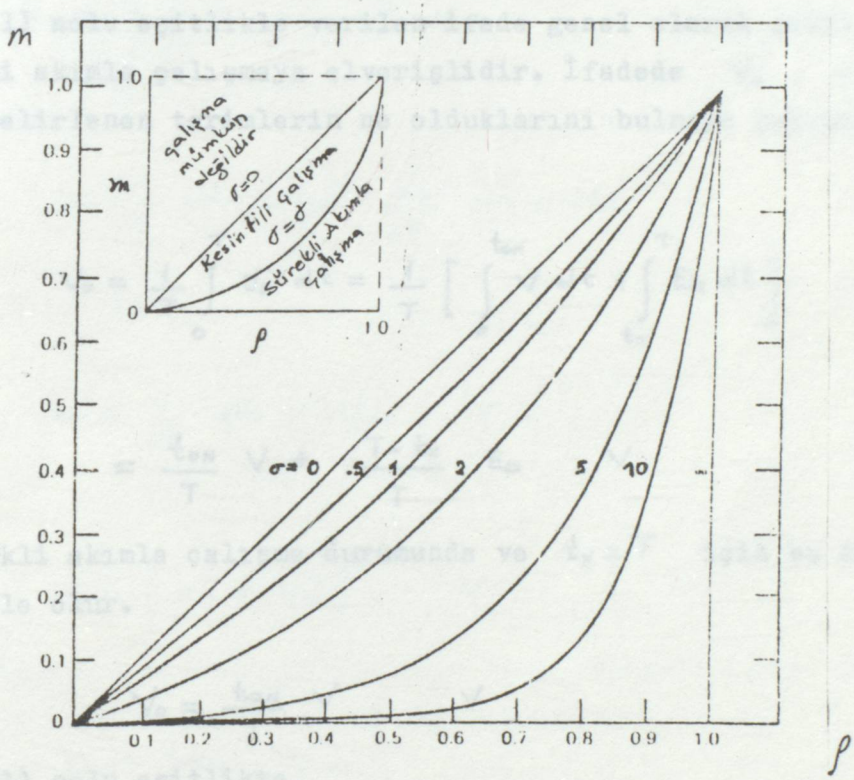
$$0 < t_{ON} < t_{ON}^{x}$$

yazılabilir.

Bu akım; $t = t_x$ veya $t' = t_x - t_{on}$ durumunda sıfırdır ve (4.19) nolu eşitlikten,

$$t_x = \tau \ln \left\{ e^{t_{on}/\tau} \left[1 + \frac{V - E_a}{E_a} \left(1 - e^{-t_{on}/\tau} \right) \right] \right\} \quad s \qquad (4.20)$$

olarak bulunur.



Şekil 4.5-Sürekli ve kesintili akımla çalışma arasındaki sınır bölgesi.

Şekil 4.2.b ve c'den σ_o 'ın zamana bağlı değişimi yaklaşık olarak bulunabilir. Bu durum böyle olunca i_o akımı Fourier analizi ile bulunabilir. σ_o geriliminin zamana bağlı değişimi,

$$\sigma_o = V_o + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos n\omega t \qquad V$$

$$v_o = V_o + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad V \tag{4.21}$$

olacaktır, burada ω kıyıcı açısal frekansı olup

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad rad/s \tag{4.22}$$

ye eşittir.

(4.21) nolu eşitlikle verilen ifade genel olarak şekil 4.2.b deki sürekli akımla çalışmaya elverişlidir. İfadede V_o , c_n ve θ_n ile belirlenen terimlerin ne olduklarını bulmaya çalışalım. Buna göre,

$$V_o = \frac{1}{T}\int_0^T v_o \, dt = \frac{1}{T}\left[\int_0^{t_{ON}} V \, dt + \int_{t_x}^{T} E_a \, dt\right]$$

$$= \frac{t_{ON}}{T} V + \frac{T - t_x}{T} E_a \quad V \tag{4.23}$$

Sürekli akımla çalışma durumunda ve $t_x = T$ için bu son ifade basitçe şöyle olur.

$$V_o = \frac{t_{ON}}{T} V \quad V \tag{4.24}$$

(4.21) nolu eşitlikte,

$$a_n = \frac{2}{T}\int_0^T V_o \sin n\omega t \, dt$$

$$= \frac{2}{T}\left[\int_0^{t_{ON}} V \sin \frac{2n\pi t}{T} \, dt + \int_{t_x}^{T} E_a \sin \frac{2n\pi t}{T} \, dt\right]$$

$$= \frac{V}{n\pi}\left[1 - \cos n\omega t_{ON}\right] - \frac{E_a}{n\pi}\left[1 - \cos n\omega t_x\right] \quad V \tag{4.25}$$

ve $t_x = T$ halinde,

$$a_n = \frac{V}{n\pi} \left(1 - \cos n\omega t_{oN} \right) \quad V \tag{4.26}$$

olacaktır.

Benzer biçimde (4.21) nolu eşitlikten,

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T v_o \cos n\omega t \, dt$$

$$= \frac{V}{n\pi} \sin n\omega t_{oN} - \frac{E_o}{n\pi} \sin n\omega t_x \quad V \tag{4.27}$$

ve $t_x = T$ için

$$b_n = \frac{V}{n\pi} \sin n\omega t_{oN} \quad V \tag{4.28}$$

ayrıca,

$$c_n = \left[a_n^2 + b_n^2 \right]^{1/2} \quad V \tag{4.29}$$

$$\theta_n = \tan^{-1} b_n / a_n \tag{4.30}$$

ve $t_x = T$ halinde (4.26) ve (4.28) nolu eşitliklerden,

$$c_n = \frac{\sqrt{2}V}{n\pi} \left(1 - \cos n\omega t_{oN} \right)^{1/2} \quad V \tag{4.31}$$

$$\theta_n = \tan^{-1} \left(\sin n\omega t_{oN} / 1 - \cos n\omega t_{oN} \right) \tag{4.32}$$

v_o çıkış gerilimi ve i_o çıkış akımının efektif değerleri ile efektif harmonik değerler ve dalgalılık faktörleri önceki bölüm-

lerde hesaplandığı gibi hesaplanabilir.

Ortalama ve efektif tristör akımlarının maksimum değerleri $t_{oN} = T$ olduğunda birbirine eşit olacaklardır, buna göre

$$I_{Q\,max} = I_{QR\,max} = \frac{V - E_a}{R} \quad A \tag{4.33}$$

(4.8) nolu eşitliğe (4.10) nolu eşitlik yerleştirilirse diyot akımı i_D için bir ifade bulunabilir. Bu kullanışsız metodla efektif diyot akımı elde edilebilir. Yaklaşık bir tahminle, yük devresi i_o akımını yeterli derecede sabit tutacak büyüklükte bir endüktansa sahip kabul edilerek,

$$I_o = \frac{t_{oN}}{T} \cdot \frac{V - E_a}{R} \quad A \tag{4.34}$$

olarak bulunur.

Yaklaşık olarak ortalama diyod akımı,

$$I_D = \frac{T - t_{oN}}{T} \cdot \frac{t_{oN}}{T} \cdot \frac{V - E_a}{R} = (1-\rho)\rho \frac{V - E_a}{R} \quad A \tag{4.35}$$

olur ve

$$\frac{dI_D}{d\rho} = (1 - 2\rho) \frac{V - E_a}{R} = 0 \tag{4.36}$$

olduğunda maksimum değere ulaşacaktır, ki buradan $\rho = 0{,}5$ bulunarak ve (4.35) nolu eşitlikle maksimum diyod akımı

$$I_{D\,max} = 0{,}25 \frac{V - E_a}{R} \quad A \tag{4.37}$$

olarak bulunur. Yaklaşık olarak efektif diyod akımı ise

$$I_{DR} = \left[\frac{1}{T} \int_{t_{oN}}^{T} I_o^2 \, dt \right]^{1/2} = \left[\frac{T - t_{oN}}{T} \right]^{1/2} \cdot \frac{t_{oN}}{T} \cdot \frac{V - E_a}{R}$$

$$= \left[1 - \rho\right]^{1/2} \rho \frac{V - E_a}{R} \quad A \tag{4.38}$$

olacaktır ve bu ifadenin maksimum değeri

$$\frac{dI_{DR}}{d\rho} = \left[(1-\rho)^{1/2} - \frac{1}{2} (1-\rho)^{-1/2} \rho \right] \frac{V - E_a}{R} = 0 \tag{4.39}$$

buradan $\rho = 2/3$ bulunarak (4.38) nolu eşitlikte yerine konursa maksimum diyod akımı aşağıdaki gibi olacaktır.

$$I_{DR_{max}} = 0{,}385\ \frac{V - E_a}{R} \quad A \qquad (4.40)$$

Yük devresindeki tristör ve diyod akımları R, L ve E_a parametrelerine bağlı olarak açıklanabilir. Eğer R direnci küçük olursa E_a gerilimi sıfır veya negatif olacaktır.

IV-3. B Tipi Kıyıcının Analizi.

Şekil 4.6.a'da B tipi kıyıcının güç devresi görülmektedir. Şekil 4.6.b'de heriki tristör için tetikleme sinyalleri gösterilmiştir ve tetikleme sinyalleri V ve E_a'nın dolayısıyla ortalama çıkış akımı I_o pozitif olacak şekilde seçilmiş olduğunu kabul edelim. Böylece dönüştürücü, çalışma bölgesi diyagramında birinci bölgede çalışmış olacaktır.

Dönüştürücü çalıştırılarak şekil 4.6.b'deki dalga şekilleri elde edilir ve bu dalga şekilleri şekil 4.2.c ile karşılaştırılabilir. Bu yapıldığında, heriki dönüştürücü arasındaki esas farklılık B tipi kıyıcısında akımın negatif olabilmesidir. $i_o < 0$, Q_1 tristörü ve D_1 diyodu sayesinde gerçekleştirilir. Bir başka değişle B tipi kıyıcılar kesintili yük akımında çalışmazlar. B tipi kıyıcının i_o akımı dört bölüme ayrılabilir ve bu akım şekil 4.6.b'deki gibi olacaktır.

Şimdi bağımsız değişkenler T, t_{oN}, V, E_a ve bağımlı değişkenler V_o, I_o ve ortalama kaynak akımı I_s arasındaki ilişkileri inceleyelim.

Şunu yine belirtmeliyiz ki bu tip kıyıcı ile kesintili çalışma mümkün değildir. Güç devresi analizinde tetikleme sinyalinin başlangıcı ile bitişi arasında bir farklılık olmadığı kabul edilmelidir.

A tipi kıyıcının analizde kullanılan yöntemler şekil 4.6.a için'de uygulanabilir. Böylece (4.3), (4.4), (4.7) ve (4.8) nolu eşitliklerden,

$$i_o = \frac{V - E_a}{R}\left(1 - e^{-t/\tau}\right) + I_{min}\, e^{-t/\tau} \quad A \qquad (4.41)$$

$$0 \leq t < t_{oN}$$

$$i_o = -\frac{E_a}{R}\left(1 - e^{-t'/\tau}\right) + I_{max}\, e^{-t'/\tau} \quad A \qquad (4.42)$$

$$t_{oN} < t \leq T$$

burada,

$$t' = t - t_{oN}$$

olur.

(4.41) ve (4.42) nolu eşitliklerden, I_{min} ve I_{max} ve (4.11) nolu eşitlikler gibi çözülürler. Buna göre

$$I_{max} = \frac{V}{R}\,\frac{\left(1 - e^{-t_{oN}/\tau}\right)}{\left(1 - e^{-T/\tau}\right)} - \frac{E_a}{R} \quad A \qquad (4.43)$$

$$I_{min} = \frac{V}{R}\,\frac{\left(e^{t_{oN}/\tau} - 1\right)}{\left(e^{T/\tau} - 1\right)} - \frac{E_a}{R} \quad A \qquad (4.44)$$

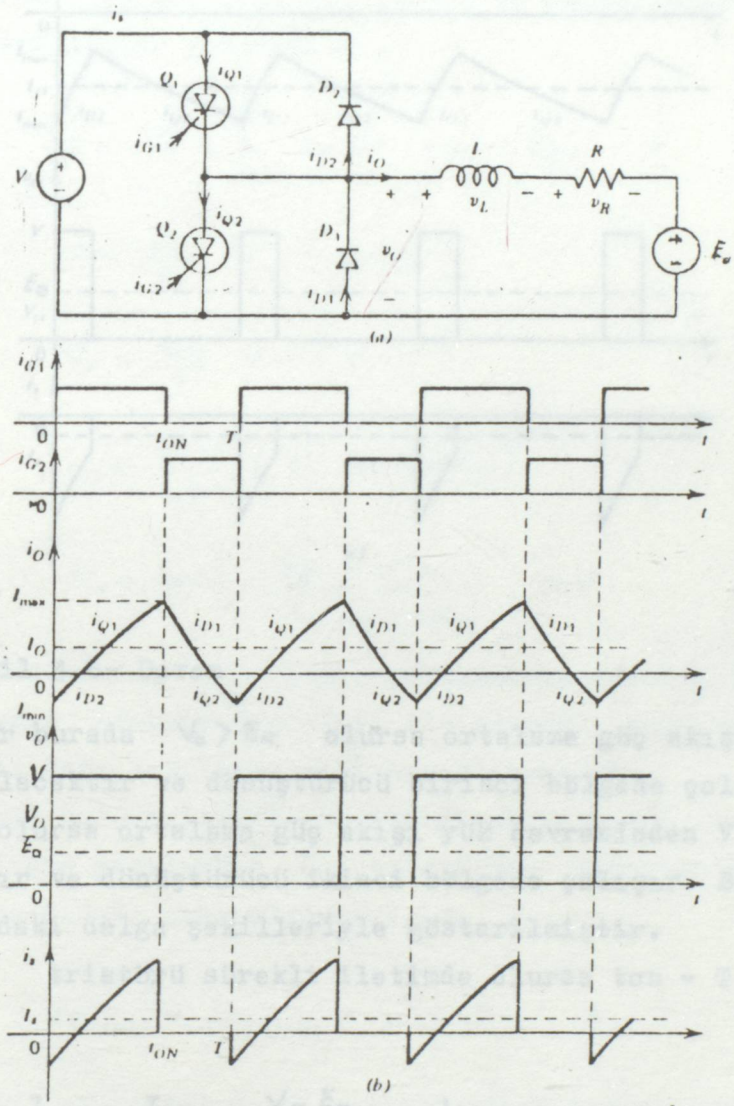
olacaktır.

$I_{min} < 0$ durumunda dönüştürücü sürekli çıkış akımına sahip A tipi kıyıcı gibi çalışır. Q_2 tristörü ve D_2 diyodu akımın hiçbir yerinde iletimde değildir. Bu durum şekil 4.2.c'de gösterildiği gibi birinci bölgede gerçekleşecektir.

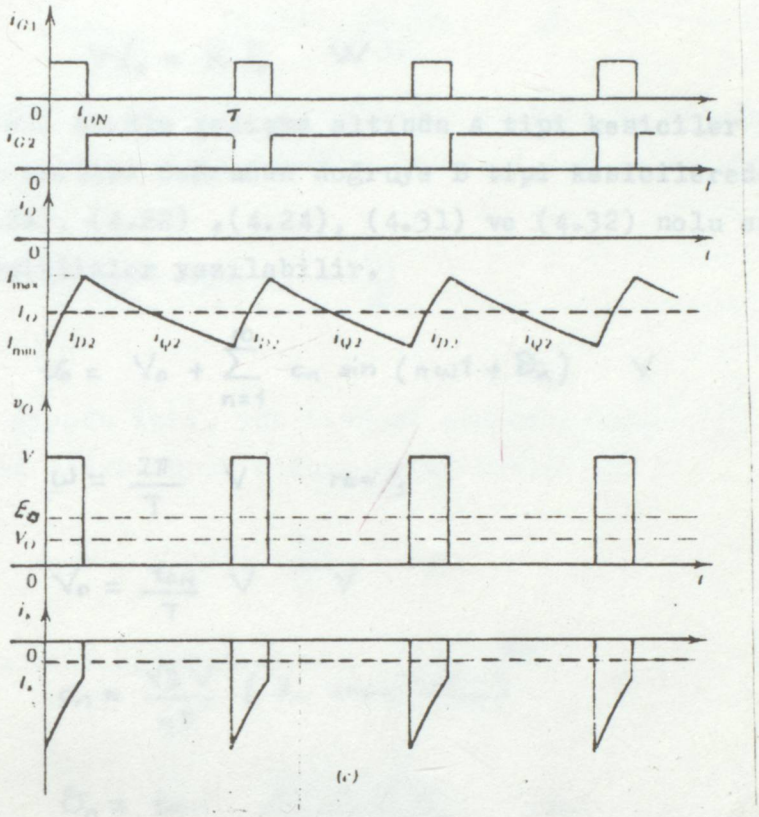
Eğer $I_{max} > 0$ ve $I_{min} < 0$ olursa çalışma birinci bölgede olacaktır, bu durum 4.6.b'den görüleceği üzere I_o'ı pozitif yapacaktır. Eğer şekil 4.6.b'deki dalga şeklinde I_{max} daha küçük pozitif değere ve I_{min} daha büyük negatif değere sahip olursa bu durumda I_o negatif olacaktır. Sonuç olarak ikinci bölgede bir çalışma meydana gelecektir. Eğer $I_{max} < 0$ olursa $I_o < 0$ olacak ve çalışma ikinci bölgede gerçekleşecektir. Bu şartlar altında Q_1 tristörü ve D_1 diyodu dalga şeklinin bazı kısımlarında iletimde olmayacaktır. Bu durum şekil 4.6.c'de gösterilmiştir.

Dönüştürücünün çalışma bölgesi devre yük geriliminden tayin edilebilir. A tipi dönüştürücüde olduğu gibi σ_o daima bellidir ve (4.24) nolu eşitlikten ortalama yük gerilimi aşağıdaki gibi olacaktır.

$$V_o = \frac{t_{ON}}{T} \quad V \qquad V \tag{4.45}$$



Şekil 4.6-B Tipi kıyıcı ve çalışma prensipleri.



Şekil 4.6- Devam

Eğer burada $V_o > E_a$ olursa ortalama güç akışı yük devresine doğru olacaktır ve dönüştürücü birinci bölgede çalışır. Eğer $V_o > E_a$ olursa ortalama güç akışı yük devresinden V kaynağına doğru olacaktır ve dönüştürücü ikinci bölgede çalışır. Bu olaylar şekil 4.6'daki dalga şekilleriyle gösterilmiştir.

Q_1 tristörü sürekli iletimde olursa ton = T olur, bu durumda,

$$I_{max} = I_{min} = \frac{V - E_a}{R} \quad A \tag{4.46}$$

olacaktır.

Eğer Q_2 tristörü sürekli iletimde tutulursa ton = 0 olacaktır ve

$$I_{max} = I_{min} = -\frac{E_a}{R} \quad A \tag{4.47}$$

olur.

Tristörler ve diyod ideal kabul edilirse, aşağıdaki ifade doğru olacaktır.

$$V I_s = V_o I_o \quad W \tag{4.48}$$

Sürekli akımla çalışma altında A tipi kesiciler için uygulanan Fourier analizi doğrudan doğruya B tipi kesicilerede uygulanır. Böylece (4.21), (4.22) ,(4.24), (4.31) ve (4.32) nolu eşitliklerden aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$v_o = V_o + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad V \tag{4.49}$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad V \quad rad/s \tag{4.50}$$

$$V_o = \frac{t_{ON}}{T} \quad V \quad V \tag{4.51}$$

$$c_n = \frac{\sqrt{2}V}{n\pi} \left(1 - \cos n\omega t_{ON}\right)^{1/2} \quad V \tag{4.52}$$

$$\theta_n = \tan^{-1} \frac{\sin n\omega t_{ON}}{1 - \cos n\omega t_{ON}} \quad rad \tag{4.53}$$

Bu ifadelerden v_o çıkış geriliminin efektif değeri ve çıkış akımının efektif değerleri ile harmonik akım ve dalgalılık faktörü daha önce yapıldığı gibi hesaplanabilir.

(4.33) nolu eşitlikle verildiği gibi $t_{ON} = T$ halinde birinci bölgede çalışma yapılırken Q_1 tristörünün maksimum ve efektif akım değerleri aşağıdaki gibi olacaktır.

$$I_{Q_1 max} = I_{Q_1 Rmax} = \frac{V - E_a}{R} \quad A \tag{4.54}$$

(4.37) ve (4.40) nolu eşitliklerdeki benzer yaklaşımla diyodunun maksimum değerleri birinci çalışma bölgesinde meydana gelir.

$$I_{D1max} = 0{,}25 \frac{V - E_a}{R} \quad A \tag{4.55}$$

$$I_{D1R\,max} = 0,385\ \frac{V - E_a}{R} \quad A \tag{4.56}$$

tristör akımının maksimum efektif ve ortalama değerleri ikinci çalışma bölgesinde meydana gelir, $t_{oN} = 0$ olduğunda;

$$I_{Q2max} = I_{Q2Rmax} = \frac{E_a}{R} \tag{4.57}$$

olur.

D_1 diyodu için, yük devresi endüktansının i_o akımının sürekli tutacak kadar büyük olduğu kabul edilirse;

$$I_o = -\frac{T - t_{oN}}{T} \cdot \frac{E_a}{R} \quad A \tag{4.58}$$

Bu durumda ortalama diyod akımı,

$$I_{D2} = \frac{t_{oN}}{T} \cdot \frac{T - t_{oN}}{T} \cdot \frac{E_a}{R} \tag{4.59}$$

olacaktır ve eğer bu ifade (4.35) nolu eşitlikle karşılaştırılırsa (4.37) ve (4.40) nolu eşitliklerle benzer olduğu görülecektir.

$$I_{D2\,max} = 0,25\ \frac{E_a}{R} \quad A \tag{4.60}$$

$$I_{D2R\,max} = 0,385\ \frac{E_a}{R} \quad A \tag{4.61}$$

IV-4. Özet.

Serbest uyartımlı D.A motoru ve seri uyartımlı D.A motorunun hız ayarında kıyıcılardar faydalanılır. Çekicilerde D.A seri motoru kullanılması bir gelenek olmasına rağmen uyartımlı D.A motoru da kullanılır. Gerçekten hız moment karakteristiği, alçak hızlarda hızlı ivmelenme, yüksek hızla çalışma açısından D.A seri motoru çok idealdir. Ancak tam kontrol ve çabuk cevap verme yönünden tristör kontrollu

serbest uyartımlı D.A motoru daha çok tercih edilir.

Kıyıcılarda 1 bölgeli, 2 bölgeli ve 4 bölgeli çalışma gerçekleştirilebilir. Bu çalışmalarda kıyıcılar; genlik modülasyonu frekans modülasyonu ve her iki modülasyon birlikte olmak üzere üç değişik biçimde ortalama gerilimi ayarlarlar.

Kıyıcıların kullanımı bir hız ayar biçimidir, bu ayar yapılırken harmoniklerde üretilir. Eğer kıyıcılar trenlerde (raylı sistemlerde) kullanılırsa kıyıcı frekansının kominikasyon ve haberleşme kanallarına engel olmaması gerekir. Tipik olarak kullanılan frekans, 1 KHz civarında olmalıdır. Bataryalı araçlarda (forklift) kullanılan kıyıcılar demiryolu araçlarındakilerle aynıdır, burada kıyıcı frekansı önemli değildir. Ancak her iki tip araçta da kıyıcı kayıpları yönünden çalışma frekansı ayarlanmalıdır.

K A Y N A K L A R

- Cyril W.Lander 'Power Electronics'
  McGraw-Hill, 1981

- Remzi Gülgün 'Güç Elektroniğine Giriş'
  Y.Ü Yayınları, 1986

- Kemal Halıcı 'Elektriğin Endüstriye Uygulanması'
  Y.Ü Yayınları, 1988

- Alexarders S. Langsdorf 'Principles of D.C Machines'

- P.C.Sen 'Thyristor DC Drives'
  John Wiley and Sons, 1982

- W. Sehuisky- İlhami Çetin 'Elektrik Motörleri'

- Okyay Kaynak 'Güç Elektroniğinin Temelleri'
  B.Ü Yayınları, 1984

- T. Krıshnan and B. Ramaswami 'A Fast-Responce
  I E E E, 1974 DC Motor Speed
  Control System'

- Asım Kasapoğlu 'D.A Motorlarının Kontrolu'
  Y.Ü,Yüksek Lisans ders notları, 1989

- Atıf Ural 'İleri Tahrik'
  Y.Ü, Yüksek Lisans ders notları, 1989

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ 1937 KÜTÜPHANESİ