

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Elekt. Ula. Sist. Özgü güç Elekt.
Devr. Oluş. Sak. ve Gid Yönt.

Yüksek Lisans Tezi

Seldag Heyik

1987

R 152
50

K. C. C. C. C.

EIK
5500

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİKLİ ULAŞIM SİSTEMLERİNE ÖZGÜ
GÜÇ ELEKTRONİK DEVRELERİNİN OLUŞTURDUĞU
SAKINICALAR VE GİDERİLME YÖNTEMLERİ

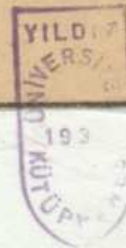
(YÜKSEK LİSANS TEZİ)

Eik. Müh. SELDAÇ HEYİK

İSTANBUL — 1987

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
GENEL KİTAPLIĞI

Kot : R 152
Alındığı Yer : Fen Bil. Ena. 50
Tarih : 6.12.1988
Fatura :
Fiatı : 5500 TL
Ayniyat No : 1/21
Kayıt No : 45734
UDC : 373.242
Ek : 621.3



YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ



ELEKTRİKLİ ULAŞIM SİSTEMLERİNE ÖZGÜ
GÜÇ ELEKTRONİK DEVRELERİNİN OLUŞTUR-
DUĞU SAKINCALAR VE GİDERİLME YÖNTEM-
LERİ.

(Yüksek Lisans Tezi)

Elektrik Müh. SELDAĞ HEYİK

Yöneten: PROF.DR.İNG.ATIF URAL

İSTANBUL.1987.

ÖNSÖZ

Günümüzdeki en modern ulaşım sistemleri,elektrikli ulaşım sistemleridir.Her yönden diğer taşımacılık sistemlerinden daha üstündür.Bu nedenle artık dünyada büyük bir uygulama alanı bulmuştur ve her geçen gün daha da yeni tekniklerle gelişme göstermektedir.

Ülkemizde de aynı paralellikte gelişmenin olması dilerim.Bu çalışma benim için bu konuda bir başlangıç teşkil etmektedir.Çalışmamda beni yönlendiren ve yardımlarını esirgemeyen sayın hocam Prof.Dr.ing.Atıf Ural'a en içten teşekkürlerim ve saygılarımla.

Elek.Müh.Seldağ Heyik.

Haziran,1987.

.I.
İÇİNDEKİLER

GİRİŞ.	.1
I .ELEKTRİKLİ ULAŞIM SİSTEMLERİNİN BESLEME ŞEKİLLE-	
RİNE GÖRE SINIFLANDIRILMASI	.5
I.1.D.A besleme	.5
I.2.A.A besleme	.6
I.2.1.Tek fazlı a.a besleme	.6
I.2.1.1.16 $\frac{2}{3}$ Hz. ile besleme	.7
I.2.1.2.50 Hz. ile besleme.	.7
I.2.2.Üç fazlı a.a ile besleme	.8
II.ELEKTRİKLİ ULAŞIM SİSTEMLERİNDE KULLANILAN TAH-	
RİK MOTORUNA GÖRE SINIFLANDIRMA	.9
II.1.D.A motorlu tahrik.	.9
II.2.A.A motorlu tahrik.	.10
III.MOTOR TAHİRİĞİNDE KULLANILAN GÜÇ ELEKTRONİĞİ DEV-	
RELERİNİN TANITIMI	.13
III.1.Bir elektrikli taşıtta taşıt elektronığının	
yeri	.13
III.2.Değişken hızlı tahrik sistemleri.	.14
III.2.1.Tahrik elemanlarının seçimi.	.16
III.3.D.A motorlu tahrikte kullanılan güç elektronik	
devreleri	.17
III.3.1.D.A kıyıcıları	.17
III.3.1.1.D.A kıyıcılarının sınıflandırılması	.23
III.3.1.1.1.A sınıfı kıyıcılar	.23
III.3.1.1.2.B sınıfı kıyıcılar	.30
III.3.1.1.3.C sınıfı kıyıcılar	.32
III.3.2.A.A/D.A çeviricileri(Doğrultucular)	.32
III.3.2.1.Tek fazlı köprü doğrultucu(tam kontrollü)34	
III.3.2.2.Oniki darbeleri devreler.	.34

.II.

III.3.3.Doğrultucuların evirme kipinde çalışması	.38
III.3.4.Harmoniklere etkisi	.38
III.4.D.A kıyıcılarının bir elektrikli lokomotifte uygulanmasına ait örnek devre	.40
III.5.A.A motorlu tahrikte kullanılan güç elektronik devreleri	.43
III.5.1.Asenkron motorlarda hız ayarı yöntemleri	.44
III.5.1.1.A.A kıyıcıları	.45
III.5.1.2.Doğrudan frekans çeviriciler	.58
III.5.1.3.Ara devreli frekans çeviriciler	.62
III.5.1.3.1.Darbe genişlik modülasyonu(PWM).	.68
III.5.2.Kapısından tıkanabilen tristörler(GTO)	.75
III.5.2.1.GTO tristörler uygulanan sabit gerilim ara devreli frekans çeviricilerle asenkron motorun hız kontrolü.	.76
III.5.3.Elde edilen sonuçların değerlendirilmesi	.77
IV.HARMONİK ANALİZİ VE REAKTİF GÜCÜN,GÜÇ ELEKTRONİK DEVRELERİNİN UYGULAMALARINDAKİ YERİ	.83
IV.1.Harmoniklerin matematik analizi	.85
IV.1.2.Fourier yöntemiyle dalga analizi	.86
IV.2.Yük etkileri	.90
IV.3.Besleme etkileri	.91
IV.4.Filtreler	.93
IV.4.1.Doğrultucu çıkışını düzeltme	.93
IV.4.2.Evirici çıkışını filtreleme.	.94
IV.4.3.A.A hat filtreleri.	.95
IV.4.4.Radyo girişiminin bastırılması.	.95
IV.5.Reaktif güç.	.96
IV.5.1.Güç faktörünün analizi	.96

V.SÜZGEÇ DEVRELERİN BOYUTLANDIRILMASI VE ANALİZİ

İÇİN BİR BİLGİSAYAR PROGRAMI.	.100
SONUÇ	.104
KAYNAKÇA	.105
ÖZGEÇMİŞ	.107

ÖZET

Bu çalışmada elektrikli ulaşım sistemlerinde kullanılan güç elektronik devreleri, tahrik yöntemleri de göz önüne alınarak incelenmiştir. Esas amaç ise, güç elektronik devrelerinin getirdiği modern tahrik olanakları yanında, oluşturduğu bazı sakıncaların da belirlenmesi ve gerekli önlemlerin hangi yöntemlerle alınabileceğinin açıklanmasıdır. Bu nedenle önce, meydana gelen harmonik akımlar ve reaktif güç belirtilecek temel devreler incelenmiş, konunun içinde giderilme yöntemleri de yer almıştır. En son bölümde ise, harmonikler ve reaktif güç genel olarak anlatılmış, harmoniklerin matematik analizinden de bahsedilmiştir.

ZUSAMMENFASSUNG

In dieser Studie, wurden die Leistungselektronikskreisen der elektrischen Zugförderungssysteme und die Methoden der elektromotorischen Antriebssysteme untersucht. Der hauptsächliche Ziel dieser Arbeit ist die Feststellung der Vorteile der modernen Systeme und die Nachteile der sogenannten Kreisen. Es wurde gleichzeitig im Betracht, die Untersuchung der Harmonischen Vorgänge genommen.

Die Blindleistung, die harmonischen Teile des Stromes wurden in detaillierten Weise festgestellt. Die Harmoniken wurden mit System Analyse der Mathematik untersucht. Zum Schluss wurde demonstriert, dass die Leistungselektronikskreisen trotz seiner Nachteile mehr Vorteilen zu uns, zu die Technologie gebracht hat.

GİRİŞ

Konuya girmeden önce, genel anlamda bir ulaşım sisteminin tanımı şu şekilde yapılabilir: "Belirli bir yükü bir yerden başka bir yere belli bir zamanda ve istenen koşullarda taşıyan sisteme ULAŞIM SİSTEMİ denir."

Günümüzdeki ulaşım sistemlerini bu tezin kapsadığı konu açısından bakarak değerlendirirsek, elektrikli olmayan ulaşım sistemleri ve elektrikli ulaşım sistemleri olmak üzere iki ana gruba ayırabiliriz. Bu çalışmada ağırlık verilen konu elektrikli demiryolu ulaşımıdır.

1-Elektrikli olmayan ulaşım sistemleri: Bunlara elektrikli olmayan demiryolu taşıtları, karayolu taşıtları, deniz taşıtları ve havayolu taşıtları örnek olarak verilebilir. Bu tür taşıtlarda hareketi sağlayacak olan enerji kaynağı genellikle petrol ve onun türevleridir. Bu yakıt depolanarak taşıtın üzerinde muhafaza edilir.

2-Elektrikli ulaşım sistemleri: Bunlara örnek olarak elektrikli trenleri, tramvay, banliyö metro, ... gibi taşıtları verebiliriz. Bu taşıtların hepsinde ortak olan özellik elektrikle beslenmeleridir. Yani enerjileri dışardan sağlanır.

Halen dünyadaki hızlı ulaşım ihtiyacını, özellikle ülkelerarası taşımacılıkta yaygın olan havayolu şebekesi sağlamaktadır. Ancak bunun yanında, daha çok ülke sınırları içindeki yoğun trafiğe çözüm getirecek demiryolu ulaşımı yaygınlaşmakta, günün hızlı ve yorucu yaşam koşullarına uygun yüksek hızlı trenler yapılmaktadır. Örneğin, 22 yıl kadar önce Japon Shinkansen trenleri, 209 km/saat hızla Tokyo ile Shin Osaka a-

rasını üç saat on dakikada almaktaydı.Halen çalışmakta olan Fransız TGV trenleri 381 km/saat hızla Paris-Lyon arasında ulaşım yapmaktadır.Bu hattın taşıma kapasitesi 1985'de yirmi-iki milyon yolcu olarak belirlenmiştir.İngiltere ise HST yüksek hızlı trenleriyle 201 km/saat hızın üzerine çıkabilmektedir.Bu konuda ABD biraz geç kalmakla beraber,1989'da bitmesi planlanan bir yüksek hızlı demiryolu hattı yapımını sürdürmektedir.Bu hat Los Angeles-San Diego arasındadır ve hızı saatte 257 km. olacaktır.ABD'nin bu konuda geç uygulamaya geçmesinin nedeni,ülkede gelişmiş otoban yollar sistemi sayesinde ağırlığı karayolu taşımacılığına vermesidir(1).

Bizde ise ilk elektrikli tren uygulamaları 1955'li yıllarda başlamıştır.25 kV,50 Hz.frekanslı elektrifikasyonun dünyada ilk banliyö uygulaması olan Sirkeci-Halkalı hattı 1955 de,Haydarpaşa-Gebze hattı 1969'da,Kayaş-Ankara-Sincan hattı 1972'de,Gebze-Arifiye-Adapazarı hattı 1977'de işletmeye açılmıştır.Böylece hepsi çift hatlı olmak üzere toplam 200 km.lik kesim elektrikle işletilmektedir(2).

Ülkemizde acil olarak çözüm getirilmesi gereken taşımacılık,şehiriçi taşımacılığıdır.Hızlı yüksek kapasiteli elektrikli taşıma sistemlerine olan gereksinim özellikle İstanbul,Ankara,İzmir gibi büyük illerimizde had düzeye erişmiştir.Bu nedenle,birçok kentimizde ekonomik koşullar elverdiğince elektrikli ulaşım sistemleri kurulması yolları denenmektedir.Halen İstanbul'da bu amaçla bir hızlı metro çalışması başlamıştır.

Belirli bir yükü, belirli bir mesafeye,belirli koşullarda taşıyabilmek için belli bir enerjiye gereksinme vardır.Bu hü-

yüklük genellikle "Özgül enerji tüketimi" olarak tanımlanır. Birm (Wh/ton.km.) dir.Bu büyüklük,belirli bir yük programını gerçekleştirmede en uygun olan taşıma sistemini belirlemek için etkindir.Kent içi ulaşımından örnekler verecek olursak şu verilerle karşılaşırız:

Toplam yolcu kapasitesi 1200,toplam kütlesi 383 ton olan bir elektrikli banliyö treninin ortalama özgül enerji tüketim miktarı 45 Wh/t.km. ,460 yolcu kapasiteli,133 ton kütlesindeki bir tramvay katarında özgül enerji tüketim iktarı 60 Wh/t.km. iken,4 kişilik otomobilde bu değer 1554,100 kişilik 21.63 ton kütlesindeki bir kentiçi otobüsünde 256 olmaktadır. Enerji tüketiminin karşılaştırılması bakımından verilen bu değerler ulaşım da elekriğin gerekliliğini kanıtlamaktadır.Benzer veriler şehirlerarası ulaşım da karşımıza çıkmaktadır(3).

Demiryollarının yük taşımacılığındaki dünya ortalaması payı yaklaşık olarak %50,yolcu taşımacılığındaki oranı ise %20'dir. Bu oranların %70-80'e çıktığı ülkeler vardır.Bizde ise demiryollarının toplam yolcu taşımacılığındaki payı%4-5,yük taşımacılığındaki oranı ise %17-18'dir(3).Her geçen gün taşıma ve ulaşım ihtiyacının artacağı düşünülürse,biran önce bu konuya ciddiyle eğilmek gerekmektedir.

Bugün Avrupa'nın birçok ülkesinde yeniden tramvaya,hızlı tramvaya(premetro) dönüş başlamıştır.Bunun başlıca nedeni enerji ekonomisidir.Almanya'daki başarılı uygulama,Fransız ve İngilizleri de harekete geçirmiştir.Örneğin Londra'da 1952'de tramvay sistemi kaldırılmışken 1987'den itibaren yeniden çalışmaya başlamıştır(3).

Yukarıda bahsedilen karşılaştırmalardan sonra,elektrikli u-

laşım sistemlerinin başlıca üstünlüklerini şöyle sıralayabiliriz:

*Uzun süre için düşünöldüğünde,enerjinin ucuza elde edilmesi nedeniyle diğeri sistemlere göre daha ekonomiktir,

*Çevre kirliliğı yaratmaz ve sessizdir,

*Elektrik enerjisi büyük santrallarda ucuza ve büyük bir verimle elde edilir,

*Üretilen elektrik enerjisi enterkonnekte şebekeden sürekli olarak sağlanabilir,

*Elektrik en modern enerji kaynağıdır.(Dünyadaki petrol rezervlerinin gittikçe tükendiğı göz önüne alınmalıdır.)

*Elektrikli taşıtlar çok büyük güçleri çekebilmektedir.Dünyada 6000 kW gücüne kadar elektrikli lokomotif vardır,

*Otomasyona olanak sağlar.Güç elektroniğindeki gelişme daha kolay ve daha az enerjiyle kumanda olanağı sağlamıştır,

*Elektrikli lokomotifte ömür 30-40 yıl iken,dizel lokomotiflerde 10-12 yıl kadardır,

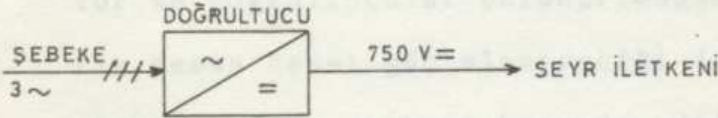
*Faydalı frenlemeye olanak sağlar (4).

BİRİNCİ BÖLÜM

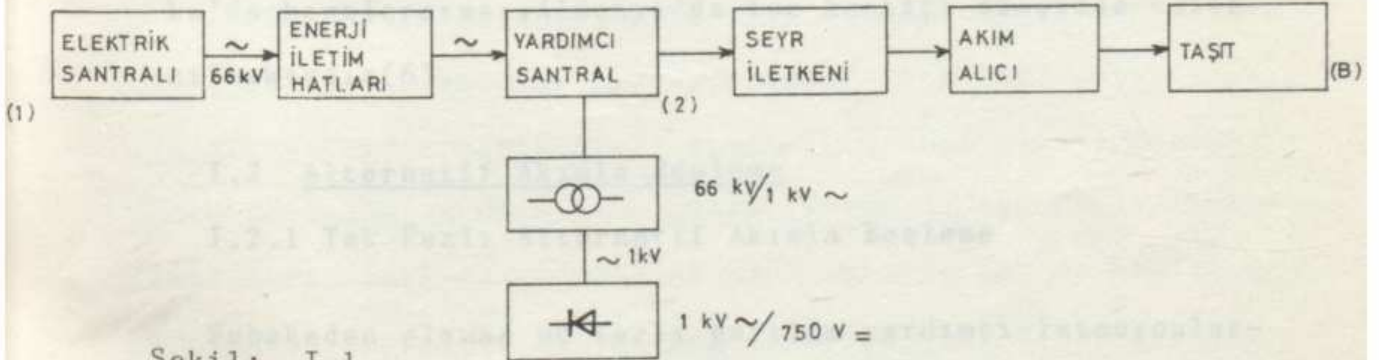
ELEKTRİKLİ ULAŞIM SİSTEMLERİNİN BESLEME ŞEKİLLERİNE GÖRE
SINIFLANDIRILMASI

I.1 Doğru Akımla Besleme

Bu yöntem 1914-1918 yılları arasında kullanılmaya başlanmıştır. Bu sebeple elektrikli ulaşım sistemlerinde kullanılan en eski besleme şeklidir. Trolleybüs, tramvay ve metrolarda bugün de kullanılmaktadır. Gerilim değeri 500 - 600 - 750 voltur. Bu değer banliyö hatlarında 600 - 800 - 1500 - 3000 volt olabilmektedir. Bu besleme şekli basitçe aşağıdaki gibi gösterilebilir.



Daha da açarsak;



Şekil: I.1

2 nolu istasyon

(a) AA - DA dönüşümünü yapar.

(b) Gerilim seviyesini değiştirir.

(c) Seyr iletkeninin gerilimini sabit tutar.

(d) Hattaki kayıpların (RI^2) çok olmasını engeller.

Taşıta gerekli elektrik gücü uygun noktalardan beslenen seyr iletkeni veya akım rayı vasıtasıyla sağlanır. Tramvaylarda seyr iletkeni olarak bir hat kullanılır, ray da dönüş iletkeni görevini yapar. Trolleybüslerde ise lastikleri nede niyle 2 havai hat kullanılır.

Doğru akım sistemlerinde, doğru akım üretilmesinin mümkün olduğu çok kısa mesafeli ulaşım sistemleri hariç olmak üzere (şekil:1.a), genellikle enerji üç fazlı yüksek gerilim hatlarından yardımcı santrallar yoluyla sağlanır. Yardımcı santrallarda gelen yüksek gerilimi düşüren bir transformator ve doğrultucular bulunur. Günümüzde yardımcı santralların hemen hepsi güç elektroniği devreleriyle donatılmış olduklarından, uzaktan kumanda edilebilir ve sürekli bakım gerektirmeyen tiptendirler.

Kent içi ve kentler arası ulaşımında doğru akım sistemi, pek çok ülkede örneğin; Fransa, İtalya, İngiltere ve Belçika'da kentlerarası, Almanya'da ise kentiçi ulaşımında kullanılmaktadır(6).

I.2 Alternatif Akımla Besleme

I.2.1 Tek Fazlı Alternatif Akımla Besleme

Şebekeden alınan üç fazlı gerilim yardımcı istasyonlardak tek fazlı 25 kV gerilime indirilip seyr iletkenine verilir. Taşıtın içinde şu kullanım şekillerine rastlanabilir.

* Direk Motorlu Sistem: Seyr iletkeninden alınan tek fazlı alternatif akım, kollektörlü seri motorda kullanılır.

* Tek/Üç Fazlı Sistem: Seyr iletkeninden alınan tek faz-

lı alternatif akım, üç fazlı alternatif akıma dönüştürülerek üç fazlı alternatif akım motorunda kullanılır.

* Tek Fazlı AA-DA Sistemi: Seyr iletkeninden alınan tek fazlı alternatif akım doğrultucular yardımıyla doğrultularak bir doğru akım motorunda kullanılır.

En yaygın olanı 3.şıktaki durumdur. Günümüzde de elektrikli taşımacılıkta en çok kullanılan doğru akım seri motor olup, bunu besleyen tek fazlı alternatif akım sistemi de en modern sistemdir. Besleme 25 kV-50 Hz değerindedir. Bu değer taşıt içinde 0.7 kV'a düşürülerek ve doğrultularak doğru akım seri motor beslenmektedir.

Doğru akım seri motor için ideal bir devirsayısı-moment eğrisi vardır. Bu eğriye göre (şekil:2) düşük hızlarda yüksek moment sağlanmakta ve motor nominal gücünün iki katına kadar yüklenebilmektedir(4).

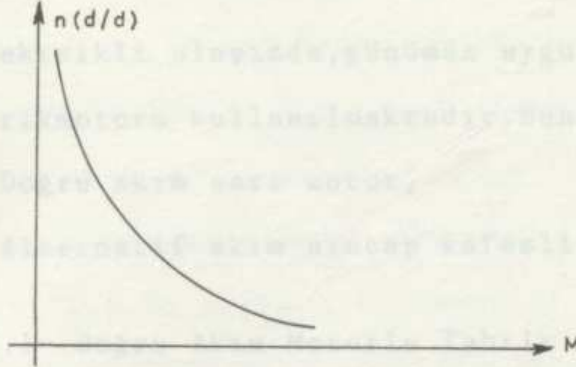
I.2.1.1 $16\frac{2}{3}$ Hz İle Besleme

$16\frac{2}{3}$ Hz tek fazlı alternatif akım sistemlerinde ser motorları, tek fazlı kollektörlü alternatif akım seri motordur. Taşıttaki bir transformatör yardımıyla seyr iletkenindeki gerilimin değeri düşürülür. Düşük frekanslı tek fazlı alternatif akım sistemi Amerika'da 25 Hz olarak pek az kullanılmasına rağmen, İsviçre, Almanya, Avusturya ve İskandinav ülkelerinde $16\frac{2}{3}$ Hz değerinde büyük uygulama alanı bulmuştur. Bugün artık zorunlu olmadıkça kullanılmamaktadır.

I.2.1.2 50 Hz İle Besleme

50 Hz frekanslı, tek fazlı alternatif akım sistemi ise Tür-

kiye,Fransa,Rusya ve Japonya'da ve bilhassa yeni yapımı planlanan elektrikli ulaşım sistemlerinde büyük gelişme kaydetmiştir.Bugünün olduğu kadar yarının da sistemi olarak görülmektedir.



Şekil:2 Bir doğru akım motorunun devir sayısı-moment karakteristiği

I.2.2 Üç Fazlı Alternatif Akımla Besleme

Üç fazlı alternatif akım sisteminde taşıtlar için gerekli enerji,santraldan doğrudan doğruya ya da yüksek gerilim enerjisi sisteminden alınarak yardımcı santralda bulunan bir trafo üzerinden sağlanır.Burada kullanılan cer motorları (genellikle üç fazlı asenkron motorlar) orta gerilimlerde ekonomik olarak yapılabilirmeleri ve verimlerinin yüksek olması nedeniyle bir üstünlük sağlarlar.Taşıtın yokuş aşağı hareketinde senkron hızın üstünde bir çalışma gerçekleştiğinden,motorun generatör olarak çalışması sonucu besleme hattına enerji vermesiyle enerji kazancı da sağlar (faydalı frenleme).

Üç fazlı alternatif akım sistemi bugün artık özel çalışmalar dışında kullanılmamaktadır (6).

İKİNCİ BÖLÜM

ELEKTRİKLİ ULAŞIM SİSTEMLERİNDE KULLANILAN TAHRİK
MOTORUNA GÖRE SINIFLANDIRMA

Elektrikli ulaşım, günümüz uygulamalarında iki çeşit elektrikmotoru kullanılmaktadır. Bunlar;

- * Doğru akım seri motor,
- * Alternatif akım sincap kafesli asenkron motordur (5).

II.1 Doğru Akım Motorlu Tahrik

Elektrikli ulaşım sistemlerinde, doğru akım motorlu tahrikte kullanılan en uygun motor doğru akım seri motordur. Bu motor kaynak gerilimi değişmelerinden etkilenmez.

$$M = k_m \cdot \Phi \cdot I$$

Yukarıdaki moment ifadesinden de anlaşılacağı gibi, endüvi akımının büyük değerleri için, akım değişimine karşı moment değişimi, seri motorda şönt motora göre daha büyüktür. Büyük momentin gerektiği yol alma sırasında seri motorun çektiği akımın, şönt motora göre daha düşük olduğu görülür. Seri motorun momenti artarken, devir sayısı önemli ölçüde düşer ve aşırı yüklenmeden kendi kendini korur (6).

Yukarıda sayılan bu özellikleri nedeniyle elektrikli ulaşım da kullanılan doğru akım seri motorun sürekli gerilim ayar kumandasını sağlamak için doğru akım kıyıcısı kullanılır. Doğru akım kıyıcısı motorun doğru akım şebekesinden beslenmesi durumunda uygulanır. Eğer alternatif akım şebekesinden besleniyorsa, o zaman AA/DA çevricisine gerek vardır.

Bir demiryolu lokomotifinde taşıyıcı motorları kontrol eden tristörleri kullanarak (değişken transformatörlerin yerine) motorların çok daha hassas kontrolü mümkündür. Kayma yapmaksızın max.tekerlek-ray yapışmasını sağlamaktadır. Fakat düşük güç faktöründen ($\cos\phi$) sakınmak için, tristörlerde dikkat edilecek iki temel unsur vardır.

* Hat akımını minimumda tutmak.

* Aşırı harmoniklerden sakınmak.

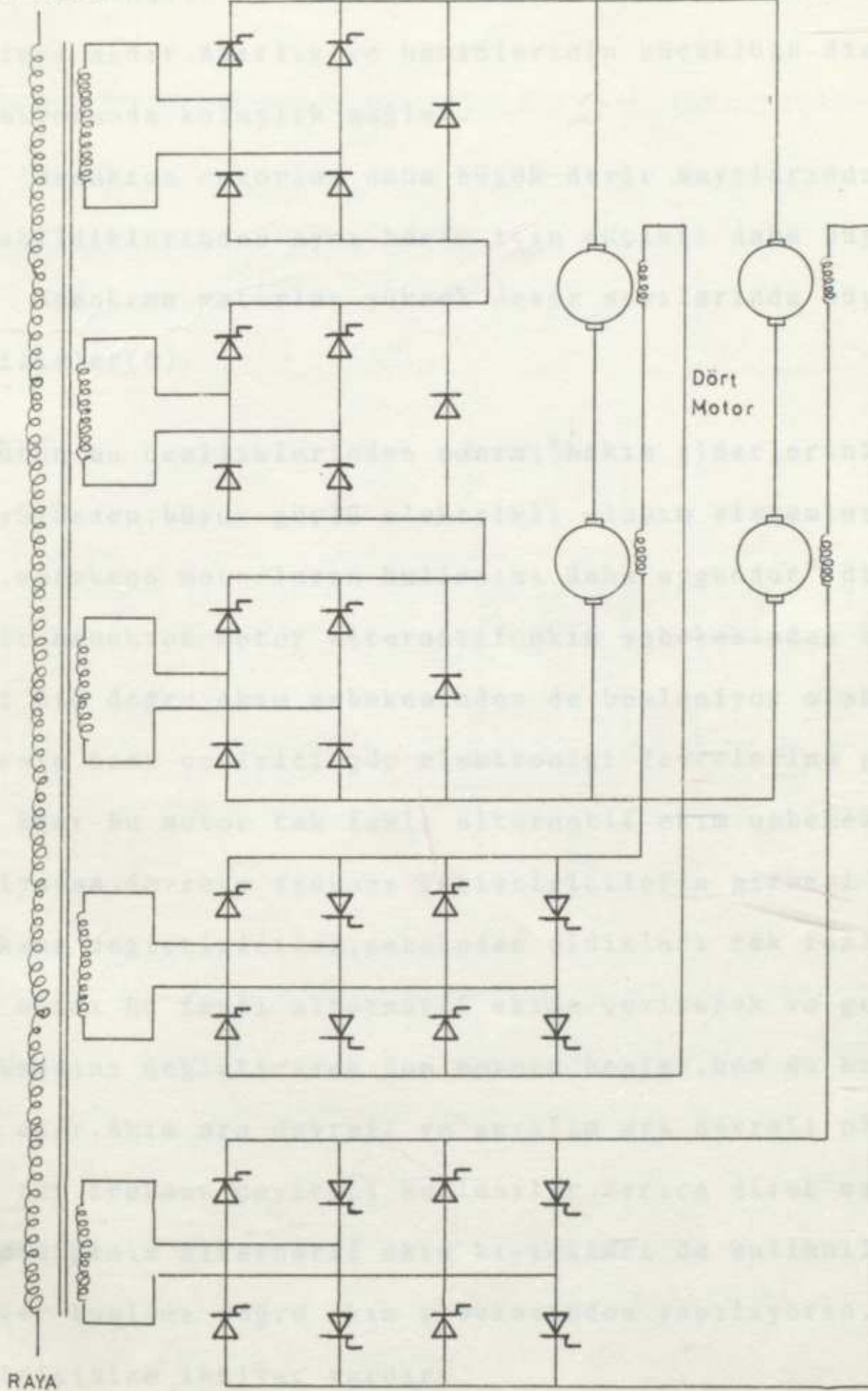
Şekil II.1 de tipik bir lokomotif düzeninin temel devresi görülmektedir. Herbiri ayrı dingilde olmak üzere, dört sürücü motoru gösterilmiştir. Burada endüviler tek yönlü doğrultucudan beslenen seri-paralel düzenleme ile bağlanmışlardır. Kontrol sıfırdan max.gerilime kadar mümkün olmaktadır. Alanlar ise, tam kontrollu devreler ile beslenir. Çünkü yüksek hızlarda kontrol; alan zayıflatması ile yapılır, aynı zamanda paralel gruplar arasında eş yük paylaşımı sağlanır.

Şekil I.1 deki motorların endüvileri üç adet seri bağlı yarı kontrollu tek fazlı köprü doğrultuculardan beslenir. Önce A köprüsü ateşlenir. Hız ve dolayısıyla endüvi gerilimi oluştukça ateşleme devam eder. A köprüsü tamamen iletimde olduğu zaman ($\alpha=0$), B köprüsü ilettime sokulur. En son olarak C köprüsü ateşlenir ve max.endüvi gerilimine ulaşılır(7).

II.2 Alternatif Akımlı Tahrik

Elektrikli ulaşım sistemlerinde doğru akım seri motordan başka, alternatif akım sincap kafesli asenkron motorda kullanılmaktadır. Bu motorun kullanılması aşağıdaki özelliklere sahip olduğundan gün geçtikçe yaygınlaşmaktadır.

KATENERDEN



ŞEKİL: II.1 Bir tristör lokomotif düzenlemesinin temel devresi

* Asenkron motorlar az bakım gerektirirler. Değiştirilecek fırçaları, bakım gerektiren kollektörleri yoktur.

* Daha hafif ve daha az karmaşık olduklarından maliyet giderleri azdır. Ağırlık ve hacimlerinin küçüklüğü dingil konstrüksiyonunda kolaylık sağlar.

* Asenkron motorlar daha büyük devir sayılarında çalıştırılabilirler. Aynı hacim için güçleri daha büyüktür.

* Asenkron motorlar yüksek devir sayılarında büyük güç verebilirler(6).

Bütün bu özelliklerinden sonra; "bakım giderlerinin az olması yüzünden, büyük güçlü elektrikli ulaşım sistemlerini kurarken, asenkron motorların kullanımı daha uygundur" diyebiliriz.

Bir asenkron motor alternatif akım şebekesinden beslendiği gibi bir doğru akım şebekesinden de besleniyor olabilir. Bu nedenle bazı çevirici güç elektroniği devrelerine gerek duyulur. Eğer bu motor tek fazlı alternatif akım şebekesinden besleniyorsa, devreye frekans değiştiricilerin girmesi gerekir. Frekans değiştiriciler, şebekeden aldıkları tek fazlı alternatif akımı üç fazlı alternatif akıma çevirerek ve gerekirse frekansını değiştirerek hem motoru besler, hem de hızını kontrol eder. Akım ara devreli ve gerilim ara devreli olmak üzere iki tür frekans çevirici kullanılır. Ayrıca direk çeviriciler de dediğimiz alternatif akım kıyıcıları da kullanılabilir.

Eğer besleme doğru akım şebekesinden yapılıyorsa, bir da/aa çeviricisine ihtiyaç vardır.

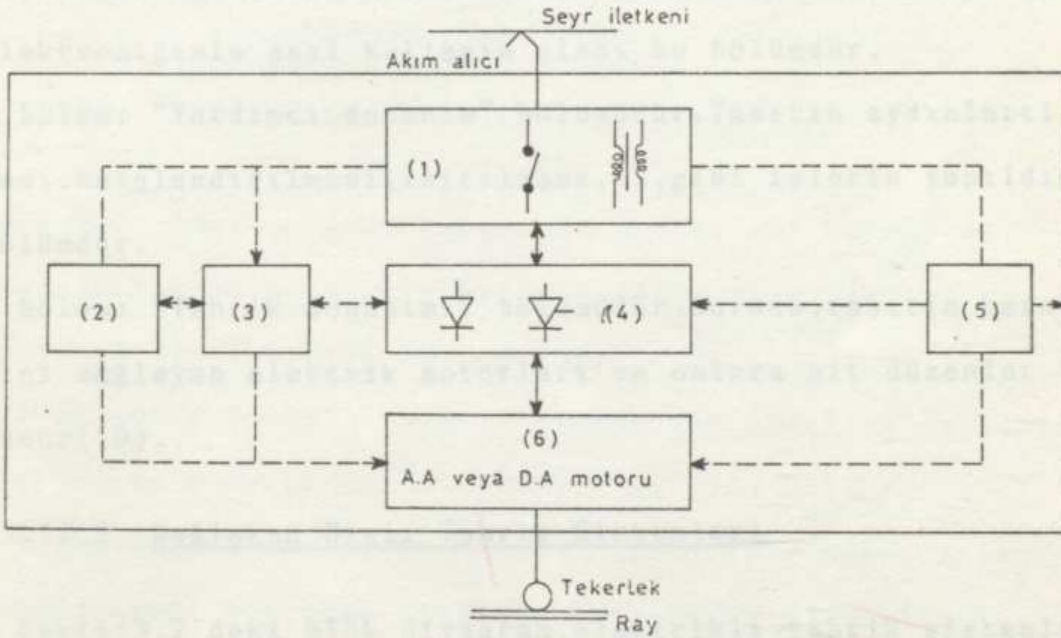
Gerek doğru akım motorlarında, gerekse alternatif akım motorlarında bahsedilen güç elektroniği devreleri daha ilerde ayrıca anlatılacaktır.

ÜÇÜNCÜ BÖLÜM

MOTOR TAHRİĞİNDE KULLANILAN GÜÇ ELEKTRONİĞİ DEVRELERİNİN TANITIMI

III.1 Bir Elektrikli Taşıtta Taşıt Elektronikinin Yeri

Elektrikli bir taşıtta taşıt elektronikinin yeri basit olarak aşağıdaki şema ile gösterilebilir.



Şekil: 3.1

1.bölüm: Enerjinin alındığı yerdir.Bu bölümde seyr iletkenin-den alınan enerji (25kV 50Hz veya 750V=) trafo yardımıyla a-
yarlanır veya gene aynı bölümde elektrik devresi açılıp-ka-
panabilir.

2.bölüm: Yönetme donanımı bölümüdür.Burada taşıtın hareketiy-
le ilgili örneğin;hız,ivme gibi büyüklüklere kumanda edilerek
taşıtın yol alması,frenlenmesi vs sağlanır.

3.bölüm: Elektrikli taşıtın "Enformasyon Elektroniği veya Ku-
manda Elektroniği" donanımıdır.Doğrultucularda kullanılan,ör-

neğin tristörlerin ateşlenmesi için gerekli impuls dizilerinin üretilmesi, taşıtın ve koruma fonksiyonlarını,örneğin hız ve ivme değerlerinin olması gereken ve halen olan değerlerini karşılaştırarak karar veren bir bölümdür.

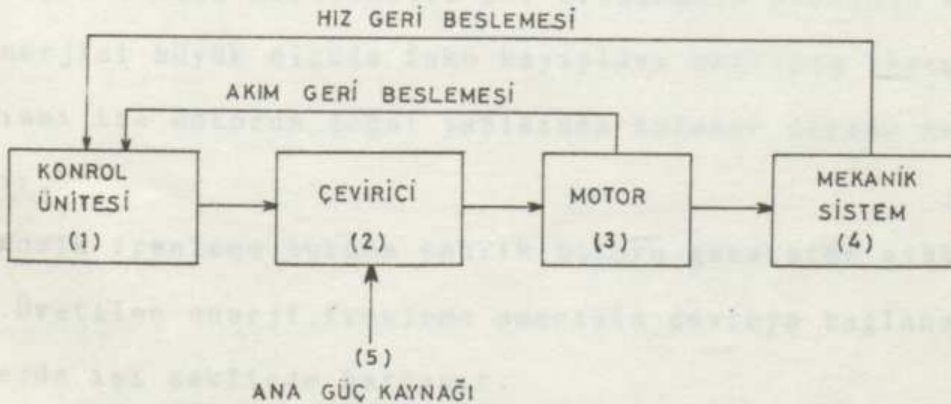
4.bölüm: "Güç elektroniği donanımı" bölümüdür.Bu bölümde DA motoru veya AA motorunun rotor ve uyarma alan devrelerini besleyen çevirici devreler (doğrultucular,eviriciler, kıyıcılar vs) bulunur.Elektrikli ulaşım sistemlerinde güç elektroniğinin asıl kullanım alanı bu bölümdür.

5.bölüm: "Yardımcı donanım" bölümüdür.Taşıtın aydınlatılması,havalandırılması,ısıtılması,...gibi işlerin yapıldığı bölümdür.

6.bölüm: "Tahrik donanımı" bölümüdür.Burada,taşıtın hareketini sağlayan elektrik motorları ve onlara ait düzenler bulunur(10).

III.2 Değişken Hızlı Tahrik Sistemleri

Şekil:3.2 deki blok diyagram,elektrikli tahrik sistemlerinde kullanılan temel elemanları göstermektedir.



Şekil: 3.2 Tahrik Sistemi Elemanları

Bir tahrik düzeninin can alıcı noktası iş makinasıyla bunu tahrik eden motor ilişkisidir. Motorun dönme hareketiyle mil arasındaki bağıntıyı bir mekanik sistem sağlar. Bu ikilide incelenmesi gereken değerler yük momenti ile motor hızıdır. Bir tahrik sistemi dört bölgeli çalışma içerir. Şekil.3.3'deki hız moment diyagramında; ω = motorun dönme hızı (açısal hız) veya tahrik milinin dönme hızı, T_L = yük momentidir.



Şekil.3.3 Dört bölgeli çalışmada moment hız diyagramı.

Yukarıdaki şeklin bölgelerini tek tek açıklayalım;

I. Bölge: İleri tahrik bölgesidir.

II. Bölge: Bu bölgede negatif moment ile frenleme sağlanır.

Bu frenleme momenti çeşitli yollardan elde edilir.

*Sürtünme frenlemesi, bu mekanik frenlemede motor milinde meydana gelen sürtünme, sistemin kinetik enerjisini ısıya dönüştürür.

*Karışık akımla frenleme; bu tür frenlemede sistemin kinetik enerjisi büyük ölçüde fuko kayıpları şeklinde harcanır. Bir kısmı ise motorun doğal yapısında bulunan direnç kayıplarıdır.

*Dinamik frenleme; burada tahrik motoru generatör gibi davranır. Üretilen enerji, frenleme amacıyla devreye bağlanan dirençlerde ısı şeklinde harcanır.

*Faydalı frenleme; Burada da tahrik motoru generatör olarak çalışır ve üretilen enerji besleme sistemine geri gönderilir.

III.Bölge:Motor momenti ve dönme yönü ters çevrilir.Çalışma koşulları I.bölgede olduğu gibidir.

IV.Bölge:Elektriksel şartlar I.bölgedekiyle aynıdır.Ancak burada motorun mili ters yönde döner ve zıt yönde bir tahrik oluşur.Diğer bir frenleme şekli olan bu yönteme"plugging"(tıkama) denir.

Sistemin yük momenti aşağıdaki bileşenlerden oluşur;

*Sürtünme, moment mekanik çalışmaya ilave edilmeksizin,sistemin tahriğinde kullanılır.

*Hava direnci, moment,hareketli parçaların oynatılmasında veya havanın pompalanmasında kullanılır.

*Hızlandırma(+ veya - yönde), değişen koşullarda üretilen moment,sistemin atalet momentini yenmekte kullanılır.

*Mekanik çalışma (14).

III.2.1 Tahrik Elemanlarının Seçimi

Bir tahrik sisteminde,uygun motor ve çevirici seçimi için sistemin ve kaynağın karakteristikleri belirlenmelidir.Çevirici 2 parçadan meydana gelir;güç dönüştürücüsü ve lojik birim.Lojik birim geri besleme sinyallerini ve kumanda sinyallerini alarak bu sinyallerle güç dönüştürücüsünün kontrolunu sağlar.

Tablo 3.1 çeviricinin en çok kullanılan tiplerini göstermektedir.Çeviricilerin her tipi için istenen önemli bilgiler aşağıdaki gibidir.

1. Çevirici transfer karakteristiği,
2. Çıkış harmonikleri,
3. Besleme hattında oluşan akım harmonikleri,
4. Faydalı enerjiyi oluşturabilme yeteneği (14).

Tablo.3.1.Çevirici tipleri.

Çevirici	Çevirici fonksiyonu
Kontrollu doğrultucular.	Sabit veya değişken potansiyel ve frekanslı a.a,değişken d.a'a çevrilir.
D.A/D.A dönüştürücüsü(Kıyıcılar).	Sabit d.a,daha yüksek veya daha düşük değişken potansiyelli d.a'a çevrilir.
A.A güç kontrolörü.	Sabit potansiyeldeki a.a,aynı frekansta değişken potansiyelli a.a'a çevrilir.
Eviriciler(gerilim ya da akım beslemeli).	Sabit veya değişken potansiyelli d.a, sabit veya değişken potansiyeldeki ve frekanstaki a.a'a çevrilir.
Frekans dönüştürücüler.	Sabit potansiyel ve frekanstaki a.a, değişken potansiyel ve frekanstaki a.a'a dönüştürülür.

III.3 Doğru Akım Motorlu Tahrikte Kullanılan Güç Elektronik Devreleri

Bunlar; 1. D.A kıyıcısı ve
2. A.A/D.A çeviricisi (doğrultucu) dir.

III.3.1 D.A Kıyıcıları

Yarıiletken kontrolunda üç temel yöntem kullanılır.

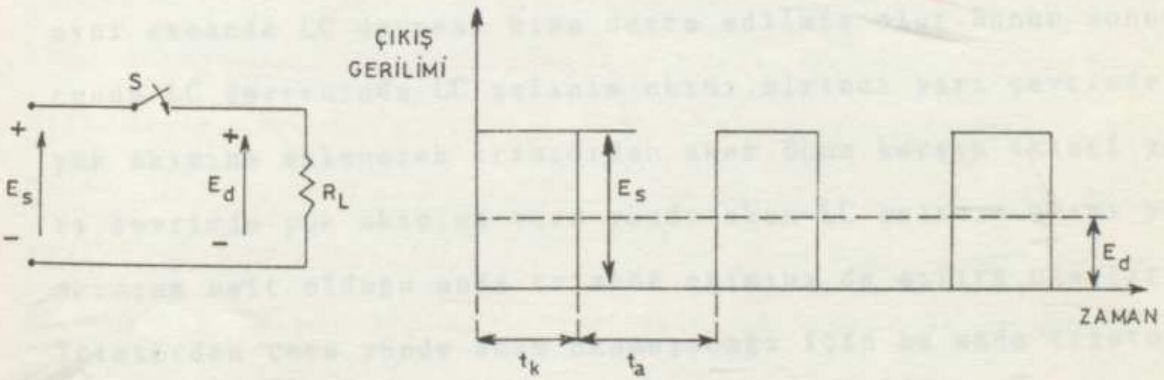
1. Faz kontrolu
2. İntegral çevrimli kontrol
3. Kıyıcı kontrolu (11).

Kıyıcı Kontrolu: Enerjinin bir D.A kaynağından temin edildiği durumlarda kullanılan yarıiletken D.A sürücüleri,D.A kıyıcıları olarak bilinirler.Bu tür devrelerde anahtarlama elemanı olarak tristörler veya güç transistörleri kullanı-

Kıyıcının çalışma prensibi, bir yarı iletken şalter olan tristörlü anahtarlama devresinin periyodik olarak açılıp-kapanmasına dayanır. Doğru akım motorunun kontrolü iletim/kesim zaman oranını değiştirerek sağlanır. Bu yöntem elektrikli ulaşım sistemlerinde kullanılır ve dirençlerle yapılan hız kontroluna göre kayıpsızdır. Tristör sabit bir tekrarlama frekansında (örneğin 100 Hz.) çalışır. İletim boyunca D.A kaynağından sağlanan besleme motora dikdörtgen darbeler şeklinde uygulanır (11). Anahtarlama sonucunda girişten farklı bir D.A gerilimi elde edilir. Çıkış geriliminin ortalama değeri;

$$V_o = V_i \frac{t_k}{(t_a + t_k)} \quad (3.1)$$

ifadesiyle hesaplanabilir. Bu yaklaşım güç elektroniğinde zaman-oran kontrolu olarak bilinir. Bu ifade aşağıdaki basit temel devre ve dalga şekillerinden çıkarılmıştır (12).



Şekil: III.4 En basit D.A kıyıcı ve dalga şekli

Çıkış geriliminin ortalama değeri aşağıdaki yöntemlerden biriyle belirlenir.

- (a) Sabit darbe genişliği (t_k), değişken frekans ($t_a + t_k$) (Darbe Frekans kontrolu)

(b) Sabit frekans (t_a+t_k),değişken darbe genişliği (t_k)
(Darbe genişlik kontrolü).

(c) Değişken frekans (t_a+t_k),değişken darbe genişliği (t_k)
(iki noktadan kontrol).

Bu üç yöntem için de prensip olarak aynı devre kullanılır, ancak tristörlerin tetikleme mantığı seçilen yöntemeye göre oluşturulur.

(a) Darbe frekans kontrolünün temel devre üzerinde anlatımı:

Tristörü tıkamaya sokmak için LC rezonans devresi kullanılan en basit D.A kıyıcıları,tek tristörlü D.A kıyıcılarıdır. Şekil:III.5 te tek tristörlü bir D.A kıyıcısı ve darbe şekilleri gösterilmiştir.

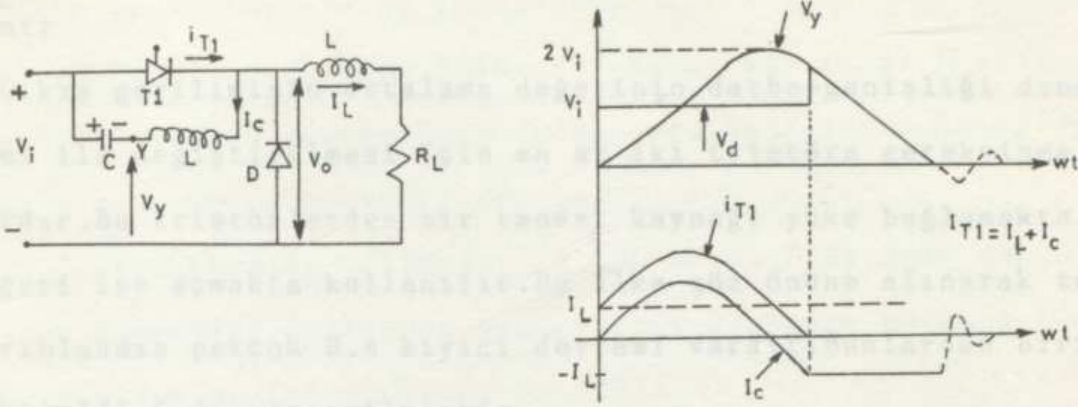
Devre şöyle çalışır;

* T_1 tristörü tetiklenmeden önce C sığası üzerinde bir $V_c(0_+) = V_i$ geriliminin var olduğunu kabul edelim.

* T_1 tristörünün tetiklenmesi ile kaynak yüke bağlanır ve aynı zamanda LC devresi kısa devre edilmiş olur.Bunun sonucunda LC devresinde LC salınım akımı,birinci yarı çevrimde yük akımına eklenerek tristörden akar.Buna karşın ikinci yarı çevrimde yük akımına ters yönde akan LC salınım akımı yük akımına eşit olduğu anda tristör akımını da sıfıra ulaştırır. Tristörden ters yönde akım akamayacağı için bu anda tristör tıkamaya sokulmuş olur.

* T_1 tristörünün tıkamaya sokulması ile yük akımı LC devresi üzerinden akarak,C kapasitesinin tekrar başlangıç koşullundaki gerilim değerine dolmasına neden olacaktır.Bu sırada çıkış gerilimi $V_o = V_i + V_c$ olacaktır.Zira yük akımının sabit olması nedeniyle L üzerinde gerilim düşümü yoktur.

$$V_L = L \frac{d(I_L)}{dt} = 0 \text{ 'dır.} \quad (3.2)$$



Şekil:III.5 Tek tristörlü D.A kıyıcı ve dalga şekilleri

Kapasitenin besleme gerilimi V_i 'ye dolması ile yük akımı D serbest döngü diyotu üzerinden dolaşmaya başlar.

Gerilim ve akım dalga şekillerini inceleyelim;

* Çıkış gerilimi V_o 'ın herbir darbesinin genişliği L ve C'nin değerleri ile belirlenir. Ve değişik yük akımları için yaklaşık olarak sabittir. Dolayısıyla çıkış geriliminin ortalama değerinin değiştirilmesi, tetikleme frekansının değiştirilmesiyle gerçekleştirilir. {Sabit darbe genişliği (t_k), değişken frekans durumu ($t_k + t_a$)}. Çıkış gerilim darbesinin düz ve kuyruk kısımlarının süreleri birbirine yakın değerlerdir. Bu nedenle bu tür bir kıyıcıdan elde edilebilecek en büyük ortalama gerilim $0,65 V_i$ kadar olabilmektedir.

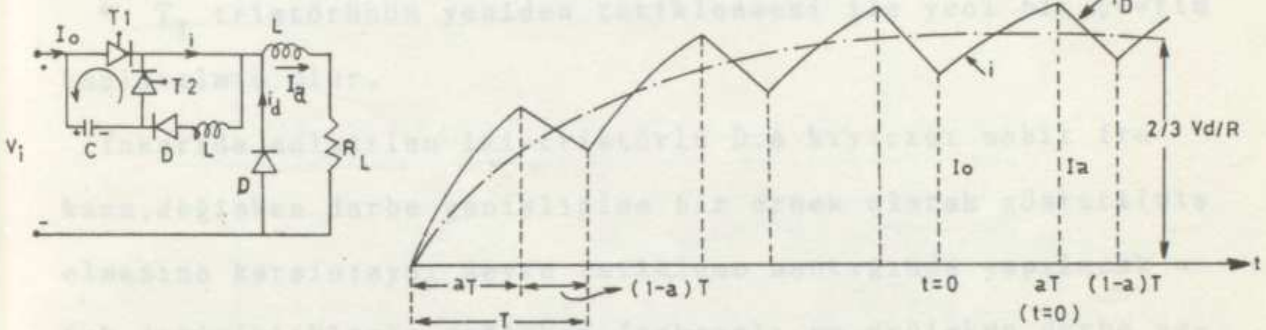
* Akım dalga şekillerinden görüldüğü gibi kapasite akımı I_C 'nin ters yönde I_L yük akımına ulaşması ile T_1 tristörünün akımı sıfır olur ve tıkamaya sokulur.

Bu tür güç devresi, kullanan modern tek tristörlü kıyıcılarda L, doyumlu bir endüktans seçilerek gerilim darbesinin

düz kısmı uzatılabilir.

(b) Darbe genişlik kontrolünün temel devre üzerinde anlatımı:

Çıkış geriliminin ortalama değerinin darbe-genişliği denetimi ile değiştirilmesi için en az iki tristöre gereksinme vardır. Bu tristörlerden bir tanesi kaynağı yüke bağlamakta, diğeri ise açmakta kullanılır. Bu ilke göz önüne alınarak tasarılanmış pekçok D.A kıyıcı devresi vardır. Bunlardan biri şekil: III.6 da gösterilmiştir.



Şekil: III.6 İki tristörlü D.A kıyıcı devresi

Şekildeki D.A kıyıcı devresinin çalışması şöyledir;

* Önce T_2 tristörü tetiklenerek, C kapasitesinin şekilde gösterilen yönde V_i gerilimine dolması sağlanır. Daha sonra T_2 tristöründen akan akım, kondansatörün dolmasıyla sıfıra ulaşır ve tristör tıkamaya sokulur.

* T_1 tristörü tetiklendiğinde D.A kaynağı yüke bağlanır, aynı zamanda LC devresi kısa devre edilmiş olur. LC devresinde birinci yarı çevrim sonunda C kondansatörü bir öncekine göre ters yönde V_i gerilimine dolar. LC devresindeki D diyotu, ters yönde akım akmasına engel olduğu için kondansatör bu gerilim değerinde dolu olarak kalır.

* T_2 tristörünün tetiklenmesi durumunda C kondansatörü T_1 tristörüne koştut (paralel) olarak bağlanmış olur. Kondansatö-

rün geriliminin yönü nedeniyle T_1 den, akan yük akımı, anında sıfıra ulaşır ve T_1 tristörü tıkamaya sokulmuş olur.

* Bu andan başlayarak kondansatörün tekrar ilk gösterildiği yönde V_i gerilimine dolmasına kadar yük akımı C ve T_2 üzerinden akar. Kondansatörün dolmasıyla, T_2 tristör akımı sıfıra ulaşır ve T_2 tıkamaya sokulur.

* T_2 tristörünün tıkanmasıyla yük akımı D serbest döngü diyotu üzerinden dolaşmaya başlar. (Yük üzerinde meydana gelen ters emk'nın oluşturduğu akım); (i_D).

* T_1 tristörünün yeniden tetiklenmesi ile yeni bir çevrim başlatılmış olur.

Yukarıda anlatılan iki-tristörlü D.A kıyıcısı sabit frekans, değişken darbe genişliğine bir örnek olarak gösterilmiş olmasına karşın; aynı devre tetikleme mantığında yapılacak ufak değişikliklerle değişken frekanslı ve değişken darbe genişlikli kıyıcı haline dönüştürülebilir (12).

(c) İki noktadan kontrolün temel devre üzerinde anlatımı:

Endüktif yüklerde akım akışının, çift adımlı kontrolü diğer bir kontrol olanağıdır. İlk iki kontrol yönteminin açıklanmasında iletim/kesim periyodu keyfi olarak seçiliyordu. Oysa iki noktadan kontrolde anahtarlama anını yük akımının değişmesi belirler. İstenen ortalama değerde yük akımı geçerken T_1 ana tristörü kesimdedir. Yük akımı ortalama değer altına düştüğünde tekrar ilettime geçer. Dolayısıyla, darbe genişliği ve darbe frekansı; kıyıcının Δ_i 'si, yük devresinin zaman sabiti ve yük akımının istenilen ortalama değeri ile belirlenir.

Şekil:III.7; darbe genişliği T_E 'nin, ve darbe frekansı f 'nin Δ_i genlik sabiti değerini korurken nasıl arttığını göstermek-

Şekil:III.8. (a),(b),(c) de A sınıfı kıyıcının devresini ve çalışmasını gösteren dalga şekilleri belirtilmektedir.A sınıfı kıyıcıda i_a akımı ve v_t gerilimi daima pozitiftir. Şekillerden de görüldüğü gibi kıyıcıya darbe frekans kontrolu uygulanarak sürekli ve süreksiz akım durumları istenildiği gibi ayarlanabilmektedir.A sınıfı kıyıcı 1. bölgede çalışma sağlar,yani sadece "ileri tahrik" te etkilidir.Kıyıcı ile motoru kontrol etmek için i_a akımının değişimini istediğimiz gibi ayarlayabilmeliyiz. i_a akımı şekle göre şöyle ifade edilir.

$$i_a = \frac{V-E_a}{R_a} \quad (3.3)$$

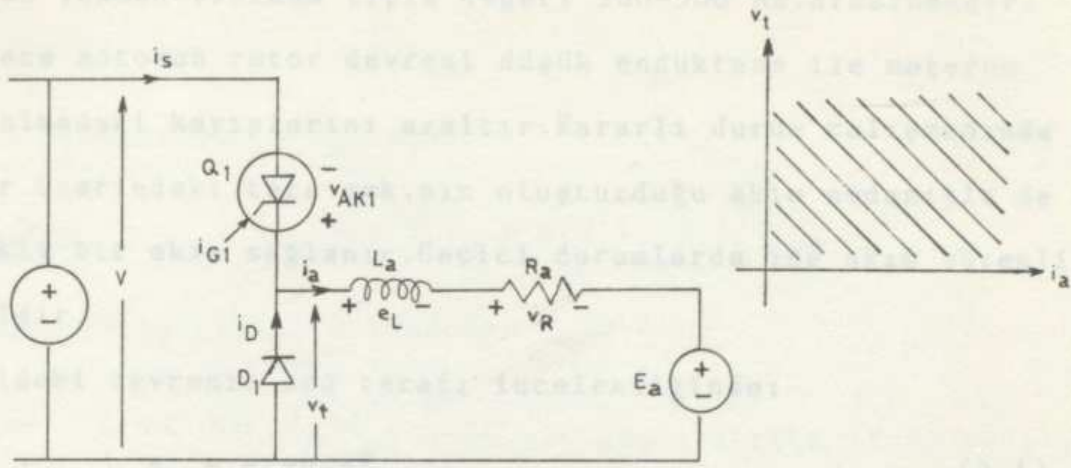
Burada i_a rotor akımı,V kaynak gerilimi, E_a motor uçlarında meydana gelen ters emk, R_a rotor direncidir.Daha önce de bahsedildiği gibi i_a akımı üç şekilde kontrol edilebilir.

* Eğer frekans sabit kalmak şartıyla iletimdeki darbe süresini (t_{ON}) değiştirirsek,darbe genişlik kontrolu veya darbe genişlik modülasyonu (Pulse Width Modulation=PWM) yapmış oluruz.

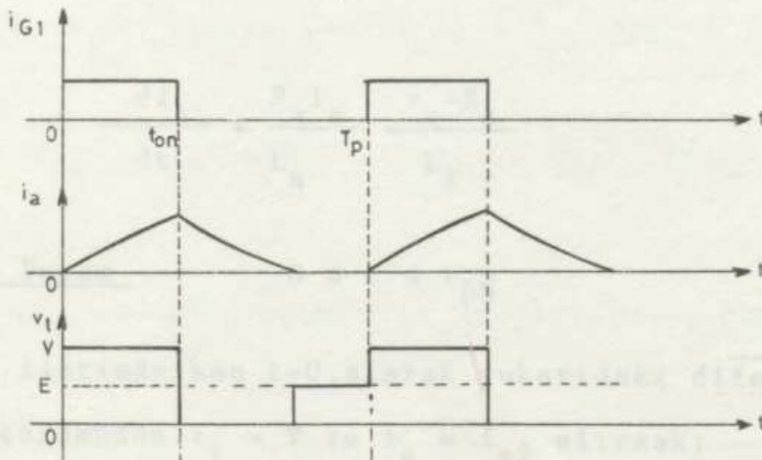
* t_{ON} sabit kalmak şartıyla frekansı değiştirecek olursak darbe frekans kontrolu (darbe frekans modülasyonu) yapmış oluruz.

* Eğer her ikisini de değiştirirsek iki noktadan kontrolu gerçekleştiririz.

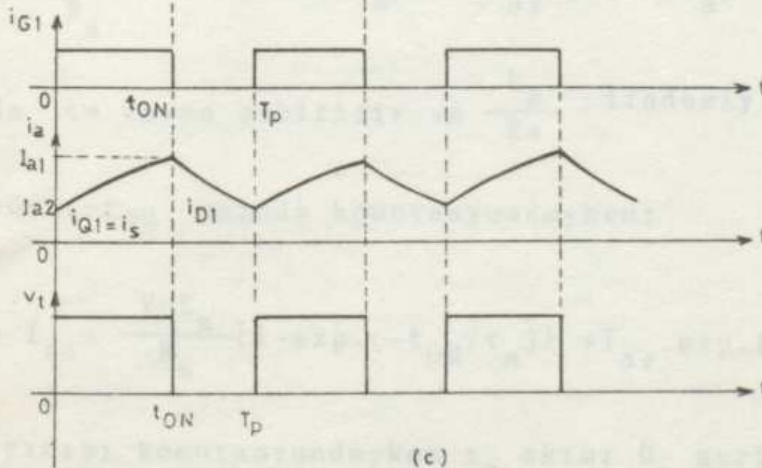
Yukarıdaki açıklamaya göre şekli de incelersek,darbe frekans kontrolu yaptığımızda i_a akımının sürekli ya da kesintili çalışmasını sağlarız.Bu ise motora uygulanan ortalama akım değerini değiştirerek istediğimiz şekilde,yol almasını



(a)



(b)



(c)

Şekil.III.8. Birinci bölgede çalışan A sınıfı kıyıcı.

(a)Devre şekli,(b),(c)Dalga şekilleri.

ve kararlı durum çalışmasını tayin eder. Bir kıyıcıda uygulanan en yüksek frekans tipik değeri 200-500 Hz. arasındadır. Böylece motorun rotor devresi düşük endüktans ile motorun yol almadaki kayıplarını azaltır. Kararlı durum çalışmasında motor üzerindeki ters emk.nın oluşturduğu akım nedeniyle de sürekli bir akım sağlanır. Geçici durumlarda ise akım sürekli değildir.

Şekildeki devrenin sağ tarafı incelendiğinde;

$$v_t = e_L + e_R + E_a \quad (3.4)$$

olduğu görülür. Veya

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{R_a i_a}{L_a} = \frac{v_t - E_a}{L_a} \quad (3.5)$$

1. Durum $0 \leq t \leq t_{ON}$

Q_1 iletimdeyken $t=0$, alarak yukarıdaki diferansiyel eşitliğin çözümünde $v_t = V$ ve $i_a = I_{a2}$ alırsak;

$$i_a = \frac{V - E_a}{R_a} \{1 - \exp.(-t/\tau_a)\} + I_{a2} \exp.(-t/\tau_a) \quad (3.6)$$

burada $\tau =$ zaman sabitidir ve $\frac{L_a}{R_a}$ ifadesiyle bilinir.

Tristör $t=t_{ON}$ anında komutasyondayken;

$$i_a = I_{a1} = \frac{V - E_a}{R_a} \{1 - \exp.(-t_{ON}/\tau_a)\} + I_{a2} \cdot \exp.(-t_{ON}/\tau_a) \quad (3.7)$$

Q_1 kıyıcısı komutasyondayken i_a akımı D_1 serbest döngü diyetu üzerinden akar. Bu durumda $v_t = 0$ dır. Eşitlik (3.5) ten;

$$\frac{di_a}{dt'} + \frac{R_a i_a}{L_a} = - \frac{E_a}{L_a} \quad (3.8)$$

yazılabilir. Burada $t' = t - t_{ON}$. (3.9)

$t' = 0$ olduğunda $i_a = I_{a1}$ dir.

2. Durum $t_{ON} < t < T_p = 0 \leq t' < T_p - t_{ON}$

Serbest döngü diyotu D yüzünden $v_t = 0$ dir.

$t' = 0$, $t_t = 0$ ve $i_a = I_{a2}$ bağımlı koşullarıyla (3.8) eşitliğinden şu ifadeyi yazabiliriz;

$$i_a = - \frac{E_a}{R_a} \{1 - \exp.(-t'/\tau_a)\} + I_{a1} \cdot \exp(-t'/\tau_a) \quad (3.10)$$

$t' = t - t_{ON}$ veya $t = T_p$ olduğunda Q_1 kıyıcısı tekrar ilettime geçer.

$$i_a = I_{a2} = - \frac{E_a}{R_a} \{1 - \exp.-(T_p - t_{ON})/\tau_a\} + I_{a1} \exp.-(T_p - t_{ON})/\tau_a \quad (3.11)$$

(3.7) ve (3.11) benzer eşitliklerini çözersek;

$$I_{a1} = \frac{V}{R_a} \cdot \frac{\{1 - \exp.(-t_{ON}/\tau_a)\}}{\{1 - \exp.(T_p/\tau_a)\}} - \frac{E_a}{R_a} \quad (3.12)$$

$$I_{a2} = \frac{V}{R_a} \cdot \frac{\{\exp.(t_{ON}/\tau_a) - 1\}}{\{\exp.(T_p/\tau_a) - 1\}} - \frac{E_a}{R_a} \quad (3.13)$$

Eğer T sürekli ise yani $T = t_{ON}$, I_{a1} ve I_a eşitlik (3.3) teki i_a değerine eşit olur.

Şekil: 3.8(c) deki v_t dalga şekli Fourier serisiyle şöyle ifade edilir;

$$v_t = \bar{v}_t + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \sin(n\omega_0 t + \phi_n) \quad (3.14)$$

Burada ω_0 açısal kıyma frekansıdır. Ve

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T_p} \quad (3.15)$$

eşitliği ile tanımlanır. V_t 'nin ortalama değeri $\bar{v}_t$ ise;

$$\bar{v}_t = \frac{t_{on}}{T_p} V. \quad (3.16)$$

ifadesiyle verilir. Süreksiz durumda Fourier analizinde c_n ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$c_n = \frac{2V}{n\pi} \sin \frac{n\omega_0 t_{ON}}{2} \quad (3.17)$$

$$\phi_n = \frac{\pi}{2} - \frac{n\omega_0 t_{ON}}{2} \quad (3.18)$$

(3.17) eşitliğinden t_{ON} ile $T_p/2$ saniye arasında harmonik genliğinin en yüksek seviyede olduğu görülür. En düşük frekanslardaki temel dalga'nın max. genliği $2V/\pi$ (volt)'tur.

Rotor akımının ortalama değeri;

$$\bar{i}_a = \frac{\bar{v}_t - E}{R_a} = \frac{1}{R_a} \left\{ \frac{t_{ON}}{T_p} V - E_a \right\} \quad (3.19)$$

olarak belirlenir. $\omega_0 L_a \gg R_a$ olduğunda; (3.14), (3.17) ve

(3.18) eşitliklerinden rotor akımının temel bileşeni;

$$i_{a1} = \frac{2V}{\pi\omega_0 L_a} \sin \frac{\omega_0 t_{ON}}{2} \sin\left(\omega_0 t - \frac{\omega_0 t_{ON}}{2}\right) \quad (3.20)$$

olarak bulunur.

Temel bileşenin efektif değeri şöyledir;

$$I_{R1} = \frac{\sqrt{2}V}{\pi\omega_0 L_a} \sin \frac{\omega_0 t_{ON}}{2} \quad (3.21)$$

Rotor akımının efektif değeri ise;

$$I_R = \{(\bar{i}_a)^2 + I_{R1}^2\}^{1/2} \quad (3.22)$$

Kaynak akımı ile rotor akımı arasındaki ilişki şöyledir;

$$\begin{aligned} i_s &= i_a & 0 \leq t \leq t_{ON} \\ i_s &= 0 & t_{ON} < t \leq T_p \end{aligned} \quad (3.23)$$

Besleme akımındaki harmonikler endüvi akımı i_a 'dan elde edilebilir. Aşağı yukarı iyi bir hat akımı harmoniği elde edildiği farz edilir. Çünkü L_a R_a olduğundan rotor akımı $\bar{i}_a$ sabit büyüklüğüne sahiptir. Bu durumda iletim süresi t_{ON} ve periyot T_p olmak üzere kaynak akımı darbesel büyüklükler şeklinde gelir. V_t 'nin analizinde olduğu gibi i_s hat akımı da şöyle ifade edilebilir;

$$i_s = \frac{t_{ON}}{T_p} \bar{i}_a + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2\bar{i}_a}{n\pi} \sin \frac{n\omega_0 t_{ON}}{2} \sin(n\omega_0 t + \frac{n\omega_0 t_{ON}}{2}) \quad (3.24)$$

Tekrar en büyük harmonik genlikleri $t_{ON} = T_p/2$ olduğunda meydana gelir.

Kaynak akımının efektif değeri;

$$I_s = \bar{i}_a \left\{ \left(\frac{t_{ON}}{T_p} \right)^2 + \left(\frac{\sqrt{2}}{\pi} \sin \frac{\omega_0 t_{ON}}{2} \right)^2 \right\}^{1/2} \quad (3.25)$$

i_s 'nin ortalama değeri, (3.24) eşitliğinden;

$$\bar{i}_s = \frac{t_{ON}}{T_p} \bar{i}_a \quad (3.26)$$

Eşitlik(3.16) ve (3.26) dan; Güç ifadesi:

$$P = \bar{v}_t \cdot \bar{i}_a = \frac{t_{ON}}{T_p} V \cdot \bar{i}_a = V \cdot \bar{i}_a = P_{in} \quad (3.27)$$

elde edilir.

III.3.1.1.2 B Sınıfı Kıyıcılar

Şekil:3.9 (a) ve (b) de B sınıfı bir kıyıcı görülmektedir. Burada i_a akımı hem pozitif hem de negatif olmaktadır. Çünkü B sınıfı kıyıcı I. ve II. bölgede çalışır. Yani hem "ileri tahrik" hem de "faydalı frenleme" işlevlerini yerine getirebilir.

Q_1 kıyıcısı pozitif akımda, Q_2 kıyıcısı ise negatif akımda kontrol işlevini yürütür. Yük gerilimi $E_a > 0$ olduğunda Q_2 kıyıcısı iletir ve i_a akımı negatif olur. Ya da enerji yükten L endüktansına doğrudur. Q_2 kıyıcısı kesime gittiğinde ise, L endüktansı ve yükte depolanan enerji D_2 diyotu üzerinden sisteme geri verilir(Faydalı frenleme).

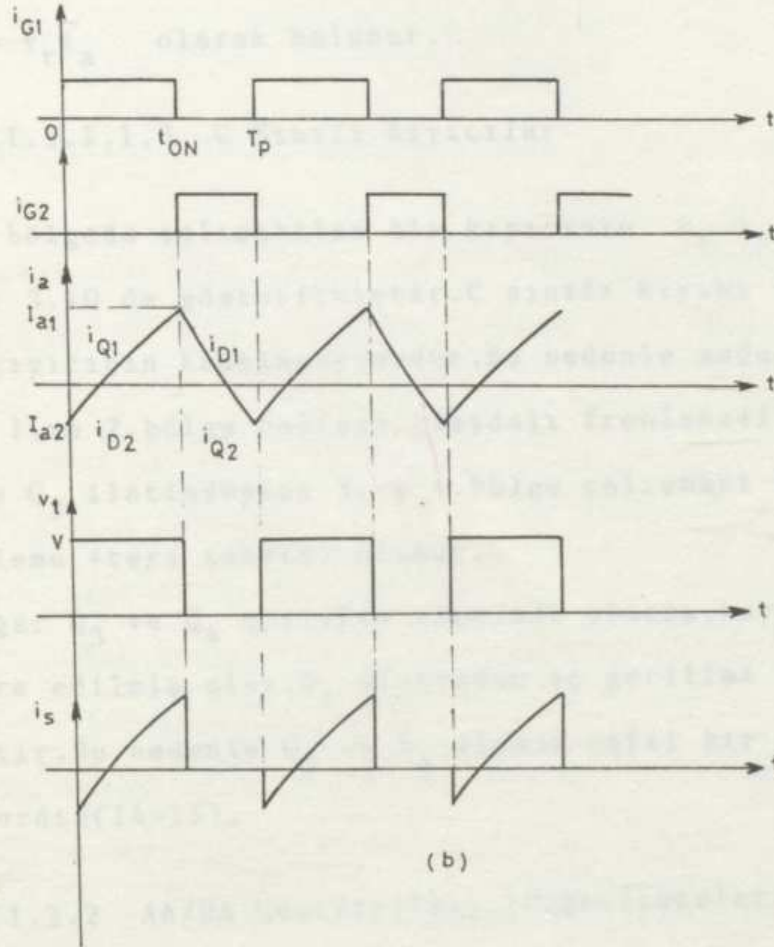
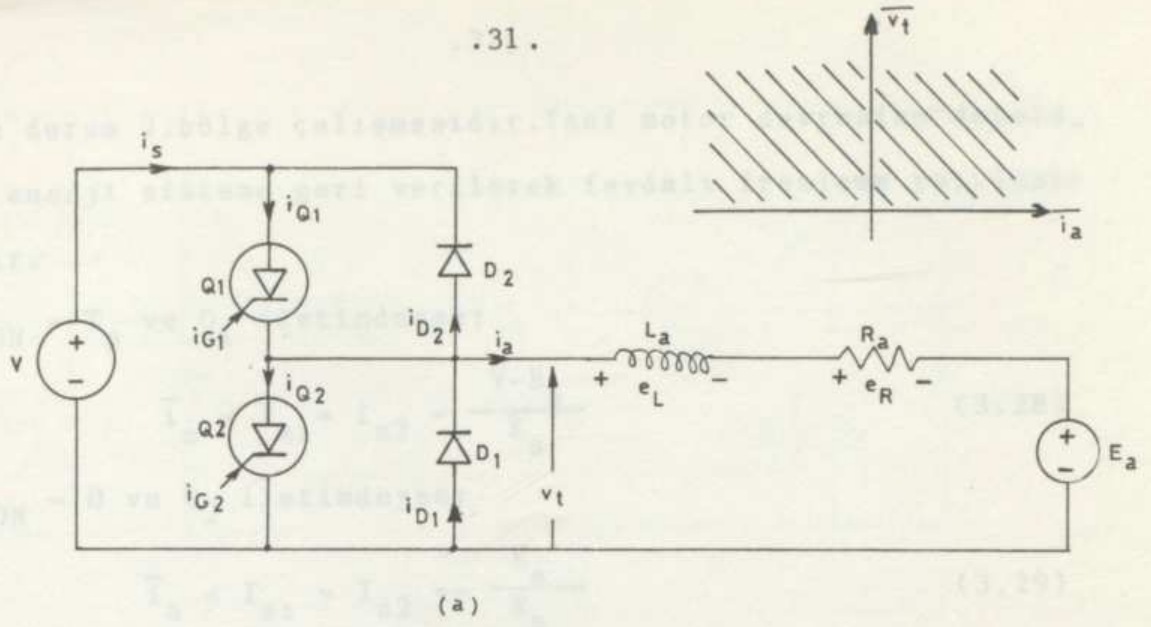
B sınıfı kıyıcıda kesintisiz bir akımla çalışmak mümkün değildir.

A sınıfı kıyıcının matematiksel analizi B sınıfı kıyıcı için de geçerlidir. Ancak farklı olarak, yukarıda anlatılan çalışma şeklini şöyle ifade edebiliriz.

Eğer, $\bar{v}_t > E_a$ ise, $\bar{i}_a > 0$ olur.

Bu durum 1.bölge çalışmasıdır. Yani enerji motor devresini besler.

Diğer taraftan $\bar{v}_t < E_a$ ise $\bar{i}_a < 0$ olur.



Şekil: III.9 1.ve 2.bölgelerde çalışan B sınıfı kıyıcı

(a) devre şekli

(b) dalga şekilleri

Bu durum 2.bölge çalışmasıdır.Yani motor devresine depolanan enerji sisteme geri verilerek faydalı frenleme yapılmaktadır.

$t_{ON} = T_p$ ve Q_1 iletimdeyse;

$$\bar{i}_a = I_{a1} = I_{a2} = \frac{V - E_a}{R_a} \quad (3.28)$$

$t_{ON} = 0$ ve Q_2 iletimdeyse;

$$\bar{i}_a = I_{a1} = I_{a2} = -\frac{E_a}{R_a} \quad (3.29)$$

$$\bar{v}_s = \bar{v}_t \bar{i}_a \quad \text{olarak bulunur.} \quad (3.30)$$

III.3.1.1.3 C Sınıfı Kıyıcılar

4 bölgede çalışabilen bir kıyıcının $v_t i_a$ diyagramı şekil: 3.10 da gösterilmiştir.C sınıfı kıyıcı iki tane B sınıfı kıyıcının kombinasyonudur.Bu nedenle sadece Q_4 iletimdeyken 1.ve 2.bölge çalışma (faydalı frenleme+ileri tahrik),sadece Q_2 iletimdeyken 3.ve 4.bölge çalışması (ters faydalı frenleme +ters tahrik) oluşur.

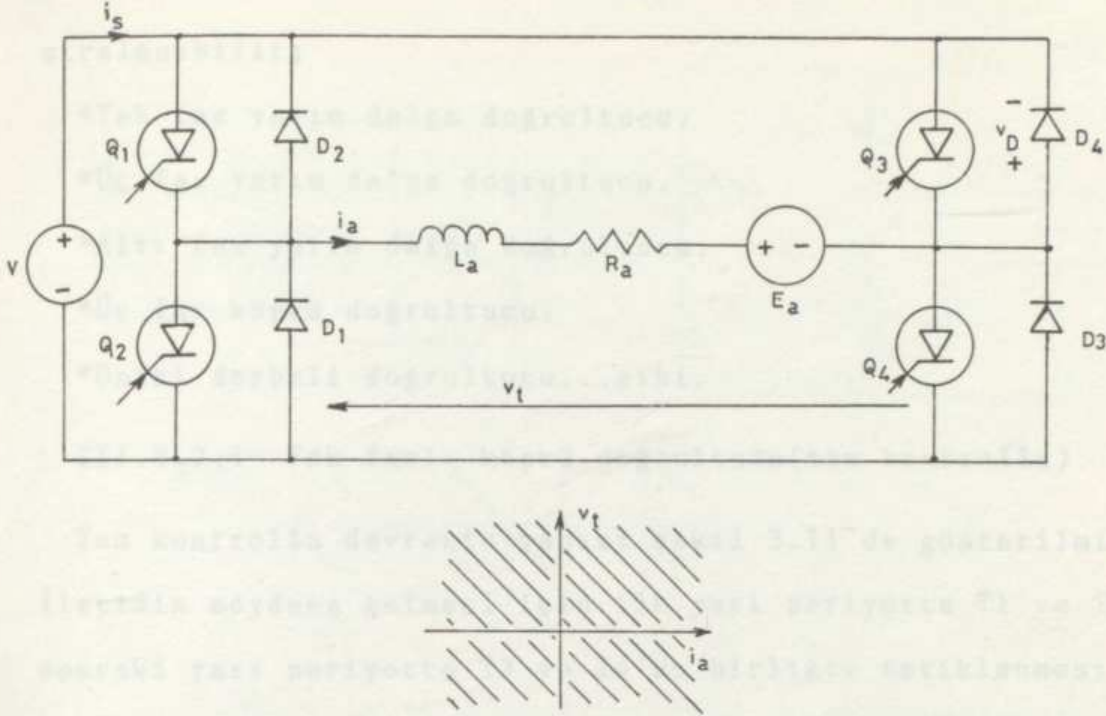
Eğer Q_3 ve Q_4 birlikte iletimde olursa,kaynak çıkışı kısa devre edilmiş olur. D_4 diyotunun uç gerilimi her zaman negatiftir.Bu nedenle Q_3 ve D_4 eleman çifti bir açık devreye eşdeğerdir(14-15).

III.3.2 AA/DA Çeviricileri (Doğrultucular)

Alternatif akımı doğru akıma çeviren güç elektroniği devresine "Doğrultucu" adı verilir. Doğrultucular;

* Kontrolsuz

* Tam kontrollü



Şekil.3.10. Dört bölgede çalışabilen C sınıfı kıyıcı.

olmak üzere başlıca üç şekilde incelenirler. Ayrıca her fazdan çekilen akımın tek yönlü veya çift yönlü olmasına göre de;

- * Orta uçlu (yarım dalga)
- * Köprü (tam dalga)

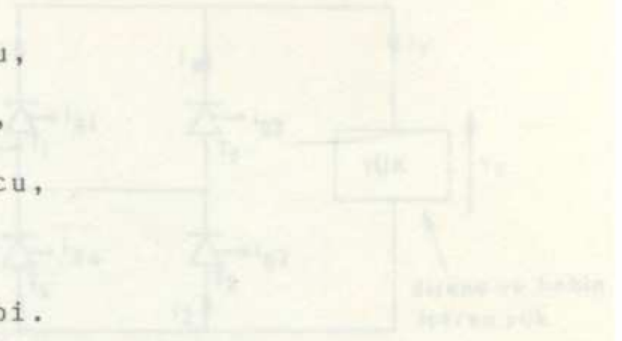
doğrultucular olarak sınıflandırılabilirler. Kontrolsüz doğrultucular, kontrollü doğrultucuların bir özel hali olarak ($\alpha = 0^\circ$) düşünülebilir(12).

Tetikleme açısı: Tetikleme açısı α belli bir referans noktasıyla, tristörlerin tetiklendiği noktanın açısal olarak uzaklığıdır. Referans olarak seçilen nokta en büyük çıkış gerilimini verecek tetikleme noktasıdır.

Elektrikli ulaşım sistemlerinde kullanılan doğrultucu devresi tek faz köprü doğrultucudur. Bu nedenle pek çok doğrultucu devresi olmasına karşın bu çalışmada sadece bu doğrultucu tipi incelenmiştir. Diğer doğrultucu tipleri ise şöyle

sıralanabilir;

- *Tek faz yarım dalga doğrultucu,
- *Üç faz yarım dalga doğrultucu,
- *Altı faz yarım dalga doğrultucu,
- *Üç faz köprü doğrultucu,
- *Oniki darbeli doğrultucu...gibi.



III.3.2.1 Tek fazlı köprü doğrultucu(tam kontrollu)

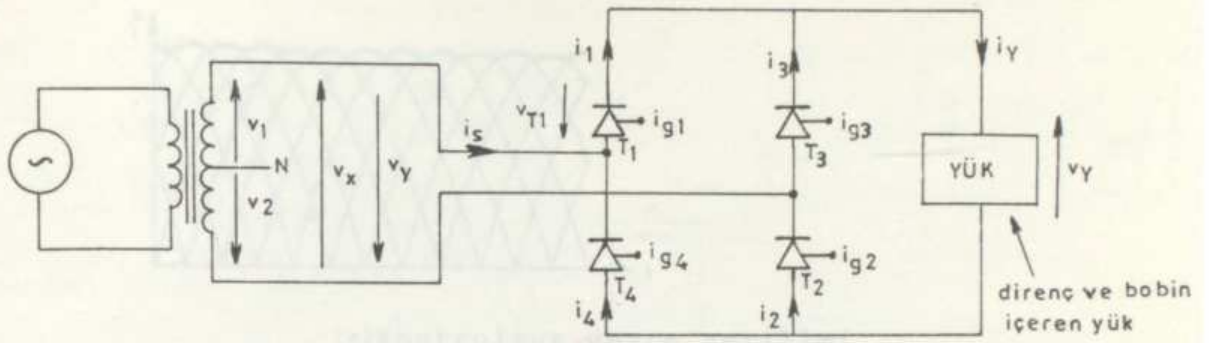
Tam kontrollu devrenin yapısı şekil 3.11'de gösterilmiştir. İletimin meydana gelmesi için ilk yarı periyotta T1 ve T2, bir sonraki yarı periyotta T3 ve T4'ün birlikte tetiklenmesi gerekir. Eş zamanlı tetikleme için bunlar aynı ateşleme devresine bağlanmışlardır. Belirtilen tristörlerin katotları ana devrede farklı gerilimdedirler. Bu devredeki gerilimin ortalama değeri;

$$V_{ort.} = \frac{2V_{max.}}{\pi} \cdot \cos\alpha \quad (3.31)$$

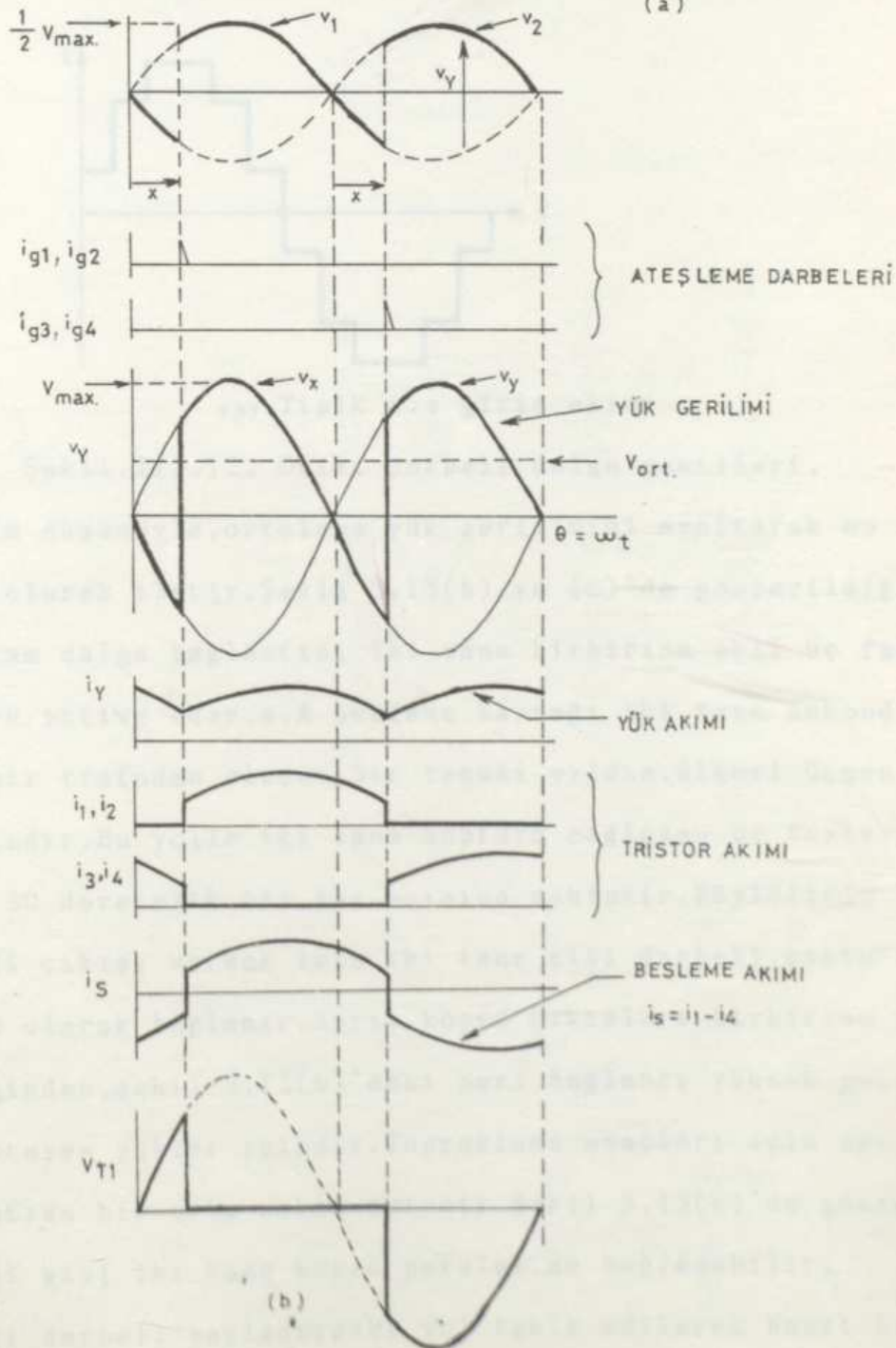
şeklindedir. Bu eşitlik yük akımının sürekli olmadığı hallerde geçerli değildir.

III.3.2.2 Oniki darbeli devreler

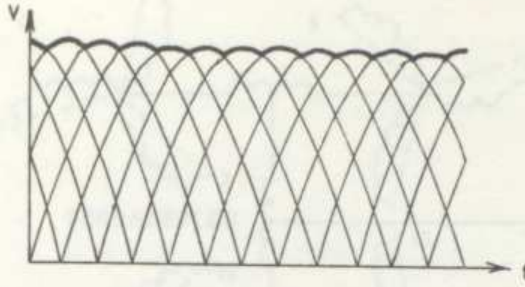
Şekil 3.12, oniki darbeli gerilim dalga şekillerini göstermektedir. Burada diyot bağlantısı doğru gerilim için kapalı bir yol teşkil eder. Üç faz alternatif akım kaynağından çizilmiş dalga şekli daha az darbeli devrelerden daha fazla sinüse yakındır. Doğrultucu ne kadar fazla darbe sayısı ihtiva ederse, çıkış doğru gerilime o kadar yaklaşır. Şekil 3.13'de oniki darbe karakteri veren en çok kullanılan bağlantı modelleri gösterilmiştir. Şekil 3.13(a)'daki bağlantıda dört tane yıldız grup birbirinden 30° uzaklıkta, 12 fazı vermek için yer değiştirir. Bu şekildeki dört diyot, sadece bir tane diyotun



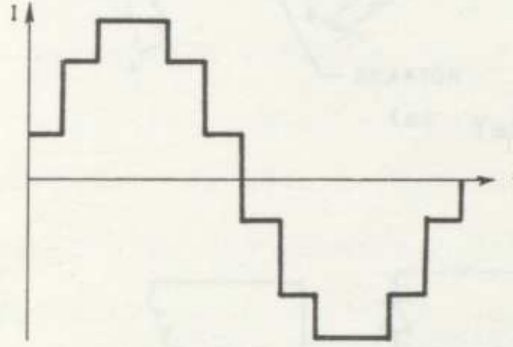
(a)



Şekil: III.11 Tam Kontrollü Tek Faz Köprü



(a) Kontrolsuz devre gerilimi

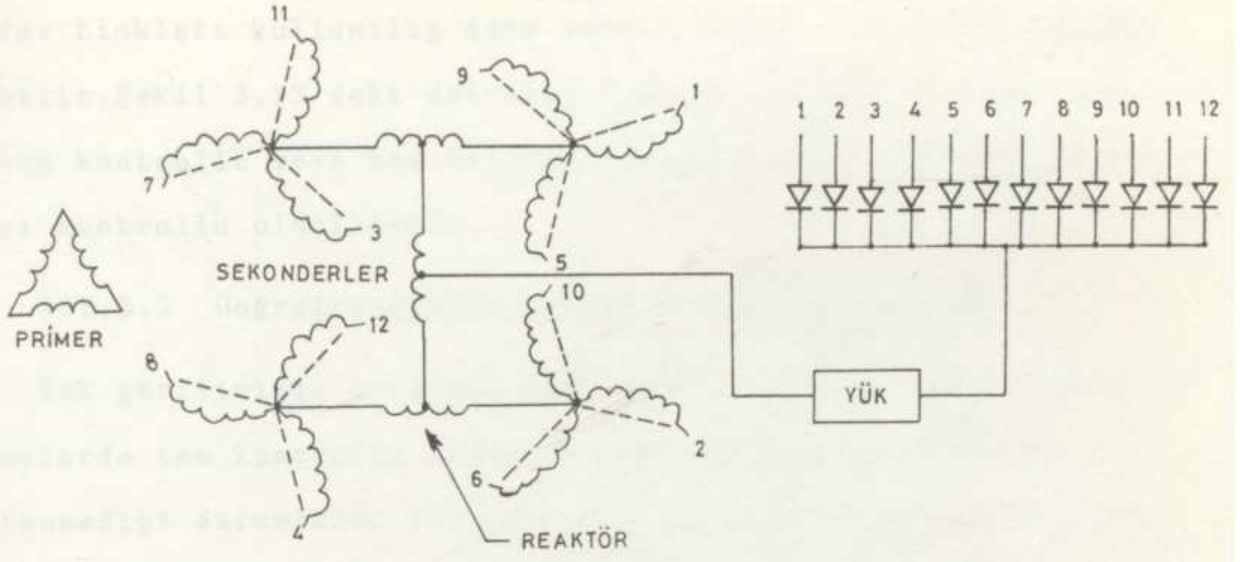


(b) Tipik a.a giriş akımı

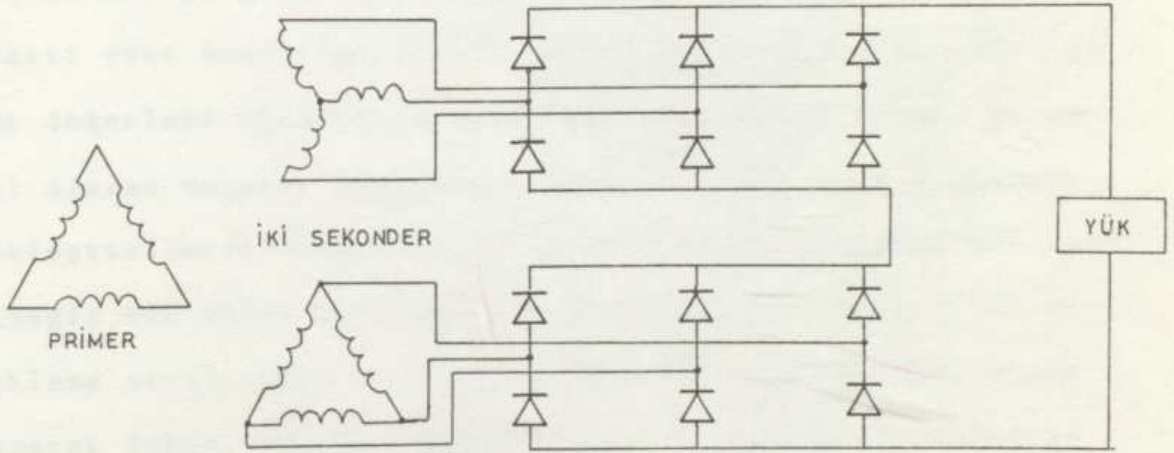
Şekil.III.12. Oniki darbeli dalga şekilleri.

gerilim düşümüyle, ortalama yük gerilimini azaltarak eş zamanlı olarak iletir. Şekil 3.13(b) ve (c)'de gösterildiği gibi tam dalga bağlantısı iki tane birbirine ekli üç fazlı köprüyü ihtiva eder. A.A besleme kaynağı iki tane sekonderi olan bir trafodan oluşur. Bir tanesi yıldız, diğeri üçgen bağlantılıdır. Bu yolla iki tane köprüyü sağlayan üç fazlı gerilim 30 derecelik bir faz açısına sahiptir. Böylelikle 12 darbeli çıkışı vermek için iki tane altı darbeli çıkış simetrik olarak bağlanır. Ayrık köprü çıkışları birbirine eklendiğinden, şekil 3.13(b)'deki seri bağlantı yüksek gerilim isteyen yükler içindir. Topraklama amaçları için seri bağlantıda bir orta nokta istenir. Şekil 3.13(c)'de gösterildiği gibi iki tane köprü paralel de bağlanabilir.

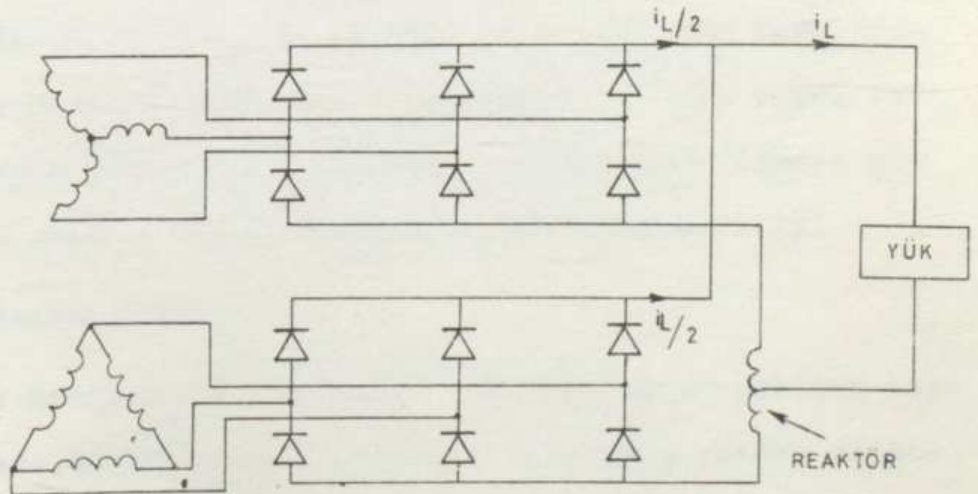
Oniki darbeli bağlantıdaki yol takip edilerek basit üç



(a) Yarım Dalga bağlantısı



(b) Seri Köprü bağlantısı



(c) Paralel Köprü bağlantısı

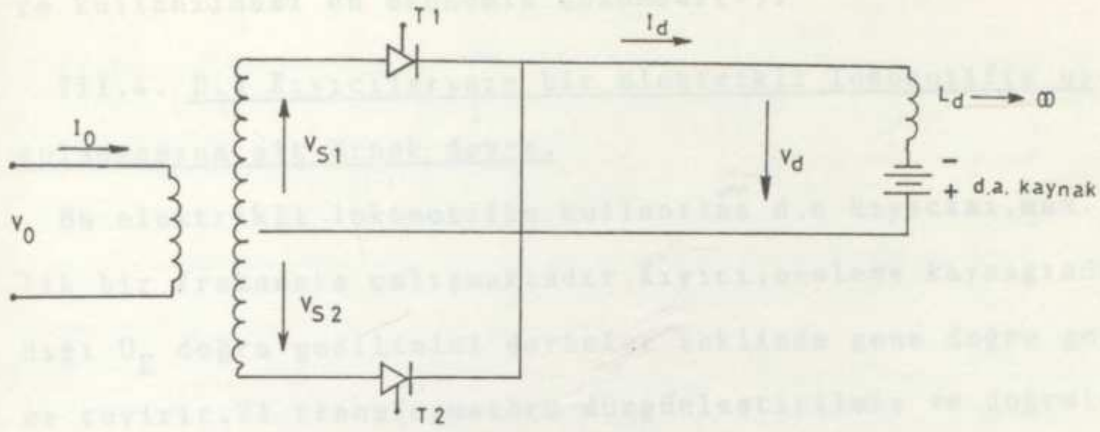
faz blokları kullanılıp daha yüksek darbeli devreler yapılabilir.Şekil 3.13'deki devreler tamamen tristör kullanılarak tam kontrollu veya hem tristör hem de diyot kullanılarak yarı kontrollu olabilir(7).

III.3.3 Doğrultucuların evirme kipinde çalışması

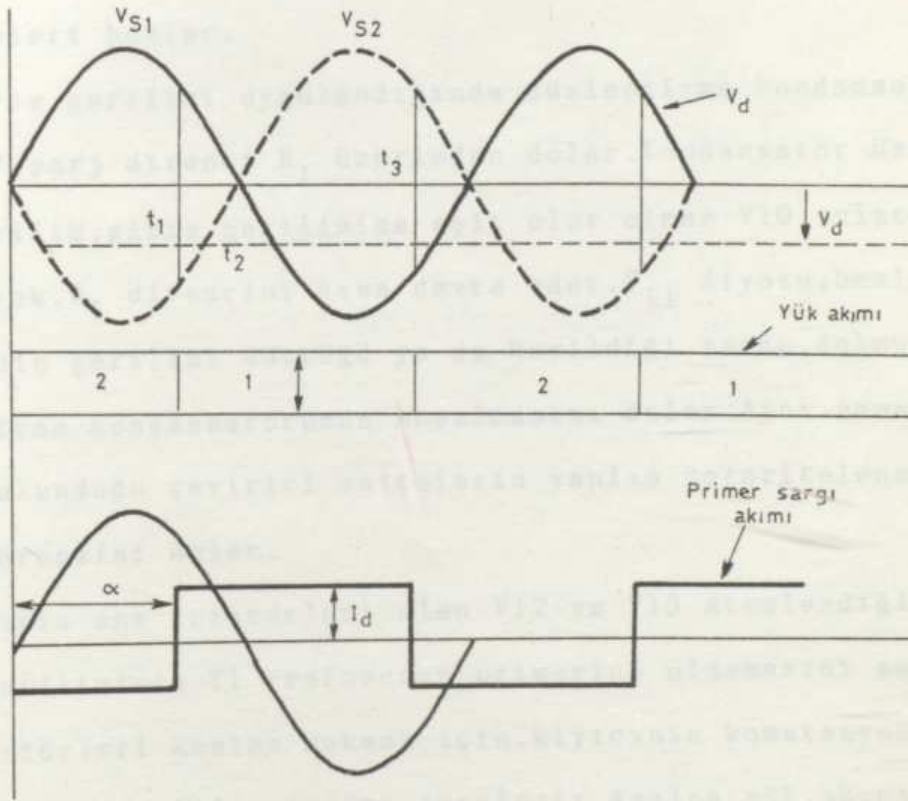
Yük geriliminin ortalama değerinin tersi istendiği uygulamalarda tam kontrollu bağlantı,yük geriliminin tersinin istenmediği durumlarda yarı kontrollu bağlantı kullanılır.Yarı kontrollu bağlantılar daha ucuzdur.Fakat akım ve gerilim dalga şekillerindeki bozulmalar bazı teknik sınırlamalar getirir.(7).Bilindiği gibi tam denetimli doğrultucular sonsuz bir endüktif yükü besliyorlarsa, α tetikleme açısının 90° den büyük değerleri için çıkış geriliminin ortalama değeri kuramsal olarak negatif olmaktadır.Pasif bir yük için bunun gerçekleştirilmesi mümkün değildir.Buna karşılık aktif bir yükü,örneğin bir aküyü besleyen bir doğrultucunun (şek.3.14) tetikleme açısı çıkış gerilimini akü geriliminden daha küçük yapacak fakat negatif olacak biçimde ayarlanırsa devredeki güç akışı yükten kaynağa doğru olacaktır.Bu çalışma kipi özellikle motor uygulamalarında frenleme anında çok yararlı olmaktadır.Şekil 3.14'de iki darbeli orta uçlu bir doğrultucunun evirme kipinde çalışması görülmektedir. α nın uygun seçilmesi ve akım yönünün değişmemesine karşın doğrultmaya göre,gerilimin yönünün değiştiği açıkça görülmektedir(12).

III.3.4 Harmoniklere etkisi

Doğrultucu kullanılan devrelerde yük tarafından çekilen harmonik akımları,büyük yükleri beslemek için,daha yüksek darbeli devrelerin kullanılmasını gerektirir.Çok düzleştirilmiş



(a)



(b)

Şekil.3.14. 2-darbeleri orta uçlu bir doğrultucunun e-virme kipinde çalışması.

dogru gerilim isteyen uygulamalarda yüksek darbe sayılı devre kullanılması en ekonomik çözümdür(7).

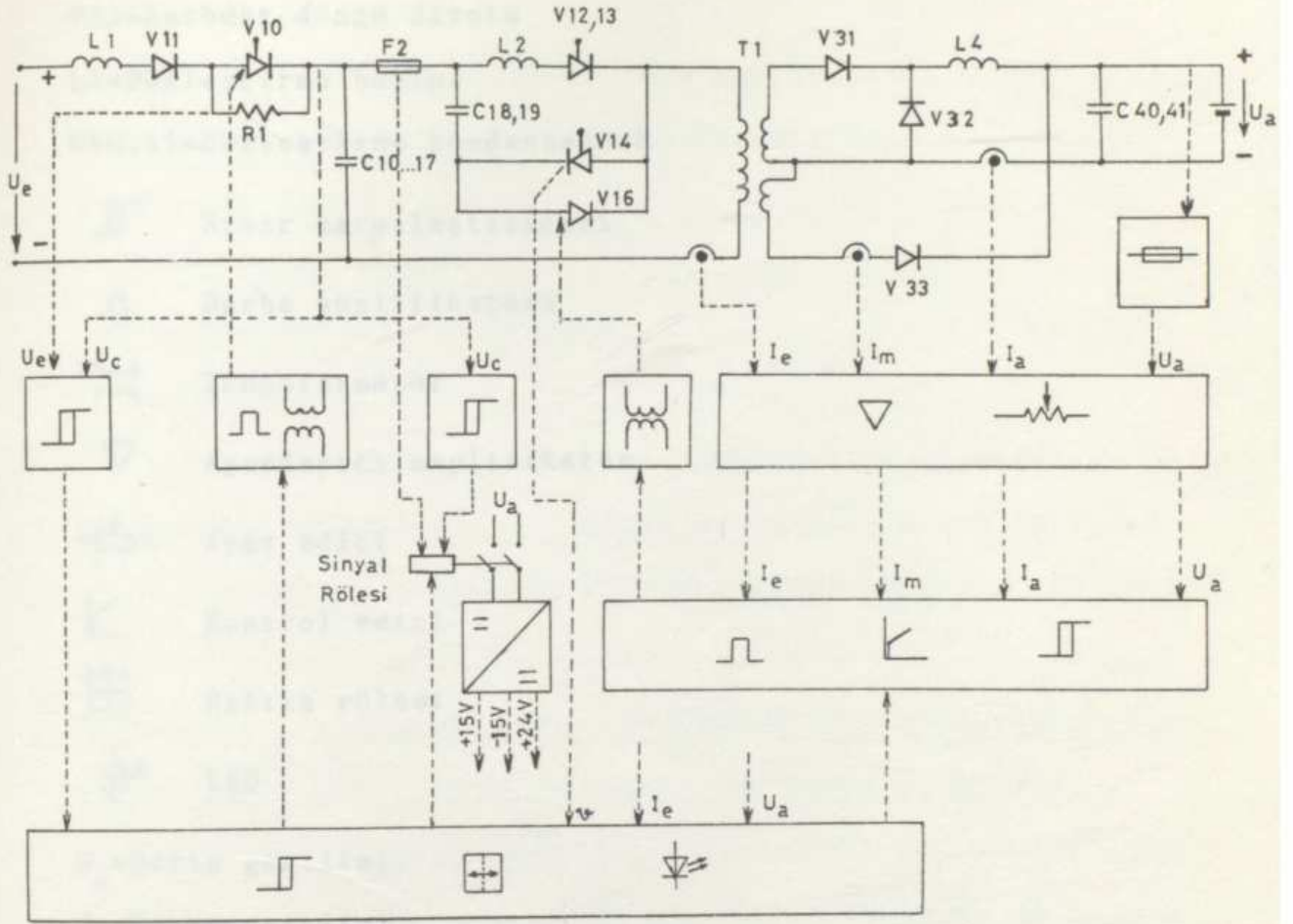
III.4. D.A Kıyıcılarının bir elektrikli lokomotifte uygulanmasına ait örnek devre.

Bu elektrikli lokomotifte kullanılan d.a kıyıcısı,max.500Hz. lik bir frekansta çalışmaktadır.Kıyıcı,besleme kaynağından aldığı U_E doğru gerilimini darbeler şeklinde gene doğru gerilime çevirir.T1 transformatörü düzgünleştirilmiş ve doğrultulmuş gerilimi düşürür. U_A çıkış gerilimi ise,aküleri ve yardımcı devreleri besler.

U_E giriş gerilimi uygulandığında düzleştirme kondansatörü C10...17,şarj direnci R_1 üzerinden dolar.Kondansatör üzerindeki gerilim,giriş gerilimine eşit olur olmaz V10 tristörü ateşlenerek, R_1 direncini kısa devre eder.V₁₁ diyotu,besleme sisteminin gerilimi düştüğü ya da kesildiği zaman,dolmuş olan düzleştirme kondansatörünün boşalmasını önler.Aynı zamanda bağlı bulunduğu çevirici ünitelerin yanlış polaritelenerek zarar görmesini önler.

Kıyıcının ana tristörleri olan V12 ve V13 ateşlendiğinde,giriş geriliminin T1 trafosunun primerine ulaşmasını sağlar.Ana tristörleri kesime sokmak için,kıyıcının komutasyon devresinde bulunan V14 tristörü ateşlenir.Azalan yük akımı ise V16 diyotu üzerinden akar.

Trafonun sekonder tarafında düşürülen gerilim,V31 ve V32 diyotlarıyla doğrultulur.L4 bobini ile C40 ve C41 kondansatörleri doğrultulan gerilimi düzeltir.Primer tarafındaki akım kesildiğinde trafoda oluşan magnetik alan yok olur.Bu sırada açığa çıkan enerji,V33 diyotu yoluyla akülerin dolmasını veya diğer servislerin beslenmesini sağlar.Bu devredeki kıyıcı 500-80 Hz.arasında çalışabilmektedir(22).



Şekil.III.15.

L1=Giriş filtre bobini

V11=Yanlış polaritelenmeyi önleyen diyot

V10=Tristör anahtar

R1=Şarj direnci

C10...17=Düzleştirme kondansatörü

F2=Sigorta

L2=Komutasyon devresi bobini

C18,19=Kapama kondansatörü

V12,13=Ana tristörler

V14=Komutasyon devresi tristörü

V16=Kapama diyodu

T1=Transformör

V31=Sekonder diyotu

V32=Serbest döngü diyotu

L4=Düzleştirme bobini

C40,41=Düzleştirme kondansatörü



Sınır karşılaştırıcısı



Darbe amplifikatörü



Transformatör



Ayarlayıcı amplifikatör



Ayar edici



Kontrol edici



Hafıza rölesi



LED

U_e =Giriş gerilimi

U_a =Çıkış gerilimi

I_e =Giriş akımı

I_a =Çıkış akımı

I_m =Mıknatıslanma akımı

v =Sıcaklık

III.5 Alternatif akım motorlu tahrikte kullanılan güç elektronik devreleri.

Elektrikli ulaşım sistemlerinde kullanılan a.a motoru daha önce de bahsedildiği gibi sincap kafesli asenkron motordur. Bu motorun hızı,

*Kutup çifti sayısı,

*Besleme kaynağının frekansı,

*Kayma

büyükliklerine bağlıdır. Motorun senkron hızı n_0 , statorda oluşturulan magnetik alanın dönme hızıdır. Bu hız, motoru besleyen kaynağın frekansı f_s ve kutup çifti sayısı p cinsinden,

$$n_0 = \frac{f_s}{p} \quad (3.32)$$

bağıntısıyla tanımlanır. Motorun gerçek hızı n ise, yüke bağlı olarak senkron hızdan hız kayması Δn kadar farklıdır.

$$n = n_0 - \Delta n \quad (3.33)$$

Hız kayması senkron hıza bölünerek bağıl kayma, ya da kısaca kayma

$$s = \frac{\Delta n}{n_0} = 1 - \frac{n}{n_0} \quad (3.34)$$

bağıntılarıyla verilir. Sabit gerilim ve frekans ile beslendiğinde motorda endüklenen moment kaymaya bağlı olarak değişir. Eğer motor dönme hızı senkron hızın üstüne çıkarsa, motor generatör olarak çalışmaya başlar ve kayma negatif olur(18).

Frenleme: Asenkron motorda frenleme sağlamak için çevirici frekansının düşürülmesi gerekir. Çevirici frekansı motor hızına karşı düşen frekans altına düştüğünde kayma negatif olur. Bu da motorun generatör olarak çalışması ve enerjinin çeviriciye aktarılması demektir. Çeviriciye aktarılan bu enerji,

*Uygun bir frenleme direnci üzerinde harcanarak ya da,

*Şebekeye geri aktarılarak motorda elektriksel frenleme yapılabilir(faydalı frenleme)(18).

III.5.1 Asenkron motorlarda hız ayarı yöntemleri

1-Kutup sayısını değiştirme,

2-Rotor direncini değiştirme,

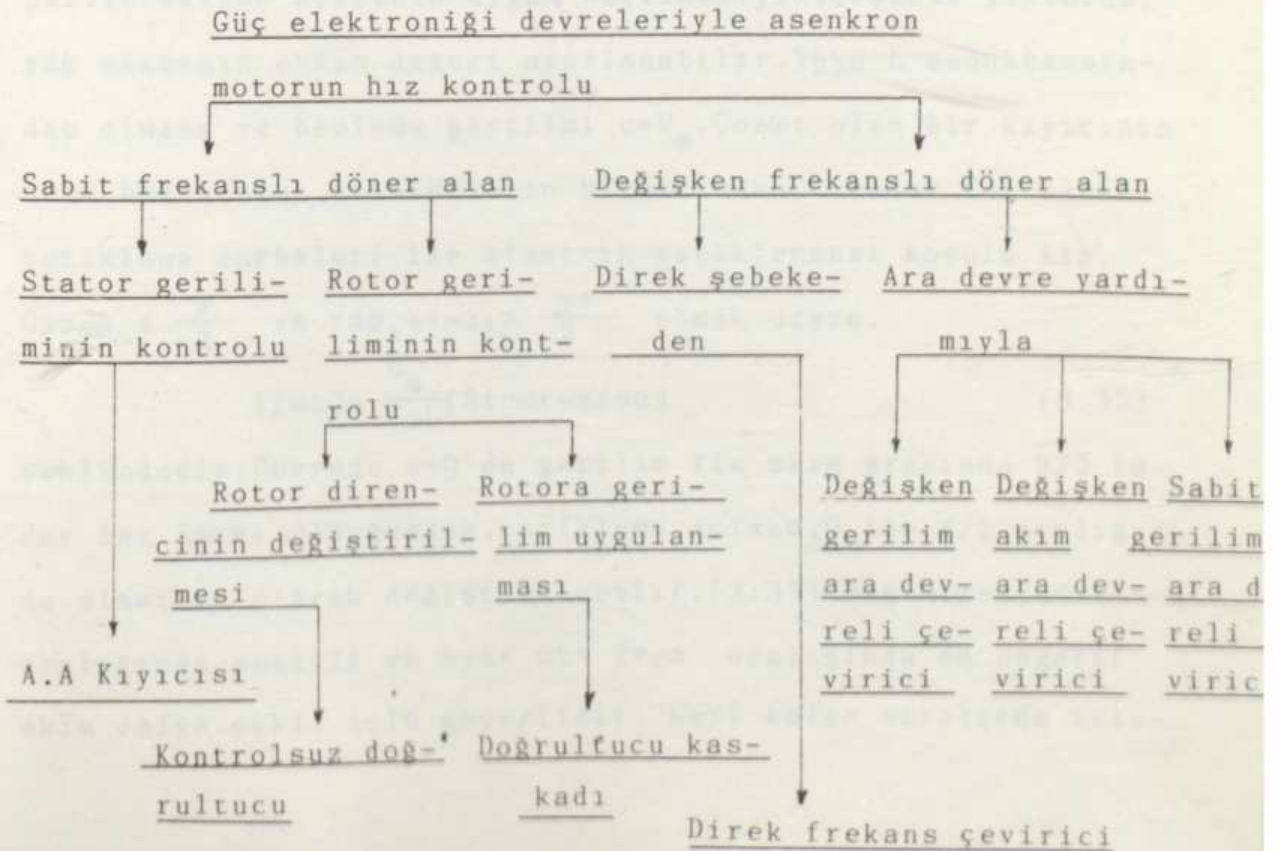
3-Statora uygulanan gerilimin etkin değerini değiştirme,

4-Rotora dışardan değişken frekanslı bir gerilim uygulayarak devir sayısı ayarı,

5-Statora uygulanan gerilimin frekansını değiştirme.

Güç elektroniği devreleriyle asenkron motorların hız ayarı:

Güç elektroniğinde kullanılan yarı iletken güç elemanları ile yapılan devrelerde,yukarıda sıralanan hız kontrol yöntemlerinden birincisi dışındakilerle hız kontrolu yapmak mümkündür.Bu hız kontrol yöntemleri ve kullanılan güç elektroniği devreleri aşağıda verilmiştir;



Yukarıdaki tablodan görüldüğü gibi asenkron motorun hız kontrolunda kullanılan güç elektronik devreleri,

*A.A kıyıcı

*Kontrolsuz doğrultucu,d.a kıyıcı

*Doğrultucu kaskadı

*Direk frekans çevirici

*Değişken gerilim ara devreli çevirici

*Değişken akım ara devreli çevirici

*Sabit gerilim ara devreli çevirici olmak üzere sıralanabilir(16).Bu çalışmada yukarıda sayılan devrelerden birincisi,dördüncüsü ve son üçü üzerinde durulacak,harmoniklerle bu devreler arasındaki ilgi işlenecektir.

III.5.1.1 Alternatif akım kıyıcıları

*Saf endüktif yüklü a.a kıyıcısının çalışma ilkesi

Birbirine ters paralel bağlı iki tristörden oluşan a.a kıyıcısı,a.a devrelerinde genel olarak bir anahtar görevi yapar.Tetikleme açısının uygun seçilmesiyle,çeşitli yüklerde,yük akımının etkin değeri ayarlanabilir.Yükü L endüktansından oluşan ve besleme gerilimi $u=U_m \cdot \cos \omega t$ olan bir kıyıcının akım bağlantısı,tristörlerin birbirinden π kadar faz farklı tetikleme darbeleri ile simetrik tetiklenmesi koşulu ile,

$$0 \leq \alpha = \alpha_1 \leq \frac{\pi}{2} \quad \text{ve} \quad \pi \leq \alpha_1 + \pi = \alpha_2 \leq \frac{3\pi}{2} \quad \text{olmak üzere,}$$

$$i(\omega t) = \frac{U_m}{\omega L} (\sin \omega t - \sin \alpha) \quad (3.35)$$

şeklindedir.Devrede, $\alpha=0$ 'da gerilim ile akım arasında $\pi/2$ kadar faz farkı olduğundan,tetikleme açısı α ,0 ile $\pi/2$ aralığında simetrik olarak değiştirilebilir.(3.35) bağıntısı, $\alpha < \omega t < \pi - \alpha$ aralığında pozitif ve $\pi + \alpha < \omega t < 2\pi - \alpha$ aralığında da negatif akım dalga şekli için geçerlidir. Geri kalan sürelerde tris-

törler, kesim ya da tıkama konumunda olduklarından $i(\omega t)=0$ dır. Endüktif yükte yük akımı, (3.35) akım bağıntısı uyarınca tetikleme açısı α nın konumuna göre, t ekseninden $\frac{U_m}{\omega L} \sin \alpha$ kadar ötelenmiş sinüsoidal bir değişim izler, ya da sıfırdır. (3.35) akım bağıntısından tanımlanan iletim bölgelerine göre, $\alpha=0$ 'da max. etkin akım akacağı ve $\alpha=\frac{\pi}{2}$ de de akımın sıfır olacağı anlaşılır. $0 < \alpha < \frac{\pi}{2}$ aralığında kontrol edilebilen akımın etkin değeri, etkin değer tanımından hareketle

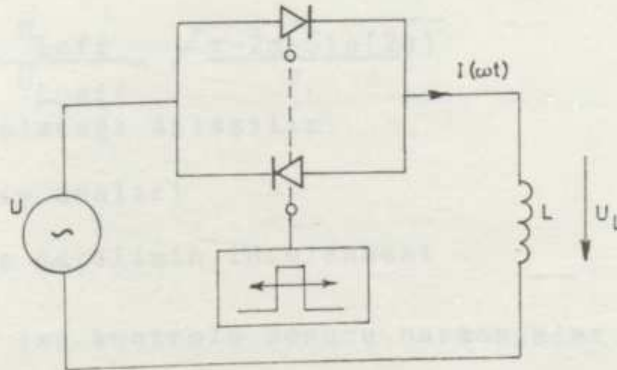
$$I_{\text{eff}}(\alpha) = \frac{U_m}{\omega L} \sqrt{\frac{1}{\pi} \{ (\pi - 2\alpha) \cdot (1 - 1/2 \cos 2\alpha) - 3/2 \sin 2\alpha \}} \quad (3.36)$$

şeklinde bulunur. Bu akımın akacağı max. etkin değer

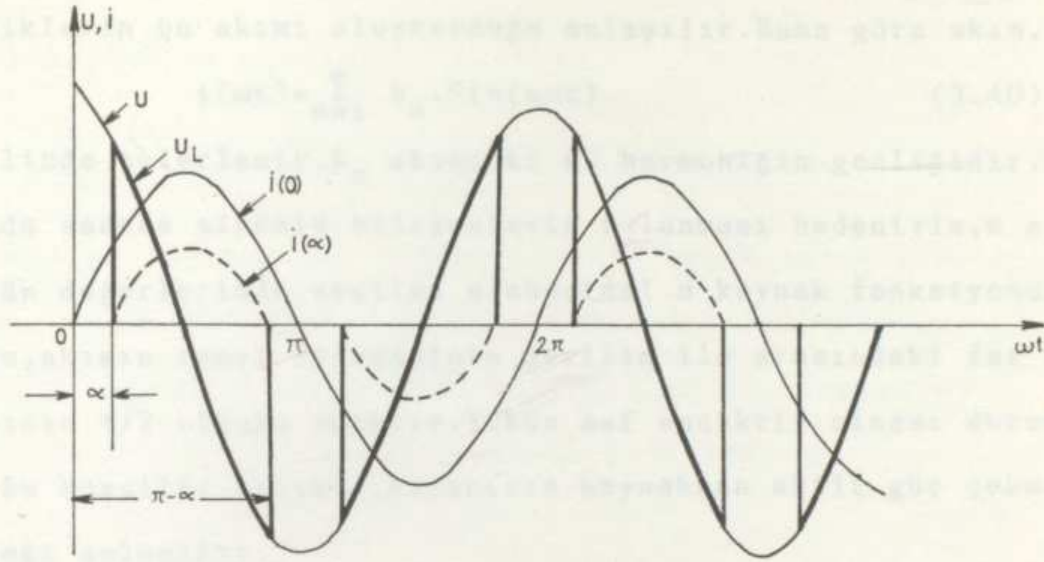
$$I_{\text{eff}}(0) = I_{\text{oeff}} = \frac{U_m}{\sqrt{2} \omega L}$$

olacağından, etkin değer değişiminin max. etkin değere oranı, L ile yüklü kıyıcının etkin akımı cinsinden kontrol karakteristiğini verir:

$$\frac{I_{\text{eff}}(\alpha)}{I_{\text{oeff}}} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \{ (\pi - 2\alpha) \cdot (1 - 1/2 \cos 2\alpha) - 3/2 \sin 2\alpha \}} \quad (3.37)$$



Şekil: III.16 Endüktif yüklü alternatif akım kıyıcı



Şekil.III.17.Yükü L elemanından oluşan a.a kıyıcıda gerilim ve akım dalga şekilleri.

Öte yandan kontrol edilen $U_L(\alpha)$ geriliminin etkin değeri, şekil 3.17 uyarınca, yine etkin değer tanımına göre,

$$U_{Leff}(\alpha) = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\pi - 2\alpha - \sin(2\alpha)}{\pi}} \quad (3.38)$$

şeklinde değişir. Bu gerilimin max. etkin değeri

$$U_{Leff}(0) = U_{Leff} = \frac{U_m}{\sqrt{2}}$$

olduğundan, kontrol karakteristiğinin kontrol edilen gerilim cinsinden

$$\frac{U_{Leff}}{U_{Loeff}} = \sqrt{\frac{\pi - 2\alpha - \sin(2\alpha)}{\pi}} \quad (3.39)$$

biçiminde olacağı anlaşılır.

*Kıyıcının analizi

1-Akım ve gerilimin incelenmesi

Kıyıcıda faz kontrolü sonucu harmonikler oluşur. L ile yüklü kıyıcıda seçilen α ya göre, yük uçlarındaki gerilim $u_L(\omega t)$ ve yük akımı $i(\omega t)$, temel bileşen yanında harmonikleri de içerirler. (3.35) bağıntısı ile verilen kıyıcı akımının, simetri koşulları da göz önüne alınarak incelenmesinde, sadece si-

nüslü bileşenler ve mertebesi $n=2k+1$ ($k=0,1,2,\dots$) olan harmoniklerin bu akımı oluşturduğu anlaşılır. Buna göre akım,

$$i(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cdot \sin(n\omega t) \quad (3.40)$$

şeklinde belerlenir. b_n akımdaki n . harmoniğin genliğidir. Açınının sadece sinüslü bileşenlerin bulunması nedeniyle, α nın bütün değerlerinde, seçilen sinüsoidal u kaynak fonksiyonuna göre, akımın temel bileşeninin gerilim ile arasındaki faz açısının $\pi/2$ olduğu açıktır. Yüken saf endüktif olması durumunda, bu koşullar altında, kıyıcının kaynaktan aktif güç çekmeyeceği anlaşılır.

$n=1$ için akımın temel bileşeninin genliği, α ya bağlı olarak

$$b_1(\alpha) = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} \frac{U_m}{L} \{(\sin \omega t - \sin \alpha) \cdot \sin(\omega t)\} \cdot d(\omega t) \quad \text{den}$$

$$b_1(\alpha) = \hat{I}_1 = \frac{U_m}{\omega L} \left\{ \frac{\pi - 2\alpha - \sin(2\alpha)}{\pi} \right\} \quad (3.41)$$

ve $n>1$ için $n=2k+1, k=1,2,3,\dots$ olmak üzere, harmonik akımların genlik bağıntıları içinde

$$b_n(\alpha) = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} \frac{U_m}{\omega L} \{(\sin \omega t - \sin \alpha) \cdot \sin(n\omega t)\} \cdot d(\omega t) \quad \text{den}$$

$$b_n(\alpha) = \hat{I}_n(\alpha) = \frac{4U_m}{\pi \omega L} \left(\frac{\cos(n\alpha) \sin(\alpha) - n \sin(n\alpha) \cdot \cos(\alpha)}{n^3 - n} \right) \quad (3.42)$$

elde edilir. Yük gerilimine ilişkin temel bileşenin t ya da ωt ye göre değişiminin

$$u_n(\alpha, \omega t) = \frac{4U_m}{\pi} \left(\frac{\cos(n\alpha) \sin(\alpha) - n \sin(n\alpha) \cos(\alpha)}{n^2 - 1} \right) \cos(n\omega t) \quad (3.44)$$

olacağı, (3.41) ve (3.42) akım bağıntılarından da doğrudan yazılabilir.

2-Temel ve harmonik empedansların elde edilmesi

Akımın temel ve harmonik bileşenlerinin genlikleri, temel bileşenin $\alpha=0$ daki max. değeri

$$\hat{I}_1(0) = I_{1\alpha=0} = \frac{U_m}{\omega L} \quad (3.45)$$

ye normalize edilirse, temel bileşen için

$$\frac{\hat{I}_1}{\hat{I}_{1\alpha=0}} = \frac{\pi - 2\alpha - \sin(2\alpha)}{\pi} \quad (3.46)$$

ve harmonikler için de

$$\frac{\hat{I}_1}{\hat{I}_{1\alpha=0}} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{\cos(n\alpha)\sin(\alpha) - n\sin(n\alpha)\cos(\alpha)}{n^3 - n} \right) \quad (3.47)$$

normalize bağıntıları bulunur. (3.46) bağıntısına göre, akımın temel bileşeni, α ya göre değiştirilebilirken (şek.3.18), (3.47) bağıntısıyla verilen harmonikler de oluşmaktadır. (şek.3.18). Akımın toplam harmonik distorsiyonu

$$k(\alpha) = \sqrt{1 - (I_{1\text{eff}}/I_{\text{eff}})^2} \quad (3.48)$$

bağıntısından, bu bağıntıda (3.41) ile verilen temel bileşenin etkin değerini ve (3.36) ile verilen toplam etkin değeri yerine koyarak, akımın toplam harmonik distorsiyonu olarak

$$k(\alpha) = \sqrt{1 - \frac{(\pi - 2\alpha - \sin 2\alpha)^2}{2\pi[(\pi - 2\alpha)(1 - 1/2\cos 2\alpha) - 3.1/2\sin 2\alpha]}} \quad (3.49)$$

elde edilir. Toplam harmonik distorsiyonun tetikleme açısına göre değişiminden, faz kontrolunda gecikme arttıkça, distorsiyonun da arttığı izlenmektedir. Öte yandan (3.41) bağıntısında, kıyıcı ve L endüktansının beraberce, herhangi bir tetikleme açısında gösterdiği "Temel bileşen empedansı"

$$Z_1(\alpha) = L_1(\alpha)$$

olarak tanımlanırsa, bu durumda (3.41) bağıntısında sol taraf yerine

$$\hat{I}_1 = \frac{U_m}{\omega L_1(\alpha)} \quad (3.50)$$

kullanarak, (3.41) ve (3.50) eşitlenerek $L_1(\alpha)/L$ ye göre çözülmesi sonucu, L endüktansına normalize edilmiş olarak normalize temel bileşen endüktansı elde edilmiş olur:

$$\frac{L_1(\alpha)}{L} = \frac{\pi}{\pi - 2\alpha - \sin(2\alpha)} \quad (3.51)$$

(3.47) bağıntısı, harmonik akımların genliklerinin, α nın

fonksiyonu olarak, temel bileşenin max.değerine normalize edilmiş değişimini vermektedir. n. harmonik akıma karşı, devrenin gösterdiği empedans $Z_n(\alpha)$ ile tanımlanırsa ve temel bileşen empedansı $\alpha=0$ için $Z_{1\alpha=0}=\omega L$ olduğundan

$$\frac{\hat{I}_1}{\hat{I}_{1\alpha=0}} = \frac{Z_{1\alpha=0}}{Z_1(\alpha)} \quad (3.52)$$

bağıntısı gibi, harmonik akım ve empedanslar için de

$$\frac{\hat{I}_n}{\hat{I}_{n\alpha=0}} = \frac{Z_{1\alpha=0}}{Z_n(\alpha)} \quad (3.53)$$

yazılabilir. (3.47) bağıntısından hareketle (3.53) ü, $Z_n(\alpha)/\omega L$ ye göre düzenleyerek "Harmonik empedanslar" için

$$\frac{Z_n(\alpha)}{\omega L} = \frac{\pi}{4} \left(\frac{n^3 - n}{|\cos(n\alpha)\sin(\alpha) - n\sin(n\alpha)\cos(\alpha)|} \right) \quad (3.54)$$

bağıntısı bulunur. (3.37) bağıntısı için aynı zamanda, Z_{oeff} $\alpha=0$ da min. etkin empedans olmak üzere

$$\frac{I_{eff}(\alpha)}{I_{oeff}} = \frac{Z_{oeff}}{Z_{eff}(\alpha)} \quad (3.55)$$

yazılabileceğinden (3.37) ve (3.55) den hareketle normalize "Etkin empedans" bağıntısı olarak

$$\frac{Z_{eff}(\alpha)}{\omega L} = \frac{1}{\sqrt{\frac{2}{\pi} \{ (\pi - 2\alpha)(1 - 1/2\cos 2\alpha) - 3/2\sin 2\alpha \}}} \quad (3.56)$$

yazılabilir.

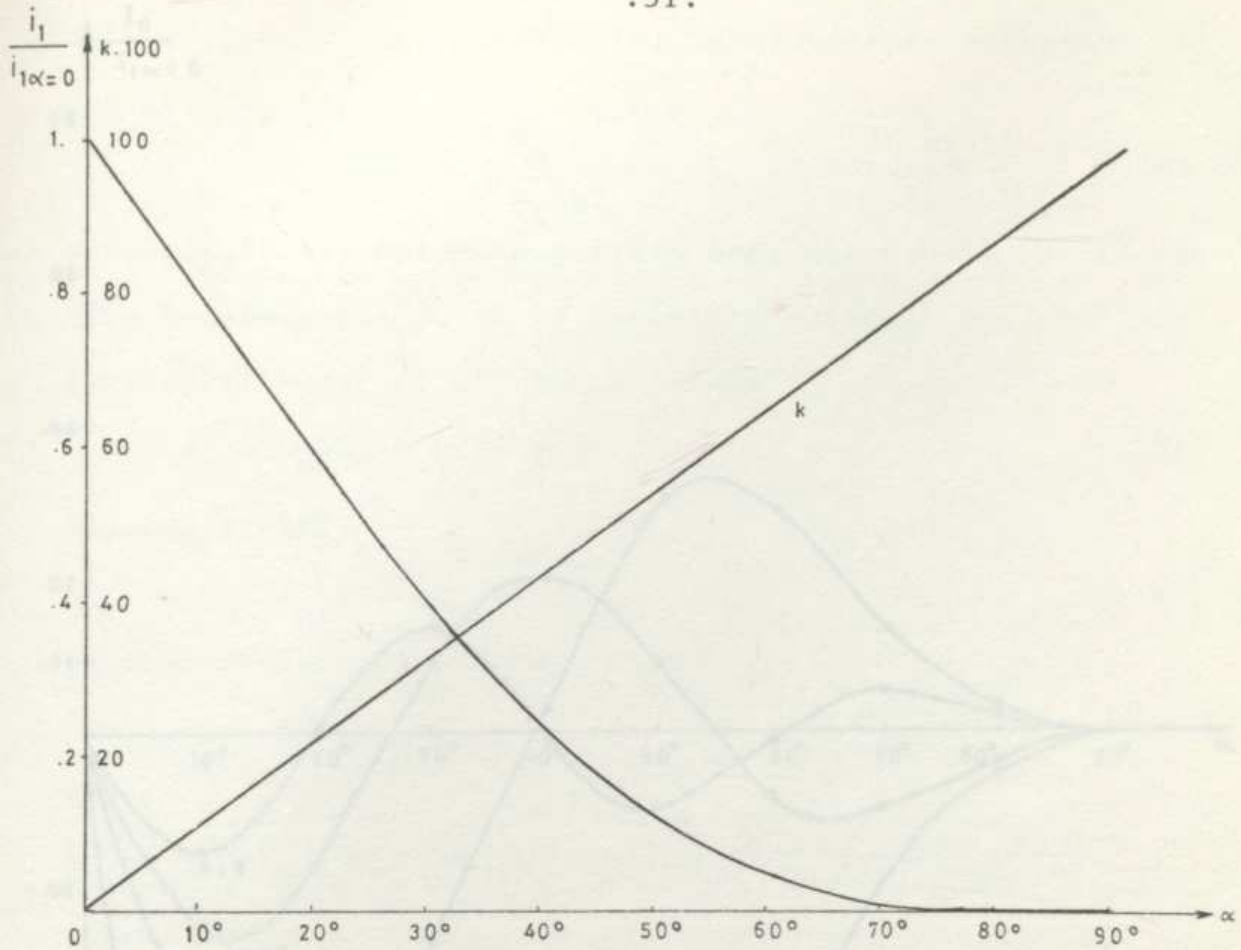
Öte yandan kıyıcının akımları arasında

$$I_{eff}^2(\alpha) = I_1^2(\alpha) + I_3^2(\alpha) + I_5^2(\alpha) + \dots + I_n^2(\alpha) \quad (3.57)$$

bağıntısı vardır. Bu bağıntıdan hareketle

$$\frac{I_{eff}^2(\alpha)}{\hat{I}_{1\alpha=0}^2} = \frac{I_1^2(\alpha)}{\hat{I}_{1\alpha=0}^2} + \frac{I_3^2(\alpha)}{\hat{I}_{1\alpha=0}^2} + \frac{I_5^2(\alpha)}{\hat{I}_{1\alpha=0}^2} + \dots + \frac{I_n^2(\alpha)}{\hat{I}_{1\alpha=0}^2}$$

$$\frac{I_{eff}^2(\alpha)}{I_{oeff}^2} = \frac{\hat{I}_1^2(\alpha)}{\hat{I}_{1\alpha=0}^2} + \frac{\hat{I}_3^2(\alpha)}{\hat{I}_{1\alpha=0}^2} + \frac{\hat{I}_5^2(\alpha)}{\hat{I}_{1\alpha=0}^2} + \dots + \frac{\hat{I}_n^2(\alpha)}{\hat{I}_{1\alpha=0}^2}$$



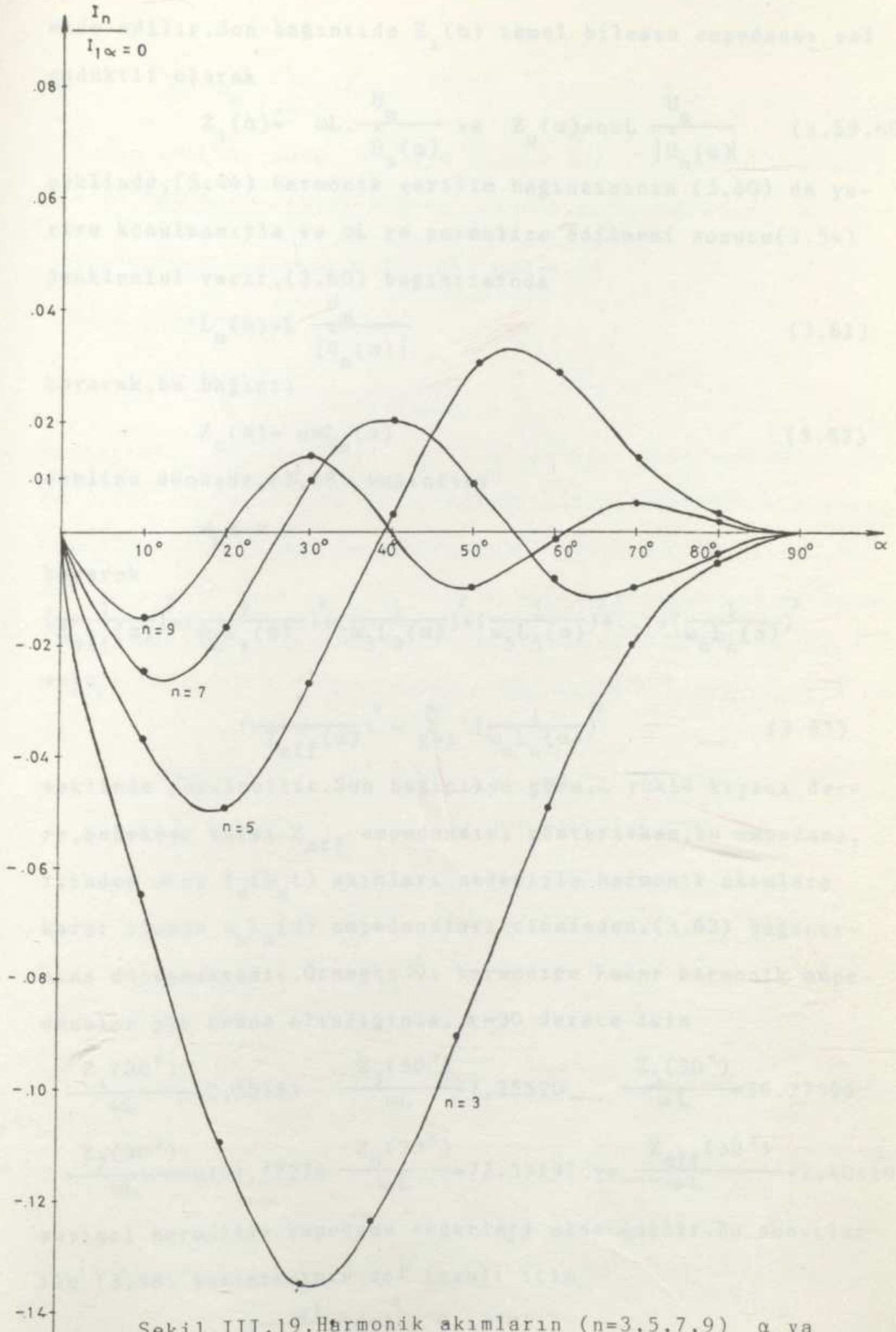
Şekil.III.18.Max. genliğe normalize edilmiş temel bileşen akımının ve akımın toplam harmonik distorsiyonunun tetikleme açısına göre değişimleri.

yazılabilir.

$$\begin{aligned} \hat{I}_n(\alpha) &= \frac{U_n(\alpha)}{n\omega L} \quad , \quad \hat{I}_{1\alpha=0} = \frac{U_m}{\omega L} \\ \hat{I}_1(\alpha) &= \frac{\hat{U}_1}{\omega L} \quad , \quad I_{eff}(\alpha) = \frac{U_m}{\sqrt{2} \cdot Z_{eff}} \\ I_{oeff} &= \frac{U_m}{\sqrt{2} \cdot \omega L} \end{aligned}$$

bağıntılarını kullanıp, (3.57) yi düzenleyerek

$$\left(\frac{\omega L}{Z_{eff}(\alpha)} \right)^2 = \left(\frac{\omega L}{\omega L \cdot U_m / \hat{U}_1(\alpha)} \right)^2 + \left(\frac{\omega L}{3\omega L \cdot U_m / \hat{U}_3(\alpha)} \right)^2 + \dots + \left(\frac{\omega L}{n\omega L \cdot U_m / \hat{U}_n(\alpha)} \right)^2 \quad (3.58)$$



Şekil.III.19.Harmonik akımların ($n=3,5,7,9$) α ya

göre değişimleri.

elde edilir. Son bağıntıda $Z_1(\alpha)$ temel bileşen empedansı saf endüktif olarak

$$Z_1(\alpha) = \omega L \cdot \frac{U_m}{\hat{U}_1(\alpha)} \text{ ve } Z_n(\alpha) = n\omega L \frac{U_m}{|\hat{U}_n(\alpha)|} \quad (3.59, 60)$$

şeklinde, (3.44) harmonik gerilim bağıntısının (3.60) da yerine konulmasıyla ve ωL ye normalize edilmesi sonucu (3.54) denklemini verir. (3.60) bağıntısında

$$L_n(\alpha) = L \frac{U_m}{|\hat{U}_n(\alpha)|} \quad (3.61)$$

koyarak, bu bağıntı

$$Z_n(\alpha) = n\omega L_n(\alpha) \quad (3.62)$$

şekline dönüşür. (3.58) bağıntısı

$$\omega_n = n \cdot \omega$$

koyarak

$$\left(\frac{1}{Z_{eff}(\alpha)}\right)^2 = \left(\frac{1}{\omega_1 L_1(\alpha)}\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega_3 L_3(\alpha)}\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega_5 L_5(\alpha)}\right)^2 + \dots + \left(\frac{1}{\omega_n L_n(\alpha)}\right)^2$$

veya

$$\left(\frac{1}{Z_{eff}(\alpha)}\right)^2 = \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{\omega_n L_n(\alpha)}\right)^2 \quad (3.63)$$

şeklinde yazılabilir. Son bağıntıya göre, L yüklü kıyıcı devre, şebekeye karşı Z_{eff} empedansını gösterirken, bu empedans, içinden akan $i_n(\omega_n t)$ akımları nedeniyle harmonik akımlara karşı oluşan $\omega_n L_n(\alpha)$ empedansları cinsinden, (3.63) bağıntısına dönüşmektedir. Örneğin 9. harmoniğe kadar harmonik empedanslar göz önüne alındığında, $\alpha = 30$ derece için

$$\begin{aligned} \frac{Z_1(30^\circ)}{\omega L} &= 2,55753 & \frac{Z_3(30^\circ)}{\omega L} &= 7,25520 & \frac{Z_5(30^\circ)}{\omega L} &= 36,27599 \\ \frac{Z_7(30^\circ)}{\omega L} &= 101,57276 & \frac{Z_9(30^\circ)}{\omega L} &= 72,55197 & \text{ve } \frac{Z_{eff}(30^\circ)}{\omega L} &= 2,40419 \end{aligned}$$

sayısal normalize empedans değerleri elde edilir. Bu sonuçlar ile (3.58) bağıntısının sol tarafı için

$$\left(\frac{\omega L}{Z_{eff}(30^\circ)}\right)^2 = 0,17301$$

ve sağ tarafı için de

$$\sum_{n=1}^9 \left(\frac{\omega L}{Z_n(30^\circ)} \right)^2 = 0,17293 \quad \text{elde edilir.}$$

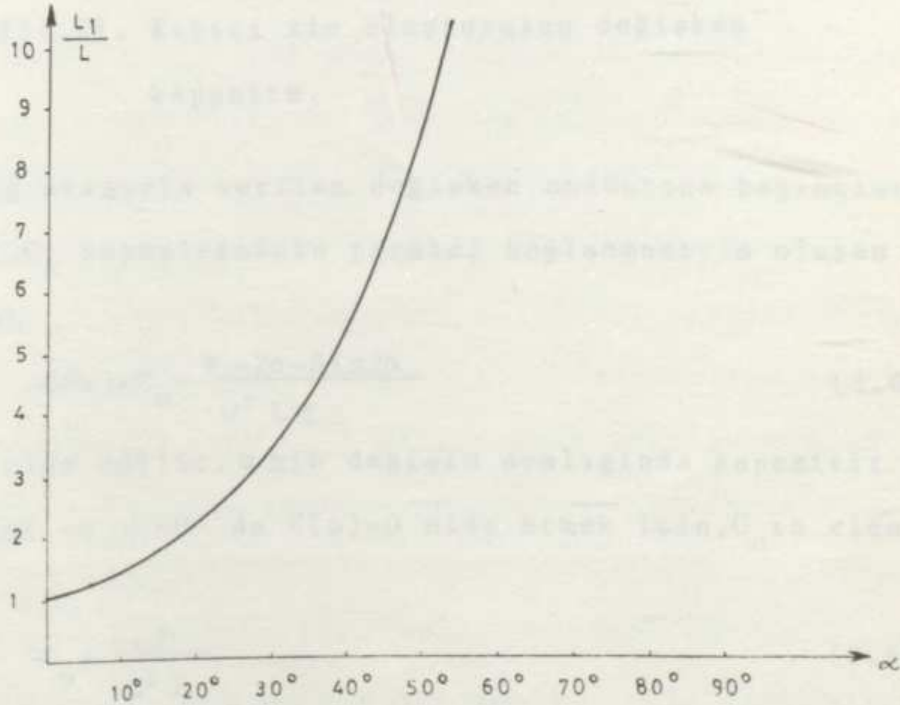
Bulunan son iki sonuç,sonlu n seçimi ile oluşan % 0,046 hata ile (3.58) bağıntısını sayısal olarak sağlamaktadır.

*Kıyıcının değişken endüktans özelliği

Daha önce bahsedilen

$$\frac{L_1(\alpha)}{L} = \frac{\pi}{\pi - 2\alpha - \sin 2\alpha}$$

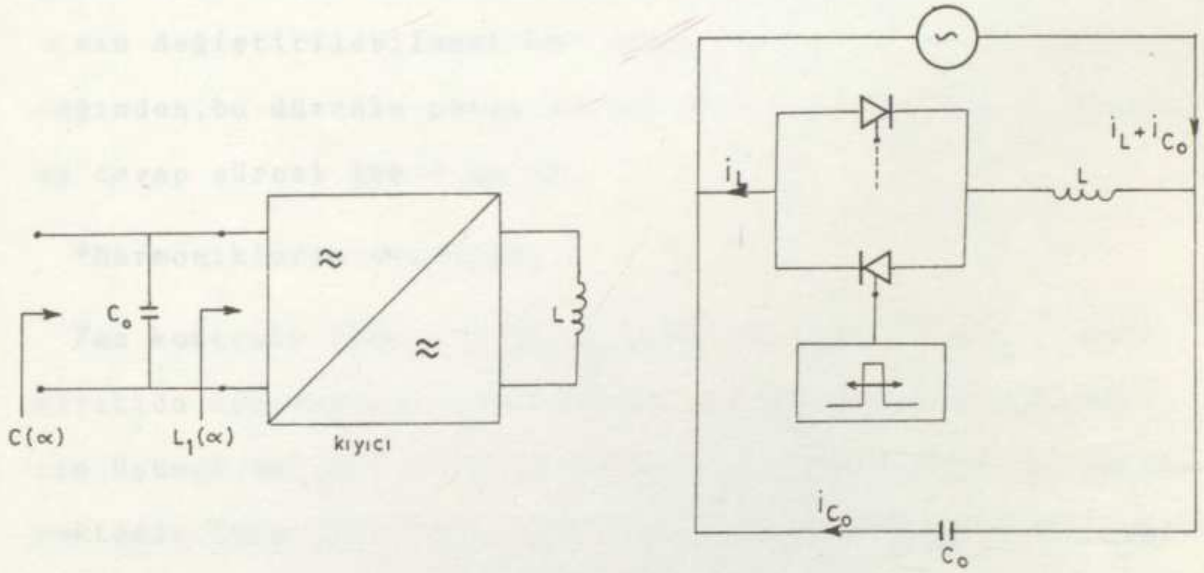
bağıntısında, $L_1(\alpha)$ kıyıcı devrede,değişik tetikleme açılarındaki $i(\omega t)$ akımının temel bileşeni üzerinden saptanan endüktans değeridir.Bu bağıntıdan,yükü saf bir endüktanstan oluşan bir a.a kıyıcının,akımın sadece temel bileşeni göz önüne alındığında,eşdeğerinin,tetikleme açısı α ya bağlı olarak değiştirilebilen $L_1(\alpha)$ saf endüktansına dönüştüğü anlaşılr(şek.3.20).



Şekil.III.20.Temel bileşen endüktansı L_1 in L 'ye normalize edilerek α ya göre değişimi.

*Kıyıcı ile değişken kapasite oluşturma

A.A kıyıcıya yük olarak L endüktansını bağlayıp, α ya bağlı olarak değişken bir $L_1(\alpha)$ endüktansı elde edilebilmesi, bu düzene paralel bir C_0 kondansatörü eklenmesiyle, yine α ya bağlı olarak bu kez değişken bir kapasite oluşmasını sağlar (Şekil.3.21)



Şekil.III.21. Kıyıcı ile oluşturulan değişken kapasite.

(3.51) bağıntısıyla verilen değişken endüktans bağıntısından hareketle, C_0 kapasitesinin paralel bağlanmasıyla oluşan $C(\alpha)$ kapasitesi

$$C(\alpha) = C_0 - \frac{\pi - 2\alpha - \sin 2\alpha}{\omega^2 L \pi} \quad (3.64)$$

şeklinde elde edilir. α nın değişim aralığında kapasitif bölgede kalmak ve $\alpha = 0$ da $C(0) = 0$ elde etmek için, C_0 nın eleman değeri

$$C_0 = \frac{1}{\omega^2 L} \quad (3.65)$$

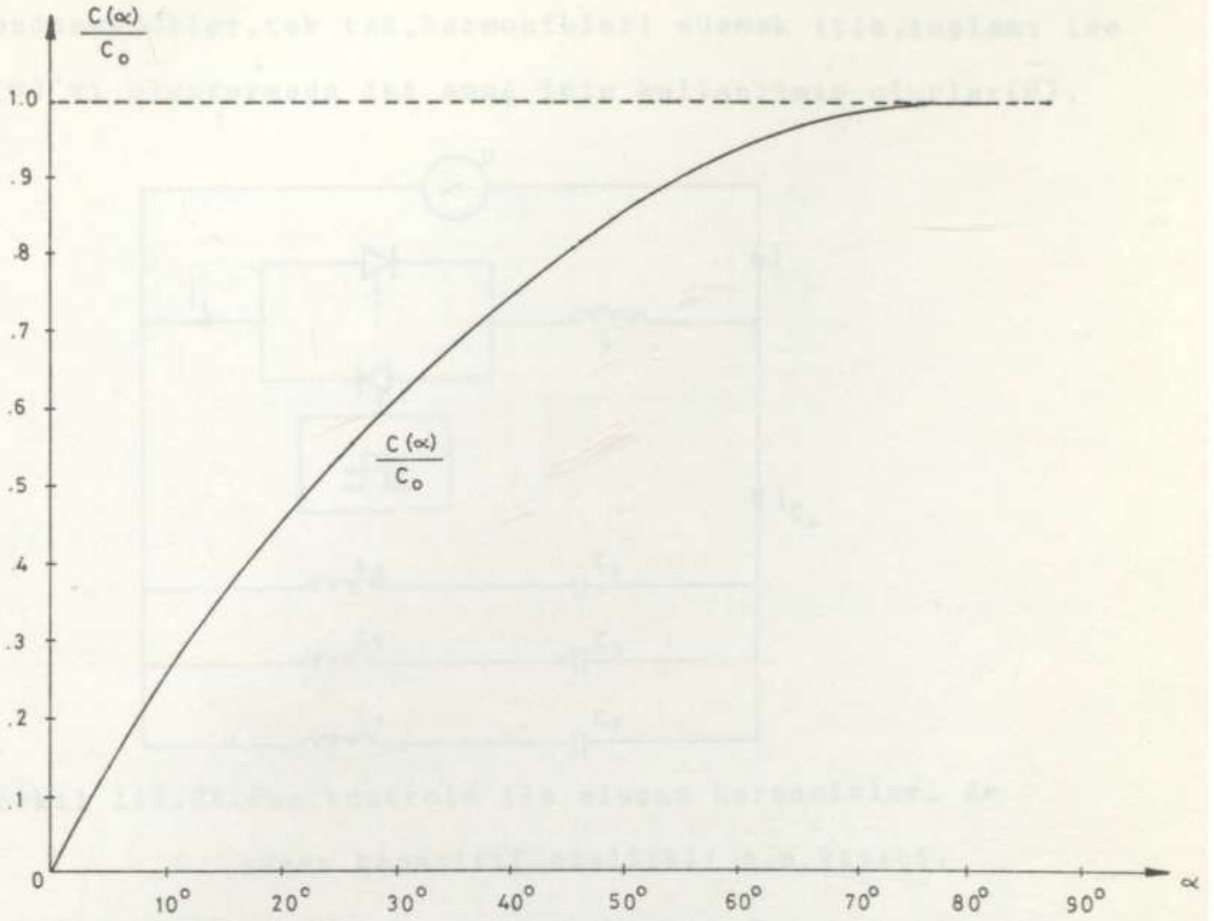
seçilirse, (3.65)'i (3.64) de yerine koyup, $C(\alpha)$ yı C_0 a göre normalize ederek

$$\frac{C(\alpha)}{C_0} = 1 - \frac{\pi - 2\alpha - \sin 2\alpha}{\pi} \quad (3.66)$$

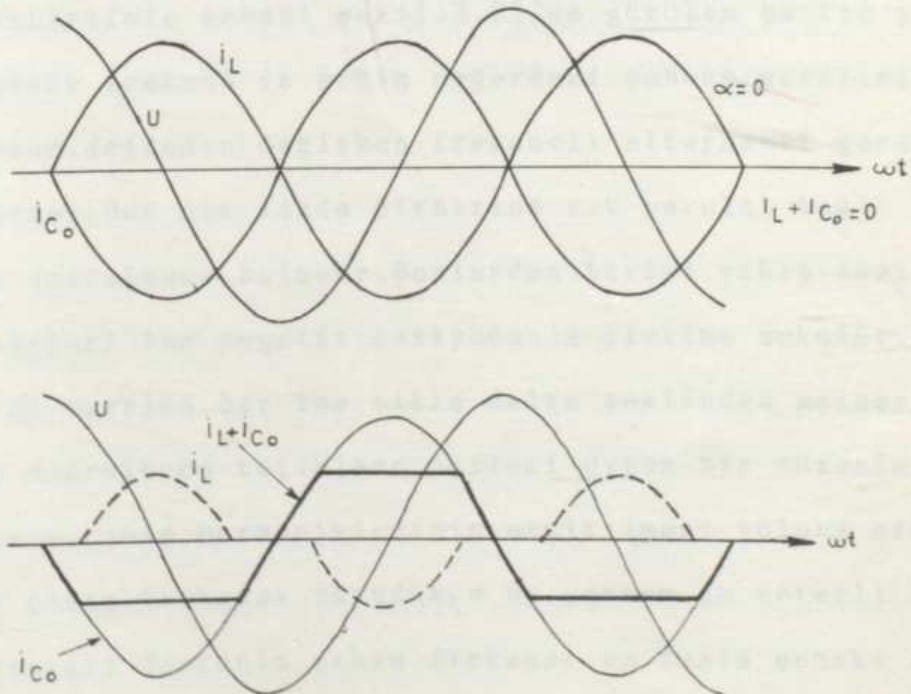
bağıntısı elde edilir. Bu kapasitenin α ya bağlı değişiminden $\alpha = 0$ için kapasite değerinin sıfır ve $\alpha = 90^\circ$ için C_0 değeri olacağı anlaşılar. Böylece α nın büyük bir değişim aralığı içinde lineer bir şekilde $C(\alpha)$ nın kontrolu sağlanmış olur. Şekil.3.22. Böyle bir düzen 50 Hz'lik şebekeye bağlandığında α nın değiştirilebilmesi her yarım periyotta mümkün olabileceğinden, bu düzenin cevap süresi min. 10 ms olacaktır. Ortalama cevap süresi ise 5 ms'dir.

*Harmoniklerin süzülmesi

Faz kontrolu ilke olarak harmonik akımlar üretir. L yüklü kıyıcıda ise, yapılan harmonik analizinden, temel harmoniklerin üçüncü, beşinci ve yedinci oldukları şekil.3.19'dan görülmektedir. Buna göre faz kontrolunda, temel bileşenin max. değerine göre yukarıdaki harmoniklerin max. genlikleri sırası ile %13,8 , %5,0 ve %2,5'dur. Ancak örneğin böyle bir düzen, üç fazlı dengeli bir sistemde $\cos \emptyset$ kompanzasyonu için kullanılacak olursa, üçgen bağlama için, üçüncü harmonik şebekeye iletilmez. En genel şekilde, dengesiz bir yük durumu için 3. harmoniğin de, 5. ve 7. ile beraber süzülmesi gerekir. Bu amaç için tutulacak yol, C_0 kondansatörünü, harmoniklerin ağırlıklarına göre, toplamı yine C_0 'ı oluşturacak şekilde paralel kondansatörlerin toplamı şekline getirip, her kondansatörün akımını ek L_n endüktansları ile rezonansa getirip, harmonik süzgeç devreleri yapmaktır (şekil.3.24). Böylece her seri $L_n - C_n$ devresi, harmonik frekansında rezonansa getirilerek harmonik süzgeç devreleri oluşturulmuş olur. Böyle bir düzenleme ile



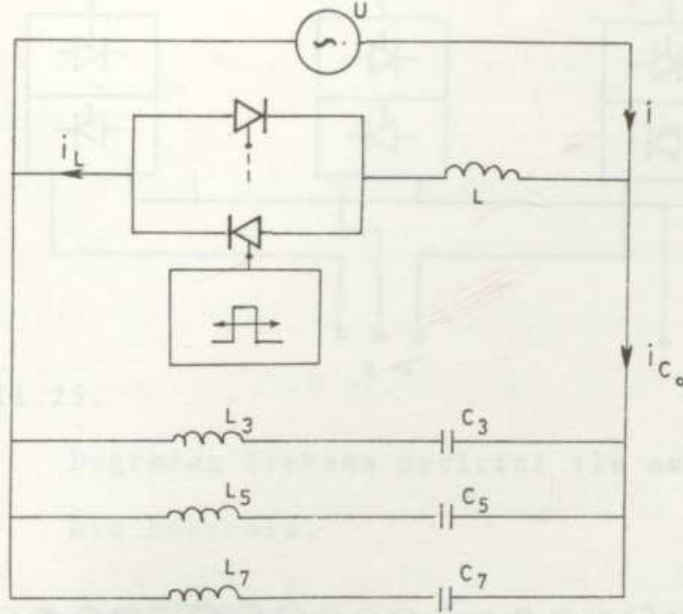
Şekil.III.22.Normalize kapasitenin α ya göre değişimi



Şekil.III.23.Kapasitif çalışan kıyıcının $\alpha=0$ ve $\alpha=\pi/6$

için akım dalga şekilleri

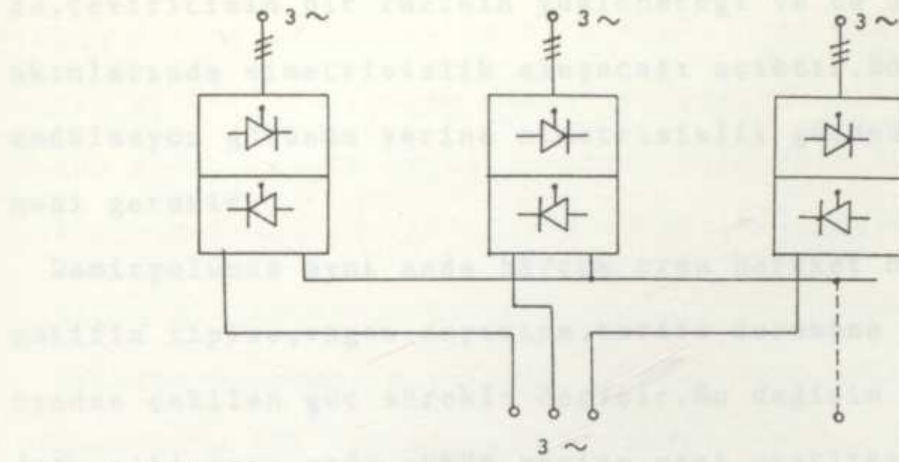
kondansatörler, tek tek, harmonikleri süzmek için, toplamı ise $C(\infty)$ 'yı oluşturmada iki amaç için kullanılmış olurlar(8).



Şekil.III.24.Faz kontrolü ile oluşan harmonikleri de süzen kapasitif özellikli a.a kıyıcı.

III.5.1.2 Doğrudan frekans çeviriciler

Basitleştirilmiş şemesi şekil.3.25'de görülen bu tip çeviriciler sabit frekans ve etkin değerdeki şebeke gerilimini doğrultmadan, doğrudan değişken frekanslı alternatif gerilime dönüştürürler. Her bir fazda birbirine zıt paralel bağlı iki kontrollü doğrultucu bulunur. Bunlardan birisi çıkış fazının pozitif, diğeri ise negatif periyodunda ilettime sokulur. Şekil.3.26'da verilen bir faz çıkış dalga şeklinden anlaşılacağı gibi doğrultucu tetikleme açıları uygun bir düzenle değiştirilerek, çıkış harmoniklerinin azaltılması yoluna gidilir. Ancak çıkış frekansı büyüdükçe bu yöntem de yeterli olmaz. Dolayısıyla devrenin çıkış frekansı en fazla şebeke frekansının yarısına kadar yükseltilebilir. Öte yandan bu tip çeviriciler şebekeden önemli ölçüde reaktif güç çekerler. Bunu



Şekil.III.25.

Doğrudan frekans çevirici ile asenkron motorda hız kontrolü.



Şekil.III.26.Doğrudan frekans çevirici çıkış fazı gerilim dalga şekli.

azaltmak için ek düzenler gerekir.

Doğrudan frekans çeviriciler,büyük güçteki motorlarda uygulamaya elverişlidir.Güç ve kontrol devrelerinin karmaşıklığı ve pahalılığı,frekans değişim aralığının dar ve harmonik kayıplarının büyük oluşu diğer çeviricilere oranla uygulama alanını daraltmıştır(17).

*Direk çeviricilerin Demiryolu Şebekesini Beslemelerinde Bazı Sorunlar;

Bir fazlı bir demiryolu şebekesini büyük güçlerde besle-

mek için üç fazlı bir direk çeviricinin kullanılması durumunda, çeviricinin bir fazının yükleneceği ve bu durumda şebeke akımlarında simetrisizlik oluşacağı açıktır. Böyle bir durumda modülasyon gücünün yerine simetrisizlik gücünün kompanze edilmesi gerekir.

Demiryolunda aynı anda birçok tren hareket halindedir. Lokomotifin tipine, vagon sayısına, tarife durumuna göre besleme hattından çekilen güç sürekli değişir. Bu değişim zamana göre olduğu gibi, aynı anda yükün yerine, yani uzaklığa da bağlıdır. Böyle bir demiryolu şebekesini besleyen kaynağın verdiği güç, bütün taşıtların çektikleri ani güçlerin toplamına eşittir. Besleme hattının empedanslarındaki gerilim düşümleri de göz önüne alınırsa, taşıtların karşılıklı etkileri de kaçınılmazdır. Uzun mesafelerde, hattın reaktansı çok büyük değerler alır. Böyle bir şebekede, gerilim üreten kaynaktan çekilen akım incelendiğinde, birçok bozucu etkiler ve harmonik akımlar ile birlikte akımın temel bileşeninin sürekli endüktif kaldığı, ancak akımın aktif ve reaktif bileşenlerinin de sürekli bir değişim içinde oldukları gözlenir. Böyle bir akımın dinamik bir karakteri vardır.

Demiryolu şebekelerini büyük güçlerde besleme durumunda ortaya iki sorun çıkmıştır.

* Bunlardan birincisi; Bir fazlı direk çevirici kullanılması durumunda, seçilen teknik gereği modülasyon reaktif gücünün kompanze edilememesi ile bunun yerine üç fazlı bir direk çevirici kullanma zorunluluğudur.

* İkincisi ise; üç fazlı bir direk çeviricinin uygulamaya konulmasında bu devrenin bir fazdan yükleneceği için, 50 Hz. faz

akımlarında sağlanması gereken simetrileme ve bunlarla birlikte ayrıca yükte yapılması gereken $\cos\phi$ kompanzasyonudur. Direk çeviricinin, dönen makinalar yerine kullanılması durumunda kompanzasyon ve simetrileme işleminin dinamik bir şekilde yapılması gereği de gözden kaçırılmamalıdır(8).

*Konu ile ilgili gelişmeler;

Tristör elemanının gelişen yarı iletken teknolojisi sayesinde büyük güç değerlerine erişmesi ile, bu elemanın kullanıldığı ve genellikle altı darbeli köprü devreler ile gerçekleştirilen direk çeviriciler akım ya da gerilim kontrollu olarak, özellikle asenkron makinalar için öngörülen dört bölgede de çalışma özelliği ile, değiştirilebilen devir sayısı sağlamak için uygulama alanı bulmaktadırlar. Bu amaçla değişik kontrol yöntemleri ile sabit ve zayıflatılmış akıllı çalışma durumları vardır. Kararlı bir kontrol, daha çok dönen makinanın iç büyüklüklerinin kontrolü ile ilgili olduğundan, makinanın dönen kısımlarından işaretler almak ve bunları işlemek yerine, kontrol devrelerinde makinanın elektronik bir modelinden yararlanmak büyük faydalar sağlar.

Doğru akım makinalarına göre birçok üstünlükleri nedeniyle asenkron makinaların tercih edilmeleri direk çeviriciler ve kontrolü üzerine de yoğun çalışmalar yapılmasına neden olmuştur. Bugünkü teknoloji ile kontrol, mikrosesör ve modül tekniği ile gerçekleştirme yolundadır(8).

Direk çeviricilerin çalışmasının ve sakıncalarının incelenmesinden sonra, daha iyi bir karakteristiğe sahip olan ara devreli frekans çeviriciler incelenecektir.

III.5.1.3 Ara Devreli Frekans Çeviriciler

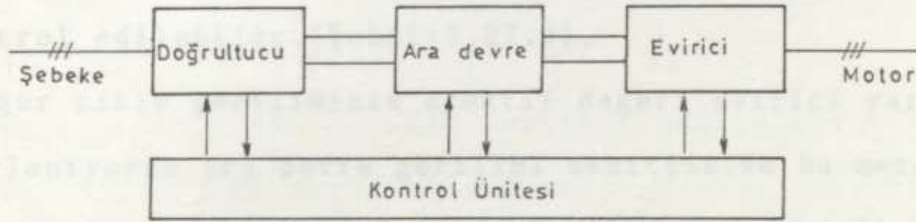
Sincap kafesli asenkron motorların beslenmesinde kullanılan frekans çeviriciler bir ara devreye sahiptirler. Bu nedenle yapıları 4 kısımda incelenir.

1. Doğrultucu

2. Ara devre

3. Evirici

4. Kontrol ünitesi.



İlk bölüm doğrultucudur. Şebekenin bir ya da üç fazlı alternatif geriliminin doğru gerilime çevrildiği bu bölümde kontrollü veya kontrolsüz bir doğrultucu olabilir.

Ara devrede, doğrultucudan elde edilen ve dalgalılığı fazla olan doğru gerilim seviyesinin süzülmesine yarayan LC alçak geçiren filtresi ve aynı gerilimin ortalama değerini ayarlayan doğru akım kısıyıcısı bulunabilir.

Üçüncü bölüm eviricidir. Ara devredeki doğru gerilim veya akımdan efektif değeri ve frekansı ayarlanabilen bir alternatif gerilim elde edilmesinde kullanılır.

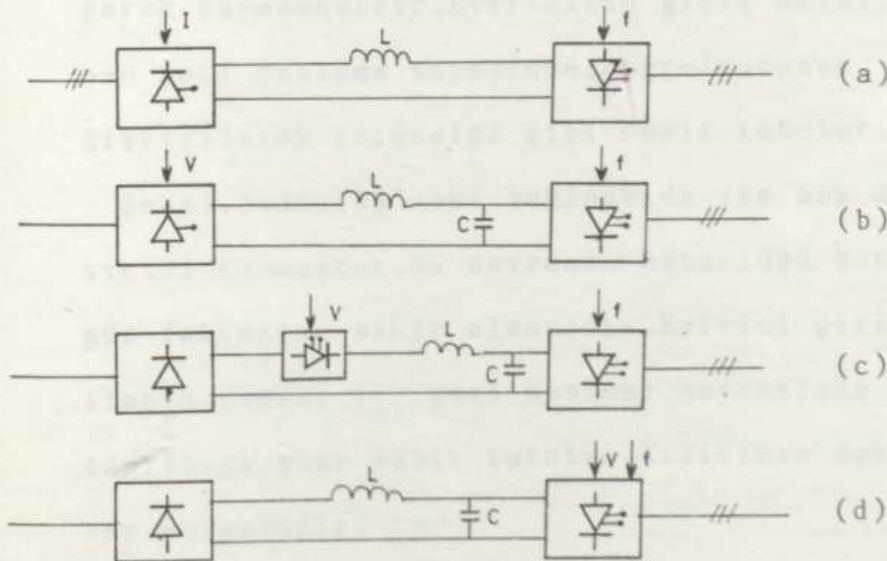
Kontrol devresi de, frekans çeviricinin çalışmasını kontrol eder.

Frekans çeviriciler ara devrenin yapısına göre iki ana gruba ayrılır.

* Eğer ara devrede yalnız bir filtre endüktansı varsa "değişken akım ara devreli frekans çevirici" adını alır. Bu durumda asenkron motor akım ile beslenir. Ara devre akımı doğrultucu tarafından sağlanır. Değişken akım ara devreli çeviricilerle yalnızca bir motorun hızı kontrol edilebilir.

* Ara devresinde LC alçak geçiren filtresi olan frekans çeviriciler "gerilim ara devreli" olarak tanımlanır. Bu tip çeviricilerde çıkış gerilimi, ya ara devre gerilimi (Şekil: 3.27.b-c) ya da evirici çıkış dalga şekli değiştirilerek kontrol edilebilir. (Şekil: 3.27.d).

Eğer çıkış geriliminin efektif değeri evirici yardımıyla ayarlanıyorsa ara devre gerilimi sabittir. Ve bu metoda "Darbe genişlik modülasyonu" denir. Gerilim ara devreli frekans çeviricilerle birden fazla sincap kafesli asenkron motor kontrolu yapılabilir.



Şekil.III.27. (a)Değişken akım ara devreli,

(b)Değişken gerilim ara devreli,

(c)Kıyıcı kontrollu değişken gerilim ara devreli

(d)Sabit gerilim ara devreli frekans çeviriciler.

Yukarıda bahsedilen ara devreli frekans çeviricilerin incelenmesi, harmonikleri indirgemedeki etkinlikleri de göz önüne alınarak şöyle yapılabilir;

1-Akım ara devreli frekans çeviriciler.

Bu tip çeviricide sabit moment sağlamak için motor akımını sabit tutma ilkesi uygulanır. Sabit motor akımı ise ara devre akımı sabit tutularak sağlanır. Normalde bu yöntemle, elektrikli ulaşım sistemlerinde olduğu gibi ya tek motor ya da birbirine mekanik kuplajla bağlı, aynı karakterdeki birkaç motor birden tahrik edilebilir.

Şekil.3.28`de iki değişik çevirici bağlantısı verilmiştir. Şek.3.28.(a)`daki bağlantıda doğrultucu faz kontrollüdür. Bu nedenle bazı sakıncaları da beraberinde getirir. Düşük yüklü durumlarda güç faktörü düşüktür. Üstün tarafı ise, komutasyona gerek duymamasıdır. Çeviricinin giriş akımı, ara devreden alınan geri besleme sayesinde, doğrultucunun gecikme açısı değiştirilerek istendiği gibi sabit tutulur.

Şekil.3.28.(b)`deki bağlantıda ise ara devreye bir d.a kıyıcısı konmuştur. Bu devrenin üstünlüğü bütün yüklerde yüksek güç faktörüne sahip olmasıdır. Çevirici giriş akımı, kıyıcının iletim zamanı t_{on} geri besleme devresiyle değiştirilerek, istenildiği gibi sabit tutulur. Kıyıcının dezavantajı, yavaş cevap vermesidir.

Yukarıda bahsedilen tahrik sisteminin başlıca uygulama alanları;

*pompa ve fanlar,

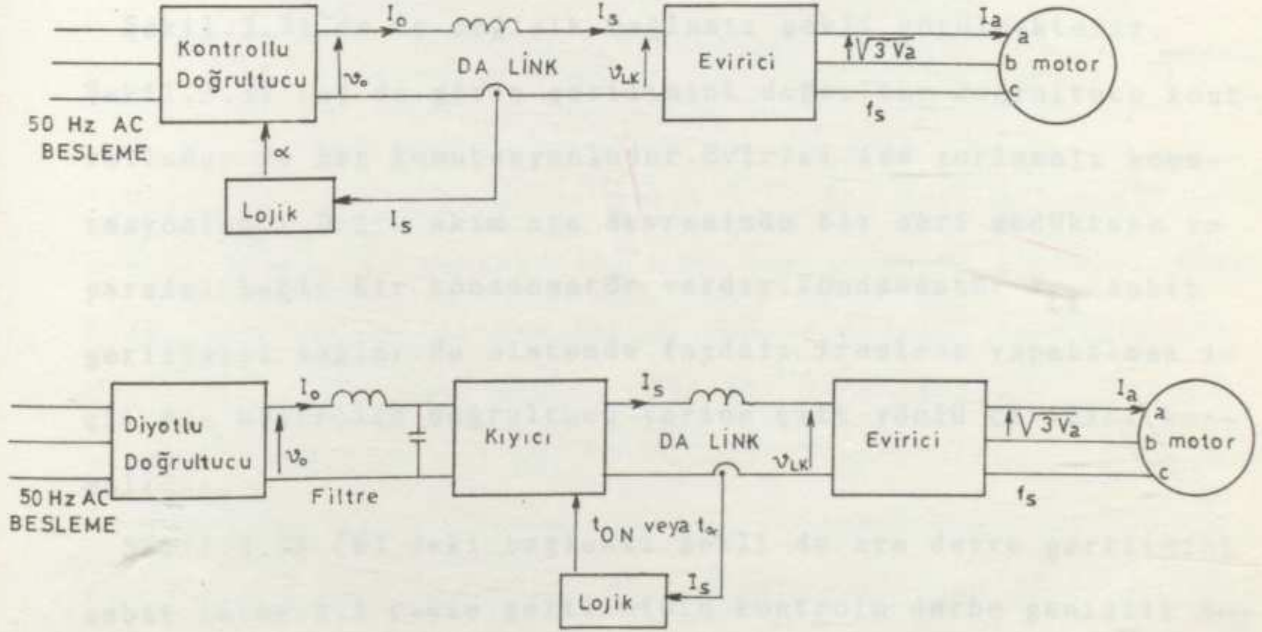
*taşıyıcılar,

*vinçler,

*ulaşım sistemleridir.

Dinamik cevabın hızlı olması istenen sistemlerde kullanılmaz. Buna karşın istendiğinde büyük yol alma momentleri sağlayabilir(14).

Akım harmonikleri yüksek olacağından,kayıplar fazla olur. Bunu gidermek için darbe genişlik modülasyonu uygulanabilir. Ancak besleme akımının kesintisiz olması nedeni ile modülasyon bazı kısıtlamalarla yapılabilir.Buna karşılık eviricinin basitliğı komutasyonun yükten bağımsız ve daha az kayıplı olması,akımın kolaylıkla denetlenebilmesi ve generatör çalışmada ek düzene gerek kalmaması devrenin önemli üstünlüklerindendir(17).



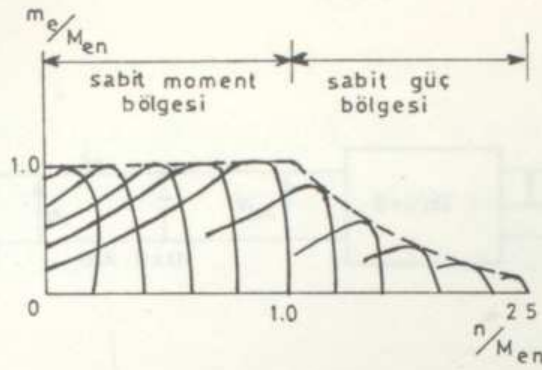
Şekil:III.28 D.A ara devreli frekans çevirici

2-Gerilim ara devreli frekans çeviriciler.

Bu çeviricilerde hız kontrolü ilkesi şekil.3.29 ve 30 yardımıyla açıklanabilir. Küçük kaymalı, dolayısıyla yüksek verimli motorlarda uygulanan bu sistemde motor hızı, evirici çıkış frekansı değiştirilerek kontrol edilir. Frekans yükseldiğinde hava aralığı akısı azalacağından, sabit moment elde edebilmek için gerilimin de frekansla orantılı büyütülmesi gerekir. Böylece serbest uyarmalı d.a motorunkine benzer çalışma eğrileri elde edilir. Düşük frekanslarda stator direnci etkin olmaya başlayacağından, gerilimin daha yüksek tutulması uygun olur. Anma frekansının üstünde gerilim sabit tutularak motorun sabit güçte çalıştırılması yoluna gidilir. Bu durum d.a motorunda uyarma akısını azaltma işlemine karşı düşmektedir.

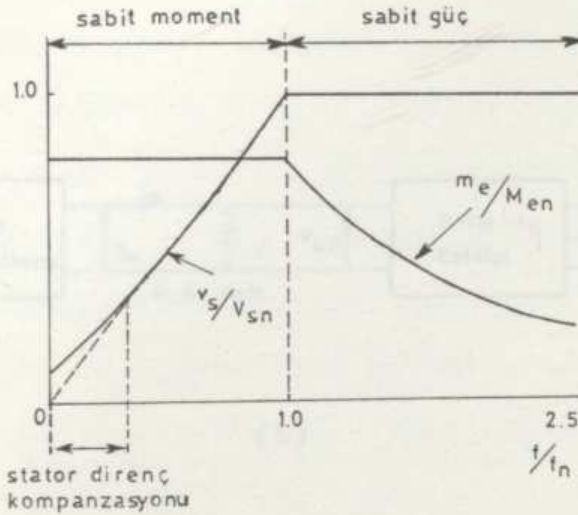
Şekil.3.31'de üç değişik bağlantı şekli görülmektedir. Şekil.3.31 (a) da giriş gerilimini doğrultan doğrultucu kontrollüdür ve hat komutasyonludur. Evirici ise zorlamalı komutasyonludur. Doğru akım ara devresinde bir seri endüktans ve paralel bağlı bir kondansatör vardır. Kondansatör V_{LK} sabit gerilimini sağlar. Bu sistemde faydalı frenleme yapabilmek için faz kontrollü doğrultucu yerine çift yönlü çevirici konmalıdır.

Şekil.3.31 (b) deki bağlantı şekli de ara devre gerilimini sabit tutar. A.A çıkış geriliminin kontrolü darbe genişlik modülasyonu (PWM) uygulanarak sağlanır. Bu sistemde faydalı frenleme mümkün değildir. Eğer eviriciye, sabit gerilimli bir d.a kaynağı bağlanmışsa ki bu bir d.a dağıtım sistemidir, o zaman faydalı frenleme sağlanabilir. Bu uygulama elektrikli ulaşım sistemlerinde yapılmaktadır.



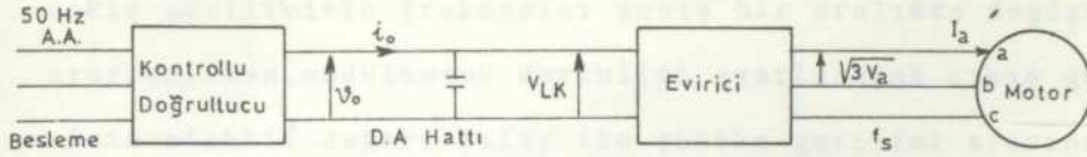
Şekil.III.3.29.

Asenkron motorun gerilim-frekans özgeçirisi.

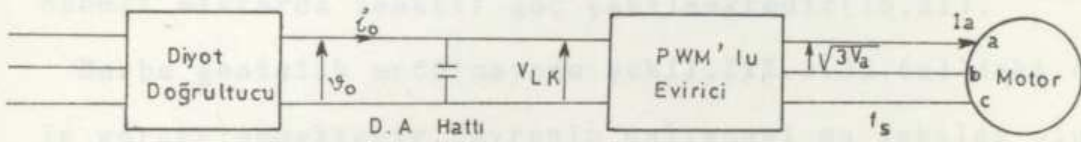


Şekil.III.3.30. Değişken frekansta asenkron motorun moment-hız kontrolü.

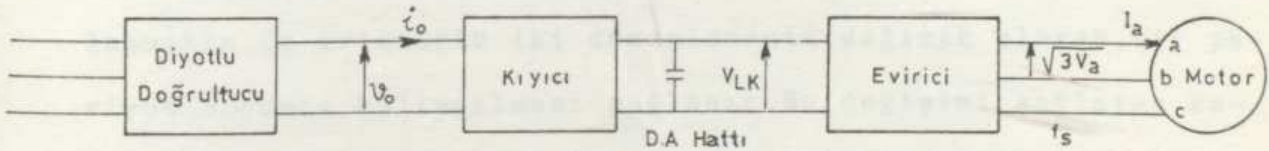
Diğer bir bağlantı şekli, şekil.3.31 (c) deki gibidir. Yüksek frekanslı çıkış istendiğinde uygulanan bu bağlantı şeklinde, gerilim değişimini kısıtlı sağlar. Evirici içinde darbe genişlik modülasyonu mümkün değildir. Buna karşılık girişteki diyotlu doğrultucu güç faktörünün yüksek olmasını sağlar. Bu düzenleme, aynı zamanda elektrikli ulaşım sistemleri için d.a dağıtım devresi olarak da (yardımcı santrallarda) kullanılabilir. Çünkü kısıtlı, dağıtım sisteminde oluşacak harmoniklerin büyük bir kısmını indirir. Aksi halde bu harmonikler evirici izinde üretilebilir. Meydana gelen harmonikler, sinyallerle ve haberleşme sistemleriyle girişim oluşturabilirler. (Harmonik analizi bölümünde incelenecek.) Eğer daha önce bahsedilen B sınıfı kısıtlı kullanılırsa, faydalı frenleme sağlanabilir.



(a)



(b)



(c)

Şekil.III.31. Gerilim ara devreli frekans çeviriciler.

III.5.1.3.1 Darbe genişlik modülasyonu (PWM)

Darbe genişlik modülasyonlu frekans çeviricilerle yapılan asenkron motor hız kontrol sistemlerinde oldukça sık kullanılır. Darbe genişlik modülasyonlu bir frekans çeviricide ara devre gerilimi sabittir. Bu nedenle şekil.3.31 (b)deki sistemde kolaylıkla uygulanabilir. Bu yöntemle çıkış geriliminin efektif değeri, bir periyot içindeki darbelerin genişlikleri

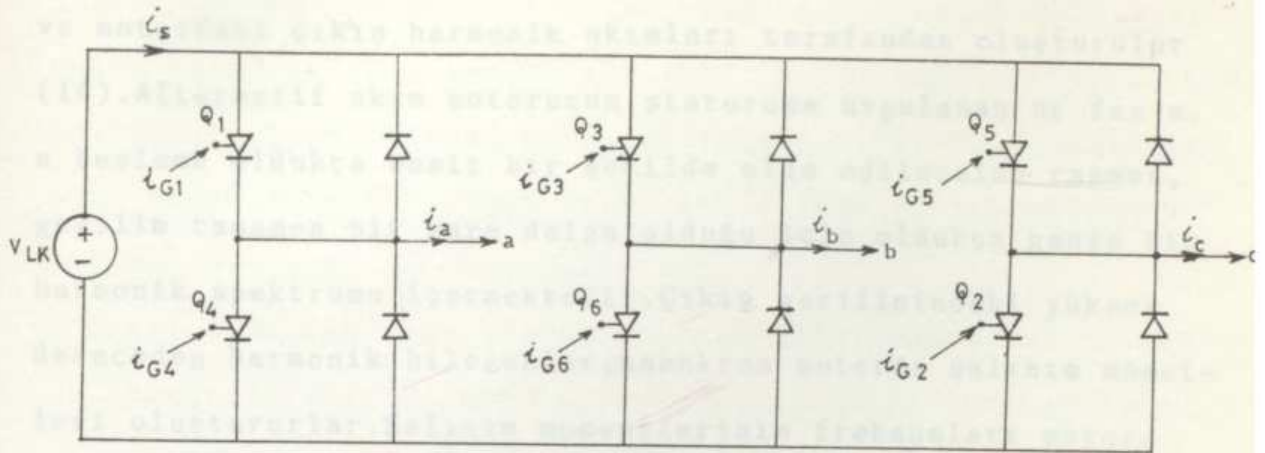
değiştirilerek ayarlanabilir. Böylece asenkron motorun hızı çıkış geriliminin frekansını geniş bir aralıkta değiştirerek ayarlanırken, modülasyon derinliği ayarlanarak çıkış geriliminin efektif değeri sıfır ile şebeke gerilimi arasında değiştirilebilir.

Darbe genişlik modülasyonlu bir frekans değiştiricinin ara devre gerilimi sabit olduğundan şebekeden yalnızca aktif güç çeker. Yani $\cos\phi=1$ 'dir. Diğer frekans çeviricilerde şebekeden önemli miktarda reaktif güç çekilmektedir(16,21).

Darbe genişlik modülasyonu şekil.III.3.32.(a)'daki devre ile gerçekleşmektedir. Devrenin çalışması şu şekilde olur;

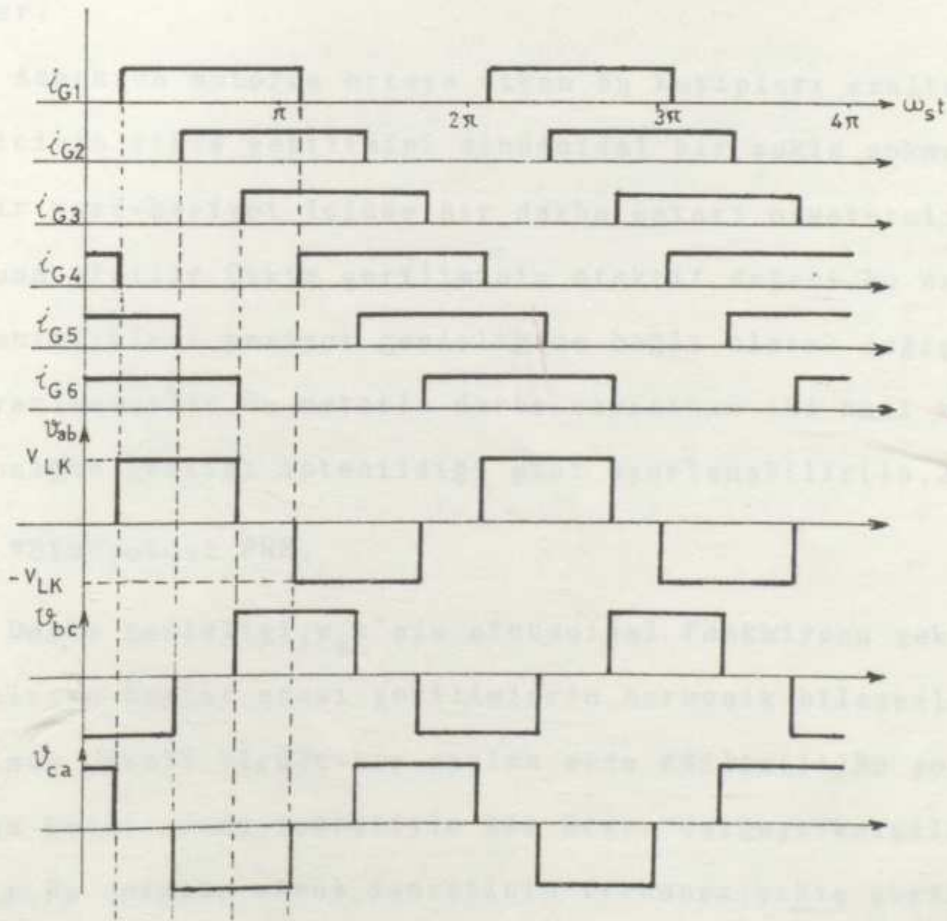
Şekil.3.33. de gösterilen hatlar arası gerilimin her yarı periyodu iki ayrı darbeden oluşur. Burada Q1,Q3,Q5'i veya Q2, Q4 ve Q6 tristörlerini eş zamanlı olarak ilettime geçirilir. Böylelikle a,b,c terminalleri şekil.3.32.(a)'da gösterildiği gibi ortak potansiyele getirilir. Bütün tristörleri aynı kullanmakla, üç tristörlü iki düzenlemenin değişik olarak, bir periyot boyunca kullanılması sağlanır. Bu değişimi sağlayan kapı sinyalleri şekil.3.33.'de gösterilmiştir. Ve bu durumda her tristör periyot başına bir kere değil, üç defa iletmek zorundadır. Uygulamada, her yarı periyotta iki darbeden daha fazla darbe kullanılır ve darbeler simetriktir. Darbe frekansı çıkış frekansı ω_s 'nin katlarında değildir. Çünkü, bu durum alçak frekanslarda harmoniklere sebep olur.

Darbe sınırı, motor çalışması üzerindeki herhangi bir etkidен kaçınacak şekilde yüksek tutulmalıdır. Evirici çıkış dalga şekli şekil 3.32.(b)'de olduğu gibidir. Bu gerilim dalga şekillerinin bileşenleri, motorda istenen momentin büyümesine



(a)

Üç faz köprü evirici.



(b)

Çıkış dalga şekilleri.

Şekil.III.32.

yol açar. Moment bileşenleri, bu dalga şeklinin harmonikleri ve motordaki çıkış harmonik akımları tarafından oluşturulur (14). Alternatif akım motorunun statoruna uygulanan üç faz a. a besleme oldukça basit bir şekilde elde edilmesine rağmen, gerilim tamamen bir kare dalga olduğu için oldukça geniş bir harmonik spektrumu içermektedir. Çıkış gerilimindeki yüksek dereceden harmonik bileşenler, asenkron motorda salınım momentleri oluştururlar. Salınım momentlerinin frekansları motora uygulanan gerilimin frekansının 6 katı civarındadır. Ve motor hızında düzensizlik yaratırlar. Ayrıca yüksek dereceden harmonik bileşenler, motorda küçümsenmeyecek ek kayıplara yol açarlar.

Asenkron motorda ortaya çıkan bu kayıpları azaltmak ve eviricinin çıkış gerilimini sinüsoidal bir şekle sokmak için, bir yarı-periyot içinde bir darbe katarı oluşturulması yoluna gidilir. Çıkış geriliminin efektif değeri, bu darbelerin genişlikleri periyot genişliğine bağlı olarak değiştirilerek ayarlanabilir. Bu metotla darbe sayısının iki katı kadar harmoniğin genliği istenildiği gibi ayarlanabilir (16, 21).

*Sinüsoidal PWM.

Darbe genişliği, $w_s t$ 'nin sinüsoidal fonksiyonu şeklinde yapılırsa hatlar arası gerilimlerin harmonik bileşenleri üzerinde önemli ölçüde bir azalma elde edilir (14). Bu yöntemdeki ana kural, sinüs işaretiyle bir üçgen dalgayı karşılaştırmaktır. Bu durumda sinüs işaretinin frekansı, çıkış geriliminin frekansını, üçgen dalgaının frekansı ise anahtarlama frekansını belirlemektedir. Bunların oranı ise çıkış geriliminin efektif değerini oluşturmaktadır. Bu metodda sinüs ve üçgen dal-

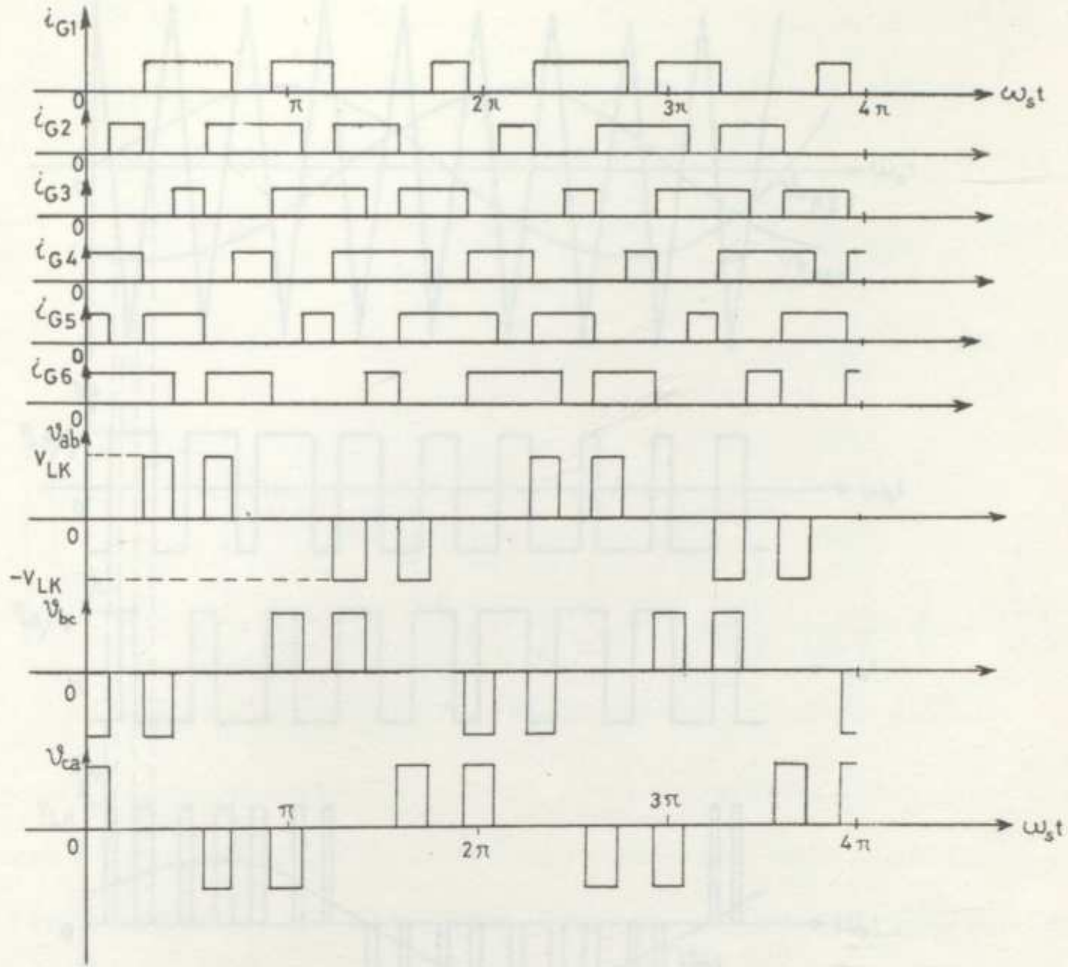
gaların birbirlerine senkronize olmaları gerekmektedir. Aksi halde harmoniklerin genlikleri sabit kalmayacaktır. Ayrıca çıkış geriliminde bulunan harmoniklerin genliklerini azaltmak için üçgen dalganın frekansının çıkış frekansından oldukça yüksek tutulması gerekmektedir(16).

Şekil.3.34.(a)'daki diyagram elektronik tekniğinin temelini göstermektedir. Bu teknik, evirici içindeki istenen kapı sinyallerini kontrol etme amacıyla kullanılır. Bu şekilde v_{ab} dalga şekli v_a ve v_b 'den meydana gelmiştir. Aynı şekilde v_{bc} ve v_{ca} fazlar arası gerilimlerinin de türetilmesi mümkündür.

Darbe genişlik modülasyonunda darbe katarının elde edilmesinde kullanılan ve sinüs üçgen dalga karşılaştırılması kadar kolay olmayan diğer bir yöntem ise darbe katarını anında hesaplama yoluyla elde etmektir. Bu yöntemin en önemli avantajı, dalga şeklini optimize edebilmektir. Böylece çıkış dalga şeklindeki belirli harmonik bileşenler yok edilip, belirli harmonik bileşenler önceden belirlenen değerlere getirilebildiği gibi, çıkış frekansının ve şebeke geriliminin etkisi darbe şekillerine yansıtılabilir.

Darbe genişlik modülasyonunda kullanılan diğer bir metod ise sayısal olarak darbe katarının elde edilmesidir. Darbe kenarlarının açısal değerleri daha önceden belirlenerek çeşitli lojik kapılar, sayıcılar ve flip floplar yardımıyla bu açısal değerler elde edilmektedir. Oldukça basit olan bu yöntemde çeşitli giriş işaretleri yardımıyla çıkış geriliminin efektif değeri de değiştirilebilmektedir.

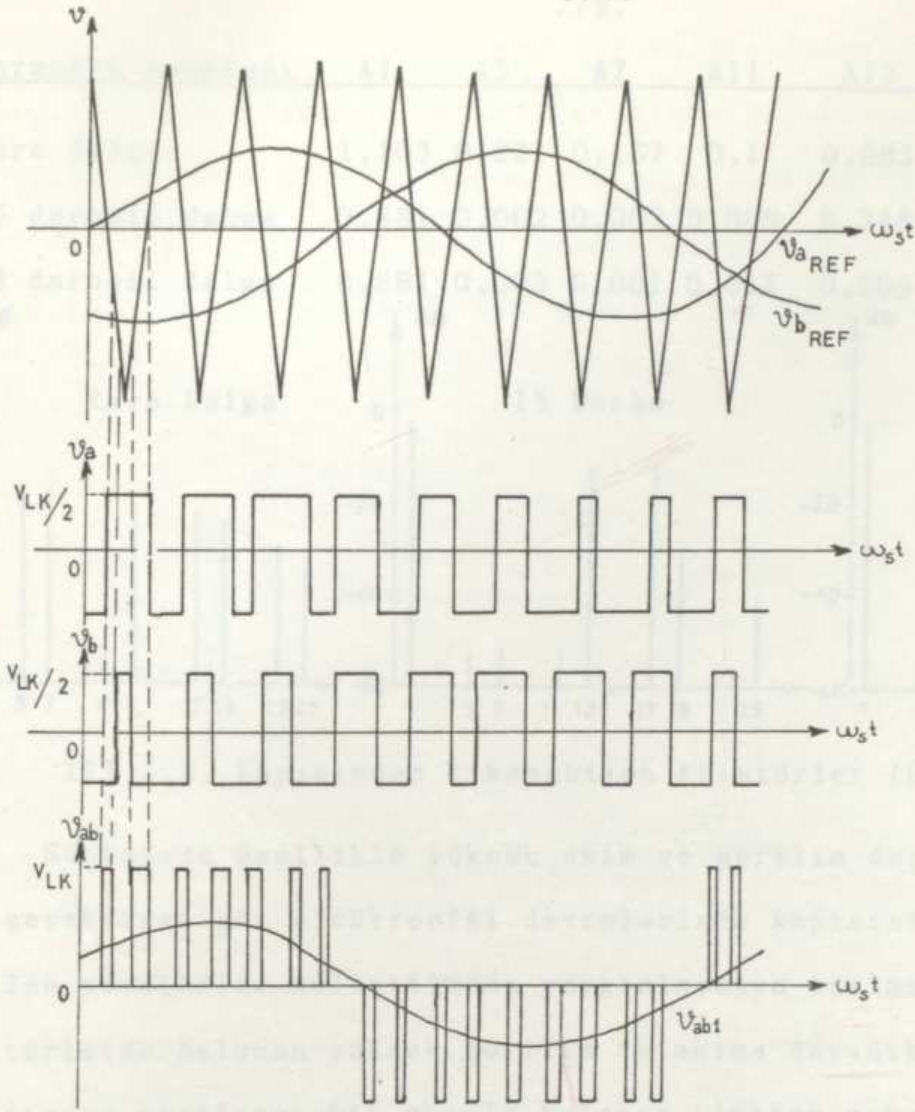
Bu metodla elde edilen çıkış gerilimindeki harmonik bile-



Şekil.III.33. Üç faz eviricide PWM.

şenlerin değerleri, çıkış geriliminin efektif değerine ve frekansına bağlı olmakla birlikte, asenkron motorlarda daha fazla salınım momenti yaratan 5. ve 7. harmoniklerin genlikleri oldukça düşük değerlere indirilebilmektedir. Beş darbeleri bir çıkış gerilimi dalga şeklinde 5. harmonik, ana bileşenin %6'sından, 7. harmonik ise %5'inden daha küçük değerlere indirilebilmektedir.

Pratikte darbe genişlik modülasyonlu frekans çeviricilerde anahtarlama frekansı çok değiştirilmeden yarım periyottaki darbe sayısı belirli aralıklarda sabit tutulur. Ve çıkış frekansına bağlı olarak, kademeli olarak çeşitli değerlere ayarlanır. Böylece darbe sayısının sabit tutulduğu aralıkta har-



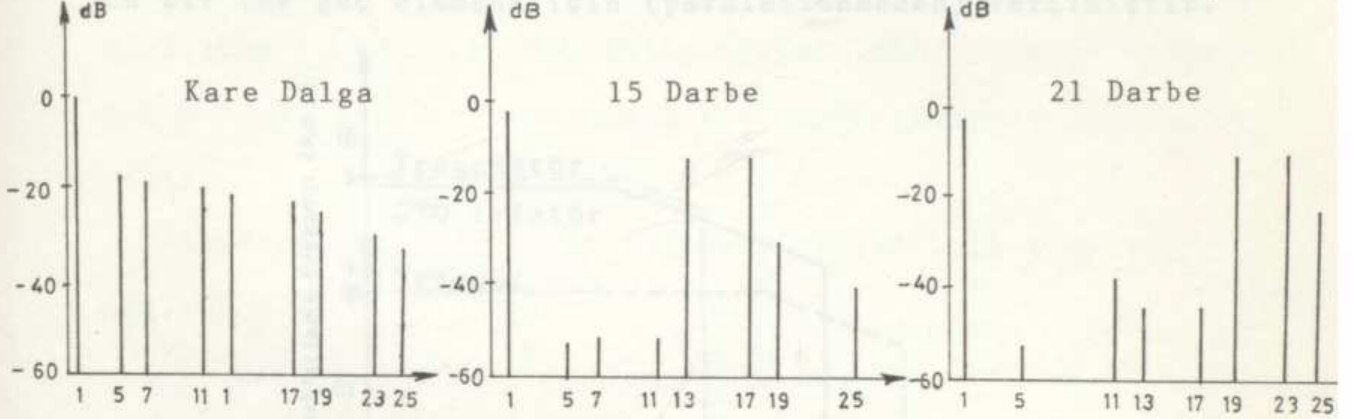
Şekil.III.34. Sinüsoidal PWM.

monik bileşenlerin genlikleri değişmez. Darbe genişlik modülasyonunda kademeli olarak darbe sayısının değiştirildiği sistemlerde, genellikle aşağıdaki sekiz darbe sayısı (m) kullanılır.

$$m=15, 21, 30, 42, 60, 84, 120, 168$$

Aşağıdaki şekilde ve tabloda harmonik spektrumu bakımından blok kare dalga ile 15 ve 21 darbeleri darbe genişlik modülasyonlu dalga şekli karşılaştırılmıştır.

Harmonik numarası	A1	A5	A7	A11	A13	A17	A19
Kare dalga	1,103	0,221	0,157	0,1	0,085	0,065	0,058
15 darbeli dalga	0,881	0,002	0,007	0,009	0,248	0,305	0,038
12 darbeli dalga	0,881	0,003	0,001	0,014	0,005	0,006	0,257

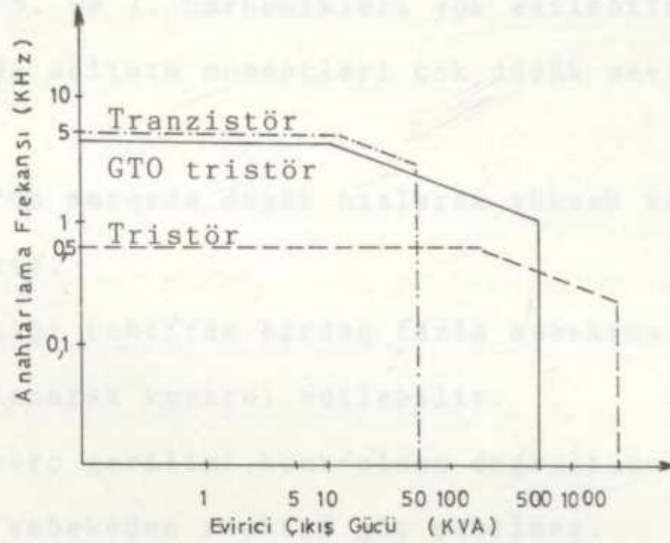


III.5.2. Kapısından tıkanabilen tristörler (GTO).

Günümüzde özellikle yüksek akım ve gerilim dayanıklılığı gerektiren güç elektroniği devrelerinde kapısından tıkanabilen tristörler kullanılması yaygınlaşmaya başlamıştır. Tristörlerde bulunan yüksek gerilim ve akıma dayanıklılık, kapısından verilecek bir akımla kolayca ilettime sokulabilme gibi özelliklerin yanı sıra tranzistörlerde bulunan içinden geçen akımı kapısından kesebilme ve bilhassa yüksek hız gibi özellikleri bulunmasından dolayı kapısından tıkanabilen tristörlere, normal tristör ve tranzistör karışımı gözüyle bakılabilir.

Kapısından tıkanabilen tristörler yüksek hızları nedeniyle özellikle darbe genişlik modülasyonlu frekans çeviricilerle, asenkron motor hız kontrol sistemlerinde güç elemanı olarak kullanılmaktadır. Halihazırda 2500 V-1000 A'lık kapısından tıkanabilen tristörler imal edilebilmekte olup bu tristörler yüksek güçlü darbe genişliği modülasyonlu frekans çeviricilerinde kullanılmaktadır.

viricilere adapte olabilecek durumdadır. Aşağıdaki şekilde üç anahtarlama elemanı; tranzistör, hızlı tristör ve kapısından tıkanabilen tristörün darbe genişlik modülasyonlu frekans çeviricilerde kullanım alanı gösterilmektedir. Evirici çıkış gücü bir tek güç elemanı için (paralellenmeden) verilmiştir.



görüldüğü gibi kapısından tıkanabilen tristörler, darbe genişlik modülasyonlu frekans çeviricilerde geniş bir alanda kullanılabilmektedir. Ayrıca GTO tristörlerde kapatma akımının ortalama akıma oranı normal tranzistörlerden oldukça fazla olduğundan asenkron motorların kalkış akımları kolaylıkla sağlanabilmektedir.

III.5.2.1. GTO Tristörler uygulanan, sabit gerilim ara devreli frekans çeviricilerle asenkron motorun hız kontrolü.

Kapısından tıkanabilen tristörlü bir evirici katına darbe genişlik modülasyonu tekniği uygulayarak asenkron motorun hız kontrolünü, statora uygulanan gerilimin frekansını değiştirerek yapmak oldukça yeni bir metoddur. Bu tür bir hız kontrolünün getireceği avantajlar şöyle sıralanabilir;

1-GTO tristörlerin herhangi bir komutasyon elemanına gerek

duymaması,basit bir yapıya ve küçük hacimlere gidilmesini sağlar.

2-Evirici çıkış frekansı 0 ile $2f_{snom}$ arasında kolaylıkla değiştirilerek asenkron motorun hızı 2 katına çıkarılabilir.

3-Darbe genişlik modülasyonu tekniği ile çıkış frekansının özellikle 5. ve 7. harmonikleri yok edilebildiğinden asenkron motorda salınım momentleri çok düşük seviyeye indirilebilir.

4-Asenkron motorda düşük hızlarda yüksek kalkış momenti sağlanabilir.

5-Gerektiği taktirde birden fazla asenkron motorun hızı paralel bağlanarak kontrol edilebilir.

6-Ara devre gerilimi,kontROLSUZ doğrultucu ile elde edildiği için şebekeden reaktif güç çekilmez.

III.5.3. Elde edilen sonuçların değerlendirilmesi.

Darbe genişlik modülasyonlu yukarıda bahsedilen bir hız kontrol sistemi model olarak 5HP'lik asenkron motor için gerçekleştirilmiş ve denenmiştir.Bu kontrolde ilk göze çarpan boyutlar olmaktadır.Kolay çalışabilmek için gereğinden fazla tutulan boyutlarla $100 \times 80 \times 25 \text{ cm}^3$ lük bir hacime sığdırılabilmektedir. bu hacmin çoğunluğunu kontaktörler, doğru gerilim süzme endüktansı ve kondansatörü,sigortalar kaplamaktadır.GTO tristörlerin her biri için düz alüminyum soğutucular kullanılmakla birlikte uzun süreli çalışmalarda tristörler üzerindeki güç kayıplarının fazla olmadığı gözlenmiştir.GTO tristörler ile birlikte devrede bulunan ters diyotlar ile paralel kondansatörler aynı soğutucu üzerine tristörlere oldukça yakın yerleştirilerek devrede oluşabilecek kaçak endüktanslar

minimumu indirilmiştir.

Çalışma şartlarında motor hızının değişimi geniş bir aralıkta rahatlıkla yapılabilir. Sıfır hıza kadar sürekli inilebilmekte ve motor nominal hızının % 130'una kadar çıkabilmektedir. Hızın üst sınırı arttırılabilmekle birlikte asenkron motorların mekanik yapısı, özel olarak imal edilenler dışında bu hızlarda çalışmaya uygun değildir. Sabit yük altında motor hızı oldukça düzgündür.

% 150 yük momentini altında asenkron motor kısa süreli olarak doğru akım generatörü ile yüklenmiş ve sistemin çalışması sırasında bir değişiklik gözlenmemiştir.

Bu şartlar altında asenkron motorun hızı doğru akım motorlarında olduğu gibi kolaylıkla ayarlanabilmektedir.

KULLANILAN GÜÇ ELEKTRONİK DEVRELERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI

1-HIZ KONTROL ARALIĞI

- | | |
|---|--|
| *A.A Kıyıcı ile stator gerilimini kontrol.(AAK) | Anma hızı ile yüke bağlı bir alt sınır arasında. |
| *Gerilim ara devreli kare dalga çıkışlı frekans çevirici.(GKD) | Anma hızının yarı değeri ile iki katı arasında.Tipik hız değişim oranı 1:10. |
| *Gerilim ara devreli darbe genişlik modülasyonlu frekans çevirici.(DGM) | Sıfır hızdan çok yüksek hızlara kadar geniş bir aralıkta. |
| *Akım ara devreli frekans çevirici.(AAD) | Sıfır hızdan çok yüksek hızlara kadar geniş bir aralıktadır. |
| *Doğrudan frekans çevirici.(DFÇ) | Sıfır hızdan şebeke frekansının yarı değerine karşı düşen hız aralığında. |

2- GENERATÖR ÇALIŞMA

- *AAK.....Mümkün
- *GKD.....İkinci bir doğrultucu ile mümkün.
- *DGM.....İkinci bir doğrultucu ile mümkün.
- *AAD.....Dört bölgede çalışmak için ek düzene gerek yok.
- *DFÇ.....Dört bölgede çalışma için ek düzene gerek yok.

3-HARMONİKLER

- *AAK.....Şebeke ve motorda harmonik oranı yüksek,motorda aşırı ısınma.
- *GKD.....Çıkış gerilimi 120°lik darbe,düşük hızlarda motorda aşırı ısınma.

*DGM.....Çıkış gerilim ve akımı yaklaşık sinüsoidal,kayıplar çok az.

*AAD.....Çıkış akımı 120° lik darbe,motorda aşırı ısınma.

*DFÇ.....Düşük frekanslarda akım ve gerilimler yaklaşık sinüsoidal.

4-SALINIM MOMENTLERİ

*AAK.....Salınım momenti frekansı yüksek olduğundan etkili değil.

*GKD.....Düşük hızlarda etkili.

*DGM.....Bütün hız kontrol aralığında çok düşük düzeyde.

*AAD.....Düşük hızlarda etkili.

*DFÇ.....Bütün hız kontrol aralığında çok düşük düzeyde.

5-GÜÇ FAKTÖRÜ

*AAK.....Faz kontrolu nedeni ile düşük.

*GKD.....Faz kontrolu nedeni ile düşük.

*DGM.....Yaklaşık 1'e eşit.

*AAD.....Faz kontrolu nedeniyle düşük.

*DFÇ.....Faz kontrolu nedeniyle düşük.

6-MALİYET

*AAK.....Ucuz.

*GKD.....Evirici pahalı ancak tranzistörle daha ucuz olabilir.

*DGM.....Evirici pahalı ancak tranzistörle daha ucuz olabilir.

*AAD.....Evirici pahalı.

*DFÇ.....Güç devresi ve kontrol devresi pahalı.

7-VERİM

*AAK.....Düşük.

*GKD.....Orta,ancak tranzistörle yükseltilebilir.

*DGM.....İyi.Tranzistörle daha da arttırılabilir.

*AAD.....Oldukça iyi.

*DFÇ.....İyi.

8-UYGULAMA

*AAK.....Düşük güçten orta güçlere kadar pompa ve fan tipi iş makinaları,büyük güçte yumuşak kalkış devresi.

*GKD.....Düşük güçten orta güçlere kadar genel amaçlı endüstriyel uygulamalar,çok motorlu iş makinalarında uygun.

*DGM.....Düşük güçten orta güçlere kadar genel amaçlı endüstriyel uygulamalar,büyük güçte ulaşım araçları tahriki,çok motorlu iş makinalarında uygun.

*AAD.....Orta güçten yüksek güce kadar endüstriyel uygulamalar,birden fazla motor beslemesinde uygun değil.

*DFÇ.....Dizel elektrik lokomotif ve çimento değirmeni gibi yüksek güçte düşük hızda uygulamalarda elverişli.

9-GENEL

*AAK.....Büyük kaymalı motor uygun,uygulamalar sınırlı.

*GKD.....Açık çevrim kontrolü mümkün,düşük hızlarda kararlılık sorunu.

*DGM.....Açık çevrim kontrolü mümkün,dinamik hızlı,mikro-işlemci ile kontrole uygun,en yaygın hız kontrol sistemi.

*AAD.....Kontrol ve komutasyon basit,açık çevrim kontrol mümkün değil,akım komutasyonunda gerilim sıçramaları sorunu.

*DFÇ.....Dinamik hızlı(17).

Yukarıdaki karşılaştırma ve daha önce işlenen konular göz önüne alındığında şu sonuç çıkmaktadır;Sincap kafesli asenkron motorun hız kontrolunda,harmonikleri indirgeme ve reaktif gücü az çekmesi özellikleri de dikkate alındığında,darbe genişlik modülasyonlu gerilim ara devreli frekans çeviriciler en çok uygulama alanı bulan devrelerdir.Böylece özellikle elektrikli ulaşım sistemlerinde kullanılan d.a motorları kadar,sincap kafesli asenkron motor da kolay kontrol edilebilmektedir.

DÖRDÜNCÜ BÖLÜM

HARMONİK ANALİZİ VE REAKTİF GÜCÜN, GÜÇ ELEKTRONİK DEVRELERİNİN UYGULAMALARINDAKİ YERİ

1957 yılında ilk tristör elemanının yapılmasıyla bu elemanın sağladığı geniş kontrol olanakları ve geliştirilen güç elektroniği devreleri ile yapılan uygulamalar, hem tip hem de güç seviyesi olarak sürekli artmıştır. Bugün bir tristör elemanı tek başına 2 MVA'lık bir güce kumanda edebilmektedir.

Son on yıl içinde, elektrik enerjisinin şeklini değiştirmek için, şimdiye kadar kullanılan elektrik makinaları, bu amaçlar için yerlerini güç elektroniği devrelerine terketmektedirler. Güç elektroniği devrelerinin;

- *Veriminin yüksek oluşu,
- *Hızlılığı,
- *Hareketli yanı olmayışı,
- *Bakım gerektirmemesi,
- *Birim güç başına dönen cisimlere göre çok daha düşük hacimli olması,
- *Maliyetinin düşüklüğü ve
- *Yüksek güvenilirliği

gibi nedenler, bu devrelerin tercih edilmesini sağlamaktadır(8).

Bu güç elektroniği devreleri daha önce de bahsedildiği gibi d.a ve a.a motorlarını beslemek amacıyla kullanılan fakat bu arada onların hızlarını da kontrol altında tutabilen,

- *D.A/A.A çeviricileri(Eviriciler),
- *A.A/D.A çeviricileri(Dogrultucular),
- *D.A kıyıcıları ve,

*A.A kıyııcılarıdır.

Bu dönüştürme işlemlerinin yapılması sırasında, tristörlü çeviriciler hem a.a tarafında hem de d.a tarafıda besleme frekansının fonksiyonu olan harmonik akımlar üretirler.

Güç sistemlerinde harmonik bozulmanın istenmeyen etkileri aşağıdaki gibi özetlenebilir;

1-Eğer temel dalga bileşeni ,birim dalga bileşeninden daha küçükse,harmonikler çevirici düzlemindeki güç faktörünü azaltırlar.

2-Tristörlü sistemlerde oluşan harmonik akımları motorun ısınmasına neden olurlar.Bu durum ise motorun yüklenebilme kapasitesini azaltır.

3-Eğer kontrol devreleri ve regülasyon devreleri uygun şekilde ekranlanmazsa,besleme tarafındaki harmonikler bunların çalışmalarını etkiler ve yanlış çalışmalarına neden olur.

4-Harmonik akımlar a.a sistemlerinde kayıplara neden olur ve hatta bazen sistemde rezonans üretirler.Bu şartlar altında meydana gelen bozulmalar çeşitli ölçümleri etkiler.

5-Harmonik akımlar,düşük kalitedeki TV alıcılarında bozulmaya sebep olurlar.

6-Transmisyon hatlarındaki mevcut harmonikler,haberleşme devrelerinde girişime neden olurlar.Örneğin,telefon devrelerindeki gürültü.

7-Harmonik akımlar,taşıyıcı sistemlerdeki girişim nedeniyle,uzaktan kontrollü elemanlarda yanlış çalışma şartları yaratırlar.

8-Kritik yerlerde,harmonik akımlar tarafından meydana getirilen moment salınması*,elemanlar üzerinde zararlı olabilir.

İstenmeyen bu etkilere karşı harmonik indirgeme yöntemleri geliştirilmiştir. Bu yöntemler aşağıdaki gibi sıralanabilir;

1-Ağır süzgeç devreleri kullanmak,

2-Frekans dönüştürücüleriyle karmaşık sistemler kullanmak,

3-Darbe genişlik modülasyonu yöntemleri kullanmak,

(Bu yöntemler daha önceki konularda anlatılmış olup, burada konuyu ana hatlarıyla özetlemek amacıyla verilmiştir.)

IV.1. Harmoniklerin matematik analizi.

Herhangi bir periyodik dalga şeklinde temel dalga şeklinin yanında, harmonikler olarak bilinen çeşitli sinüs dalgaları da bulunur. Bu harmonik dalgalar temel frekansın katlarında meydana gelir.

Sinüsoidal olmayan dalga şekli genellikle "kompleks dalga" olarak isimlendirilir ve matematiksel olarak aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$v = V_0 + V_1 \sin(\omega t + \phi_1) + V_2 \sin(2\omega t + \phi_2) + \dots + V_n \sin(n\omega t + \phi_n) \quad (4.1)$$

Buradaki v değeri herhangi bir t anındaki ani değerdir.

V_0 = Ortalama gerilim,

V_1 = Temel bileşenin max. değeri veya 1. harmonik bileşen,

V_2 = 2. harmonik bileşenin max. değeri,

V_3 = 3. harmonik bileşenin max. değeri,

V_n = n . harmonik bileşenin max. değeri,

ϕ = Referansa bağımlı açı,

$\omega = 2\pi f$ 'dir ki buradaki f , temel bileşenin frekansıdır. $1/f$ ise kompleks dalganın periyodunu verir.

Yukarıdaki ifadeyi, t yerine x , v yerine de y bağımlı değişkeni koyarak yazarsak.

$$y=f(x)=R_0+R_1 \sin(x+\phi_1)+R_2 \sin(2x+\phi_2)+\dots+R_n \sin(nx+\phi_n) \quad (4.2)$$

veya fourier serisi şeklinde yazılabilir,

$$y=f(x)=A+a_1 \sin x+a_2 \sin 2x+\dots+a_n \sin nx+b_1 \cos x+b_2 \cos 2x+\dots+b_n \cos nx \quad (4.3)$$

Bu eşitlikteki sabitler şöyledir;

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(x) \cdot d(x) \quad (4.4)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(x) \cdot \sin nx \cdot d(x) \quad (4.5)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(x) \cdot \cos nx \cdot d(x) \quad (4.6)$$

(4.2) ve (4.3) ifadeleri birbirine eşittir. Bunlardan aşağıdaki ifadeler yazılabilir,

$$a_n \sin nx + b_n \cos nx = R_n \sin(nx+\phi_n) \quad (4.7)$$

$$R_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (4.8)$$

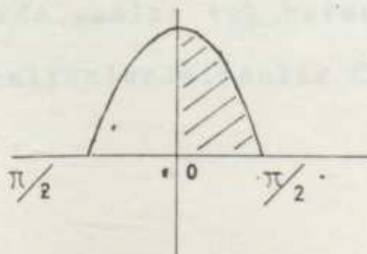
$$\text{faz açısı } \phi_n = \arctg \frac{b_n}{a_n} \quad (4.9)$$

(4.4) eşitliği ile verilen sabit terim, fonksiyonun ortalama değeridir. Eğer fonksiyonda pozitif ve negatif yarı dalga alanları birbirine eşitse ortalama değer sıfırdır(7).

IV.1.2. Fourier yöntemiyle dalga analizi.

1-Çift fonksiyon simetrisi: Şekil 4.1'deki eğride 0 ile $\pi/2$ arasındaki eğri parçası düşey eksen etrafında sola katlandığı zaman 0 ile $-\pi/2$ arasındaki eğri parçası ile üst üste geliyorsa bu fonksiyon Çift fonksiyon simetrilidir.

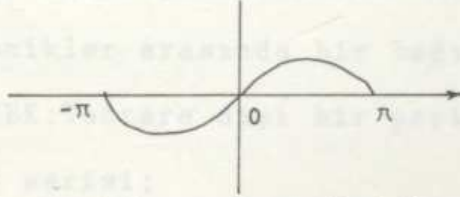
$f(x)=f(-x)$ ifadesiyle tanımlanır.



Şekil.4.1

2-Tek fonksiyon simetrisi:Şekil 4.2'deki eğride 0 ile π arasındaki eğri parçası önce düşey eksen sola, sonra yatay eksen etrafında aşağı doğru katlandığı zaman 0 ile $-\pi$ arasındaki negatif bölgedeki eğri ile üst üste geliyorsa, tek fonksiyon simetridir.

$$f(x) = -f(-x) \text{ ifadesiyle tanımlanır.}$$



Şekil.4.2

3-Yarım dalga simetrisi:Periyodik bir dalganın eğrisinin yarım periyotluk parçası,yatay eksen boyunca sağa ya da sola kadar kaydırılır ve bu eksen etrafında katlanmakla iki yarım periyot parçası üst üste gelirse bu dalgada yarım periyot simetrisi vardır.Böyle bir dalganın serisinde yalnız tek harmonikli bileşenler vardır.Bu durumda

$$f(x) = -f(x+\pi) \text{ koşulu sağlanır.}$$

Ancak pozitif ve negatif alanları eşit olan her dalga yarım dalga simetridir olmayabilir.Bu durumda $A_0 = 0$ 'dır.

Yarım dalga simetrisi olan tek ya da çift fonksiyonlu periyodik bir dalganın Fourier serisi terimlerinin katsayıları hesaplanırken integral sınırı bir periyot yerine yarım periyot alınır ve sonuç 2 ile çarpılır.

Alternatörlerin çıkış gerilimleri ve transformatörlerin uyarma akımlarının eğrileri periyodik fakat sinüsoidal değildir.Bu tür dalgalarda yarım dalga simetrisi vardır.Bu nedenle bu dalgalarda yalnız tek harmonikli bileşenler vardır.

(A)Çift fonksiyonlarda,yalnız Cos.lü terimler vardır.Bazen A_0 da olabilir.

(B) Tek fonksiyonlarda, yalnız Sin.lü terimler vardır.

(C) $f(x) = -f(x+\pi)$ koşulu sağlanıyorsa, seride yalnız tek harmonikli bileşenler ve,

(D) $f(x) = f(x+\pi)$ koşulu sağlanıyorsa, seride yalnız çift harmonikli bileşenler vardır.

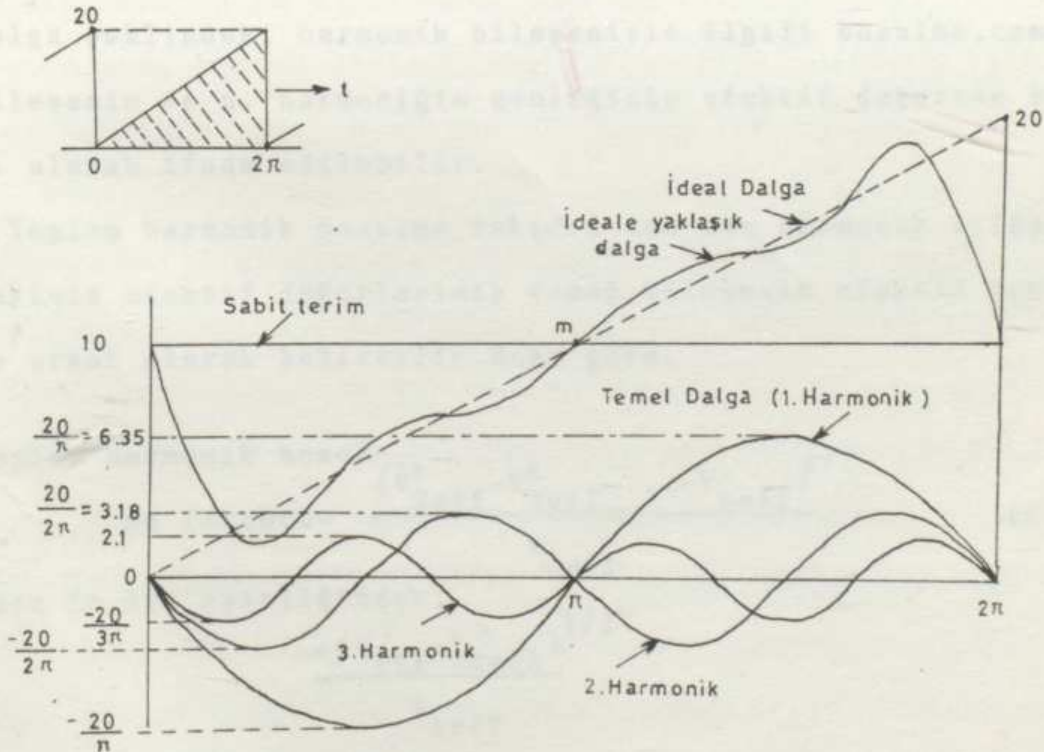
Çift fonksiyonlarla çift harmonikler, tek fonksiyonlarla tek harmonikler arasında bir bağıntı yoktur.

ÖRNEK: Testere dişi bir periyodik dalganın trigonometrik fourier serisi;

$$f(t) = 10 - \frac{20}{\pi} \text{Sint} - \frac{20}{\pi} \text{Sin}2t - \frac{20}{\pi} \text{Sin}3t - \dots \text{ ya da,}$$

$$f(t) = 10 - 6.35 \text{Sint} - 3.18 \text{Sin}2t - 2.12 \text{Sin}3t - \dots \text{ şeklindedir.}$$

Şekil 4.3 dalganın esas şeklini ve yukarıdaki trigonometrik ifadede yer alan ilk dört terime göre, harmoniklerin oluşturduğu dalga şeklini vermektedir(9).



Şekil.4.3.

(m) darbe sayısı olmak üzere a_n ve b_n eşitlikleri şöyle ifade edilebilir.

$$a_n = \frac{2}{m} \sum_{r=1}^m y_r \sin nx_r \quad (4.10)$$

$$b_n = \frac{2}{m} \sum_{r=1}^m y_r \cos nx_r \quad (4.11)$$

(4.1) eşitliğindeki kompleks dalganın toplam efektif değeri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$V_{\text{eff}} = (V_{1\text{eff}}^2 + V_{2\text{eff}}^2 + V_{3\text{eff}}^2 + \dots + V_{n\text{eff}}^2)^{1/2} \quad (4.12)$$

Akım için de benzer olarak,

$$I_{\text{eff}} = (I_{1\text{eff}}^2 + I_{2\text{eff}}^2 + I_{3\text{eff}}^2 + \dots + I_{n\text{eff}}^2)^{1/2} \quad (4.13)$$

Sinüsoidal olmayan bir gerilimin ve akımın efektif değeri, harmonik değerlerinin karesel ortalamasına eşittir(9).

(4.14) eşitliğindeki ϕ_n , n. harmoniğin akım ve gerilim bileşenleri arasındaki faz açısıdır. Harmonik güç akışının yönü, ϕ_n 'in 90° 'den küçük ya da büyük olmasına göre saptanır. Bir dalga şeklindeki harmonik bileşeniyle ilgili bozulma, temel bileşenin ve n. harmoniğin genliğinin efektif değerine bağlı olarak ifade edilebilir.

Toplam harmonik bozulma faktörü ise tüm harmonik bileşenlerinin efektif değerlerinin temel bileşenin efektif genliğine oranı olarak belirtilir. Buna göre,

$$\text{Toplam harmonik bozulma faktörü} = \frac{(V_{2\text{eff}}^2 + V_{3\text{eff}}^2 + \dots + V_{n\text{eff}}^2)^{1/2}}{V_{1\text{eff}}} \quad (4.15)$$

veya (4.12) eşitliğinden,

$$= \frac{(V_{\text{eff}}^2 - V_{1\text{eff}}^2)^{1/2}}{V_{1\text{eff}}}$$

şeklinde ifade edilebilir.

Kompleks akım ve gerilime sahip devrenin güç ifadesi ise şöyledir,

$$\text{Toplam güç} = \sum V_{\text{neff}} \cdot I_{\text{neff}} \cdot \cos \theta_n \quad (4.14)$$

IV.2. Yük etkileri

DC bir yükteki en küçük harmonik gerilim bileşeni, bu yükü besleyen doğrultucunun darbe sayısı kadardır. Aynı zamanda darbe sayısının katlarında da harmonik bileşenler olacaktır. Kontrollü doğrultucu kullanıldığında yük gerilimindeki harmonikler kontrolsüz doğrultucuya nazaran daha yüksektir. Gerilim dalgasında bulunan harmonik bileşeni nedeniyle yük akımında da aynı frekansta bir harmonik oluşur.

Yükteki bu harmoniklerin etkisi, birbirinden bağımsız uygulamalar göz önüne alınarak tartışılmalıdır. Özellikle yük olarak bir d.a motor kullanılıyorsa,

Bir evirici ya da frekans çevirici ile beslenen yükler, bunların açma kapama fonksiyonları nedeniyle harmonik bileşenler içerirler. Yük gerilimindeki harmonikleri azaltmak için ya kompleks bir devre yapısı ya da filtre kullanmak gerekir. Akımın hızlı olarak anahtarlanması, yükte radyo girişim sinyallerinin (radio interference signals) oluşmasına neden olur ki, bu sinyallerin de bastırılması gerekir.

Harmoniklerin varlığı besleme dalga şekillerinin bozulmasına neden olur. Bu da ateşleme devrelerinde problem yaratır. Çünkü ateşleme devreleri, ateşleme açısı α referans alınarak besleme geriliminin 0 da olmasını ister. Böyle bozulmalar, ateşleme açısının bir elemandan diğerine farklı olması sonucunu doğurur. Bu olay 'JITTER' olarak isimlendirilir. Jitter fre-

kansı radyo frekans alanı içindedir ve böylece radyo girişim problemini doğurur.

IV.3. Besleme etkileri

Doğrultucu elemanın (tetiklenmesi vesöndürülmesi) açma kapama fonksiyonunu yapması sırasında a.a besleme sisteminden sin. olmayan akımlar çekmesine neden olur.A.A besleme sistemi sadece temel frekansla ilgili olarak bir sin. gerilim üretir.Yük,besleme gücünün bir kısmını daha yüksek frekanslara dönüştürür.Ve harmonik güç olarak besleme sistemine geri gönderir.Bu durumda d.a yük,bir harmonik üretici gibi davranır.

KontROLSUZ Doğrultucuda doğru gerilim dalga şeklinde meydana gelen her harmonik için,üç faz a.a giriş akımında iki harmonik bileşen oluşur.Bunlardan biri yüksek seviyeli harmonikleri,diğeri ise daha küçük frekanslı harmonikleri içerir.Yükün sonsuz endüktans kabul edildiği durumda harmonik akım bileşenlerinin genliği frekansla ters orantılıdır.

P darbeli ideal bir doğrultucunun seviyeli bir yük akımı olduğunu ve hiç bir kaybının olmadığını farz edelim.Bu doğrultucunun giriş akımında $r=mp+1$ sırasında harmonik bileşeni vardır.Burada $m=1,2,\dots$ dır.Ve bunlar temel bileşenin $1/r$ katlarında genliğe sahiptirler.Yukarıdaki eşitlikte p sayısından daha yüksek darbeli doğrultucu devreleri için daha fazla harmonik bileşeninin yok edileceğini gösteriyor.Çünkü $mp=n$ dir ve n gerilim dalga şeklindeki mevcut olan harmonik bileşenleridir. r ,harmonik giriş akımının sırasıdır.(1.harm.,2.harm.gibi)Seviyeli yük akımının varlığı her zaman yukarıdaki du-

rumları doğrulamaya yetmez. Pratikte, özellikle büyük ateşleme açılarında harmonik bileşenleri $1/r$ gibi basit bir eşitlikten farklı olabilir.

Yükten besleme kaynağına gelen harmoniklerin üretimi sistem bileşenlerinin her frekansta nasıl davranacağına bağlıdır. Güç faktörünün düzeltilmesi için hatta bağlanan kondansatörler, frekansın artmasıyla reaktanslarının düşmesi yüzünden harmonik akımları absorbe ederler. Sistem içindeki rezonans, harmonik frekansında meydana gelir. Besleme sistemine giren harmonik akım ve gerilimleri, sistemdeki kayıpların artmasına, ölçme hatalarına ve diğer yükler arasında girişime sebep olurlar.

D.A bileşenlerin besleme sisteminin nötr noktasında üretildiği devrelerde önemli bir problem meydana gelir. Bu durum sistem trafolarının d.a magnetizasyonuna ve nötr iletkeninin aşırı yüklenmesine sebep olur.

Üç faz dengeli sistemlerde, üçün katlarındaki harmonik akımlar yıldız bağlantısının nötr noktasına akacaklardır. Üçün katlarındaki frekans bölgelerinin akışı her bir hatta üç kere olmak üzere sıfır sıralı bileşenlerle aynıdır. Üçün katı frekanslarındaki harmonik akımlar üçgen sargıya doğru akarlar. Fakat bu harmonikler giriş hatları üzerinde meydana gelmezler. Besleme nötr noktası yüke bağlanmıyorsa, hatlarda üçün katı frekanslarda hiç bir harmonik bileşeni meydana gelmez.

Radyo girişimi besleme sistemindeki harmoniklerden daha etkilidir. Çünkü bu durumda tüm sistem bir yüksek frekans alıcısı gibi davranır. Kuplajlı radyo frekans girişimi, güç hatları birbirine paralel iletişim hattı gibi çalıştığı zaman meydana

na gelir.Örneğin elektrikli demiryolu sistemlerinde sinyal kabloları bu tür girişimlerden ekranlanmalıdır.

IV.4. Filtreler

Filtreler bir dalgadaki harmonik bileşeninin değiştirilmesi amacına hizmet eder.Çünkü harmonik bileşenler girişten çıkışa doğrudur.En çok kullanıldığı alanlar,bir doğrultucudan beslenen yük gerilimi dalga şeklinin düzeltilmesi,evirici çıkış dalga şeklindeki harmonik bileşeninin azaltılması,a.a sistemdeki istenmeyen harmonik bileşenlerinin önlenmesi ve radyo frekans girişiminin yok edilmesi.

IV.4.1.Doğrultucu çıkışını düzeltme.

Doğrultucu çıkışını düzeltmek amacıyla düzenlenen bir filtrede bir endüktans ve bir kapasitans bulunur.Endüktans ve kapasitenin bir kombinasyonu şeklinde tasarlanan bir filtrede,endüktans akımı düzleştirmek isterken,kapasitör yük gerilimini sabit tutmak ister.Böylece giriş akımı kare dalga şeklinde olur.

Yük gerilimindeki dalgalanmaları azaltmak amacıyla basit filtrelerden birkaç tanesi arka arkaya kaskat olarak bağlanabilir.Yük gerilimindeki dalgalanma katsayısı tüm alternatif bileşenlerin toplam efektif değerinin ortalama değere bir oranıdır.

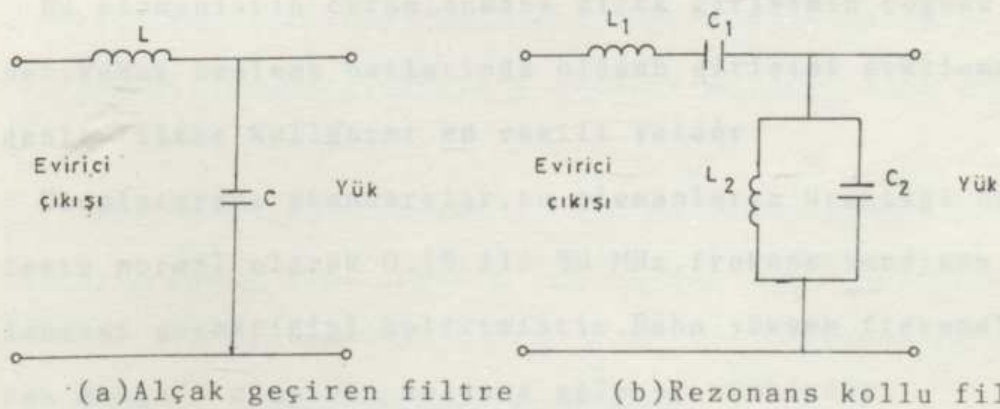
$$\text{Dalgallık katsayısı} = \frac{(V_{1\text{eff}}^2 + V_{2\text{eff}}^2 + \dots + V_{n\text{eff}}^2)^{1/2}}{V_{\text{ort}}} \\ = \frac{(V_{\text{eff}}^2 - V_{\text{ort}}^2)^{1/2}}{V_{\text{ort}}}$$

(V_{eff} =toplam daganın, efektif değeri)

IV.4.2. Evirici çıkışını filtreleme

Eviricilerin ya kare dalga biçimine ya da darbe genişlik modülasyonu yapılmış dalga şekline sahip çıkışları bulunabilir. Bu dalga şekillerindeki harmonik bileşenini zayıflatmak için, harmonik bileşenlerin yolu üzerine bir filtre koymak gerekmektedir ve harmonik bozulma faktörünü %5 lere kadar azaltmak yeterli olmaktadır. Çeşitli filtre tasarımları mevcut olmakla birlikte şekil.4.4 de gösterilen filtreler en çok kullanılanlarıdır. Şekil.4.4(a) da gösterilen basit alçak geçiren LC filtresi yüksüz giriş-çıkış oranına sahiptir. Temel frekansın aşırı katlarını geçiremez.

Şekil.4.4(b) de gösterilen rezonans kollu filtre küçük sıralı harmoniklerin bulunduğu durumlarda daha uygundur. Seri L_1C_1 kolları ve paralel L_2C_2 kollarının her ikisi de evirici çıkış frekansına ayarlanır. Seri kollar temel frekansta sıfır empedansı gösterirler. Fakat daha yüksek frekanslarda sonlu artan empedans gösterirler. Paralel kollar temel frekansta sonsuz empedansa sahiptir. fakat daha yüksek frekanslarda azalan empedans özelliği gösterirler.



Şekil.4.4 İki tip filtre.

IV.4.3. A.A Hat filtreleri

Harmoniklerin doğrultucu yükten a.a sistemine girmesini zayıflatmak amacıyla harmonik filtreleri her hattın nötr noktasına bağlanır.

6 darbeli bir sistemde 5.,7.,11.ve 13. harmonik bileşenlerini bastırmak için ayarlanmış harmonik filtreleri gereklidir.Daha yüksek sıralı harmoniklerde yüksek geçiren bir filtre tasarlanmalı,ancak temel frekansta aşırı kayıp durumundan kaçınılmalıdır.Pratik olarak,genel bir besleme sisteminde frekans sürüklenmesi $\pm$ %2 kadar olmalıdır.Bu nedenle filtreler ya otomatik olarak ayarlanabilir olmalı ya da düşük Q faktörüne sahip olmalıdır.

IV.4.4 Radyo girişiminin bastırılması

Tristör,triyağ gibi tetikleme elemanları radyo frekans bölgesinde harmoniklerin doğmasına sebep olur.İletişim sistemlerindeki radyo frekans girişimleri şunlardan kaynaklanır;

- 1-Elemanların kendilerinden,
- 2-Yükten,
- 3-Ana besleme hattındaki radyasyondan.

Bu elemanların ekranlanması direk girişimin çoğunu yok eder.Fakat besleme hatlarında oluşan girişimi etkilemez.Bu nedenle filtre kullanımı en etkili yoldur.

Uluslararası standartlar,bu elemanların ürettiği harmoniklerin normal olarak 0.15 ila 30 MHz.frekans bandında sınırlandırılması gerektiğini belirtmiştir.Daha yüksek frekanslarda"du-ran dalga" olayının meydana gelmesi mümkündür.

Hatlar arasındaki harmonik gerilimi ,simetrik gerilim ola-

rak, herhangi bir hat ile toprak arasındaki harmonik gerilimi de asimetrik gerilim olarak isimlendirilir.

Besleme uçlarındaki limit 2mV., 5-30 MHz. frekans bandında yük uçlarındaki harmonik gerilim limiti de 10 mV. olarak belirlenmiştir. Bu durumda hatlar arasında ya da hatla toprak arasındaki empedans değeri 150 ohm. dur(7).

IV.5. Reaktif güç

Elektrikli ulaşım sistemlerinde kullanılan, özellikle tetikleme açıları sürekli değişen a.a kıyıcıları, direk çeviriciler ve doğrultucular gibi yarı iletken güç elektroniği devreleri şebekeden reaktif güç çekilmesine sebep olurlar.

Reaktif gücün istenmeyen etkileri şunlardır:

- 1-Motor ve kablolarda ısınma meydana gelir,
- 2-Hatlarda gerilim düşümüne neden olur,
- 3-Trafo üzerinde hayali bir yük yaratarak, kapasitesinin düşmesine neden olur.

Bu nedenle ya reaktif gücün çekilmesini önlemek, ya da güç faktörünü yükseltmek için önlemler almak gerekir.

IV.5.1 Güç faktörünün analizi

α ateşleme açısının tipik bir değeri için dönüştürücü sisteminin güç faktörü, endüktif gerilim düşümü ihmal edilerek,

$$\cos \phi \approx \cos \alpha$$

şeklinde yazılabilir. Fakat direnç ve endüktanstan dolayı komutasyon açısı μ ve gerilim düşümü göz önüne alınırsa, güç faktörü aşağıda görüldüğü gibi $\cos \alpha$ dan daha düşük olacaktır. 6 darbeli bir bağlantı modelinde,

$$V_{da} = 1.35 V_2 \cdot \cos \phi \quad (4.16)$$

$$V_{di} = 1.35V_2 \cdot \cos\alpha \quad (4.17)$$

olur. Fakat $V_{da} = V_{di} \frac{1+\cos\mu}{2}$ dir. (4.18)

Burada V_{di} = boştaki gerilim (yüksüz hal)

V_{da} = d.a gerilimidir.

Yukarıdaki V_{da} ve V_{di} ifadelerini (4.18) denkleminde yerine koyarsak,

$$1.35V_2 \cdot \cos\emptyset = 1.35V_2 \cdot \cos\alpha \frac{1+\cos\mu}{2}$$

veya $\cos\emptyset = \cos\alpha \frac{1+\cos\mu}{2}$ ve $\sin\emptyset = \sqrt{1 - \cos^2\emptyset}$ (4.19)

yazılabilir. Böylelikle beslemeden çekilen reaktif güç ifade-

si $\sqrt{3} \cdot V_2 \cdot I_2 \cdot \sin\emptyset$ VAR. (4.20)

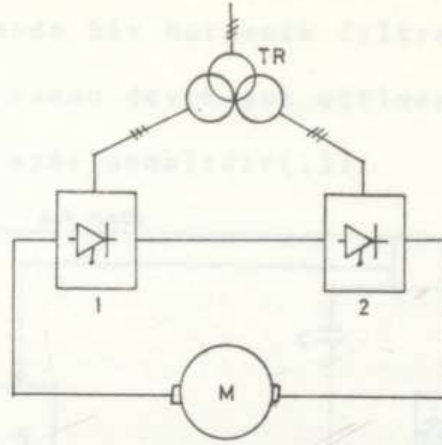
olarak yazılabilir. Eşitlik (4.19) ve (4.20) den şu sonuç çıkarılabilir, $\alpha = 90^\circ$ için güç faktörü çok küçüktür. Reaktif gücün büyük bir kısmı besleme hattından çekilir.

IV.5.2. Reaktif gücün iyileştirilmesi

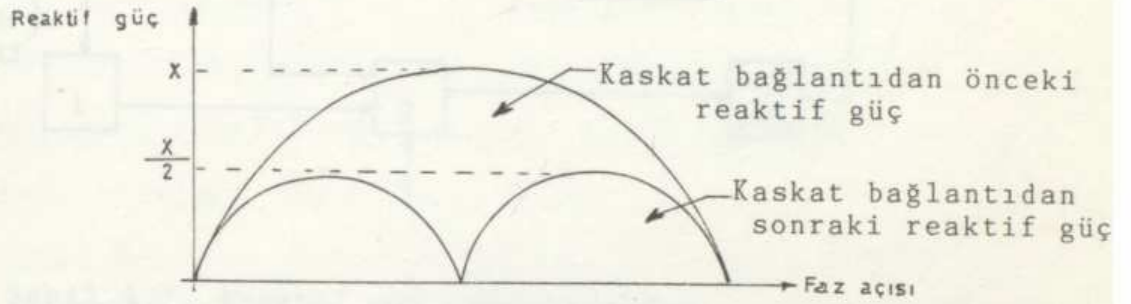
Güç faktörünü iyileştirmek için çeşitli yöntemler vardır. Bunlardan ikisi aşağıdaki gibidir,

1-Kaskat bağlantı;

0° ve 180° lik ateşleme açılarında güç faktörü hemen hemen 1'e eşittir. Bu yöntemde iki tane tristörlü çeviriciyi şekil 4.5'deki gibi seri bağlarız. Bunlardan biri 0° lik bir ateşleme açısında doğrultucu olarak, ikincisi 180° lik bir ateşleme açısında evirici olarak çalışır. İki çevirici de birbirine eşit fakat zıt fazda gerilim üretmektedir. Böylece sistemdeki net gerilim 0 olur. Bu durum tek bir dönüştürücünün 90° lik bir ateşleme açısında çalışma durumuna karşılık düşer. Bu yöntem özellikle küçük hızlarda yüksek güç faktörü elde



Şekil.4.5.Kaskat bağlantı.



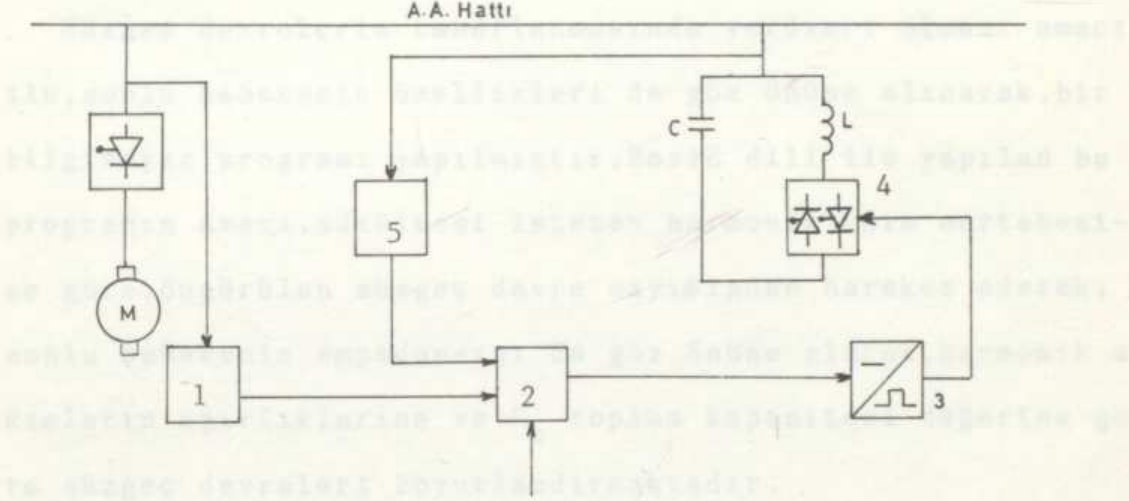
Şekil.4.6.İki çeviricili kaskat bağlantısının reaktif güç diyagramı.

etmekte uygundur.Şekil.4.6 kaskat bağlantılı ve bağlantısız durumlarda çekilen reaktif güçleri göstermektedir.Reaktif gücü daha da iyileştirmek için çok sayıda çevirici,kaskat bağlanabilir.

2-Statik kompanzatörler:

Güç faktörünü yükseltmenin bir yolu da reaktif gücü ayrı bir kaynaktan beslemektir.Statik şönt kompanzatörler kontrol edilebilir reaktif güç kaynaklarıdır.Şekil 4.7`de kapalı çevrim kontrol yöntemiyle bir kompanzasyon devresi görülmektedir.Burada anahtar olarak kullanılan tristörün ateşleme açısı değiştirilerek,beslenen reaktif güç de değiştirilebilir.İhtiyaç duyulan reaktif güç ve beslenen reaktif güç kontrol edici bir elemanda karşılaştırılarak,hata saptanır.Saptanan bu hata aynı zamanda tristörlerin ateşleme açısına kumanda eder.

Bu devre aynı zamanda bir harmonik filtresi olarak da kullanılabilir. Fakat o zaman devre, yok edilmesi gereken harmonik frekansına göre ayarlanmalıdır(15).



Şekil.4.7. Reaktif güç kompanzasyonu.

- 1-İstenen reaktif güç
- 2-Reaktif güç kontrolörü
- 3-Ateşleme devresi
- 4-Tristör anahtar
- 5-Reaktif güç beslemesi.

BEŞİNCİ BÖLÜM

SÜZGEÇ DEVRELERİN BOYUTLANDIRILMASI VE ANALİZİ İÇİN
BİR BİLGİSAYAR PROGRAMI.

Süzgeç devrelerin tasarlanmasında yardımcı olması amacı ile, sonlu şebekenin özellikleri de göz önüne alınarak, bir bilgisayar programı yapılmıştır. Basic dili ile yapılan bu programın amacı, süzülmesi istenen harmonik akım mertebesi-ne göre, öngörülen süzgeç devre sayısından hareket ederek, sonlu şebekenin empedansını da göz önüne alarak, harmonik akımların ağırlıklarına ve C_o toplam kapasitesi değerine göre süzgeç devreleri boyutlandırmaktadır.

Üç süzgeç devrenin bulunması durumunda 3,5 ve 7. harmonik-leri süzmek üzere, Şekil.3.19.dan max. harmonik genlikleri-nin ağırlıklarını sırası ile %65 , %30 ve %5 seçerek, model bir dinamik C devresine ilişkin süzgeç devrelerin boyutlan-dırılması, yukarıda verilen bilgisayar programı ile yapıldı-ğında,

$$C_o = 14,7 \text{ mF}$$

$$Q = 100$$

$$f = 50 \text{ Hz.}$$

$$L = 0.1 \text{ mH, } r = 13.6 \text{ ohm (şebeke)}$$

$N_1 = 0.65$, $N_2 = 0.3$, $N_3 = 0.05$ için aşağıdaki örnek çıkış elde edilir.

```

10 REM "FILTRE DEVRELERİNİN BOYUTLANDIRILMASI VE ANALIZI "
20 RY=0 : IY=0 : ZS=0
30 PRINT "FILTRE DEVRELERİNİN SAYISI" : INPUT N : PRINT "N= " : N
40 DIM L(N), D(N), R(N), RY(N), IY(N), P(N), G(N), SI(N), S(N)
50 PRINT "HANGİ HARMONİKLERİ BASTIRMAYI İSTİYORSUNUZ ?"
60 FOR K=1 TO N : INPUT SI(K) : PRINT SI(K) : NEXT
70 PRINT "CK" : INPUT CK : PRINT "CK= " : CK
80 PRINT "QF" : INPUT QF : PRINT "QF= " : QF
90 PI=22/7
100 PRINT "TEMEL FREKANS" : INPUT FG : WG=2*PI*FG : PRINT "FG= " : FG
110 PRINT "SEBEKE L-R" : INPUT L, R : PRINT "L= " : L : PRINT "R= " : R
120 GOSUB 1000
130 PRINT "EMPEDANS EGRİSİ" : PRINT
140 PRINT "BASLANGIÇ FREKANSI" : INPUT AF : PRINT AF
150 PRINT "KESİM FREKANSI" : INPUT EF : PRINT EF
160 PRINT "ADIM GENİSLİĞİ" : INPUT DF : PRINT DF
170 PRINT "KÜÇÜK ADIM GENİSLİĞİ" : INPUT KS : PRINT KS
180 PRINT "KÜÇÜK ADIM GENİSLİĞİ BÖLGESİ + -" : INPUT DK : PRINT DK
190 F=AF
200 GOSUB 1130
210 RY=0 : IY=0 : W=2*PI*F
220 FOR J=1 TO N
230 P(J)=R(J)^2+(W*L(J)-1/W*C(J))^2
240 RY(J)=R(J)/P(J)
250 IY(J)=(1/W*C(J)-W*L(J))/P(J)
260 RY=RY+RY(J)
270 IY=IY+IY(J)
280 NEXT
290 RN=R/(R^2+W^2*L^2)
300 IN=-W*L/(R^2+W^2*L^2)
310 RY=(RY*RN+IY*IN)/(RN^2+IN^2)
320 IY=(RN*IY-RY*IN)/(RN^2+IN^2)
330 RQ=RY+RN
340 IQ=IY+IN
350 RQ=(RY+RN)/((RY+RN)^2+(IY+IN)^2)
360 IQ=-(IY+IN)/((RY+RN)^2+(IY+IN)^2)
370 ZE=SQR(RQ^2+IQ^2)
380 IF ZS=1 THEN 440
390 IF F>EF THEN 410
400 PRINT F : ZE : F=F+AF : GOTO 200
410 ZS=1
420 FOR I=1 TO N
430 F=SI(I)*FG : GOTO 210
440 RS=RQ*RY-IQ*IY
450 IS=RQ*IY+IQ*RY
460 S(I)=SQR(RS^2+IS^2)*100
470 PRINT "FILTRE BAĞLANTISININ BÜYÜME YETENEĞİ "
480 PRINT "S(" : I : ")=" : S(I) : "%"
490 NEXT
500 STOP
1000 PRINT "HARMONİK GENLİKLERİNİN AĞIRLIĞI "
1010 FOR K=1 TO N : PRINT "S(" : K : ")=" : INPUT G(K) : PRINT G(K) : NEXT
1020 FOR K=1 TO N
1030 C(K)=CK*G(K)
1040 L(K)=1/(SI(K)*WG)^2/C(K)
1050 R(K)=SI(K)*WG*L(K)/QF

```

```

1070 FOR K=1 TO N
1080 PRINT "C( ";K;")=";C(K);"FARAD"
1090 PRINT "L( ";K;")=";L(K);"HENRY"
1100 PRINT "R( ";K;")=";R(K);"OHM" :PRINT
1110 NEXT
1120 RETURN
1130 REM
1140 FOR I=1 TO N
1150 IF F>SI(I)*FG-DK AND F<SI(I)*FG+DK THEN 1190
1160 AF=DF
1170 NEXT:RETURN
1180 RETURN
1190 AF=KS
1200 RETURN

```

FILTRE DEVRELERİNİN SAYISI

```

? 3
N= 3
HANGI HARMONİKLERİ BASTIRMAYI İSTİYORSUNUZ ?
? 3
3
? 5
5
? 7
7
CK
? 1.47E-05
CK= .0000147
QF
? 100
QF= 100
TEMEL FREKANS
? 50
FS= 50
SEBEKE L-R
? .1.13.6

```

L= .1

R= 13.6

HARMONİK GENLİKLERİNİN AĞIRLIĞI

G(1)

?

1LIST 2RUN3LOAD" 4SAVE" 5CONT."LPT" 7TRONTROFFEY DSCREEN

? .65

.65

G(2)

? .3

.3

G(3)

? .05

.05

C(1)= 9.554979E-06 FARAD

L(1)= .1177274 HENRY

R(1)= 1.110001 OHM

C(2)= 4.41E-06 FARAD

L(2)= 9.182737E-02 HENRY

R(2)= 1.443001 OHM

C(3)= 7.35E-07 FARAD

L(3)= .2811042 HENRY

R(3)= 6.184292 OHM

SONUÇ

Bu çalışmada, genel olarak elektrikli ulaşım sistemlerinden, bu sistemlerin besleme şekilleri ve bağlı olarak da tahrik yöntemlerinden bahsedilmiş; uygulanan tahrik yöntemleri günümüzdeki en son gelişmeler de göz önüne alınarak incelenmiştir.

Bu nedenle sistemlerin yapımında ağırlık taşıyan yarı iletken malzemelerin oluşturduğu güç elektronik devreleri getirdikleri yeniliklerle dikkati çekmiştir.

Tahrik yöntemleri güç elektroniğindeki gelişmeler sayesinde çok büyük aşamalar kaydetmiştir. Bu tezin amacı da günümüzdeki son gelişmeleri kapsayan yeni yöntemleri incelemektir. Tüm yeni uygulamalarda olduğu gibi güç elektronik devreleri de üstünlükleri yanında bazı sakıncalar getirmiş, fakat her şeye rağmen bu tezde de vurgulanmak istendiği gibi klasik yöntemlerden daha üstün olduğu sonucuna varılmıştır.

KAYNAKÇA

- (1) Mechanical Engineering, "The emergence of high-speed rail", January, 1984.
- (2) "Elektrikli ulaşım sistemleri ile ilgili son gelişmeler", Ord.Prof.Bedri Karafakioğlu'nun anısına düzenlenen konferansdan, Doç.Dr.Atıf Ural'ın konuşması, 1980.
- (3) "Elektrikli ulaşım da enerji ekonomisi", Prof.Dr.Atıf Ural, Tüyap, 1986.
- (4) "Modern ulaşım sistemleri ders notları", Prof.Dr.A.Ural, 1985.
- (5) "Elektrikli yakın mesafe ulaşım araçlarına özgü tahrik sistemlerindeki son gelişmeler", İTÜD, Cilt 35, Doç.Dr.A.Ural, 1977.
- (6) "Modern yakın mesafe ulaşım sistemleri elektrikli tahrik düzenlerinin incelenmesi, karşılaştırılması ve değerlendirilmesi", Elek.Müh.A.Kasapoğlu, Doktora tezi, 1983.
- (7) Lander, Power Electronics, Mc Grawhill, London, 1981.
- (8) "Alternatif akım kıyıcıları ile reaktif güç kompanzasyonu ve bunun bir direk çeviriciye uygulanması", Dr.müh.Uğur Çeltekliligil, Doçentlik tezi, 1981.
- (9) Fourier yöntemi ile dalga analizi, F.Y.Eralp, 1985.
- (10) "Doğru akım beslemeli, doğru akım elektrik motorlu raylı yakın mesafe elektrikli ulaşım sistemlerinin karşılaştırılması, güç ve genel elektronığın yeri ve önemi", Doç.Dr.A.Ural, Profesörlük tezi. 1981.
- (11) E.D Taylor, Direct current machines, Pitman Publishing Limited, 1980.
- (12) "Güç elektronığı semineri", Doç.Dr.Cemil Arıkan, 1980.

- (13)"Modern yakın mesafe elektrikli ulaşım sistemlerinde en modern tahrik düzenlerinin güç elektroniği açısından değerlendirilmesi",Elek.Müh.Serap Acar, 1987.
- (14)Power semiconductor drive,S.B Dewan-G.R Slemon-A.St-aughen,1984.
- (15)Thyristors,R.K.Sugandhi-K.K.Sugandhi,1981.
- (16)Doç.Dr.Tamer Kutman'ın ders notları,1986.
- (17)"Sincap kafesli asenkron motorlarda hız kontrolü",Doç.Dr.T.Kutman,Kaynak dergisi,1986.
- (18)"Elektrik motoru ile tahrik",Prof.K.Halıcı,1974.
- (19)"Güç elektroniğine giriş",Prof.R.Gülgün,1980.
- (20)Prof.B.Çetin,Ders notları.
- (21)Power electronics and ac drives,B.K.Bose,1986.
- (22)Static Converters,Siemens,1985.

ÖZGEÇMİŞ

1959 yılında Kocaeli'nde doğdu.1977'de İzmit Lisesi matematik bölümünden mezun oldu.Aynı yıl,o zamanki adıyla Kocaeli Devlet Müh. ve Mim. Akademisi Elektrik bölümüne girdi. 1982 yılı şubat ayında iyi derece ile mezun oldu.1983 yılı şubat ayında yeni adı Y.Ü. Kocaeli Müh. Fakültesi olan aynı okulun Elektrik Müh. bölümünde Araş.Gör. olma hakkını kazandı.1984 nisan ayında ise adı geçen fakültede göreve başladı. Aynı zamanda Marmara Üniversitesi Fen Bilimleri enstitüsünün açtığı sınavı kazanarak elektrik müh. bölümünde Yüksek Lisans eğitimine başladı.1985 şubatında bu okuldan Yıldız Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsüne geçiş yaptı.Fark dersleri de alarak 1986 şubatında tez çalışmasına geçti.Halen Yıldız Üniversitesi Kocaeli Müh.Fakültesi Elektrik Müh.bölümü Elektrik Tesisleri Ana Bilim dalında araştırma görevlisi olarak çalışmaktadır.

Yabancı dili İngilizcedir.Evli ve bir çocuk annesidir.

