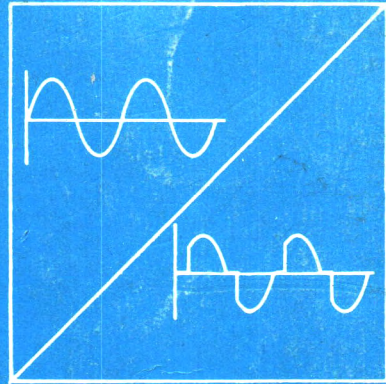
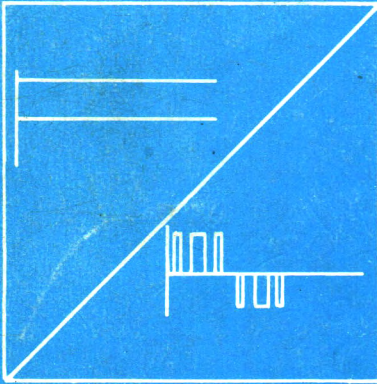
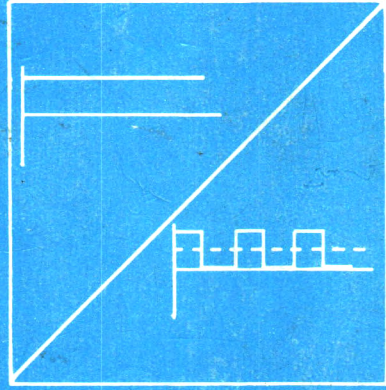
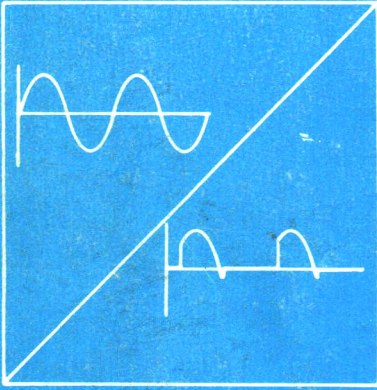


TMMOB
ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI
TRABZON BÖLGE TEMSİLCİLİĞİ

GÜÇ ELEKTRONİĞİ

semineri



16-22 EKİM 1989

KTÜ - TRABZON

yayın no. 1

GÜÇ ELEKTRONİĞİ
Mesleki Eğitim Semineri

TMMOB
Elektrik Mühendisleri Odası

KTÜ
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

16 - 21 Ekim 1989

Düzenleme Kurulu :

Y.Müh. Yakup AYDIN (EMO)
Y.Müh. Salih BEŞLİ (EMO)
Doç.Dr. Güven ÖNBİLGİN (KTÜ)
Doç.Dr. A.Öğuz SOYSAL (KTÜ)
Y.Doç.Dr. Cemil GÜRÜNLÜ (KTÜ)
Arş.Gör.Y.Müh. Abdullah SEZGİN (KTÜ)
Arş.Gör.Y.Müh. İrfan ŞENLİK (KTÜ)

Ö N S Ö Z

Güç elektroniği, elektrik mühendisliğinin sürekli ve hızlı gelişmeler gösteren alanlarından biridir. Bu seminer, Elektrik Mühendisleri Odası ve Karadeniz Teknik Üniversitesinin işbirliği ile, mesleklerinde konu ile ilgilenen elektrik mühendislerinin bilgilerini tazelemek ve kendilerine yenilikleri aktarmak amacıyla düzenlenmiştir. Bu kitapta yer alan bildiriler, Seminerin kuramsal bölümünü oluşturmaktadır. Bildirilerin herbiri kendi içinde bir bütün olmakla birlikte, birbirini izleyecek ve tamamlayacak biçimde hazırlanmıştır. Böylece, seminere katılma olanağı bulamamış olan meslektaşlarımızın ve elektrik mühendisliği öğrencilerinin yararlanabileceği bir başvuru kitabı niteliğini taşımasına çalışılmıştır. Bununla birlikte, günümüzde çok büyük bir bilgi birikimine sahip olan ve geniş bir uygulama alanını kapsayan güç elektroniği konusunda "eksiksiz" olmak gibi bir iddiamız yoktur. Bu açıdan sayın meslektaşlarımızın yapıcı katkı ve eleştirilerini bekler şimdiden teşekkür ederiz.

Kitaptaki şekilleri büyük bir sabır ve titizlikle çizen Müh. Ali Nazmi KÜÇÜK ve Müh. Atilla KESİMAL'a; bildirileri daktilo eden Birgül HANECİ ve Orhan TOPSAKAL'a ve zamanlarından özveride bulunan tüm yakınlarımıza en içten teşekkürlerimizi sunarız.

Düzenleme Kurulu

Trabzon, 21.9.1989

İ Ç İ N D E K İ L E R

1. GÜÇ ELEKTRONİĞİ TEMEL İLKELERİ VE GÜÇ YARIİLETKENLERİ Dr.A.Öğuz SOYSAL	1
2. DOĞRULTUCULAR Y.Müh.Abdullah SEZGİN	15
3. DEĞİŞKEN GERİLİM KIYICILAR Dr.Cemil GÜRÜNLÜ	67
4. ÇEVİRİM ÇEVİRİCİLER Müh.Muammer ÜZDEMİR	91
5. DOĞRU GERİLİM KIYICILAR Dr.Güven ÖNBİLGİN - Y.Müh.İrfan ŞENLİK	105
6. EVİRİCİLER Y.Müh.İrfan ŞENLİK	125
7. TETİKLEME VE DENETİM DÜZENEKLERİ Y.Müh.Abdullah SEZGİN - Y.Müh.İrfan ŞENLİK	189
8. GÜÇ ELEKTRONİĞİ VE MİKROİŞLEMCİLER Dr.Güven ÖNBİLGİN	207
9. GÜÇ ELEKTRONİĞİ UYGULAMALARI Dr.A.Öğuz SOYSAL	223
10. GÜÇ ELEKTRONİĞİ DEVRELERİNİN BİLGİSAYAR DESTEKLİ TASARIMI Dr.Güven ÖNBİLGİN - Y.Müh.İrfan ŞENLİK	263

güç elektroniği temel ilkeleri ve güç yarıiletkenleri

ÖZET

Bu yazıda güç elektroniği devrelerinde kullanılan yarıiletken elemanlar temel özellikleriyle tanı-tılmıştır. Bu elemanların özeğrileri ile birbirine göre üstünlük ve sakıncaları verilerek kulla-nım alanları kısaca tartışılmıştır.

Dr. A. Oğuz SOYSAL

1. GİRİŞ

Güç elektroniği devreleri, en genel anlamda, elektriksel gücün denetimi için kullanılan elektronik düzeneklerdir. Bu devrelerde amaç gücü denetlemek olduğundan, verimlilik büyük önem taşır. Bu yüzden, güç elektroniğinde anahtar biçiminde çalışan elemanlardan yararlanılmaktadır. Yarıiletken elemanlar geliştirilmeden önce, güç devrelerinde uzun bir süre "cıva buharlı doğrultucular" kullanılmıştır. Yarıiletken teknolojisinin gelişmesiyle bu elemanlar yerlerini hızla yarıiletkenlere bırakmıştır. Bugün kullanılan temel yarıiletken güç elemanları şunlardır:

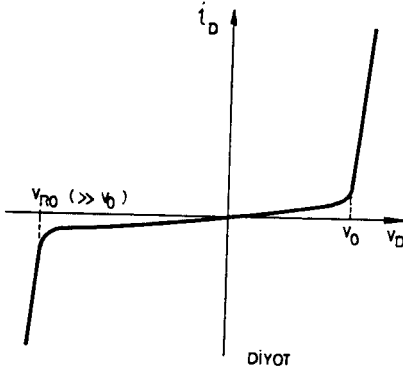
- Diyot
- Tristör
- Triyak
- Transistör
- MOSFET

Bu yazıda, yukarıda sayılan elemanların çalışma özellikleri ve genel karakteristikleri ana hatlarıyla incelenecektir. Güç devrelerinin tasarımı bu elemanların davranışlarının bilinmesi büyük önem taşır. Günümüzde kullanılan güç elemanlarında yarıiletken olarak "silisyum" dan yararlanılmaktadır. Elemanlardan herbirinin çalışması, mikroskopik düzeyde, kristal yapıdaki atomlar arasında elektron alışverişine dayanan karmaşık süreçlerin sonucudur. Burada elemanların katı hal fiziğine girmeden, devre açısından önemli olan uç bağlantıları ve genel davranış özellikleri gözönüne alınacaktır.

2. DİYOT

Yarıiletken diyot elemanı temelde bir P-N birleşiminden oluşmaktadır. Devre elemanı olarak diyot, sadece bir tek yönde akım geçirebilen, doğrusal olmayan bir iki uçludur. Tipik bir diyot akım-gerilim özgeğrisi Şekil 1'de verilmiştir. Diyot uçlarındaki gerilimin artı değerli olduğu sağ yarı düzleme "iletim bölgesi", eksi değerli olduğu sol yarı düzleme ise "tıkama bölgesi" adı verilir. İletimdeki bir diyot, doğrusal olmayan direnç elemanı gibi davranır. Özgeğriden görüleceği gibi, diyodun üzerinden akım akabilmesi için artı kutuplanmış uç geriliminin belli bir eşik değerinden büyük olması gerekir. Bu eşik değeri silisyum için 0.6-0.8 V dolayındadır. Ters

yönde kutuplanmış bir diyodun üzerinden, anma akımına göre çok küçük düzeyde bir "sızıdırma akımı" akar. Ters yöndeki uç gerilimi belli bir düzeyin üzerine çıkartıldığında sızıdırma akımının birden çok fazla arttığı gözlenir. "Zener bölgesi" adı verilen bu bölgede bir güç diyodunun çalışması olanaksızdır. Dolayısıyla diyoda ters yönde uygulanabilecek en büyük gerilim, zener gerilimi olacaktır. Bununla birlikte, en büyük ters gerilim güvenli bir çalışma gözönünde bulundurularak kataloglarda verilir. Bugün 5000 V ve 2000 A anma değerleri olan yarıiletken diyotlar yapılmaktadır. Güç diyotları uygulamada genellikle denetimsiz ve yarı denetimli köprü devrelerinde doğrultucu olarak, denetimli motor sürücü düzeneklerde boşluk diyodu olarak ya da denetimli devrelerde yardımcı eleman olarak kullanılır.



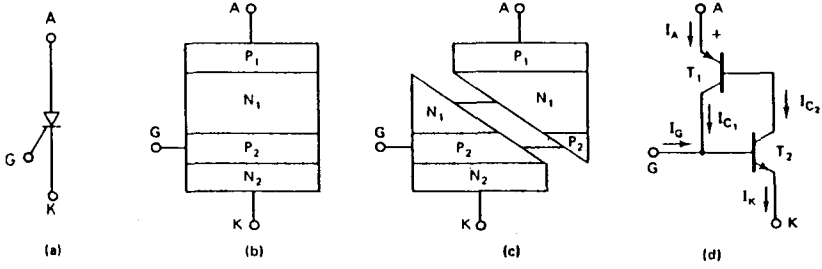
Şekil-1 Diyot özgeğrisi

3. TRİSTÖR

Tristör, güç elektroniği devrelerinde en çok kullanılan denetim elemanıdır. "SCR" (Silicon Controlled Rectifier) olarak da anılan tristör, temelde sırayla P-N-P-N türü katkılılandırılmış dört yarıiletken tabakadan oluşur. Devre elemanı olarak bakıldığında tristör, bir "üç uçlu" dur. Bu uçlar, anot, katot ve kapı olarak adlandırılır.

Tristörün çalışması "iki transistörlü model" yardımıyla açıklanabilir. Şekil 2'de tristörün devre gösterilimi eklem yapısı ve iki transistörlü eşdeğeri gösterilmiştir. Burada T_2 transistörünün kollektör akımı, T_1 transistörünün baz akımıdır. Transistörlerin uygun kutuplanmış olması koşuluyla eğer T_2 'nin bazına I_G kapı akımı uygulanırsa bu transistör ilettime geçer ve I_{C2} kollektör akımı akar. Bu, T_1 in ilettime geçmesi ve I_{C1} in yükselmesi

anlamına gelir. Böylece zincirleme bir süreç oluşur ve sonunda her iki transistör de doymaya gider. Böylece tristörün anot-katot uçları arasında iletim sağlanmış olur.



Şekil-2 Tristörün eklem yapısı ve iki transistörlü eşdeğeri.

Devredeki her iki transistör için aşağıdaki bağıntılar yazılabilir:

$$I_{C1} = \alpha_1 I_A + I_{CBO1} \quad (1)$$

$$I_{C2} = \alpha_2 I_K + I_{CBO2} \quad (2)$$

$$I_K = I_A + I_G \quad (3)$$

Burada α_1 ve α_2 transistörlerin ortak baz durumunda akım kazançları, I_{CBO1} ve I_{CBO2} ise her bir transistörün kaçak akımlarıdır. Yukarıdaki bağıntıları birleştirerek,

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_G + I_{CBO1} + I_{CBO2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (4)$$

elde edilir.

Silisyumlu transistörlerin yapısal özelliklerinden dolayı, küçük emetör akımları için α değeri oldukça küçüktür, fakat emetör akımının artmasıyla α da hızla artar. $I_G = 0$ için $\alpha_1 + \alpha_2$ sifıra yakındır ve I_A akımı, her iki transistör için tanımlanan kaçak akımların toplamı düzeyindedir. Başka bir deyişle, tristör tıkamadadır. Herhangi bir yolla T_1 ve T_2 transistörlerinin emetör akımları artırılacak olursa, α_1 ve α_2 artacak ve $\alpha_1 + \alpha_2$ toplamı bir'e yaklaşacaktır. (4) bağıntısından görüleceği gibi,

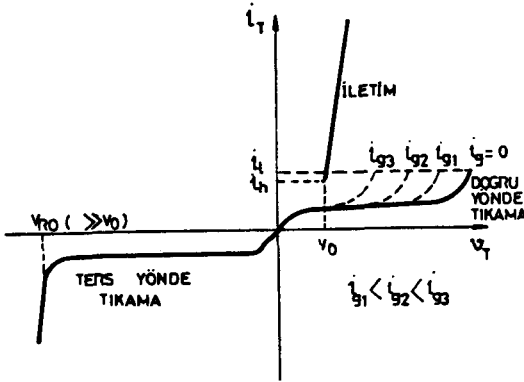
bu durumda I_A akımı sonsuza gider. Ancak, dış devredeki yük, akım değerini sınırlandıracağı için I_A sonlu kalacak ve tristör ilettime geçmiş olacaktır. Öte yandan, açıkça görüleceği gibi, iletim durumu gerçekleştikten sonra artık I_G akımının olması ya da olmaması koşulları değiştirmeyecek ve tristör iletimde kalacaktır. Tekrar tıkanma için, herhangi bir biçimde transistörlerin emetör akımlarını sıfır yapmak gereklidir.

Tristörlerin ilettime geçirilebilmesi için başlıca aşağıdaki yollar düşünülebilir.

- Kapı akımı uygulanması: Anot ve katot doğru yönde kutuplanmışken kapı ucundan bir akım verilmesiyle transistörlerin emetör akımlarını artırmak, dolayısıyla tristörü ilettime geçirmek olanağı vardır.
- Uç geriliminin artırılması: Tıkalı bir tristörün anot katot gerilimi iletim yönünde artırılacak olursa, transistörlerin kaçak akımlarının belli bir değerin üzerine çıkmasıyla zincirleme süreç başlatılabilir. Böylece, her iki transistör doymaya gider ve tristör ilettime geçirilmiş olur.
- Gerilimin hızlı değişimi: Anot-katot gerilimi, gene iletim yönünde olmak koşuluyla çok hızlı değiştirilirse, ortadaki eklem sığacı üzerinden $i = C.dv/dt$ akımı akar ve bu akım yeteri kadar büyükse tristörün ilettime geçmesini sağlayabilir.
- Isıl etki: Eklem sıcaklığının artmasıyla transistörlerin kaçak akımının artacağı ve bazı durumlarda tristörün ilettime geçmesine yol açabileceği açıkça görülmektedir. Ancak bu durum genellikle istenmeyen çalışma koşullarının sonucunda oluşur ve devrenin çalışmasını olumsuz yönde etkiler.
- Işık etkisi: Transistörlerde olduğu gibi tristörlerde de fotoelektrik etki ile elektron hareketleri başlatılabilir. Tristörü ışık etkisiyle ilettime geçirme olanağı kuramsal olarak bulunmakla birlikte çok özel uygulamaların dışında pek kullanılmamaktadır. Son yıllarda geliştirilen ışık tetiklemeli tristörler yüksek doğru gerilimle enerji iletimi (HVDC) sistemlerinde uygulama alanı bulmuştur.

Tristörün akım-gerilim özgeçirisi Şekil 3'te verilmiştir. Uç büyüklüklerine ilişkin önemli nokta ve çalışma bölgeleri şekil üzerinde görülebilir. Tristör iletim yönünde kutuplanmışken farklı kapı akımları için farklı anot-katot gerilimlerinde ilettime geçmektedir. Kapı akımının sıfır olması

durumunda iletme geçme gerilimi, "ileri yönde kırılma gerilimi" olarak adlandırılabilir. İletime geçmiş bir tristör diyotta olduğu gibi, doğru-sal olmayan direnç özelliği gösterir. İletimdeki tristörün kapı akımı sıfır olsa da iletim durumu devam eder. Ancak bu durumda tristörün içinden geçen akım belli bir değerin altına indirildiği takdirde tristör iletim durumunu koruyamaz ve tıkamaya gider. Bu akım değerine "tutma akımı" denir. Tristörün ters yöndeki özeğrisi ise diyodunkiyle aynıdır.

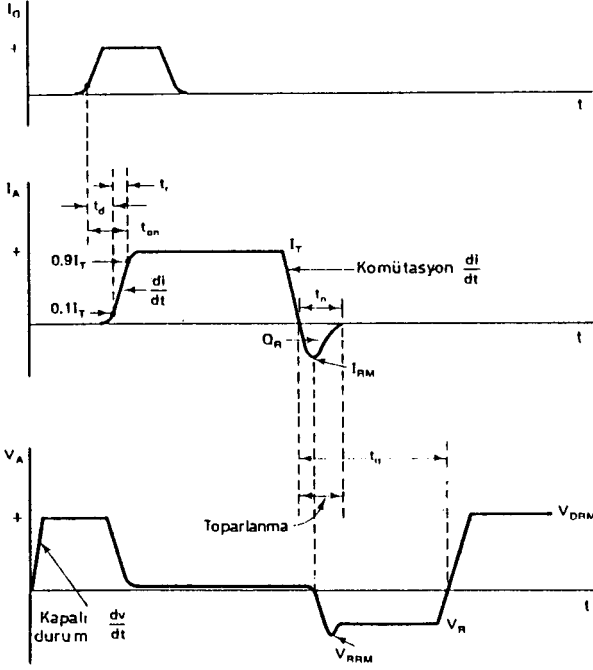


Şekil-3 Tristör zeğrisi

G devrelerinin tasarımında tristörlerin akım-gerilim zeğrilerinin yanısıra anahtarlama özellikleri de önem taşır. Şekil 4 bir tristörün iletme geçme ve tıkanma süreçlerinde akım ve gerilim değişimlerini göstermektedir. Başlangıçta tıkalı olan bir tristöre gerilim uygulandığında bu gerilimin yükselme hızı tristörün istenmeden iletme geçmesine yol açacak kadar büyük olmamalıdır. Şekilden, kapı akımının uygulanmasıyla anot akımının akmaya başlaması arasında belli bir gecikme olduğu görülmektedir. Bu gecikme normal olarak nanosaniyeler düzeyindedir. İletime başladıktan sonra tristörün tekrar tıkamaya götürülmesi için aşağıdaki koşulların sağlanması gerekir.

- Uç geriliminin $V_{AK} \leq 0$ olması,
- Akımın tutma akımından kk olması,
- Yukarıdaki gerilim ve akım koşullarının tıkamaya gitme süresi (t_q) boyunca geçerli kalması.

Tristörün tıkanma süreci, eklemlerdeki azınlık taşıyıcılarının durumu, sıcaklık, akım, gerilim koşulları gibi birçok etkene bağlıdır ve t_q tıkanma süresi mikrosaniyeler düzeyindedir.



Şekil-4 Tristörün anahtarlama koşullarında davranış özellikleri.

Normal çalışma koşullarında tristör ya iletimde ya da tıkamada kalacaktır. İletim durumunda tristör uçlarındaki gerilim, tıkamada ise tristör akımı çok düşük bir düzeydedir. Tristör üzerinde harcanan $p = v_a \cdot i_a$ gücünün küçük olması, tristörlü devrelerin oldukça yüksek verimle çalışmasını sağlamaktadır.

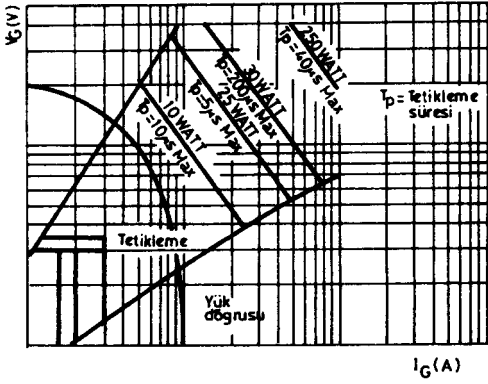
Bununla birlikte, sürekli çalışmada tristör üzerinden akan akım eklemlerdeki sıcaklığın artmasına yol açar. Bu sıcaklık tristörün gövdesine iletılarak oradan dış ortama verilir. Tristörün soğutma koşullarına bağlı olarak, denge durumunda eklemlerde belli bir ortam üstü ısınma kaçınılmazdır. Eklemlerin sıcaklığı; kaçak akım, kırılma gerilimi ve çalışma güvenilirliği üzerindeki olumsuz etkileri yüzünden sınırlı kalmak zorundadır. Dolayısıyla

belli yükleme koşullarında güvenilir bir çalışma için tristörün dış gövdesinin sıcaklığının da belli bir sınırın altında kalması istenir. Bu sınır, tristörden geçen akımın etkin değerinin ve iletim/tıkama oranının ters fonksiyonudur. Öte yandan silisyum tabakalarla dış devre arasında bağlantıyı sağlayan uçlarda ortaya çıkan sıcaklık nedeniyle belli bir maksimum akım değerine izin verilebilir. Bu etkenler gözönünde tutularak belirlenen anma akımı, aşırı yük ve arıza koşullarında izin verilen i^2t değeri ve darbe akımı tristör kataloglarında verilmektedir.

Yukarıda sözü edilen anma değerleri, tristörün iletimde ya da tıkamada olması koşullarında geçerlidir. İletime geçme ve tıkanma sürecinde kayıpların artacağı ortadadır. Ancak bu süreler tristörün iletimde ya da tıkamada kaldığı sürelerin yanında çok küçük ise bu ek kayıplar gözardı edilebilir. Yüksek frekansta kullanılan veya çok sık aralıklarla iletime tıkamaya geçirilen tristörlerde toplam kayıpların daha fazla olacağı gözönünde bulundurulmalıdır. Yüksek frekanslı uygulamalarda anahtarlama kayıplarıyla ilgili veriler darbe başına watt-saniye olarak verilir. Dolaşısıyla anahtarlama frekansı biliniyorsa ortalama kayıp enejî bulunabilir.

Tetikleme devrelerinin tasarımında, tristörün kapı ucuna ilişkin özelliklerin bilinmesi önem taşır. Tristörleri iletime geçirmede en çok uygulanan yol, kapıdan akım akıtmaktır. Açıkça görüleceği gibi, bu bir doğru akım veya darbe olabilir. Bununla birlikte, güvenilir çalışma sağlamak ve iletime geçme anını daha kesin biçimde belirlemek açısından kapıya darbe ya da darbe dizisi uygulayarak tetikleme daha uygun olmaktadır. Şekil 5 bir tristör katalogundan alınan kapı tetikleme özgeçirilerini göstermektedir. Görüleceği gibi, kapı darbesinin genliği darbe genişliği ile de ilgilidir. Tristörün uygun bir biçimde tetiklenebilmesi için tetikleme işaretinin önerilen sınırlar içinde olması gerekir.

Yukarıda kısaca anlatılan tristörler, anahtar biçiminde çalışmalarda sağladıkları üstünlükler sayesinde geniş uygulama alanı bulmuştur. Anot akımının kendiliğinden sifıra indiği alternatif akım uygulamalarında tristörler "doğal aktarımlı" olarak çalışır, başka bir deyişle tıkama koşullarını sağlamak üzere ek bir düzeneğe gerek duyulmaz. Buna karşın, evirici, doğru gerilim kıyııcı gibi devrelerde tristörlerin tıkamaya götürülmesi için özel

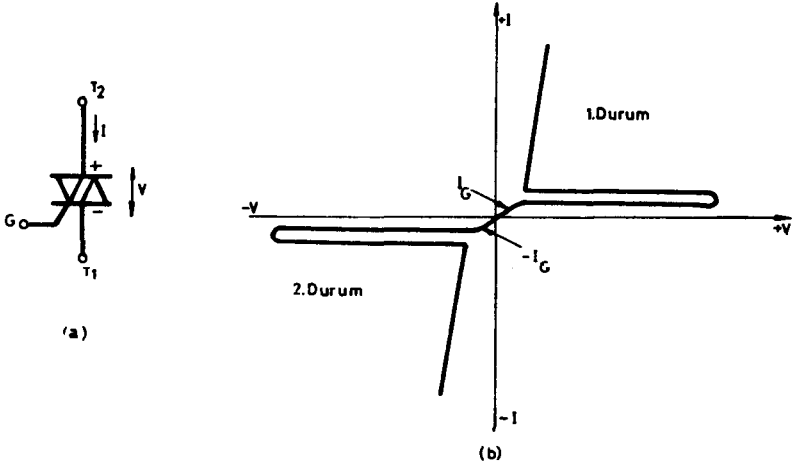


Şekil-5 Tristör tetikleme özegrileri

önlemler alınması gerekir. "Zorunlu aktarım" olarak adlandırılan bu çalışma biçimi daha ilerideki bölümlerde açıklanacaktır. İletimdeki tristörü zorunlu aktarımla susturmak için çeşitli yöntemler vardır. Bu sorunları ortadan kaldırmak amacıyla son yıllarda kapısından susturulabilen tristörler (GTO) geliştirilmektedir. Bunun yanısıra, küçük ve orta güçlerde güç transistörü ve MOSFET gibi seçeneklere de başvurulmaktadır.

4. TRİYAK

Triyak, paralel bağlanmış zıt yönde iki tristör gibi düşünülebilir. devrelerdeki işlevi açısından da bu benzetme uygun düşmektedir. Ancak, triyak'ın eklem yapısı zıt-paralel iki tristörün eklem yapısından daha karmaşıktır. Triyak'a ilişkin akım-gerilim özegrisi Şekil 6'da verilmiştir. Bu özegrilerden görüleceği gibi, triyak I ve III çeyrek düzlemlerde iletimde çalışabilir. I. bölgede artı darbeye, III. bölgede eksi darbeye tetiklenen triyaklar olduğu gibi her iki bölgede de artı kapı darbesiyle tetiklenen türü de vardır. Triyak, bir tristör çiftine göre daha ekonomiktir. Bununla beraber göreceli olarak dv/dt özelliği kötü, kapı duyarlılığı zayıf ve tıkanmaya gitme süresi uzun olduğundan çoğu uygulamada tristör çiftinin kullanılması tercih edilir.

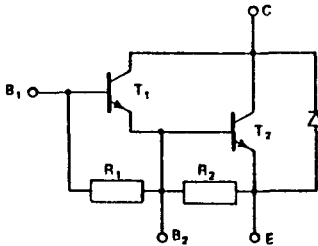


Şekil-6 Triyak özegrısı.

5. GÜÇ TRANSİSTÖRÜ

Güç transistörleri, yüksek frekanstaki üstünlükleri, doğru akımda zorunlu aktarım sorununun bulunmayışı ve sağladıkları ekonomi nedeniyle küçük ve orta güçlerde tristörlere seçenek olarak yaygın uygulama alanı bulmaktadır. Buna karşılık, güç transistörleri, iletimde kalabilmeleri için sürekli baz akımına gerek gösterirler. Ayrıca, ters yönde gerilime dayanımları oldukça düşük olduğundan kullanım alanları DA gerilim kıyıcı ve evirici devreleriyle sınırlıdır.

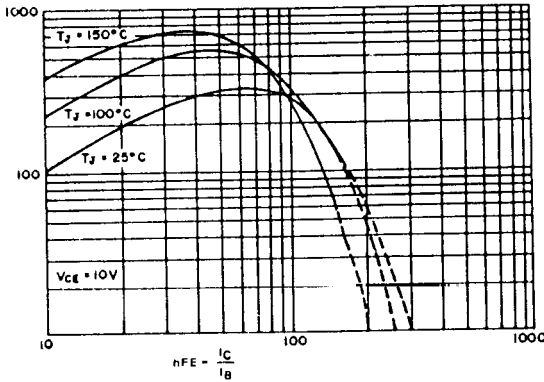
Güç transistörlerinin akım kazançları küçük olduğundan genellikle büyük akım değerleri için Darlington bağlantısı kullanılır (Şekil 7). Şekilde görüleceği gibi, Darlington devresi iki transistörün ardarda bağlanmasıyla oluşur ve böylece ortak emetör DA akım kazancı h_{FE} büyütülmüş olur. Şekilde verilen devrede ters yönde kutuplamaya karşı ters iletim diyodu yerleştirilmiştir.



Şekil-7 Darlington bağlantısı

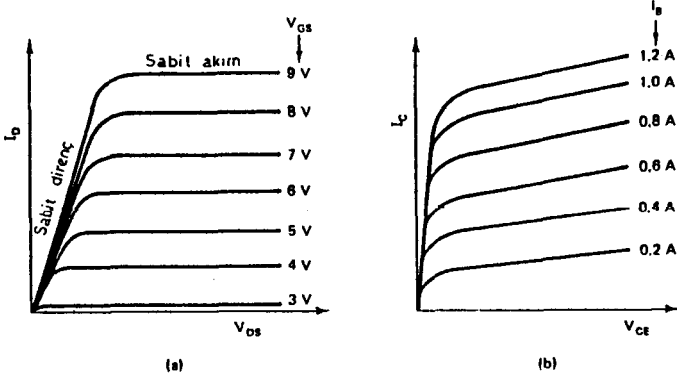
Güç transistörlerinin önemli anma değerleri, kollektör akımı ve kollektör-emetör gerilimi ile ilgili sınırlardır. Kollektör akımı için iki değer söz konusudur: Birincisi, sürekli DA (I_{DC}) değeri, öteki ise I_C max tepe değeridir. Bu akımlar, izin verilen maksimum eklem sıcaklığına bağlıdır. I_{DC} değeri transistörün iletimde ve kesimde kaldığı sürelerin oranına bağlı olarak artırılabilir. Ayrıca, tek ve tekrarlanmayan aşırı akım darbeleri için izin verilen tepe değer daha yüksektir. Kollektör-emetör gerilimine ilişkin anma değeri, V_{CEO} baz ucu açık iken transistörün iletime geçmesine yol açan en büyük gerilim değeridir.

Güç transistörlerinde doğru akım kazancı $h_{FE} = I_C/I_B$ oranıyla tanımlanır. Bu değer geniş ölçüde kollektör akımına bağlıdır. Şekil 8'de doğru akım kazancının kollektör akımıyla değişimi gösterilmiştir. h_{FE} kollektör akımının küçük değerleri için küçüktür. Önce I_C ile artar, bir tepe değerden geçtikten sonra düşmeye başlar. Bu nedenle, tasarımda kollektör akımının alacağı değer gözönünde tutulmalı ve baz devresi en kötü koşullarda güvenilir bir çalışma sağlamak üzere boyutlandırılmalıdır.



Şekil-8 Doğru akım kazancının kollektör akımıyla değişimi

Güç devrelerinde kullanılan transistörler çoğunlukla anahtarlama biçiminde çalıştığından, iletime geçme süresi ve kesime gitme süresi tasarımda gözönünde tutulması gereken önemli büyüklüklerdir. Özellikle yüksek frekanslı uygulamalarda bu süreler ayrıca önem taşır. Öte yandan anahtarlama süreci boyunca gelişen karmaşık geçici olaylar sırasında eklemelerde bölgesel "aşırı sıcak nokta" lar oluşmakta, bu da bazı durumlarda elemanın arızalanmasına yol açmaktadır. Bu olaylar özellikle endük-



Şekil-10 MOSFET ve bipolar transistöre ilişkin statik özeğriler.

MOSFET'lerde iletim kayıplarının büyük olmasına karşın anahtarlama kayıpları ihmal edilecek kadar küçüktür. Bu elemanın azınlık taşıyıcılarına bağlı bir gecikme süresi yoktur ve toplam anahtarlama süresi sadece; $C_{ISS} = C_{GS} + C_{GD}$ olarak tanımlanan küçük değerli giriş sığasının dolması ve boşalması ile ilgilidir. Bu özellikler, MOSFET'lerin daha çok yüksek frekanslı güç uygulamalarında tercih edilmelerine neden olmaktadır.

7. SONUÇ

Günümüzde güç elektroniği devrelerinde en çok kullanılan yarıiletken elemanlar diyot, tristör, triyak, transistör ve MOSFET' dir. Diyodun dışındaki tüm elemanlar denetim olanağı bulunan üç uçlulardır. Bu elemanların genel özelliği anahtarlama biçiminde çalışmalarını ve verimlerinin oldukça yüksek oluşudur. Büyük güçlü denetim düzeneklerinin değişmez elemanı tristördür. Bununla birlikte küçük güçlerde, özellikle zorunlu aktarımın getirdiği sorunlar yüzünden evirici ve DA gerilim kıyıcı türü düzeneklerde transistör, GTO ve MOSFET kullanılması daha ekonomik olmaktadır.

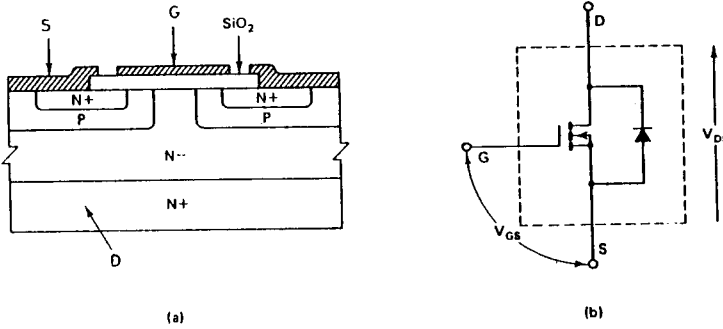
8. KAYNAKLAR

1. BOSE, B.K., "Power Electronics and AC Drives", Prentice-Hall, 1986.
2. GENERAL ELECTRIC, "SCR Manual", 1978.

tif yük akımlarının kesilmesinde daha ciddi bir sorun oluşturur. Böyle bir bölgesel sıcaklık artışını elemanın dış soğutması da önleyemez. Buna karşı imalatçı kataloglarında "güvenli çalışma bölgesi" (safe operating area) belirtilmiştir.

6. MOSFET

MOSFET'ler yarıiletken güç elemanı olarak küçük güçlü ve yüksek frekanslı uygulamalarda kullanılmaktadır. NMOS türünde bir MOSFET'in eklem yapısı ve devre gösterilimi Şekil 9'da verilmiştir. Öteki denetimli elemanlarda olduğu gibi MOSFET de üç uçlu bir devre elemanıdır. Bu uçlar "drain", "source" ve "gate" olarak adlandırılır. NMOS durumunda gate ile source arasına artı değerli bir gerilim uygulandığı takdirde drain ucundan source ucuna akım akması sağlanmış olur. MOSFET'lerde gate devresinin empedansı çok büyüktür. Bu da, CMOS ve TTL lojik devrelerle doğrudan doğruya sürülmelerine olanak verir.



Şekil-9 MOSFET'in yapısı ve devre gösterilimi

Şekil 10'da MOSFET ve bipolar transistörün statik özgeğirileri karşılaştırma amacıyla verilmiştir. Gate devresinin 2-4 V arasında bir eşik değeri vardır. Bu değer altında gate devresinden çok küçük bir akım akar. Eşik değerinin üzerinde V_{GS} gerilimleri için özgegride iki bölge ayırde edilir. Bunlar, "sabit direnç" ve "sabit akım" bölgeleridir. Sabit direnç bölgesinde tanımlanan R_{DS} iletimdeki MOSFET'in üzerinde oluşacak gerilim düşümünü belirler. Bu parametre eklem sıcaklığının artmasıyla daha büyük değerler alır. Öte yandan gerilim anma değeri büyük olan MOSFET'lerde R_{DS} değeri de daha büyüktür.

ÖZET

Bu bölümde, doğrultucu devreler hakkında genel bilgiler ve tanımlar verildikten sonra değişik bağlantı biçimli devreler bir fazlı ve üç fazlı doğrultucular adı altında iki grupta incelenmiştir. Devrelerin çalışma ilkelerine yükün etkisini göstermek amacıyla farklı yükleri besleyen doğrultucu devrelerin çalışma ilkeleri ve dalga biçimleri ayrı ayrı verilmiştir.

Y. Müh. Abdullah SEZGİN

1. GİRİŞ

1.1. GENEL

Bu bölümde değişken gerilim girişli, doğru gerilim çıkışlı devreler incelenecektir. Doğrultucu devrelerde genellikle diyot ve tristör gibi yarıiletken devre elemanları kullanılmaktadır. Bilindiği gibi diyotların anot-katot gerilimlerinin sıfırdan büyük olması ($V_{AK} > 0$) koşulu sağlandığında ilettime girmesine karşın, tristörlerin ilettime girebilmeleri için bu koşula ek olarak yeteri büyüklükte kapı darbesine gereksinim vardır. Bir başka deyişle, diyotlar üzerinde düşen gerilimin anlık değerine göre ilettime girerler, oysa tristörler dışarıdan uygulanacak ayrı bir denetim işareti ile ilettime sokulurlar ve bu nedenle denetlenebilir elemanlardır.

Gerilim koşulunun sağlandığı ve böylece diyodun kendiliğinden ilettime girdiği an, doğrultucularda "Doğal Ateşleme Noktası" olarak adlandırılır. Tristörlü doğrultucularda, doğal ateşleme noktası ile kapı darbesi arasındaki faz farkı "Ateşleme Açısı" ya da "Denetim Açısı" olarak tanımlanır.

Eğer doğal ateşleme anında, tristörün kapısında yeterli kapı darbesi varsa, tristör de tıpkı bir diyot gibi ilettime girer. Yani tristörlü doğrultucu $\alpha = 0^\circ$ da ateşlenirse diyotlu doğrultucu gibi davranır. Bu nedenle doğrultucular anlatılırken öncelikle denetimli devreler incelenecek ve $\alpha = 0^\circ$ da bir özel çözüm sayılan diyotlu (denetimsiz) devrelerin davranışı yorumlanacaktır.

Devrelerin çalışmalarını daha kolay açıklayabilmek amacıyla aşağıdaki varsayımlar gözönünde bulundurulacaktır.

- Devrelerde kullanılan tüm yarıiletken elemanlar (tristörler, diyotlar) idealdir. Eşit gerilimleri ve iletim dirençleri sıfır, tıkanma dirençleri sonsuzdur. (İletimdeki gerilim düşümleri ayrıca incelenecektir.)
- İletime geçme ve tıkanma süreleri sıfırdır ve aktarım olgusu yoktur.
- Doğrultucu girişlerinde kullanılan transformatörlerde gerilim düşümü ve magnetik doyma yoktur.

- Girişe uygulanan değişken gerilim, sonsuz güçlü, değişmez frekanslı ve sinüs biçimlidir.

1.2. DOĞRULTUCU DEVRELERİN KODLANMASI

Doğrultucu devrelerin yapılarını birbirinden ayıran özellikler gözönünde tutularak, devrelerin adlarında aşağıda belirtilen kodlamalar kullanılacaktır.

K	6	T	
			Denetim biçimi
			D: Denetimsiz
			Y: Yarı denetimli
			T: Tam denetimli
			Darbe sayısı (1,2,3,6,....)
			Bağlantı biçimi
			O: Orta nokta bağlantılı
			K: Köprü bağlantılı

Bu iki harf ve bir rakamdan oluşan kısaltmalara ek olarak, yarıdenetimli doğrultucularda duruma göre "S: Simetrik", "A: Asimetrik" harfleri ya da yük uçlarına boşluk diyodu bağlı olduğunu gösteren "B: Boşluk diyotlu" kullanılacaktır.

2. BİR FAZLI DOĞRULTUCULAR

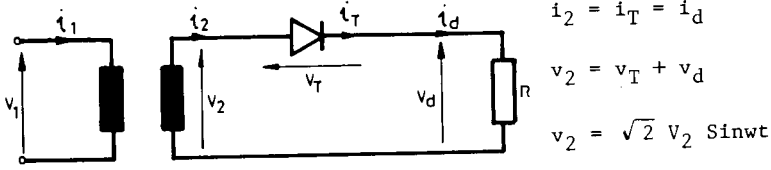
2.1. BİR FAZLI YARIM DALGA DOĞRULTUCU (O1T)

Değişken gerilim kaynağına seri bağlanacak bir diyot (ya da tristör) ile en ilkel doğrultucu devresi olan yarım dalga doğrultucusu elde edilir. Yarım dalga doğrultucu devre, uygulamada oldukça küçük güçler için kullanılmakla birlikte doğrultucularla ilgili birçok tanımın kolayca yapılabilmesi açısından incelemelere bu devreden başlamak daha uygun olacaktır.

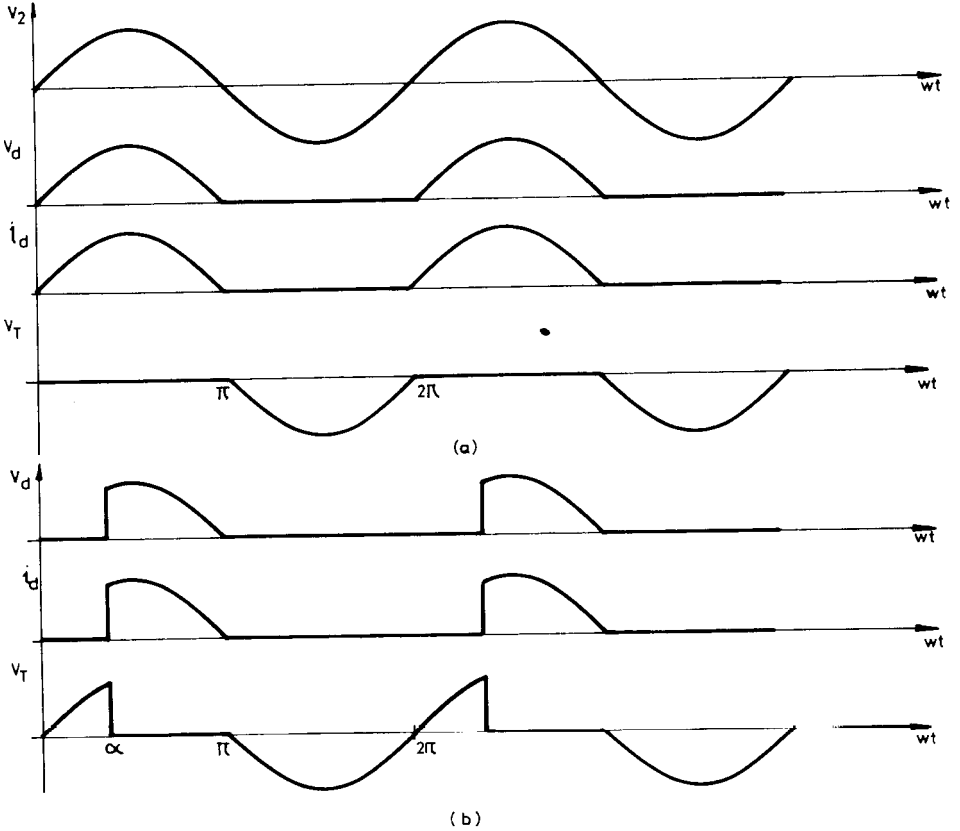
Devrenin çalışması direnc (R), endüktans (L), direnc-endüktans (RL) ve direnc-endüktans-emk (RLE) yükleri için ayrı ayrı incelenecektir.

2.1.1. Direnç Yüğü (R)

Şekil 1 'de bağlantı biçimi verilen bir fazlı yarım dalga doğrultucunun direnç yüküyle akım/gerilim dalgabıçimleri Şekil 2 'de gösterilmiştir.



Şekil-1 Bir fazlı, yarım dalga doğrultucu, direnç yüğü



Şekil-2 Bir fazlı yarım dalga doğrultucu, direnç yüküyle akım/gerilim dalgabıçimleri

Şekil 2.a 'da görülen dalgabiçimleri $\alpha = 0$ ateşleme açısı için çizilmiş olduğundan, aynı zamanda diyotlu doğrultucunun çalışmasını da göstermektedir.

Devrenin çalışmasının iki yarı dönemde ayrı ayrı incelenmesi daha uygundur.

- $0 < \omega t < \pi$ aralığında: Giriş gerilimi v_2 artı değerler almaktadır. Bu durum tristörün anot-katot gerilimi pozitifdir. $0 < \omega t < \alpha$ aralığında tüm ilettime girme koşulları sağlanmadığından henüz tristör ilettime giremez. $\omega t = \alpha$ anında ilettime giren tristör $\omega t = \pi$ olduğunda tıkanacaktır. 0 anda yük direnç olduğundan, yük akımı ile birlikte tristör akımı da sıfır değerini alır. Tüm tıkama koşulları sağlandığından tristör tıkanır. Tristör bir anahtar gibi düşünüldüğüne göre, iletimde olduğu sürece üzerinde gerilim düşümü olmayacak ve çıkış gerilimi giriş gerilimine eşit olacaktır. Bu durumda yük gerilimi;

$$v_d = v_2 = \sqrt{2} V_2 \sin \omega t \quad (1)$$

ve yük akımı (ya da tristör akımı)

$$i_d = i_T = \frac{v_d}{R} = \frac{\sqrt{2} V_2}{R} \sin \omega t \quad (2)$$

olacaktır. Tristörün tıkamada olduğu $0 < \omega t < \alpha$ aralığında, tristör akımı, dolayısıyla yük akımı, sıfır olacağından, yük üzerinden gerilim düşümü de sıfır olur. Bu durumda tristör üzerinde düşen gerilim, giriş gerilimine eşit olur.

$$v_T = v_2 = \sqrt{2} V_2 \sin \omega t \quad (3)$$

- $\pi < \omega t < 2\pi$ aralığında: Tristör sürekli olarak tıkama durumunda kalır. Yük akımı ve yük gerilimi sıfır değerini alırken aynı aralıkta tristör gerilimi giriş gerilimine eşittir.

Doğrultulmuş Gerilimin Ortalama Değeri

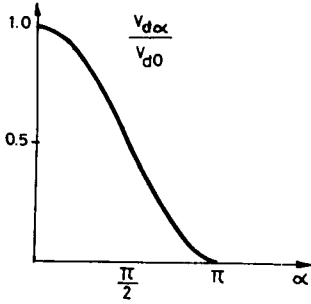
Dalgabiçimlerinden de görüleceği gibi, doğrultucunun çıkış geriliminin ortalama değeri tristörün ateşleme açısına bağlıdır.

$$\begin{aligned}
 V_{d\alpha} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} V_2 \sin \omega t \, d\omega t = \frac{\sqrt{2} V_2}{2\pi} \left[-\cos \omega t \right]_{\alpha}^{\pi} = \\
 &= \frac{\sqrt{2} V_2}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (4)
 \end{aligned}$$

$\alpha = 0^\circ$ de tetiklemede, en büyük doğru gerilim değeri elde edilir.

$$V_{d0} = V_{d\alpha} \Big|_{\alpha=0} = \frac{\sqrt{2} V_2}{\pi} = 0.45 V_2 \quad (5)$$

Bir fazlı yarım dalga doğrultucunun denetim eğrisi;



$$\begin{aligned}
 \frac{V_{d\alpha}}{V_{d0}} &= \frac{\sqrt{2} V_2}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \frac{\pi}{\sqrt{2} V_2} = \\
 &= \frac{1}{2} (1 + \cos \alpha) \quad (6)
 \end{aligned}$$

Doğrultucunun denetim aralığı

$$0 \leq \alpha \leq \pi$$

Şekil-3 OLT denetim eğrisi

Yük direnc olduğuna göre, akımın ortalama değeri de gerilim ile orantılı olacaktır.

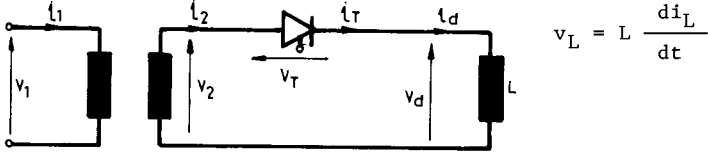
$$I_{d\alpha} = \frac{V_{d\alpha}}{R} = \frac{\sqrt{2} V_2}{2\pi R} (1 + \cos \alpha) \quad (7)$$

Doğru Gerilimin Etkin Değeri

Ortalama değer gibi, etkin değer de tetikleme açısına bağlıdır.

$$\begin{aligned}
 V_d &= \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} v_d^2 \, d\omega t \right]^{1/2} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} 2V_2^2 \sin^2 \omega t \, d\omega t \right]^{1/2} = \\
 &= V_2 \left[\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{1}{4\pi} \sin 2\alpha \right]^{1/2} \quad (8)
 \end{aligned}$$

2.1.2. Endüktans Yüğü (L)



Şekil-4 OİT devresi, endüktans yüğü

Doğrultucu devrelerin çalışma özellikleri büyük ölçüde yük tarafından belirlenir. Uygulamada yükler genellikle direç-endüktans olur. Bu durumda yük akımı, yük geriliminden geri fazda olacağından, tristörlerin susma zamanı (β), yük akımının değerine bağlıdır. Uygulamada salt endüktans yüğü oluşturmak olanaklı değildir. Ancak, endüktans etkisini açıklayabilmek için bu devrenin çözümlenmesi uygun olacaktır.

Tristör iletme sokulduğunda;

$$v_2 = \sqrt{2} V_2 \sin \omega t = L \frac{di}{dt} \quad (9)$$

diferansiyel denklemi geçerlidir. Denklemin çözümü için başlangıç koşulu, $i(\alpha) = 0$, kullanarak;

$$i_d(\omega t) = \frac{\sqrt{2} V_2}{\omega L} (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad (10)$$

elde edilir. Değişik tetikleme açıları için, yük akımının değişimi Şekil 5 'te verilmiştir. Devrenin yapısı gereği, yük akımı ancak artı yönde akabileceğinden, $\omega t = \alpha$ anında iletme giren tristör, $\omega t = \beta$ anında tıkanır. Denklem (10) çözümlenerek tristörün tıkanacağı β anı α 'ya bağlı olarak elde edilebilir.

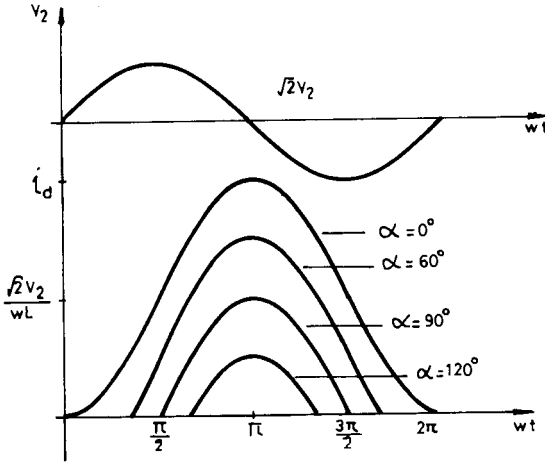
$$i_d(\beta) = \frac{\sqrt{2} V_2}{\omega L} (\cos \alpha - \cos \beta) = 0$$

$$\cos \alpha - \cos \beta = 0$$

$$\cos \beta = \cos \alpha$$

elde edilir. $0 \leq \omega t \leq 2\pi$ aralığında çözüm:

$$\beta = \alpha, \quad \beta = -\alpha = 2\pi - \alpha \quad (11)$$



Şekil-5 Endüktans yükünde akımın tetikleme açısına göre değişimi

elde edilir. Bu aralıkta yük akımının ortalama değeri

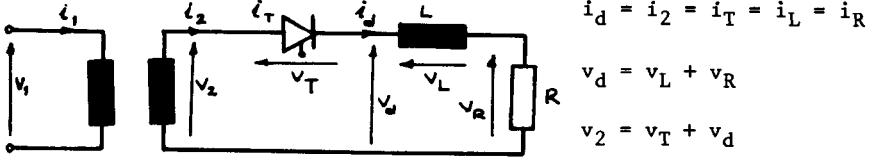
$$\begin{aligned}
 I_{d\alpha} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi-\alpha} \frac{\sqrt{2} V_2}{wL} (\cos\alpha - \cos wt) dt = \\
 &= \frac{\sqrt{2} V_2}{2\pi wL} \left\{ \left[wt \cos\alpha \right]_{\alpha}^{2\pi-\alpha} - \left[\sin wt \right]_{\alpha}^{2\pi-\alpha} \right\} = \\
 &= \frac{\sqrt{2} V_2}{\pi wL} \left\{ (\pi - \alpha) \cos\alpha + \sin\alpha \right\} \quad (12)
 \end{aligned}$$

biçiminde elde edilir. $\alpha = 0$ olduğunda, $\beta = 2\pi - \alpha = 2\pi$ olacağından akım süreklidir. Bu durumda ortalama değer en büyük değeri alır.

$$I_{do} = I_{d\alpha} \Big|_{\alpha=0} = \frac{\sqrt{2} V_2}{wL} \quad (13)$$

Yükün sadece endüktans olması durumunda, çıkıştaki gerilimin ortalama değeri daima sıfır olacaktır.

2.1.3. Direnç-Endüktans Yüğü (RL)



Şekil-6 Bir fazlı yarımdalgı doğrultucu-direnç-endüktans yüğü

Uygulamada en yaygın yük türlerinden biri de direnç-endüktans yüküdür. Devrede tristör yerine bir anahtar olsaydı, anahtar kapalıyken devreden

$$i_{ds} = \frac{\sqrt{2} V_2}{z} \cdot \sin(\omega t - \phi) \quad (14)$$

sürekli akımı akacaktı. Bu denkleme;

$$z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} \quad \text{ve} \quad \phi = \arctg \frac{\omega L}{R} \quad (15)$$

dir. Devrede ideal anahtar yerine tristör varken, akımın sürekli olarak akması olanaksızdır. Akım, ancak, kapı darbesinin uygulandığı $\omega t = \alpha$ anı ile tıkama koşullarının sağlandığı $\omega t = \beta$ anı arasında akabilir. $\omega t = \alpha$ anında başlangıç koşulu $i_d(\alpha) = 0$ dir ve yük salt direnç olmadığından gerilimde sıçrama olsa bile i_d akımı sıfırdan başlayarak daha yavaş artacaktır. Bu fiziksel olguyu matematiksel olarak incelersek, $\omega t = \alpha$ anında geçerli olan denklem,

$$v_2 = \sqrt{2} V_2 \sin \omega t = R \cdot i_d + L \frac{di_d}{dt} \quad (16)$$

dir. Bu differansiyel denklem $i_d(\alpha) = 0$ başlangıç koşuluyla çözümlenir;

$$i_d(\omega t) = \frac{\sqrt{2} V_2}{z} \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{-\frac{t - \frac{\alpha}{\omega}}{\tau}} \right] \quad (17)$$

elde edilir. Burada, $\tau = L/R$ zaman değişmezidir. (14) ve (17) denklemleri kullanılarak i_d akımı iki bileşene ayrılabilir.

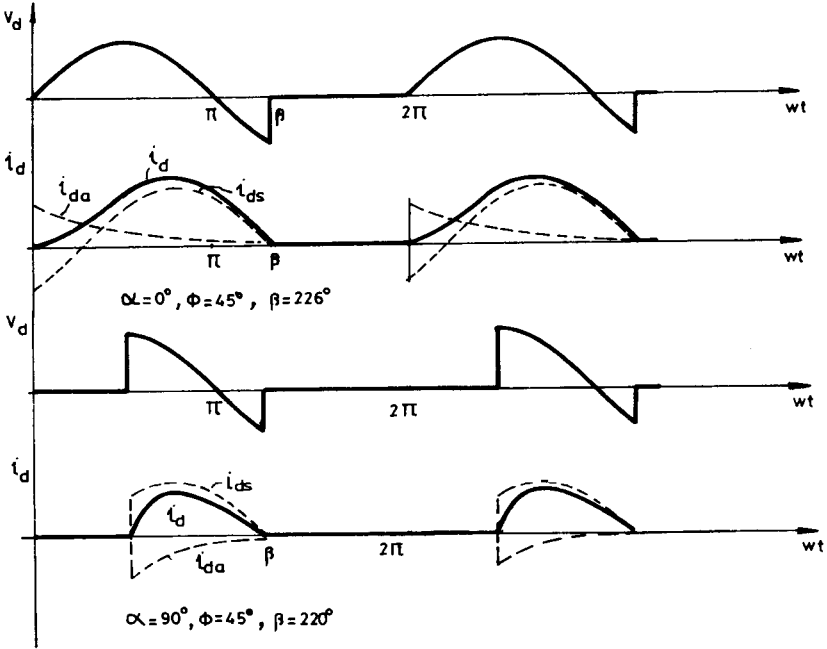
$$i_d = i_{ds} + i_{da} \quad (18)$$

Burada,

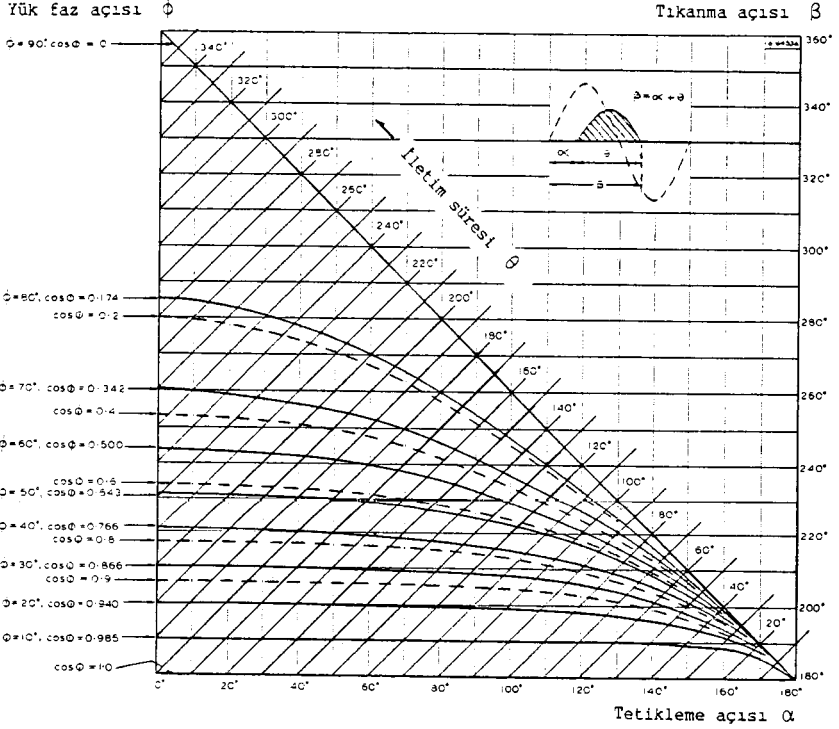
$$i_{ds} = \frac{\sqrt{2} V_2}{z} \cdot \sin(\omega t - \phi) \quad : \text{Sürekli akım bileşeni}$$

$$i_{da} = - \frac{\sqrt{2} V_2}{z} \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{\frac{t - \frac{\alpha}{\omega}}{\tau}} \quad : \text{Anahtarlama akımı bileşeni} \quad (19)$$

görülebileceği gibi, $i_{da}(\alpha) = -i_{ds}(\alpha)$ dir. Yani $i_d(\alpha) = 0$ dir. Elde edilen denklem (17), $\alpha \leq \omega t \leq \beta$ aralığında geçerlidir. Denklem karmaşık olduğundan, $i_d(\beta) = 0$ yazılarak tristörün tıkaandığı β anının analitik olarak belirlenmesi olanaksızdır. Bu nedenle β anının belirlenmesi için sayısal yöntemler ya da çözüm eğrisi kümeleri (Şekil 8) kullanılmaktadır. Devrenin akım/gerilim dalgabıçimleri Şekil 7 'de verilmiştir.

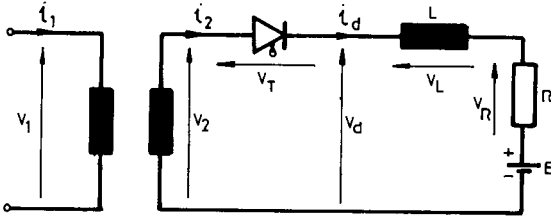


Şekil-7 Yarım dalga doğrultucu, direnç-endüktans yükünde dalgabıçimleri



Şekil-8 İletim süresi θ ve tıkama açısı β nın, tetikleme açısı α ve yük faz açısı ϕ ye göre değişimleri

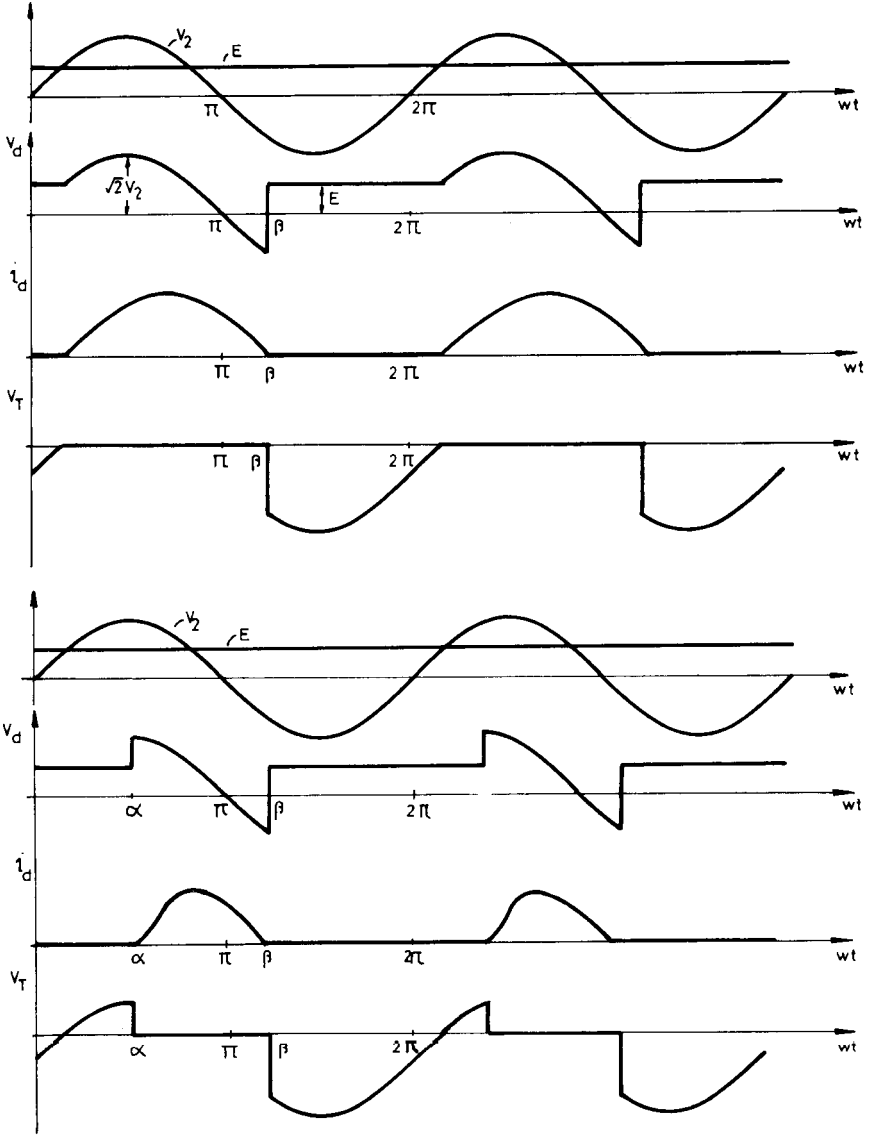
2.1.4. Direnç-Endüktans-EMK Yüğü (RLE)



Şekil-9 Bir fazlı, yarımdalga doğrultucu, RLE yüğü

Denetimli doğrultucuların en yaygın uygulama alanlarından birisi de doğru akım motorlarının sürülmesidir. Bilindiği gibi doğru akım motorlarının evdvi eşdeğer devresi bir RLE devresidir. RLE yürünü besleyen

bir fazlı tristörlü yarımdalga doğrultucu devresi Şekil 9 'da, devreye ilişkin dalgabiçimleri Şekil 10 'da gösterilmiştir.



Şekil-10 Yarımdalga doğrultucu, RLE yükü dalgabiçimleri

Şekil 10 'da görüldüğü gibi, tristörün anot-katot gerilimi, ancak $\alpha_1 < \omega t < \pi - \alpha_1$ aralığında artı değer almaktadır. Bir başka deyişle tristör ancak sözedilen aralıkta ilettime sokulabilir. Eğer tristörün kapısına $0 < \omega t < \alpha_1$ aralığında bir darbe gönderilirse tristör ilettime giremez. Bu durumda tristörün ilettime girebilmesi için, α anında uygulanan darbenin, enazından α_1 anına kadar süren bir darbe olması gerekir. (Tristör α_1 anında ilettime girer.)

Yukarıda söz edilen nedenlerden ötürü, RLE yükünde devre $\alpha_1 < \omega t < \pi - \alpha_1$ aralığında denetlenebilir. α_1 değeri, giriş gerilimine ve E geriliminin değerine bağlıdır.

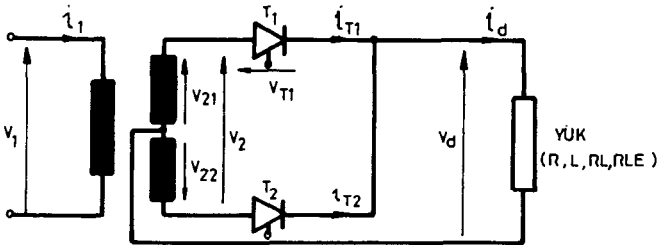
$\omega t = \alpha_1$ anında, $\sqrt{2} V_2 \sin \alpha_1 = E$ olacaktır. Buradan

$$\alpha_1 = \text{ArcSin} \left(\frac{E}{\sqrt{2} V_2} \right) \quad (20)$$

biçiminde hesaplanır.

2.2. BİR FAZLI, ORTA NOKTA BAĞLANTILI DOĞRULTUCU (O2T)

Görüldüğü gibi tek yöllü doğrultucularda giriş geriliminin yalnızca bir yarı döneminde doğrultma işlemi yapılmaktadır. Bu da çıkış gerilimini ve akımının oldukça dalgalı (va hatta kesikli) olması sonucunu doğurmaktadır. Tüm bu olumsuzlukları bir ölçüde giderebilmek amacıyla, Şekil 11 'de gösterilen bir fazlı orta nokta bağlantılı doğrultucu (O2T) devresi kullanılır. Şekilden de görüleceği gibi bu devre için, ikincil yarı orta noktası çıkarılmış bir giriş transformatörüne gereksinim vardır. Tek yöllü doğrultucuda olduğu gibi değişik yüklerde çalışma eğrileri ayrı ayrı incelenecektir.



$$v_2 = v_{21} - v_{22}$$

$$i_d = i_{T1} + i_{T2}$$

Şekil-11 Bir fazlı, orta nokta bağlantılı doğrultucu (O2T)

2.2.1. Direnç Yüğü (R)

Değişik tetikleme açıları için ($\alpha = 0^\circ$ ve $\alpha = 60^\circ$), direnç yükünde dalga biçimleri Şekil 12 'de verilmiştir. Devrenin çalışması, tek yöllü doğrultucuya oldukça benzerdir. Ancak farklı olarak giriş geriliminin her iki yarı döneminde sırasıyla T_1 ve T_2 tristörlerinin ilettime girmesiyle doğrultma yapılmaktadır. Bir dönem boyunca, $\alpha \leq \omega t \leq \pi$ aralığında T_1 tristörü, $\pi + \alpha \leq \omega t \leq 2\pi$ aralığında da T_2 tristörü iletindedir. T_1 tristörünün iletimde olduğu aralıkta tristör üzerinde düşen gerilim sıfır olacağından, yük gerilimi v_{21} gerilimine eşittir. $\omega t = \pi$ anında yük gerilimi ve yük akımı (dolayısıyla T_1 tristörünün akımı) sıfıra indiğinden T_1 tristörü doğal olarak tıkanacaktır. $\pi < \omega t < \pi + \alpha$ aralığında her iki tristör de tıkalı olduğundan yük akımı ve yük gerilimi sıfırdır. Bu aralıkta T_1 tristörü üzerinde düşen gerilim, $v_{T1} = v_{21}$ olacaktır. $\omega t = \pi + \alpha$ anında T_2 tristörü ilettime sokulunca, yük gerilimi aniden v_{22} ($\pi + \alpha$) değerine, yük akımı da $v_{22} (\pi + \alpha)/R$ değerine sıçrar. T_2 nin iletimde olduğu $\pi + \alpha < \omega t < 2\pi$ aralığında yük gerilimi v_{22} gerilimini izlerken, T_1 tristörü üzerindeki gerilim düşümü $v_{T1} = v_{21} - v_{22} = v_2$ gerilimini izler.

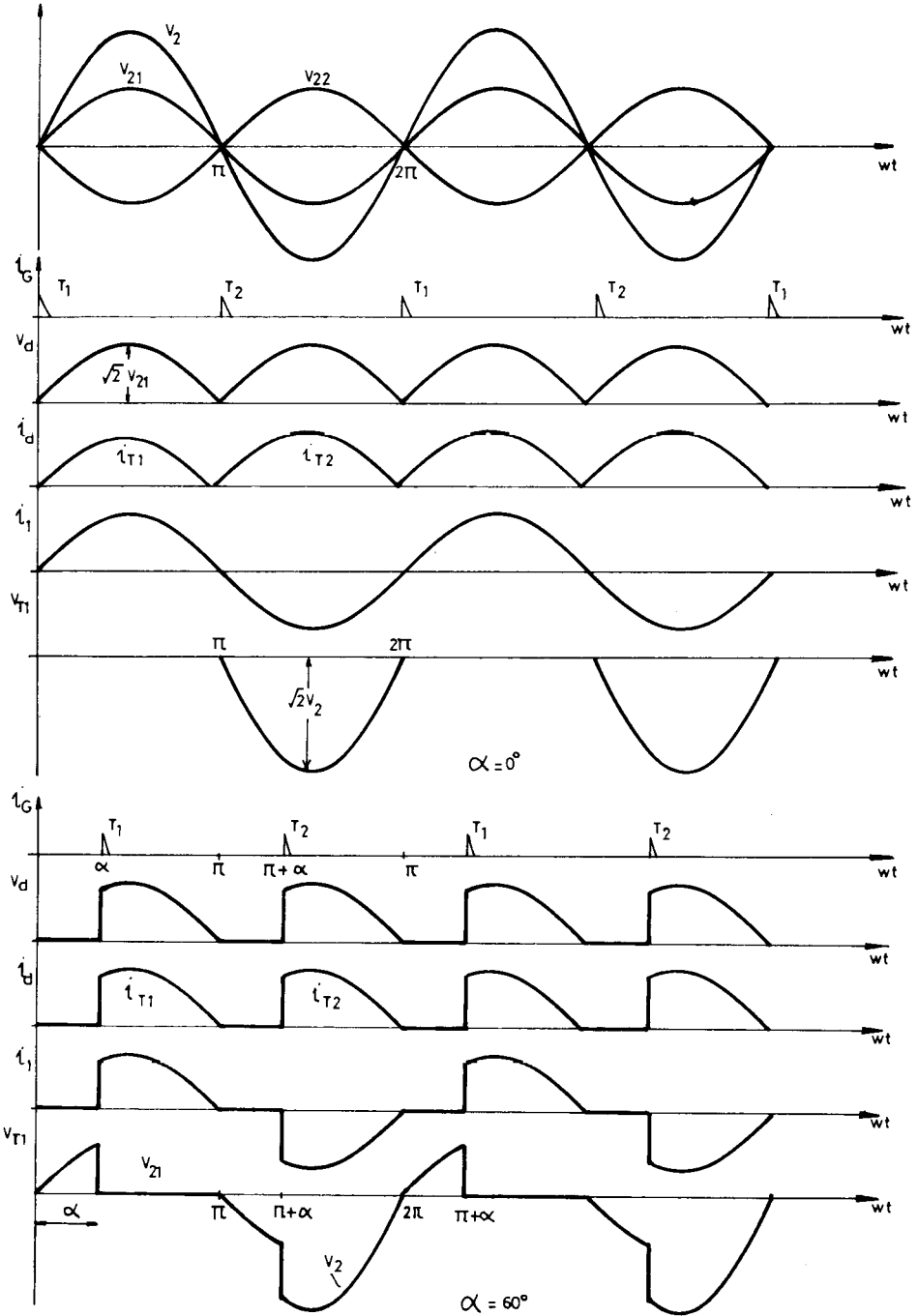
Doğru Gerilimin Ortalama Değeri

$$\begin{aligned} V_d &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} V_{21} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{\sqrt{2} V_{21}}{\pi} [-\cos \omega t]_{\alpha}^{\pi} \\ &= \frac{\sqrt{2} V_{21}}{\pi} (1 + \cos \alpha) \end{aligned} \quad (21)$$

$\alpha = 0$ için

$$V_{do} = V_{d\alpha} \Big|_{\alpha=0} = \frac{2\sqrt{2} V_{21}}{\pi} \quad (22)$$

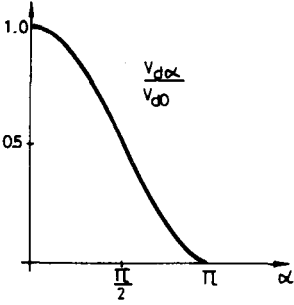
elde edilir. Bu değerler denklem (4) ve denklem (5) ile karşılaştırıldığında gerek $V_{d\alpha}$ gerekse V_{do} değerlerinin ikiye katlandığı kolaylıkla görülmektedir. Tek yöllü doğrultucudakine benzer biçimde denetim eğrisi hesaplanırsa;



Şekil-12 O2T devresi, direnç yükünde dalgabıçimleri

$$\frac{V_{d\alpha}}{V_{d0}} = \frac{\sqrt{2} V_{21}}{\pi} (1 + \cos \alpha) \frac{\pi}{2 \sqrt{2} V_{21}} =$$

$$= \frac{1}{2} (1 + \cos \alpha) \quad (23)$$



elde edilir.

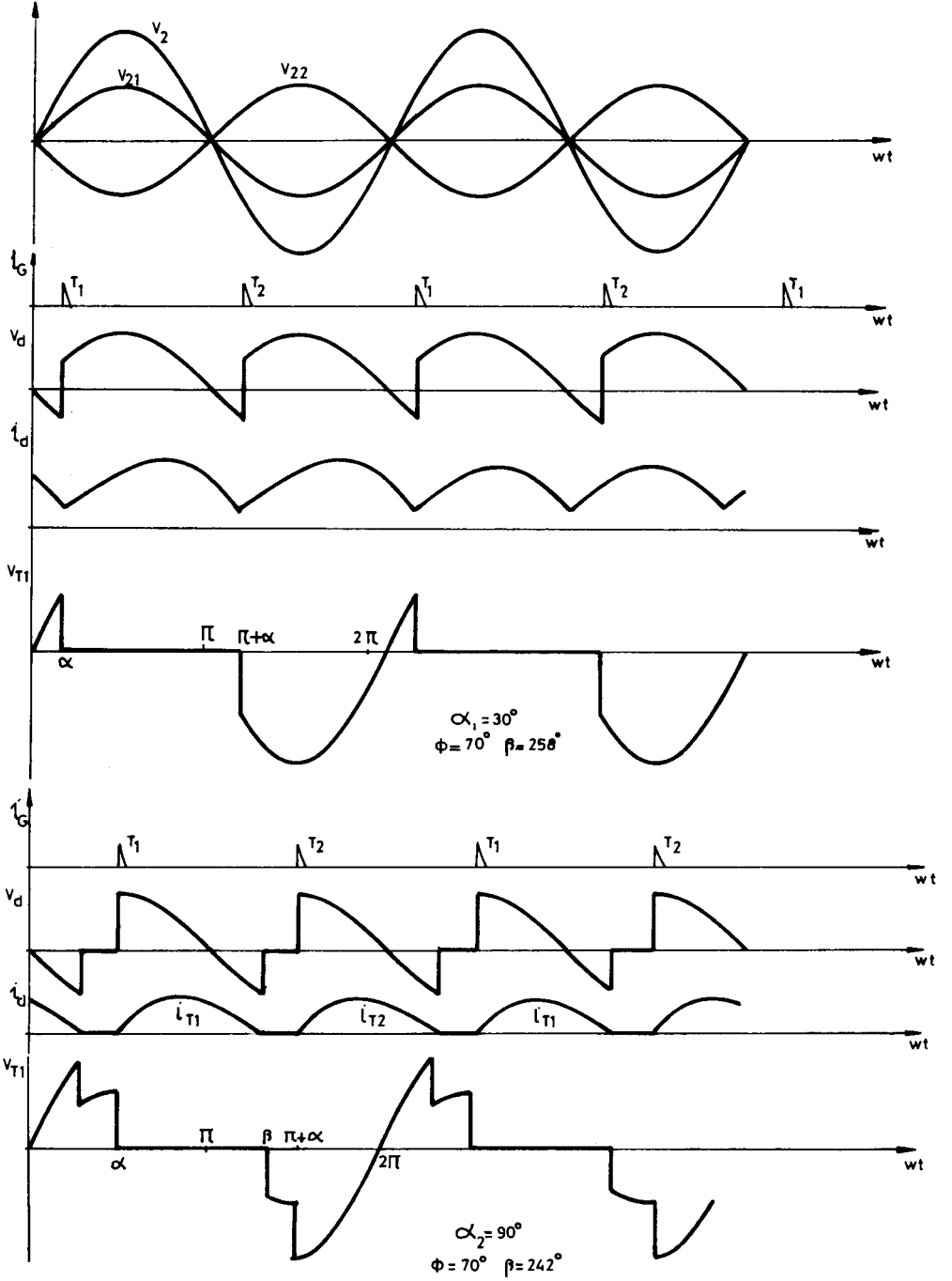
Doğrultucunun denetim aralığı

$$0 \leq \alpha \leq \pi$$

Şekil-13 O2T denetim eğrisi(R yükü)

2.2.2. Direnç-Endüktans Yükü (RL)

Bir fazlı orta nokta bağlantılı devrenin direnç-endüktans yükünde çalışması, bir fazlı yarım dalga doğrultucudan farklıdır. Bilindiği gibi bir direnç-endüktans yükünü besleyen tristörün sustuğu $wt = \beta$ anı, ateşleme açısı (α) ve yük açısına (ϕ) bağlıdır. Yarım dalga doğrultucuda β , $2\pi + \alpha$ dan küçüktür. Dolayısıyla $\beta < wt < 2\pi + \alpha$ aralığında yük akımı sıfırdır. Bu nedenle bu tür çalışma "kesikli çalışma" olarak adlandırılır. Oysa orta nokta bağlantılı (ya da köprü bağlantılı) tam dalga doğrultucularda gerilimin ikinci yarıdalgası da doğrultulmaktadır. Bir başka deyişle $\pi < wt < 2\pi$ aralığında herhangi bir $wt = \pi + \alpha$ anında ikinci tristör iletme sokulacaktır. O anda önceki tristörün doğal susma koşulları henüz sağlanmamış olabilir. ($\beta > \pi + \alpha$) Bu durumda T_1 üzerinden akmakta olan yük akımı, iletim için daha uygun olan T_2 nin iletme girmesi sonucu T_2 üzerinden sürecektir. İşte bu tür çalışma biçimine "kesiksiz çalışma" adı verilir. Kesiksiz çalışma durumunda akımın T_1 tristöründen T_2 tristörüne (ya da bir yarıdalga sonra T_2 tristöründen T_1 tristörüne) aktarılması olayı "aktarım" olarak adlandırılır. Aktarım olayı sırasında T_1 ve T_2 tristörlerinin birlikte iletimde oldukları zaman aralığı "çakışma süresi" olarak tanımlanır. Doğrultuculardaki aktarım olgusu ve çakışma süresi ayrıca incelenecektir. Aktarım gözardı edilerek bir fazlı orta nokta bağlantılı doğrultucunun direnç-endüktans yükünde dalgabiçimleri Şekil 14 'te verilmiştir. Şekildeki dalgabiçimlerinden birincisi $\alpha = 30^\circ$ ve $\phi = 70^\circ$, ikincisi ise $\alpha = 90^\circ$ ve $\phi = 70^\circ$ için çizilmiştir. Her iki durumda da yük faz açısı (ϕ) aynı olmasına karşın tetikleme açıları farklı olduğu için tristörlerin tıkanma açıları farklı



Şekil-14 O2T devresi, direnç-endüktans yükünde dalgabiçimleri
TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI - GÜÇ ELEKTRONİĞİ

olacaktır. Şekil 8 'de verilen eğri kümesi yardımıyla $\beta_1 = 258^\circ$, $\beta_2 = 242^\circ$ olarak elde edilebilir. Bu sayısal değerler gözönünde bulundurulursa;

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= 30^\circ \\ \phi &= 70^\circ \quad \pi + \alpha = 180^\circ + 30^\circ = 210^\circ \quad \beta > \pi + \alpha \quad (24) \\ \beta_1 &= 258^\circ \end{aligned}$$

olduğundan bu dalgabiçimleri kesiksiz çalışmaya örnektir.

$$\begin{aligned} \alpha_2 &= 90^\circ \\ \phi &= 70^\circ \quad \pi + \alpha = 180^\circ + 90^\circ = 270^\circ \quad \beta < \pi + \alpha \quad (25) \\ \beta_2 &= 242^\circ \end{aligned}$$

olduğundan, bu dalgabiçimleri de kesikli çalışma için bir örnektir.

Doğru Gerilimin Ortalama Değeri

Kesiksiz çalışmada:

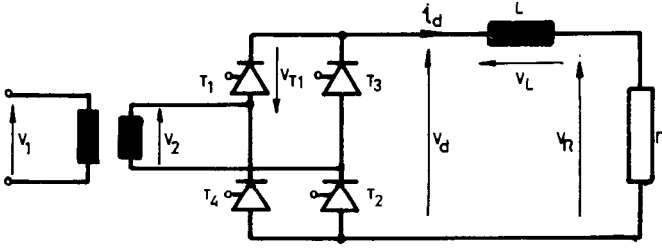
$$V_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} V_{21} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{2\sqrt{2} V_{21}}{\pi} \cos \alpha \quad (26)$$

kesikli çalışmada

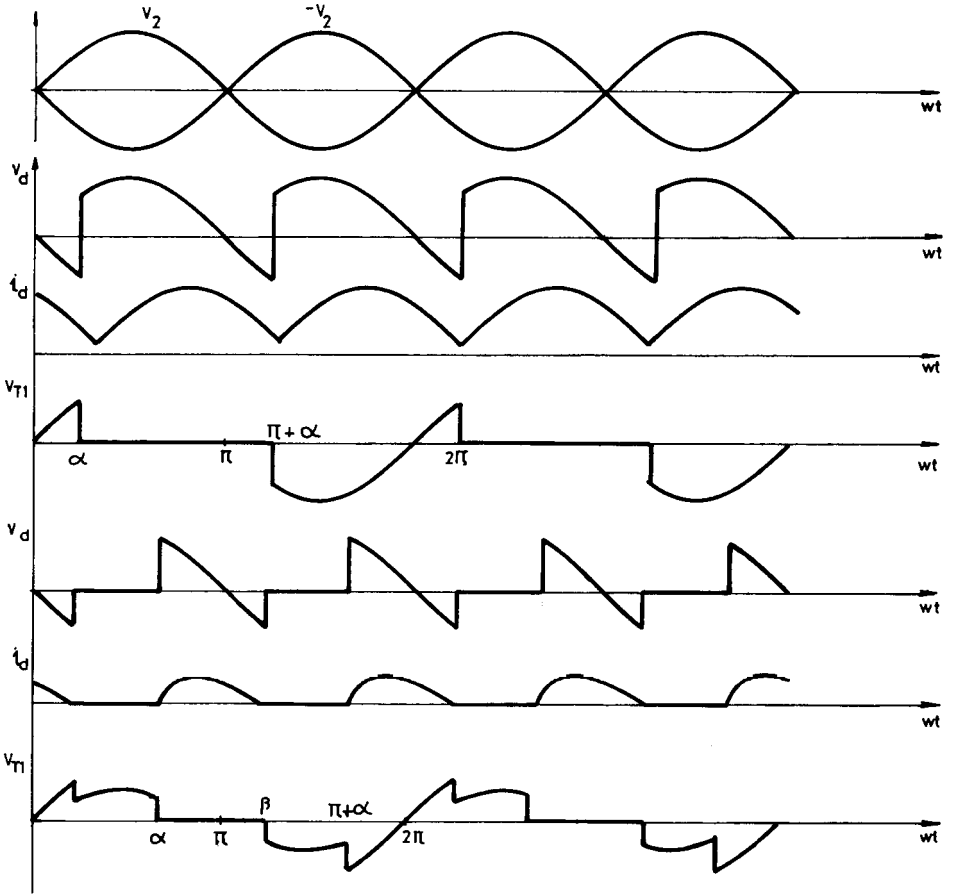
$$V_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \sqrt{2} V_{21} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{\sqrt{2} V_{21}}{\pi} (\cos \alpha - \cos \beta) \quad (27)$$

2.3. BİR FAZLI, KÖPRÜ BAĞLANTILI DOĞRULTUCU (K2T)

Bir fazlı köprü bağlantılı doğrultucu, dalgabiçimleri açısından, orta nokta bağlantılı devreye benzerlikler göstermektedir. Aralarındaki en önemli fark köprü doğrultucu girişinde kullanılan transformatörün ikincil yanının tek sargılı olmasıdır. Bir fazlı köprü bağlantılı doğrultucu devresi Şekil 15 'te gösterilmiştir. Devrede yer alan dört tristör, sırasıyla ikişer ikişer birlikte ilettime girerler. Örneğin v_1 geriliminin artı yarıdalgasında T_1 ve T_2 tristörlerine aynı anda kapı darbeleri uygulanır. O anda yük üzerinde $v_d = v_1$ gerilimi düşer. Diğer yarıdalgada ise T_3 ve T_4 tristörleri ilettime girdiklerinde $v_d = -v_1$ olacaktır. Bu durum orta nokta bağlantılı doğrultucu ile karşılaştırıldığında, köprü doğrultucuda her iki yarıdalgada da besleme transformatörü uçlarındaki gerilimin tümünün kullanıldığı, oysa orta nokta bağlantılı doğrultucuda her bir yarıdalgada besleme transformatörünün ikincil sargısının sadece



Şekil-15 Bir fazlı köprü bağlantılı doğrultucu (K2T)

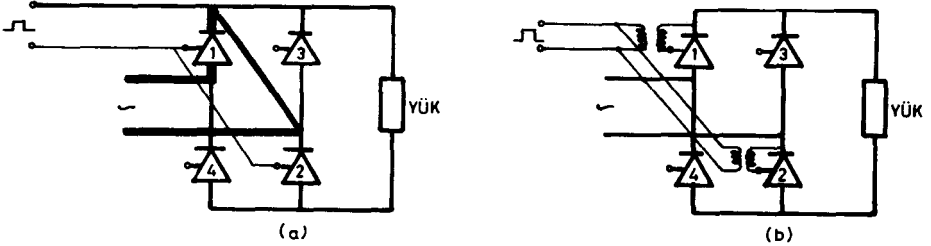


Şekil-16 K2T devresi, RL yükünde dalgabiçimleri

yarısının geriliminin kullanıldığı görülmektedir. Şekil 16 'da bir fazlı köprü doğrultucu devresinin $\alpha = 45^\circ$ ve $\alpha = 120^\circ$ için direnç-endüktans yükünde dalgabıçimleri verilmiştir. ($\phi = 60^\circ$)

Örneklerden de görüldüğü gibi, bir fazlı köprü doğrultucu devresinin çalışması orta nokta bağlantılı devreye oldukça benzemektedir. Bu benzerlik aktarım olayı için de söz konusudur. Orta nokta bağlantılı devrede T_1 ve T_2 tristörleri arasında oluşan aktarım, köprü doğrultucuda aynı anda hem T_1 ve T_3 tristörleri hem de T_2 ve T_4 tristörleri arasında olmaktadır.

Köprü doğrultucuda dikkat edilmesi gereken bir nokta da aynı anda iki tristörün birden ilettime sokulması gerektiğidir. Bir başka deyişle tetikleme devresinde elde edilen herhangi bir yarıdalgaladaki kapı darbesi, birlikte ilettime girecek olan iki tristörün kapı devrelerine uygulanacaktır.



Şekil-17 Köprü doğrultucunun kapı darbelerinin uygulanması

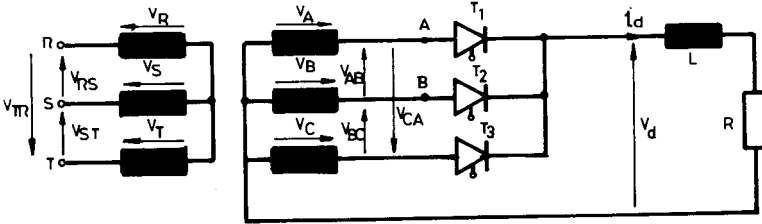
Şekil 17.a dan da görüleceği gibi birlikte ilettime girmesi gereken T_1 ve T_2 tristörlerinin katotları farklı potansiyellerdedir. Oysa aynı kapı darbesi kapı devrelerine uygulandığında 1 ve 2 nolu tristörlerin katotları aynı potansiyele getirilecektir. Bu durumda darbe gelince ilettime giren T_1 tristörü ve Şekil 17.a da koyu renkte gösterilen iletkenler üzerinden köprünün besleme kaynağı (şebeke ya da girişte kullanılan transformatörün ikincil sargısı) kısadevre olacaktır. Bu duruma engel olmak amacıyla Şekil 17.b 'de görüldüğü gibi darbe transformatörleri ya da aynı amaca yönelik optik ara devre (optocoupler) ler kullanılmaktadır. Böylelikle darbeler herbir tristörün kapı-katot 'ları arasına magnetik ya da optik yalıtımlı olarak aktarılır.

3. ÜÇ FAZLI DOĞRULTUCULAR

Adından da anlaşıldığı gibi üç fazlı doğrultucular, üç fazlı gerilim kaynağından beslenerek doğru gerilim dalgabıçimleri üreten güç elektroniği devreleridir. En yaygın kullanılan üç fazlı doğrultucular, orta nokta bağlantılı ve köprü bağlantılı devrelerdir. Devrenin bağlantı biçimine göre doğru gerilim, girişteki faz ve faz arası gerilimlerin parçalarından oluşur.

3.1. ÜÇ FAZLI ORTA NOKTA BAĞLANTILI DOĞRULTUCU (O3T)

Üç fazlı orta nokta bağlantılı doğrultucu devresi Şekil 18 'de verilmiştir. O3T devresi, her faz ucuna bağlanan birer tristör yardımıyla üç adet yarım dalga doğrultucununun paralel bağlanmasıyla elde edilir.



$$v_A = \sqrt{2} V_2 \sin(\omega t + \gamma)$$

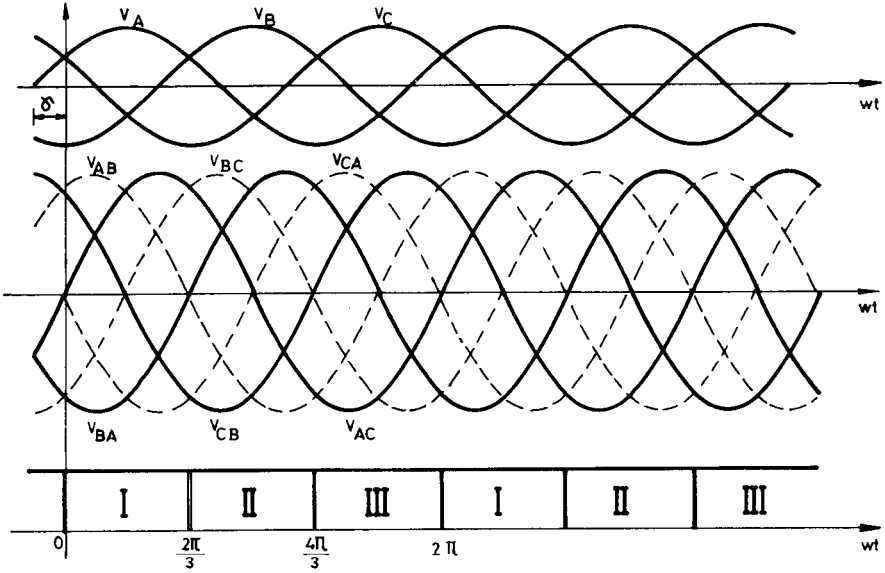
$$v_B = \sqrt{2} V_2 \sin(\omega t + \gamma - 2\pi/3)$$

$$v_C = \sqrt{2} V_2 \sin(\omega t + \gamma - 4\pi/3)$$

Şekil-18 Üç fazlı orta nokta bağlantılı doğrultucu (O3T)

Devrenin çalışma ilkesini daha iyi açıklayabilmek için önce devrenin tristörler yerine diyotlardan oluştuğunu (ya da tristörlerin doğal ateşleme noktasında tetiklendiğini) varsayalım. Şekil 18 'de görüldüğü gibi devredeki yarıiletken elemanların katotları aynı potansiyeldedir. Bu durumda anot potansiyellerinin anlık değerleri hangi diyodun (ya da tristörün) ilettime gireceğini belirler. Anot potansiyeli en artı olan eleman ilettime girer. Elemanlar üzerindeki gerilim düşümleri yok sayılırsa, diyotların katotları da sözü edilen en artı potansiyele geleceğinden diğer iki diyodun anot-katot potansiyelleri eksi olur. Şekil 19 'da doğrultucu girişindeki faz ve faz arası gerilimlerinin zamanla değişimleri ve

bunlara göre devrenin çalışma aralıkları verilmiştir.



Şekil-19 Faz ve faz arası gerilimlerin zamanla değişimleri

Şekil 19 'da görüldüğü gibi, $0 < \omega t < 2\pi$ dönemi boyunca devrenin üç ayrı çalışma aralığı söz konusudur.

I) $0 < \omega t < 2\pi/3$ aralığında v_A, v_B, v_C dir. Bu nedenle T_1 tristörü iletme girecektir. Bu durumda çıkış gerilimi $v_d = v_A$ ve T_1 tristörü üzerinde düşen gerilim $v_{T1} = 0$ olur.

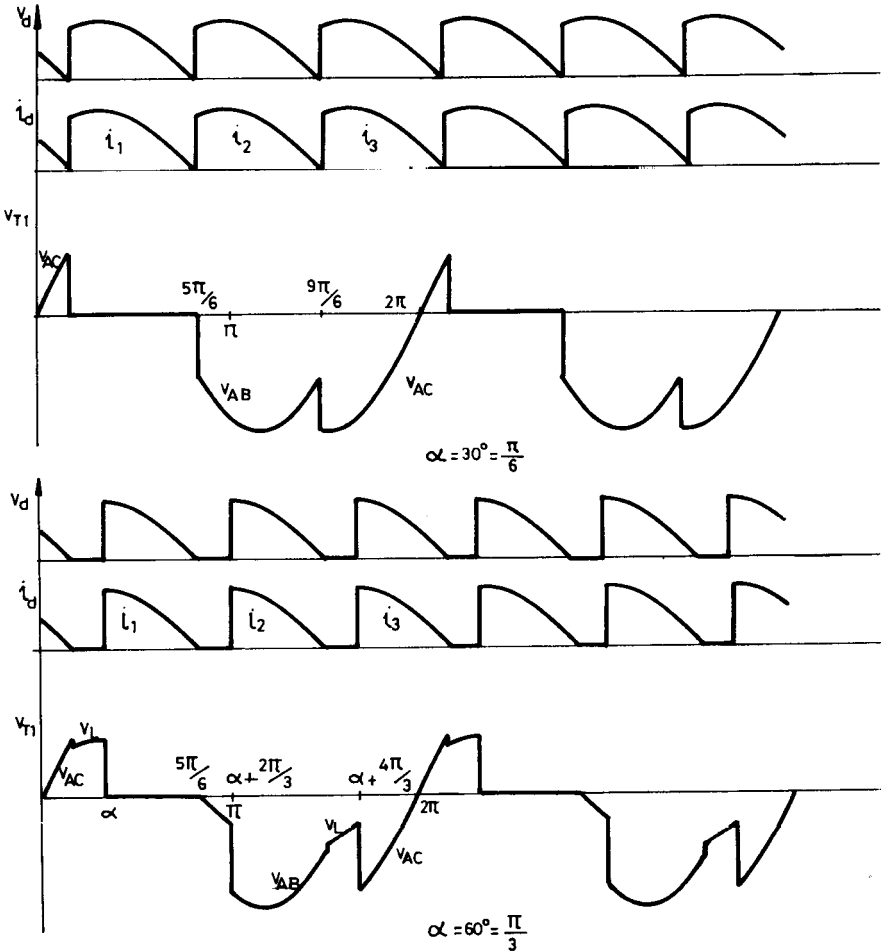
II) $2\pi/3 < \omega t < 4\pi/3$ aralığında en büyük faz gerilimi v_B dir. II. aralıkta çıkış gerilimi $v_d = v_B$, tıkamaya giren T_1 tristörü üzerinde düşen gerilim ise $v_{T1} = v_A - v_B = v_{AB}$ olur.

III) $4\pi/3 < \omega t < 2\pi$ aralığında ise, $v_d = v_C$ ve $v_{T1} = v_A - v_C = v_{AC}$ dir.

Görüldüğü gibi doğru gerilim, faz gerilimlerini izlerken, tıkalı durumdaki bir tristör (ya da diyot) üzerinde ters yönde faz arası gerilimler düşer.

3.1.1. Direnç Yüğü (R)

Üç fazlı orta nokta bağlantılı doğrultucuda $v_C(wt) = v_A(wt)$ eşitliğinin sağlandığı $w t$ anı doğal ateşleme anı ($\alpha = 0$) olarak tanımlanır. Bu durumda Şekil 18 'de verilen faz gerilimleri tanımlarında $\gamma = \pi/6$ olur. T_1 , T_2 ve T_3 tristörlerinin kapılarına sırasıyla $w t = \alpha$, $w t = \alpha + 2\pi/3$ ve $w t = \alpha + 4\pi/3$ anlarında tetikleme darbeleri uygulanır. Direnç yükünde çalışırken, bir tristörün iletimde kaldığı süre (θ), α ateşleme açısına bağlıdır.



Şekil-20 O3T devresi, direnç yükünde dalgabçimleri

- $\alpha \leq \pi/6$ ise; $wt = \alpha$ anında ilettime sokulan T_1 tristörü, $wt = \alpha + 2\pi/3$ anında T_2 tristörü ilettime sokuluncaya kadar iletimini sürdürür. Bu durumda $\theta = 2\pi/3$ olur.
- $\pi/6 \leq \alpha \leq 5\pi/6$ ise; $wt = \alpha$ anında ilettime giren T_1 tristörü, henüz $wt = \alpha + 2\pi/3$ anında T_2 tristörü ilettime sokulmadan, $wt = 5\pi/6$ anında $v_A = i_A = 0$ olacağından kendiliğinden susacaktır. Bu durumda $5\pi/6 \leq wt \leq \alpha + 2\pi/3$ aralığında tüm tristörler tıkalıdır.
- $5\pi/6 \leq \alpha$ ise; $v_A \leq 0$ olduğundan kapı darbesi uygulansa bile T_1 ilettime giremez. Bu durumda hiçbir tristör ilettime giremeyeceğinden çıkıştaki doğru gerilim de sıfır olacaktır.

Üç fazlı orta nokta bağlantılı doğrultucunun iki farklı tetikleme açısı için direnç yükündeki dalgabıçımları Şekil 20 'de verilmiştir.

Doğru Gerilimin Ortalama Değeri

- $\alpha < \pi$ ise;

$$V_{d\alpha} = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+2\pi/3} \sqrt{2}V_2 \sin(wt+\pi/6) dt = \frac{3\sqrt{6}V_2}{2\pi} \cos \alpha \quad (28)$$

- $\pi/6 < \alpha < 5\pi/6$ ise;

$$V_{d\alpha} = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{5\pi/6} \sqrt{2}V_2 \sin(wt+\pi/6) dt = \frac{3\sqrt{2}V_2}{2} (1 + \cos(\alpha + \pi/6)) \quad (29)$$

- $\alpha \geq 5\pi/6$ ise;

$$V_{d\alpha} = 0 \quad (30)$$

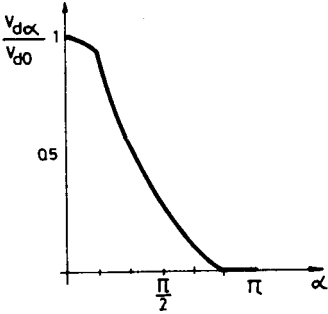
$\alpha = 0$ için, doğru gerilimin ortalama değeri;

$$V_{do} = \frac{3\sqrt{6}V_2}{2\pi} \quad (31)$$

elde edilir. (28), (29), (30) ve (31) bağıntıları kullanılarak dene-
tim eğrisi hesaplanırsa;

$$\frac{V_{d\alpha}}{V_{d0}} = \begin{cases} \text{Cos}\alpha & \alpha \leq \pi/6 \\ \{1 + \text{Cos}(\alpha + \frac{\pi}{3})\} / \sqrt{3} & \pi/6 < \alpha < 5\pi/6 \\ 0 & 5\pi/6 \leq \alpha \end{cases} \quad (32)$$

elde edilir. Üç fazlı, orta nokta bağlantılı doğrultucunun denetim eğrisi Şekil 21 'de verilmiştir.



Doğrultucunun denetim aralığı

$$0 \leq \alpha \leq 5\pi/6$$

Şekil-21 O3T devresinin direnç yükünde denetim eğrisi

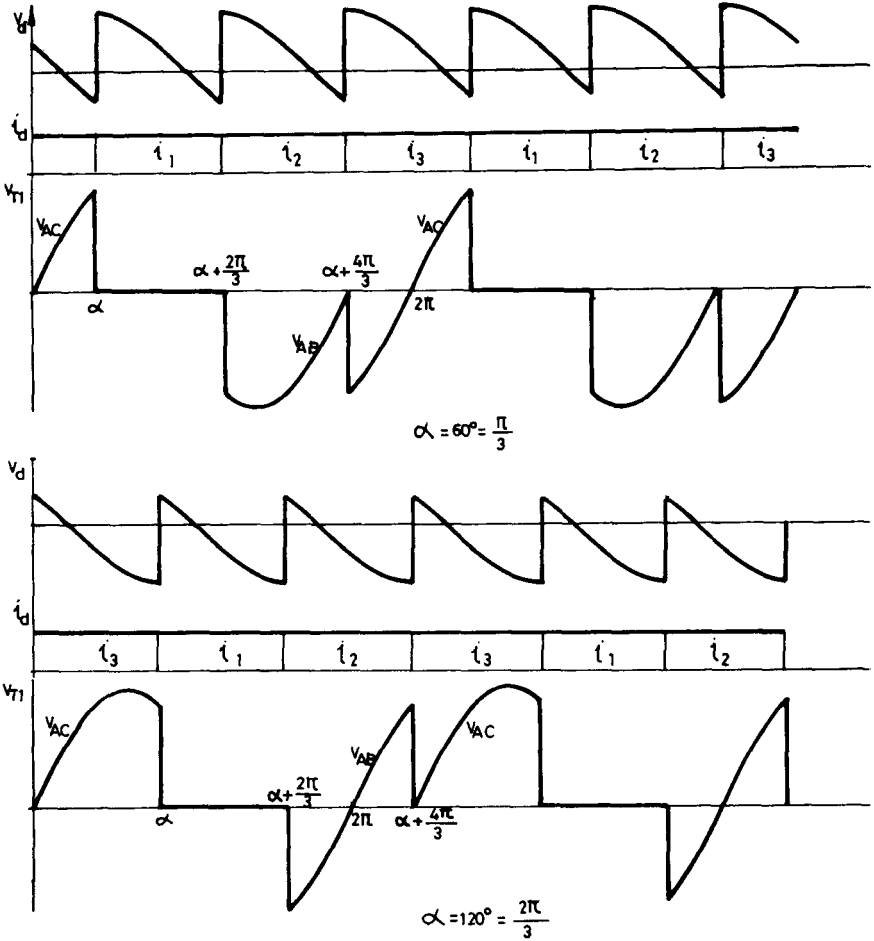
3.1.2. Direnç-Endüktans Yüğü (RL)

Devrenin direnç-endüktans yüküyle çalışması incelenirken $\omega L \gg R$ olduğu ve doğru akımın tam süzölmüş olduğu ($i_d(\omega t) = I_d = \text{st}$) kabul edilecektir. Bu durumda yük açısı $\phi \cong 90^\circ$ olduğundan tetikleme açısı hangi değerde olursa olsun her bir tristör $\theta = 2\pi/3$ süresince iletimde kalacaktır. Üç fazlı orta nokta bağlantılı doğrultucunun direnç-endüktans ($\omega L \gg R$) yükünde iki fazlı tetikleme açısı için dalgabıçımleri Şekil 22 de verilmiştir.

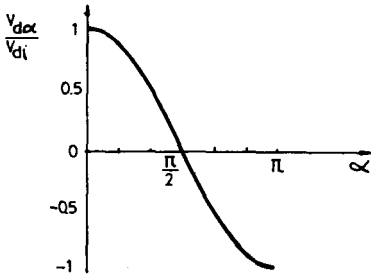
Doğru Gerilimin Ortalama Değeri

$$V_{d\alpha} = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+2\pi/3} \sqrt{2} V_2 \sin(\omega t + \pi/6) d\omega t = \frac{3\sqrt{6} \cdot V_2}{2\pi} \text{Cos } \alpha \quad (33)$$

$$V_{d0} = \frac{3\sqrt{6} V_2}{2\pi} \cong 1.17 V_2 \quad (34)$$



Şekil-22 O3T devresi, direnç-endüktans yükünde dalgabıçimleri($wL \gg R$)



Denetim eğrisi;

$$\frac{V_{d\alpha}}{V_{di}} = \cos \alpha \quad (35)$$

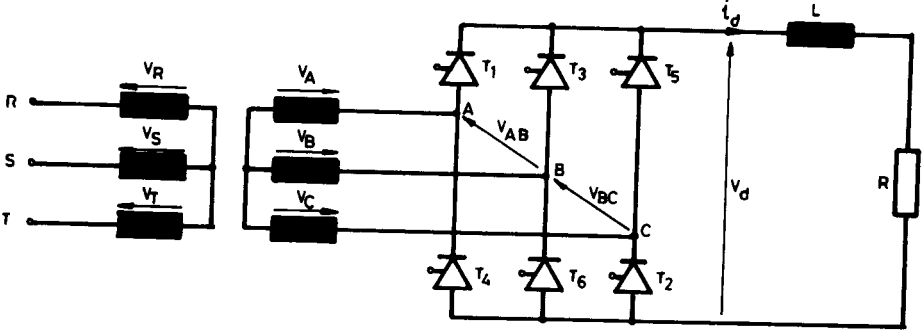
Denetim aralığı;

$$0 \leq \alpha \leq \pi$$

Şekil-23 O3T devresi denetim eğrisi

3.2 ÜÇ FAZLI KÖPRÜ BAĞLANTILI DOĞRULTUCU (K6T)

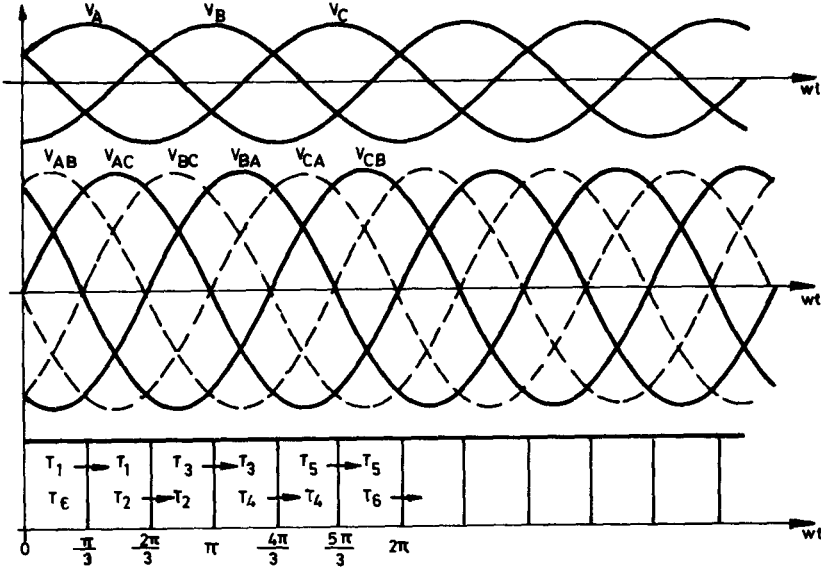
Üç fazlı köprü bağlantılı doğrultucu devresi Şekil 24 'te verilmiştir.



Şekil-24 Üç fazlı köprü bağlantılı doğrultucu devresi (K6T)

Devrede T_1 , T_3 ve T_5 tristörlerinin katotları, T_2 , T_4 ve T_6 tristörlerinin de anotları ortak olarak bağlanmıştır. Sözü edilen tristör grupları ayrı ayrı birer yarım dalga doğrultucu gibi çalışmaktadır. Köprü doğrultucularda herhangi bir anda, katotları ortak tristörlerden yalnızca biri, anotları ortak tristörlerden de yalnızca biri iletimde olabilir. Devrenin çalışmasını daha kolay kavrayabilmek için önce tristörlerin doğal ateşleme noktasında ($\alpha = 0$) tetiklendiğini kabul edelim. Bu durumda devre diyotlu doğrultucu gibi çalışacaktır. A, B ve C noktalarının potansiyellerinin anlık değerleri, devredeki elemanların hangi anda iletime gireceklerini belirler. Şekil 25 'te girişteki faz ve faz-arası gerilimlerin zamanla değişimleri ve devrenin çalışma aralıkları gösterilmiştir.

- $0 \leq \omega t \leq \pi/3$ aralığında katotları ortak olan tristör grubundan anot potansiyeli en artı olan T_1 tristörü T_3 ve T_5 tristörlerine göre iletme girmeye daha elverişli olduğundan iletme girecektir. T_1 in iletme girmesiyle, ortak katot noktası A noktasının potansiyeline yükselecektir. Anotları ortak olan tristörlerden, katot potansiyeli en küçük olan T_6 tristörü de T_2 ve T_4 tristörlerine göre iletme girmeye daha elverişli olacağından iletme girecek ve ortak anot noktası B noktasının potansiyeline düşecektir. Bu durumda yük gerilimi $v_d = v_{AB}$ olacaktır.

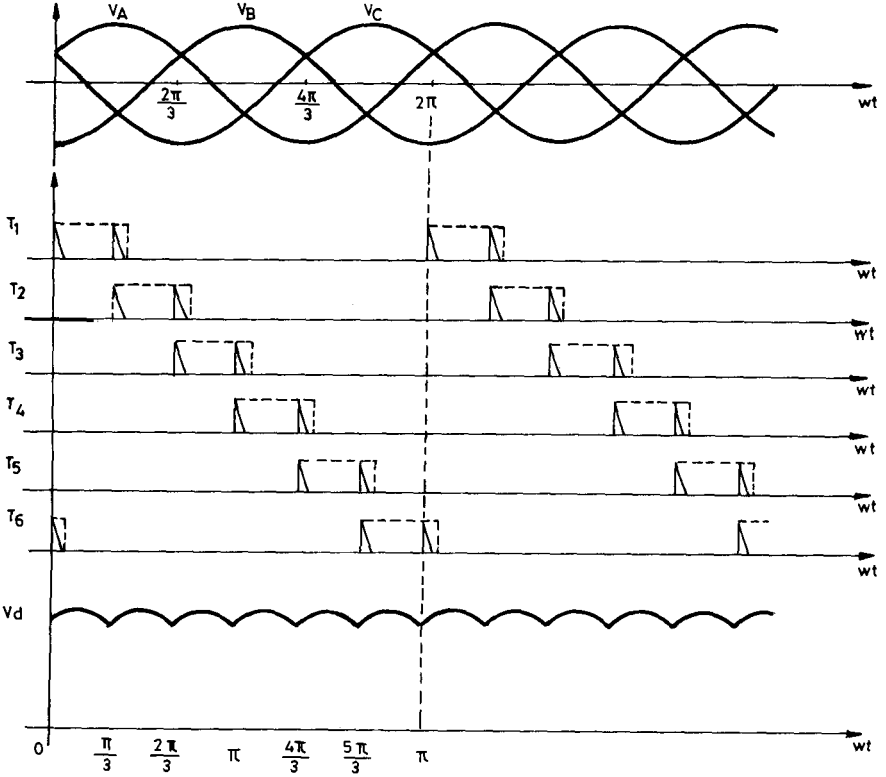


Şekil-25 Üç fazlı köprü doğrultucunun çalışma aralıkları

- $\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$ aralığında da en artı potansiyel A noktasında olduğundan T_1 tristörü iletimini sürdürecektir. Buna karşılık aynı aralıkta en eksi potansiyel C noktasının potansiyeli olduğundan, T_2 tristörü T_6 tristörüne göre iletime girmeye daha elverişli olduğu için akımı T_6 tristöründen devralır. Bu aralıkta çıkış gerilimi $v_d = v_{AC}$ olur.
- $2\pi/3 < \omega t < \pi$ aralığında benzer nedenlerle T_2 ve T_3 tristörleri iletir. $v_d = v_{BC}$ olur.
- $\pi < \omega t < 4\pi/3$ aralığında, T_3 ve T_4 tristörleri iletimdedir. $v_d = v_{BA}$ olur.
- $4\pi/3 < \omega t < 5\pi/3$ aralığında, T_4 ve T_5 tristörleri iletimdedir ve $v_d = v_{CA}$ olur.
- $5\pi/3 < \omega t < 2\pi$ aralığında, T_5 ve T_6 tristörleri iletimdedir ve $v_d = v_{CB}$ olur.

Yukarıda anlatılanlardan da görüleceği gibi üç fazlı köprü bağlantılı doğrultucunun, girişteki gerilimi bir periyodu içerisinde 6 farklı çalışma durumu vardır. Bir başka deyişle çıkış işaretinin bir darbe dönemi, giriş işaretinin bir döneminin 1/6 sı kadardır.

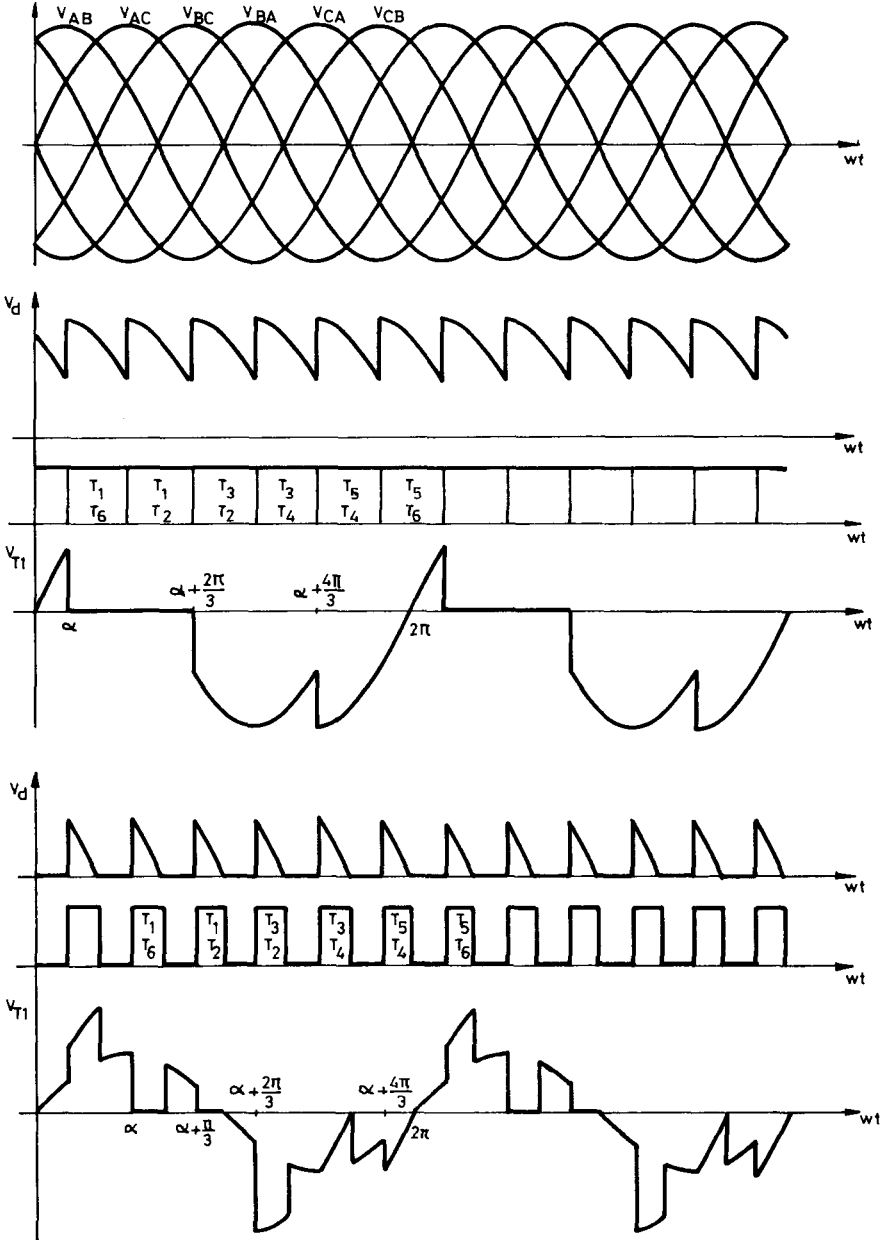
Devredeki tristörler (ya da diyotlar) $\theta = 120^\circ$ süresince iletimde kalırlar. Ancak bu sürenin ilk yarısında başka, ikinci yarısında ise başka bir elemanla birlikte iletimde olurlar. Bu nedenle devreyi denetleyecek olan tetikleme devresinin herhangi bir tristör için üreteceği kapı darbesinin ya 60° aralıkla yinelenen iki darbeden oluşması, ya da en az 60° süreli olması gerekmektedir. Bu durum Şekil 26 da $\alpha = 0^\circ$ için gösterilmiştir.



Şekil-26 $\alpha = 0^\circ$ için tetikleme darbelerinin konumu ve doğru gerilim

3.2.1. Direnç Yüğü (R)

Üç fazlı köprü bağlantılı doğrultucunun direnç yükünde dalgabıçimleri Şekil 27'de verilmiştir. Devrenin doğal ateşleme noktası orta nokta bağlantılı devre için tanımlanan noktadır. Yük direnç olduğundan, $wt = 2\pi/3$ anında $v_{AB} = i_d = 0$ olur. Bu nedenle $\alpha > \pi/3$ ise, $2\pi/3 < wt < \alpha$ aralığında çıkış gerilimi $v_d = 0$ olacaktır. Söz edilen durumun daha iyi gözlenmesi için Şekil 27'de $\alpha = \pi/6$ ve $\alpha = \pi/2$ ateşleme açıları için dalgabıçimleri verilmiştir.



Şekil-27 K6T devresi, direnç yükünde dalga biçimleri

Doğru Gerilimin Ortalama Değeri

Dalgabiçimlerinden de görüldüğü gibi, yük üzerindeki doğru gerilim faz arası gerilimlerin parçalarından oluşmaktadır. Örneğin kesiksiz çalışmada

$$\alpha < \omega t < \alpha + \pi/3 \quad \text{aralığında} \quad v_d = v_{AB}$$

ya da kesikli çalışmada

$$\alpha < \omega t < 2\pi/3 \quad \text{aralığında} \quad v_d = v_{AB}$$

$$2\pi/3 < \omega t < \alpha + \pi/3 \quad \text{aralığında} \quad v_d = 0$$

değerlerini almaktadır. Ve yine dalgabiçimlerinden yararlanarak v_d nin $T = \pi/3$ dönemi bir değişim olduğu görülmektedir. Bu durumda doğal ateşleme noktasına göre;

$$\begin{aligned} v_{AB} &= v_A - v_B = \sqrt{2}V_2 \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) - \sqrt{2}V_2 \sin(\omega t + \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}) \\ &= \sqrt{2}\sqrt{3} V_2 \sin(\omega t + \frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{6}) = \sqrt{6}V_2 \sin(\omega t + \frac{\pi}{3}) \end{aligned} \quad (36)$$

- $0 < \alpha < \pi/3$ aralığında

$$v_{d\alpha} = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + \pi/3} \sqrt{6}V_2 \sin(\omega t + \frac{\pi}{3}) d\omega t = \frac{3\sqrt{6} V_2}{\pi} \cos\alpha \quad (37)$$

- $\frac{\pi}{3} < \alpha < \frac{2\pi}{3}$ aralığında

$$v_{d\alpha} = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{6} V_2 \sin(\omega t + \frac{\pi}{3}) d\omega t = \frac{3\sqrt{6} V_2}{\pi} (1 + \cos(\alpha + \frac{\pi}{3})) \quad (38)$$

- $\alpha \geq \frac{2\pi}{3}$ aralığında

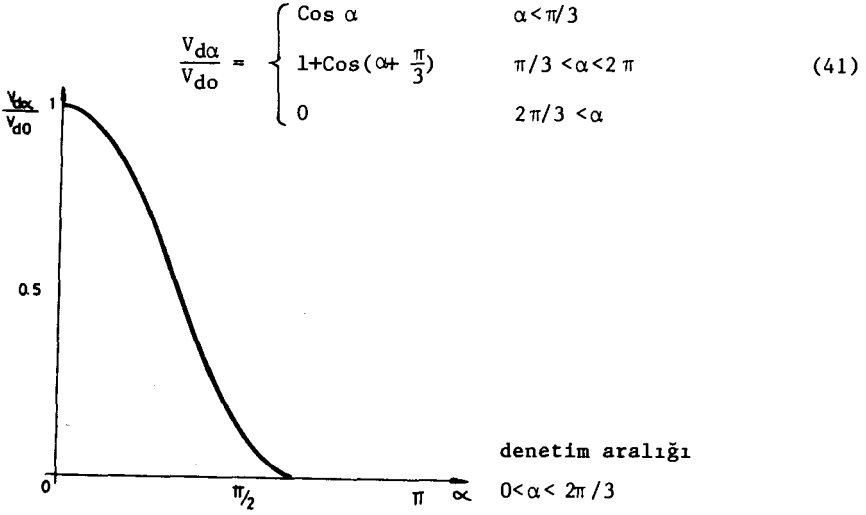
$$v_{d\alpha} = 0 \quad (39)$$

elde edilir.

$\alpha = 0$ için

$$v_{do} = v_{d\alpha} \Big|_{\alpha=0} = \frac{3\sqrt{6} V_2}{\pi} \quad (40)$$

elde edilir. (35), (36) ve (37) bağıntıları kullanılarak, üç fazlı köprü bağlantılı doğrultucunun denetim eğrisi elde edilir.



Şekil-28 Denetim eğrisi

3.2.2. Direnç-Endüktans Yüğü (RL)

Üç fazlı, köprü bağlantılı doğrultucunun, direnç-endüktans yükünde çalışmada ($\omega L \gg R$ varsayımıyla) dalgabıçimleri Şekil 29'da gösterilmiştir.

Yük endüktans niteliğinde olduğundan, yük akımının dalgabıçimi gerilimden bağımsızdır. Yani gerilimin sıfır geçişlerinde akım sıfır değerine düşmeyeceğinden tristör çiftleri doğal olarak tıkanmazlar. Ancak bir sonraki tetikleme anında iletme yeni giren tristör uygun tristörden yük akımını devralır. Endüktans nitelikli yüğe çalışmada her tristör $120^\circ = 2\pi/3$ süreyle iletimde kalır.

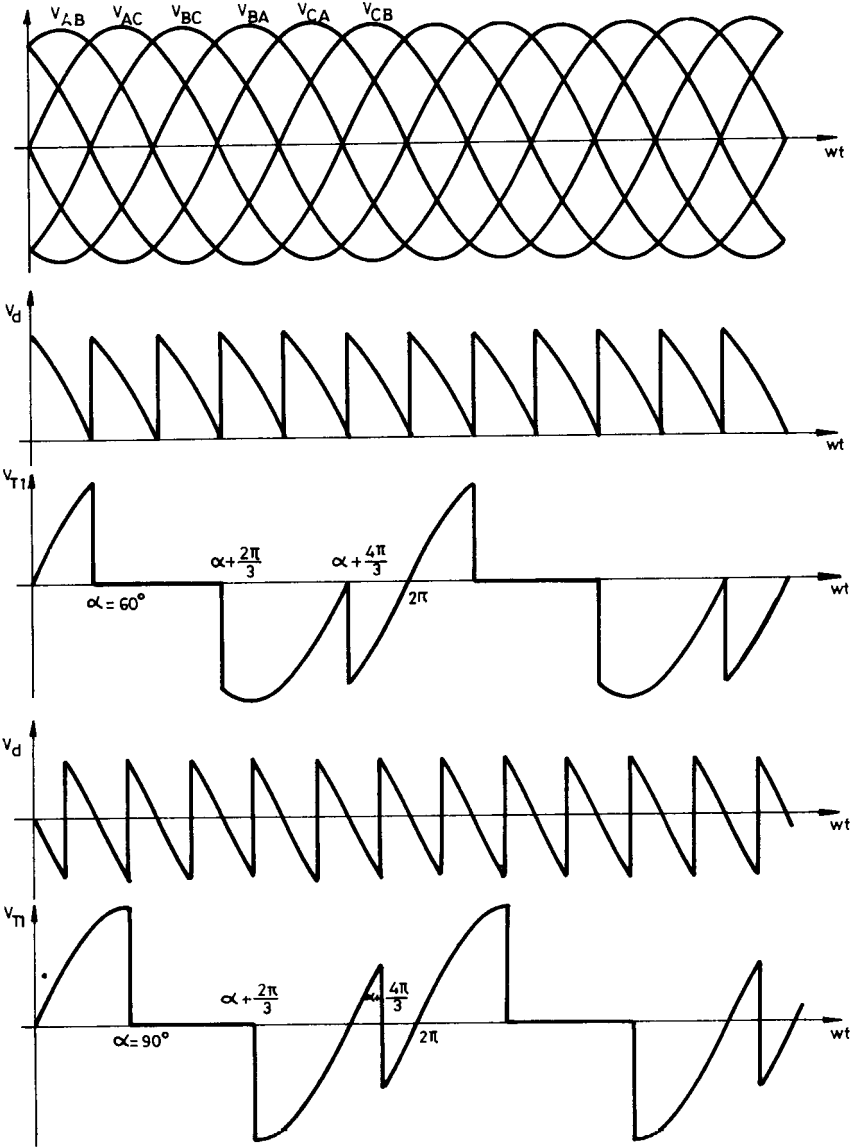
Doğru Gerilimin Ortalama Değeri

$$V_{d\alpha} = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + \pi/3} \sqrt{6} V_2 \sin(\omega t + \frac{\pi}{3}) d\omega t = \frac{3\sqrt{6} V_2}{\pi} \cos \alpha \quad (42)$$

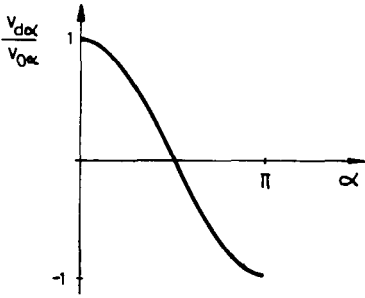
$\alpha = 0$ için

$$V_{d0} = V_{d\alpha} |_{\alpha=0} = \frac{3\sqrt{6} V_2}{\pi} \quad (43)$$

elde edilir. (39) ve (40) bağıntıları kullanılarak denetim eğrisi:



Şekil-29 K6T devresi, endüktans yükünde dalga biçimleri



Şekil-30 Denetim eğrisi

$$\frac{V_d}{V_{do}} = \text{Cos}\alpha$$

bulunur.

Denetim aralığı

$$0 < \alpha < \pi$$

4. DOĞRULTUÇULARDA AKTARIM OLGUSU

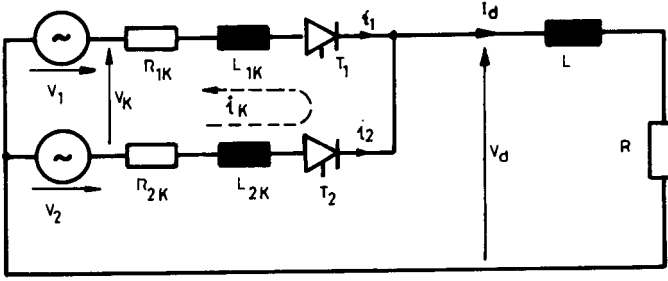
Önceki bölümlerde incelenen doğrultucu devrelerde, devrelerin türlerine ve tetikleme açılarına bağlı olarak yük akımının kesikli ya da kesiksiz olabileceği görülmüştür. Yük akımının kesiksiz olması durumunda, $\omega t = \alpha$ anına kadar akım belirli bir eleman üzerinden akmakta, $\omega t = \alpha$ anında ise iletme girmeye daha elverişli olan bir başka tristör iletme sokulmaktadır. Bu durumda yük akımının bir elemandan ötekine aktarılması söz konusudur. Bu olaya "AKTARIM" adı verilir. Aktarım olgusu doğrultucuyu besleyen kaynağın parametrelerine ve yük akımının değerine bağlı olarak bir süre devam eder. Bu süre "ÇALIŞMA SÜRESİ" olarak adlandırılır. Çalışma süresince her iki eleman birlikte iletindedir ve akımlarının toplamı yük akımına eşittir. Aktarım olgusunu ve çalışma süresini matematiksel olarak inceleyebilmek amacıyla Şekil 31 'deki eşdeğer devre verilmiştir.

Eşdeğer devrede görülen değişken gerilim kaynakları, aralarında faz farkı olan iki gerilim kaynağıdır.

$$v_1 = \sqrt{2} V \sin(\omega t + \gamma)$$

$$v_2 = \sqrt{2} V \sin(\omega t + \gamma - \phi) \quad (45)$$

Bir fazlı doğrultucularda $\phi = 180^\circ = \pi$, üç fazlı doğrultucularda ise $\phi = 120^\circ = 2\pi/3$ dir. Yine eşdeğer devrede gösterilen R_{1k} ve R_{2k} akım yolu üzerindeki bağlantı dirençleri ve giriş transformatörünün ilgili fazının ikincil sargı direncini, L_{1k} ve L_{2k} ile bağlantı endüktansları ve yine transformatörün ilgili fazının ikincil sargı endüktanslarını



Şekil-31 Aktarım olayı için eşdeğer devre

Aktarım olgusunu incelerken, $\omega L \gg R$ olduğunu ve $i_d = I_d = \text{st.}$ olduğunu gözönünde bulunduracağız.

Aktarım başlamadan hemen önce T_1 tristörü iletimde, T_2 tıkamadadır. Bu durumda v_1 kaynağı, R_{1k} , L_{1k} , L ve R elemanları üzerinden $i_1 = I_d = \text{st.}$ akımını sürmektedir. Aktarım olayı başladığında T_2 tristörü de iletime girer. O anda v_1 ve v_2 kaynakları, R_{1k} , L_{1k} , R_{2k} ve L_{2k} elemanları üzerinden bir kapalı devre oluşturur. Çakışma süresince, i_1 akımı I_d değerinden sıfıra doğru azalırken, $i_2 = i_k$ akımı da sıfır değerinden I_d değerine doğru artar. $R_{1k} = R_{2k} = R_k$ ve $L_{1k} = L_{2k} = L_k$ varsayılırsa, aktarım sırasında geçerli olan gerilim denklemi,

$$v_k = v_1 - v_2 = 2L_k \frac{di_k}{dt} + 2R_k i_k \quad (46)$$

dir. Denklemi biraz daha basitleştirmek için $R_k \ll \omega L_k$ yazılırsa,

$$v_k = v_1 - v_2 = 2L_k \frac{di_k}{dt} \quad (47)$$

elde edilir. (44) differansiyel denklemi $i_k(0)=0$ başlangıç koşulu ile çözülürse

$$i_k = \frac{2V_k}{2\omega L_k} (1 - \cos \omega t) \quad (48)$$

elde edilir. Çakışma süresi (μ) ni belirlemek amacıyla (44) denklemin-den,

$$\int v_k dt = \int 2L_k \frac{di_k}{dt} dt = 2L_k \int i_k$$

yazılabilir. Çakışma süresince i_k akımı sıfır değerinden I_d değerine ulaşacağına göre,

$$v_k dt = 2L_k I_d$$

yazılabilir. Doğal ateşleme noktasına göre aktarım $\omega t = \alpha$ anında başlayıp $\omega t = \alpha + \mu$ anında sona erdiğine göre, (48) ve (50) eşitlerinden yararlanarak,

$$\begin{aligned} \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} v_k dt &= \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} \sqrt{2}V_2 \sin \omega t dt = \frac{\sqrt{2}V_2}{\omega} \left| -\cos \omega t \right|_{\alpha}^{\alpha+\mu} \\ &= \frac{\sqrt{2}V_k}{\omega} (\cos \alpha - \cos(\alpha+\mu)) = 2L_k I_d \end{aligned} \quad (51)$$

elde edilir.

$$\cos(\alpha+\mu) = \cos \alpha - \frac{2\omega L_k I_d}{\sqrt{2} V_k} \quad (52)$$

$I_k = \frac{V_k}{2\omega L_k}$ kısaltması ile (49) denklemi yeniden yazılırsa

$$\cos(\alpha+\mu) = \cos \alpha - \frac{I_d}{\sqrt{2} I_k} \quad (53)$$

elde edilir. Görüldüğü gibi μ çakışma süresi α ateşleme açısına da bağlıdır. $\alpha = 0$ için

$$\cos \mu_0 = 1 - \frac{I_d}{\sqrt{2} I_k} \quad (54)$$

$$\mu_0 = \text{Arc Cos} \left(1 - \frac{I_d}{\sqrt{2} I_k} \right) \quad (55)$$

elde edilir. Aktarım sırasında akım ve gerilimlerin değişimleri Şekil 32 'de gösterilmiştir.

Çakışma süresince yük uçlarındaki V_d geriliminin değişimini incelemek için Şekil 31 'de görülen devrede çevre ve düğüm denklemleri yazılırsa,

$$v_1 = L_k \frac{di_1}{dt} + v_d \quad (56)$$

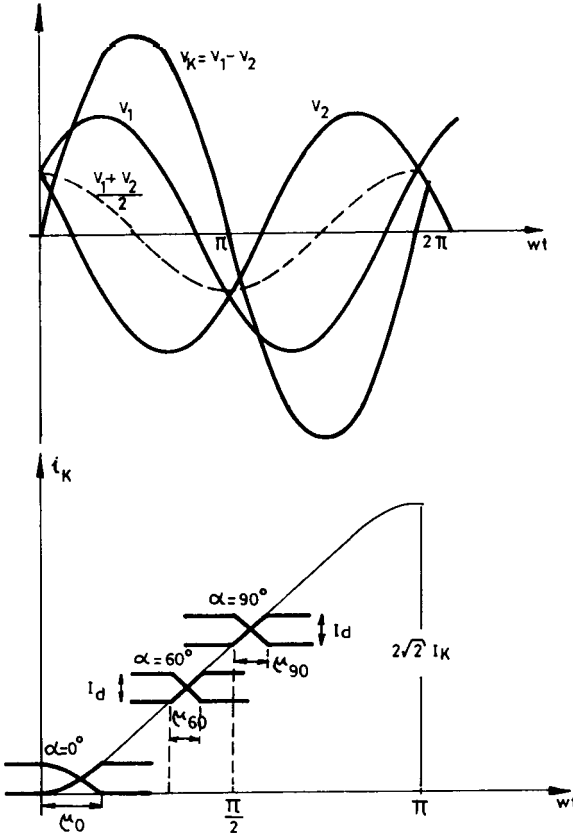
$$v_2 = L_k \frac{di_2}{dt} + v_d \quad (57)$$

$$i_1 + i_2 = I_d = \text{st.} \quad (58)$$

(58) denkleminin zamana göre türevi alınır

$$\frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} = 0$$

$$\frac{di_1}{dt} = - \frac{di_2}{dt} \quad (59)$$



Şekil-32 Aktarım sırasında akım ve gerilimler

elde edilir. (56) ve (57) denklemleri taraf tarafa toplanır, (59) bağıntısı kullanılırsa

$$v_1 + v_2 = L_k \left(\frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} \right) + 2V_d \quad (60)$$

bulunur. (57) denklemi V_d 'ye göre çözümlürse

$$V_d = \frac{v_1 + v_2}{2} \quad (61)$$

elde edilir.

(61) bağıntısını bir fazlı ve üç fazlı doğrultucular için ayrı ayrı irdelemek uygun olacaktır.

- Bir fazlı orta nokta bağlantılı doğrultucuda,

$$v_1 = v_{21} = \sqrt{2} V_2 \sin \omega t$$

$$v_2 = v_{22} = -\sqrt{2} V_2 \sin \omega t$$

Bir fazlı köprü bağlantılı doğrultucuda ise,

$$v_1 = \sqrt{2} V_2 \sin \omega t$$

$$v_2 = -\sqrt{2} V_2 \sin \omega t$$

olduğundan,

$$v_d = \frac{v_1 + v_2}{2} = 0 \quad (62)$$

aktarım sırasında yük uçlarındaki doğru gerilim sıfır değerindedir.

- Üç fazlı doğrultucularda

$$v_1 = \sqrt{2} V_2 \sin(\omega t + \gamma)$$

$$v_2 = \sqrt{2} V_2 \sin(\omega t + \gamma - \frac{2\pi}{3})$$

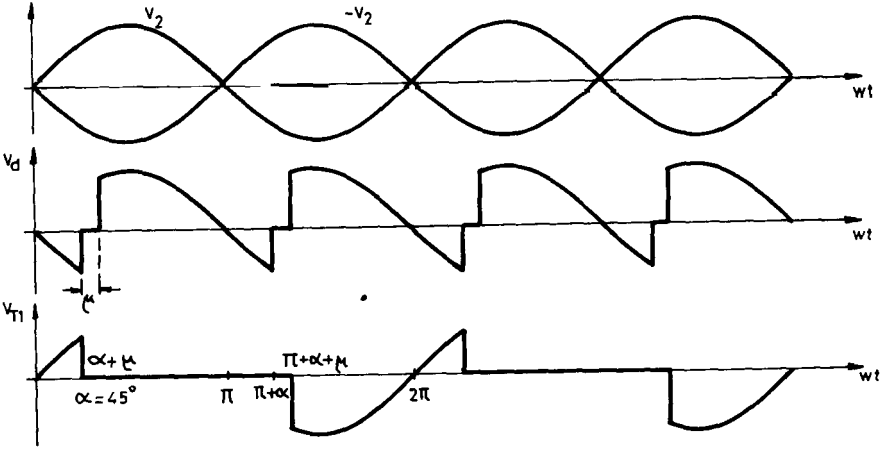
$$v_d = \frac{v_1 + v_2}{2} = \frac{\sqrt{2} V_2}{2} \cdot (\sin(\omega t + \gamma) + \sin(\omega t + \gamma - \frac{2\pi}{3}))$$

$$v_d = \frac{\sqrt{2} V_2}{2} \cos \omega t \quad (63)$$

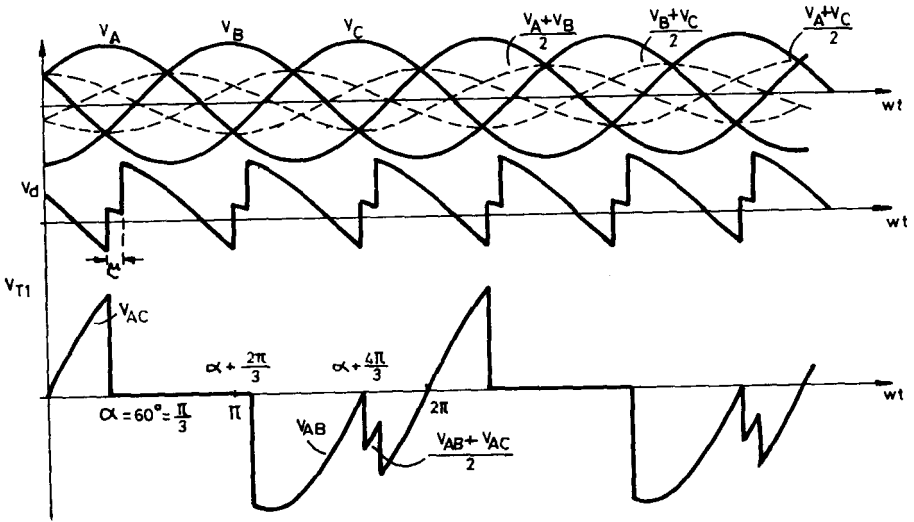
Üç fazlı doğrultucular için v_d nin değişimi Şekil 32'de gösterilmektedir.

Aktarım olgusunun dalgabıçımlerine etkisini gözleyebilmek amacıyla, bir fazlı köprü bağlantılı doğrultucunun, $\alpha = 45^\circ$ için aktarım olayı göz önünde bulundurularak çizilen dalgabıçımleri Şekil 33 'de verilmiştir. Dalgabıçımleri Şekil 16 ile karşılaştırılabilir.

Daha önce Şekil 22 'de, üç fazlı orta nokta bağlantılı doğrultucunun dalgabıçımleri verilmişti. Aynı devrenin $\alpha = 60^\circ$ de tetiklendiğinde, aktarım da gözönünde tutulursa dalgabıçımleri Şekil 34 'teki gibi olacaktır.



Şekil-33 K2T devresinin, aktarım göz önünde tutularak çizilen dalga biçimleri



Şekil-34 03T devresinin aktarımlı dalga biçimleri

5. DOĞRULTUCULARDA GERİLİM DÜŞÜMÜ

Doğrultucularda oluşan gerilim düşümlerini üç ana grupta toplayabiliriz.

- Diyot ve tristörler üzerinde düşen eşik gerilimi v_f , akımdan bağımsız olup yaklaşık olarak her eleman için $0.6V \sim 1V$ olarak alınabilir.
- Direnç gerilim düşümleri, akıma bağlıdır. Elemanların iletim yönündeki dirençleri, bağlantı dirençleri ve giriş transformatörlerinin sargı dirençlerinin tümünü oluşturduğu eşdeğer direnç R_k ise, direnç gerilim düşümü

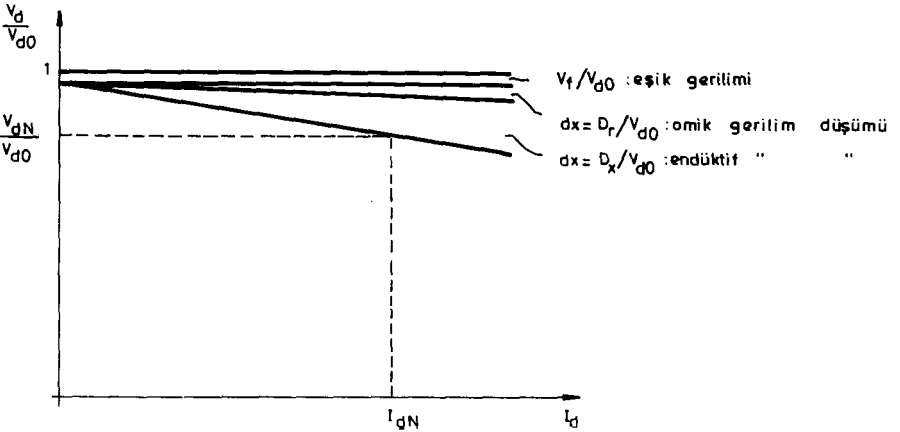
$$D_r = R_k I_d \quad (64)$$

olarak tanımlanabilir.

- Doğrultuculardaki gerilim düşümlerinin önemli bir bölümü, aktarım sırasında endüktanslar üzerinde oluşan gerilim düşümüdür. Girişteki değişken gerilimin frekansı f ve giriş işaretinin bir dönemi boyunca devrede oluşan aktarım sayısı p ise, birim zamanda devrede $p.f$ kez aktarım olacaktır. Bu durumda aktarım gerilim düşümü,

$$D_x = p.f.L_k I_d \quad (65)$$

biçiminde tanımlanır.



Şekil-35 Gerilim düşümleri

6. DÜŞÜK TEPKİN GÜÇ GEREKSİNİMLİ DEVRELER

Doğrultucularda kullanılan yarıiletken devre elemanlarının özgeçirileri doğrusal değildir. Doğru gerilimin denetlenmesi amacıyla, girişe uygulanan sinüs biçimli gerilimler tetikleme açısına bağlı olarak çıkışa sinüs parçaları biçiminde uygulanır. Bu durum elemanlardan (dolayısıyla girişten) çekilen akımın hem biçiminin bozulmasına hem de gerilimle arasında bir faz farkının oluşmasına neden olur. Yük direnç bile olsa oluşan bu durum, girişten etkin güç yanında tepkin güç de çekilmesine neden olur. Şebekeden çekilen tepkin gücü iki ana grupta toplayabiliriz.

- Sinüs biçimli olmayan akımın harmonikleri nedeniyle oluşan tepkin güç
- Faz denetimi nedeniyle ortaya çıkan tepkin güç

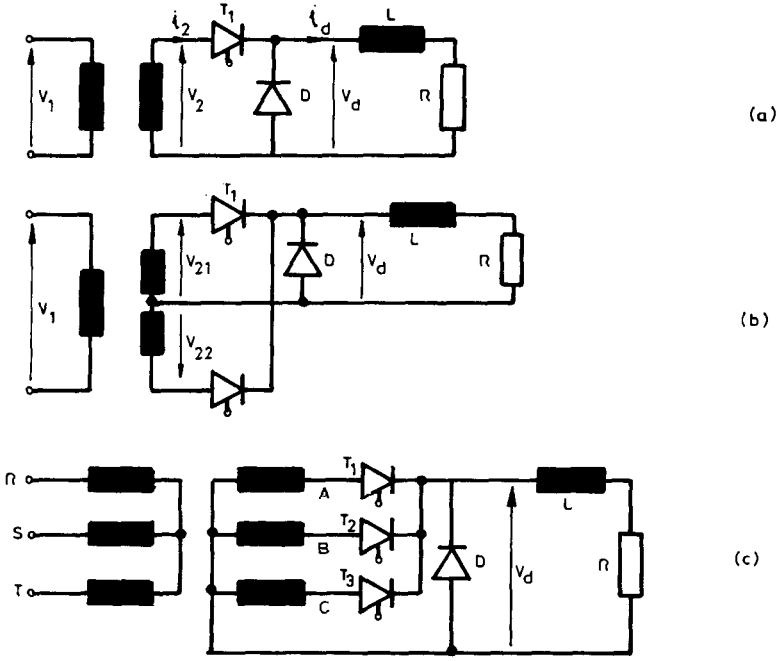
Denetim nedeniyle ortaya çıkan tepkin gücü azaltabilmek amacıyla, doğrultucuların çıkışlarına ters yönde "Boşluk Diyodu" bağlanır. Ayrıca, köprü doğrultucularda tristörlerin bazıları diyotlarla değiştirilerek "Yarı Denetimli" doğrultucular elde edilir.

Şekil 36 'da orta nokta bağlantılı devrelerin boşluk diyotlu biçimleri gösterilmiştir. Devrelerin yapılarından da görüldüğü gibi, boşluk diyotlu devrelerde, doğru gerilimin $v_d \leq 0$ olduğu durumlarda, boşluk diyodu iletimi devralır. Yük endüktansı nedeniyle biriken enerji boşluk diyodu üzerinden akım akıttığından, bu amaçla girişten akım çekilmemektedir. Karşılaştırma yapmak amacıyla, önceki bölümlerde incelenmiş olan ve dalgabiçimleri Şekil 22 'de verilen, bir fazlı orta nokta bağlantılı doğrultucunun boşluk diyotlu çalışması örnek olarak incelenmektedir.

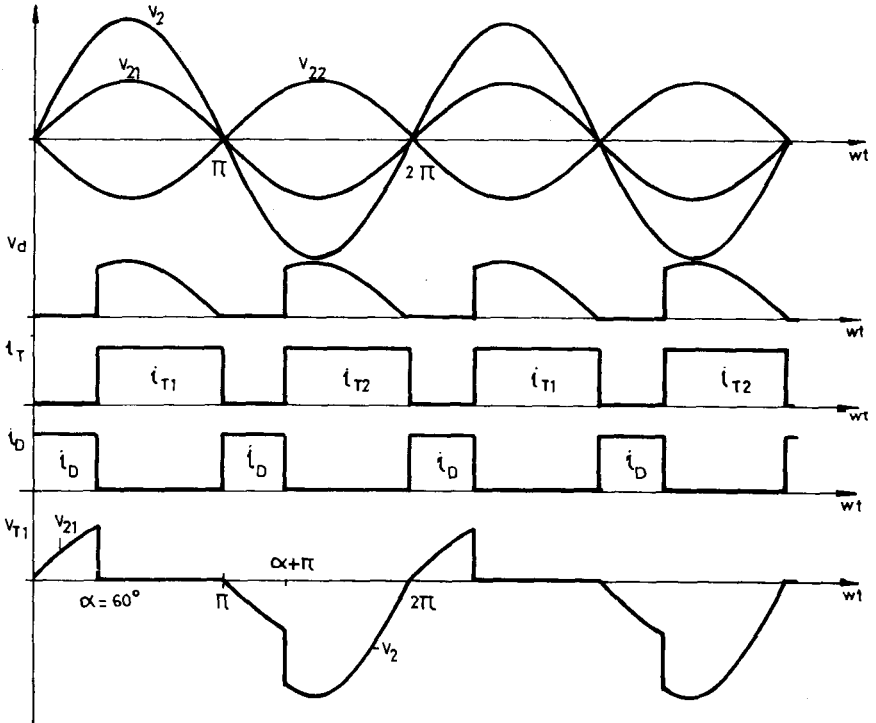
$\omega L \gg R$ varsayımıyla ($I_d = st.$) devrenin dalgabiçimleri Şekil 37 'de verilmiştir. Doğru gerilimin biçimi direnç yüküyle çalışma sırasındaki dalgabiçimine benzerdir. $\omega t = \alpha$ anında iletme giren tristör, iletimi $\omega t = \pi$ anında D diyoduna devreder. $\pi < \omega t < \pi + \alpha$ aralığında yük akımı D, L, R elemanları üzerinden akmaktadır. Bu durumda doğru gerilimin ortalama değeri;

$$V_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}V_{21} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{\sqrt{2}V_{21}}{\pi} \left[-\cos \omega t \right]_{\alpha}^{\pi} = \frac{\sqrt{2}V_{21}}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (66)$$

Denetim eğrisi ise,



Şekil-36 Orta nokta bağlantılı, boşluk diyotlu doğrultucu devreler

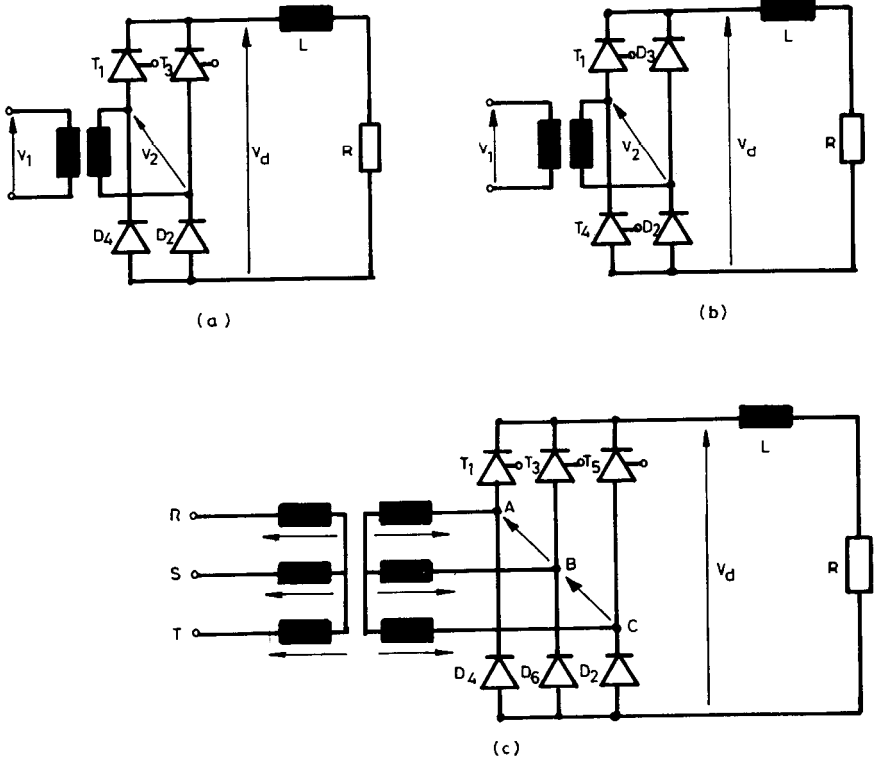


TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI - GÜÇ ELEKTRONİĞİ
Şekil-37 O2T devresi dalgabıçimleri

$$\frac{V_{d\alpha}}{V_{do}} = \frac{\sqrt{2}V_{21}}{\pi} (1+\cos\alpha) \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}V_{21}} = \frac{1+\cos\alpha}{2} \quad (67)$$

biçiminde olacaktır.

Şekil 38 'de yarı denetimli köprü doğrultucu devreler gösterilmiştir.

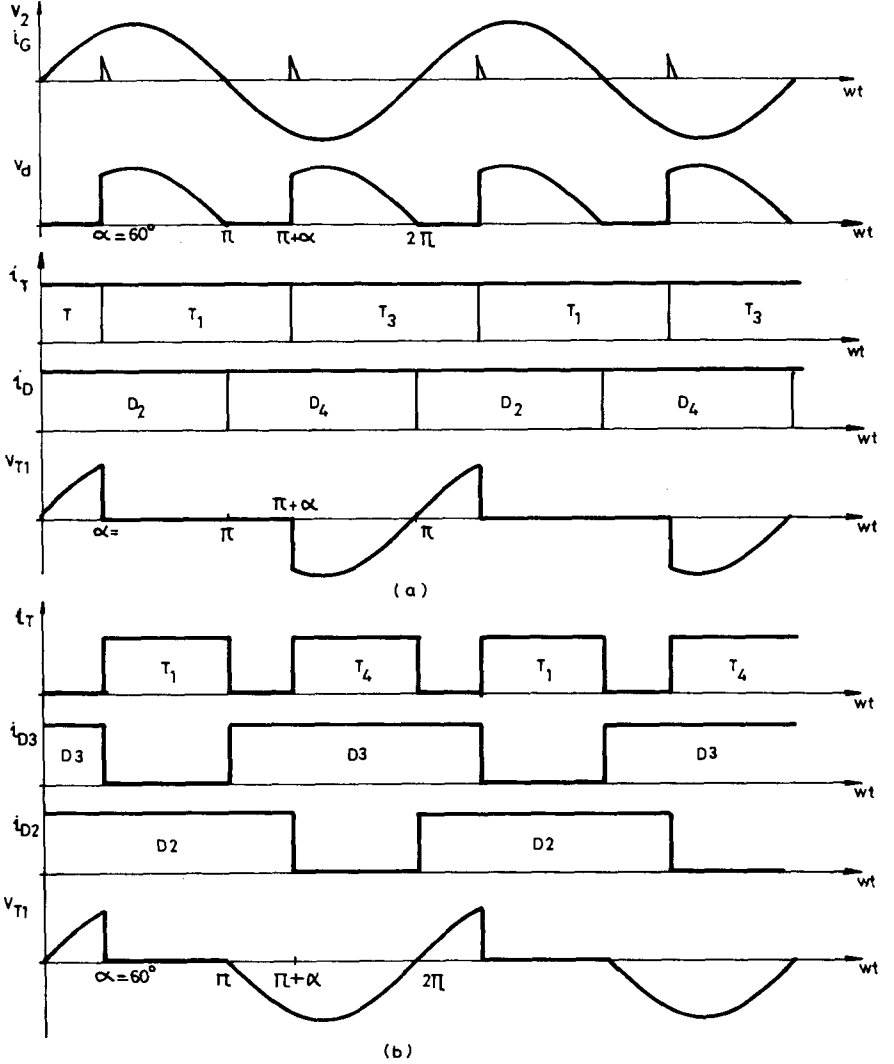


- (a) Bir fazlı simetrik yarıdenetimli köprü doğrultucu K2YS
 (b) Bir fazlı asimetric yarıdenetimli köprü doğrultucu K2YA
 (c) Üç fazlı yarıdenetimli köprü doğrultucu K6Y

Şekil-38 Yarıdenetimli köprü doğrultucular

Köprü bağlantılı doğrultucularda, boşluk diyodu kullanımı yerine, uygun tristörler yerine diyotlar kullanılarak yarıdenetimli doğrultular elde edilir.

Bir fazlı köprü bağlantılı yaridenetimli doğrultucuların çıkış gerilimlerinin zamanla değişimleri aynıdır. Ancak bir periyot içerisinde diyot ve tristörlerin iletim süreleri farklıdır. Karşılaştırabilmek amacıyla $\alpha = 60^\circ$ için her iki devrenin dalgabiçimleri Şekil 39 'da verilmiştir.



Şekil-39 Simetrik (a) ve Asimetrik (b) yaridenetimli köprü doğrultucu dalgabiçimleri

Dalgabiçimlerinden de görüleceği gibi, simetrik yaridenetimli doğrultucuda tristör ve diyotlar $\theta = 180^\circ$ süresince iletimdedirler. Oysa simetrik yaridenetimli doğrultucuda ise tristörler $(\pi - \alpha)$ süresince, diyotlar $(\pi + \alpha)$ süresince iletimde kalmaktadırlar.

Simetrik yaridenetimli doğrultucuda, $wt = \alpha$ anında T_1 tristörünün kapısına darbe uygulandığında, T_1 ve D_2 birlikte iletime girerler. $wt = \pi$ anında $v_2 = 0$ değerini alınca, D_2 diyodu iletimi D_4 diyoduna bırakır. $\pi < wt < \pi + \alpha$ aralığında yük akımı yolunu T_1 , D_4 , L ve R üzerinden tamamlar. Bu aralıkta T_1 ve D_4 boşluk diyodunun görevini görürler ve girişten akım çekilmez. $wt = \pi + \alpha$ anında T_3 tristörünün kapısına darbe uygulanmasıyla T_3 , T_1 den iletimi devralır. $\pi + \alpha < wt < 2\pi$ aralığında yük akımı, T_3 ve D_4 elemanları üzerinden kaynaktan sağlanır.

Asimetrik yaridenetimli doğrultucuda, $wt = \alpha$ anında T_1 tristörünün kapısına darbe uygulandığında, T_1 ve D_2 birlikte iletime girerler. $wt = \pi$ anında D_3 diyodu iletimi T_1 den devralır. $\pi < wt < \pi + \alpha$ aralığında D_2 ve D_3 birlikte boşluk diyodu görevini görürler ve yük akımının sürekliliğini sağlarlar. $wt = \pi + \alpha$ anında daha aktif olan T_4 tristörünün kapısına darbe uygulanmasıyla, T_4 tristörü iletimi D_2 diyodundan devralır.

Bir fazlı köprü bağlantılı yaridenetimli doğrultucuda, doğru gerilimin ortalama değeri,

$$V_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} V_2 \sin wt \, dwt = \frac{\sqrt{2} V_2}{\pi} \left[-\cos wt \right]_{\alpha}^{\pi} = \frac{\sqrt{2} V_2}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (68)$$

biçimindedir. En büyük doğru gerilim

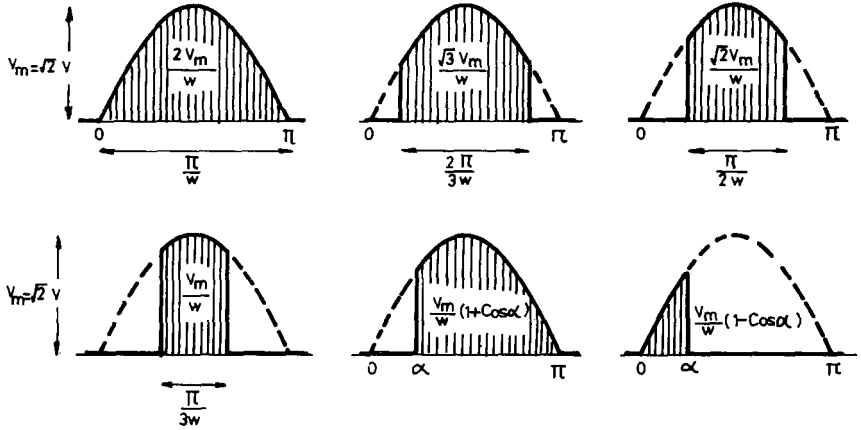
$$V_{do} = V_{d\alpha} \Big|_{\alpha=0} = \frac{\sqrt{2} \cdot 2V_2}{\pi} \quad (69)$$

ve denetim eğrisi

$$\frac{V_{d\alpha}}{V_{do}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (70)$$

7. VOLT-ZAMAN ALANI YÖNTEMİ

İncelenen değişik doğrultucuların çıkışlarında görülen dalgabiçimleri sinüs parçalarından oluşmaktadır. Bu sinüs parçalarından oluşan dalgabiçiminin zamana göre integrali alınarak ortalama değeri hesaplanır. Doğru gerilimin ortalama değerinin hesaplanması için yaygın olarak kullanılan bir yöntem de "VOLT-ZAMAN ALANI" yöntemidir. Bu yöntemde, integrali alınacak dalgabiçimi, alanları bilinen parçalara ayrılır. Daha sonra bu parçaların bilinen alan değerleri işaretleriyle birlikte toplanarak volt-zaman alanı bulunur. Bulunan bu değer, dalgabiçiminin periyoduna bölünerek ortalama değer bulunur. Şekil-40 ta çeşitli sinüs parçaları ve bunların Volt-Zaman alanları (VZA) gösterilmiştir.

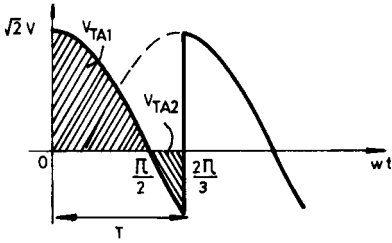


Şekil-40 Çeşitli dalgabiçimlerinin Volt-Zaman alanları

VZA : Volt-Zaman Alanı

T : Periyot ise

Ortalama değer : $V_d = \frac{VZA}{T}$

ÖRNEK-1

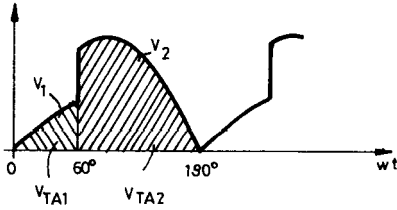
$$VZA = VZA_1 - VZA_2$$

$$= \frac{\sqrt{2}V}{w} (1 + \cos \frac{\pi}{2}) - \frac{\sqrt{2}V}{w} (1 - \cos (\frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{2}))$$

$$= \frac{\sqrt{2}V}{w} (1 + 0 - 1 + \cos \frac{\pi}{6}) = \frac{\sqrt{3}\sqrt{2}V}{2w}$$

$$T = \frac{2\pi}{3w}$$

$$V_d = \frac{\sqrt{3}\sqrt{2}V}{2w} \cdot \frac{3w}{2\pi} = \frac{3\sqrt{6}V}{4} = 0,584 V$$

ÖRNEK-2

$$VZA = VZA_1 + VZA_2$$

$$= \frac{\sqrt{2}V}{w} (1 - \cos 60^\circ) + \frac{\sqrt{3}\sqrt{2}V}{w} (1 + \cos 60^\circ)$$

$$= \frac{\sqrt{2}V}{3} (1 - 0.5) + \frac{\sqrt{3}\sqrt{2}V}{w} (1 + 0.5)$$

$$= \frac{\sqrt{2}V}{2w} + \frac{3\sqrt{3}\sqrt{2}V}{2w} = 4.381 \frac{V}{w}$$

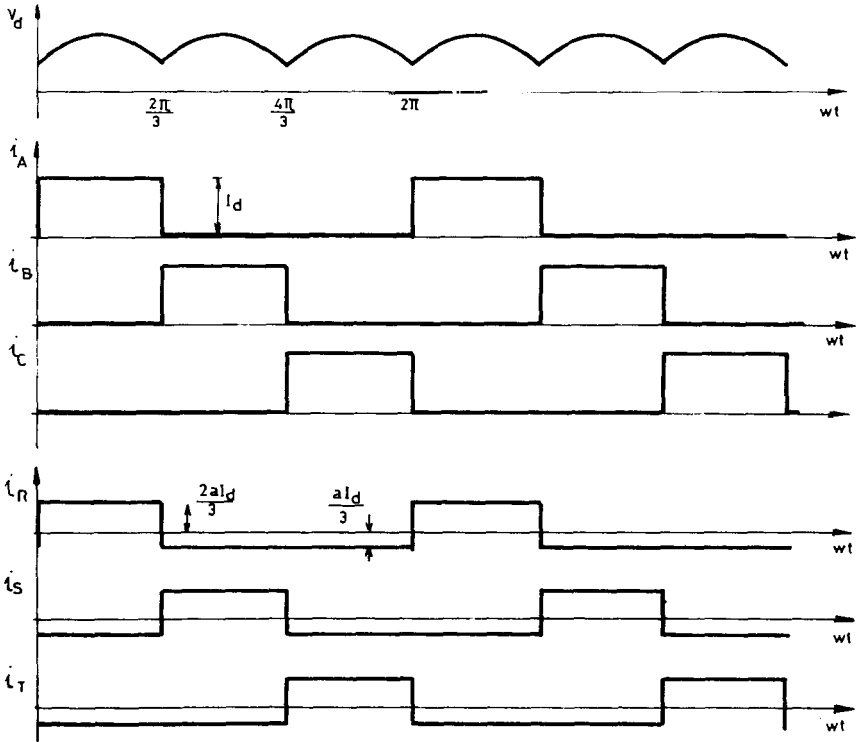
$$T = \frac{\pi}{w}$$

$$V_d = 4.381 \frac{V}{w} \cdot \frac{w}{\pi} = 1.394 V$$

8. DOĞRULTUCU DEVRE BESLEME TRANSFORMATÖRÜ

8.1. ANMA GÜCÜ

Bu bölümde, doğrultucuların girişinde kullanılan transformatörlerin anma değerlerinin ve çevirme oranının belirlenmesi incilenecektir. Bu amaçla daha önce incelenmiş olan doğrultuculardan, üç fazlı orta nokta bağlantılı doğrultucu (Şekil 18) örnek olarak seçilmiştir. Transformatörün birincil yan faz gerilimlerinin etkin değerleri V_1 , ikincil yan faz gerilimlerinin etkin değeri V_2 ve yükün çok endüktif olduğu ($\omega L \gg R$) kabul edilirse, $\alpha = 0^\circ$ için akım dalgabiçimleri Şekil 41 'de verilmiştir.



Şekil-41 Üç fazlı orta nokta bağlantılı doğrultucunun, $\alpha = 0$ için gerilim ve akım dalgabiçimleri

Doğrultucu girişinde kullanılan transformatörün çevirme oranı

$$\frac{N_1}{N_2} = a = \frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1} \quad (71)$$

ise, birincil ve ikincil yandan akan faz akımlarının ani değerleri;

$$0 < \omega t < \frac{2\pi}{3} \quad i_A = I_d \quad i_R = \frac{2}{3} \frac{1}{a} I_d$$

$$\frac{2\pi}{3} < \omega t < 2\pi \quad i_A = 0 \quad i_R = \frac{1}{3} \frac{1}{a} I_d$$

olacaktır. İkincil yan faz akımının etkin değeri

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_d^2 d\omega t} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} \quad (72)$$

dir. İkincil yanın toplam görünür gücü,

$$S_2 = 3 V_2 I_2 \quad (73)$$

tanımı, (29) ve (69) bağıntıları kullanılarak

$$S_2 = 3 \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} V_{do} \frac{I_d}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}\pi}{3} V_{do} I_d \cong 1.48 V_{do} I_d \quad (74)$$

elde edilir. Birincil yan faz akımının etkin değeri

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{2\pi/3} \frac{2I_d}{3a} d\omega t + \int_{\pi}^{\pi} -\frac{I_d}{3a} d\omega t \right]} = \quad (74)$$

$$= \frac{I_d}{3a} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\frac{8\pi}{3} + 2\pi - \frac{2\pi}{3} \right]} = \frac{\sqrt{2}}{3a} I_d \quad (75)$$

olacaktır. Birincil yanın toplam görünür gücü ;

$$S_1 = 3 V_1 I_1 \quad (76)$$

(29), (69) ve (68) bağıntıları kullanılarak,

$$S_1 = 3 a V_2 I_1 = 3 \cdot a \cdot \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} V_{do} \cdot \frac{\sqrt{2}}{3a} I_d = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} V_{do} I_d \cong 1.21 V_{do} I_d \quad (77)$$

elde edilir. Transformatörün anma gücü

$$S_{TR} = \frac{1}{2} (S_1 + S_2) = 1.345 V_{do} I_d \quad (78)$$

bağıntısı ile hesaplanabilir.

8.2. ÇEVİRME ORANI

Transformatörün çevirme oranının hesaplanabilmesi için, yük geriliminin en büyük değerinden yola çıkılmalıdır. Önce, doğrultucunun türüne ve yükün yapısına göre, en küçük ateşleme açısından ($\alpha=0$) istenen gerilimi verebilecek ikincil yan faz gerilimi belirlenmelidir. Örnek olarak bir fazlı köprü bağlantılı tam dalga doğrultucu devresini ele alalım. Omik yük üzerinde 0-100V arasında değişebilen bir doğru gerilim istendiğini varsayalım.

$$V_{do} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_2 \approx 0.9 V_2 = 100 \text{ V} \quad (79)$$

olmalıdır. Transformatörün birincil yan faz gerilimi etkin değeri

$$V_1 = 220 \text{ V} \quad (80)$$

olacağı gözönünde bulundurulursa, (79) ve (80) bağıntıları kullanılarak transformatörün ikincil yan faz geriliminin etkin değeri

$$V_2 = \frac{V_{do}}{0.9} = \frac{100}{0.9} \text{ V}$$

ve transformatörün çevirme oranı,

$$a = \frac{V_1}{V_2} = 220 \cdot \frac{0.9}{100} = 1.98$$

olarak hesaplanır.

Diğer doğrultucularda da çevirme oranı, (79) bağıntısı yerine uygun bağıntılar kullanılarak hesaplanabilir.

9. SONUÇ

Bu bölümde çeşitli doğrultucu devrelerin yapıları ve çalışma ilkeleri farklı yükler için incelenmiştir. Devrelerin çalışma ilkeleri verilirken gözardı edilmiş olan gerilim düşümleri ve aktarım olgusu ayrı başlıklar altında ve seçilen belirli örnek devreler üzerinde anlatılmıştır.

Uygulamada yaygın olarak kullanılan yarı denetimli doğrultucular ve boşluk diyotlu devreler, "düşük tepkin güçlü devreler" başlığı altında anlatılmıştır. Ayrıca doğrultucu devrelerin girişinde kullanılan besleme transformatörlerinin belirlenmesi sırasında gözönünde tutulması gereken noktalar örneklerle sunulmuştur.

10. KAYNAKLAR

1. ALDEMİR, R., "Güç ElektronikĐi Ders Notları", Kısım-1, KTÜ, 1980.
2. MULLARD, "Power Engineering Using Thyristors", Vol.1: Techniques of Thyristor Power Control, 1970.
3. ERTAN, H.B., "Lecture Notes and Solved Examples on Power Electronics", Part-1, ODTÜ, 1988.

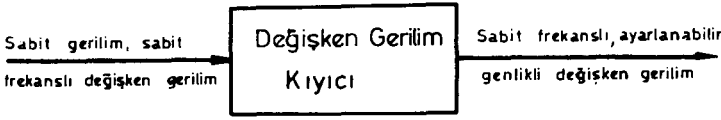
ÖZET

Bu çalışmada doğal aktarımlı değişken gerilim kıyııcılar incelenmiştir. Değişken gerilim kıyııcıların uygulama alanlarına ilişkin bilgi verildikten sonra tek fazlı değişken gerilim kıyııcıların çalışma ilkeleri açıklanmıştır. Yükün direnç yükü veya direnç-endüktans yükü olmasına göre değişken gerilim kıyııcı devresinin analizi yapılmıştır. Değişken gerilim kıyııcı devrelerin önemli bir uygulama alanı olan transformatörlerde uç değiştirme olayı incelenmiştir.

Dr. Cemil GÜRÜNLÜ

1. GİRİŞ

Bu bölümde doğal aktarımını değişken gerilimden değişken gerilime dönüşüm yapan yarıiletken güç elektroniği devrelerine yer verilmiştir. Sabit frekans ve genliğe sahip değişken gerilimi, genliği ayarlanabilen ancak frekansı sabit, değişken gerilime dönüştüren güç elektroniği devrelerine "Değişken Gerilim Kıyıcı" adı verilir. Bu tanımı Şekil 1 'deki blok diyagramı ile gösterebiliriz.



Şekil-1 Değişken gerilim kıyıcısının işlevinin gösteren blok diyagramı

Değişken gerilim kıyıcılarının başlıca uygulama alanları aşağıda verilmiştir.

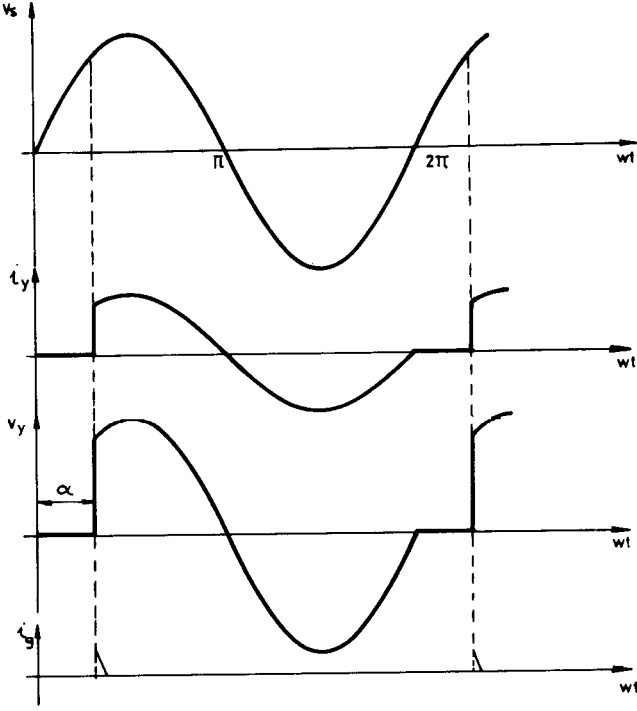
1. Asenkron motorlarda hız denetimi
2. Elektrik ile ısıtma
3. Elektrik ile ergitme
4. Transformatörde çıkış ucunun değiştirilmesi

Güç elektroniği devrelerinin uygulama alanları ayrı bir bölümün konusunu oluşturduğundan, burada değişken gerilim kıyıcılarının uygulama alanlarının ayrıntısına değinilmeyecek, bir ve üç fazlı değişken gerilim kıyıcılar kuramsal olarak incelenecektir.

2. BİR FAZLI DEĞİŞKEN GERİLİM KIYICILAR

Değişken gerilim kıyıcılarda belli başlı iki farklı denetim yöntemi kullanılır. Bunlar ;

- a) Açık kapalı denetim (on-off control)
- b) Faz denetimi (Phase control)



(b)

Şekil 3. (a) Faz denetimi kullanılan bir fazlı değişken gerilim kıyıcısı
(b) Devreye ilişkin dalgabıçimleri ve tetikleme işaretleri

Kaynak geriliminin $v_s = \sqrt{2} V_S \sin \omega t$ şeklinde değiştiğini ve T tristörünün ateşlenme açısına α diyelim. Bu koşullarda yük geriliminin etkin değeri

$$V_{y,eff} = \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} 2 V_S^2 \sin^2 \omega t \, d(\omega t) + \int_{\pi}^{2\pi} 2 V_S^2 \sin^2 \omega t \, d(\omega t) \right] \right\}^{1/2} \quad (4)$$

$$V_{y,eff} = \left\{ \frac{V_S^2}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t) \, d(\omega t) + \int_{\pi}^{2\pi} (1 - \cos 2\omega t) \, d(\omega t) \right] \right\}^{1/2} \quad (5)$$

$$V_{y,eff} = V_S \left[\frac{1}{2\pi} \left(2\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2} \quad (6)$$

dir ve aynı koşullarda çıkış geriliminin ortalama değeri

Kaynak geriliminin $v_s = \sqrt{2} V_s \sin \omega t$ şeklinde değiştiğini varsayalım. Yükün kaynak gerilimine bağlı olduğu dönem sayısı n ve yükün kaynak gerilimine bağlı olmadığı dönem sayısına m diyelim. Bu koşullarda yük geriliminin etkin değeri

$$V_y = \left[\frac{n}{2\pi(n+m)} \int_0^{2\pi} 2 V_s^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} \quad (1)$$

$$V_y = V_s \sqrt{\frac{n}{n+m}} \quad (2)$$

$$V_y = V_s \sqrt{d} \quad (3)$$

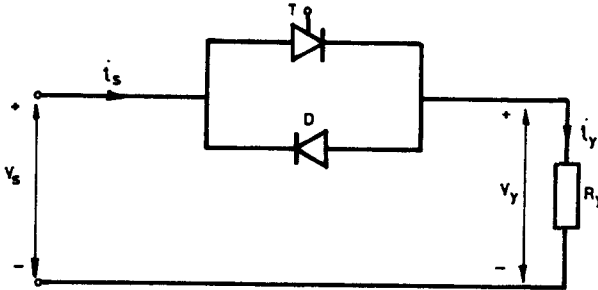
Burada $d = \frac{n}{n+m}$ doluluk boşluk oranı (duty cycle) olarak adlandırılır.

Görüldüğü gibi yük gerilimi doluluk boşluk oranının karekökü ile doğru orantılıdır. O halde anahtarlama elemanının açık ve kapalı oldukları sürelerle etki ederek doluluk boşluk oranını değiştirmek ve sonuçta yük gerilimin etkin değerini değiştirmek olanağı vardır.

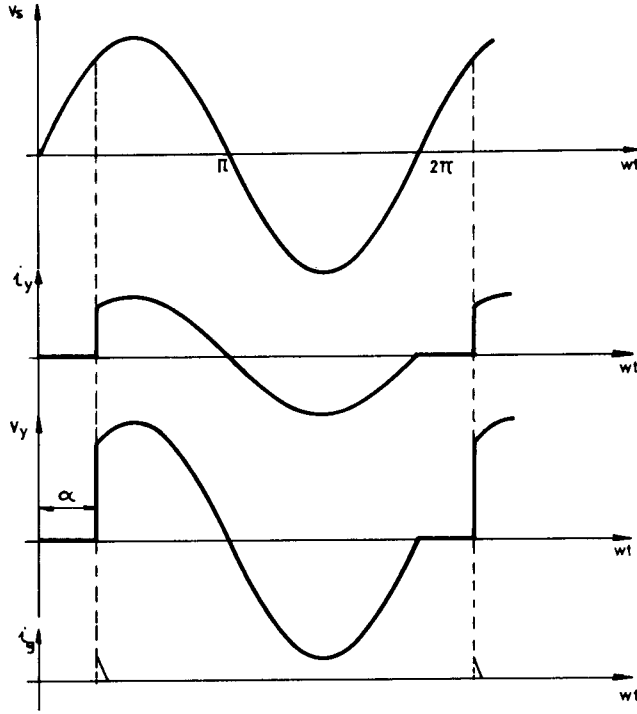
2.2. FAZ DENETİMİ

Bir önceki ayrıtı incelediğimiz açık kapalı denetimde anahtarlama elemanı birküç dönem boyunca açık ve birkaç dönem boyunca kapalı durumda idi. Faz denetiminde anahtarlama işlemini açık kapalı denetimden farklı olarak anahtarlama işlemi bir dönem içerisinde gerçekleşir.

2.2.1. DİRENÇ YÜKÜ



(a)



(b)

Şekil 3. (a) Faz denetimi kullanılan bir fazlı değişken gerilim kıyıcısı
(b) Devreye ilişkin dalgabıçimleri ve tetikleme işaretleri

Kaynak geriliminin $v_s = \sqrt{2} V_s \sin \omega t$ şeklinde değiştiğini ve T tristörünün ateşlenme açısına α diyelim. Bu koşullarda yük geriliminin etkin değeri

$$V_{y,eff} = \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} 2 V_s^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) + \int_{\pi}^{2\pi} 2 V_s^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right] \right\}^{1/2} \quad (4)$$

$$V_{y,eff} = \left\{ \frac{V_s^2}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t) d(\omega t) + \int_{\pi}^{2\pi} (1 - \cos 2\omega t) d(\omega t) \right] \right\}^{1/2} \quad (5)$$

$$V_{y,eff} = V_s \left[\frac{1}{2\pi} \left(2\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2} \quad (6)$$

dir ve aynı koşullarda çıkış geriliminin ortalama değeri

1. GİRİŞ

Bu bölümde doğal aktarımını değişken gerilimden değişken gerilime dönüşüm yapan yarıiletken güç elektroniği devrelerine yer verilmiştir. Sabit frekans ve genliğe sahip değişken gerilimi, genliği ayarlanabilen ancak frekansı sabit, değişken gerilime dönüştüren güç elektroniği devrelerine "Değişken Gerilim Kıyıcı" adı verilir. Bu tanımı Şekil 1 'deki blok diyagramı ile gösterebiliriz.



Şekil-1 Değişken gerilim kıyıcısının işlevinin gösteren blok diyagramı

Değişken gerilim kıyıcıların başlıca uygulama alanları aşağıda verilmiştir.

1. Asenkron motorlarda hız denetimi
2. Elektrik ile ısıtma
3. Elektrik ile ergitme
4. Transformatörde çıkış ucunun değiştirilmesi

Güç elektroniği devrelerinin uygulama alanları ayrı bir bölümün konusunu oluşturduğundan, burada değişken gerilim kıyıcıların uygulama alanlarının ayrıntısına değinilmeyecek, bir ve üç fazlı değişken gerilim kıyıcılar kuramsal olarak incelenecektir.

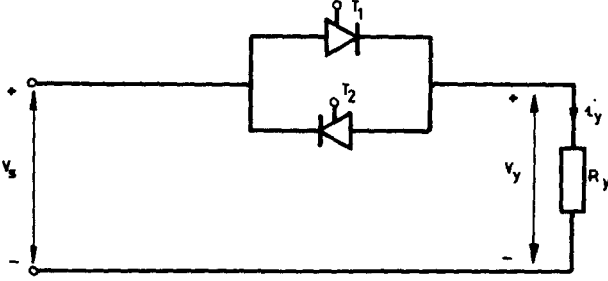
2. BİR FAZLI DEĞİŞKEN GERİLİM KİYICILAR

Değişken gerilim kıyıcılarda belli başlı iki farklı denetim yöntemi kullanılır. Bunlar ;

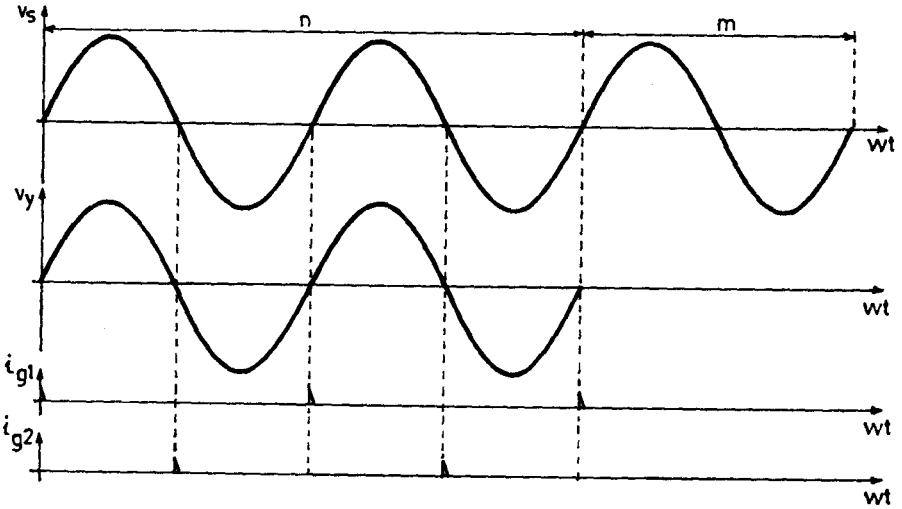
- a) Açık kapalı denetim (on-off control)
- b) Faz denetimi (Phase control)

2.1. AÇIK KAPALI DENETİM

Değişken gerilim kısıcılarda kullanılan iki denetim yönteminden önce açık kapalı denetim yöntemini inceleyelim. İdeal bir değişken kaynaktan beslenen bir yük gözönüne alalım. Yük ile kaynak arasında bir anahtarlama elemanın olduğunu düşünelim. Anahtarlama elemanı birkaç dönem açık ve birkaç dönem de kapalı durumda bulunsun. Dönem sayısı aynı kalmak koşulu ile işlem sürekli tekrarlınsın.



(a)



(b)

Şekil-2 (a) Açık kapalı denetim kullanılan bir fazlı bir değişken gerilim kısıcısı (b) Bu devreye ilişkin dalgabiçimleri ve işaretleri

Kaynak geriliminin $v_s = \sqrt{2} V_s \sin \omega t$ şeklinde değiştiğini varsayalım. Yükün kaynak gerilimine bağlı olduğu dönem sayısı n ve yükün kaynak gerilimine bağlı olmadığı dönem sayısına m diyelim. Bu koşullarda yük geriliminin etkin değeri

$$V_y = \left\{ \frac{n}{2\pi(n+m)} \int_0^{2\pi} 2 V_s^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right\}^{1/2} \quad (1)$$

$$V_y = V_s \sqrt{\frac{n}{n+m}} \quad (2)$$

$$V_y = V_s \sqrt{d} \quad (3)$$

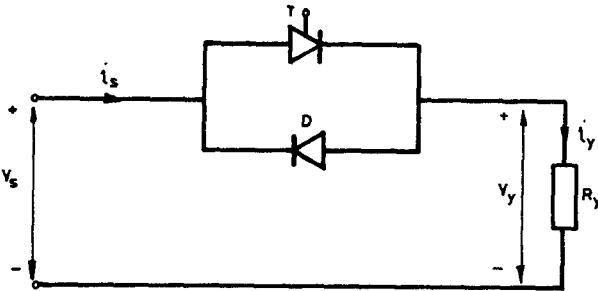
Burada $d = \frac{n}{n+m}$ doluluk boşluk oranı (duty cycle) olarak adlandırılır.

Görüldüğü gibi yük gerilimi doluluk boşluk oranının karekökü ile doğru orantılıdır. O halde anahtarlama elemanının açık ve kapalı oldukları sürelerle etki ederek doluluk boşluk oranını değiştirmek ve sonuçta yük geriliminin etkin değerini değiştirmek olanağı vardır.

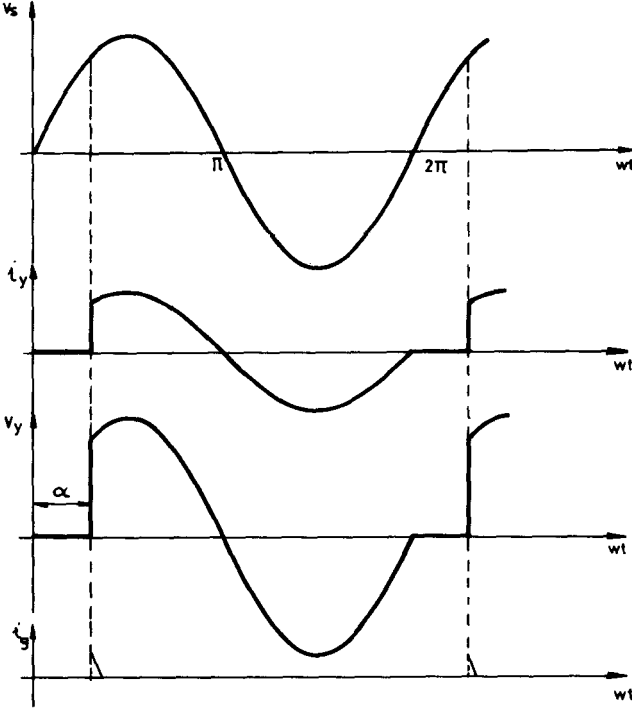
2.2. FAZ DENETİMİ

Bir önceki ayrıtı incelediğimiz açık kapalı denetimde anahtarlama elemanı birküç dönem boyunca açık ve birkaç dönem boyunca kapalı durumda idi. Faz denetiminde anahtarlama işlemini açık kapalı denetimden farklı olarak anahtarlama işlemi bir dönem içerisinde gerçekleşir.

2.2.1. DİRENÇ YÜKÜ



(a)



(b)

Şekil 3. (a) Faz denetimi kullanılan bir fazlı değişken gerilim kıyıcısı
(b) Devreye ilişkin dalgabiçimleri ve tetikleme işaretleri

Kaynak geriliminin $v_s = \sqrt{2} V_s \sin wt$ şeklinde değiştiğini ve T tristörünün ateşlenme açısına α diyelim. Bu koşullarda yük geriliminin etkin değeri

$$V_{y,eff} = \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} 2 V_s^2 \sin^2 wt \, d(wt) + \int_{\pi}^{2\pi} 2 V_s^2 \sin^2 wt \, d(wt) \right] \right\}^{1/2} \quad (4)$$

$$V_{y,eff} = \left\{ \frac{V_s^2}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2wt) \, d(wt) + \int_{\pi}^{2\pi} (1 - \cos 2wt) \, d(wt) \right] \right\}^{1/2} \quad (5)$$

$$V_{y,eff} = V_s \left[\frac{1}{2\pi} \left(2\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2} \quad (6)$$

dir ve aynı koşullarda çıkış geriliminin ortalama değeri

$$V_{y,ort} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} V_S \sin wt \, d(wt) + \int_{\alpha}^{2\pi} \sqrt{2} V_S \sin wt \, d(wt) \right] \quad (7)$$

$$V_{y,ort} = \frac{\sqrt{2} V_2}{2\pi} (\cos \alpha - 1) \quad (8)$$

olur.

Burada gördüğümüz değişken gerilim kıyıcı devresi karşıt koşul (anti-paralel) bağlı bir tristör ve bir diyotdan oluşmuştur. İki tristörü karşıt koşul bağlayarak ve uygun bir şekilde tetikleyerek de değişken gerilim kıyıcı elde etme olanağı vardır.

Tek fazlı, iki tristörlü doğru gerilim kıyıcıda T_1 tristörü pozitif alternansta, T_2 tristörü ise negatif alternansta denetim sağlamaktadır. T_1 ve T_2 tristörleri α açısıyla tetiklenirler. Kaynak geriliminin $v_s = \sqrt{2} V_S \sin wt$ şeklinde değiştiğini düşünerek, tristörlerin açısı ile tetiklenmeleri durumunda yük geriliminin etkin değeri α

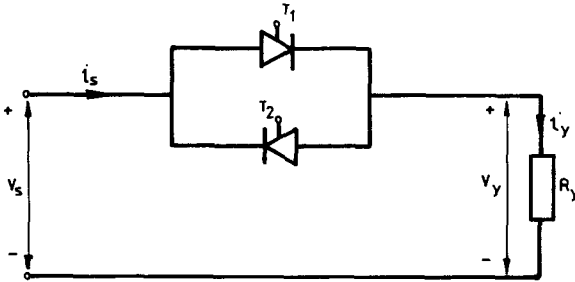
$$V_{y,eff} = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} 2 V_S^2 \sin^2 wt \, d(wt) \right]^{1/2} \quad (9)$$

$$V_{y,eff} = \left[\frac{4V_S^2}{4\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2wt) \, dwt \right]^{1/2} \quad (10)$$

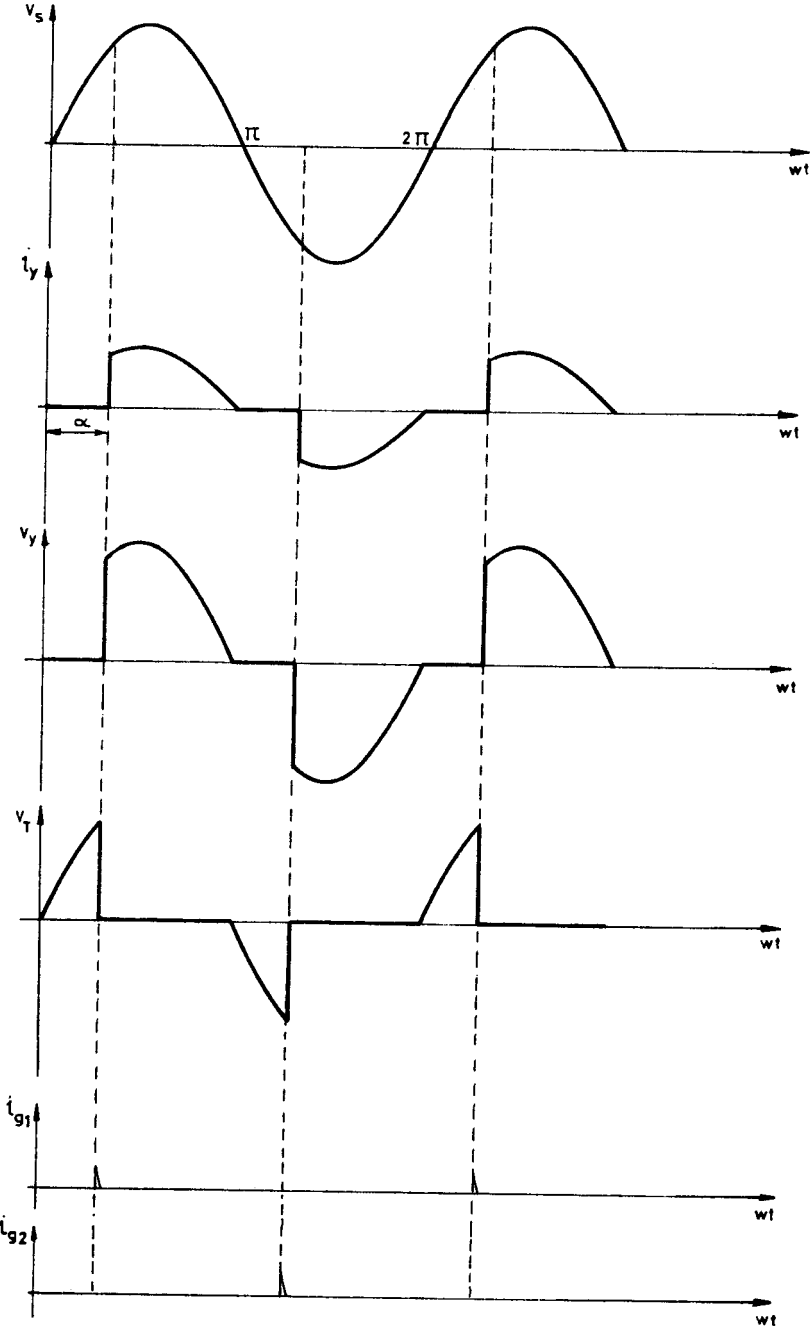
$$V_{y,eff} = V_S \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2} \quad (11)$$

şeklinde olur.

T_1 ve T_2 tristörlerinin α açısı ile tetiklenmeleri durumunda yük geriliminin ortalama değerinin sıfır olacağı açıktır.



(a)

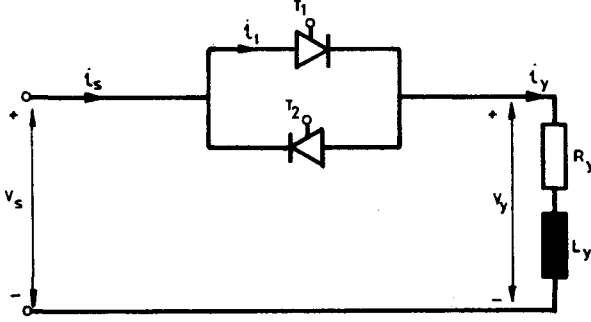


(b)

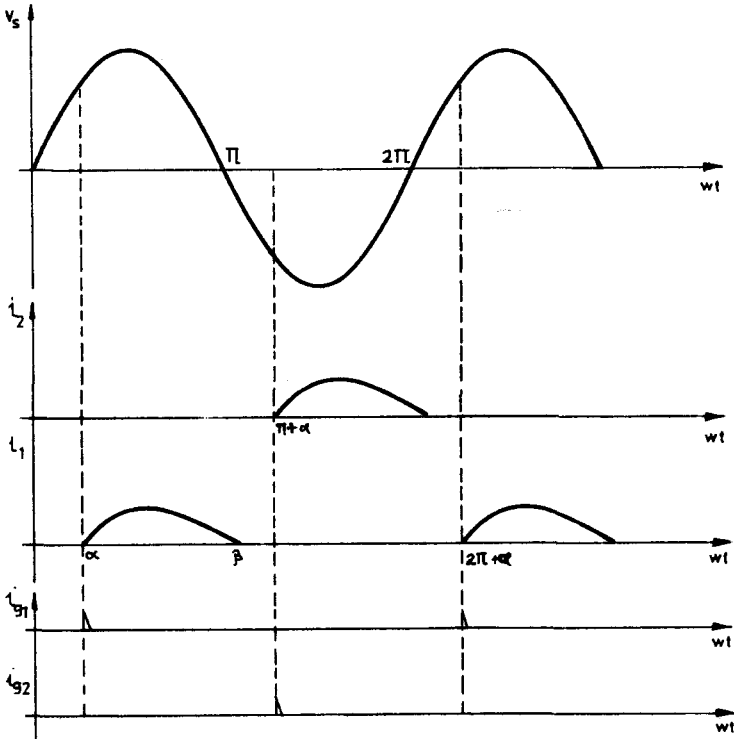
Şekil-4 (a) Karşıt koştü bağılı iki tristörden oluşmuş bir fazlı gerilim kıyıcısı. (b) Devrenin direnç yükünü beslemesi durumunda dalgalıçimleri ve tetikleme işaretleri

2.2.2. DİRENÇ ENDÜKTANS YÜKÜ

Buraya kadar yaptığımız incelemelerde değişken gerilim kıyıcının direnç yükünü beslediğini varsaydık, ancak uygulamada genellikle karşılaşılan direnç endüktans türü yüklerdir.



(a)



(b)

Şekil-5 (a) Karşıt koştut bağılı iki tristörden oluşmuş bir fazlı gerilim kıyıcısı (b) Devrenin direnç-endüktans yükünü beslemesi durumunda dalga biçimleri ve tetikleme işaretleri

Kaynak geriliminin $v_s = \sqrt{2} V_s \sin \omega t$ şeklinde değiştiğini varsayarak T_1 tristöründen akan i_1 akımını bulalım. T_1 tristörünün ateşlenmesi durumunda endüktif devreye ilişkin devre denklemi

$$L \frac{di_1}{dt} + Ri_1 = \sqrt{2} V_s \sin \omega t \quad (12)$$

şeklinde olur. Doğrusal zamanla değişmeyen bu differansiyel denklemin çözümü

$$i_1 = \frac{\sqrt{2} V_s}{Z} \sin(\omega t - \phi) + e^{-(R/L)t} \quad (13)$$

dir. Burada $Z = \{R^2 + (\omega L)^2\}^{1/2}$ yük empedansı, $\phi = \arctang \frac{\omega L}{R}$ yük açısıdır.

C değişmezi devrenin başlangıç koşullarından yararlanarak bulunabilir. $\omega t = \alpha$ iken $i_1 = 0$ dir. Buna göre C değişmezi

$$C = - \frac{\sqrt{2} V_s}{Z} \sin(\alpha - \phi) e^{(R/L)(\frac{\alpha}{\omega})} \quad (14)$$

olur. Bulunan C değerini diferansiyel denkleme yerine yazarak T_1 tristörüne ilişkin akım

$$i_1 = \frac{\sqrt{2} V_s}{Z} \{ \sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) e^{(R/L)(\frac{\alpha}{\omega} - 1)} \} \quad (15)$$

olarak bulunur.

Yük geriliminin etkin değeri

$$V_{y,eff} = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} 2 V_s^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} \quad (16)$$

$$V_{y,eff} = \left[\frac{V_s^2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} (1 - \cos 2\omega t) d(\omega t) \right]^{1/2} \quad (17)$$

$$V_{y,eff} = V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\beta - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} - \frac{\sin 2\beta}{2} \right) \right]^{1/2} \quad (18)$$

olacaktır. T_1 tristörüne ilişkin akımın etkin değeri

$$I_1 = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_1^2 d\omega t \right]^{1/2} \quad (19)$$

$$I_1 = \frac{V_S}{Z} \left\{ \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \{ \sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) e^{(R/L)(\frac{\alpha}{\omega} - t)} \} d(\omega t) \right\}^{1/2} \quad (20)$$

şeklinde bulunur. T_1 ve T_2 tristörüne ilişkin akımların dalgabıçimleri dikkatli olarak incelenirse T_2 tristör akımının etkin değeri I_2 nin T_1 tristör akımının etkin değerine eşit olduğu görülür. Yük akımının etkin değeri

$$I_{y,eff} = (I_1^2 + I_2^2)^{1/2} \quad (21)$$

$$I_{y,eff} = \sqrt{2} \frac{V_S}{Z} \left\{ \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \{ \sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) e^{(R/L)(\frac{\alpha}{\omega} - t)} \}^2 d(\omega t) \right\}^{1/2} \quad (22)$$

olarak bulunur.

T_1 tristörüne ilişkin akımın ortalama değeri

$$I_{1,ort} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_1 d\omega t \quad (23)$$

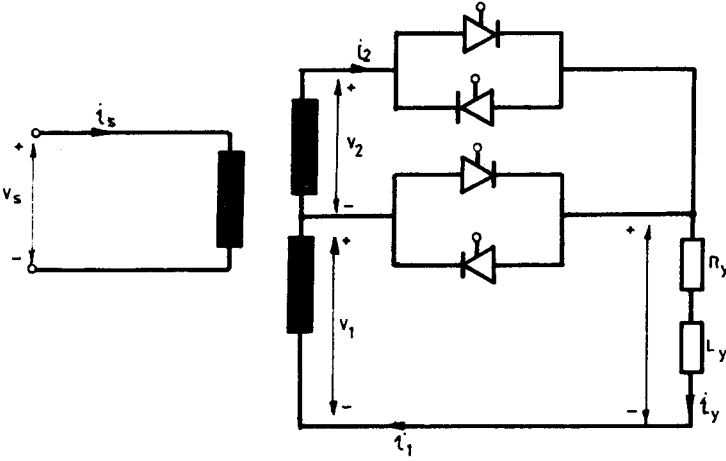
$$I_{1,ort} = \frac{\sqrt{2} V_S}{2\pi Z} \int_{\alpha}^{\beta} \{ \sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) e^{(R/L)(\frac{\alpha}{\omega} - t)} \} d\omega t \quad (24)$$

Tek fazlı değişken gerilim kıyıcılarında tetikleme işaretinin dar olması sorun yaratabilir. Yükün endüktif olması nedeniyle gerilim ile akım arasında faz farkı vardır, tristörlerden birine tetikleme işaretinin uygun zamanda gelmemesi değişken gerilim kıyıcının asimetrik çalışmasına neden olur. Böyle bir sorunu ortadan kaldırmak için iki farklı çözüm düşünülebilir. Tristörün kapısına sürekli olarak gerilim uygulanabileceği gibi tristör kapısına darbe dizisi gönderilebilir.

3. TRANSFORMATÖRLERDE UÇ DEĞİŞTİRME

Uygulamalarda, gerilimi belli bir değerde tutmak amacıyla, transformatörlerin ikincil yanları birden fazla uçlu olarak yapılır ve bu uçlar gerilim değıştikçe değıştirilir. Başlangıçta transformatörlerde elle yapılmakta olan uç değıştirme işlemini günümüzde tristörlerden yararlanarak yapılmaktadır.

Transformatörlerde uç değıştirme olayını açıklamak amacıyla Şekil 6 'yı inceleyelim. Uygulamada transformatörlerin ikincil yanlarındaki uç sayısı ikiden fazladır, ancak şekli daha karışık duruma getirmemek amacıyla



Şekil-6 Tek fazlı transformatörlerde uç değiştirme

ikincil yanında yalnızca iki ucun olduğu varsayılmıştır. Burada anlatılacak olan uç değiştirme olayı, ikincil yanında uç sayısı iki- den fazla olan transformatörlere kolayca uygulanabilir.

Transformatörün birincil geriliminin

$$v_p = \sqrt{2} V_2 \sin \omega t = \sqrt{2} V_p \sin \omega t \quad (25)$$

transformatör ikincil gerilimlerinin

$$v_1 = \sqrt{2} V_1 \sin \omega t \quad (26)$$

$$v_2 = \sqrt{2} V_2 \sin \omega t \quad (27)$$

biçiminde olduklarını varsayalım.

Tristör kapılarına gelen tetikleme işaretinin değişimi yük gerilimi V_y nin değişimi şu üç aralıkta olabilir.

$$0 < V_y < V_1 \quad (28)$$

$$0 < V_y < (V_1 + V_1) \quad (29)$$

$$V_1 < V_y < (V_1 + V_2) \quad (30)$$

Her bir durumu ayrı ayrı inceleyelim.

$$0 \leq V_y \leq V_1$$

Yük geriliminin bu aralıkta değişmesi için T_1 ve T_2 tristörlerinin tı-kama konumunda olması gerekir. Bu koşullarda yük geriliminin etkin değeri

$$V_{y,eff} = V_1 \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2} \quad (31)$$

biçiminde bulunur. Burada $0 \leq \alpha \leq \pi$ aralığında değişmektedir. $0 \leq V_y \leq V_1$ aralığında çalışma Şekil 7.c 'de gösterilmiştir.

$$b) 0 \leq V_y \leq (V_1 + V_2)$$

Bu çalışma konumunda T_3 ve T_4 tristörleri tıkamadadır. Yük geriliminin denetimi T_1 ve T_2 tristörlerinin belli bir gecikme ile denetlenmektedir. Bu koşullarda yük geriliminin etkin değeri

$$V_{y,eff} = (V_1 + V_2) \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2} \quad (32)$$

biçiminde bulunur. Burada gecikme açısı $0 \leq \alpha \leq \pi$ aralığında değişmektedir. $0 \leq V_y \leq (V_1 + V_2)$ aralığında çalışma Şekil 7.d de gösterilmiştir.

$$c) V_1 < V_y < (V_1 + V_2)$$

$t=0$ anında T_3 tristörü ilettime geçirilmiştir, yük üzerinde v_1 gerilimi görülmektedir. T_1 tristörü $wt = \alpha$ anında ilettime geçirilirse T_3 tristörü v_2 gerilimi ile ters yönde kutuplanarak tı-kama konumuna geçecektir.

Bu koşullarda yük üzerinde $(v_1 + v_2)$ gerilimi görülür. $wt = \alpha$ anında T_1 de doğal aktarım olur ve T_4 ilettime geçer. $T_2, wt = \pi + \alpha$ anında ilettime geçirilsin, v_2 ters gerilimi nedeniyle T_4 tıkamaya geçecektir ve yük üzerinde $(v_1 + v_2)$ gerilimi görülecektir. $wt = 2\pi$ anında T_2 de doğal aktarım olacak, T_3 ise ilettime sokulacaktır. Her dönemde aynı işlemler yinele-necektir.

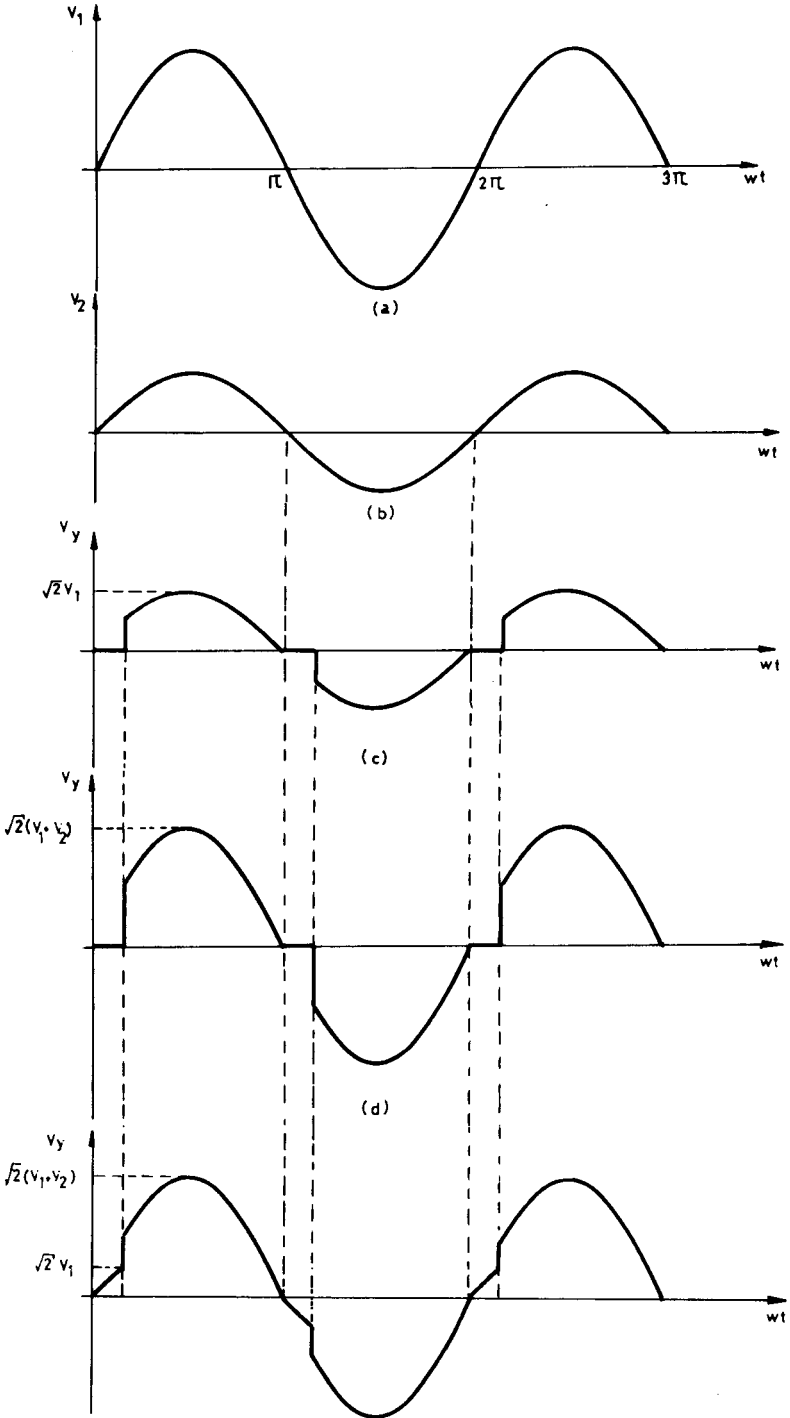
Bu koşullarda yük geriliminin etkin değeri

$$V_{y,eff} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_y^2 dwt \right]^{1/2} \quad (33)$$

$$V_{y,eff} = \left\{ \frac{2}{2\pi} \left[\int_0^\alpha 2 V_1^2 \sin^2 wt d(wt) + \int_\alpha^\pi 2(V_1 + V_2)^2 \sin^2 wt d(wt) \right] \right\}^{1/2} \quad (34)$$

$$V_{y,eff} = \left[\frac{V_1^2}{\pi} \left(\alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) + \frac{(V_1 + V_2)^2}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2} \quad (35)$$

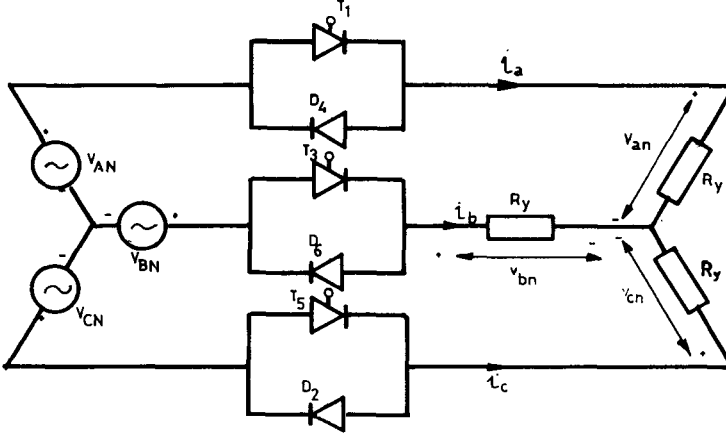
biçiminde bulunur.



Şekil-7 Dalgabiçimleri

4. ÜÇ FAZLI DEĞİŞKEN GERİLİM KIYICILAR

Uygulamada, birçok yararı nedeniyle, üç fazlı sistemler tek fazlı sistemlere yeğlenmektedir. Üç fazlı devrelerde kullanılan değişken gerilim kıyıcıları inceleyelim.



Şekil-8 3-fazlı değişken gerilim kıyıcı

Yüke akım akışı T_1 , T_3 ve T_5 tristörleri üzerinden olmaktadır. Yükten kaynağa akım akışı ise D_2 , D_4 ve D_6 diyodu üzerinden sağlanmaktadır.

Kaynak geriliminin ani değeri aşağıda verilmiştir.

$$v_{AN} = \sqrt{2} V_s \sin \omega t \quad (36)$$

$$v_{BN} = \sqrt{2} V_s \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (37)$$

$$v_{CN} = \sqrt{2} V_s \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (38)$$

Giriş hat gerilimi

$$v_{AB} = \sqrt{6} V_s \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \quad (39)$$

$$v_{BC} = \sqrt{6} V_s \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (40)$$

$$v_{CA} = \sqrt{6} V_s \sin \left(\omega t - \frac{7\pi}{6} \right) \quad (41)$$

biçiminde olur.

Çıkış geriliminin etkin değeri α ateşleme açısına bağlıdır. Yıldız bağlı yük için değişik α değerlerinde çıkış geriliminin etkin değerini hesaplayalım.

$$0 \leq \alpha \leq 90^\circ$$

$$V_{y,eff} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{an}^2 d(wt) \right]^{1/2} \quad (42)$$

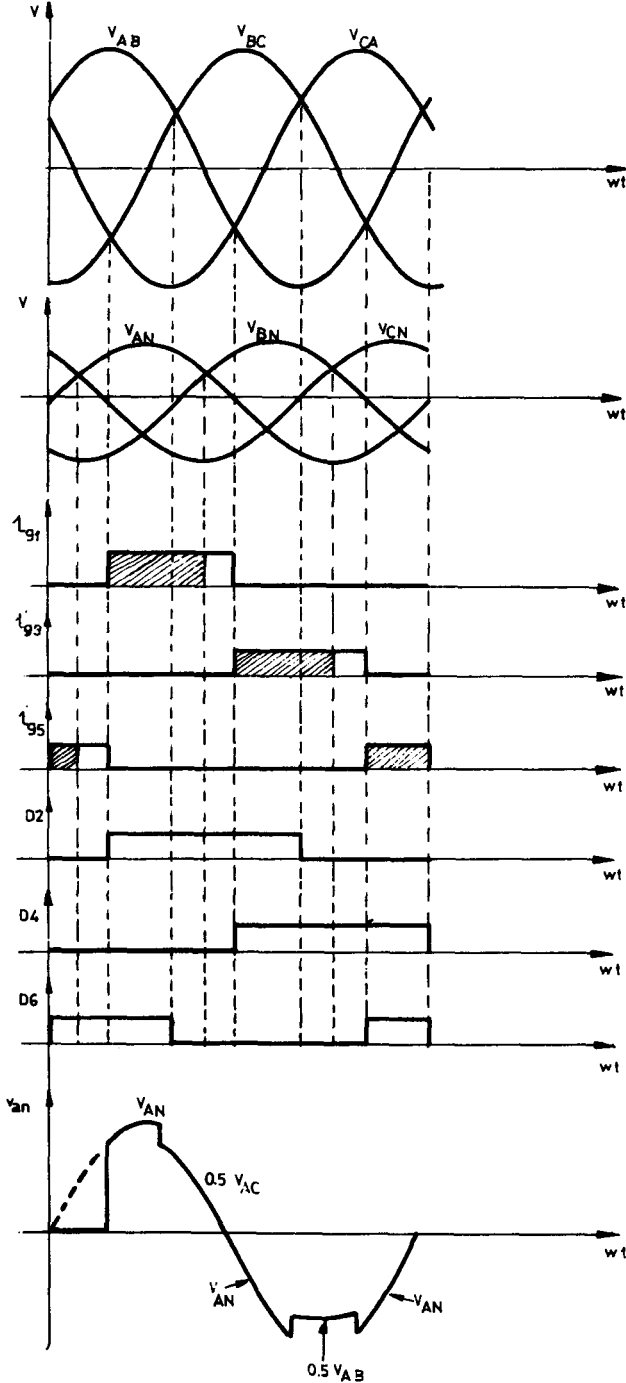
$$V_{y,eff} = \sqrt{6} V_s \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{2\pi/3} \frac{\sin^2 wt}{3} + \int_{\pi/2}^{\pi/2+\alpha} \frac{\sin^2 wt}{4} d(wt) \right. \\ \left. + \int_{2\pi/3+\alpha}^{4\pi/3} \frac{\sin^2 wt}{3} d(wt) + \int_{4\pi/3}^{3\pi/2+\alpha} \frac{\sin^2 wt}{4} dwt \right. \\ \left. + \int_{4\pi/3+\alpha}^{2\pi} \frac{\sin^2 wt}{3} d(wt) \right]^{1/2} \quad (43)$$

$$V_{y,eff} = \sqrt{3} V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{3} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{8} \right) \right]^{1/2} \quad (44)$$

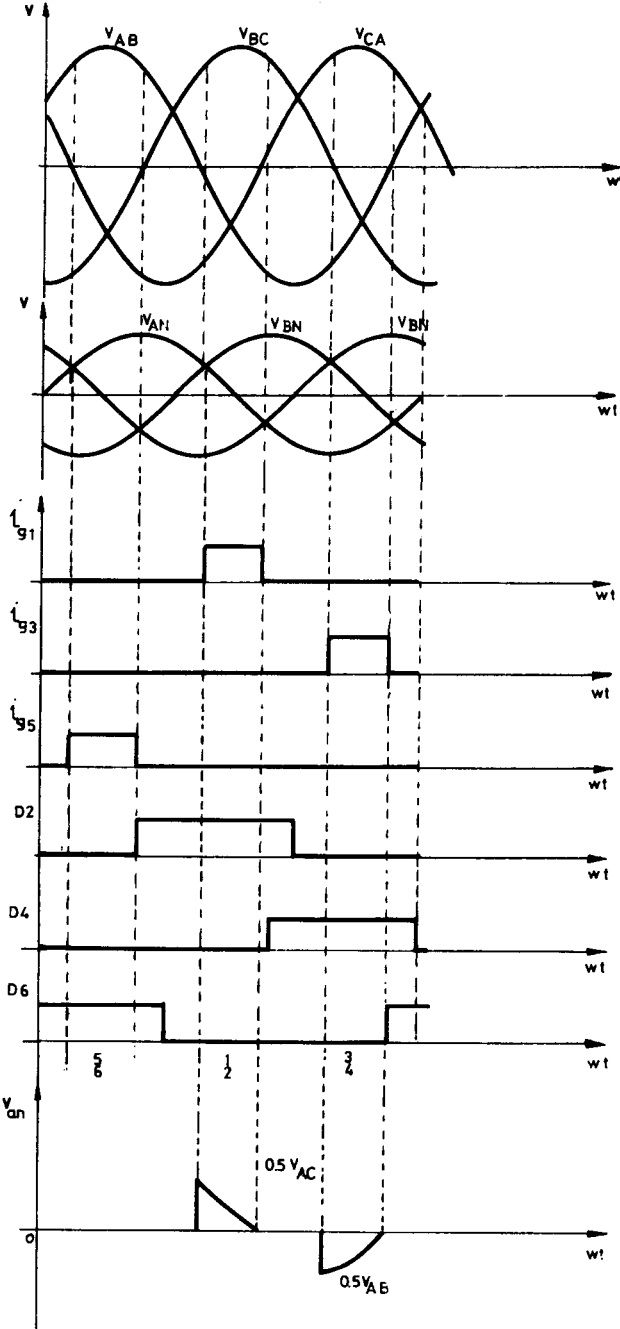
$$90 \leq \alpha \leq 120^\circ$$

$$V_{y,eff} = \sqrt{6} V_s \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{2\pi/3} \frac{\sin^2 wt}{3} d(wt) + \int_{\pi/2}^{\pi} \frac{\sin^2 wt}{4} d(wt) \right. \right. \\ \left. \left. + \int_{2\pi/3+\alpha}^{4\pi/3} \frac{\sin^2 wt}{3} d(wt) + \int_{3\pi/2}^{2\pi} \frac{\sin^2 wt}{4} d(wt) \right. \right. \\ \left. \left. + \int_{4\pi/3+\alpha}^{2\pi} \frac{\sin^2 wt}{3} d(wt) \right] \right\}^{1/2} \quad (45)$$

$$V_{y,eff} = \sqrt{3} V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{11\pi}{24} - \frac{\alpha}{2} \right) \right]^{1/2} \quad (46)$$



Şekil-9 Şekil 8 'deki 3-fazlı değişken gerilim kıyıcının $\alpha = 60^\circ$ için dalgabıçimleri
TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI - GÜÇ ELEKTRONİĞİ

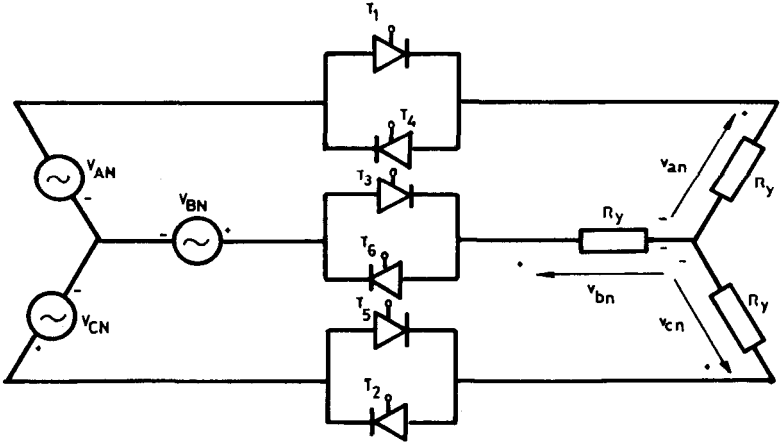


Şekil-10 Şekil 8 'deki 3-fazlı değişken gerilim kıyıcının $\alpha = 150^\circ$ için dalgabıçimleri

$$120^\circ \leq \alpha \leq 210^\circ$$

$$v_{y,eff} = \sqrt{6} V_S \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\pi/2-2\pi/3+\alpha}^{\pi} \frac{\sin^2 wt}{3} d(wt) + \int_{3\pi}^{2\pi} \frac{\sin^2 wt}{4} dwt \right] \right\}^{1/2} \quad (47)$$

$$v_{y,eff} = \sqrt{3} V_S \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{7\pi}{24} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{16} - \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{16} \right) \right]^{1/2} \quad (48)$$



Şekil-11 Üç fazlı değişken gerilim kıyıcı

Şekilde tüm elemanları tristörlerden oluşmuş 3-fazlı bir değişken gerilim kıyıcısı gösterilmiştir. Kaynaktan yüke doğru olan akım akışı T_1 , T_3 ve T_5 tristörleri üzerinden, yükten kaynağa doğru olan akım akışı T_4 , T_6 ve T_2 tristörleri üzerinden olmaktadır. Tristörlerin ateşlenme sırası T_1 , T_2 , T_3 , T_4 , T_5 ve T_6 dir.

Kaynağı ilişkin faz gerilimleri

$$v_{AN} = \sqrt{2} V_S \sin wt \quad (49)$$

$$v_{BN} = \sqrt{2} V_S \sin \left(wt - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (50)$$

$$v_{CN} = \sqrt{2} V_S \sin \left(wt - \frac{4\pi}{3} \right) \quad (51)$$

ve hat gerilimleri

$$v_{AB} = \sqrt{6} v_s \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (52)$$

$$v_{BC} = \sqrt{6} v_s \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (53)$$

$$v_{CA} = \sqrt{6} v_s \sin\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right) \quad (54)$$

şeklinde olduğu varsayılmaktadır.

Yük geriliminin etkin değeri α tetikleme açısına bağlı olarak değişmektedir.

$$0 \leq \alpha \leq 60^\circ$$

$$v_{y,eff} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{an}^2 d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$v_{y,eff} = \sqrt{6} v_s \left\{ \frac{2}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi/3} \frac{\sin^2 \omega t}{3} d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{\pi/2+\alpha} \frac{\sin^2 \omega t}{4} d(\omega t) \right. \right.$$

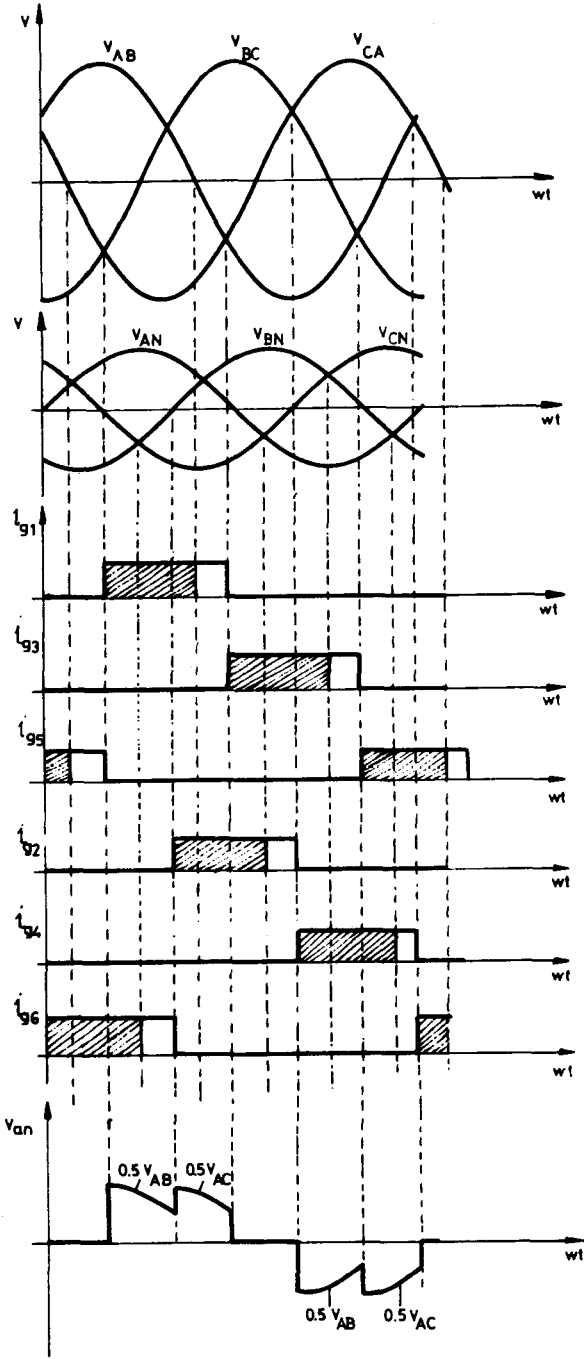
$$+ \int_{\pi/3+\alpha}^{2\pi/3} \frac{\sin^2 \omega t}{3} d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{\pi/2+\alpha} \frac{\sin^2 \omega t}{4} d\omega t$$

$$\left. \left. + \int_{2\pi/3+\alpha}^{\pi} \frac{\sin^2 \omega t}{3} d(\omega t) \right] \right\}^{1/2} \quad (56)$$

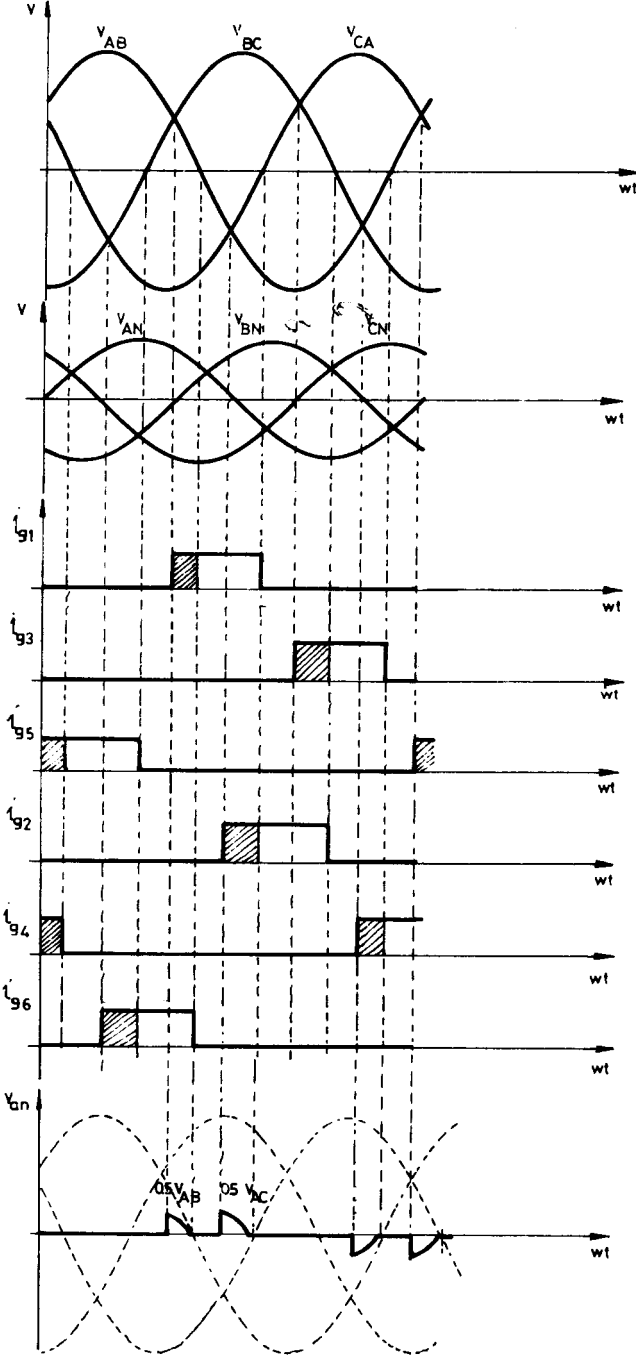
$$v_{y,eff} = \sqrt{6} v_s \left| \frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{8} \right) \right|^{1/2} \quad (57)$$

$$60^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$$

$$v_{y,eff} = \sqrt{6} v_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} + \frac{3\sin 2\alpha}{16} + \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{16} \right) \right]^{1/2}$$



Şekil-12 Şekil 11 'deki 3-fazlı değişken gerilim kayıcının $\alpha = 60$ için dalgabıçimleri



Şekil-13 Şekil 11 deki 3-fazlı değişken gerilim kıyıcısının $\alpha = 150^\circ$ için dalgabıçimleri
TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI - GÜÇ ELEKTRONİĞİ

$$90^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$$

$$V_{y,eff} = \sqrt{6} V_s \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{5\pi}{24} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{16} + \frac{3 \cos 2\alpha}{16} \right) \right]^{1/2} \quad (58)$$

5. SONUÇ

Bu yazıda, doğal aktarımlı AA-AA dönüşüm yapan güç elektroniği devrelerinden değişken gerilim kıyıcılar incelenmiştir. Başlangıçta değişken gerilim kıyıcıların çalışma ilkeleri ve kullanıldığı yerlere ilişkin bilgi verilmiş, daha sonra değişik türden değişken gerilim kıyıcı devreleri değişik yüklerde incelenmiştir. Uygulamada sık karşılaşılan üç fazlı değişken gerilim kıyıcılar da ayrıca ele alınmıştır.

6. KAYNAKLAR

1. CSAKI, F, K.GANSZKY, I.IPSITS, and S.MARTIN "Power Electronics" Budapest, Akademiai Kiado, 1980
2. DAVIS, R.M. "Power Diode and Thyristor Circuitst" Stevenage, Herts, England: Institution of Electrical Engineering, 1979
3. DEWAN, B.S., and STRAUGHEN, "Power Semiconductor Circuits" New York. John Wiley Sons, Inc., 1984
4. DEWAN, S.B, G.R.SLEMON, and A.STRAUGHEN, "Power Semiconductor Drives" New York : John Wiley Sons, Inc. 1975
5. KUSKO, A. "Solid State DC Motor Drives" Cambridge, Mass, The MIT Press, 1969
6. LANDER, C.W. "Power Electronics" Maidenhead, Berkshine, England Mc Graw-Hill Book Company (U.K.)
7. MAZDA, F.F. "Thyristor Control" Chichester, West Sussex, England: John Wiley Sons Ltd., 1973
8. MURPHY, J.M.D. "Thyristor Control of AC Motors" Oxford: Pergamon Press Ltd. 1973
9. RAMAMOORTY, M. "An Introduction to Thyristors and Their Applications "London: MacMillian Publishers Ltd., 1978
10. RAMSHAW, R.S. "Power Electronics - Thyristor controlled Power for Electric Motors"London: Chapman Hall Ltd., 1982
11. Rashid, M.H. "Power Electronics : Circuits, Devices and Applications" Englewood Cliffs, New Jersey, 1988
12. SEN, P.C. "Thyristor DC Drives" New York: John Wiley Sons. Inc, 1981
13. WILLIAMS B.W., "Power Electronics, Devices, Drives and Applications" New York, Halsted Press, 1987

ÖZET

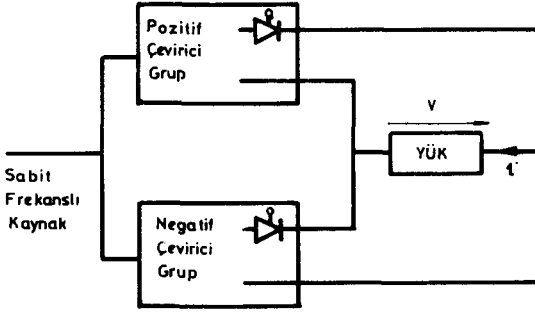
Çevrim çeviriciler, şebeke frekansındaki gerilimin frekansını doğal aktarımla değiştirmek için kullanılırlar. Değiştirilen frekans, şebeke frekansından daha düşüktür.

Bu çalışmada, çevrim çeviriciler ilke olarak verilmiş, tek ve üç fazlı olma durumu incelenmiştir. Tek fazlı çevrim çeviriciler, iki yarı dalga doğrultucudan oluşmaktadır. Çıkışta istenilen genlik ve frekanstaki gerilim tetikleme devresinin denetimi ile sağlanmaktadır. Çıkış gerilimindeki harmonikleri azaltabilmek için bir sinüs dalgaya yaklaştırılmaya çalışılmaktadır. Tek fazlı ve üç fazlı çevrim çeviricilerde R ve RL yükleri için dalgabıçimleri çizilmiştir.

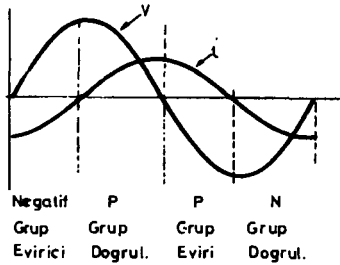
1. GİRİŞ

Sabit frekans ve genliğe sahip değişken gerilimi, frekansı ve genliği ayarlanabilen değişken gerilime dönüştüren güç elektroniği devrelerine "Çevrim çevirici" adı verilir.

Bir çevrim çevirici Şekil 1.a daki gibi iki arka arkaya bağlanmış çevirici gruplarından oluşur. Genel durumda çıkış dalga biçimleri Şekil 1.b deki gibi gösterilir. Yük gerilimi ve akımının çarpımı pozitif olduğu zaman gerekli güç yüke verilir. Bu durum çeviricinin doğrultucu çalışmasıdır. Diğer iki dönemde yük akımı ve geriliminin çarpımı negatif olduğu zaman, yük akışı yükten kaynağa doğrudur. Bu durumda çevirici evirici modunda çalışır.



(a)

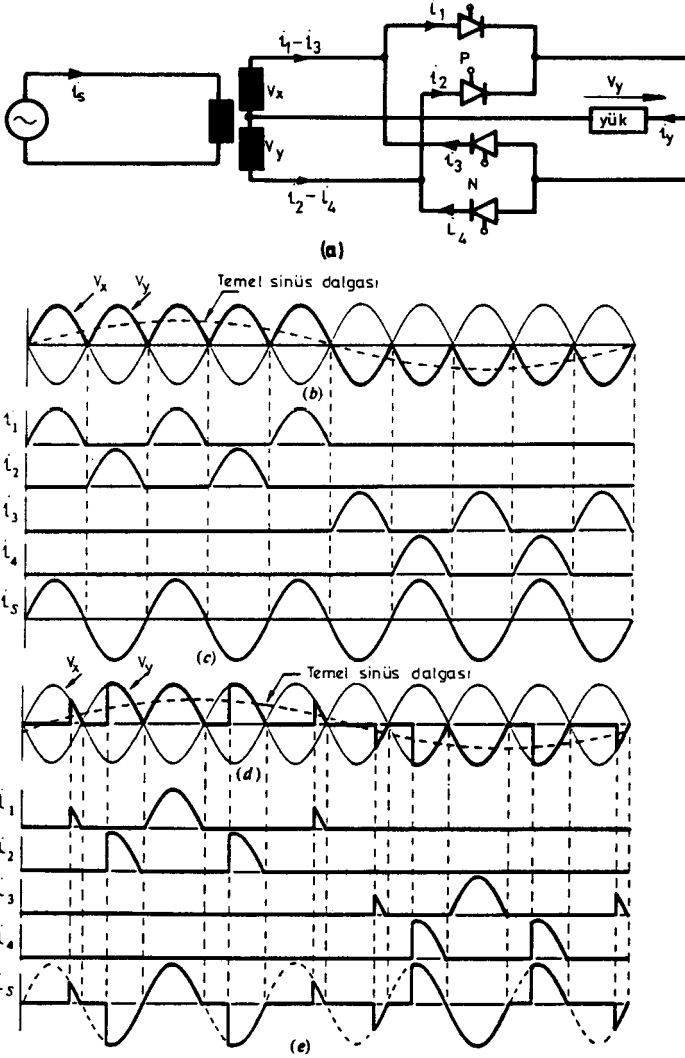


(b)

Şekil-1 Çevrim çevirici (a) Blok diyagramı (b) İdeal yük dalgabıçimleri

2. ÇALIŞMA İLKESİ

Çevrim çeviricinin devresi direnç yükü ile bir fazlı çıkış için bir fazlı giriş kullanılması durumunda Şekil 2.a da gösterilmiştir.



Şekil-2 Direnç yükü ile tek fazlı dönüştürücü (a) Devre (b) Herbir tristör iletimde iken yük gerilimi (c) İlgili akım dalga-biçimleri (d) Herbir tristörün denetimli olması durumunda yük gerilimi (e) Akım dalga-biçimleri

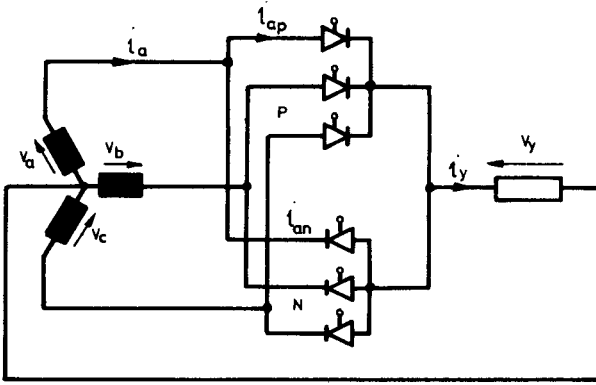
Herbir çevirici bir iki fazlı yarıdalga bağlantılıdır. Pozitif grup P ile ve negatif grup N ile gösterilmiştir. Şekil 2.b'de yük gerilimi dalga biçimi, P grubunun beş yarıdönem için iletimde olduğu durum için çizilmiştir. Tristörler gecikmesiz olarak tetiklenmiştir. Bu durumda P grubu bir diyotlu doğrultucu gibi davranır. Sonraki beş yarıdönem için N grubu yüke negatif gerilim verir. Şekil 2.b'deki dalga biçimlerinden görüleceği gibi çıkış frekansı girişin 1/5 ine eşittir.

Tristörlerin tek tek iletim dönemleri Şekil 2.c de gösterilmiştir. Kaynaktan çekilen akım bir sürekli sinüs dalgasıdır. Şekil 2.d 'de gösterildiği gibi, tristörler bir faz gecikmesi ile tetiklenirse çıkışta sinüs dalgasına daha benzer bir biçim elde edilir. Tetikleme açısının artırılmasıyla yük gerilimi sıfıra yaklaşır. Bu faz denetimli çalışma denetimsiz çalışmaya göre yük gerilimi dalgabıçımındaki harmonikleri azaltır. Fakat bu durumda Şekil 2.e de çizilmiş akım dalgabıçımlerinden görüldüğü gibi, kaynak akımı çok bozulmuş biçimdedir.

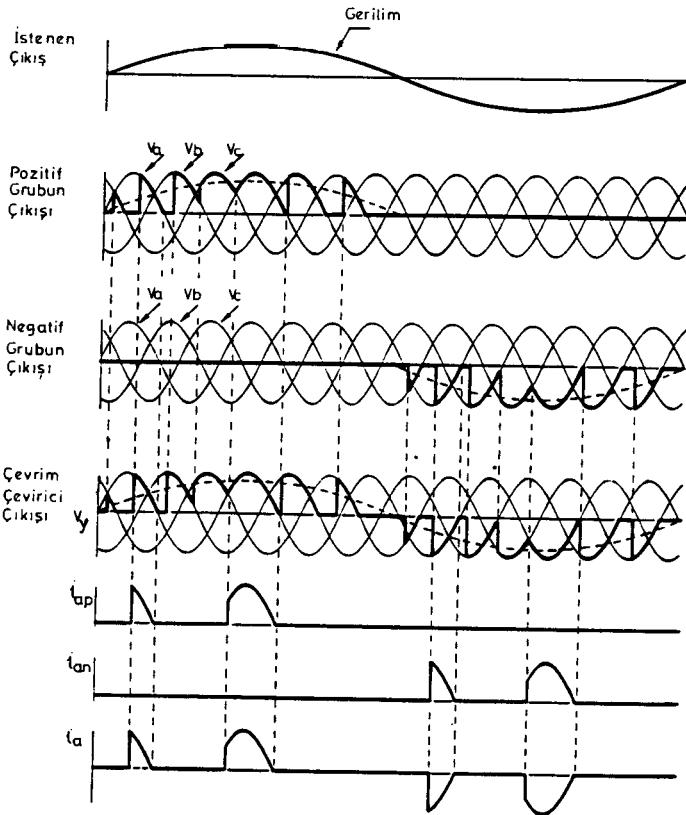
3. ENGELLENMİŞ GRUP ÇALIŞMASI

Şekil 1.a ve Şekil 2.a nın gözden geçirilmesi gösterir ki, eğer herhangi bir anda pozitif ve negatif grupların her ikisindeki tristörler iletimde olursa, kaynak ile tristör arasında kısa devre oluşur. Bu olasılığı geçersiz kılmak ve dolaşım akımlarını sınırlamak için grupların arasına bir reaktör yerleştirilir veya bir grup iletimde iken diğerinin tetiklenmemesi için bir tetikleme denetim devresi kullanılır.

Bu serbest dolaşım akımı (veya engellenmiş grup) çalışması diğer grup iletimde iken diğerinin tetiklenmemesi için kullanılır. Değişik yüklerde engellenmiş gruplu çevrim çevircinin çalışması Şekil 3 'de gösterilen 3 faz beslemeli bir faz çıkışlı üç darbeleri bağlantı ile açıklanmıştır. Bu devreye ilişkin dalgabıçımleri değişik yüklerde Şekil 4, Şekil 5 ve Şekil 6 'da verilmiştir.



Şekil-3 Üç darbeli çevrim çeviriciden beslenen tek fazlı yük



Şekil-4 Direnç yükünde maksimum gerilimde dalgabiçimleri

Direnç yükünü besleyen üç darbeli çevrim çevirici maksimum çıkış yük gerilimi vermek için ayarlanırsa, dalgabıçimleri Şekil 4 'deki gibi olur. İstenilen sinüzoidal çıkış gerilimi bir frekansta gösterilmiştir, Öyle ki bir çıkış dönemi beş giriş döneminden daha az zaman kapsar.

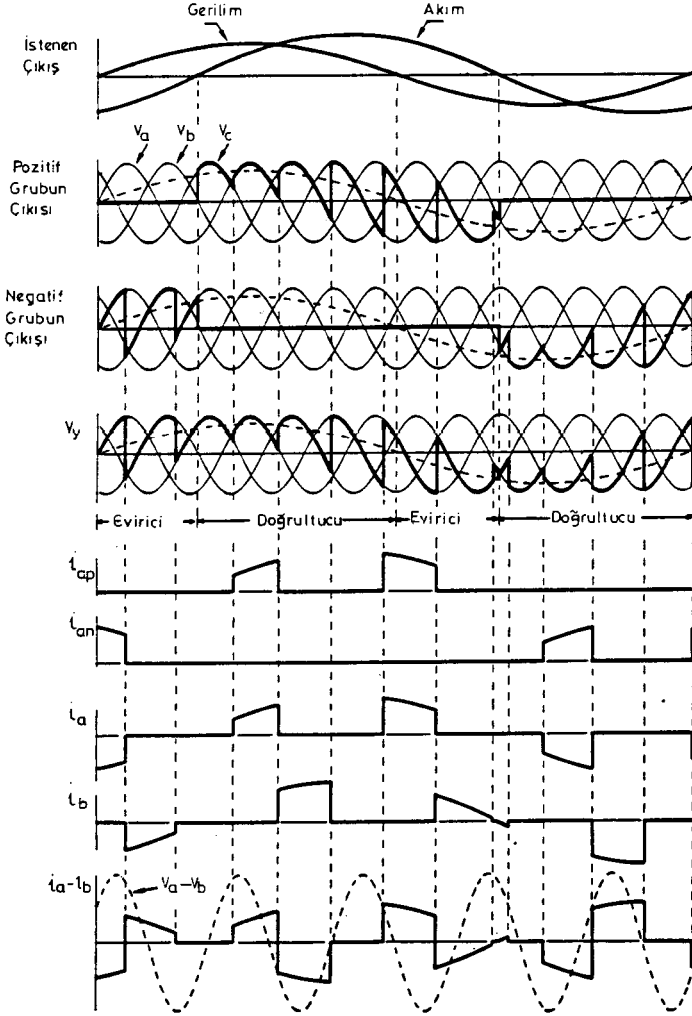
Tristörler temel sinüs dalgasına yaklaşacak biçimde tetiklenir. Direnç yükünde, çıkış dalgabıçimi sıfır olacak dönemler içerecektir. Negatif grubun çıkış dalgabıçimi pozitif grubun çıkış dalgabıçimlerinden farklıdır. Çünkü çıkış dalgası giriş döneminin tam katı değildir.

Ard arda gelen çıkış yarı dönemleri giriş dönemine göre farklı bağlı anlarda başlar. Akım dalgabıçimleri kaynaktaki dengesizlik oluşturacak biçimdedir.

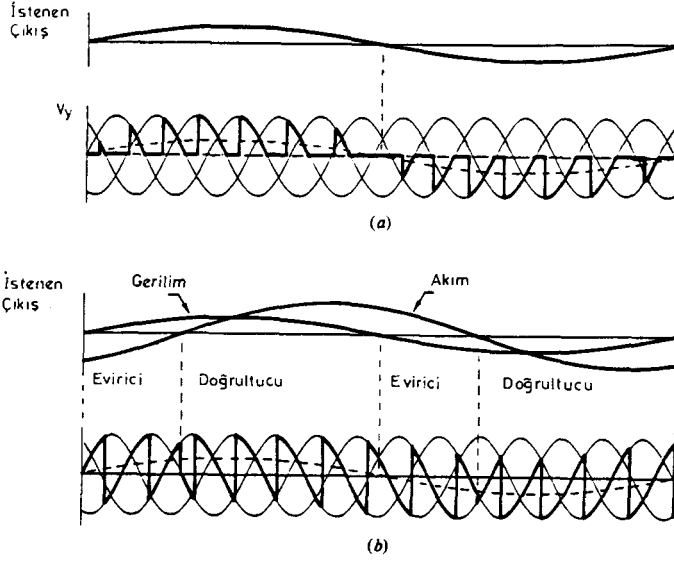
Çıkış gerilimi maksimum olması durumunda endüktif yük için dalgabıçimleri Şekil 5 'de gösterilmiştir. Bu durumda yük akımı gerilimlerden geri fazda olacaktır ve yük akımının yönünü iletimdeki grup belirler. Gruplardaki dönemler istenen çıkış gerilimine göre bağlı gecikmelidir. Tristör grupları sinüs dalgaya yaklaşan bir çıkış verecek biçimde tetiklenir. Geri yük akımı herbir grubu evirici modunda çalışmaya götürür. Yük akımı ters döndüğü zaman iletimdeki grup iletimini kesecektir. Yük gerilimi dalgabıçiminde gruplar arasındaki geçişler gösterilmemiştir. Fakat uygulamada kısa bir akım boşluğu olabilir. Akımın herbir yarı döneminde sürekli olduğu varsayılarak dalgabıçimleri çizilmiştir.

Şekil 5 'deki yük akımı dalgabıçimlerinin sinüzoidal olduğu varsayılmıştır. Uygulamada yük akımı bir dalgalanma içermesine rağmen gerilim dalgabıçiminden daha küçük bir dalgalanma içerir. Küçük endüktif yüklerde akım süresizdir. Akımın kısa sıfır süreleri vardır. Herbir tristör yük akımının uygun bloğunda gösterilen kol akımlarına sahip olacak biçimde iletimdedir. Eğer kaynak üçgen birincil yanlı transformator ise, $i_a - i_b$ akımı trafo giriş akımını (hat) temsil edecektir. Giriş akımı dalgabıçimi dönemden döneme değişen biçimde gösterilmiştir. Burada çıkış frekansı giriş frekansının bir tam katıdır. Dalgabıçimleri çıkış frekansının herbir döneminde tekrarlanacaktır.

Çıkış gerilimindeki azalma Şekil 6 'da gösterildiği gibi tetikleme açısının geciktirilmesiyle sağlanır. Böylece çıkış geriliminin genliği denetlenebilir. Şekil 6 ile Şekil 5 karşılaştırıldığında çıkış gerilimi azaldığı zaman daha çok dalgalanma olduğu görülür.



Şekil-5 Endüktif yükte maksimum gerilimde dalgabıçimleri



Şekil-6 Yük gerilimi yarım maksimum olduğu zaman dalgabiçimleri
a) Direnç yükünde b) Endüktif yük, sürekli akım

Üç darbeli çevrim çevirici bir üç fazlı yükü beslediği zaman Şekil 7 'de gösterildiği gibi bağlınırsa 18 tristör gereklidir. Bir altı darbeli çevrim çevirici ya da altı fazlı yarı dalga bloklarla ya da Şekil 7.b. de gösterildiği gibi köprü bağlantı biçiminde yapılabilir ve 36 tristör gerektirir.

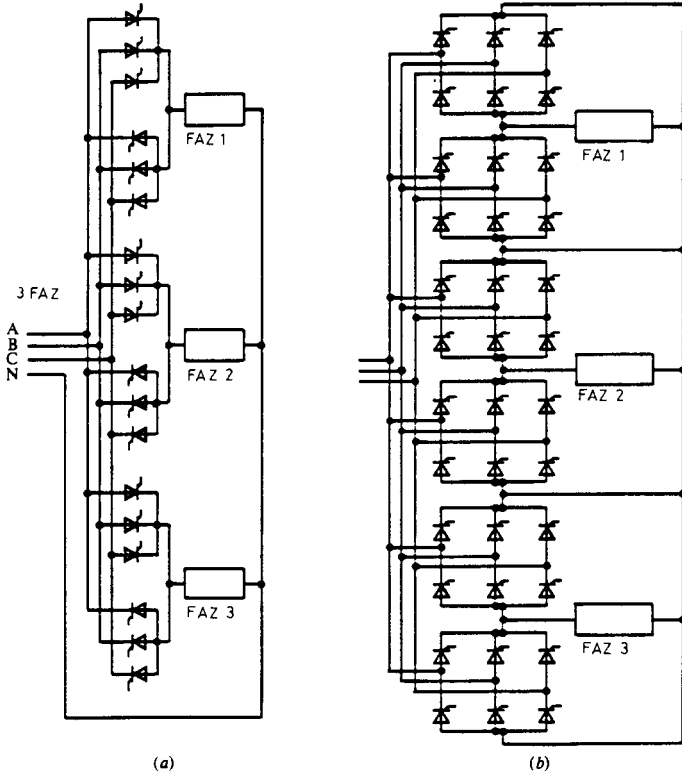
Daha yüksek darbe için çevrim çeviricinin çıkış dalgabiçimleri örneğin giriş frekansının 1/3 'ünde olan durumda Şekil 8 'de gösterilmiştir. Bu dalgabiçimlerinde gözüktüğü gibi, daha fazla darbeli olanlar istenilen sinüs dalgasına daha çok yaklaşırlar. Çıkış frekansı giriş frekansının 1/3 ile 1/2 si dolaylarında sınırlıdır. Daha yüksek darbeli bağlantılar daha yüksek sınırlara olanak sağlar. Çıkış geriliminin tepe değeri herbir grubun sağladığı doğru gerilimin ortalama değeridir. Çıkış geriliminin tepe değerinde grup iletimde olduğu zaman bir diyotlu doğrultucu gibi davranır. P darbeli bir çevrim çeviricinin çıkış geriliminin tepe değeri

$$V_{o(max)} = (P/\pi) \cdot \sin(\pi/P) \cdot V_{s(max)} \quad (1)$$

Burada: $V_{s(max)}$: Kaynak geriliminin maksimum değeridir.

Çıkış geriliminin genliği α tetikleme açısıyla azaltıldığı zaman

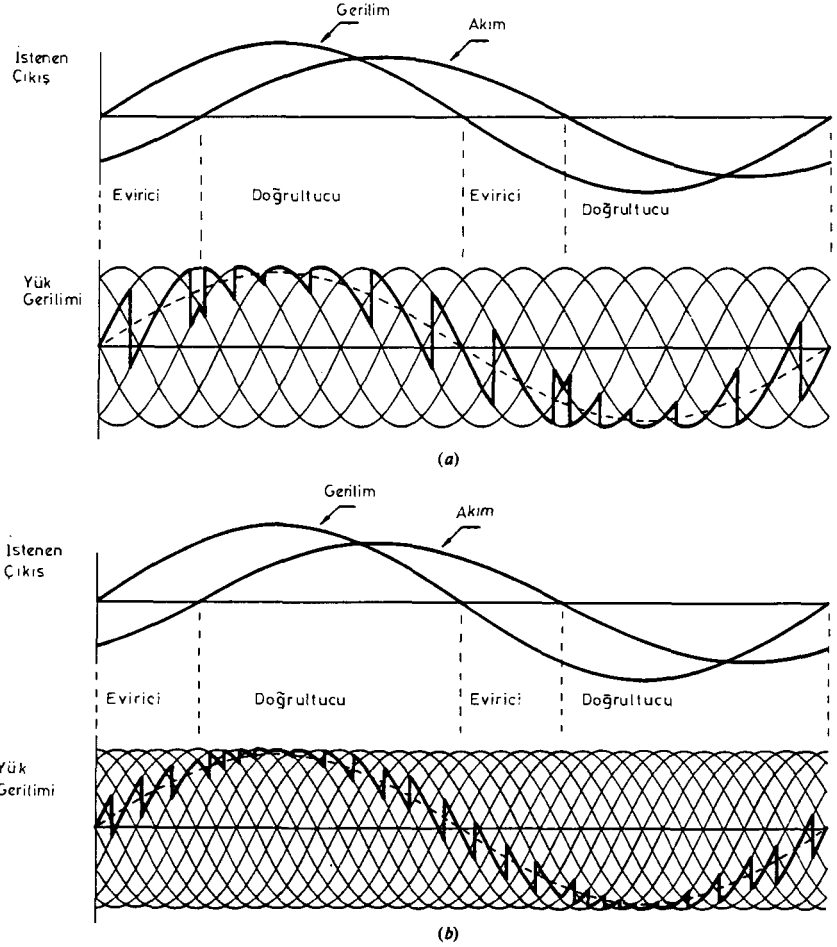
$$V_{o(max)} = (P/\pi) \cdot \text{Sin}(\pi/P) \cdot V_{s(max)} \cdot \text{Cos } \alpha \quad (2)$$



Şekil-7 Üç fazlı çıkış için çevrim çevirici bağlantıları
a) Üç darbeli b) Altı darbeli

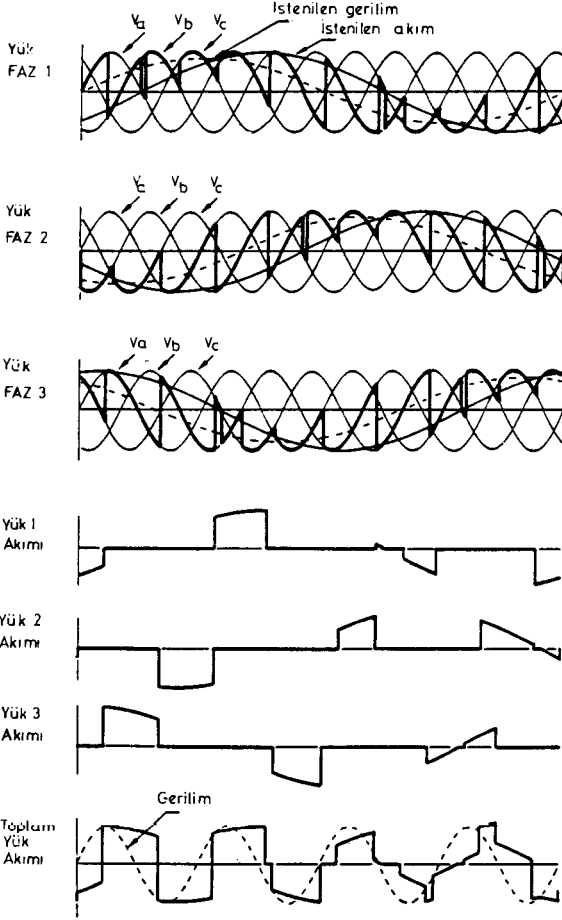
Üç darbeli çevrim çevirici Şekil 7 'deki gibi üç darbeli dengeli yükü beslediği zaman kaynak tarafındaki yük akımı çok daha dengelidir. Bu 0.707 lik geri güç faktörlü bir yükte 1/4 lük bir frekans oranı için Şekil 9 'da gösterilmiştir. Toplam yük akımı bir dönemden diğerine

özdeş değildir. Açıkçası harmonikler içerir ve ana bileşeni yük gücü açısından daha fazla bir miktarda kaynak geriliminden geri fazdadır.



Şekil-8 Geri güç faktörlü yükte çevrim çevirici yük gerilimi dalgabıçimleri a) Altı darbeli bağlantı, b) Oniki darbeli bağlantı

Çevrim çeviricilerin tristörleri doğal aktarımlardır. Yük endüktans direnç ve sığaç olabilir. İstencen çıkış dalgabıçimi için tristörlerin tetikleme açıları değiştirilir. Sonuçta a.c. kaynak giriş akımı her zaman onunla ilgili gerilimden geri fazda olacaktır.



Şekil-9 Üç fazlı geri güç faktörlü yükte 3 darbeleri çevrim çevirici için toplam giriş akımının değişimi

4. SONUÇ

Bir senkron generatör ile gerilim-frekans ayarı yapılması yerine çevrim çevirici kullanarak gerilim-frekans ayarı yapılması daha ucuz ve kullanışlıdır. Çıkış geriliminde oluşacak harmonikleri uygun tetikleme düzenleriyle giderilebilmektedir. Doğal aktarımla frekansın daha küçük bir değere düşürülmesi, yardımcı ve zorunlu aktarım devrelerine gereksinim duyulmaması, bir aktarım arızası, tristörlerin tek tek korumaları varsa bir tristördeki arıza durumunda çevrim çevirici çalışmasını durdurması düşük frekanslarda çok iyi sinüs gerilimler vermesi ve büyük güçlerde kullanılabilmesi statik çeviricilere üstünlüklere sahiptir.

5. KAYNAKLAR

1. LANDER, C.W. "Power Electronics" Maidenhead, Berkshine, Englan
Mc Graw-Hill Book Company (U.K)
2. MURPHY, J.M.D. "Thyristor Control of AC Motors" Oxford: Pengamon
Press Ltd. 1973

doğru gerilim kıyıcılar

ÖZET

Bu yazıda, güç elektroniğinde DA-DA dönüştürücü olarak yer alan doğru gerilim kıyıcılar açıklanmıştır. DA beslemeli güç elektroniği devrelerinde ortaya çıkan zorunlu aktarım yöntemlerine değinildikten sonra, temel doğru gerilim kıyıcı ilke ve devreleri incelenmiştir.

Dr. Güven ÖNBİLGİN
Y. Müh. İrfan ŞENLİK

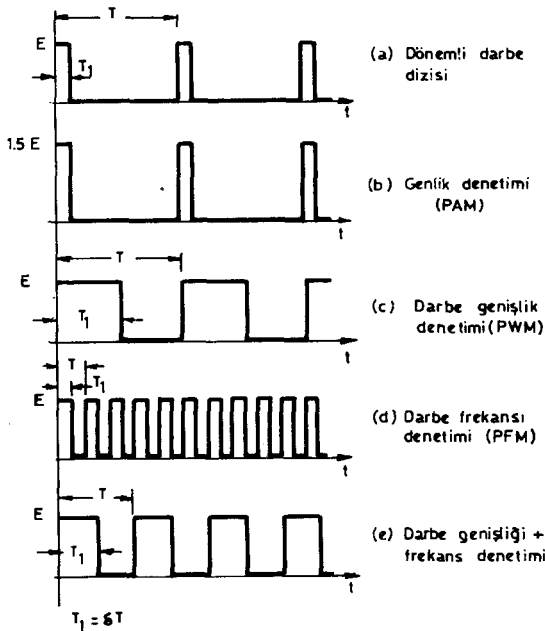
1. GİRİŞ

Doğru gerilim kıyıcılar, DA-DA dönüştürücü devreleridir. Alternatif akım devrelerindeki transformatör işlevinin doğru akım devrelerindeki benzerini yerine getirirler. Statik doğru gerilim kıyıcılar uygun denetim yöntemleriyle belli bir giriş DA geriliminde düzeyi değiştirilebilir bir çıkış DA gerilimi elde etmek için kullanılırlar.

1.1. DÖNEMLİ DARBE DİZİSİ ORTALAMA DEĞER DENETİMİ

Şekil 1.a'da T dönemli bir darbe dizisi verilmiştir. Bu darbe dizisinin ortalama değeri aşağıdaki bağıntıyla verilir:

$$V_{\text{ort}} = E \cdot \frac{T_1}{T_1 + T_2} = E \cdot \frac{T_1}{T} = \delta \cdot E, \quad \delta = \frac{T_1}{T} \quad (1)$$



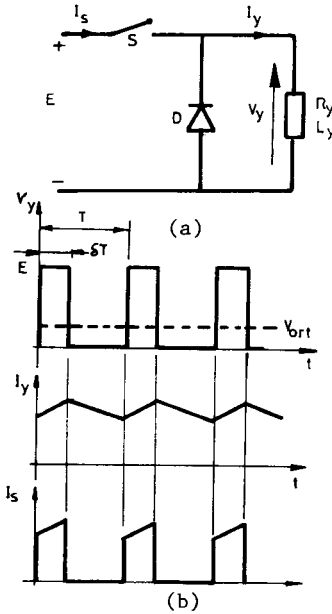
Şekil-1 Dönemli darbe dizisi ortalama değer denetimi

Bu ortalama değeri değiştirmek için kullanılabilen yöntemler (1) eşitliğinden şu biçimde çıkartılabilir:

- "E" genliğinin değiştirilmesi - buna darbe genlik bindirimi (PAM) adı verilir (Şekil 1.b).
- " T_1 " darbe genişliğinin değiştirilmesi - buna darbe genişlik bindirimi (PWM) adı verilir (Şekil 1.c).
- " T_1 " darbe genişliği sabit tutularak, "T" döneminin değiştirilmesi - buna darbe frekans bindirimi (PFM) adı verilir (Şekil 1.d).
- Hem T_1 hem de T değerlerinin değiştirilmesi - darbe genişliği + frekans denetimi (Şekil 1.e).

1.2. DOĞRU GERİLİM KİYİCİ ÇALIŞMA İLKESİ

Şekil 2'de doğru gerilim kıyıcının ilkesel devresi ve dalga biçimleri verilmiştir. Buna göre, doğru gerilimle beslenen bir yükün akımı bir S anahtarı ile ayırıt 1.1'de kısaca açıklanan ve eşitlik (1) de verilen ortalama değer denetim yöntemlerinden birini gerçekleştirecek biçimde denetlenir. Burada uygulanan doğru gerilimin kıyılarak yük üzerinde bir darbe dizisi biçiminde oluştuğu görülmektedir.



Şekil-2 Doğru gerilim kıyıcı ilkesel devresi.
(a) devre ; (b) dalga biçimleri

Doğru gerilim kıyıcının temel ilkesi ve devresinin uygulamadaki gerçekleştirilmesi, anahtarlama elemanı S nin özelliklerine ve çalışma biçimine bağlıdır. Doğru gerilim kıyıcı devresinde anahtarlama elemanı olarak transistör ya da tristör kullanılmasına göre devrenin çalışma özellikleri farklılıklar gösterir. Transistör ve tristörün anahtarlama özelliklerine daha önce değinildiği için burada yeniden söz edilmeyecektir. Ancak, doğru akım devresinde tetiklenerek ilettime geçmiş bir tristörün kendi devresindeki akım ve gerilimlerin doğal değişimleriyle tıkamaya geçme koşullarını sağlaması olanaksızdır. Bu koşulları sağlayabilmek için yük devresine ek elemanlar ve tristör tıkama yöntemleri gerekir. Bu yöntemlere kısaca "zorunlu aktarım yöntemleri" adı verilir.

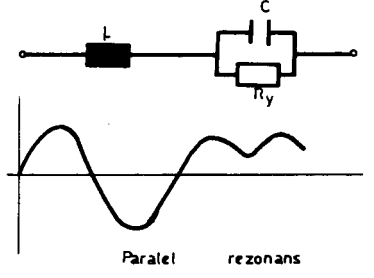
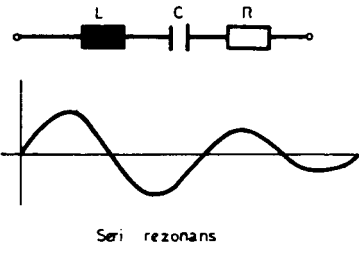
1.3. ZORUNLU AKTARIM YÖNTEMLERİ

Zorunlu aktarım yöntemleri genellikle aktarım için gerekli devre elemanlarının türleriyle çalışma biçimlerine göre sınıflandırılabilir. Bunlar,

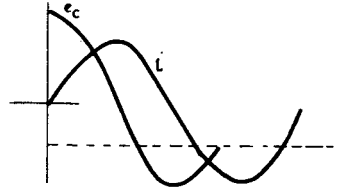
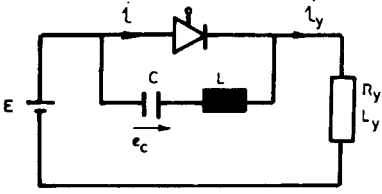
- a) Rezonans aktarım
- b) Öz aktarım
- c) Yardımcı tristörlü aktarım
- d) Tümüleyen devreli aktarım
- e) Dıştan darbeleri aktarım.

olarak adlandırılır.

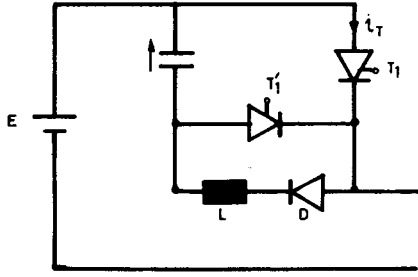
- a) **Rezonans aktarımı:** Bu yöntemde yük ile aktarım elemanları olan L ve C bir rezonans devresi oluşturarak, tristör akımının sıfıra düşmesini sağlarlar. Bu tür aktarım devrelerinde sığaçlar yüke seri ya da paralel bağlanabilirler (Şekil 3.a).
- b) **Öz aktarım:** Bu tür aktarım devresi Şekil 3.b de verilmiştir. Burada C sığacı önce E gerilimine dolar ve tristör tetiklendiğinde, sığaç tristör üzerinden boşalarak -E gerilimine doğru ulaşır. Bu durumda oluşan ters yöndeki akım tristör yük akımı düzeyine vardığında tristör tıkamaya geçer. Buna, "akımla aktarım" da denilebilir.
- c) **Yardımcı tristörlü aktarım:** Şekil 3.c'de bu aktarım türüne ilişkin temel devre verilmiştir. Başlangıçta C sığacının E gerilimine dolmuş olduğu varsayılır. Daha sonra T_1 tristörü ilettime geçirildiğinde sığaç, L ve T_1 üzerinden boşalacaktır. Sonuçta C sığacı ters yönde dolacaktır.



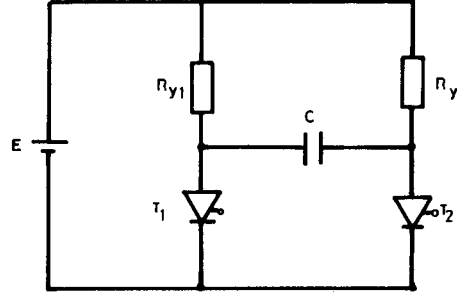
(a)



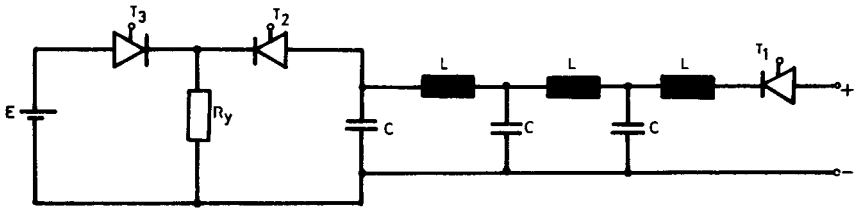
(b)



(c)



(d)



(e)

Şekil-3 Tristör zorunlu aktarım yöntemleri.

- (a) Rezonans aktarım; (b) Öz aktarım; (c) Yardımcı tristörlü aktarım;
 (d) Tümlen devreli aktarım; (e) Dıştan darbelli aktarım

D diyotu T_1 den ters yönde akım akmasını önleyecektir. Ancak T_2 tetiklendiğinde, bu ters gerilimli sığa T_1 'e paralel bağlanarak onu tıkamaya geçirecektir. Buna "gerilimle aktarım" adı da verilebilir.

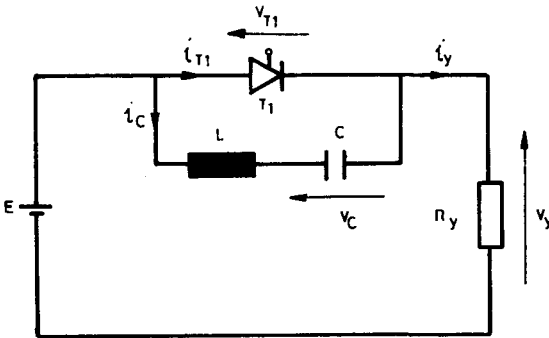
- d) **Tümleyen devreli aktarım:** Aktarım devresi Şekil 3.d de verilmiştir. Burada, T_1 iletirken C sığacı +E gerilimine dolmakta ve T_2 'nin tetiklenmesi üzerine bu gerilim T_1 üzerine ters yönde uygulanmaktadır. T_1 in bu biçimde tıkamaya geçirilmesinden sonra C sığacı -E değerine dolmakta ve bu gerilim T_1 in yeniden tetiklenmesinde T_2 yi tıkamaya geçirmektedir.
- e) **Dıştan darbeleri aktarım:** Bu yöntemle dıştan bir gerilim kaynağından elde edilen ve tepe değeri yük akımından büyük olan ters yönde bir akım darbesi tristöre uygulanarak tıkamaya geçmesi sağlanır. Bu tür bir aktarım devresi Şekil 3.e'de verilmiştir.

Tristörlü doğru gerilim kıyıcılarda bu yöntemlerden yararlanılabilir.

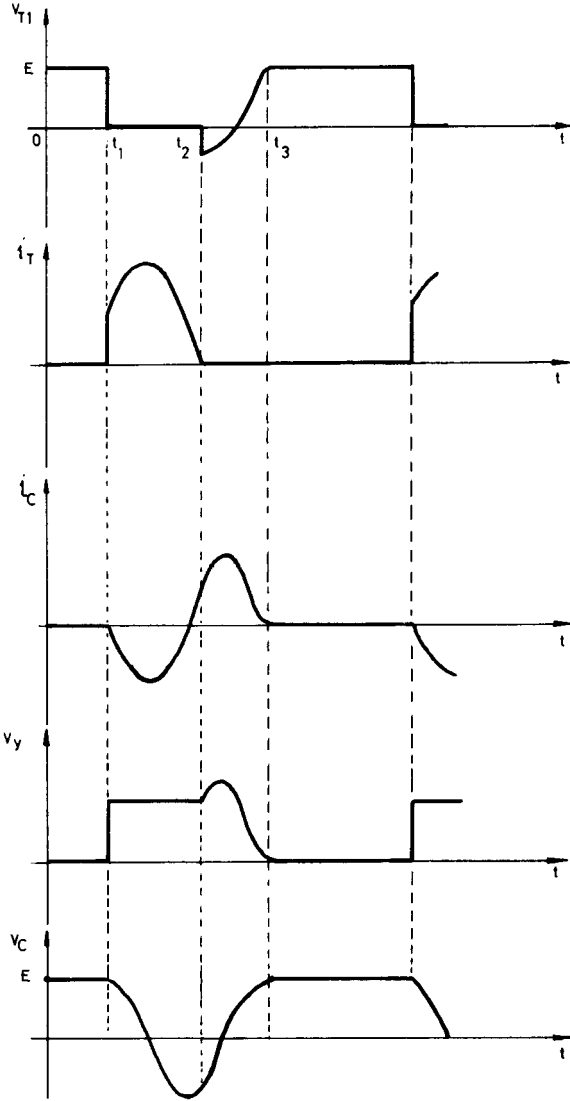
2. DOĞRU GERİLİM KIYICI DEVRELERİ

2.1. TEK TRİSTÖRLÜ DOĞRU GERİLİM KIYICILAR

Tek tristörlü doğru gerilim kıyıcının devre bağlantısı Şekil 4'te, dalga biçimleri Şekil 5'te verilmiştir.



Şekil-4 Tek tristörlü doğru gerilim kıyıcı devre bağlantısı



Şekil-5 Tek tristörlü doğru gerilim kıyıcı dalga biçimleri

Devrede başlangıçta T tristörü tıkalı olduğundan C sığacı +E gerilimine dolmuş durumdadır. $t=t_1$ anında T tristörü tetiklendiğinde, iletim koşulları sağlanmış olduğundan iletme girer ve sığaç tristör üzerinden boşalır. bu durumda tristör hem yük akımını hem de C ve L den oluşan rezonans akımını taşımaktadır.

Bu durumda LC devresinin denklemi,

$$\frac{d^2 V_c}{dt^2} + \frac{1}{LC} V_c = 0 \quad (2)$$

biçiminde yazılabilir. Başlangıç koşullarının da gözönüne alınmasıyla akım ve gerilimler için aşağıdaki eşitlikler bulunur.

$$i_c(t) = - \frac{E.C}{\sqrt{LC}} \sin \omega_0 t \quad (3)$$

$$V_c(t) = E. \cos \omega_0 t \quad (4)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5)$$

$$i_y(t) = \frac{E}{R_y} \quad (6)$$

$$i_T(t) = i_y(t) - i_c(t) \quad (7)$$

Yük akımı rezonans akımına eşit olduğunda tristör akımı sıfır olur ve tristör tıkamaya geçer. Tıkama zamanı (t_2),

$$\frac{E}{R_y} + \frac{E.C}{\sqrt{LC}} \sin \omega_0 t = 0 \quad (8)$$

denkleminde,

$$t_2 = \frac{1}{\omega_0} \text{Arcsin}\left(-\frac{1}{R_y} \sqrt{\frac{L}{C}}\right) \quad (9)$$

olarak bulunur. Tristör tıkandıktan sonra sığaç akımı, R,L ve C devresi üzerinden akışını sürdürür. Bu akım C sığacının yeniden +E gerilimine dolup, kaynaktan akım çekilmesinin kesildiği t_3 anına kadar sürer. Tristör yeniden tetikleninceye kadar yük gerilimi sıfırda kalır.

Bu aralıktaki ($t_2 \leq t \leq t_3$) akım ve gerilim değişimleri,

$$\frac{d^2 V_c}{dt^2} + \frac{R_y}{L} \cdot \frac{dV_c}{dt} + \frac{1}{LC} V_c = E \quad (10)$$

diferansiyel denkleminin

$$i_L(0) = \frac{E}{R_y} \quad (11)$$

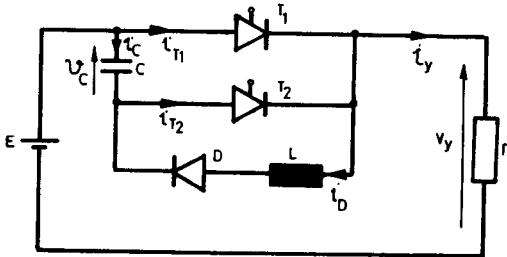
$$V_c(0) = E \cdot \text{Cos}\left[\text{Arcsin}\left(-\frac{1}{R_y} \sqrt{\frac{L}{C}}\right)\right] = \frac{E}{R_y} \sqrt{\left(R_y^2 - \frac{L}{C}\right)} \quad (12)$$

başlangıç koşullarıyla çözümünden bulunabilir.

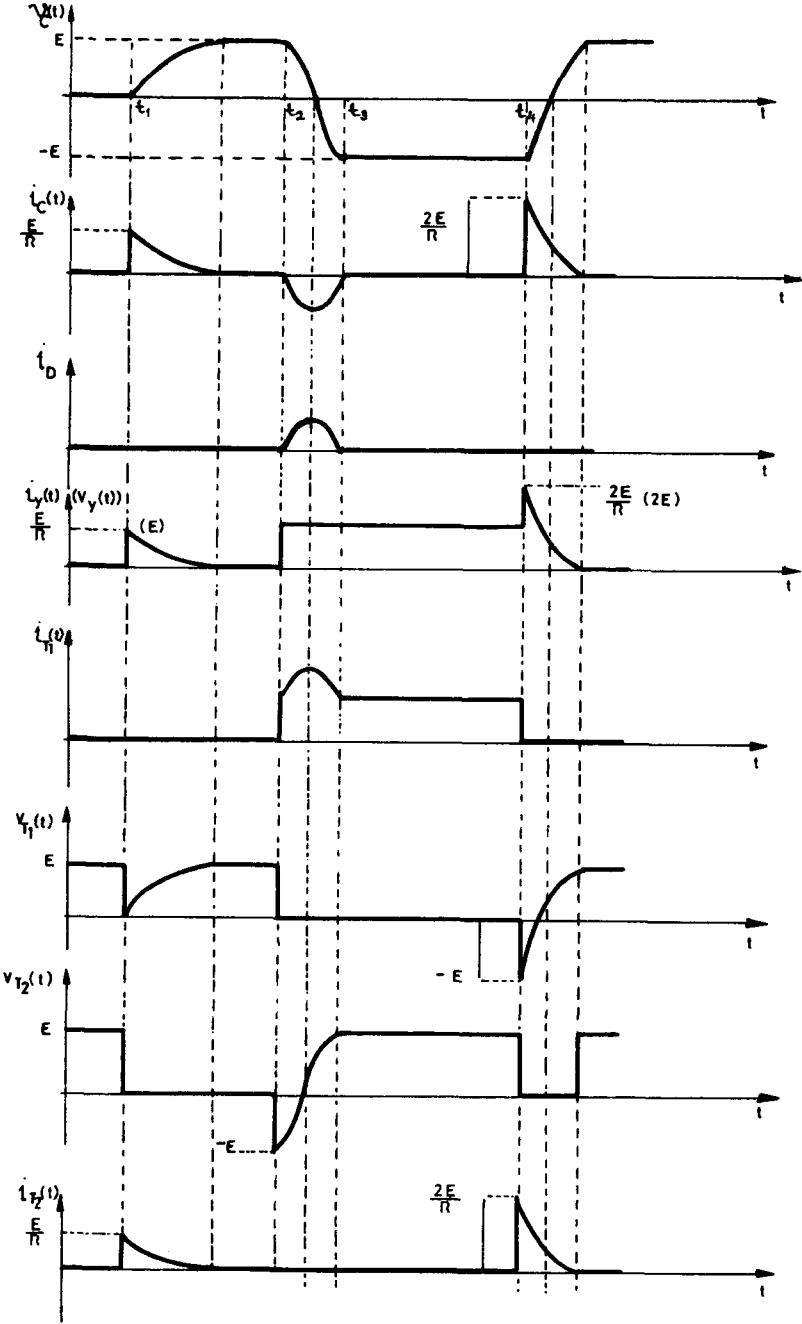
Bu devrede yük gerilimi ortalama değerinin denetimi tristör tetikleme darbesinin frekansına bağlıdır. Ancak, bu frekans ta LC devresinin ve yükün özelliklerine bağlı olarak belli bir üst sınıra kadar değiştirilebilir. Bu nedenle küçük ya da orta güçlerde ve sabit yük direnci durumlarında kullanılabilir. L değerinin magnetik öngerilimleme ile değişimi olanaklıdır.

2.2. İKİ TRİSTÖRLÜ DOĞRU GERİLİM KİYİCİ

İki tristörlü doğru gerilim kıyıcı devresi Şekil 6'da dalga biçimleri de Şekil 7'de verilmiştir. Devredeki T_1 tristörüne ana tristör, T_2 tristörüne yardımcı ya da susturucu tristör adı verilir. Bu devrede yük geriliminin ortalama değer denetimi T_1 ve T_2 tristörlerinin tetiklemeleri arasındaki süre değiştirilerek yapılabilir. Ancak, gerek RC zaman sabiti, gerekse salınımdaki devrenin yarıdönem süresi bu iki tetikleme darbesi arasındaki süreyi sınırlar.



Şekil-6 İki tristörlü doğru gerilim kıyıcı devresi



Şekil-7 İki tristörlü doğru gerilim kıyıcı dalga biçimleri

Bu devrenin çalışabilmesi için önce T_1 tristörünün tıkanmış ve C sığacının +E gerilimine dolu olması gereklidir. C sığacının artı bir gerilimle dolması için $t=t_1$ anında T_2 tristörü tetiklenir. T_2 tristörünün iletme geçmesi ile devre basit bir RC devresi haline gelir. Devrenin akım ve gerilim denklemlerini aşağıdaki biçimde yazabiliriz.

$$i_c(t) = i_y(t) = i_{T_2}(t) = \frac{E}{R_y} e^{-t/R_y C} \quad (13)$$

$$v_c(t) = v_{T_1}(t) = E(1 - e^{-t/R_y C}) \quad (14)$$

Yük akama sıfıra düştüğü anda T_2 tristörü tıkanır. Sığaç +E gerilimine dolar ve bu değerde sabit kalır. $t=t_2$ anında T_1 tristörü tetiklenip iletme sokulduğunda C sığacı T_1 üzerinden boşalırken aynı zamanda L ile birlikte oluşturduğu rezonans devresinin akımı ile ters yönde dolar. Bu durumda devrenin akım ve gerilim denklemleri şöyle yazılabilir:

$$v_c(t) = E \cdot \cos \omega_0 t \quad (15)$$

$$i_c(t) = - \frac{EC}{\sqrt{LC}} \sin \omega_0 t \quad (16)$$

$$i_D(t) = \frac{EC}{\sqrt{LC}} \sin \omega_0 t \quad (17)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (18)$$

$$i_y(t) = \frac{E}{R_y} \quad (19)$$

$$i_{T_1}(t) = i_y(t) + i_D(t) \quad (20)$$

Burada ω_0 rezonans devresinde oluşan akımın frekansını göstermektedir. Rezonans devresindeki diyot, devrede oluşan sinüzoidal akımın yön değiştirmesine izin vermez. Bu akım $t_3 = \pi/\omega_0$ anında sıfır olur ve D diyodu tıkanır. Aynı anda C sığacı -E gerilimine dolar.

$t=t_4$ anına kadar yani yardımcı tristör (T_2) tetikleninceye kadar devre konum değiştirmez. Bu durumda, ana tristör (T_1) iletim durumundadır ve yük gerilimi kaynak gerilimine eşittir. Eğer yük gerilimi sıfır yapılmak

istenirse yardımcı tristör (T_2) tetiklenir. T_2 tristörünün tetiklenmesiyle, sığacın üzerindeki gerilim T_1 tristörüne ters yönde uygulanır. C sığacının, T_1 in akımını, ananda üzerine aldığı varsayalım. Bu varsayımına göre T_1 tristörü ananda tıkanır ve sığaç üzerine aldığı akımla, incelediğimiz ilk adımın sonunda olduğu gibi tristörün anoduna gelen ucu artı olacak biçimde +E gerilimine dolar. Bu adımdaki eşitliklerin,

$$i_c(0) = 0 \quad ; \quad v_c(0) = -E \quad (21)$$

başlangıç koşullarıyla çözümünden, akım ve gerilimler için aşağıdaki eşitlikler bulunur.

$$v_c(t) = E(1 - 2e^{-t/R_y C}) \quad (22)$$

$$i_c(t) = \frac{2E}{R_y} e^{-t/R_y C} \quad (23)$$

$$v_y(t) = 2E e^{-t/R_y C} \quad (24)$$

$R_y C$ zaman sabitinin belirlediği bir zamanda yük gerilimi sıfıra düşer. bu anda sığaç +E gerilimine dolu ve tristörler tıkalı olup, başlangıç durumuna dönmüş olmaktadır.

İki tristörlü doğru gerilim kıyıcısının istenen biçimde çalışabilmesi için devre parametrelerine bağlı olarak sağlanması gereken iki koşul daha vardır. Bunlar, kullanılan tristörün tıkama ve iletme geçme süreleri ile ilgilidir.

Ana tristörler tetiklendiğinde, iletimde kalması için iletme girme süresi (t_{on}), LC devresinin belirlediği rezonans döneminin $1/4$ 'ünden daha küçük olmalıdır. Bu koşulların sağlanmaması durumunda, tristör henüz iletme girmeden sığaç gerilimi ters yöne döneceğinden, tristörün iletim koşulu sağlanmaz. Diğer bir koşul, tristörün tıkama süresinin, RC zaman sabitine göre değişken sığaç geriliminin sıfıra ulaşma süresinden küçük olmasıdır. Ana tristörün tıkanması için yardımcı tristörün tetiklendiği aralık incelendiğinde, tıkama süresinin sözü edilenden büyük olması durumunda, sığaç gerilimi yeniden artı bir değer alacağından tristörün tıkanmayacağı anlaşılır.

Yukarıda sözü edilen koşullara ilişkin bağıntılar şu biçimde yazılabilir:

$$t_{on} < \frac{1}{4} \frac{2\pi}{\omega_0} \quad (25)$$

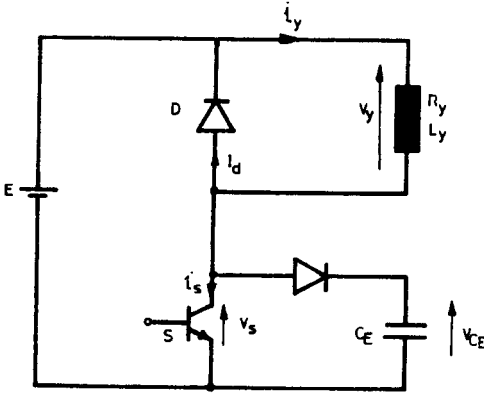
$$t_{off} < R_y C \ln 2 \quad (26)$$

İncelediğimiz örnekte doğru gerilim kıyıcının yükü direnç yükü olarak verilmiştir. Ancak, yük endüktans olduğunda çıkış gerilimi sıfır iken (tristör tıkamada) bu yük üzerinde biriken enerjinin boşaltılabilmesi için yüke paralel bir boşluk diyodunun kullanılması gerekir. Aynı zamanda endüktans yükünde yük akımındaki dalgalanma da azalacaktır.

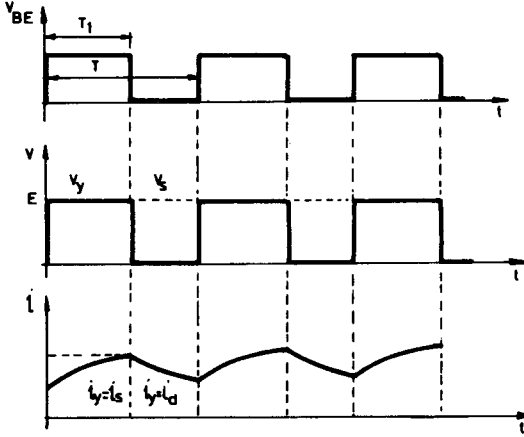
2.3. TRANSİSTÖRLÜ DOĞRU GERİLİM KIYICILAR

Transistörler anahtarlama elemanı olarak tristörlere göre daha kullanışlı olduğu gibi tıkama sorunları olmadığı için ek aktarım devrelerine gerek göstermezler. Ancak, yarıiletken teknolojisinin gelişme düzeyi nedeniyle transistörlü kıyıcılar özellikle küçük güçlerde teknik ve ekonomik bakımdan tristörlü kıyıcılara seçenek olabilirler.

Transistörlü bir doğru gerilim kıyıcının devresi Şekil 8'de, dalga biçimleri Şekil 9'da verilmiştir. Bu devrede yük geriliminin ortalama değeri, anahtar olarak kullanılan transistörün bazına uygulanan kare dalga biçimindeki denetim işaretleriyle ayarlanır.



Şekil-8 Transistörlü doğru gerilim kıyıcı devresi.



Şekil-9 Transistörlü doğru gerilim kıyıcının dalga biçimleri.

Transistörün bazına eşik geriliminin üzerinde bir darbe uygulanırsa ve baz akımı $I_B \geq I_C/h_{fe}$ ise transistör doymaya gider ve $V_{CE}=0$ olur. Bu durumda E gerilimi yük üzerinde görülür. Transistörün bazına uygulanan gerilim kesildiğinde ya da transistörü kesime götürece kadar büyüklükte negatif bir gerilim uygulandığında $V_{CE}=E$ olur. Bu durumda yükte biriken enerji D boşluk diyodu üzerinden boşalı, yük gerilimi sıfır olur. Şekil 9 daki dalga biçimi incelendiğinde;

$$V_{y\text{ort}} = \frac{T_1}{T} E \quad (27)$$

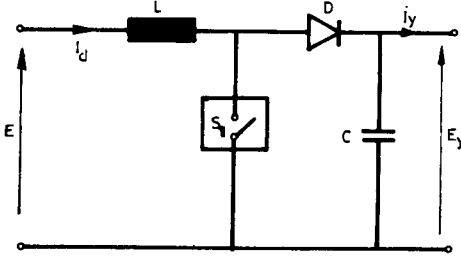
olduğu görülür. T sabit tutularak T_1 süresinin yani denetim işaretinin uzunluğunun değiştirilmesiyle yük üzerindeki ortalama gerilim ayarlanabilir.

Bu devrede, hızlı akım ve gerilim değişimlerine karşı transistörü korumak için Şekil 8'de görüldüğü gibi bazı ek elemanlar (sığaç, endüktans ve diyot) kullanılabilir.

2.4. GERİLİM DÜZEYİ YÜKSELTİCİ DOĞRU GERİLİM KIYICILAR

Buraya kadar anlatılan gerilim kıyıcı örneklerinde çıkış gerilimi sıfır düzeyi ile kaynak gerilimi düzeyi arasında değiştirilebilmekte idi. Ancak, enerji biriktiren devre elemanlarının özelliklerinden yararlanılarak, çıkış gerilim düzeyi besleme gerilimi düzeyinden yüksek olan doğru gerilim

kıyıcı devreleri oluşturmak ta olanaklıdır. Şekil 10'da böylesi bir yükseltici doğru gerilim kıyıcının ilkesel devresi verilmiştir. Bu şekildeki S_1 anahtarı uygun bir yöntemle susturulabilen bir tristör olacaktır.



Şekil-10 Yükseltici doğru gerilim kıyıcı ilkesel devresi.

Şekil 10'da S_1 anahtarı kapalı iken (T_1 süresi) L endüktansında akan akımla enerji birikimi olmaktadır. Bu enerji $E \cdot I_d \cdot T_1$ olarak verilebilir. S_1 anahtarı açıldığında akımın sürekliliğini sağlamak için L üzerinde bir gerilim oluşacaktır. Bu gerilim bir yandan akımı yükte aktarıırken bir yandan da C sığasını yükleyecektir. Bu arada D diyodu da bu yüklenmiş C sığasının S_1 anahtarı kapalı iken boşalmasını önleyecektir. Anahtarın açık olduğu T_2 süresinde endüktanstan yükte aktarılan enerji $(V_y - E) \cdot I_d \cdot T_2$ olacaktır. Devredeki kayıpların çok az olduğu dikkate alındığında çıkış geriliminin ortalama değerinin,

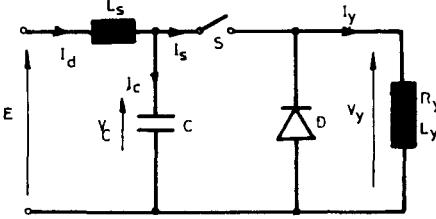
$$V_{y\text{ort}} = \frac{E(T_1 + T_2)}{T_2} \quad (28)$$

olduğu görülecektir. Buradan, T_1 ve T_2 sürelerinin denetimi ile çıkış gerilimi düzeyinin ayarlanabileceği ortaya çıkmaktadır.

2.5. DOĞRU GERİLİM KİYICILARDA SÜZGEÇ KULLANIMI

Doğru gerilim kıyıcılar doğrudan besleme kaynağına bağlandıkları zaman, anahtar elemanı iletimde iken kaynaktan akım çekerler, tıkamada iken çekmezler. Bu durum kaynaktan çekilen akımda vuruşlar yaratır. $T_1 / (T_1 + T_2)$ oranının düşük olduğu durumlarda ve yük tarafından çekilen akımın ortalama değeri ile tepe değeri arasında büyük farklar olduğu durumlarda, kaynağın tepe değeri karşılaması zorunlu olduğundan bu akım vuruşları besleme kaynağını zorlayacaktır. Ayrıca kaynak endüktansının belirli bir değeri

olduğu ve devre açma-kapamalarda biriken magnetik enerjinin sorun oluşturduğu gerçektir. Bunlara karşı, kıyıcı ile kaynak arasına süzgeç koymak yararlı olacaktır. Şekil 11'de böyle bir süzgecin ilkesel bağlantısı gösterilmiştir.



Şekil-11 Doğru gerilim kıyıcının besleme devresinde süzgeç kullanılması.

Kıyıcı devreyi açtığı anda kaynak endüktansında biriken magnetik enerji C_s sığasına aktarılır. Devre kapandığında yük akımı hem bu sığadan hem de kaynaktan sağlanır. Süzgeç sığası aynı zamanda geçici gerilim değişimlerini de sınırlar. Süzgeç endüktansı L_s ise kaynaktan çekilen akımdaki dalgalılık oranını azaltır. Bu özellikle demiryolu tahrik sistemlerindeki iletişim ve denetim devrelerine girişimi önlemek açısından da yararlıdır.

2.6. ÇOK FAZLI DOĞRU GERİLİM KIYICILAR

Ayrıt 2.5 te kıyıcının kaynak tarafında çözülmesi gereken sorunlardan söz edilmiştir. Ancak kıyıcının kıyma frekansına bağlı olarak hem kıyıcı devresi elemanları hem de yük açısından çözüm gerektiren sorunları vardır.

Süzgeç devresi elemanlarının boyutlarının ekonomik ve uygulanabilir değerlerde tutabilmek için kıyma işlemi frekansının yüksek olması gerekmektedir. Ancak bu kıyıcı devresindeki yarıiletken elemanların aktarım kayıplarını, yarıiletkenleri koruyan RC ve tıkama devrelerindeki kayıpları artıracaktır.

Ayrıca, çoğu uygulamalarda, yükün endüktans olacağı düşünülerek yük akımındaki dalgalanmanın önemsiz olduğu varsayılabilir. Ancak, bütün bunlara karşın, DA motoru türü yüklerde, yükün endüktansı akım dalgalanmasını

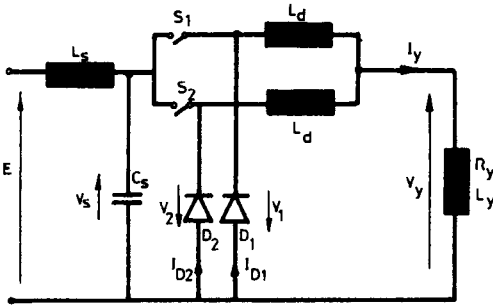
istenen sınırlara düşürmeyebilir. Ayrıca, dalgalanma çoğaldıkça, en büyük akım değerini (tepe değeri) taşıması gereken tristörlerin boyutlarının büyük olması gerekecektir.

Kıyma işleminin frekansı düşürülürse, hem yük endüktansı azalacak hem de yük akımının dalgalılık oranını azaltmak için çözüm olarak kullanılabilen sargı endüktans boyutları büyük olmak zorunda kalacaktır. Ancak bu frekansın istendiği kadar artırılması özellikle tristörlerin yapıları açısından oldukça zor olabilir.

Bu nedenle, özellikle ulaşım için kullanılan tahrik sistemlerinde, kıyıcı frekansının seçimi sonucu kaynak tarafındaki süzgeçle birlikte çok fazlı doğru gerilim kıyıcılar kullanılır.

Çok fazlı doğru gerilim kıyıcılar, aynı kıyma frekansında ancak faz farkıyla çalışan iki ya da daha çok doğru gerilim kıyıcıdan oluşurlar. Böylece hem kaynak hem de yük devresindeki çalışma frekansı uygulamada katlı olarak artırılmış olacaktır.

Şekil 12'de iki fazlı çalışan bir doğru gerilim kıyıcı devresi gösterilmiştir. Buna göre, iki ayrı kıyıcı aynı kaynaktan aynı yükü beslemektedir. Herbir kıyıcı yük akımının yarısını karşılamakta ve $f=1/T$ frekansında çalışmaktadır. Ancak, kıyıcı denetim sinyalleri 180° faz farklıdır. Herbir kıyıcı ile yük arasında L_d düzenleyici endüktansları bağlıdır. Bu düzenekle hem süzgeç devresi, hem yük devresi $2f$ frekansında olmaktadır. Daha büyük frekans değerleri için, aynı temel ilkenin geçerli olduğu, daha çok fazlı doğru gerilim kıyıcılar kullanılabilir.



Şekil-12 İki fazlı doğru gerilim kıyıcı devresi.

3. SONUÇ

Bu bölümde doğru gerilim kıyıcı devrelerinin çalışma ilkesi anlatılmış ve uygulamada yaygın olarak kullanılan tristörlü ve transistörlü kıyıcı devreleri incelenmiştir. Bu devrelerden tek tristörlü gerilim kıyıcılar çok basit olup ancak küçük güç uygulamalarında kullanılabilir. İki tristörlü doğru gerilim kıyıcılar büyük güçlerde oldukça verimli çalışabilir. Ancak, tristörlerin ilettime sokulması ve özellikle tıkanması gözönünde tutulduğunda transistörlü doğru gerilim kıyıcılarının diğerlerinden daha üstün olduğu söylenebilir. Yalnız, günümüz güç transistörleriyle tristörlerde olduğu gibi yüksek güçlere çıkmak olanaksızdır.

4. KAYNAKLAR

1. HOFT, R.G., (Ed.) "SCR Applications Handbook", International Rectifier Corp. 1974.
2. RANAMOORTY, M., "Thyristors and Their Applications", The MacMillan Press Ltd., 1978.
3. CSAKI, F., GANSZKY, K., IPSITS, I., MARTI, S., "Power Electronics", Akademiai Kiado, Budapest, 1975.
4. LANDER, C.W., "Power Electronics", McGraw-Hill Book Co. (UK), 1981.
5. DAVIS, R.M., "Power Diode and Thyristor Circuits", Peter Peregrinus Ltd., 1971.
6. RAMSHAW, R.S., "Power Electronics Thyristor Controlled Power for Electric Motors", Chapman and Hall, 1979.
7. GOUTHIERE, J., "Thyristor Choppers in Electric Traction", ACEC Review, No.1-2, 1976, pp. 3-22.
8. AYDEMİR, M.T., " Güç Transistörlü Doğru Gerilim Kıyıcı Üzerine Bir İnceleme", KTÜ Elektrik Müh. Böl. 1983.
9. PILLAI, S.K., "A First Course on Electrical Drives", Wiley Eastern Ltd. , 1983.
10. KUSKO, A., "Solid State DC Motor Drives", MIT Press, 1979.
11. HANCOCK, N.M., "Electric Power Utilization", Isaac Pitman Sons Ltd.
12. SEN, P.C., MA, K.H.C., "Rotor Chopper Control of Induction Motor Drive: TRC Strategy", IEEE Trans on Industry Applications, Vol. IA-11, No.1, 1975, pp.43-49.

Y. Müh. İrfan ŞENLİK

ÖZET

Bu bölümde, doğru gerilim ve akımı değişken gerilim ve akıma çeviren zorunlu aktarımlı evirici devreleri anlatılmıştır. Eviricilerin temel ilkeleri ve temel devre yapıları incelenmiştir. Gerilim beslemeli ve akım beslemeli eviriciler arasındaki ayrımlar açıklanmış, eviricilerde aktarım yöntemlerinin uygulamaları verilmiştir. Üç fazlı eviricilerin çalışması ve devre yapıları açıklandıktan sonra, eviricilerde elde edilen "Darbe Genlik Bindirimli" ve "Darbe Genişlik Bindirimli" dalgalar, harmonik frekans ve gerilim denetimi açısından tartışılmıştır.

Y. Müh. İrfan ŞENLİK

1. GİRİŞ

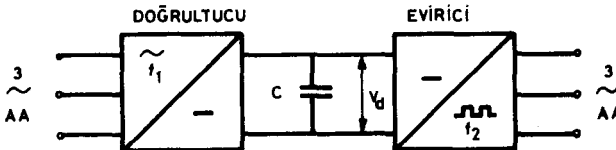
Eviriciler, doğru gerilimden değişken gerilim dalga biçimine dönüştürebilen frekansı ve gerilimi birbirinden bağımsız ayarlanabilen düzeneklerdir. Eviricilerin üreteceği dalganın biçimi ve frekansı kullanılan yarıiletken elemanın (Tristör, Transistör, Mosfet) karakteristiklerine iletim ve tıkama sürelerine bağlıdır.

Eviricilerde dalga biçimlendirmede temel ilke, transistör veya tristör gibi anahtarlama elemanlarının iletim ve tıkama sürelerinin uygun bir biçimde belirlenmesidir. Bu belirleme ile birlikte elemanların anahtarlama sırası da çok önemlidir.

Eviriciler uygulamadaki besleme özelliklerine göre "akım beslemeli" ve "gerilim beslemeli" olarak iki grupta toplanırlar. Akım beslemeli veya gerilim beslemeli eviriciler arasında yapılacak seçim yükün özelliklerine göre değişir. Gerilim beslemeli eviricilerde gerilim dalga biçimi d.a. gerilimi ve anahtarlama yöntemiyle belirlenir. Yük bu dalga biçimine etki edemez. Eğer yük harmonik akımlara yüksek empedans gösteren bir özellik taşıyorsa, bu tip yükün gerilim beslemeli bir eviriciyle sürülmesi daha uygundur. Akım beslemeli eviricilerde ise akım dalga biçimine yük etki edemez. Eğer yükün harmonik akımlara düşük empedans gösteren bir özelliği varsa, bu durumda akım beslemeli evirici kullanmak daha uygun olacaktır.

2. GERİLİM BESLEMELİ EVİRİCİLER

Gerilim beslemeli evirici devrelerinde, eviricinin bir doğru gerilim kaynağından beslendiği varsayılmıştır. Dolayısıyla bu eviricilerde çıkış gerilimi her zaman d.a. kaynağının gerilimine bağlıdır. Eviricinin çıkış akımı yük admittansının bir işlevidir. Şekil 1'de görüldüğü gibi giriş gerilimi doğrultulduktan sonra çok büyük paralel C sığası üzerinde düzeltilmekte ve eviriciye değişmez d.a. gerilim beslemesi yapılmaktadır.



Şekil-1 Gerilim beslemeli evirici

Burada gerilim beslemeli eviriciler devre yapıları bakımından ele alınarak incelenecektir.

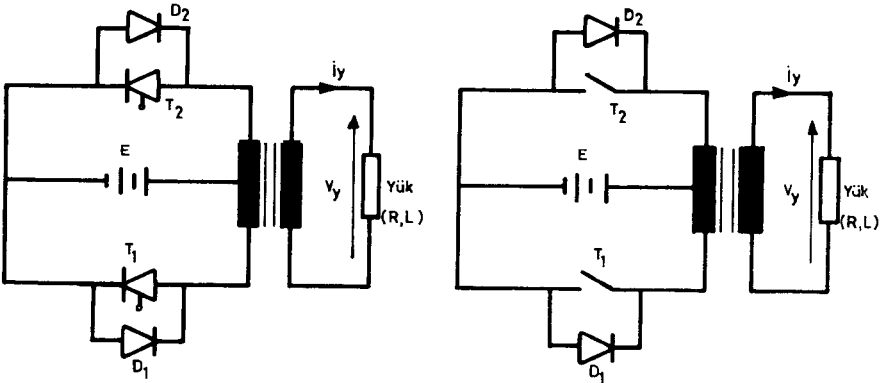
2.1. DEVRE YAPILARI BAKIMINDAN EVİRİCİLER VE ÇALIŞMA İLKELERİ

Eviriciler, devre yasasına göre, çıkış transformatörlü orta nokta bağlantılı eviriciler, yarı köprü bağlantılı eviriciler ve köprü bağlantılı eviriciler olmak üzere üç bölüme incelenir. İncelenecek bu devrelerde yalnızca yapı belirtilmiş, tetikleme ve aktarım elemanları gösterilmemiştir.

2.1.1. ÇIKIŞ TRANSFORMATÖRLÜ ORTA NOKTA BAĞLANTILI EVİRİCİ

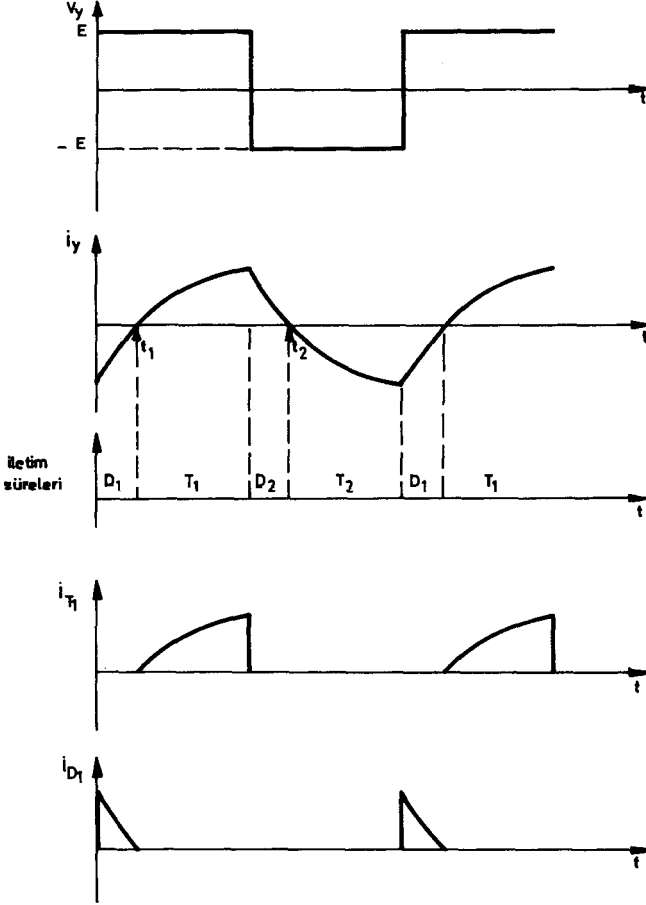
Şekil 2a'da çıkış transistörlü orta nokta bağlantılı tristörlü bir evirici devresi görülmektedir. Ayrıca yükün endüktif olduğu durumlarda yükte biriken enerjiyi kaynağa geri verebilmek için geribesleme diyotları kullanılmıştır.

Bu devrede anahtarlama elemanlarını (tristör, transistör v.b.) T1 ve T2 biçiminde tek yönlü ileten anahtarlar olarak düşünürsek eviricinin ilkesel devresi şekil 2.b'deki gibi olacaktır. Bu devrede istenen çıkış frekansı f_e olduğuna göre, $T_e = 1/f_e$ döneminin ilk yarısında T1 kapalı T2 açık, ikinci yarı çevriminde T2 kapalı T1 açık olacaktır. Dolayısıyla d.a kaynağı, yüke transformatör ve yarıiletken anahtarlar üzerinden, bir yarı çevrimde artı, diğer yarı çevrimde eksi olacak şekilde bağlanmaktadır.



Şekil-2 (a) Çıkış transformatörlü orta nokta bağlantılı evirici, (b) Eviricinin ilkesel devresi

Yükün endüktif olması durumunda, yük gerilimi ve akım dalga biçimleri anahtarlama elemanlarının ve diyotların iletim süreleri Şekil 3'de gösterilmiştir.



Şekil- 3 Endüktif bir yük için akım gerilim dalga biçimleri ve anahtar elemanları ve diyotların iletim süreleri

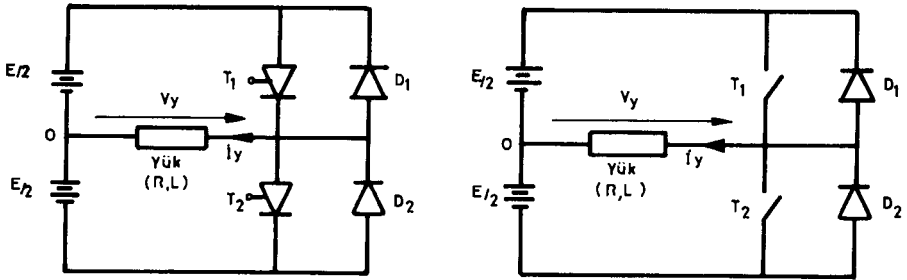
Bu devrenin olumlu özellikleri yalnızca iki anahtarlama elemanı olması endüktif yükte biriken enerjiyi anahtar elemanı tıkamada olduğu sürede kaynak üzerinden boşaltan iki geri besleme diyotu ile yetinilmesi, her yarı çevrimde akımın yalnızca bir anahtarlama elemanı üzerinden akması nedeniyle anahtarlama elemanları üzerinde, iletim yönünde daha az gerilim

düşümü olmasıdır. Ancak bunların yanısıra çıkış devresinde transformatör kullanılması ve anahtar elemanları üzerinde tıkamada görülen gerilimin kaynak geriliminin iki katı olması bu devrenin sorunlu yönleridir.

Yukarıdaki özellikleri nedeniyle çıkış transformatörlü orta nokta bağlantılı evirici düşük gerilim , düşük güç uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır.

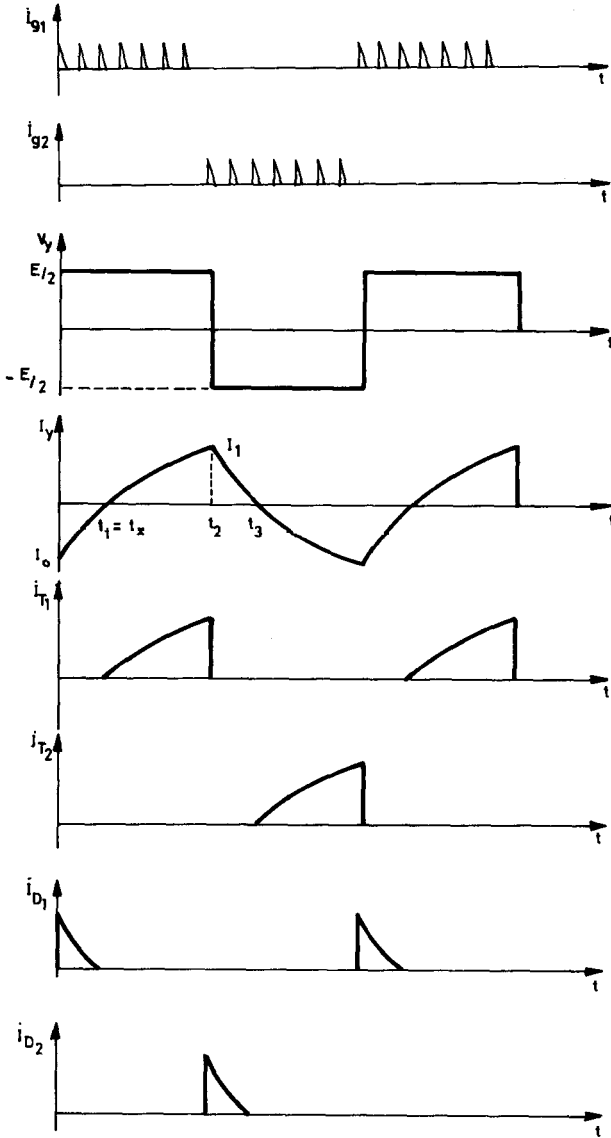
2.1.2. YARI KÖPRÜ BAĞLANTILI EVİRİCİ

Şekil 4a'da yarı köprü tristörlü evirici devresi görülmektedir. Bu devrede iki kaynak yüke sırayla tristörler üzerinden bağlanmaktadır. Bu devrede anahtarlama elemanları (tristör, transistör v.b) T1 ve T2 biçiminde tek yönlü ileten anahtarlar olarak düşünülürse eviricinin ilkesel devresi Şekil 4.b'deki gibi olmaktadır. Bu devrede çıkış frekansı f_e olduğuna göre, $T_e = 1/f_e$ döneminin ilk yarısında T1 kapalı T2 açık, ikinci yarı çevrimde T2 kapalı T1 açık olacaktır. Dolayısıyla her tip yük için çıkışta iki basamaklı gerilim biçimi elde edilir. Diğer eviricilerde olduğu gibi bu eviricide de geribesleme diyotları kullanılmıştır.



Şekil- 4(a) Yarı köprü bağlantılı evirici
(b) İlkesel devre

Endüktif yükte evirici yük gerilimi, yük akımı, anahtarlama elemanları dalga biçimleri Şekil 5'de gösterilmiştir.



Şekil-5 Yarı köprü evirici endüktif yük için çıkış dalga biçimleri

Şekil 5'deki dalga biçimlerinden yararlanarak devrenin çalışması incelenebilir. $t=0$ anında T1 anahtar elemanı tetiklensin, bu durumda $E/2$ gerilimi yük üzerine bağlanır. Yük endüktif olduğu için yük akımı üstel bir biçimde artar. Akım önce D1 diyotu üzerinden geçer doğru gerilim kaynağına enerji verir; $t=t_1$ anında akım yön değiştirir. Bu durumda D1 diyotu tıkanır, akım tetiklenen T1 anahtar elemanınca devralınır. Bu durumda;

$$\frac{E}{2} = L \frac{di_y}{dt} + i_y.R \quad (1)$$

$t=t_2$ anında T2 anahtar elemanı tetiklenip T1 takandığında yük üzerine $E/2$ besleme gerilimi ters yönde bağlanır. Endüktif yük nedeniyle yük akımı aynı yönde akmaya devam edeceğinden D2 diyotu bu sürede bu akımı devralacaktır. $t=t_3$ anında akım yön değiştirir. Bu durumda D2 diyotu tıkanır, akım tetiklenen T2 anahtar elemanınca devralınır. Bu durumda;

$$-\frac{E}{2} = L \frac{di_y}{dt} + i_y.R \quad (2)$$

Bu devrede evirici yük gerilimi etkin değeri $E/2$ dir. Başlangıç akımı yok iken (1) bağıntısının çözümünden yük akımı

$$i_y = \frac{E}{2R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L} t} \right) \quad (3)$$

bulunur.

Şekil 5'te görülen I_0 başlangıç akımı göz önüne alındığında, $0 \leq t \leq t_2$ aralığında ;

$$i_y = \frac{E}{2R} - \left(\frac{E}{2R} - I_0 \right) e^{-\frac{R}{L} t} \quad (4)$$

Burada $v_y = \frac{E}{2}$ ve $I_0 \leq 0$ dir.

$t_2 \leq t \leq t_4$ yarı dalga süresince kaynak yüke ters yönde bağlıdır. Bu durumda (2) bağıntısının çözümünden,

$$i_y = -\frac{E}{2R} + \left(\frac{E}{2R} + I_1 \right) e^{-\frac{R}{L} t} \quad (5)$$

Burada $v_y = -\frac{E}{2}$, $I_1 \geq 0$ ve $I_1 = -I_0$ dir.

$t = t_2$, $i_y = I_1$ olduğu anda (4) bağıntısından başlangıç akımı I_1 'i bulursak

$$I_1 = \frac{E (1 - e^{-\left\{\frac{R}{L} t_2\right\}})}{2R(1 + e^{-\left\{\frac{R}{L} t_2\right\}})} \quad (6)$$

Şekil 5 'de gösterildiği gibi yük akımının değeri sıfır olduğundan (4) bağıntısının çözümünden $t_1 = t_x$ süresi

$$t_x = \frac{L}{R} \ln(1 - I_0 \cdot 2R/E) \quad (7)$$

Yükte bulunan ortalama güç

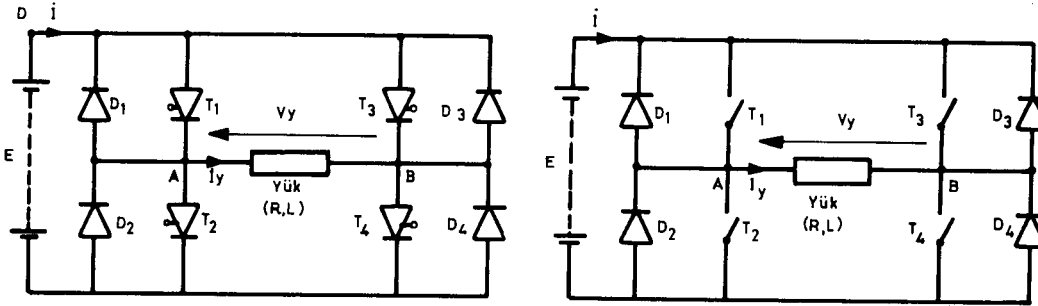
$$P_y = \frac{1}{t_2} \int_0^{t_2} \frac{E}{2} \cdot i_y(t) dt \quad (8)$$

Burada $i_y(t)$ akımı (4) bağıntısından bilinmektedir.

Yarı dalga köprü eviricide, transformatörlü orta nokta bağlantılı eviricide olduğu gibi iki anahtarlama elemanı ve iki geribesleme diyotu kullanılmakta ve akım her yarı çevrimde bir anahtarlama elemanı üzerinden akmaktadır. Ancak çıkışta transformatör kullanma zorunluluğu yoktur. Buna karşılık iki besleme kaynağı kullanma zorunluluğu maliyeti ve boyutları artırmaktadır. Bu durum yarı köprü eviricinin uygulama alanını daraltmaktadır.

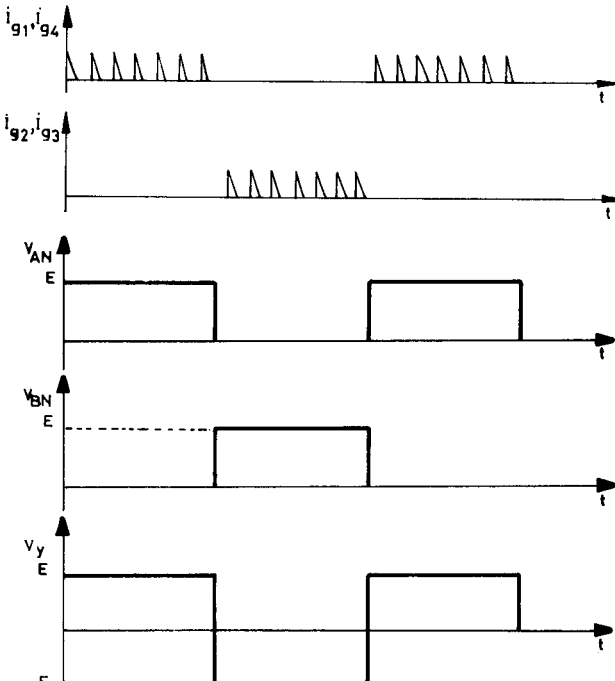
2.1.3. TAM DALGA KÖPRÜ EVİRİCİ

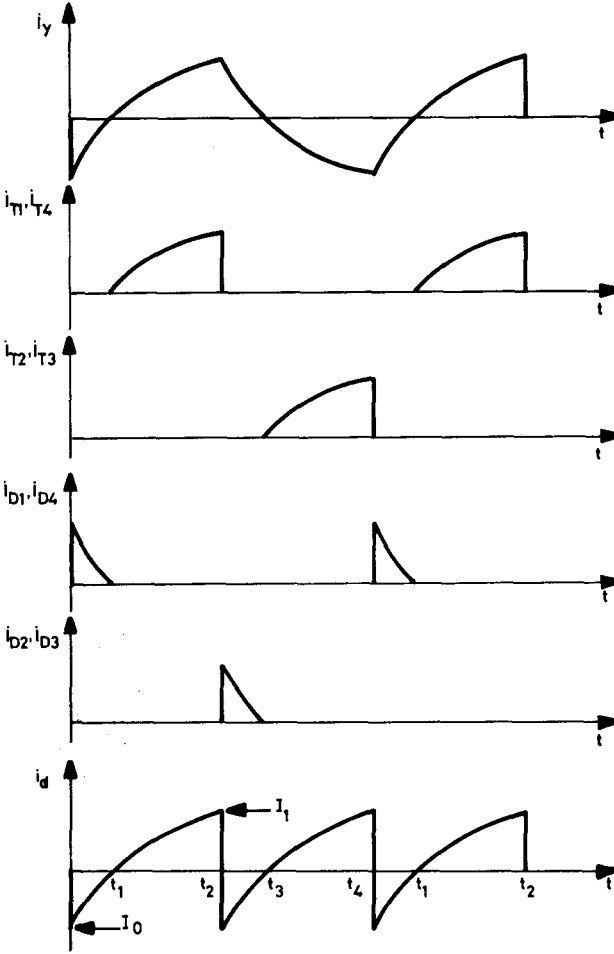
Bir fazlı tam dalga köprü evirici iki tane bir fazlı yarı köprü evirici olarak gözönüne alınabilir. Şekil 6.a 'da tam dalga köprü evirici devre yapısı verilmiştir. Bu evirici devresinde, yük üzerinde değişken gerilim elde edebilmek için, her bir yarı çevrimde bir tristör çiftinin iletime sokulması gerekir. Bu devrede yarıiletken anahtarlama elemanları T_1, T_2, T_3, T_4 biçiminde tek yönlü ileten anahtarlar olarak düşünülürse eviricinin ilkesel devresi Şekil 6.b 'deki gibi olacaktır.



Şekil 6.(a) Tam dalga köprü evirici devresi (b) İlkesel devre

Bu eviricide çıkış gerilimi frekansı f_e olduğuna göre $T_e = 1/f_e$ döneminin her bir yarısında T_1, T_4 ve T_2, T_3 anahtarları birlikte ve diğer anahtar çiftinin tersi işlevinde açma kapama yaparlar dolayısıyla yük d.a. kaynağına bir yarıçevrimde artı değer yarıçevrimde eksi olacak biçimde bağlanır. Şekil 7 'de endüktif bir yük için yük gerilimi, yük akımı, anahtar elemanları ve diyot akımlarının dalga biçimleri ile iletim sıraları verilmiştir.





Şekil-7 Endüktif yükte tam dalga köprü evirici dalga biçimleri

Şekil 7 'deki eğrilerden yararlanarak devrenin çalışması ayrıntılı bir biçimde ele alınabilir. $t = 0$ anında T1 ve T4 anahtarlar elemanları tetiklenip T2 ve T3 tıkanırsın. Bu durumda E gerilimi yük üzerine bağlanır. Yük endüktansı nedeniyle belli bir değişim hızıyla sınırlanan akım

Önce D1 ve D4 diyotları üzerinden geçer $0 \leq t \leq t_1$ aralığında doğru gerilim kaynağına enerji geri verilir. ($\dot{I}_d = -\dot{I}_{D1}$). Uygulamada doğru gerilim kaynağının bu enerjiyi alabilecek nitelikte olmasına dikkat edilmelidir. Bazı durumlarda yeterince büyük sığaçlar çözüm olabilir. $t = t_1$ anında yük akımı yön değiştirir. D1 ve D4 diyotları tıkanır, T1 ve T4 anahtar elemanları ilettime geçirilir. Doğru gerilim kaynağından enerji alınır. Bu $t_1 \leq t \leq t_2$ aralığında sürer. Bu durumda

$$E = L \frac{di_y}{dt} + i_y.R \quad (9)$$

$t = t_2$ anında T2 ve T3 anahtar elemanları tetiklenip T1 ve T4 tıkanmış durumda yük üzerine E gerilimi ters yönde bağlanır. Yük akımı belli bir süre aynı yönde akmaya devam edeceğinden D2 ve D3 diyotları bu sürede ($t_2 \leq t \leq t_3$) akımı devralırlar. $t = t_3$ 'de yön değiştiren akım, tetiklenen T2 ve T3 anahtar elemanlarınca devralınır.

$$-E = L \frac{di_y}{dt} + i_y.R \quad (10)$$

Şekil 7 'de görülen başlangıç akımı da gözönüne alınıp (9) bağıntısı çözüldüğünde ($0 \leq t \leq t_2$)

$$i_y = \frac{E}{R} - \left(\frac{E}{R} - I_0 \right) e^{-\frac{R}{L} t} \quad (11)$$

Burada $v_y = E$ ve $I_0 \geq 0$ dir.

$t_2 \leq t \leq t_4$ yarı dalga süresince kaynak yüke ters yönde bağlanır. Bu durumda (10)bağıntısının çözümünden

$$i_y = -\frac{E}{R} + \left(\frac{E}{R} + I_1 \right) e^{-\frac{R}{L} t} \quad (12)$$

Burada $v_y = -E$, $I_1 \geq 0$ ve $I_1 = -I_0$ dir.

$t = t_2$, $i_y = I_1$ olduğu anda (11) bağıntısından başlangıç akımı I_1 'i bulursak

$$I_1 = \frac{E(1 - e^{-\left\{ \frac{R}{L} t_2 \right\}})}{R(1 + e^{-\left\{ \frac{R}{L} t_2 \right\}})} \quad (13)$$

Yük akımının değeri sıfır olduğunda (11) bağıntısının çözümünden $t_1=t_x$ süresi

$$t_x = \frac{L}{R} \ln (1 - I_0 R/E) \quad (14)$$

Yükte bulunan ortalama güç

$$P_y = \frac{1}{t_2} \int_0^{t_2} E \cdot i_y(t) dt \quad (15)$$

Burada $i_y(t)$ akımı (11) bağıntısından bulunabilir.

Bu eviricinin diğerlerine göre en önemli üstünlüğü, çıkışta her tip yük için yarıkare dalga gerilim dalga biçiminin elde edilebilmesidir. Bu da Şekil 6 'daki evirici devresinde, aynı kolda bulunan T3 ve T4 anahtar elemanlarının T1 ve T2 ye göre belli bir gecikmeyle ilettime sokulmasına dayanır. Şekil 8 'de endüktif bir yükte yarı kare dalga çıkış gerilimi anahtarlar sıraları ve çıkış dalga biçimleri verilmiştir.

T1 ve T4 iletimden sonra anahtarlardan biri $\pi - \alpha$ daha geç tıkanır. Eğer T4 tıkanır, yük akımı T1 ve D3 geribesleme diyotu üzerinden yavaş yavaş azalır. Bu durumda yük gerilimi sıfırdır. Buna göre,

$$0 = L \frac{di_y}{dt} + i_y \cdot R \quad (16)$$

T1 anahtar elemanı tıkanıdığı zaman yük akımı sıfır oluncaya kadar D2 ve D3 diyotları üzerinden akar. $t = t_1$ anında yük akımı yön değiştirir. D2 ve D3 diyotları tıkanır, T2 ve T3 anahtar elemanları ilettime geçer.

Yarı kare dalga çıkış geriliminin etkin değeri $E \cdot \sqrt{1 - \alpha/\pi}$ dir. Şekil 8 'de yük akımı i_y , yarı kare dalga çıkış gerilimi ile değişmektedir.

$$(i) \quad v_y > 0, \quad 0 \leq t \leq t_2$$

$$i_y = \frac{E}{R} \left(\frac{E}{R} \right) e^{-\frac{R}{L} t} \quad (17)$$

için $I_o \leq 0$

(ii) $v_y = 0$, $t_2 \leq t \leq t_3$

$$i_y = I_1 e^{-\frac{R}{L} t} \quad (18)$$

için $I_1 \geq 0$

(iii) $v_y < 0$, $t_3 \leq t \leq t_4$

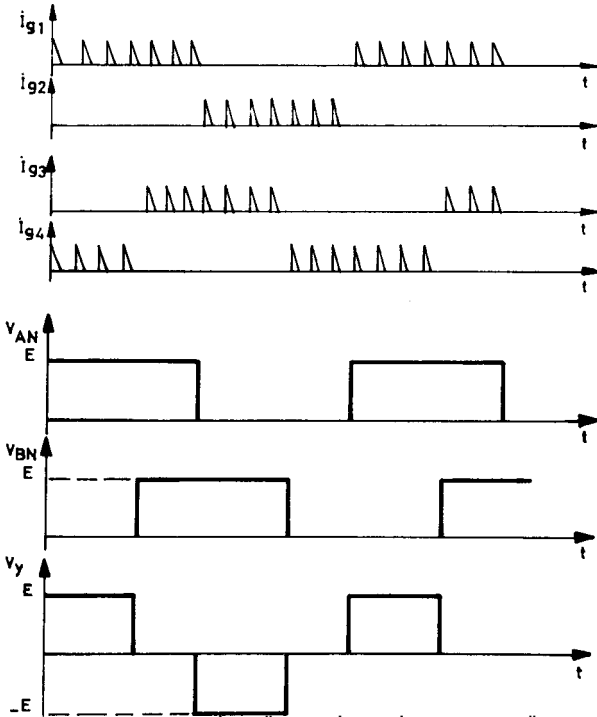
$$i_y = -\frac{E}{R} + \left(\frac{E}{R} + I_2\right) e^{-\frac{R}{L} t} \quad (19)$$

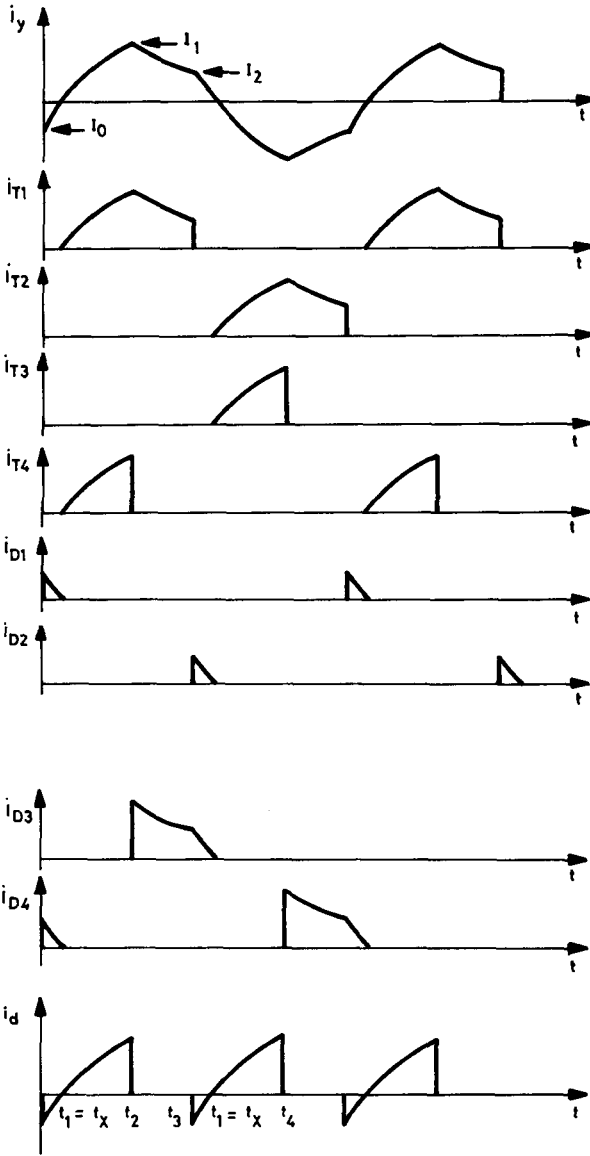
için $I_2 \geq 0$

Yükte bulunan ortalama güç

$$P_y = \frac{1}{t_3 - t_0} \int_{t_0}^{t_3} E \cdot i_y(t) dt \quad (20)$$

Burada $i_y(t)$ (17) bağıntısından bulunabilir.





Şekil-8 Endüktif bir yükte üç basamaklı gerilim dalga biçimi için yük akımı, anahtar elemanı akımları ve diyot akımları dalga biçimleri

Bu evirici devresinin önemli üstünlüğü çıkışta transformatör gerektirmemesi, çıkışta dalga biçiminde değişim basamağı sayısının artırılabilmesidir. Ayrıca ilerde görülebileceği gibi yalnızca iki anahtarlama elemanının eklenmesiyle üç fazlı evirici devresine dönüşebilir.

2.1.4. EVİRİCİLERDE KULLANILAN YARI İLETKEN ANAHTARLAMA ELEMANLARI TÜRÜNÜN YAPISI İLE İLİŞKİSİ

Eviricilerde yarıiletken anahtarlama elemanı olarak tristör, GTO, transistör ve MOSFET'ler kullanılabilir. Transistör ve MOSFET'ler anma değerleri düşük olduğundan düşük ve orta güç uygulamalarında, hızlı anahtarlama yapabildiklerinden yüksek frekans uygulamalarında kullanılabilirler. Tristörler ise tüm yüksek güç uygulamalarında kullanılırlar. Ancak bu yarıiletken anahtarlama elemanının içinden geçen akım ek aktarım devresiyle sifıra düşülmeden, tıkamak olası değildir. Bu nedenle tristörlü evirici devreleri incelenirken, zorunlu aktarım (tıkama) öğeleri önem kazanır. Eviricilerde başarılı bir aktarımın gerçekleşmesi için aşağıdaki koşulların yerine getirilmesi gerekir.

- a) Tristör akımı tutma akımının altına indirilmelidir.
- b) Tristör en az susma zamanı kadar bir süre için kesim yönünde kutuplanmalıdır.
- c) Tristör iletim yönünde kutuplanırken dv/dt kritik değeri aşılmamalıdır.
- d) Endüktif yük durumunda, yükteki enerjiyi kaynağa geri taşıyacak yol oluşturulmalıdır. (Örneğin geribesleme diyotu)

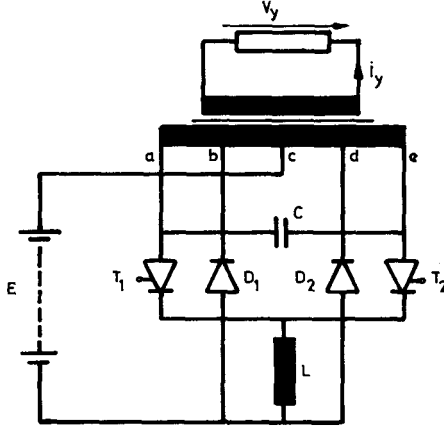
2.2. AKTARIM ÖZELLİKLERİ BAKIMINDAN TRİSTÖRLÜ EVİRİCİLER VE ÇALIŞMA İLKELERİ

Tristörlü evirici devreleri kullandığı zorunlu aktarım yöntemine göre adlandırılabilirler. Bu nedenle, kullanılan aktarım devresine bağlı olarak tristörlü eviriciler dört ayrı grupta incelenebilir.

- a) Paralel aktarımlı eviriciler
- b) Seri aktarımlı eviriciler
- c) Darbe aktarımlı eviriciler
- d) Yük aktarımlı eviriciler

2.2.1. PARALEL AKTARIMLI ORTA NOKTA BAĞLANTILI EVİRİCİ

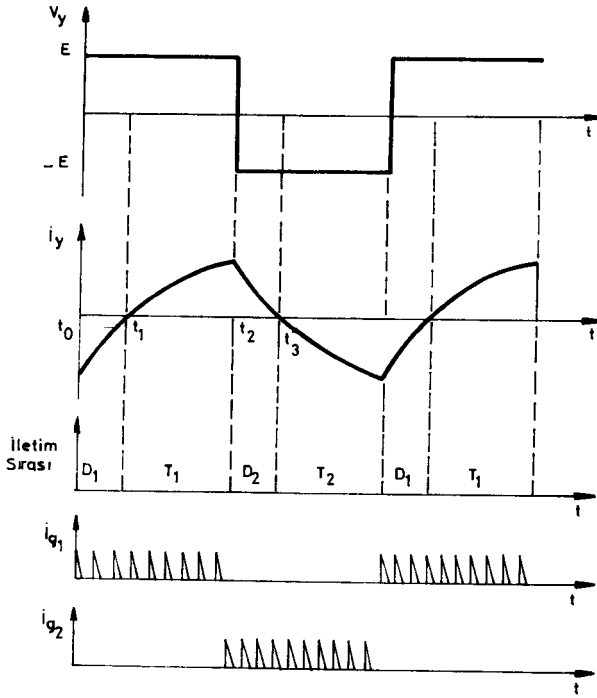
Paralel aktarımlı eviricinin bağlantısı Şekil 9'da verilmiştir. Burada T1, T2 yük akımını taşıyan tristörler, D1 ve D2 tristörlerin tıkanması durumunda yükte biriken enerjiyi kaynağa geri boşaltan diyotlardır. L ve C ise aktarım elemanlarıdır.



Şekil-9 Paralel aktarımlı orta nokta bağlantılı evirici

Bu eviricide tristörlerin dönüşümlü olarak ilettime sokulması ile d.a. kaynağı, transformatörün birincil sargısının iki yarısına dönüşümlü olarak bağlanır. Böylece ikincil sargının uçlarında bir kare dalga gerilimi endüklenmiş olur. Endüktif yükte $t = t_1$ anında T1 tristörü ilettime geçince transformatör sargısının 'ac' bölümünde E gerilimi olacak, böylece birincil sargı uçlarının tümü üzerinde 2E gerilimi oluşacaktır. C sığası da 2E gerilimine dolacaktır. Bu durumda akım c 'den a'ya doğru akar ve c' pozitif bir gerilimde olduğuna göre akım kaynaktan yüke doğrudur. t_2 anında T2 tristörü tetiklendiğinde T1 'e paralel bağlanan yüklü C sığası nedeniyle T1 tıkamaya geçecektir. Yük endüktif olduğu için ikincil sargıdaki akımın yönü ani olarak değişmez ve bu nedenle birincil sargıdaki akımın da yönünü koruması gerekir. T1 tıkamada olduğuna göre akım için tek yol, D2 diyotu ve kaynak üzerinden, d'den c'ye doğru olan yoldur. D2 iletimde iken d', c'ye

göre negatif olduğuna göre güç akışı yükten kaynağa doğru gerçekleşmiş olur. t_3 anında yük akımı sıfıra indiği an D2 akımı da sıfıra iner ve T2 tetiklenirse iletimi üzerine alabilir. Bu durumda yük akımı yön değiştirebilir. T1'in tetiklenmesi ile T2 tıkamaya geçecektir. Akım D1 üzerinden akarak sıfıra düşer ve çıkış geriliminin dönem sonuna gelinerek T1 yeniden iletime geçer. Bu nedenle tristöre uygulanan tetikleme darbelerinin ya bütün yarım dalgayı kapsıyan bir darbe treni biçiminde olması ya da akım sıfır geçişlerinin algılanması ile istenilen frekansı oluşturacak konumda üretilen bir darbe olması gerekir. Bu evirici de endüktif yükte oluşan akım ve gerilim dalga biçimleri Şekil 10 da verilmiştir.



Şekil- 10 Endüktif yükte çıkış dalga biçimleri

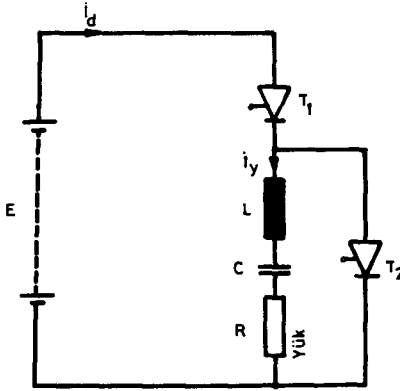
Paralel aktarımlı eviricinin çıkış gerilimi dalga biçimi yükün türünden pek etkilenmez. Çıkış gerilimi frekansı tristörlerin tetikleme frekansına bağlıdır. Düşük frekanslarda çıkış transformatörü doymaya gidebilir ve aktarımı engeller. Devrede gösterilen L endüktansının

TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI - GÜÇ ELEKTRONİĞİ

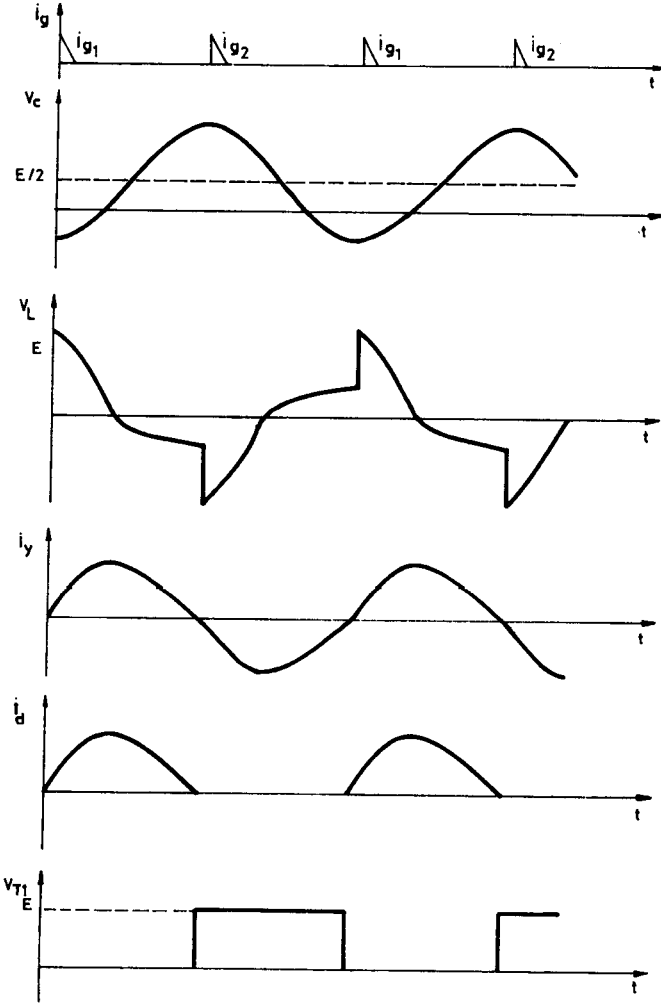
görevi sığacın yüklenme akımını sınırlamaktır. Bu devrede kesimde olan tristörler üzerindeki gerilim, kaynak geriliminin iki katı olduğu için yüksek gerilim uygulamalarında bu yapı kullanılamaz.

2.2.2. SERİ AKTARIMLI EVİRİCİLER

Seri aktarımlı bir eviricinin bağlantı biçimi Şekil 11 'de gösterilmiştir. T1 tristörü tetiklendiği zaman L, C ve yükten oluşan seri rezonans devresi d.a kaynağına bağlanır ve devrede sönümlü sinüs biçimli bir akım oluşur. Dolayısıyla çıkış frekansı rezonans devresinin frekansı ile sınırlıdır. Devrenin frekansı ile belirlenen bir süre sonunda bu akım sıfıra ulaşır ve T1 tristörü kesime girer. Bu anda sığaç üzerinde Şekil 12 'de görüldüğü yönde bir gerilim oluşur. T2 tristörünün tetiklenmesi ile ikinci yarım çevrim başlar. Rezonans devresinde bu kez sığaç üzerindeki başlangıç geriliminden dolayı T2 üzerinden oluşan bir akım oluşur. Akım sıfıra ulaştığında T2 tristörü kesime girer ve böylece bir çevrim tamamlanmış olur. Şekil 12 'de bu devreye ilişkin dalga biçimleri gösterilmiştir.

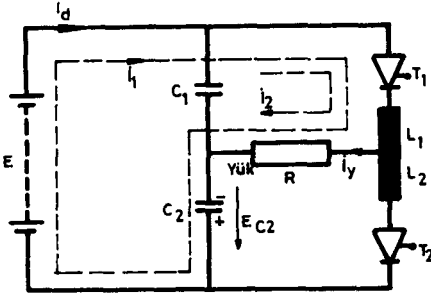


Şekil -11 Seri aktarımlı evirici devresi

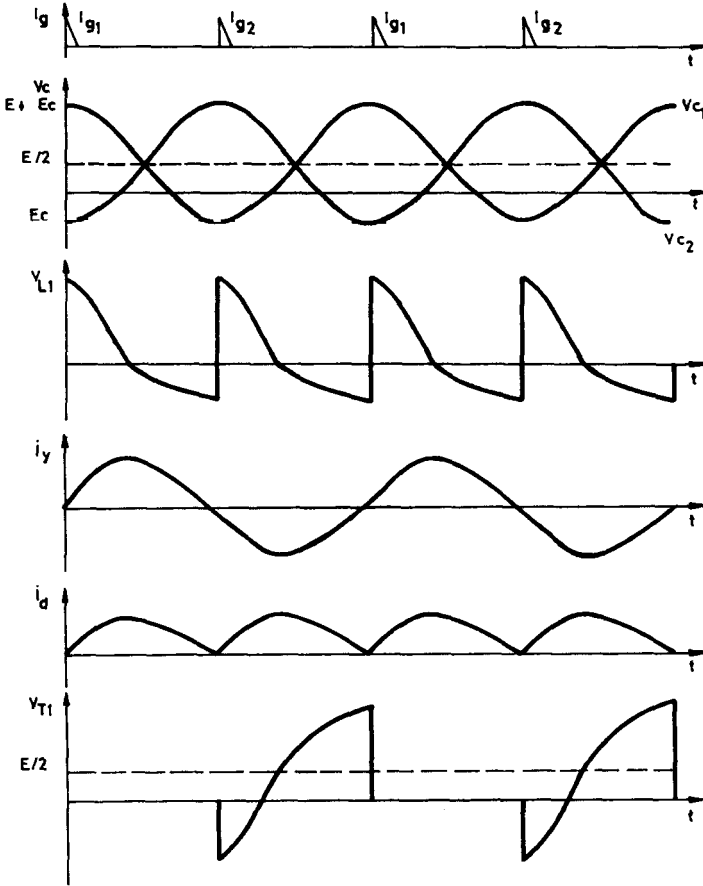


Şekil -12 Seri aktarımlı evirici dalga biçimleri

Şekil 11 'deki seri aktarımlı evirici devresinin önemli bir sakıncası düzenli çalışma için her yarı-çevrim sonunda en az tristörün toparlanma zamanı kadar bir süre akımın sıfırda kalması gereksinimidir. Bu sakıncayı gidererek kaynak akımındaki dalgalanmaların genliğini düşüren bir devre ve bu devreye ait kaynak ve yük akımlarının dalga biçimleri Şekil 13 'de gösterilmiştir. Bu devrede ilk anda $C2$ sığasının E_c gerilimine dolduğu varsayılırsa $T1$ tristörünün tetiklenmesi durumunda $C1$



Şekil-13 Geliştirilmiş seri aktarımlı evirici devresi



Şekil-14 Geliştirilmiş seri aktarımlı evirici dalgabıçimleri

sığası $E + E_c$ gerilimine dolacak ve yük üzerinden akım iki yoldan, T_1 , L_1 yük, C_2 yolundan ve C_1 , T_1 , L_1 yük yolundan eşit olarak akacaktır. Akım bu durumda besleme kaynağı ve yüklenmiş sığa arasında paylaşılmaktadır. Yarı dönemin sonunda yük akımı sıfıra düştüğünde T_1 tıkmaya geçecek ve C_2 sığası $E + E_c$ gerilimine (ters yönde) dolacak ve C_1 sığası da ters yönde E_c gerilimine dolacaktır. T_2 'nin tetiklenmesi ile ilk yarı dönemin bir benzeri çalışma bu kez yük akımının C_2 ve kaynakla paylaşımı biçiminde gerçekleşecektir. Bu devrede bir tristörün rezonans devresinin belirlediği yarım çevriminin tamamlanması beklenmeden tekelenbilmesi, eviricinin çalışma frekansının rezonans devresinin rezonans frekansından daha büyük seçilmesine olanak verir. Bu devreye ilişkin dalga biçimleri Şekil 14'de gösterilmiştir.

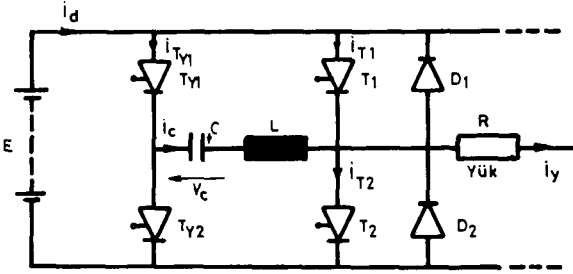
2.2.3. DARBE AKTARIMLI EVİRİCİLER

Tristörlü tek fazlı köprü eviricinin aktarım devrelerini içermeyen bağlantısı Şekil 6 'da verilmiştir. Bu devrede aktarımın en kolay yolunun yük devresinde rezonans olgusu ile elde edilebileceği düşünülebilir, ancak bu evirici frekansının yük devresi tarafından belirlenmesi demektir ki, istenen bir durum değildir. Bunun için en yaygın olarak kullanılan iki aktarım düzeneği McMurray ve McMurray-Bedford devreleridir. Aşağıda, bu iki yöntem açıklanacaktır.

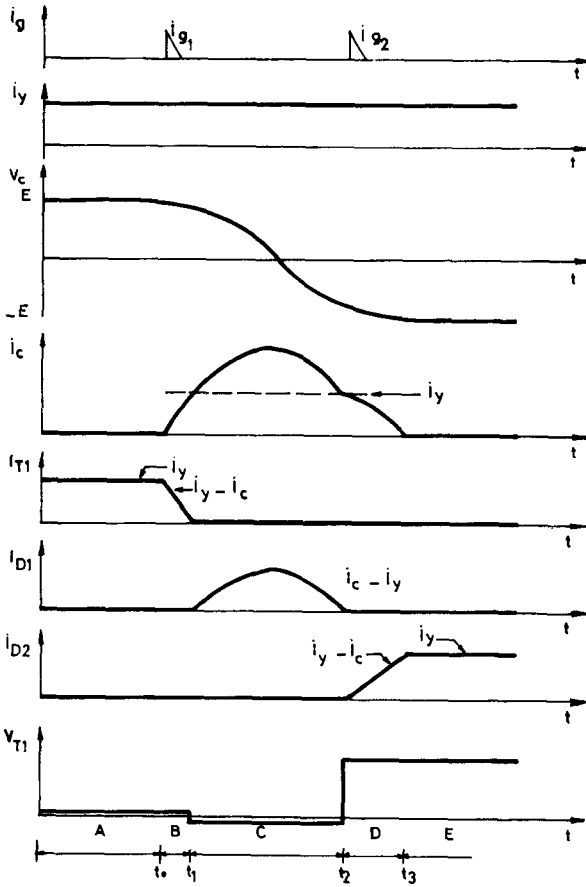
2.2.3.1. McMURRAY DEVRESİ

Darbe aktarımli eviriciler arasında yaygın olarak kullanılan McMurray evrici devresinin bir kolunun bağlantısı Şekil 15 'de verilmiştir. Bu devrede T_1 ve T_2 ana tristörler, TY_1 ve TY_2 ise T_1 ve T_2 'nin susturulmasında kullanılan yardımcı tristörler olup, yalnızca aktarım amacı ile kullanılırlar. L ve C aktarım akımı için bir rezonans devresi oluştururlar. D_1 ve D_2 diyotları, yükün endüktif olması durumunda yükten d.a. kaynağına güç akışını sağlarlar ve aktarım olayına yardımcı olurlar.

Şekil 16 'da McMurray evirici devresine ilişkin akım, gerilim dalga biçimleri verilmiştir.



Şekil-15 McMurray evirici devresi



Şekil-16 Evirici dalga biçimleri

'A' aralığı: Bu durumda T1 tristörü iletimde ve yük akımını taşımaktadır ve C sığacının sağ yanı (+) olacak biçimde doludur.

'B' aralığı: T1 tristörünün susturulması için TY1 yardımcı tristörü tetiklenir. Bu durumda C sığacının boşalma akımı, TY1, L, C ve T1 üzerinden sıfırdan başlayarak artarak akar. Yük akımının aktarım süresi boyunca sabit kaldığı varsayılırsa, T1 üzerinden akan akım gittikçe azalır ve i_c boşalma akımı ile i_y yük akımı birbirine eşit olduğu anda i_{T1} tristör akımı sıfır olur.

'C' aralığı: Sığaç boşalma akımı yük akımı değerini aştığında aşırı akım D1 diyotu üzerinden kaynağa doğru akar. D1 'in iletime girmesi ile üzerindeki gerilim düşümü ters gerilim olarak T1 tristörüne uygulandığından kesim için gerekli tüm koşullar sağlanmış olur. i_c boşalma akımı sığaç gerilimi sıfır olduğunda tepe değerine ulaşır ve o andan sonra sığaç ters yönde dolmaya başlayacağından azalmaya başlar. i_c akımı, i_y yük akımından aşağı düşünce D1 diyotu iletimden çıkar.

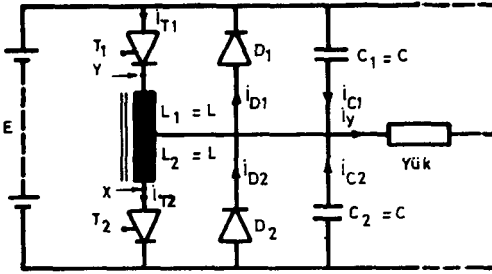
'D' aralığı: D1 diyodunun iletimden çıkmasıyla T1 tristörü ters kutuplamadan kurtulur ve akım D1 diyotundan D2 'ye aktarılır. Bu durumda C sığacı ters yönde E gerilimine kadar dolar. Bu aralık boyunca D2, yük akımının gittikçe artan bir bölümünü üzerinden akıtır.

'E' aralığı: D2, bütün yük akımını üzerine aldığı anda aktarım işlemi tamamlanır. T2, T1 tıkamaya geçtikten sonra, herhangi bir anda iletime sokulabilir. Sığaç ters yönde yüklü durumda olduğuna göre, T2 'nin tıkamaya sokulabilmesi için TY2 'nin tetiklenmesi yeterli olacaktır.

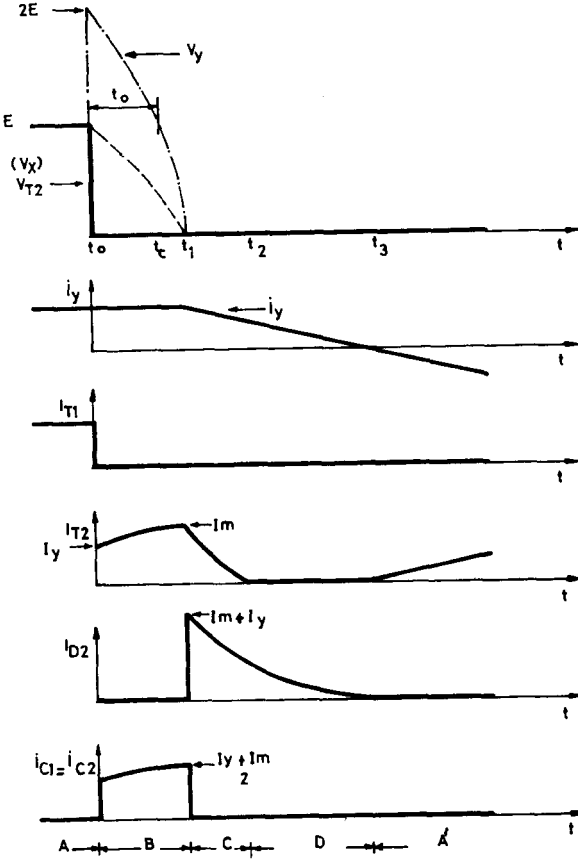
2.2.3.2. McMURRAY-BEDFORD DEVRESİ

Uygulamada yaygın olarak kullanılan McMurray-Bedford devresinin bir kolunun bağlantısı Şekil 17 'de gösterilmiştir. Bu devrenin üstün yönü yardımcı tristör gerektirmemesidir. Bu devrede T1 'in tetiklenmesiyle T2 kesime sokulmakta T2 'nin tetiklenmesiyle T1 tıkamaya sokulmaktadır. Devrede gösterilen aktarım sığaçları C1 ve C2 ile aktarım endüktansları L1 ve L2 eşit değerde olup, endüktanslar aynı çekirdek üzerine sarılmıştır. (tek magnetik devre)

Şekil 18 'de, McMurray-Bedford evirici devresine ilişkin akım gerilim dalga biçimleri verilmiştir.



Şekil-17 McMurray-Bedford evirici devresi

Şekil-18 McMurray-Bedford evirici çıkış dalgı biçimleri
TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI - GÜÇ ELEKTRONİĞİ

'A' aralığı: T1 tristörü iletimde ve yük akımı d.a. kaynağının pozitif ucundan çekiliyor. Büyük endüktif yükte akımın değişimi küçüktür ve L1 endüktansı üzerindeki gerilim düşümü, kaynak gerilimi yanında gözardı edilebilir. Yükün kaynağın pozitif ucuna bağlı olduğu gözönüne alındığında C1 sığası üzerinde sıfır gerilim, C2 sığası üzerinde ise E gerilimi oluşur.

'B' aralığı: T2 tristörü tetiklendiğinde C1 ve C2 üzerindeki gerilimler ani olarak değişimeyeceklerinden L2 üzerine E gerilimi düşecektir. L1 'de de aynı gerilim endükleneceğinden T1 tristörünün katodundaki gerilim (Y noktasının gerilimi) 2E 'ye yükselecek ve T1 üzerindeki -E lik gerilim T1 tristörünü susturacaktır. Sürekli olan iy yük akımı C1 ve C2 tarafından karşılanacaktır. C2 boşalırken L1 ve L2 üzerindeki gerilimler azalır ve C1 sığası E gerilimine doğru dolmaya başlar.

'C' aralığı: C1 sığası E gerilimine dolduğunda endüktif yük akımı iy, D2 diyodundan akmaktadır ve yük kaynağın negatif ucuna bağlıdır. Bu arada L2, T2, D2 devresinden dolaşın akım L2 'de biriken enerjiyi boşaltır.

'D' aralığı: Dolaşım akımı sıfıra indiğinde aktarım biter ancak D2 diyodu endüktif akımı iletmeyi sürdürür.

'A' aralığı: Yük akımı sıfıra düşer ve sonra ters yönde akışını sürdürür. Bu, D2 'yi tıkamaya geçirir ve yeni yönde artan yük akımı, aktarım başlangıcında kullanılan sinyalle yeniden tetiklenmesi gereken T2 ye aktarılır. Böylece, yük akımının T1 den T2 'ye aktarılması işlemi tamamlanır.

2.2.4. YÜK AKTARIMLI EVİRİCİLER

Bu eviricilerde aktarım için gerekli tepkin güç yük tarafından sağlanmaktadır. Bu nedenle bu eviricilerde "yük denetimi eviriciler" de denilmektedir. Eviricinin beslediği yük, direnç-endüktans özelliğinde ise sığaç eklemek yoluyla sığaç özelliği oluşturulup, aktarım için gerekli tepkin güç yükten sağlanır. Sığacın yüke bağlantı biçimine göre iki gurupta incelenirler.

- a) Seri rezonans devreli evirici
- b) Paralel rezonans devreli evirici

Her iki devrede de devrenin rezonans frekansı;

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (21)$$

yük devresinin sönüm katsayısı;

$$\xi = \frac{R}{2\omega_0 L} = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (22)$$

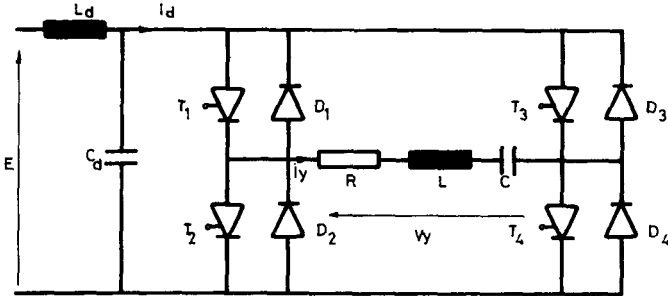
ve devrenin doğal frekansı

$$\omega_d = \omega_0 \sqrt{1 - \xi^2} \quad (23)$$

olarak tanımlanır.

2.2.4.1. SERİ REZONANSLI EVİRİCİ

Şekil 19 'da görüldüğü gibi direnç-endüktans yüküne C sığası seri bağlanarak oluşturulan seri rezonanslı evirici devresinde dört tristör ve akımın her iki yönde geçmesini sağlamak için geri besleme diyotları kullanılmıştır. Bu devrede tristörlerin ilettime girmeleri kapılarına uygulanacak darbelerle gerçekleştirilir.



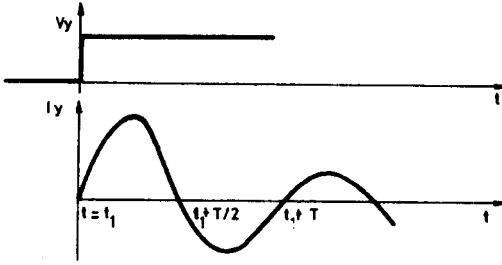
Şekil-19 Seri rezonanslı evirici devresi

Devrenin akım-gerilim dalga biçimleri Şekil 21 'de verilmiştir. $t = t_1$ T1 ve T4 tristörlerini ilettime geçirildiği varsayılırsa, bu durumda yük gerilimi $v_y = E$ olacaktır. Bu, seri RLC devresinin basamak değişimi bir gerilimle uyarılması anlamına gelir. Bu devrenin sönüm katsayısı ξ nın

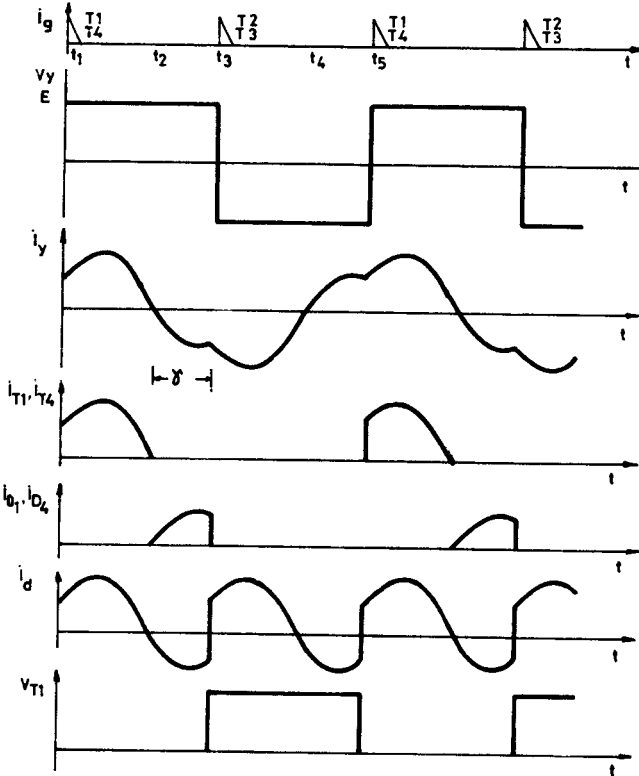
$$0 < \xi < 1$$

(24)

olması durumunda devredeki akım Şekil 20 'de görüldüğü gibi genliği üstel olarak azalan sönümlü sinüs biçimli bir değişim gösterecektir. T1 ve T4 tristörleri bu akımın pozitif yarı döneminde ileticek, bu yarı dönem sonunda akım sıfır olacaktır. Tristörlere tıkamaya geçecek ancak akım ters yönde akmasını sürdürmek isteyecektir.



Şekil-20 $0 < \xi < 1$ için RLC devresindeki akım ve gerilim



Şekil-21 Seri rezonanslı evirici dalgabıçimleri

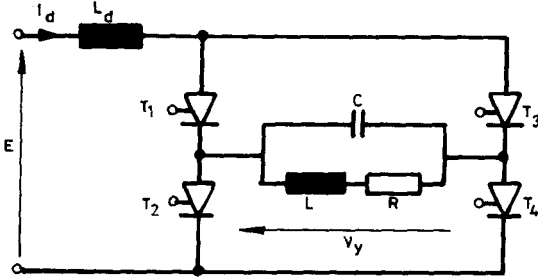
$t = t_2$ anında D1 ve D4 diyotları ilettime girecek ve akımın negatif parçasını bu diyotlar aktaracaktır. Diyotlar iletimde iken bunların üzerindeki iletim yönündeki gerilim T1 ve T4 tristörlerine ters yönde uygulanmış olur. T1 ve T4 tristörlerinin tıkamaya geçmesinden sonra $t = t_3$ anında T2 ve T3 tristörlerinin ateşlenmesiyle yük gerilimi $v_y = -E$ olacak ve iletimde olan D1 ve D4 diyotlarının akımını T2 ve T3 tristörleri üstlenerek yeni salınımlı sönümlü durumun doğmasına neden olacaktır. $t = t_4$ anında yük akımı yine yön değiştirecektir. D2 ve D3 diyotları akımı tristörlerden devralacaklardır.

Rezonans devreli eviricide rezonans devresinin frekansı ile eviricinin çıkış frekansı karıştırılmamalıdır. Rezonans devresinin frekansı daha önce de belirtildiği gibi R,L,C değerleri ile belirlenir. Diyotların iletim süresiyle verilen denetim açısı γ 'nın $0^\circ \div 180^\circ$ arasında değiştirilmesiyle eviricinin çıkış frekansı yükün rezonans frekansı f_0 ile $f_0/2$ arasında değiştirilebilir. Eviricinin çıkış gerilimi γ sönüm açısı veya evirici girişindeki E doğru geriliminin değiştirilmesi ile denetlenir. Seri rezonanslı eviricide ani akım değişimleri istenmez. Doğru gerilimin oldukça düzgün olması ve sabit kalması için girişte C_d kondansatörü kullanılır.

2.2.4.2. PARALEL REZONANS DEVRELİ EVİRİCİ

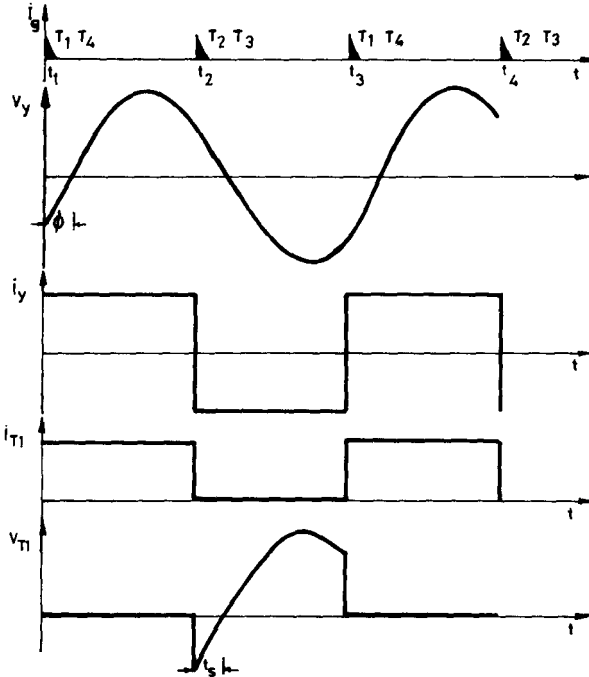
Şekil 22 'de görüldüğü gibi direnç-endüktans yüküne paralel bağlanan C sığası ile oluşturulan paralel rezonanslı evirici devresinde dört tristör bulunur. Bu evirici devresinde sığaç ani gerilim değişimlerine izin vermediği için devre girişteki büyük değerli seri endüktans ile akım beslemeli olarak çalıştırılır.

Devrenin akım-gerilim dalga biçimleri Şekil 23 'de verilmiştir. $t = t_1$ anında T1 ve T4 tristörlerinin iletimde olduğu varsayılırsa, bu durumda C sığasının sol yanı pozitif olacak biçimde yüklenmiş olacaktır. $t = t_1$ anında T2 ve T3 tristörleri tetiklendiğinde, sığaç iki paralel



Şekil-22 Paralel rezonans devreli evirici

kol üzerinden boşalır, T1 ve T4 tristörlerinin akımları sifira iner ve onları ters yönde kutuplar. O zaman, sıgaç T2, T3 tristörleri ve endüktans üzerinden ters yönde dolar. Şekilden de görüldüğü gibi bu devrede yük uçlarındaki gerilim yaklaşık sinüs biçimdedir. Yük akımı dikdörtgen dalga biçiminde değişip yük gerilimine göre ϕ açısı kadar ileridedir.



Şekil-23 Paralel rezonans eviricinin dalga biçimleri

Bu evirici devresinde geri besleme diyotları olmadığından, yükte biriken tepkin enerji, d.a. kaynağına geri döndürülemez, aktarım sığaçlarında ve endüktansta biriktirilir. Bu, devre elemanlarının büyük değerde olmasını gerektirdiği gibi, çıkış gerilimin yük ile bağlantılı değişmesine de neder olur.

Bu devrede yüke verilen gücün geniş bir aralıkta değiştirilebilmesi girişteki doğru gerilimin değiştirilmesiyle sağlanabilir. Bu eviriciye "akım beslemeli eviriciler" bölümünde daha ayrıntılı bir biçimde değinilmeye çalışılacaktır.

3. EVİRİCİLERDE FREKANS VE GERİLİM DENETİMİ

Eviriciler kullanma amaçlarına göre iki grupta toplanırlar. Bunlardan birincisi doğru akım kaynağından alternatif akım üretmek, ikincisi ise üretilen bu alternatif akımın gerilimini veya frekansını değiştirmek. Birinci durumda eviricinin çıkış frekansının sabit olması nedeniyle evirici yapısı son derece basitleştirilebilir. Fakat uygulamaların çoğunda çıkış gerilimi ve frekansının beraber denetlenmesi gerekmektedir. Bu durum ise evirici yapısını karmaşıklaştırmaktadır. Buna göre bir eviricide; doğrultucu, frekans değiştirici, güç devresi ve otomatik denetim elemanları bulunur.

3.1. EVİRİCİDE FREKANS DENETİMİ

Eviricilerin çıkış frekansının denetimi, istenen alternatif akım biçiminin her yarı dönemde uygun yarı iletken anahtarlama elemanları (tristör, transistör, MOSFET v.b.) tetiklenmesi yoluyla iletme girme sayısı ile değişir. Evirici çıkışında üretilen gerilim dalga biçiminin değişmediği varsayılırsa bir yarı dönemdeki darbe sayısını sabit tutup yarı iletken anahtarlama elemanlarının bir dönem boyunca tıkama süreleri kısaltılarak frekans değiştirilebilir.

Anahtarlama elemanlarını iletme sokan denetim devreleri, anahtarlama elemanlarının sırasını uygun olarak vermelidir. Bu işlem bir frekans üretici ile yapılır. Frekans üreticinin zamanlama vuruşları, mantık devreleri tarafından, tetikleme vuruşlarını üretmek üzere değişik anahtarlama elemanlarının tetikleme devrelerine gönderilir. Zamanlama vuruş-

ları tristör tıkama devrelerin denetimi için de kullanılır. Bunun için, evirici frekansı, yükteki geçici koşullardan bağımsız olarak yalnızca referans osilatör ile belirlenir.

3.2. EVİRİCİDE GERİLİM DENETİMİ

Evirici uygulamalarında, alternatif akım çıkış gerilimin doğru akım besleme gerilimine oranının sürekli bir şekilde denetlenmesi sık karşılaşılan bir durumdur.

Motor denetiminde kullanılan evirgeçlerde, motorun değişik frekans değerlerinde belirli (V/f) oranlarını sağlamak, kesintisiz güç kaynaklarında giriş gerilimi değişmelerini karşılayabilmek için, çıkış gerilimini denetlemek gerekir.

Eviricide gerilim denetimi şu yöntemlerle yapılabilir.

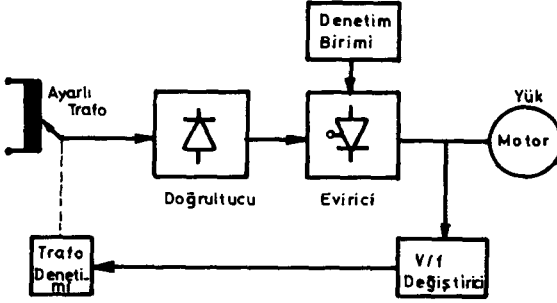
1. Eviricinin ürettiği dalganın yapısına göre giriş gerilimi ayarlanabilen eviriciler
 - a) Ayarlı transformatör yardımıyla gerilim değiştirilmesi
 - b) Tam denetimli doğrultucu ile gerilim denetimi
 - c) Denetimsiz doğrultucu ve doğru gerilim kıyıcıyla
 - d) Faz kaydırma ile gerilim denetimi.
2. Evirici çıkış geriliminin evirici içinde denetimi
 - a) Darbe genişlik denetimi
 - b) Darbe genişlik bindirimi

3.2.1. EVİRİCİNİN ÜRETTİĞİ DALGANIN YAPISINA GÖRE GİRİŞ GERİLİMİ AYARLANABİLEN EVİRİCİLER

a) Ayarlı transformatör yardımıyla gerilim değiştirilmesi

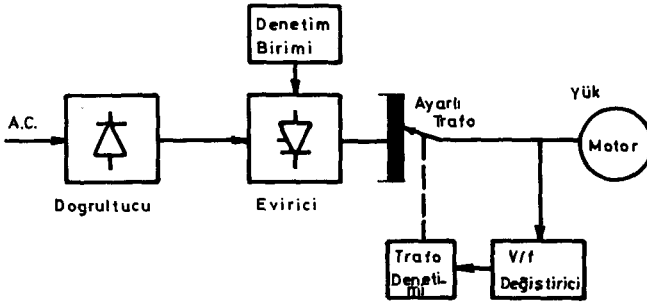
Şekil 24 'de görüldüğü gibi ayarlı transformatör doğrultucunun alternatif akım şebekesinden beslediği yere yerleştirilmiştir. Transformatörün ayarlı uçları, basit bir kapalı çevrim düzeneği ile özdenetimli olarak ayarlanır. Böylece eviriciyi besleyen doğru gerilimin genliğinin değiştirilmesi sağlanır. Bu gerilim ayarı evirici çıkışında dalga biçiminin değişmediği ve doğrultucunun çıkış geriliminin sabit genlikte olduğu durumlarda kullanılır. Gerilimin değişmesi için ayarlı transformatörün deşışken ucunun kaydırılması gerekir. Bu işlemin mekanik olarak

yapılması gerilim değişiminin eviricinin çıkışına ve motor denetiminde tepki gecikmesine neden olur. Değişen genlik, aktarım sığaçlarında depo edilen enerjinin değişmesine ve dolayısıyla aktarıma etki eder.



Şekil-24 Doğrultucu girişinin ayarlı transformatör ile denetimi

Ayarlı transformatörün kullanıldığı diğer bir yöntem ise, Şekil 25 'da olduğu gibi ayarlı transformatör eviricinin çıkışında yük girişinde kullanılır. Bu durum geniş frekans aralığında çalışma olanağı tanımalarına rağmen transformatör tasarımı açısından sorunlar doğurur.



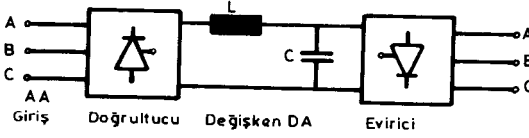
Şekil-25 Evirici çıkış geriliminin ayarlı transformatör ile ayarlanması

Ayarlı transformatör birincil yanının sabit frekansla beslenmesi fakat ikincil yanın çalışma frekansının geniş olması demir kesitinin büyük

olmasını gerektirir. Ayrıca transformatörün gerilim ayarının fırça sistemine bağlı olması bu sistemi denetleyecek yükün frekans işaretini frekans üreticisinden alması, denetim devresinin hızının düşmesine neden olur.

b) Tam denetimli doğrultucu yardımıyla gerilim denetimi

Bu yöntemde evirici girişine Şekil 26 'daki gibi tam denetimli tristörlü doğrultucu bağlanır. Düşük gerilimlerde güç katsayısı küçük olmasına karşılık tam dalga denetimli doğrultucularda güç katsayısı çıkış gerilimi ile doğru orantılıdır.

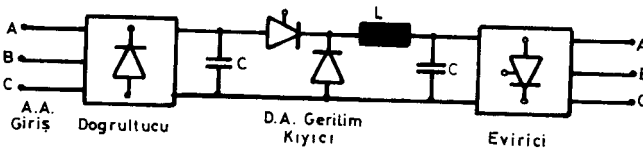


Şekil-26 Tam denetimli doğrultucu ile evirici çıkış geriliminin denetimi

Burada evirici çıkışındaki gerilimin denetlenebilmesi için tam denetimli doğrultucu devresindeki tristörlerin tetikleme açılarının değiştirilmesi gerekmektedir. Şekil 26'deki LC süzgeç devresi doğrultucu çıkışındaki dalgalılığı azaltıp süzülmüş bir d.a. gerilimi elde etmek için kullanılmıştır.

c) Denetimsiz doğrultucu ve doğru gerilim kısıyıcıyla

Gerilim denetiminde kullanılan diğer bir yöntem ise Şekil 27 'de görüldüğü gibi doğrultucu ve doğru gerilim kısıyıcıyla oluşturulmaktadır. Diyotlardan oluşan tam dalga doğrultucudan alınan sabit genlikli doğru gerilim, doğru gerilim kısıyıcıdan geçirilerek doğru gerilimin ortalama değeri değiştirilir.

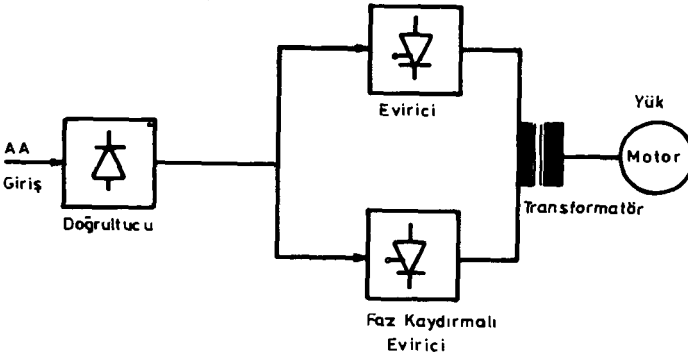


Şekil-27 Doğrultucu ve doğru gerilim kısıyıcıyla gerilim denetimi

Bu devrede güç katsayısının yüksek olması ve LC süzgecinin zaman sabitinin küçük olmasından dolayı gerilim denetiminde daha hızlı hareket sağlanır. Buna karşılık, ardışıl olarak güç denetimi sağlayan iki devrenin bu bağlantısı sistemi karmaşıklaştırır ve maliyetini artırır.

d) Faz kaydırma ile gerilim denetimi

Faz kaydırma ile gerilim denetimi için aynı d.a. kaynağından beslenen, aynı frekansta çalışan iki evirici gereklidir. Evirici çıkış gerilimleri bir transformatörle toplanır. Gerilim denetimi, bir eviricinin çıkışının diğerine göre fazının kaydırılmasıyla yapılır. Böylece faz farkları olan iki gerilim dalgasının toplanmasından oluşan bileşke dalga yüke uygulanır. Kullanılan transformatör zigzag sargılıdır. Çıktılarının birleştirilmesi ile gerilim dalgası 12 basamaklı olur. Harmoniklerin etkisinin azalmasına karşın sistem oldukça pahalıdır. Faz kaydırma ile gerilim denetimi yapan sistemin bağlantı biçimi Şekil 28 'de verilmiştir.



Şekil-28 Faz kaydırma ile gerilim ayarı

3.2.3. EVİRİCİ ÇIKIŞ GERİLİMİNİN EVİRİCİ İÇİNDE DENETİMİ

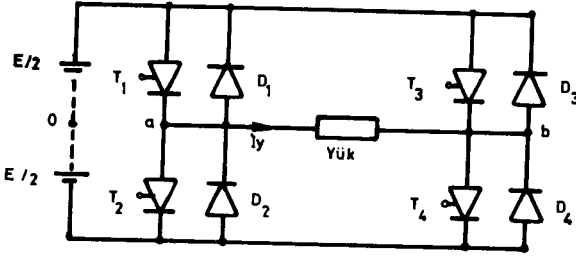
a) Darbe genişlik denetimi

Şekil 29 'da görülen eviricide, gerilim denetimi aynı kolda bulunan T3 ve T4 tristörlerini, T1 ve T2 'ye göre belli bir gecikmeyle ilettime sokulmasına dayanır. Şekil 30 'da görüldüğü gibi biri diğerine göre ϕ açısı kadar faz kaydırılmış iki kare dalga değişimi elde edilir.

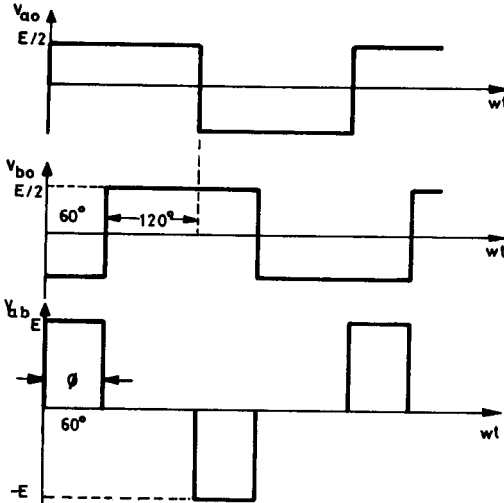
Sonuçta yük uçlarında,

$$V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \quad (25)$$

biçiminde görülen gerilim dalg biçimi, ϕ genişliğindeki darbeler biçiminde elde edilir. Faz kaydırılmasının büyüklüğüne göre çıkış geriliminin değeri değiştirilmiş olur.



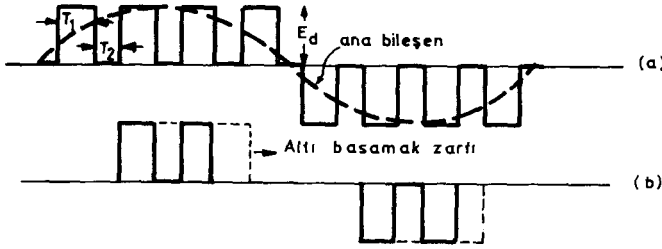
Şekil-29 Bir fazlı köprü evirici



Şekil-30 Darbe genişlik denetimi ile evirici çıkış geriliminin değiştirilmesi

b) Darbe genişlik bindirimi (PWM)

Kıyma ya da darbeleme tekniği, eviricinin değişken gerilim çıkışını denetlemek için kullanılabilir. Kare ya da basamak dalga çıkış gerilimleri, her yarı dönemde birkaç kez yinelenir ve böylece eşit genlikte birkaç darbe elde edilir. Her bir darbenin genliği eviricinin giriş geriliminin genliğine eşittir.



Şekil-31 Darbe genişlik bindirimli dalgaların temel biçimleri

Şekil 31.a 'da, darbe genişliği T_1 ile sıfır süresi T_2 , yarı dönem boyunca değişmezler. Çıkış geriliminin genliği yarı dönem boyunca olan toplam iletim süresinin değiştirilmesiyle denetlenebilir. Darbe genişliğini sabit tutup darbe sayısını değiştirmekle ya da darbe sayısını değiştirmeyip darbe genişliğini değiştirmekle elde edilir. Kısaca özetleyecek olursak; evirici çıkışının gerilimi, anahtarlama elemanlarının iletimde olduğu sürenin, tıkamada olduğu süreye oranının değiştirilmesiyle elde edilir.

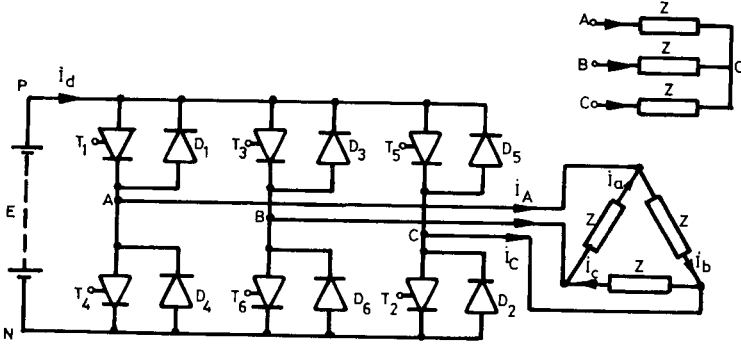
Eviricideki yarıiletken anahtarlama elemanlarının tetikleme anlarını belirlemek ve eşzamanlamayı sağlayabilmek için Şekil 32 'de gösterilen yöntem kullanılır. Eviricinin çıkışının gerilimini ve frekansı belirleyecek bir sinüs referans işareti, frekans ve genliği sinüsten daha büyük bir üçgen dalga ile karşılaştırılır. Bu iki işaretin çakışma noktaları, anahtarlama elemanlarının tetikleme anlarını belirler. Bindirimli işaret iki işaretin eşit olduğu noktalarda seviye değiştirmektedir.

Evirici çıkış gerilimini azaltmak veya yükseltmek için referans sinüsün genliği azaltılır veya yükseltilir. Frekansın değiştirilmesi sinüs işaretinin frekansının değiştirilmesiyle elde edilir.

4. ÜÇ FAZLI EVRİCİLER

Şekil 33 'de tristörlü üç fazlı gerilim beslemeli köprü evirici devresi verilmiştir. Bu bağlantıda aktarım devreleri gösterilmemiş olup aktarım devresi bir fazlı evirici devrelerinde açıklanan devrelerden oluşur. Üç fazlı evirici devreleri, bir fazlı tam dalga köprü eviriciye bir paralel kol daha eklenerek elde edilmiştir.

Bu devrede T1, T2, T3, T4, T5, T6 tristörleri sıra ile her biri 120° veya 180° iletimde olacak biçimde tetiklenmektedir. Dolayısıyla evirici çıkış dalga biçimleri bu iletim sürelerine göre değişmektedir. İletimde olan tristör öyle ayarlanmalıdır ki üç fazın gerilimleri toplamı her an sıfır olmalıdır. Köprünün altı tristöründen herhangi birinin yanlış tetiklenmesi veya iletim zamanını uzatarak, kendinden sonra



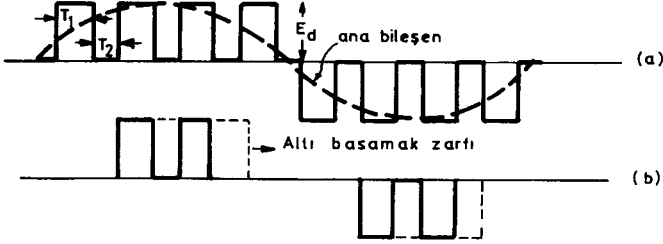
Şekil-33 Üç fazlı gerilim beslemeli evirici devresi

iletime geçecek tristörün iletim zamanında da iletimde kalması eviricinin güç devresini oluşturan köprüde istenmeyen kısa devreye yol açacaktır.

Üçgen bağlı direnç-endüktans yükü durumunda üç fazlı evirici devresinin çalışması şöyle incelenebilir.

b) Darbe genişlik bindirimi (PWM)

Kıyma ya da darbeleme tekniği, eviricinin değişken gerilim çıkışını denetlemek için kullanılabilir. Kare ya da basamak dalga çıkış gerilimleri, her yarı dönemde birkaç kez yinelenir ve böylece eşit genlikte birkaç darbe elde edilir. Her bir darbenin genliği eviricinin giriş geriliminin genliğine eşittir.



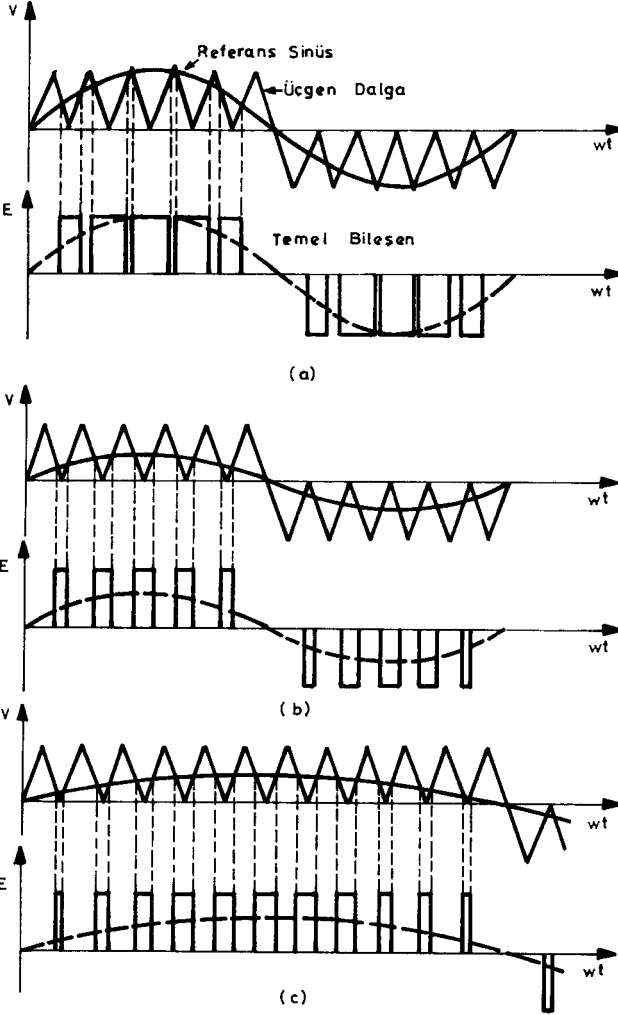
Şekil-31 Darbe genişlik bindirimli dalgaların temel biçimleri

Şekil 31.a 'da, darbe genişliği T_1 ile sıfır süresi T_2 , yarı dönem boyunca değişmezler. Çıkış geriliminin genliği yarı dönem boyunca olan toplam iletim süresinin değiştirilmesiyle denetlenebilir. Darbe genişliğini sabit tutup darbe sayısını değiştirmekle ya da darbe sayısını değiştirmeyip darbe genişliğini değiştirmekle elde edilir. Kısaca özetleyecek olursak; evirici çıkışının gerilimi, anahtarlama elemanlarının iletimde olduğu sürenin, tıkamada olduğu süreye oranının değiştirilmesiyle elde edilir.

Eviricideki yarıiletken anahtarlama elemanlarının tetikleme anlarını belirlemek ve eşzamanlamayı sağlayabilmek için Şekil 32 'de gösterilen yöntem kullanılır. Eviricinin çıkışının gerilimini ve frekansı belirleyecek bir sinüs referans işareti, frekans ve genliği sinüsten daha büyük bir üçgen dalga ile karşılaştırılır. Bu iki işaretin çakışma noktaları, anahtarlama elemanlarının tetikleme anlarını belirler. Bindirimli işaret iki işaretin eşit olduğu noktalarda seviye değiştirmektedir.

Evirici çıkış gerilimini azaltmak veya yükseltmek için referans sinüsün genliği azaltılır veya yükseltilir. Frekansın değiştirilmesi sinüs işaretinin frekansının değiştirilmesiyle elde edilir.

Darbe genişlik bindirimli eviriciler, altı basamağın zarfı olarak, her yarı dönemde yalnızca iki darbe verecek biçimde yapılabirler. (Şekil 31.b). Burada, ilkesel olarak görülebilen en küçük harmonikler 5. ve 7. dereceden harmoniklerdir. Yarı dönemdeki darbe sayısı arttıkça harmonik sayısı azalır.



Şekil-32 Darbe genişlik bindirimli evirici çıkış dalga biçimleri

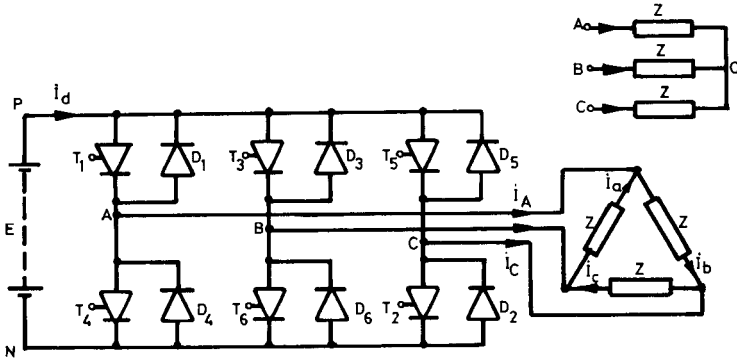
Özellikle alternatif akım motorların hız denetiminde değişmez V/f 'li oranına gerek duyulur. Bunun sonucunda, çıkış gerilimi biçiminin bir yarı dönemde kapattığı volt-zaman alanı bütün frekanslarda aynı olmalıdır. Birçok değişken hızlı motor sürücülerinde, bu temel çıkış frekansını azaltarak sabit darbe süresinin korunmasıyla elde edilir. Bunun için darbe yineleme frekansı, temel çıkış frekansı ile doğrusal olarak artar. Eğer gerekiyorsa, gerilim artışı düşük frekanslarda darbe genişliğinin artırılmasıyla elde edilir. Bu yöntemle gerilim denetiminde, düşük frekanslarda darbeler arasındaki aralığın artmasıyla çıkış geriliminin biçimi bozulur ve istenmeyen momentler oluşur. İyi bir darbe genişlik bindirimli evirici düzeneğinde Şekil 32 'de gösterildiği gibi darbe genişliği, yarım dönem boyunca sinüzoidal olarak değiştirilir. Herhangi bir andaki darbe genişliği, bu sinüs eğrisinin bu andaki kapladığı alanla orantılı olmalıdır.

Darbe genişlik bindirim dalga biçiminde en düşük harmonik frekansı, darbe yineleme frekansıdır ve eğer bu, ana frekanstan çok büyük ise, süzgeçleme işlemini yükün endüktansı yapabilir (Örneğin bir elektrik motoru). Darbe genişliği, sinüzoidal olarak bindirildiği zaman çıkış akım ve gerilimlerinin dalga biçimi aynıdır. Darbe genişlik bindirimli evirici, eviriciye ek olarak yalnızca diyotlu köprü doğrultucu gerektirdiğinden, en az yardımcı donanıma gerek duyulan devredir.

4. ÜÇ FAZLI EVRİCİLER

Şekil 33 'de tristörlü üç fazlı gerilim beslemeli köprü evirici devresi verilmiştir. Bu bağlantıda aktarım devreleri gösterilmemiş olup aktarım devresi bir fazlı evirici devrelerinde açıklanan devrelerden oluşur. Üç fazlı evirici devreleri, bir fazlı tam dalga köprü eviriciye bir paralel kol daha eklenerek elde edilmiştir.

Bu devrede T1, T2, T3, T4, T5, T6 tristörleri sıra ile her biri 120° veya 180° iletimde olacak biçimde tetiklenmektedir. Dolayısıyla evirici çıkış dalga biçimleri bu iletim sürelerine göre değişmektedir. İletimde olan tristör öyle ayarlanmalıdır ki üç fazın gerilimleri toplamı her an sıfır olmalıdır. Köprünün altı tristöründen herhangi birinin yanlış tetiklenmesi veya iletim zamanını uzatarak, kendinden sonra



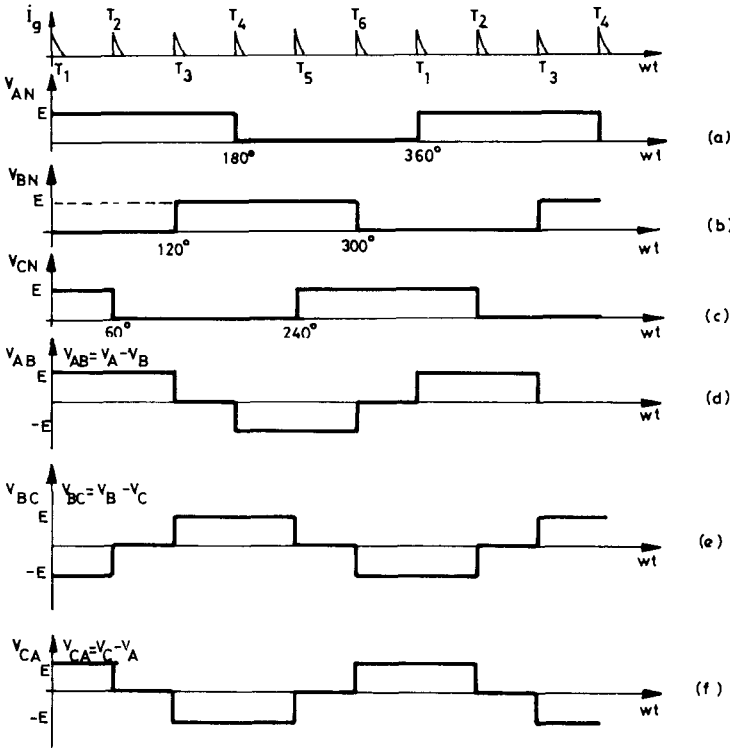
Şekil-33 Üç fazlı gerilim beslemeli evirici devresi

iletime geçecek tristörün iletim zamanında da iletimde kalması eviricinin güç devresini oluşturan köprüde istenmeyen kısa devreye yol açacaktır.

Üçgen bağlı direnç- endüktans yükü durumunda üç fazlı evirici devresinin çalışması şöyle incelenebilir.

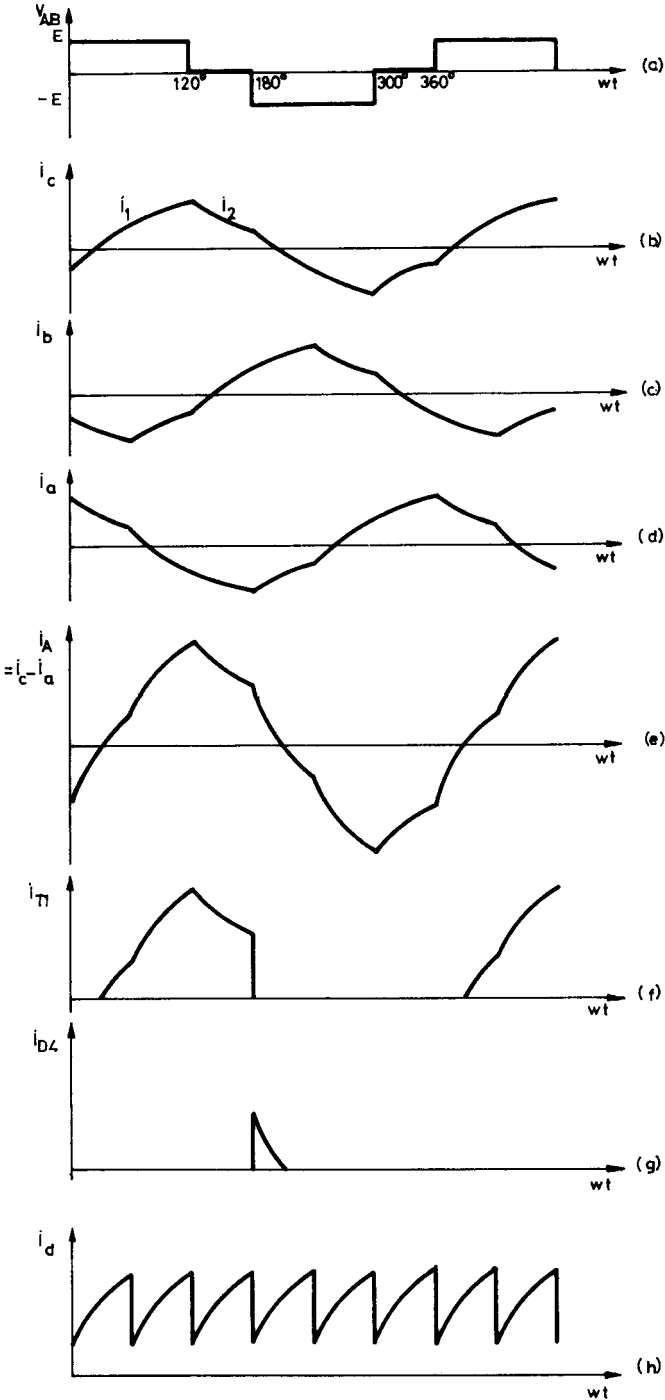
Gerilim dalga biçimleri: Aktarımın düşüncel olarak gerçekleştiği varsayımıyla V_{AN} , V_{BN} , V_{CN} gerilimleri Şekil 34 'de görüldüğü gibi olur. Geri besleme diyotları yükte biriken enerjiyi kaynağa geri vermek için kullanılmıştır. Eviricinin çıkış frekansı, tristörlerin tetikleme frekansı ile belirlenir.

Fazlararası gerilimler, faz gerilimlerinin birbirinden çıkarılmasıyla elde edilebilirler.



Şekil-34 Üç fazlı evirici üçgen bağlı yükte çıkış gerilimi dalga biçimleri

Akım dalga biçimleri: Dengeli üçgen, bağlı, direnç-endüktans yük ve düşüncel olarak aktarımın gerçekleştiği varsayımıyla evirici devresinin akımları incelenebilir. Faz akımları, fazlara uygulanan gerilim basamağı değiştiğinde oluşan bir dizi üstel akımdan oluşmaktadır. Şekil 35 'de üçgen bağlı bir direnç-endüktans yükünün faz ve hat akımlarının dalga biçimleri gösterilmiştir.



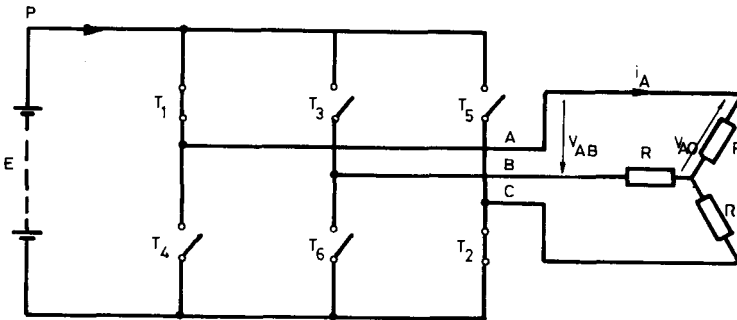
Şekil-35 Üç fazlı evricinin üçgen bağlı direç-endüktans yüküne bağlanması durumunda akım dalgabıçimleri
TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI - GÜÇ ELEKTRONİĞİ

Devrenin Çalışması : T4, T5, T6 tristörlerinin iletimde olduğu varsayılırsa T1 tristörünün tetiklenip, T4 'ün susturulduğu an zamanın başlangıcı olarak seçilebilir. O zaman, yükün C fazına uygulanan gerilim ilk 120° için +E olur (Şekil 35.a). Bu, üstel olarak artan i_1 akımını üretir (Şekil 35.b). Yük zaman sabiti gözönüne alındığında T3 tetiklenip T6 susturulduğunda da faz akımının akmakta olduğu görülür. Bu, C fazının her iki ucunu da kaynağın (+) ucuna bağlar ve faz gerilimini sıfıra indirir. Bununla birlikte, endüktif akım, T1 ve D3 elemanları üzerinden dolaşımını sürdürür. Bunun sonucu olarak, faz akımı (i_2) üstel olarak sıfıra doğru azalır (Şekil 35.b). 180° de T4 tetiklenip, yarı dönem sona erince C fazının uçlarına E gerilimi ters yönde uygulanır. Diğer fazların dalga biçimleri de, bu fazın dalga biçimlerinin 120° ve 240° kaydırılmasıyla çizilebilir. Hat akımı i_A , $i_A = i_C - i_a$ dan bulunur. (Şekil 35.e)

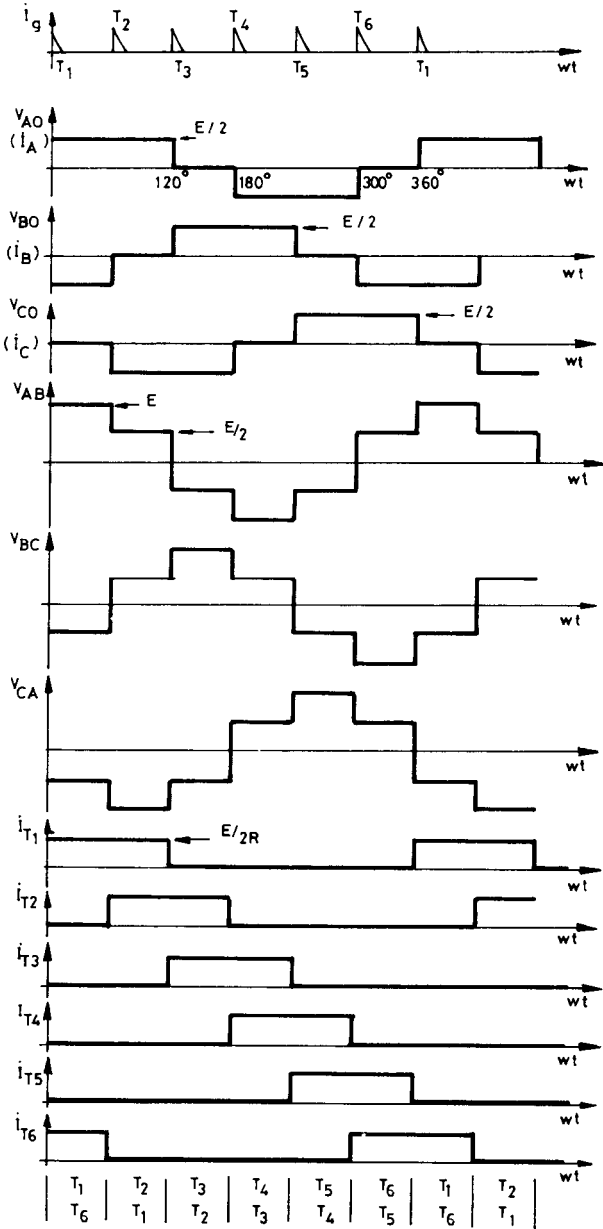
Üç fazlı eviricide anahtarlama elemanlarının her birinin 120° iletimde olması veya 180° iletimde olması durumlarında, evirici çıkış dalga biçimleri değişmektedir. Bu iki çalışma durumunu ayrı ayrı inceleyelim.

a) 120° iletim durumu :

Bu durumda her bir anahtarlama elemanı bir dönemde 120° iletimde kalmaktadır. Bu dönem süresince bir başka tümleşik anahtarlama elemanlarıyla 60° iletimde kalmaktadır. Şekil 36 'da bu ilkeye göre çalışan üç fazlı evirici ilkesel devresi ve çıkış dalga biçimleri verilmiştir.



(a)



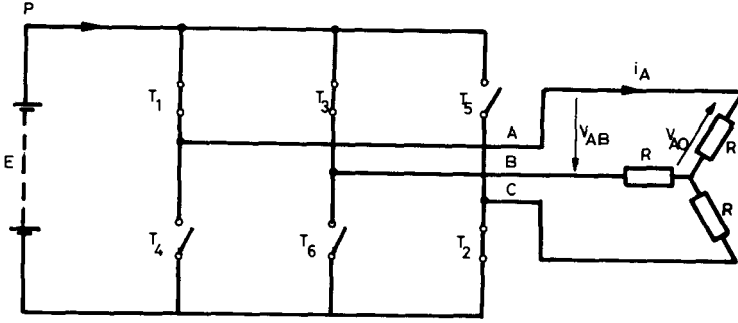
(b)

Sekil-30 (a) Üç fazlı evirici ilkesel devresi

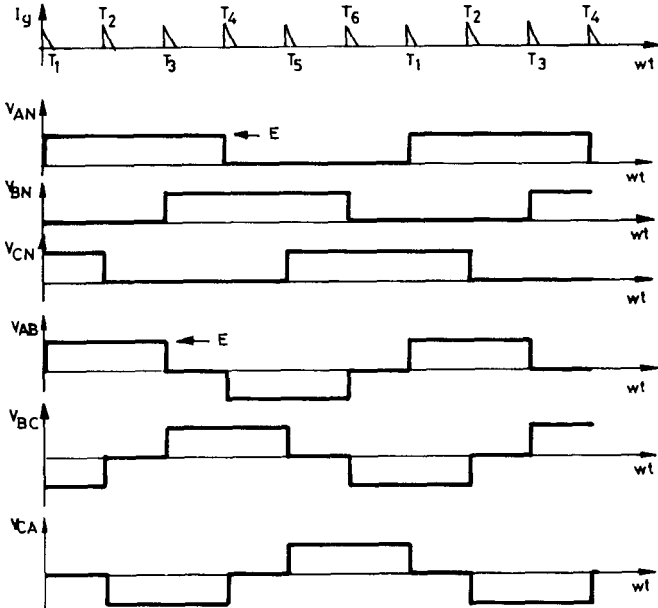
(b) 120° iletim durumunda açılış dalgabiçimleri

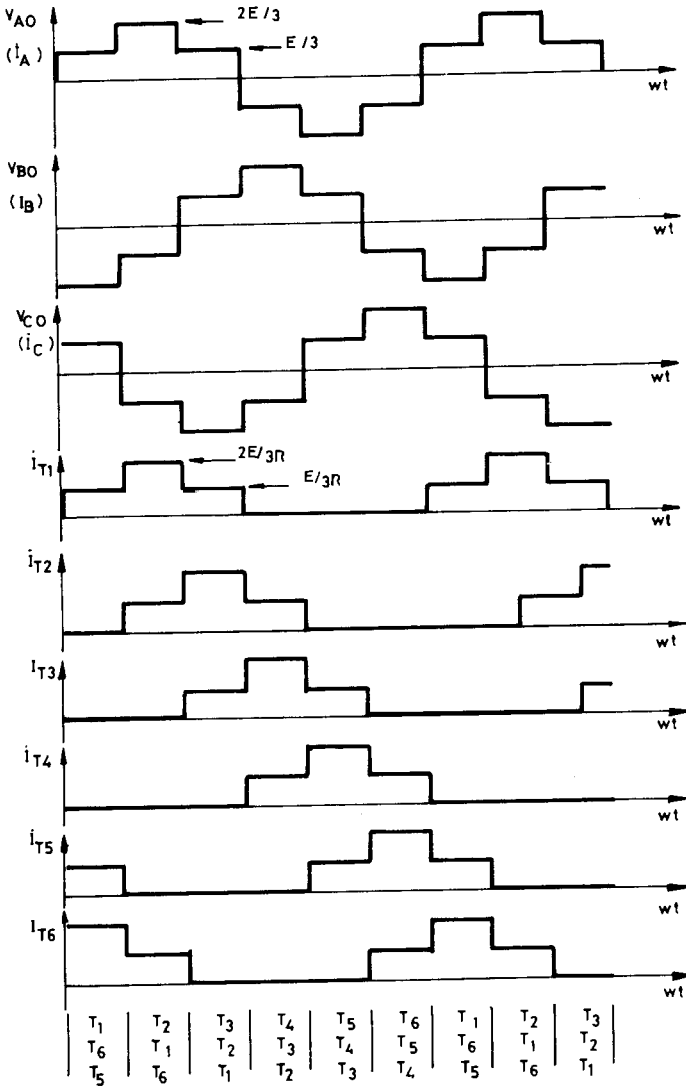
b) 180° iletim durumu :

Her bir anahtarlama elemanı bir dönemde 180° iletimde kalmaktadır. Bu dönem süresince diğer tümleşik anahtarlama elemanlarıyla 120° iletimde kalmaktadır. Şekil 37 'de bu ilkeye göre çalışan üç fazlı evirici ilkesel devresi ve çıkış dalga biçimleri, Şekil 38'de faz akım ve gerilim dalga biçimlerinin belirlenmesi için yapılan analiz verilmiştir.



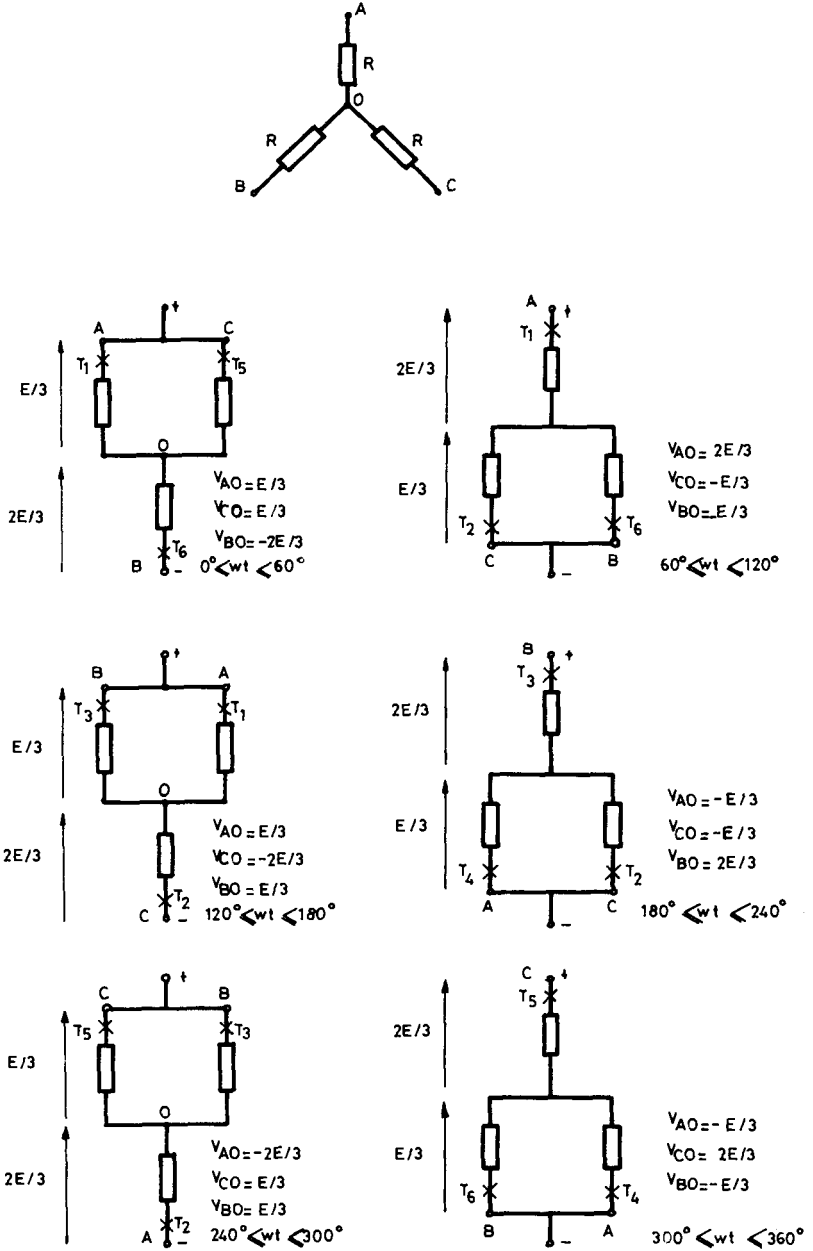
(a)





(b)

Şekil-37 a) Üç fazlı evirici ilkesel devresi
 b) 180° iletim durumunda çıkış dalga biçimleri



Şekil-38 Yıldız bağlı dengeli direnç yükünde ve 180° iletim durumunda Şekil 37'deki faz gerilim ve akım dalga biçimlerinin belirlenmesi

5. EVİRİCİ ÇIKIŞ GERİLİMİ DALGA BİÇİMLERİ VE HARMONİKLER

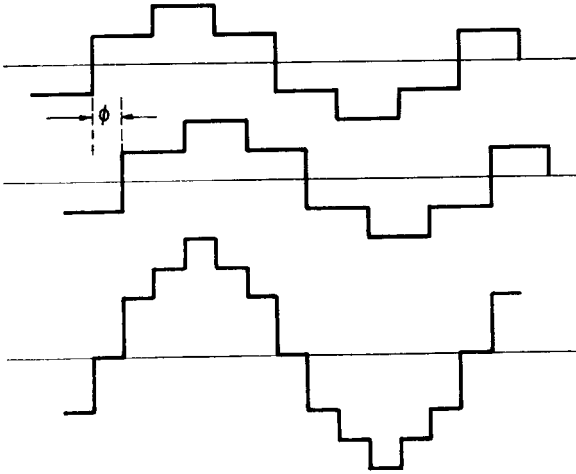
Uygulamaya bağlı olarak, eviricilerin çıkışında sinüs ağırlıklı bir gerilim dalga biçimi istenir. Evirici çıkışı dalga biçimleri genel olarak kare dalgadır. Bu nedenle yüksek oranda harmonikler içerirler. Birçok uygulamada evirici çıkışındaki harmonik oranının belirli bir düzeyin altında tutulması gerekir. Bunun için harmoniklerin süzülmesi veya evirici anahtarlama elemanlarını önceden belirlenen uygun zamanlarda açıp kapamaları sağlanarak belirli dalga biçimleri elde edilir. Bu dalga biçimleri iki grupta toplanır.

1. Darbe genlik bindirimli dalga biçimleri (PAM)
2. Darbe genişlik bindirimli dalga biçimleri (PWM)

5.1. DARBE GENLİK BİNDİRİMLİ DALGA BİÇİMLERİ

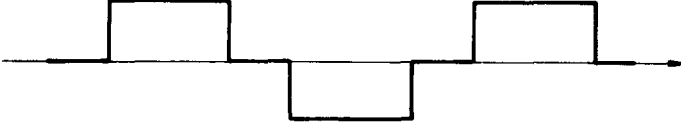
Darbe genlik bindirimli dalga biçimleri birden fazla eviricinin çıkışlarının doğrudan veya bir transformatör yardımıyla toplanmasıyla elde edilebilir. Şekil 39 'da böyle basamaklı bir dalga biçiminin iki ayrı evirici çıkışıyla nasıl elde edilebileceği gösterilmiştir.

Böyle dalgalarda, gerilim düzeyindeki her bir değişim, evirici devresinde bir anahtarlama işlemine karşı düşer.



Şekil-39 Darbe genlik bindirimli dalga biçiminin elde edilmesi

Şekil 40 'daki basamaklı dalga biçiminde, üçüncü harmonik ve bunun katları elenmiştir. Toplam harmonikler ana harmoniğin % 31,08 idir.



Şekil-40 Basamaklı dalga biçimi

Daha çok sayıda anahtarlama elemanı içeren daha karmaşık devrelerin kullanılmasıyla, gerilim dalgasındaki basamak sayısı, sinüse yaklaşacak biçimde artırılır.

Genelde, bir sinüs dalganın benzetimi, her biri $2\pi/N$ radyan tutan N tane basamaktan oluşan basamaklı dalga biçiminde yapılır. Basamaklı dalga uygun biçimde ise, dalga yalnızca $k = nN + 1$ ($n = 1, 2, 3, \dots$) dereceden harmonikleri içerir. Buna göre 6 basamaklı dalgada, en düşük harmonik derecelerinin 5. ve 7. olduğu anlaşılır. 12 basamaklı dalgada ise en düşük dereceli harmonik 11. harmoniktir.

Basamaklı dalga biçiminde harmonikleri en aza indirebilmek için, her basamağın düzeyi, bu basamaklı dalganın yaklaşım yaptığı sinüs dalgasının o zaman aralığındaki ortalama değerine eşit olmalıdır.

Buna göre herbir basamağın yüksekliği

$$V_m = \int_{\theta_{m-1}}^{\theta_m} \sin \theta \, d\theta \quad (26)$$

değeriyle doğru orantılıdır. Burada

$$\theta_{m-1} = (m-1) \frac{2\pi}{N} \quad (27)$$

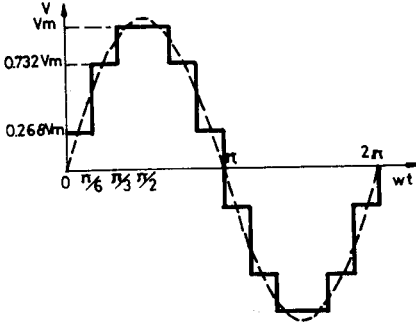
$$\theta_m = m \frac{2\pi}{N} \quad (28)$$

ve

$$1 < m < N \quad (29)$$

dir. Bunların sonucu olara, k. harmoniğin genliği, ana harmoniğin $\frac{1}{k}$ sına eşit olur.

Şekil 41 'de, oniki basamaklı dalga biçimi verilmiştir.



Şekil-41 12. basamaklı dalga biçimi

Bu dalga 6. basamaklı dalganın harmonik iğeriiğinin aşırı geldiği a.a. motor uygulamalarında kullanılır. Ana harmoniğin genliği

$$\pi/3 V_m \text{ dir.}$$

Bu 12. basamaklı dalganın harmonik iğeriiği

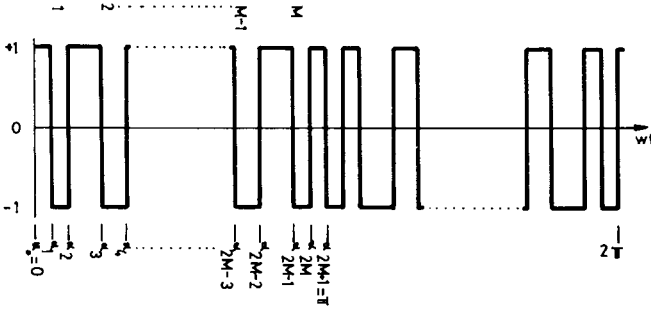
$$V = \frac{\pi}{3} V_m \left[\sin wt + \frac{1}{11} \sin 11wt + \frac{1}{13} \sin 3wt + \frac{1}{23} \sin 23wt + \dots \right] \quad (30)$$

Toplam harmonikler, ana harmoniğin % 15,22 sidir.

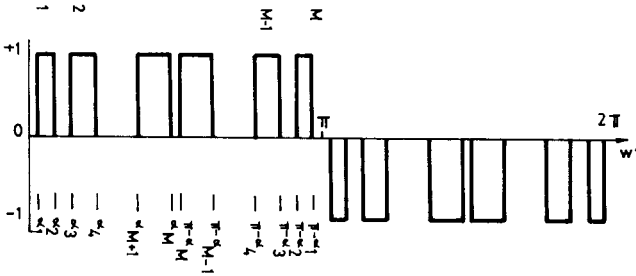
5.2. DARBE GENİŞLİK BİNDİRİMLİ DALGA BİÇİMLERİ

Basamaklı dalga biçimlerinin üretimi ve harmoniklerinin azaltılması için artan sayıda devre elemanı gerekmektedir. Ancak güç elektroniğinin de kullanılan yarı iletkenlerin teknolojik gelişmesi sonucu bir anahtarlama elemanı yarı dönemde birden çok açıp kapama yapılabilmektedir. Darbe genliğik bindirimli (PWM) dalga biçimi olarak adlandırılan çıkış gerilimi dalga biçimleri bu biçimde elde edilmektedir. Bu dalganın elde edilmesi için kullanılan iki dalgaya, taşıyıcı ve referans dalgalar adı

verilir. Taşıyıcı dalga genellikle üçgen biçiminde ve frekansı yüksektir. Referans dalga ise frekansı değişken böylece evirici çıkış frekansını denetleyen sinüs veya kare dalgadır. Daha önce da açıklandığı gibi uygulamada daha çok sinüs dalgası kullanılır. Bunun nedeni ise, referans dalga olarak kare dalga kullanıldığında üretilen dalganın darbelerinin genişlikleri birbirine eşit olmaktadır. Oysa sinüs dalgasında herhangi bir andaki darbe genişliği, bu sinüs eğrisinin bu andaki kapladığı alanla orantılı olmaktadır. Bu yöntemle elde edilen M darbeli dalga biçimleri yarı dalga köprü evirici için Şekil 42 'de, tam dalga köprü evirici için Şekil 43 'de verilmiştir. Burada $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M$ anahtarlama açılarıdır. Çıkış gerilimlerinin tüm harmonikleri d.a. kaynak gerilimi ve bu açılar cinsinden yazılabilir. Bunun için Fourier çözümü yapmak gerekir.



Şekil-42 M darbesi olan yarı dalga köprü eviricinin çıkış dalga biçimi



Şekil-43 M darbesi olan tam dalga köprü eviricinin çıkış dalga biçimi

5.2.1. DARBE GENİŞLİK BİNDİRİMLİ DALGA BİÇİMİNDE HARMONİKLERİN HESAPLANMASI VE GİDERİLİŞİ

Şekil 42 'de yarı dalga köprü evirici ve Şekil 43 'deki tam dalga köprü eviricinin dalga biçimlerinin Fourier açılımlarını elde edelim.

$$F(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} \{ a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t) \} \quad (31)$$

Burada a_n ve b_n harmoniklerin tepe değerleri olup, Fourier integralinden bulunabilir.

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (32)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (33)$$

Verilen dalga biçimlerinin yarım ve çeyrek dönem simetrisi gözönüne alınarak harmonik katsayıları yarı dalga köprü için

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left\{ 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n \alpha_k \right\} \quad (34)$$

Tam dalga köprü için

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left\{ \sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \cos n \alpha_k \right\} \quad (35)$$

olarak elde edilir.

Burada tam dalga köprü örneğini ele alırsak $i = 1, 2, \dots, M$ için

$$F_i(\alpha) = \frac{4}{n_i \pi} \left\{ \sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \cos n_i \alpha_k \right\} = 0 \quad (36)$$

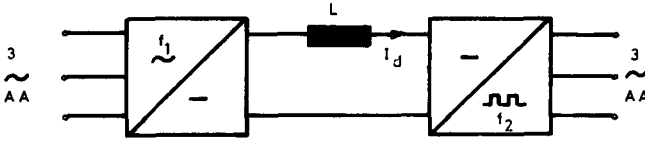
denklemleri doğrusal olmayan M bilinmeyenli, M denklem oluşturur. Bu denklem takımının uygun bir sayısal çözümleme yöntemiyle (Newton-Rapson) çözülmesi harmonikleri gidermek için gerekli α_i anahtarlama sürelerini verir.

Belli harmoniklerin azaltılması için gerekli değerlerinin hesabı ile, çıkış geriliminin frekansa göre olması istenen değerlerini dalga biçimine

göre veren ve yine α_1 değerlerinin bir işlevi olan matematiksel bağıntısının çözümünün bir arada ve uygun bir bilgisayar yöntemiyle yapılması ile evirici çıkışında en iyileştirilmiş harmonik, gerilim/frekans oranı özelliklerini veren α_1 değerleri elde edilebilir ve tetikleme denetim devreleri buna göre tasarlanır.

6. AKIM BESLEMELİ EVİRİCİLER

Şimdiye kadar tanıtılan evirici devrelerinde, eviricinin bir doğru gerilim kaynağından beslendiği varsayılmıştır. Dolayısıyla bu eviriciler de çıkış gerilimi d.a. kaynağının gerilimine bağlıdır. Akım beslemeli eviricilerde ise eviriciyi besleyen kaynak bir sabit akım kaynağı özelliğini taşır. Eviricinin kaynaktan çektiği akımın sabit kalması, oldukça yüksek değerlerde bir endüktans ile sağlanır. Şekil 44 'de görüldüğü gibi giriş gerilimi doğrultulduktan sonra çok büyük bir seri L endüktansı üzerinden değişmez akım kaynağı yaratılarak d.a. akım beslemesi yapılmaktadır.

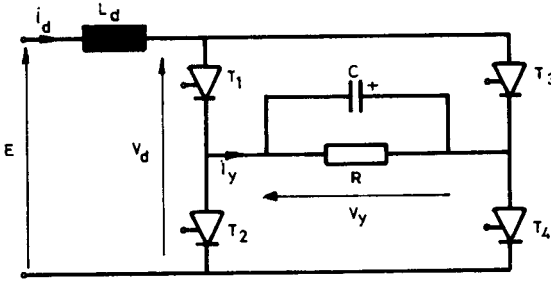


Şekil-44 Akım beslemeli evirici devresi

Akım beslemeli evirici devrelerinde aktarım devrelerinde yalnızca sığaç kullanmak yeterlidir. Akım beslemeli evirici uygulamalarına en iyi örnek daha önce bölüm 2.2.4.2 de aktarım özellikleri açıklanan paralel rezonans devreli eviricilerdir.

6.1. AKIM BESLEMELİ DİRENÇ YÜKLÜ PARALEL EVİRİCİ

Akım beslemeli direnç yüklü, paralel sığaçlı eviricinin devre yapısı Şekil 45 'de verilmiştir. Evirici girişindeki endüktansın oldukça büyük olması nedeniyle yük akımında dalgalanma yoktur. Yük gerilimi ise Şekil 46'da gösterildiği gibi RC zaman sabitesi ile üstel olarak değişim gösteren bir



Şekil-45 Direnç yüklü paralel sığaçlı evirici

T1 ve T4 tristörleri $t = 0$ anında tetiklenirler, sığaç üzerindeki gerilim T2 ve T3 tristörlerinin bir önceki iletim durumlarından dolayı sağ yanı yozitif olacak biçimde yüklenmiş durumdadır. T1 ve T4 tetiklendiğinde, sığaç iki paralel kol üzerinden boşalır. T2 ve T3 tristörlerinin akımları sıfıra iner ve onları ters yönde kutuplar. T2 ve T3 tristörlerinin tıkama süresi çıkış geriliminin sıfırdan geçişini tamamladığı τ_q süresi kadardır. T2 ve T3 tristörlerinin tıkanmasından sonra, sığaç T1, T4 ve endüktans üzerinden ters yönde dolar.

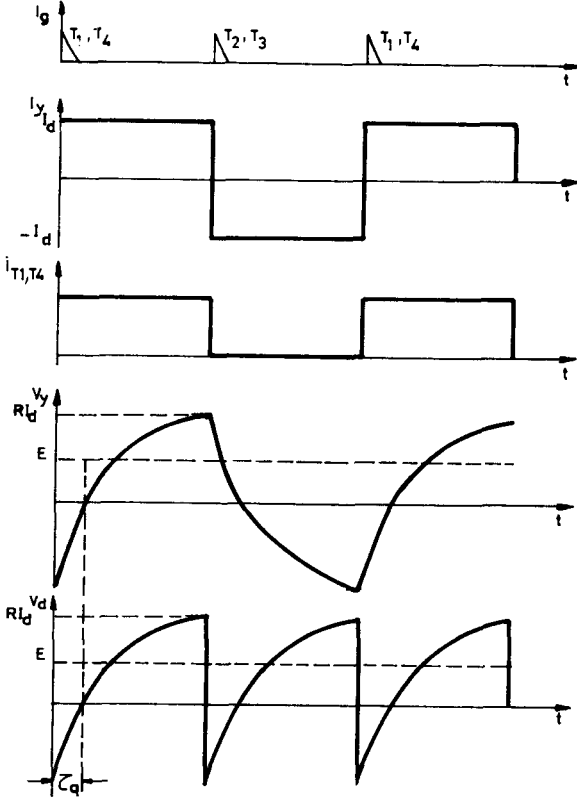
Tristörlerin tıkama zamanı, Şekil 45 'deki devrenin analizinden;

$$I_d R = 2I_d \cdot R e^{-\tau_q/RC} \quad (37)$$

buradan da

$$\begin{aligned} \tau_q &= -\ln 0,5 RC \\ &\cong 0,7 RC \end{aligned} \quad (38)$$

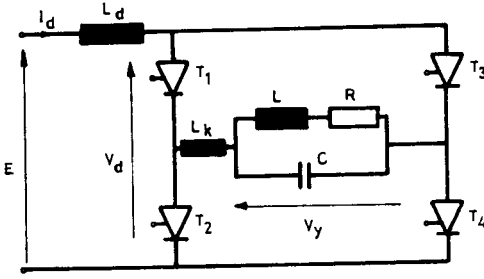
olarak bulunabilir. Burada L_d 'nin görevi E ile V_d arasındaki farkı, tıkama zamanı süresince τ_q 'nun azalmasına yönlendirebileceği için, giriş akımının aşırı yükselmesine izin vermeden gidermektir. Kararlı çalışma koşullarında L_d üzerindeki ortalama gerilim sıfır olmalıdır. L_d üzerinde, tristörlerin ateşlenmesinden itibaren giriş akımını artırma eğiliminde olan ve V_d 'nin E düzeyine varmasına kadar geçen sürede görülen pozitif gerilim, yarı dönemin kalan süresinde oluşacak negatif gerilimle dengelenmelidir.



Şekil-46 Direnç-yüklü paralel sıgaçlı eviricide dalga biçimleri

6.2. AKIM BESLEMELİ PARALEL REZONANS YÜKLÜ EVİRİCİ

Şekil 47 'de paralel rezonans yüklü bir evirici devresi verilmiştir. Yük devresi seri direnç-endüktans yüke bir sıgaçın paralel bağlanması ile oluşturulmuştur. Devredeki L_d endüktansı yeteri kadar büyük seçilerek I_d akımının sabit kalması sağlanmıştır. T1-T4 ve T2-T3 tristörlerinin sırasıyla ilettime sokulmasıyla i_y yük akımının değişimi karedalga biçimindedir. Yük gerilimi ise sinüsoidaldir. İletimde olan tristörlerin susturulması için gerekli güç yükten sağlandığı için yük denetimli evirici de denilmektedir. Yüke seri bağlı küçük değerli L_k endüktansı aktarım sırasında ilettime geçen tristörlerin akım yükselme hızını sınırlamak amacıyla kullanılmıştır.



Şekil-47 Akım beslemeli paralel rezonans yüklü evirici

Şekil 48 'de evirici çalışma dalga biçimleri verilmiştir. Bu dalga biçimleri incelendiğinde yük akımının aktarım süresinde karedalga değişimi bozulmaktadır. T1, T4 tristörlerinin akım ve gerilim dalga biçimlerinde görüldüğü gibi tristör akımları sıfıra indikten t_s kadar zaman sonra üzerlerindeki gerilim pozitif olmaktadır. Bu eviricinin çalışma frekansının üst sınırını belirler. Bu sürenin en az tristör serbest kalma zamanı kadar olması gerekir.

Bu eviricide aktarım olayının gerçekleşmesi için yük akımı ile yük gerilimi arasındaki faz farkı yaklaşık olarak

$$\phi = \frac{(t_q + t_k)w}{2} \quad (39)$$

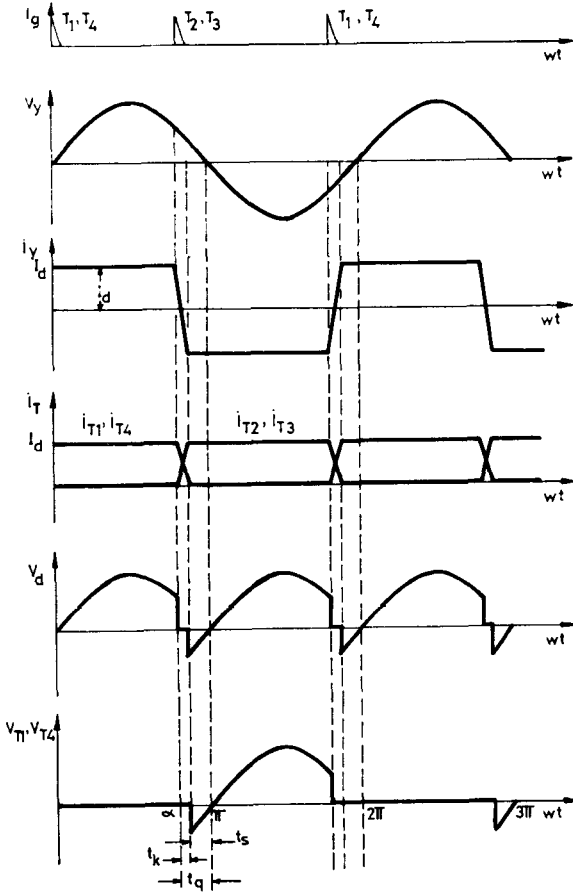
alınabilir. Evirici giriş çıkış güçlerini birbirine eşitliyerek

$$E \cdot I_d = V_y \cdot I_{y1} \cos \phi \quad (40)$$

bulunur. Burada I_{y1} yük akımının temel bileşenidir ve olağan aktarım süresiyle $2 \sqrt{2} I_d / \pi$ ye eşit alınabilir. Yük gerilimi etkin değeri

$$V_y = \frac{\pi E}{2 \sqrt{2} \cos \phi} \quad (41)$$

bulunur.

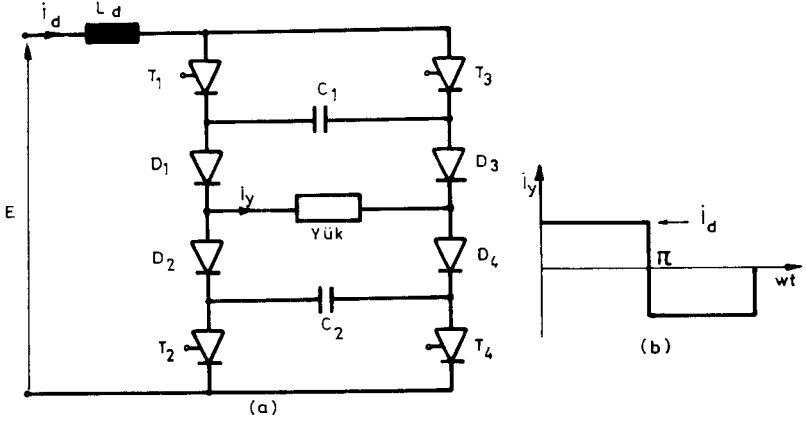


Şekil-48 Evirici çıkış dalga biçimleri

Bu eviricilerde çıkış gücünün denetimi; çok dar bir aralıkla ϕ değiştirerek veya girişte değişken gerilimli bir doğru akım kaynağı kullanarak sağlanabilir.

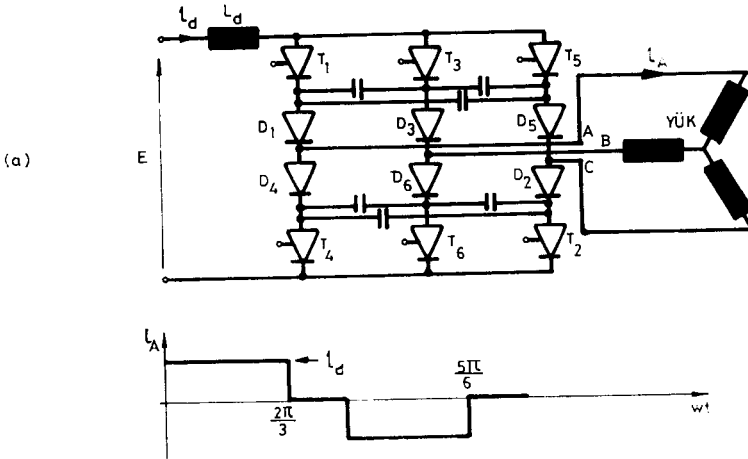
6.3. AKIM BESLEMELİ GERİ BESLEME DİYOTLU PARALEL EVİRİCİ

Akım beslemeli geri besleme diyotlu paralel evirici devresinde, gerilim beslemeli eviricilerde olduğu gibi geribesleme diyotları kullanılmıştır. Fakat bu devrelerde diyotlar tristörlere doğrudan anti-paralel bağlanmazlar. Çünkü devredeki tristörlerin her ateşlenmesinde akım aktarım sığacı için düşük empedanslı bir boşalma yolu oluşturulacaktır. Ayrıca

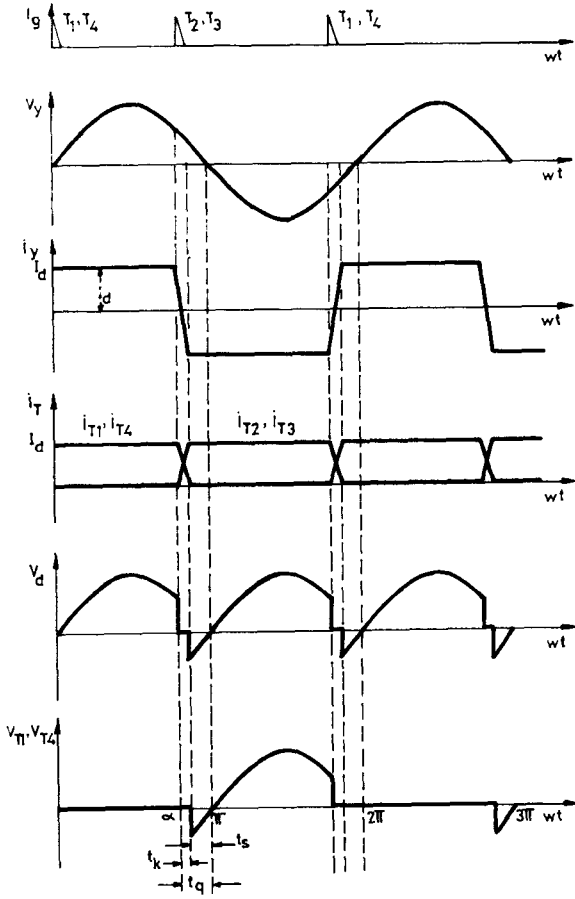


Şekil-51 (a) Akım beslemeli bir fazlı evirici devresi
(b) Yük akımı dalga biçimi

Akım beslemeli bir fazlı evirici devresine bir paralel kol daha eklenerek oluşturulmuş akım beslemeli üç fazlı evirici devresi Şekil 52.a da gösterilmiştir. Bu evirici devresinde tristörlerin iletim sıraları ve iletim süreleri gerilim beslemeli evirici devrelerinde olduğu gibidir. Her bir tristörün 120° iletimde olması durumunda Şekil 52.b de görülen yarı karedalga akım dalga biçimi elde edilir.



Şekil-52 (a) Akım beslemeli üç fazlı evirici devresi
(b) Akım dalga biçimi



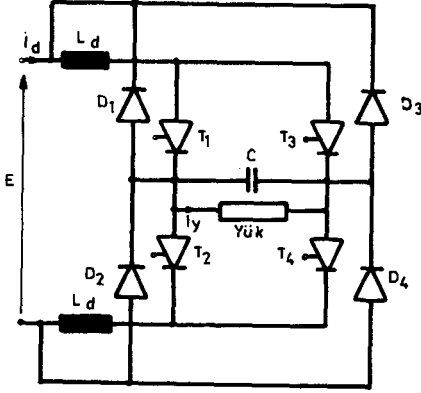
Şekil-48 Evirici çıkış dalga biçimleri

Bu eviricilerde çıkış gücünün denetimi; çok dar bir aralıkla ϕ değiştirerek veya girişte değişken gerilimli bir doğru akım kaynağı kullanarak sağlanabilir.

6.3. AKIM BESLEMELİ GERİ BESLEME DİYOTLU PARALEL EVİRİCİ

Akım beslemeli geri besleme diyotlu paralel evirici devresinde, gerilim beslemeli eviricilerde olduğu gibi geribesleme diyotları kullanılmıştır. Fakat bu devrelerde diyotlar tristörlere doğrudan anti-paralel bağlanmazlar. Çünkü devredeki tristörlerin her ateşlenmesinde akım aktarım sığacı için düşük empedanslı bir boşalma yolu oluşturulacaktır. Ayrıca

endüktif yükte geri besleme diyotlarının ilettime girmesi için gerekli kaynak akımın hızla yön değiştirmesi evirgecin önünde bulunan d.a. kaynak tarafında bulunan L_d endüktansı yüzünden gerçekleşmeyecektir. Bu nedenle geri besleme diyot köprüsü Şekil 49 'daki gibi L_d endüktansının önüne bağlanmalıdır. Devrenin çalışması ilke olarak gerilim beslemeli eviricilerde açıklandığı biçimde olacaktır. Buna göre;



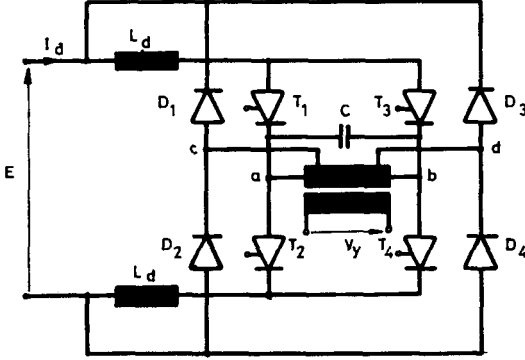
Şekil-49 Akım beslemeli geri besleme diyotlu evirici devresi

T1 ve T4 tristörleri iletimde iken sığaç $V_c = E$ gerilimiyle dolar. T2 ve T3 'ün ateşlenmesi halinde sığaç gerilimi T1 ve T4 'ün uçlarına uygulanır. T1-T3 ve T2-T4 üzerinden kısadevre edilen sığaç akımı bu ana kadar T1 ve T4 den geçen akımlara ters yönde olacağından T1 ve T4 susar. V_c gerilimi T1 ve T4 üzerine tıkama gerilimi olarak uygulanır. L_d endüktansları, T2 ve T3 tristörleri üzerinden sığaç gerilimi yön değiştirmeye başlar. D2 ve D3 geribesleme diyotlarının olmaması halinde sığaç gerilimi çok büyük genlikli salınımlar yapabilir. T1 ve T4 susmasıyla D2 ve D3 diyotları üzerinde ters yönde

$$V_{Ld} = \frac{1}{2} (E + V_c) \quad (42)$$

gerilimi vardır. $V_c = -E$ olduğu anda L_d 'nin akımları en büyük değerde olurlar. Böylece V_{Ld} 'nin yönleri değişir ve endüktanslar D2-T2 ve D3-T3 üzerinden kısadevre olurlar. Kısadevre süresince sığaç D2 ve D3 üzerinden kaynağa bağlı olup $V_c = -E$ değerinde kalır.

Bu devrede gerilimin yüke uyumu ve potansiyel ayrımı için Şekil 50 'de gösterildiği gibi transformatör kullanılabilir. Transformatörün birincil sargısına diyot köprünün Şekildeki biçimiyle bağlanmasıyla L_d de depolanan enerjinin doğru gerilim kaynağına ve C sığacına verilmesi olası olur. Böylece devrenin verimi artar ve tristörlerin akım yükü azalır.

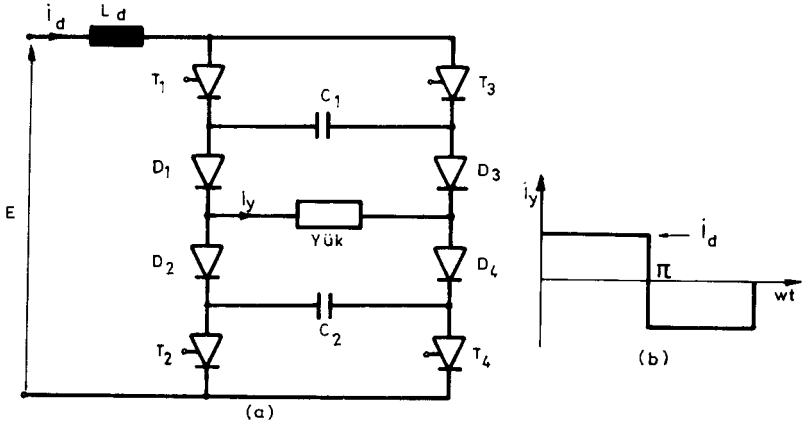


Şekil-50 Çıkış transformatörlü geribesleme diyotlu paralel evirici

6.4. DIĞER AKIM BESLEMELİ EVİRİCİ DEVRE YAPILARI

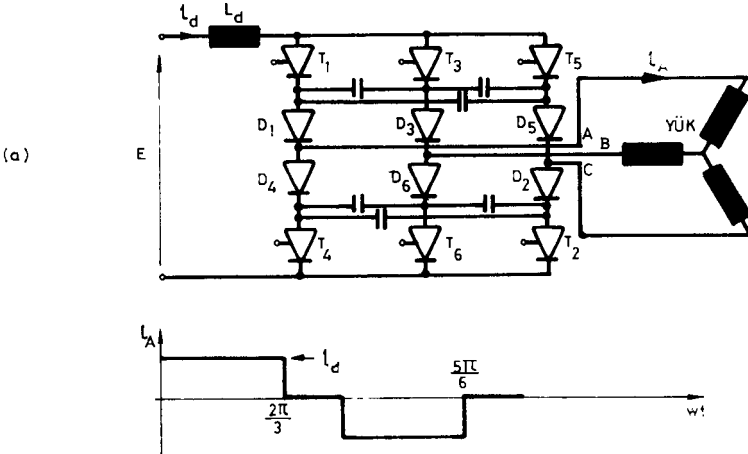
Akım beslemeli eviricilerde aktarımın yalnız sığaçlarla gerçekleştiğini açıklamıştık. Şekil 51 'de gösterilen akım beslemeli bir fazlı evirici devresini ele alırsak, burada akım kaynağından dolan sığaçlar paralel koldaki tristörlerin tetiklenmesi üzerine iletim durumundaki tristörlere ters yönde bağlanarak tıkama işlemini gerçekleştirirler. Bu devrede kullanılan diyotlar sığaçları yük geriliminden yalıtırlar.

Bu devrede T1 ve T4 iletimde iken, her iki sığaç da sol tarafları pozitif olacak biçimde yüklüdür. T2 ve T3 tetiklendiği an, sığaçlar üzerindeki gerilim T1 ve T4 'e ters yönde uygulanarak onları tıkamaya sokar ve akım T3, C1, D1 yük D4, C2 ve T2 yolunu izler. Bir süre sonra sığaçlar sağ tarafları pozitif olacak biçimde yüklenirler ve D3 ve D2 diyotları iletime geçer. Akım D1 'den D3 'e ve D4 'den D2 'ye aktarılmış ve sığaçlar yeni bir aktarım için hazır duruma getirilmiş olur.



Şekil-51 (a) Akım beslemeli bir fazlı evirici devresi
(b) Yük akımı dalga biçimi

Akım beslemeli bir fazlı evirici devresine bir paralel kol daha eklenerek oluşturulmuş akım beslemeli üç fazlı evirici devresi Şekil 52.a da gösterilmiştir. Bu evirici devresinde tristörlerin iletim sıraları ve iletim süreleri gerilim beslemeli evirici devrelerinde olduğu gibidir. Her bir tristörün 120° iletimde olması durumunda Şekil 52.b de görülen yarı karedalga akım dalga biçimi elde edilir.



Şekil-52 (a) Akım beslemeli üç fazlı evirici devresi
(b) Akım dalga biçimi

7. SONUÇ

Bu bölümde güç elektroniğinde doğru akım-alternatif akım dönüşüm gerektiren uygulamalarda yer alan zorunlu aktarımlı eviriciler üzerinde durulmuştur. Bu amaçla evirici devre yapıları ve çalışma ilkeleri açıklanmış, zorunlu aktarım devrelerinin yapısı ve çalışması incelenmiştir. Bu eviricilerde frekans, gerilim denetimi ve evirici çıkış dalga biçimine göre harmonik azaltılmasının nasıl yapılabileceği açıklanmaya çalışılmıştır.

Burada verilen temel ilkeler eviricilerin uygun tasarım ve denetim yöntemleriyle endüstride alternatif akım besleme kaynağı olarak motor denetiminde yedek ya da kesintisiz güç kaynaklarında, askeri ve iletişim donanımında kullanılabileceğini göstermiştir.

8. KAYNAKLAR

1. BEDFORD, B.D.
HOFT, R.G "Principles of Inverter Circuits"
John Wiley and Sons. 1964
2. MURPHY, J.M.D. "Thyristor Control of AC Motors"
Pergamon Press, 1973
3. RAMAMOORTY, M "Thyristors and Their Applications"
The MacMillan Press Ltd, 1978
4. LANDER, C.W "Power Electronics"
McGraw-Hill, 1981
5. LARSON, B. "Power Control Electronics"
Prentice Hall Inc, 1983
6. FINNEY, D. "The power Thyristor and Its Applications"
McGraw-Hill, 1980
7. WILLIAMS, B.W. "Power Electronics"
MacMillan Education Ltd, 1987
8. PATEL, S.H. "Generalised Techniques of Harmonic
Elimination and Voltage Control in
Thyristor Inverters Pt-I. Harmonic Elimination"
IEEE Trans.on Industry Applications
Vol.IA-9, No.3, 1973 pp.310-317
9. PATEL, S.H. "Generalised Techniques of Harmonic
Elimination and Voltage Control in Thyristor
Inverters Pt-II-Voltage Control Techniques
IEEE Trans.on Industry Applications
Vol.IA.10, No.5, 1974, pp.666-673
10. POLLACK, J.J. "Advanced Pulse Width Modulated Inverter
Techniques"
IEEE Trans.on Industry Applications
Vol.IA-8, No.2, 1972, pp.145-154
11. GÜLGÜN, R. "Güç Elektroniğine Giriş"
İ.D.M.M.A. Yayınları, 1980
12. TETİK, D. "Endüksiyonla Isıtma"
Yüksek Lisans Tezi, K.Ü. Trabzon 1983

14. ŞENLİK, İ. "Tek Parça İkincil Yanlı Lineer Asenkron Motorların Güç Elektroniği ile Kontrolu üzerine bir inceleme"
Yüksek Lisans Tezi. K.Ü, Trabzon 1985
15. ÖNBİLGİN, G. "Zorunlu Aktarımlı Eviriciler"
Güç Elektroniği Semineri, Ç.Ü. Adana 1985
16. KAYNAK, O. "Güç Elektroniğinin Temelleri"
Seminer Notları
Boğaziçi Üniversitesi, İstanbul 1984
17. ALDEMİR, R. "Güç Elektroniği Ders Notları II"
KTÜ, Trabzon 1978
18. ERSAK, A. "Güç Elektroniği Seminer Notları I"
ODTÜ-Türkiye Demir Çelik İşletmeleri-PARMAŞ
Hizmet İçi Eğitim Dizisi No:11

tetikleme ve denetim düzenekleri

7

ÖZET

Bu bölümde, çeşitli güç elektroniği devreleri için gerekli gerekli tetikleme birimleri, çalışma ilkeleri gözönünde bulundurularak tanıtılacak ve tasarımları sırasında dikkat edilmesi gereken önemli noktalar belirtilecektir. Daha sonra tetikleme birimleri ile güç devrelerinin uyumlu bir biçimde çalışabilmesi için gerekli olan magnetik ve optik ara devreler incelenmiştir.

Y. Müh. Abdullah SEZGİN
Y. Müh. İrfan ŞENLİK

1. GİRİŞ

Önceki bölümlerde güç elektroniği devreleri incelenirken, tristörlerin belirli tetikleme açılarında uygun tetikleme açılarında uygun darbelerle ilettime sokuldukları varsayılarak güç devrelerinin davranışları, dalga biçimleriyle anlatılmıştı. Oysa kuramsal olarak anlatılan bu devrelerin gerçekleştirilmesi sırasında, her güç devresi için uygun tetikleme devresinin de tasarlanması ve güç devresiyle birlikte kullanılarak tüm sistemin oluşturulması gerekmektedir.

Bilindiği gibi güç elektroniği devreleri, diyot, tristör, triyak, GTO, transistör, MOSFET gibi yarıiletken devre elemanlarının uygun biçimde bağlantıları yapılarak oluşturulurlar. Diyotların iletimde ya da tıkamada oluşları sadece anot-katot gerilimlerinin anlık değerlerine bağlı iken, öteki elemanların ilettime geçebilmeleri için ayrıca bir denetim işaretine gereksinimleri vardır. Örneğin bir tristörün $V_{ak} > 0$ iken kapısına kısa süreli bir darbe uygulanması onun ilettime girmesini sağlarken, bir transistörün iletimde kalabilmesi için bazına uygulanacak denetim işaretinin sürekli olması gereklidir. Herhangi bir güç elektroniği devresine ilişkin tetikleme biriminin tasarımında, tüm bu özellikler gözönünde bulundurulmalıdır.

Tetikleme devrelerinin yapısı ve tasarımı açısından, güç elektroniği devrelerini iki ana grupta toplamak uygun olur:

- Doğal aktarımlı devreler
- Zorunlu aktarımlı devreler

2. DOĞAL AKTARIMI DEVRELER İÇİN TETİKLEME DEVRELERİ

Doğal aktarımlı güç elektroniği devreleri; doğrultucular, değişken gerilim kıyıcılar, çevrim çeviriciler gibi değişken gerilimle beslenen devrelerdir. İlgili bölümlerde de kısaca belirtildiği gibi bu devrelerin girişlerine bir ya da üç fazlı değişken gerilim uygulanır. Devredeki tristörlerin kâplarına ise, girişteki gerilimle belli bir faz farkına sahip, ancak onunla aynı frekanslı tetikleme darbeleri uygulanır. Ateşleme (ya da tetikleme) açısı olarak tanımlanan bu faz farkı devre için belirlenen uygun bir aralıkta değiştirilerek devrenin denetimi sağlanır. Yapılan bu tür denetim,

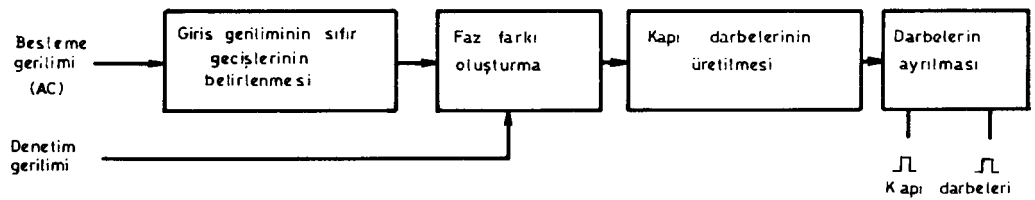
"faz denetimi" olarak adlandırılır.

Doğal akatarımlı devrelere ilişkin tetikleme darbelerinin en önemli özelliği girişteki değişken gerilimle kapı işaretlerinin eşzamanlı olması gereğidir. Bir başka deyişle, tetikleme açısının her yarı dalgada aynı olabilmesi için, kapı darbelerinin giriş geriliminden alınacak bir örnekten yararlanarak üretilmesi gerekmektedir. Bunun dışında ikinci önemli nokta, denetim darbelerinin değişim aralığının sınırlı oluşudur. Bu sınır devrenin türüne, yükün yapısına ve giriş geriliminin faz sayısına bağlıdır.

Doğrultucular ve değişken gerilim kıyıcılar tetikleme ilkeleri açısından birçok benzerlikler gösterirler. Her iki devrenin de giriş ve çıkış gerilimleri aynı frekanstadır (doğrultucular için doğrultulmuş çıkış geriliminin alternatif bileşeni düşünülmelidir). Çevrim çeviricilerde ise, çıkış geriliminin ana bileşeni giriş geriliminden farklı (daha küçük) frekanslıdır. Ancak tüm devrelerde giriş geriliminin her yarı dalgasında yapılan işlemler birbirinin eşidir.

2.1. DOĞRULTUCU TETİKLEME BİRİMİ

Şekil 1'de, bir fazlı köprü bağlantılı tam denetimli doğrultucu devresine ilişkin bir tetikleme biriminin yapısı bloklar biçiminde verilmiştir. Bu blokların işlevleri ve yapıları ayrı ayrı incelenecektir.



Şekil-1 Bir fazlı, köprü bağlantılı tam denetimli doğrultucu devresine tetikleme devresinin blok çizgesi.

Giriş geriliminin sıfırdan geçiş anları, güç elektroniği devresinin $\alpha=0$ doğal tetikleme noktalarıdır. Faz farkının tanımlanabilmesi için bu noktaların belirlenmesi gerekmektedir. Bu amaçla besleme geriliminden alınan

daha küçük genlikli bir örnekten yararlanılarak önce giriş ile aynı frekans ve fazda kare dalga biçimli bir işaret oluşturulur. Kare dalga işareti türev devresinden geçirilerek hem artı hem de eksi yarıdalgalılar için sıfır geçiş darbeleri elde edilebilir. Sıfır geçiş darbeleri, açıkça görüleceği gibi, giriş gerilimine göre iki kat frekanslıdır.

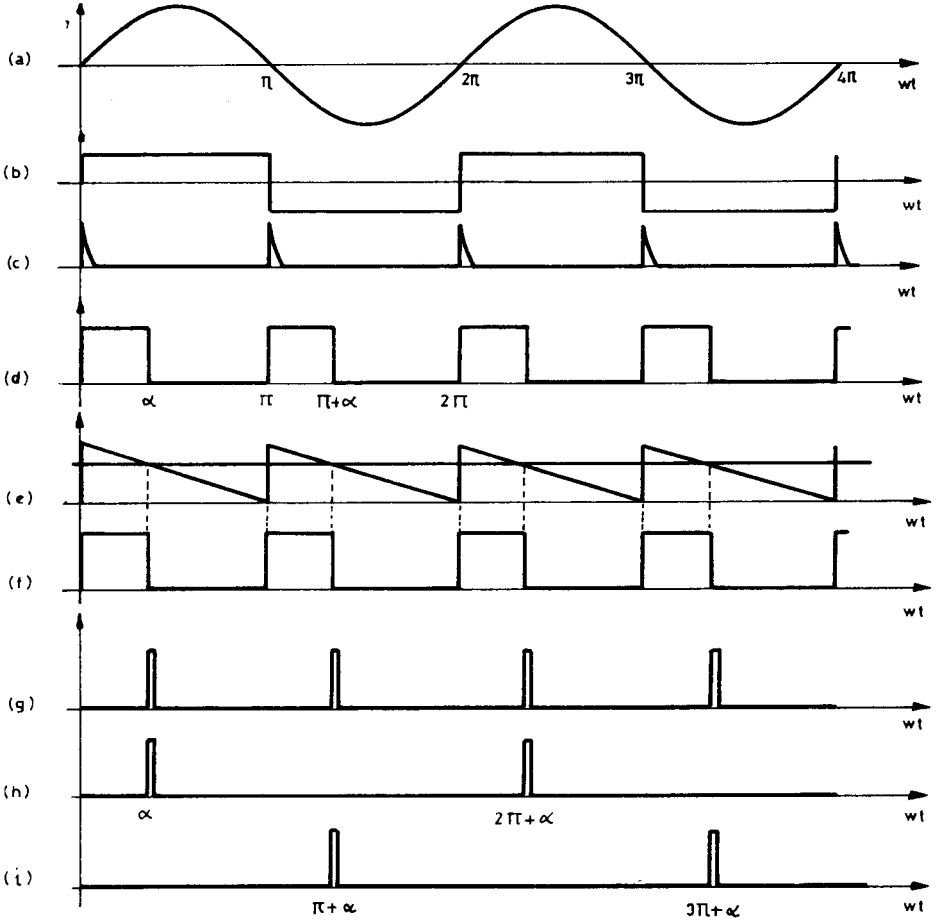
Faz farkı oluşturabilmek amacıyla değişik devreler kullanılabilir. Bunlardan biri doğrusal tekkararlı devrelerdir. Sıfır geçiş darbelerinin yükselen kenarları ile konum değiştiren tekkararlı devre, yardımcı R,C elemanlarının belirlediği sürece kararsız durumda kalarak tekrar kararlı duruma geçer. R ve C değerleri değiştirilerek ayarlanabilen bu süre aynı zamanda tetikleme açısı olarak tanımladığımız faz farkını oluşturmaktadır. Bu devre tasarlanırken, oluşturulan faz farkının en büyük değerinin, sıfır geçiş darbelerinin dönemi kadar olmasına dikkat edilmelidir. Bu amaçla en uygun R ve C değerleri belirlenmelidir.

Faz farkı oluşturmak amacıyla kullanılan ikinci bir yöntem de, karşılaştırma yöntemidir. Bu yöntemde önce sıfır geçiş darbeleriyle aynı frekans ve fazda rampa biçimli gerilim üretilir. Daha sonra dışarıdan uygulanan bağımsız bir doğru gerilim ile bu rampa gerilimi bir karşılaştırıcıya uygulanır. Karşılaştırıcı çıkışında istenen faz farkını sağlayan tetikleme açısı elde edilebilir. Bu yöntemde dışarıdan uygulanan bağımsız doğru gerilimin en büyük ve en küçük değerlerinin, üretilen rampa biçimli gerilimin en büyük ve en küçük değerlerinde olması gerekmektedir.

Her iki yöntemde de kapı darbelerinin oluşturulmasında tekkararlı devreler kullanılır. Faz farkı oluşturma katında elde edilen işaretin düşen kenarıyla tetiklenen bir tekkararlı devre ile denetim darbeleri elde edilebilir. Bu tekkararlı devrenin R' , C' değerleri kapı darbelerinin süresini belirler. Bu değerler denetim sırasında sabittir. Böylelikle, faz farkı oluşturma katında yapılan ayarlama ile kapı darbelerinin başlangıç noktaları kaydırılarak denetim sağlanabilir.

Şekil 2'de verilen dalga biçimlerinden de görüleceği gibi, sıfır geçiş darbelerinden itibaren elde edilen tüm dalga biçimleri, giriş geriliminin iki katı frekansındadır. Bir başka deyişle, hem artı hem de eksi yarıdalgalara ilişkin kapı darbeleri aynı noktada elde edilmiştir. Oysa artı

yarıdalgada ve eksi yarıdalgada farklı elemanlar ilettime gireceğinden bu darbelerin birbirinden ayrılması ve ilgili elemanlara uygulanması gerekir. Darbelerin ayrılmasında genellikle mantık devrelerinden yararlanılır. Bunun için en başta oluşturulan, giriş gerilimi ile aynı frekans ve faza sahip kare dalga biçimli işaret kullanılır. Kare dalga ile kapı darbeleri bir VE - kapısından geçirilirse, çıkışta sadece kare dalganın artı yarıdalgalardaki darbeler görülebilir. Eksi yarıdalga ile ilişkin darbelerin ayrılabilmesi için, önce kare dalganın tersi elde edilir, daha sonra bu işaret yine kapı darbeleriyle birlikte VE-kapısından geçirilir. Böylelikle eksi yarıdalga ile ilişkin darbeler de ayrılmış olur.



Şekil-2 Bir fazlı köprü bağlantılı doğrultucu ateşleme birimi dalga biçimleri.

Şekil 2' de gösterilen dalga biçimleri aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

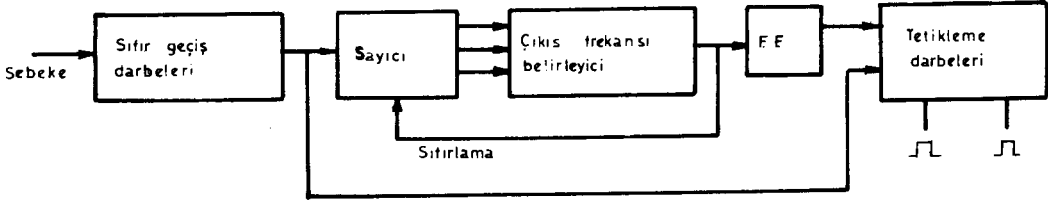
- (a) Giriş gerilimi
- (b) Giriş gerilimi ile aynı frekans ve fazda üretilen kare dalga
- (c) Sıfır geçiş darbeleri
- (d) Tekkararlı devre kullanılarak üretilen faz farkı
- (e) Karşılaştırıcıya uygulanan rampa ve doğru gerilim
- (f) Karşılaştırıcıda elde edilen faz farkı
- (g) Her iki yarıdalga için kapı darbeleri
- (h) Artı yarıdalga için kapı darbeleri
- (i) Eksi yarıdalga için kapı darbeleri

2.2. DEĞİŞKEN GERİLİM KIYICI TETİKLEME BİRİMİ

Doğrultucu devre için tasarlanan bir tetikleme birimi, değişken gerilim kıyıcı devresi için de kullanılabilir. Ancak, bilindiği gibi değişken gerilim kıyıcı devresi eğer bir direnç endüktans yükünü besliyorsa, yani yükün $\phi = \text{Arctg}(wL/R)$ faz açısı varsa, $\alpha < \phi$ tetikleme açıları için devre bir doğrultucu gibi davranmaktadır. Bu duruma engel olmak için tetikleme darbelerinin uzun süreli olması gerekmektedir. Darbe süresinin uzatılması için, darbelerin elde edildiği tekkararlı devredeki R' ve C' elemanlarının değerlerinin artırılması çözüm olabilir. Bunun dışında Şekil 2.d ve Şekil 2.f'de gösterilen işaretlerin tersleri alınırca $\alpha < wt < \pi$ aralığında ve $\pi - \alpha$ süreli bir işaret elde edilebilir. Bu işaret doğrudan uzun süreli tetikleme darbesi olarak kullanılabilir.

2.3. ÇEVİRİM ÇEVİRİCİ TETİKLEME BİRİMİ

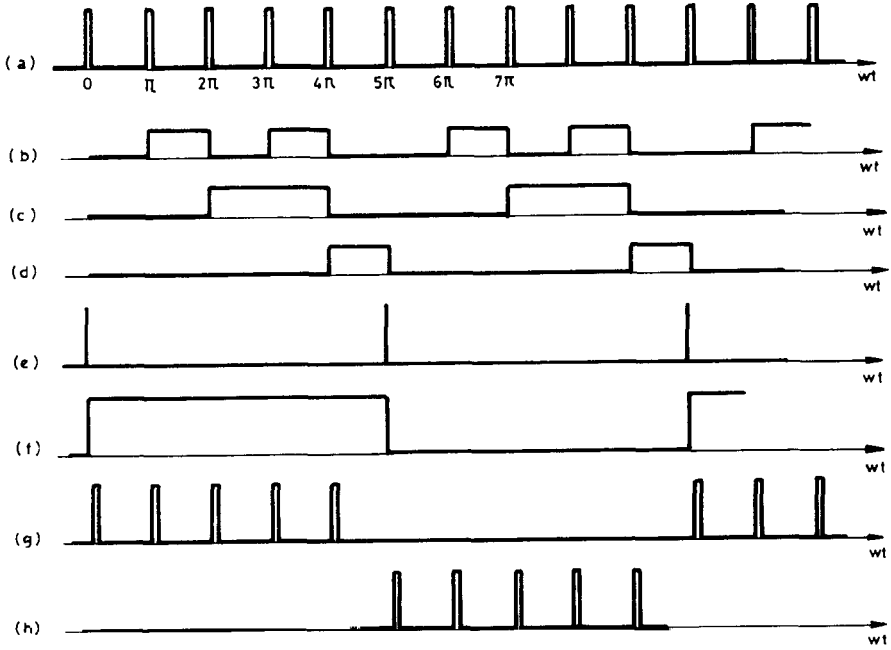
Çevrim çevirici devreler, sabit genlik ve frekansa sahip değişken gerilimden, genlik ve frekansı ayarlanabilen değişken gerilim elde edilen devrelerdir. Çıkış gerilimi ana bileşenin frekansı, giriş geriliminin frekansının tam alt katlarından (f/2, f/3, f/4, ...). Örneğin f/2 frekanslı çıkış gerilimini elde edebilmek için, ard arda iki artı yarıdalga ve iki eksi yarıdalgadan oluşan bir dalga biçimi üretilir. Tetikleme devresinin tasarımı için devrenin çalışma ilkesinin ve simetrisinin çok iyi kavranması gerekmektedir. Öteki doğal aktarımlı devrelerde olduğu gibi çevrim çevirici devrelerde de önce eşzamanlılığı sağlamak için giriş geriliminin, sıfır geçişlerinin belirlenmesi gerekmektedir. Şekil 3'te çevrim çevirici devresinin tetikleme ilkesini gösteren bir blok çizge gösterilmiştir.



Şekil-3 Çevrim çevirici için bir tetikleme birimi blok çizgesi.

Sıfır geçiş darbeleri bir sayıcının saat girişine uygulanır. Sayıcının kaçta kadar sayacağı, çıkış frekansı belirleyici kat tarafından belirlenir. Uygun anlarda oluşturulan sıfırlama darbeleri yardımıyla sayıcı sıfırlanır ve yeniden saymaya başlar. Bilindiği gibi sıfır geçiş darbeleri, giriş geriliminin frekansının iki katı frekanslıdır. Üretilen sıfırlama darbeleri ise çıkışta istenen frekansın iki katı frekanslıdır. Bu darbeler iki kararlı (flip-flop) bir devreye uygulanarak frekans istenilen değere düşürülür. Sıfır geçiş darbeleri ile iki kararlı devrenin çıkışı ve ters çıkışı VE-kapılarına uygulanarak, istenilen sayıda darbelerin birbirinden ayrılması sağlanır. Devre bu biçimiyle faz denetimi yapmamaktadır ($\alpha=0^\circ$). Bu nedenle çevrim çevirici devrenin çıkışında gerilimin etkin değeri sabittir. Faz denetimi yapılması isteniyorsa, daha önce doğrultucu ve değişken gerilim kıyıcı devreler için anlatılan faz denetimi bu devrede de uygulanabilir. Bunun için sıfır geçiş darbelerinden elde edilen faz farklı darbeler sayıcıya uygulanır. Bu durumda aynı işlemler fazı kaydırılmış darbelerle yapılır. Böylelikle çıkışta frekansla birlikte genlik ayarı da yapılabilir. Şekil 4'te bir fazlı çevrim çevirici tetikleme biriminin faz denetimi yapılmadan dalga biçimleri gösterilmiştir (frekans: $f/5$).

Üç fazlı doğal aktarımlı devrelerin tetikleme devreleri de ilke olarak bir fazlı devrelere benzetilebilir. Devrenin türüne ve bağlantı biçimine göre uygun gerilimlerden örnekler alınarak, denetim darbelerinin bu örneklerle eşzamanlı olarak üretilmesi gerekmektedir. Genel olarak üç fazlı devreye ilişkin tetikleme biriminin, üç adet bir fazlı devre tetikleme biriminden oluştuğu söylenebilir.



Şekil-4 Çevrim çevirici tetikleme birimi dalga biçimleri ($f/5$).

- (a) Giriş gerilimi sıfır geçiş darbeleri
- (b),(c),(d) Sayıcı çıkışları
- (e) Sıfırlama darbeleri
- (f) İki kararlı çıkışı
- (g) Artı yarıdalga darbeleri
- (h) Eksi yarıdalga darbeleri

3. ZORUNLU AKTARIMLI DEVRELER İÇİN TETİKLEME DEVRELERİ

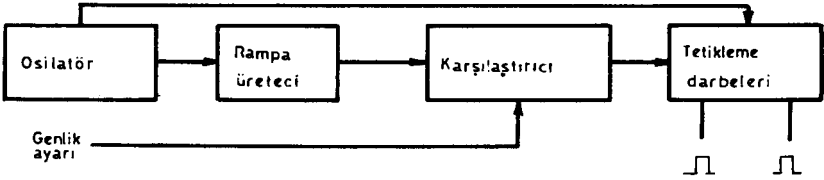
Zorunlu aktarımlı güç elektroniği devreleri, doğru gerilim kısıyıcı ve evirici gibi doğru gerilimle beslenen devrelerdir. Bu tür devrelerde giriş gerilimi hep artı değerdedir. Bu nedenle özellikle tristör kullanılan zorunlu aktarımlı devrelerde, iletme sokulan bir tristörün tekrar tıkanması en önemli sorunu oluşturmaktadır. Devrelerin türüne göre değişik yöntemler uygulanarak tristörün tıkama koşulları sağlanır. Bu amaçla bazı devrelerde R,L,C elemanları bazı devrelerde de yardımcı tristör ve diyotlar kullanılır.

Zorunlu aktarımlı devrelerde devrenin çalışma frekansı tümüyle tetikleme birimine bağlıdır. Bu nedenle güç devrelerinde kullanılan elemanların çalışma sınır frekansları ile tetikleme darbelerinin uyumlu olması çok önemlidir. Tetikleme biriminin tasarımında, güç devrelerinde kullanılacak elemanların elektrik özellikleri dikkat alınmalıdır. Bu karşılık tetik-

leme darbelerinin doğal aktarımlı devrelerdeki gibi herhangi bir gerilimle eşzamanlı olması söz konusu değildir. Bu bölümde bir ve iki tristörlü doğru gerilim kıyıcı devreleri ve eviriciler için kullanılan tetikleme birimleri çalışma ilkeleriyle tanıtılacaktır.

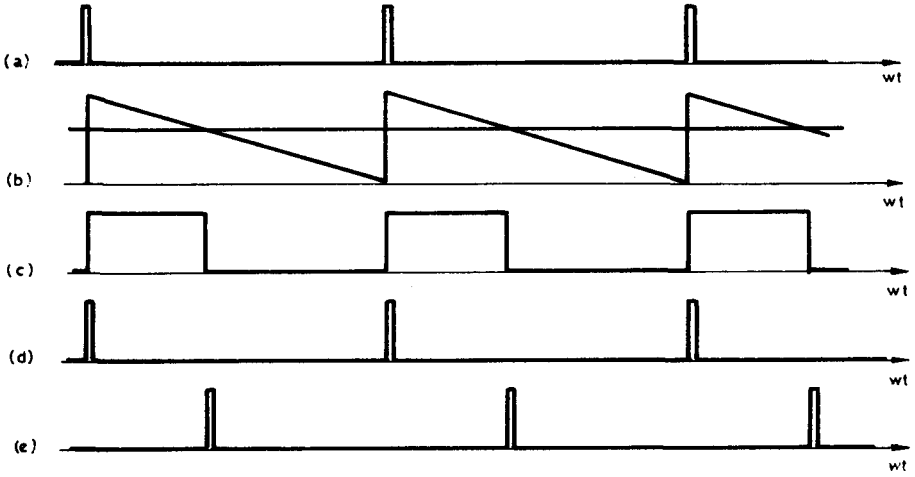
3.1. DOĞRU GERİLİM KİYİCİ TETİKLEME BİRİMİ

Doğru gerilim kıyıcı devrelerde amaç, girişteki doğru gerilimin belirli sürelerde ve dönemli olarak yük üzerine aktarılmasıdır. Genellikle doğru gerilim kıyıcı devreleri belirli bir frekans aralığında çalışırlar. Ayrıca herhangi bir çalışma frekansında çıkış geriliminin artı olduğu sürenin çalışma frekansına oranının ayarlanabilmesi gerekmektedir. Bu oran, çıkıştaki doğru gerilimin genlik ayarını oluşturmaktadır. Şekil 5'te iki tristörlü bir doğru gerilim kıyıcı tetikleme biriminin blok çizgesi verilmiştir.



Şekil-5 İki tristörlü doğru gerilim kıyıcı tetikleme birimi blok çizgesi.

Devrenin ilk birimi, doğru gerilim kıyıcısının çalışma frekansını belirleyen osilatör katıdır. Burada frekansı istenen değerler arasında ayarlanabilen darbe biçimli bir işaret üretilir. Bu darbeler aynı zamanda ana tristörün kapı darbeleridir. Daha sonra bu işaretle aynı frekanslı rampa biçimli bir gerilim üretilir. Bu yöntem doğal aktarımlı devrelerin tetikleme birimlerinde kullanılan faz farkı oluşturma yöntemine benzemektedir. Dışarıdan uygulanan bir doğru gerilimle, elde edilen rampa biçimli gerilim bir karşılaştırma devresine uygulanır. Karşılaştırıcı çıkışında meydana gelen gerilim, düşen kenarla tetiklenen bir tekkararlı devreye uygulanırsa, doğru gerilim kıyıcısının yardımcı tristörünün tetikleme darbeleri elde edilmiş olur. Tetikleme darbesinin süresi, tekkararlı devrenin R,C elemanlarının değiştirilmesiyle ayarlanır. Tetikleme devresine ilişkin dalga biçimleri Şekil 6'da verilmiştir.



Şekil-6 Doğru gerilim kıyıcı tetikleme birimi dalga biçimleri.

- (a) Osilatör çıkışı
- (b) Karşılaştırmacıya uygulanan rampa ve doğru gerilim
- (c) Karşılaştırmacı çıkışı
- (d) Ana tristör darbeleri
- (e) Yardımcı tristör darbeleri

Burada anlatılan tetikleme devresi, tasarlanabilecek birçok devreden sadece birisidir. Asıl amaç frekansı belirli değerler arasında değişebilen ve doluluk/boşluk oranı ayarlanabilen kare dalga biçimli bir gerilim üretmektir. Bu gerilimin yükselen kenarları ana tristörün, düşen kenarları da yardımcı tristörün iletme girecekleri anları belirler. Uygulamada çoğunlukla daha özel amaçlı tümdevreler kullanılarak tetikleme devreleri çok daha az sayıda devre elemanı ile gerçekleştirilmektedir.

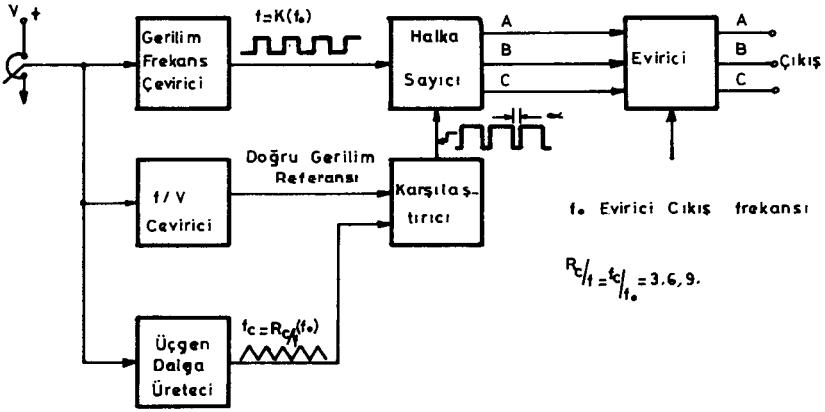
3.2. EVİRİCİ TETİKLEME DEVRELERİ

Eviricide frekans ve gerilim denetiminde sağladığı üstünlükler ve harmonik içeriğinin daha iyileştirilmesi açısından "darbe genişlik bindirimi (PWM)" yaygın olarak kullanılmaktadır.

Darbe genişlik bindirimli denetim devreleri eviricide maliyeti düşürdüğü gibi boyut açısından da kazanç sağlamaktadır. Burada yaygın olarak kullanılan üç fazlı darbe genişlik bindirimli evirici denetim yöntemleri tanıtılacaktır.

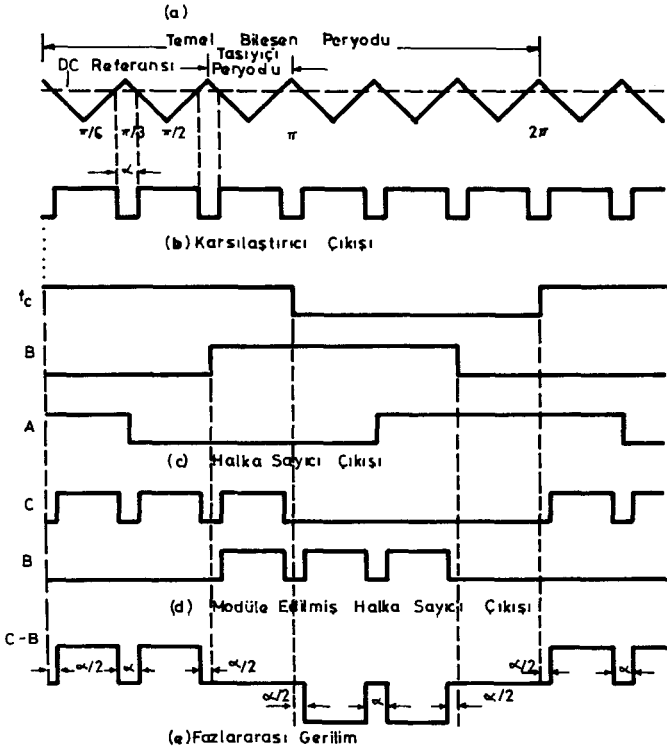
3.2.1. DOĞRU GERİLİM REFERANSI İLE ÜÇGEN DALGA BİNDİRİMİ

Şekil 7'de doğru gerilim referansı ile üçgen dalga bindirimli evirici devresinin blok çizgesi görülmektedir. Bu eviricide frekans bir potansiyometre aracılığıyla değiştirilir. Gerilim/frekans dönüştürücüsüne doğru gerilim girdiği takdirde çıkışı evirici çıkış frekansının tam sayı katları halinde kare dalgadır. Evirici devresinin frekans denetimi için birbirinden 120° faz farklı tetikleme darbeleri gönderen halka sayıcı devresinin girişine gerilim/frekans dönüştürücüsünün çıkışından alınan kare dalgalar uygulanır.



Şekil-7 Doğru gerilim referansı ile üçgen dalga bindirimli evirici devresinin blok çizgesi.

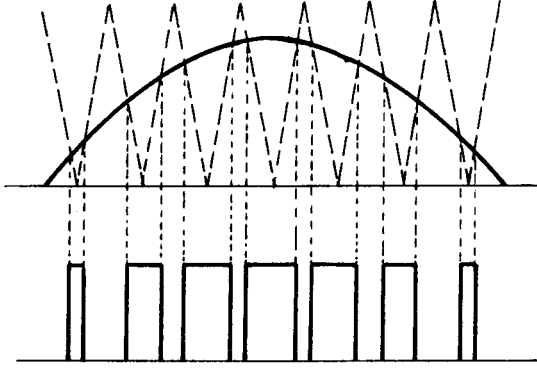
Şekil 7'de görülen potansiyometre evirici için diğer iki işareti de belirler. Bunlar "taşıyıcı" ve "gerilim referans" işaretleridir. Taşıyıcı üreticinin çıkışı sabit genlikli üçgen dalga olup frekansı evirici çıkış frekansının üç ve üçün katları biçimindedir ($f_c = 3,6,9, \dots$). Frekans/gerilim çeviricinin çıkışındaki gerilim DC olup, seviyesi gereken evirici çıkış geriliminin bir ölçüsüdür. Taşıyıcı üreticinin üçgen dalga çıkışı, frekans/gerilim çeviricinin çıkışındaki DC referans gerilimiyle karşılaştırılır. Karşılaştırıcı çıkışı Şekil 8'de görüldüğü gibi kare dalga olup, süresi (α) evirici çıkış geriliminin bir ölçüsüdür. Taşıyıcı karşılaştırıcı çıkışındaki dalgalar halka sayıcı çıkışındaki dalgalara bindirilir. Elde edilen darbe genişlik bindirimli dalgalar evirici devresindeki anahtarlar elemanlarına uygulanır. Bu yöntemle elde edilen dalgaların biçimleri Şekil 8'de verilmiştir.



Şekil-8 Doğru gerilim referansı ile üçgen dalga bindirimli evirici çıkış dalga biçimleri.

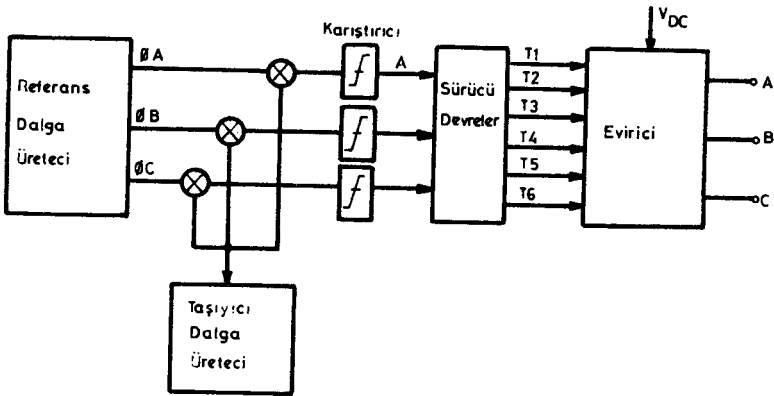
3.2.2. SİNÜS - ÜÇGEN DALGA KARŞILAŞTIRMA YÖNTEMİ

Yöntem, genliği ve frekansı değişken bir referans sinüs işareti ile frekans ve genliği sinüsten daha büyük bir üçgen dalga işaretinin karşılaştırılması esasına dayanır. İki işaretin kesim noktaları eviricidaki tristörlerin tetikleme anlarını belirler. Şekil 9'da görüldüğü gibi bindirimli dalga iki dalganın eşit olduğu noktalarda seviye değiştirmektedir. Üçgen dalganın frekansı sinüs dalganın frekansından yeteri kadar büyükse sinüs dalga ile senkron olmaması harmonik bileşenlerde önemli değişiklikler oluşturmayacaktır.

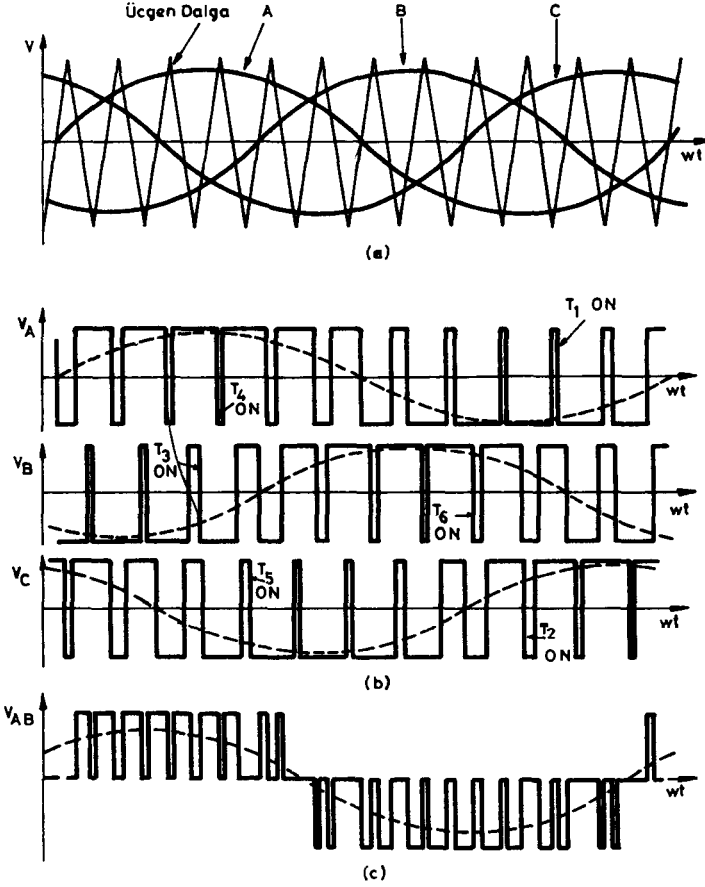


Şekil-9 Sinüs-üçgen karşılaştırma yöntemiyle gerçekleştirilen "darbe genişlik bindirim" dalga biçimi.

Şekil 10'da sinüs-üçgen dalga yardımıyla bindirim yapan bir düzeneğin blok çizgesi verilmiştir. Üç fazlı simetrik sinüs dalgaları referans dalga üreticiden üretilmektedir. Referans dalgaları, taşıyıcı dalga üreticinin gönderdiği değişmez frekans ve genlikte üçgen dalgalar ile her fazın karıştırıcı devresinde işleme girer ve o fazın darbe genişlik bindirimli dalga biçimleri üretilir. Üretilen dalga biçimi o fazın referans dalga biçimi ile aynı faz ve frekanstadır. Bu yöntemle elde edilen dalga biçimleri ve evirici anahtarlama işaretleri Şekil 11'de gösterilmiştir.



Şekil-10 Sinüs-üçgen dalga karşılaştırma yöntemi kullanan üç fazlı evirici blok çizgesi.



Şekil-11 Sinüs-üçgen karşılaştırma yöntemiyle elde edilen darbe genişlik bindirimli dalga biçimleri ve evirici anahtarlama zamanları.

3.2.3. HEF 4752 TÜMLEŞİK DEVRESİ İLE GERÇEKLEŞTİRİLEN DARBE GENİŞLİK BİNDİRİMLİ EVİRİCİ DENETİM DEVRESİ

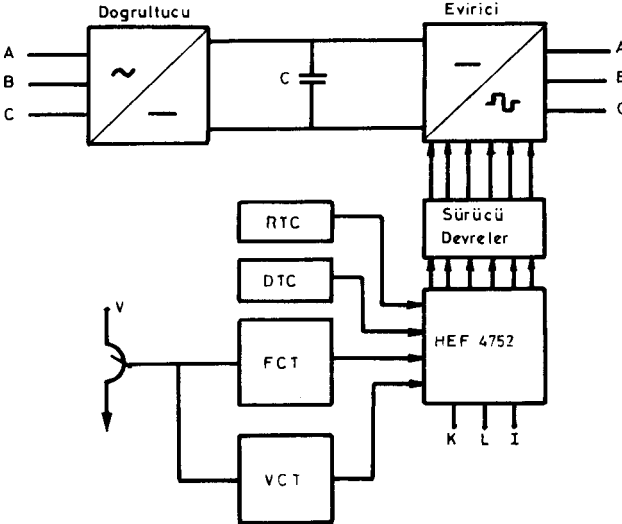
HEF 4752 tümleşik devresi üç fazlı asenkron motorların hız denetimi için geliştirilmiş evirici anahtarlama elemanları için darbe genişlik bindirimli tetikleme işaretleri üreten özel bir devredir. Tümleşik devrenin temel işlevi, simetrik üç fazlı çıkışa uygun olarak, altı evirici anahtarlama elemanını iletim ve kesime sürecekleme dalga biçimlerini oluşturmaktır. Sürücü dalgalar, evirici anahtarlama elemanlarına yalıtım için bir tampon kuvvetlendirici üzerinden uygulanır.

Tümüyle sayısal çalışan tümleşik devrede darbe genişlik bindirim işaretinin anahtarlama elemanları için uygulanması, frekansın ve fazın kontrolünü sağlar.

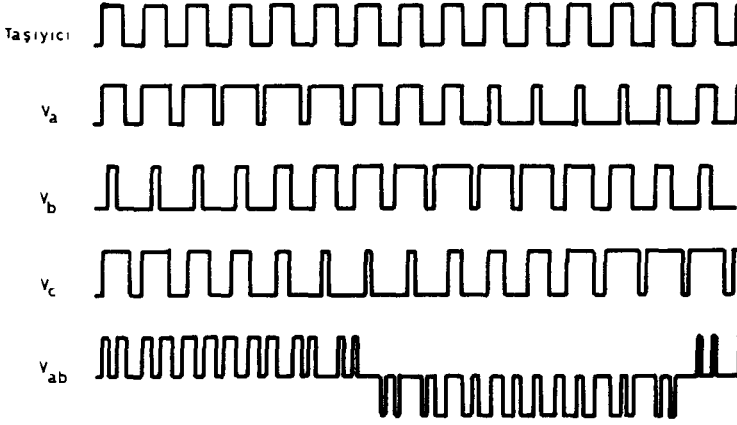
Yüksek frekanslarda onbeş darbeli taşıyıcı kullanılır. Alçak evirici çıkış frekanslarında darbe dağılımını geliştirmek için büyük çarpanlar kullanılır. Taşıyıcı çarpan değerine bağlı olarak evirici çıkışındaki harmonik içeriğinin değişeceği kesindir.

Tümleşik devrede evirici anahtarlama elemanlarını tetiklemede kullanılan altı ana sürücü çıkışı vardır. Ayrıca, 12 tristörlü evirici dizgeleri için yardımcı tristör tetiklenmesinde kullanılan altı yardımcı çıkış ta devrede bulunmaktadır. Evirici sürücü işareti iki biçimde olabilir. Birincisi transistörlü eviricileri sürmek için, diğeri ise tristörlü eviricileri sürmek içindir. Transistörlü eviriciler için blok darbe biçimli olan sürücü işaret, tristörlü eviriciler için darbe dizisi biçimindedir. Çıkışın evirici anahtarlama elemanına uygun biçimde olması veri girişinin lojik düzeyi ile belirlenir.

Tümleşik devrede evirici çıkış dalga biçimlerini denetlemek için kullanılan dört saat girişi vardır. Bunlar, evirici çıkış frekansını belirleyen "FCT", çıkış frekansı/çıkış gerilim oranını belirleyen "VCT", en büyük anahtarlama frekansını belirleyen "RCT" ve herbir faza ilişkin alt ve üst çıkışlar arasındaki gecikme süresini belirleyen "OCT" saat girişleridir. Bunun yanında tümleşik devre faz sırasının değiştirilmesiyle motorun dönüş yönünü denetlemek için kullanılan veri girişi de içermektedir.



Şekil-12 HEF4752 Elektrik Motoru Sürücü Devresinin Çıkış Elektronik Çizgesi.



Şekil-13 Evirici çıkış dalga biçimleri.

4. TETİKLEME DEVRELERİNİN GÜÇ DEVRELERİYLE UYUMU

Tetikleme devreleriyle üretilen denetim işaretleri genellikle güç devresindeki elemanlara doğrudan bağlanmazlar. Tetikleme birimlerinde üretilen küçük güçlü darbeler çoğu zaman yüksek güçlü yarıiletken elemanların sürülmesi için yeterli olmamaktadır. Bu nedenle tetikleme devresi ile güç devresi arasında bir kuvvetlendirici katı kullanılması zorunludur. Kuvvetlendirici olarak genellikle güç yarıiletkeninin istediği kapı akımını (ya da baz akımını) sağlayabilecek anahtar davranışlı transistörler kullanılır.

Tetikleme darbelerinin güç devresine bağlanması sırasında dikkat edilmesi gereken en önemli sorun, darbelerin yalıtılmasıdır. Özellikle birden fazla tristör ya da transistörün kullanıldığı güç elektroniği devrelerinde eğer tristörlerin katotları veya transistörlerin emetörleri farklı potansiyel-lerde bulunuyorsa, aynı referans potansiyele göre üretilmiş olan denetim darbeleri mutlaka elektriksel açıdan yalıtılarak güç devresine uygulanmalıdır. Yalıtımın yapılmaması durumunda ilk yarıiletken güç elemanının iletme girmesiyle birlikte, tetikleme devresi üzerinden güç kaynağı kısa devre olur.

Tetikleme birimiyle güç katını elektriksel olarak yalıtma amacıyla magnetik ya da optik ara devreler kullanılır. Daha yaygın olarak kullanılan

magnetik yalıtım, her devre elemanının denetim uçları arasına bir transformatör bağlanarak sağlanabilir. Böylelikle tetikleme biriminde üretilen darbeler, endüksiyon yoluyla ilgili güç elemanına aktarılır. Bu durumda transformatörlerin birincil yanlarındaki birer uçları aynı potansiyelde olmasına karşın ikincil yanları farklı potansiyellerde olacağından bir kısa devre söz konusu olamaz. Ancak, darbe transformatörü kullanırken güç devresinin türüne dikkat edilmelidir. Örneğin değişken gerilim kıyıcı gibi uzun süreli darbelerle tetiklenen devrelerde transformatör kullanmak çözüm olmaz. Çünkü transformatör yalıtma görevini sağlasa bile darbenin sadece değişim gösterdiği anları aktaracağından ikincil yanda sadece darbe kenarları görülebilir. Bu duruma engel olmak için uzun süreli darbeler yerine, darbe süresince kısa süreli çok darbe üretmek gerekir.

Yalıtım amacıyla kullanılan bir başka yöntem de optik yalıtımdır. Optik yalıtım için bir tümleşik devre içine yerleştirilmiş ışık yayan diyot (LED)-ışığa duyarlı transistör (fototransistör) çiftinden oluşan optik ara devreleri (optocoupler) kullanılır. Optik devrelerde uzun süreli darbelerin yalıtımında transformatördeki sorunlar meydana gelmez. Ancak, optik yalıtımında kullanılan tümleşik devrelerin besleme kaynaklarının yalıtılmış olması gerekmektedir.

5. KAYNAKLAR

1. SEZGİN A., "Tristör Denetimli Doğrultucu ve Motor Hız Denetiminde Kullanılması", Bitirme Ödevi, K.T.Ü. 1977.
2. STARR, B.G., VanLOON, J.C.F., "LSI Circuit for AC Motor Speed Control" Electronic Components and Applications, Vol.2, No.4, Aug. 1980.
3. HUMPHREY, A.J., "Inverter Commutation Circuits", IEEE Trans. on Industry and General Applications, Vol. IGA-4, No.1, 1968, pp.104-110.
4. ŞENLİK, İ., "Tek Parça İkincil Yanlı Lineer Asenkron Motorların Güç Elektronikliği ile Kontrolü Üzerine Bir İnceleme", Yüksek Lisans Tezi, K.T.Ü. Trabzon, 1985, s.40-45.

güç elektroniği ve mikroişlemciler

ÖZET

Bu bölümde, mikrobilgisayarların temel yapısına değinildikten sonra, mikrobilgisayarların programlama düzeyleri ve gerçekleştirilebilecek sayısal denetim dizgeleri açıklanmış, elektrik makinelerinin denetiminde güç elektroniği ve mikrobilgisayarların etkileşimli kullanımı anlatılmaya çalışılmıştır.

Dr. Güven ÖNBİLGİN

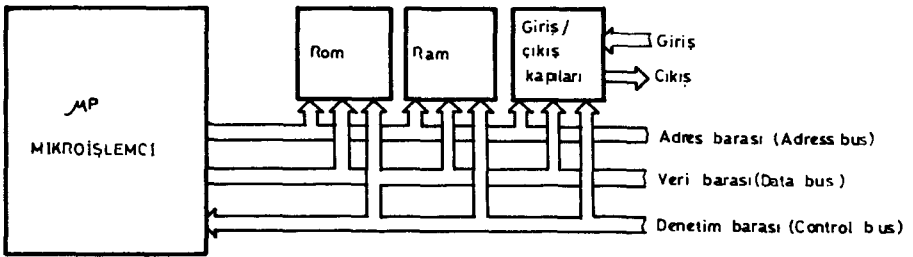
1. GİRİŞ

Büyük boyutlarda tümleşik devre ve buna koşut olarak mikroişlemci teknolojisinin gelişimi tüm mühendislik alanlarında olduğu gibi elektrik mühendisliği uygulamalarında da kendini belirginleştirmiştir.

Mikroişlemciler: sürücü düzeneklerde, karmaşık sayısal işlevlerin, programlanabilen birkaç standart devre yardımıyla yapılmasını sağlamaktadır. Böylece donanımın geniş ölçüde sadeleşmesi ve süreç denetiminde yeni olanakların kazanılması makina sürücü düzeneklerinde mikroişlemci kullanımının yaygınlaşmasına yol açmıştır.

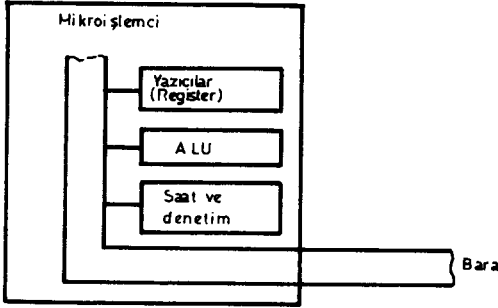
2. MİKROBİLGİSAYAR YAPISI

Bir mikrobilgisayarın yapısı ana hatlarıyla Şekil-1'de gösterilmiştir. Buna göre CPU (merkezi işlem birimi-mikroişlemci) bloku ile bellek blokları (ROM ve RAM) ve Giriş/Çıkış kapıları arasında iletişim; "Adres", "Veri" ve "Denetim" Baralarıyla sağlanmaktadır. Mikroişlemci (CPU) biriminin temel öğeleri ise Şekil-2'de gösterilmiştir. Buna göre bir mikroişlemci biriminin geçici belleği diyebileceğimiz 'register'ler, aritmetik-mantık birimi (ALU) ile saat ve denetim birimi bu bloku oluşturmaktadır.



Şekil-1 Mikrobilgisayar yapısının ana hatları

RAM belleklerin bilgi akışının çift yönlü olduğu (oku/yaz bellek), ancak ROM belleklerin bilgi akışının tek yönlü olduğu (yalnızca oku) bilinmektedir. ROM bellekteki bilgiyi değiştirmek olanaksızdır, ancak



Şekil-2 Mikroişlemci yapısı

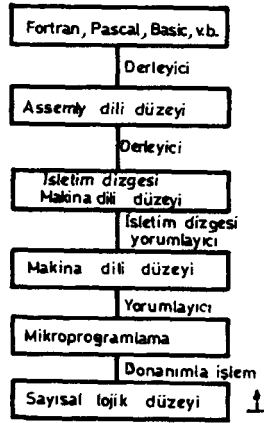
EPROM belleklerde özel yöntemlerle bu gerçekleştirilebilir. Bellekteki bilgiler birer 'adrese' sahiptir. Veri baraları bellekteki ya da giriş/çıkış kapılarından aktarılan bilgilerin akışı içindir. Adres barası bir aktarma işlemindeki bellek konumunu ya da giriş/çıkış kapısını belirleyen bilgiyi taşır. Denetim barası mikroişlemcinin türlü aktarım işlemlerini eşzamanlamak için gerekli denetim bilgisini taşır.

Mikroişlemci dizgesinin giriş ve çıkışları lojik düzeydedir. Bu nedenle bu düzeyde çalışmayan dış birimlerde ya da dizgelerle bilgi alış verişi 'aradevrelere' yoluyla gerçekleştirilir. Dizgede aynı baraya bağlı birden çok giriş/çıkış aygıtı olabilir. Bu durumda giriş/çıkış kapılarına ya bellekte bir adres dizisi yeri ayrılır, ya da özel program komutları ile giriş/çıkış ile bilgi aktarımı sağlanır (PI/O). Çoğu mikroişlemci dizgesinde bu programlanabilir giriş/çıkış aygıtları kullanılır.

Mikroişlemciye dışarıdan bağlanan dizgelerin göndereceği bilgiler sayısal değilse özel ara-devreler gerektiği belirtilmişti. Bunların en önemlileri analog bilgileri mikroişlemci dizgesine iletmede kullanılan analog-sayısal dönüştürücüler (A/D) ve mikroişlemci dizgesinden sayısal bilgileri analog dış devrelere iletmede kullanılan sayısal-analog dönüştürücüler (D/A) dir.

3. PROGRAMLAMA DÜZEYLERİ

Bilindiği gibi mikroişlemciler ve doğal olarak bilgisayarların devreleri, ikili sayı sistemine uyumlu aritmetik ve mantık işlemleriyle çalışır. Yani bilgisayarın en ilkel programlama düzeyi sayısal-lojik düzeydir. Bu donanım tarafından doğrudan yürütülen bir üst programlama düzeyi mikroprogramlama düzeyidir. Mikroprogramlar bir üst düzey olan makina dili programların CPU ya uygulanmasıdır. Makina dili programlama düzeyinden bir üst düzeyde işletim dizgesi makina dili programlama düzeyi yer alır. En üst düzeyde olan ve çözüme yönelik programlama dilleri (FORTRAN, PASCAL ve hatta BASIC) düzeyinden derleyiciler aracılığıyla ASSEMBLY dili programlama düzeyine inilebilir. ASSEMBLER programları da bu düzeyle işletim dizgesi arasındaki geçişi çeviri işlemi ile gerçekleştirir. Bu düzeyler Şekil-3'deki gibi sıralandığında, ortaya bilgisayar dizgesine ilişkin bir düzen çıkar. Bu düzene benzer bir sıralamayı elektrik makinasının güç elektroniği ile denetim dizgelerine de uygulamak olanaklıdır.



Şekil-3 Mikrobilgisayarın programlama düzeyleri

4. SAYISAL DENETİM YÖNTEMLERİ

Bir mikrobilgisayarla gerçekleştirilebilecek sayısal denetim yöntemleri genellikle iki başlık altında incelenir:

- a) Sürekli denetim (bilgisayar bir analog denetleyici sinyal üretir)
- b) Kesikli denetim (bilgisayar dıştaki bir aygıtta bir dizi çalıştırma-durdurma işlemlerini başlatır)

Sürekli denetimin ise üç ana türünden söz edilebilir:

- a) Doğrudan denetim
- b) Yürütücü denetim, dışta bir denetleyiciye gerekli bilgi ve yönergeleri aktarmak
- c) Danışma denetimi, burada bilgisayar dizgesinin ürettiği denetim bilgi ve/ya yönergeleri uygulanmak zorunda değildir.

Sürekli denetim yöntemlerinin en yaygın bilinenleri ise P (oranlı), PI (oranlı + integral), PID (oranlı+integral + türev) denetleyicilerdir. Bu denetleyicilerin integral ve türev terimleri fark denklemleri olarak yazılabilir ve küçük zaman aralıklarına uygulanabilir.

Kesikli denetim ile dışarıdaki bir aygıtın bir dizi anahtarlama işlemini gerçekleştirmesi sağlanır.

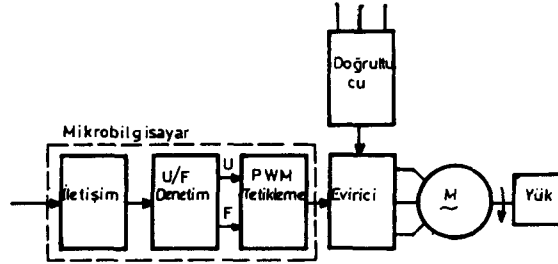
Denetleyicilerdeki matematiksel modeller statik ya da geri beslemeye dayalı olarak dinamik modeller olabilir. Dinamik modellerin kullanıldığı denetleyiciler uyumlu denetim sistemlerini oluştururlar. Yukarıda sözü edilen denetim yöntemlerinin dışında, uygulamanın niteliğine bağlı olarak belli amaçları gerçekleştiren ve ona göre matematiksel modeli çıkarılmış özgün denetim yöntemleri de kullanılabilir.

5. GÜÇ ELEKTRONİĞİ VE ELEKTRİKLE TAHRİK DİZGELERİ

Elektrikle tahrik dizgelerinin ana amacı olan ve elektrik makinalarının istenen biçimde hız-yük denetimini sağlayan düzeneklerde güç elektroniği önemli bir yer tutar.

Şekil-4'de bir asenkron motorin PWM evirici ile açık çevrimli hız denetimi görülmektedir. Bu denetleyici

- İstenen hız değerini dışarıdan alacaktır,
- asenkron motorun U/f oranını ayarlayarak akıyı sabit tutacaktır, ve
- (a) daki hız isteğine ve (b) deki U/f oranına bağlı olarak evirici tetikleme sinyallerini üretecektir.

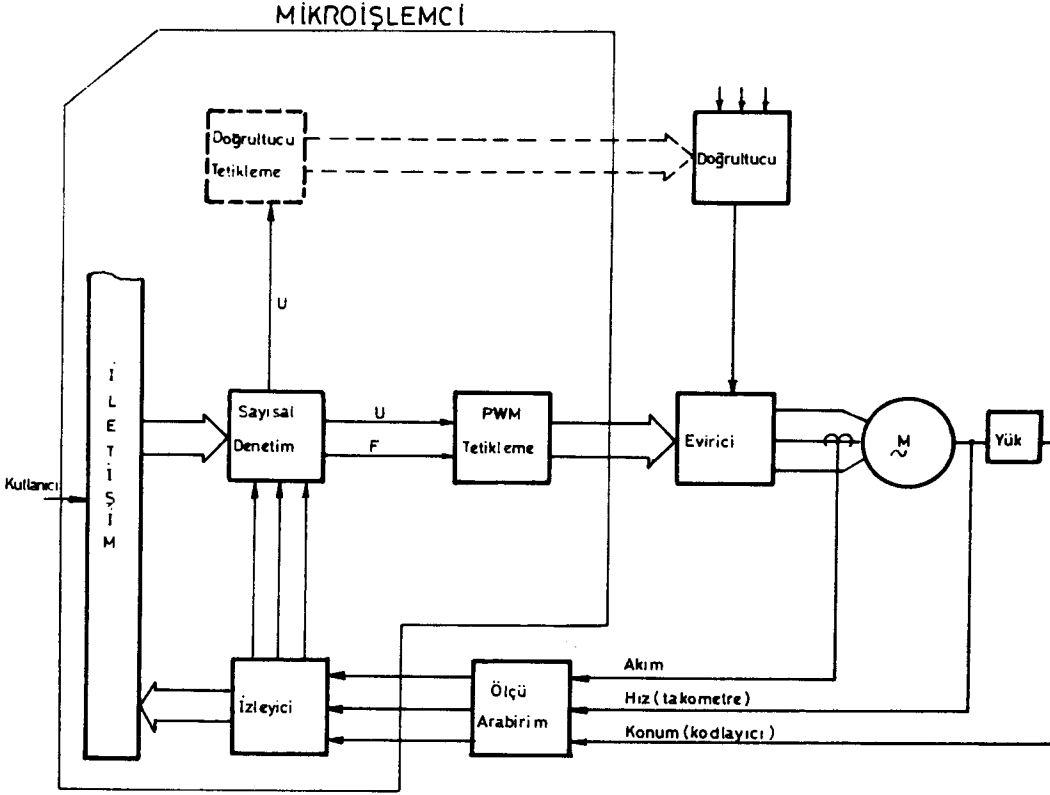


Şekil-4 Asenkron motor ve PWM eviricili açık çevrim hız denetimi

Şekil-5'de ise gene üç fazlı bir asenkron motorun PWM evirici ile kapalı çevrim hız denetimi görülmektedir. Buradaki denetleyici

- İstenen hız değerini dışarıdan alacaktır,
- motorun akım, hız ve/ya konum ölçmelerinin geri besleme değerlerini alacaktır,
- Dinamik bir matematiksel modele uyumlu olarak yukarıda biraraya getirilen verilenleri seçilmiş denetim yöntemi ile değerlendirecektir,
- Denetleyici çıkışında gerekli U ve f sinyalleri üretilecektir, ve
- Evirici için gerekli tetikleme sinyallerini U ve f bilgisine göre üretecektir.

Yukarıda verilen her iki örnekte de gerçekleştirilmesi istenen denetleyici işlevlerinin donanım olarak gerçekleştirilmesi oldukça karmaşık ve elektronik bir devrenin maliyetini artırıcı olacaktır. Böylesi durumlarda mikro işlemcilerin devreye girmesi gerekebilir.

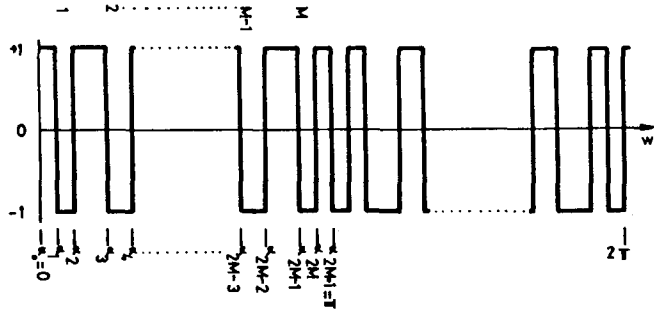


Şekil-5 Asenkron motor ve PWM eviricili kapalı çevrim hız denetimi

6. KAYMA DENETİMLİ PWM EVİRİCİ-ASENKRON MOTOR DÜZENECİ

PWM eviricilerin harmonik etkilerinin giderilmesi için oldukça verimli ancak elektronik olarak gerçekleştirilmesi zor yöntemler vardır. Ancak mikroişlemcilerle bunun kolaylaşacağı söylenebilir.

Şekil-6'da böylesi bir PWM evirici çıkış dalga biçimi verilmiştir. Bu dalga biçiminin geleneksel olarak elde edilişi üç fazlı sinüs dalgaları referans olarak almak ve yüksek sıklıklı üçgen taşıyıcı dalga ile kesişme noktalarını saptamak biçimindedir. Ancak burada PWM evirici dalganın harmoniklerini en aza indiren ana harmonik gerilimini sınırlamayan bir biçimde anahtarlama açıları uygun bir sayısal yöntemle bilgisayarda hesaplanır. Bununla ilgili açıklamalar daha önce zorunlu aktarımlı eviricilerle ilgili seminerde verilmişti.

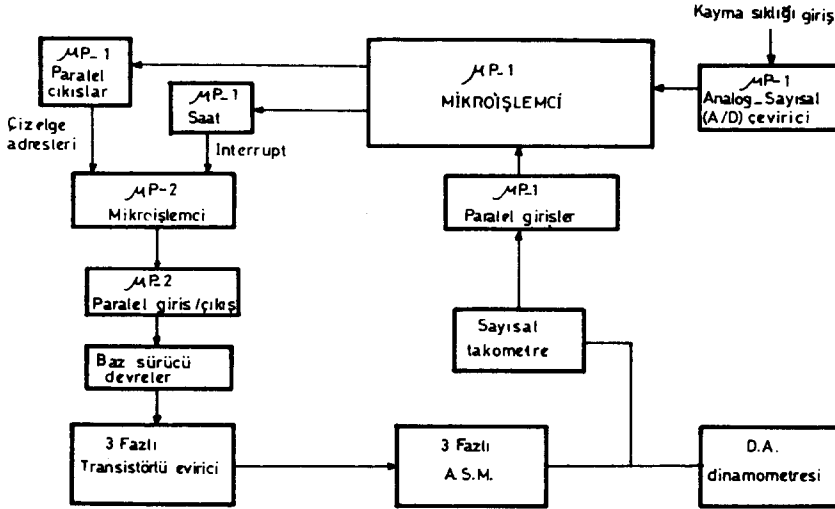


Şekil-6 PWM evirici çıkış dalga biçimleri

PWM evirici dalgasının çeyrek ve yarı dönem simetrisi gözönünde tutulursa 90° ye kadar olan anahtarlama açılarının bir çizelgesi tüm PWM dalgası hakkındaki bilgiyi kapsar. Dalga biçiminin sıklığı isteğe göre saptanabilir. Ancak her bir gerilim düzeyi için ayrı bir anahtarlama açısı çizelgesi gerekir.

Şekil-7'de bu anahtarlama açısı çizelgelerini de kullanarak denetimin her aşamasında gerekli PWM dalga biçimini üreten kayma denetimli asenkron motor denetim sistemi görülmektedir. Bu sistemde iki mikroişlemci kullanılmaktadır. 1. mikroişlemci ana denetleyici olarak çalışmakta bu arada öbürünü yönetmektedir. 2. mikro işlemci ise gerekli PWM dalga biçiminin üretilmesi ile üç fazlı transisörlü eviricinin baz devrelerinin sürülmesini üstlenmektedir. Denetim şu aşamalardan oluşmaktadır:

- Motor hızı sayısal takometre ile okunmakla ve dönme sıklığına dönüştürülerek saklanmaktadır.
- A/D dönüştürücü yoluyla istenen kayma sıklığı da mikroişlemciye aktarılır.
- Kayma sıklığı ile dönme sıklığı birbirine eklenerek motor besleme sıklığı elde edilir. Bu sıklık bilgisi kullanılarak ikinci mikroişlemciye bu sıklığı oluşturacak biçimde ve 360° ye tamamlanarak INTERRUPT'lar verecek saat programlaması yapılır.
- Hesaplanmış olan sıklık değeri ile gerilim çizelgelerinden buna karşılık gelen basamak adresi okunarak 2. mikroişlemcinin tetikleme-yi gerçekleştirmesi sağlanır.

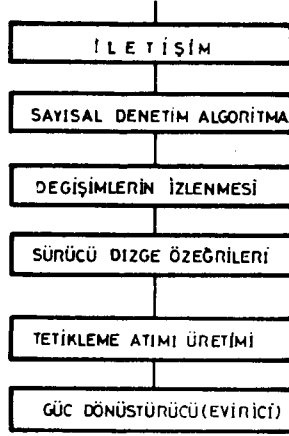


Şekil-7 Kayma sıklığı denetimi PWM-ASM düzeneği.

Bu örnekte daha çok bellek kullanarak daha değişik denetim yöntemlerinin denenmesi ve değişim çizelgelerle değişik dalga biçimleri elde edilmesi olanaklıdır. Ancak evirici sıklığını azaltmamak için daha hızlı mikroişlemciler kullanmak gerekir.

Bu örnekte ilginç bir durum ise iki mikroişlemciden birinin yürütücü durumunda olması ve ikincisinin çalışmasını denetlemesidir. Bunun daha önce açıklanan programlama düzeylerindeki sıralanma ile benzerliği görülmektedir.

Bu noktada bir güç elektroniği-tahrik sistemi denetim devresindeki düzeyleri, sayısal denetim açısından, tanımlamak olanaklıdır. Bu düzeylerin sıralanışı Şekil-8'de gösterilmiştir.



Şekil-8 Sayısal denetim açısından güç elektroniği devrelerinde düzey sıralaması

7. MİKROİŞLEMCİLİ GÜÇ ELEKTRONİĞİ DÜZENEKLERİNİN TASARIM VE UYGULANMASINDA GELİŞMELER

Güç elektroniği düzeneklerinde mikroişlemci kullanımının getirdiği olanaklar bu yöntemleri çok yaygınlaştırmaya başlamıştır. Bu yaygınlaşmaya paralel olarak, büyük boy bilgisayarlarda güç elektroniği ve ilgili olarak denetim dizgelerinin bilgisayar destekli tasarımı da yaygınlaştı. Büyük boy bilgisayarlarda çözümlenme, tasarım ve benzeşim yoluyla incelenen düzenekler daha sonra ya analog ya da sayısal donanımla ayrıca gerçekleştiriliyor ve tasarım sonuçları sınıyanıyor. Ancak gelişmeler sonucu tasarım sonuçlarının sınıyanması artık mikroişlemci devreleri ile gerçekleştirilmeye başlanmıştır.

Bu durumda ortaya çıkan görüntü şudur: tasarım, çözümlenme ve benzeşim büyük boy bir bilgisayarla gerçekleştirilmekte ancak uygulama bir mikroişlemcide gerçekleştirilmektedir. Tasarım ve uygulama düzeneklerinin temel ilke ve yapıları aynı olmaktadır. Teknolojinin gelişimi ile mik-

roişlemci dizgeleri hem bellek, hem de hız olarak çok gelişerek eskiden mini bilgisayarların yapabildiği işlere kullanılabilir duruma gelmiştir.

Bu olanakları kullanarak hem tasarım, hem de uygulamaya yönelik bir mikroişlemci destekli dizgenin anahatları Şekil-9'da verilmiştir. Bu dizge şu gereksinmelere yanıt verebilecek özellikte olmalıdır:

- a) Mikroişlemci yapısını en verimli biçimde kullanan ancak işlemci yapısına (türüne) bağlı olmayan bir bilgisayar destekli tasarım (CAD) yapısı
- b) Geliştirmede kolaylık sağlanması için mühendisliğe yönelik yüksek düzey programlama dili
- c) Dizgenin geliştirilmesi, etkileşimli deneylerin gerçekleştirilebilmesi için kullanıcıya kolaylıklar sağlayacak bir giriş düzeneği
- d) Kapalı çevrim deneyler, veri toplama ve güç elektroniği dizgesinin denetimi için gerçek zamanda çalışan giriş/çıkış arabirimleri
- e) etkileşimli benzeşimi ve deneyleri de kapsayacak biçimde özel amaçlı grafik olanakları.

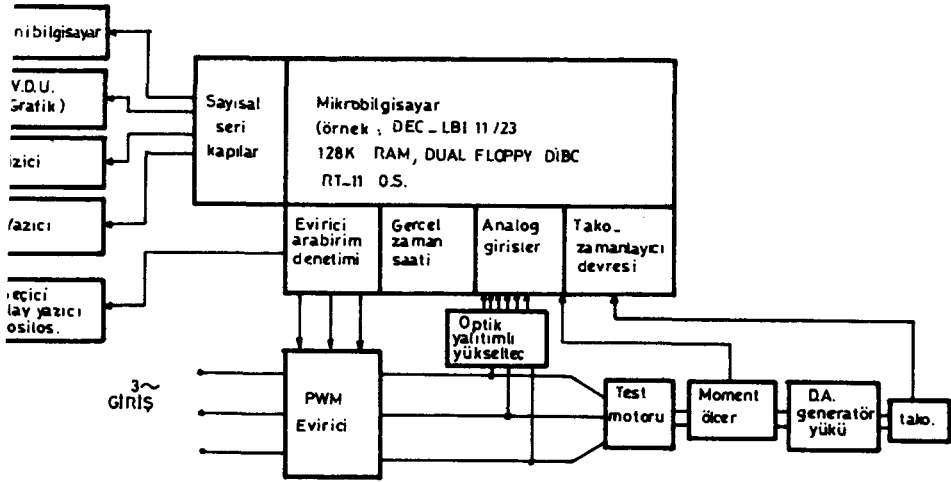
Şekil-9'da gösterilen örnek dizgenin böylesi bir uygulama için temel ve gerekli öğeleri kapsadığı düşünülmelidir.

8. MİKROİŞLEMCİLİ GÜÇ ELEKTRONİĞİ DEVRELERİNDE ÖLÇME YÖNTEMLERİ

Yukarıda verilen örneklerden bir güç elektroniği devreli ve mikroişlemci denetimli tahrik sisteminde ölçümü gereken büyüklükler şunlardır:

- Motor akımı
- Motor dönme hızı
- Motor gerilimleri ve motor akısı
- Motor konumu (ya da yük açısı)

Bu büyüklüklerin tümünün birden ölçümü aynı dizgede söz konusu olamaz. Ancak değişik dizgelerde amaca ve denetim yöntemine bağlı olarak bir ya da bir kaçının ölçümü söz konusudur.



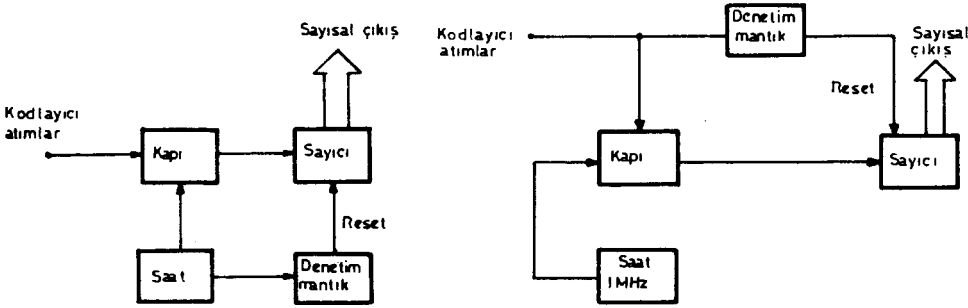
Şekil-9 Güç elektronikğinde mikroişlemcili düzeneklerin tasarım, geliştirme ve uygulamasında birlik sağlayıcı örnek bir düzen

Motor akımının ölçümü AA devrelerinde akım transformatörleri ile gerçekleştirilebilir. Ancak doğru akım devrelerinde bu olanaklı olmadığından ya şönt dirençler ya da Hall etkili yarı iletken öğeler kullanılır.

Motor dönme hızının geleneksel ölçümü DA generatörü ya da AA generatörü olarak çalışan takometrelerdir. Ancak bu takometreler analog sinyal üretirler ve bunların mikroişlemci denetim devresine girebilmesi için A/D çeviriciler gerekmektedir. Ancak sayısal olarak hız ölçme yöntemleri çok gelişmiştir. Bu gelişmenin boyutları öyle büyümüştür ki çıkışında analog büyüklük istenen hız ölçme düzeneklerinde bile algılayıcı ve ölçücü devreler sayısal olarak yapılmaktadır.

Sayısal hız ölçümü için genellikle motor mili üzerine yerleştirilmiş ve ya magnetik ya da optik yoldan atımlar üreten bir kodlayıcıdan çıkan salıngaçtan bir sayıcıya giden atımları kapılamak için kullanan bir yöntem uygulanır. Bu ilkeler Şekil 10'da blok şema olarak gösterilir.

rilmiştir. Açısal sayısal kodlayıcılar motor konumu ve yük açısı ölçmede de öncelikle kullanılırlar.



Şekil-10 Sayısal hız ölçümü için kodlayıcı çıkışındaki yöntemler
 a) Kodlayıcı takometresi: Doğrusal işlevli b) Kodlayıcı takometresi: Evrik işlevli

Gerilim ölçümünde geleneksel ve yaygın olan yöntem AA devrelerinde gerilim transformatörleri, DA devrelerinde statik gerilim bölücüler gerilim transformatörleri, DA devrelerinde statik gerilim bölücüler olarak görülmektedir. Motor akıları, motor olukları içine yerleştirilmiş manyetik algılayıcılar (örneğin Hall etkili aygıt) ile ölçülebileceği gibi, daha çok akım ve gerilim ölçümlerinden yararlanarak mikroişlemci denetim devresinde dinamik bir matematik modelle hesaplanabilir. Bu son yöntem asenkron motorların alan koordinatları ile denetiminin temel ilkesini oluşturur.

9. SONUÇ

Buraya kadar bir mikroişlemcinin güç elektroniği devreleri ile ilişkisi ve daha çok bir elektrik motoru denetim dizgesindeki yeri anlatılmaya çalışıldı. Denetim için tek bir örnekle yetinilmesinin nedeni bu yeni ve çok hızlı gelişen dalda sürekli değişik yaklaşımların ortaya çıkarak uygulanması gerçeğidir. Ancak yukarıda yazılanlar bu tür uygulamaların ortak sayılabilecek özelliklerini yansıtmaktadır.

Mikroişlemcinin denetim dizgesinde işlevine göre bir tür hiyerarşi içinde çalıştığı açıklanmaya çalışılmıştır. Bunun programlama düzeyleri ile olan benzerliği ilgi çekmektedir. Denetim dizgesinin boyutları daha da büyüdükçe yani bir endüstriyel kuruluştaki tahrik dizgeleri arasında eşgüdüm denetimi ve bunların daha da üstünde bir 'yürütücü' denetim süreci olduğu zaman bu üstünlük sıralı diziliş daha da belirginleşir ve sorunun içine elektronik ve bilgisayar uzmanlığını gerektiren günlük bilgisayar dizgeleri ve bilgisayarlar arası iletişim sorunları ortaya çıkar.

Güç elektroniklerinde mikroişlemci denetimi ile ilgili kurulduğunda ortaya çıkan sorunlar, yukarıda anlatılanlar ışığında, şöylece özetlenebilir:

- a) Denetim (sayısal) yöntemleri ve seçimi
- b) Güç elektronikleri dizgesinin ve denetlenen tahrik dizgesinin sayısal denetime uyumlu olarak matematiksel modelinin saptanması
- c) Denetim düzeylerine göre kullanılacak mikroişlemci ya da mikroişlemcilerin saptanması
- d) Mikroişlemcilerle dış düzenekler arasındaki iletişimin sağlanması (ara birimler)
- e) Ölçümlerin olanaklar elverdiğince sayısal yöntemlerle yapılması
- f) Denetim dizgesi tasarımına uygun olarak uygun düzeyde yazılım geliştirilmesi
- g) Bu tür dizgelerin uygulamada daha verimli ve ekonomik olacak biçimde sürekli geliştirilmesi

10. KAYNAKLAR

1. ZAKS, D., "Microprocessors: from chips to systems" SYBEX Inc., 1977.
2. HOLLAND, R.C., "Microcomputers for Process Control" Pergamon Press, 1983.
3. WOOLVET, G.A., "Transducers in Digital Systems" Peter Peregrinus Ltd. (IEE), 1979.
4. TEZ, E.S., "An overview of microprocessor applications in power electronics and electrical drives" Seminar Notes, LUT-England, 1984.

5. BOWES, S.R., DAVIES, T., "Microprocessor-based development system for PWM variable speed drives" IEE Proceedings, Vol. 132, Pt. B, No.1, 1985, pp. 18-43.
6. BUJA, G.S., FIORINI, P., "Microcomputer control of PWM inverters" IEEE Trans. on Industrial Electronics, IE-29, No.3, 1982, pp. 212-216.
7. MURPHY, J.M.D., HOFT, R.G., HOWARD, L.S., "Controlled Slip optimum PWM waveforms" IEE Conf. on Electrical Variable Speed Drives, Publ. No. 179, pp. 157-160, 1979.
8. GABRIEL, R., LEONHARD, W., NORDBY, C., "Microprocessor control of induction motors employing field coordinates" ibid., pp. 146-150.
9. ÖNBİLGİN, G., "Zorunlu aktarımlı eviriciler", Güç Elektronikleri Semineri, 10-12.4.1985, ÇÜ-ADANA.

ÖZET

Güç elektroniği devreleri günümüzde çok geniş bir uygulama alanı bulmaktadır. Bu yazıda en çok karşılaşılan uygulamalar ana gruplarda toplanarak incelenmiştir. Yazının sınırlı kapsamı içinde yer verilen başlıca gruplar; motor denetim düzenekleri, yedek ve kesintisiz güç kaynakları, akümülatör doldurma düzenekleri, elektrokimyasal uygulamalar, ısıtma-ergitme fırınları, statik güç kompanzasyonu ve doğru gerilimle enerji iletimidir. Herbir uygulama alanında kullanılan düzeneklerin ortak temel ilke ve çalışma özellikleri ana hatlarıyla açıklandıktan sonra tipik devre örnekleri verilmiş, birbirine alternatif olan düzeneklerin olumlu ve olumsuz yanları tartışılmıştır.

Dr. A. Oğuz SOYSAL

1. GİRİŞ

Yarıiletken güç elektroniği elemanlarının ortaya çıkması ve gelişmesiyle, elektriğin endüstriyel uygulamalarında yeni bir dönemin başladığı düşünülebilir. Gerçekten, öteden beri endüstride kullanılan motor-generatör (Ward-Leonard) grupları, bazı özel elektrik makinaları(döner çeviriciler vs.) ve çeşitli kontaktörlü düzenekler yerlerini geniş ölçüde güç elektroniği devrelerine bırakmıştır. Güç elektroniğinin endüstride böylesine bir devrim yaratmasında etken olan üstünlükleri genel olarak şöyle sıralanabilir:

- Ekonomi
- Yüksek verim
- Bakım gereksinimlerinin azlığı
- Sarsıntı ve gürültü gibi sorunlarının bulunmayışı
- Küçük ve kompakt birimlerin yapımına olanak vermesi

Başlangıçta yukarıda sayılan üstünlükleriyle elektro-mekanik düzenlerinin yerini alan güç elektroniği devreleri, çok hızlı çalışabilmeleri ve yüksek frekansta kullanılabilmeleri nedeniyle daha sonra birçok yeni uygulama alanı bulmuştur.

Bu yazıda, güç elektroniği düzenlerinin en başta gelen uygulama alanları ana hatlarıyla gözden geçirilecek ve bazı endüstriyel örnekler verilecektir.

2. MOTOR DENETİM DÜZENEKLERİ

Endüstride elektrik makinalarının çok yaygın olarak kullanılmasına yol açan en önemli etkenler kuşkusuz hız denetiminde sağladıkları geniş olanaklar ve yüksek verimle çalışabilmeleri olmuştur. Bugün pratikte miliwatt'tan megawatt düzeyine kadar geniş bir aralıkta elektrik motorları kullanılmakta ve karşılaşılan uygulamaların büyük bir bölümünde bu motorların hızının açık çevrimli ya da geribeslemeli biçimde denetlenmesi istenmektedir. Aşağıda, doğru ve alternatif akım makinalarında hız denetimi sorunları ayrı ayrı incelenecek ve bu amaçla kullanılan tipik güç elektroniği devreleri verilecektir.

2.1. Doğru Akım Makinalarında Hız Denetimi

Serbest uyarmalı bir doğru akım makinasının eşdeğer devresi Şekil 1 de görülmektedir. Makinanın endüvi sargılarında endüklenen hareket geriliminin genel ifadesi

$$I_o = k_a \cdot n \cdot \phi (I_f) \quad (1)$$

biçimindedir. $\phi (I_f)$ fonksiyonu, bir ölçek farkıyla demir çekirdeğin B-H özeğrisinin benzeridir. Makinanın doğrusal bölgede çalıştığı varsayımıyla,

$$\phi (I_f) = k_f \cdot I_f \quad (2)$$

biçimindeki basitleştirilmiş bağıntı kullanılabilir. (2) bağıntısının (1) de yerleştirilmesiyle, endüklenen gerilim ifadesi aşağıdaki gibi yazılır.

$$E_a = k \cdot n \cdot I_f \quad (3)$$

Burada $k = k_a \cdot k_f$ olarak tanımlanmıştır. Sürekli halde endüvi devresine ilişkin denklem, Şekil 1 'de seçilen referans yönlerine göre;

$$E_a = V_a - R_a I_a \quad (4)$$

olacaktır. (3) bağıntısı (4) ile birlikte kullanılır ve n devir sayısı çekilirse:

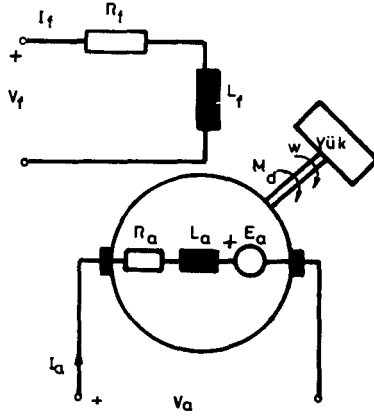
$$n = \frac{V_a - R_a I_a}{k \cdot I_f} \quad (5)$$

elde edilir. (5) bağıntısı, serbest uyarmalı motorun hız ayarı için uygulanabilecek bütün yöntemleri açıkça göstermektedir. Bu yöntemler:

- Uyarma akımı I_f in değiştirilmesi
- Endüvi devresine direnç eklenmesi
- V_a uç geriliminin değiştirilmesi

olarak özetlenebilir.

Uyarma akımının değiştirilmesi halinde devir sayısı hiperbol biçiminde değişecektir (Şekil-2.a). Eğriden, uyarma akımı azaltılarak motorun mekanik sınırlarının elverdiği ölçüde yüksek hıza çıkartılabileceği



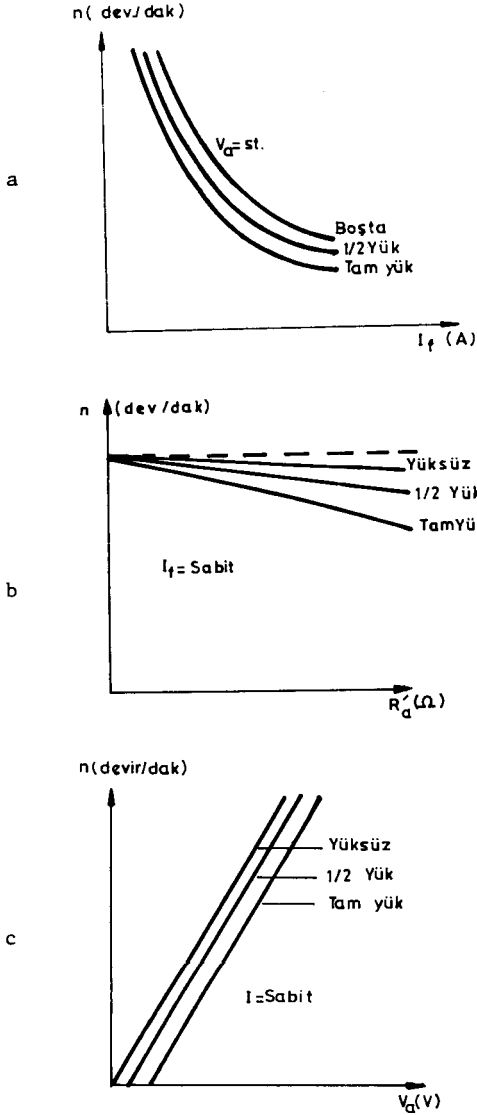
Şekil-1 Serbest uyarmalı doğru akım makinasının eşdeğer devresi

görülmektedir. Buna karşın, uyarma akımı artırılarak devir sayısı düşürülebilirse de uyarma devresinden geçirilebilecek maksimum akım değeri sınırlı olduğundan bu yöntem düşük hızların elde edilmesi için elverişli değildir.

Endüvi devresine direnç eklenmesi durumunda sabit yük momenti için devir sayısının değişimi Şekil 2.b 'de verilmiştir. Eğrilerden açıkça görüleceği gibi, endüvi devresine direnç eklenmesi durumunda devir sayısını sadece azaltma olanağı vardır. Ayrıca devir sayısı geniş ölçüde yüke bağımlıdır. Gerçekten, yük momentine bağlı olarak endüvi akımı değişecek, bu da hızın değişmesine yol açacaktır. Bu yöntemin bir başka sakıncası da, endüvi devresine seri bağlanacak olan dirençte önemli düzeyde Joule kaybının ortaya çıkmasıdır. Bu yüzden, modern sürücü düzeneklerde endüvi devresine seri direnç bağlayarak yapılan hız ayarı fazlaca rağbet görmemekte ve küçük motorların dışında çok sınırlı uygulama alanı bulmaktadır.

Serbest uyarmalı doğru akım motorunun en etkin hız denetimi endüvi uç gerilimi V_a nın değiştirilmesiyle yapılmaktadır. Şekil-2.c 'de verilen eğrilerden, uç geriliminin değişmesiyle devir sayısının çok geniş bir aralıkta ve hemen doğrusal biçimde ayarlanabildiği görülmektedir.

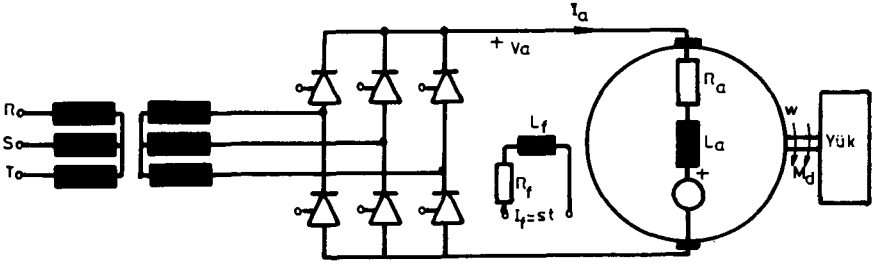
Doğru akım makinalarında uyarma sargısının beslenme biçimine göre (serbest, şönt, seri ve karma uyarma) farklı hız-moment karakteristikleri



Şekil-2 Serbest uyarımalı doğru akım motorunun hız özgeçirileri

elde edilir. Kontrol düzenlerinde, hız ayarının kolaylığı ve esnekliği nedeniyle genellikle serbest uyarma durumu tercih edilmektedir.

Endüvi gerilimi değiştirilerek yapılan hız denetiminde en önemli sorun, değişken doğru gerilimin elde edilmesidir. Bu amaçla önceleri Ward-Leonard grupları ve tek endüvili döner çeviriciler (komütatris) kullanılmaktaydı. TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI - GÜÇ ELEKTRONİĞİ



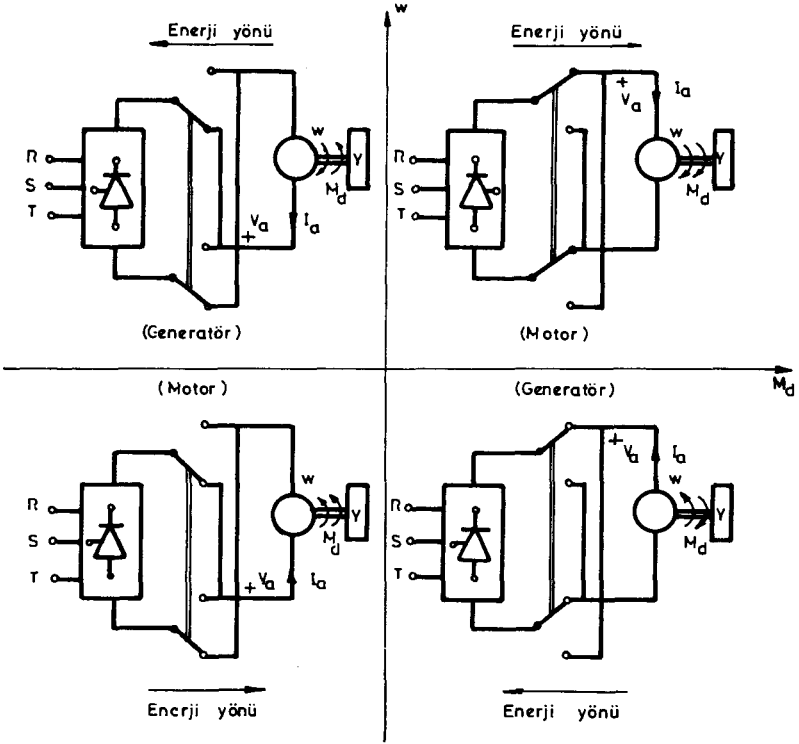
Şekil-3 Üç fazlı doğrultucu yardımıyla açık çevrimli D.A. motoru hız kontrolü

nılmıştır. Güç elektroniğinin gelişmesi sonucunda ise, başta sayılan üstünlükleri nedeniyle denetimli doğrultucu devreler geniş ölçüde elektromekanik düzenlerin yerini almıştır.

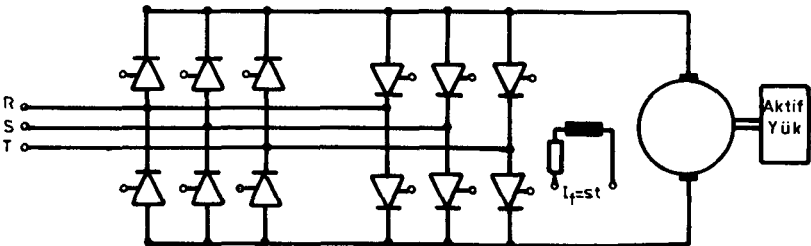
Şekil3 te serbest uyarmalı bir doğru akım motorunun üç fazlı, denetimli doğrultucu yardımıyla açık çevrimli hız denetimi için bir ilke şeması görülmektedir. Burada, tristörlerin tetikleme açıları değiştirilerek V_a endüvi geriliminin etkin değeri değiştirilir, dolayısıyla motorun hızı istenen biçimde ayarlanabilir.

Tristörlü doğrultucu devreler yardımıyla doğru akım makinalarının geribeslemeli denetimi de mümkün olmaktadır. Şekil 4'te görülen böyle bir düzende, motor miline bağlı takometreden alınan hızla orantılı gerilim referans gerilimle karşılaştırılarak tetikleme devresine uygulanmıştır. Böylece referans işaret ile takometre geriliminin arasındaki farka bağlı bir tetikleme açısı elde edilmekte ve motorun hızı, kapalı çevrimli olarak denetlenmektedir. Referans işaretinin sabit olması özel hali, hızın sabit tutulduğu regülatör durumudur. Buna karşın bir çok uygulamada referans işaret belli bir biçimde değiştirilerek motor hızının zamana göre istenen biçimde değişmesi sağlanmaktadır.

Özellikle vinç, asansör ve çeşitli taşıt araçları gibi aktif yüklerin tahrikinde elektrik makinalarının önemli bir üstünlüğü de frenleme sırasında şebekeye enerji verebilme özelliğidir. Mekanik frenleme ve direnç üzerinden frenleme gibi yöntemlerde ısıya dönüşen kayıp enerjinin uygun güç elektroniği devreleriyle yapılan "rejeneratif"



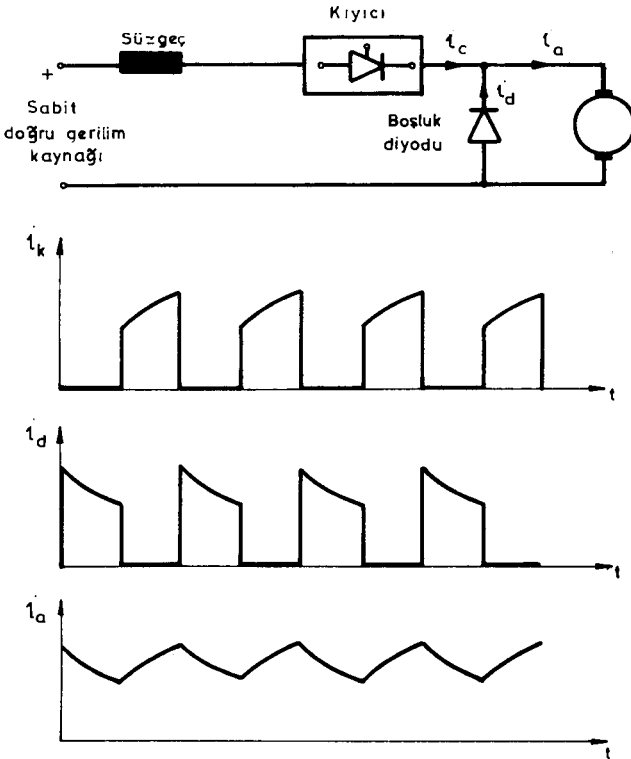
Şekil-5 D.A. motorunun dört bölgede çalışması



Şekil-6 Antiparalel köprü yardımıyla dört bölgede denetim

Doğru akım motorunun hız kontrolunda yukarıda sözü edilen düzenlerden hangisinin seçileceği, tümüyle ekonomik değerlendirmelere bağlıdır. Örneğin motorun sadece bir yönde döndürülmesi ve açık çevrimli denetimi söz konusu ise, bir ya da üç fazlı bir tristör köprüsü yeterli olabilir. Buna karşın motorun iki yönde de döndürülmesi gerekiyorsa, dönüş yönünün ne kadar kısa zamanda ters çevrilmek istendiğine de bağlı olarak komütatörlü veya antiparalel köprülü düzenlerden yararlanılır.

Besleme kaynağı olarak sabit bir doğru gerilim üretici ya da akümülatör bataryası kullanıldığı durumlarda D.A. motorunun hız denetimi bir doğru gerilim kıyıcı devresi yardımıyla yapılabilir. Şekil 7 'de böyle bir düzeneğin temel ilkesi açıklanmıştır. Böyle bir düzenekle motor hızının ayarlanması için genellikle iki yol izlenebilir. Bunlardan biri, darbe/boşluk oranlarının değiştirilmesi, öteki ise, darbe genişliği sabit tutulup, frekansın değiştirilmesidir. Devrenin çalışması sırasın-



Şekil-7 D.A. kıyıcı yardımıyla hız denetimi

da endüvi akımının hızlı değişimleri sonucunda büyükçe bir endüktansa sahip olan endüvide yüksek gerilim endüklenmesi olasıdır. Bu aşırı gerilimin zarar vermesini önlemek amacıyla endüvi uçlarına ters yönde bir diyot yerleştirilmiştir. Bu diyodun işlevi, kıyıcı akımının sıfırdan farklı olduğu darbe süresince endüvi sargısının özendüktansında depolanan enerjinin darbe aralarında boşalması için bir yol oluşturmaktır. Şekilden görüleceği gibi, kıyıcının besleme kaynağından çektiği akım darbe biçimindedir. Kaynağın böyle ani yükselen akım darbesini verebilmesi için çok küçük iç dirence sahip olması gerekir. Uygulamada bu sorunun çözümü için kıyıcının girişine, paralel kapasite ve seri endüktanstan oluşan bir LC devresi yerleştirilir. Böylece akımın ani yükselmesi sırasında kondansatörde depolanan yükten yararlanmış olur.

2.2. Alternatif Akım Makinalarında Hız Denetimi

Alternatif akım makinalarında hız denetimi, doğru akım makinalarına göre biraz daha karmaşık ve sınırlı olmaktadır. Buna karşın, yapım ve kullanım kolaylıkları nedeniyle, bu makinalar daha yaygın bir uygulama alanı bulmuştur. Yüzyılımızın başından beri, alternatif akım makinalarının hız denetim olanaklarını genişletmek amacıyla çalışmalar yapılmış, özel makina türleri geliştirilmiştir. Son yıllarda, güç elektroniği uygulamaları bir ve üç fazlı endüksiyon motorlarının denetiminde çok önemli adımlar atılmasını sağlamıştır. Bugün güç elektroniği düzeneği kullanılarak bu motorların geniş bir bölgede hız denetimi yapılabilmektedir.

Alternatif akım makinalarının içinde uygulamada en çok karşılaşılanlar, endüksiyon motorları (asenكرون motorlar) ve senkron motorlardır. Bu motorlar ilke olarak stator ve rotor döner alanlarının etkileşimi sonucunda enerji dönüşümü yaparlar. Senkron makina enerji dönüşümünün gerçekleşmesi için rotorun stator döner alanıyla aynı hızda dönmesi gerekir. Dolayısıyla rotor hızı stator besleme geriliminin frekansı ile orantılıdır. Senkron hız olarak adlandırılan bu değer,

$$n_s = \frac{60f}{2p} \quad (7)$$

bağıntısıyla bulunur. Burada f stator geriliminin frekansı, $2p$ ise toplam kutup sayısıdır.

Endüksiyon motorlarında ise, rotor hiçbir zaman senkron hızda dönmez.

Stator döner alanıyla rotor arasındaki hız farkı, rotor sargılarında gerilim endüklenmesine yol açar. Bunun sonucunda stator ve rotor akımlarının çarpımıyla yaklaşık olarak orantılı bir moment elde edilecektir.

Üç fazlı gerilimle beslenen stator sargıları doğal olarak döner alan meydana getirmektedir. Bir fazlı sargı durumunda ise, döner alanın meydana gelebilmesi için özel önlemler alınması gerekir. Bunlardan biri, ana sargıdakinden farklı fazda akım taşıyan bir yardımcı sargının kullanılmasıdır.

Alternatif akım motorlarının hızını değiştirmek amacıyla genel olarak, gerilimin etkin değerini ve/veya frekansını değiştirebilen düzeneklerden yararlanılır. Endüksiyon motorlarında hız ayarı için uygulamada başlıca üç yöntem kullanılmaktadır:

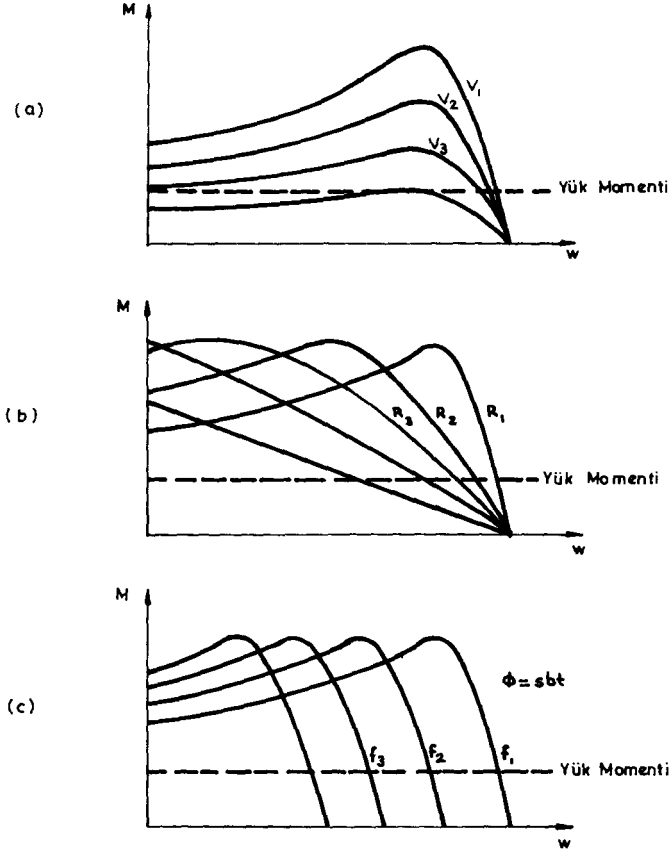
- Stator gerilimin etkin değerinin değiştirilmesi
- Rotor devresinin toplam direncinin değiştirilmesi
- Stator geriliminin frekansının değiştirilmesi

Bu yöntemlerin herbiri için hız değişimleri, hız-moment özdeşlikleri yardımıyla Şekil 8 'de açıklanmıştır.

a) Stator gerilimi değiştirilerek hız denetimi:

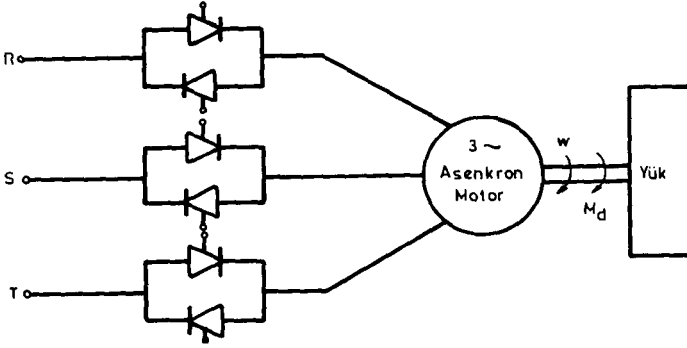
Stator geriliminin anma değerinin altına düşürülmesi halinde endüklenen momentin düştüğü ve yükün değerine göre denge noktasının düşük hızlarda gerçekleştiği Şekil 8.a 'da görülmektedir. Bu yöntemle sadece yüklü hızın düşürülebileceği açıkça görülmektedir. Öte yandan, küçük yük momentlerinde hız değişiminin az olması; büyükçe yük momentlerinde ise gerilimin düşürülmesiyle devrilme sınırında yüklenme riskinin bulunması yöntemin başta gelen sakıncalarıdır.

Şekil 9'da tristörlü bir değişken gerilim kıyıcı devrenin endüksiyon motorunun hız denetiminde kullanılması gösterilmiştir. Böyle bir devrenin iki önemli kısıtlaması bulunmaktadır. Birincisi, bilindiği gibi üç fazlı değişken gerilim kıyıcıda uç gerilimi sadece tetikleme açısına değil, aynı zamanda yükün güç faktörüne bağlıdır. Endüksiyon motorlarında güç faktörü yük momenti ile değişir. Dolayısıyla makinanın yüklenmesine bağlı olarak stator gerilimi de değişecek, bu da istenmeyen



Şekil-8 Asenkron motorlara ilişkin hız-moment özgeğrileri

hız değişimlerine yol açacaktır. İkinci sakınca kıyıcı çıkışındaki, çok fazla harmonik içeren akımın stator ve rotorda istenmeyen ek girdap akımlarına ve kayıplara neden olmasıdır. Bunların sonucunda, böyle bir denetim uygulanacaksa; kıyıcı, motor ve yükün birlikte göz-önüne alınarak analiz edilmesi, ayrıca kararlı bir çalışma sağlamak için takometre üzerinden geribesleme yapılması gerekebilir.



Şekil-9 Değişken gerilim kıyıcı ile asenkron motor hız denetimi

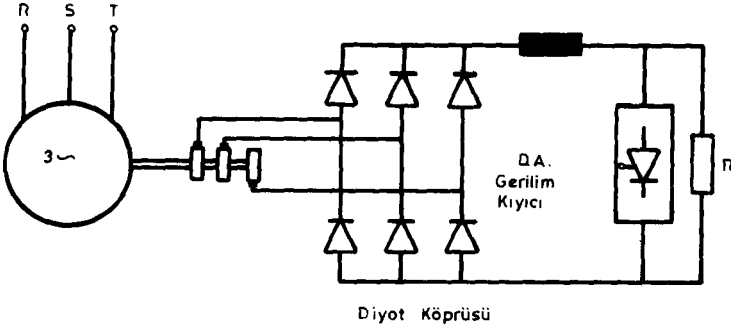
b) Rotor devresinin direncini değiştirerek hız denetimi:

Asenkron motorun rotor devresine değişik dirençler eklenmesi durumunda hız-moment özgeğrisi Şekil 8.b 'de gösterilen biçimde olmaktadır. Rotoru sargılı endüksiyon motorlarının (bilezikli asenkron motorlar) hız denetimi için bu yöntem çok uzun zamandan beri kullanılmaktadır. Ancak büyük güçlerde uygun ayarlı direncin bulunması uygulamada sorun yaratabilmektedir. Güç elektroniği düzenleri kullanıldığı takdirde, değişken dirence gerek olmadan bu yöntemin uygulanması olasıdır. Şekil 10 'da böyle bir düzen gösterilmiştir. Şekil 11 'deki devrede ise, verimi artırmak amacıyla rotordan alınan enerjinin direnç üzerinde harcanması yerine şebekeye geri verilmesi sağlanmıştır.

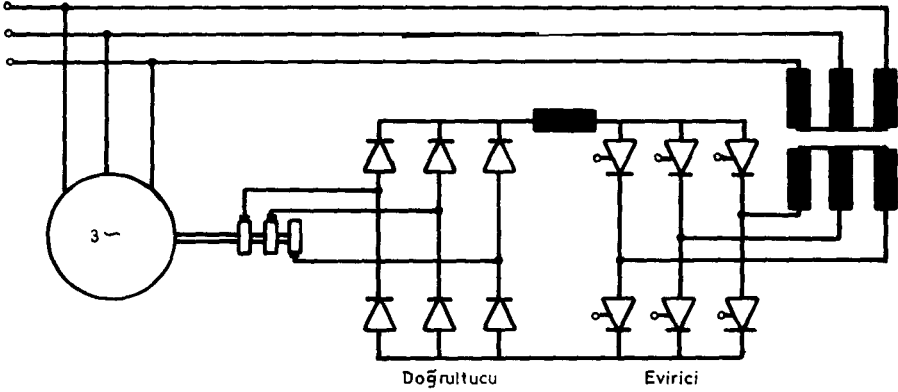
c) Değişken frekanslı gerilimle hız denetimi:

Stator besleme geriliminin frekansı doğrudan doğruya senkron hızı belirlemektedir. Bu yüzden, değişken frekanslı stator gerilimiyle asenkron makinanın hızı geniş bir aralıkta değiştirilebilir. Üç fazlı, 2p kutuplu bir asenkron motor için momentin maksimum değeri (devrilme momenti);

$$M_{e,max} = K \phi^2 \frac{\omega_m R_r^1}{(R_r^1)^2 + (\omega_m L_r^1)^2} \quad (8)$$



Şekil-10 Rotordan görülen direncin ortalama değeri değiştirilerek hız ayarı



Şekil-11 Rotordan şebekeye enerji verilerek hız ayarı

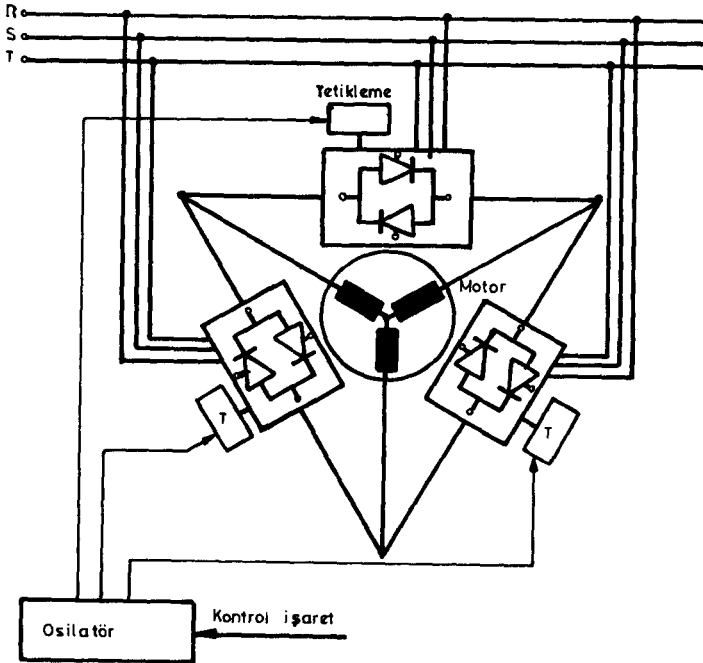
biçiminde ifade edilebilir. Burada f_s stator geriliminin frekansı, $\omega_m = R'_r/L'_r$ devrilme momentine ilişkin kayma açısal frekansdır. Bu ifadeden görüleceği gibi, devrilme momenti hava aralığı akısının karesi ile orantılıdır.

$$\phi \approx k \cdot \frac{V_s}{f_s} \quad (9)$$

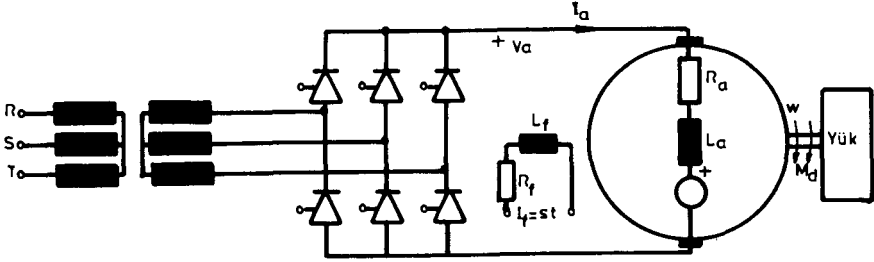
olduğuna göre, devrilme momentinin değişmemesi istenirse V_s/f_s oranının sabit tutulması gerekir. Diğer bir deyişle, frekans değiştirilerek hız ayarı yapılırken devrilme momentinin sabit kalması için stator geriliminin de uygun biçimde değiştirilmesi zorunludur. Şekil 8.c 'de V_s/f_s oranı sabit kalmak koşuluyla hem frekans hem de stator geriliminin değiştirilmesi durumunda hız-moment özeğrileri gösterilmiştir.

Genlik ve frekansı değiştirilebilen uç geriliminin elde edilmesi için buğun uygulamada bir ya da uç fazlı evirici düzenekleri kullanılmaktadır. Şekil 12 'de uç fazlı bir çevrim çevirici yardımıyla asenkron motor hız denetimine bir örnek görülmektedir. Böyle bir düzenek yardımıyla motor her iki yönde çalıştırılabilir ve frenleme sırasında besleme sistemine enerji aktarılabilir. Buna karşın aşağıdaki sınırlamalar gözönünde bulundurulmalıdır :

- Sinüs eğrisine yeterince yakın bir gerilim değişimi ancak besleme frekansının ute birine kadar frekans değerleri için elde edilebilir. Bu sınırın ötesinde gerilim değişimi sinüs biçiminden uzaklaşacağından armonikler motorun çalışmasına istenmeyen etkiler yaparlar.



Şekil-12 Uç fazlı çevrim evirici ile asenkron motor hız denetimi



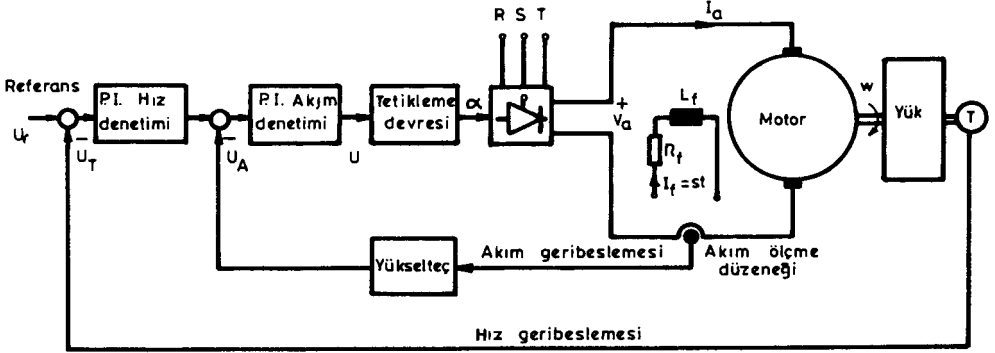
Şekil-3 Üç fazlı doğrultucu yardımıyla açık çevrimli D.A. motoru hız kontrolü

nılmıştır. Güç elektroniğinin gelişmesi sonucunda ise, başta sayılan üstünlükleri nedeniyle denetimli doğrultucu devreler geniş ölçüde elektromekanik düzenlerin yerini almıştır.

Şekil3 te serbest uyarmalı bir doğru akım motorunun üç fazlı, denetimli doğrultucu yardımıyla açık çevrimli hız denetimi için bir ilke şeması görülmektedir. Burada, tristörlerin tetikleme açıları değiştirilerek V_a endüvi geriliminin etkin değeri değiştirilir, dolayısıyla motorun hızı istenen biçimde ayarlanabilir.

Tristörlü doğrultucu devreler yardımıyla doğru akım makinalarının geribeslemeli denetimi de mümkün olmaktadır. Şekil 4'te görülen böyle bir düzende, motor miline bağlı takometreden alınan hızla orantılı gerilim referans gerilimle karşılaştırılarak tetikleme devresine uygulanmıştır. Böylece referans işaret ile takometre geriliminin arasındaki farka bağlı bir tetikleme açısı elde edilmekte ve motorun hızı, kapalı çevrimli olarak denetlenmektedir. Referans işaretinin sabit olması özel hali, hızın sabit tutulduğu regülatör durumudur. Buna karşın birçok uygulamada referans işaret belli bir biçimde değiştirilerek motor hızının zamana göre istenen biçimde değişmesi sağlanmaktadır.

Özellikle vinç, asansör ve çeşitli taşıt araçları gibi aktif yüklerin tahrikinde elektrik makinalarının önemli bir üstünlüğü de frenleme sırasında şebekeye enerji verebilme özelliğidir. Mekanik frenleme ve direnç üzerinden frenleme gibi yöntemlerde ısıya dönüşen kayıp enerjinin uygun güç elektroniği devreleriyle yapılan "rejeneratif"



Şekil-4 Geribeslemeli hız denetimi

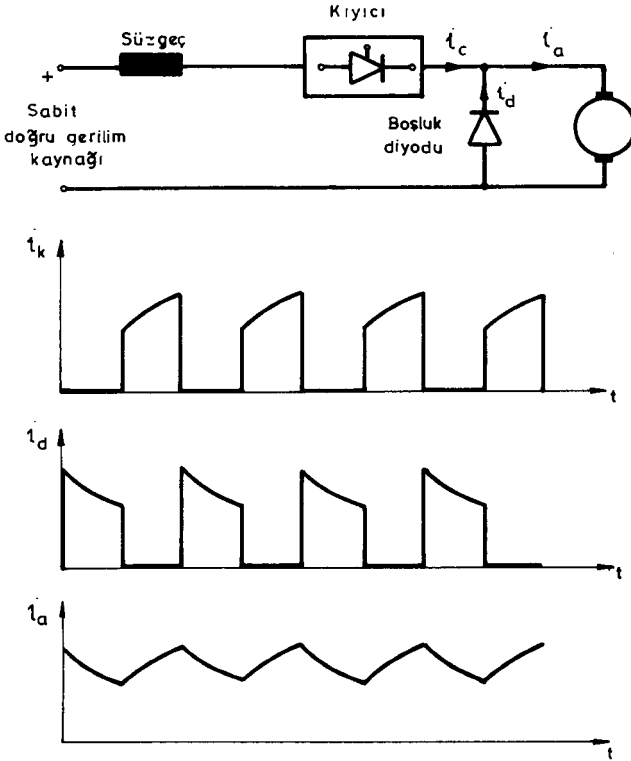
frenleme ile besleme devresine geri verilmesi, enerji tasarrufu açısından büyük önem taşır. Makinanın her iki dönüş yönünde, hem motor hem de generatör olarak enerji dönüşümü yapılabilmesine, "dört bölgede çalışma" denir. Şekil 5 'de denetimli doğrultucuyla dört bölgede çalışan serbest uyarmalı D.A. makinası gösterilmiştir. Burada motorun dönüş yönünü tersine çevirmek amacıyla endüvi uçlarını tersyüz eden bir komütatör anahtar kullanılmıştır. Uyarma alanı, bütün çalışma durumlarında sabit tutulmaktadır. Moment ve dönüş yönü için aynı referans yön pozitif kabul edilirse, makinanın mekanik yanından (milinden) alınan gücün ifadesi

$$P_m = M_d \cdot w \quad (6)$$

biçiminde yazılır. Burada M_d motor milinden alınan döndürme momenti, w ise milin açısal hızıdır. (6) bağıntısından açıkça görüleceği gibi, M_d ve w nin aynı işareti olduğu durumlarda makina motor olarak çalışır ve aldığı elektrik enerjisini mekanik enerjiye çevirir. M_d ve w nin ters işaretli olması durumunda ise, P_m negatif olur. Başka bir deyişle makina milinden aldığı enerjiyi elektrik enerjisine dönüştürmekte yani generatör olarak çalışmaktadır. Bu durumda Şekil 5 'deki devredeki doğrultucu, evirici olarak çalışacak ve besleme kaynağına enerji verilmesi sağlanacaktır. Şekil 6 'da aynı işlemin komütatör anahtar kullanılmadan gerçekleştirilmesi için kullanılabilecek bir antiparalel köprü düzeneği görülmektedir.

Doğru akım motorunun hız kontrolunda yukarıda sözü edilen düzenlerden hangisinin seçileceği, tümüyle ekonomik değerlendirmelere bağlıdır. Örneğin motorun sadece bir yönde döndürülmesi ve açık çevrimli denetimi söz konusu ise, bir ya da üç fazlı bir tristör köprüsü yeterli olabilir. Buna karşın motorun iki yönde de döndürülmesi gerekiyorsa, dönüş yönünün ne kadar kısa zamanda ters çevrilmek istendiğine de bağlı olarak komütatörlü veya antiparalel köprülü düzenlerden yararlanılır.

Besleme kaynağı olarak sabit bir doğru gerilim üretici ya da akümülatör bataryası kullanıldığı durumlarda D.A. motorunun hız denetimi bir doğru gerilim kıyıcı devresi yardımıyla yapılabilir. Şekil 7 'de böyle bir düzeneğin temel ilkesi açıklanmıştır. Böyle bir düzenekle motor hızının ayarlanması için genellikle iki yol izlenebilir. Bunlardan biri, darbe/boşluk oranlarının değiştirilmesi, öteki ise, darbe genişliği sabit tutulup, frekansın değiştirilmesidir. Devrenin çalışması sırasın-



Şekil-7 D.A. kıyıcı yardımıyla hız denetimi

da endüvi akımının hızlı değişimleri sonucunda büyüğe bir endüktansa sahip olan endüvide yüksek gerilim endüklenmesi olasıdır. Bu aşırı gerilimin zarar vermesini önlemek amacıyla endüvi uçlarına ters yönde bir diyot yerleştirilmiştir. Bu diyodun işlevi, kıyıcı akımının sıfırdan farklı olduğu darbe süresince endüvi sargısının özendüktansında depolanan enerjinin darbe aralarında boşalması için bir yol oluşturmaktır. Şekilden görüleceği gibi, kıyıcının besleme kaynağından çektiği akım darbe biçimindedir. Kaynağın böyle ani yükselen akım darbesini verebilmesi için çok küçük iç dirence sahip olması gerekir. Uygulamada bu sorunun çözümü için kıyıcının girişine, paralel kapasite ve seri endüktanstan oluşan bir LC devresi yerleştirilir. Böylece akımın ani yükselmesi sırasında kondansatörde depolanan yükten yararlanılmış olur.

2.2. Alternatif Akım Makinalarında Hız Denetimi

Alternatif akım makinalarında hız denetimi, doğru akım makinalarına göre biraz daha karmaşık ve sınırlı olmaktadır. Buna karşın, yapım ve kullanım kolaylıkları nedeniyle, bu makinalar daha yaygın bir uygulama alanı bulmuştur. Yüzyılımızın başından beri, alternatif akım makinalarının hız denetim olanaklarını genişletmek amacıyla çalışmalar yapılmış, özel makina türleri geliştirilmiştir. Son yıllarda, güç elektroniği uygulamaları bir ve üç fazlı endüksiyon motorlarının denetiminde çok önemli adımlar atılmasını sağlamıştır. Bugün güç elektroniği düzeneği kullanılarak bu motorların geniş bir bölgede hız denetimi yapılabilmektedir.

Alternatif akım makinalarının içinde uygulamada en çok karşılaşılanlar, endüksiyon motorları (asenكرون motorlar) ve senkron motorlardır. Bu motorlar ilke olarak stator ve rotor döner alanlarının etkileşimi sonucunda enerji dönüşümü yaparlar. Senkron makinada enerji dönüşümünün gerçekleşmesi için rotorun stator döner alanıyla aynı hızda dönmesi gerekir. Dolayısıyla rotor hızı stator besleme geriliminin frekansı ile orantılıdır. Senkron hız olarak adlandırılan bu değer,

$$n_s = \frac{60f}{2p} \quad (7)$$

bağıntısıyla bulunur. Burada f stator geriliminin frekansı, 2p ise toplam kutup sayısıdır.

Endüksiyon motorlarında ise, rotor hiçbir zaman senkron hızda dönmez.

Stator döner alanıyla rotor arasındaki hız farkı, rotor sargılarında gerilim endüklenmesine yol açar. Bunun sonucunda stator ve rotor akımlarının çarpımıyla yaklaşık olarak orantılı bir moment elde edilecektir.

Üç fazlı gerilimle beslenen stator sargıları doğal olarak döner alan meydana getirmektedir. Bir fazlı sargı durumunda ise, döner alanın meydana gelebilmesi için özel önlemler alınması gerekir. Bunlardan biri, ana sargıdakinden farklı fazda akım taşıyan bir yardımcı sargının kullanılmasıdır.

Alternatif akım motorlarının hızını değiştirmek amacıyla genel olarak, gerilimin etkin değerini ve/veya frekansını değiştirebilen düzeneklerden yararlanılır. Endüksiyon motorlarında hız ayarı için uygulamada başlıca üç yöntem kullanılmaktadır:

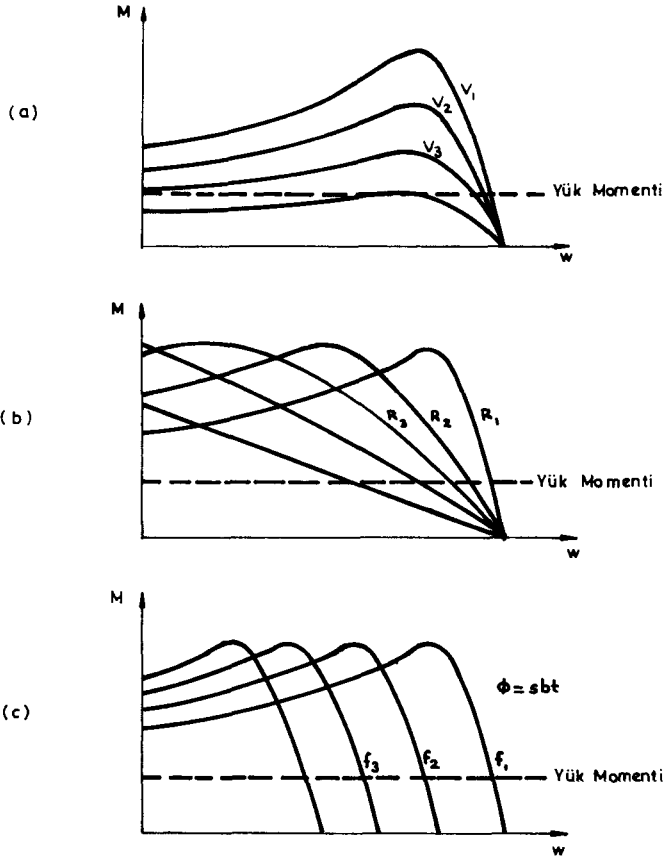
- Stator gerilimin etkin değerinin değiştirilmesi
- Rotor devresinin toplam direncinin değiştirilmesi
- Stator geriliminin frekansının değiştirilmesi

Bu yöntemlerin herbiri için hız değişimleri, hız-moment özdeşlikleri yardımıyla Şekil 8 'de açıklanmıştır.

a) Stator gerilimi değiştirilerek hız denetimi:

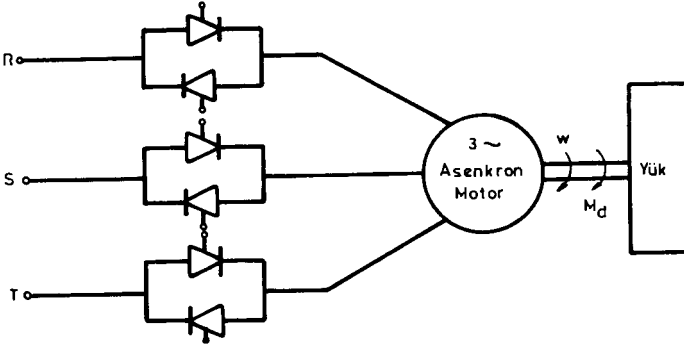
Stator geriliminin anma değerinin altına düşürülmesi halinde endüklenen momentin düştüğü ve yükün değerine göre denge noktasının düşük hızlarda gerçekleştiği Şekil 8.a 'da görülmektedir. Bu yöntemle sadece yüklü hızın düşürülebileceği açıkça görülmektedir. Öte yandan, küçük yük momentlerinde hız değişiminin az olması; büyükçe yük momentlerinde ise gerilimin düşürülmesiyle devrilme sınırında yüklenme riskinin bulunması yöntemin başta gelen sakıncalarıdır.

Şekil 9'da tristörlü bir değişken gerilim kısıyıcı devrenin endüksiyon motorunun hız denetiminde kullanılması gösterilmiştir. Böyle bir devrenin iki önemli kısıtlaması bulunmaktadır. Birincisi, bilindiği gibi üç fazlı değişken gerilim kısıyıcıda uç gerilimi sadece tetikleme açısına değil, aynı zamanda yükün güç faktörüne bağlıdır. Endüksiyon motorlarında güç faktörü yük momentini ile değişir. Dolayısıyla makinanın yüklenmesine bağlı olarak stator gerilimi de değişecek, bu da istenmeyen



Şekil-8 Asenkron motorlara ilişkin hız-moment özgeğrileri

hız değişimlerine yol açacaktır. İkinci sakınca kıyıcı çıkışıındaki, çok fazla harmonik içeren akımın statorda ve rotorda istenmeyen ek girdap akımlarına ve kayıplara neden olmasıdır. Bunların sonucunda, böyle bir denetim uygulanacaksa; kıyıcı, motor ve yükün birlikte gözönüne alınarak analiz edilmesi, ayrıca kararlı bir çalışma sağlamak için takometre üzerinden geribesleme yapılması gerekebilir.



Şekil-9 Değişken gerilim kıyıcı ile asenkron motor hız denetimi

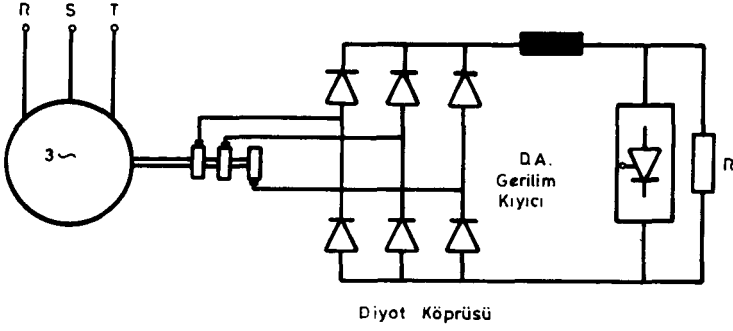
b) Rotor devresinin direncini değiştirerek hız denetimi:

Asenkron motorun rotor devresine değişik dirençler eklenmesi durumunda hız-moment özgeğrisi Şekil 8.b 'de gösterilen biçimde olmaktadır. Rotoru sargılı endüksiyon motorlarının (bilezikli asenkron motorlar) hız denetimi için bu yöntem çok uzun zamandan beri kullanılmaktadır. Ancak büyük güçlerde uygun ayarlı direncin bulunması uygulamada sorun yaratabilmektedir. Güç elektroniği düzenleri kullanıldığı takdirde, değişken dirence gerek olmadan bu yöntemin uygulanması olasıdır. Şekil 10 'da böyle bir düzen gösterilmiştir. Şekil 11 'deki devrede ise, verimi artırmak amacıyla rotordan alınan enerjinin direnç üzerinde harcanması yerine şebekeye geri verilmesi sağlanmıştır.

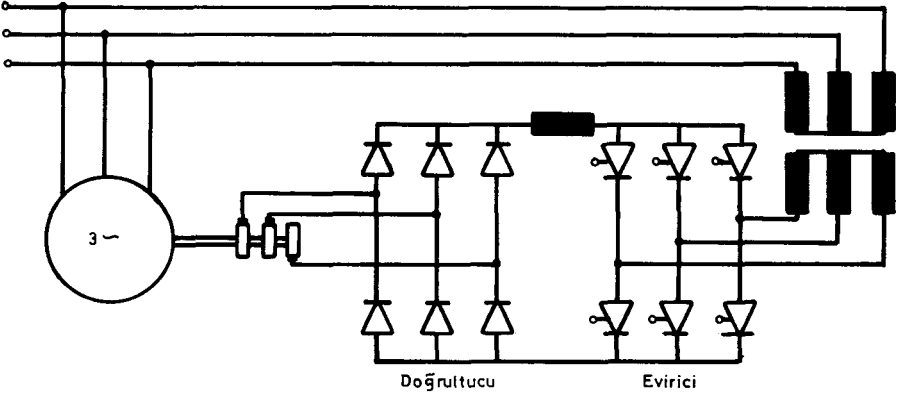
c) Değişken frekanslı gerilimle hız denetimi:

Stator besleme geriliminin frekansı doğrudan doğruya senkron hızı belirlemektedir. Bu yüzden, değişken frekanslı stator gerilimiyle asenkron makinanın hızı geniş bir aralıkta değiştirilebilir. Üç fazlı, 2p kutuplu bir asenkron motor için momentin maksimum değeri (devrilme momenti);

$$M_{e,max} = K \phi^2 \frac{\omega_m R_r'}{(R_r')^2 + (\omega_m L_r')^2} \quad (8)$$



Şekil-10 Rotordan görülen direncin ortalama değeri değiştirilerek hız ayarı



Şekil-11 Rotordan şebekeye enerji verilerek hız ayarı

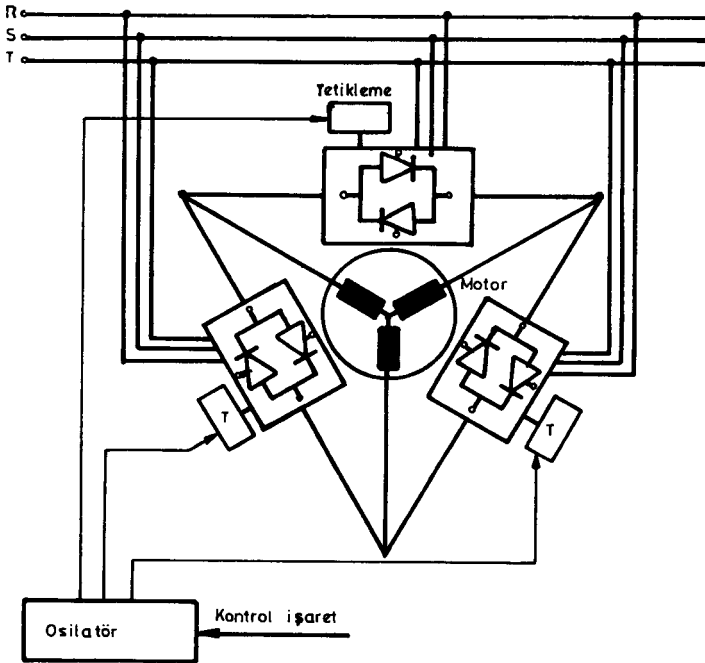
biçiminde ifade edilebilir. Burada f_s stator geriliminin frekansı, $\omega_m = R'_R/L'_R$ devrilme momentine ilişkin kayma açısai frekansıdır. Bu ifadeden görüleceği gibi, devrilme momenti hava aralığı akısının karesi ile orantılıdır.

$$\phi \cong k \cdot \frac{V_s}{f_s} \quad (9)$$

olduğuna göre, devrilme momentinin değişmemesi istenirse V_S/f_S oranının sabit tutulması gerekir. Diğer bir deyişle, frekans değiştirilerek hız ayarı yapılırken devrilme momentinin sabit kalması için stator geriliminin de uygun biçimde değiştirilmesi zorunludur. Şekil 8.c 'de V_S/f_S oranı sabit kalmak koşuluyla hem frekans hem de stator geriliminin değiştirilmesi durumunda hız-moment özeğrileri gösterilmiştir.

Genlik ve frekansı değiştirilebilen uç geriliminin elde edilmesi için bugün uygulamada bir ya da üç fazlı evirici düzenekleri kullanılmaktadır. Şekil 12 'de üç fazlı bir çevrim çevirici yardımıyla asenkron motor hız denetimine bir örnek görülmektedir. Böyle bir düzenek yardımıyla motor her iki yönde çalıştırılabilir ve frenleme sırasında besleme sistemine enerji aktarılabilir. Buna karşın aşağıdaki sınırlamalar gözönünde bulundurulmalıdır :

- Sinüs eğrisine yeterince yakın bir gerilim değişimi ancak besleme frekansının üçte birine kadar frekans değerleri için elde edilebilir. Bu sınırın ötesinde gerilim değişimi sinüs biçiminden uzaklaşacağından armonikler motorun çalışmasına istenmeyen etkiler yaparlar.

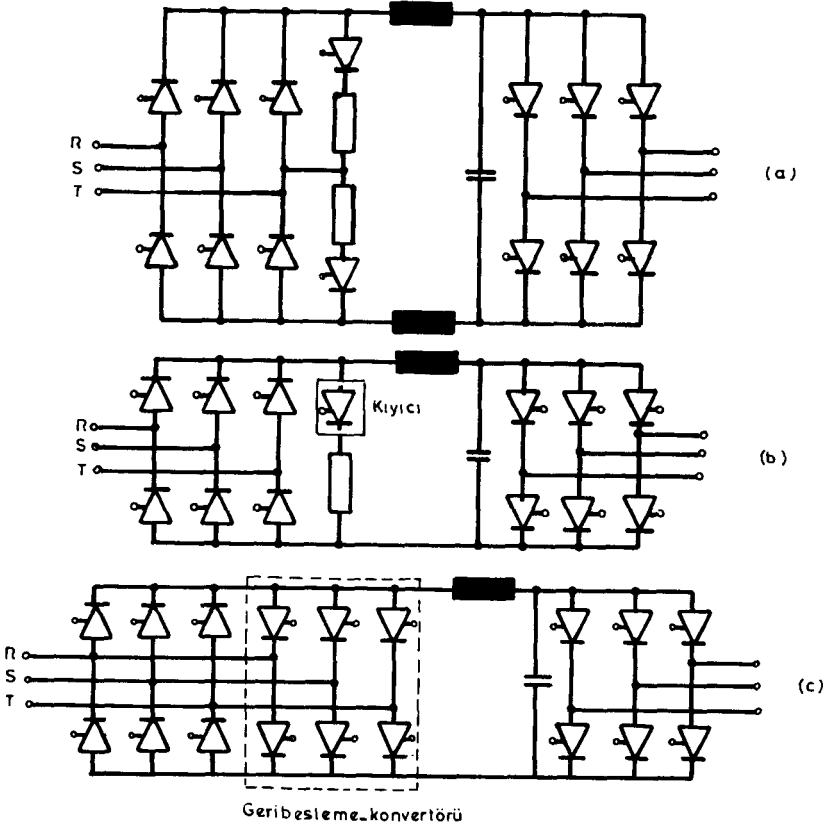


Şekil-12 Üç fazlı çevrim evirici ile asenkron motor hız denetimi

- Besleme noktasında güç faktörü motorun hızına göre değişir. Özellikle düşük hızlarda güç faktörü çok küçüktür.

Yukarıda sayılan sınırlamaların yanında, çevrim evirici devrelerinde tristör sayısının çok fazla olması maliyet yönünden bir olumsuzluk olarak değerlendirilebilir. Uygulamada kullanılan devrelerin birçoğunda en az 18 tristör kullanılmaktadır.

Bir ve üç fazlı asenkron motorların hız denetiminde, hem genliği hem de frekansı değiştirilebilen zorunlu aktarımlı eviriciler de kullanılabilir. Bu devreler anahtarlama biçiminde çalıştığından uç gerilimi kare dalga benzeri ya da darbe genişlik modülasyonlu olacaktır. Asenkron motor hız denetimi için kullanılan bazı evirici düzenekleri Şekil 13 'de gösterilmiştir.



Şekil-13 Hız denetiminde kullanılan evirici düzenekleri

Yüksek hızlarda çalışma için yaklaşık kare dalga biçiminde bir besleme gerilimi yeterlidir. Buna karşın düşük hızlarda böyle bir gerilim değişimiyle motorun yeterince düzenli çalışmasını sağlamak güçtür. Darbe genişlik modülasyonlu (PWM) devreler kullanılması halinde geniş bir aralıkta motorun hız denetimi yapılabilir.

3. YEDEK VE KESİNTİSİZ ÇÜÇ KAYNAKLARI

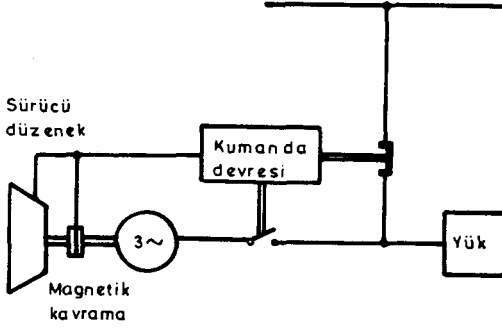
Gündelik yaşantıda ve endüstride kullanılan bazı elektriksel ya da elektronik düzeneklerin, işlevleri gereği, kısa süre de olsa enerjisiz kalmaları önemli sakıncalara yol açabilir. Bilgisayar sistemleri, hayati önem taşıyan tıbbi cihazlar, önemli hacimlerin aydınlatması, haberleşme düzenekleri, askeri ya da sivil amaçlı sinyalizasyon, gözlem, kontrol ve kumanda düzenekleri bunlara örnektir. Bu tür düzeneklerin bağlandığı besleme sistemlerinde, arıza ya da bakım-onarım nedeniyle zorunlu bir kesinti olması durumunda yeteri kadar kısa sürede devreye gerebilecek yedek bir güç kaynağına gerek duyulur.

Yükün besleme özellikleri ve en çok ne kadar bir süre enerji kesintisine izin verilebileceği gibi etkenler gözönünde tutularak az ya da çok karmaşık bir yedek besleme sistemi seçilebilir. Doğru gerilimle beslenen bir yük için çoğu kez uygun gerilimde bir akümülatör bataryası yeterli olmaktadır. Buna karşın, uygulamada karşılaşılan yüklerin büyük bir bölümü alternatif gerilimle çalışmaktadır. Bu yüklerin enerji kesintisi sırasında beslenmesi için benzin ya da diesel motoruyla sürülen bir alternatörden oluşan dinamik bir düzenek kullanılabileceği gibi, yarıiletken elemanlarla gerçekleştirilen statik düzeneklerden de yararlanılabilir. Bu bölümde, güç elektroniği uygulaması olarak statik güç kaynakları incelenecektir. Ancak, karşılaştırma amacıyla dinamik besleme sistemlerine de kısaca değinilmiştir.

a) Dinamik yedek besleme sistemleri :

Dinamik besleme sistemleri temelde, elektriksel olmayan bir makina yardımıyla sürülen generatörden meydana gelir. Uygulamada en çok benzin ya da diesel motoruyla sürülen senkron generatörler kullanılmaktadır. Böyle bir besleme sisteminin ilke şeması Şekil 14 'de verilmiştir.

Dinamik besleme sistemlerinin en başta gelen sorunlarından biri, devreye girme süresindeki gecikmedir. Tümüyle hareketsiz durumda bulunan bir



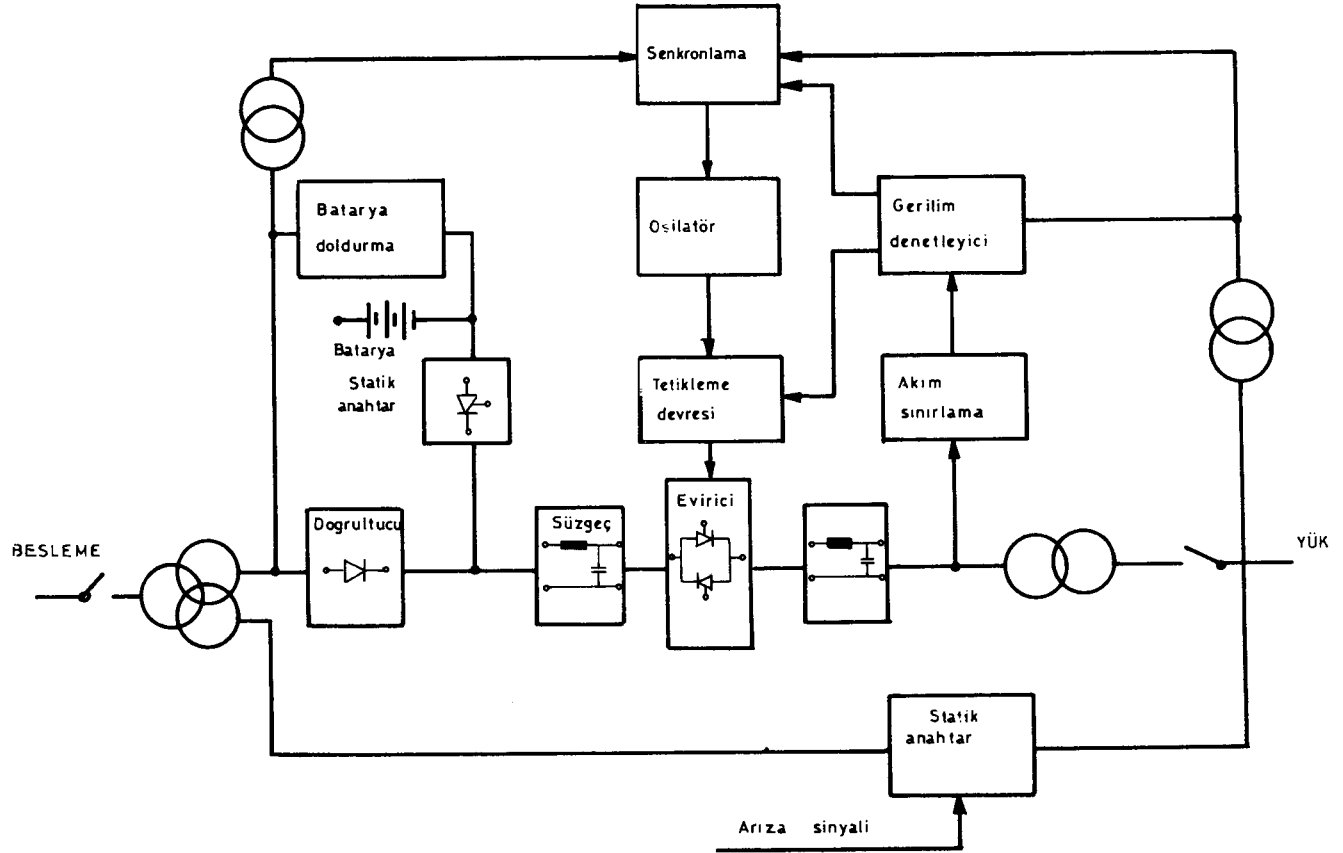
Şekil-14 Dinamik yedek besleme düzeneği

motor-generatör grubuna yol verme işlemi, güce göre değişmekle beraber, en az dakikalar düzeyinde bir zaman alır. Bilgisayarlar, kontrol-kumanda düzenekleri gibi tüketiciler için bu süre oldukça uzundur. Motor-generatör gruplarının devreye girme süresini kısaltmak üzere çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. Bunlardan biri, şebekede enerji bulunduğu sürece senkron makinanın motor olarak boşta çalıştırılmasıdır. Diesel motor ile senkron makinanın mekanik bağlantısı bir elektromagnetik kavrama yardımıyla yapılmıştır. Şebekede kesinti olduğu anda kavrama çalışarak her iki makinanın millerini birleştirir. Böylece senkron makina, rotorun ve varsa bir volanın eylemsizliği sayesinde diesel motorun kısa zamanda yol almasını sağlar.

Motor-generatör grupları, statik düzeneklere göre daha fazla bakım gerektirirler. Öte yandan, yukarıda açıklandığı gibi devreye girme süresini kısaltmak amacıyla senkron makinanın sürekli olarak boşta çalıştırılması halinde gözardı edilemeyecek düzeyde enerji kaybı ortaya çıkabilir. Bu tür düzenlerin kuruluş ve işletme maliyetlerinin iyi değerlendirilmesi ve seçim yapılırken gözönünde tutulması gerekir.

b) Statik güç kaynakları :

Statik güç kaynakları ilke olarak bir akümülatör bataryası, doldurma devresi ve eviriciden oluşur. Yükün beslenmesi genellikle iki şekilde sağlanabilir :



Şekil-16 Geribeslemeli kesintisiz güç kaynağı
TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI - GÜÇ ELEKTRONİĞİ

4. AKÜMÜLATÖR DOLDURMA DÜZENEKLERİ

Elektrik enerjisinin depolanarak daha sonra tüketilmesini gerektiren uygulama alanlarında çoğunlukla akümülatör bataryaları kullanılmaktadır. Değişik tür, boyut ve yapıdaki akümülatörlerin ortak özelliği, kullanılabilir ömürlerinin geniş ölçüde, doldurma ve boşaltma süreçlerindeki elektriksel koşullara bağlı olmasıdır. Boşaltma süreci, doğal olarak yükün özellikleriyle belirlenmiştir. Bu nedenle belli bir yükün beslenmesi için uygun kapasitede akümülatörün seçilmiş olması gerekir. Öte yandan bataryanın uzun süre sağlıklı biçimde hizmet verebilmesi için uygun bir yöntemle doldurulması ve kullanıma hazır tutulması önemlidir.

Akümülatör bataryaları doldurulurken aşağıdaki özellikler gözönünde bulundurulmalıdır:

- Boşalmış bir akümülatörün uç gerilimi düştüğünden, doldurma akımı başlangıçta nisbeten yüksek olabilir.
- Akümülatör doldukça uç gerilimi yükseleceğinden doldurma akımı azalabilir.
- Akümülatör tümüyle dolmuş da olsa, bu durumunu koruması için düşük düzeyde bir doldurma akımına gerek olabilir.
- Dolmuş bir akümülatörün gereğinden fazla doldurma akımı ile beslenmesine devam edilecek olursa elektrolitin içinde gaz oluşumu başlar. Bu durumda buharlaşma ile elektrolit eksileceğinden sık sık saf su ile tamamlanması gerekir.
- Bir akümülatör sürekli olarak dolu tutuluyorsa, uç geriliminin hangi değerde korunduğu akümülatörün ömrünü etkiler.
- Doldurma düzeneğinde akım dalgalanmaları olabildiğince düşük düzeyde tutulmalıdır.

Akümülatör bataryaları genellikle, seri bağlı çok sayıda akümülatör biriminden oluşur. Bu birimlerin tek başına gerilimi, kullanılan elektrot malzemesi ve elektrot cinsine göre 1-2 V arasında değişir. Batarya gerilimi olarak, 6 V 12 V ve katları standartlaşmış değerler ise de amaca göre çeşitli uç gerilimlerinde bataryalar düzenlenebilir.

Akümülatör doldurma düzenekleri ilke olarak batarya uç gerilimine uygun
TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI - GÜÇ ELEKTRONİĞİ

metal parça ile kaplama malzemesi olarak kullanılacak bir başka elektrodun bir elektrolit içine batırılarak üzerlerinden akım geçirmeye dayanır. Elektroliz akımı ve süresi kaplama kalınlığını belirlemektedir. Bu şekilde metal yüzeylerin oldukça homojen ve pürüzsüz kaplanması sağlanmış olur. Elektrolitik boyama ise, su esaslı iyonlanmış sıvı boyanın içine batırılan metal elektrotlardan akım geçirilmesiyle gerçekleştirilir.

Yüzey kaplama ve boyama işlemlerinde genellikle büyük akım değerlerine gerek duyulmaktadır. Öte yandan, özellikle sürekli bant sistemi uygulamalarda düzgün kaplama kalınlığı elde edilebilmesi için ani akım değişimlerinin ve dalgalılığın olabildiğince ortadan kaldırılması önemlidir. Bu işlemlerde başka bir önemli nokta da, zaman zaman kısa devre meydana gelmesi olasılığıdır. Elektrolit içinde oluşacak tortular ve elektrotlar üzerindeki aşırı birikimler kısa devreye yol açacağından besleme devresinde önlem alınması gerekir.

Başta bakır ve alüminyum olmak üzere birçok metalin üretim teknolojisi temelde elektroliz işlemine dayanmaktadır. Bu amaçla kullanılan iki farklı yöntem vardır. Birincisi, metal kaplamada olduğu gibi, metal tuzu eriyiğinin elektrolizi, öteki ise yüksek sıcaklıkta ergimmiş halde bulunan metal cevherinin elektrolizi olarak özetlenebilir. İkinci yöntem, özellikle alüminyum üretiminde kullanılmaktadır. Metal üretiminde kullanılan elektroliz birimleri çok düşük gerilim (5 V dolayında) çok yüksek akım (10 000 - 100 000 A) değerinde çalışır. Bu birimlerin seri bağlanmasıyla uç gerilimi toplam 100-850 V düzeyinde olan büyük güçlü elektroliz tesisleri oluşturulmaktadır. Bu düzeneklerin en önemli işletme özellikleri aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- a) Metal üretim proseslerinin kesintisiz olarak çok uzun zaman boyunca çalışması istenir. Bazı birimlerin devre dışı bırakılması durumunda tüm sistemin akımı kesilmemelidir.
- b) Bu tür tesislerin ana girdisi elektrik enerjisi olduğundan yüksek verimle çalışma önemlidir.
- c) Elektrolit içindeki kimyasal reaksiyonlara bağlı olarak akımda ani değişimler meydana gelebilir.
- d) Bazı birimlerde zaman zaman kısa devre oluşabilir.

e) Besleme sistemi elektroliz birimlerinin yakınında bulunduğundan genelde tozlu ve korozif ortamlarda çalışması söz konusudur. Dolayısıyla elektronik devrelerde gerekli önlemler alınmalıdır.

Elektrokimyasal metal işleme, özellikle çok ince ayrıntıların önemli olduğu duyarlı imalat aşamalarında, kalıpcılıkta veya çok sert metal alaşımlarının biçimlendirilmesinde uygulama alanı bulmaktadır. Bu işlem de gene elektroliz temelinde dayanır. Metal işleme ucu ile işlenecek metal arasındaki elektrolit üzerinden geçen akım metal yüzeyin aşındırılmasını sağlar. Bu yöntemle sert metaller oldukça duyarlı bir biçimde işlenebilmektedir.

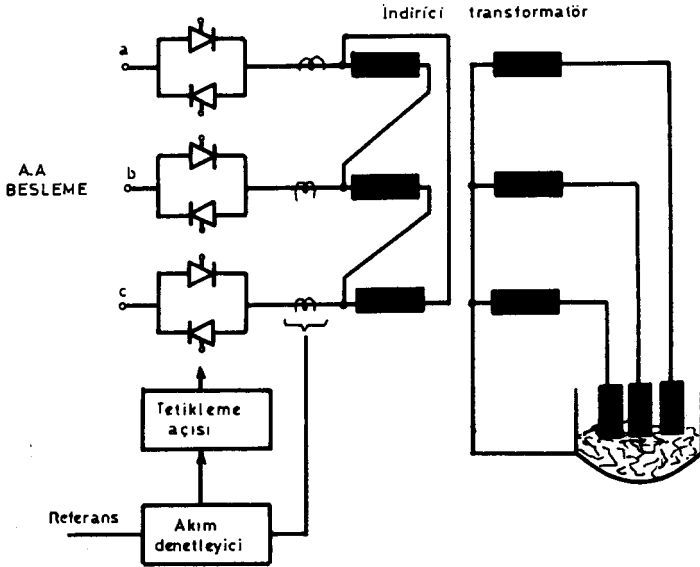
Elektrokimyasal uygulamaların önemli bir bölümü de hidrojen, oksijen, klor gibi gazların elde edilmesinde görülmektedir. Tuz eriyiklerinin elektrolizi, tuzun bileşimine göre elektrotlar civarında belli gazların oluşmasını sağlar. Endüstride büyük miktarda gaz üretimi için doğru akımla elektrolizden yararlanılmaktadır.

Yukarıda sayılan elektrokimyasal uygulamaların tümünde besleme kaynağı olarak denetimli doğrultucu köprü düzenekleri kullanılmaktadır. Bu uygulamalarda şebekeye enerji geri verilmesi söz konusu olmadığından tek yönlü enerji akışı yeterlidir. Öte yandan, bu devrelerin ortak özelliği, alçak gerilimde yüksek akım çıkışı olduğundan genelde paralel bağlı çok sayıda tristörden oluşan gruplardan yararlanılır. Gene bu düzeneklerin tümünde üretim kalitesi açısından dalgalılığın azaltılması ve kısa devreye karşı koruma önem taşır.

6. ELEKTRİKLE ISITMA VE ERGİTME

Elektrikli ısıtma ve ergitme fırınları; yüksek verim, denetim kolaylığı ve temizlik gibi özellikleri nedeniyle sanayide geniş kullanım alanı bulmuştur. Gerçekten, elektrikli ısıtıcılarda ortam sıcaklığı geribeslemeli düzenekler yardımıyla oldukça büyük bir duyarlılıkla denetlenebilmektedir. Ayrıca, vakum ya da asal gaz ortamlarında ısıtma olanağının yanısıra ısıtılan malzemenin kirletilmemesi önemli bir üstünlüktür. Elektrik enerjisinin çok değişik yollardan ısıya dönüştürülebilmesine karşın, en çok aşağıdaki yöntemler en çok kullanılanlardır:

• Dirençle ısıtma



Şekil-19 Ark fırını için statik besleme ve denetim dizgesi

c) Endüksiyonla ısıtma : Endüksiyon fırınlarının çalışması, elektromanyetik endüksiyon ilkesine dayanır. Değişken manyetik alan içinde bulunan iletken malzeme üzerinde endüksiyon yoluyla meydana gelen akım, metalin ısınmasını sağlamaktadır. Endüksiyon fırınları, çekirdekli ve çekirdeksiz olmak üzere iki türde yapılabilir.

Çekirdekli endüksiyon fırınının çalışması, ikincil sargısı kısa devre edilmiş bir transformatöre benzetilebilir. Burada ergitilecek metal bir sarımlık bir ikincil sargı oluşturur. Metal üzerinden akan akım ısı enerjisini açığa çıkartır. Çekirdekli endüksiyon fırınlarının verimi çok yüksektir. Ancak, açıkça anlaşılacağı gibi bu türde demir çekirdeğin varlığı maliyeti artırıcı bir unsurdur. Ayrıca hurda metalin her an çekirdeği halkalayan bir kapalı yol oluşturması gerekir.

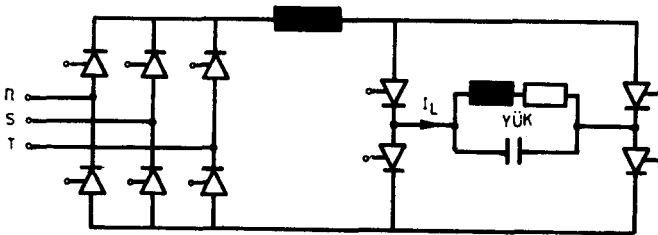
Bu nedenlerle endüstride kullanım alanları sınırlıdır.

Demir çekirdeği bulunmayan endüksiyon fırınlarında sargı potansiyelinin çevresine sarılmıştır. Yolunu metal malzeme üzerinden tamamlayan manyetik akı, bu metalin içinde girdap akımları oluşturur ve ısı enerjisi açığa çıkar. Bu türde, ısıtılacak metalin özgül direnci sargı iletkenine yakınsa, sargılar da önemli ölçüde ısınacağından verim düşer. Buna karşın bu tür endüksiyon fırınları demir-çelik endüstrisinde yeterince verimli çalışmakta ve yaygın olarak kullanılmaktadır.

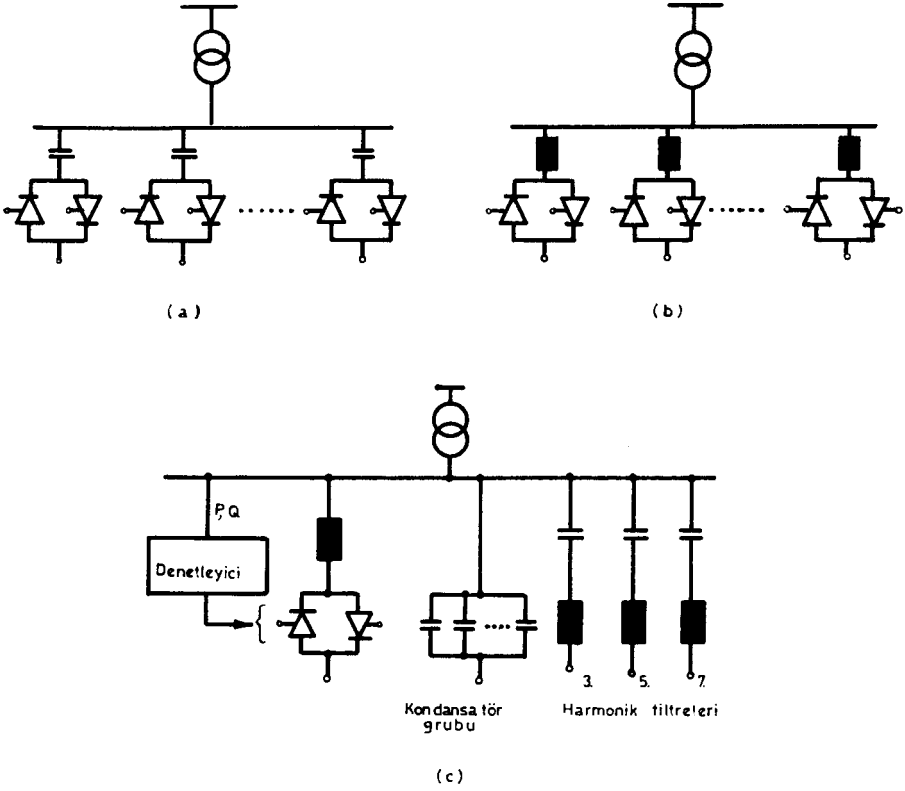
Endüksiyonla ısıtma, ergitmenin dışında çeşitli ısı işlemler (tavlama, yüzey sertleştirme gibi) için de kullanılır. Öte yandan yöntem sürekli bant türünde çalışmaya da uygundur. Isı enerjisi doğrudan doğruya malzeme üzerinde olduğundan düzgün bir dağılım sağlanmaktadır.

Endüksiyon fırınları alçak, orta ve yüksek frekansta çalışacak biçimde tasarlanabilir. 50 Hz - 500 kHz aralığında çalışan endüksiyon fırınları bulunmakla birlikte en yaygın kullanılan frekans bölgesi 500 Hz - 50 kHz aralığıdır.

50 Hz de çalışan endüksiyon fırınlarında basit kontaktör düzenekleriyle aç-kapa denetim yeterli olmaktadır. Orta frekans bölgesinde (500 Hz 10 kHz) ise, tristörlü evirici devreleri kullanılır. Bu devreler genelde üç fazlı gerilimi doğrulttukten sonra istenen frekansta bir fazlı çıkış gerilimi veren bir dönüştürücü şeklinde düzenlenir. Örneğin Şekil 20 'de üç fazlı tristörlü doğrultucu ve bir fazlı eviriciden oluşan bir besleme sistemi görülmektedir. Böyle bir düzenek, metalürjik proses açısından en uygun frekansta uç gerilimi verecek biçimde çalıştırılabilir ya da kapalı çevrimli ve programlı bir ısıtma süreci için uygun bir denetim dizgesiyle birlikte kullanılabilir.



Şekil-20 Endüksiyon fırını besleme sistemi



Şekil-21 Statik kompanzasyon düzenekleri

Yatırım maliyetini düşürmek ve kayıpları azaltmak amacıyla, (c) düzeni (a) ve (b) dekilerden biriyle birlikte kullanılabilir. Bu sistemlerde daha az harmonik oluşmakta, kapasitör ve endüktör grupları arasında yedekleme olanağı nedeniyle güvenilirlik artmaktadır.

8. DOĞRU GERİLİMLE ENERJİ İLETİMİ

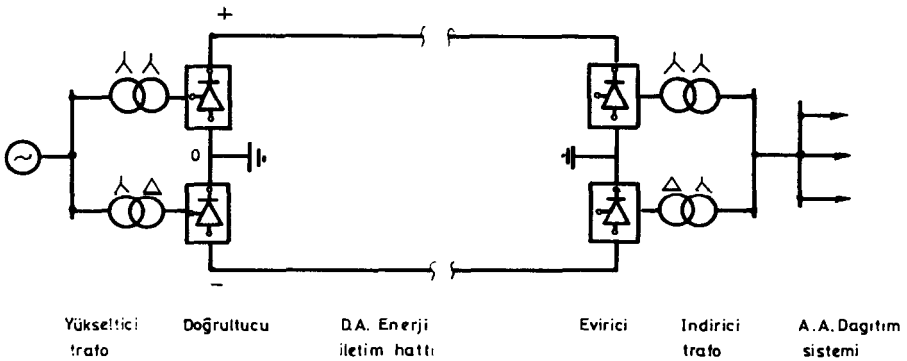
Doğru gerilimle enerji iletimi, aşağıdaki özellikleri nedeniyle son 20-25 yıl içinde giderek artan bir ilgi görmüş ve uygulama alanları bulmuştur:

- D.G. enerji iletim hatları ve taşıyıcı direkleri aynı gerilim düzeyinde A.G. de kullanılanlara göre daha küçük boyutlu ve ekonomiktir.

Dolayısıyla uzak mesafelere büyük miktarda enerji taşınması söz konusu olduğunda yüksek doğru gerilimle (HVDC) iletim, yatırım maliyetinde önemli kazanç sağlamaktadır.

- Doğru gerilimle enerji iletimini iki ayrı enterkonekte sistemin birbirine bağlanmasında kararlılık sorunlarını ortadan kaldırmaktadır. Öte yandan farklı frekansta çalışan (örneğin 50 Hz ve 60 Hz gibi) iki ayrı sistemin arasında doğru gerilimle bağlantı yapılabilir.
- Uzun kablo bağlantılarında (özellikle deniz altı kabloları) doğru gerilimle enerji iletimini yapılması durumunda, kablo kapasitansının yol açtığı reaktif güç ve kompanzasyon sorunları tümüyle ortadan kalkmaktadır.

Doğru gerilimle enerji iletiminin temel ilkesi, Şekil 22 'de görülmektedir. Santralda elde edilen alternatif gerilim transformatör üzerinden istenen düzeye çıkartıldıktan sonra doğrultulur ve enerji iletim hattına verilir. Hat sonunda evirici yardımıyla tekrar alternatif gerilime çevrildikten sonra indirici transformatörle istenen dağıtım düzeyine düşürülür. Doğru gerilimle enerji sisteminin planlandığı ilk yıllarda doğrultma ve evirme işlemlerinde "cıva buharlı rödresörler" kullanılmıştır. Günümüzde büyük anma değerlerinde tristörlerin yapılmasıyla HVDC uygulamalarında tümüyle tristörlü devrelere dönülmüştür.



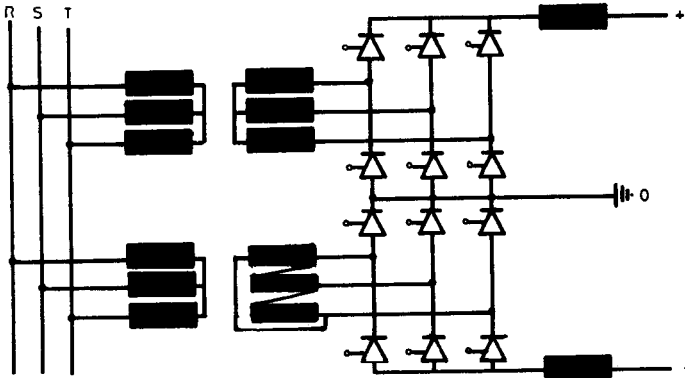
Şekil-22 Doğru gerilim enerji iletim sistemi

Bugün için Dünyanın en büyük doğru gerilim sistemi olan ve Brezilya ile Paraguay arasında enerji bağlantısı sağlayan Itaipu projesinde kullanılan tristörlere ilişkin anma değerleri aşağıdaki gibidir :

Anma akımı	: 2.6 kA
Maksimum kısa devre akımı	: 29.0 kA
Kısa süreli darbe test gerilimi	: 374 kV
Uzun süreli darbe test gerilimi	: 399 kV

Tesiste yer alan iki HVDC konvertör istasyonunda toplam 18 432 yüksek gerilim tristörü kullanılmıştır.*

Doğru gerilim enerji iletim sistemlerinde kullanılan tipik bir konvertör devresi Şekil 23 'de görülmektedir. İstenen yüksek gerilim ve akım değerlerini sağlamak üzere çok sayıda tristörün seri-paralel bağlanmasıyla oluşturulan gruplardan yararlanılmıştır. Ayrıca, dalgalılığını azaltmak amacıyla "üçgen-yıldız" ve "üçgen-üçgen" bağlama gruplarında transformatörler birlikte kullanılmıştır.



Şekil-23 Doğru gerilim enerji sistemlerinde kullanılan tipik konvertör devresi

* E.Borg, "Itaipu-the World's largest HVDC Transmission", ASEA Journal Vol.55
 TÜRK ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI - GÜÇ ELEKTRONİĞİ

9. SONUÇ

Bu yazıda, güç elektroniğinin günümüzde en çok karşılaşılan uygulama alanları genel olarak incelenmiştir. Güç elektroniği düzenekleri, sağladıkları ekonomi, kullanım esnekliği ve güvenilirlik nedeniyle öteden beri kullanılan motor generatör gruplarının ve kontaktörlü kumanda düzeneklerinin yerini almaktadır. Uygulamalar ana gruplar halinde ele alınmış, ancak, yazının sınırlı çerçevesi içinde fazlaca ayrıntıya girilememiştir. Düzeneklerin temel ilkeleri verilerek üstünlük ve kısıtlamaları tartışılmıştır. Daha geniş bilgi ve tartışma için kaynakçada verilen yayınlara başvurulabilir.

10. KAYNAKLAR

1. FINNEY, D., "The Power Thyristor and its Applications", McGraw-Hill Co. 1980.
2. BOSE, B.K., "Power Electronics and AC Drives", Prentice Hall, 1986.
3. KIM, H.G., SUL, S.K., PARK, M.H., "Optimal Efficiency Drives of a Current Source Inverter Fed Induction Motor by Flux Control", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.IA-20, No.6, pp.1453-1459, Nov./Dec.1984.
4. KUSKO, A., "Solid State DC Motor Drives", MIT Press, 1979.
5. JARC, D.A., "Variable Frequency Drives and PowerFactor", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-21, No.4, pp. 771-777, May/June1985.
6. AL KABABJIE, M.F., SHEPHERD, W., "A Speed and Power Factor Controller for Small Three Phase Induction Motors", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-20, No.5, pp.1260-1266, Sept./Oct.1984.
7. SOYSAL, A.O., KAYA İ., ÖZDEMİR M., CÜRLEYÜK S.S., "Değişken Gerilim ve Frekanslı Asenkron Motor Sürücü Düzeneklerin Optimal Denetimi", Elektrik Mühendisliği 3. Ulusal Kongresi, İstanbul, 25-30 Eylül 1989.
8. SEZGİN A., ŞENLİK İ., "Evirici Beslemeli 3 Fazlı Asenkron Motorların Dinamik Davranışının Park Vektörleriyle İncelenmesi", Elektrik Mühendisliği 3. Ulusal Kongresi, İstanbul, 25-30 Eylül 1989.
9. KRISHNAN T., "D.A. Motoru İçin Hızlı Tepkeli Bir Denetim Dizgesi", (Çev. ÜLGÜT F.), Elektrik Mühendisliği Dergisi, 271/272, s. 566-574, Temmuz/Ağustos 1979.
10. KUSKO A., "Katı Durum D.A. Motor Sürücüleri", (Çev. AYKANAT C.), Elektrik Mühendisliği Dergisi, 271/272, s. 554-565, Temmuz Ağustos 1979.
11. SARIBATIR B., "Kesintisiz Güç Kaynağı Uygulamaları İçin Yüksek Başarımlı Bir PWM Tipi", Elektrik Mühendisliği 1. Ulusal Kongresi, s. 646-651, Adana 1985.
12. ARIKAN C., "Kesintisiz Güç Kaynakları ve Bir Örnek", Elektrik Mühendisliği Dergisi, 1986/1-2-3, s.29-32
13. BRÖMS, A., "No Break Power Supply", ASEA Journal Vol.54, No.5-6, pp.129-135, 1981.
13. ARSLAN A., "İndüksiyonla Isıtma", Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Elazığ 1987.
14. FRANK H., "Reactive Power Compensation in Large Power Networks", ASEA Journal Vol.58, No.3-4, pp.8-11, 1985.

15. FRANK H., "Thyristor-Controlled Shunt Compensation in Power Networks", ASEA Journal Vol.54, No.5-6, pp.121-124, 1981.
16. GYUGYI L., OTTO R.A., PUTMAN T.H., "Principles and Applications of Static Thyristor Controlled Shunt Compensators", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-97, No.5, Sept./Oct.1978.
17. BYERLY R.T., POZNANIAK D.T., TAYLOR E.R., "Static Reactive Compensation for Power Transmission Systems", IEEE PES Winter Meeting, Paper 179-0, 1982.
18. HAUTH R.L., MISKE S.A., NORAZI F., "The Role and Benefits of Static VAR Systems in High Voltage Power System Applications", IEEE PES Winter Meeting, Paper 076-8, 1982.
19. FRANK H., LANDSTROM M., "Power Factor Correction With Thyristor Controlled Capacitors", ASEA Journal No.6, pp.180-184, 1971.
20. KEŞKÜŞ S., ERMİŞ M., "Hızlı Değişen Dengesiz Yüklerin Tristör Anahtarlama Kapasitörler ile Reaktif Güç Kompanzasyonu", Elektrik Mühendisliği 1. Ulusal Kongresi, s.637-645, Adana 1985.
21. ABUT N., "Güç Elektroniği Devreleri ile Kumanda Edilen Statik Kompanzasyon Yöntemleri", Elektrik Mühendisliği Dergisi, 1986/10, s.179-184.
22. ARIKAN C., ERMİŞ M., "Reaktif Güç Kompanzasyonunda Modern Yöntemler", TMMOB Reaktif Güç Kompanzasyonu Seminer Notları, s.186-202, 1983.
23. BAYRAM M., "Hızlı Değişen Olaylarda Reaktif Güç Kompanzasyonu", TMMOB Reaktif Güç Kompanzasyonu Seminer Notları, s.137-174, 1983.
24. MARTENSSON H., AHGREN G., DANFORS P., "Applications of HVDC in Power Systems", ASEA Journal Vol.44, No.5, pp.165-170, 1971.
25. BORG E., "ITAIPIU-the World's Largest HVDC Transmission", ASEA Journal, Vol.55, No.6, pp.157-161, 1982.
26. EPDC-Elektrik Müh. Böl. "+250 kV Yüksek Gerilim Doğru Akım (YGDA) Sistemi ve Hokkaido-Honshū Sistemler Arası Bağlantıda Kullanılan Doğru Akım Denizaltı Kablosu", (Çeviri), EMO Dergisi 1984/10, s.181-185.
27. DANFORS P., MARTENSSON H., "Asea's Approach to HVDC Development", ASEA Journal, Vol 52, No.2, pp.27-31, 1979.
28. SEBO S.A., DEVORE R., CALDECOTT R., HE J., "Design and Operation of Scale Model of Dickinson +400 kV HVDC Converter Station", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-104, No.7, pp.1930-1936, July 1985.

güç elektroniği devrelerinin bilgisayar destekli tasarımı

ÖZET

Bu yazıda, güç elektroniği devrelerinin bilgisayarla benzetim yöntemlerinin kısaca incelenmesi ve uygulanan iki yöntemin karşılaştırılmasına yer verilmiştir. Güç elektroniği devrelerinde yer alan diyot ve tristör gibi doğrusal olmayan yarı-iletken devre elemanları ile sığa ve endüktans gibi enerji biriktiren devre elemanlarının modellenmesi sorununa çözüm aranmaktadır. Bu tür devre elemanlarını içeren devrelerin durum denklemi ve kapalı integral ile bilgisayarda çözümlenmesi açıklanmakta ve karşılaştırılmaktadır. Bu yöntemlerde bilgisayarda uygulama kolaylığı doğruluk ve mühendislik kavramı açısından değerlendirmeye gidilmiştir.

Dr. Güven ÖNBİLGİN
Y.Müh. İrfan ŞENLİK

1. GİRİŞ

Elektrik ve elektronik mühendisliğinde yarı-iletken devre elemanları ile güç denetimi gittikçe yaygınlık kazanmaktadır. Özellikle elektrik makinalarının sürücü düzeneklerinin tasarımında ilgili güç elektroniği devrelerinin benzetimi önem taşır. Bu sistemlerin giderek karmaşıklaşması ve bilgisayarda uygulanabilecek sayısal yöntemlerin gelişmesi sonucu bilgisayar destekli çözümlere yaklaşımlarını gündeme getirmiştir.

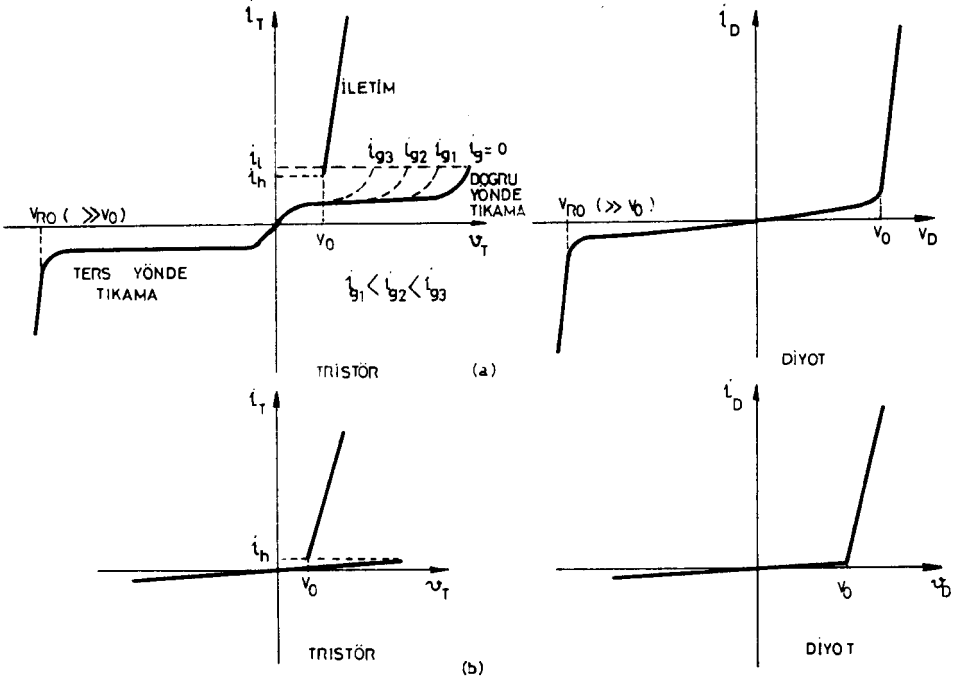
Güç elektroniği devrelerinin çözümlenmesinde birinci sorun:tristör ve diyot gerilim-akım değişimleri doğrusal bir modelle tanımlanamamaktadır. Bu konuda ilk yaklaşımlar diyot ve tristörleri belli koşullarda açılıp kapanan ideal anahtarlar olarak göstermektedir. Yarı-iletken elemanların iletim ve tıkamadaki özelliklerini gözönüne alarak bu elemanları iletim yönünde düşük değerli direnç, tıkama yönünde yüksek değerli direnç olarak alan modeller geliştirildi. Daha sonraları bu modeller tristör ve diyotların kırılım gerilimlerini, iletim tıkama dirençlerini, sayısal çözüm sırasında oluşacak zaman sabitlerini içerecek biçimde geliştirildi. Bu yazıda elde edilen birikime dayalı tristör ve diyot modelleri kullanılacaktır.

Uygun yarı-iletken modelleri seçildikten sonra gelen sorun devredeki enerji elemanları endüktans ve sığaların matematiksel modellerinden ileri gelen integro-diferansiyel bağıntıların çözümü yöntemi olmuştur. Bu çözüm için yaklaşımlardan biri devrenin değişik yarı-iletkenlerinin iletim durumlarına göre olası tüm biçimlerinin her biçimini ortaya çıkarmak, bunları 'mod'lar olarak tanımlamak ve her modda ortaya çıkacak elektrik devrelerinin çözümü için, çözüm istenen süre boyunca, geleneksel yöntemlerin uygulanması olarak ortaya çıkmıştır. Daha sonraları kullanılan yöntemler ise devre topolojisinden ve durum denklemlerinden yararlanarak çözüm arama biçiminde görülmektedirler. Burada, öncelikle durum denklemi yaklaşımından söz edilecektir. Devre topolojisinin, bilgisayarda geliştirilen yöntemlerden yararlanılarak durum denklemlerinin katsayı matrislerinin elde edilmesi daha önceden açıklandığından burada daha çok yöntemin anahtarlarına ve durum denklemi çözümünde kullanılan iki basit sayısal yöntemle değinilecek ve örnekler verilecektir.

Yazının ikinci bölümünde ise, devre topolojisinden yararlanarak durum denklemlerinin elde edilip sayısal çözümü yerine temel ve yaklaşık sayısal integral alma yöntemlerinden türetilebilecek ve 'kapalı integral' yöntemi olarak adlandırılabilen yaklaşık modellerden söz edilecek ve karşılaştırmalara yer verilecektir.

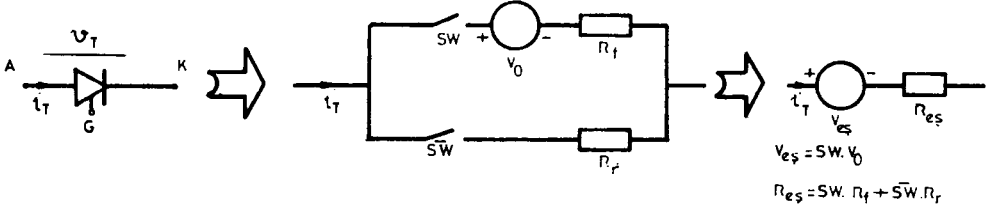
2. TRİSTÖR VE DİYOTLARIN MODELLENMESİ

Tristör ve diyotların çalışmasını simgeleyen v-i özgeçirileri Şekil-1.a'da verilmiştir. Bu özgeçirileri doğrusal parçalara bölerek Şekil-1.b'deki yaklaşım özgeçirileri elde etmek ve modellerini oluşturmak mümkün olmaktadır.



Şekil-1 Tristör ve diyot özgeçirilerine yaklaşım
a) Tristör ve diyot v-i özgeçirileri
b) Tristör ve diyot yaklaşık özgeçirileri

Tristörün doğrusal parçalı özgeğri yaklaşımı Şekil-2'de verilen eşdeğer devreyi oluşturmanın temelini oluşturur. Bu eşdeğer devrede ana işlev SI, SV, SG, SPC, SW, \overline{SW} mantık anahtarlarının, bir devrenin çözümünde herhangi bir anda nasıl değerlendirileceğinde kendini gösterir.



Şekil-2 Tristör eşdeğer devresi (yaklaşık model)

Bu modelde anahtarların değerleri şöyle saptanabilir:

$$SI = 1 \quad i_T > i_h \quad \text{için,} \quad SI = 0 \quad i < i_R \quad \text{için}$$

$$SV = 1 \quad v_T > v_0 \quad \text{için,} \quad SV = 0 \quad v_T < v_0 \quad \text{için}$$

$$SG = 1 \quad \text{kapıda darbe olması durumunda, yoksa} = 0$$

$$SPC = 1 \quad \text{bir önceki hesap adımında tristör iletimde ise,} \\ \text{yoksa} = 0$$

Tristör için $SW = (SV + SI) \cdot (SPC + SG)$, diyot için $SW = (SV + SI)$ olarak alınmaktadır. Böylece belli bir zaman aralığı boyunca tristör ya da diyot eşdeğer devresi elemanlarının değerleri, o zaman adımındaki akım, gerilim, (tristör ise) kapıda tetikleme darbesinin varolup olmadığı, ve bir önceki zaman aralığında tristör ya da diyodun iletimde olup olmadığına bağlı olarak saptanabilir. Ayrıca bu modelde v_0 doğru yönde kırılım geriliminin gözardı edilmesi durumunda diyot ya da tristörün iletim yönünde çok küçük değerli bir direnç ve tıkama yönünde çok büyük değerli bir direnç ile modellendiği ortaya çıkar.

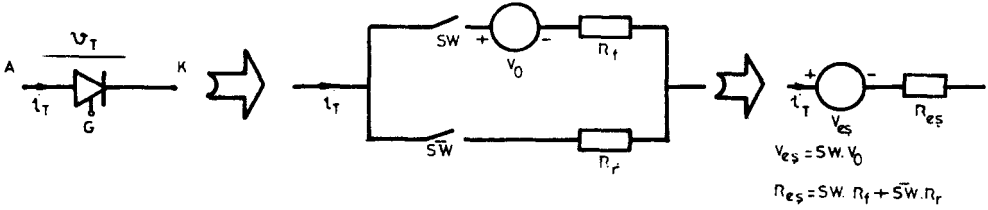
$$i(t_{k+1}) = \frac{2C}{h} v(t_{k+1}) - i(t_k) - \frac{2C}{h} v(t_k) \quad (5)$$

$$i(t_{k+1}) = \frac{h}{2L} v(t_{k+1}) + i(t_k) + \frac{h}{2L} v(t_k) \quad (6)$$

Bu bağıntılar Şeki-6.a'da gösterildiği gibi sığa için ve Şekil-6.b' de gösterildiği gibi endüktans için bir integral adımı boyunca akım kaynağına paralel bir eşdeğer direnç devreleri olarak gösterilebilir. Şekil-2'de verilmiş olan tristör (diyot) eşdeğer modeli de Norton kuramı ile Şeki-6.c'de gösterildiği gibi akım kaynağına paralel eşdeğer direnç olarak ele alınabilir. Şekil-6.d'de, Şekil-3'de verilmiş olan yarı dalga tristörlü doğrultucunun bu yeni modelleme ile elde edilen eşdeğer devresinin biçimi görülmektedir. Böylece, güç elektroniği devresi, her integral adımında direnç, akım kaynağı, gerilim kaynağından oluşan basit bir elektrik devresine indirgenmektedir. Bağımsız akım ve gerilim kaynakları tarafından sürülen doğrusal direnç devrelerinin çözümlenmesi için hazırlanmış RNET programı temel alınarak bir 'kapalı integral' çözüm programı geliştirilmiştir. Bu programda devrenin topolojisine, tristör ve diyot modellerine, sığa ve endüktanslara, çözüm istenen süre ile integral adımlarına ilişkin bilgiler, başlangıç değerleri veri olarak ele alınmakta ve çözüm her adımda RNET'e dayalı olarak elde edilen sonuçların bir sonraki adım için başlangıç değeri olarak alınmasıyla sürdürülmektedir. Tristör ve diyotların akım ve gerilimleri ile bir alt programla verilmiş olan tristör tetiklemesine ilişkin bilgiler her adımda sınanmakta ve ayrıt.2 de açıklanmış olan model ve eşdeğer devreler uyarınca bu devre elemanlarının ilgili değerleri gerektiğinde yenilenebilmektedir.

Bu yöntemle geliştirilmiş olan bilgisayar programının durum denklemi yöntemiyle çözümlenmiş olan örneklere uygulanması sonucunda basit yapıdaki devrelerde benzer sonuçlar elde edilmiş, ancak güç elektroniği devresi karmaşıklıktıkça daha küçük zaman adımları kullanılması gereği ortaya çıkmış ve bu da doğal olarak artan kesme ve yuvarlama yanılgıları ile çözüm değerlerini etkilemiştir.

Tristörün doğrusal parçalı özgeği yaklaşımı Şekil-2'de verilen eşdeğer devreyi oluşturmanın temelini oluşturur. Bu eşdeğer devrede ana işlev SI, SV, SG, SPC, SW, \overline{SW} mantık anahtarlarının, bir devrenin çözümünde herhangi bir anda nasıl değerlendirileceğinde kendini gösterir.



Şekil-2 Tristör eşdeğer devresi (yaklaşık model)

Bu modelde anahtarların değerleri şöyle saptanabilir:

$$SI = 1 \quad i_T > i_h \quad \text{için}, \quad SI = 0 \quad i < i_R \quad \text{için}$$

$$SV = 1 \quad v_T > v_o \quad \text{için}, \quad SV = 0 \quad v_T < v_o \quad \text{için}$$

$$SG = 1 \quad \text{kapıda darbe olması durumunda, yoksa} = 0$$

$$SPC = 1 \quad \text{bir önceki hesap adımında tristör iletimde ise,} \\ \text{yoksa} = 0$$

Tristör için $SW = (SV + SI) \cdot (SPC + SG)$, diyot için $SW = (SV + SI)$ olarak alınmaktadır. Böylece belli bir zaman aralığı boyunca tristör ya da diyot eşdeğer devresi elemanlarının değerleri, o zaman adımındaki akım, gerilim, (tristör ise) kapıda tetikleme darbesinin var olup olmadığı, ve bir önceki zaman aralığında tristör ya da diyodun iletimde olup olmadığına bağlı olarak saptanabilir. Ayrıca bu modelde v_o doğru yönde kırılım geriliminin gözardı edilmesi durumunda diyot ya da tristörün iletim yönünde çok küçük değerli bir direnç ve tıkama yönünde çok büyük değerli bir direnç ile modellendiği ortaya çıkar.

3. DURUM DENKLEMİ YÖNTEMİ

3.1. DURUM DENKLEMLERİNİN ELDE EDİLMESİ

Akım ve gerilim kaynakları, direnç, sığa ve endüktanslardan oluşan bir elektrik devresinin matematiksel modellenmesi 'durum denklemleri' yöntemiyle gerçekleştirilebilir. Bu model kısaca

$$\begin{aligned}\dot{X} &= A.X + B.U \\ Y &= C.X + D.U\end{aligned}\quad (1)$$

olarak gösterilir. Burada

- X: durum değişkenleri vektörü
- U: devredeki kaynaklara ilişkin vektör
- Y: çıkış değişkenleri vektörü

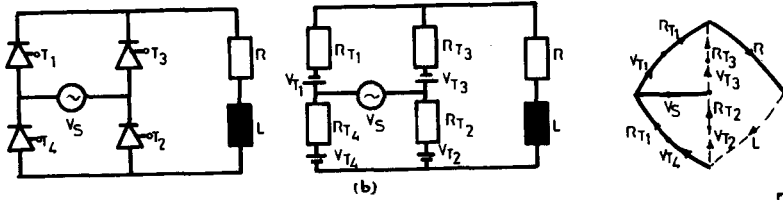
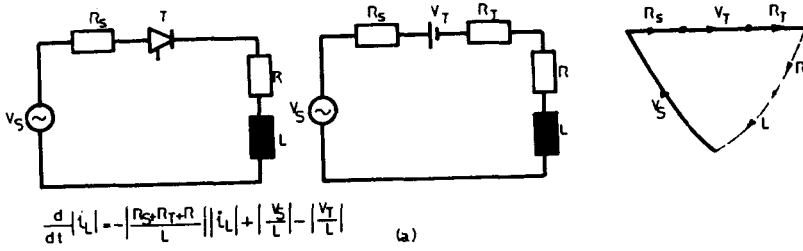
A,B,C,D matrisleri ise devre topolojisi ile ilişkili akım-gerilim bağıntılarından elde edilen katsayı matrisleri olarak tanımlanırlar. Bu katsayı matrisleri basit yapıdaki devrelerde elle elde edilebilirler. Şekil-3'de tek yönlü (yarım dalga) bir doğrultucu devre ile bir köprü (tam dalga) doğrultucu devrenin bu yoldan elde edilmiş durum denklemi modelleri görülmektedir.

3.2. DURUM DENKLEMLERİNİN SAYISAL YÖNTEMLE ÇÖZÜMÜ

Bağıntı (1) den de görüleceği üzere durum denklemi modelinin belli bir zaman süresinde çözümü bir diferansiyel denklemi takımının sayısal çözümünü gerektirir. Bu çözüm 4. dereceden Runge Kutta ya da Runge Kutta-Merson yöntemleri ile elde edilebilir. Ancak programlama ve biçimlendirme açısından kolaylık getirebileceği düşünülen bir yaklaşım da, durum denklemi modelinin diferansiyel denklem takımını bir fark denklemi takımına dönüştürmek ve hesap yapılan süre boyunca her bir küçük hesap adımından diğerine bu ardışıl işlemlerle fark denklemini kullanmaktır. $\dot{X} = A.X + B.U$ diferansiyel denklem takımı bu açıdan yeniden biçimlendirildiğinde

$$X(n+1) = X(n) + \Delta t [A(n).X(n) + B(n).U(n)] \quad (2)$$

bağıntısı elde edilir.



$$\frac{d}{dt} [i_L] = \frac{1}{L} \left[- \left[R + \frac{R_{T1} R_{T3} + R_{T2} R_{T4}}{R_{T1} + R_{T3} + R_{T2} + R_{T4}} \right] [i_L] + \left[\frac{R_{T4}}{R_{T2} + R_{T4}} - \frac{R_{T1}}{R_{T1} + R_{T3}} - \frac{R_{T4}}{R_{T2} R_{T4}} - \frac{R_{T3}}{R_{T1} + R_{T3}} - \frac{R_{T2}}{R_{T2} R_{T4}} - \frac{R_{T1}}{R_{T1} R_{T3}} \right] \begin{bmatrix} v_{T1} \\ v_{T2} \\ v_{T3} \\ v_{T4} \end{bmatrix} \right]$$

Şekil-3 Doğrultucu devrelerin durum modelleri ve denklemleri

- a) Yarı dalga doğrultucu
b) Tam dalga doğrultucu

Ayrıca diferansiyel denklemlerin çözümü sırasında hesap adımının denetim altına alınması da A matrisinin en büyük özdeğerinin sürekli izlenmesi ile gerçekleştirilebilmiştir.

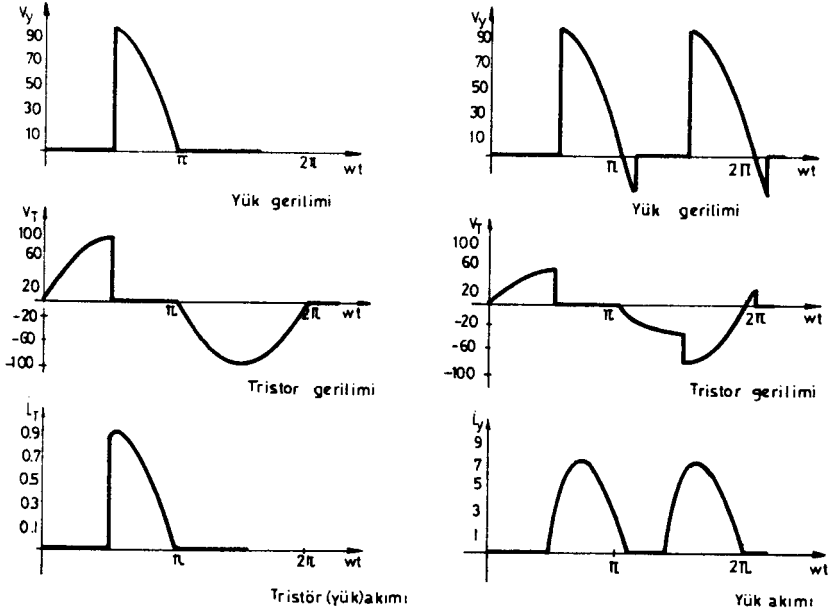
3.3. YÖNTEMİN UYULANMASI

Bilgisayarda durum denklemi modeli ile güç elektroniği devrelerinin çözümünü gerçekleştirecek bir programın ana hatları aşağıda verilmiştir:

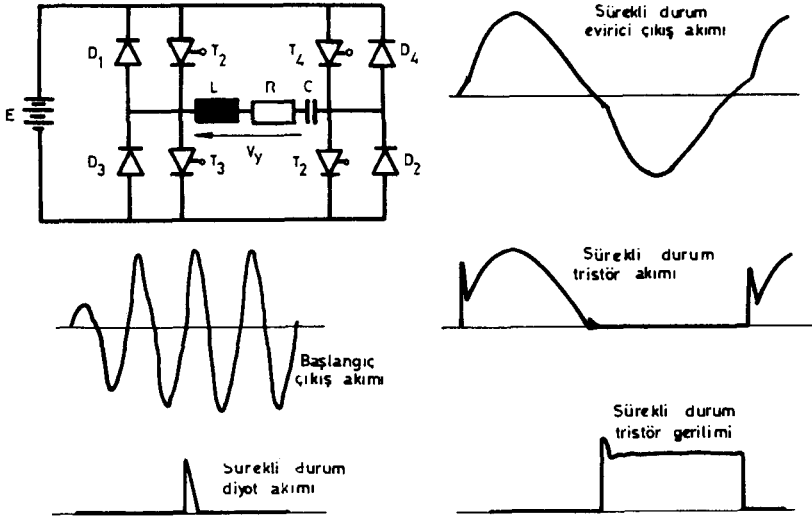
- a) Devreye ilişkin topolojik verilerin verilmesi, devre elemanlarının değerleri, diyot ve tristörlerin iletim ve tıkama yönünde direnç değerleri, kırılma gerilimleri, tutma akımı değerleri, devredeki tristörlerin tetikleme darbelerine ilişkin zamanlama bilgileri,

- çözümün istendiği süre ve bu sürede çözümde kullanılacak temel zaman aralığının değeri verilmesi
- b) Devre topolojik bilgilerine dayalı olarak A,B,C,D matris elemanlarının oluşturulması
- c) 3.2'de sözü edilen yöntemlerden biri kullanılarak Δt hesap adımları ile her hesap adımında devredeki diyot ve tristörlerin ayrıt. 2'de verilen modelinin o andaki akım, gerilim ve darbe durumlarına göre A,B,C,D katsayı matrislerinin değerleri ile sayısal çözüm gerçekleştirilmesi.

Bu yöntemin bir uygulaması olarak Şekil-3'de verilen güç elektroniği devrelerinin çözümü gerçekleştirilmiş ve hesap sonuçları Şekil-4'de verilmiştir. Burada Runge Kutta ve 'fark denklemi çözümü' yöntemlerinin benzer sonuçlar verdiği gözlenmiştir. Fark denklemi çözümü uygulanarak seri rezonanslı bir endüksiyon fırını evirici devresinin çözümü yapılmış, devre ve elde edilen çözümler Şekil-5'de gösterilmiştir. Ancak fark denklemi yaklaşımında karmaşık devrelerde daha küçük hesap adımları kullanma zorunluluğu, bu yöntemin programlama kolaylığını dengelemektedir.



Şekil-4 Doğrultucu devreler için çözümler. a) Yarı dalga doğrultucu
b) Tam dalga doğrultucu



Şekil-5 Seri rezonanslı endüksiyon fırını devresi ve çözümler

4. KAPALI İNTEGRAL YÖNTEMİ

4.1. YAMUK KURALININ UYGULANMASI

Bir güç elektroniği devresinde enerji biriktiren elemanlar olan soğa ve endüktansların ayırık zamanda $\Delta t = t_{k+1} - t_k$ bölgesindeki davranışları sırasıyla

$$v(t_{k+1}) = \frac{1}{C} \int_{t_k}^{t_{k+1}} i(y) dy + v(t_k) \quad (3)$$

ve

$$i(t_{k+1}) = \frac{1}{L} \int_{t_k}^{t_{k+1}} v(y) dy + i(t_k) \quad (4)$$

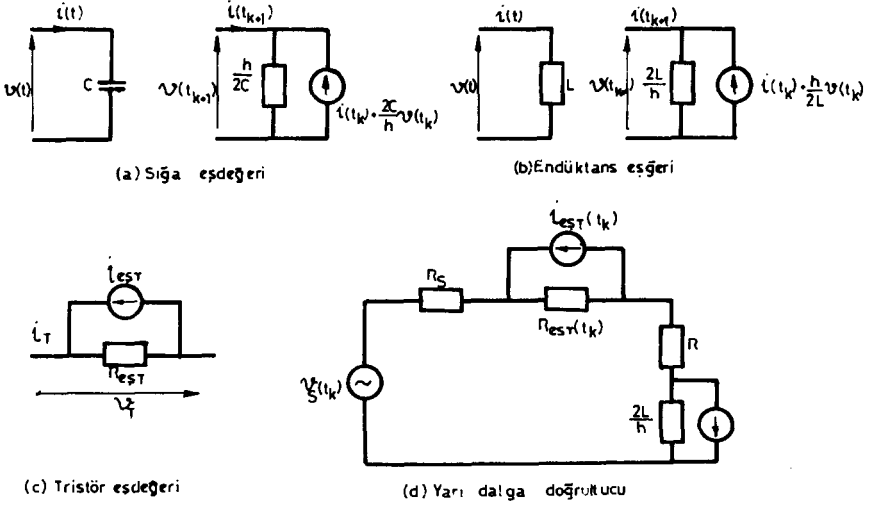
bağıntılarıyla gösterilebilir. Bu bağıntılardaki integrallere $h = \Delta t$ tanımı ile yamuk kuralı uygulanırsa, sırasıyla aşağıdaki bağıntılar elde edilebilir:

$$i(t_{k+1}) = \frac{2C}{h} v(t_{k+1}) - i(t_k) - \frac{2C}{h} v(t_k) \quad (5)$$

$$i(t_{k+1}) = \frac{h}{2L} v(t_{k+1}) + i(t_k) + \frac{h}{2L} v(t_k) \quad (6)$$

Bu bağıntılar Şeki-6.a'da gösterildiği gibi sığa için ve Şekil-6.b' de gösterildiği gibi endüktans için bir integral adımı boyunca 'akım kaynağına paralel bir eşdeğer direnç' devreleri olarak gösterilebilir. Şekil-2'de verilmiş olan tristör (diyot) eşdeğer modeli de Norton kurası ile Şeki-6.c'de gösterildiği gibi akım kaynağına paralel eşdeğer direnç olarak ele alınabilir. Şekil-6.d'de, Şekil-3'de verilmiş olan yarı dalga tristörlü doğrultucunun bu yeni modelleme ile elde edilen eşdeğer devresinin biçimi görülmektedir. Böylece, güç elektroniği devresi, her integral adımında direnç, akım kaynağı, gerilim kaynağından oluşan basit bir elektrik devresine indirgenmektedir. Bağımsız akım ve gerilim kaynakları tarafından sürülen doğrusal direnç devrelerinin çözümlenmesi için hazırlanmış RNET programı temel alınarak bir 'kapalı integral' çözüm programı geliştirilmiştir. Bu programda devrenin topolojisine, tristör ve diyot modellerine, sığa ve endüktanslara, çözüm istenen süre ile integral adımlarına ilişkin bilgiler, başlangıç değerleri veri olarak ele alınmakta ve çözüm her adımda RNET'e dayalı olarak elde edilen sonuçların bir sonraki adım için başlangıç değeri olarak alınmasıyla sürdürülmektedir. Tristör ve diyotların akım ve gerilimleri ile bir alt programla verilmiş olan tristör tetiklemesine ilişkin bilgiler her adımda sınanmakta ve ayrıt.2 de açıklanmış olan model ve eşdeğer devreler uyarınca bu devre elemanlarının ilgili değerleri gerektiğinde yenilenebilmektedir.

Bu yöntemle geliştirilmiş olan bilgisayar programının durum denklemi yöntemiyle çözümlenmiş olan örneklere uygulanması sonucunda basit yapıdaki devrelerde benzer sonuçlar elde edilmiş, ancak güç elektroniği devresi karmaşıklıktıkça daha küçük zaman adımları kullanılması gerektiği ortaya çıkmış ve bu da doğal olarak artan kesme ve yuvarlama yanılgıları ile çözüm değerlerini etkilemiştir.



Şekil-6 Kapalı integral yönteminde yamuk kuralı uygulaması

- Sığaç eşdeğeri
- Endüktans eşdeğeri
- Triştör eşdeğeri
- Yarı dalga doğrultucu

4.2. EULER YÖNTEMİNİN UYULANMASI

Yamuk kuralından daha gelişkin ancak yine de basit bir yapı da olduğu varsayılan Euler-Cauchy sayısal integral alma yöntemine ilişkin bağıntı aşağıdaki gibi verilmiştir:

$$y(t_{k+1}) = y(t_k) + \frac{h}{2} [\dot{y}(t_{k+1}) + \dot{y}(t_k)] \quad (7)$$

Bir elektrik devresinde m ve n olarak numaralandırılan iki düğüm arasında yer alan L endüktansına ilişkin bağıntı

$$P_{i_{mn}} = \frac{1}{L} (v_m - v_n) \quad p : \frac{d}{dt} \quad (8)$$

olarak yazılabilir ve bu bağıntı (7) de verilen Euler-Cauchy kuralıyla birlikte gözönüne alındığında

$$i_{mn}(t_{k+1}) = i_{mn}(t_k) \frac{h}{2L} + [v_m(t_{k+1}) - v_n(t_{k+1}) + v_m(t_k) - v_n(t_k)] \quad (9)$$

biçiminde indirgenebilir.

m ve n düğümleri arasındaki bir sığa elemanı için bu bağıntılar sırasıyla

$$\frac{1}{C} i_{mn} = p(v_m - v_n) \quad (10)$$

ve

$$i_{mn}(t_{k+1}) = -i_{mn}(t_k) + \frac{2C}{h} [v_m(t_{k+1}) - v_n(t_{k+1}) - v_m(t_k) - v_n(t_k)] \quad (11)$$

biçiminde yazılabilir. Ayrıca m ve n düğümleri arasında bir direnç olması durumunda

$$i_{mn}(t_{k+1}) = \frac{1}{R} [v_m(t_{k+1}) - v_n(t_{k+1})] \quad (12)$$

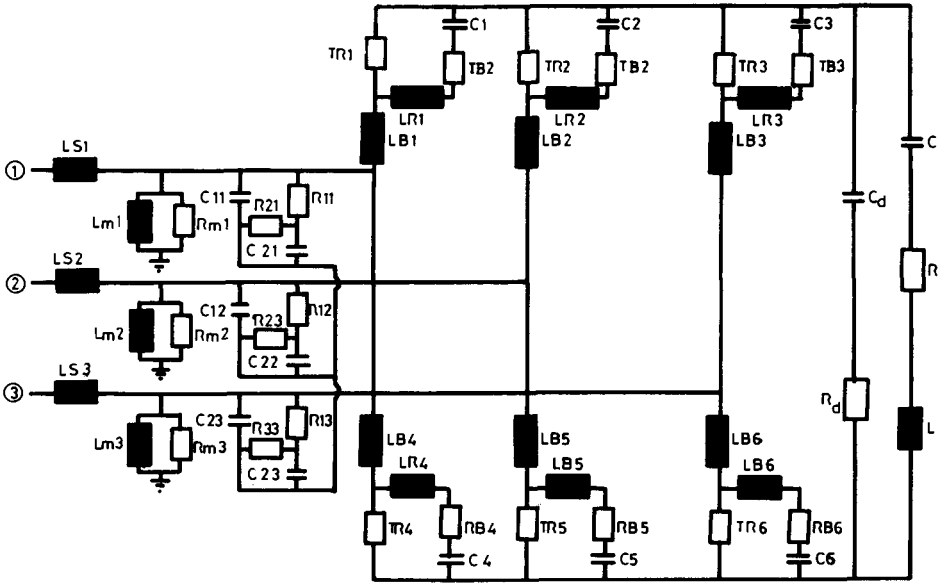
bağıntısı geçerli olacaktır. Bir güç elektroniği devresinde tristör ve diyotların iletim yönünde kırılma gerilimlerinin gözardı ederek devredeki tüm direnç (eşdeğer tristör ve diyot dirençlerini de içerecek biçimde), sığa ve endüktanslar için (9), (11) ve (12) matris denklemleri elde edilir.

$$I(t_{k+1}) = Ic(t_k) + A.V(t_{k+1}) + B.V(t_k) \quad (13)$$

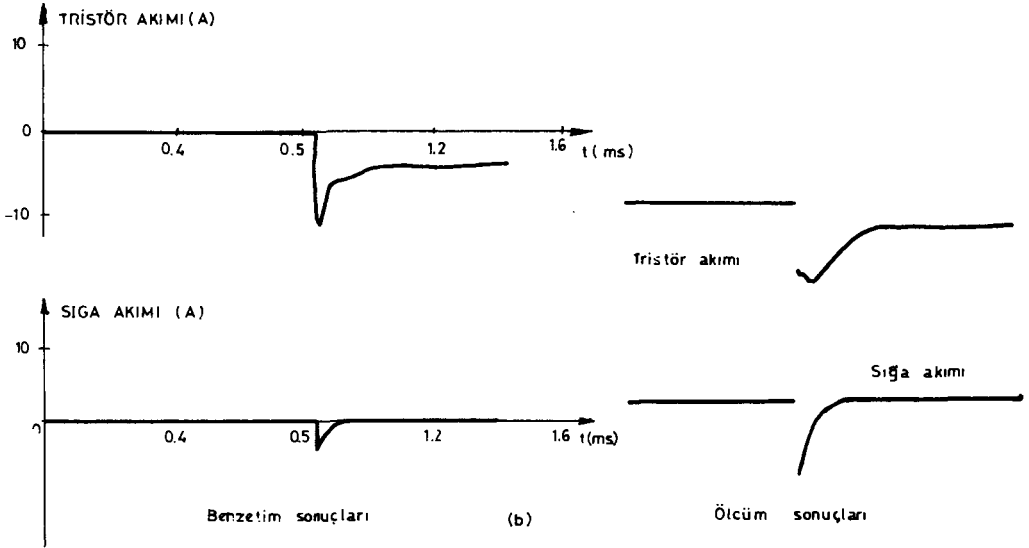
burada

- I düğüm akımları vektörü
- Ic direnç dallarının katkısını içermeyen bir akım vektörü
- V düğüm gerilimleri vektörü
- A, B katsayı matrisleri (burada A matrisi devrenin sürekli durumdaki düğüm admitans matrisidir)

Bu ayrık zamanlı ve ardışılıyinelemeli çözümün elde edilmesi doğrusal cebirsel denklem takımının çözümü sorununa indirgenmiştir. Ancak burada bilinen gerilim ve akımlar ile bilinmeyen ve çözümü istenen ge-



(a)



Şekil-7 Euler-Cauchy kuralıyla kapalı integral yönteminin uygulamasına ilişkin örnek sonuçlar. a) D.A motoru+3 Fazlı doğrultucu eşdeğer devresi b) Dizgenin bilgisayarda benzetim ve deneysel ölçüm sonuçları.

rilim ve akımları, denklem takımlarını alt matrislere ayrıştırarak kullanmak gerekmektedir. Örneğin devrenin beslemesi dışındaki düğüm akımlarının sıfır olduğu ve besleme kaynağının geriliminin (gerilim beslemeli devrelerde) ayrıık zamanlı olarak değerlerinin bilindiğini gözönüne almakta yarar vardır.

Bu yöntemin uygulanmasında da veriler yamuk kuralının uygulanmasında ki biçimde hazırlanmaktadır. Tristör ve diyot modelindeki doğru yönde kırılım gerilimini gözardı ederek, yani bu elemanları iletim yönünde çok küçük değerli bir direnç ve tıkama yönünde çok büyük değerli bir direnç olarak göstererek, üç fazlı bir doğrultucudan beslenen DA motoru dizgesinin bu tür uygulamaya hazırlanan devre şeması Şekil-7.a'da verilmiştir. Ayrıca yöntemin bilgisayarda uygulanmasıyla elde edilmiş bazı çözümler de Şekil-7.b'de gösterilmiştir. Doğrultucudan beslenen DA motorunun dinamik davranışını belirleyen elektriksel bağıntıların yanı sıra mekanik bağıntılar uygun benzeşimler kurularak eşdeğer R,L, C devresine dönüştürülerek dizgenin bir tüm olarak elektriksel devre olarak benzeşimini gerçekleştirmek mümkündür.

5. SONUÇ

Yazının bundan önceki bölümlerinde ana hatlarıyla tanıtımı yapılan yöntemler üzerine şu yorumlar yapılabilir:

Durum denklemi yaklaşımı ile geliştirilen yöntemler daha sistemattiktir. Çözüm sırasında çözüm adımlarının değişken tutulabilmesi için yöntemler gerçekleştirilebilir. Ayrıca fark denklemi yaklaşımının şu andaki uygulamaları, temel yapıdaki devrelerde karmaşık çözümler gerekmediğini göstermiştir.

Kapalı integral yaklaşımını içeren yöntemler yöntem geliştirme ve bilgisayarda uygulama açısından daha kolay görünmektedir. Ancak bu yöntemlerin bilgisayardaki kesme ve yuvarlama yanılgılarının yayılımı açısından durum denklemi yöntemine göre daha duyarlı olduğu gözlenmiştir. Kapalı integral yöntemlerinden biri devrenin tümüyle doğrusal direnç ve kaynaklardan oluşan bir devreye dönüştürmek, diğeri ise devreye ilişkin diferansiyel denklem takımını doğrusal cebirsel denklem takımına indirgenmek yönünde yaklaşımlar içermektedir. Bu yaklaşımların doğruluk oranını artırmak için yapılacak iş adım büyüklüğünü ye-

terince küçültmektir, ancak bu da hesaplama zamanını artırmaktadır.

Güç elektroniği devrelerinin bilgisayarla çözümlenmesi yöntemleri özellikle güç elektroniği ile sürülen elektrik makinaları dizgelerinde, dizgenin moment-hız değişimlerinin elde edilmesi ve en iyileştirilmesi (optimizasyon) böylece bu tür dizgelerin tasarımında genel olarak, ayrıca güç elektroniği devrelerindeki elemanlar üzerindeki gerilim ve akım değişmelerinin hesaplanması ile devredeki diyot ve triş-törlerin uygun anma değerleri ile seçimi, bastırıcı (snubber) devrelerinin ve koruyucu endüktansların hesabı ve tasarımında özel olarak kullanılmaktadır. Ayrıca bu benzetim yöntemleri uygun en iyileştirme (optimizasyon) yöntemleri ile birleştirilerek optimum tasarımların elde edilmesi de mümkün olacaktır.

6. KAYNAKLAR

1. Bedford, B.D., Hoft, R.G., "Principles of Inverter Circuits". John Wiley and Sons Inc., 1964.
2. Hofmeister, H., Eisenack, H., "Digital simulation of static converter circuits", IFAC Symp. on Control in Power Electronics and Electrical Drives. 1974.
3. Kutman, T., "Güç Elektroniği devrelerinde genel bir analiz yöntemi ve küçük distorsiyonlu bir inverter", Doktora Tezi, İTÜ, 1975.
4. Skudelny, H., "Analyse der halbgesteuerten Einphasenbrockenschaltung", Archiv für Elektrotechnik, 55 (1972), pp. 44-56.
5. Turanlı, H., "A digital computer program to analyse power electronic circuits", M.Sc. Tezi, ODTÜ, 1980.
6. Wing, O., "Circuit Theory with Computer Methods", Holt, Rinehart and Winston Inc., 1972.
7. Şenlik, İ., "Güç Elektroniği devrelerinin bilgisayarda çözümü için yöntem tasarlama ve uygulama", Bitirme Çalışması, KÜ, 1982.
8. Rice, R.J., "Numerical Methods, Software, and Analysis", McGraw Hill, ISE, 1983.
9. Tetik, D., "Endüksiyonla Isıtma", Yüksek Lisans Tezi, KÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, 1983.
10. Mukhtar, E.S., "Measurement, simulation and commutation studi of DC machine drives", Ph.D. Thesis, UMIST, 1978.
11. Kusko, A., "Solid-State DC Motor Drives", MIT Press, 1979.