

Tristörün Çalışma Prensibi ve Güç Komilerinde Kullanılması

Yazanlar :

Dr. C«mil ABAKAN

Ce«U TANJU

ODTÜ

ÖZET

SUMMARY

Yan iletken devre elemanlarının yüksek akım devrelerinde kullanılması 1957'de tristörün geliştirilmesi ile başlamıştır. İlk imalatında düşük güçteki (1/2 kW) konvertörlerde kullanılan tristörler şimdi 50 MVJ'a kadar olan konvertörlerde kullanılmakta ve imalatındaki gelişmeler yakın bir zamanda çok daha büyük güçte konvertörlerin yapılabileceği intibasını vermektedir. Bu yazımızda tristörün çalışma prensibini tabii ve cebri komütasyonlu konvertörlerde kullanılmasını inceleyeceğiz. Örnek olarak ODTÜ'de geliştirilen cyclokonvertör ve darbe genişliği modüle edilmiş güç konvertörü verilmiştir.

After development of thyristors in 1957 semiconductor devices have been started to be used in high power circuits. in the beginning applications was limited in low power converters, and it is developed up to 50 MW power converters, it is still developing which shows application of thyristors VLIU cover many high power fields. in this article, operation principles of thyristors and their application on nature and forced commutated converters have been explained. As an example cyclo-converter which developed in M.E.T.U. and pulse width modulated power converters are explained.

1. PNPN KONTROLLÜ DEVRE ELEMANI

1.1. Genel:

PNPN yapısı, dört katlı tir yarı iletkenidir. Yapısı ve elektrik devrelerindeki emgesi Şekil 1'de gösterilmiştir. Bu yazıda fiziki detaylarına girilmeden PNPN yapısındaki devre elemanlarının çalışma prensibi anlatılacaktır.

PNPN elemanı ideal olarak bir anahtar gibi fonksiyon görür, ya açık devredir yada kısa devredir. Katod geriliminin anoda göre pozitif olduğu halde PNPN elemanından akım geçmez, aynı şekilde anodun katoda göre pozitif olduğu halde de tetikleme ucuna katoda göre pozitif bir sinyal tatbik edilmediği takdirde yine eleman açık devredür. PNPN elemanı kapalı bir anahtar konumunda iken içinden geçen akım yük empedansı tarafından tahdit edilir. Anod akımı belli bir değerin üzerine çıktıktan sonra tetikleme gerilimine artık ihtiyaç yoktur.

1.2. PNPN kontrollü devre elemanının çalışma bölgeleri [1] :

A - bölgesi : Bu çalışma bölgesi katodun anoda göre pozitif olduğu bölgedir. Bu gerilim yönü Şekil 1'de gösterilen 1 ve 3 üncü eklemelere ters ve 2 numaralı eklemeye doğru ön gerilim tatbik edecektir. Bu görünüm bir yarı iletken diyot karakteristiğini andırmaktadır. PNPN ele-

manının iki ucuna tatbik edilen gerilim 1 ve 3 numaralı eklemeler arasında ters dirençleri oranında bölüşülecektir. Bu durumdaki anod atamı şöyledir :

$$I_a = -I_{e1} + I_g (\alpha_{2n} - \alpha_{1n})$$

B - bölgesi : Bu çalışma bölgesi anodun katoda göre pozitif olduğu ve tetikleme ucunun açık olduğu bölgedir. Bu durumda 1 ve 3 numaralı eklemelere doğru VI 2 numaralı eklemeye ters öngerilim tatbik edilmişlerdir. Bu durumdaki anod akına :

$$I_a = I_{e2} + I_g \alpha_{2n}$$

C - bölgesi : Bu bölgede anod gerilimi katoda göre pozitifdir ve eleman geçiş durumdadır. Bir PNPN elemanını B - bölgesinden C - bölgesine geçirebilmek için dört metod vardır. Bunlar :

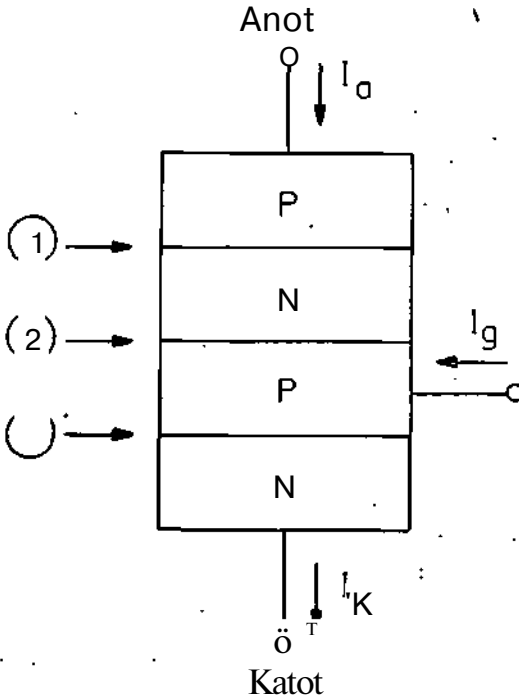
1. Eğer anod - katod gerilimi artırılacak olursa belli bir değerden sonra 2 numaralı eklemeye de ön gerilim tatbik edilmiş, olacak ve PNPN elemanı geçiş durumuna geçecektir. PNPN elemanını B - bölgesinden C - bölgesine geçiren anod - katod gerilimine «ön kopma gerilimi» denir.

2. B - bölgesinde olan bir PNPN elemanının tetikleme ucuna katoda göre pozitif bir gerilim tatbik edilecek olursa anod - katod geriliminin ve tetikleme ucuna tatbik edilen gerilimin genliklerine bağlı olarak PNPN elemanı daha küçük bir anod - katod geriliminde C - bölgesine geçer.

* 4.2.1972 tarihinde EIE İdaresi salonunda verilmiştir.

1. Tetikleme için tatbik edilen gerilimin değeri PNPN elemanın, karakteristiğine göre seçilmek suretiyle ufak bir anod - katod geriliminde tetikleme sağlanabilir.

3. Bu metotta 2 numaralı eklemeye ışık enerjisi yardımıyla doğru ön gerilim tatbik edilerek PNPN elemanı B - bölgesinden C - bölgesine geçirilir.



(a)

Anot



-V

Ö

Katot

Ö

Katot

(b)

Şekil 1. Kontrolü PNPN devre elemanı :

- (a) Yapısı,
(b) Simgesi.

4. Bu metotta anod - katod gerilimi ani olarak arttırılmak suretiyle PNPN elemanı B - bölgesinden C - bölgesine geçirilir. Bu «kapama» dt

diye bilinen geçişin anod - kapı ve katod - kapı sırasından dolayı meydana geldiği sanılmaktadır.

PNPN elemanın B - bölgesinden C - bölgesine geçme süresi «kapama zamanı» olarak bilinir ve bu zaman yük empdansının akım yükselmesine mani olmadığı devrelerde 1 ilâ 3 µsn kadardır.

1.3. Tristörün volt/amper karakteristiği [2]:

Tristörün volt/amper karakteristiği Şekil 2'de gösterilmiştir. Şekilden de anlaşılacağı gibi tristörün A, B veya C - bölgesinde çalışması anod - katod geriliminin yönüne, genliğine ve tetikleme gerilimine bağlıdır. Şekilde gösterilen yük doğrusunu bilmek tetikleme sinyalini seçmekte önemli bir unsurdur. Ama çoğunlukla tetikleme akımı tristör bir yan - İletken diyot karakteristiği gösterecek şekilde ayarlanır ve dolayısıyla her türlü yük için tetikleme garantilenmiş olur.

1.4. Tristörün söndürülmesi :

Tristörün anod - katod akımını kesebilmek için 3 metod vardır :

1. Tristörün anod Uunu, yükü arttırmak veya tristörün bağlı olduğu hattı açmak suretiyle «tutma akımının» altına düşürülürse söner.

2. Bu metotta anod akımı anod-katod geriliminin ters çevrilmesi ile «tutma akımının altına düşürülerek tristör söndürülür. Bu metod AG/DG konvertörlerinde ve cebri komutasyonlu güç konvertörlerinde kullanılır. Şekil 3'de iki misal gösterilmiştir.

3. Bu tip söndürmede özel imal edilmiş düşük akımlı tetikleme söndürmeli tristörler kullanılır. Bu metotta tetikleme akımını ters yönde geçirmek suretiyle «tutma akımı» değeri yükselttilerek tristör C - bölgesinden B-bölgesine geçirilir.

Tristörün C - bölgesinden B - bölgesine geçme zamanına «sönme zamanı» denir. Mevcut tristörlerde bu zaman 6 ilâ 50 µsn arasındadır.

1.5. Tristörün tetihlenmesi:

Tipik bir tristör kapı karakteristiği Şekil 4'de gösterilmiştir. Şekilde taralı gösterilen alan aynı tipteki bütün tristörlerin tetiklenme akım ve gerilim değerlerini içine alır ve dolayısıyla aşağıda anlatılan sınırlar içinde kalmak şartıyla bu alan dışındaki her nokta başarılı tetikleme için uygundur.

Şekil 4'de en büyük tetikleme akım ve gerilimi değeri, en büyük ve ortalama kapı sarfiyatı gösterilmiştir; bu limitler içinde kalınmak şartıyla ve birinci paragraftaki husus göz önünde bulundurulmak suretiyle gerekli tetikleme akım ve gerilimini seçmek mümkündür.

Tristörleri tetiklemek için kullanılan sinyal kullanıldığı kovertöre bağlı olmakla beraber genellikle üç tiptir:

1. Doğru gerilim,

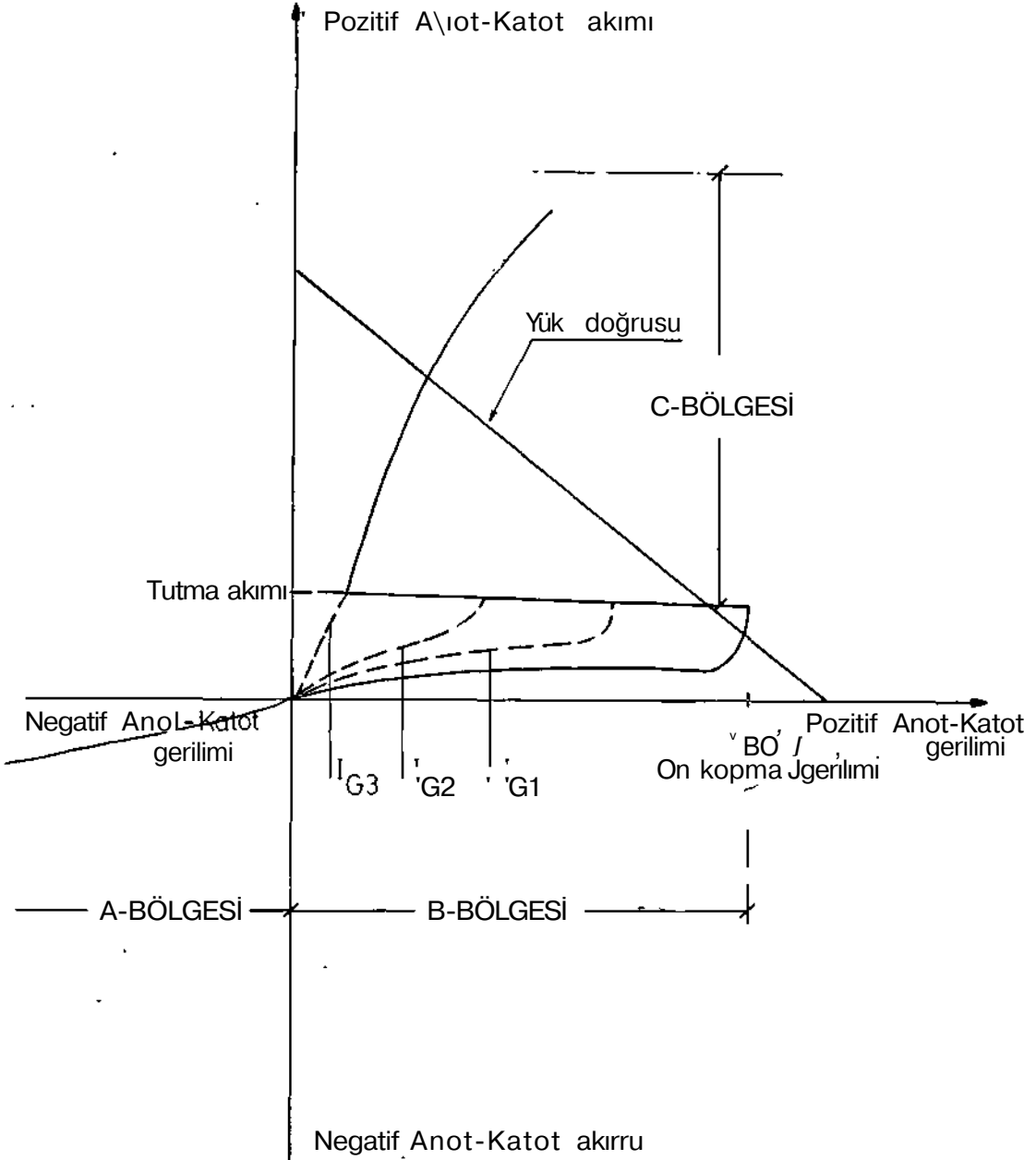
2. Tek darbe,

3. Darbe dizisi.

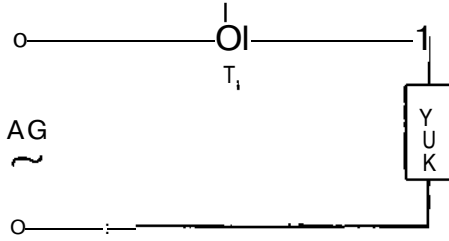
Bu üç metotta da dikkat edilecek husus her tip yük durumunda gerekli tetikleme geriliminin (akımının) tristöre tatbikidir. Pratik devrelerde emniyetli tetikleme için darbe dizisi tercih edilir.

2. TRİSTÖRLÜ GÜÇ KONVEKTÖRLERİ

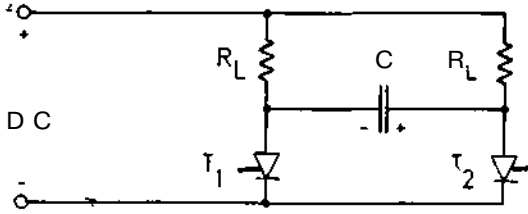
Tristörlü konvertörler yük akımının bir tristörden diğerine geçmesi şekillerine göre iki kısma ayrılırlar :



Şekil 2. Tristörün volt/ampere karakteristiği.

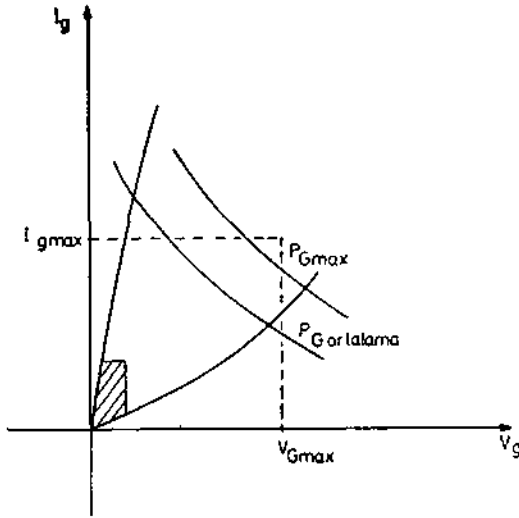


(a)



(b)

Şekil 3. Tristörü anot-katod gerilimini tere çevirme ile söndürme.



Şekil 4. Tristör kapı karakteristiği.

1. Tabii komutasyonlu güç konvertörleri,
2. Cebri komutasyonlu güç konvertörleri,

Bu ayrımın detaylarına geçmeden evvel Şekil 5'te gösterilen en basit tek tristörlü doğrultmacı incelemek yararlı olacaktır: Şekil 5a'da gösterilen bu devre bilinen bir yanım dalga doğrultmacıdır, sadece diyot yerine tristör kullanılmıştır. Böylece çıkış gerilimi gecikme açısını kaydırmakla istenen değere ayarlanabilir. Şekil 5b'de giriş ve çıkış dalga şekilleri gösterilmiştir.

2.1. Tabii komutasyonlu güç konvertörleri :

Bu tip konvertörlerde yük akımının bir tristörden diğerine aktarılması bu durumda tetkiklenecek tristörün anod - katod geriliminin çalışmakta olan tristörün anod - katod gerilimine göre daha pozitif olması gerekmektedir. Bu durumu görebilmek için 3 - fazlı bir (doğrultmacı incelemek kafi gelecektir.

2.1.1. 3 fazlı dlğrultmaç :

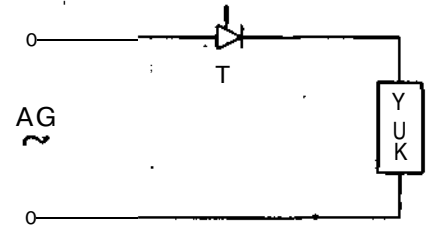
Şekil 6'da Z fazü bir doğrultmacın devre şeması ve dalga şekilleri gösterilmiştir. Burada gerillan anot gerilimlerinin zarfını takip eder, şekilden de görüleceği gibi yük akımının aktarıldığı tristörün anot gerilimi tetikleme anında daha önce yük akımını taşıyan tristoTrün anot geriliminden daha pozitifdir. Şekil Tde p - fazlı bir doğrultmacın dalga şekli gösterilmiştir. Bu durumda çıkış gerilimi [3]

$$V_d = \frac{P}{ir} \cdot \frac{ir}{P} \cdot \cos \alpha$$

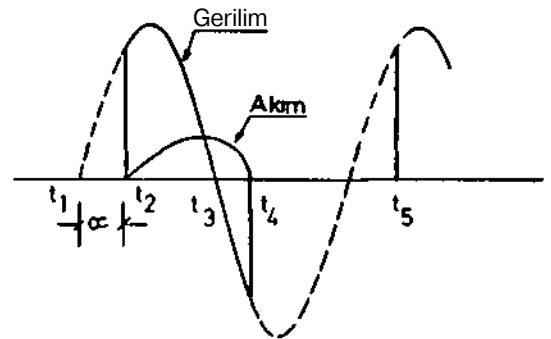
$$\alpha = 0 \quad V_d = V_{d0} = \frac{P}{\pi} \cdot \frac{\pi}{P} \cdot \sin \alpha$$

$$V_d = V_{d0} \cdot \cos \alpha$$

Yukarıdaki formüllerde α : tetUdeme gecikme açısını
p : Faz sayısını gösterir.

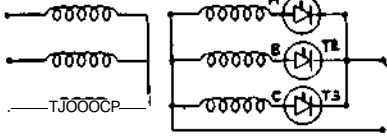


(a)



Şekil 5. Yanım-dalga güç konvertörü ve dalga şekilleri.

3 - Faz girişi

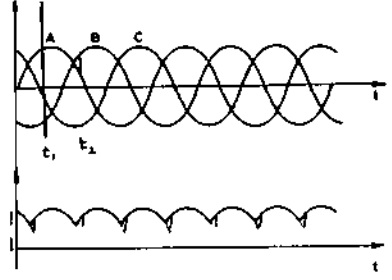


(a)

Giriş gerilimi

Çıkış

Çıkış gerilimi



(b)

Şekil 6. 3 fazlı doğrultmaç :

- a) Dalga, şekilleri,
b) Devre şeması.

Böylece tetikleme gecikme açısı α , 0 ilâ $\frac{\pi}{2}$ arasında değiştirilmek suretiyle çıkışta $0 - V^{\wedge}$ arasındaki bütün gerilimler elde edilebilir. Böylece tristör AG/DG konvertörlerinde kullanıldığı zaman çıkış geriliminin belli iki değer arasında

ayarlanması mümkündür. α 'nın $\frac{\pi}{2}$ ile π arasındaki değerleri için çıkış gerilimi negatiftir. Resistif, endüktif ve kapasitif yükler için α açısının

$\frac{\pi}{2}$ 'den daha büyük değere çıkarılması mümkün değildir. Ancak AC/DC konvertörüne canlı bir yük (örneğin bir DG jeneratörü) bağlanacak olursa ve jeneratörün elektro motor kuvvetinin yönü Şekil 8'de görüldüğü şekilde ve ortalama değeri çalışılacak α değeri ile elde edilecek konvertör ortalama negatif çıkış geriliminden daha büyük olacak şekilde ayarlanacak olursa tristörlerden akım aynı yönde geçmeye devam edecek fakat güç akışı jeneratörden AG kaynağına doğru olacaktır. Bu çalışmaya «geri çevirmeli» çalışma şekli denilmektedir. Bu çalışma şeklinde de akımın bir tristörden diğerine geçmesi tabii komütasyon prensibine göre olmaktadır.

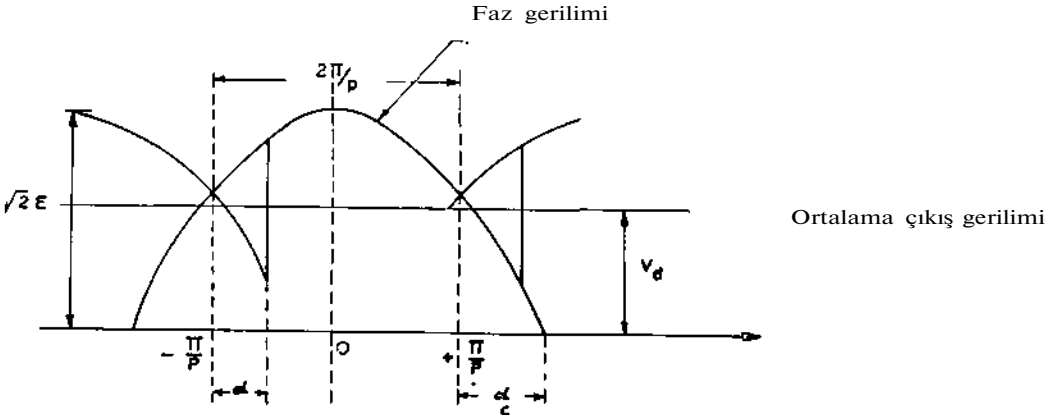
Yukarda izah edilen 3 fazlı AG/DG konvertörünün çalışma prensibi diğer bütün AG/DG konvertörleri içinde aynı olduğu gerekçesiyle bu yazımızda değişik bağlantılı AG/DG konvertörlerinin detaylarına girmeyeceğiz. Bu konuda cıva buharlı redresörlerin değişik bağlantı şekillerini gösteren bir kitap referans olarak kullanılabilir.

2.1.2. AG/AG frekans konvertörleri (cyclokonvertörler):

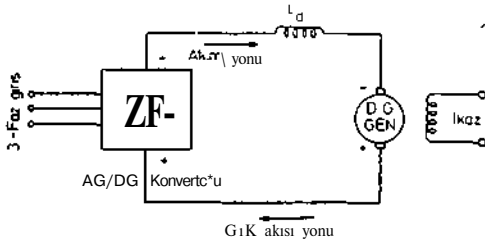
Cyclokonvertörler iki tane AG/DG konvertörünün Şekil 9'da görüldüğü gibi bağlanması ile elde edilir. AG/DG konvertörlerinden herbirini ayrı ayrı düşünecek olursak konvertörlerden birisi çalıştığı zaman yük akımı bir yönde, diğeri çalıştığı zaman yük akımı diğer yöndedir. Böylece eğer iki konvertör birbirini takip eden eşit zaman aralıklarında çalıştırılacak olursa yük üzerindeki gerilim; bir alternatif gerilim olacaktır.

Şekil 10'da bütün cyclokonvertörlerin temel olan basit devrenin dalga şekilleri gösterilmiştir.

AG/DG frekans konvertörleri 1930'larda Avrupa'da elektrikli trenlerde 16 — Hz frekanslı AG'in kullanılması sebebiyle tasarlanmıştır.



Şekli 7. p - fazlı doğrultmaç.



Şekil 8. AG/DG konvertörlerinin geri çevirmeli çalışması.

Şekil 11 ve 12'de 50 Hz frekansı $16 \frac{2}{3}$ Hz fre-

kansına çeviren LÖBL ve KRÂMER tarafından geliştirilen [3] iki konvertöre alt çıkış-dalga şekilleri gösterilmiştir. Her iki konvertörde de cıva buharlı kontrollü redresörler kullanılmıştır. Tristörün bulunması ve sincap kafes endüksiyon motorlarının hızlarının kontrol edilebilmesi pratik değer kazanması ile AG/DG frekans konvertörleri tekrar ön plâna çıkmıştır.

Şekil 13'de O.D.T. Üniversitesi'nde geliştirilen bir AG/AG frekans konvertörünün bağlantı şeması gösterilmiştir. Daha önce izah edilen ve bütün cyclokonvertörlere temel teşkil eden devrede bütün tristörler $\alpha > 0$ gecikme açısında tetiklendikler için çıkış geriliminin dalga şekli sinüzoidal olmaktan çok bir yamuğa benzemektedir. Dolayısıyla tristörlerin her birinin α gecikme açısını farklı yapmak suretiyle dalga şeklini değiştirmek mümkün olabilmektedir.

Daha evvelki bir bölümde gösterdiğimiz gibi bir AG/DG konvertörünün çıkış gerilimi şu şekilde ifade edilebilir.

$$V_d = V_{d0} \cos \alpha \quad (D)$$

Eğer $\cos \alpha$ bir zaman fonksiyonu olarak değiştirilecek olursa,

$\cos \alpha = f(t)$ olacaktır,

$$V_d = V_j \frac{f(t)}{dO} \quad (2)$$

Bir AG/DG konvertörünün kapı ucuna aşağıda yazıldığı şekilde bir gerilim tatbik edilecek olursa

$$V_k = f_1(t) + V_g \cos \left(\frac{\pi}{p} - \Psi \right) \quad (3)$$

tristör bu fonksiyonun negatife pozitifte geçtiği değerlerde tetiklenecektir. Öyleyse

$$Y_k = 0 \text{ iken } \alpha = 0 \text{ olacaktır.}$$

Bu şart denklemde yerine koyulacak olursa

$$0 = f_1(t) + V_g \cos \left(\frac{\pi}{p} - \Psi \right)$$

ve α için çözümlerse aşağıdaki bağlantı elde edilir.

$$\alpha = \cos^{-1} \frac{f_1(t)}{V_g} - \left(\frac{\pi}{p} - \Psi \right) \quad (4)$$

Yukardaki denklemin ikinci telimi sıfıra eşitleyecek olursa $\alpha = \frac{\pi}{p} - \Psi$ elde edilir.

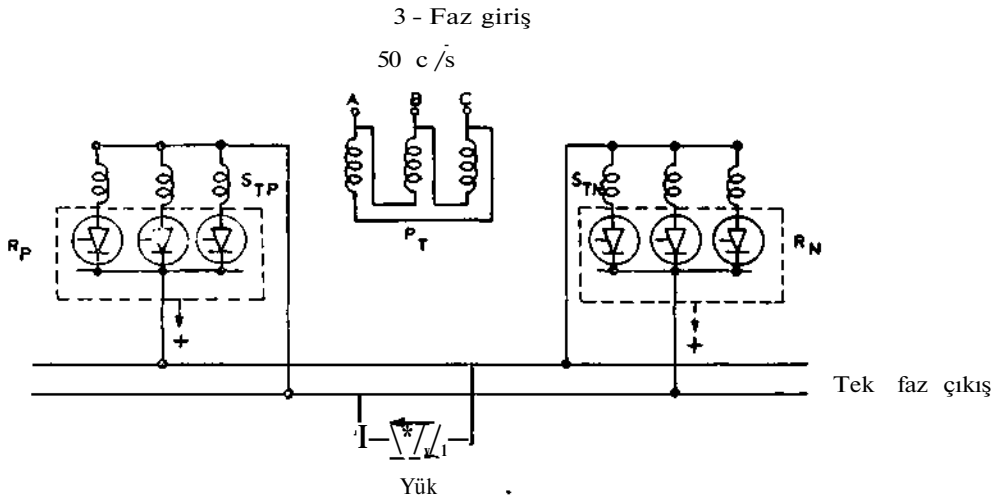
$$\alpha = \cos^{-1} \frac{f_1(t)}{V_g} \quad (5)$$

olur.

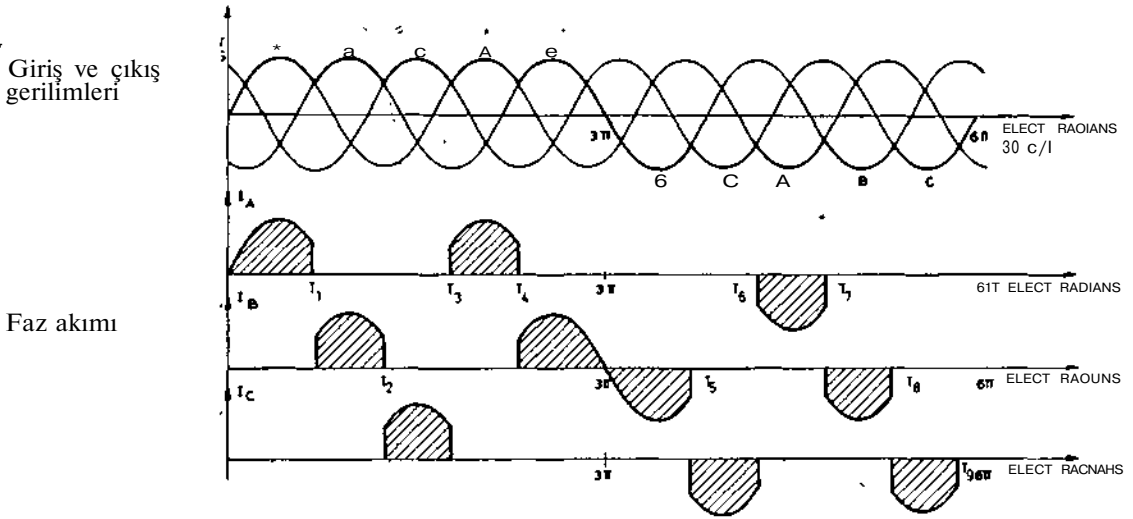
Halbuki 1 numaralı denklemde α çözümlerse.

$$\alpha = \cos^{-1} \frac{V_d}{V_{d0}} \quad (6)$$

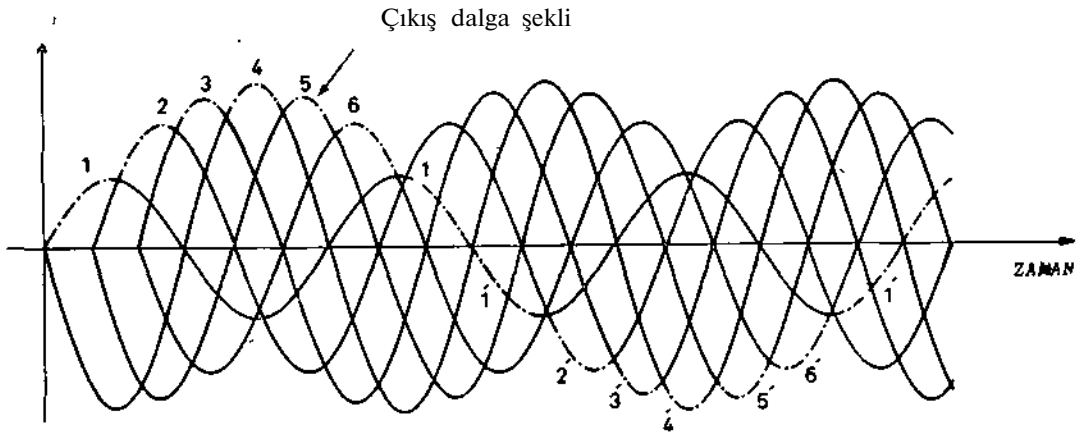
elde edilir.



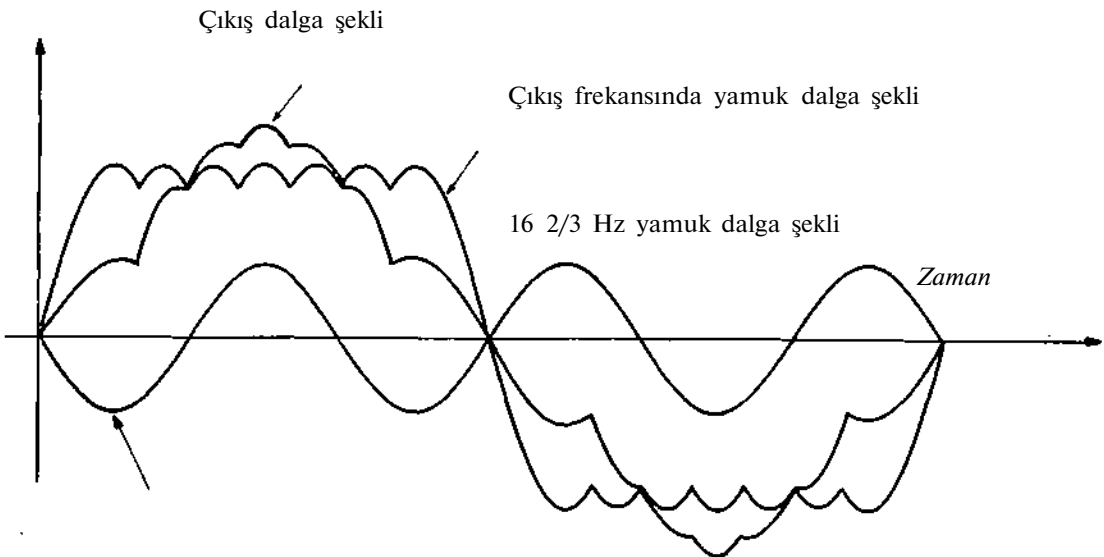
Şekil 9. Cycloconvertörün ana devre şeması.



Şekil 10. AG/AO frekans kanvertörünün dalga şekilleri.

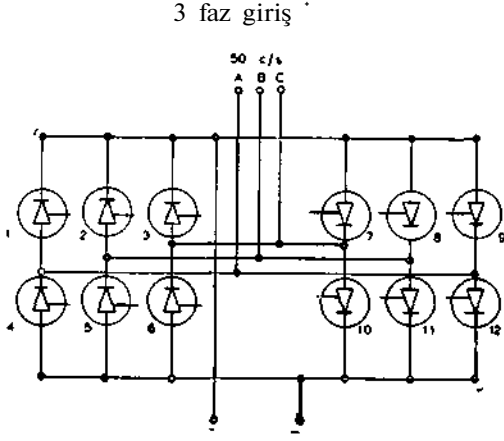


Şekil 11. Löbl cyolokonvertörünün dalga şekilleri.

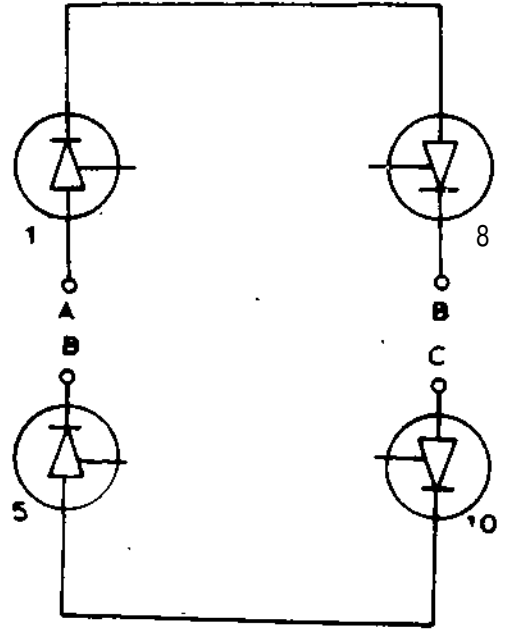


Üçüncü harmonik frekansında (50 Hz sinüzoidal dalga şekli)

Şekil 12. Kriimer cyclokonvertörünün dalga şekilleri.



(a)



(b), (c)

Şekil 13. (a) Cyclokonvertörün devre şeması;

(b), (c) Kouvertörler arası kısa devre anında akım yarırc

5 ve 6 numaralı denklemler birbirlerine eşitlenecek olurlarsa aşağıdaki bağıntı elde edilir :

$$V = \frac{V_{do}}{V_g} f_i(t)$$

$V_{do} \wedge V_g^{sADbt}$ olarak seçilirse AG/DG konvertörünün çıkış gerilimi bir $f_i(t)$ zaman fonksiyonuna göre değiştirilebilir. $f_i(t)$ istenen frekansta bir sinüzoidal fonksiyon seçilmekle 50 Hz frekansa değiştirilebilir. Bu prensiple yapılmış olan bir cyclokonvertörün teorik çıkış dalgası (dalga şekli Şekil 14'de gösterilmiştir. O D.T. Üniversitesi'nde geliştirilen [4] ve diğer bir yazımızda detaylarını vereceğimiz bu cyclokonvertörün reslistif ve endüktif yükler için deneysel çıkış dalga şekilleri Şekil 15'de gösterilmiştir. Gerek teorik gerekse de deneysel dalga şekillerinde bu tip konvertörlerin tabii komütasyon prensibine uydukları kolayca görülebilir.

Yazımızın, bundan sonraki kısmında cebri komütasyonlu güç konvertörlerinin sınıflandırılması ve özelliklerini örneklerle anlatacağız.

2.2. Cebri komütasyonlu güç konvertörleri :

2.2.1. Cebri komütasyonlu güç konvertörlerinin sınıflandırılması.

Cebri komütasyonlu güç konvertörlerinin sınıflandırılması konvertörlerde kullanılan tristörlerin

komütasyon metodlarına göre olmaktadır. Cebri komütasyon metodlarına göre tristörlü güç konvertörlerinin altı gruba ayırmak mümkündür :

1. Yükü ezonansa getirerek tristörlü cebri komütasyona zorlayan konvertörler.
- 2/ Endüktans ve kapasitans devresi kullanarak tristörü cebri komütasyona zorlayan konvertör.
3. Yük taşıyıcı bir tristör vasıtasıyla kapasitans veya endüktans ve kapasitans ihtiva eden devreyi kullanarak tristörü cebri komütasyona zorlayan konvertörler.
4. Yardımcı bir tristör vasıtasıyla kapasitans veya endüktans ve kapasitans ihtiva eden devreyi kullanarak tristörü cebri komütasyona zorlayan konvertörler.
5. Alternatif akımlı devrelerde tabii komütasyonlu konvertörler.
6. Komütasyon için konvertör haricinde bir darbe kaynağı kullanarak çalışan konvertörler.

Cebri komütasyonlu güç konvertörleri sınıflandırılmalarına uyacak pratikte bir çok devre olabilir. Bu seminerde toiz her sınıflandırma ile ilgili bir konvertörün çalışma mekanizmasını göreceğiz.

2.2.1.1. Seri kondansatörlü güç konvertörü :

Seri kondansatörlü güç konvertöründe yük seri olarak Şekil 16'da görüldüğü gibi bir endüktans ve kondansatör bağlanmıştır. Yük ile seri olarak bağlı SCR_j trlströrü tetiklendiği zaman, rezonans devresindeki kondansatör E voltluk doğru akım kaynağı vasıtasıyla 2E gerilimine şarj olur. Devredeki akım, trlströrün tutma akımından daha küçük bir akıma indiği vakit SCR_j trlströrü söndürülmüş olur. SCR₂ trlströrü SCR₁ trlströrünün tekrar gerilimi bloke edebilme haline gelmesine kadar yeterli bir zaman geçtikten sonra tetiklenir. Bu zaman trlströrlerin cins ve tasarımlarına göre 6-50 µs arasında değişmektedir. SCR₂ trlströrünün tetiklenmesi ile devre bir evvelki devrenin aynı olup yalnız E gerilim kaynağı yoktur. Devre söndürümlü olduğu için kondansatörün sinüsoidal bir eğri takip ederek deşarj olması ile perlot tamamlanmış, olur. SCR_j trlströrünün tekrar tetiklenmesi ile yeni bir perlot başlar. Bu titreşimlerin frekansı aşağıdaki denklem ile belirlidir [5] :

$$f_{f_1} = \frac{1}{\pi(T_1 - L)} \sqrt{\frac{4L}{C} - R^2} \quad (1)$$

Burada f_{f_1} titreşimin frekansı olup, $L = (L_a + I_y)$ endüktansı da devredeki yük ile komütasyon için konulmuş olan endüktansların toplamına eşittir. Bu devre yük endüktansındaki değişmelere karşı çok hassastır; dolayısıyla bu tip konvertörlerinin (çalışma alanı sınırlıdır. Pratikte elde

edilen frekans limitleri 400 Hz'den yukarı olup umumiyetle 30 kHz'e kadar çıkabilmektedir. Pratik üst frekans limiti trlströrlerin sönmeye (komütasyon) zamanına bağlıdır.

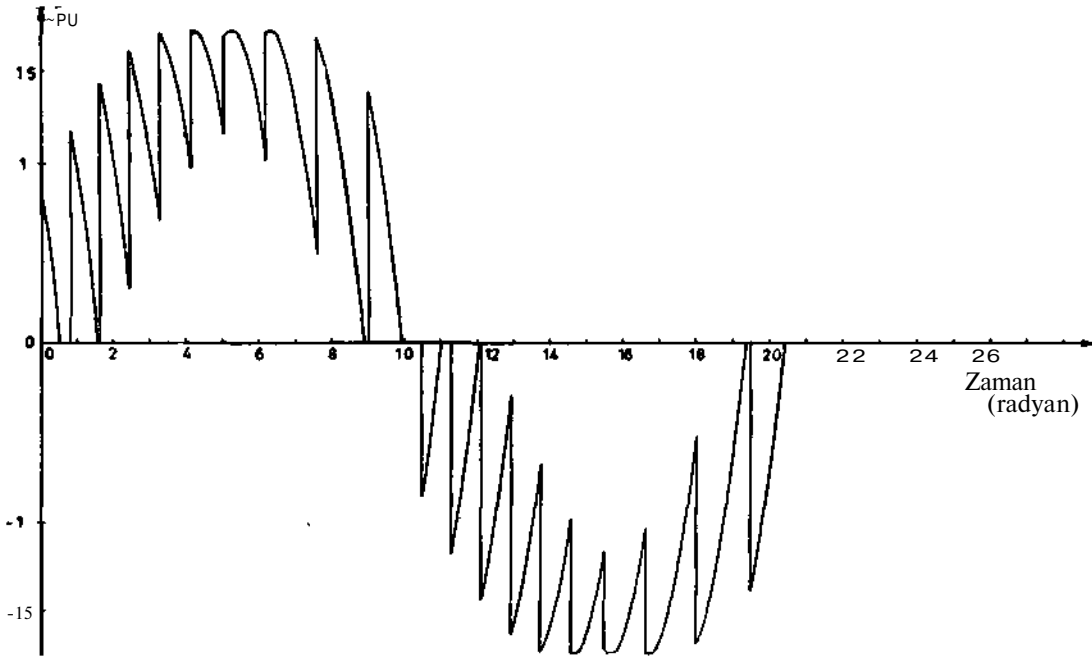
Netice olarak, bu tip güç konvertörleri sabit yükler için uygun olup, değişen yüklerde sınırlı frekans limitleri arasında çalışabilir. Yüksek frekansta çalışması nedeniyle komütasyon elemanlarının maliyeti ve boyutları küçüktür.

Titreşimlerin pozitif yan perlotunda endüktans ve kapasitanslarda depo edilen enerji negatif yan perlotu elde etmek için kullanıldığından komütasyon sonunda devrede maphus kalan enerji küçüktür. Bundan dolayı bu tip güç konvertörleri yüksek ranjman verirler. Bütün bunlara rağmen bu tip konvertörler yüksek güçlerde devre elemanlarının pahalı olması* ve endüktans, kapasitans boyutlarının büyümesi bakımından ekonomik değildir.

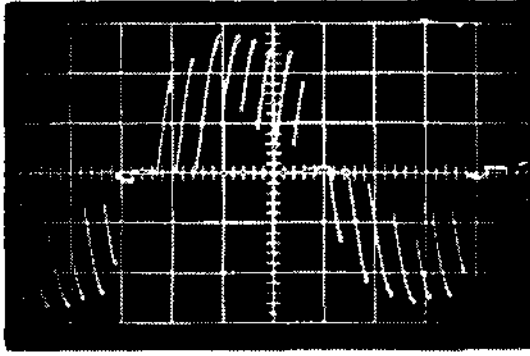
2.2.1.2. Doğru akımı doğru akıma çeviren kovertörler :

Bu tip konvertörlerde trlströrün akım geçirme zamanının akım. bloke etme zamanına olan oranını değiştirmekle giriş geriliminden daha küçük bir gerilim elde edilir. Şekil 17'de görülen devreye bir kaç eleman ilâve etmekle bu tip konvertörler gerilim yükseltmek için de kullanılır, fakat ilâve elemanlar yüzünden devre daha komplice ve pahalı olur. Bu tip konvertörlerde yük taşıyıcı trlströr, yardımcı bir trlströr" ve/veya do-

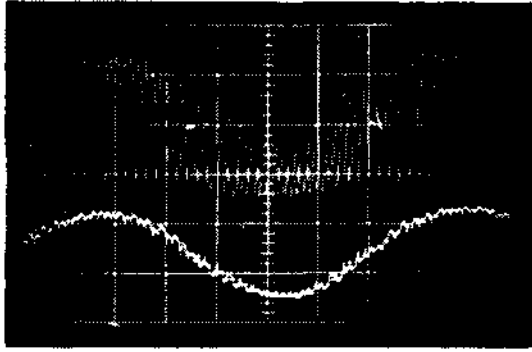
Çıkış gerilimi



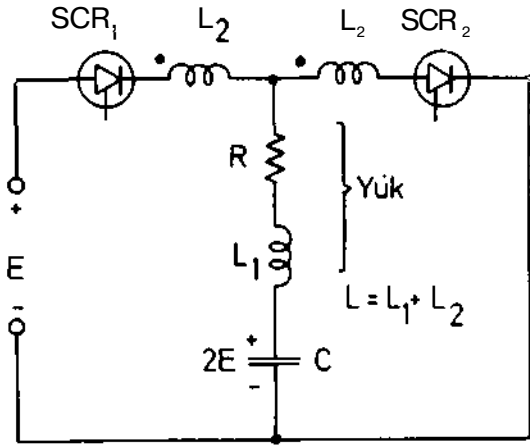
Şekil: 14. Cyolokonvertörün teorik çıkış dalga şekli (Çıkış frekansı : 15 Hz).



Şekil 16a

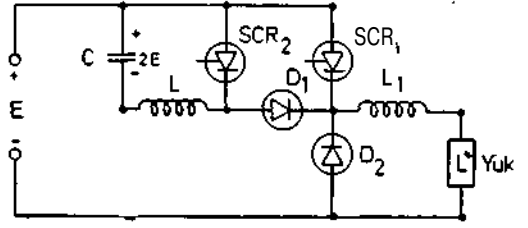


Şekil 15b



Şekil 16. Seri kondansatörlü güç konvertörlü.

yabilen bir reaktör kullanılarak söndürülür. Şekil 17'de görüldüğü gibi bir evvelki komütasyondan dolayı C kondansatörü şekildedeki gibi şarj edilmiş olsun. SCR_1 tristörü tetiklenince D₁ diodu kondansatörün deşarj olmasına mani olacak ve yük akımı SCR_1 tristörü üzerinden, L, yük filtre endüktansı ve yük vasıtasıyla devresini tamamlamış olacaktır. SCR_2 tristörü ateşlendiği zaman, söndürümlü olan LC devresi titreşime geç-



Şekil 17. Doğru akımı doğru akıma çeviren konvertör.

çecek ve titreşimin negatif yarısında D₂ diodu iletken olacağı için SCR_2 ve SCR_1 tristörleri karşı gelen bir gerilim vererek bu tristörleri söndüreceklerdir. Her iki tristörün sönmeleriyle yükte filtre endüktansı ve D₂ diodu vasıtasıyla akımın devamı sağlanılır. Kondansatör de ilk gerilimine şarj olacak ve SCR_2 tristörünün tetiklenmesi ile yeni bir period başlayacaktır.

Tristörlere paralel RC devresi ile seri olarak bağlanan doyabilen reaktörlü devrelere yumuşak komütasyon devreleri adj verilir.

Yumuşak komütasyon devreleri bulunan konvertörlerde triatörler u'ak akım ve gerilim değişimlerine ($\frac{di}{dt}$ ve $\frac{dv}{dt}$) maruz kaldıkları için

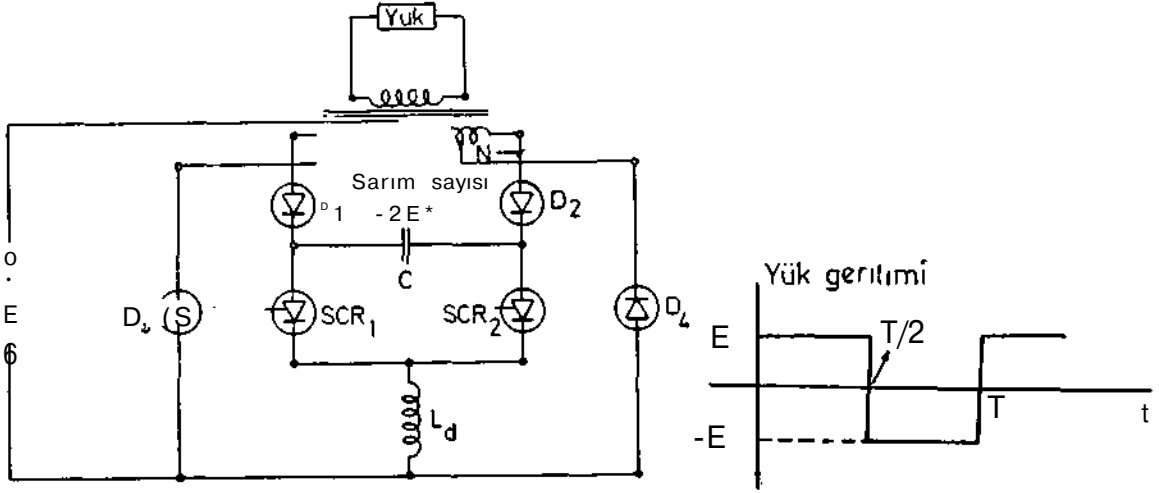
kapama ve sönmeye kayıpları azalır. Fakat bu tip devreler konvertörün maliyetini ve komplikasyonunu artırır.

Bunlara rağmen yumuşak komütasyon devreleri doğru gerilimi doğru gerilime çeviren konvertörlerde yüksek randjman ve emniyetle kullanılmaktadır.

2.2.1.3. Paralel kondansatör vasıtasıyla komütasyon yapılan konvertörler :

Bu tip güç konvertörlerinden SCR_1 ve SCR_2 tristörleri sıra ile tetiklenerek gerilim kaynağını transformatörün karşılıklı uçlarına tatbik ederler ve Şekil 18'de görüldüğü gibi yük üzerinde kare veya dikdörtgen alternatif gerilim meydana getirirler. D₁ ve D₂ diodları kondansatör şarj edildikten sonra deşarj olmaması için konulmuştur. L_d endüktansı komütasyon kondansatörüne kapama anında yüksek akımların gitmemesi için konulmuştur. D₃ ve D₄ diodları da komütasyon sonunda L_d endüktansında mahsur kalan enerjiyi gerilim kaynağına geri vermekte kullanılır.

SCR_1 tristörü tetiklendiği zaman, kondansatör Şekil 18'de görüldüğü yönde yüklenir ve yüke pozitif bir gerilim tatbik edilir. SCR_2 tristörü tetiklendiği zaman SCR_1 tristörü karşı gelen kondansatör geriliminden dolayı söndürülür. Trans-



Şekil 18. Paralel kondansatör vasıtasıyla komütasyon yapılan konvertör.

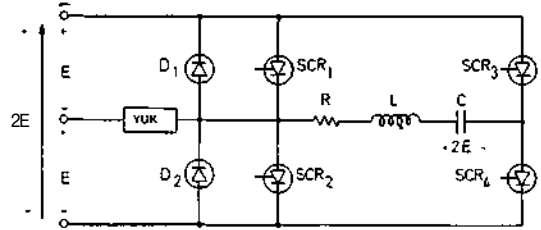
formatörün diğer ucuna pozitif gerilim tatbik edilmesi nedeniyle yük üzerinde negatif gerilim meydana gelir. Bu devrede komütasyon vazifesini yük taşıyıcı tristörler yapmaktadır. Komütasyon periyodu sonunda mahpus kalan enerjiyi gerilim kaynağına iletmek (n) değerine bağlıdır [5]. Tristörlere tatbik edilen gerilimi minimum hale getirmek için ufak bir n değeri istenir. Çıkış geriliminin harmonikleri yüksek olduğu için filtreye ihtiyaç vardır. Harmoniklerin değerleri bir periyot içinde bir kaç kere gerilimin işaret değiştirmesi U_e küçültülebilir [6]. Fakat sık sık gerilimin işaret değiştirmesi hem kontrol devrelerinin komplikasyonunu hem de kapama ve sönmeye kayıplarını artırır. Harmoniklerin azalması veya küçülmesi nedeniyle filtrenin maliyeti ve ağırlığı da azalır. Komütasyonda kullanılan L ve C değerleri komütasyondan sonra mahpus kalan enerjinin minimum olabileceği değerlerde seçilirse konvertörün randımanını da artmış olur.

Bu konvertörlerde üst frekans sınırlı konvertörde kullanılan tristörlerin sönmeye zamanına bağlıdır.

2.2.1.4. Şok komütasyonlu konvertörler :

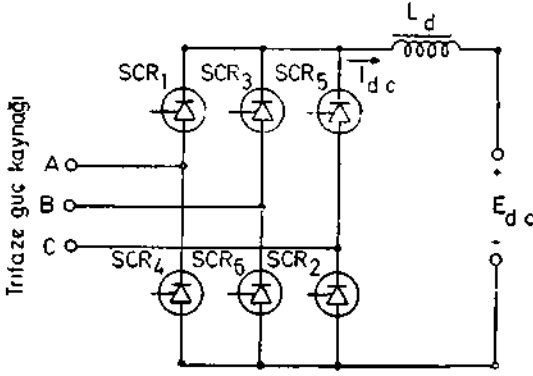
Bu tip konvertörler, endüstride, konvertörün çeşitli çıkış gerilimleri verebilmesi bakımından çok kullanılır. Umumiyetle konvertörlerde, beher komütasyonda sabit bir güç kaybı vardır ve boşta çalışma kayıpları da fazladır [7]. Şekil 19'deki konvertörün boşta çalışma, "ayıplan az olup her komütasyonda kaybolan enerji de yük alımı ile orantılıdır. SCR_1 ve SCR_2 tristörleri ana yük taşıyıcı tristör olup SCR_3 ve SCR_4 tristörleri de yardımcı komütasyon tristörleridir. Şekil 19'da görülen devre hem kare şeklinde hem de darbe

genişliği modüle edilmiş alternatif bir gerilimi yüke verebilir. Darbe genişliği modüle edilen konvertörlerde toir yanıtı periyot içinde bir çok komütasyon yapılır. Yapılacak olan komütasyon sayısı konvertörün frekans limitleri, ihtiva edeceği harmonik değerleri ve komütasyon kayıpları ile sınırlanır. Bir periyotta yapılacak komütasyon sayısının artması ile komütasyon kayıplarının artacağı aşikârdır. Bu konvertörün kare şeklinde gerilimi nasıl vereceğini Şekil 19'a bakarak görelim,

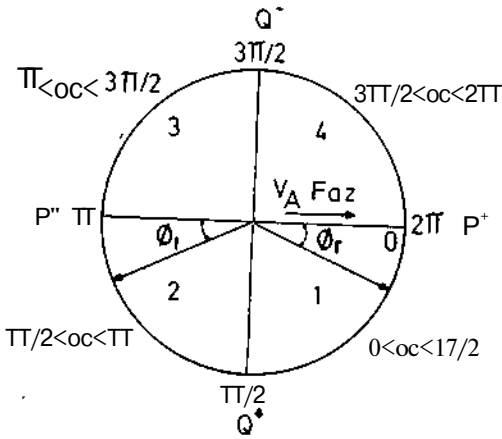


Şekil 19. Şok komütasyonlu konvertör.

SCR_1 ve SCR_2 tristörleri aynı anda ateşlenir, şekilde görüldüğü gibi C kondansatörü L endüktansı üzerinden şarj olur. SCR_3 tristörü SCR_1 tarafından söndürülene kadar yük akımını* taşır. SCR_4 tristörü DC devresindeki şarj akımının sıfır olmasıyla söner (yani C kondansatörünün şarj olması ile). SCR_3 tristörü ateşlendiği zaman SCR_4 tristörüne karşı bir gerilim tatbik edildiği için bu tristör söner. Fazla komütasyon enerjisi D, diodu üzerinden deşarj olduğu için $I > I_d$, diodu SCR_3 tristörüne karşı gerilimin tatbik edilmesini SCR_3 tristörünün akımı tekrar bloke edebilme haline kadar sağlar. SCR_3 tristörünün sönmeye zamanından hemen sonra SCR_2 tristörü SCR_1 tris-



Şekil 20. Alternatif akımlı devrelerde tabii komütasyonlu konvertör.



Şekil 21. Enjeksiyon tekniğini kullanan konvertörün reaktif ve aktif güç karakteristiği :

Q-, P- Sağ Oanan reaktif ve aktif güç.
Q+, P+ AG devresinden; alman reaktif ve aktif güç.

törüyle birlikte ateşlenir. Yük akımının yönü değişir ve C kondansatörü L endüktansı vasıtasıyla SCR₂ tristörünü söndürecek gerilime şarj olur. SCR₂ tristörü C kondansatörünün şarj olması ile söner. SCR₄ tristörü ateşlendiği zaman SCR₂ tristörü karşı gerilime maruz kalarak söner ve fazla komütasyon enerjisi de D₂ diodu üzerinden deşarj olur. SCR_j tristörü söndükten sonra SCR_j ve SCR₄ ateşlenir. Yük atamı tekrar yön değiştirir ve C kondansatörü başlangıçtaki gerilime şarj olur ve yeni bir period başlamış olur. Optimum darbe sağlayabilmek için komütasyon tristörleri (SCR₃ ve SCR₄) ile ana yük tristörlerinin ateşlenmeleri arasındaki zaman farkı aşağıda belirtildiği gibi olmalıdır :

$$t_1 = 0,767 \tau \sqrt{L/C} \quad (2)$$

Bu devredeki elemanların değerleri maudmuri yük akımından en az komütasyon kayıpları ola-

cak şekilde seçilir. En az komütasyon kaybının komütasyon akımının tepe değerinin yük akımının 1,5 misli olduğu zaman elde edildiği gösterilebilir [1]. Kare şeklinde gerilim veren bu tip konvertörlerde yük, büyük harmonik gerilimlerine maruz kalır. Harmonik gerilimlerin yok edilmesi ve/veya azaltılması, güç konvertörünün çalışmakta olduğu sistemin randımanını artıracak için, arzulanır. Harmonik gerilimlerin azaltılması kare şeklinde gerilim veren konvertör yerine, darbe genişliği modül edilmiş bir konvertör kullanmakla elde edilir. O.D.T.Ü. de geliştirilen darbe genişliği modüle edilmiş konvertörle ilgili çeşitli gerilim ve akımların değişimleri Şekil 22 ve 23'de gösterilmiştir. B.1 konvertör devresi Şekil 19'da gösterilen devre ile aynı olup yalnız tristör tetikleme devreleri darbe genişliği modüle edilmiş bir gerilim verecek şekilde tasarlanmıştır. Şekil 23'de komütasyon kondansatörünün şarj akımı, komütasyon anında kapasitana gerilim ve akım değişimi gösterilmiştir.

Şekil 23'de her 1 cm 5 °sn'ye tekabül etmektedir ve konvertörde sönmeye zamanı 8 °sn olan tristörler kullanılmıştır.

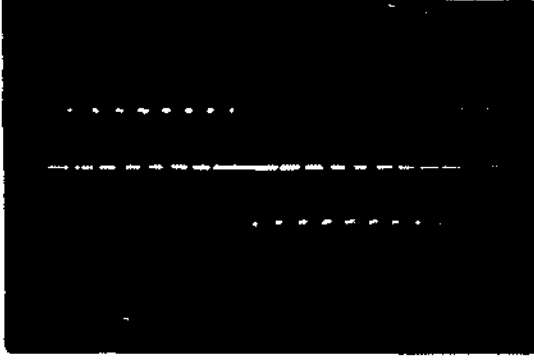
2.2.1.5. Alternatif akımlı devrelerde tabii komütasyonlu konvertörler :

Tabii komütasyonlu konvertörlerin Cos φ'si hiç bir zaman 1 olmaz dolayısıyla bu konvertörler alternatif akım kaynağından reaktif güç alırlar. Bu şekilde reaktif güç alınması bir de avantajdır. Çünkü eğer alternatif akım kaynağının empedansı yüksek ise bu konvertör alternatif akım kaynağının desteği olmadan çalışmak durumunda kalır. Böylece reaktif güç almadan tabii komütasyonlu konvertörlerin çalışması imkânsızdır.

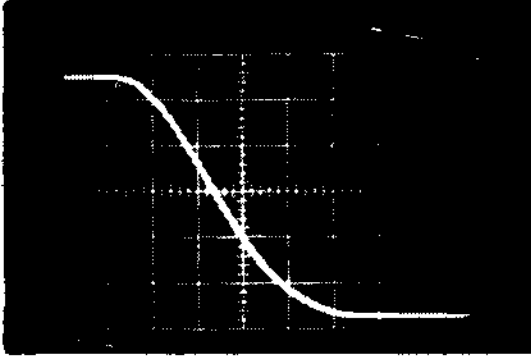
Bu tip sistemlerde yüksek reaktif güç sağlayabilecek kaynakların alternatif akım kaynağı ile beraber kullanılması zorunludur.

2.2.1.6. Enjeksiyon tekniğini kullanan güç konvertörleri :

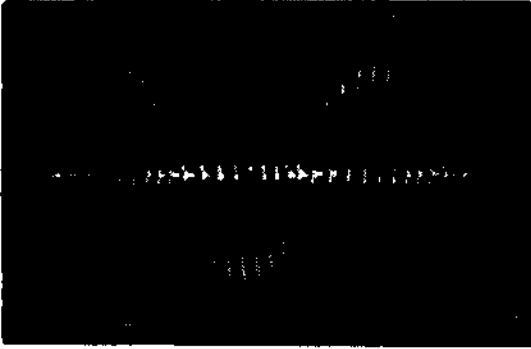
Tabii komütasyonlu konvertörlerin 180°den fazla kontrol açılarında çalışabilmesi imkânsızdır ve konvertörün kendisi alternatif akım kaynağına reaktif bir yükmüş gibi bağlıdır. Bu tip konvertörler doğru akımı alternatif akıma çevirme durumunda isel'jr reaktif güç sağlayamazlar. Enjeksiyon tekniği kullanıldığı vakit bu tip konvertörlerin 360° ile 180° arasında da çalışmaları sağlanır. 360° ile 180° arasında bu tip konvertörlerin reaktif güç sağlamaları bu konvertör devresine harmonik veya darbe gerilimleri enjekte edilerek yapılır. Şekil 20'deki devreye harmonik veya darbe gerilimleri trifaze kaynağı ile seri olarak bağlanır. Harmonik gerilim enjeksiyonu neticesinde bu konvertörler 180° ile 270° derece arasında reaktif güç sağlayabilirler.



22/a



22/b

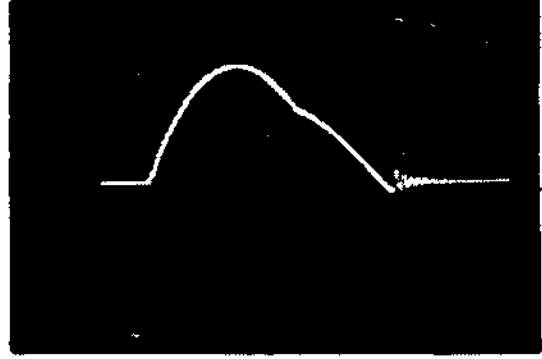


22/c

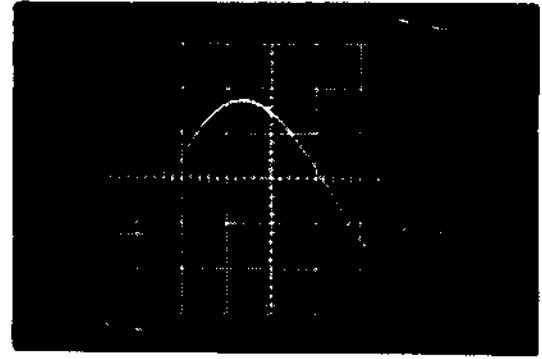
mütasyon için lüzumlu enerji, enjekte edilen gerilim ile ters orantılı olup; enjeksiyon kaynağının ortalama gücü yüksek gerilim enjekte etmekle düşürülebilir. Alternatif ve doğru akım harmonikler kabul edilebilecek seviyede olup bu konvertörler harmonik filtreleri olan alternatif akım sistemleriyle çalışabilirler.

3. SONUÇ

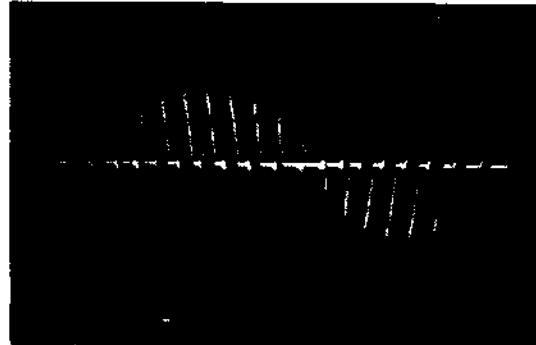
Bu yazımızda tristörü ve kullandıkları güç konvertörlerini çok genel olarak incelemiş bulunuyoruz. Endüstride geniş tatbikat sahası bulunmuş olan bu güç konvertörlerinin en çok kullandıkları sahalara aşağıda sıralanmışlardır. :



23/b



23/a



23/c

Bu tip konvertörlerin başlıca dezavantajı çok değişebilen yüklerde çalışmamasıdır. Enjekte edilen harmonik gerilim, yük akımıyla orantılı olduğu için, aşırı yük akımlarında çok büyük değerlere çıkabilir [8].

Diğer taraftan darbe gerilimi enjeksiyonu tekniği kullanılan konvertörler 0° ile 360° arasında çalışabilirler. Şekil 21'de bu konvertörün aktif ve reaktif güç karakteristiği gösterilmiştir. Darbe gerilimi ile komütasyon yapan bu tip konvertörler 0° ile 360° arasında bazı açılarda redresör gibi çalışabilirler bazı açılarda da doğru akımı alternatif akıma çevirebilirler. Cebri ko-

- a. Elektrik motorlarının» karakteristiklerinin , istenilen şekilde değiştirilmesinde,
- b. -. Endüksiyonla ısıtmada,
- c. Aydınlatmada,
- d. AG ve DG güç kaynakları olarak,
- e. Yüksek doğru gerilim naklinde AG/DG ve DG/AG konvertöri olarak,
- f. Frekans konvertörü olarak.

Konvertör seçim ve tasarımı tatbik edileceği sistemin özelliklerine göre olmalıdır. O.D.T. Üniversitesi'nde geliştirilen, ve bu yazımızda misal olarak verdiğimiz konvertörler endüksiyon motor hız kontrolü için tasarlanmışlardır.

Tristörlü konvertörlerin yukarıda belirtilen sahalardaki tatbikatları üzerine araştırmalarımız devam etmektedir.

KAYNAKLAR:

1. B. D. Bedford and R. G. Hoft: «Principles of Inverter Circuits». John Wiley and Sons, 1964.
2. G. R. Gutzwiller : «SCR Manual». GEC Publication, Second Edition, 1968.
3. H. Rıssık: «Mercury-arc Current Convertors». Sir Isaac Pitman and Sons, 1935.
4. C. Ankan : «Inhibition of Circulating Currents in Cycloconvertors and a New Method of Widening Their Frequency Range». Ph. D. Thesis, September 1971.
5. W. McMURRAY and D. P. Shattuck : «Silicon-Controlled Rectifier Inverter with Improved Commutation». AIEE Trans. (Communication and Electronics), Vol. 80, pp. 531-542, November 1961.
6. F. G. Turnbull : «Selected Harmonic Reduction in Static DC - AC Inverters». AIEE Trans. (Communication and Electronics), Vol. 83, pp. 374-378, July 1964.
7. A. J. Humphery: «Inverter Commutation Circuits». IEEE Trans. Industry and General Applications, Vol. IGA-a, pp. 104-110, No. 1, January 1968.
8. T. Gilling and L. L. Preis : Artificial Commutation of Converters Through Injection Technique». IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, Vol. PAS - 88, pp. 1052-1061, No. 7, July 1969.
9. T. Moruhashi, P. P. Blinger, S. B. Dewan, R. S. Segworth : «Series Inverter Without Gate Control». IEEE Trans. Magnetics, Vol. Mag - 6, pp. 54-58, No. 1, March 1970.