

T.C. YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Güç Elektroniğı Elemanlarından
Yararlanarak Asenkron Motor...

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Eşref Kasap

T. C.
YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

TEZİN ADI

**GÜÇ ELEKTRONİĞİ ELEMANLARINDAN
YARARLANARAK ASENKRON MOTOR
DEVİR SAYISI AYARININ İNCELENMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELK. MÜH. EŞREF KASAP

İSTANBUL — 1984

T.C.
YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
GENEL KİTAPLIĞI

Kot : R 152
Alındığı Yer : Fen Bil. Ens. 15
Tarih : 23.3.1937
Fatura :
Fiatı : 1500 L.
Ayniyat No : 1/1
Kayıt No : 44751
UDC : 621.3
Ek : 378.242



YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
D.B. No 42585

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTUSU

Comp.

TEZİN ADI

GÜÇ ELEKTRONİĞİ ELEMANLARINDAN

YARARLANARAK ASENKRON MOTOR

DEVİR SAYISI AYARININ İNCELENMESİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ELK. MÜH. EŞREF KASAP

İSTANBUL 1984

TEŞEKKÜR

Bu tez, günümüzün en ilginç konularından biri olan "Asenkron motor devir sayısı ayarı "ile ilgili bir inceleme yazı dizisini kapsamaktadır.

Bu konuyu irdelememe yardımcı olan saygıdeğer hocam Prof.Dr. Atıf URAL'a şükranlarımı sunarım.

Ayrıca bu konuyla ilgili bilgilerini esirgemeyen güç elektroniği kürsüsü araştırma görevlilerinin tümüne ve müfettişleri titizlikle daktilo eden yeğenim Hilmi DENİZ'e teşekkür ederim.

Elk.Müh.

Eşref KASAP

İ Ç İ N D E K İ L E R

Sayfa No

Teşekkür

Özet

İçindekiler

GİRİŞ..... I

BÖLÜM I

DEVİR SAYISI DEĞİŞİMİNDE DİKKAT EDİLECEK HUSUS-
LAR VE ÇEŞİTLİ DEVİR SAYISI YÖNTEMLERİ..... 3

V I-1. Devir sayısının önemi..... 3

V I-2. Asenkron makinanın D.C makinalarıyla
karşılaştırılması..... 3

N I-3. Asenkron makinanın devir sayısı ayar
yöntemleri..... 5

BÖLÜM II

ASENKRON MOTORUN EŞDEĞER DEVRESİ VE MOMENT BA-
ĞINTILARINDAKİ İFADELERİN İNCELENMESİ..... 8

II-1. Asenkron motorun sabit frekans şebeke-
sindeki esasları..... 8

II-2. Asenkron makinanın eşdeğer devresi.... 9

II-2.1. Döndürme momentinin değişimi..... 12

II-2.2. Asenkron makinanın şebeke gerilim ve
frekansının değişimi durumunda etüt
edilmesi..... 14

BÖLÜM III

İNVERTERLERİN (EVİRİCİLERİN) İNCELENMESİ..... 16

III-1. Ara devreli gerilim zorlamalı inverter-
ler..... 16

III-1.1. İnverter devrelerinin tipleri..... 16

III-1.2. Yarı köprü inverterin analizi..... 18

III-1.2.1.	Yarı köprü inverterin güç devresi....	18
III-1.2.2.	Yük komütasyonlu yarı köprü inverterler.....	22
III-1.2.3.	Voltaj komütasyonlu yarı köprü inverterler.....	26
III-1.2.4.	Voltaj komütasyonlu devrelerde bileşenlerin değerlendirilmesi ve devre dizaynı.....	41
III-1.3.	Tek fazlı köprü inverterler.....	46
III-1.4.	Üç fazlı inverterler.....	50
III-1.4.1.	Herhangi bir anda 3 tristör açık durumu.....	51
III-1.4.2.	Herhangi bir anda 2 tristör açık iken	55
III-2.	Modülasyon tekniği.....	58
III-2.1.	Basamak modülasyonu.....	58
III-2.1.1.	Darbe sayısı tek sayı olan dalgalar..	59
III-2.1.2.	Darbe sayısı çift sayı olan dalgalar.	61
III-2.1.3.	Darbe süresi eviricinin çıkış frekansı ile değişen dalgalar.....	66
III-2.2.	Taşıyıcı dalgalar ile modülasyon.....	69
III-2.2.1.	Üçgen ve sinüs dalgaları ile modülasyon.....	69
III-2.3.	Güç devresinin modülasyona yaptığı etkiler.....	72
III-2.4.	Tristörlerin iletim sürelerinin çıkış dalgalarına göre tayini.....	73
III-2.4.1.	Bir fazlı evirici.....	74
III-2.4.2.	Üç fazlı evirici.....	75

BÖLÜM IV

FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER.....	78
IV-I. Üç fazdan tek faza frekans dönüştürücüler.....	82
IV-I.1. Çıkış harmoniklerinin azaltılması (Redüksiyonu).....	84
IV-I.2. Devre komponentlerinin oranlanması...	87

BÖLÜM V

HARMONİK ELEME YÖNTEMLERİ.....	90
V-1. Çok puslu darbelerin harmoniklerinin minimuma düşürülmesi.....	90
V-2. Seçilmiş özel harmonik küçültme yöntemi.....	93
V-3. Transformatör bağlantıları yardımıyla harmoniklerin elenmesi.....	95

BÖLÜM VI

İNVERTER KOMÜTASYON DEVRELERİ.....	98
VI-1. Komütasyonun tanımı.....	98
VI-1.2. Pozitif akımda komütasyon.....	99
VI-1.3. Negatif akımda komütasyon.....	103

BÖLÜM VII

TETİKLEME DEVRELERİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİNDEKİ TEMEL ESASLAR.....	109
VII-1. Kontrol devreleri.....	109
VII-2. Kontrol devresinin üniteleri ve görevleri.....	109
VII-2.1. Frekans üreticisi.....	109
VII-2.2. Sıralama ünitesi.....	110
VII-2.3. Ana kontrol ünitesi.....	111
VII-2.4. Açık çevrim motor kontrolü.....	111
VII-2.5. Kapalı çevrim motor kontrolü.....	112
VII-2.6. Frekans kontrolü.....	113

BÖLÜM VIII

ASENKRON MOTORLARININ DEVİR SAYISI AYARININ KONTROLÜ.....	115
VIII-I Bir fazlı asenkron motorun inverter güç devresi ile devir sayısı ayarının incelenmesi ile hesapların yapılması.	115

VIII-I.1.	Variak.....	118
VIII-I.2.	Besleme transformatörü.....	118
VIII-I.3.	Redresör hesabı.....	121
VIII-I.4.	İnverter güç devresi.....	121
VIII-I.5.	Tetikleme devresinin analizi.....	135
VIII-2.	Tam kontrollü 3 fazlı asenkron motorun devir sayısı ayarları.....	138
SONUÇ		143
KAYNAKLAR		145
ÖZGEÇMİŞ		146

OZET

Bu tez, maliyeti ucuz, konstrüksiyonu basit ve endüstride kullanma sahası çok geniş olan asenkron makinelerin, besleme gerilimi ve frekansının birlikte değiştirilmesi ile devir sayısının ayarını incelemek için yazılmıştır.

Asenkron makineler rotorlarındaki konstrüksiyon değişikliğinden dolayı iki kısma ayrılırlar. Sincap kafesli ve rotor sargılı (bilezikli) adlarıyla anılan bu motorların, stator konstrüksiyonlarında değişme yoktur. Burada yalnız sincap kafesli asenkron motorlarda hız ayar şekilleri izah edilmeye çalışılacaktır.

Genel olarak beslemenin stator'dan yapıldığı düşünülürse, gerilime ait frekansın değiştirilmesi makinenin kutup sayısının sabit olması nedeniyle devir sayısının değişmesine neden olacaktır.

Endüstride kullanılan sinüsoidal gerilim frekansının sabit oluşu ve sürekli değiştirilemeyişi, bu yöntemin sinüsoidal olmayan fakat frekansı değiştirilebilen gerilimleri üreten sistemler aracılığı ile yapılmasına yol açmıştır.

Asenkron makinenin hız ayarında kullanılan güç devresi genelde iki türlü yapılmaktadır. Güç transistörleri veya tristörlerden meydana getirilen bu devrelerin tetikleme ve koruma devreleri özellikle öneme haiz bir konudur. Tamamen geri beslemeli ve otomatik kontrollü olan bu devrelerin dizaynı oldukça karmaşık olduğundan ötürü burada bu konulara değinilmemiştir.

Gerilim ve frekansın değişim değerleri belli oranda ve sabit olarak kalmalıdır. Buna bağlı olarak makinenin döndürme momentinin sabit kalması sağlanacaktır.

Günümüzde büyük önem taşıyan bu konu gün geçtikçe büyük aşamalar halinde yenileşmektedir. Teknolojisi tam olarak oturmuş durumda olmadığından imalatı oldukça pahalıya mal olmaktadır. Tristörlerin özellikleri güç tristörlerine yakınlştırılması halinde inverterlerin imalatındaki en büyük sorun olan komütasyon olayı da böylelikle ortadan kalkmış olacaktır. Komütasyon devresinin ortadan kalkması gerek imalat, gerekse maliyet yönünden çok büyük kazançlar sağlayacaktır. Böylelikle devrelerin dizaynı basitleşecektir. (Zira inverter veya frekans dönüştürücülerin yapısındaki karmaşıklıklar komütasyon olayı ile dahada büyümekte olduğundan basitleşmiş devrelerin elde edilmesi teknik için çok büyük bir hizmet olacaktır.)

Tezin oluşumunda özellikle inverterlerin yapısı ve makinenin özellikleri etüt edilmiştir. Böylelikle devir sayısı ayarının nasıl yapılacağı hakkında okuyuculara bir fikir verilmeye çalışılmıştır.

SUMMARY

This thesis is based on the principle of adjustable-frequency and supply voltage and both for obtaining speed control of an induction motor which has wide range applications in industry.

Induction motors, divided into two sections because of, the differences between their rotors construction. In this thesis, the design, the construction of speed control circuitry is generally described for squirrel-cage type of induction motors.

The variable-frequency control is the necessity of changing the motor voltage by the same percentage as the frequency change, if voltage and frequency change by same amount, then, there will be no change in no-load current or motor flux. But: the frequency of sinusoidal voltage in industry is constant and wouldn't be changed condiously. So this kind of method is obtained by the systems: which generates variable frequency of non-sinusoidal voltage waves.

The power circuit used in speed control of induction motors can observe in two sections.

These circuits are made by power transistors and thyristors. At the some time: triggering and protection arrays are important subjects. Completely, feed-back and automatic control of these circuits design are verely complex and wide, so I didn't touch tehese subjects in this thesis.

Speed Control of an Induction motor which have great importance in industry will be go on in new ways by day after day. It's technology isn't developed yet so it's manufacture have a great price. By approaching the speacialites of the thyristors to the power transistors, the great and important problem as called "comutation" will eliminate. The elimination of commutation circuit, as manufacture, as it's cost will have decrease for great prices. So the design of circuits will get more simply than nowadays.

Especially in this thesis, the structure of inverters and specialities of induction motor are obserred for giving an opinion to the readers.

I have to say my thanks to my teacher Prof.Dr.Atif URAL who is the supervisor of this thesis and thanks to Sinan PRAVADALIOGLU for his assistances.

G İ R İ Ő :

Asenkron motorların devir ayarları pek çok yöntemlerle yapılmaktadır. Bu yöntemlerin arasından ekonomik ve verimi en yüksek olanı bulmak ve bu teknolojiyi geliştirmek esas amaç olmalıdır.

Bu yazı dizisi sekiz bölümden oluşmaktadır. Birinci bölüm'de Devir sayısının önemi tartışılıp, devir ayar yöntemleri geniş olarak ele alınmıştır. Asenkron motorlarda devir sayısı ayarını sinüsoidal dalgalarla yapma olanağımız yoktur. Buna en iyi çözüm inverterlerle teşkil edilen yaklaşık sinüsoidal dalgalarla veya kare dalgaların karmaşık yapıları ile uygulanabilir devrelerdir.

Inverterlerin yapısı günümüz teknolojisiyle gün geçtikçe ilerlemekte ve modern sistemler oluşturulmaktadır. Tamamen inverterlerin bir uygulaması olan Asenkron motor devir sayısı ayar prensipleri de böylelikle teorik ve pratik olarak genişleme imkanı bulmaktadır.

İkinci bölümde asenkron motorun eşdeğer momend ve gerilim bağıntıları geniş olarak ele alınarak irdelenmiştir. Eşdeğer devreden elde ettiğimiz sonuçlara göre gerilim ve frekansının birlikte değiştirilmesiyle motorun döndürme momentinin sabit kaldığı denklemlerle ispatlanmıştır.

Üçüncü bölümde çok çeşitli inverterlerin genel yapıları hakkında bilgi verilmeye çalışılmıştır. Özellikle gerilim zorlamalı inverterler ve DGM yöntemi ile yapılan inverter teorisi izah edilmiştir.

Dördüncü bölümde direk AC'dan AC dönüşüm yapan Frekans dönüştürücüler ele alınmıştır. Frekans dönüştürücülerin 50 Hz'den yukarı frekanslara dönüşüm yapılamadığından ve bu frekansın 1/3'üne ancak inebildiğinden kullanım alanları oldukça dardır. Üç fazlı Frekans dönüştürücülerinde en az 36 adet tristörü gerektirmesi ekonomik açıdan da ilgi uyandırmamaktadır. Bu yüzden motorlarda kullanma alanı oldukça azdır.

Beşinci bölümde bugünün teknolojisi ile henüz çözümü bulunamayan komütasyon olayı anlatılmaya çalışılmıştır. Her ne kadar hızlı inverterler imalatı gerçekleşmisse'de bugün komütasyon halen önemini kaybetmemiştir. Tristörlerin imalatında serbest kalma zamanı güç transistörlerine yaklaşılmaması halinde ancak komütasyon olayı ortadan kalkabilecektir. Fakat bugünün teknolojisi özellikle komütasyon olayını ortadan kaldıracılabilmek için yeni tip tristörlerin imalatını gerçekleştirmek için var gücüyle çalışmaktadır.

Altıncı bölümde inverterlerin tam sinüsoidal dalgası oluşturamadığından, bunların oluşturduğu harmonikler ele alınmıştır. İnverterlerde en önemlisi 3 ve 5. harmoniklerin oluşmamasını sağlamaktır. Fakat harmoniklerin mümkün mertebe yok edilmesini sağlayabilmek en iyisi olacaktır. Buda inverter çıkışındaki dalgaların karmaşıklığını ortaya koymaktadır. Aksi halde harmonik olayı önlenemez.

Yedinci bölümde Tetikleme devrelerinin otomatik kontrolu hakkında bilgi verilmeye çalışılmıştır.

Sekizinci bölümde ise örnek bir devre üzerinde yapılan teorik inceleme tartışılmıştır. Yapılan hesaplar okuyucu'ya tamamen bir fikir edinebilmeyi sağlamaktadır.

Son olarak AEG-Telefunken firmasının gerçekleştirdiği bir blok şemanın etüdü yapılmıştır.

BOLUM I : DEVİR SAYISI DEĞİŞİMİNDE DİKKAT EDİLECEK HUSUSLAR VE ÇEŞİTLİ DEVİR SAYISI YÖNTEMLERİ

I.1 DEVİR SAYISININ ÖNEMİ

Modern endüstride değişken devir sayısı ile çalışan pek çok iş makinası vardır. Haddemeleme tezgahları, metal işleme makinaları, kaldırma makinaları, transport tesisleri, ulaşım tesisleri, kâğıt endüstrisi, kömür endüstrisi, tekstil endüstrisi daha bir çok sanayi dalında devir sayısı ayarlanabilen motorlara şiddetle ihtiyaç duyulmaktadır.

Devir sayısı ayarının yapılabilmesi işletmelerde iş hacmini yükseltir, yüksek verim sağlar ve mamulün kaliteli olmasını temin eder. İş makinalarının devir sayısı ayarı mekanik olarak kademeli kasnak, dişli çark mekanizması, sürtünmeli kavrama ve diğer bazı mekanik düzenler yardımıyla yapılabilir. İş makinalarında mekanik düzenlerle devir sayısı ayarı, devir sayısı ayarının tarihi gelişiminde ilk sırada yer almıştır. Bugün mekanik devir sayısı ayarı geniş ölçüde ekonomik ve teknik üstünlüklerinden dolayı yerini elektrikli devir sayısı ayar metodlarına bırakmıştır.

Bugün sabit ve değişken frekanslı evirici yapmak için yayınlanmış bir çok yabancı kaynaklar mevcuttur. Bu eviricinin güçleri megavat mertebesine kadar çıkmaktadır.

1.2 ASENKRON MAKİNANIN D.C MAKİNALARIYLA KARŞILAŞTIRILMASI

1- Daha küçük ve ucuz, komütatörün olmaması, hacim ve ağırlığı doğrudan azaltır ve ayrıca motorun daha yüksek hızlara ulaşmasını sağlayarak, verilen bir çıkış gücü için motor boyutunu dahada küçültür.

2- Yüksek hızlarda ve dinamik frenlemede artan güç komütatör motorlarının, genelde reaktans gerilimlerinin neden olduğu aşırı komütatör kıvılcımları nedeniyle, yüksek hızlarda anma gücünü sağlama yetenekleri sınırlıdır. Komütatör, frenleme sürecinde mevcut frenleme gücünü sınırlar. Komütatörün atılması bu sınırlamaları ortadan kaldırır.

3- Daha az bakım, denetlenecek komütatör ve değiştirilecek fırçalar yoktur.

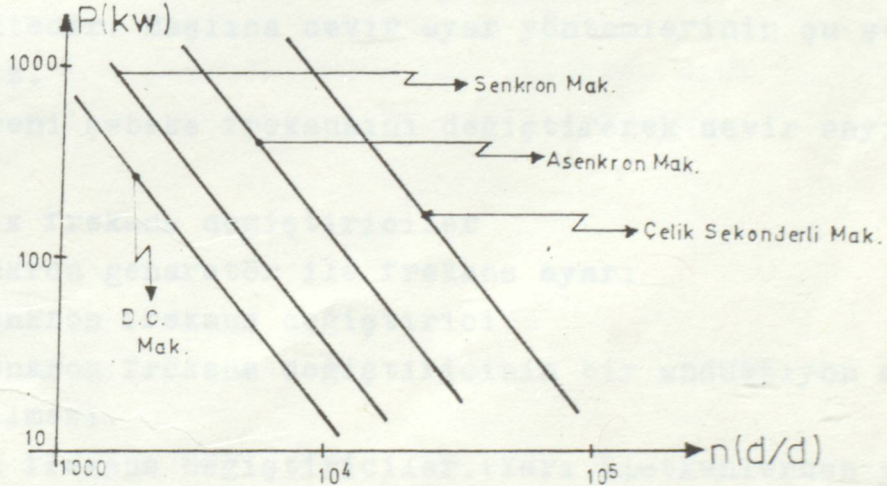
4- Kötü çevre koşullarına tolerans, çevre tarafından ve yüksek şok yükleri ile etkilenecek hareketli elektrik kontaktları yoktur.

5- Düşük maliyet- Az sayıda araç kullanılması ve pahalı komütatörün bulunmaması nedeniyle yatırım masrafları, daha az bakım gerektirdiği için de işletme masrafları azdır,

Görüldüğü gibi tüm avantajlar komütatörün bulunmaması nedeniyle ortaya çıkar. Makinanın tasarımına gerekli özen gösterilir ve bakımı ihmal edilmesse komütatör ve fırçaların sıkıntı yaratmayacağı söylenir. Bu doğru olabilir fakat, bütünüyle makina açısından, komütatörsüz daha rahat olunacağına anlaşılmak gerekir.

Komütatör, makinadaki sabit manyetik alana bağlı ve makina hızından bağımsız olarak, gerektiğinde armatür sargılarındaki akımın yönünü değiştirerek, D.C. motorunda bir frekans değiştirici gibi işlev görür. Asenkron motorlarda stator sargılarındaki akımın yönünün periyodik olarak değişimini gerektirirler. Motor, eviriciden besleniyorsa bu işi evirici görür.

Asenkron motorun hız ayarında motor yönünden hiç bir dezavantajımız yoktur. Fakat eviricide çok iyi bir komütasyon devresi oluşturmamız gerekecektir. Son derece korumalı ve kontrollü bir devre olmalıdır. Aksi taktirde en ufak bir hatanın olması eviricinin kısa devre olmasına neden olacaktır.



Şekil:1- Elektrik makinelerinin hız ve güç olarak karşılaştırılması.

Makinanın gücü; $P = \frac{1}{\pi} \cdot V^3 \cdot G \cdot k \cdot n^2$

Bu ifadede:

V: Rotorun çevre hızı

G: Ortalama dağılıma faktörü

k: $\frac{I}{d}$ Nispeten çapın boyu

n: Devir sayısı

Sınır gücü rotor çevre hızına bağlı olarak değişir.

	Rotor çevre hızı (v)
D.C Mak.	110 m/s
Senkron mak.	130 m/sn.
Asenkron mak.	200 m/sn.

Motor işletmesinde kullanılması düşünülen statik değıştircinin yapısında tristörlerin var olması halinde aşağıdaki hususların gerçekleştirilmeleri aranır.

1. Frekans ve gerilimin geniş sınırlar içinde değışebilmesi
2. Faz sıralarının mümkün olduğunca çabuk değışebilmesi
3. Sürekli kontrol ve geçici rejime çabuk adaptasyonu
4. Bütün işletme frekanslarında yüksek güç faktörü
5. Harmonik muhteviyatının küçük olması veya genişliği büyük olan harmoniklerinin frekanslarının yüksek olması ve dolayısıyla motor tarafından filitre edilmesi.

Bu özelliklere haiz bir eviricide şu ana bölümler bulunmalıdır

- a) Frekans değıştirici ve güç devresi
- b) Frekans değıştiricisinin kontrol elemanları
- c) Otomatik kontrol elemanları

I-3 ASENKRON MAKINANIN DEVİR SAYISI AYAR YÖNTEMLERİ

Bilinen birçok ayar yöntemlerini sırayla yazmak mümkündür. Fakat devir ayarı birçok metoduyla yapılmasına karşın en önemlisi ekonomik verim sağlayan sistemi seçmektir. Aksi halde ayarın hiç bir önemi kalmayacaktır.

Devir sayısı, primer şebeke frekansının, kutup sayısının ve kaymanın değıştirilmesi mümkün olduğu izan edilmektedir. Bu üç değışkenin değıştirilmesi birçok çeşitli yöntemleri mevcuttur. ve bu yöntemler kendi aralarında oldukça çeşitli şekillerde gerçekleştirilmektedir. Başlıca devir ayar yöntemlerinin şu şekilde sıralayabiliriz.

a- Primer, yeni şebeke frekansını değıştirerek devir sayısı ayarı

1- Dinamik frekans değıştiriciler

- a) Senkron genaratör ile frekans ayarı
- b) Asenkron frekans değıştirici
- c) Asenkron frekans değıştiricisinin bir endüksiyon motoru ile tahrik edilmesi.

2- Statik frekans değıştiriciler. (Yarı iletkenlerden yararlanarak)

b- Çift kutup sayısı değıştirilerek devir sayısı ayarı

c- Kaymayı değıştirilerek devre sayısı ayarı

1- Rotor dış devresindeki gücü ayar ederek kaymanın değıştirilmesi

a) Rotor devresine ornık dirençler bağlayarak devir sayısı ayarı

b) Rotor süzgeçlerine uygulanan gerilimle devir sayısı ayarı

2- Statora uygulanan gerilimi değiştirmekle kaymanın değiştirilmesi ile devir sayısı ayarı

d- Birden fazla uç fazlı endüksiyon makinasının birlikte çalıştırılması ile devir sayısı ayarı.

1- Uç fazlı endüksiyon makinaların kaskad bağlanması

2- İkinci bir döner alanın süperpozisyonu ile devir sayısının ayarı.(Çift motor bağlaması ile devir sayısı ayarı)

e- Endüksiyon makinasının aynı zamanda stator ve rotorundan beslenmesi.

f- Çift rotorlu asenkron motorlar (Mekanik kaskatlar)

1- Ara rotorlu motorlar ile devir ayarı

2- Tandem motor ile devir ayarı

Tüm bu yöntemlerin arasından sadece "Statik frekans değiştiriciler" kısmını derinleştirip incelemeye çalışalım.

Doğrultucu tekniğinin döner alan makinalarında devir sayısı ayar yöntemleri üzerine bakışı genel olarak tablo: 1-de verildiği gibidir.

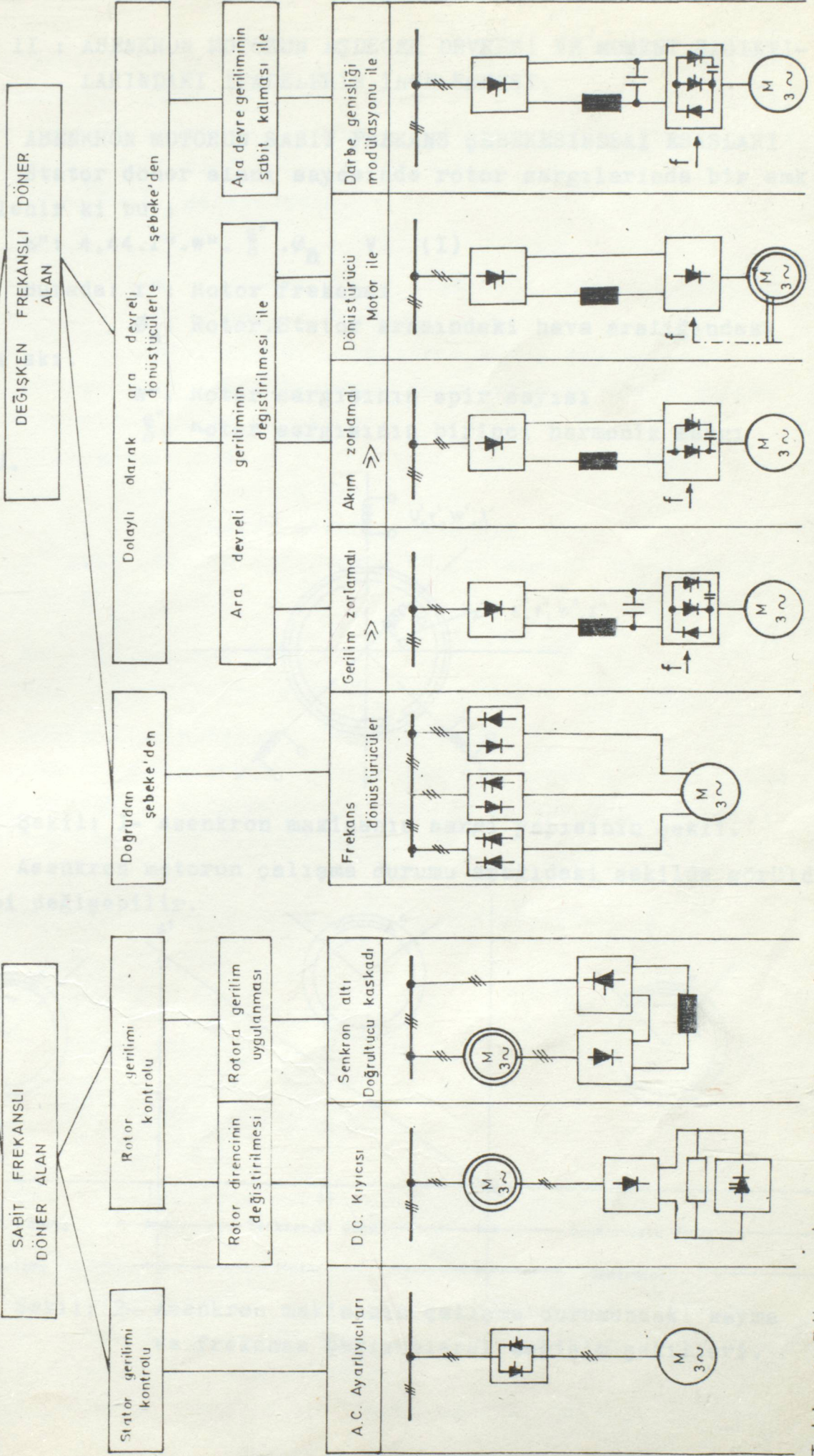
Temelde bu hız ayarı iki türlü yapılabilmektedir.

1- Devir sayısı ayarı şebekenin sabit frekansı altında kaymanın değişimine,

2- Devir sayısı ayarı makinanın stator beslemesinin frekans ve gerilimin birlikte değiştirilip, kaymanın mümkün mertebe sabit tutulmasına dayanmaktadır.

Statik frekans dönüştürücülerden yararlanarak elde edilen devir sayısı ayar yöntemleri Tablo:1'de geniş olarak izah edilmektedir.

YÖNELTİCİLERLE ASENKRON MAKINANIN HIZ KONTROL PRENSİPLERİ



Tablo:1- Döner alan makinalarının (Asenkron Motor) doğrultucularla devir sayısı ayar yöntemleri

BÖLÜM II : ASENKRON MOTORUN EŞDEĞER DEVRESİ VE MOMENT BAĞINTILARINDAKİ İFADELERİN İNCELENMESİ.

II-1. ASENKRON MOTORUN SABİT FREKANS ŞEBEKESİNDEKİ ESASLARI

Stator döner alanı sayesinde rotor sargılarında bir emk indüklenir ki bu :

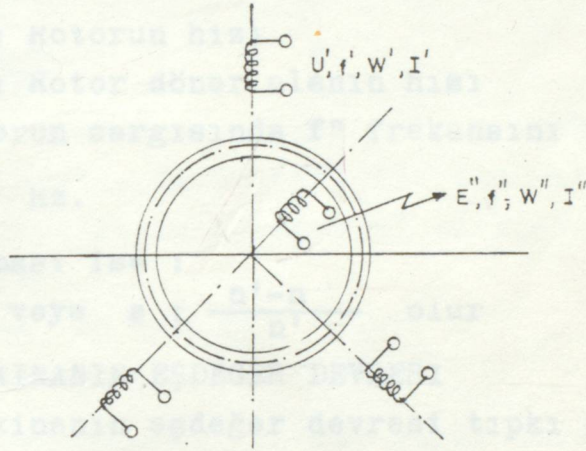
$$E'' = 4,44 \cdot f'' \cdot W'' \cdot \frac{\Phi_h}{\sqrt{2}} \quad (I)$$

Burada: f'' : Rotor frekansı

Φ_h : Rotor.Stator arasındaki hava aralığındaki faydalı akı.

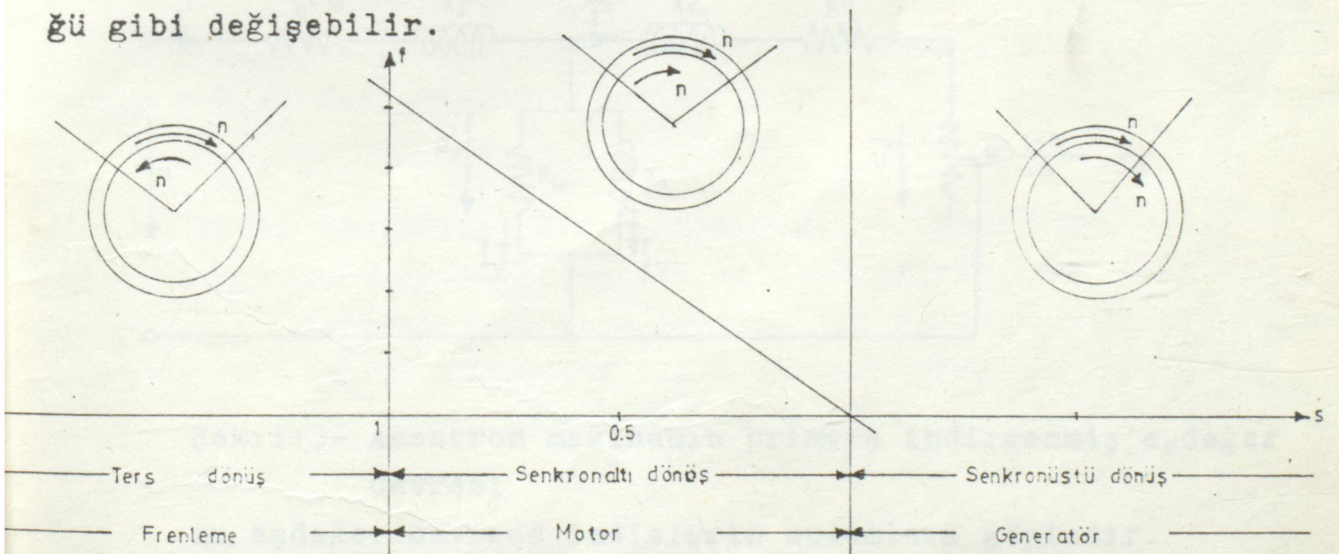
W'' : Rotor sargısının spir sayısı

$\frac{\Phi_h}{\sqrt{2}}$: Rotor sargısının birinci harmonik sargı faktörü.



Şekil: I- Asenkron makinanın sargı yapısının şekli.

Asenkron motorun çalışma durumu aşağıdaki şekilde görüldüğü gibi değişebilir.



Şekil: 2- Asenkron makinanın çalışma durumundaki kayma ve frekansa bağlı olarak değişim şekilleri.

Stator döner alanı ile rotorun hızı birbirine eşit miktarda dönecek olursa makinamız Senkron, rotorun az bir miktar geride hareket ediyorsa makinamız asenkron motor ismini alacaktır. Stator döner alanın devir sayısı:

$$n' = \frac{60}{p'} \cdot f' \text{ şeklindedir.} \quad (2)$$

Burada :

n' : Stator döner alan hızı (Senkron hız)

f' : Şebeke frekansı

p' : Stator sargısının kutup sayısı

Rotor döner alanı asenkron motorlarda n'' devir sayısı ile hareket etmektedir. Ve bu hız :

$$n'' = n' - n \quad \text{d/d.} \quad (3)$$

n : Rotorun hızı

n'' : Rotor döner alanın hızı

n'' hızı rotorun sargısında f'' frekansını üretecektir.

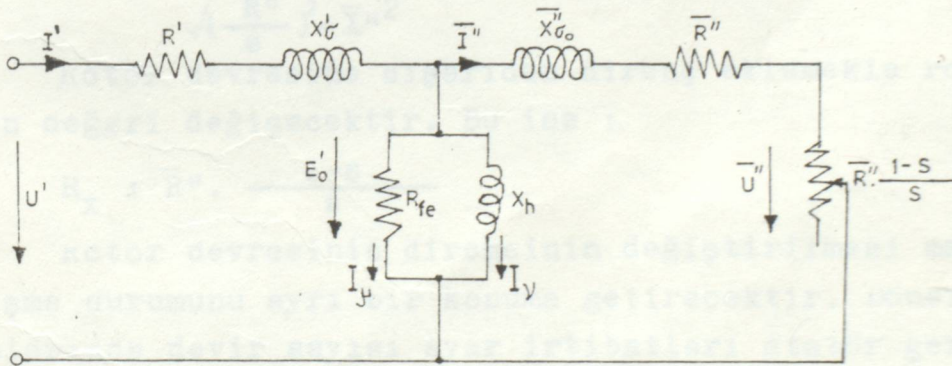
$$f'' = \frac{p'' \cdot n''}{60} \quad \text{Hz.} \quad (4)$$

Motorun kayması ise :

$$s = \frac{n''}{n'} \quad \text{veya} \quad s = \frac{n' - n}{n'} \quad \text{olur} \quad (5)$$

II-2. ASENKRON MAKINANIN EŞDEĞER DEVRESİ

Asenkron makinanın eşdeğer devresi tıpkı transformatör eşdeğer devresine benzemektedir. Yalnız burada kaymaya bağlı olarak değişen rotor direnci mevcuttur.



Şekil:3- Asenkron makinanın primere indirgenmiş eşdeğer devresi

Bu eşdeğer devrede indislerin anlamları şöyledir.

I' : Stator akımı

R' : Stator sargı direnci

U' : Stator gerilimi

X'_{σ} : Stator sargı reaktansı.

X_h : Makinanın ana reaktansı

R_{fe} : Demir kayıplarını içeren eşdeğer direnç.

statara indirgenmiş büyüklükler :

$$I'' : I' = \frac{m'' \cdot w'' \cdot \frac{1}{\omega''}}{m' \cdot w' \cdot \frac{1}{\omega'}} \quad \text{Rotor akımı}$$

$$E'' : E' = E''_0 \cdot \frac{w' \cdot \frac{1}{\omega'}}{w'' \cdot \frac{1}{\omega''}} \quad \text{Rotor baştaki gerilim}$$

$$\bar{R}'' : R'_0 = \frac{(w' \cdot \frac{1}{\omega'})^2}{(w'' \cdot \frac{1}{\omega''})^2} \quad \text{Rotor sargı direnci}$$

$$\bar{X}'' : X'_0 = \frac{(w' \cdot \frac{1}{\omega'})^2}{(w'' \cdot \frac{1}{\omega''})^2} \quad \text{Rotor kaçak reaktans}$$

m' : Stator sargı faz sayısı

m'' : Rotor sargı faz sayısı

Rotorda indüklenen E'' emk ise, bu durumda rotor akımı:

$$I'' = \frac{E''}{\sqrt{R''^2 + \bar{X}''^2}} \quad A \quad (6)$$

E'' ve $\bar{X}''$ Değerleri rotar döner alanın frekansına bağlı (f'') olarak değişecektir. Fakat (f'') ise tamamen kaymanın (s) bir sonucu olarak elde edileceğinden E'' ve $\bar{X}''$ değerleri direkt kaymaya bağlı olurlar.

$$E'' : s \cdot E'_0 \quad \text{ve} \quad \bar{X}'' : s \cdot \bar{X}''_0 \quad \text{olur.}$$

Bunlar ifadede yerine konursa :

$$I'' = \frac{s \cdot E'_0}{\sqrt{\bar{R}''^2 + (s \bar{X}''_0)^2}} \quad \text{Şayet taraf tarafa s bölünurse:}$$

$$I'' = \frac{E''_0}{\sqrt{(\frac{\bar{R}''}{s})^2 + \bar{X}''^2}} \quad \text{bağıntısı elde edilir.} \quad (7)$$

Rotor devresine dışarıdan direnç eklemekle rotor direncinin değeri değişecektir. Bu ise :

$$R_x : \bar{R}'' = \frac{1-s}{s} \quad (8)$$

Rotor devresinin direncinin değiştirilmesi makinanın çalışma durumunu ayrı bir konuma getirecektir. Döner alan makinalarında devir sayısı ayar irtibatları statör gerilimi ve rotor direncinin çevirme momentine bağlı olarak kaymanın değişimine göre ilgilidir. Şayet bu eşdeğer devrenin kompleks bileşenlerine göre incelenecek olursa aşağıdaki bağıntılar elde edilir.

$$U' : I' \cdot [R' + j(X'_c + X_h)] - \bar{I}'' \cdot X_h \quad (9)$$

$$U : -\bar{I}'' \cdot [\bar{R}'' + j(\bar{X}''_0 + X_h)] + I'' \cdot X_h \quad (10)$$

$$I'' : I' - I_p \quad (11)$$

motorun başta çalıştığını farz edersek, $\bar{I}'' = 0$ olur.
Bu durumda U''_0 çıkış gerilimi:

$$\bar{U}''_0 : U' \frac{jX_h}{R' + j(X'_c + X_h)} \quad (12)$$

Şayet denklem (12)'de R' direnci $(X'_c + X_h)$ reaktansları yanında ihmal edilecek olursa :

$$\bar{U}''_0 : U' \cdot \frac{I}{I + \sigma'} \quad \text{şekline gelir} \quad (13)$$

Burada: $\sigma' : \frac{X'}{X_h}$ kısaltılması yapılmıştır.

Denklem 9 ve 10 ifadelerinden stator ve rotor akımları eliminasyon edilerek aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$\bar{I}' : \frac{U'}{R' + j(X' + X_h)} + \bar{I}'' \frac{jX_h}{R' + j(X' + X_h)}$$

$$\bar{U}'' : -\bar{I}'' \cdot [\bar{R}'' + j(\bar{X}'' + X_h)] + U'' \cdot \frac{jX_h}{R' + j(X' + X_h)} - \bar{I}'' \cdot \frac{X_h^2}{R' + j(X' + X_h)}$$

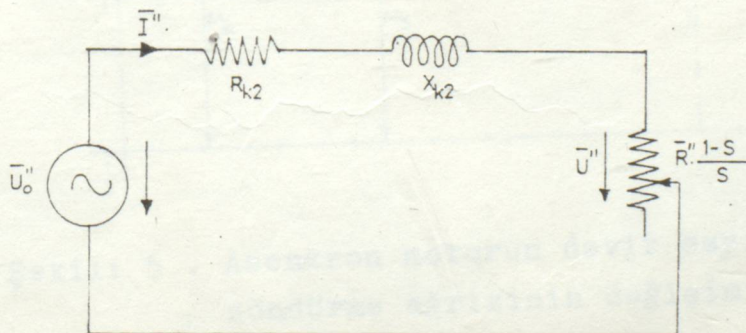
$$\bar{U}'' : \bar{U}''_0 - \bar{I}'' \cdot [\bar{R}'' + j(\bar{X}'' + X_h)] + \frac{X_h^2}{R' + j(X' + X_h)}$$

$$\bar{U}'' : \bar{U}''_0 - \bar{I}'' \cdot [\bar{R}'' + j(\bar{X}'' + X_h)] + \frac{X_h^2 \cdot R' - j(X' X_h)}{R'^2 + (X' + X_h)^2}$$

$$\bar{U}'' : \bar{U}''_0 - \bar{I}'' \cdot \left[\bar{R}'' + \frac{R' \cdot X_h^2}{R'^2 + (X' + X_h)^2} + j \cdot \left((\bar{X}'' + X_h) + \frac{X_h^2 (X' + X_h)}{R'^2 + (X' + X_h)^2} \right) \right]$$

$$\bar{U}'' : \bar{U}''_0 - \bar{I}'' (R_{k2} + jX_{k2})$$

rotorun statora indirgenmiş eşdeğer gerilim denklem ifadesi elde edilmiş olur.



Şekil : 4. Asenkron makinanın sekonder eşdeğer devresi.

II-24-DÖNDÜRME MOMENTİNİN DEĞİŞİMİ

Asenkron makinanın döndürme momentinin bağıntısının nelere bağlı olarak değiştiği etraflıca incelemeye çalışalım. Statordan rotora intikal ettirilen güç :

$$P_{d1} : \frac{m'' \cdot \bar{U}_0^2}{(R_{k2} + \bar{R}'' \cdot (\frac{1-s}{s}))^2 + (X_{k2})^2} \cdot \frac{\bar{R}''}{s}$$

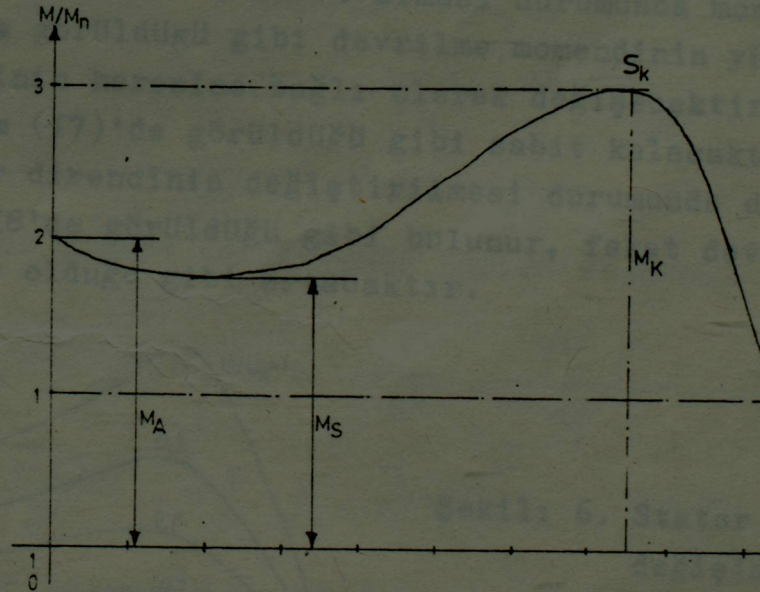
$$P_{d1} : \frac{m'' \cdot \bar{U}_0^2}{(R_{k2} + \bar{R}'' + \frac{\bar{R}''}{s})^2 + (X_{k2})^2} \cdot \frac{\bar{R}''}{s}$$

R_{k2} ve $\bar{R}''$ ifadelerinin ihmali yapılabilir. Çoğu zaman $\bar{R}''$ ifadesinin sayısal değerini yükseltecektir döndürme momenti :

$$M : \frac{m''}{2 \cdot \pi \cdot n'} \cdot \frac{\bar{U}_0^2}{(\frac{\bar{R}''}{s})^2 + (X_{k2})^2} \cdot \frac{\bar{R}''}{s}$$

olur.

Şayet bu denklemin eğrisi çizilecek olursa aşağıdaki gibi olacaktır.



Şekil: 5 . Asenkron motorun devir sayısına göre döndürme eğrisinin değişimi.

M_A : Kalkış momendi

M_K : Devrilme momendi

M_S : Kiriş momendi

M_N : Döndürme momendi

S_K : Devrilme kayması.

Yaklaşık senkron devir sayısı durumunda yani $S:0$ ideal durumunda döndürme momendi :

$$M : \frac{M}{2 \cdot n' \cdot \pi} \cdot \frac{\bar{U}_0''^2}{R''} \cdot S \text{ olur} \quad (I7)$$

Döndürme momentinin bu bölge'de lineer bir şekilde değiştiği şekilden de görülebilir.

Devrilme momendinin noktasında kaymayı tespit etmek için $(\frac{\partial M}{\partial S} : 0)$ momentin kaymaya göre kısmi türevi alınıp sıfıra eşitlenmelidir.

$$\frac{\partial M}{\partial S} : 0 \quad S : \frac{\bar{R}''}{X_{k2}} \text{ olur.} \quad (I8)$$

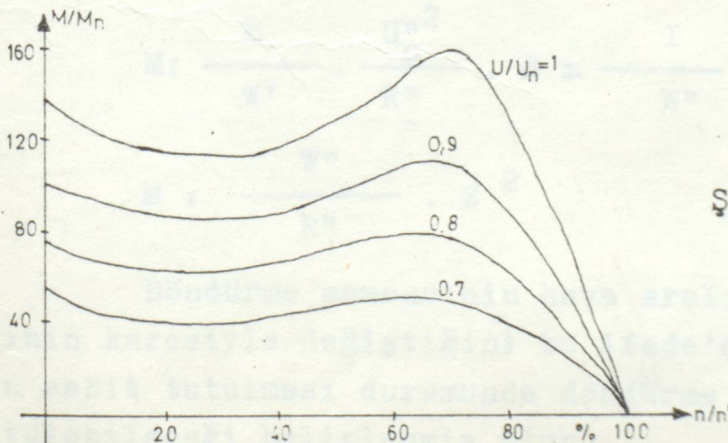
Devrilme momendi :

$$M_K : \frac{M}{2 \cdot n' \cdot \pi} \cdot \frac{I}{2} \cdot \frac{\bar{U}_0''^2}{X_{k2}} = \frac{M}{4 \cdot n' \cdot \pi} \cdot \frac{\bar{U}_0''^2}{X_{k2}}$$

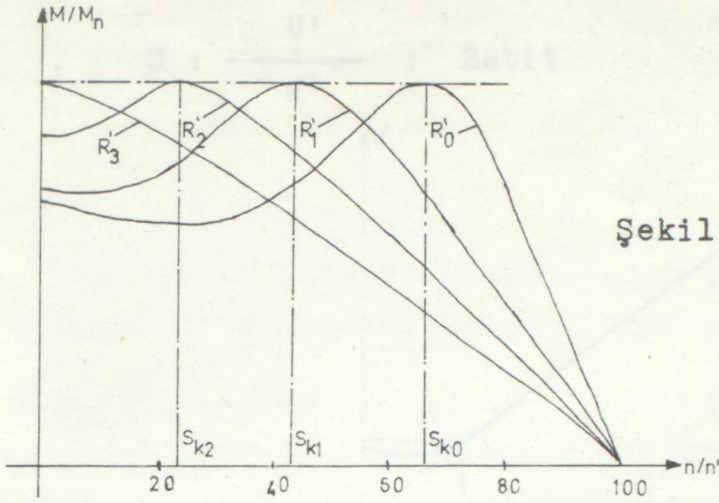
Denklem I6-I7 ve I8 temel olarak aşağıdaki özellikleri ifade edecektir.

1^o- Rotor direncinin sabit olması durumunda momend eğrisi Şekil:6'da görüldüğü gibi devrilme momendinin yüksekliği stator geriliminin karesine bağlı olarak değişecektir. Devrilme kayması denklem (I7)'de görüldüğü gibi sabit kalacaktır.

2^o- Rotor direncinin değiştirilmesi durumunda devrilme momendi denklem I8'de görüldüğü gibi bulunur, fakat devrilme kayması Şekil:7'de olduğu gibi artacaktır.



Şekil: 6. Stator geriliminin değişimine bağlı olarak döndürme momenti ve devir sayısı ayar eğrileri.



Şekil:7. Rotor dış direncinin değişimine bağlı olarak döndürme momenti ve devir sayısının değişim eğrileri.

II-2-2 ASENKRON MAKİNANIN ŞEBEKE GERİLİM VE FREKANSININ DEĞİŞİMİ DURUMUNDA ETÜT EDİLMESİ.

Bilezikli asenkron makinalarda kayma değerinin küçülmesi ile kalkış momendi ve devir sayısı rahatlıkla değişebilmektedir. Asenkron makina'da devir sayısı ayarı durumunda gerilimin ve frekansın birlikte değiştirilmesine gerek vardır.

Böylelikle momentin sabit kalması'da sağlanmış olacaktır.

$$M : \frac{M}{2 \cdot n' \cdot \pi} \cdot \frac{\bar{U}''^2}{R''} \cdot S \quad 2 \cdot n' \cdot \pi \cdot W'$$

$\bar{U}_0'' : U' : E_0'$ eşitliklerin daha evvel alınabileceği bahsedilmiştir. L_h ana selfinden geçen mıknatıslama akımı:

$$I_p : \frac{E_0'}{W' \cdot L_h} \text{ değerindedir.}$$

Makina'da oluşan akı:

$$\emptyset : I_p \cdot L_h : \frac{E_0'}{W'} : \frac{U'}{W'} \text{ olur.}$$

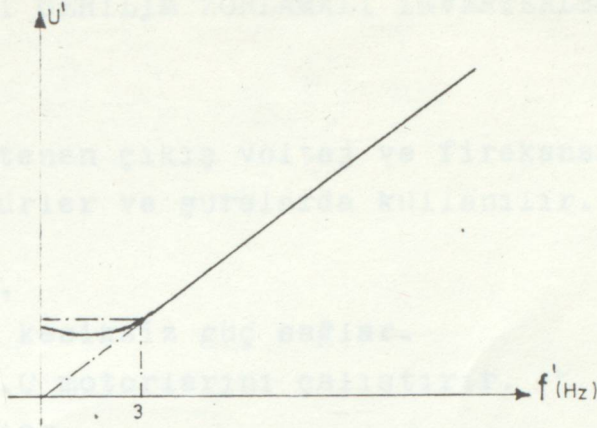
Bu ifade momend denkleminde yerine konursa:

$$M : \frac{M}{W'} \cdot \frac{U_0''^2}{R''} \cdot S = \frac{I}{W''} \cdot \frac{W'^2 \cdot \emptyset^2}{R''} \cdot \frac{W''}{W'}$$

$$M : \frac{W''}{R''} \cdot \emptyset^2 \quad (I9)$$

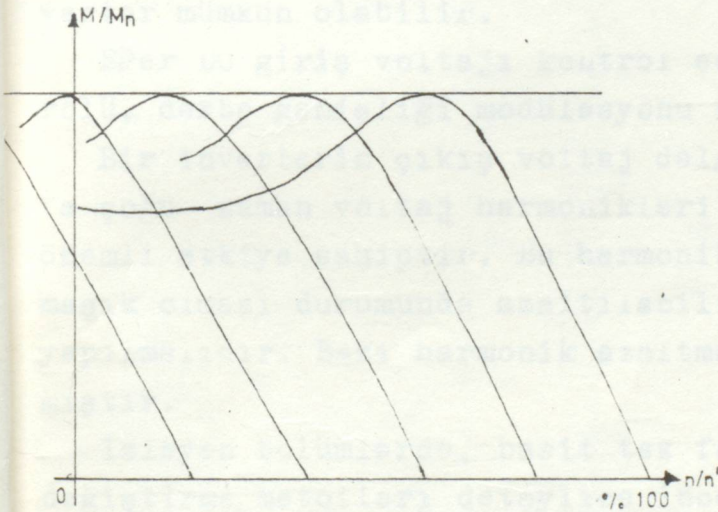
Döndürme momendinin hava aralığında oluşan manyetik akının karesiyle değiştiğini bu ifade'den anlamış oluruz. Akının sabit tutulması durumunda döndürme momentinin de sabit tutulabileceği belirlenmiş olur.

$$\phi : \frac{U'}{W'} : \text{Sabit} \quad (20)$$

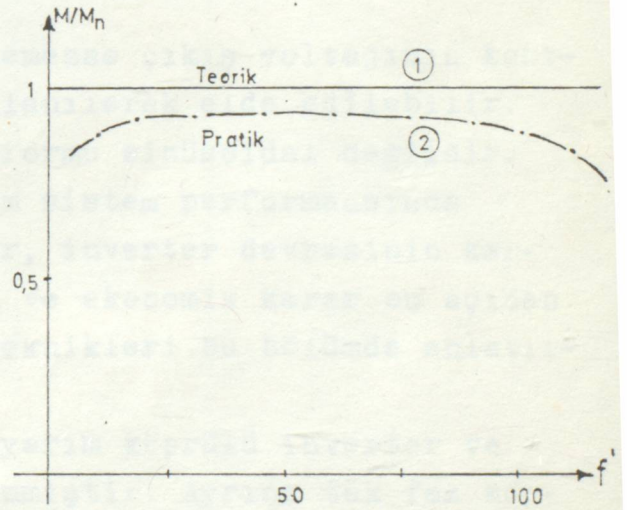


Şekil : 8- Stator gerilimi ve frekansının lineer değişim eğrisi.

Sonuç olarak momentin sabit kalması için U'/W' oranının yaklaşık olarak sabit kılınmasına gerek duyulmaktadır. Frekansın şekilde görüldüğü gibi 3 H' den küçük konumlarında orantının bozulduğu belirlenmiştir. Düşük frekansta motorun yüklenebilirliğini muhafaza edebilmek için gerilim frekansa nazaran daha küçük kademeler halinde düşürülür.



Şekil:9. Momentin frekans'a bağlı olarak değişimi.



Şekil:10. Momentin stator gerilimi ile pratik ve teorik olarak değişimi.

BÖLÜM : III- INVERTERLERİN (EVİRİCİLERİN) İNCELENMESİ :

III.1- ARA DEVRELİ GERİLİM ZORLAMALI İNVERTERLER :

Inverterler istenen çıkış voltaj ve frekansında DC gücünü AC gücüne dönüştürürler ve şuralarda kullanılır.

- 1-Yedek güç sağlar.
- 2-Kompüterler için kesiksiz güç sağlar.
- 3-Değişken hızlı A.C motorlarını çalıştırır. ✓
- 4-Uçaklara güç sağlar.
- 5-İndüksiyon ısıtma.
- 6-DC iletim hattı çıkışı.

Pek çok inverterin kullanımında, çıkış voltajı ve çıkış frekansının birlikte kontrol edilebilmesi gerekir. Kontrol edilebilir voltaj gereksinimi, bağlantılı AC donatımında düzenlemeyi sağlamak gereksiniminden yada mevcut frekansındaki değişim sayesinde değişken hızlı AC motorlarında sabit akışı korumak gereksiniminden kaynaklanabilir. Eğer DC giriş voltajı kontrol edilebilirse, DC giriş voltajının AC çıkış voltajına oranı sabit bir inverter mümkün olabilir.

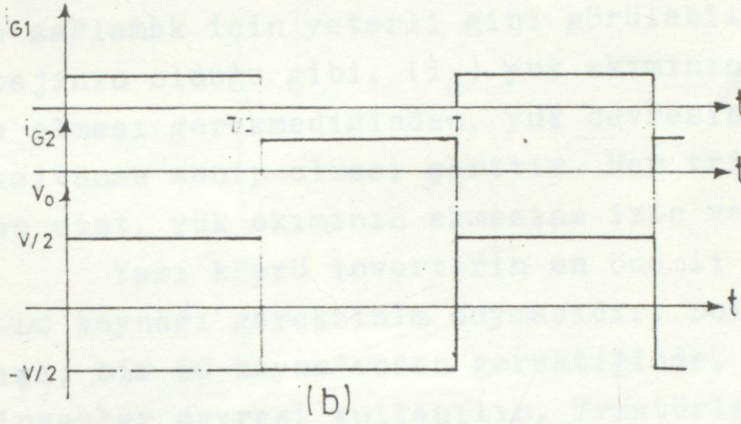
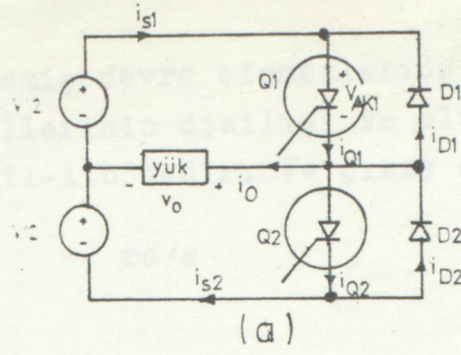
Eğer DC giriş voltajı kontrol edilemezse çıkış voltajının kontrolü, darbe genişliği modülasyonu kullanılarak elde edilebilir.

Bir inverterin çıkış voltaj dalga formu sinüsoidal değildir. Ve çoğu zaman voltaj harmonikleri tüm sistem performansında önemli etkiye sahiptir. Bu harmonikler, inverter devresinin karmaşık olması durumunda azaltılabilir. ve ekonomik karar bu açıdan yapılmalıdır. Bazı harmonik azaltma teknikleri bu bölümde anlatılmıştır.

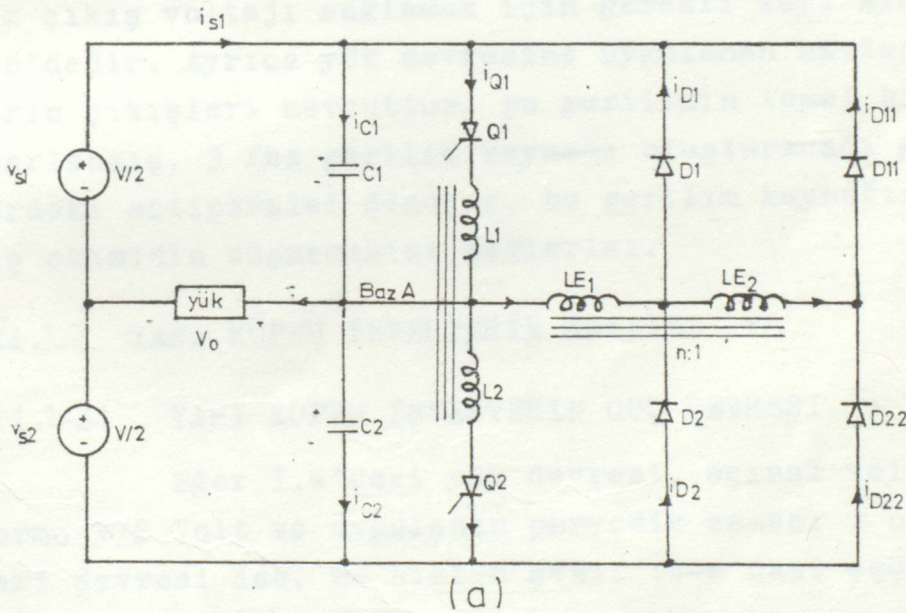
İzleyen bölümlerde, basit tek faz yarım köprülü inverter ve değiştirme metotları detaylıca incelenmiştir. Ayrıca tek faz köprü inverter ve çıkış harmoniklerini azaltan ve voltajı kontrol eden yöntemler incelenmiştir.

III.1.1- INVERTER DEVRELERİNİN TİPLERİ :

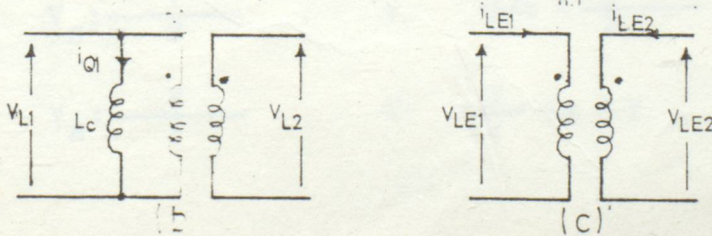
Şekil-1. tek faz yarım köprü inverterin temel prensibidir. Tristör sembolü bir daire içindedir. Eğer gerekirse diyag-



ŞEKİL : I- Tek faz yarı köprü inverter.



ŞEKİL : 5- Yarı köprü inverterin tamamlanmış devresi



ramda gösterilmemiş devre elemanlarında değiştirilebilir. tetikleme sinyallerinin dizilişi ve oluşan çıkış voltaj dalga formu şekil-1.b'dedir. Ve çıkış açısal frekansı:

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad \text{rd/s} \quad (I)$$

şeklindedir.

Şekil:1'deki tek tristör buradaki voltaj dalga formunu sağlamak için yeterli gibi görülebilir, oysa (V_o) yük voltajının olduğu gibi, (i_o) yük akımının aynı anda mutlaka ters olması gerekmediğinden, yük devresinin bazı indüktans ve kapasitansa sahip olması şarttır. Her tristördeki paralel olmayan diot, yük akımının akmasına izin verecektir.

Yarı köprü inverterin en önemli dezavantajı bunun iki DC kaynağı gereksinim duymasıdır. Dolayısıyla tek faz AC çıkışı, bir DC kaynağından gerektiğinde, şekil-2'deki tam köprü inverter devresi kullanılır. Tristörler için gerekli kapı sinyalleri ve çıkış voltaj dalga formu şekil :2-b'dedir.

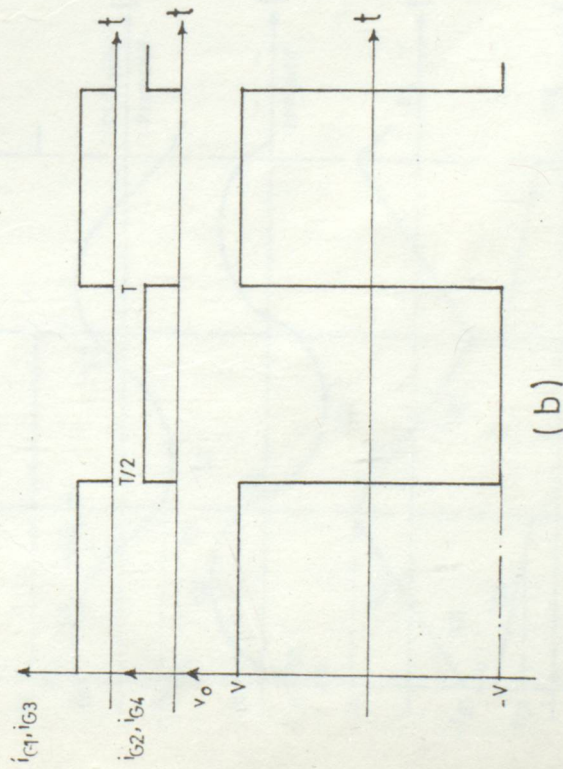
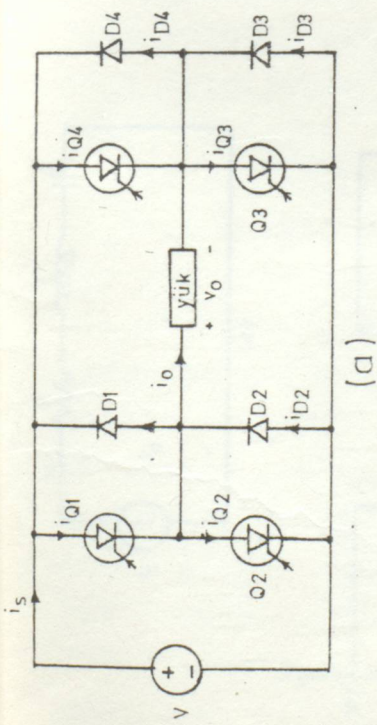
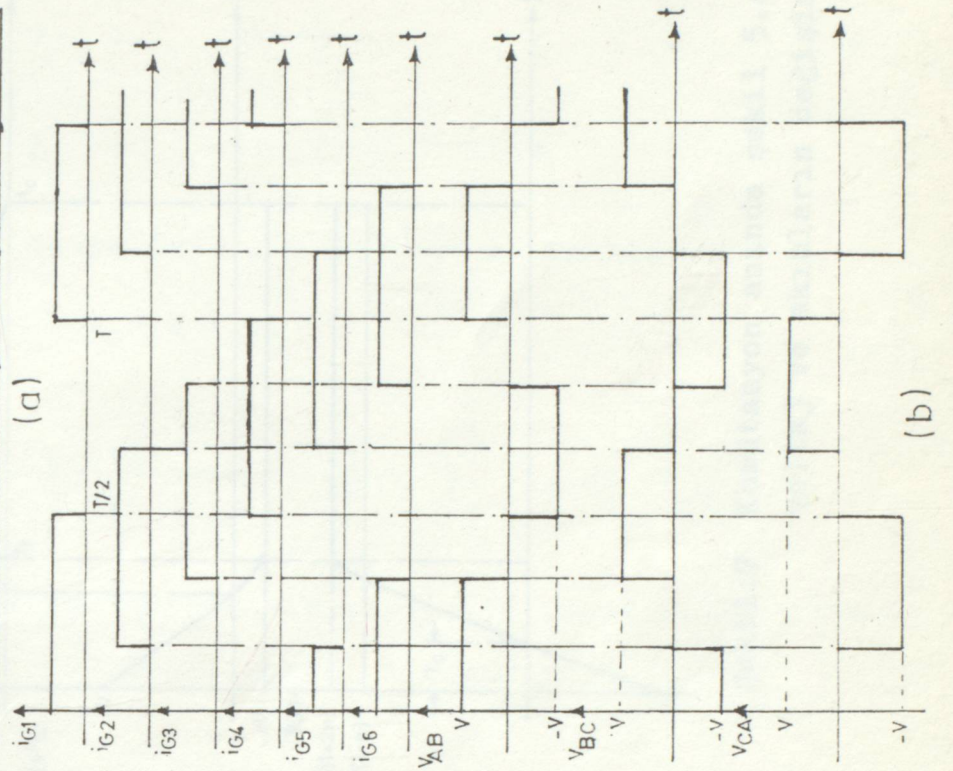
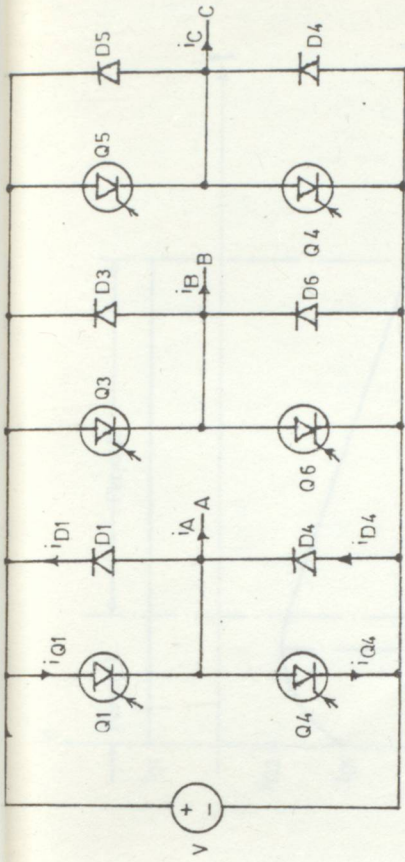
Şekil : 3-a, 3 faz yük devresinin A,B ve C terminallerine bağlanacağı 3 faz köprü inverterinin devresini gösterir. 3 faz çıkış voltajı sağlamak için gerekli kapı sinyalleri şekil: 3-b'dedir. Ayrıca yük devresine uygulanan hattan hata gerilimlerin çıkışları mevcuttur. Bu gerilimin temel bileşenlerinin ayarlanmış, 3 faz gerilim kaynağı oluşturacağı görülebilir. Tristördeki antiparalel diodlar, bu gerilim kaynağından çekilen çıkış akımının düşmemesini sağlarlar.

III.1.2 YARI KÖPRÜ INVERTERİN ANALIZI :

III.1-2-1 YARI KÖPRÜ INVERTERİN GÜÇ DEVRESİ :

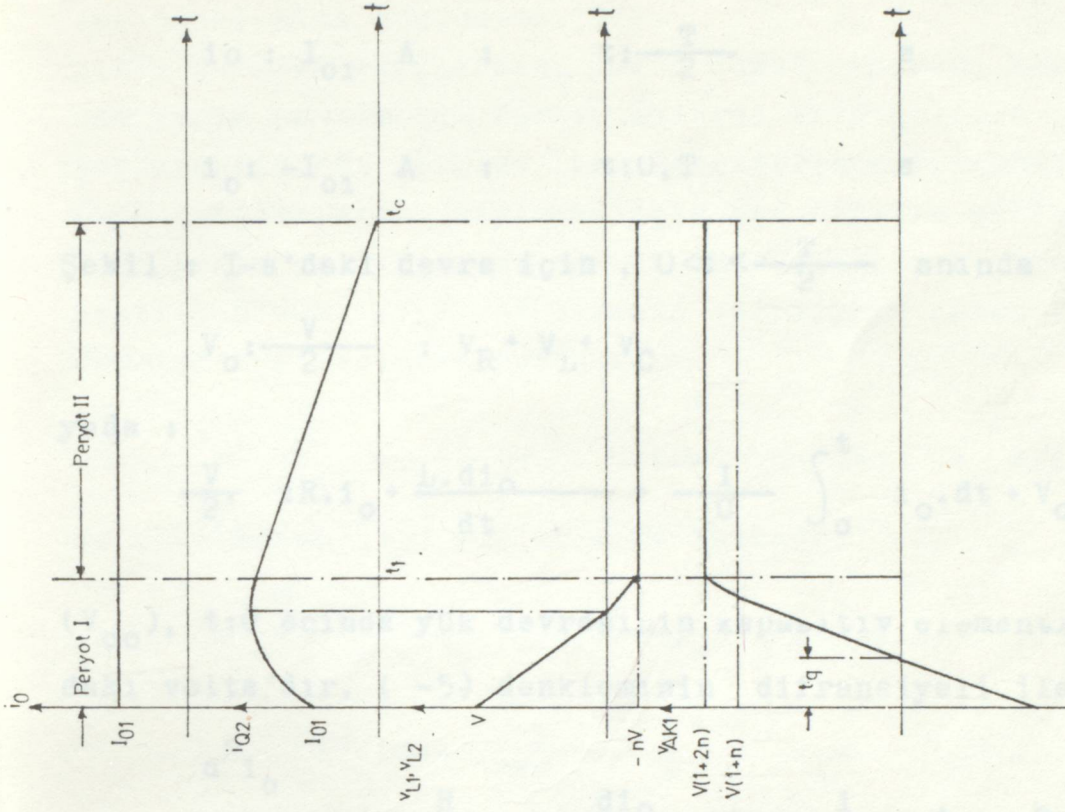
Eğer I.a'daki yük devresi, açısal voltaj genişlik formu $V/2$ Volt ve uygulanan periyodik zamanı T olan bir RLC seri devresi ise, bu sistem şekil :4-a'daki eşdeğer devre tarafından simgelenebilir.

$$\begin{aligned} V_s &= \frac{V}{2} & \text{v.} & 0 < t < \frac{T}{2} & \text{s} \\ V_s &= \frac{V}{2} & \text{v.} & \frac{T}{2} < t < T & \text{s} \end{aligned} \quad (2)$$

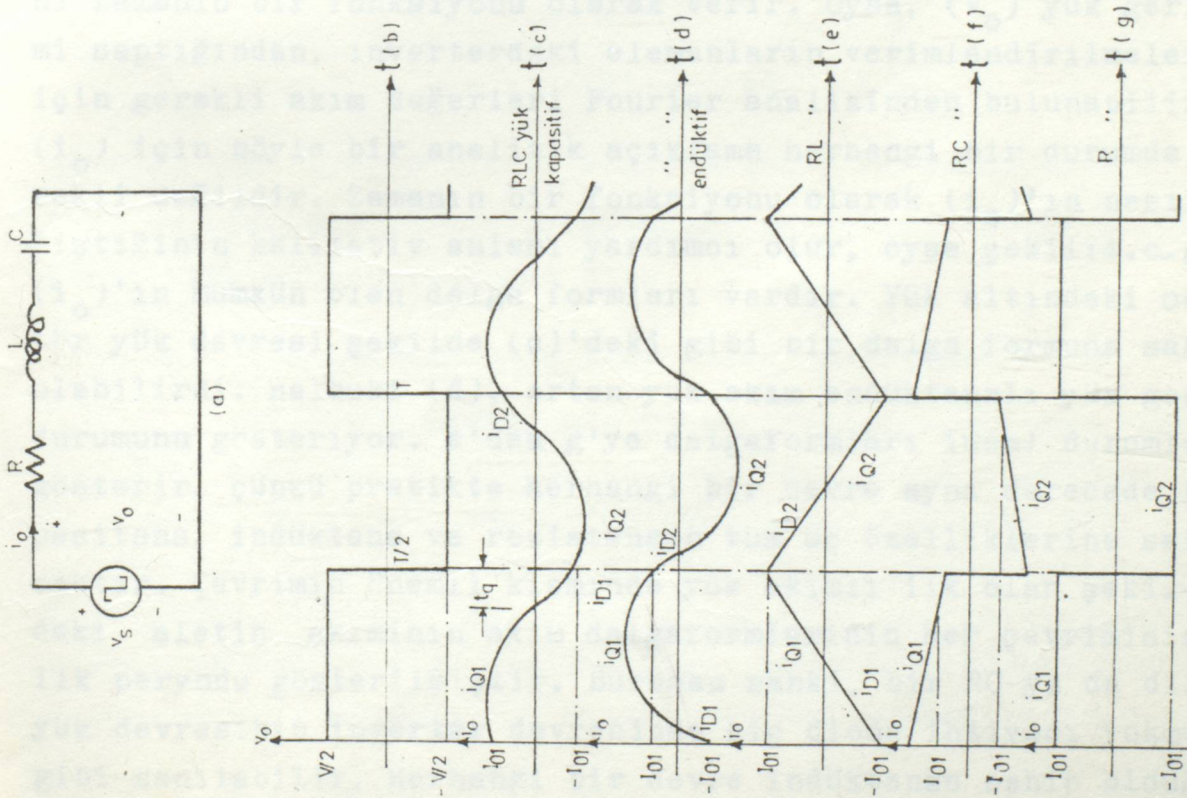


Şekil:2 Tek faz köprü inverter.

Şekil:3 Üç fazlı köprü inverter.



Şekil:7 Komütasyon anında şekil 5.a'daki voltaj ve akımların değişimi.



Şekil:4 Şekil I.a'daki eşdeğer devrelerin eğrileri.

(V_s) kaynak voltajının çeşitli çevrimleri için zaman geçtiğinde, akımın zaman değişimi periyodik hale getirilir.

$$i_o : I_{o1} \quad A \quad : \quad t : \frac{T}{2} \quad s \quad (3)$$

$$i_o : -I_{o1} \quad A \quad : \quad t : 0, T \quad s$$

Şekil : I-a'daki devre için , $0 < t < \frac{T}{2}$ anında :

$$V_o : \frac{V}{2} \quad : \quad V_R + V_L + V_C \quad (4)$$

yada :

$$\frac{V}{2} : R \cdot i_o + \frac{L \cdot di_o}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i_o \cdot dt + V_{co} \quad V \quad (5)$$

(V_{co}), $t:0$ anında yük devresinin kapasitif elementleri arasındaki voltajdır. (-5) denkleminin diferansiyeli ile :

$$\frac{d^2 i_o}{dt^2} + \frac{R}{L} \cdot \frac{di_o}{dt} + \frac{1}{LC} \cdot i_o : 0 \quad A/s^2 \quad (6)$$

(3)'deki ilk şartları sağlayan (6)'nın çözümü, (i_o) yük akımını zamanın bir fonksiyonu olarak verir. Oysa, (V_o) yük gerilimi saptığından, inverterdeki elemanların verimlendirilmeleri için gerekli akım değerleri Fourier analizinden bulunabilir. (i_o) için böyle bir analitik açıklama herhangi bir durumda gerekli değildir. Zamanın bir fonksiyonu olarak (i_o)'ın nasıl değiştiğinin kalitatif anlamı yardımcı olur, oysa şekil:4.c.g'de (i_o)'ın mümkün olan dalga formları vardır. Yük altındaki osilatör yük devresi şekilde (c)'deki gibi bir dalga formuna sahip olabilirdi. Halbuki (d), artan yük akım endüktanslı yük geçiş durumunu gösteriyor. e'den g'ye dalgaformları ideal durumları gösterir, çünkü pratikte herhangi bir devre aynı derecede kapasitans, indüktans ve rezistansın tüm üç özelliklerine sahip olacaktır. Çevrimin önemli kısmında yük akımlı ilk olan şekil-I-a'daki aletin akımının akım dalgaformlarının her çevriminin ilk periyodu gösterilmiştir. Buradan sanki, bir RC ya da direnç yük devresinin inverter devresinde hiç dioda ihtiyacı yokmuş gibi sanılabilir. Herhangi bir devre indüktansa sahip olduğu

için , devre bağlantısından kaynaklanan hazır indüktans (f) ve (g) dalga formları, (d) dalga formunun sınır değerlerindeki gibi düşünülmelidir.

Şekil-4-'deki eğrilere, yükün doğal yapısına bağlı olarak, her yarım çevrimdeki farklı anlarda tristörlerin bağlantıya başlayabileceği görülebilir. Gerektiğinde tristörlerin bağlantıya başlamalarını sağlamak için her birinin şekil-4-b'deki gibi yarım çevrimler sayesinde düzenli olarak gerekir.

Şekil-4-b'deki (V_o) yük devresi voltajının zaman değişimi, Fourier serilerinden bulunur.

$$V_o: \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V}{n\pi} \cdot \sin n\omega t \quad V : n:1,3,5... \quad (7)$$

Bu serilerden (i_o) yük akımında bulunur.

$$i_o: \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V}{n \cdot Z_n \pi} \cdot \sin(n\omega t - \phi_n) \quad A \quad n:1,3,5..... \quad (8)$$

$$Z_n: \left[R^2 + \left(n\omega L - \frac{1}{n\omega C} \right)^2 \right]^{1/2} \quad \Omega \quad (9)$$

$$\phi_n: \tan^{-1} \frac{n\omega L - \frac{1}{n\omega C}}{R} \quad \text{rd.} \quad (10)$$

Değişim anında yük devresi, (8) denkleminde $\omega t: \pi$ ile saptanabilir.

$$i_o: I_{o1} \quad A : \quad \omega t: \pi \quad \text{rd.} \quad (11)$$

Eğer $I_{o1} > 0$ ise, şiddetli değişim sağlanmalıdır. Eğer $I_{o1} < 0$ ise, izleyen bölümlerde açıklandığı gibi, tristörlerin yük değişimine güvenmek mümkün olur.

III-1-2-2 YÜK KOMUTASYONLU YARI KÖPRÜ INVERTERLER :

Eğer yük devresinin parametreleri uygulanan voltajın dört köşe dalga formuna tepkisi osilatör yük devresi gibi olursa, bu akımın zaman değişimi şekil-4-C'deki gibi bir dalga formu olabilir. Böyle bir durumda (V_o)'dan önce (i_o) ters döner, böylece yük akımının her yarım çevriminin sonunda diodlarca nakledilir. Şekil-4'deki voltajın ilk yarım çevrimi sırasında (i_o) akımı $t: t_x$ anında negatif olursa ve :

$$t_q: \frac{T}{2} - t_x > t_{off} \quad s \quad (12)$$

toff, Q_1 ve Q_2 tristörleri için kapama zamanı ise, tetikleme sinyali Q_1 'den uzaklaşırken : $t: \frac{T}{2}$ anında Q_2 çevrilir, Q_1 bağlantı yapamaz. Bu şartlar altında, inverter yük değişimlidir. Eğer (12) eşitsizliği uygun değilse, veya (g)'yi uygulamak için şekil-4-d'deki herhangi bir şart varsa, tristörler yük bağlantılı olmalıdır.

Örnek : 1- Şekil : 1-a'daki RLC seri devrede, $R:0,8$

$WL : 10$, $\frac{I}{wc} : 10$, $V/2:25$ V. Kapı sinyalleri şekil-1-b'dedir.

a) $V_o, i_o, i_{Q1}, i_{Q2}, i_{D2}, i_{D1}, i_{S1}, I_{S2}$ dalga formlarını kabaca çiz. İlk komponentlerden daha yüksek akım harmonikleri ihmal edilebilir.

b)Yük devresine verilen güce eşit iki kaynak tarafından verilen gücü göster.

c)Varsa devrenin yük değişimine ihtiyacını saptayınız?

ÇÖZÜM : a- Zaman değişimleri Şekil : E.I'dedir.

b- Yıkış zamanının ilk komponentinin rms değeri (8) ve (9) denkleminde: $I_{1R} : \frac{2 \cdot 50}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot 0,8} : 28,13$ A.

Yüke verilen güç : $P_o : R \cdot I_{1R}^2 : 0,8 \cdot 28,13^2 : 633$ w.

Her kaynaktan alınan güç : $P_s : \frac{V}{2} \cdot I_s$ W

Bir çevrimden geçen kaynak akımının ortalama değeri (I_s) olduğuna göre,

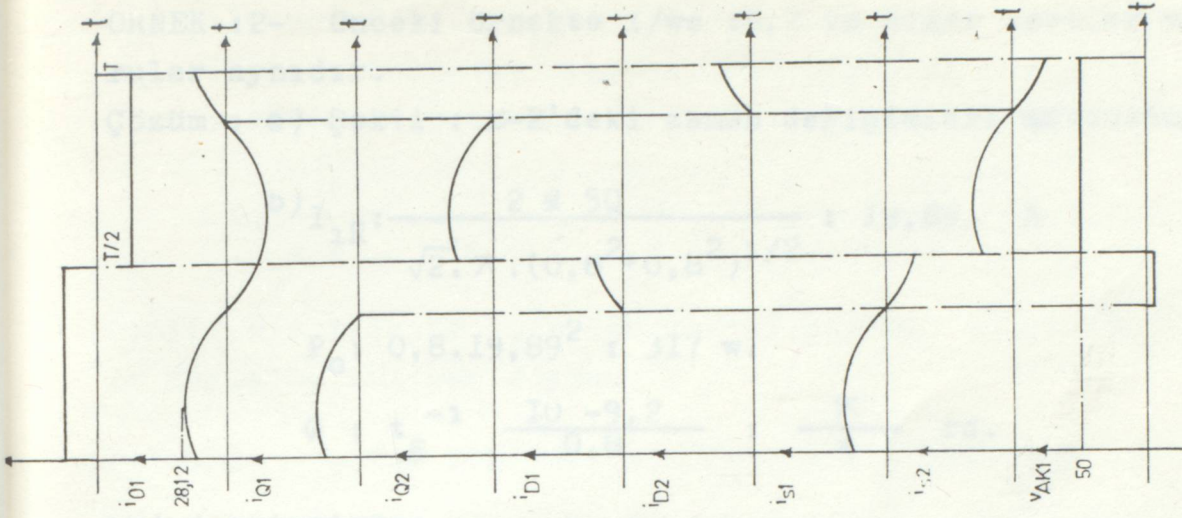
$$P_s : \frac{V}{2} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot I_{1R}}{\pi} : \frac{25 \cdot 2 \cdot 28,13}{\pi} : 317 \text{ W.}$$

İki kaynak tarafından verilen güç : $2P_s:634 : P_o$ W olmaktadır.

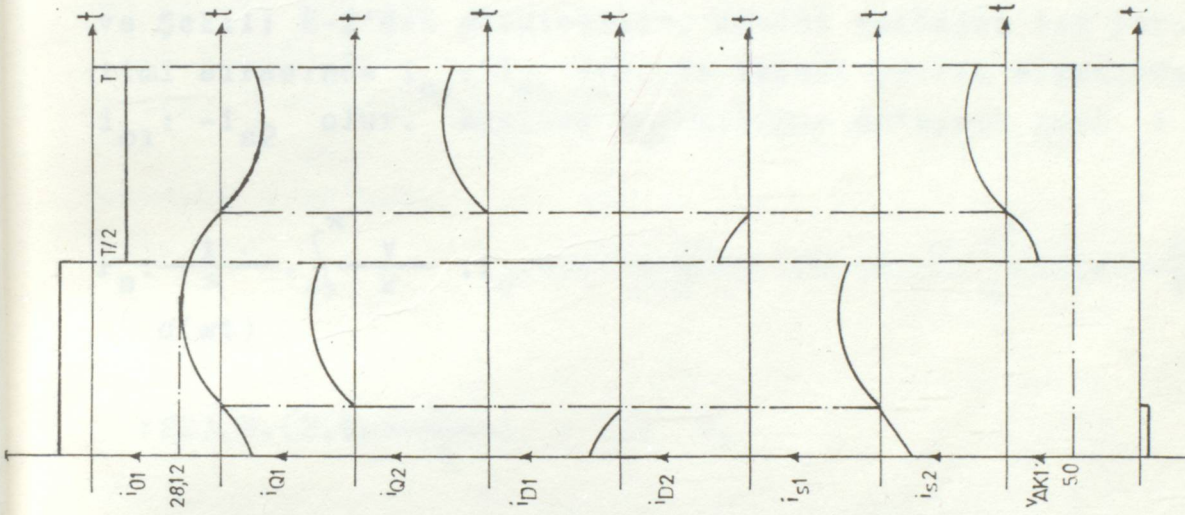
c- (12) eşitsizliğinden, şekil : E-I'deki eğrilerden

$$\frac{T}{2} - t_x : 0 \text{ sn.}$$

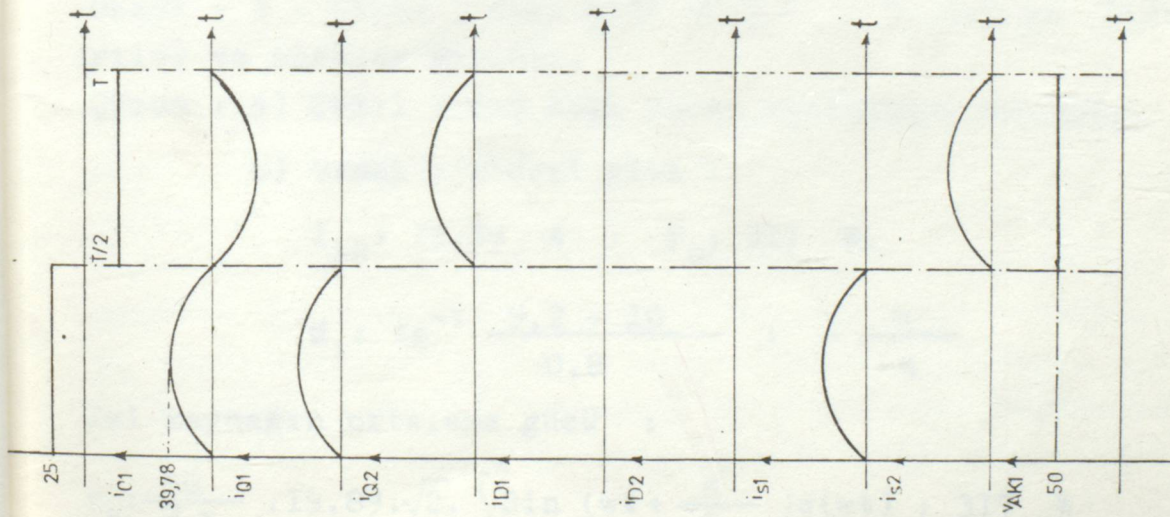
Böylece yük değişimi ve kapamak için uygun bir zaman gerekli değildir.



Şekil:E.3



Şekil:E.2



Şekil:E.1

ORNEK :2- Önceki örnekte $1/wc : 9,2$ ve diğer veriler ve sorular aynıdır.

Çözüm : a) Şekil : E-2'deki zaman değişimleri mevcuttur.

$$b) I_{1R} : \frac{2 \cdot 50}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot (0,8^2 + 0,8^2)^{1/2}} : 19,89 \text{ A}$$

$$P_o : 0,8 \cdot 19,89^2 : 317 \text{ W.}$$

$$\phi : t_g^{-1} \frac{10 - 9,2}{0,8} : \frac{\pi}{4} \text{ rd.}$$

(8) denkleminde :

$$I_{o1} : 2 \cdot I_{1R} \cdot \sin\left(wt - \frac{\pi}{4}\right) \text{ A}$$

ve Şekil: E-2'den görülebilir, mevcut voltajın ilk yarı çevrimi sırasında $i_{o1} : i_{s1}$ 'dır. Ve ikinci çevrim sırasında, $i_{o1} : -i_{s2}$ olur. Böylece kaynakların ortalama gücü :

$$P_s : \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{V}{2} \cdot i_o \cdot d(wt) = \frac{50}{2} \cdot 19,89 \cdot \sqrt{2} \cdot \int_0^{\pi} \sin\left(wt - \frac{\pi}{4}\right) \cdot d(wt)$$

$$: 223,8 \cdot \left(2 \cdot \cos \frac{\pi}{4}\right) : 317 \text{ W,}$$

c) (12) eşitsizliğinde $t_x > T/2$ ve $t_q < 0$ 'dır. Yük değişimi için uygun zaman yoktur, kuvvetli değişim sağlanmalıdır.

ORNEK : 3 - Örnek-I'deki gibi $wL : 9,2$, $T : 2500 \mu s$ Diğer veriler ve sorular aynıdır.

Çözüm : a) Şekil : E-3 deki zaman değişimleri mevcuttur.

b) Örnek : 2'deki gibi :

$$I_{1R} : 19,89 \text{ A} : P_o : 317 \text{ W.}$$

$$\phi_1 : t_g^{-1} \frac{9,2 - 10}{0,8} : - \frac{\pi}{4}$$

İki kaynağın ortalama gücü :

$$P_s : \frac{50}{2 \cdot \pi} \cdot 19,89 \cdot \sqrt{2} \cdot \int_0^{\pi} \sin\left(wt + \frac{\pi}{4}\right) d(wt) : 317 \text{ W}$$

Q_2 açılmadan önce, (Q_1) tristöründeki akım sıfıra düşer. Eğer (II) eşitsizliği uygunsa, yük değişimi uygun olur. Açılma süresi (wt_q) şekil : E-3'dür.

$$tq: \frac{\pi}{4W} : \frac{\pi}{4} \cdot \frac{T}{2\pi} : \frac{T}{8} : \frac{2500}{8} : 312,5 \text{ ysn olur.}$$

(toff) bir tristör için 150 ysn'yi aşarsa, bu sistem kuvvetli değişime ihtiyaç duymaz.

III-12-3 VOLTAJ KOMUTASYONLU YARI KÖPRÜ INVERTER :

Şekil: 5-a- Mc.Murray-Bedford, voltaj değişim metodunu gösterir. Bu devrede, (Q_2) tristörünün açılması (Q_1) tristörünü kapar. Eğer bağlantılı ve zıt ise bu gerçekleşir. Bu teknik değişim için ek tristörlere gereksinim duymadığı için avantajlıdır. Ama pahalı endüktif ve kapasitif eklemek maliyeti arttırır.

Şekil: 5-a'da, D_1 ve D_2 , şekil: I-a'daki güç devresindeki diodlardır. İki bağlantıdaki kapasiteler eşit değere sahiptir.

$$C_1 : C_2 : C \quad F \quad (I3)$$

Böylece iki bağlantıdaki endüktanslarda eşit değere sahip olur.

$$L_1 : L_2 : L \quad H \quad (I4)$$

Bu iki self, doğrusallığı sağlamak için bir hava yarığı olan aynı göbek üzerine sarılır. Böylece, bunlar şekil : 5-b'deki eşdeğer devre tarafından simgelenen ve ayrı bir manyetik akım gerektiren ideal bir transformatör olarak kabul edilebilirler.

$$V_{L1} : V_{L2} \quad V \quad (I5)$$

İki sargı aynı miktarda çerime sahip olduğundan, manyetik self (L_c) ideal transformatörün her sargısında bağlantılı olarak düşünülebilir. Bu sargıların her tristörde seri halinde bağlantılı olduklarına dikkat edilmelidir. İki tristör benzer şekilde bağlanmayacağı için, transformatörün yalnızca bir sargısının, herhangi bir anda akımı taşıyacağı ortaya çıkar. Ayrıca, " bir indüktif devredeki akımın aniden değişmeyeceği ifadesi, bu durumda, "Herhangi bir devrenin akım bağlantısının

aniden değişmeyeceği" ifadesi ile yer değiştirilebilir. Bu demektir ki, bir transformatör göbeğinde (mmk) akısı aniden değişemez iken, diğerlerince ikinci olarak sağlanan (mmk) ile yer değiştirdiği sürece, devredeki sağlanan akım da değişemez. L_{E1} ve L_{E2} selfleri, aynı göbek üzerine sarılır, ama bu hava yarığına sanıptır ve sargılar ve göbek ideal olarak dikkate alınabilecek bir transformatör oluşturur. Bu transformatör şekil : 5.c'deki eşdeğer devre tarafından simgelenebilir. Bunun dönüştürme oranı :

$$n : \frac{N_1}{N_2} < I \quad (I6)$$

Böylece her zaman :

$$\frac{V_{E1}}{V_{E2}} : n : \frac{-i_{LE2}}{i_{LE1}} \text{ olur.} \quad (I7)$$

Göbekteki net (mmk) sıfır olması gerektiğinden, bu transformatör cinsi, akım bir diğerinde düşmedikçe bir sargıda düşmeyen tiptir. Transformatörle bağlantılı D_{11} ve D_{12} diodları, L_1 ve L_2 selflerinde değişim anında depolanan enerji (V_{s1}) ve (V_{s2}) voltaj kaynaklarına geri dönen bir enerji düzeltme devresi oluşturur. Değişim transformatörün L_c indüktansı için mikrohennriler gerekebilirken, enerji düzeltme transformatörü L_{E1} ve L_{E2} selflerine milihenri gerektirir. (Geçiş anında) Değişim anındaki devre işleminin kısaca tanımı aşağıdaki açıklama ile anlaşılacaktır.

Değişim anının period 1'in başlangıcında (Q_2) tristörü açılırken L_2 selfine C_2 kapasitesi boyunca voltaj uygulanır. Ve böylece L_1 selfinin terminallerinde ortaya çıkar. Bu aniden açılan Q_1 tristörünü değiştirir. L_1 ve L_2 selflerinin göbeğindeki (mmk) aniden değişmez. Böylece L_1 selfindeki ilk akım, L_2 selfindeki eşit bir akım sayesinde aniden yer değiştirebilir. Bu akıma L_2 selfi ve C_2 kapasitesi tarafından oluşturulan döner devre içinde bir osilatör bileşeni düşmesi eklenir. Osilatör akımı yüzünden L_{E1} ve L_{E2} self voltajları değişir ve V_{LE2} kombine kaynak voltajında önemli bir eşdeğer negatif değer sağlarken, D_2 ve D_{11} diodları bağlantı yapar. Bu değişim aniden birinci peryodu sona erdirir.

Değişim anının 2.ci peryodu esnasında, sabit voltaj kaynaklarındaki D_2 ve D_{II} diodları vasıtasıyla akımın düşmesi nedeniyle L_I self boyunca voltaj kenetlenir. Böylece, Q_2 tristör ve L_2 indüktöründeki akım düzenli bir şekilde sifıra düşer ve bu değişim anının 2.ci peryodunu sona erdirir. 2.per-yod sırasında, L_2 selfinin göbeğinde depo edilen enerji yeniden elde edilir.ve kaynağa geri gönderilir. Devrenin detaylı analizi şimdi yeniden incelenecektir.

Q_1 tristörü bağlantı yaparken $i_{Q1}:i_0$ ve şekil : 4'deki akım dalga formundan görülebileceği gibi di_{Q1}/dt , yarı çevrimin başında büyük olabilir.Oysa, kısa bir süre sonra Q_1 akımın değişim oranı (verimi) başladıktan sonra oldukça azalacaktır ve böylece L_c küçük bir self olur.

$$L_c \cdot \frac{di_{Q1}}{dt} : V_{L1} \ll \frac{V}{2} \quad V \quad (18)$$

C_1 , Q_1 ve L_1 içeren devre ağı için :

$$V_{c1} : V_{L1} \cong 0 \quad V \quad (19)$$

Ve Q_1 ve L_1 içeren devre için, yük devresi ve V_{s1} kaynağı :

$$V_o : \frac{V}{2} \quad V \quad (20)$$

C_2 'yi içeren devre için, yük devresi ve V_{s2} kaynağı :

$$V_{c2} : V_o + V_{s2} : V \quad V \quad (21)$$

Değişim anı, Q_2 tristörü açılırken başlar. Bu an, şekil :4'deki $t: \frac{T}{2}$ 'ye uyan $t:0$ orjin olarak alınabilir ve şekil: 7'deki (V_o) ikinci yarı çevrimi sırasında devrenin zaman değişimini görebiliriz.

$$V_{c1} : 0 \quad V ; \quad V_{c2} : V \quad V ; \quad t:0 \text{ sn.} \quad (22)$$

Q_2 açılmadan önce (22) eşitliğinde verilen değerlere kapasite voltajları ulaştığı için sonuç :

$$i_{c1} : i_{c2} : 0 \quad A ; \quad t:0^- \text{ sn} \quad (23)$$

Bu anda (II)'den elde edilen değere yük akımı ulaştığı için :

$$i_o : i_{o1} \quad A \quad ; \quad t:0^- \text{ sn} \quad (24)$$

Şekil : 5.a'daki devrenin (a) düğümü için :

$$i_o - i_{c1} + i_{c2} - i_{Q1} + i_{Q2} + i_{LE1} : 0 \quad A \quad (25)$$

$$i_{Q1} : i_o \quad \text{ve} \quad i_{Q2} : 0 \quad \text{olduğu için} \quad (23)'den:$$

$$i_{LE1} : 0 \quad A \quad t:0^- \quad s \quad (26)$$

$$i_{LE2} : 0 \quad A \quad t:0^- \quad s \quad (27)$$

Denklem : 19'dan C_2 , I_2 ve Q_2 'yi içeren devre ağı için :

$$V_{12} : V_{L1} \cong 0 \quad V \quad t:0^- \quad s \quad (28)$$

$$V_{AK2} : V_{C2} : V \quad V \quad t:0^- \quad s \quad (29)$$

Değişiklik anının başlamasından önceki şartlara Tablo : 1'deki gibi ulaşımıştır.

Tablo : 1- $t:0$ anındaki devre parametrelerinin eşdeğerlerinin karşılıkları.

$i_o : i_{o1}$	A	$V_{co} : \frac{V}{2}$	V
$V_{c1} : 0$	V	$V_{C2} : V$	V
$i_{c1} : 0$	A	$i_{C2} : 0$	A
$V_{LI} : V_{L2} : 0$	V		
$i_{Q1} : i_{o1}$	A	$i_{Q2} : 0$	A
$V_{AK1} : 0$	V	$V_{AK2} : V$	V
$i_{LE1} : 0$	A	$i_{LE2} : 0$	A

PERYOT I -

$t:0$ 'da, Q_2 açılır, V_{AK2} voltajı sıfıra düşer. Q_2 , C_2 ve L_2 'yi içeren devre ağı için :

$$V_{L2} : V_{C2} : V \quad V \quad ; \quad t:0^+ \quad \text{sn} \quad (30)$$

Q_1, C_1, L_1 içeren devre ağı için :

$$V_{AK1} : -V_{L1} : -V \quad V, \quad t:0^+ \text{ sn} \quad (31)$$

Q_1 komütasyona geçer. (i_{Q1}) ani sıfır olur, i_{Q2} değeri :

$$i_{Q2} : I_{O1} \quad A ; \quad t: 0^+ \text{ sn} \quad (32)$$

V_{L1} ve V_{L2} her ikiside pozitif V değeri olduğu için ve hiç bir akım $t:0^+$ 'da L_{E1} ve L_{E2} 'de düşmediği için, (1), hiçbir akımın düşmediği, $t:0^+$ 'da herhangi dört diodu izler. Değişim anının I.peryodu sırasında gözönüne alınacak devre şekil : 6.a'dadır. Bu devre için verilen şartlar Tablo : 2'dedir. Tablo : 2- $t:0^+$ anında Şekil : 6.a'deki devrenin parametre değerleri :

$i_o : I_{O1}$	A	$V_o : \frac{V}{2}$	V
$V_{C1} : 0$	V	$V_{C2} : V$	V
$I_{C1} : I_{O1}$	A	$i_{C2} : -I_{O1}$	A
$V_{L1} : V_{L2} : V$	V		
$i_{Q1} : 0$	A	$i_{Q2} : I_{O1}$	A
$V_{AK1} : -V$	V	$V_{AK2} : 0$	V

Şekil : 6.a'daki devre ağı, C_1, C_2, V_{S2} ve V_{S1} 'i içeren :

$$\frac{1}{C} \cdot \int_0^t i_{C1} \cdot dt + \frac{1}{C} \int_0^t i_{C2} \cdot dt + V : V \quad V \quad (33)$$

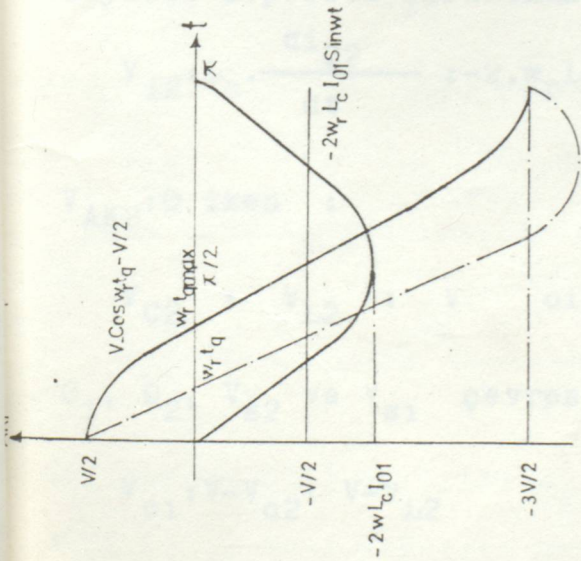
(22) eşitliğindeki ilk şartlar sağlanmıştır. (33) denklemince:

$$i_{C1} : -i_{C2} \quad A \quad (34)$$

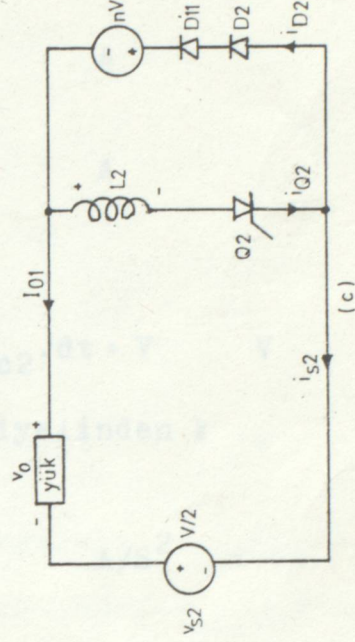
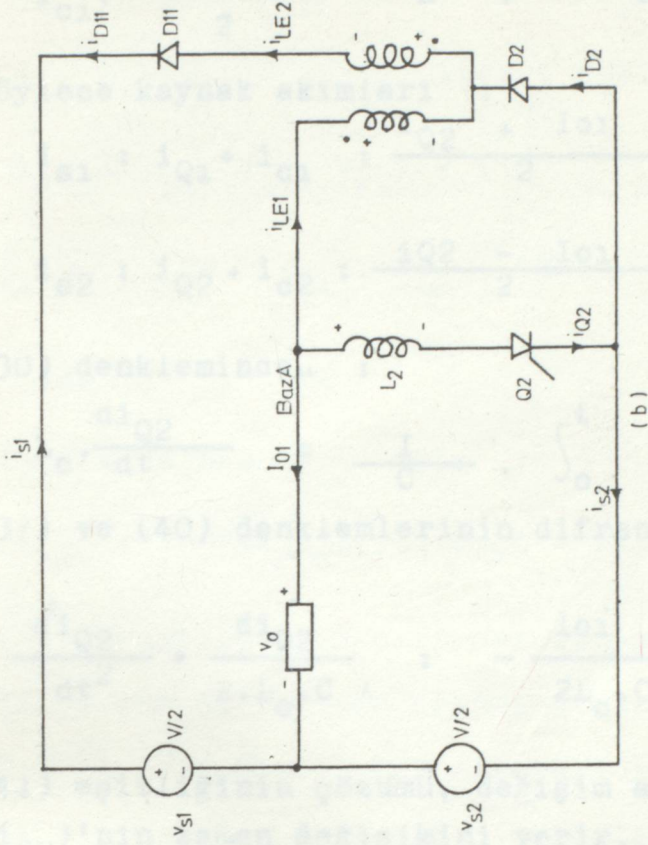
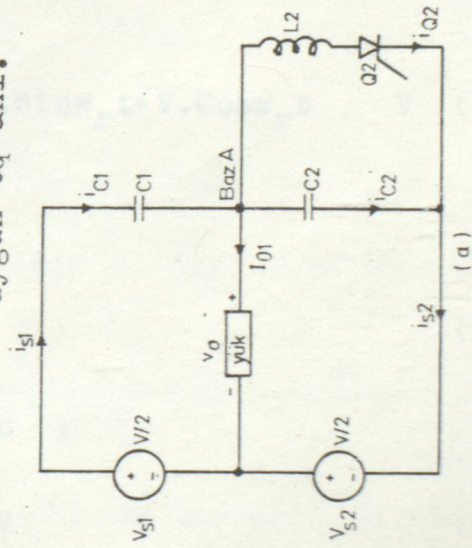
Devrenin (a) düğümü için :

$$i_o - i_{C1} + i_{C2} + i_{Q2} : 0 \quad A \quad (35)$$

$$\text{veya : } I_{O1} + i_{Q2} : i_{C1} - i_{C2} \quad A \quad (36)$$



Şekil:8 Tristörün kapanması için uygun t_q anı.



Şekil:6- Şekil 5.a'daki Tristörlerin komütasyonu anında uygulanan eşdeğer devreleri.

(34) ve (36) denklemlerinden :

$$i_{c1} : \frac{I_{o1} + i_{Q2}}{2} \quad A \quad . \quad i_{c2} : \frac{(I_{o1} + i_{Q2})}{2} \quad A \quad (37)$$

Böylece kaynak akımları :

$$i_{s1} : i_{Q1} + i_{c1} : \frac{i_{Q2} + I_{o1}}{2} \quad A \quad (38)$$

$$i_{s2} : i_{Q2} + i_{c2} : \frac{i_{Q2} - I_{o1}}{2} \quad A \quad (39)$$

(30) denkleminde :

$$L_c \cdot \frac{di_{Q2}}{dt} = \frac{I}{C} \cdot \int_0^t i_{c2} \cdot dt + V \quad V \quad (40)$$

(37) ve (40) denklemlerinin diferansiyelinden :

$$\frac{d^2 i_{Q2}}{dt^2} + \frac{di_{Q2}}{2 \cdot L_c \cdot C} : - \frac{I_{o1}}{2 L_c \cdot C} \quad A/S^2 \quad (41)$$

(41) eşitliğinin çözümü, değişim anının 1. perodu esnasındaki (i_{Q2})'nin zaman değişimini verir.

$$i_{Q2} : 2 \cdot I_{o1} \cdot \cos w_r t + \frac{V}{w_r L_c} \cdot \sin w_r t - I_{o1} \quad A \quad (42)$$

$$w_r : \frac{I}{[2 L_c \cdot C]^{1/2}} \quad \text{rd/s} \quad (43)$$

Böylece 1. period sırasında :

$$V_{L2} : L_c \cdot \frac{di_{Q2}}{dt} : -2 \cdot w_r L_c \cdot I_{o1} \cdot \sin w_r t + V \cdot \cos w_r t \quad V \quad (44)$$

$V_{AK2} : 0$ iken :

$$V_{C2} : V_{L2} : V \quad \text{olur.} \quad (45)$$

C_1 , C_2 , V_{s2} ve V_{s1} çevresi için :

$$V_{c1} : V - V_{c2} : V - V_{L2} \quad V \quad (46)$$

(44), (45) ve (47) eşitliklerinden :

$$V_0 = -2.w_r.L_c.I_{01}.Sinw_r t + V.Cosw_r t - \frac{V}{2} \quad V \quad (48)$$

$Q_1, L_1, L_2, Q_2, V_{s2}, V_{s1}$ içeren şekil:5.a'daki devre için :

$$V_{AK1} + V_{L1} + V_{L2} + V_{AK2} - V : 0 \quad V \quad (49)$$

$V_{AK1} : 0$ ve $V_{L1} : V_{L2}$ iken :

$$V_{AK1} : V - 2.V_{L2} \quad V \quad (50)$$

(44) ifadesinden V_{L2} için :

$$V_{AK1} : V + 4.w_r.L_c.I_{01}.Sinw_r t - 2V.Cosw_r t \quad V \quad (51)$$

Enerji dengeleyen transformatörün sargıları $|V_{LE2}| \geq V$ (V) ol-
madıkça enerji kaynağa transfer edemez. Eğer $V_{LE2} \geq V$ ise yani
 $V_{LE1} \geq nV$ ise, D_1 ve D_{22} diodları kontakt yapar. Eğer $V_{LE2} \leq V$,
yani $V_{LE1} \leq nV$ ise D_2 ise D_{11} diodları kontakt yapacaktır. Her-
hangi bir çift diod bağlantı yapmaya başlayınca, $t:t_1$ anında
period I biter L_2 ve L_{E1} içeren Şekil : 5.a'daki devre ağında
 V_{02} sıfır olur, D_2 bağlantı yapmaya başlar.

$$V_{LE2} : -V : t:t_1 \quad (53)$$

$$V_{LE1} : V_{L2} : V_{L1} : -nV : t:t_1 \quad (54)$$

(44) eşitliğinden, (54) şunu verir .

$$V_{L2} : -2.w_r.L_c.I_{01}.Sinw_r t_1 + V.Cosw_r t_1 : -nV \quad (55)$$

t_1 için denklem çözülebilir ki böylece I. Peryod bitimi bulu-
nur.

$$t_1 : \frac{1}{w_r} . \sin^{-1} \frac{nV}{[(2w_r.L_c.I_{01})^2 + V^2]^{1/2}} + \tan^{-1} \frac{V}{2w_r.L_c.I_{01}} \quad (56)$$

$t:t_1$ anında (54) eşitliği $V_{L2} < 0$ olduğunu gösterir. Ve bir süre
sonra (i_{Q2}) tepe değerini geçtikten sonra periyod I sona erer.

Bu durum, başlıca devre akımlarının zaman değişiminin ve değişim anındaki voltajların gösterildiği şekil : 7'de mevcuttur.

$t:t_1$ anında (42) eşitliğinden :

$$i_{Q2} : 2.I_{O1} . \cos w_r t_1 + \frac{V}{w_r L_c} . \sin w_r t_1 - I_{O1} = I_{Q2} \quad (57)$$

Ayrıca $t:t_1$ anında (50) ve (55) eşitliklerinden :

$$V_{AK1} : V(1+2n) \quad ; \quad t:t_1 \quad (58)$$

$$V_{AK2} : 0 \quad \text{iken} :$$

$$V_{C2} : V_{L2} : -nV \quad ; \quad t:t_1 \quad (59)$$

$$V_e, V_{C1} : V_{S1} + V_{S2} - V_{C2} = V.(1+n) \quad ; \quad t:t_1 \quad (60)$$

C_2 , kaynak V_{S2} ve yük devresini içeren devre ağı için :

$$V_{C2} - V_{S2} - V_o : 0 \quad ; \quad t:t_1 \quad (61)$$

(59) eşitliğinden :

$$V_o : - \frac{V}{2} . (1+2n) \quad ; \quad t:t_1 \quad (62)$$

PERYOD II : Peryod I vasıtasıyla, D_2 ve D_{11} diodları bağlantı yaparken, $t:t_1$ 'de bunların ulaştıkları değerlerde tüm akım ve voltajları kenetlenir. Bu period $0 \leq t' \leq t_1'$ anı sona erer.

$$t' : t - t_1 \quad (63)$$

$$i_{C1} : i_{C2} : 0 \quad ; \quad 0 < t' < t_1' \quad (64)$$

Peryod II için ilk şartlar tablo : 3'dedir.

Tablo.3- $t' : 0$ anında devrenin eşdeğer parametreleri

$$I_o : I_{O1} \quad A \quad ; \quad V_o : - \frac{V}{2} . (1+2n) \quad V$$

$$V_{C1} : V.(1+n) \quad V \quad ; \quad V_{C2} : -nV \quad V$$

$$i_{C1} : 0 \quad A \quad ; \quad i_{C2} : 0 \quad A$$

$$V_{L1} : V_{L2} : -nV \quad V$$

$$i_{Q1} : 0 \quad A \quad ; \quad i_{Q2} : I_{Q2} \quad A$$

$$V_{AK1} : V(1 + 2n) \quad V \quad ; \quad V_{AK2} : 0 \quad V$$

$$i_{LE1} : 0 \quad A \quad ; \quad i_{LE2} : 0 \quad A$$

$$V_{LE1} : -nV \quad V \quad ; \quad V_{LE2} : -V \quad V$$

Peryod II sırasında D_1 ve D_{22} diodları, ayrıca Q_1 tris-törü bağlantı yapmaz. İki kapasite akımları sıfırdır. Eğer bu beş komponenti içeren kollar şekil :5.a'daki yerlerin-den değiştirilirse ve aynı kolun akımı yeniden düzenlenirse Şekil : 6.b'deki akım elde edilir. D_{11} içeren devre ağı, iki voltaj kaynağı ve ideal transformatörün ikinci sargısı L_{E2} , şekil.6.c'deki eşdeğer devreyi veren bu transformatörün ilk yanına başvurulabilir. Bu eşdeğer devrede, D'_{11} diodu primer devreye başvuru olan D_{11} 'dir.ve $n.V$ kaynağı V_{s1} ve V_{s2} kayna-ğını gösterir.

Diodların olması nedeniyle, bu devredeki nV kaynağının yalnız- ca enerji absorbe edebileceğine dikkat edilmelidir.

Şekil:6.c'deki devrede D'_2 ve D'_{11} bağlantı yaparken period II vasıtasıyla (59) denkleminde verilen değerde V_{L2} voltajı ke- netlenir. (57) eşitliğinin ilk şartlarını sağlayan ve (65) çö- zümü :

$$L_c \cdot \frac{di_{Q2}}{dt'} : -nV \quad (65)$$

$$i_{Q2} : I_{Q2} - \frac{nV}{L_c} \cdot t' \quad (66)$$

(a) düğümü için, şekil:6.b'deki devreden :

$$i_{LE1} + i_{Q2} + I_{O1} : 0 \quad (67)$$

(66) ifadesinden :

$$i_{LE1} : \frac{nV}{L_c} \cdot t' - I_{Q2} - I_{O1} \quad (68)$$

$$i_{D11} : i_{LE2} : -n \cdot i_{LE1} \quad (69)$$

$$i_{D2} : i_{LE2} - i_{LE1} : -(n+1) \cdot i_{LE1} \quad (70)$$

Peryod II $t':t_1$ 'de, $i_{Q1}:0$ iken durur. (66) denkleminde:

$$t'_1 : \frac{L_c}{nV} \cdot I_{Q2} \quad (71)$$

Bağlantı anının uzunluğu :

$$t_c : t_1 + t'_1 \quad (72)$$

Peryod II sırasındaki L_2 selfinden nV kaynağına geri dönen enerji :

$$W : \frac{I}{2} \cdot L_c \cdot I_{Q2}^2 \quad J \quad (73)$$

Bu enerji miktarı her yarı çevrimde kaynağına geri gönderilecektir. Sonuç olarak ortalama güç :

$$P_E : \frac{2}{T} \quad W : \frac{L_c \cdot I_{Q2}^2}{T} \quad W \quad (74)$$

I_{O1} sabit yük akımının, period 2 sırasında düşmeye devam ettiği farz edilir, yani normal reaktif AC devresinde, yük devresi, çevrimin bu parçası esnasında enerji yeniden kaynağına döner. Q_1 tristörünü kapamak için mevcut t_q zamanı şekil: 7'deki V_{AK1} eğrisinde gösterilmiştir. (51) denkleminde $t : t_q$ anında, $V_{AK1} : 0$ olduğu görülür.

$$V \cdot \cos w_r t_q - 2 \cdot w_r L_c \cdot I_{O1} \cdot \sin w_r t_q - \frac{V}{2} : 0 \quad (75)$$

(75) eşitliği, t_q için çözülebilir.

$$t_{q_{max}} : \frac{\pi}{3w_r} : \frac{\pi}{3} \cdot \sqrt{2L_c C} \quad Sn \quad (76)$$

$$t_q : \frac{I}{W_r} \cdot (\cos^{-1} C - \tan^{-1} D) \quad S \quad (77)$$

$$C : \frac{V}{2 [V^2 + (2w_r L_c I_{O1})^2]^{1/2}} \quad (78)$$

$$D : \frac{2 \cdot W_r \cdot L_c \cdot I_{O1}}{V} \quad (79)$$

Ayrıca t_q değeri, şekil: 8'deki bir diyagramdan grafiksel olarak elde edilebilir.

Period 2'nin sonunda, öncelikle sıfıra düşen ve Q_2 tristörü için değişme anının başlangıcında negatif yönde artan ve I_{o1} değerine ulaşan (i_o) 'in değişmeye başladığı farz edilebilir. Q_2 açıldıktan sonra bazı anlarda (i_o) 'in sıfıra düşmesi, değişen (Q_1) 'in çıkış voltajının alternatif yarı çevrimleri sayesinde her tristörün sürekli tetiklenmesi için gereğini ispat eder.

Yarı çevrimin ani değeri period 3 ve 4 bölümlerine ayrılabilir. Şekil : 9'daki gibi, bu iki bölüm, değişim anının 1 ve 2 periodlarından çok daha büyüktür.

Bu iki period aşağıdaki gibi bölümlenebilir.

$$\text{Period: II} \quad I_{o1} \geq i_o > 0 \quad ; \quad t_c < t < t_2 \quad (80)$$

$$\text{Period: IV} \quad 0 > i_o \geq -I_{o1} \quad ; \quad t_2 < t < \frac{T}{2} \quad (81)$$

PERYOT III- Peryot 2 vasıtasıyla, $t:t_c$ iken, bu periodun sonunda Şekil : 5.a devresindeki voltajlar kenetlenir. Ve tablo:3'deki verilene değere hala sahiptir.

$$i_o : I_{o1} \quad \text{ve} \quad i_{Q1} : 0 \text{ 'dır.}$$

$$i_{Q2} : 0 \quad ; \quad t : t_c \quad (82)$$

Diod akımları, 69 ve 70 eşitliklerinden saptanabilir.

$$i_{D2} : (n+1) \cdot I_{o1} \quad A \quad ; \quad t : t_c \quad (83)$$

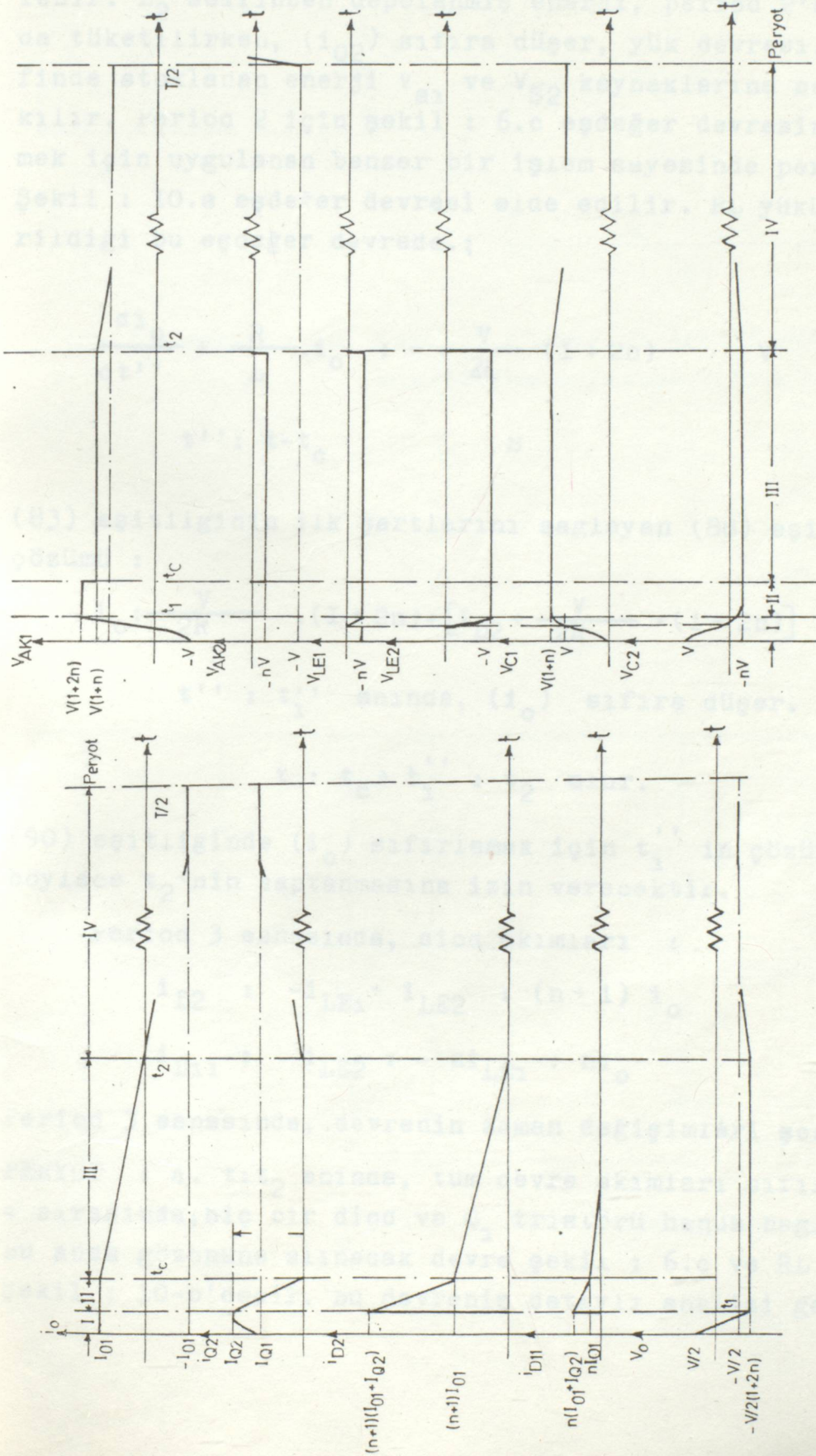
$$i_{D11} : n \cdot I_{o1} \quad A \quad ; \quad t : t_c \quad (84)$$

D_2 ve D_{11} , period 3'de hala bağlantı yaptığından, period:2 değerlerinde tüm kol voltajları kenetlidir. Bununla birlikte iki tristör kolunda ;

$$V_{L1} : 0 \quad V \quad ; \quad V_{L2} : 0 \quad V \quad (85)$$

$$V_{AK2} : V_{LE1} : -nV \quad V \quad (86)$$

Q_1 , L_1 , L_{E1} , L_{E2} ve D_{11} içeren devre ağı için :



Şekil 9r Voltaj ve akımların zaman değişimi.

$$V_{AK1} : -V_{LE1} - V_{LE2} : nV + V : V(1+n) \quad V \quad (87)$$

Bu son üç eşitlikteki voltajlar, period 3 esnasında kenetlenir. L_2 selfinden depolanmış enerji, period 2'nin sonunda tüketilirken, (i_{Q2}) sıfıra düşer, yük devresi, kendi selfinde stoklanan enerji V_{S1} ve V_{S2} kaynaklarına serbest bırakılır. Period 2 için şekil : 6.c eşdeğer devresini elde etmek için uygulanan benzer bir işlem sayesinde period 3 için Şekil : 10.a eşdeğer devresi elde edilir. RL yükünün gösterildiği bu eşdeğer devrede.;

$$\frac{di_o}{dt''} + \frac{R}{L} \cdot i_o : - \frac{V}{2L} (1+2n) \quad V \quad (88)$$

$$t'' : t - t_c \quad S \quad (89)$$

(83) eşitliğinin ilk şartlarını sağlayan (88) eşitliğinin çözümü :

$$i_o : -\frac{V}{2R} \cdot (1+2n) + \left[I_{D2} + \frac{V}{2R} \cdot (1+2n) \right] \cdot e^{-(R/L)t''} \quad (90)$$

$t'' : t_1'$ anında, (i_o) sıfıra düşer.

$$t : t_c + t_1' : t_2 \text{ olur.} \quad (91)$$

(90) eşitliğinde (i_o) sıfırlamak için t_1' in çözümüne ve böylece t_2 'nin saptanmasına izin verecektir.

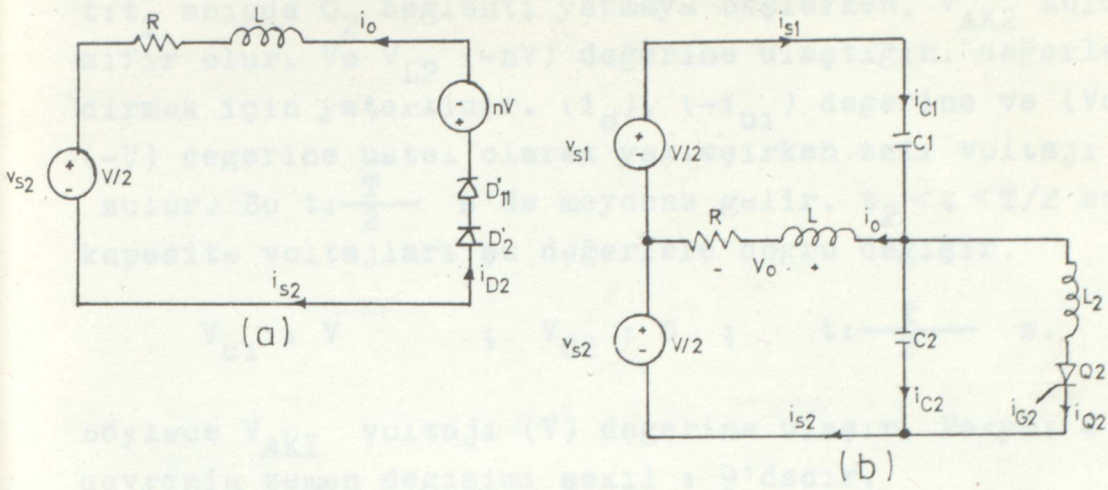
period 3 esnasında, diod akımları :

$$i_{D2} : -i_{LE1} + i_{LE2} : (n+1) i_o \quad (92)$$

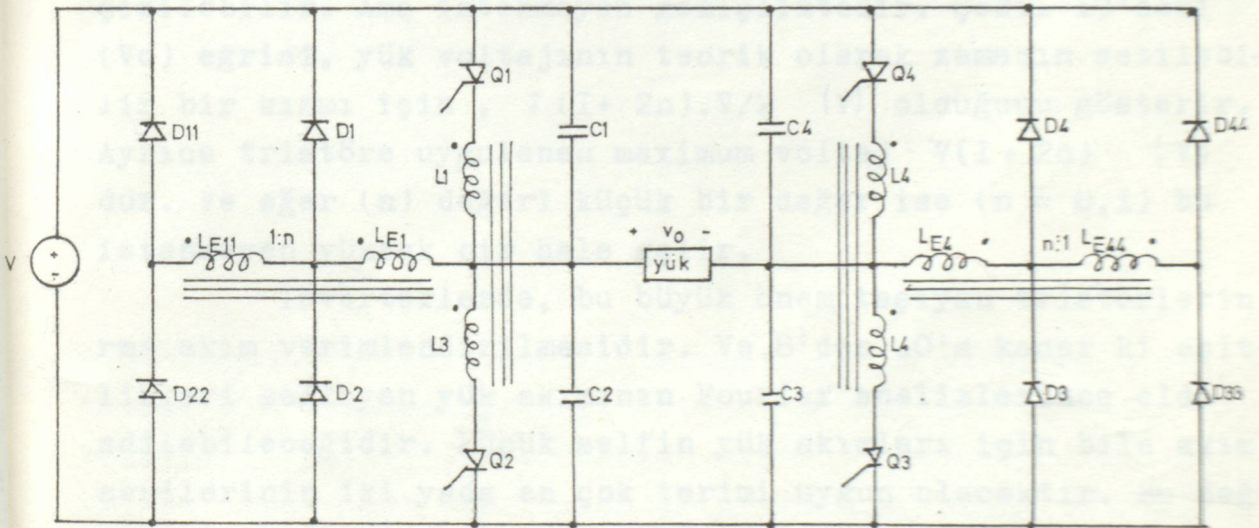
$$i_{D11} : i_{LE2} : -n i_{LE1} : n i_o \quad (93)$$

Period 3 esnasında, devrenin zaman değişimleri şekil:9'dadır.

PERYOT : 4. $t : t_2$ anında, tüm devre akımları sıfırdır. Period 4 sırasında, hiç bir diod ve Q_1 tristörü henüz bağlantı yapmaz. Bu anda gözönüne alınacak devre şekil : 6.c ve RL yuk akımlı Şekil : 10-b'dedir. Bu devrenin detaylı analizi gereksizdir.



Şekil : IO Şekil 5.a'daki Q1 tristörünün ilk komütasyon anındaki devre eşdeğeri.



Şekil : I3 Tek faz köprü inverteri tamamlayıcı voltaj komütasyonu.

$t:t_2^+$ anında Q_2 bağlantı yapmaya başlarken, V_{AK2} aniden sıfır olur. Ve V_{L2} ($-nV$) değerine ulaştığını değerlendirerek için yeterlidir. (i_o), ($-i_{u1}$) değerine ve (V_o), ($-V$) değerine üstel olarak yaklaşıırken, seli voltajı bozulur. Bu $t:\frac{T}{2}$ s'de meydana gelir. $t_2 < t < T/2$ anında kapasite voltajları şu değerlere doğru değişir.

$$V_{C1} : V \quad ; \quad V_{C2} : 0 \quad ; \quad t:\frac{T}{2} \text{ s.} \quad (94)$$

Böylece V_{AKI} voltajı (V) değerine ulaşır. Peryot 4 anında devrenin zaman değişimi şekil : 9'dadır.

III.1.2.4 VOLTAJ KOMÜTASYONLU DEVRELERDE BİLEŞENLERİN DEĞERLENDİRİLMESİ VE DEVRE DİZAYNI :

Şekil: 9.'daki eğriden ve III.2.3. bölümündeki eşitliklerden, şekil : 5.a'daki devrenin çeşitli komponentleri değerlendirilebilir. Böyle bir operasyonda gerekli mühendislik ve bilgisayar zamanının ekonomik olarak doğrulanıp doğrulanmayacağı belirsizdir.

Tüm komponentlerin voltaj verimlendirmesi Şekil:9' dan direkt olarak okunabilir. $n:0,25$ değeri için bu eğriler çizilebilir. Ama istenmeyen genişliktedir. Şekil :9'daki (V_o) eğrisi, yük voltajının teorik olarak zamanın sezilebilir bir kısmı için , $\pm (1+2n).V/2$ (V) olduğunu gösterir. Ayrıca tristöre uygulanan maximum voltaj $V(1+2n)$ (V) dur. Ve eğer (n) değeri küçük bir değer ise ($n \approx 0,1$) bu istenmeyen yüksek bir hale gelir.

Inverterlerde, bu büyük önem taşıyan tristörlerin rms akım verimlendirilmesidir. Ve 8'den 10'a kadar ki eşitlikleri sağlayan yük akımının Fourier analizlerince elde edilebileceğidir. Küçük selfin yük akımları için bile akım serilerinin iki yada en çok terimi uygun olacaktır. Bu değer şu bağıntıdan tristör akım değerini saptamak için kullanılabilir.

$$I_{QR} : \frac{I_R}{\sqrt{2}} \quad A \quad (95)$$

Bununla birlikte eğer inverterin çıkış frekansı yüksek ise, ona tristörce taşınan bu devrede değişim akımının tetiklen-

mesi, (95) eşitliğinde verilen değeri hissedilir olarak arttırır. Böyle bir durumda, rms akım verimi şöyle alınabilir.

$$I_{QR} : \left[\frac{I_R^2}{2} + I_{Qc}^2 \right]^{1/2} \quad A \quad (96)$$

$$I_{QC} : \left[\frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_c} i_Q^2 \cdot dt \right]^{1/2} \quad A \quad (97)$$

(97) eşitliğindeki (i_Q) için açıklama (42) eşitliğinde verilmelidir.

Kapamak için mevcut zaman (t_q)'nın minimum değerini verdiği için, eğer yük değişkense, (I_{O1})'in maximum değerinin sağlanması gerektiği şekil :8'den, tristörler için kapama zamanı kesin olarak belirtilebilir.

D_1 ve D_2 diodlarının değeri, tristörlerinki gibi alınabilir. D_{11} ve D_{22} diodlarının rms akım değerleride şöyle alınabilir.

$$I_{DR} : \frac{n}{n+1} \cdot I_{QR} \quad A \quad (98)$$

Enerji düzenleyen devre transformatörlerinin sargılarının akım değerleri D_{11} ve D_{22} diodlarından saptanabilir. Böylece (98) eşitliğinden :

$$I_{LE2} : \sqrt{2} \cdot I_{DR} : \frac{n \cdot \sqrt{2}}{n+1} \cdot I_{QR} \quad (99)$$

$$I_{LE1} : \frac{I_{LE2}}{n} : \frac{2}{n+1} \cdot I_{QR} \quad (100)$$

Komütasyon selflerinin sargılarının rms akım değeri tristörlerinin tamamen aynıdır. $V.(1+n)$ miktarıyla kapasite voltajı değiştiği için, değişen kapasitedeki akım, $0 < t < t_1$ anında oluşan tek tepe değerini içerir. Bu akıma iyi bir yaklaşım ortalama voltaj değişim oranlarından sağlanabilir.

$$I_c : \frac{C.V.(1+n)}{t_1} \quad A \quad (101)$$

rms kapasite akımı :

$$I_{CR} : I_C \cdot \sqrt{\frac{t_1}{T}} \quad A \quad (I02)$$

Komütasyon devre dizaynı yeniden küçük miktar temeline dayandırılabilir.

$$X : \frac{V}{W_r \cdot L_c \cdot I_{O1}} \quad (I03)$$

$$W_r : \frac{I}{[2 \cdot L_c \cdot C]^{1/2}} \quad \text{rd/s} \quad (I04)$$

Ve dizayn denemesi $1.0 < X < 3.0$ olduğunu gösterir.

(75) eşitliğinden :

$$G(x) : w_r t_q : \cos^{-1} C - t_g^{-1} D \quad \text{rd} \quad (I05)$$

$$C : \frac{X}{2(X^2 + 4)^{1/2}} \quad (I06)$$

$$D : \frac{2}{X} \quad (I07)$$

$$109\text{'daki } t_q : t_{off} + \Delta t \quad (I08)$$

Δt , konverterin yapılışında telorans ve yaklaşık dizayn için izlenecek sınırdır. (I05) ve (I08)'den:

$$W_r : \frac{G(x)}{t_{off} + \Delta t} \quad \text{rd/s} \quad (I09)$$

(I03) ve (I09)'dan :

$$L_c : \frac{V \cdot (t_{off} + \Delta t)}{X \cdot G(x) \cdot I_{O1}} \quad H \quad (I10)$$

$$C : \frac{I}{2 W_r^2 L_c} : \frac{X \cdot I_{O1} (t_{off} + \Delta t)}{2 G(x) \cdot V} \quad F \quad (III)$$

A tipi kıyıcı devresinin Voltaj komutasyonlu devresi yaklaşık yukardaki hesaplara göre bulunabilir.

ORNEK : .4- Şekil: 5.a'daki devre için $V:220$ v. komütasyon anındaki akım $I_{O1}:250$ A , $L_c:50$ H, $C:75$ f ve $n:0,1$ 'dir.

- a) Tristörlerin kapanması için uygun t_q zamanı,
- b) Komütasyon anlarını
- c) Tristör akım ve voltajının tepe değerleri
- d) I_{O1} sıfır olduğunda kapama için uygun t_q bul ve a'daki değerlerle karşılaştır.

ÇÖZÜM : a-103 eşitliğinden:

$$X: \frac{V}{w_r \cdot L_c \cdot I_{O1}} : \frac{V}{I_{O1}} \cdot \left[\frac{2C}{L_c} \right]^{1/2} = \frac{220}{250}$$

$$\left[\frac{2 \cdot 75}{50} \right]^{1/2} : 1,524$$

105'den 107'ye kadar ki eşitliklerden :

$$t_q: \frac{I}{w_r} \cdot [\cos^{-1} C - \operatorname{tg}^{-1} D]$$

$$C: \frac{X}{2(X^2 + 4)^{1/2}} : \frac{1,524}{2(1,524^2 + 4)^{1/2}} : 0,303$$

$$D: \frac{2}{X} : \frac{2}{1,524} : 1,312$$

$$t_q: [2L_c C]^{1/2} \cdot [\cos^{-1} 0,303 - \operatorname{tg}^{-1} 1,312]$$

$$t_q: [2L_c C]^{1/2} \cdot [\cos^{-1} 0,303 - \operatorname{tg}^{-1} 1,312]$$

$$t_q: 29,7 \mu\text{sn.}$$

b) $t_c: t_1 + t_1'$ idi.

$$t_1: \frac{I}{w_r} \cdot \left[\sin^{-1} \frac{n}{[(2/X)^2 + 1]^{1/2}} + \operatorname{tg}^{-1} \frac{X}{2} \right]$$

$$t_1: [2L_c C]^{1/2} \cdot \left[\sin^{-1} \frac{nx}{(X^2 + 4)^{1/2}} + \operatorname{tg}^{-1} \frac{X}{2} \right]$$

$$t_1: [2 \cdot 50 \cdot 75]^{1/2} \cdot \left[\sin^{-1} \frac{0,1 \cdot 1,524}{(1,524^2 + 4)^{1/2}} + \operatorname{tg}^{-1} \frac{1,524}{2} \right]$$

$$t_1: 61,64 \text{ s.}$$

57 ve 103 ifadelerinden :

$$I_{Q2} : I_{01} \cdot [2 \cdot \cos w_r t_1 + X \cdot \sin w_r t_1 - 1]$$

$$w_r t_1 : \frac{t_1}{[2L_c C]^{1/2}} : \frac{61,64 \cdot 10^{-6}}{\sqrt{7500 \cdot 10^{-6}}} : 0,7118^\circ$$

$$I_{Q2} : 250 \cdot [2 \cdot \cos 0,7118 + 1,524 \cdot \sin 0,7118 - 1]$$

$$: 250 \cdot [1,514 + 0,995 - 1] : 377,4 \text{ A}$$

$$t_1' : \frac{L_c}{nV} \cdot I_{Q2} : \frac{50 \cdot 3774}{0,1 \cdot 220} \cdot 10^{-6} : 857,7 \text{ s}$$

$$t_c : (61,64 \text{ } 857,7) : 919,4 \text{ s}$$

c) Tristör akımının tepe değerinde, $V_{L2}:0$ 'dır. Eğer bu $t:t_p$ anında olursa , 44 ve 103 eşitlerinden :

$$w_r \cdot t_p : t_g^{-1} \frac{X}{2} : 0,6511^\circ$$

42 ve 103 eşitliklerinden, maximum akım :

$$I_{Qmax} : I_{01} \cdot [2 \cdot \cos w_r t_q + X \cdot \sin w_r t_q - 1]$$

$$I_{Qmax} : 250 \cdot [2 \cdot \cos 0,6511 + 1,524 \cdot \sin 0,6511 - 1]$$

$$I_{Qmax} : 378,6 \text{ A}$$

Şekil :9'dan tristör tepe voltajı :

$$V_{AK_{max}} : V \cdot (1 + 2n) : 220 \cdot 1,2 : 264 \text{ V.}$$

d) 76 eşitliğinden :

$$t_{qmax} : \frac{\pi}{3} \cdot \sqrt{2 \cdot L_c C} : \frac{\pi}{3} \cdot \sqrt{7500 \cdot 10^{-6}} : 90,96 \text{ sn}$$

Yüklü inverterler için t_q en az 3 kattır.

III-I-3, TEK FAZLI KÖPRÜ İNVERTERLER :

Şekil:2.a'da görülen güç devresindeki RL yük eşdeğer devresini şekil:I2.a'daki gibi kabul etmek mümkündür.

$$\begin{aligned} V_S:V & \quad V ; \quad 0 < t < \frac{T}{2} \quad \text{sn} \\ V_S:V & \quad V ; \quad \frac{T}{2} < t < T \quad \text{sn} \end{aligned} \quad (\text{II2})$$

Kaynak voltajının inverter çıkışında yük üzerinde bir kare dalga şeklinde değişken bir gerilim oluşturacaktır. Akımın değişimi ise Şekil : I2-b'deki gibi olacaktır.

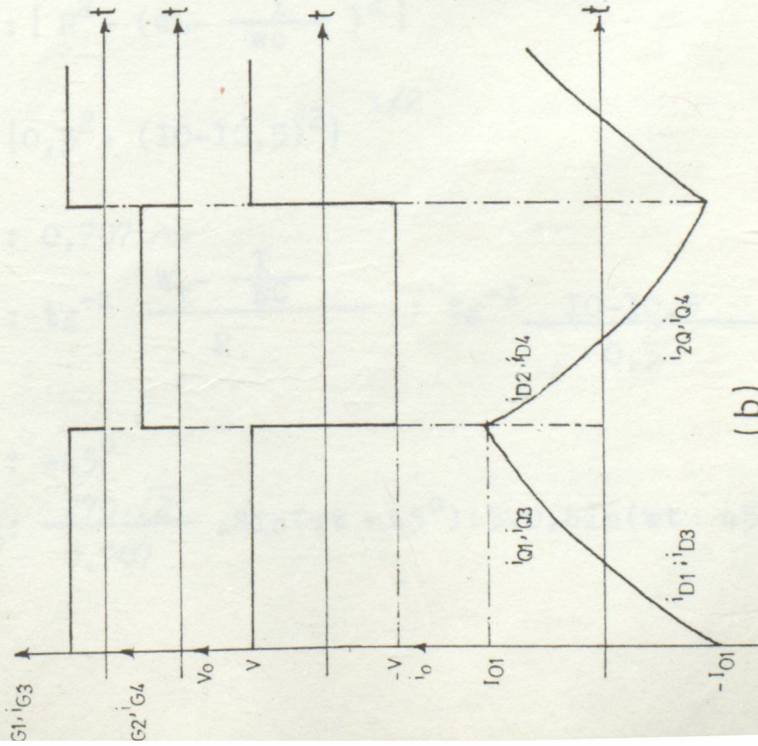
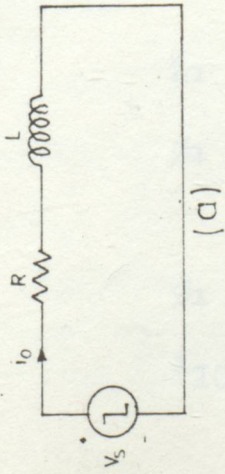
Gerek köprü devresi veya gerekse yarı köprü devre dizaynında kullanılacak ifadeler farklı değildir. Daha evvel yarı köprü devresinde kullanılacak devre dizayn ifadeleri buradaki devre içinde kullanılabilir.

Şekil : I3'de gerilim zorlamalı bir köprü inverterin açık şekli görülmektedir. $L_1:L_2:L_3:L_4$ selfleri tristörlerin anot-katot arasında söndürülmesi için zıt emk oluşturmaktadır. $C_1:C_2:C_3:C_4$ kapasiteleri bu zıt gerilimi depolamaya yararlar. $L_{E1}:L_{E2}:L_{E3}:L_{E4}$ ile $L_{E11}:L_{E22}:L_{E33}:L_{E44}$ selfleri reaktif enerjinin kaynağa geri gönderilmesini sağlarlar. D_1,D_2,D_3,D_4 diotları komütasyon olayında yardımcı eleman konumundadır.

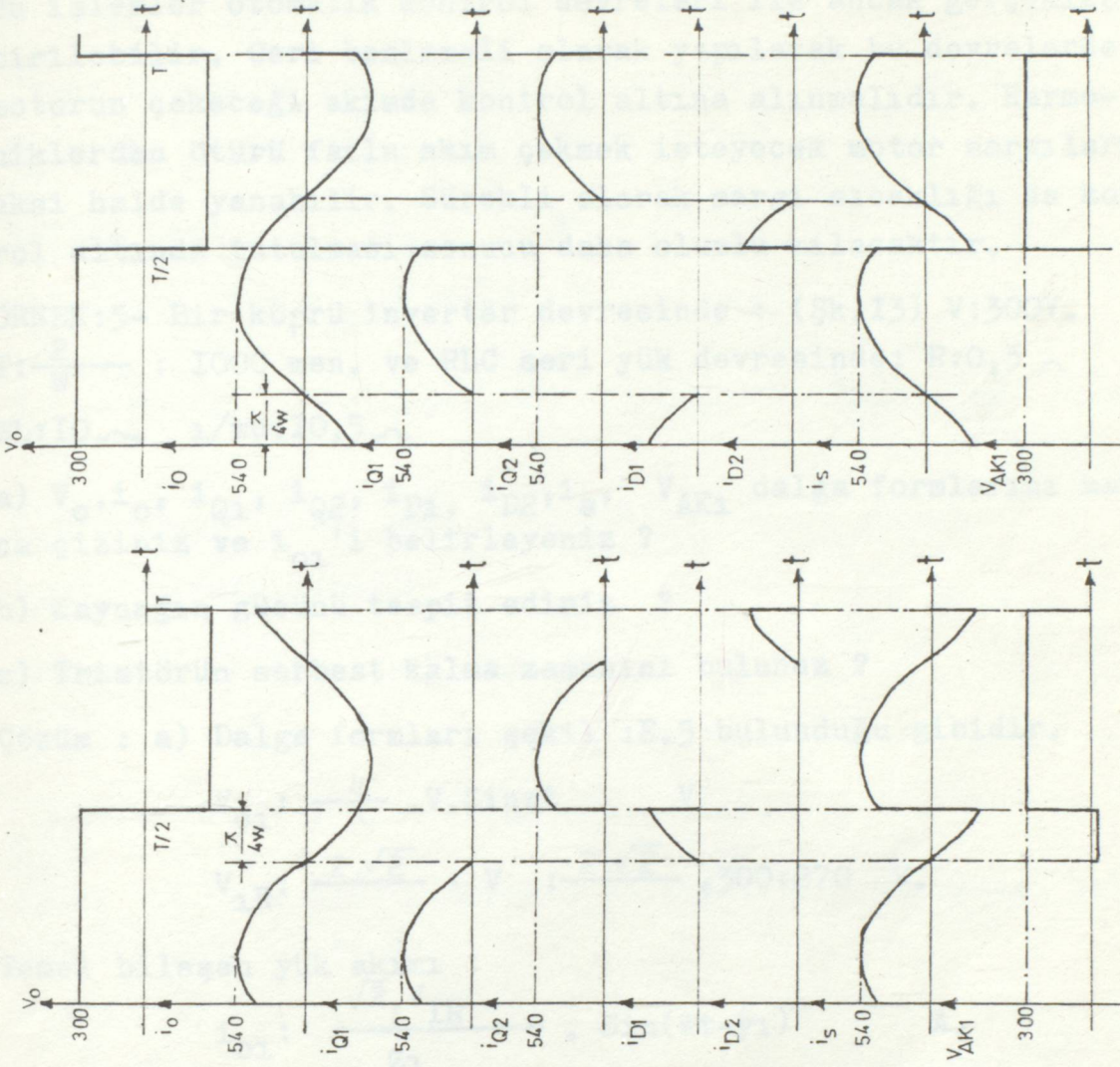
Tristörlerin söndürülmesinde geçişi olarak akımı üzerlerine alarak yön değiştirmeyi sağlamaktadır. $D_{11},D_{22},D_{33},D_{44}$ diyotları ise yine reaktif enerjinin kaynağa geri dönerken, kaynaktan devre üzerine ters yönde bir akımın akmamasını önlemektedir. Çalışması tıpkı yarı köprü devresindeki gibidir. Tek farkı elemanlar çoğaltılıp. kaynaklar bire indirilmiş olmasıdır.

Tristörlerin tetikleme zamanları değiştirildikçe frekansın değiştirilmesi sağlanmış olunur. Gerilim kaynağındaki gerilimde aynı zamanda değiştirilebilirse, gerilimi ve frekansı değişen bir sistem elde edilebilir.

Bu komplike sistemin çıkışını bir asenkron motoruna uygulayacak olursak devir sayısını böylelikle ayarlamış oluruz. Burada dikkat edilmesi gereken husus giriş geriliminin frekansa bağlı olarak değiştirilmesini sağlayabilmektir.



Şekil :I2 Tek faz köprü inverter için eşdeğer devre ve dalga formları.



Şekil:E.5

Şekil:E.6

Bu işlemler otomatik kontrol devreleri ile ancak gerçekleştirilebilir. Geri beslemeli olarak yapılacak bu devrelerde motorun çekeceği akımda kontrol altına alınmalıdır. Harmoniklerden ötürü fazla akım çekmek isteyecek motor sargıları aksi halde yanabilir. Sürekli olarak sargı sıcaklığı da kontrol altında tutulması sonucu daha olumlu kılacaktır.

ÖRNEK:5- Bir köprü inverter devresinde : (Şk.I3) V:300V.

T: $\frac{2}{W}$: 1000 msn. ve RLC seri yük devresinde: R:0,5 Ω

WL:10 Ω , 1/wc:10,5 Ω

a) $V_o, i_o, i_{Q1}, i_{Q2}, i_{D1}, i_{D2}, i_s, V_{AK1}$ dalga formlarını kabaca çiziniz ve i_{o1} 'i belirleyiniz ?

b) Kaynağın gücünü tespit ediniz ?

c) Tristörün serbest kalma zamanını bulunuz ?

Çözüm : a) Dalga formları şekil :E.5 bulunduğu gibidir.

$$V_{o1} : \frac{4}{\pi} \cdot V \cdot \sin \omega t \quad V$$

$$V_{1R} : \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot V : \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot 300 : 270 \quad V.$$

Temel bileşen yük akımı :

$$i_{o1} : \frac{\sqrt{2} \cdot V_{1R}}{Z_1} \cdot \sin(\omega t - \phi_1) \quad A.$$

$$Z_1 : \left[R^2 + \left(WL - \frac{1}{wc} \right)^2 \right]^{1/2}$$

$$Z_1 : [0,5^2 + (10 - 10,5)^2]^{1/2}$$

$$Z_1 : 0,707 \Omega$$

$$\phi_1 : \tan^{-1} \frac{WL - \frac{1}{wc}}{R} : \tan^{-1} \frac{10 - 10,5}{0,5}$$

$$\phi_1 : -45^\circ$$

$$i_{10} : \frac{270 \cdot \sqrt{2}}{0,707} \cdot \sin(\omega t + 45^\circ) : 540 \cdot \sin(\omega t + 45^\circ) \quad A$$

$$b) I_{1R} : \frac{540}{\sqrt{2}} \quad A$$

Temel bileşenin yük devresinde harcadığı çıkış gücü :

$$P_o : R \cdot I_{1R}^2 : 0,5 * \left(\frac{540}{\sqrt{2}} \right)^2 : 72,9 * 10^3 \quad W$$

$$\text{Kaynak gücü} : P_s : V \cdot I_s \quad W$$

$$I_s : \frac{I}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \sqrt{2} \cdot I_{1R} \cdot \sin\left(wt + \frac{\pi}{4}\right) \cdot d(wt)$$

$$I_s : \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_{1R} \cdot \left(2 \cdot \cos \frac{\pi}{4} \right) : \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{540}{2} \cdot \frac{2}{\sqrt{2}} : 243,1 \quad A$$

$$P_s : 300 * 243,1 : 72,93 \cdot 10^3 \quad W$$

$$P_s : P_o \text{ olduğu görülür.}$$

c) Şekil : E.5'de görüldüğü gibi :

$$w \cdot t_q : \frac{\pi}{4} \quad \text{rd.}$$

$$t_q : \frac{T}{8} : 125 \cdot 10^{-6} \quad \text{sn olacaktır.}$$

ÖRNEK : 6. Bir önceki örnekte yalnız $I/WC:9,5$ olması halinde istenenleri tekrar bulunuz ?

$$\text{Çözüm : a) } Z_1 : [0,5^2 + (10-9,5)^2]^{1/2} : 0,707$$

$$\phi : \tan^{-1} \frac{0,5}{0,5} : 45^\circ$$

$$i_o : 540 \cdot \sin(wt - 45^\circ) \quad A.$$

Dalga formları yaklaşık olarak şekil : E.6'da görüldüğü gibidir.

$$b) I_{1R} : \frac{540}{\sqrt{2}} \quad A \quad \text{ve} \quad P_o : 72,9 * 10^3 \quad W$$

Kaynak akımı ise :

$$I_s : \frac{I}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \sqrt{2} \cdot I_{1R} \cdot \sin\left(wt - \frac{\pi}{4}\right) \cdot d(wt) : 243,1 \quad A$$

$$P_s : 300 * 243,1 : 72,93 * 10^3 : P_o \quad W$$

c) Şekil : E.6'da görüldüğü gibi tristörün serbest kalma zamanı t_q aynı değerde bulunmaktadır.

III-I-4- ÜÇ FAZLI İNVERTERLER :

3 Fazlı kaynak, çıkış frekans anının 120° fazında üç inverter, için tetikleme sinyallerinin değiştirilerek düzenlendiği ve 3 tek faz inverter kullanarak bir direkt voltaj kaynağından sağlanabilir. 3 çıkış daha sonra bir üç faz transformatorüne getirilebilir. Sekonder sargılar, yük devresini sağlamak için (Y) yada (Δ) şeklinde bağlantı yapılabilirken, transformator primer sargıları diğerinden izole edilmelidir. Bileşen oranları bu bölümün başında belirtildiği gibi, saptanıp dizayn edilebildikleri için, bağlantı, voltaj kontrolü ve harmonik azaltması tek fazlı inverterlerdeki bağlantılarda belirtilen yöntemlerce elde edilebilir.

Bölüm:III-I ve şekil:3'de belirtildiği gibi, üç faz kaynağı ayrıca üç faz köprü inverterinden elde edilebilir. Tetikleme sinyallerinin mümkün iki modeli vardır.

1. Herhangi bir anda 3 tristör açıktır, bu yükün tüm şartları altında elde edilen çıkış voltajında olur.
2. Herhangi bir anda 2 tristör açıktır, bu bazı yük şartları altında saptanamayan çıkış voltaj dalgalarında olur.

Hangi tetikleme sinyal modeli uygulanırsa uygulansın, sinyallerin uygulanması ve çıkış voltaj dalga formlarının 60° 'de yeniden hareket etmesi gerekir. Böylece, bir çevrimde 6 farklı operasyon periyodu olur. Şekil : 3.a'daki tristörler, A,B,C çıkış terminallerinde V_{AB} , V_{BC} , V_{CA} pozitif ardışık voltajları vermek için bunlara uygulanan tetikleme sinyallerinde sıra ile numaralandırılmıştır.

Herhangi bir tristör açıldığında, bir tristör ve bununla antiparalel bağlantılı diod bir kısa devre yapar. Böylece örneğin, Şekil: 3-a'daki Q_1 tristörü açıldığında, çıkış terminali A, pozitif kaynak terminalin potansiyeline getirilir. Ters durumunda, Q_4 açıldığında (Q_1 'in kapanması gerektiği anda), A terminali, negatif kaynak terminalin potansiyeline getirilir. Benzer şekilde B ve C terminallerinin potansiyelleri bulunur,

III-I-4-I- HERHANGİ BİR ANDA 3 TRİSTÖR AÇIK DURUMU :

Şekil:3-b'deki tetikleme sinyalleri modeli, eş-zamanlı olarak 3 tristör açıldığında ortaya çıkar. Bu tetikleme sinyalleri için uygulanan periodlar sırasında çıkış terminallerinin potansiyelleri saptanabilir. Ve bunlardan hattan hata çıkış voltajları elde edilebilir. Sonuç dalga formları şekil:3.b'dedir. Bunlar değişen voltajlı 3 faz balans edilmiş bir seti (takımı) gösterir. Bu voltajlara kapasitans, indüktans ve rezistansın herhangi bir kombinasyonuna sahip yük devresince etki edilemez, ayar yapılabilir, yada yapılamaz, doğrusaldır yada olmayabilir. Hattan hata voltaj dalga formları radyan olarak bölümlenmiş yatay bir skala üzerinde Şekil:I4-a'da yeniden gösterilmiştir. Bu diagramda ayrıca 6 period ve periodlar sırasında açılan tristörler gösterilmiştir.

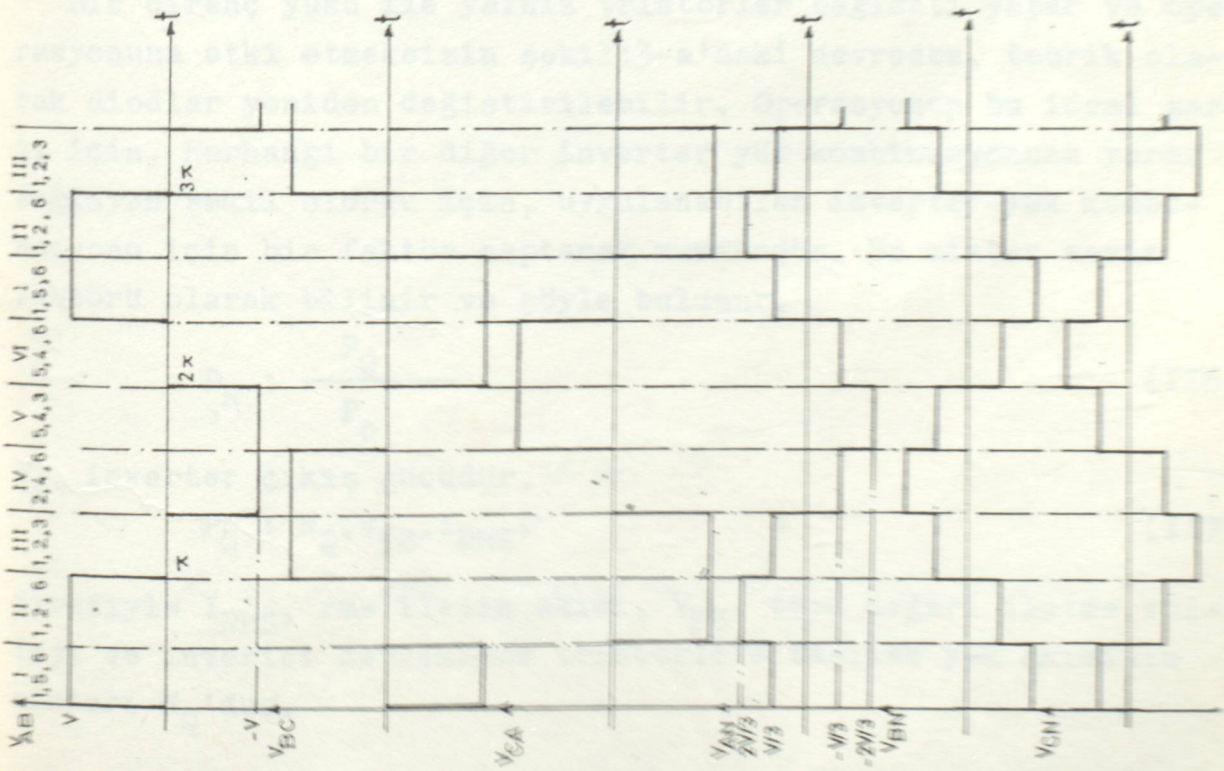
Şekil:I4-a'daki V_{AB} voltaj dalga formları fourier serilerince bulunur.

$$V_{AB} = \sum_{n:1,3,5}^{\infty} \frac{4V}{n\pi} \cdot \cos \frac{n\pi}{6} \cdot \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \text{ V (II3)}$$

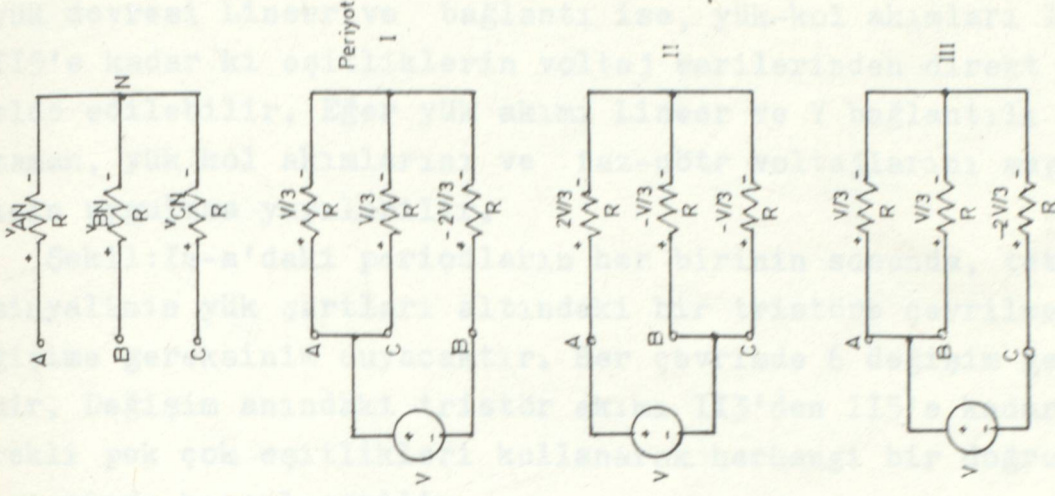
(Bu seriler bölüm V. de anlatılan bilgilerde elde edilebilir. Ama ayrıca $-\frac{\pi}{6}$ rd. ile şekil:I4-a'daki V_{AB} için dalga formunun değiştirilmesi ile daha az bir emekle elde edilir. bu çeyrek dalga simetrisine sahip olduğu için, dalga formu $-\pi/6$ rd. faz açısız (II3) eşitliğinin açıklamasını vererek analiz edilir. Eğer faz açısı dahil edilirse fourier serileri şekil:I4 'deki dalga formlarının orijinine işaret eder) Diğer iki hattan hata voltajlar için ifadeler:

$$V_{BC} = \sum_{n:1,3,5}^{\infty} \frac{4V}{n\pi} \cdot \cos \frac{n\pi}{6} \cdot \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \text{ V (II4)}$$

$$V_{BC} = \sum_{n:1,3,5}^{\infty} \frac{4V}{n\pi} \cdot \cos \frac{n\pi}{6} \cdot \sin \left(\omega t - \frac{7\pi}{6} \right) \text{ V (II5)}$$



Şekil : I4 Yükle devresinin tetikleme sinyali ve çıkış voltaj dalga formları.



Şekil : I5 Şekil I4'deki gerilim kaynaklarının eşdeğeri.

II3'den II5'e kadarki eşitlik serilerindeki 3 ve katlarında-ki harmonik bileşenlerinin sıfır olduğu görülmektedir. Eğer yük devresi Lineer ve bağlantı ise, yük-kol akımları II3'den II5'e kadar ki eşitliklerin voltaj serilerinden direkt olarak elde edilebilir. Eğer yük akımı Lineer ve Y bağlantılı ise, o zaman, yük kol akımlarını ve faz-nötr voltajlarını saptamak için uygulama yapılabilir.

Şekil:I4-a'daki periodların her birinin sonunda, tetikleme sinyalinin yük şartları altındaki bir tristöre çevrilmesi değişime gereksinim duyacaktır. Her çevrimde 6 değişim gereklidir. Değişim anındaki tristör akımı II3'den II5'e kadarki gerekli pek çok eşitlikleri kullanarak herhangi bir doğruluk derecesinde hesaplanabilir.

Özel durum, düzeltilmiş ve Y bağlantılı direnç yükü sağlarken, bu inverterin performansdır. Şekil:I5-a böyle bir yük devresini gösterir ve şekil:I5-b, şekil:I4'deki hattan hata hata voltaj çevriminin 3 ardışık periodu sırasında sistemin eşdeğer devresini gösteriyor. Şekil:I5-b'deki devrelerin voltaj taksimatını uygulayarak, yük devresi için faz-nötr voltajları saptanabilir ve bunların dalga formları şekil:I4-b'dedir.

Bir direnç yükü ile yalnız tristörler bağlantı yapar ve operasyonuna etki etmeksizin şekil:3-a'daki devreden, teorik olarak diodlar yeniden değiştirilebilir. Operasyonun bu ideal şartı için, herhangi bir diğer inverter yük kombinasyonuna yarar sağlayan şekil olduğu için, uygulanabilen inverter-yük kombinasyonu için bir faktör saptamak mümkündür. Bu miktar verim faktörü olarak bilinir ve şöyle bulunur.

$$D_R : \frac{P_Q}{P_O} \quad (II6)$$

P_O , inverter çıkış gücüdür.

$$P_Q : N_Q \cdot V_{FB} \cdot I_{RMS} \quad W \quad (II7)$$

Sırasıyla I_{RMS} , rms iletim akımı, V_{FB} , tepe değeri iletime voltajı ve inverter devresinde tristörlere taşınan yük akımının miktarı N_Q 'dur.

Böylece 3 faz köprü inverter için, 3 tristör her fazın R düzeltilmiş direnç yükünü sağlamak için herhangi bir anda açılırlar.

$$P_o : \frac{3}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \frac{V_{AN}^2}{R} \cdot d(wt) \quad W \quad (II8)$$

$$V_{AN} : \frac{V}{3} \cdot V \quad ; \quad 0 < wt < \frac{\pi}{3} \quad \text{rd.}$$

$$V_{AN} : \frac{2V}{3} \cdot V \quad ; \quad \frac{\pi}{3} < wt < \frac{2\pi}{3} \quad \text{rd.} \quad (II9)$$

$$V_{AN} : \frac{V}{3} \cdot V \quad ; \quad \frac{2\pi}{3} < wt < \pi \quad \text{rd.}$$

$$P_o : \frac{2V^2}{3R} \quad W \quad (I20)$$

Çıkış gücü şöyle açıklanabilir.

$$P_o : 3 \cdot R I_R^2 \quad W \quad (I21)$$

I_R , her faz yük akımının rms değeridir.

$$I_R : \left(\frac{P_o}{3R} \right)^{1/2} : \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{V}{R} \quad A \quad (I22)$$

(II7) eşitliğinden, $I_{RMS} : I_R \sqrt{2}$ ve $V_{FB} : V$ için tristörlerin uygulayacağı tahmini güç :

$$P_Q : 6 \cdot V \cdot \frac{I}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V}{3R} : \frac{2V^2}{R} \quad W \quad (I23)$$

Verim faktörü :

$$D_R : \frac{P_Q}{P_o} : 3 \quad \text{olur.} \quad (I24)$$

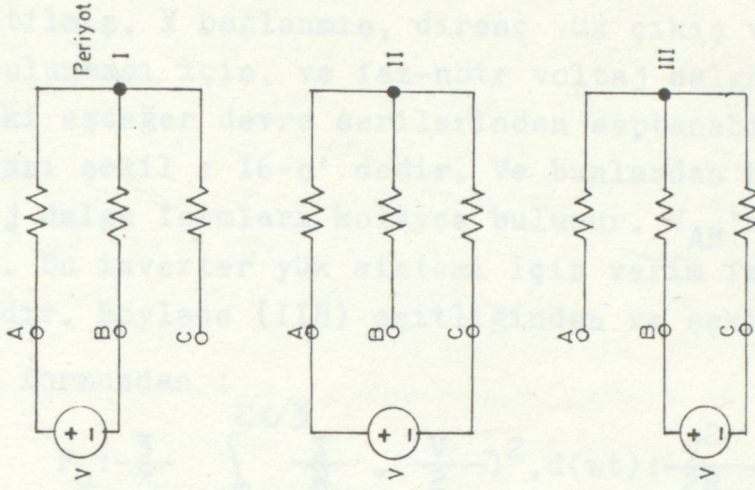
Yani, inverter 6 ana tristörün kombine edilmiş maximum güç veriminin 1/3 üne eşit bir gücü, yüke verebilir.

III-I-4-2- HERHANGİ BİR ANDA 2 TRİSTÖR AÇIK İKEN :

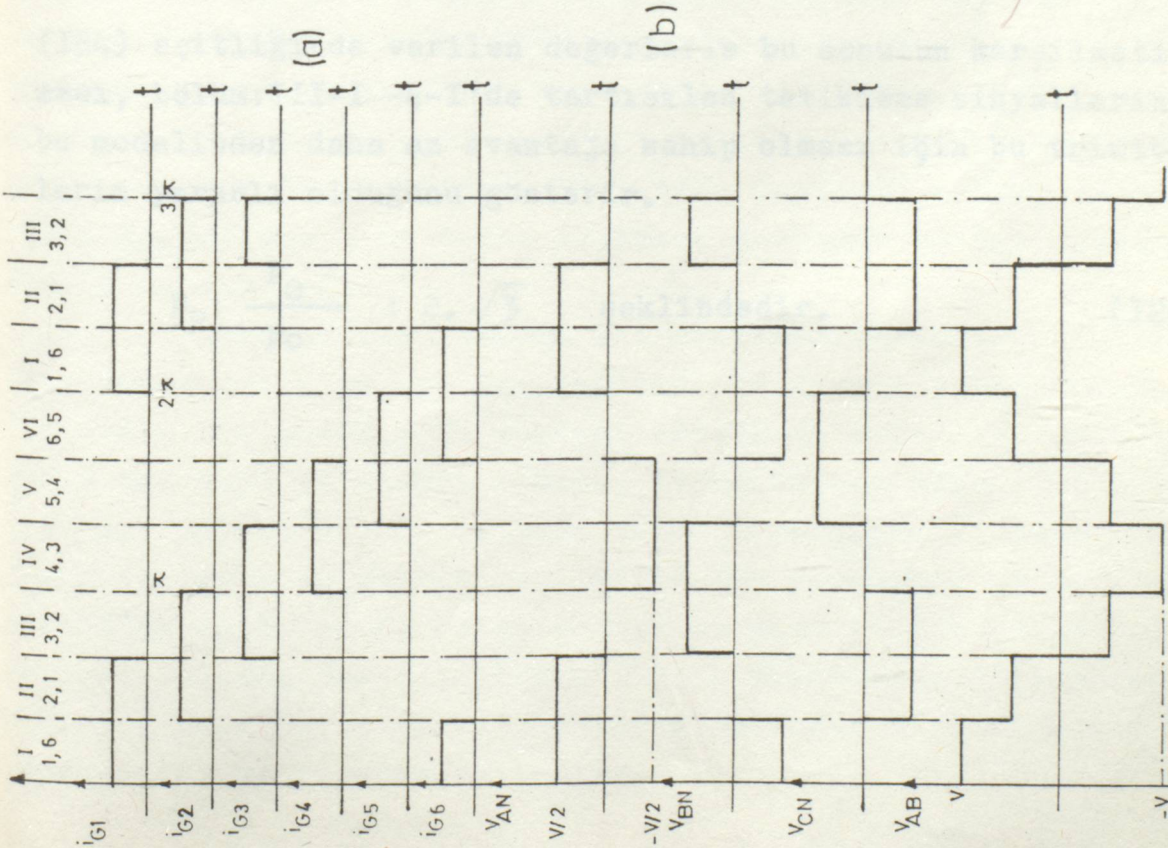
Şekil:3-b'deki tetikleme sinyal dalga formlarının kontrolü, $t:T/2$ ya da $wt:\pi$ 'de i_{G1} 'in kesik olduğunu ve eşzamanlı i_{G4} 'ün uygulandığını gösterir. Pratikte, eğer Q_1 'e kapama için zaman verilmezse, i_{G4} 'ün uygulanması Q_1 ve Q_4 tristörleri vasıtasıyla kaynağın kısa devre yapmasına neden olacağından dolayı, bir değişim anı için, i_{G1} 'in yerini değiştirmesi ve i_{G4} 'ün uygulanması arasında bir süre olmalıdır. Gerçekte bir tetikleme sinyalinin sonu ile bir diğerrinin başlangıcı arasında normal olarak yeterli an sağlansın bile, herhangi bir nedenle bağlantıdaki herhangi bir başarısızlığın, iki tristör arasında zararlı bir kısa devre oluşturacağı şekil : 3.b'deki tetikleme sinyalleri modeli için bu bir dezavantajdır.

Kısa devre tehlikesi, şekil:I6.a'daki tetikleme sinyalleri kullanılarak oldukça azaltılabilir. Bir tristördeki tetikleme sinyalinin sonu ile bununla seri olarak bağlantılı tristördeki tetikleme sinyalinin başlangıcı arasında $\pi/3$ rd. açısal anı kadar zaman geçtiği görülecektir. Bu ilk tristör için bolca kapanma zamanı sağlar. Ayrıca, sözgelimi bazı fonksiyonlardan kaynaklanan Q_1 tristörünün geciken bağlantısı, yük devresi arasında akımın geçmesi için ek bir yol yapar. Q_4 açıldığında, $wt:\pi$ anında Q_1 hala bağlantı yapmadıkça ve şüphesiz bağlantı tam olarak gerçekleşmedikçe, bu yük akımının ani olarak düzeltilmesine neden olurken, zararlı bir kısa devre akımı oluşturmayacaktır.

Çevrimin, şekil:I6'deki 6 periodu yeniden bölünebilmesi için, tetikleme sinyallerinin bu modeli için yük şartları altında her çevrimde 6 güçlü bağlantı gereklidir. Eğer yük devresi dirençten ayrı ise, tetikleme sinyallerinin değiştirildiği gibi her tristör bağlantı yaptığından çıkış terminallerinin yalnız ikisinin potansiyelleri çevrimin herhangi bir anında saptanacaktır. Böylece bu tip kontrollu inverter performansının analizi bir "genel yük devresi için çok karmaşık hale gelir. Antiparalel bağlanmış diod ve açık bir tristörden ibaret bir kaynak terminaline belirli bir anda bağlantı olmayan yük terminali yük devresine bağlı bir po-



Şekil:17 ş.k:16 hattın doğal voltaj dalga formunun saplanması



Şekil:16 Direnc yük devreli ş.k:3.a'daki devre için çıkış voltaj dalga formları

tansiyel bulacaktır. Ayrıca terminalin "bağımsız olduğu anda $\pi/3$ açısal anında bu potansiyel sabit olmayacaktır. Düzeltilmiş, Y bağlanmış, direnç yük çıkış voltaj akımlarının bulunması için, ve faz-nötr voltaj dalga formları şekil: I7'deki eşdeğer devre serilerinden saptanabilir. Bu dalga formları şekil : I6-b' dedir. Ve bunlardan hattan hata çıkış voltaj dalga formları kolayca bulunur. V_{AB} 'ninki şekil : I6-c' dedir. Bu inverter yük sistemi için verim faktörünü bulmak kolaydır. Böylece (II8) eşitliğinden ve şekil : I6-b'deki V_{AN} dalga formundan :

$$P_o : \frac{3}{\pi} \int_0^{2\pi/3} \frac{I}{R} \cdot \left(\frac{V}{2}\right)^2 \cdot d(wt) : \frac{V^2}{2R} \quad W \quad (I25)$$

(I22) eşitliğinden :

$$I_R : \left(\frac{P_o}{3R}\right)^{1/2} : \frac{I}{\sqrt{6}} \cdot \frac{V}{R} \quad A \quad (I26)$$

(II7) eşitliğinden, $I_{RMS} : I_R/\sqrt{2}$ ve $V_{FB} : V$ için mevcut tristörler farz edilirse :

$$P_Q : 6 \cdot V \cdot \frac{I}{2\sqrt{3}} \cdot \frac{V}{R} : \sqrt{3} \cdot \frac{V^2}{R} \quad W \quad (I27)$$

(I24) eşitliğinde verilen değerlerle bu sonucun karşılaştırılması, bölüm:III-I -4-I'de tartışılan tetikleme sinyallerinin bu modelinden daha az avantaja sahip olması için bu tristörlerin yararlı olduğunu gösterir.

$$D_R : \frac{P_Q}{P_o} : 2 \cdot \sqrt{3} \quad \text{şeklindedir.} \quad (I28)$$

BÖLÜM.III.2. MODULASYON TEKNİĞİ :

A.C motorlarının kontrolunda dalga genişliği modülasyonu (DGM) ile çalışan eviriciler vazgeçilmez unsur haline gelmiştir. Zira eviricinin hem geriliminin ve hem çıkış frekansının kontrolu mümkündür. Gerilim dalgalarının üretilebilmesi için değişik modülasyon yöntemleri uygulanmaktadır. Bu yöntemler evirici içindeki kontrol devrelerinin değişerek basit veya karmaşık olmasına ve dolayısıyla sistemin maliyetine'de etki etmektedir. Fakat esas arzu edilen harmoniklerin gerilim dalgasından arındırılması olduğundan, bu işlemi ilaveler yapmadan gerçekleştirecek modülasyon yöntemleri aranmıştır. Üretilen dalga'nın mümkün olduğu kadar sinüs dalgasına yakın olması ve haliyle harmoniklerin genliklerinin en aza indirilmesi prensibi ana hedef olarak alınmıştır. Bu türde iki değişik türde modülasyon ortaya çıkmıştır."Basamak (Adım) Modülasyonu" ve "Taşıyıcı Dalgalar Yardımıyla Modülasyon" dur.

III.2.1. BASAMAK MODULASYONU :

DGM'u ile gerilim dalgası üretmek için kullanılan en basit metoddur. Referans ve taşıyıcı dalgalara sinüs modülasyonunda duyulan ihtiyaç burada mevcut değildir. Prensip, tristörlerin iletim zamanlarının uygun biçimde tayinidir. Bunlar yapıldıktan sonra her tür dalga üretmek mümkündür. Tristörlerin eteşleme sıraları son derece önemlidir. Aynı fazlara ait olan tristörler yarım periyot boyunca iletimde kalırken, aynı faza ait iki tristörün aynı anda iletimde olması doğru gerilim kaynağının kısa devre edilmesi durumunu ortaya çıkaracağından mümkün değildir.

Basamak modülasyonu ile üretilen dalgaların sınıflandırılmasını yaparken iki değişik yol ortaya çıkmaktadır. Bunlardan birincisi yarım periyot süresince üretilen darbe sayısının tek veya çift sayı olması, ikincisi ise darbe genişliğinin yarım periyot içinde bulunan bütün darbelerde ve darbelerin arasında yer alan boşluk genliğinin tüm yarım periyot boyunca birbirine eşit olduğu dalgalar ile bu eşitlikleri bozan dalgalardır. Aslında her iki yöntem ile incelenecek olursa sonuç aynıdır. Dalgaların yapısı değişmeyeceğinden birinci metot üzerinde açıklama yapmaya çalışalım.

11.2.1.1- DARBE SAYISI TEK SAYI OLAN DALGALAR :

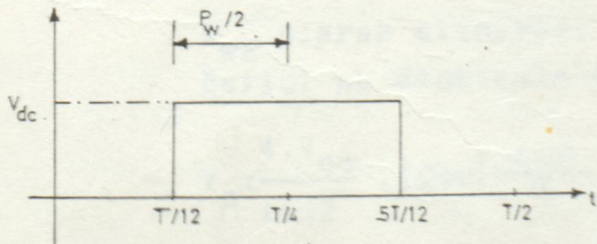
Bu dalgalardan darbe sayısı 1,3,5,7.....gibi tek sayılardır. Yarı periyodun ortasında bulunan darbenin genişliği diğer yan darbelerle göre fazladır. Yarı periyodun ortası olan çeyrek periyod eksenine göre simetri teşkil etmek harmoniklerin yok edilmesi açısından önemlidir.

$\pi/2$ ekseninde meydana getirilecek simetri ile dalganın yalnız sinüslü olan terimlerinin tek katsayılı harmoniklerini kapsayacağı doğaldır. Bu avantaj dalga şeklinin sinüs formuna benzemesine ilave edilecek olursa, tek sayılı darbe ihtiva eden dalgaların hemen başta üstünlük kuracakları umulmaktadır. Bu dalga şeklinde darbeleri istendiği gibi yarı periyod içinde dağıtmak köprünün kısa devre olmadan çalışması yönünden pek kolay değildir. Bu mahsuru ortadan yok etmek amacıyla bu dalgayı yaratmak için gereken şartları ortaya koymakta yarar vardır.

1. Orta darbenin genişliği, yarı periyod içindeki yan darbelerin genişliklerinin toplamına eşit olmalıdır.

2. Dalgaların $\pi/2$ ve X eksenleri için simetrikliğinin sağlanması veya hiç olmasa π eksenine göre simetrisi olması gerekir.

3. Faz gerilimleri arasında bulunan 120 derecelik faz farkının genişliği, yarı periyodun ilk yarısındaki ve ikinci yarısındaki darbeler ile bunların toplamına uygun gelen orta darbenin bir kısmı ile doldurulur. Darbe sayısı 1 olan dalga'da ilk etüdümüzü yapalım. Bu dalganın bilim dalında adı kare dalga olmasına rağmen DGM'li dalgaların en basiti ve öncüsü olması sıfatıyla incelemekte yarar vardır. Bunun harmonik analizi yapıldığında elde olunacak tüm harmonikleri şu denklemlerle elde etmek mümkündür.



Şekil: I. Bir darbeli dalga-
nın zaman ekseninde
yarım periyodu.

$$V = \frac{8 V_{dc}}{\pi \cdot n \sqrt{2}} \cdot \sin \left(\frac{n \cdot \pi \cdot f \cdot P_w}{1000} \right)$$

V_{dc} : Eviriciyi besleyen Dogru gerilimin genliği.

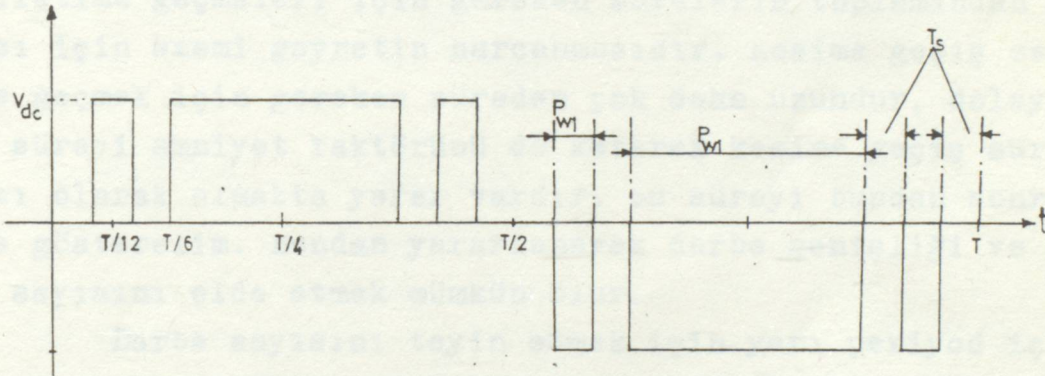
n : Harmonik sayısını

r : Dalganın frekansını

P_w : Darbe genişliği milisaniye

V_n : Harmonik gerilim genliği ifade etmektedir.

Üç darbeli dalga'da dar derbelerin toplam genişliğinin ortada bulunan derbenin genişliğine eşit olması şartı aranmaz, fakat $\pi/2$ eksenı boyunca simetrik olması gerekir. Dalganın birinci darbesi eğer orijinden başlamak mecburiyetinde ise, bir tristörün kesime geğme süresi ve diğerinin iletıme geçmesi için gereken toplam zamanın yarısı kadar orijinden uzakta başlamak zorundadır. Aksi halde kısa devre köprünün triistörlerine zarar verir. Darbe süresinin sabit kalması ve frekansın artması halinde, tristörlerin kesim ve iletım durumlarının değiştirilmesi için gereken zaman derece ekseninde büyük farklar doğuracağından, dalganın harmonik iđerđide değişmek zorunda kalacaktır.



şekil.2- . 3 DGM dalgasının zaman ekseninde tam peryodu.

şekilden görüldüğü gibi darbelerin genişlikleri P_{w1} ve P_{w2} olarak alınırse, harmonik geriliminin efektif değerini şu denklemle elde edebiliriz.

$$V_n = \frac{4 \cdot V_{dc}}{\pi n \sqrt{2}} \cdot [\cos\left[\frac{2\pi n}{T} \cdot (T/12 - P_{w1})\right] - \cos(\pi n/6) + \cos\left[\frac{2 \cdot n \cdot \pi}{T} (T/4 - P_{w2})\right] - \cos(\pi n/2)]$$

Benzer olarak 5.7.....darbe ihtiva eden dalgalar incelenebilir.

Ifadelerden görüldüğü gibi darbe sayısının artış göstermesi ile harmonik gerilimlerin efektif değerlerini veren denklemlerin karmaşıklığı artmaktadır.

III.2.1.2- DARBE SAYISI ÇİFT SAYI OLAN DALGALAR :

Yarı periyodundaki darbe sayısı çift olan dalgalarda sayısı modülasyonunun sayısını ifade eder. Yani yarı periyottaki darbe sayısı 4 ise, 4DGM'lu dalga adını alır. Darbe genişliğinin yarı periyod boyunca tüm darbelerde eşit olması şartı aranmaz. Ancak darbelerin periyod içinde bulunmaları gereken yerler, dalganın harmonik muhteviyatının küçülmesi yönünden çok önemlidir. Bu nedenle darbelerin mümkün olduğunca sinüs formuna yakın bir şekilde düzenli yerleştirilmesi ve tristörlerin buna göre tetiklenmesi gerekir. Diğer dikkat edilmesi gereken bir husus ise darbeler arasındaki sürenin tristörlerin kesime ve ilettime geçmeleri için gereken sürelerin toplamından küçük olmaması için azami gayretin harcanmasıdır. Kesime geçiş zamanı ilettime geçmek için gereken süreden çok daha uzundur, dolayısıyla toplam süreyi emniyet faktörünü de katarak kesime geçiş süresinin iki katı olarak almakta yarar vardır. Bu süreyi bundan sonra 2 Tsp ile göstereyim. Bundan yararlanarak darbe genişliği ve modülasyon sayısını elde etmek mümkün olur.

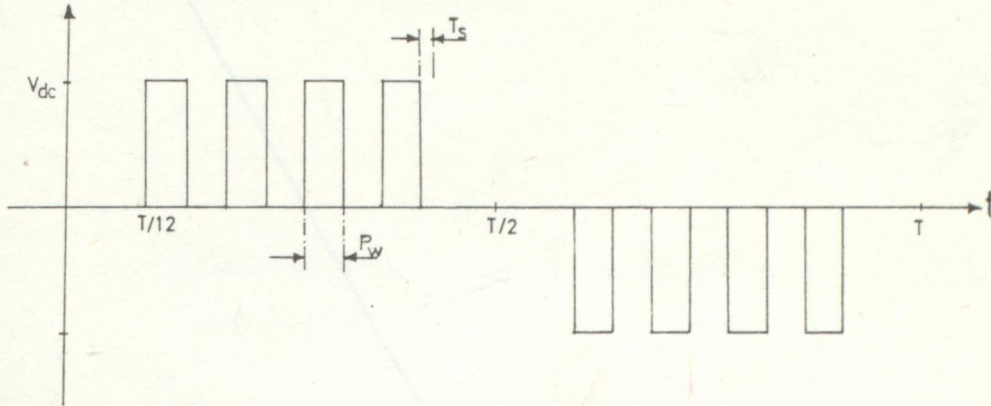
Darbe sayısını tayin etmek için yarı periyod içinde bulunan tüm darbelerin genişliklerinin eşit olduğunu kabullenelim ve bunların 1/3 ünü işgal edeceklerini bildiğimize göre aşağıdaki şu ifade'den istirade etmek mümkün olur. Darbe sayısı N_{pw} ile gösterilsin.

$$N_{pw} : \frac{T}{3(P_w + 2T_{sp})}$$

Bu denklemden elde edilen sayı ondalıklı ise virgülden sonra gelen rakamların ihmal edilmesi ile elde olunan tam sayı yarı periyotta bulunması gereken darbe sayısını ve haliyle modülasyon sayısını gösterir. Bu sayının bir büyüğünü almak köprü tristörlerinin kısa devre olmasına neden olur. O halde seçilen tristörün 2 Tsp zamanına göre kullanılabilecek en büyük modülasyon sayısı belli bir frekans için bulunmuş olur. Eğer

Eğer evirici tristörleri bütün frekans bandı içinde aynı dalgayı üretecekler ise modülasyon sayısının periyodun en küçük olduğu, en küçük olduğu, en yüksek frekans değerine göre tespit edilmesi şarttır.

Darbe genişliklerinin birbirine eşit olduğu bu dalgaanın Fourier Analizi sonucunda, harmonik gerilimlerinin efektif değerleri şöyle elde edilir.



Şekil:3. Darbe süresi tüm darbelerinde eşit olan 4DGM dalgasının zaman ekseninde tam periyodu.

$$V_n = \frac{8.V_{dc}}{n \cdot 2 \cdot \pi} \cdot \sin(\pi n/3) \cdot \sin(\pi n/2) \cdot \sin(2\pi n f P_w / 1000) \quad (1)$$

n sayısının tam sayı olarak harmoniği ifade ettiğini ve gerekli harmoniğin genliğini bulduktan sonra temel bileşene göre yüzdesini bulmak için şu denklemden yararlanılır.

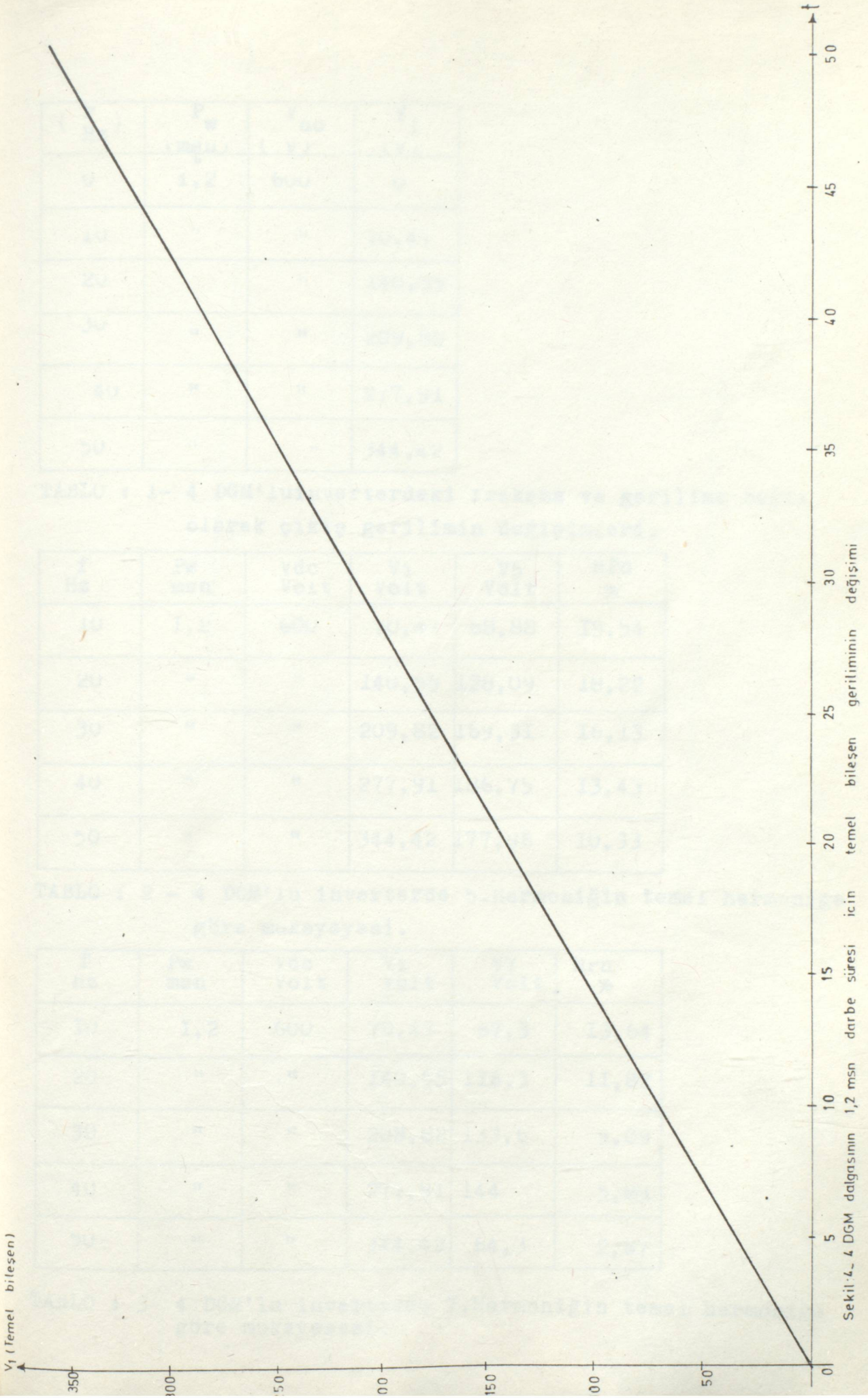
$$HP_n : \frac{100}{n} \cdot \frac{V_n}{V_1} \quad (2)$$

V_n : Harmonik gerilimi

V_1 : Temel bileşen gerilimi

n : Harmonik mertebesini ifade etmektedir.

Fourier serisinin 2,6,8,10.....darbe sayılı dalgalara uygulanması ile denklem (1)'de elde edilen harmonik gerilim genliğinin efektif değeri elde edilebilir. Darbe sayısının artması ile harmonik muhteviyatında meydana gelen değişmeler, temel bileşen, beşinci ve yedinci harmonikler için 4 DGM'li dalgalarda 0-50 H frekans bandında şekil:4,5,6'da gösterilmiştir. Dalgalarda



Sekil 4-4 DGM dalgasının 1,2 msn darbe süresi için temel bileşen geriliminin değişimi

(f Hz)	P _w (msu)	V _{ac} (v)	V _I (v)
0	1,2	600	0
10	"	"	70,41
20	"	"	140,55
30	"	"	209,82
40	"	"	277,91
50	"	"	344,42

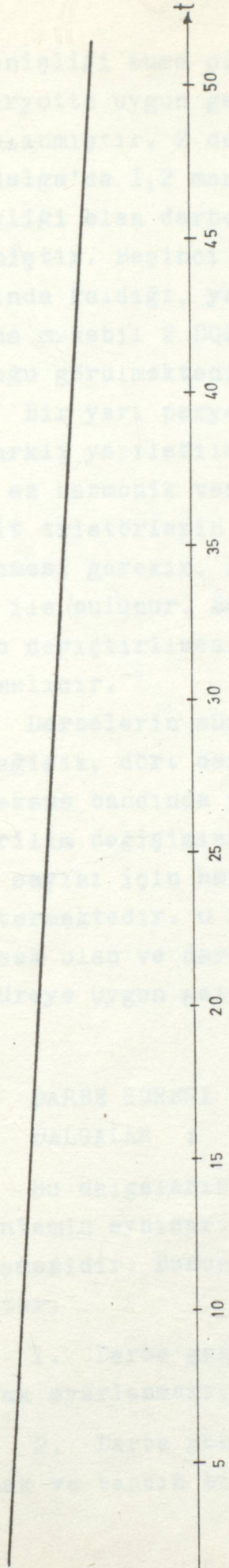
TABLO : 1- 4 DGM'lu inverterdeki frekans ve gerilime bağılı olarak çıkış gerilimin değişimleri.

f Hz	P _w msn	V _{dc} Volt	V ₁ Volt	V ₅ Volt	HPn %
10	1,2	600	70,41	68,88	19,54
20	"	"	140,55	128,09	18,22
30	"	"	209,82	169,31	16,13
40	"	"	277,91	186,75	13,43
50	"	"	344,42	177,96	10,33

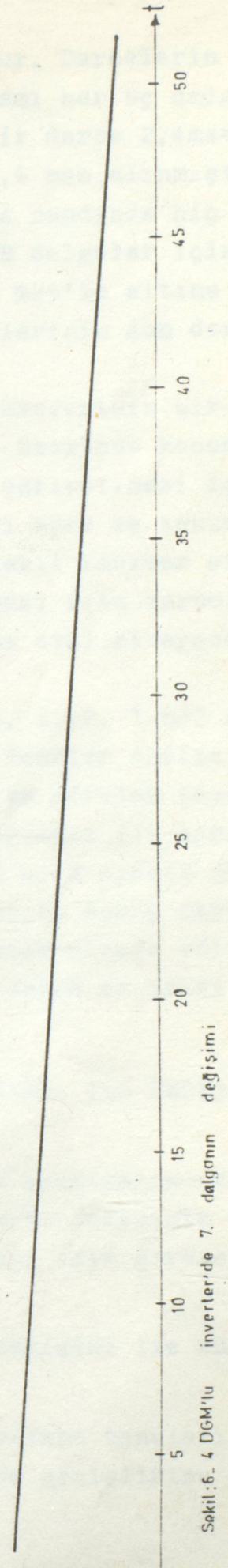
TABLO : 2 - 4 DGM'lu inverterde 5.Harmoninin temel harmoniğe göre mukayyesesi.

f Hz	P _w msn	V _{dc} Volt	V ₁ Volt	V ₇ Volt	HPn %
10	1,2	600	70,47	67,3	13,64
20	"	"	140,55	116,3	11,82
30	"	"	209,82	133,6	9,09
40	"	"	277,91	144	5,89
50	"	"	344,42	64,3	2,67

TABLO : 3- 4 DGM'lu inverterde 7.Harmoninin temel harmoniğe göre mukayyesesi.



Sekil 5: 4 DGM'lu inverter'de 5. dalganın değişimi



Sekil 6: 4 DGM'lu inverter'de 7. dalganın değişimi

darbenin genişliği süre olarak sabit tutulmuştur. Darbelerin bir yarı peryotta uygun gelen sürelerinin toplamı her üç dalga için aynı alınmıştır. 2 darbeli dalga'da her bir darbe 2,4msn, 4 darbeli dalga'da 1,2 msn, 8 darbeli de ise 0,6 msn alınmıştır. Darbe genişliği olan darbe süresi bütün frekans bandında hiç değiştirilmemiştir. Beşinci harmoniğin 4 ve 8 DGM dalgalar için %30'un altında kaldığı, yedinci harmoniğin ise %25'in altına indiği, buna mukabil 2 DGM dalgasının harmoniklerinin son derece yüksek olduğu görülmektedir.

Bir yarı peryotta dalganın darbe sürelerinin birbirinden farklı yapılabilmesi ve derece ekseni üzerinde konumlarının en az harmonik verecek şekilde tespit edilebilmesi için her rıza ait tristörlerin iletimde bulundukları süre ve konumlarının bilinmesi gerekir. En uygun olan dalga şekli Fourier analizi yöntemi ile bulunur. Bunun tespit edilebilmesi için darbelerin sürelerinin değiştirilmesi köprünün çalışmasına etki etmeyecek şekilde olmalıdır.

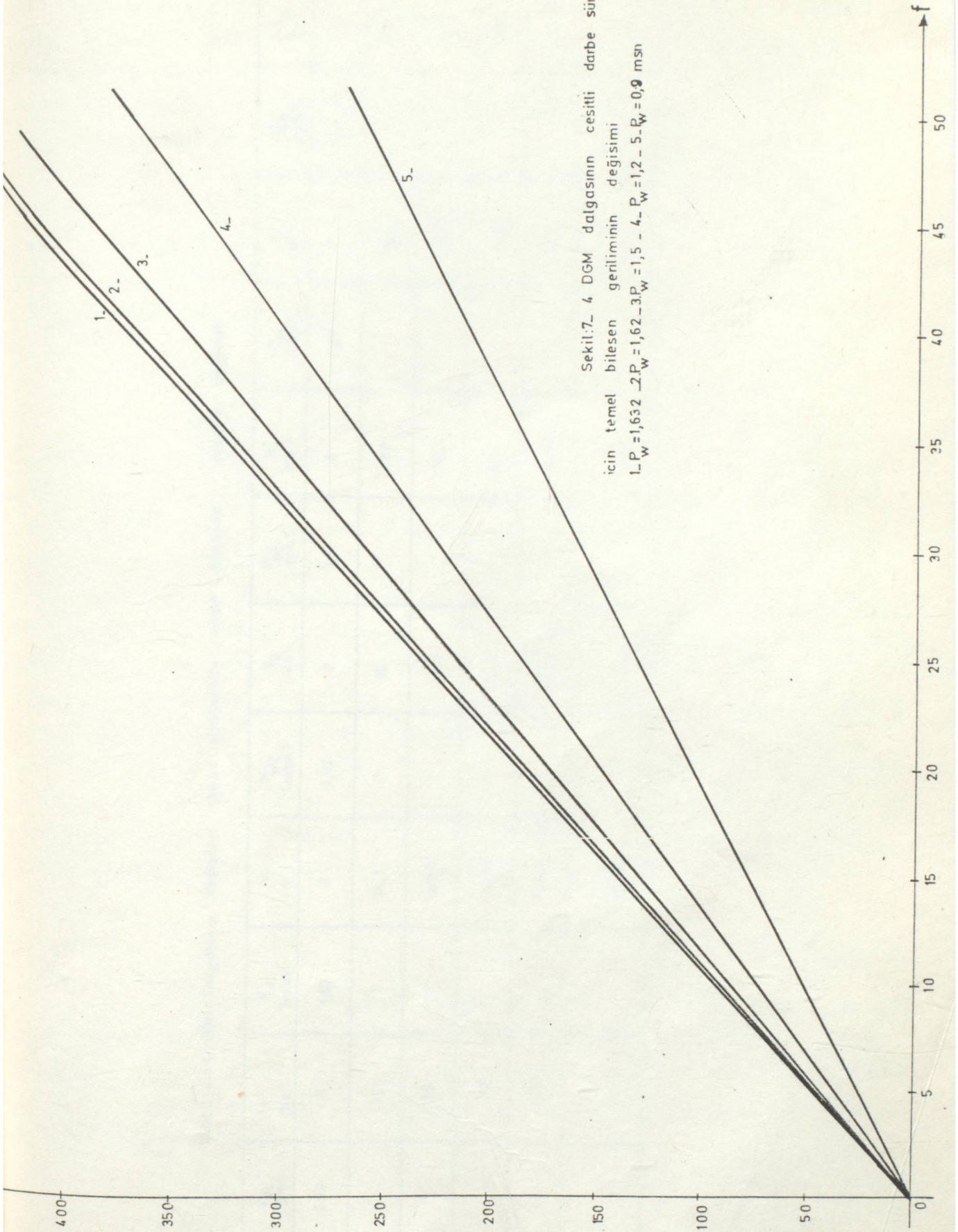
Darbelerin süreleri 0,9., 1.25, 1.5, 1.62, 1.632 msn olan beş değişik, dört darbeli dalga şeklinin Fourier analizi 0-50 H frekans bandında yapılmıştır. Şekil:7 de görülen temel bileşen gerilim değişimleri, darbe süresinin artırılması ile aynı modülasyon sayısı için harmonik muhteviyatının açık olarak düştüğünü göstermektedir. O halde buradan elde edilen sonuç darbe sayısı yüksek olan ve darbe süreleri tristörlerce müsaade edilen en büyük süreye uygun gelecek şekilde kurulan dalga en iyisi olacaktır.

III.2.1.3- DARBE SÜRESİ EVİRİCİNİN ÇIKIŞ FREKANSI İLE DEĞİŞEN DALGALAR :

Bu dalgaların üretim şekli basamak modülasyonunda kullanılan yöntemin aynıdır. Tek değişen husus darbe süresinin devamlı değişmesidir. Bunun gerçekleştirilebilmesi için gereken iki yol mevcuttur.

1. Darbe genişliğinin frekansın değişimi ile sürekli olarak ayarlanması,

2. Darbe genişliğini çok küçük frekans bantları için sabit tutmak ve bantın bitiminde yeni bir darbe genişliğine geçmek.



TABLO-4- 4 DGM Dalgasının değişken darbe sürelerinde temel bileşinin değişim değerleri

V_{dc} (V)	F (Hz)	P_{w1} (msn)	V_1 (V)	P_{w2} (msn)	V_2 (V)	P_{w3} (msn)	V_3 (V)	P_{w4} (msn)	V_4 (V)	P_{w5} (msn)	V_5 (V)
600	0	1,63	0	1,62	0	1,5	0	1,25	0	0,9	0
"	10	"	95,6	"	95	"	88	"	73,4	"	52,8
"	20	"	190,31	"	190,2	"	175,3	"	145,3	"	105,5
"	30	"	282,9	"	281,2	"	261	"	218,4	"	157,9
"	40	"	372,6	"	370,5	"	344,4	"	289	"	209,8
"	50	"	458,8	"	455,9	"	424,7	"	358	"	261

Birinci ve ikinci yöntemlerde, evirici çıkışındaki frekansın geri besleme ile ana kontrol ünitesine bildirilmesi gerekir. Ana kontrol ünitesi frekans üreticisine ve ring devresine göndereceği bilgiler ile sistemin çıkışında, önceden programlanmış, temel bileşen geriliminin genliğine erişene kadar darbe süresi tetikleme devresi ve komütasyon devresi aracılığı ile ayarlanır. İkinci metodda bahsedilen küçük frekans bandlarının genişliği, temel bileşen geriliminin band değişiminde en küçük olması durumuna göre seçilir. Band miktarının artması ile dalga sayısının artacağı göz önüne alınırsa, kontrol devresinin karmaşıklığı'nda böylece büyümüş olur.

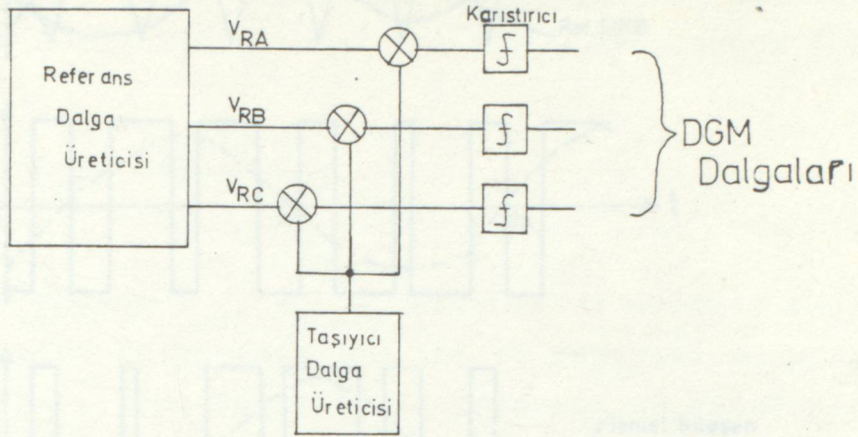
III.2.2- TAŞIYICI DALGALAR İLE MODULASYON :

Taşıyıcı dalgalar ile yapılan modülasyon darbe genişliği modülasyonu dalgaları üretmek için kullanılan diğer bir metoddur. Taşıyıcı dalga genellikle üçgen şeklinde ve frekansı yüksektir. Referans dalga ise frekansı değişen ve böylece eviricinin çıkış frekansını tayin eden sinüs veya kare dalgadır. Fakat pratikte kullanılan daha çok sinüs dalgasıdır. Bunun haricinde kare dalgada kullanılmaktadır, ancak üretilen dalganın darbelerinin genişlikleri birbirine eşit olmaktadır. Halbuki sinüs dalgasında darbe genişliği yarı periyodun ortasına doğru artmakta ve π eksenine göre tekrar azalmaktadır.

Referans dalga frekansının ve genliğinin birbirinden bağımsız olarak değiştirilebilmesi, evirici çıkışında üretilecek dalganın sinüs dalgasına daha yakın olmasına yardım eder. Gerilimin ayarı, eviricinin gerilim kontrolünü yapmasına yol açar.

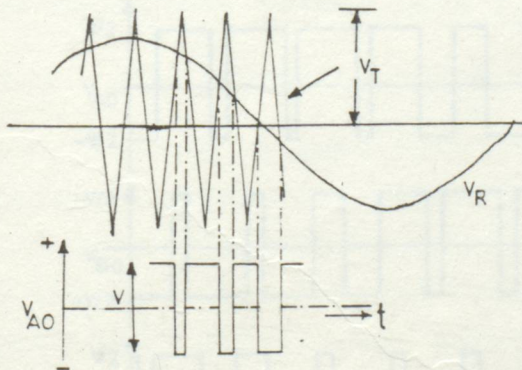
III.2.2.1- ÜÇGEN VE SINUS DALGALARI İLE MODULASYON :

Şekil:8'de üçgen dalga yardımı ile modülasyon yapan bir modülatörün blok diyagramı görülmektedir. Uç fazlı simetrik referans dalgaları, V_{RA} , V_{RB} , V_{RC} referans dalga üreticisi tarafından üretilmektedir. Bu dalgalar 120 derece faz farkına sahip sinüs dalgalarıdır.



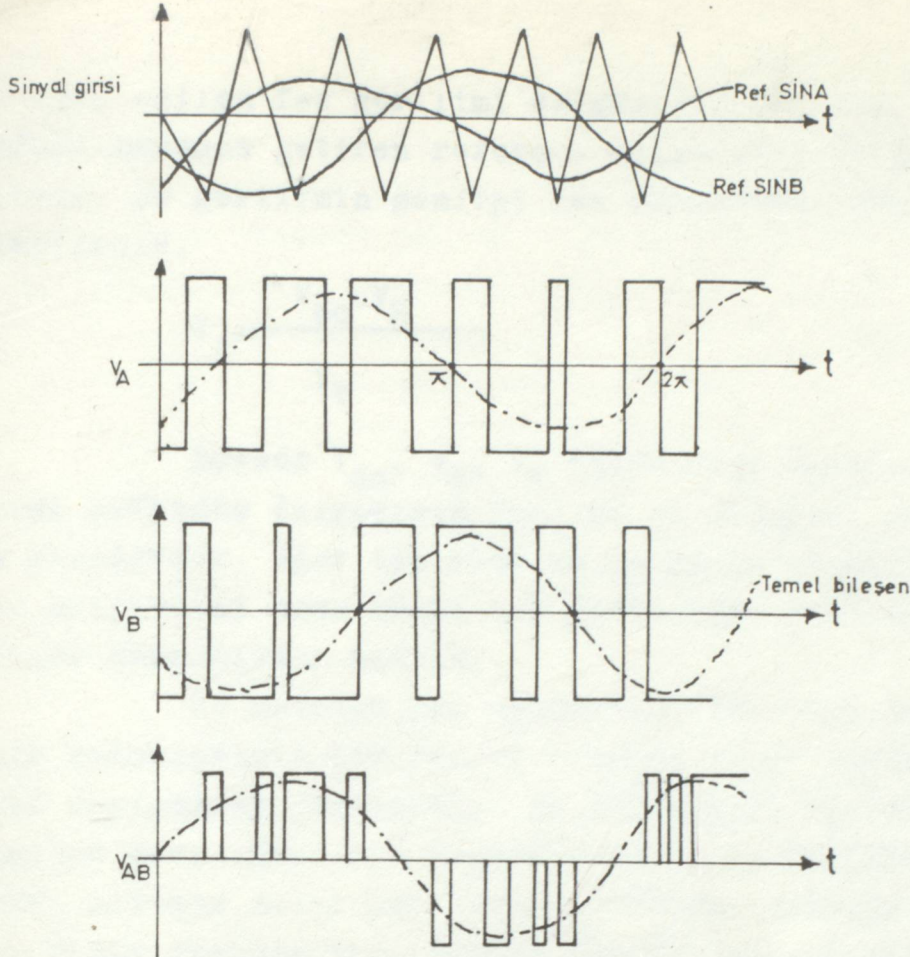
Şekil:8. Üçgen dalga kullanan modülatörün blok şeması.

Evvelce belirtildiği gibi frekansı ve geriliminin ayarı birbirinden bağımsız yapılabilen bu dalgalarda, frekans aynı zamanda evirici çıkışının frekansını tayin etmektedir. Referans dalgaları, taşıyıcı dalga üreticisinin her faza gönderdiği değişmeyen frekans ve genliğe sahip üçgen dalgalar ile her faza ait karıştırıcıda işleme girer. Şekil: 9'de gösterilen dalgaların üretimi böylece sağlanmış olur. Bu dalgalar köprünün ayaklarında bulunan ana tristörlere ve varsa komütasyon tristörlerine tetikleme darbeleri gönderecek devre gönderilerek Şekil: 10 ve II'de gösterilen dalgaların üretimi sağlanır.

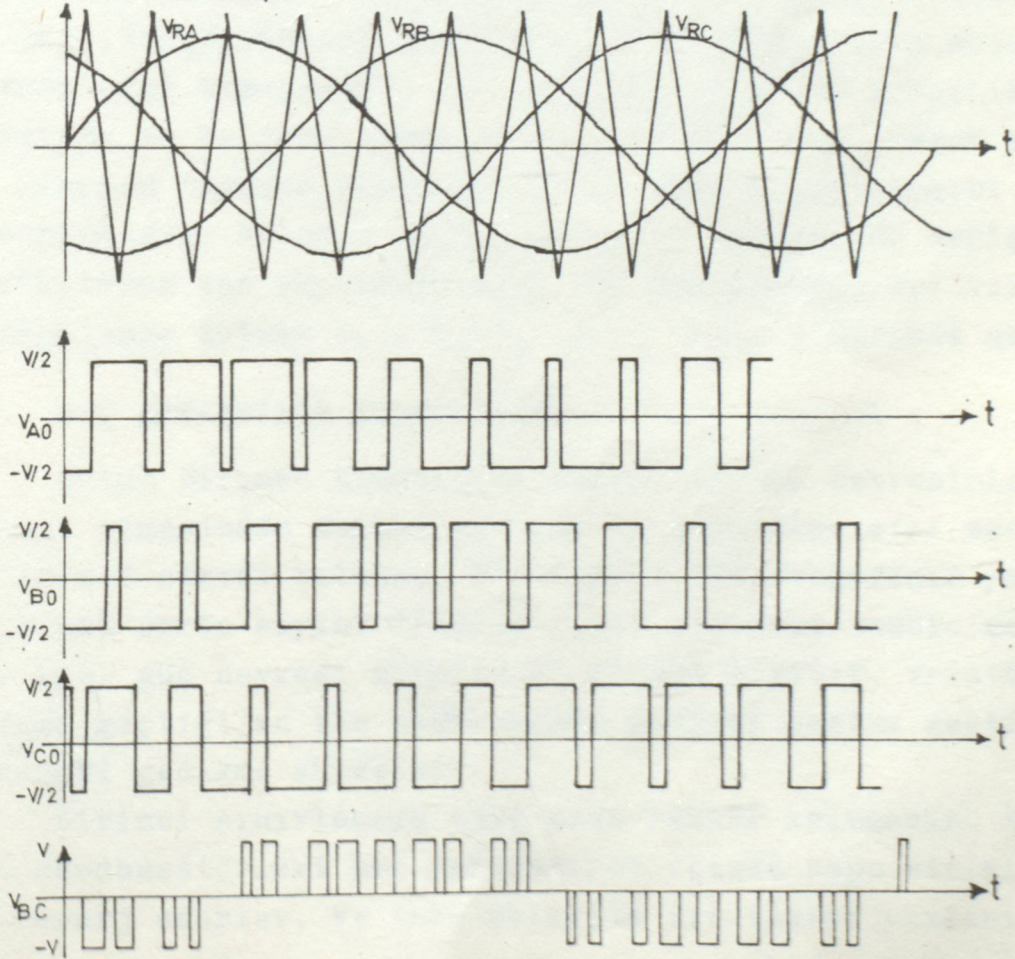


Şekil: 9. Üçgen ve sinüs dalgaları yardımıyla DGM dalgasının üretilmesi.

Referans dalgalarının arasında bulunan 120 derece faz farkı ve taşıyıcı dalganın her faz için faz farkı olmadan uygulanması ile çıkış dalgası DGM şeklinde elde olunur. Bu metot



Sekil:10-Bir fazlı eviricide üçgen ve sinüs dalgalar yardımıyla DGM dalgasının elde edilişi



Sekil:11- 3 Fazlı eviricide üçgen ve sinüs dalgalar yardımıyla DGM dalgasının elde edilişi

ile elde edilen faz gerilimi dalgasının frekansı ve faz açısı kendini meydana getiren referans dalgasının büyüklüklerine eşittir. Bu gerilimin genliği ise modülasyon oranı ile doğru orantılıdır.

$$V_1 = \frac{V_{dc} \cdot V_R}{V_T}$$

Burada V_{dc} , V_R , V_T sırasıyla: evirici besleme gerilimi referans dalgasının genliği ve taşıyıcı dalganın gerilim genliğidir. Eğer taşıyıcı ve referans dalgalarının frekansları arasındaki oran büyük ise sinüsoidal referans kullanılması halinde harmonikler azalır.

Bu metodun yan mahsurlarından biri ise, darbe yerleşim konumlarının her periyot boyunca sabit olmaması ve zamanla küçük değişmeler yapmasıdır. Bu değişmeler referans ve taşıyıcı dalgalar arasındaki faz farkının sabit olmamasından kaynaklanmakta, değişme oranı ise taşıyıcı dalganın frekansı ile referans dalga frekansının çeşitli katları arasındaki fark ile devamlı tekerrür edilmektedir. Darbe sayısının yüksek ve temel bileşen gerilim genliğinin küçük olduğu düşük hızlarda motorun çalışmasına etki etmektedir. Yüksek hızlarda darbe genişliklerinin arttığı ve haliyle büyük gerilim gereken durumlarda darbelerin periyod boyunca konum değişimi motorun çalışmasını rahatsız etmektedir. Motorun akımı, devir ve momentleri bu değişmelerden etkilenen ana büyüklüklerdir. Bu değişmeleri belirli sınırlar dahilinde tutmak için f_T/f_R oranı dokuz civarında seçilir.

III.2.3- GÜÇ DEVRESİNİN MODULASYONA YAPTIĞI ETKİLER :

Bütün bilinen komütasyon devreleri güç devresinin bir parçası olmasından dolayı modülasyon tekniğine etki edecek iki önemli etkide bulunur. Birincisi, DGM dalgasının yapısında bulunan darbe sayısı frekansın üst sınırını tanımlar. İkincisi ise, güç devresi tarafından oluşan etkidir. Tristörlerin ilettime geçtiği an ile komütasyona girerek kesime geçtiği an arasındaki gecikme süresidir.

Birinci sınırlamaya etki eden faktör ısınmadır. Komütasyon kondansatörleri her yarıperiyod içinde depo ettikleri yükleri deşarj ederler. Ve ters polarite ile tekrar yüklenirler.

Bu esnada joule, dielektrik ve fuka kayıpları meydana gelerek komütasyon devresinde ısı üretimine neden olurlar. Komütasyon hızlanmasıyla doğru orantılı olarak ısı enerjiside artacağı için, sistemin müsaade edilen sıcaklık derecelerinde tutulması oldukça müşkül olur. Bilhassa kapalı olan sistemlerde üretilen bu ısı büyük problemler yaratır. Buna ilave olarak gücü büyük olan eviricilerin yapılmasında, akım değerleri kendiliğinden büyük değerlere varacağı için, bu akımlara dayanacak elemanlarda ısı üretimine katkıda bulunacağı gibi fiyatlarının da yüksek olması sistemin daha pahalı olmasına neden olacaktır.

İkinci sınırlama'da emniyetli çalışmayı temin etmek için gerekecek en küçük iletim zamanının dikkate alınması gerekir. Komütasyon devresinin tristörün iletimi esnasında zamanı gelmeden tristörü kesime geçirmemesi icap eder. Bunun gerçekleşmesi için tetikleme devresine iletimdeki tristörü en küçük iletim süresinden önce komütasyona sokup, kesime götürecektir. Komütasyon devresini harekete geçirmeyecek bir kontrol devresi ilave edilir. Böylelikle tristörlerin en küçük çalışma süreleri garanti altına alınır. Üretilen dalgaın iyilik derecesini arttırmak için minimum iletim süresinin küçültülmesinde her zaman yarar vardır. Çünkü bu şartlarda harmonik içeriğinin daha düşük bir seviyeye inmesi mümkün olur. Komütasyon devresinin seçilmesi ve hesaplanması esnasında temel alınacak faktör, minimum iletim süresidir. Pratikte kullanılan tahrik sistemlerindeki eviricilerin yapısında bu süre çekilen guce göre değişmektedir. Örneğin : 15 HP civarında motorlar için 200 μ s veya daha küçük, fakat 500 HP kadar büyük olan motorlar için ise 460 μ sn'ye kadar çıkılabilir.

III.2.4- TRİSTÖRLERİN İLETİM SÜRELERİNİN ÇIKIŞ DALGALARINA GÖRE TAYİNİ :

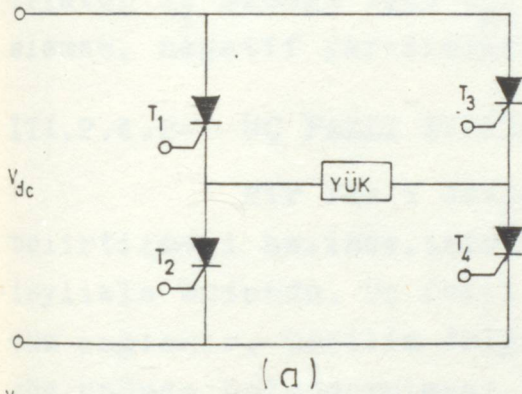
Harmonik içerikli bir gerilim dalgasının incelenmesi Fourier analizi ile yapıldığına göre ve incelenen dalgaın araştırılan şartlara uygun olduğu tesbit edildikten sonra sorun, bu dalgaın üretilmesi olarak ortaya çıkar. Tristörlerin iletim süreleri ve tetiklenme sıralarının hayati öneme haiz olduğu bu işlemede, faz arası gerilimin dalga şeklini elde etmek için faz gerilimlerinden hareket edilmesi gerekir.

Şekillerin basitliğini ve izahatın kısa tutulması açısından 2 DGM dalgaının elde edilmesi için gereken tristörlerin tetikleme sırası ve iletim süreleri bulunacaktır. 3,4,5,6,7,8.....darbeli dalgalarda aynı metotla incelenerek çözümleri rahatça bulunabilir.

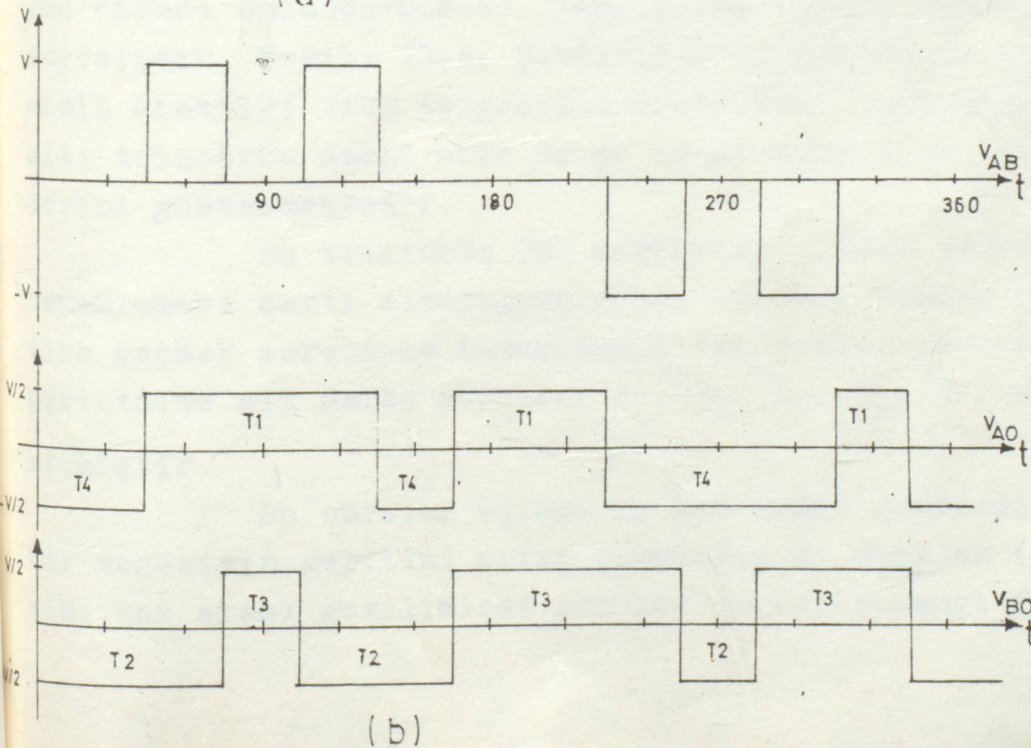
III.2.4.I- BİR FAZLI EVİRİCİ :

Şekil: I2 b'de iki darbeli bir dalga görülmektedir. Faz arası gerilimi olarak verilen bu dalgayı meydana getirecek faz gerilimleri evirici köprüsünün her bir ayağındaki tristörlerin iletime geçip, komütasyona girmesiyle elde edilir. Şekil:I2a verilen bir fazlı evirici buna örnektir. Faz arası gerilimi ile faz gerilimleri arasında şu bağıntı vardır.

$$V_{AB} = V_{AO} - V_{BO} \quad (I)$$



Şekil: I2 . 2DGM dalgasının bir fazlı eviricide üretilmesi halinde tristörlerin iletim süreleri.



v_{AB} geriliminin dalga şekli verildiyse v_{AO} ve v_{BO} şöyle elde edilebilir.

1. v_{AB} geriliminin genliği pozitif ise (I) nolu denklem gereği v_{AO} kendi ekseninin pozitif, v_{BO} ise kendi ekseninin negatif yarısında yer almalıdır.

2. v_{AB} 'nin genliği ise v_{AO} kendi ekseninin negatif, v_{BO} kendi ekseninin pozitif yarılarında yer almalıdırlar.

3. $v_{AB}=0$ ise v_{AO} ve v_{BO} aynı işarete sahip olacak şekilde sıfır gerilimi ekseninin uygun yarılarında yer alır.

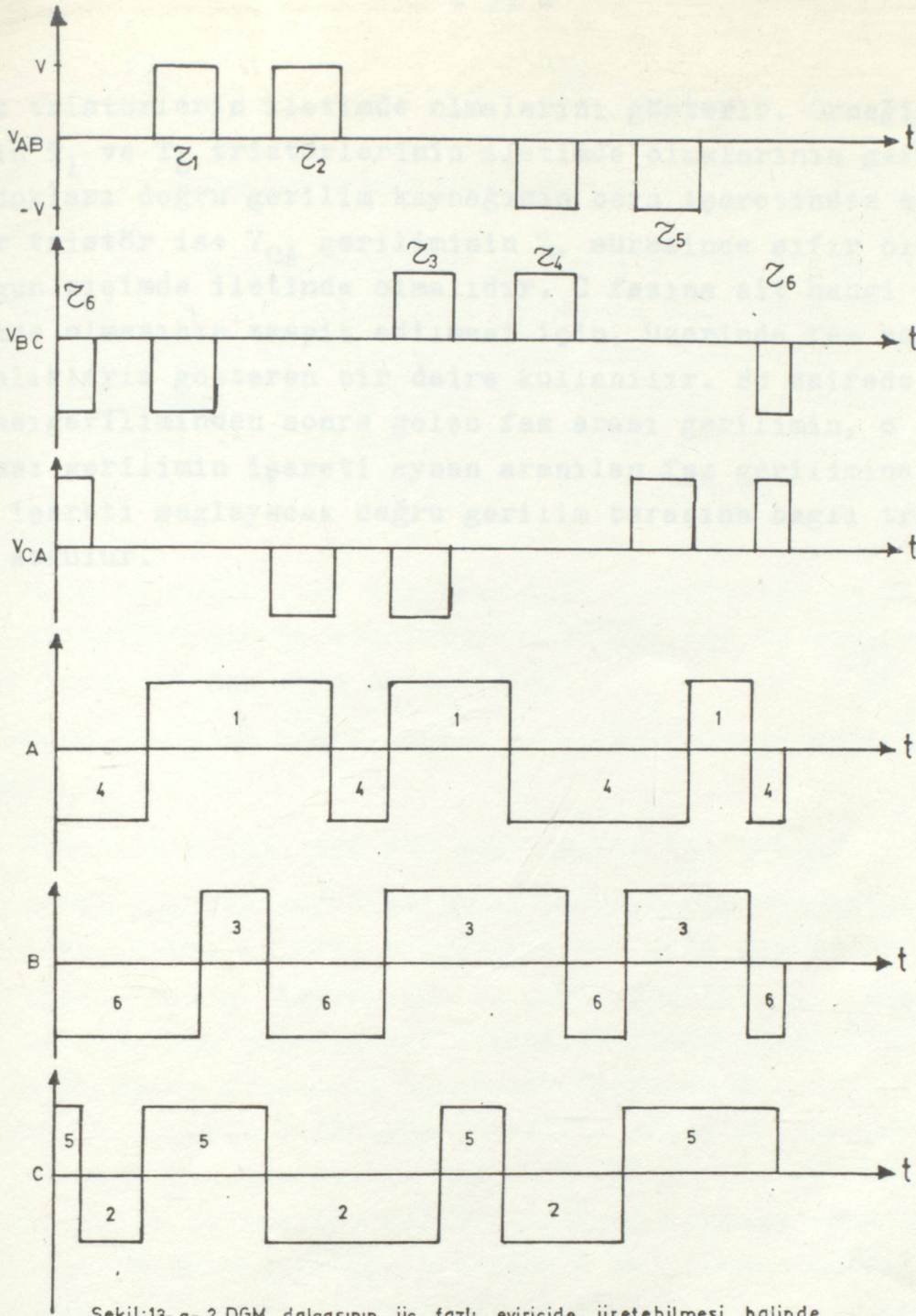
Tristörlerin her birinin iletim sürelerinin birbirine eşit olması gerektiğine göre T_1, T_2, T_3, T_4 elemanlarının iletim süreleri, köprünün kısa devre olmayacak şekilde yerleştirilmelerini gerektirir. Bir periyod boyunca elde edilen bu düzen diğer periyodlarda aynen tekrar edilir. A fazını pozitif gerilime bağlayan tristör T_1 olduğu için v_{AO} 'ın pozitif yarısındaki iletimlerini bu eleman, negatif yarısındakileri ise T_2 elemanı gerçekleştirir.

III.2.4.2- ÜÇ FAZLI EVİRİCİ :

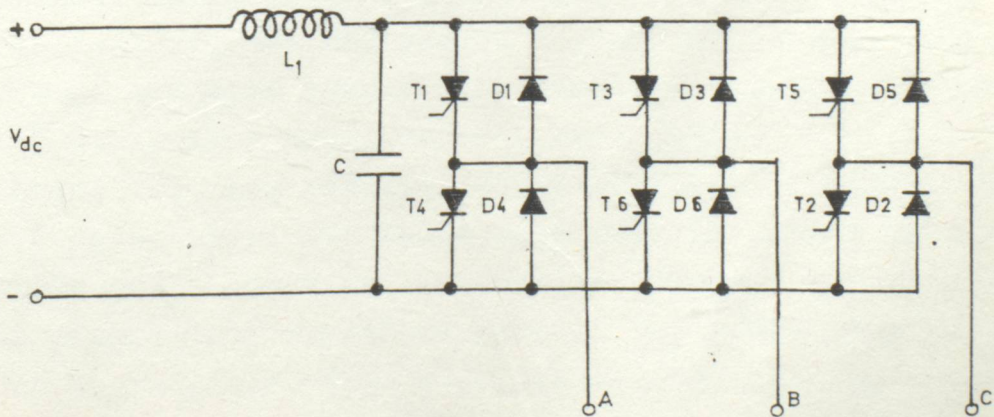
Bir fazlı devrede yük ucundaki gerilim dalgasının belirtilmesi halinde, tristörlerin iletim süreleri ve sıraları kolaylıkla bulundu. Üç fazlı sistemde de aynı metod uygulanarak çözüm sağlanır. Gerilim dalgasına ait üç fazın şeklinin çizilerek göz önünde bulundurulması, yanlışlığa fırsat vermemek açısından faydalıdır. Şekil: 13-b, Şekil:13-a'da gösterilen üç fazlı eviricinin ürettiği 2DGM dalgasının üretilmesi için köprüsünde bulunan altı tristörün hangi sıra ve ne kadar süre için iletime gireceklerini göstermektedir.

Bu tristörün 180 derecelik iletim süresini bir defa da tamamlaması şartı olmadığına göre, bu süre birden fazla defa iletime geçmek suretiyle tamamlanabilir. Şekil: 14-b'de görülen faz gerilimine ait darbe süreleri $Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_5, Z_6$ ile gösterilmiştir.

Bu süreler içinde üç faz arası geriliminden yalnız bir tanesinin gerilimi sıfır olmalıdır ki denklem (I) sağlanabilsin. faz arası geriliminde görülen darbeler hangi faz ayaklarına



Sekil:12-a-2 DGM dalgasının üç fazlı eviricide üretebilmesi halinde tristorlerin iletim süreleri



Sekil:13-b- Üç fazlı evirici

ait tristörlerin iletimde olmalarını gösterir. Örneğin, Z_1 süresi için T_1 ve T_6 tristörlerinin iletimde olmalarının gerektiği bağlı oldukları doğru gerilim kaynağının bara işaretinden anlaşılır. Diğer tristör ise V_{CA} geriliminin Z_1 süresince sıfır olabilmesi için uygun biçimde iletimde olmalıdır. C fazına ait hangi tristörün iletimde olmasının tespit edilmesi için, üzerinde faz harflerini eşit aralıklarla gösteren bir daire kullanılır. Bu dairede aranan faz arası geriliminden sonra gelen faz arası gerilimin, o bölgedeki faz arası gerilimin işareti aynen aranan faz gerilimine aktarılarak bu işareti sağlayacak doğru gerilim barasına bağlı tristör iletime sokulur.

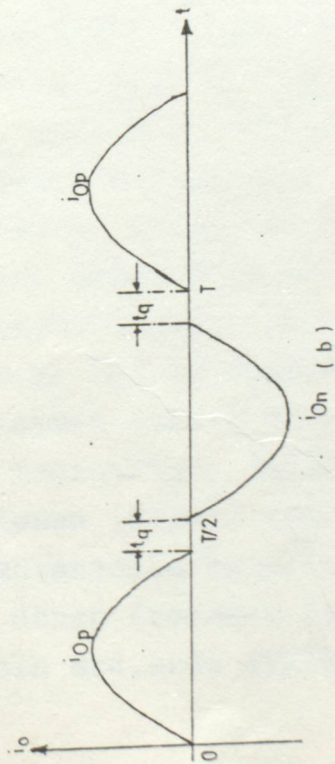
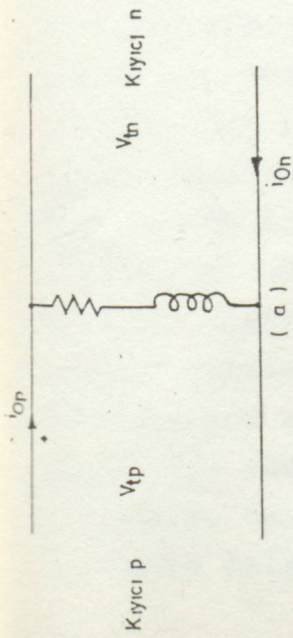
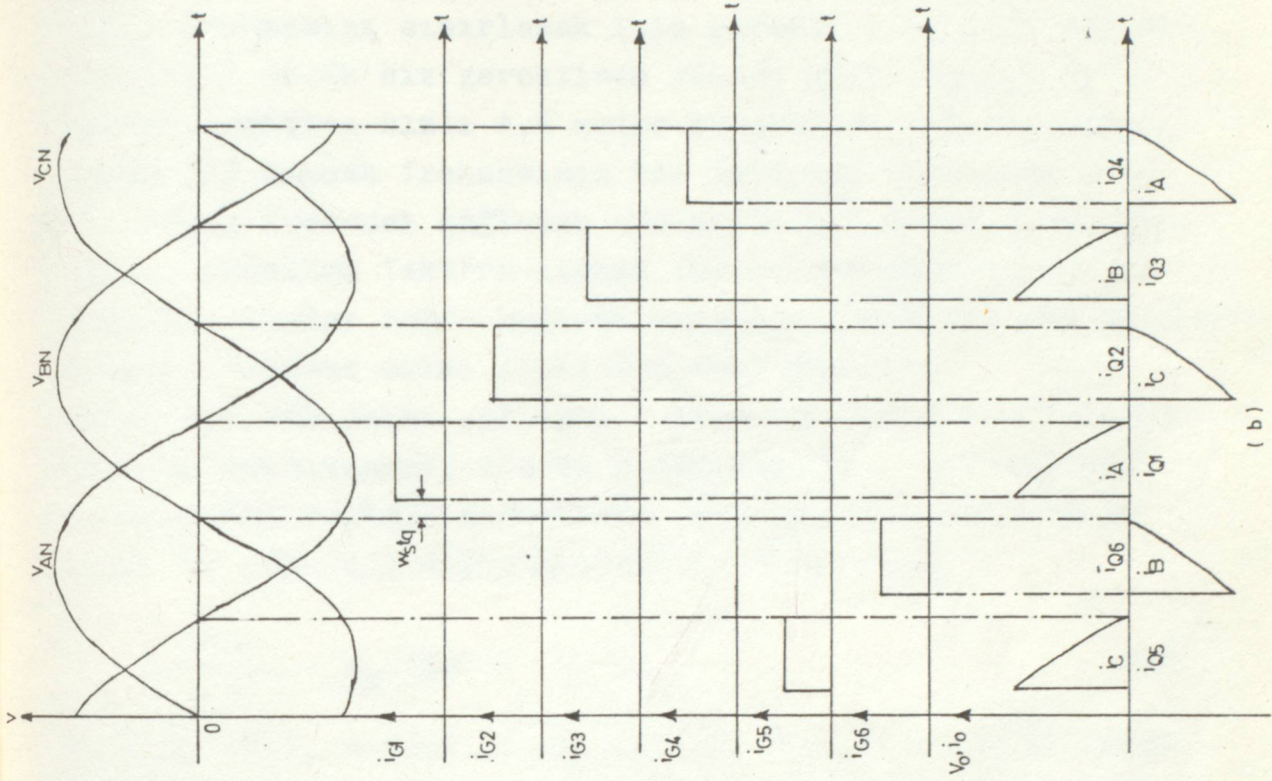
BÖLÜM : IV. FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER : AC - A.C.

Seri inverterler ve bölüm III'de bahsedilen inverterler orta D.C bağlantısı sayesinde A.C'dan A.C'a dönüşüm sağlayabilirler. Bu bölümde verilen bir frekans'ta bir m-fazlı AC kaynağından, diğer istenen bir frekansta bir n-fazlı yük akımına enerji değiştiren direkt A.C'dan AC'a dönüştürücüler tartışılmıştır. Bu dönüştürücüler aşağıdaki özelliklere sahiptirler.

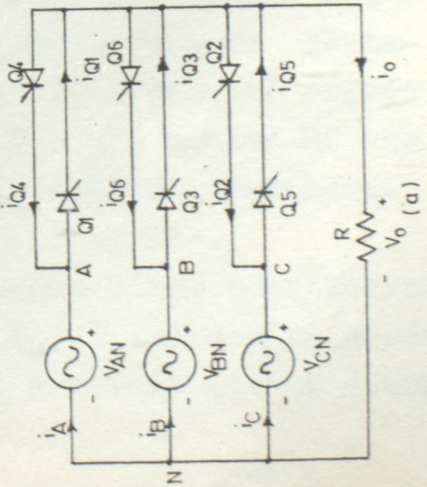
1. Orta DC bağlantısı sağlamak için gerekli bir ya da daha çok dönüştürücülerin eliminasyonu nedeniyle, bu konverterler seri inverter'den daha verimlidir.
2. Çoğu zaman bu konverterler de çıkış voltajı kontrolü doğaldır.
3. Genellikle hat veya yük komütasyonu kullanılır.
4. Giriş güç faktörü düzeltmesi ve harmonik redüksiyon gereklidir. Şekil :I.a'da gösterilen bir çift konverterin basitleştirilmiş diagramında bu şöyle görülebilir, eğer voltaj ve akım yük şubesindeki dönüşümlü olarak değiştirilirse, ya DC'yi sabit frekanslı AC inverterleri ya'da doğrultucular olarak her çevrim sırasında fonksiyon gösteren iki kontrol edilen doğrultucularda bir değişken çıkış elde edilir. Çift konvertörler bu şekilde kullanıldığında Frekans dönüştürücüler olarak adlandırılır. 3 fazdan 3 faza frekansdönüştürücü sağlamak için böyle 3 konvertör, bunların tek fazlı çıkışları bir 3 faz transformatörü ile birleştirilerek sağlanabilir.

Biraz düzeltilmiş dalga biçimi şekil :I-b'dedir. Hat komütasyonu kullanılır, iki doğrultucu kaynaklarının kısa devre olmamasını sağlamak için operasyonun önemli şartları altında (tq) sürekli sıfır-akım arası gerekli hale gelir.

Tek fazdan tek faza frekans dönüştürücüleri, bunların daha detaylı incelenmeleri durumunda daha belirli duruma gelmeleri nedeniyle geniş çapta kullanılmazlar. Bununla birlikte, temel işlem prensipleri sayesinde yararlı bir örnek oluştururlar ve bu prensiplere, daha kompleks sistemlerde başvuru-



Şekil : I - Frekans dönüştürücünün prensip şeması.



Şekil : 2 - Şebeke komütasyonlu frekans artırıcı devresi.

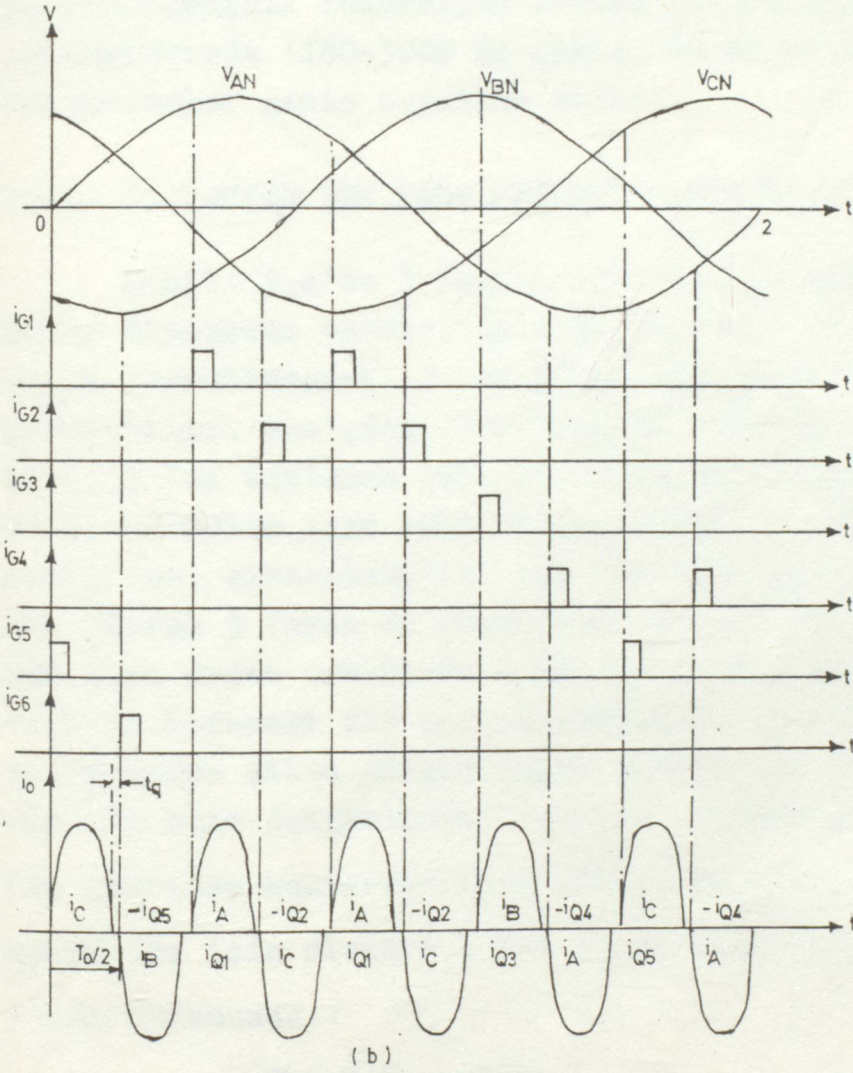
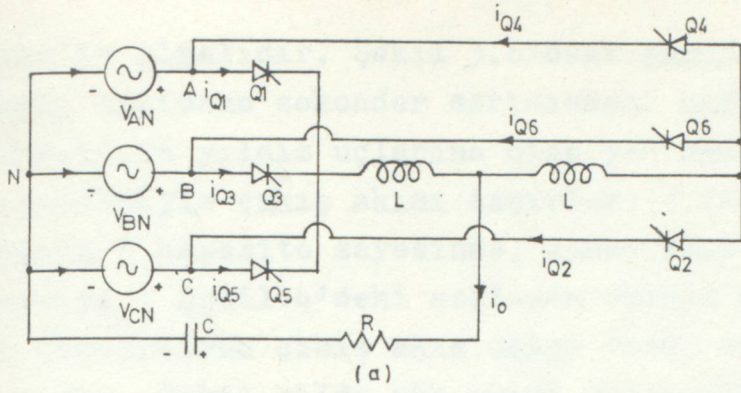
labilir. Tüm frekans dönüştürücülerin işlem özellikleri kaynak frekansının bir bölümü olan bir değerde maximum çıkış frekansını sınırlamak için gerekli oluşudur. Bunlar özellikle düşük hız gerektiren yüksek güçlü (5.000 Hp'ye kadar) değişken hızlı A.C motor sürücüleri için uygundur. Bölüm III kaynak frekansının bir integral katsayısı olan bir çıkış frekansı sağlayan konverterleri karşılaştırmaktadır. Çoğaltma faktörü kaynak fazlarının miktarı ile ilgilidir. Bunlar doğru bağlama kurarlar. Dirençli yük kolunda 3 katlı frekans akımı şekil:2-b'deki gibidir. Genel bir yük akımı sağlayan 3 tane tek fazlı voltaj kontrolünün kombinasyonu olarak anlaşılabilir. Ve 3 faz kaynağının hat voltajı sayesinde uyarılabilir. Geçiktirme açısı bu yük için değiştirilebilir ve bu fark :

$$\frac{2 \cdot \pi}{3} + w_s \cdot t_q \leq \alpha \leq \pi \text{ rad.} \quad (I)$$

Burada, (w_s), kaynak frekansı, (t_q) Tristör serbest kalma zamanı'dır.

Şekil : 2.b'de maximum çıkış olduğunda daha düşük limite indirgenmiş, geçiktirme açılı, 3 katlı akım frekansının değişebilir dalga şekilleri gösterilmiştir. Çıkış voltaj ve akımının dalga şekilleri, çıkış frekansının, kaynağın 3 katı olduğunu gösterir. Şekil: 2'de 3 kat seri bağlanmıştır, bununla birlikte, eğer RLC salınma serileri yük akımı sağlarsa yük komütasyonu kullanılabilir ve konverter, kaynak frekansının nointegral katsayısı olabilecek bir çıkış frekansı sağlayabilir. Bazen frekans dönüştürücü olarak bilinen bu yük komütasyonlu çoğaltıcılar, Şekil:3.a'da gösterilmiştir, burada ki iki indüktans'tan biri pozitif diğeri negatif çıkış akımının yarı çevrimi içindir, bunlar RC yük akımlı serilerde tanınırlar. Akımdaki selflerin pozisyonu, tristörlere uygulanan (dv/dt) değerini sınırlar.

Şekil:3.b yük komütasyonlu çoğaltıcıların dalga şekillerini gösterir. Akımın dönen frekansı ($t_q > t_{off}$) sıfır-akım arasındaki akım dalgasının ard.arda sikloidi arasında mevcut olduğu



Şekil : 3 - Şarj bağlantılı frekans çoğaltıcı yük komütasyonlu frekans artırıcı devresi.

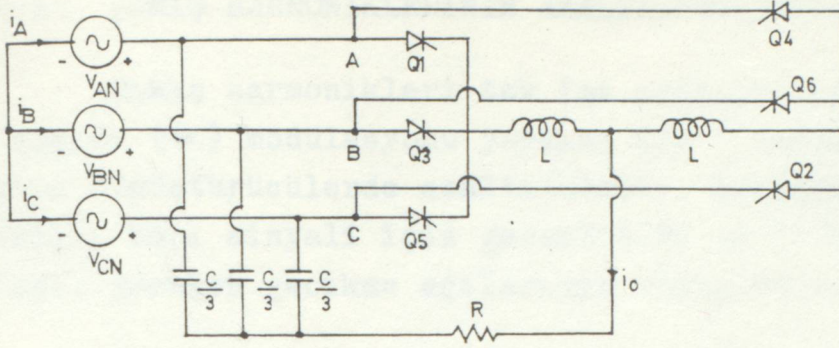
şekilde olmalıdır. Şekil 3.b'deki akımda, 3 kaynak, bir 3 fazlı trafonun sekonder sarımındaki değerler olabilir. Bu sargıların yıldız uçlarına olan yük akım kolunun bağlantısı nedeniyle çıkış akımı taşırlar. 3 faz giriş hattına bağlanmış 3 kapasite sayesinde, dönen akım kapasitesinin sağlandığı : Şekil:4'deki sağlanan akımla bundan sakınılabılır. Bu konvertörün çıkış akım dalga formu şekil 3.b'dekinin aynısıdır. Şekil :4'de yük akımı gösterilmiş olan rezistansın paralel-dengeli indüksiyon ısıtma yükünü sunduğu indüksi ısıtmalarında (180-3000 Hz çıkış, 60 Hz kaynak'dan) bu tip konvertörler geniş uygulama sağlar.

IV-I- ÜÇ FAZDAN TEK FAZA FREKANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER :

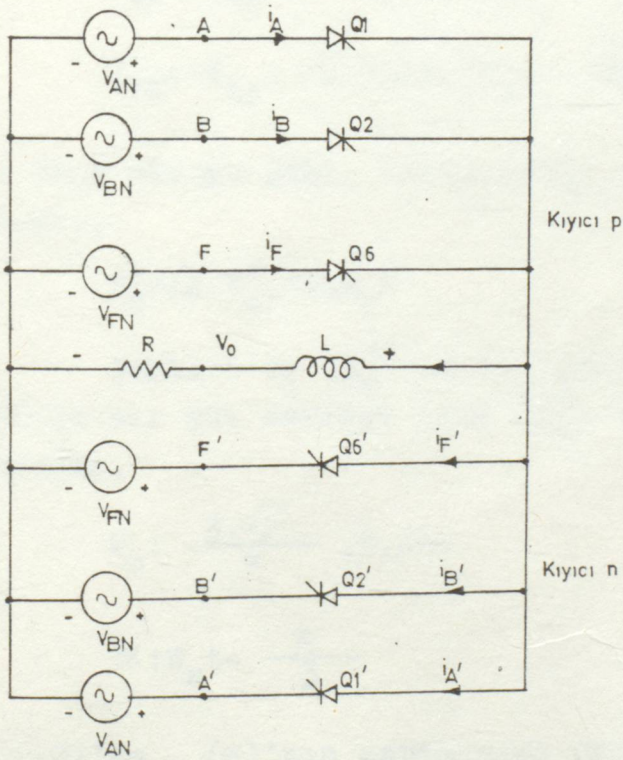
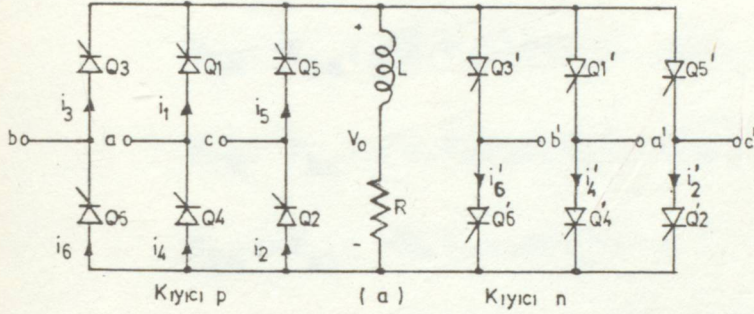
Şekil: 5.a'da 3 fazdan tek faza frekans dönüştürücü devre diyagramı vardır. Çift konverter formundaki iki kontrollü doğrultucunun, 3 faz köprü doğrultucuları oldukları görülebilir. a-a',b-b',c-c' olarak işaretlenmiş terminal çiftleri, 3 faz sağlamak için birlikte bağlanmışlardır. Bu frekans dönüştürücüler için eşit devre, şekil : 5.b'de gösterilmiş ve istenirse, çıkarılabilir. Tek faz kaynağının aynı frekansına zıt olarak 3 fazın en büyük avantajı, 3 faz kaynağının mümkün olan artan örnekleme oranında yatar. Diğer bir deyişle, verilen herhangi bir period esnasında, kullanılan 3 faz konverterinden çıkan akımın yarım periyotları gibi 3 zaman vardır. Bu akım dalgasındaki verilen subharmonik düzeyi için, 3 faz uyarılan konverter için çıkış frekansı, tek faz uyarılan konvertör için olandan 3 kez büyük olabileceği anlamına gelir. 3 faz durumunda :

$$W_s \geq 3 \cdot W_o \quad \text{rd/s} \quad (2)$$

Tek faz uyarılan konverter olduğu taktirde, düşük harmonik içerikli çıkış akım dalgasına, konverterdeki tüm tristörlerin geçikme açılarının modülasyonu vasıtasıyla ulaşılabilir.



Şekil : 4 - Yük komütasyonlu modifiye edilmiş frekans arttırıcı.



Şekil : 5 - Üç fazdan tek faza frekans dönüştürücü.

IV-I-I- ÇIKIŞ HARMONİKLERİNİN AZALTILMASI(Redüksiyonu) :

Çıkış harmonikleri tek faz uyarılan konverterdeki-
nin aynısı (α) modülasyonu yardımı ile 3 fazdan tek faza
frekans dönüştürücülerde azaltılabilir. Bununla birlikte,
12 farklı kapı sinyali için gerekliliği ve 3 faz kaynağının
varlığı, gereken gecikme açılarının çözümü zorlaştırır.

Şekil:5.a'daki frekans dönüştürücüye eşit devre
şekil:5.b' de gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} V_{AN} : V_{ab} &: \sqrt{2}.V.\sin w_s t & V \\ V_{BN} : -V_{ca} &: \sqrt{2}.V.\sin(w_s t - \frac{\pi}{3}) & V \\ V_{CN} : V_{bc} &: \sqrt{2}.V.\sin(w_s t - \frac{2.\pi}{3}) & V \\ V_{DN} : -V_{ab} &: \sqrt{2}.V.\sin(w_s t - \pi) & V \\ V_{EN} : V_{ca} &: \sqrt{2}.V.\sin(w_s t - \frac{4.\pi}{3}) & V \\ V_{FN} : -V_{bc} &: \sqrt{2}.V.\sin(w_s t - \frac{5.\pi}{3}) & V \end{aligned} \quad (3)$$

Daha önce olduğu gibi, ideal çıkış voltaj dalgası şöyle ta-
nımlanır.

$$V_o^* : \sqrt{2}.V_o^*.\sin w_o t \quad V \quad (4)$$

Şekil:6'de (V_o^*)'ın bir çevrimi ve yol gösteren güç
faktörlü bir yük devresi için (i_o^*) ideal çıkış akımı göste-
rilmiştir.

$$V_o : \frac{3.\sqrt{2}}{\pi} .V.\cos \quad V \quad (5)$$

ve :

$$\alpha : w_s t - \frac{\pi}{3} \quad rd \quad (6)$$

ve ($t:0$)'da , (α)'nın saptanması gerektiği için tristöre
uygulanan voltaj çevrim bağıntısı yukarıdadır. (α) ölçümü

için esas kullanım yüzünden (6) eşitliğinde açı ($\pi/3$) olarak ortaya çıkar. Gecikme açısının saptanmasının dışında doğar. Şekil: 5.b'e eşit devresinin çift konverteri iki tane 6 faz yarım dalga doğrultucusu haline getirilir.

Bir çıkış voltajına erişmek için, düşük harmonik içerikli bir çıkış akımı üretecektir, (V_{AN}) voltajının ilk çevrimi sırasında bunu düzenlemek önemlidir, (t_1) anında şekil : 5.b'deki (Q_1) tristörü açılır.

$$V_{o1}^* : \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V}{\pi} \cdot \cos(\omega_s t_1 - \frac{\pi}{3}) \quad V \quad (7)$$

ve :

$$\frac{\pi}{3} < \omega_s t_1 < \frac{4 \cdot \pi}{3} \quad rd \quad (8)$$

Şekil:6'de (V_{o1}) fonksiyonunun (I nolu) eğrisi çizilmiştir.(8) eşitliğince tanımlanan olan içindeki (V_o^*) ile bu eğrinin keşisi, (7) eşitliğince uyan (t_1) anını tanımlar.Gecikme açısı (9) 'den hesaplanabilir.

$$\alpha_1 : \omega_s t_1 - \frac{\pi}{3} \quad rd \quad (9)$$

Bu (i_{G1}) başladığında ve (Q_1) tristörünün açıldığı anki gecikme açısıdır. (V_{AN}) voltajı yük devresi boyunca ortaya çıkar, (V_o) çıkış voltaj dalgasının izleyen segmanı, (3)'daki birinci eşitlik sayesinde tanımlanabilir. Bu çıkış voltaj dalgası şekil:6'de gösterilmiştir.

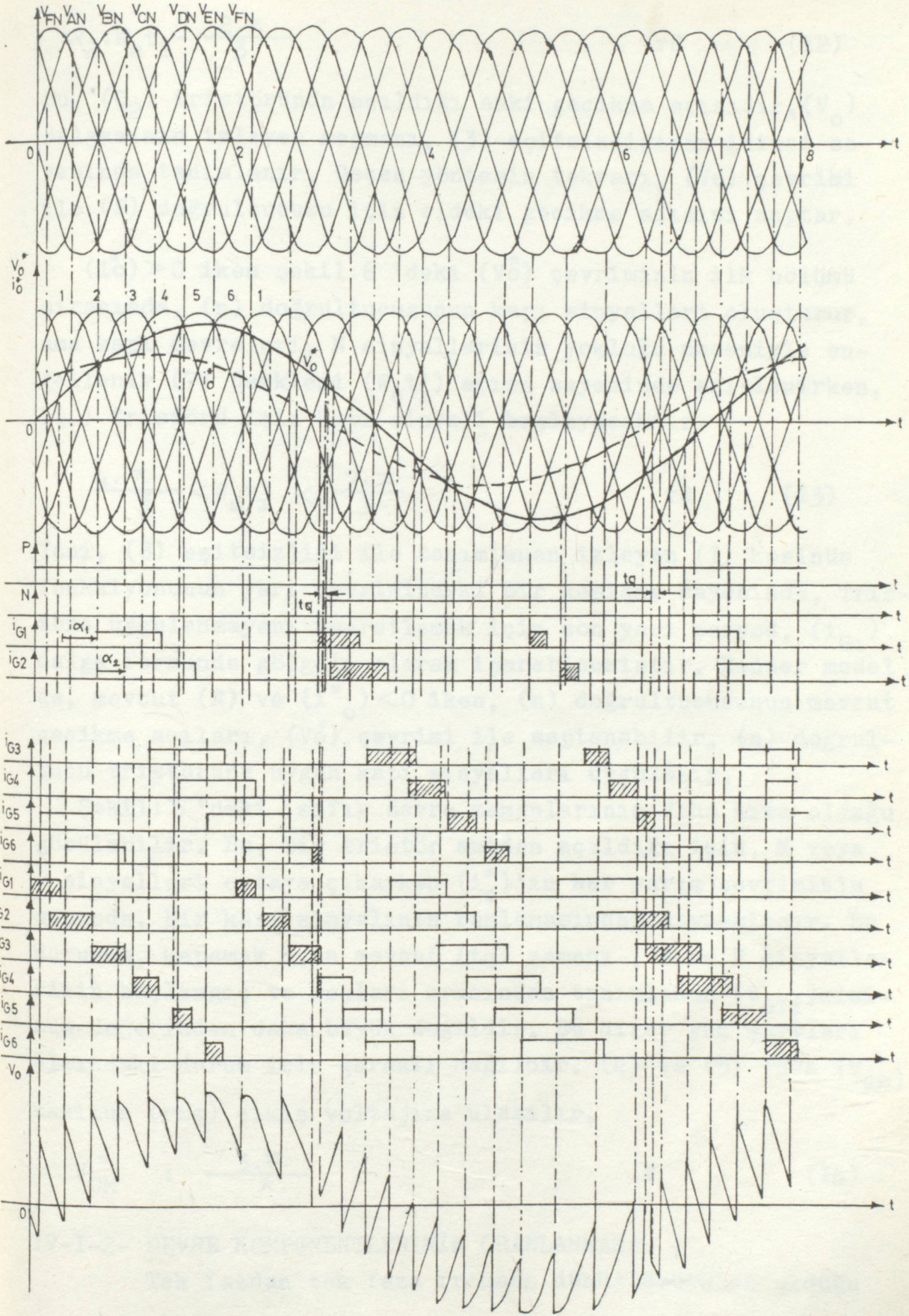
(t_2) anında (Q_2) tristörü açılmalıdır, arzulanan çıkış voltajı,

$$V_{o2}^* : \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot V \cdot \cos(\omega_s t_2 - \frac{2 \cdot \pi}{3}) \quad V \quad (10)$$

ve :

$$\frac{2 \cdot \pi}{3} < \omega_s t_2 < \frac{5 \cdot \pi}{3} \quad rd \quad (11)$$

Şekil:6'de, (V_{o2}^*) fonksiyonun (2 nolu) eğrisi gösterilmiştir. (II) eşitsizliğinde tanımlanan alan içindeki (V_o^*) ile bu eğrinin keşisi, 10 eşitsizliğine uyan (t_2) anını tanımlar. Gecikme açısı (12)'den hesaplanır.



Şekil : 6- Şk.:5-b'deki eşdeğer devrenin değişken dalga formları.

$$\alpha_2: W_s t_2 - \frac{2 \cdot \pi}{3} \quad \text{rd} \quad (I2)$$

Bu, (Q_2) tristörünün açıldığı anki gecikme açısıdır. (V_o) dalgasının izleyen segmanı, (3) eşitsizliğinin ikinci sayesinde tanımlanır. Geçen yöntemin tekrarı, (V_o) çevrimi ile (P) doğrultucusu için eldeki gecikme açısını saptar.

$(i_o^*) > 0$ iken şekil:6 'deki (V_o^*) çevriminin ilk bölümü sırasında, (n) doğrultucusunun kapı sinyalleri oluşturur, ama kapı devreleri, N sinyallerinin yokluğu nedeniyle engellenir (7) denklemi $(W_s t_1')$ açısı sayesinde eşitlenirken, (Q_1) tristörü için kapı sinyali başlayacaktır.

$$\frac{4 \cdot \pi}{3} < W_s t_1' < \frac{7 \cdot \pi}{3} \quad \text{rd} \quad (I3)$$

Yani, (8) eşitsizliği ile tanımlanan izleyen (I) kosinüs fonksiyonunun yarı çevrimindeki bir keşişme sayesinde, Tristöre uygulanmayanı işaretlemek için son yarı periyod, (i_{G1}) dalga formunda gölgeli olarak işaretlenmiştir. Benzer model de, mevcut (N) ve $(i_o^*) < 0$ iken, (n) doğrultucusunun mevcut gecikme açıları, (V_o^*) çevrimi ile saptanabilir, (n) doğrultucu tristörüne uygun kapı sinyalleri uygulanır.

Şekil:6 'deki sıfır devre zamanlarının daha kısa olduğu görülebilir. Bu, bir tristör aniden açıldığı için, N veya P sinyalleri ortaya çıkarken (i_o^*) 'ın her yarı çevriminin sonunda, bir kapı sinyalinin başlamasından kaynaklanır. Bu durumda, kapamak için mevcut (t_q) zamanı, N ve P sinyallerinin başlangıç ve sonları arasından tanımlanan (t_{off}) minimum değerinden daha büyük değildir. Bu diğer yük şartları altındaki durum için gerekli değildir. (4) ve (5) 'den (V_{om}^*) maximum (rms) çıkış voltajına ulaşılır.

$$V_{OM}^* : \frac{3 \cdot V}{\pi} \quad V \quad (I4)$$

IV-I-2- DEVRE KOMPONENTLERİNİN ORANLANMASI :

Tek fazdan tek faza frekans dönüştürücüler olduğu

taktirde, sürekli operasyon için ısıtma sisteminin soğutulması dışındaki tüm komponentleri oranlamak için bunu uygun hale getirmek için olduğu gibi çıkış frekanslarının çok düşük olabileceği farz edilebilir.

Oranlanmış (rms) çıkış akımı tekrar şöyle alınabilir.

$$I_R: \frac{V_{OM}^*}{Z_o} \quad A \quad (I5)$$

(rms) tristör akımı :

$$I_{QR}: \frac{I_R}{\sqrt{3}} \quad A \quad (I6)$$

Maximum ani tristör akımı :

$$I_{Qmax} : \frac{\sqrt{2} \cdot V_{OM}^*}{Z_o} \quad A \quad (I7)$$

Yarı çevrim avaraj çıkış akımı :

$$I_o: \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_R}{\pi} \quad A \quad (I8)$$

Şekil : 5.a'daki akımın her tristörü her çevrim olurken 6 akım peryot çiftinin ikisi ile bağlantı yaparken, avaraj tristör akımı :

$$I_Q: \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{3} \cdot I_R \quad A \quad (I9)$$

Tristöre uygulanan ters voltaj ve ileri doğru tepe değeri şu olacaktır.

$$V_{AK_{max}} : \pm 2 \cdot V \quad V \quad (20)$$

Eğer konvertere olan hat akımı, 3 faz trasformatörünün sekonder akımı olarak düşünülürse :

$$I_2: \sqrt{2} \cdot I_{QR}: \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_R \quad A \quad (2I)$$

Böylece transformatör gücü :

$$S_2: \sqrt{3} \cdot V \cdot I_2: \sqrt{2} \cdot V \cdot I_R : S_1 \quad VA \quad (22)$$

frekans dönüştürücünün maximum çıkış gücü şudur :

$$P_o : V_{om}^* \cdot I_R \cdot \cos \phi_o \quad W \quad (23)$$

Böylece bu güç'te giriş güç faktörü :

$$PF : \frac{P_o}{S_1} : \frac{V_{om}^* I_R \cos \phi_o}{\sqrt{2} \cdot V \cdot I_R} \quad (24)$$

ve 47 denkleminde :

$$\frac{V_{om}^*}{V} : \frac{3}{\pi} \quad (25)$$

$$PF : 0,675 \cdot \cos \phi_o \quad (26)$$

Bu tek faz'dan tek faza frekans dönüştürücülerin giriş güç faktöründen daha iyidir.

BÖLÜM: V - HARMONİK ELEME YÖNTEMLERİ :

V.1. ÇOK PUSLU DARBELERİN HARMONİKLERİNİN MİNİMUMA DÜŞÜRÜLMESİ :

Darbe genişliği modülasyonu tekniğine göre yapılan inverterlerin harmonikleri açısından etüdünü yapmaya çalışalım.

Bu inverterlerde darbe sayısı fazlalastıkça harmonik mertebeleri azalmaktadır. n darbe sayısı bir inverterde harmonik dalgalanmalar yaklaşık olarak sıfıra düşmüştür. Fakat bunun pratik olarak gerçekleştirilmesi mümkün değildir. Çünkü maliyeti ve olayın karmaşıklığı bunu engellemektedir. Ekonomik ve verimli çalışan inverterlerin harmonik yapısı uygun olanlar seçilip, bunların imalatı yapılmalıdır.

4 Dalga Genişliği Modülasyonu dalgasının harmonik yönünden etüdünü yapmadan evvel gerilim ifadesinin fourier analizi yardımıyla denklemini bulmaya çalışalım.

Harmonik analizinin yapılışında kullanılan Fourier serisinin özelliklerini hatırlayacak olursak, arzu edilmeyen harmoniklerin elemine edilmeleri için başlangıçta büyük bir adım atmış oluruz. Bu şartları şöyle sıralayabiliriz.

1. $A_0:0$ olması için, pozitif ve negatif alternansların alanları birbirine eşit olmalıdır.

2. x ekseninde simetri gösteren fonksiyonlar çift terimli harmonikleri ihtiva etmezler.

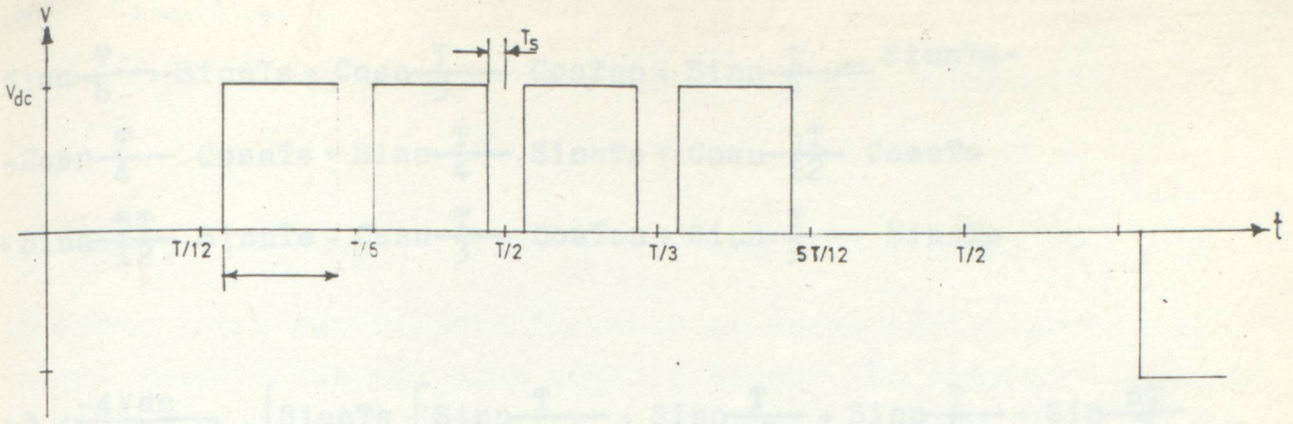
3. Orjine göre simetri mevcut ise, $A_n:0$, Cosinüs'lü terimler ortadan kalkarlar.

4. $f(-\theta):-f(\theta)$ koşulunun sağlandığı fonksiyonda yalnız sinüs'lü terimler vardır.

İşte daha başlangıçta bu şartlara uymakla harmoniklerin büyük bir çoğunluğunu ortadan kaldırmak mümkündür.

T_s : Tristörlerin kesime geçtikten sonra komütasyon süresine uygun olarak emniyet bekleme süresi.

P_w : Darbelerin genişlik süresi.



Şekil:I- Darbe süresi tüm darbelerinde eşit olan 4DGM dalga-
sının zaman eksenindeki durumu.

$$a_0:0 \text{ (I.Şarttan ötürü)}$$

$$a_n:0 \text{ (3. " ")}$$

$$b_n:0 \text{ (n:Çift değerleri durumunda-2.şarttan ötürü)}$$

$$b_n \neq 0 \text{ (n:Tek değerleri durumunda -4.şarttan ötürü)}$$

$$b_n = \frac{2}{T/2} \cdot \int_0^{T/2} V_{dc} \cdot \sin nt \cdot dt \text{ genel ifadesinden } (b_n) \text{ bulmaya çalışalım.}$$

$$b_n = \frac{2}{T/2} \cdot V_{dc} \cdot \left[\int_{T/12+Ts}^{T/6-Ts} \sin nt \cdot dt + \int_{T/6+Ts}^{T/4-Ts} \sin nt \cdot dt + \int_{T/4+Ts}^{T/3-Ts} \sin nt \cdot dt + \int_{T/3+Ts}^{5T/12-Ts} \sin nt \cdot dt \right]$$

$$b_n = \frac{4 \cdot V_{dc}}{T} \cdot \left[\frac{-\cos nt}{n} \Big|_{T/12+Ts}^{T/6-Ts} + \frac{-\cos nt}{n} \Big|_{T/6+Ts}^{T/4-Ts} + \frac{-\cos nt}{n} \Big|_{T/4+Ts}^{T/3-Ts} + \frac{-\cos nt}{n} \Big|_{T/3+Ts}^{5T/12-Ts} \right]$$

$$b_n = \frac{-4V_{dc}}{Tn} \cdot \left[\cos n \left(\frac{T}{6} - Ts \right) - \cos n \left(\frac{T}{12} - Ts \right) + \cos n \left(\frac{T}{4} - Ts \right) - \cos n \left(\frac{T}{6} - Ts \right) + \cos n \left(\frac{T}{3} - Ts \right) - \cos n \left(\frac{T}{4} - Ts \right) + \cos n \left(\frac{5T}{12} - Ts \right) - \cos n \left(\frac{T}{3} - Ts \right) \right]$$

$$b_n = \frac{-4V_{dc}}{Tn} \cdot \left[\cos n \frac{T}{6} \cos nTs + \sin nTs \cos n \frac{T}{12} - \cos n \frac{T}{12} \cos nTs + \sin n \frac{T}{12} \sin nTs + \cos n \frac{Tn}{4} \cos nTs + \sin \frac{Tn}{4} \sin nTs - \cos n \frac{T}{6} \cos nTs \right]$$

$$\begin{aligned}
 &+ \text{Sinn} \frac{T}{6} - \text{Sinn} T_s + \text{Cosn} \frac{T}{3} - \text{Cos} T_s n + \text{Sinn} \frac{T}{3} - \text{Sinn} T_s - \\
 &- \text{Cosn} \frac{T}{4} - \text{Cosn} T_s + \text{Sinn} \frac{T}{4} - \text{Sinn} T_s + \text{Cosn} \frac{5T}{12} - \text{Cosn} T_s \\
 &+ \text{Sinn} \frac{5T}{12} - \text{Sinn} T_s - \text{Cosn} \frac{T}{3} - \text{Cos} T_s n + \text{Sinn} \frac{T}{3} - \text{Sinn} T_s
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 b_n = \frac{-4V_{dc}}{T \cdot n} \cdot \left[\text{Sinn} T_s \cdot \left[\text{Sinn} \frac{T}{6} + \text{Sinn} \frac{T}{12} + \text{Sinn} \frac{T}{6} + \text{Sinn} \frac{nT}{3} \right. \right. \\
 \left. \left. + \text{Sinn} \frac{T}{4} + \text{Sinn} \frac{5T}{12} + \text{Sinn} \frac{T}{3} \right] \text{Cosn} T_s \cdot \left[\text{Cosn} \frac{T}{6} \right. \right. \\
 \left. \left. + \text{Cosn} \frac{T}{4} - \text{Cosn} \frac{T}{12} - \text{Cosn} \frac{T}{6} + \text{Cosn} \frac{T}{3} - \text{Cosn} \frac{T}{4} \right. \right. \\
 \left. \left. + \text{Cosn} \frac{5T}{12} - \text{Cosn} \frac{T}{3} \right] \right]
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 b_n = \frac{-4V_{dc}}{T \cdot n} \cdot \left[\text{Sinn} T_s \left[2 \cdot \text{Sinn} \frac{T}{6} - 2 \cdot \text{Sinn} \frac{T}{4} - 2 \cdot \text{Sinn} \frac{T}{3} \cdot n \right. \right. \\
 \left. \left. \text{Sinn} \frac{5T}{12} \right] \text{Cosn} T_s \left[\text{Cosn} \frac{5T}{12} - \text{Cosn} \frac{T}{12} \right] \right]
 \end{aligned}$$

T_s : μ sn mertebesinde değişen bir zamandır. Bunun açısal değeri yaklaşık sıfır kabul edilebilir. Bu yüzden :

$\text{Sinn} T_s : 0$ ve $\text{Cosn} T_s : 1$ olarak alınabilir.

Bu durumda denklemimiz :

$$b_n = \frac{-4V_{dc}}{T \cdot n} \cdot \left(\text{Cosn} \frac{5T}{12} - \text{Cosn} \frac{T}{12} \right) \text{ olur.}$$

Trigonometrik bağıntılarından yararlanacak olursak :

$$b_n = - \frac{4V_{dc}}{T \cdot n} \cdot \left(-2 \cdot \text{Sinn} \frac{\frac{5T}{12} + \frac{T}{12}}{2} \cdot \text{Sinn} \frac{\frac{5T}{12} - \frac{T}{12}}{2} \right)$$

$$b_n = - \frac{8V_{dc}}{T \cdot n} \cdot \text{Sinn} \frac{T}{4} \cdot \text{Sinn} \frac{T}{6}$$

$T : 2\pi$ değeri yerine konacak olursa :

$$b_n = \frac{8 \cdot V_{dc}}{2 \cdot n \cdot \pi} \text{Sinn} \frac{2\pi}{4} \text{Sinn} \frac{2\pi}{6} \text{ buradan :}$$

$$b_n = \frac{4V_{dc}}{\pi \cdot n} \text{Sinn} \frac{\pi}{2} \text{Sinn} \frac{\pi}{3} \text{ bağıntısı bulunur. (1)}$$

Genel ifadesinden :

$$V_n = \frac{4V_{dc}}{n \cdot \pi} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin n \frac{\pi}{2} \cdot \sin \frac{n \cdot \pi}{3} \cdot \sin(2\pi f \cdot P_w / 1000)$$

veya:

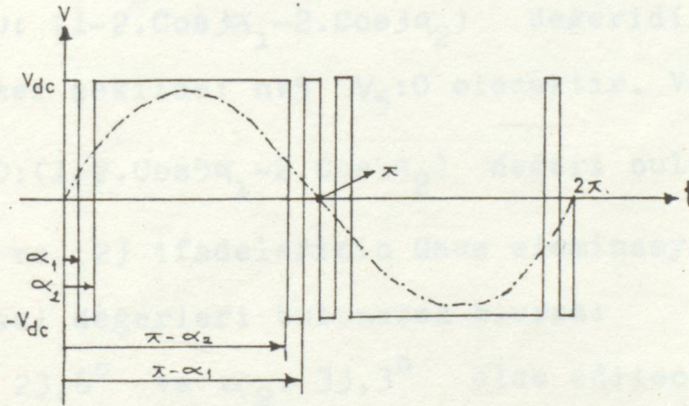
$$V_n = \frac{8V_{dc}}{\sqrt{2} \cdot n} \cdot \sin n \frac{\pi}{2} \cdot \sin \frac{n \pi}{3} \cdot \sin(2\pi f \cdot P_w / 1000) \quad V \quad (3)$$

Inverter çıkış geriliminin frekansa ve darbe genişliğine bağlı olarak denklem ifadesi elde edilmiş olunur. Bu denklem ifadesinde dikkat edilecek olursa çift terimli harmonikler, 3 ve katlarını içeren tek terimli harmonikleri kapsamadığı, görülmektedir. Darbe sayısı çoğaltılarak harmoniklerin azaltılabileceği belirlenmiş olmaktadır.

V.2- SEÇİLMİŞ ÖZEL HARMONİK KUÇULTME YÖNTEMİ :

Çok pulslu genişlik kontrolü ile periyod başına mukayese edildiğinde komütasyonlar daha az olabilir. Tek fazlı inverterde üçüncü ve beşinci harmonikler elemine edilebilir. Aynı teknik ile üç fazlı inverter içinde ilk harmonik hat voltajında mümkün mertebe düzeltiler.

Aşağıdaki dalga şekli şayet şeklinde tristörler tetiklenebilirse 3 ve 5. harmoniklerin bertaraf olması sağlanabilir.



Şekil:2- Seçilmiş Harmonik küçültme yöntemi.

$$V_n = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cdot \sin n \omega t \quad a_0:0, \quad a_n:0 \text{ olur. Fourier Serisi}$$

açılımındaki şartlarda ötürü bu terimler alınamayacaktır.

$$b_n = \frac{2}{\pi} \cdot \left[\int_0^{\alpha_1} V_{dc} \sin n t \, dt - \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} V_{dc} \sin n t \, dt + \int_{\alpha_2}^{\pi - \alpha_2} V_{dc} \sin n t \, dt - \int_{\pi - \alpha_2}^{\pi - \alpha_1} V_{dc} \sin n t \, dt + \int_{\pi - \alpha_1}^{\pi} V_{dc} \sin n t \, dt \right]$$

$$b_n = \frac{2V_{dc}}{\pi} \cdot \left[\left| \frac{-\cos nt}{n} \right|_0^{\alpha_1} - \left| \frac{-\cos nt}{n} \right|_{\alpha_1}^{\alpha_2} + \left| \frac{-\cos nt}{n} \right|_{\alpha_2}^{\pi-\alpha_2} - \left| \frac{-\cos nt}{n} \right|_{\pi-\alpha_2}^{\pi-\alpha_1} + \left| \frac{-\cos nt}{n} \right|_{\pi-\alpha_1}^{\pi} \right]$$

$$b_n = \frac{-2V_{dc}}{n \cdot \pi} \left[(\cos \alpha_1 - \cos 0) - (\cos n\alpha_2 - \cos n\alpha_1) + (\cos n(\pi - \alpha_2) - \cos n\alpha_2) - (\cos n(\pi - \alpha_1) - \cos n(\pi - \alpha_2)) + (\cos n\pi - \cos n(\pi - \alpha_1)) \right]$$

$$b_n = \frac{-2V_{dc}}{n \cdot \pi} \left[\cos n\alpha_1 - 1 - \cos n\alpha_2 + \cos n\alpha_1 - 2\cos n\alpha_2 + \cos n\alpha_2 - 1 - \cos n\alpha_1 \right]$$

$$b_n = \frac{-2V_{dc}}{n \cdot \pi} \cdot [4\cos n\alpha_1 - 2 - 4\cos n\alpha_2]$$

$$b_n = \frac{4V_{dc}}{n \cdot \pi} \cdot (1 - 2\cos n\alpha_1 - 2\cos n\alpha_2) \quad (4)$$

Genel ifadede yerine koyarsak :

$$V_n = \frac{4V_{dc}}{n \cdot \pi} \cdot (1 - 2\cos n\alpha_1 - 2\cos n\alpha_2) \cdot \sin n\omega t \quad (5)$$

Amaç, 3 ve 5. Harmonikleri ortadan kaldırmaktır. Bunun için α_1 ve α_2 açısal değerlerini saptayalım.

$n:3$ iken $V_3:0$ olacaktır. Hadeyi sıfır yapacak işlem sadece, $V_3:0: (1 - 2\cos 3\alpha_1 - 2\cos 3\alpha_2)$ değeridir. (6)

Benzer şekilde: $n:5$ $V_5:0$ olacaktır. Ve :

$$V_5:0: (1 - 2\cos 5\alpha_1 - 2\cos 5\alpha_2) \text{ değeri bulunur.} \quad (7)$$

(1) ve (2) ifadelerinin Gaus eliminasyon yöntemiyle α_1 ve α_2 açısal değerleri bulunacak olursa:

$\alpha_1: 23,6^\circ$ ve $\alpha_2: 33,3^\circ$ elde edilecektir.

Gerçekten :

$$V_3 = \frac{4V_{dc}}{3} \cdot (1 - 2\cos 3 \cdot 23,6 - 2\cos 3 \cdot 33,3) \sin n\omega t.$$

$$V_3 = \frac{4}{3} V_{dc} \cdot (1 - 0,6977 - 0,3432) \cdot \sin \omega t : 0 \text{ olur.}$$

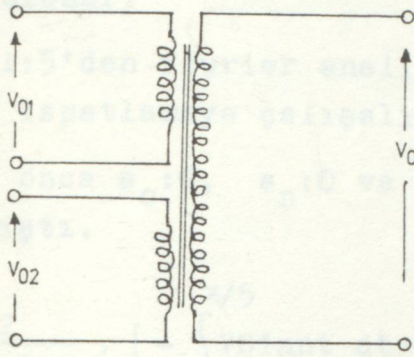
Benzer olarak :

$$V_5 = \frac{4V_{dc}}{5} \cdot (1 - 2\cos 5 \cdot 23,6 + 2\cos 5 \cdot 33,3) \cdot \sin n\omega t$$

$$V_5 = \frac{4V_{dc}}{5} \cdot (1 + 0,9421 - 1,9447) \cdot \sin n\omega t : 0 \text{ olur.}$$

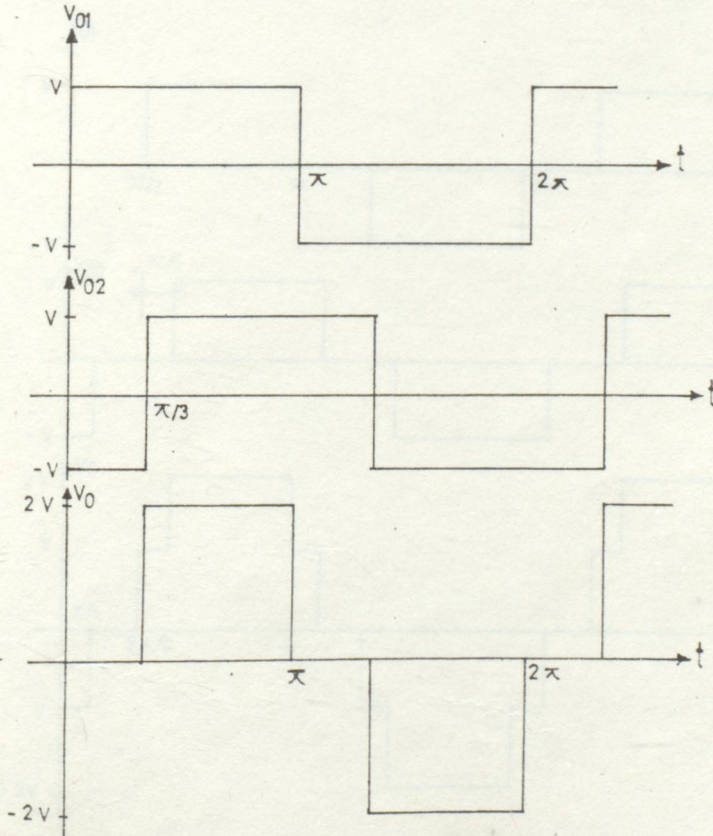
V.3- TRANSFORMATÖR BAĞLANTILARI YARDIMIYLA HARMONİKLERİN ELENMESİ :

İki inverterin çıkışları transformatör aracıyla aşağıdaki gibi bağlanacak olursa bazı harmoniklerin yok olması sağlanabilir.



Şekil:3- İki inverter çıkışının transformatör ile karışık bağlanması.

Inverterlerin çıkış voltajları dalga şekli farklı bir şekilde olmalıdır. Bu dalgaların yapısı şekil:4'deki gibi ise 3. harmoniğin elemine edilmesine, şekil:5'deki gibi ise 5.harmoniğin yok olmasını sağlayacaktır.



Şekil:4- Trafo bağlantısı ile 3.harmoniğin elemantasyonu.

$$V_{01} : a_1 \cdot \sin \omega t + a_3 \cdot \sin 3\omega t + a_5 \cdot \sin 5\omega t + \dots \quad V \quad (8)$$

$$V_{02} : a_1 \cdot \sin(\omega t - \frac{\pi}{3}) + a_3 \sin 3(\omega t - \frac{\pi}{3}) + a_5 \cdot \sin(\omega t - \frac{\pi}{3}) + \dots \quad (9)$$

$$V_0 : V_{01} + V_{02} : \sqrt{3} \cdot a_1 \cdot \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) + \sqrt{3} \cdot a_5 \cdot \sin 5(\omega t + \frac{\pi}{6}) + \dots \quad V \quad (10)$$

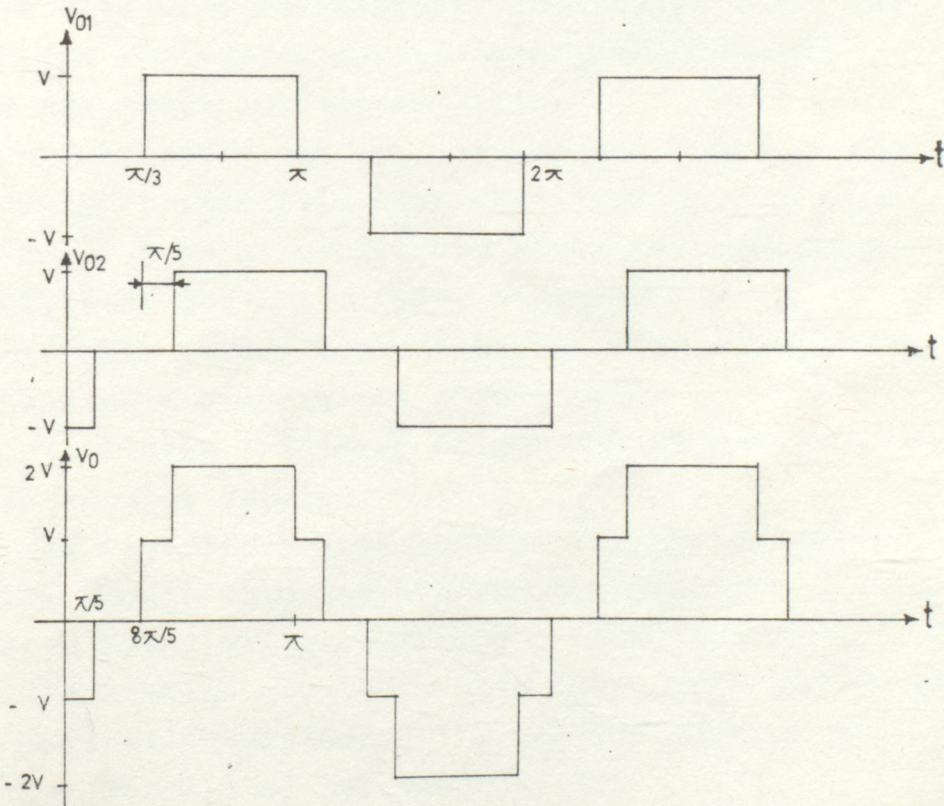
şeklinde olacaktır. Böylelikle 3. harmoniğin yok edilmesi sağlanmış olunur.

Şekil:5'den fourier analizinden yararlanarak 5.harmoniğin olmadığını ispatlamaya çalışalım.

Daha önce $a_0:0$, $a_n:0$ ve $b_n: \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V \cdot \sin nt \, dt$ ifadeleri tanımlanmıştı.

$$b_n : \frac{2}{\pi} \cdot \left[- \int_0^{\pi/5} V \sin nt \, dt + \int_{\pi/3}^{8\pi/15} V \sin nt \, dt + \int_{8\pi/15}^{\pi} 2V \cdot \sin nt \, dt \right]$$

$$b_n : \frac{2V}{\pi} \left[\left| \frac{\cos nt}{n} \right|_0^{\pi/5} + \left| \frac{-\cos nt}{n} \right|_{\pi/3}^{8\pi/15} + \left| \frac{-2 \cdot \cos nt}{n} \right|_{8\pi/15}^{\pi} \right]$$



Şekil:5- Trafo bağlantısı ile verilen dalga şekillerinden yararlanarak 5.harmoniğin elemine edilmesi.

$$b_n = \frac{2V}{n} \cdot [(\cos n \frac{\pi}{5} - \cos 0) - (\cos \frac{n \cdot 8 \cdot \pi}{15} - \cos n \frac{\pi}{3}) - 2(\cos n \pi - \cos n \frac{8\pi}{15})] \quad (12)$$

$n:5$ için b_5 : ? ne olduğu bulmaya çalışalım.

$$b_5 = \frac{2V}{n \pi} \cdot [(\cos \frac{5 \cdot \pi}{5} - 1) - (\cos 5 \cdot \frac{8 \cdot \pi}{15} - \cos 5 \cdot \frac{\pi}{3}) - 2(\cos 5\pi - \cos \frac{8 \cdot \pi \cdot 5}{15})]$$

$$b_5 = \frac{2V}{n} \cdot (-1-1) - (-0,5 - 0,5) - 2(-1 + 0,5)$$

b_5 : 0 olmaktadır. Bu durumda :

$V_0 = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cdot \sin nt$ ifadesinden, $b_5:0$ olduğundan (V_0) içinde 5.harmonik bulunmayacaktır.

BÖLÜM : VI- INVERTER KOMUTASYON DEVRELERİ :

VI-I- KOMUTASYONUN TANIMI :

Kaide olarak komütasyon bir devre içindeki bir iletim yolundan akım akışını seaptırmak veya durdurmaktır. Komütasyonun oluşabilmesi için bir devrede mutlaka bir komütasyon geriliminin bulunması gerekir. Komütasyon gerilimi olarak alternatif akım şebekesindeki mevcut sinüsoidal gerilimden yararlanılıyorsa bu tür komütasyona hat komütasyonu veya şebeke komütasyonu denir. Bu tür komütasyona doğal komütasyonda denir.

Komütasyon devresinde doğal bir komütasyon geriliminin bulunmaması veya komütasyon geriliminin komütasyon arzu edildiği anda negatif olması hallerinde yardımcı bir gerilimden yararlanılır. Komütasyon zorlama ile gerçekleştirilir. Bu maksatla komütasyon gerilimi yoğunlukla özel bir söndürme kondansatörü ile temin edilir veya akımı kesilecek kolun direnci herhangi bir şekilde bir güç transistörü veya özel bir tristörle yükseltilir. Komütasyon olayı yardımcı bir gerilim kullanarak gerçekleştirildiğinden bu tür komütasyona zorlamalı komütasyon denir.

Bir standart yük için komütasyon devrelerinin çalışmasını anlayabilmek için aşağıdaki tahminler yapılmalıdır.

1- Yük akımı komütasyon süresince değişmeyecektir. Yük endüktansı çok büyük kabul edilecektir.

2- Bir yarı iletken kesim, akım sıfıra eriştiğinde ve ters akım akmadığında gerçekleşir.

3- İletim tristörün içinde ani olarak ve devre elemanı ile kontrol edilir.

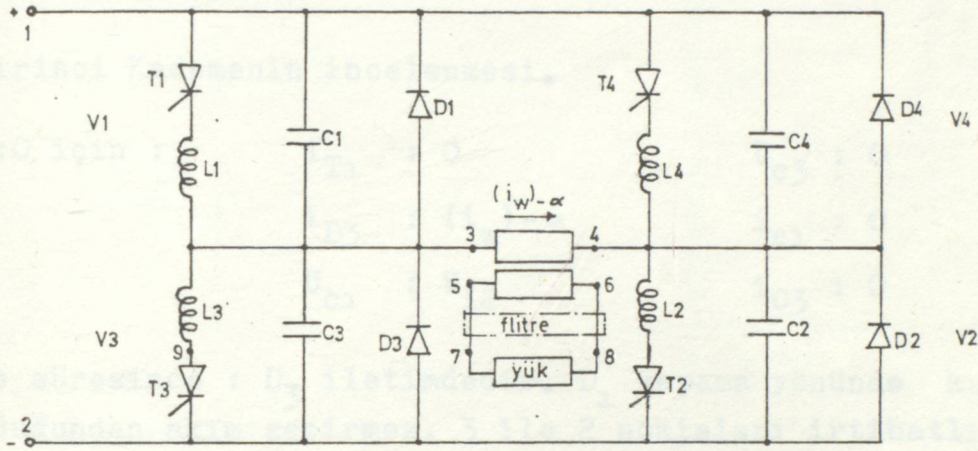
Bir inverterin incelenmesi temelde bir geçici rejim etüdüdür. Önceki inverter konusunda yarı köprü devresinde komütasyon hesapları incelenmişti. Şimdi tam köprü inverter devresinde komütasyon olaylarının nasıl yapıldığını görelim.

Zorlamalı komütasyon iki şekilde meydana gelmektedir.

1. Pozitif akımda komütasyon
2. Negatif akımda komütasyon.

VI-I-2- POZİTİF AKIMDA KOMÜTASYON :

İletimde olan ünitenin diyodu akım geçirmektedir. (Tristörü kendiliğinden sönmüştür.) Diyodun bu akımını diğer ünitenin tristörü üzerine alır. Bu şekildeki komütasyona "(+) Akımda komütasyon" adı verilir. Şekil : I'de V_1 'in ilettime geçip, V_3 'ün iletimden çıktığı bir (+) akımda komütasyonu ele alalım.



Genel olarak : Komütasyon esnasında i_w 'nin yönü ilettime geçecek ünite tristörünün geçirme yönünde ise (+) akımda, aksi halde (-) akımda komütasyon meydana gelir.

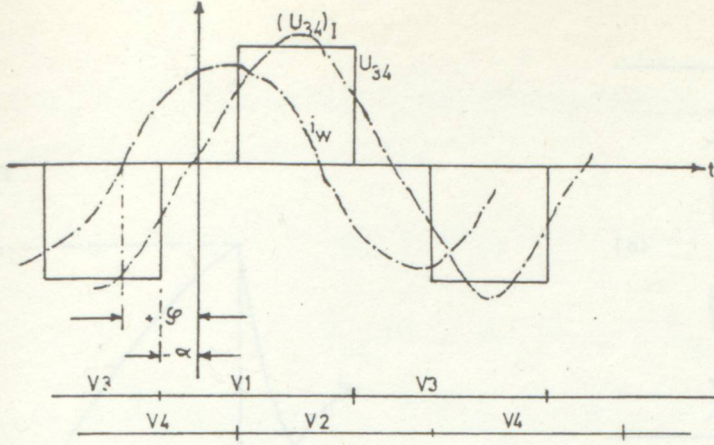
$\alpha + \varphi \geq 0$ ise : i_w 'nin yönü (+)

$\alpha + \varphi < 0$ ise : i_w 'nin yönü (-) olur.

α : gerilim ayarı için yapılacak açısal kaydırma değeridir.

Çıkış gerilimi tamamen $\cos \alpha$ 'ya bağlı olarak elde edilecektir.

(-) anında, (+) yönde $(i_w)_{-\alpha}$ akımını V_3 ünitesinin D_3 diyodu geçirmekte iken V_1 ünitesinin Q_1 tristörü tetiklenerek komütasyon başlar. Şekil: I ve 2 D_3 üzerinden geçmekte olan akımı T_1 'in üzerine olmasıyla son bulur. Şekil : 3'de, komütasyon süresince T_1 'den geçen akımın (b) ve T_3 uçlarındaki ge-



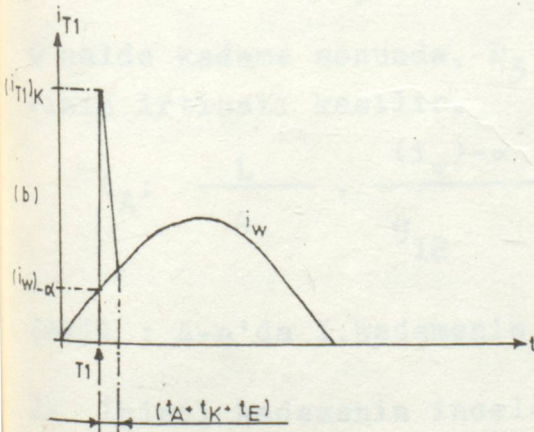
Şekil:2

rilimin (c) değişimi görülmektedir. Bu işlemler üç kademe'de tamamlanmaktadır.

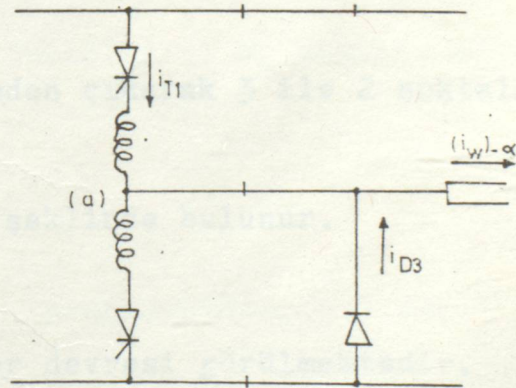
I. Birinci Kademenin incelenmesi.

t:0 için :	$i_{T1} : 0$	$U_{c3} : 0$
	$i_{D3} : (i_w) - \alpha$	$i_{c1} : 0$
	$U_{c1} : U_{I2}$	$i_{c3} : 0$

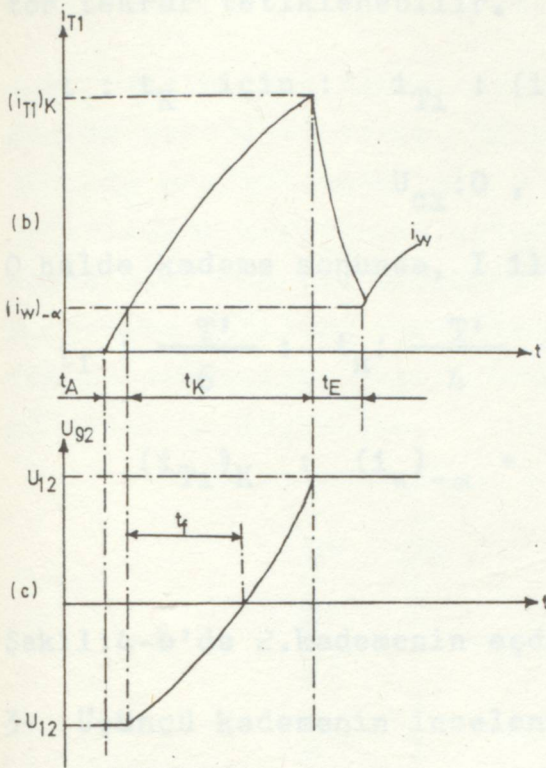
Kademe süresince : D_3 iletimdedir. D_1 kapama yönünde kutuplu olduğundan akım geçirmez. 3 ile 2 noktaları irtibatlıdır. $U_{c1} : U_{I2}$, $U_{c3} : 0$, $i_{c1} : 0$, $i_{c3} : 0$ olarak kalır. $L_1 - T_1$ üzerine sabit U_{I2} uygulanır.



Sekil:3



Sekil:4



Şk:3- Devamı

- t : 1. kademenin süresi
 t_K : 2. kademenin süresi
 t_E : 3. kademenin süresi'dir.

Magnetik kublaj sebebiyle $U_{g2} : - U_{I2}$ 'dir.

$$t:t_A \text{ için } : i_{T1} : (i_w) - \alpha$$

$$i_{D3} : 0$$

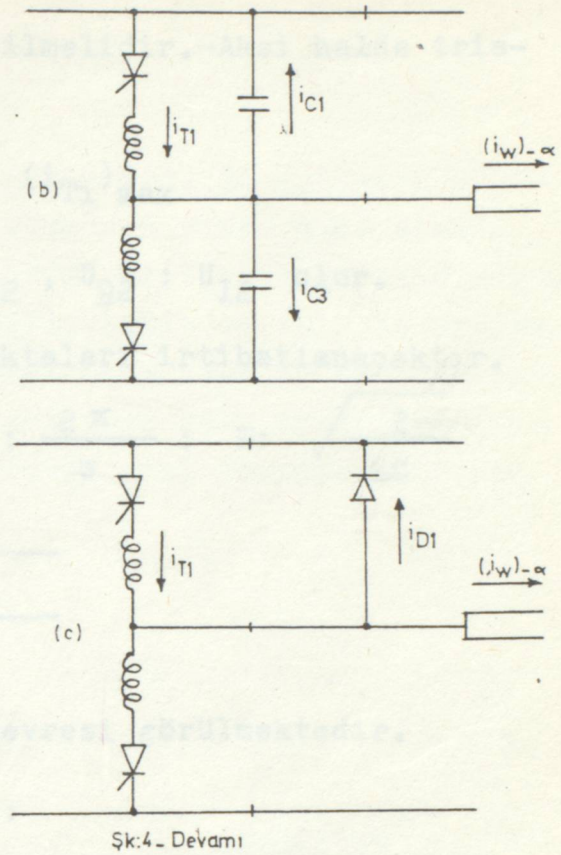
0 halde kademe sonunda, D_3 iletimden çıkarak 3 ile 2 noktalarının irtibatı kesilir.

$$t_A : \frac{L}{4} \cdot \frac{(i_w) - \alpha}{U_{I2}} \text{ şeklinde bulunur.}$$

Şekil : 4-a'da I.kademenin eşdeğer devresi görülmektedir.

2- İkinci kademenin incelenmesi :

Kademe süresince D_1 ve D_3 akım geçirmez. C_1 , $T_1 - L_1$ üzerinden boşalırken C_3 dolar. U_{g2} belli bir zaman (-) kaldıktan sonra (t_f kadar) (+) olmaya başlar.



Şk:4- Devamı

$t_f > t_q$ olmasına özen gösterilmelidir. Aksi halde tris-
tör tekrar tetiklenebilir.

$$t : t_K \text{ için : } i_{T1} : (i_{T1})_K : (i_{T1})_{\max}$$

$$U_{c1}:0, U_{C3}:U_{I2}, U_{g2} : U_{I2} \text{ olur.}$$

0 halde kademe sonunda, I ile 3 noktaları irtibatlanacaktır.

$$t_f : \frac{T'}{6} : t_k : \frac{T'}{4} : T' : \frac{2\pi}{W} : W : \sqrt{\frac{2}{LC}}$$

$$(i_{T1})_K : (i_w)_{-\alpha} + \frac{\frac{U_{I2}}{Lw}}{4}$$

Şekil:4-b'de 2.kademenin eşdeğer devresi görülmektedir.

3- Üçüncü kademenin incelenmesi :

$$i_{T1}:(i_{T1})_K \quad U_{C3}: U_{I2}$$

t:0 için :

$$i_{D3}:0 \quad i_{c1}:0$$

$$U_{c1}:0 \quad i_{C3}:0$$

Kademe süresince : D_1 iletimdedir. D_3 akım geçirmez.

I.ve 3 noktaları irtibatlıdır. $U_{c1}:0, U_{C3}:U_{I2}, i_{c1}:0, i_{C3}:0$

ve $U_{g2} : U_{I2}$ olarak kalır. i_{T1} 'in fazlalığını D_1 üzerine alır.

$$t:t_E \text{ için } i_{T1}:(i_w)_{-\alpha}$$

$$i_{D1}:0$$

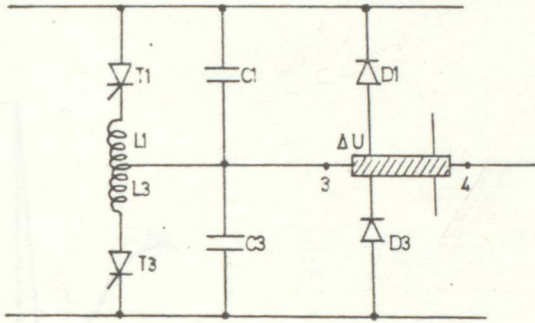
0 halde kademe sonunda, $i_{T1}:(i_w)_{-\alpha}$ olarak komütasyon biter.

$$t_E : \frac{L}{4R} \cdot \ln \frac{(i_{T1})_K \cdot R + \Delta U}{(i_w)_{-\alpha} \cdot R + \Delta U}$$

R: Bobin ve bağlantı iletkenlerin direnci.

ΔU : T_1 ve D_1 'deki gerilim düşümü.

t_E süresinin uzun olması kesinlikle istenmez. Elemanların büyümesine sebebiyet verir. Bu yüzden mümkün mertebe kısa olmalıdır. t_E azaltılabilmek için R veya ΔU 'yu arttırmak gerekir. R'nin artırılması kayıpların artmasına dolayısıyla verimin düşmesine neden olur. Bu pek ekonomik değildir. Bu yüzden ΔU 'nun artırılmasına gidilir. Pratikte ΔU 'yu arttırmak için Transformatörden yararlanılır. Şekil :5'de görüldüğü gibi Transformatörden ΔU gerilimi düşürülür.



Şekil :5

Ancak : $U_{34} \neq 0$ iken $U \neq 0$ olacağı göz önüne getirilmelidir. Bu durumda ΔU yanında $R.(i_{T1})_K \approx 0$ alınabilir. Bu taktirde

ifademiz :

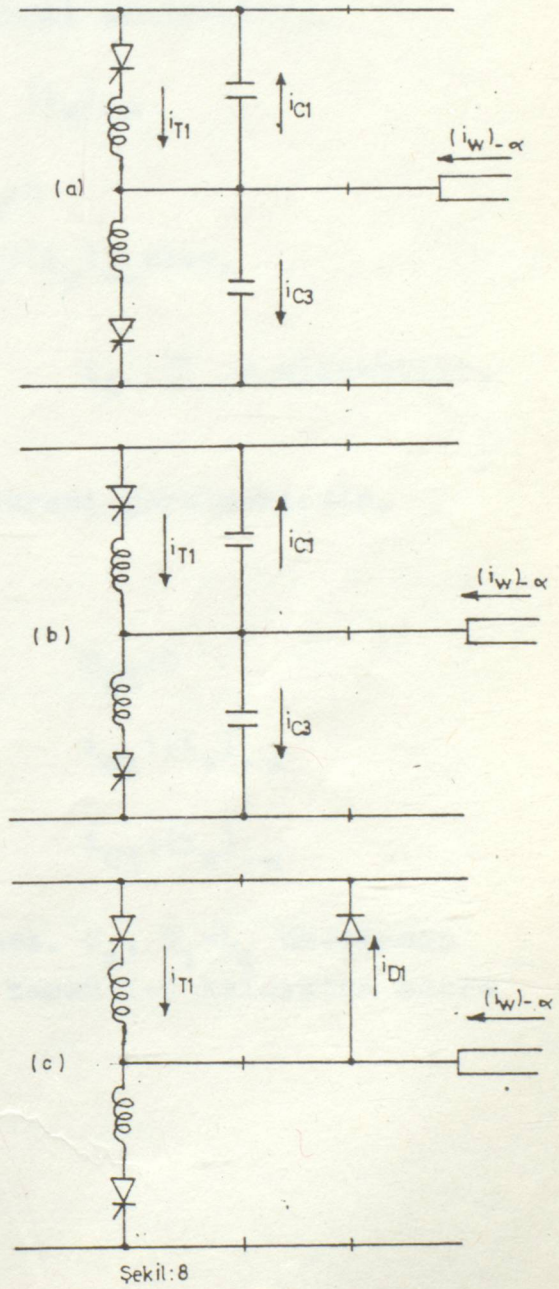
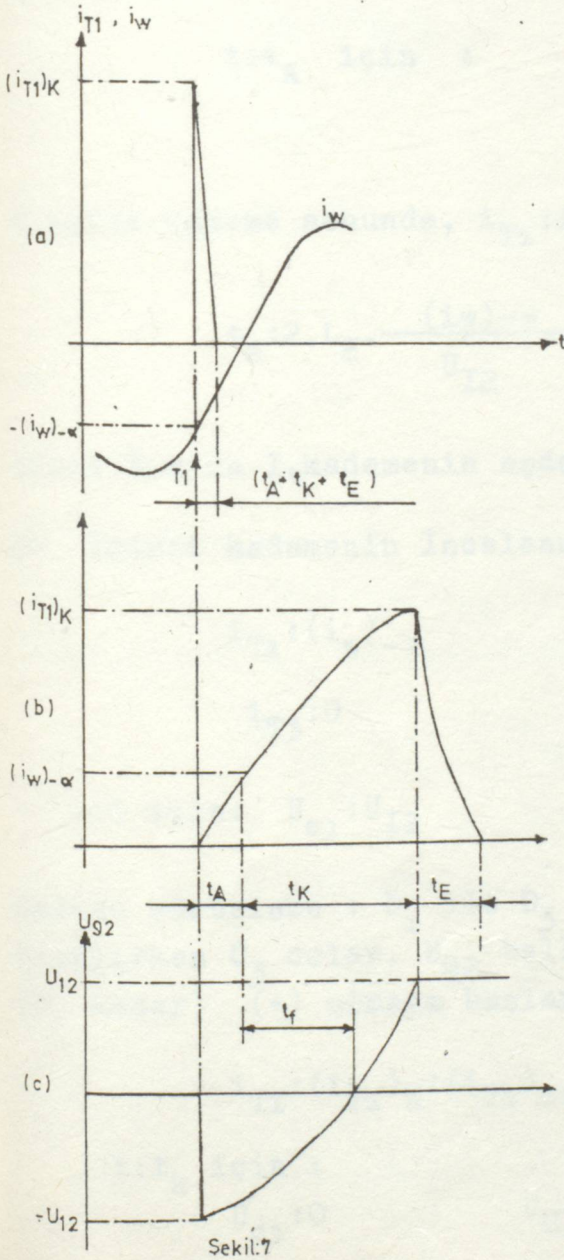
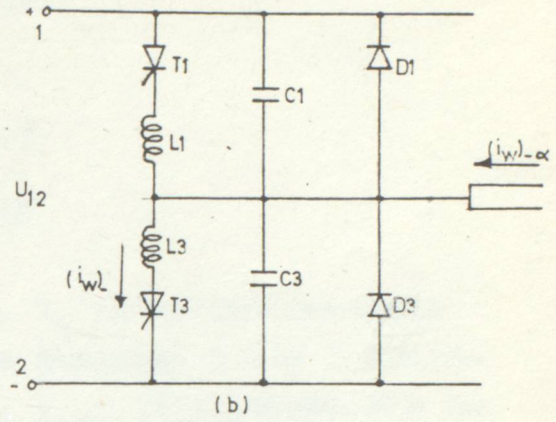
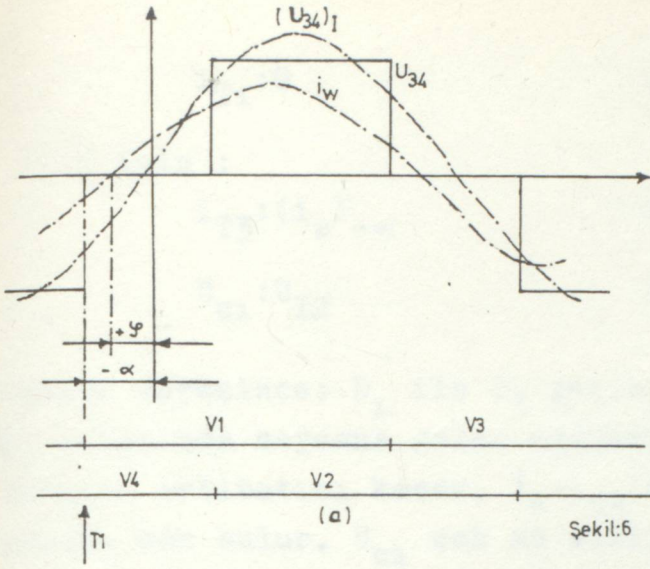
$$t_E: \frac{U_{I2}}{\Delta U} \cdot \frac{T'}{2\pi} \text{ olacaktır.}$$

Şekil:4-c'de 3. kademenin eşdeğer devresi görülmektedir.

VI-I-3- NEGATİF AKIMDA KOMÜTASYON :

V_1 ' in ilettime geçip V_3 'ün iletimden çıktığı bir (-) akımda komütasyonu ele alalım. $(-\alpha)$ anında, (-) yönde $(i_w)_{-\alpha}$ akımını V_3 ünitesinin T_3 tristörü geçirmekte iken V_1 ünitesinin T_1 tristörü tetiklenerek komütasyon başlar. Şekil:6- T_3 üzerinden geçmekte olan akımı D_1 'in üzerine almasıyla son bulur. Şekil:7'de komütasyon süresince T_1 'den geçen akımın (b) ve T_3 uçlarındaki gerilimin (c) değişimi görülmektedir.

I. Birinci kademenin incelenmesi :



$$i_{T1}:0$$

$$U_{C3}:0$$

t:0 için :

$$i_{T3}:(i_w)_{-\alpha}$$

$$i_{c1}:0$$

$$U_{c1}:U_{I2}$$

$$i_{C3}:0$$

Kademe süresince: D_1 ile D_3 geçirmez. T_1 'in tetiklenmesiyle T_3 uçlarında meydana gelen endüksiyon gerilimi 3 ile 2 noktalarının irtibatını keser. $i_n:i_{C3}$ 'dür. $i_{C3}:(i_w)_{-\alpha}$ olmasıyla bu kademe son bulur. U_{c1} çok az azalır, U_{C3} çok az artar. Bu kademe'de meydana gelen değişiklikler ihmal edilebilir.:

t:t_A için :

$$i_n:(i_w)_{-\alpha}$$

$$i_{T3}:0$$

0 halde kademe sonunda, $i_{T1}:i_{c1}:i_{C3}:(i_w)_{-\alpha}$ olur.

$$t_A:2.L_2 \cdot \frac{(i_w)_{-\alpha}}{U_{I2}}$$

$$t_A \cong 0 \text{ alınabilir.}$$

Şekil:8.a'da I.kademenin eşdeğer devresi görülmektedir.

2- İkinci kademenin incelenmesi.

$$i_{T1}:(i_w)_{-\alpha}$$

$$U_{C3}:0$$

$$i_{T3}:0$$

$$i_{c1}:(i_w)_{-\alpha}$$

$$t:0 \text{ için: } U_{c1}:U_{I2}$$

$$i_{C3}:(i_w)_{-\alpha}$$

Kademe süresince : D_1 ile D_3 geçirmez. C_1 , T_1-L_1 üzerinden boşalırken C_3 dolar. U_{g2} belli bir zaman (-) kaldıktan sonra (t_f kadar) (+) olmaya başlar.

$$i_{T1}:(i_{T1})_K:(i_{T1})_{\max}$$

t:t_k için :

$$U_{c1}:0$$

$$U_{C3}:U_{I2}$$

$$U_{g2}:U_{I2}$$

0 halde kademe sonunda, I ile 3 noktaları irtibatlanacaktır.

$$t_K : \frac{I}{W} \cdot \text{Artg}\left(-\frac{2 U_{I2}}{L.w.(i_w)_{-\alpha}}\right)$$

$$(i_{T1})_K : (i_w)_{-\alpha} \frac{U_{I2}}{Lw} \cdot \sin(w.t_k) - 2.(i_w)_{-\alpha} \cdot \cos(w.t_k)$$

4

Şekil:8.b'de 2.kademenin eşdeğer devresi görülmektedir.

3- Üçüncü kademenin incelenmesi :

$$i_{T1} : (i_{T1})_K$$

t:0 için :

$$i_{T3} : 0$$

$$U_{c1} : 0$$

$$U_{C3} : U_{I2}$$

$$i_{c1} : 0$$

$$i_{C3} : 0$$

Kademe süresince : D_1 iletimdedir. D_3 akım geçirmez. I ile 3 noktaları irtibatlıdır. $U_{c1} : 0$, $U_{C3} : U_{I2}$, $i_{c1} : 0$, $i_{C3} : 0$ ve $U_{g2} : U_{I2}$ olarak kalır. i_{T1} 'in fazlalığını D_1 üzerine alır.

$$t:t_E \text{ için : } i_{T1} : 0$$

$$i_{D1} : (i_w)_{-\alpha}$$

0 halde kademe sonunda, $i_{D1} : (i_w)_{-\alpha}$ olarak komütasyon biter.

$$t_E : \frac{L}{4.R} \cdot \ln \frac{(i_{T1})_K \cdot R + \Delta U}{\Delta U}$$

$R.(i_{T1})_K$ ifadesi ΔU yanında ihmal edilirse.

$$t_E : \frac{L}{4} \cdot \frac{(i_{T1})_K}{\Delta U} \text{ olur.}$$

Şekil:8-C'de kademenin eşdeğer devresi görülmektedir. Pratikte t_f süresi grafik üzerinde bulunur. 2 kademe başında T_3 tristörü üzerindeki gerilim değişimi :

$U_{g2} : U_d - 2U_d : -U_d$ olur. 2. kademe arasında $t : t_f$ süresi anında $U_{g2} : 0$ olduğu şekil : 7.c'de görülmektedir. Yani :

$$U_{I2} - 2U_{I2} \cdot \cos \omega t_f - (i\omega)_{-\alpha} \cdot L\omega \cdot \sin \omega t_f : 0$$

$$\frac{I - 2 \cdot \cos \omega t_f}{\sin \omega t_f} : L \cdot \omega \cdot (i\omega)_{-\alpha} \cdot \frac{I}{U_{I2}} \quad \text{bağıntısı bulunur.}$$

$$f(t_f) : L\omega \cdot \frac{(i\omega)_{-\alpha}}{U_{I2}} \quad \text{bağıntısı elde edilir.}$$

t_f Trigonometrik bağıntılardan yararlanarak yaklaşık olarak bulunur.

$(i\omega)_{-\alpha} : 0$ iken t_f süresini bulursak, eğrinin başlangıç değerini tayin edebilir.

$$I - 2 \cdot \cos \omega t_f : 0$$

$$\omega t_f : \frac{I}{2} : \frac{\pi}{3}$$

$$t_f : \frac{T'}{6} \quad \text{elde edilir. Burada ki değerde ne pozitif ne de}$$

negatif akımda komütasyon durumunda değildir.

t_f süresi aslında iki yoldan elde edilir. İlki L ve C'yi belli sınırlar içerisinde tutarak, yukarda bahsettiğimiz metotlar çerçevesinde açısal hız tayin edilir. Ve buradan elde edilecek eğriden t_f süresi belirlenebilir. İkincisi seçilen tristör tipindeki t_q süresine belli bir Δt süresi eklenerek t_f süresi tespit edilir. Böylece komütasyon elemanlarını (L ve C)

III. bölümde bahsedildiği ifadelerden elde edilebilir.

Komütasyon devrelerinde özellikle self ve Condansatörlerden faydalanır. Fakat bağlantı konumları farklı olabilir. Bazen yalnız başlarına'da komütasyonları sağlayabilmektedir. Fakat

ikisinin devrede olması emniyet ve enerjinin akışı yönünden oldukça faydalıdır. Bazen yardımcı tristörler kullanılmaktadır. Bu gibi durumlarda devrenin daha karmaşık olduğu bilindiğinden pek kullanılması tavsiye edilmez. Ekonomik yönünden uygun olmaz

Özellikle son yıllarda çıkan, kapısından söndürülebilen gto tristörlerini bu gibi devrelerde kullanılması en uygundur. Çünkü çalışma sistemlerinde tıpkı güç transistörleri gibi serbest kalma zamanları çok ufak olduğundan, komütasyon olayı ortadan kalkmış olmaktadır. Bu ise gerek ekonomik, gerekse çalışma sistemi açısından oldukça büyük yararlar sağlamaktadır. Günümüzün teknolojiye bağlı olarak komütasyonsuz inverter devrelerinin imali için büyük bir hızla çalışmalar yapılmaktadır. Böylelikle motor kontrolunda kullanılacak bu inverter tristörleri oldukça faydalar getirecektir.

BÖLÜM VII - TETİKLEME DEVRELERİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİNDEKİ TEMEL ESASLAR.

VII- I- KONTROL DEVRELERİ :

Eviricilerde tristörün kullanılması ve bu yarı iletken elemanların özellikleri icabı tetiklenerek ilettime geçirilebilmesi ve zorlanmış komütasyon ile kesime götürülebildikleri, sistemin çalışmasını temin edecek ve yapılacak fonksiyonları sıraya koyacak kontrol devrelerine ihtiyaç gösterir. Bu bölümde bir fazlı veya üç fazlı bir eviricide kullanılan kontrol ünitelerinden bahsedilecek daha sonra motor kontrolünün açık ve kapalı devre yapılması hususunda bilgi verilecektir.

WII .2. KONTROL DEVRESİNİN ÜNİTELERİ VE GÖREVLERİ :

VII. 2. 1. FREKANS ÜRETİCİSİ :

Eviricinin çıkış frekansının arzuya bağlı olarak değiştirilmesi gerekir. Frekans üreticisi evirici frekansına göre darbelerin sayısını ayar eder. Bunun ayar edilmesi için gereken işaret eviricinin çıkışından alınıp, frekans üreticisinin girişine verilir. Bu işlemin gerçekleştirilmesi için iki metod vardır. Birincisi elektronik, ikincisi ise mekaniktir.

Elektronik metod'da kontrol işaretleri değişken doğru akım veya gerilim şeklindedir. Ve frekans üreticisinin girişine tatbik edilir. Bu ünite, giren doğru akım veya gerilimi darbe haline getirir ve ünitenin çıkışından seri darbeler şeklinde alınır. burada darbelerin sayısı üniteye giren doğru akım işaretiyle doğru orantılıdır. Giriş işaretinin artan genişliği darbe sayısının artmasına yol açar.

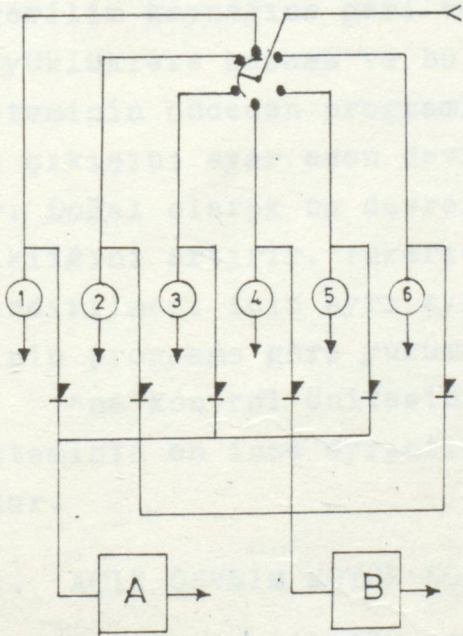
Bazı devir sayısı ayarı gerektiren sistemlerin eviricilerinde, frekans üreticisinin girişine uygulanan işaretler darbeler halinde olabilirler. Bu durumda, ünitenin görevi darbelere sıralama ünitesini çalıştıracak biçimde şekil vermektedir. Sıralama ünitesinin, tristörlerin tetikleme darbelerin sıraya konması açısından önemi büyüktür.

İkinci metod frekansın mekanik yoldan üretimidir. Frekans üreticisinde dönen ve çevresinin üzerinde işaretler bulunan disk vardır. Bu diskin her dönüşünde işaretler bir probun önünden geçerler. Böylece prob bu işaretleri çıkış işareti haline getirir. Çıkıştaki bu işaretler seri darbeler haline dönüştürerek ünitelerin çıkışından alınırlar.

VII.2.2. SIRALAMA ÜNİTESİ :

Yukarda bahsedildiği gibi frekans üreticisi sıralama ünitesini çalıştırır. Sıralama ünitesi içindeki ring devresi, tristörlerin kapılarına gönderilmesi gereken tetikleme darbelerinin uygun zaman ve doğru sıralar halinde dağıtılmasını temin eder. Tetikleme darbelerini gönderen devreler ise birer amplifikatördür. Bunlara tetikleme üniteleri denir.

Tetikleme ünitesine giren işaret darbe halinde doğru akımdır. Bu işaret, alternatif akımın kare dalga şekline dönüştürerek ünitenin içinde bulunan izole transformatörlerin primer sargısına uygulanır. Bu transformatörün izoleli bir çok sekonder çıkışları vardır. Çıkıştan alınan alternatif kare dalga tam dalga doğrultucularında doğrultulduktan sonra tristörlere gönderilir. Eğer tetikleme ünitesine gönderilen ve doğru akım olan işaret ortadan herhangi bir nedenle kalkacak olursa, çıkışta alınması beklenen alternatif akım işareti alınamayacak ve tristörler tetiklenmeyecektir. Ünitenin çıkışında bulunan işaret yalnız doğrultulmuş bir doğru akım olmayıp aynı zamanda birbirinden izole edilmişlerdir. Her tristör iletimde olduğu süre boyunca bu işareti devamlı alır. Şekil: I'de ring ve tetikleme devrelerinin üç fazlı, 6 tristörlü evirici için blok diyagramı görülmektedir.



Şekil: I. Ring ve tetikleme devrelerinin genel bağlama metodu.

Frekans üretici ünitesi yardımıyla çalışır. Bu üniteden gelen her işaret altılı ringi bir pozisyona getirir. Böylece ko-

mütasyonda bulunan tristörün çalışması sağlanır. Her komütasyon devresi için bir tetikleme ünitesi gerekir. Böylece her bir ünite ring devresinin uygun olan uç çıkışına irtibatlandırılır. Buradan anlaşılacağı gibi ring devresinin bütün çıkışları beraber aynı üniteye bağlanmazlar. Burada diot kullanılması- nın nedeni izolasyonun sağlanmasını temin etmek içindir. Faz sırasının yönünü değiştirmek için ring devresinin çalışma yönünün aksedilmesi gerekir. Beslemesi eviriciden olan tüketici üzerinde herhangi bir değişme yapmaya gerek yoktur. Bu işletme şekli motorun devir yönünün değiştirilmesi gerektiği zaman eviricinin kontrol devresinde yapılabildiğini kanıtlar.

VII.2.3. ANA KONTROL ÜNİTESİ :

Bu ünitenin görevi, frekans üretici üniteye, eğer eviricinin beslendiği doğru gerilim kaynağı ayar edilebilen cinsten ise, bu üniteye evirici çıkışından aldığı işaretleri kendi programına göre değerlendirerek göndermektedir. Bu ünite kontrol devresinin en önemli görevini üstlenmiştir. Yapısal olarak karmaşıklık eviriciden beklenen fonksiyonlara göre değişir.

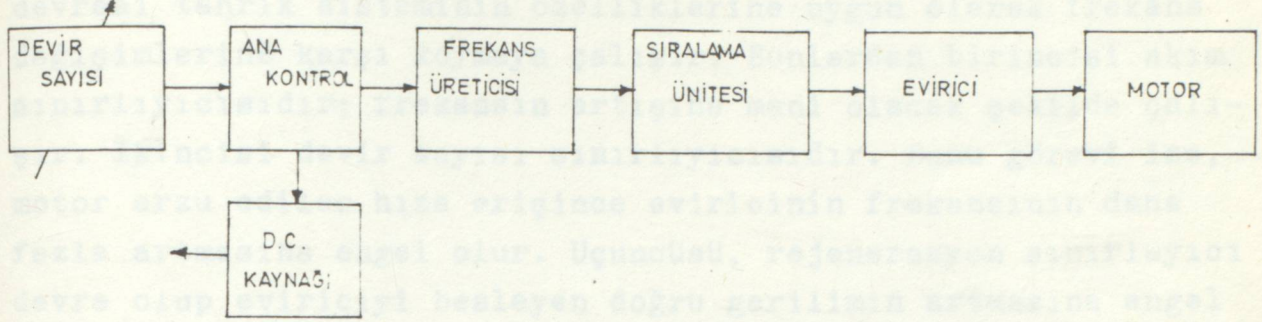
Eviricinin, bir motoru beslediğini düşünelim. Ana kontrol ünitesinde bu sistemin geliştirilmişliğine bağlı olarak şu bölümlerin mevcut olması mümkündür. Doğru akım, doğru gerilim, doğru gerilim kaynağına geri verilen doğru akım, motorun hızı, gibi büyüklüklere hassas ve bu değerlerden aldığı işaretleri tahrik sisteminin önceden programlanan yapısına göre değiştirerek, evirici çıkışını ayar eden devreler ana kontrol ünitesinde bulunabilir. Doğal olarak bu devreler hem bu ünitelerin fiyatını hem karmaşıklığını artırır. Yukarıda bahsedilen muhtelif işaretlerin değerlendirilmesi için ayrı ayrı devreler vardır. Bunlar tahrik sisteminin programa göre yürümesine yardımcı olurlar.

Ana kontrol ünitesinin yapılması için kullanılan tahrik sisteminin en ince ayrıntısına kadar her şeyinin bilinmesi icap eder.

VII.2.4. AÇIK ÇEVİRİM MOTOR KONTROLU :

Pompa, vantilatör veya yükün tamamıyla motor hızına bağlı olduğu yerlerde kullanılan en basit tahrik sistemidir. Bu metot'da kullanılan evirici'de motorun hızını tayin etmek için

eviricinin çıkış frekansının ayar edilmesi el kumandasına bırakılmıştır. Motorun hızı eviricinin çıkış frekansından tamamiyle bağımsızdır.

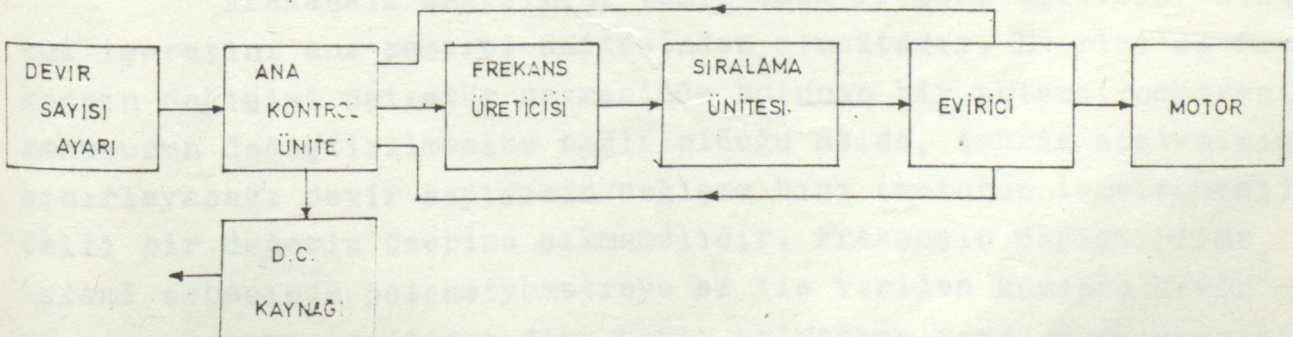


Şekil:2. Açık çevrim motor kontrolünün blok şeması.

Ana kontrol ünitesi eviricinin frekansında herhangi bir nedenle meydana gelebilecek değişmelere engel olacak yapıya sahiptir. Ayrıca motor hızına bağlı olarak gerekli işuretləri doğru gerilim kaynağına gönderir. Şekil:2. bu tip bir sistemin blok diyagramını göstermektedir. Sistemdeki temel prensip, her hızda motordan alınabilecek maximum gücün alınabilmesi ve hızlanmasının ise, ana kontrol ünitesinde tesbit edildiği gibi olmasıdır. Yükteki değişme aynen motor hızına intikal eder ve kayma frekansı değişir. Bu durumda motorun kayması devrilme kaymasına hiçbir zaman erişmez.

VII.2.5. KAPALI ÇEVİRİM MOTOR KONTROLU :

Şekil-3'de blok diyagramı verilen bu metod açık çevrim motor kontrolünden tamamiyle farklı yapıya sahiptir. Yük tarafından motora uygulanan en ağır çalışma şartının motorda meydana getireceği ivmelenme hareketinin en düşük değerde olması şartı ortadan kaldırılır. Motorun sabit moment üretmesine ve yükün müseadesi oranında ivmelenerek hızlanmasına imkan verir.



Şekil:3. Kapalı çevrim motor kontrolünün blok şeması.

Bu sistemde frekans üreticisi ünitesi bir analog-dijital çiverecektir. Çıkış darbeleri giriş işaretleri ile orantılıdır. Sistemi devreye aldıktan sonra, frekans motorun başta çalışma hızına tekabül eden değere kadar yükselir. Ana kontrol devresi tahrik sisteminin özelliklerine uygun olarak frekans değişimlerine karşı koymaya çalışır. Bunlardan birincisi akım sınırlıyıcısıdır: frekansın artışına mani olacak şekilde çalışır. İkincisi devir sayısı sınırlıyıcısıdır. Bunu görevi ise, motor arzu edilen hıza erişince eviricinin frekansının daha fazla artmasına engel olur. Uçuncüsü, rejenerasyon sınırlayıcı devre olup eviriciyi besleyen doğru gerilimin artmasına engel olur. Motorun ağır yük şartları altındadüşen devir sayısını kompanze etmek için frekansın artmasına veya el ile devir sayısının bizzat düşürülmesi halinde, frekansın azalma hızının ayarlanmasında etkin olur.

VII.2.6. FREKANS KONTROLU :

Devir sayısının kontrolunun gerektiği yerler olarak asenkron motorların kontroluna dayanmaktadır. Önceden de belirtildiği gibi asenkron motorun sürekli devir sayısı ayarını yapmak ve momenti sabit tutmak için frekansın değişimine ihtiyaç vardır. Eviricilerde frekansın değiştirilmesi işlemi, alternatif akımın yarı periyodunda görevlendirilen tristörlerin tetiklenme suretiyle iletme girme sayısı ile değişir. Evirici çıkışında üretilen gerilim dalgasının şeklinin değişmediğini varsayacak olursak ve bir yarı periyotdaki darbe sayısını sabit tutup tristörlerin bir periyod boyunca kesim sürelerini kısaltarak frekansı değiştirebiliriz. Tristörleri tetikleyen özel devre kapılara yeterli gücü, tetiklenecek tristörlerin sırasını bilerek, uygun olarak vermelidir. Bu işlem bir frekans üreticisi tarafından yapılır. Frekans üreticisinin genel izahı daha evvel yapılmıştır.

Frekansın değişimini temin eden frekans üreticisi kontrol işaretini ana kontrol ünitesinden almaktadır. Evirici'de frekansın değişimi osilatör devresinde bulunan bir potansiyometrenin konumunun değiştirilmesine bağlı olduğu halde, tahrik sisteminin sınırlayacağı devir sayısının değişme hızı (motorun ivmelenmesi) belli bir değerin üzerine çıkmamalıdır. Frekansın değiştirilme işlemi esnasında potansiyometreye el ile verilen kumanda devir sayısının arzu edilenden daha hızlı artmasına veya yavaşlamasına

sebeplere olabilecek şekilde olabilir. Muhtelif sakıncalar doğurması mümkün olacak bu gibi durumların önüne geçmek maksadıyla, frekans üretici devresinin içine devir sayısı ile doğru orantılı olan, evirici çıkış frekansının değişme hızını sınırlandırabilecek sınırlayıcı devre yerleştirilir. Artık bu durumda el kumandası ile evirici frekansının değiştirilebilme hızı bu sınır değerinin üzerine çıkamaz.

BÖLÜM : VIII : ASENKRON MOTORLARININ DEVİR SAYISI AYARININ KONTROLU :

Daha evvelki bölümlerde incelediğim gerilim zorlamalı inverter devresinin hesaplarını yaptıktan sonra örnek bir tetikleme devresi ile frekansı değiştirilebilen bir devre elde etmek mümkündür. Yalnız gerilimin değişimini yapabilmek için redresör devresinin ayarlanabilir bir DC kıyıcısı veya DC doğrultucusunun tristörlerle gerçekleştirilmesi gerekmektedir. Aksi halde frekansın değişimine paralel olarak gerilimin ani değişimi mümkün olamaz. Fakat bu devrenin kontrolü tamamen geri beslemeli otomatik kontrol devresinden oluşacağından sistem oldukça karmaşık olacaktır. Böyle bir devreye örnek blok şema ayrıca bölümün sonunda incelenmiştir.

Bu bölümde basit bir inverter devresinin giriş gerilimini varyakla, frekansı ise tetikleme devresine bağlı olarak etüt etmeye çalışacağız.

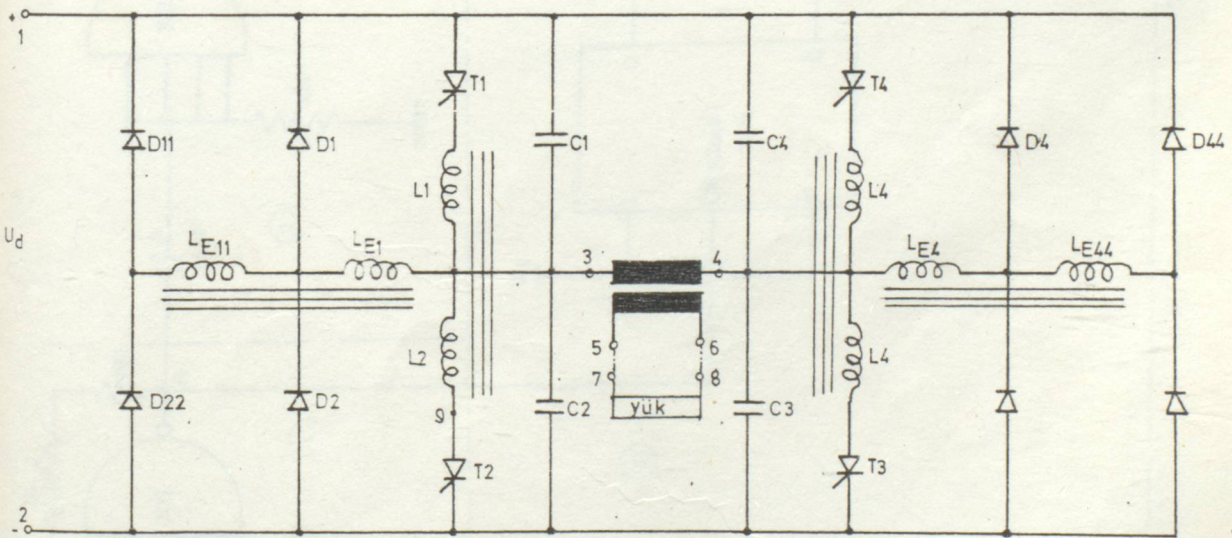
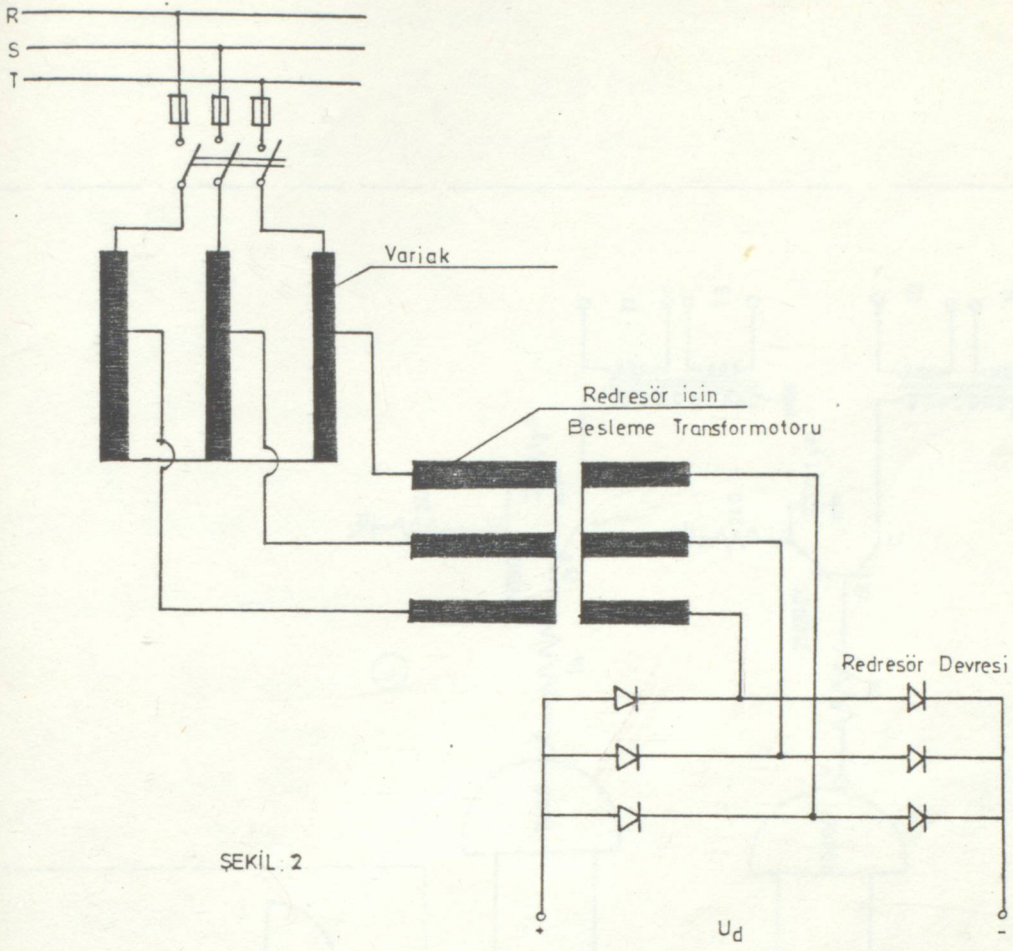
Şayet sabit frekanslı bir inverter devre teşkil etmiş olsaydık, flitre devresini kullanmak faydalı olurdu. Frekansın sürekli değişeceğinden ötürü flitre süzgeç elemanlarının da değiştirilmesine gerek olacağından burada flitre devresi ele alınamayacaktır.

Özellikle ele alacağımız kısımlar bazı elemanların seçiminde dikkat edeceğimiz hususları görmek olacaktır.

VIII-I- BİR FAZLI ASENKRON MOTORUN İNVERTER GÜÇ DEVRESİ İLE DEVİR SAYISI AYARININ İNCELENMESİ VE HESAPLARIN YAPILMASI :

İnceleyeceğimiz inverter güç devresi şekil :1'de görüldüğü gibi olacaktır. İnverter devresine doğru gerilimi sağlayacak devre şekil :2'de mevcuttur. Bu inverter devresinin tetikleme devresini oluşturan şema ise şekil :3'deki gibidir.

Örnek olarak tekstil sanayinde kullanılmakta olan "Konik Örgü Makinası'nda" kullanılması düşünülebilen bir fazlı asenkron motoru ele alalım. Bu motorun etiket değerleri şu şekildedir.



Motor Gücü : 1000 watt

Besleme Gerilimi : 12 V

Besleme Frekansı : 50 Hz

Motor Akımı : 10 A

Ölçü Faktörü : 1

Motor döner alan hızı

Motor devir sayısı

Şekil : 1-2 ve 3

bu ünitelerle

VIII-1-1. VARİAN

Frekans

şekilde 3/4 oranında

tır. Şekil ile bağlantı

0-380 volt A.C gerilim

VIII-1-2- TRANSFORMATÖR

Çıkış

Trans

Trans

Trans

Trans

Trans

Trans

Trans

Trans

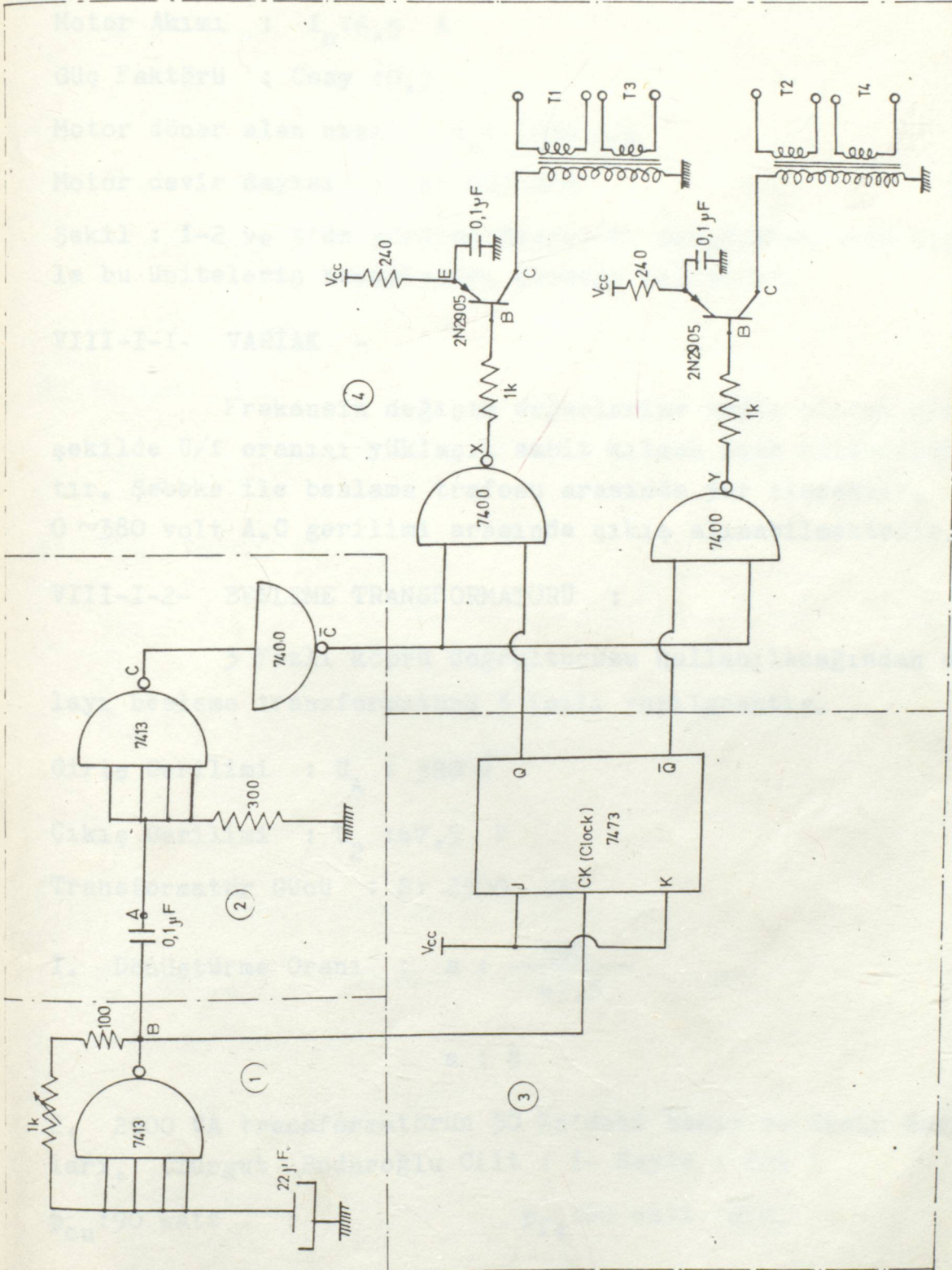
Trans

Trans

Trans

Trans

Trans



ŞEKİL: 3

Motor Gücü : P_n :1000 watt.

Besleme Gerilimi : U_n :0 ~220 Volt

Besleme Frekansı : f : 0 ~50 Hz

Motor Akımı : I_n :6,5 A

Güç Faktörü : $\cos \phi$:0,7

Motor döner alan hızı : n_s : 1000 d/d

Motor devir Sayısı : n : 900 d/d

Şekil : I-2 ve 3'de görülen devreleri oluşturmak için sırayla bu ünitelerin hesaplarını çözmeye çalışalım.

VIII-I-1- VARIAC -

Frekansın değişim değerlerine bağlı olarak klasik şekilde U/f oranını yaklaşık sabit kılmak için kullanılacaktır. Şebeke ile besleme trafosu arasında yer alacaktır. 0 ~380 volt A.C gerilimi arasında çıkış alınabilmektedir.

VIII-I-2- BESLEME TRANSFORMATÖRÜ :

3 Fazlı köprü doğrultucusu kullanılacağından dolayı besleme transformatörü 3 fazlı yapılacaktır.

Giriş Gerilimi : U_1 : 380 V

Çıkış Gerilimi : U_2 :47,5 V

Transformatör Gücü : S : 2500 VA

I. Dönüştürme Oranı : a : $\frac{380}{47,5}$

a : 8

2. 2500 VA transformatörün 50 Hz'deki bakır ve demir kayıpları, (Turgut Boduroğlu Cilt : I- Sayfa : 203)

P_{cu} :90 watt : P_{fe} :60 watt 'dır.

3. Kayıplar Oranı : $\xi : \frac{P_{cu}}{P_{fe}} : \frac{90}{60} : 1,5$

4. Kendi kendine soğuyan transformatörler'de akım yoğunluğu

$S : 2 \text{ A/mm}^2$ (Cetvel : 7)

$P_{cu} : 2,7.S^2 : 2,7.2^2 : 10,8 \text{ w/kg.}$

$P_{fe} : p_{10} \cdot \left(\frac{B}{10.000} \right)^2 \text{ w/kg.}$

B: 10000 Gaus

$p_{10} : 1,3 \text{ w/kg.}$ ve $\xi : 1,15$ değerlerindedir.

Bu durumda :

$P_{fe} : 1,15.1,3 \cdot \left(\frac{10.000}{10.000} \right)^2 : 1,495 \text{ w/kg.}$

5. Demir Gövde Kesiti :

$q_{fe} : C. \sqrt{\frac{S}{f.s.B.} \cdot \frac{P_{cu}}{P_{fe}} \cdot 10^9} \text{ cm}^2$

$q_{fe} : 0,4 \cdot \sqrt{\frac{2500}{50.2.10.000.1,5} \cdot \frac{10,8}{1,495} \cdot 10^9}$

$q_{fe} : 44,7 \text{ cm}^2$

6. Çekirdek kesitinden geçen toplam akı :

$\emptyset : B \cdot q_{fe} : 10.000.44,7 : 447.000 \text{ Maxwell}$

7- Sekonder Sargısı :

$W_2 : \frac{U_2}{\sqrt{3} \cdot 4,44 \cdot f \cdot \emptyset \cdot 10^{-8}} = \frac{47,5}{\sqrt{3} \cdot 4,44 \cdot 50 \cdot 447.000 \cdot 10^{-8}}$

$W_2 : 28 \text{ snir.}$

8. Sekonder akımı :

$$I_2: \frac{2500}{3.47,5} : 30,38 \text{ A}$$

9. Sekonder iletken kesiti ve çapı :

$$S_2: \frac{I_2}{S} : \frac{30,38}{2} : 15,19 \text{ mm}^2$$

$$d_2: 2 \cdot \sqrt{\frac{S_2}{\pi}} : 2 \cdot \sqrt{\frac{15,19}{\pi}} : 4,39 \text{ mm Emaye bakır tel.}$$

10. Primer Sargısı :

$$W_1: \frac{U_1}{\sqrt{3.4,44.f.\emptyset.10^{-8}}}$$

$$W_1: \frac{380}{\sqrt{3.4,44.50.447.000.10^{-8}}} : 221 \text{ spir.}$$

II. Primer Akımı :

$$I_1: \frac{S}{\sqrt{3.U_1}} : \frac{2500}{\sqrt{3.380}} : 3,798 \text{ A.}$$

12. Primer iletken kesiti ve çapı :

$$S_1: \frac{I_1}{S} : \frac{3,798}{2} : 1,899 \text{ mm}^2$$

$$d_1: 2 \cdot \sqrt{\frac{S_1}{\pi}} : 2 \cdot \sqrt{\frac{1,899}{\pi}} : 1,55 \text{ mm.Emaye bakır tel.}$$

13. Pencere Boyutları :

L_s : Bacak yüksekliği : a : Pencere yüksekliği

$$L_s: \frac{2.W_1.I_1}{A_s} \quad S: 2,5 \text{ kw için}, A_s: 100 \text{ A/cm.}$$

$$L_s: \frac{2.221.3,798}{100} : 16,7 \text{ cm.}$$

Çekirdek tipi için : $K_{cu} : \% 12$. (Şk.158-Sayfa:224)

$$a: \frac{4.W_1.S_1}{100.K_{cu}.L_s} : \frac{2.221.1,899}{100.0,12.16,7} : 8,37 \text{ cm.}$$

Mantel tipi için :

$$a: \frac{2.W_1.S_1}{100.K_{cu}.L_s} : \frac{2.221.I.899}{100.0,12.I_{6,7}} : 4,18 \text{ cm.}$$

VII-I-3- REDRESÖR HESABI :

Redresör köprüsünde D42 Silicium Güç diyotları kullanılmaktadır.

$$U_D: 1,55 \text{ volt, } q:3 \text{ fazlı : } s:2 \text{ köprü bağlantılı}$$

$$1. \quad U_{di}: s.\sqrt{2}.\frac{q}{\pi} .U_2 \sin \frac{\pi}{q} \text{ Volt.}$$

$$U_{di}: 2.\sqrt{2}.\frac{3}{\pi} .47,5.\sin \frac{\pi}{3}$$

$$U_{di}: III,1 \text{ volt.}$$

$$2. \quad U_d: U_{di}-2.U_D$$

$$U_d: III,1-2.1,55 : 108 \text{ Volt.}$$

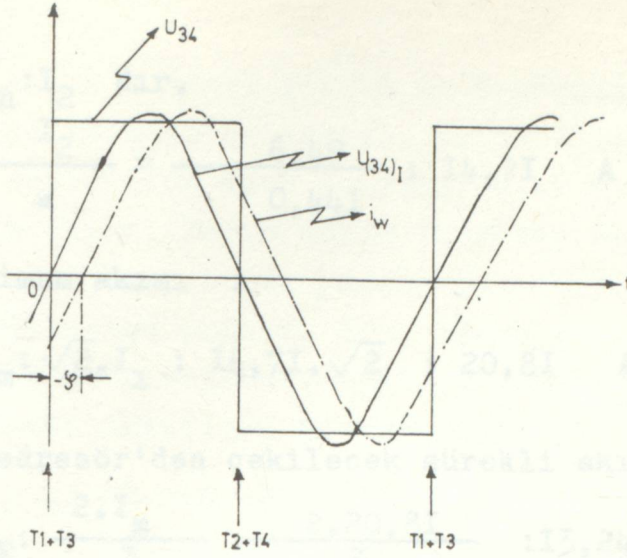
U_d gerilimi inverter güç devresine uygulanacak gerilim değeri olacaktır.

VIII-I-4- İNVERTER GÜÇ DEVRESİ :

Şekil :I'de görülen devrenin komütasyon elemanlarını, komütasyon zamanlarını ve akımını, nasıl bulunduğunu gördükten sonra, seçilen elemanların kontrolu yapılacaktır.

I- Komütasyon Türü :

Motorumuz endüktif bir yük olduğundan φ açısı daima (-) kalacaktır. $\alpha:0$ durumunda sistemi ele almak zorunda olduğumuzdan, $\varphi + \alpha < 0$ bağıntısı ortaya çıkacaktır. Şekil:4'den anlaşılacağı gibi tristörlerden geçmekte olan akımı, komütasyonla diyotlar üzerine alacaktır.



Şekil : 4

0 halde her zaman (-) akımda komütasyon söz konusu olacaktır. Bu durumda (-) akımda komütasyon bağıntılarından faydalana-
cağız.

2- İnverter devresinde kullandığımız transformatörün dö-
nüştürme oranı :

U_{34} geriliminin bir kare dalga şeklinde oluştuğu şekil:
4'den görülmektedir. Şayet Fourier analizinden temel bile-
şen hesaplanacak olursa :

$(U_{34})_I : 0,9.U_d$ olduğu görülecektir.

$U_1 : (U_{34})_I : 0,9.108 : 97,2$ Volt.

Çıkış yük gerilimi : $U_2 : 220$ volt olmalıdır.

$$a : \frac{U_1}{U_2} : \frac{97,2}{220} : 0,44I \text{ olur.}$$

İnverter güç devresinde kullanılması gereken transfor-
matör gerilim yükseltici tipinde olmalıdır.

3- Yük Akımı :

$$I_n : \frac{P_n}{U_n \cdot \cos \phi} \cdot \frac{1000}{220 \cdot 0,7} : 6,5 \text{ A. Sürekli motor akı-}$$

mıdır,

4- Primer'den çekilecek akım :

Yük akımı aynı zamanda trafonun sekonder sargısından
geçecek akımdır. Yani :

$$I_n : I_2 \text{ dir.}$$

$$I_1 : \frac{I_2}{a} = \frac{6,49}{0,44I} : 14,7I \quad A$$

Maximum akımı :

$$I_m : \sqrt{2} \cdot I_1 : 14,7I \cdot \sqrt{2} : 20,8I \quad A$$

5- Redresör'den çekilecek sürekli akım :

$$I_E : \frac{2 \cdot I_m}{\pi} : \frac{2 \cdot 20,8I}{\pi} : 13,24 \quad A.$$

Besleme traformatöründe sekonder sargısında çekilebilecek maximum akım :

$$I_2 : 30,38 \quad A \text{ olduğundan yük akımından etkilenmez.}$$

6- Komütasyon anındaki akım :

$$(i_w)_+ \alpha : (i_w)_- \alpha : (i_w)_0 : i_w$$

$$i_w : I_m \cdot \sin \alpha : 20,8I \cdot \sin 45,5^\circ$$

$$i_w : 14,86 \quad A.$$

7- Komütasyon Elemanlarının Hesabı :

Komütasyon elemanlarının hesabı iki yoldan yapılmaktadır.

a- Direk L ve C belli ölçüler çerçevesi altında seçilebilir. Seçilen bu değerlere karşılık t_q (Tristör serbest kalma zamanı) süresi tayin edilir. Buradan tristör tipinin seçimine gidilebilir.

b- Tristörü yük akımına bağlı olarak önceden seçeriz. Burada ki t_{off} süresine yaklaşık bir Δt süresi eklenerek t_q süresi tespit edilir. t_q süresine bağlı olarak L ve C komütasyon elemanlarının seçimine gidilecektir. Seçeceğimiz tristörün mümkün mertebe inverter tristörü olmasında büyük yarar vardır. Inverter tristörlerinde t_q süresi oldukça küçüktür.

İkinci yönteme göre L ve C komütasyon elemanların değerlerini bulmaya çalışalım. Bölüm III-I'de yarım köprü inverter devresinde izah edildiği gibi L ve C değerleri tayin edilecektir. Yarım köprü inverter devresi ile Tam köprü inverter devresinde yapılacak hesaplar arasında pek büyük farklılıklar yoktur. Aynı ifadeler burada'da geçerlidir.

T35 N tristörünün özelliklerine göre, $t_{off}:60 \sim 120 \mu sn$ arasında değerleri mevcut olduğu görülmektedir.

$t_{off}: 60 \mu sn$ olduğunu farz edelim.

$t_q:t_{off} \quad t : 60 + 20:80 \mu sn$ alınır .

Dizayn denemesinde (X) katsayısı :

$1 < X < 3$ arasında bir seçim yapılmaktadır. Bunun amacı kompütür denemesi ile en uygun değerine karşılık gelen L ve C değerini tespit etmektir.

X:2,5 olduğunu farz edelim.

$$L_c: \frac{U_d \cdot t_q}{X \cdot G(x) \cdot I_w} \quad , C: \frac{X \cdot I_w \cdot t_q}{2 \cdot G(x) \cdot U_d}$$

$$G(x): \cos^{-1} C - t_q^{-1} D$$

$$C: \frac{X}{2 \cdot \sqrt{X^2 + 4}} \quad : \quad D: \frac{2}{X} \quad \text{bağıntıları mevcuttur.}$$

Bu durumda :

$$D: \frac{2}{2,5} : 0,8$$

$$C: \frac{2,5}{2 \cdot \sqrt{2,5^2 + 4}} : 0,39$$

$$G(x): \cos^{-1} 0,39 - t_g^{-1} 0,8 : 67^\circ - 38,65^\circ : 28,35^\circ$$

$$G(x): 0,49 \text{ rd.}$$

$$L_c: \frac{108 \cdot 80 \cdot 10^{-6}}{2,5 \cdot 0,49 \cdot 14,86} : 474 \mu H$$

$$C: \frac{2,5,14,86.30.10^{-6}}{2.0,49.108} : 28 \text{ } \mu\text{f}$$

$$L_1:L_2:L_3:L_4:L_c : 470 \text{ } \mu\text{H}.$$

$$C_1:C_2:C_3:C_4:C : 30 \text{ } \mu\text{f} \text{ ve}$$

$$L_z:10 \text{ } \mu\text{H} \text{ olarak seçmek mümkündür.}$$

$$L_z:\text{Kaçak endüktivite'dir.}$$

$$W_r: \frac{I}{[2L_c.C]^{1/2}} : \frac{I}{[2.470.10^{-6}.30.10^{-6}]^{1/2}}$$

$$W_r: 5955 \text{ rd/sn.}$$

$$G(x) : W_r * t_q: 5955 * 80.10^{-6} = 0,47 \text{ olur.}$$

Buradan şu çıkarılmalıdır. X değerini ufak artımlar halinde artıracak olursak L_c ve C değerlerinin en yakın sabit değerleri tespit edilir. Veya en uygun x değerine karşı gelen L_c ve C değerleri seçilir.

8- Komütasyon zamanlarının tayini :

a) 1. Kademe süresi :

$$t_A: 2.L_z. \frac{i_w}{U_d} : 2.10.10^{-6}. \frac{14,86}{108}$$

$$t_A: 2,75 \text{ } \mu\text{sn.}$$

b) 2.kademe süresi :

$$t_K: \frac{I}{W_r} . \text{Arctg} \left(\frac{2.U_d}{L_c.W_r.i_w} \right)$$

$$t_K: \frac{I}{5955} . \text{Arctg} \left(\frac{2.108}{470.10^{-6}.5955.14,86} \right)$$

$$t_K: 232 \text{ } \mu\text{sn.}$$

Komütasyon anındaki maximum tepe akımı :

$$(i_{T1})_K: i_w + \frac{U_d}{L_c \cdot W_r} * \sin(W_r t_K) - 2 \cdot i_w \cdot \cos(W_r t_K)$$

$$(i_{T1})_K: 14,86 + \frac{108}{470 \cdot 10^{-6} \cdot 5955} * \sin(5955 \cdot 232 \cdot 10^{-6}) - 2 \cdot 14,86 \cdot \cos(5955 \cdot 232 \cdot 10^{-6})$$

$$(i_{T1})_K: 160,86 \text{ A.}$$

c) 3. Kademe süresi :

$$t_E: \frac{L_c}{4R} \cdot \ln \frac{(i_{T1})_K \cdot R + \Delta U}{\Delta U}$$

$\Delta U: 20$ volt ve $R: 200 \text{ m}\Omega$ alınırsa :

$$t_E: \frac{470 \cdot 10^{-6}}{4 \cdot 200 \cdot 10^{-3}} \cdot \ln \frac{160,86 \cdot 200 \cdot 10^{-3} + 20}{20}$$

$$t_E: 563 \text{ sn.}$$

d) Toplam komütasyon süresi :

$$t_{TK}: t_A + t_K + t_E$$

$$t_{TK}: 2,75 + 232 + 563 : 797,75 \mu\text{sn.}$$

Tristörlerin iletim dışında kalan zamanda diyotlardan geçecek akımın maximum süresi bu olacaktır. Görüldüğü gibi bu değerlerde oldukça çok kısa olmaktadır.

9- İnverter güç devresindeki Transformatörün hesabı :

$$\text{Yükün Gücü} : P_n : 1000 \text{ W.}$$

$$S: \frac{P_n}{\cos \phi} : \frac{1000}{0,7} : 1428 \text{ VA.}$$

Transformatörde oluşacak kayıplar ve sistemin verimi daha yüksek olması yönünden ötürü :

S: 2000 VA almalıyız.

a) 2000 VA transformatörün 50 Hz.deki bakır ve demir kayıpları.

$$P_{cu}: 76 \text{ watt} , \quad P_{fe}: 36 \text{ watt.}$$

$$b) \text{ Kayıplar oranı } : \xi : \frac{P_{cu}}{P_{fe}} : \frac{76}{36} : 2,11$$

c) Kendi kendine soğuyan transformatörlerde akım yoğunluğu

$$S: 2 \text{ A/mm}^2 \quad (\text{Cetvel:7})$$

$$P_{cu}: 2,7 \cdot S^2 : 2,7 \cdot 2^2 : 10,8 \text{ w/kg.}$$

$$P_{fe}: \kappa P_{10} \cdot \left(\frac{B}{10000} \right)^2 \quad \xi: 1,15 \text{ ve } P_{10}: 1,7 \text{ w/kg.}$$

$$P_{fe}: 1,15 \cdot 1,7 \cdot \left(\frac{10.000}{10.000} \right)^2 : 1,955 \text{ w/kg.}$$

d) Demir Gövde kesiti :

$$q_{fe}: C \cdot \sqrt{\frac{S}{f \cdot S \cdot B} \cdot \frac{P_{cu}}{P_{fe}} \cdot 10^9}$$

$$q_{fe}: 0,85 \cdot \sqrt{\frac{2}{50 \cdot 2 \cdot 10.000 \cdot 2,11} \cdot \frac{10,8}{1,955} \cdot 10^9}$$

$$q_{fe}: 61,5 \text{ cm}^2$$

e) Çekirdek kesitinden geçen toplam akı :

$$\emptyset: q_{fe}: 10.000 \cdot 61,5 : 615.000 \text{ Maxwell.}$$

f) Sekonder iletken kesiti :

$$I_2: \frac{S}{U_n} : \frac{2000}{220} : 9,09 \text{ Amp.}$$

g) Sekonder iletken kesiti ve çapı :

$$S_2 : \frac{I_2}{S} : \frac{9,09}{2} : 4,54 \text{ mm}^2$$

$$d_2 : 2\sqrt{\frac{S_2}{\pi}} : 2\sqrt{\frac{4,54}{\pi}} : 2,4 \text{ mm. Emaye bakır tel.}$$

h) Sekonder spir Sayısı :

$$W_2 : \frac{U_2}{4,44 \cdot f \cdot \emptyset \cdot 10^{-8}} : \frac{220}{4,44 \cdot 50 \cdot 615.000 \cdot 10^{-8}}$$

k) Primer akımı :

$$I_1 : \frac{S}{V_1} : \frac{2000}{108} : 18,5 \text{ A.}$$

ı) Primer iletken kesiti ve çapı :

$$S_1 : \frac{I_1}{S} : \frac{18,5}{2} : 9,25 \text{ mm}^2$$

$$d_1 : 2\sqrt{\frac{S_1}{\pi}} : 2\sqrt{\frac{9,25}{\pi}} : 3,43 \text{ mm. Emaye bakır tel.}$$

m) Primer sargı sayısı :

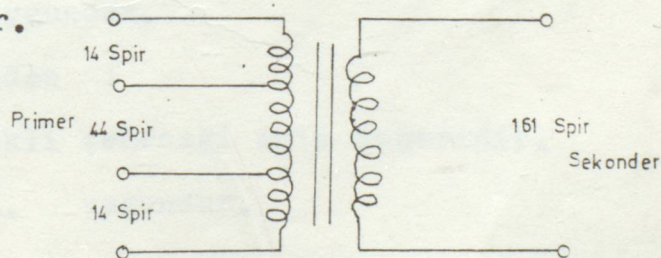
$$W_1 : \frac{U_1}{4,44 \cdot f \cdot 10^{-8} \emptyset} : \frac{97,2}{4,44 \cdot 50 \cdot 615.000 \cdot 10^{-8}}$$

$$W_1 : 72 \text{ spir.}$$

ΔU : 20 volt. gerilimini elde etmek için çıkarılması gereken ucun kaçınıcı spir sayısında olduğunu bulalım.

$$W_1' : \frac{U}{4,44 \cdot f \cdot \emptyset \cdot 10^{-8}} : \frac{20}{4,44 \cdot 50 \cdot 615.000 \cdot 10^{-8}}$$

$$W_1' : 14 \text{ spir. olur.}$$



n) Pencere boyutları hesabı :

Bacak yüksekliği :

$$L_s = \frac{2 \cdot W_1 \cdot I_1}{A_s} : \frac{2 \cdot 72 \cdot 18,5}{100}$$

$$L_s : 26,64 \text{ cm.}$$

Pencere yüksekliği :

$$\text{Çekirdek tipi için} : a = \frac{4 \cdot W_1 \cdot S_1}{100 \cdot k_{cu} \cdot L_s} : \frac{4 \cdot 72 \cdot 9,25}{100 \cdot 0,12 \cdot 26,64}$$
$$a = 8,33 \text{ cm.}$$

$$\text{Mantel tipi için} : a : 4,16 \text{ cm.}$$

10- Diyotların Kontrolü :

Diyotlar herhangi bir arıza'da dolu kalmış bir kondansatör üzerinden şebekeye bağlanarak şebeke geriliminin 2 katı bir gerilime maruz kalabilir. O halde :

Diyot gerilimi $\geq 2 \cdot U_d$ olmalıdır.

Ayrıca üzerinden geçecek akımların yük akımlarına göre seçilmesi gerekmektedir. Bunda gerek Redresör devresinde ve gerekse inverter güç devresinde D42 Silicum diyotları kullanılmıştır.

D42'nin başlıca özellikleri :

$$U_{RRM} : 700 \text{ v.}, \quad I_{TAV} : 42 \text{ A}, \quad I_{TEV} : 65 \text{ A}$$

$$I_{FRM} : 1100 \text{ A ve } I_N : 20 \text{ A.}$$

$$a) \quad U_{RRM} > 2 \cdot U_d$$

$$700 > 2 \cdot 108$$

$$700 > 216 \text{ volt uygundur.}$$

b) Redresör köprüsünden :

$$I_E : 13,24 \text{ A. sürekli çekeceği akım değeridir.}$$

$$I_N : 20 \text{ A} > 13,24 \text{ A. uygundur.}$$

c) İnverter güç devresinden :

i_w : 14,86 A. Komütasyonda çekilecek akım değeridir.

20 A > 14,86 A. uygundur.

d) İnverter güç devresinden :

$(i_{T1})_K$: 160,86 A. Komütasyonda maximum tepe akımıdır.

1100 A > 160,86 A. uygundur.

D42 Silicum güç diyodu kullanılabilir.

Reaktif enerjinin geri dönüşü için kullanılan diyot tipi BYY 56 olmalıdır. Bunun hesabı ilerde yapılmıştır.

II. Tristörlerin kontrolü :

T35 N tristör tipi kullanılacaktır.

Bazı karakteristik değerleri şöyledir.

U_{DRM}, U_{RRM} : 600 V.

I_{TEF} : 80 A.

I_{TAV} : 51 A. - t_c : 67°C

I_{TAV} : 35 A - t_c : 85°C

I_{TRM} : 470 A - Tristör tepe akımı

$(di/dt)_{krt}$: 120 A/µsn.

$(dU/dt)_{krt}$: 50 V/µsn

U_{To} : 1 volt.

U_{GT} : 1,4 V

I_H : 200 mA

r_T : 6,8 mΩ

I_{GT} : 120 mA

t_{off} : 60 µsn.

R_{thjc} : 0,72°C/w

R_{thcA} : 1,4°C/W (KL 42 C soğutucusu ile birlikte)

$\theta_A: 45^\circ\text{C}$

İşletme Sıcaklığı : $-55^\circ \div 150^\circ\text{C}$

a) (+) ve (-) kapama gerilimleri :

$$U_{\text{DRM}}, U_{\text{RRM}} \geq 2 \cdot U_d$$

$600 \text{ V} > 2 \cdot 108 : 216 \text{ volt.}$ uygundur.

U_{DRM} : Peryodik pozitif kapama gerilimi tepe değeri.

U_{RRM} : Peryodik negatif kapama gerilimi tepe değeri.

b) Tristörün serbest kalma zamanı :

$$t_q : t_f > t_{\text{off}} \text{ olmalıdır.}$$

$80 \text{ sn} > 60 \text{ sn}$ uygundur.

c) Gerilim Yükselme Hızı :

(-) akımda komütasyon durumunda :

$$\left(\frac{dU}{dt} \right)_{\text{krt}} \geq \left(\frac{dU_{92}}{dt} \right)_{t:t_f} : 2 \cdot W_r \cdot U_d \cdot \sin(W_r t) - i_w \cdot W_r^2 \cdot L_c \cdot \cos(W_r t)$$

$t:t_K$

I- $t:t_f: 80 \mu\text{sn}$ iken :

$$\left(\frac{dU_{92}}{dt} \right)_{t:t_f} : 2 \cdot 5955 \cdot 108 \cdot \sin(5955 \cdot 80 \cdot 10^{-6}) - (-14,86) \cdot 5955^2 \cdot 470 \cdot 10^{-6} \cdot \cos(5955 \cdot 80 \cdot 10^{-6})$$

$: 589866,15 \quad 220107 : 809973 \text{ V/Sn.}$

$$\left(\frac{dU_{92}}{dt} \right)_{t:t_f} : 0,8 \text{ V/} \mu\text{sn}$$

$50 \text{ V/} \mu\text{sn} > 0,8 \text{ V/} \mu\text{sn}$ uygundur.

2- $t:t_K: 232 \mu sn$ iken :

$$\left(\frac{dU_{92}}{dt}\right)_{t:t_K} : 2.5955.108. \sin(5955.232.10^{-6}) - (-14,86). \\ 5955^2.470.10^{-6}. \cos(5955.232.10^{-6})$$

$$\left(\frac{dU_{92}}{dt}\right)_{t:t_K} : 1309938 \text{ V/sn} : 1,3 \text{ V/} \mu sn.$$

$50V/\mu sn > 1,3 \text{ V/} \mu sn$ uygundur.

d) Akım Yükselme Hızı :

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{krt} \geq \left(\frac{di_A}{dt}\right)_{max} \text{ olmalıdır.}$$

(-) Akım komütasyonda :

$$\left(\frac{di_A}{dt}\right)_{max} : \frac{U_d}{2L_z}$$

$$\left(\frac{di_A}{dt}\right)_{max} : \frac{208}{2.10} : 5,4 \text{ A/} \mu sn$$

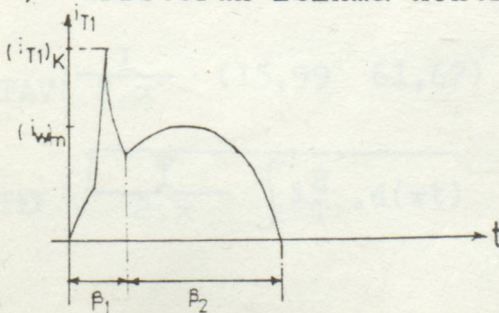
$120 \text{ A/} \mu sn > 5,4 \text{ A/} \mu sn$ uygundur.

e) Tepe Akımı Kontrolunda :

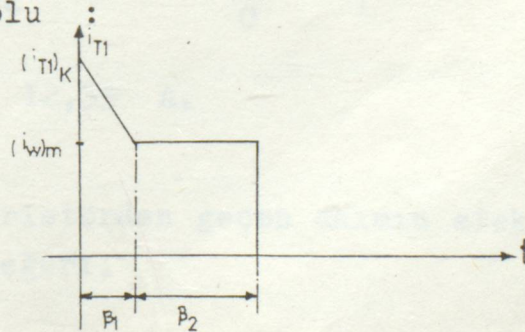
$$I_{TRM} \geq (i_{T1})_K \text{ olmalıdır.}$$

$470 > 160.8 \text{ A}$ uygundur.

f) Tristörün ısınma kontrolü :



ŞEKİL:5



ŞEKİL:6

Benzer şekil yaklaşımından giderek tristörün çalışma durumundaki sıcaklığını tayin edelim.

β_1 aralığında :

$$I_{T1} : (i_{T1})_K - \frac{(i_{T1})_K - (i_w)_{\max}}{\beta_1} \cdot wt$$

β_2 aralığında :

$$i_{T2} : (i_w)_{\max} \text{ olur.}$$

$$\beta_1 : t_E \cdot W$$

$$\beta_1 : 563.2 \cdot 50 : 0,176 \text{ rd} : 10,13^\circ$$

$$\beta_2 : \pi - \beta_1 : \pi - 0,176$$

$$\beta_2 : 2,964 \text{ rd} : 169,86^\circ$$

$$i_{T1} : 160,86 - \frac{160,86 - 2 \cdot 14,71}{0,176} \cdot wt$$

$$i_{T1} : 160,86 - 795,77 \cdot wt \quad A$$

$$i_{T2} : 20,80 \quad A.$$

$$I_{TAV} : \frac{I}{2 \cdot \pi} \cdot \int i_T \cdot d(wt) \quad \text{Tristörden geçen akımın aritmetiksel ortalaması.}$$

$$I_{TAV} : \frac{I}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\int_0^{\beta_1} (160,86 - 795,77 \cdot wt) d(wt) + \int_{\beta_1}^{\pi} 20,80 \cdot d(wt) \right]$$

$$I_{TAV} : \frac{I}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\left| 160,86 wt - \frac{795,77 \cdot (wt)^2}{2} \right|_0^{0,176} + \left| 20,80 \cdot wt \right|_0^{\pi} \right]$$

$$I_{TAV} : \frac{I}{2 \cdot \pi} \cdot (15,99 \quad 61,67) : 12,35 \quad A.$$

$$I_{TEF} : \sqrt{\frac{I}{2 \cdot \pi} \cdot \int i_T^2 \cdot d(wt)} \quad \text{Tristörden geçen akımın efektif değeri.}$$

$$I_{TEF}^2 = \frac{I}{2\pi} \cdot \left[\int_0^{P_1} (160,86 - 795,77 \text{ wt})^2 \cdot d(\text{wt}) + \int_{P_1}^{\pi} (20,8 \cdot \text{wt})^2 d(\text{wt}) \right]$$

$$I_{TEF}^2 = \frac{I}{2\pi} \cdot \left[25875,94 \text{wt} - \frac{256015,12}{2} \cdot (\text{wt})^2 + \frac{633249,89}{3} \cdot (\text{wt})^3 \right]_{0,176}^{\pi}$$

$$+ 432,64 \cdot \left[\pi \right]_{0,176}$$

$$I_{TEF}^2 = \frac{I}{2\pi} (1739,93 + 1283,03) : 481,1 \text{ A}^2$$

Tristörün geçirme kayıp gücü :

$$P_T = U_{TO} \cdot I_{TAV} + r_T \cdot I_{TEV}^2$$

$P : P_T$ alınarak :

$\theta_{vj} : \theta_A + P \cdot (R_{ThcA} + R_{Thjc})$ çalışma sıcaklığı . bulunur.

$\theta_{vj} \geq$ İşletme sıcaklığı olmalıdır.

$$P_T : P : I \cdot I_{2,32} + 481 \cdot 6,8 \cdot 10^{-3}$$

$$P : 15,59 \text{ w.}$$

$$\theta_{vj} : 45^\circ + 15,59 \cdot (0,72 + 1,4)$$

$$\theta_{vj} : 78^\circ \text{C}$$

$$78^\circ \text{C} > 150^\circ \text{C} \quad \text{uygundur.}$$

Sonuç olarak seçilen tristör ve diyotlar bu devre'de kullanılabilir.

I2- Reaktif enerjinin geri dönüşünü sağlayan selflerin seçimi :

Enerji düzenleyen devre transformatörlerinin sargılarının akım değerleri.

$D_{11}, D_{22}, D_{33}, D_{44}$ diodlarından saptanabilir.

$$I_{DR} = \frac{n}{n+1} \cdot I_{QR}$$

(Bölüm.III.I-Denklem:98)

n: Enerji düzenleyen transformatörün dönüştürme oranı.

$$I_{QR} : I_1 : I_4,71 \text{ A.}$$

n, dönüştürme oranını aslında deneme yoluyla bulunur.

n:0,1 olduğunu farz edelim.

$$I_{DR} = \frac{0,1}{0,1+1} \cdot I_4,71 : I,33 \text{ A.}$$

Seçilecek bu akıma bağlı olarak selfin değeri mH mertebesinde olmalıdır. Diyot tipi ise BYY 57 tipi olacaktır.

$L_{E1} : L_{E2} : L_{E3} : L_{E4}$ bağıntısı mevcuttur.

Belirlenen tüm bu hesaplamaların neticeleri altında güç devresinin tüm elemanları bulunur. İnverter güç devresi bu elemanlarla teşkil edilebilir.

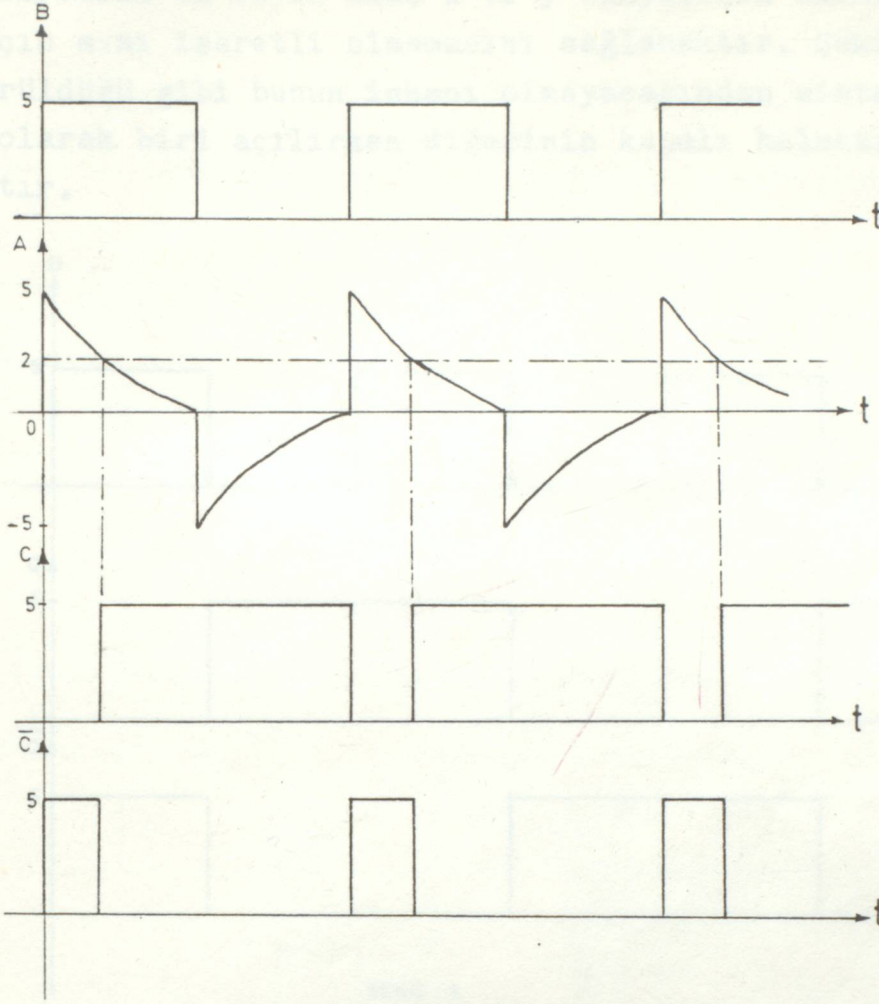
VIII-I-5- TETİKLEME DEVRESİNİN ANALİZİ :

Şekil:3'de görüldüğü gibi oluşturulan devre şemasının nasıl çalıştığını izah edelim,

I- Bu bölüm frekans osilatörü görevini gerçekleştirmektedir. 1k 'lık direncin değişimine bağlı olarak (B) çıkışının periyodu değiştirilebilmektedir.

2- 7413 schmitttriger'in buradaki görevi iki sınır arasında çalışma aralığını belirlemesidir. (B) işaretinin sınırlı mevcut işaretinde (A) sinyalinin azalmış belirli sınırından sonra çıkış alınabilir. Yani (B) mevcut iken (A)'nın 2 Volt gibi bir değere düşmesinden sonra (schmitttriger tarafından bu işaret sıfır gibi algılanır.) (c) çıkışından bir sinyal alınır.

(A) sinyalinin 2 voltu tekrar geçmesine dek bu devam eder. (C) ise (c) sinyalinin mevcut olmadığı durumlarda sinyal çıkışı üretecektir.



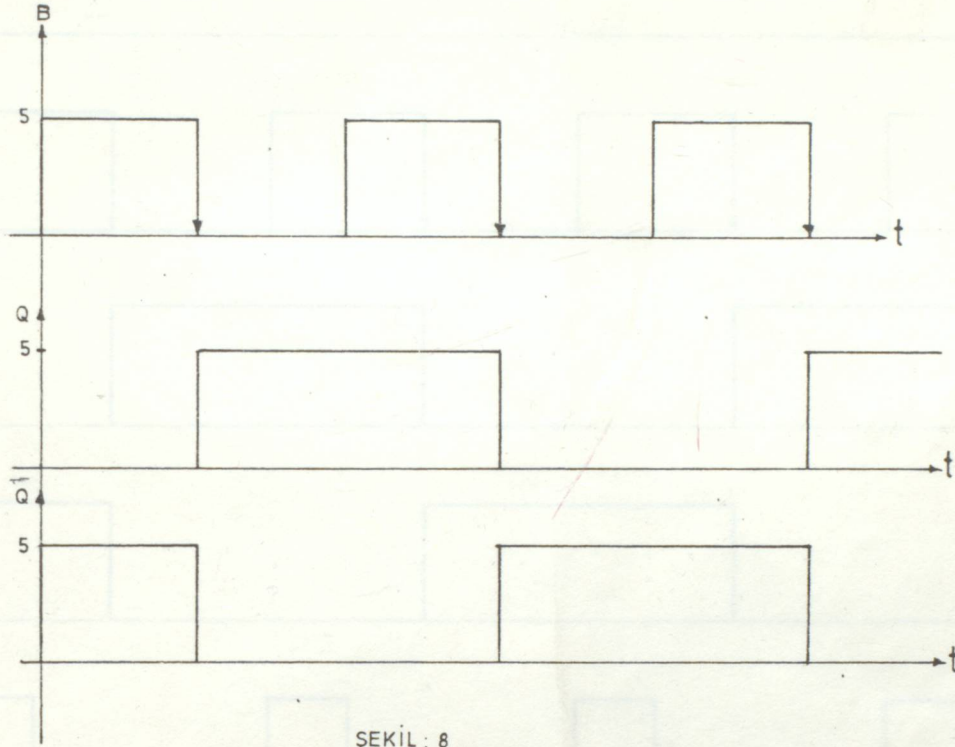
SEKİL: 7

3- JK Fliplop'un buradaki görevi clock girişi sıfıra düşerken (Q) ve ($\bar{Q}$) sinyalleri konum değiştirmektedir. Yani (B) sinyali sıfıra düşerken (Q) sinyali (I) ise (o) olacak, ($\bar{Q}$) ise tam bunun zıt durumuna geçecektir.

Dikkat edilirse (B) sinyalinin $2 \times$ periyoduna karşılık (Q) ve ($\bar{Q}$) sinyalinde $\times$ periyoduna tekabül etmektedir.

4- 7400 Nand kapıları burada tristörlerin tetiklenmesini sağlayan devreyi oluşturmaktadır. X ve y çıkışları şayet (I) ise transistörler ilettime geçemez. Fakat (o) ise transistörler ilettime geçeceğinden tristörlerde ilettime geçeceklerdir.

Buradaki en büyük amaç x ve y sinyalinin ikisindeki çıkışın aynı işaretli olmamasını sağlamaktır. Şekil:9'dan görüldüğü gibi bunun inkarı olmayacağından sistem periyodik olarak biri açılırken diğerinin kapalı kalmasını sağlamaktır.



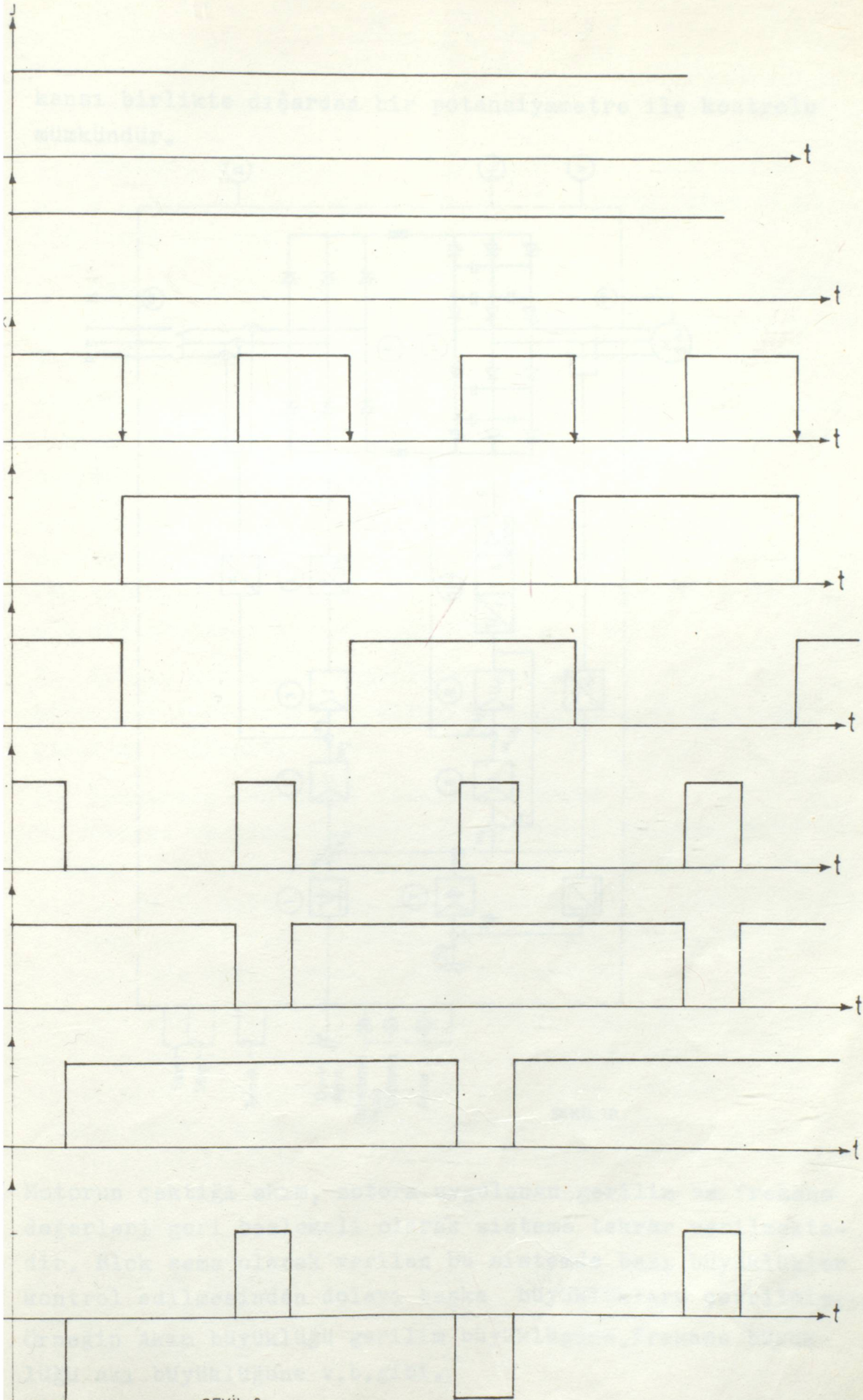
SEKİL : 8

Tetikleme trafosu veya bu sisteme paralel iki transistör bağlayarak iki çıkış elde etmek mümkündür. İkişer çıkışlar tristörlere verilerek ilk yarı periyotta v_1 ve v_3 ünitelerinin, yarım periyot sonra v_2 ve v_4 ünitelerinin iletime geçirilmesi sağlanır.

Sistemin hızı ayar edilmesi istendiğinde I k 'lık direncin değişimine bağlı olarak variak'ın gerilimini'de değiştirmemiz gerekecektir. Böylelikle sistemin kontrolünü gerçekleştirmiş oluruz.

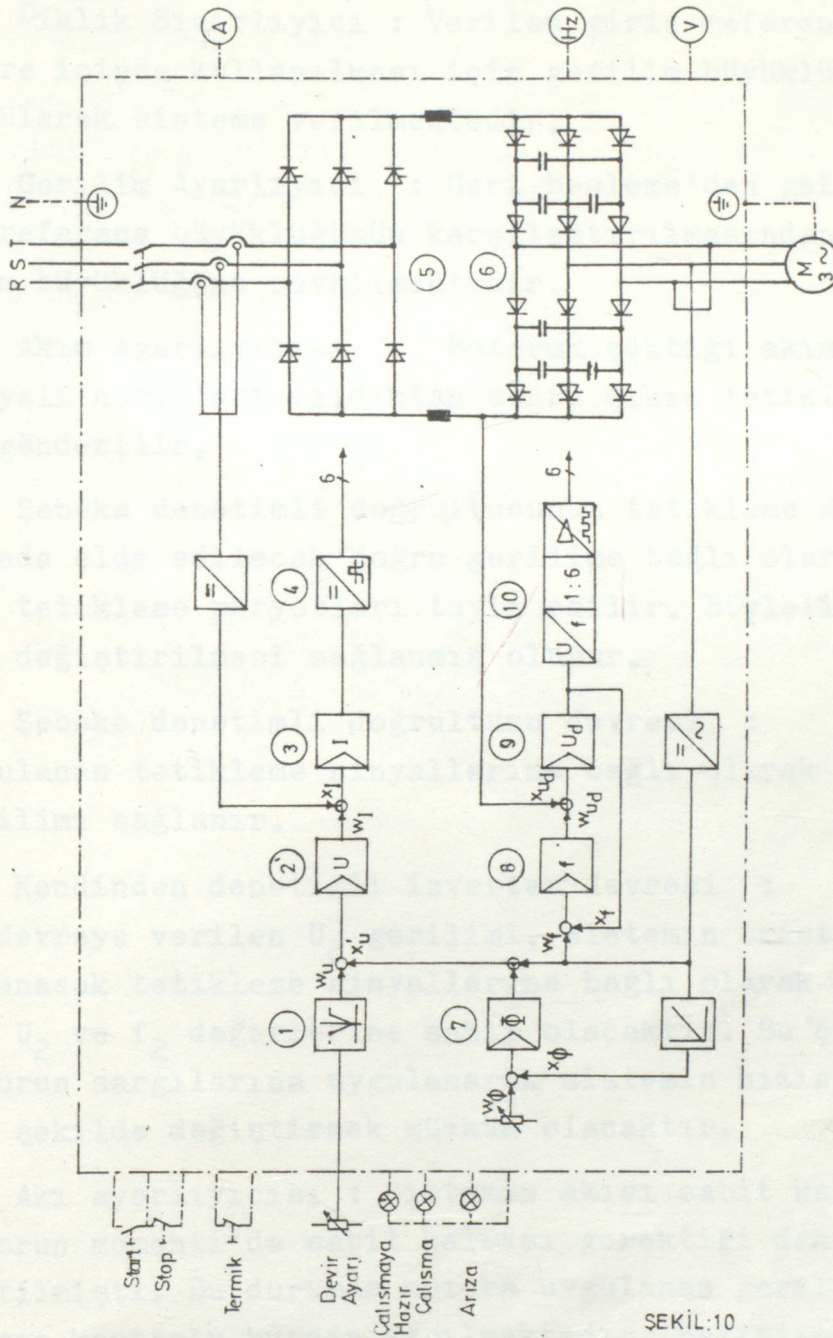
VIII-2- TAM KONTROLLU 3 FAZLI ASENKRON MOTORUN DEVİR SAYISI AYARI :

Şekil:10'da görülen sistem akım zorlamalı kenden denetimli bir inverter devresinin gerilimi ve fre-



ŞEKİL: 9

kansı birlikte dışardan bir potansiyametre ile kontrolu mümkündür.



Motorun çektiği akım, motora uygulanan gerilim ve frekans değerleri geri beslemeli olarak sisteme tekrar verilmektedir. Blok şema olarak verilen bu sistemde bazı büyüklükler kontrol edilmesinden dolayı başka büyüklüklere çevrilmiştir. Örneğin Akım büyüklüğü gerilim büyüklüğüne, frekans büyüklüğü akı büyüklüğüne v.b.gibi.

Blok şemadaki ünitelerin özetini kısaca yapmaya çalışalım.

1- Diklik Sınırlıyıcı : Verilen giriş referans sinyalinin devre içinde kullanılması için gerilim büyüklüğüne dönüştürülerek sisteme verilmektedir.

2- Gerilim Ayarlıyıcı : Geri besleme'den gelen büyüklükle referans büyüklüğünün karşılaştırılmasından sonra çıkış akım büyüklüğüne çevrilmektedir.

3- Akım Ayarlıyıcısı : Motorun çektiği akımla bu çıkış sinyali karşılaştırıldıktan sonra çıkış tetikleme devresine gönderilir.

4- Şebeke denetimli doğrultucunun tetikleme devresi : Burada elde edilecek doğru gerilime bağlı olarak 6 tristörün tetikleme peryotları tayin edilir. Böylelikle gerilimin değiştirilmesi sağlanmış olunur.

5- Şebeke denetimli doğrultucu devresi : Uygulanan tetikleme sinyallerine bağlı olarak U_d çıkış gerilimi sağlanır.

6- Kendinden denetimli inverter devresi : Bu devreye verilen U_d gerilimi, sistemin tristörlerine uygulanacak tetikleme sinyallerine bağlı olarak çıkış farklı bir U_2 ve f_2 değerlerine sahip olacaktır. Bu çıkış 3 fazlı motorun sargılarına uygulanarak sistemin hızını istediğimiz şekilde değiştirmek mümkün olacaktır.

7- Akı ayarlıyıcısı : Sistemin akışı sabit kaldığı sürece motorun momentinde sabit kalması gerektiği daha evvilde belirtilmişti. Bu durumda motora uygulanan gerilim ve frekansın kontrolü burada yapılmaktadır. Belirlenen çıkış sinyalleri geriliminin ve frekansın olacağı değerleri vermektedir. Akı büyüklüğü gerilim büyüklüğüne dönüştürülerek I nolu üniteye gönderilmektedir.

8- Frekans ayarlıyıcısı : Aynı zamanda frekans büyüklüğü gerilim büyüklüğüne dönüştürülerek U_d gerilimi ile karşılaştırılmaktadır.

9- Gerilim ayarlayıcısı : Gerilim büyüklüğü olarak çıkış yapacak bu sinyal artık inverter devresinin tetikleme devresine gönderilmektedir.

10- Kendinden denetimli doğrultucunun tetikleme devresi :
6 Tristörün gerektiği peryotta tetiklenmesini sağlayan
sinyalleri üretmektedir.

Böylelikle sistemin tam kontrollu olduğu anlaşılmaktadır. Motorun gerek çekeceği akım ve gerekse istenilen devir sayısı rahat bir şekilde kontrolü mümkün olmaktadır.

S O N U Ç :

Asenkron motor devir say ısı ayarında gerilim ve frekansının değiştirilmesi olayının ne denli gerekliliği izah edilmeye çalışıldı. Bu motorlarda frekans ve gerilimin değiştirip, uygulanması mümkün olduğunca anlaşılmış olmaktadır.

İnverterler aracılığıyla yapılan devir ayarı diğer tüm yöntemlerden daha basit olduğu kadar daha ekonomiktir. Devir sayısı ayarında aranılan, motorun değişik hızlarda karakteristiklerinin mümkün olduğu kadar nominal değerlerini muhafaza etmesidir. Bunun sağlanması halinde makinanın verimi son derece yüksek olacaktır. Yapılan teorik incelemelerin ışığı altında aşağıdaki sonuçlar ortaya çıkmıştır.

1. İnverterler'de randıman, sinüsoidal gerilim üreten döner alanlı sistemlere mukayese ile daha yüksektir.
2. İnverterler daha az yer koplar, işletme ve ilk yatırım maliyeti açısından daha ucuzdur.
3. Bir doğrultucuya birden fazla eviriciyi paralel bağlamak mümkün olduğu için evirici sayısı kadar asenkron motorun sürekli devir sayısı ayarını yapmak mümkündür.
4. Asenkron motorların devir sayısı ayarının % 0,1 hassasiyetle yapılması mümkündür.
5. Evirici ile devir sayısının değiştirildikten sonra arzu edilen değere gelmesi için geçen süre yalnız motorun rotoru ve iş makinasının toplam ataletine bağlıdır. Halbuki döner alanlı makinalarda, frekans üreticisi ve tahrik makinasının ataletlerinin toplamı daha büyük olacağından, geçecek olan süre daha uzun olacaktır.
6. Frekans küçüldükçe dalganın ihtiva ettiği harmonikler büyüyecektir. Bu durumda basamak modülasyonu ile elde edilen dalgalarda, darbe konumlarının yer değiştirilmesi ile taşıyıcı dalga modülasyonu sonucu üretilen dalgaların, harmonik muhteviyatı seviyesinin altına inilerek daha iyi dalga üretebilecektir.

7. Doğrultucusunda gerilim kontrolu bulunmayan eviricilerde üretilen DGM dalgalarında verilen bir frekans için darbe süresi belirlenmiş ise, bu dalgaanın, yalnız bir temel bileşeni ve kendine has olan harmonik içeriği vardır.
8. DGM dalgalarında frekans küçüldükçe harmonikleri azaltabilmek için darbe sayısının arttırılması ve mümkün olduğu kadar tristörlerin müade edilir çalışma frekansına yaklaşması gerekir.
9. Asenkron motorun momentini sabit tutmak amacıyla statorndan yapılan besleme'de V/f oranının değişik çalışma şartlarında sabit tutulması gerekir.
10. Giriş gerilimi değişebilen eviricilerde devir sayısı kontrolunu geniş bir frekans bandında gerçekleştirmek için, darbelerin period içindeki yerlerini her frekansta sabit tutmak ve darbe genliğini değiştirmek suretiyle, V/f oranını arzu edilen değerde muhafaza etmek mümkündür.
11. Giriş gerilimi değiştirilen eviricilerde yukarda bahsi geçen avantajın kullanılması ile küçük frekanslarda harmonik içeriği küçük olacaktır.
12. Kayıpların büyük bir kısmı, harmonik akımların yığılması neticesinde oluşturdıkları bakır kayıplarıdır.
13. Evirici ile devir sayısı ayarında sistemin güç faktörü normal işletmeye mukayese ile yüksektir.
14. Devir sayısını sıfırdan senkron hızın iki katına kadar sürekli ayarlamak mümkündür.

KAYNAKLAR

1. Prof.Remzi GÜLGÜN - Güç Elektronığıne Giriş.
2. Prof.Remzi GÜLGÜN - Lisansüstü Ders Notları.
3. R.RAYMOND - Power Electronics.
4. J.DERWAL - Power Electronics.
5. By.G.MÜLTGEN - Line Commutated Triyristor Conveters.
6. K.HEUMAN - Grundlagen der Leistung Elektronik.
7. Prof.Dr.T.BODUROĞLU - Asenkron Makinalar - Cilt-2
8. Prof.Dr.T.BODUROĞLU - Transformatörler - Cilt-1
9. T.KUTMAN - Güç Elektronığı Devreleri Notları.
10. Dr.Uğur ÇELTİKLİGİL - Güç Elektronığı Devreleri Ders Notları.
11. Dr.A.Faik.MERGEN - Asenkron Motorlarda Devir Ayarı-Doçentlik Tezi.
12. H.SARUL - İnverterler ve Tetikleme Devreleri-Lisans-üstü tez çalışması.
13. H.BODUR - Kesintisiz Güç Kaynağı-Lisansüstü tez Çalışması.
14. AEG-Telefunken Dergileri- Seniverter-Moneverter-Stromrichter Anticbstechnik vs..
15. Siemens Dergileri-Variable Speed Drives, Möglichkeiten der Drehzahlsteuerung TEIL-1-2, Simowert P.v.s....
16. EMO Dergisi - 1984/3 - 305 Sayısı.

ÖZGEÇMİŞ

22.05.1958 tarihinde İzmir'de doğdum. İlkokul, ortaokul ve lise'yi İzmir'de bitirdim. 1977 yılında İzmir Çınarlı Teknik Lisesi Elektrik bölümünden mezun olduktan bir yıl sonra İ.D.M.M. Akademisi Elektrik Mühendisliği bölümüne girmeye hak kazandım. Başarılı bir not ortalaması ile bu okuldan 07.07.1982 tarihinde mezun oldum.

İstanbul'da özel bir firma'da bir iş bulup, çalışmaya başladım. Bu firma'da kontrol Müh. görevini yerine getirirken aynı zamanda Yıldız Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsüne başvurudum. Ve 1 KASIM 1982 tarihinde bu üniversite'de Elektrik Müh.Lisansüstü bölümüne başladım.

Verilen tez çalışmasını bir yıl içinde bazı eksikliklerle birlikte en iyi bir şekilde bitirmeye gayret ettim. Şu anda özel bir firmada çalışmaktayım.

Thyristor T 35 N

Typenreihe/Type range		T 35 N	400*	600	800	1000	1100	1200	1300	1400	1500	1600	1700	1800*
Elektrische Eigenschaften		Electrical characteristics												
Höchstzulässige Werte		Limiting values												
U_{RRM}	Positive u. negative periodische Spitzensperrspannung	repetitive peak forward off-state and reverse voltages	400 ... 1800 V											
I_{TSM}	Effektiver Durchlaßstrom	RMS on-state current	$t_C = 67^\circ\text{C}$										80 A	
I_{TVM}	Dauergrenzstrom	mean on-state current	$t_C = 85^\circ\text{C}$										51 A	
			KL 21, nat. Kühlung/nat. cooling, $t_A = 45^\circ\text{C}$										16 A	
			KL 42 C, nat. Kühlung/nat. cooling, $t_A = 45^\circ\text{C}$										27 A	
			KL 42 C, verst. Kühlung/forc. cool., $t_A = 35^\circ\text{C}$										46 A	
I_{TM}	Periodischer Spitzenstrom	repetitive peak on-state current											470 A	
I_{SM}	Stoßstrom-Grenzwert	surge current	$t = 10\text{ ms, } t_{VI} = 45^\circ\text{C}$										1100 A	
			$t = 10\text{ ms, } t_{VI} = 125^\circ\text{C}$										900 A	
I_{GT}	Grenzlasterintegral		$t = 10\text{ ms, } t_{VI} = 45^\circ\text{C}$										6000 A ² s	
			$t = 10\text{ ms, } t_{VI} = 125^\circ\text{C}$										4000 A ² s	
di/dt_{crit}	Stromsteilheit	rate of rise of on-state current	IEC										600 A/ μs	
			DIN, $I_{TM} = 200\text{ A}$										120 A/ μs	
			Steuergenerator/pulse generator: $u_L = 10\text{ V, } i_G = 0.6\text{ A, } di_G/dt = 0.6\text{ A}/\mu\text{s}$											
du/dt_{crit}	Spannungssteilheit	rate of rise of off-state voltage	$u_D = 67\% U_{DRM}$											
			5 Kennbuchstabe/5th. letter B										50 V/ μs	
			5 Kennbuchstabe/5th. letter C										400 V/ μs	
			5 Kennbuchstabe/5th. letter F										1000 V/ μs	
Charakteristische Werte		Characteristic values												
U_T	Obere Durchlaßspannung	max. on-state voltage	$t_{VI} = 25^\circ\text{C, } i_T = 150\text{ A}$										2 V	
U_{T01}	Schließenspannung	threshold voltage											1 V	
r_{GT}	Ersatzwiderstand	slope resistance											6.8 m Ω	
U_{GT}	Obere Zündspannung	max. gate trigger voltage	$t_{VI} = 25^\circ\text{C, } u_D = 6\text{ V, } R_A = 5\ \Omega$										1.4 V	
I_{GT}	Oberer Zündstrom	max. gate trigger current	$t_{VI} = 25^\circ\text{C, } u_D = 6\text{ V, } R_A = 5\ \Omega$										120 mA	
	Unterer Zündstrom	min. gate trigger current	$t_{VI} = 125^\circ\text{C, } u_D = 6\text{ V, } R_A = 5\ \Omega$										5 mA	
I_H	Oberer Haltestrom	max. holding current	$t_{VI} = 25^\circ\text{C, } u_D = 6\text{ V, } R_A = 5\ \Omega$										200 mA	
I_L	Oberer Einraststrom	max. latching current	$t_{VI} = 25^\circ\text{C, } u_D = 6\text{ V, } R_{GK} \geq 20\ \Omega$										500 mA	
			Steuergenerator/pulse generator: $i_G = 0.6\text{ A, } di_G/dt = 0.6\text{ A}/\mu\text{s, } t_g = 100\ \mu\text{s}$											
I_{FR}	Oberer positiver und negativer Sperrstrom	max. forward off-state and reverse currents	$t_{VI} = 125^\circ\text{C, } u_D = U_{DRM} (u_R = U_{RRM})$										20 mA	
t_{gc}	Obere Zündverzögerungszeit	max. gate controlled delay time	Steuergenerator/pulse generator: $i_G = 0.6\text{ A, } di_G/dt = 1.2\text{ A}/\mu\text{s}$										4.5 μs	
t_q	Typische Freiwerdezeit	typical circuit commutated turn-off time	4 Kennbuchstabe/4th. letter O										60 ... 120 μs	
Thermische Eigenschaften		Thermal characteristics												
R_{thJC}	Innerer Wärmewiderstand	thermal resistance, junction to case	$\theta = 180^\circ\text{el, sinus}$										0.72 $^\circ\text{C/W}$	
			DC										0.678 $^\circ\text{C/W}$	
R_{thCA}	Wärmewiderstand zwischen Gehäuse und Umgebung	thermal resistance, case to cooling medium	KL 21, nat. Kühlung/nat. cooling										3.2 $^\circ\text{C/W}$	
			KL 42 C, nat. Kühlung/nat. cooling										1.4 $^\circ\text{C/W}$	
			KL 42 C, verst. Kühl./forc. cooling, $v_L = 6\text{ m/s}$										0.4 $^\circ\text{C/W}$	
	Betriebstemperatur	operating temperature											-55 $^\circ\text{C} \dots +125^\circ\text{C}$	
	Lagertemperatur	storage temperature											-55 $^\circ\text{C} \dots +150^\circ\text{C}$	
Mechanische Eigenschaften		Mechanical characteristics												
	Gewicht des Thyristors	weight of thyristor											etwa 60 g	
	Gehäuseform	case design	= DIN 41892										203 B 3	
	Anzugsdrehmoment	tightening torque											8 Nm	

Typenreihe		Type range	D 42 / 400 *	700	1100	1400	1600
Elektrische Eigenschaften		Electrical characteristics					
Höchstzulässige Werte		Limiting values					
U_{RRM}	Period. Spitzensperrspannung	repetitive peak reverse voltage				400 ... 1600	V
I_{FAVM}	Dauergrenzstrom	average forward current	$t_C = 100^\circ\text{C}$			42	A
			$t_C = 117^\circ\text{C}$			42	A
I_{FRMSM}	Effektiver Durchlaßstrom	RMS forward current				65	A
I_{FRM}	Periodischer Spitzenstrom	repetitive peak forward current				200	A
I_{FSM}	Stoßstrom-Grenzwert	surge current	$t = 10\text{ ms}, t_{VI} \leq 45^\circ\text{C}$			1100	A
			$t = 10\text{ ms}, t_{VI} = 150^\circ\text{C}$			800	A
PI	Grenzlasterintegral		$t = 10\text{ ms}, t_{VI} \leq 45^\circ\text{C}$			6000	A ² s
			$t = 10\text{ ms}, t_{VI} = 150^\circ\text{C}$			3200	A ² s
Charakteristische Werte		Characteristic values					
I_N	Nennstrom, nat. Kühlg., KL 21 D	nominal average forward current, nat. cooling, $t_A = 45^\circ\text{C}$ heatsink KL 21 D				20	A
	KL 42 D	heatsink KL 42 D				30	A
U_F	Obere Durchlaßspg.	max. forward voltage	$t_{VI} = 25^\circ\text{C}, i_F = 130\text{ A}$			1,45	V
I_R	Oberer Sperrstrom	max. reverse current	$t_{VI} = 25^\circ\text{C}, u_R = U_{RRM}$			20	μA
			$t_{VI} = 150^\circ\text{C}, u_R = U_{RRM}$			4	mA
C_{null}	Typ. Nullkapazität	typ. zero capacitance	$t_{VI} = 25^\circ\text{C}, f = 10\text{ kHz}$			500	pF
Q_{STG}	Obere gespeicherte Ladungsträgermenge ¹⁾	max. lag charge ¹⁾	$t_{VI} = 150^\circ\text{C}; i_F = 50\text{ A}, -di/dt = 5\text{ A}/\mu\text{s}$			48	μAs
Thermische Eigenschaften		Thermal characteristics					
R_{thJC}	innerer Wärmewiderstand	thermal resistance, junction to case				$\leq 0,6$	$^\circ\text{C}/\text{W}$
R_{thCA}	äußerer Wärmewiderstand	thermal resistance, case to cooling medium					
	mit KL 21 D nat. Kühlung	nat. cooling, heatsink KL 21 D,				$\sim 2,9$	$^\circ\text{C}/\text{W}$
	mit KL 42 D nat. Kühlung	nat. cooling, heatsink KL 42 D,				$\sim 1,45$	$^\circ\text{C}/\text{W}$
	Betriebstemperatur	operating temperature				$-40^\circ\text{C} \dots +150^\circ\text{C}$	
	Lagertemperatur	storage temperature				$-40^\circ\text{C} \dots +150^\circ\text{C}$	
Mechanische Eigenschaften		Mechanical characteristics					
	Gewicht der Diode	weight of diode				~ 100	g
	Gewicht des Kühlkörpers KL 21 D	weight of heatsink KL 21 D	(DIN 41882 : K 3)			~ 250	g
	Gewicht des Kühlkörpers KL 42 D	weight of heatsink KL 42 D	(DIN 41882 : K 1,1)			~ 700	g
	Schüttelfestigkeit der Diode	vibration resistance of diode	$f = 50\text{ Hz}$			$5 \cdot 9,81$	m/s^2
	Anzugsdrehmoment	mounting torque				32	cmkp
	Gehäuseform der Diode	case design, according	DIN 41886			103	A 2

Typenreihe		Type range	D 42 / 400 *	700	1100	1400	1600
Elektrische Eigenschaften		Electrical characteristics					
Höchstzulässige Werte		Limiting values					
U_{RRM}	Period. Spitzensperrspannung	repetitive peak reverse voltage				400 ... 1600	V
I_{FAVM}	Dauergrenzstrom	average forward current	$t_C = 100^\circ\text{C}$			42	A
			$t_C = 117^\circ\text{C}$			42	A
I_{FRMSM}	Effektiver Durchlaßstrom	RMS forward current				65	A
I_{FRM}	Periodischer Spitzenstrom	repetitive peak forward current				200	A
I_{FSM}	Stoßstrom-Grenzwert	surge current	$t = 10 \text{ ms}, t_{vj} \leq 45^\circ\text{C}$			1100	A
			$t = 10 \text{ ms}, t_{vj} = 150^\circ\text{C}$			800	A
PI	Grenzlasterintegral		$t = 10 \text{ ms}, t_{vj} \leq 45^\circ\text{C}$			6000	A ² s
			$t = 10 \text{ ms}, t_{vj} = 150^\circ\text{C}$			3200	A ² s
Charakteristische Werte		Characteristic values					
I_N	Nennstrom, nat. Kühlg., KL 21 D	nominal average forward current, nat. cooling, $t_A = 45^\circ\text{C}$ heatsink KL 21 D				20	A
	KL 42 D	heatsink KL 42 D				30	A
U_F	Obere Durchlaßspg.	max. forward voltage	$t_{vj} = 25^\circ\text{C}, i_F = 130 \text{ A}$			1,45	V
I_R	Oberer Sperrstrom	max. reverse current	$t_{vj} = 25^\circ\text{C}, u_R = U_{RRM}$ $t_{vj} = 150^\circ\text{C}, u_R = U_{RRM}$			20	μA
			$t_{vj} = 25^\circ\text{C}, f = 10 \text{ kHz}$			4	mA
C_{011}	Typ. Nullkapazität	typ. zero capacitance	$t_{vj} = 25^\circ\text{C}, f = 10 \text{ kHz}$			500	pF
Q_{STG}	Obere gespeicherte Ladungsträgermenge ¹⁾	max. lag charge ¹⁾	$t_{vj} = 150^\circ\text{C}; i_F = 50 \text{ A}, -di/dt = 5 \text{ A}/\mu\text{s}$			48	μAs
Thermische Eigenschaften		Thermal characteristics					
R_{thJC}	innerer Wärmewiderstand	thermal resistance, junction to case				$\leq 0,6$	$^\circ\text{C}/\text{W}$
R_{thCA}	äußerer Wärmewiderstand	thermal resistance, case to cooling medium					
	mit KL 21 D nat. Kühlung	nat. cooling, heatsink KL 21 D,				$\sim 2,9$	$^\circ\text{C}/\text{W}$
	mit KL 42 D nat. Kühlung	nat. cooling, heatsink KL 42 D,				$\sim 1,45$	$^\circ\text{C}/\text{W}$
	Betriebstemperatur	operating temperature				$-40^\circ\text{C} \dots +150^\circ\text{C}$	
	Lagertemperatur	storage temperature				$-40^\circ\text{C} \dots +150^\circ\text{C}$	
Mechanische Eigenschaften		Mechanical characteristics					
	Gewicht der Diode	weight of diode				~ 100	g
	Gewicht des Kühlkörpers KL 21 D	weight of heatsink KL 21 D	(DIN 41882 : K 3)			~ 250	g
	Gewicht des Kühlkörpers KL 42 D	weight of heatsink KL 42 D	(DIN 41882 : K 1,1)			~ 700	g
	Schüttelfestigkeit der Diode	vibration resistance of diode	$f = 50 \text{ Hz}$			$5 \cdot 9,81$	m/s^2
	Anzugsdrehmoment	mounting torque				32	cmkp
	Gehäuseform der Diode	case design, according	DIN 41886			103	A 2

Elektrische Eigenschaften

Höchstzulässige Werte

U_{RRM}	Period. Spitzensperrspannung
U_{RSM}	Stoßspitzensperrspannung
I_{FRM}	Periodischer Spitzenstrom
I_{FSM}	Stoßstrom-Grenzwert

i^2t Grenzlastintegral

Mindestschutzwiderstand

Max. Ladekondensator

Electrical characteristics

Limiting values

repetitive peak reverse voltage	1200 V
transient peak reverse voltage	1300 V
peak repetitive forward current	5 A
surge current	$t = 10 \text{ ms}, t_{VI} \leq 45^\circ\text{C}$ 35 A
	$t = 10 \text{ ms}, t_{VI} = 130^\circ\text{C}$ 30 A
	$t = 10 \text{ ms}, t_{VI} \leq 45^\circ\text{C}$ 6,5 A ² s
	$t = 10 \text{ ms}, t_{VI} = 130^\circ\text{C}$ 4,5 A ² s
min. series resistance	4,7 Ω $\pm 10\%$
max. charging capacitor	250 μF $\pm 50\%$ -20%

Charakteristische Werte

U_{RN}	Nennsperrspannung
U_{NRMS}	Nennanschlußspannung R-Last C-Last
I_N	Nennstrom R-Last C-Last

U_F Obere Durchlaßspg.

i_R Oberer Sperrstrom

Characteristic values

nominal reverse voltage	800 V
recommended RMS supply voltage	R-load 500 V C-load 250 V
recommended average forward current	R-load 0,65 A C-load 0,5 A
max. forward voltage	$t_{VI} = 25^\circ\text{C}, i_F = 1 \text{ A}$ 1,2 V
max. reverse current	$t_{VI} = 25^\circ\text{C}, U_R = U_{RRM}$ 100 μA

Thermische Eigenschaften

Betriebstemperatur

Lagertemperatur

Thermal characteristics

Operating temperature

Storage temperature

-30 °C ... +130 °C

-50 °C ... +150 °C

Mechanische Eigenschaften

Gewicht

Mechanical characteristics

weight

$\approx 2,5 \text{ g}$

