

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Endüks. Isı Sıst. güç Elek. Sıst. ile Besl.

Yüksek Lisans Tezi

Gönül Hançer

1988

Endüks. Isı Sıst. güç Elek. Sıst. ile Besl.

Ref  
ELK  
76  
988



R 152  
104

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ENDÜKSİYONLA ISITMA  
SİSTEMLERİNİN GÜÇ ELEKTRONİĞİ  
SİSTEMLERİ İLE BESLENMESİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ  
Elk. Müh. Gönül HANÇER

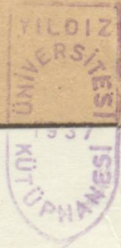
İSTANBUL - 1988



YILDIZ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ  
GENEL KİTAPLIĞI

Kot : R 152  
Alındığı Yer : 104  
Tarih : 14.5.1991  
Fatura :  
Fiatı : 5000 TL  
Ayniyat No : 1/3  
Kayıt No : 47655  
UDC : 621.3 378.242  
Ek :





YILDIZ ÜNİVERSİTESİ  
D.B. No 45382

Elk.Müh. Gönül HANÇER



İSTANBUL 1988



## Ö N S Ö Z

Bu tezin hazırlanmasında bana yol gösteren ve hiç bir yardımı benden esirgemeyen Sayın Hocam Prof. Remzi GÜLGÜN'e teşekkürü bir borç bilirim.

Gönül HANÇER

İSTANBUL-1988



## İ Ç İ N D E K İ L E R

### Sayfa

|                                                                                                  |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 1- ELEKTRİK ENERJİSİNİN METALURJİ MÜHENDİSLİĞİNDE UYGULAMASI "ENDÜKSİYON FIRINLARI" .....        | 1  |
| ✓ 1.1. Sınıflandırma .....                                                                       | 1  |
| ✓ 1.2. Fırının Temel Yapısı .....                                                                | 4  |
| ✓ 1.3. Uygulama Alanı .....                                                                      | 7  |
| 1.3.1. Metal Ergitme .....                                                                       | 7  |
| 1.3.2. Sıcak Şekil Vermek İçin Preslerin Önünde Metal Isıtma .....                               | 7  |
| 1.3.3. Satış Sertleştirme .....                                                                  | 7  |
| 1.3.4. Uç Kızartma .....                                                                         | 8  |
| 1.3.5. Endüksiyonla Kaynak .....                                                                 | 8  |
| 1.3.6. Kaynak Yapılan Boruların İç Gerilmele-<br>rinin Giderilmesi .....                         | 8  |
| 1.3.7. Plastikler, Boyalar ve Kimyasal Malzeme-<br>ler gibi Yalıtkan Maddelerin Isıtılması ..... | 9  |
| 1.4. Endüksiyonla Isıtmada Karşılaşılan Sorunlar .....                                           | 9  |
| ✓ 1.5. Endüksiyonla Isıtma Sistemleri .....                                                      | 10 |
| 1.5.1. Hat Frekanslı Sistemler .....                                                             | 10 |
| 1.5.2. Motor-Jeneratör Grupları .....                                                            | 11 |
| 1.5.3. Elektronik Düzenler .....                                                                 | 12 |
| 1.5.3.1. Tristörlü Düzenler .....                                                                | 12 |
| 1.5.3.1.1. Seri İnvertör .....                                                                   | 13 |
| 1.5.3.1.2. Paralel İnvertör ..                                                                   | 15 |
| 1.5.3.1.3. Seri-Paralel İnvertör ..                                                              | 16 |
| 1.5.3.1.4. AC-AC Yüksek Frekans<br>Güç Kaynağı .....                                             | 17 |
| 1.5.3.2. Diğer Yarı İletkenlerle Teşkil<br>Edilen Sistemler .....                                | 18 |
| 1.5.3.3. Tüplü Sistemler .....                                                                   | 18 |



|      |                                                                                                          |    |
|------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| ✓ 2- | ENDÜKSİYON FIRIN TESİSLERİNİN TEK HAT DİYAGRAMLARI                                                       | 20 |
| 3-   | ENDÜKSİYON FIRINLARINDA FIRIN KAPASİTESİ, GÜÇ VE FREKANS ARASINDAKİ BAĞINTI                              | 23 |
|      | 3.1. Fırının Elektriksel Verimi                                                                          | 24 |
| 4-   | ENDÜKSİYONLA ISITMA SİSTEMLERİNDE KULLANILAN GERİLİM BESLEMELİ KESİNTİLİ AKIMLI YÜKSEK FREKANS İNVERTÖRÜ | 26 |
|      | 4.1. Giriş                                                                                               | 26 |
|      | 4.2. Devre Analizleri                                                                                    | 28 |
|      | 4.3. Devre Parametrelerinin Seçimi                                                                       | 34 |
|      | 4.4. Sürekli Durum Şartlarının Hesaplanması                                                              | 34 |
|      | 4.5. Sonuçların İrdelenmesi                                                                              | 35 |
| 5-   | ENDÜKSİYONLA ISITMA SİSTEMLERİ İÇİN KENETLİ AC-AC FREKANS KONVERTÖRÜ                                     | 42 |
|      | 5.1. Giriş                                                                                               | 42 |
|      | 5.2. Direk Ondülör'ün Kontrolü ve Çalışma Metodu                                                         | 43 |
|      | 5.2.1. Güç Devresinin Tanımı                                                                             | 43 |
|      | 5.2.2. Devrenin Çalışması                                                                                | 44 |
|      | 5.2.3. Direk-Ondülörün Kontrolü                                                                          | 45 |
|      | 5.3. Direk Ondülör'ün Sürekli Durum Analizleri                                                           | 47 |
|      | 5.3.1. Direk-Ondülörün Eşdeğer Devresi                                                                   | 47 |
|      | 5.3.2. Çıkış Devresinin Analizi                                                                          | 48 |
|      | 5.3.3. Giriş Akımı Dalga Şeklinin Harmonik Analizleri                                                    | 51 |
|      | 5.4. Sistem Performansı                                                                                  | 57 |
|      | 5.4.1. İşletme Karakteristikleri                                                                         | 57 |
|      | 5.4.2. Tercih Edilen Devre Şartları                                                                      | 61 |
|      | 5.5. Tecrübî Sonuçlar                                                                                    | 61 |
|      | 5.6. Sonuç                                                                                               | 62 |
| 6-   | SERİ-PARALEL DENGELİ YÜKLÜ YÜKSEK FREKANS KÖPRÜ İNVERTÖRÜ                                                | 63 |
|      | 6.1. Giriş                                                                                               | 65 |
|      | 6.2. Yük Gerilimi ve Yük Akımının Hesabı                                                                 | 65 |
|      | 6.3. Id'nin Hesaplanması                                                                                 | 69 |
|      | 6.4. SCR Geriliminin Hesabı                                                                              | 69 |
|      | 6.5. $L_s$ 'in Etkisi                                                                                    | 72 |
|      | KAYNAKLAR                                                                                                |    |
|      | ÖZGEÇMİŞ                                                                                                 |    |



## Ö Z E T

Elektriğin yaygın olarak kullanımından ve özellikle güç elektroniğinin ayrı bir mühendislik kolu olarak faaliyet göstermesinden sonra, bir çok sahada olduğu gibi metal ısıtma ve ısıtmede de sıvı, katı veya gaz yakıtlarla ısıtma yerine verimi çok daha yüksek ve kontrolü kolay yöntemler geliştirilmiştir. Bu yöntemlerden biri ark ocakları diğeride endüksiyonla ısıtmadır.

Burada, endüksiyonla ısıtma tanıtılıp, uygulama alanları belirtilerek, bu alanlarda diğer sistemlerle karşılaştırması yapılmıştır. Ayrıca endüksiyonla ısıtma sistemleri tasarlanırken karşılaşılan sorunlar ve çağımızda en yaygın olarak kullanılan endüksiyonla ısıtma sistemleri incelenmiş, bu sistemlerin üstünlükleri ve mahzurlu tarafları irdelenmiştir.

Endüksiyonla ısıtma sistemlerinin elektrik şemaları verilip bu sistemlerdeki fırın kapasitesi, güç ve frekans arasındaki bağıntıyı veren diyagramlar incelenmiştir.

Son olarakta değişik tipteki konvertörlerin analizi yapılmıştır.



## S U M M A R Y

After the widely-usage of the electricity and especially after the power electronics was activated as apart of a branch of engineering, as in a lot of fields, in metal heating and melting, instead of heating with liquid, solid and gas, the methods that have higher efficiency and easy-controlled methods have been developed. One of these methods is arc furnaces and the other one is induction heating.

In this thesis, induction heating and its fields of application are presented and compared with the other methods. Advantages and disadvantages of induction heating are analyzed.

Schematic wiring diagrams for mains frequency induction crucible furnace installation and the relationship between power, frequency and furnace capacity are presented.

As a result varied types of converters are analyzed.



Frekanslı ya nüveli tip olan bu fırın genellikle olarak gösterilmektedir. Prensip aynı olmak üzere bu fırın tipi, terbiyenin büyük kapasiteler için hayli geliştirilmiş olarak bu günde kullanılmaktadır. Şebeke frekanslı fırınlar çoğunlukla bu tipde inşa edilir. Zamanınizinde Fırının Kalıfletilmesine

## 1- ELEKTRİK ENERJİSİNİN METALURJİ MÜHENDİSLİĞİNDE UYGULAMASI "ENDÜKSİYON FIRINLARI"

### 1.1. Sınıflandırma

Prensip aynı olmakla beraber Endüktif ısıtma konusunun birçok tatbikatları vardır. Endüstride büyük yer işgal eden bu bölümleri aşağıdaki gibi sıralıyabiliriz :

- a) Ergitme fırınları,
- b) Haddeme veya dövme maksadıyla tavlama,
- c) Yüzey sertleştirme,
- d) Kaynak yapma,
- e) Lehimleme.

Endüksiyon kuralları ve teknolojinin gerektirdiği şartların birleşmesi ile endüktif ısıtmanın yukarıdaki uygulamalarının herbirinden birçok etüt konuları ortaya çıkar. a şıkkındaki ergitme fırınlarını ele alırsak;

Ergitme fırınları yapı itibarıyla,

- I) Nüveli fırınlar,
- II) Potalı fırınlar

olmak üzere iki büyük gruba ayrılır.

- I) Nüveli Fırınlar :

Pratik değeri olan ilk endüksiyon fırını 1891 yılında Kjellin tarafından inşa edilmiştir. Şekil I'de şebeke



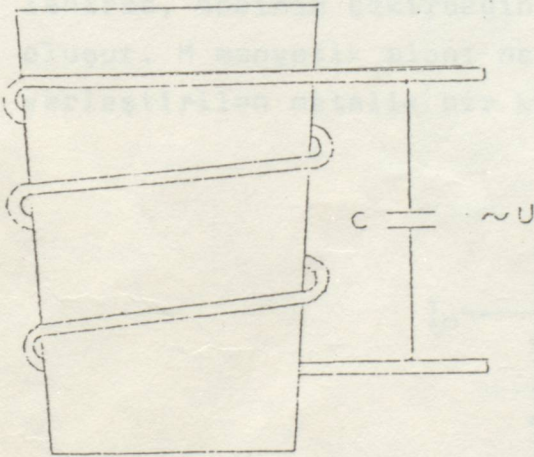




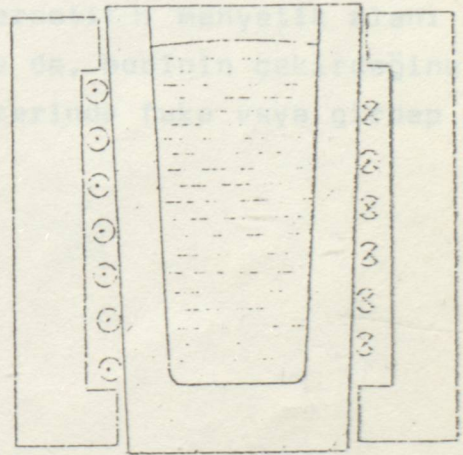
tamamen yararlanılamaz. Fırın işletmeden çıkarılırsa, ilk şarj için yeter büyüklükte kütükler kullanmak gerekir.

## II) Potalı Fırınlar :

Bu çins fırınlarda endüksiyon bobini, doğrudan doğruya içine ergitilecek malzemelerin bulunduğu pota üzerine yerleştirilmiştir. Gerek içinden geçen akımın hasıl ettiği jul ısı, gerekse pota içindeki eriyik dolayısıyla bobin çok ısınır. Aşırı ısınmaya mani olmak için, bobin bakır borudan sarılır ve içinden su geçirilir. Aşağıda şekil 2'de fırının prensibi görülmektedir. Şarj malzemesinin ebatlarına ve fırının kapasitesine göre değişik işletme frekansları kullanılır. Frekans yükseldikçe güç faktörü düşer. Genaratörden tam olarak istifade edebilmek için kompensasyon şarttır. Büyük kapasiteli fırınlarda çok zaman şekil 3'de görüldüğü gibi pota dışındaki magnetik devre, çevreye muhtelif sayıda yerleştirilmiş olan silisli sacdan paketlerle teşkil edilir.



Şekil 2



Şekil 3

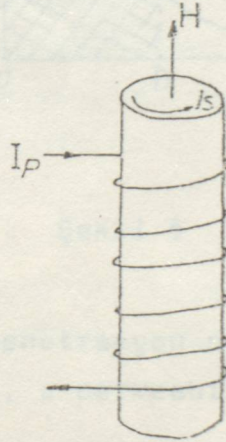


Pota malzemesinin seçimi; ergitilecek malzemeye, malulün kalitesine ve teknolojik şartlara bağılıdır. Pota genel olarak astar ve gövde olmak üzere iki kısımdan teşekkül eder. Eriyikle temas halinde olan ve astar denilen ısıya dayanıklı kısmın dışında esas gövde bulunur. Adi döküm işleri için astar, silisyum dioksit menşeli asitik veya magnezyum dioksit menşeli bazik malzemeden sıkıştırılmak suretiyle elde edilir. Pota gövdesi daima, dayanıklı ve yalıtkan bir malzemeden yapılır. Bunun dışında fırın bobini bulunur.

Bazı özel maksatlar için astar yerine iletken bir pota kullanılır. Bu pota gövdeyi teşkil eden ana potanın içine yerleştirilmiştir. Bu sebepten böyle fırınlara "İletken potalı fırınlar" veya "Çift cidarlı fırınlar" denir.

## 1.2. Fırının Temel Yapısı

Şekil 4'de görülen bobine,  $I_p$  alternatif akımı uygulanırsa, bobinin çekirdeğinde alternatif  $H$  manyetik alanı oluşur.  $H$  manyetik alanı nedeniyle de, bobinin çekirdeğine yerleştirilen metalik bir kütle üzerinde fuko veya girdap



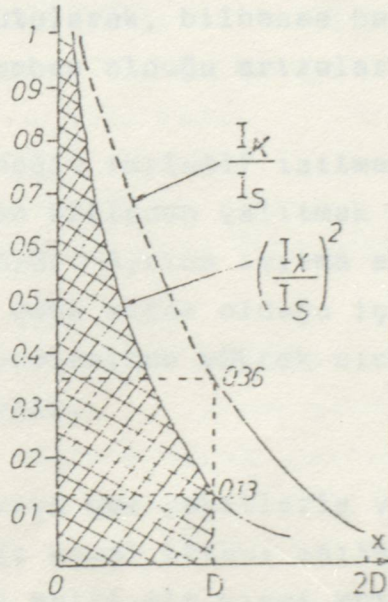
Şekil 4



(Eddy) akımı denilen bir  $I_s$  akımı meydana gelir.  $I_s$  akımının, silindirik bir kütlenin kesiti boyunca dağılımı üniform değildir.  $I_s$  akımı silindirin cidarlarında maximum olup, merkeze gidildikçe eksponansiyel olarak azalır (Şekil 5).

Şekil 5'de görüldüğü gibi meydana gelen ısıнын 87%'si en dış D kalınlığındaki bölgede meydana gelir. D'ye penetrasyon derinliği denir.

$$D = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\mu \cdot \omega}} \approx 5033 \sqrt{\frac{\rho}{\mu \cdot f}}$$



Şekil 5

Burada D, cm olarak penetrasyon derinliği,  $\rho$   $\Omega$  cm olarak malzemenin öz direnci,  $\mu$  permeabilite,  $f$ 'de frekanstır.

Isının 87%'si en dış D kalınlığındaki bölgede meydana geldiği için akımın sadece bu bölgeden geçtiğini kabul edersek



hesaplarda çok büyük bir hata meydana gelmez. Böylece endüksiyon bobini, primeri bobinin kendisi sekonderi tek turluk metal kütle olan bir transformatöre dönüşür. Trafonun primerine  $I_p$  alternatif akımı uygulanarak, sekonderde (metal kütlede) çok büyük bir  $I_s$  akımı temin edilerek metal kütle ısıtılabilir.

### 1.3.1. Metal Ergitme

Endüksiyonla ısıtmada ısıtma aracı (endüksiyon bobini) ile ısıtılan parça arasındaki kuplaj magnetiktir. Yalıtkan maddelerin, magnetik kuplajı önleyici hiçbir etkisi olmadığından, metal kütleyi özellikle ısı bakımından çok iyi yalıtmak böylece ısı kalıpları minimumda tutmak mümkündür. Isıtma aracının "bobinin" soğutulmasının sistemin verimine etkisi olmadığından, endüksiyon bobini genellikle su ile mükemmel şekilde soğutulur, bilhassa bağlantı yerlerinde yüksek sıcaklığın sebep olduğu arızalar önlenir.

Halbuki, örneğin rezistif ısıtmada; ısıtma aracını (rezistans) ısıtılan kütleden yalıtmak gerekir ki bu da sistemin verimini düşürür. Ayrıca ısıtma aracı (rezistans), ısıtılan kütleden çok daha sıcak olduğu için, zamanla rezistanslarda ve bağlantı yerlerinde yüksek sıcaklığın sebep olduğu arızalar meydana gelir.

Katı, sıvı veya gaz yakıtlarla yapılan ısıtmalarda ise ısıнын büyük bir kısmı ortamı ısıtmaya harcanır. Elde edilen ısıнын ancak belli bir kısmı metal kütleyi ısıtmada kullanılabilir. Bu nedenle de bu sistemlerin verimleri düşüktür.

Bunun için endüksiyonla ısıtma, metallerin ısıtılması ve ergitilmesinde en mükemmel yoldur.



### 1.3. Uygulama Alanı

Endüksiyonla ısıtmanın uygulama alanı çok geniş ve çeşitlidir. En önemlilerini aşağıdaki gibi sıralayabiliriz:

#### 1.3.1. Metal Ergitme

Endüksiyonla ısıtmanın en çok uygulandığı sahadır. Endüksiyon bobininin çekirdeğinde yüksek sıcaklığa dayanıklı refrakter malzemesiyle bir pota yapılarak, bu potanın içinde her çeşit metal ergitilebilir. Endüksiyonla ergitmede, kömür ocaklarında olduğu gibi, madene istenmeyen yabancı maddelerin (özellikle karbon) karışma tehlikesi yoktur. Ayrıca ergimiş banyoda, çalışma frekansına bağlı olarak manyetik kuvvetlerin doğurduğu çalkalanma meydana geldiğinden alaşım yapılmasına da uygundur.

#### 1.3.2. Sıcak Şekil Vermek İçin Preslerin Önünde Metal Isıtma

Şekil verilecek metal takozlar bir endüksiyon bobininden geçirilirse, bobinin çıkışında sıcak şekil verme için istenen sıcaklıkta takozlar elde edilir. Bu takozlara preslerde istenen şekil verilir.

Endüksiyonla yapılan ısıtmada, istenen sıcaklığı kontrol altında tutmak ve metal takozu üniform ısıtmak kolaylıkla sağlandığından diğer sistemlere göre çok üstündür.

#### 1.3.3. Satın Sertleştirme

Endüksiyon akımı ısıtılan kütlenin cidarlarından geçtiği için frekans uygun tutularak, metalin sadece dış yüzü ısıtılıp, dış cidara su vermek mümkündür. Böylece sadece



1.3.3. Plastikler, Boyalar ve Kimyasal Malzemeler Gibi Yalıtım maddenin çalışan dış yüzeyi sertleştirilir. Hem enerji tasarrufu sağlanır, hem de sertleştirilen parçanın deformasyonu önlenir. Satış sertleştirme için tek çözüm endüksiyonla ısıtmadır.

#### 1.3.4. Uç Kızartma

Metal parçanın yalnız uç kısmı ısıtılarak şekil vermek gayesiyle kullanılır. Bunun için metalin istenilen bölümü endüksiyon bobinine sokularak, gerekli sıcaklığa kadar ısıtılır.

#### 1.3.5. Endüksiyonla Kaynak

Endüksiyonla kaynak yapılacak metal parçaların, kaynak yapılacak bölgeleri ısıtılarak hem enerji tasarrufu sağlanır, hem de metalin diğer kısımları deformasyona uğramaz.

#### 1.3.6. Kaynak Yapılan Boruların İç Gerilmelerinin Giderilmesi

Borular kaynatılınca kaynak noktaları ani olarak ısıtılıp soğutulduğu için, bu bölgenin molekül yapısı değişir ve boruda iç gerilmeler meydana gelir. Tedbir alınmazsa borular kaynak noktasından kolaylıkla çatlayabilir. Bu nedenle borulara kaynaktan sonra uygun bir tempoda ısıtmak ( $600^{\circ}$ - $900^{\circ}\text{C}$ ) bu sıcaklıkta bir müddet saklamak ve uygun bir tempoda soğutmak gerekir. Bu işlem için ya rezistif ısıtma veya endüksiyonla ısıtma sistemleri kullanılır. Endüksiyonla ısıtmada hem verim yüksektir, hem de özellikle kalın borularda borunun iç cidarı ile dış cidar arasındaki sıcaklık farkı çok daha azdır.

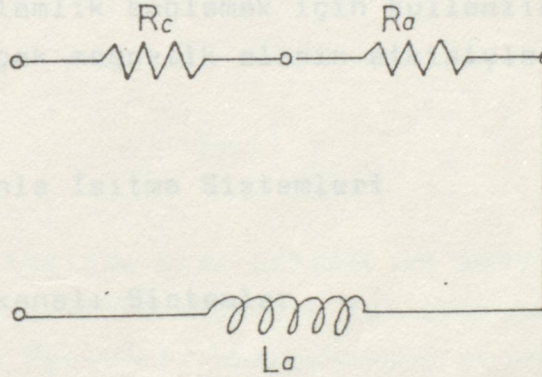


### 1.3.7. Plastikler, Boyalar ve Kimyasal Malzemeler Gibi Yalıtkan Maddelerin Isıtılması

Plastikler, boyalar ve kimyasal malzemeler gibi yalıtkan maddelerin yüksek sıcaklıklara kadar ısıtılması için, malzeme metal bir kazana yerleştirilip kazan endüksiyonla ısıtılır. Ayrıca radyo frekanslı endüksiyon kaynakları ile bilhassa petrol kökenli malzemelerin birbirine kaynaklanması veya şekil verilmesi çok kaliteli olarak yapılabilmektedir.

### 1.4. Endüksiyonla Isıtmada Karşılaşılan Sorunlar

Endüksiyon bobininin eşdeğer devresi şekil 6'daki gibidir. Burada,



Şekil 6

$R_c$  : Bobinin Omik direnci,

$R_a$  : Isıtılan yükün primere indirgenen eşdeğer direnci,

$L_a$  : Sistemin endüktansı.

Endüksiyonla ısıtılan metaller en az  $800^{\circ}\text{C}$ - $700^{\circ}\text{C}$  ye, genellikle  $1700^{\circ}\text{C}$ - $1800^{\circ}\text{C}$  ye kadar ısıtılırlar. Bu durumda



maddenin öz direnci %400-600 oranında değişir. Ayrıca, magnetik malzemeler "Curie" sıcaklığından daha yüksek sıcaklıklara kadar ısıtıldığında magnetik özelliklerini kaybederler.  $\mu = 1$  olur. Bu nedenle de hem endüktansları hem de eşdeğer dirençleri çok değişir. Anlaşılacağı üzere endüksiyon bobinin aktif ve reaktif bileşenleri çalışma şekline, malzemenin cinsine ve sıcaklığa göre oldukça değişken olup güç faktörü genellikle 0.05-0.2 arasındadır. Endüksiyonla ısıtmada karşılaşılan en önemli sorun, güç faktörü bu kadar küçük ve değişken olan yükün kompanzasyonudur. Elektronik olmayan düzenlerde, bu sorun kondansatörler kademeli olarak devreye sokularak çözümlenmiştir. Elektronik düzenlerde ise genellikle devreye sabit kondansatör bağlanıp sistemin rezonans frekansı otomatik olarak ayarlanarak daha sağlıklı bir çözüm sağlanır.

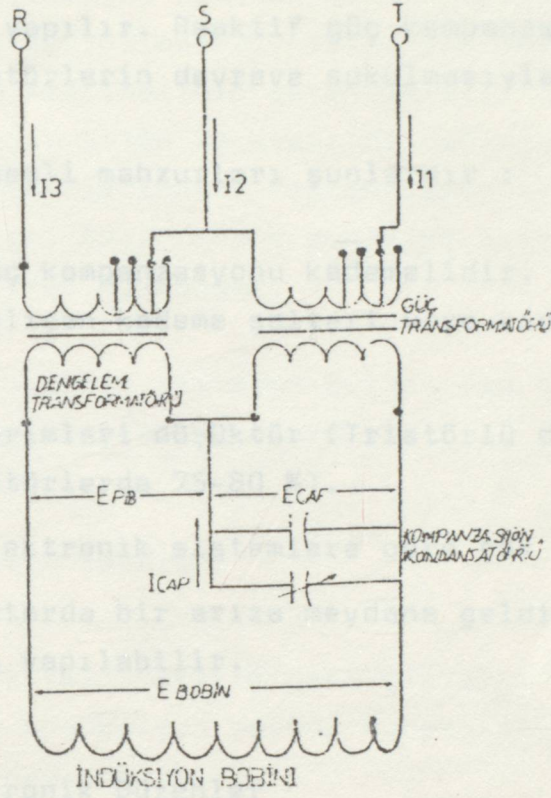
Endüksiyon bobinin tasarlanmasında bir sorun da bobine mekanik sağlamlık sağlamak için kullanılması gereken metal aksamın kaçak magnetik alanın etkisiyle ısınmasıdır.

## 1.5. Endüksiyonla Isıtma Sistemleri

### 1.5.1. Hat Frekanslı Sistemler

Diğer sistemlere göre daha basittir. Bilhassa birkaç megawattın üzerindeki güçlerde sistemin maliyeti daha ucuz olduğundan tercih edilir. Penetrasyon derinliği çok büyük olup küçük kütlelerin ısıtılması veya ergitilmesinde verimi düşüktür. Hat frekanslı bir endüksiyonla ısıtma sistemi şekil 7'deki gibi gerçekleştirilebilir. Şekilden görüldüğü gibi, güç ayarı, hatları dengeleme ve kompanzasyon, kademeli transformatörler ve kondansatörlerle yapılır. Bu nedenle sistemi çalıştıran personelin çok iyi eğitilmiş olması gerekir. Hat frekanslı ergitme ocaklarının diğer bir problemi de sisteme ilk yol verilirken, başlatma bloğuna gerek





Şekil 7

duyulmasıdır. Ergitme elde edildikten sonra ergimiş maddenin 2/3'ü kullanılır. 1/3'ü sistemin iyi çalışması için potada bıkırılır. Hat frekanslı kompanzasyon kondansatörleri, yüksek frekanslı kondansatörlere göre çok pahalıdır. Bunun için de bir megawattan küçük güçlerde, elektronik sistemlerle aralarında büyük fiyat farkı yoktur.

#### 1.5.2. Motor-Jeneratör Grupları

1985-70 yıllarına kadar 15 kHz'e kadar yüksek frekanslı ısıtmada çok kullanılırlardı. Zamanımızda yerini yavaş yavaş elektronik düzenlere bırakmaktadır. Birbirine kupla edilen motor ve yüksek frekanslı jeneratörden meydana



gelmiştir. Genellikle dikey çalışırlar. Güç ayarı ikaz akımı ayarlanarak yapılır. Reaktif güç kompanzasyonu kademeli olarak kondansatörlerin devreye sokulmasıyla yapılır.

En önemli mahzurları şunlardır :

a) Güç kompanzasyonu kademelidir. Bunun için yüksek frekansta çalışan kademe şalteri veya kontaktörlerine ihtiyaç vardır.

b) Verimleri düşüktür (Tristörlü düzenlerde 90-95 %, motor jeneratörlerde 75-80 %).

c) Elektronik sistemlere göre çok daha gürültülüdür.

d) Motorda bir arıza meydana geldiğinde tamiri çok uzun zamanda yapılabilir.

### 1.5.3. Elektronik Düzenler

Genellikle trifaze bir radresör ve yüksek frekanslı bir "Inverter" katından meydana gelirler. Doğrudan doğruya hat frekanslı AC gerilimden yüksek frekanslı AC gerilim edebilen sistemlerde vardır. En büyük üstünlükleri, güç ayarının ve güç kompanzasyonunun tam otomatik olarak yapılabilmesi ve kullanımının kolay olmasıdır.

Elektronik sistemleri de 3 ana grupta toplayabiliriz.

#### 1.5.3.1. Tristörlü Düzenler

Bilhassa 150 Hz - 5 KHz frekans bandında ve büyük güçlerde rakipsizdirler. Tristörlerin iletim kayıpları özellikle büyük akımlarda, diğer yarı iletkenlere kıyasla çok küçüktür. Bugün 500 Hz ve 1 KHz'de çalıştırılabilen 2000 A ve 1800 V kumanda edebilen tristörler imal edilebilmektedir.

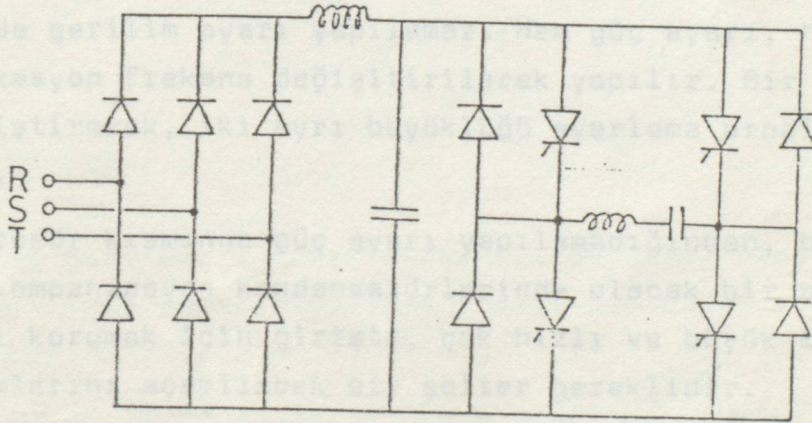


En büyük problemleri komütasyonları (iletken konumdan yalıtkan konumuna geçirilmeleri) için, yük akımının kapama zamanı kadar kesilmesinin gerekmesidir. Hızlı tristörlerde kapama zamanı 8-100 s arasında değişmektedir. Bu nedenlerle 5 kHz'in üzerindeki frekanslarda tristörü kullanmak zorlaşmaktadır. Bugün düşük güçlerde tristörlerle 25 kHz'e kadar çıkabilmek mümkündür.

Endüksiyonla ısıtmada kullanılan tristörlü düzenlerin en yaygın olanları şunlardır .

#### 1.5.3.1.1. Seri İnvörtör

Güç devresi şekil 8'deki gibidir. Şekil 8'de de görüldüğü gibi endüksiyon bobine kompanzasyon kondansatörü seri olarak bağlanmıştır.



Şekil 8

#### ÜSTÜNLÜKLERİ :

- Akımın dalga şekli sinüsoidaldir. Bunun için tristörlerde  $di/dt$  problemi yoktur. Bu nedenle de oldukça yüksek frekanslarda bile rahatça çalıştırılabilir.



b. Bu devrede son zamanlarda geliştirilen normal tristörlerle göre daha hızlı olan asimetric tristörleri kullanmak mümkündür.

c. Bobin voltajı, invertör voltajının Q katıdır ( $Q=LW/R$ ). Böylece bilhassa ergitme ocaklarında yüklenmeye fazla bağımlı olmadan sabit güç elde edilebilir.

#### MAHSURLARI :

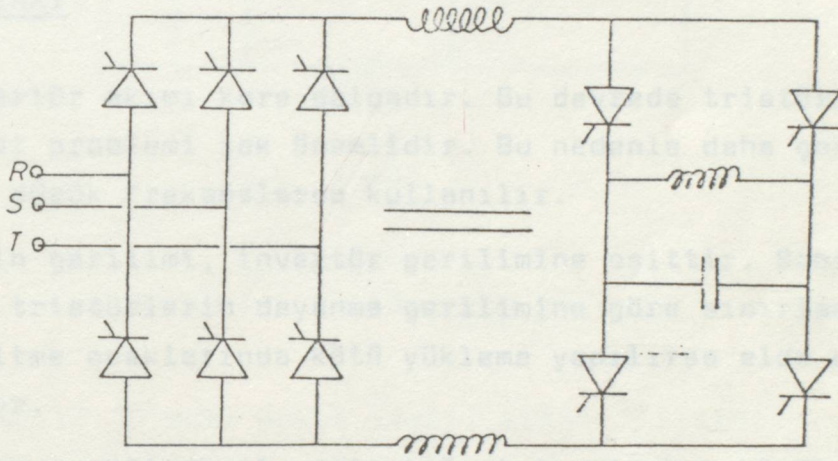
- a. Çıkış gerilimi kara dalgadır. Bu nedenle  $dv/dt$  problemi ni halletmek için tristörlere paralel büyük "snubber" devreleri kullanmak gerekir.
- b. İnvertör kare dalga ürettiğinden, iyi bir DC gerilimle beslenmelidir. Bunun için trifaze AC gerilim genellikle 6 diyottan oluşan tam dalga köprü ile doğrultulur, ayrıca yüksek frekans akımların, şebekeden geçmesini önlemek için oldukça büyük DC kondansatör kullanmak gerekir.
- c. Redresör kısmında diyot kullanıldığından, redresör kısmında gerilim ayarı yapılamaz. Hem güç ayarı, hem de kompanzasyon frekans değiştirilerek yapılır. Bir büyüklüğü değiştirerek, iki ayrı büyüklüğü ayarlama problemi vardır.
- d. Redresör kısmında güç ayarı yapılamadığından, bobinde veya kompanzasyon kondansatörlerinde olacak bir arızada sistemi korumak için girişte, çok hızlı ve büyük kısa devre akımlarını açabilecek bir şalter gereklidir.
- e. Bobin gerilimi yüksek olduğu için, oldukça yüksek voltajlı komütasyon kondansatörleri kullanmak gerekir.
- f. Bobin akımı invertör akımına eşittir. Yani doğrudan doğruya tristörlerden sağlanır.
- g. Ergitme ocaklarında, "Curie" noktasından geçerken veya yükleme veya boşaltma sırasında bobin karakteristiğinde hızlı değişimler olabilir. Bunun için de invertör



geriliminde sıçramalar meydana gelebilir.

#### 1.5.3.1.2. Paralel İnvörtör

Şekilden görüldüğü gibi kompanzasyon kondansatörü endüksiyon bobinine paralel bağlanmıştır.



Şekil 9

#### ÜSTÜNLÜKLERİ :

- Çıkış gerilimi (yüksek frekanslı gerilim) sinüsoidaldir. Bunun için de tristörlerde önemli bir  $dv/dt$  problemi yoktur.
- Bobin akımı invertör akımının  $Q$  katıdır ( $Q=LW/R$ ). Anlaşılacağı gibi bobin akımının büyük bir kısmını kondansatörler temin eder.
- Standart (özellikle motor jeneratör gruplarında kullanılan) endüksiyon kondansatörleri kullanır.
- Girişteki DC gerilimin çok düzgün olmasına gerek yoktur. Bunun için, redresör katında 6 tristörle teşkil edilen tam dalga köprü kullanılır. Redresör katı tristörlü olduğu



için, redresörün çıkışındaki DC gerilimi ayarlamak, böylece güç ayarı yapmak mümkündür. Bu nedenle de frekans sadece kompanzasyonu temin etmek için yapılır.

- e. Redresör katı tristörlü olduğu için invertör katında, kondansatör bobin veya invertör tristörleri nedeniyle oluşacak bir arızada akım sınırlanabilir. Bunun için girişteki şalterin yükü seri invertördeki kadar ağır değildir.

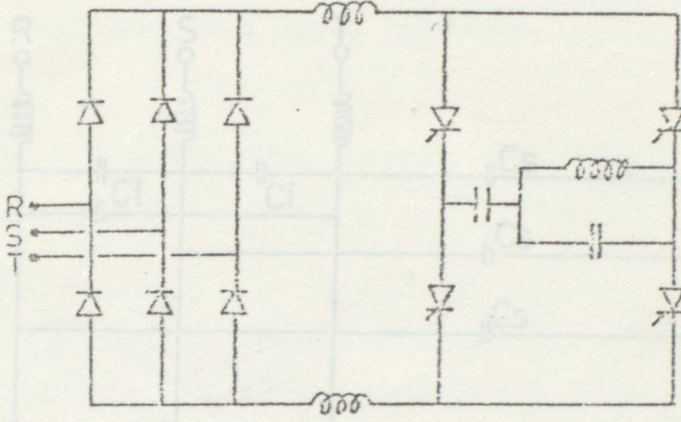
#### MAHSURLARI

- a. İnvertör akımı kare dalgadır. Bu devrede tristörler için  $di/dt$  problemi çok önemlidir. Bu nedenle daha çok 2000 Hz dan düşük frekanslarda kullanılır.
- b. Bobin gerilimi, invertör gerilimine eşittir. Bobin gerilimi, tristörlerin dayanma gerilimine göre sınırlandırıldığından, ergitme ocaklarında kötü yükleme yapılırsa elde edilen güç düşer.
- c. Sistem sabit akımla çalıştığı için oldukça büyük şok bobinine gerek vardır.
- d. Sisteme, invertör tristörlerini ateşleyerek yol verilemez. Ayrıca yol verme devresine gerek vardır. Yol verme devresi iyi tasarlanamazsa, sisteme yol verilirken büyük arızalar meydana gelebilir.

#### 1.5.3.1.3. Seri-Paralel İnvertör

Paralel rezonans devresindeki endüksiyon bobiniyle, kompanzasyon kondansatörüne, seri bir kondansatör daha ilave edilince Seri-Paralel invertör oluşur (Şekil 10) özellikleri paralel invertör gibidir. Paralel invertöre göre üstünlüğü özellikle 1-5 kHz frekans bandında yol verme devresi daha basittir. Mahsuru ise özellikle düşük frekanslarda tristörlere uygulanan gerilim bobin geriliminden daha büyük olur.





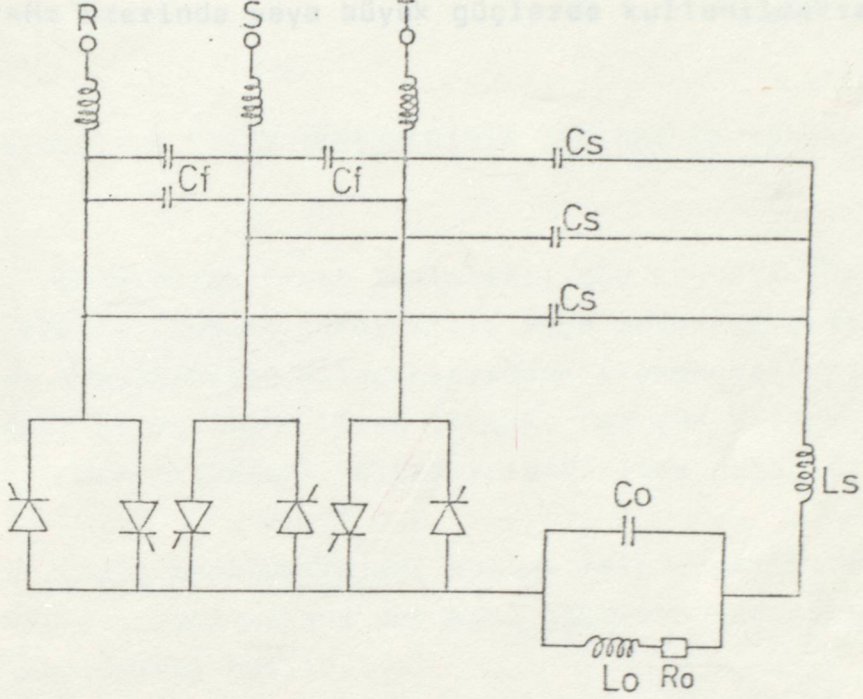
Şekil 1011

#### 1.5.3.1.4. AC-AC Yüksek Frekans Güç kaynağı

Şekil 10'daki devre teşkil edilir, tristörler uygun frekansta tetiklenirse, 50-60 Hz trifaze AC gerilimden doğrudan doğruya (redresör katına gereksinme olmaksızın) yüksek frekanslı AC gerilim elde edilir. Redresör katı olmadığından sistemin verimi, diğerlerine göre daha fazladır. Fakat frekans değiştirme hem güç ayarı, hem de kompanzasyonu sağlamak için yapılır. Güç ayarı ayrıca giriş trafosunda uç değiştirilerek de yapılabilir. Tristörleri, endüksiyon bobini veya kompanzasyon kondansatörlerinde meydana gelecek arızadan korumak için çok hızlı ve büyük kısa devre akımlarını açabilecek şaltlere gerek vardır.

Yukarıda belirtilen devrelerin dışında, pek yaygın olarak kullanılmayan sistemler de vardır. Fakat bizim konumuzun dışında tutulmuştur.





Şekil 11

#### 1.5.3.2. Diğer Yarı İletkenlerle Teşkil Edilen Sistemler

Bu sistemler genellikle, 10 kHz'i üzerinde çalışırlar küçük güçlü sistemlerdir. Genellikle satıh sertleştirme ve endüksiyonla kaynak amacıyla kullanılırlar ve daha çok güç transistörleri ile gerçekleştirilirler. Son zamanlarda bu alanda kullanılabılacak GTO ve "Power Mosfet"ler geliştirilmektedir.

#### 1.5.3.3. Tüplü Sistemler

Özellikle 10 kHz'in üzerindeki frekanslarda oldukça uzun süredir Thyatron tüpleri kullanılmaktadır. Teknolojideki son gelişmelerden sonra 10-100 kHz frekans bandında

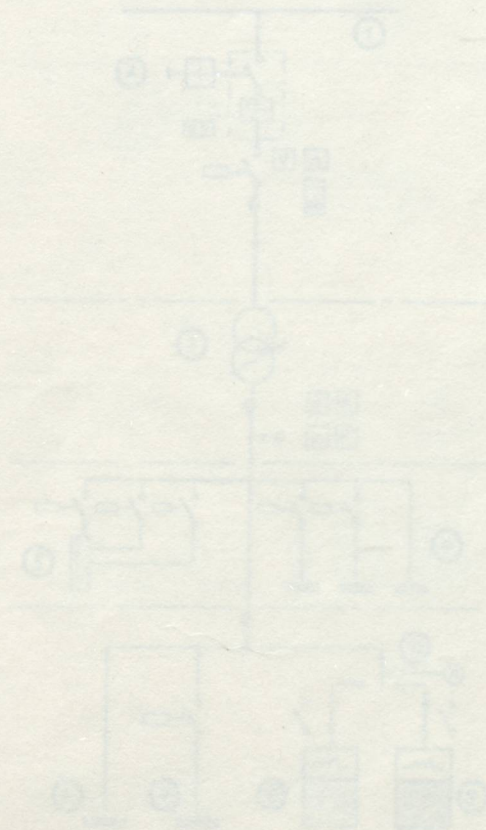


Thyratroların yerine, transistör veya GTO gibi yarı iletkenler kullanılmaya başlanmıştır. Tüplü devreler daha çok 100 kHz üzerinde veya büyük güçlerde kullanılmaktadır.

## 2- ENDÜKSİYON FIRIN TESİSLERİNİN TEK HAT DİYAGRAMLARI

Endüksiyon fırın tesisleri; güç kaynağı (transformatör, statik frekans çarpıcıları veya motor-jeneratör seti), yük ve kompanzasyon bileşenlerinden (kondansatörler) oluşur. Bu temel bileşenlere ilave olarak, faz yük balans cihazları, kontrol mekanizmaları, ölçme ve doğrultma cihazları vardır.

Tezlis ampermetreler, voltmetreler, wattmetreler ve yük devresindeki balansa dokunan gösteren güç faktörü göstergesiyle kontrol edilir.



Şekil 1- Endüksiyon fırın tesisinin tek hat diyagramı.



1. Besleme hattı,

2. Şalter,

3. Yardımcı transformator,

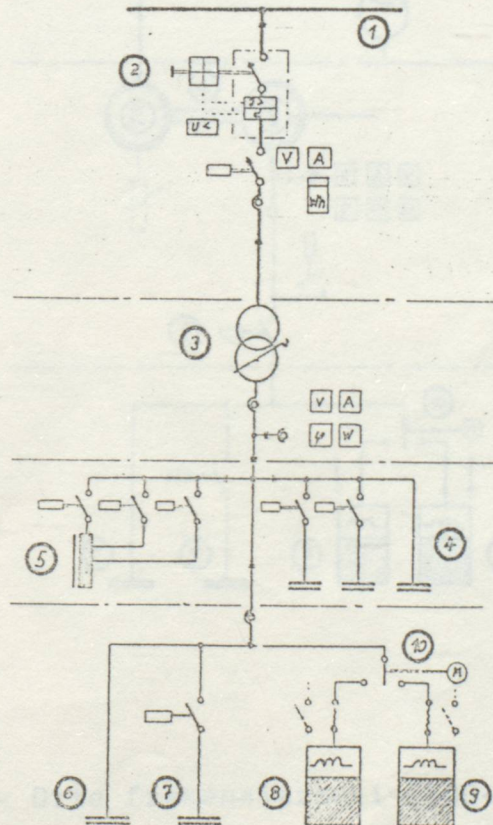
4. Balanslı yDk kondansatörleri,

5. Balanslı yok bobini,

## 2- ENDÜKSİYON FIRIN TESİSLERİNİN TEK HAT DİYAGRAMLARI

Endüksiyon fırın tesisleri; güç kaynağı (transformator, statik frekans çarpıcıları veya motor-generatör seti), yük ve kompanzasyon bileşenlerinden (kondansatörler) oluşur. Bu temel bileşenlere ilave olarak, faz yük balans cihazları, kontrol mekanizmaları, ölçme ve doğrultma cihazları vardır.

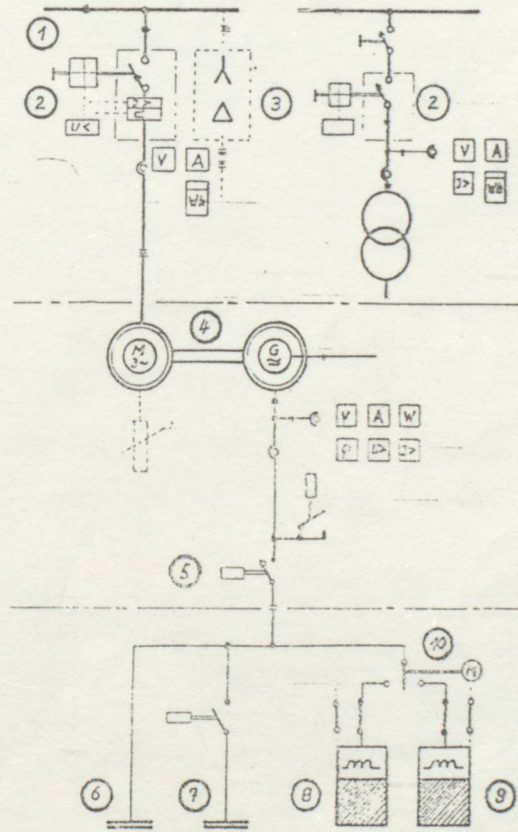
Tesis amperetreler, voltmetreler, wattmetreler ve yük devresindeki balans durumunu gösteren güç faktörü göstergesiyle kontrol edilir.



Şekil 1- Ana frekanslar için sistemin elektrik şeması.



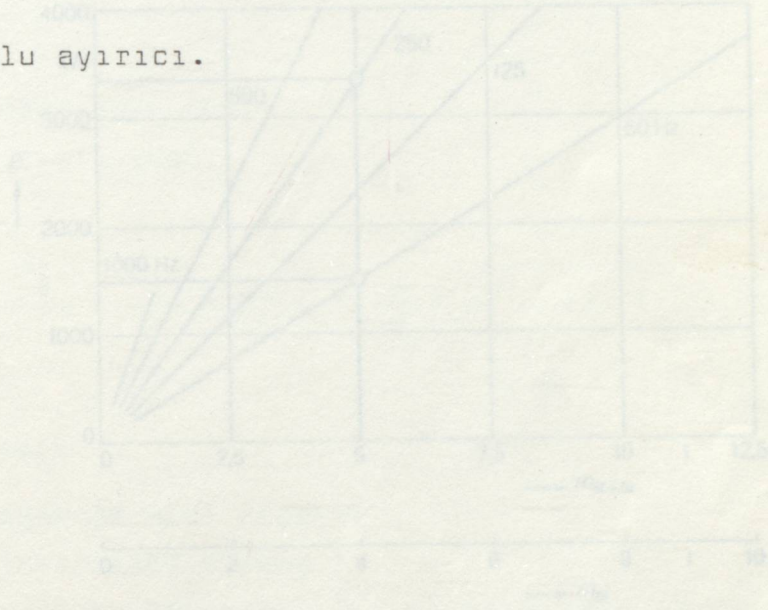
1. Besleme hattı,
2. Şalter,
3. Yardımcı transformatör,
4. Balanslı yük kondansatörleri,
5. Balanslı şok bobini,
6. Kompanzasyon kondansatörleri(salterle kumanda edilemeyen),
7. Kompanzasyon kondansatörleri(şalterle kumanda edilebilen),
8. Fırın I,
9. Fırın II,
10. Çift konumlu ayırıcı



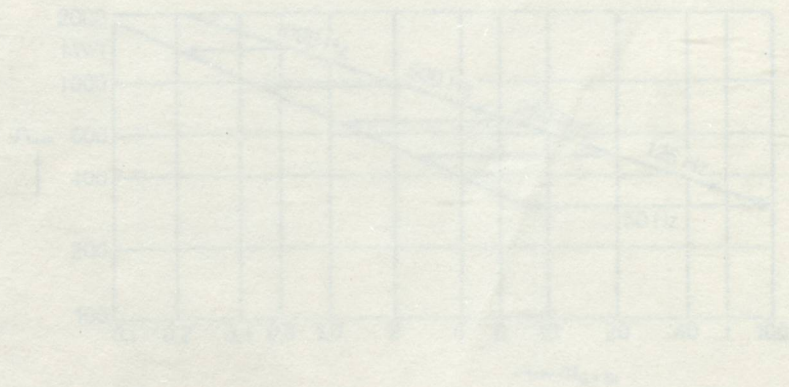
Şekil 2- Orta frekanslardaki (500-10.000 c.p.s.)  
tesisler için elektrik şeması.



1. Besleme hattı,
2. Düşük veya yüksek gerilim şalteri,
3. Yıldız-üçgen çalıştırıcı,
4. Motor-Generatör,
5. M.F. şalter,
6. Kompanzasyon kondansatörleri(şalterle kumanda edilemeyen),
7. Kompanzasyon kondansatörleri(şalterle kumanda edilebilen),
8. Fırın I,
9. Fırın II,
10. Çift konumlu ayırıcı.



Şekil 1- Farklı frekanslarda demir, çelik ve alüminyum miktarına göre kurulu P gücünün değişimi.



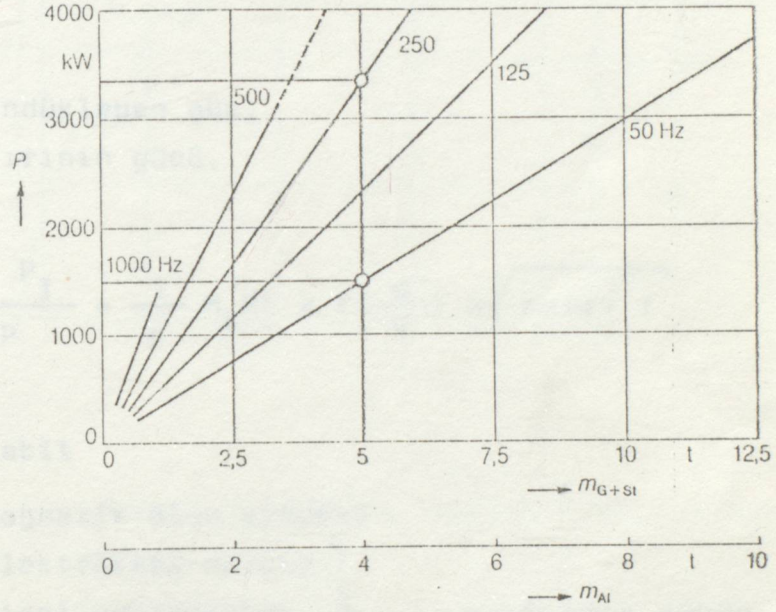
Şekil 2- Bir ünite demir ve çelik için maksimum 8000 g/gg. frekansa ve kurulu P gücüne göre değişimi.



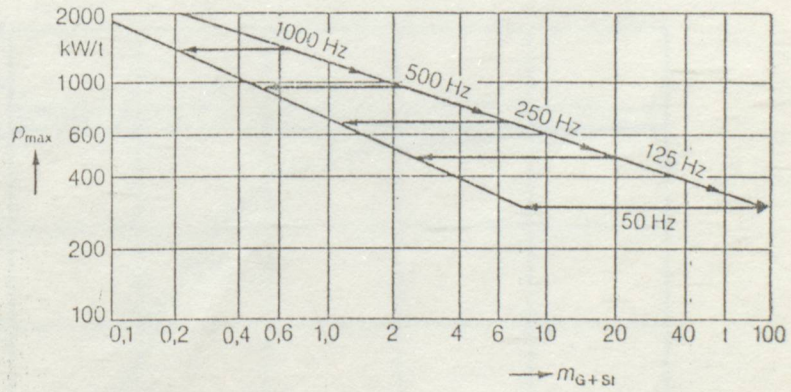
23

|                     |         |       |        |        |       |
|---------------------|---------|-------|--------|--------|-------|
| Frekans (Hz)        | 1000    | 500   | 250    | 125    | 50    |
| Fırın kapasitesi(t) | 0.2-1.5 | 0.3-6 | 1.1-18 | 2.5-60 | 6-120 |
| Max.Özgül güç(kw/t) | 1345    | 945   | 670    | 475    | 300   |

### 3- ENDÜKSİYON FIRINLARINDA FIRIN KAPASİTESİ, GÜÇ VE FREKANS ARASINDAKİ BAĞINTI



Şekil 1- Farklı frekanslarda demir, çelik ve alüminyum miktarına göre kurulu  $P$  gücünün değişimi.



Şekil 2- Gri dökme demir ve çelik için maximum özgül güç, frekans ve fırın kapasitesi arasındaki bağıntılar.



|                     |         |       |        |        |       |
|---------------------|---------|-------|--------|--------|-------|
| Frekans (Hz)        | 1000    | 500   | 250    | 125    | 50    |
| Fırın kapasitesi(t) | 0.2-1.5 | 0.5-6 | 1.1-18 | 2.5-60 | 8-100 |
| Max.Özgül güç(kW/t) | 1345    | 945   | 670    | 475    | 300   |

### 3.1. Fırının Elektriksel Verimi

Fırın elektriksel verimi aşağıdaki formülle tanımlanır.

$P_i$  : Endüklenen güç,

$P$  : Fırının gücü.

$$\eta_{el} = \frac{P_i}{P} = \frac{1}{p} K_1 H^2 \times f \left( \frac{d}{w} \right) \times \sqrt{\rho \times \mu r + f}$$

$K_1$  = sabit

$H$  = magnetik alan şiddeti

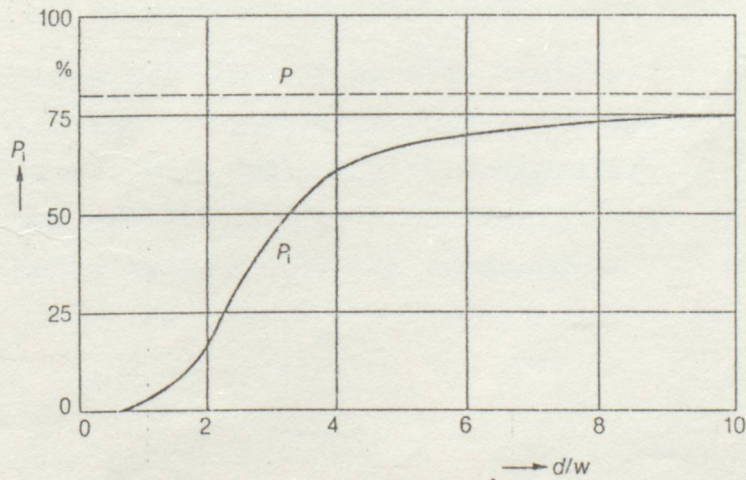
$\rho$  = elektriksel direnç

$\mu r$  = Nispi geçirgenlik

$d$  = Parça büyüklüğü

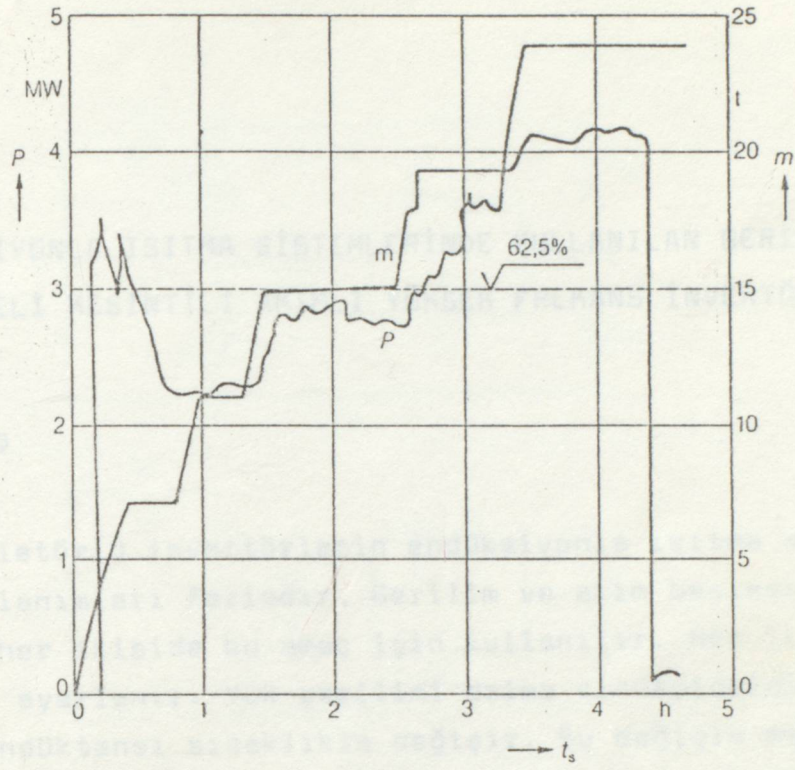
$w$  = akımın nüfuz etme derinliği

$f$  = frekans



Şekil 3-  $d/w$ 'nin fonksiyonu olarak fırının aktif gücü  $P$  ve endüklenen güç  $P_i$ 'nin değişimi.  
 $w$ : Akımın nüfuz etme derinliği,  
 $d$ : Parça büyüklüğü.





Şekil 4- Zamanın fonksiyonu olarak P'nin ve m'nin değişimi.

P : fırının giriş gücü,

m : potadaki madde miktarı.



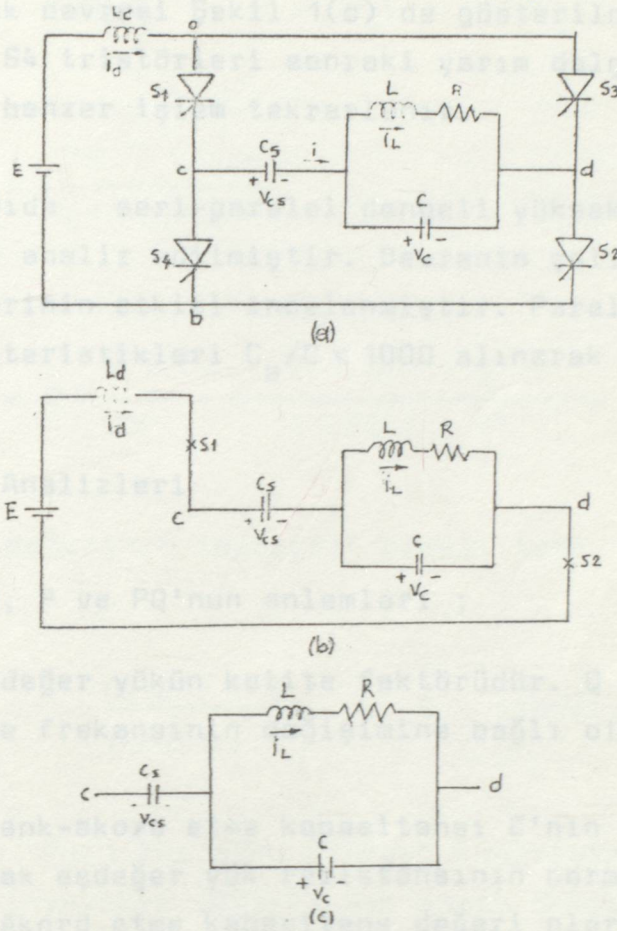
#### 4- ENDÜKSİYONLA ISITMA SİSTEMLERİNDE KULLANILAN GERİLİM BESLEMELİ KESİNTİLİ AKIMLI YÜKSEK FREKANS İNVERTÖRÜ

##### 4.1. Giriş

Tristörlü invertörlerin endüksiyonla ısıtma sistemlerinde kullanımları fazladır. Gerilim ve akım beslemeli invertörlerin her ikisinde bu amaç için kullanılır. Her iki durumda da yük ayarlanır. Yük gerilimi daima sinüsoidaldir. Eşdeğer yük endüktansı sıcaklıkla değişir. Bu değişim magnetik metallerde özellikle Curie noktasının üzerinde ısıtıldıkları zaman farkedilir derecededir. Bu nedenle invertör devrede aynı işletme şartlarını muhafaza etmek için tetikleme frekansı değişen yük durumlarına uygun olarak otomatikman ayarlanır. Akım-beslemeli invertörler zorlamalı komütasyon prensibinde çalışırlar. Ayrıca başlangıç problemleri vardır ve kapama zamanı sınırlıdır. Akım beslemeli invertörlerde kafi derecede büyük besleme endüktansına ve  $\frac{di}{dt}$  değeri büyük olan tristörlere ihtiyaç vardır.

Başlama problemleri gerilim beslemeli invertörler kullanmak suretiyle ortadan kaldırılabilir. Gerilim beslemeli invertörler nispeten daha yüksek frekanslar için düzenlenebilir. Bunun yanısıra gerilim beslemeli invertörlerde tristörlerin doğal komütasyonu söz konusudur.





Şekil 1- a) Yüksek-frekans invertörünün temel devresi,  
b) Durum 1 için eşdeğer devre.  
c) Durum 2 için eşdeğer devre.

Şekil 1(a) bir invertör devreyi gösterir.  $L$  ve  $R$  eşdeğer yükü gösterir.  $C$  paralel dengeleme kondansatörü,  $C_s$  seri dengeleme kondansatörü,  $L_d$  ise besleme endüktörüdür.  $S_1, S_2, S_3, S_4$  tristörleri  $T/2$  alternas aralıklarında tetiklenirler.  $S_1$  ve  $S_2$  tristörleri tetiklendiği zamanki eşdeğer devre Şekil 1(b)de gösterildiği gibidir.  $C$  ve  $C_s$  kondansatörleri, tetikleme frekansında invertöre verilen yük kapasitif olacak şekilde seçilirler. Eşdeğer devrenin rezonans frekansı tetikleme frekansı  $\omega_T$  den daha yüksek olacak şekilde



ayarlanır. Bu nedenden dolayı S1 ve S2 tristörleri doğal komütasyonla iletimden çıkarlar. Yarım dalganın diğer periyodunda tank devresi Şekil 1(c) de gösterildiği gibi izole olur. S3 ve S4 tristörleri sonraki yarım dalgada tetiklendikleri zaman benzer işlem tekrarlanır.

Aşağıda. seri-paralel dengeli yüksek frekans invertör devresi analiz edilmiştir. Devrenin çalışmasında devre parametrelerinin etkisi incelenmiştir. Paralel dengeli invertörün karakteristikleri  $C_s/C < 1000$  alınarak elde edilmiştir.

#### 4.2. Devre Analizleri

A. Q, P ve PQ'nun anlamları ;

Q eşdeğer yükün kalite faktörüdür. Q ısıtmanın sonucu ve tetikleme frekansının değişimine bağlı olarak değişir.

P; tank-akord etme kapasitansı C'nin empedansı ile ilgili olarak eşdeğer yük rezistansının normalize edilmiş değeridir. Akord etme kapasitans değeri olarak bilinir.

PQ ,  $\omega_T$  ve tank devresinin doğal frekansı arasındaki ilgiyi gösterir. Aynı zamanda  $\omega_{TL}$  empedansının normalize edilmiş değeridir.

B. Durum 1 [  $0 \leq \omega_T t \leq \lambda$  ]

S1 ve S2'nin iletimde olduğu zaman göz önüne alınsın. Eşdeğer devre Şekil 1(b)'de gösterildiği gibidir.

Invertöre verilen  $Z_{cd}$  empedansı şu formülle ifade edilir ;



$$Z_{cd} = \frac{1}{j\omega_T C_s} + \frac{(R + j\omega_T L) (1/j\omega_T C)}{R + j\omega_T L + (1/j\omega_T C)} \quad (1)$$

$$R_e = \frac{R}{(1-PQ)^2 + P^2}$$

$$x_e = R \left[ \frac{1}{DP} + \frac{P(1+Q^2) - Q}{(1-PQ)^2 + P^2} \right]$$

$x_e$  değerinin kapasitif olması için

$$\frac{1}{DP} + \frac{P(1+Q^2) - Q}{(1-PQ)^2 + P^2} > 0 \quad \text{olması gerekir.}$$

Eğer  $PQ > 1$  ise tank devresi kapasitiftir ve yük empedansı  $Z_{cd}$  invertöre verildikten sonra daima kapasitif olur. Bununla beraber eğer  $PQ < 1$  ise tank devresi kapasitiftir veya  $PQ$  değerinin  $Q^2/(1+Q^2)$  değerinden daha küçük veya daha büyük olmasına bağlı olarak endüktiftir. Eğer  $PQ < 1$  ise bir kapasitif yükü invertöre ayarlamak  $D$ 'nin uygun seçimiyle mümkündür. Aşağıda eşdeğer devrenin diferansiyel denklemleri verilmiştir.

$$L_d \frac{d i_d}{dt} + v_{cs} + v_c = E$$

$$L \frac{d i_L}{dt} + R i_L = v_c$$

$$i_d = i_L + C \frac{d v_c}{dt}$$



$$i_d = C_s \frac{dv_{cs}}{dt}$$

Denklemlerdeki gerilim, akım ve zaman sırasıyla E,  $E_{WT}$  C ve  $1/W_T$  değerleri ile normalize edilmiştir. Aşağıdaki analizlerde işletme karakteristikleri (1) denkleminde olduğu gibi kompleks düzende incelenmiştir. Normalize edilmiş başlangıç şartları aşağıdaki gibidir.

$$I_L(0^+) = A$$

$$I_d(0^+) = F$$

$$V_c(0^+) = B$$

$$V_{cs}(0^+) = G$$

Geçici şartlar altında ilk birkaç periyot için doğal komütasyon gerçekleşmeyebilir. Bu sebepten analizde başlangıç şartı  $I_d(0^+) = F$  alınır. Bununla beraber sürekli durumda kesikli akım durumu için  $I_d(0^+) = 0$  alınır.

(3) denklemlerinin çözümü;

$$I_L = A_1 e^{-\alpha \theta} \cos(\beta \theta - \emptyset_1) + A_2 e^{-\gamma \theta} \cos(\delta \theta - \emptyset_2)$$

$$I_d = F_1 e^{-\alpha \theta} \cos(\beta \theta - \emptyset_3) + F_2 e^{-\gamma \theta} \cos(\delta \theta - \emptyset_4)$$

$$V_c = B_1 e^{-\alpha \theta} \cos(\beta \theta - \emptyset_5) + B_2 e^{-\gamma \theta} \cos(\delta \theta - \emptyset_6)$$

$$V_{cs} = G_0 - G_1 e^{-\alpha \theta} \cos(\beta \theta + \emptyset_7) - G_2 e^{-\gamma \theta} \cos(\delta \theta - \emptyset_8) \quad (5)$$

$A_1, A_2, F_1, F_2, B_1, B_2, G_0, G_1, G_2$  ve  $\emptyset_1, \emptyset_2, \emptyset_3, \dots, \emptyset_8$  sabitleri devre parametreleri terimlerinin kapalı durumundan elde edilebilir.  $(-\alpha \pm j\beta)$  ve  $(-\gamma \pm j\delta)$  aşağıdaki karakteristik denklemin kökleridir.



$$S^4 + \frac{S^3}{Q} + \left(1 + \frac{1+D}{YD}\right) \frac{S^2}{PQ} + \left(\frac{1+D}{YD}\right) \frac{S}{PQ^2} + \frac{1}{YP^2Q^2D} = 0 \quad (6)$$

Kökler Brown'un metodu kullanılarak nümerik olarak tespit edilir.

$$\begin{aligned} I_d(\lambda) = 0 \text{ olduğu zaman} \quad \theta = \lambda < \pi & \quad \text{veya} \\ I_d(\pi) > 0 \text{ olduğu zaman} \quad \theta = \lambda = \pi & \quad \text{olduğu durumlarda} \end{aligned}$$

Durum I sonuçlanır.

$$\begin{aligned} I_L(\lambda) &= A' \\ I_d(\lambda) &= F' \\ V_c(\lambda) &= B' \\ V_{cs}(\lambda) &= G' \end{aligned} \quad (7)$$

Eğer  $\lambda < \pi$  ise Durum 2 vardır.

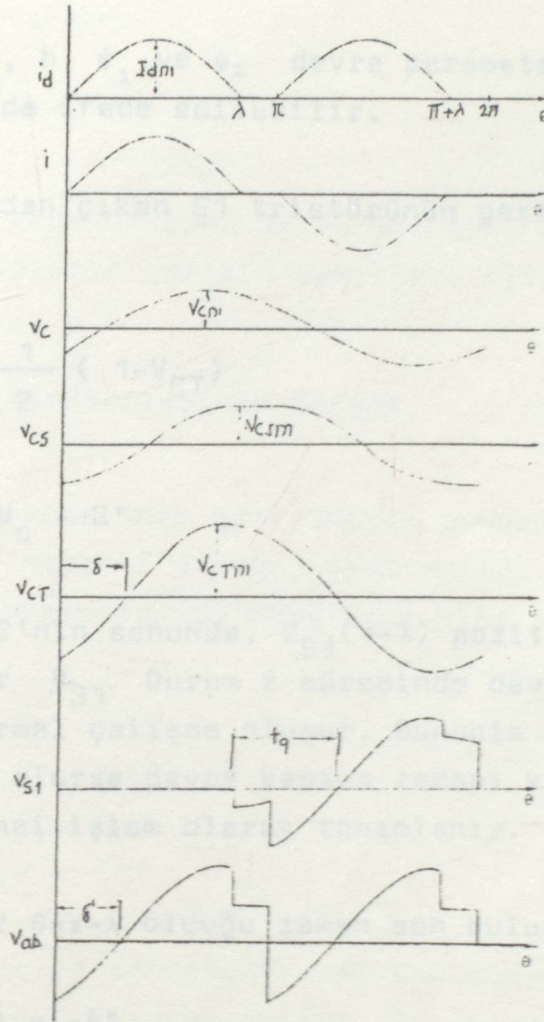
$$C. \text{ Durum 2 } [ 0 \leq \omega_T t \leq (\pi - \lambda) ] ;$$

Durum 2 S1 ve S2 tristörlerinin komütasyon anından S3 ve S4 tristörlerinin tetiklenmesine kadar sürer. Bu durum esnasında tank devresi kaynaktan izole edilmiştir. Durum 2 için eşdeğer devre şekil 1(c) de gösterilmiştir. Şekildende görüldüğü gibi

$$\begin{aligned} I_d &= 0 \\ V_{cs} &= G' \text{ dir.} \end{aligned} \quad (8)$$



$$I_L = H_1 \exp\left(-\frac{Q}{2Q}\right) \cdot \sin(h\theta + \phi_1) \quad (10)$$



Şekil 2- Akım ve gerilim dalga şekilleri.

Durum 2 eşdeğer devre için diferansiyel denklemler şunlardır :

$$L \frac{di_L}{dt} + R i_L = v_c \quad i_L = -C \frac{dv_c}{dt} \quad (9)$$

Buradan aşağıdaki eşitlikleri elde ederiz ;

$$I_L = H_1 \exp\left(-\frac{Q}{2Q}\right) \cdot \sin(h\theta + \phi_1)$$



$$V_C = H_2 \exp \left( - \frac{Q}{2Q} \right) \cdot \sin(h\theta + \psi_2) \quad (10)$$

$H_1$ ,  $H_2$ ,  $h$ ,  $\psi_1$  ve  $\psi_2$  devre parametreleri terimlerinin kapalı formunda ifade edilebilir.

İletimden çıkan S1 tristörünün gerilimi şu formül ile ifade edilir:

$$V_{S1} = \frac{1}{2} (1 - V_{CT}) \quad (11)$$

$$V_{CT} = V_C + G' \quad (12)$$

Durum 2'nin sonunda,  $V_{S1}(\pi - \lambda)$  pozitif veya negatif olabilir. Eğer  $V_{S1}$  Durum 2 süresinde devamlı negatif olursa Durum 2 normal çalışma oluşur. Bununla beraber eğer  $V_{S1}(\pi - \lambda)$  pozitif olursa devre kapama zamanı kısalır. Bu işlem Durum 2 istisnai işlem olarak tanımlanır.

Durum 2  $\theta = \pi - \lambda$  olduğu zaman son bulur.

$$I_L(\pi - \lambda) = -A''$$

$$I_D(\pi - \lambda) = F''$$

$$V_C(\pi - \lambda) = -B''$$

$$V_{CS}(\pi - \lambda) = -G'' \quad (13)$$

Bir sonraki yarım dalgada S3 ve S4 tristörleri tetiklenir. Eğer başlangıç şartları aşağıdaki gibi alınır (5) ve (10) denklemleri geçerlidir.

$$I_L(0^+) = A''$$



$$I_d(o^+) = F''$$

$$V_c(o^+) = B''$$

$$V_{cs}(o^+) = G'' \quad (14)$$

Şekil 2'de besleme akımı  $i_d$ , tank giriş akımı  $\dot{I}$ , kondansatör ve tristör gerilim şekilleri verilmiştir.

#### 4.3. Devre Parametrelerinin Seçimi

Analizlerde tank geriliminin sinüsoidal,  $i_d$ 'ninde sinüsoid'in bir parçası olduğu kabul edildi. Bu tahmini analizlerde devre parametreleri aşağıdaki gibi seçilir.

$$Q = 3.0 - 15$$

$$Y = 1.5 - 3.0$$

$$PQ = 1.2 - 1.3$$

$$D = 0.7 - 1.0 \quad (15)$$

Pratikte  $i_d$  sinüsoid'in bir parçasıdır. Geçici işletme esnasında Durum 2 varolmayabilir. Bu devrenin kapama zamanını kısaltır ve işletme frekansını sınırlar.

#### 4.4. Sürekli Durum Şartlarının Hesaplanması

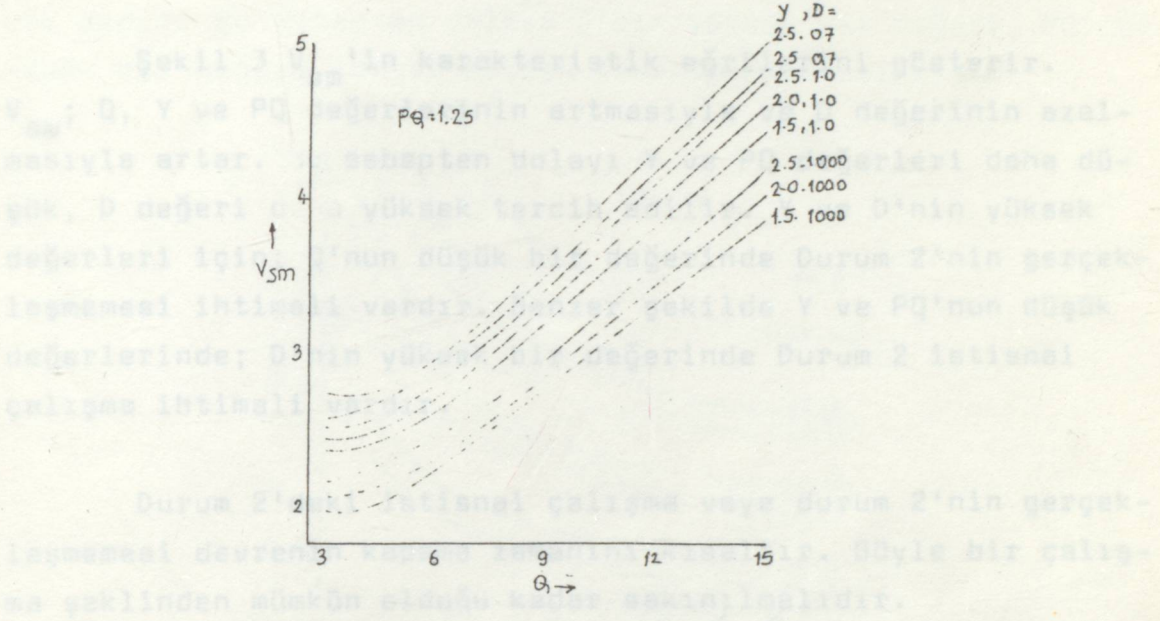
Sürekli durum şartlarını elde etmek için Durum 1 ve Durum 2'deki (5) ve (10) denklemleri bir dijital kompütörde sırayla çözülür. Her bir yarım dalga için  $I_L(\pi)$  ve  $V_c(\pi)$  sırasıyla  $I_L(o^+)$  ve  $V_c(o^+)$  ile mukayese edilir.

Burada geçici ve sürekli durum şartlarını belirlemek için durum denklemlerinin çözümü yerine kapalı durum ifadeleri kullanılır. Runge-Kutta 4. yol metoduyla durum denklemlerinin çözümünde bilgisayarla aynı doğrulukta sonuçları



elde etmek için bilgisayarda harcanan zamanın 2-4 katı daha fazla zamana ihtiyaç vardır.

Çalışma sınırları içinde tutulacak şekilde olacaktır.



Şekil 3- Q'nun fonksiyonu olarak  $V_{sm}$ 'in grafiği.

#### 4.5. Sonuçların İrdelenmesi

İşletme karakteristikleri Şekil 3-10'da verilmiştir. Her bir çalışma noktası  $W_T/W_0$ 'a bağlıdır. Bununla beraber  $W_0$  değerinin etkisi çok azdır.

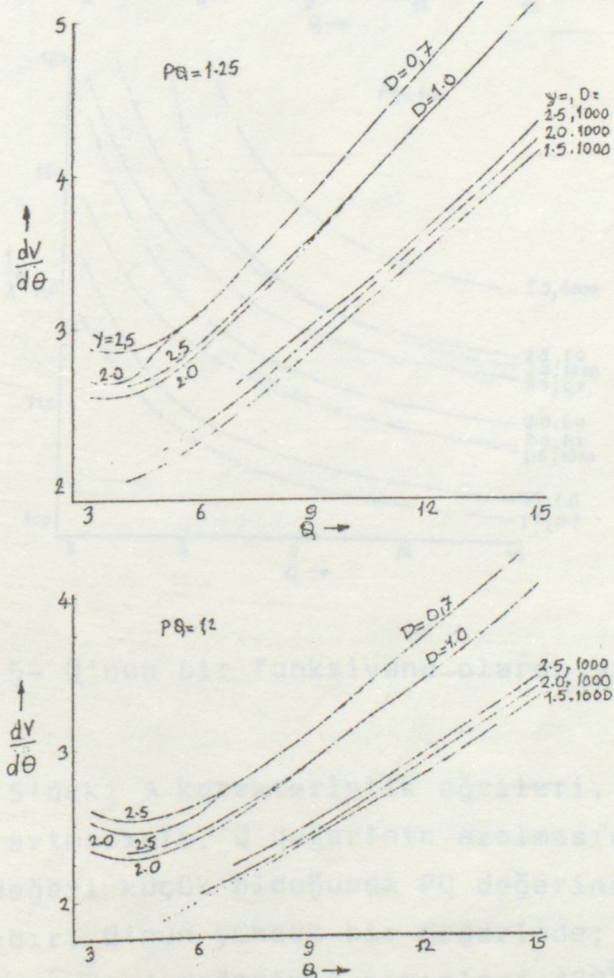
L değerinin değişmesi  $W_T$ , sıcaklık ve metalin cinsine bağlıdır. L, Q ve Y'nin değiştiği sınırlar kontrol edilemez.



Bu nedenden dolayı  $D$  ve  $W_T$ 'nin seçimi devre bileşenlerin akım ve gerilim oranlarını, devre kapama zamanını emniyetli çalışma sınırları içinde tutacak şekilde olmalıdır.

Şekil 3  $V_{sm}$ 'in karakteristik eğrilerini gösterir.  $V_{sm}$ ;  $Q$ ,  $Y$  ve  $PQ$  değerlerinin artmasıyla ve  $D$  değerinin azalmasıyla artar. Bu sebepten dolayı  $Y$  ve  $PQ$  değerleri daha düşük,  $D$  değeri daha yüksek tercih edilir.  $Y$  ve  $D$ 'nin yüksek değerleri için;  $Q$ 'nun düşük bir değerinde Durum 2'nin gerçekleşmemesi ihtimali vardır. Benzer şekilde  $Y$  ve  $PQ$ 'nun düşük değerlerinde;  $D$ 'nin yüksek bir değerinde Durum 2 istisnai çalışma ihtimali vardır.

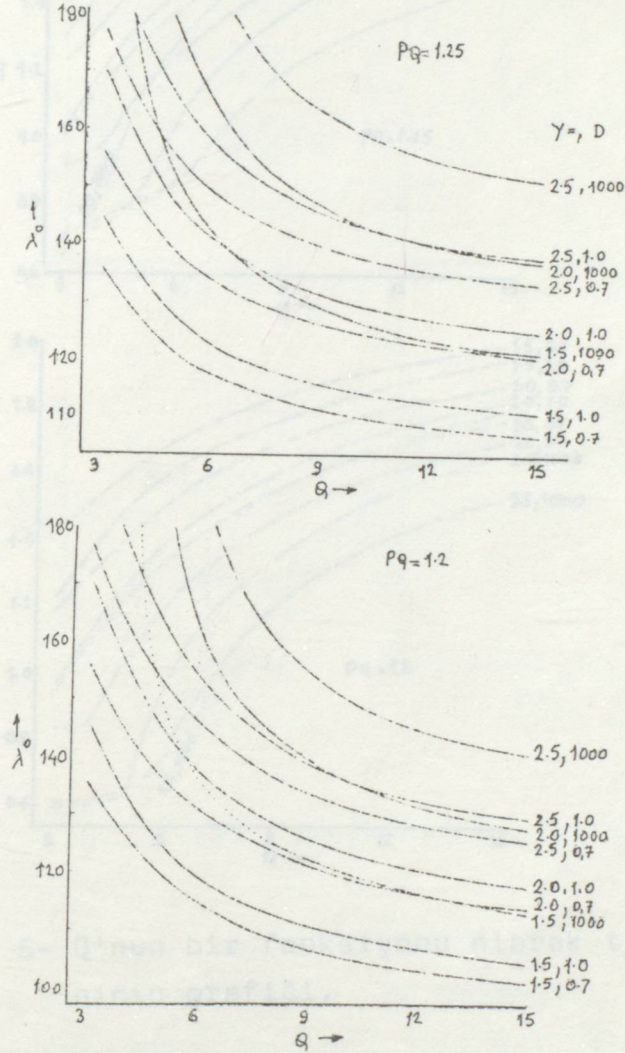
Durum 2'deki istisnai çalışma veya durum 2'nin gerçekleşmemesi devrenin kapama zamanını kısaltır. Böyle bir çalışma şeklinden mümkün olduğu kadar sakınılmalıdır.



Şekil 4-  $Q$ 'nun fonksiyonu olarak  $dv/d\theta$ 'nin grafiği.



Şekil 4'deki karakteristik eğrilerden görüldüğü gibi  $dv/d\theta$  değeri;  $Q$  ve  $PQ$  değerlerinin azalması ve  $D$  değerinin artmasıyla azalmaktadır.  $Y$  değerinin  $dv/d\theta$  değerine etkisi çok azdır. Bu sebepten dolayı  $D$ 'nin yüksek bir değeri,  $PQ$ 'nin düşük bir değeri tercih edilen devre parametreleridir.

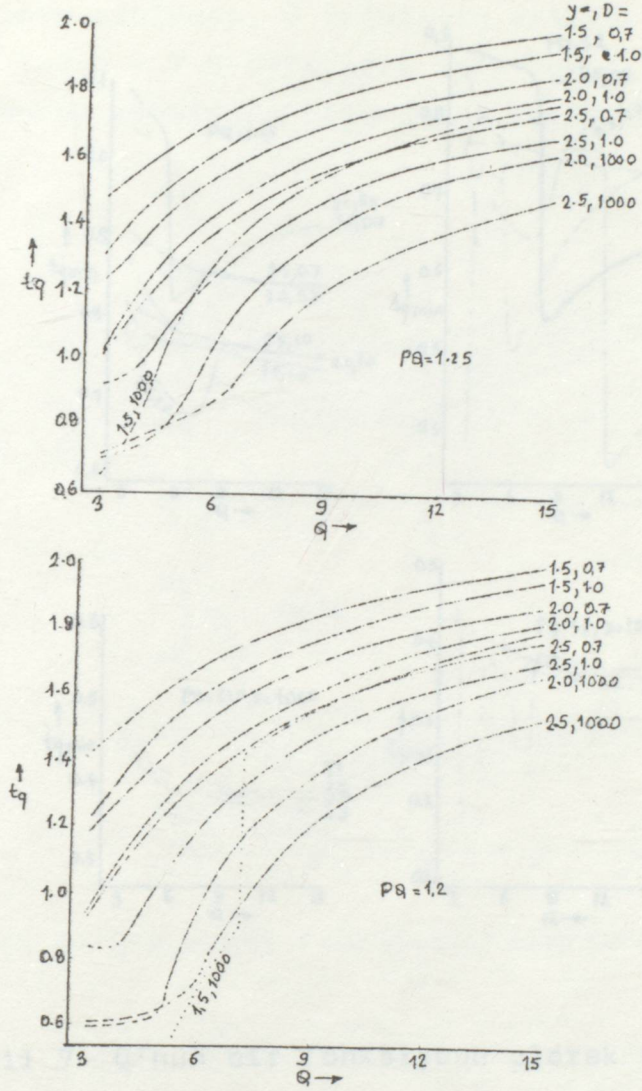


Şekil 5-  $Q$ 'nun bir fonksiyonu olarak  $\lambda$ 'nın grafiği.

Şekil 5'deki  $\lambda$  karakteristik eğrileri,  $\lambda$ 'nın  $Y$  ve  $D$  değerlerinin artmasıyla,  $Q$  değerinin azalmasıyla arttığını gösterir.  $Q$  değeri küçük olduğunda  $PQ$  değerinin  $\lambda$  değerine etkisi çok azdır.  $Q$ 'nun yüksek bir değerinde;  $PQ$  değerinin artmasıyla  $\lambda$  artar.  $\lambda$  değerinin sınırları  $120^\circ$  ile  $170^\circ$  arasındadır.



şöyle bir olayın gerçekleşmesi istenmez.

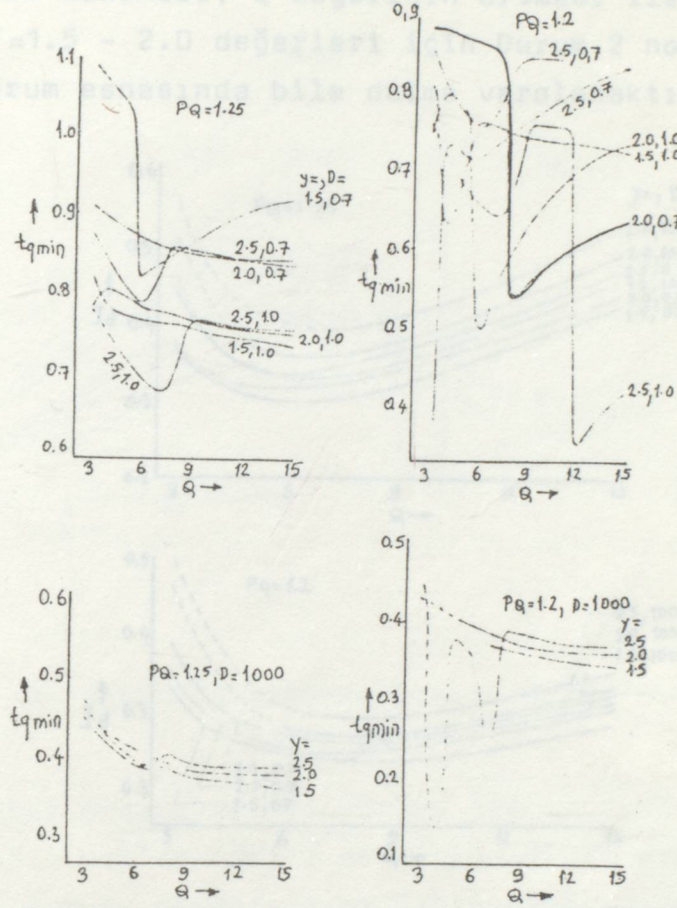


Şekil 6-  $Q$ 'nun bir fonksiyonu olarak  $t_q$  kapama zamanının grafiği.

Şekil 6'daki  $t_q$  karakteristik eğrileri  $t_q$ 'nın  $Q$  değerinin artmasıyla,  $Y$  ve  $D$  değerlerinin azalmasıyla arttığını gösterir.  $Q$ 'nun yüksek bir değerinde,  $PQ$  değerinin  $t_q$ 'ya etkisi çok azdır.  $Q$ 'nun düşük bir değerinde,  $PQ$ 'nın artmasıyla  $t_q$ 'da artar.  $Y$  ve  $PQ$ 'nun düşük değerlerinde ve  $D$ 'nin yüksek bir değerinde Durum 2 istisnai çalışma gerçekleşebilir.  $PQ=1,2$  ;  $Y=1,5$  ;  $D=1000$  için  $t_q$  karakteristik eğrilerinde şekilde noktalı eğri ile gösterilen ani bir değişim olur.



Böyle bir olayın gerçekleşmesi istenmez.



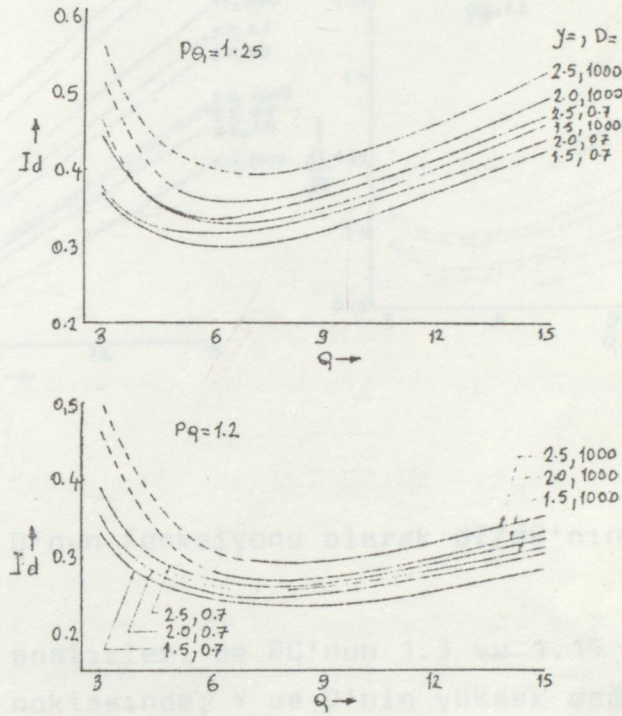
Şekil 7-  $Q$ 'nun bir fonksiyonu olarak  $t_q \min$ 'un grafiği.

Geçici çalışma esnasındaki minimum devre kapama zamanı çok önemli bir parametredir. Bu parametre invertörün maximum emniyette çalışma frekansını belirler. Şekil 7'de görüldüğü gibi  $t_{q \min}$   $D$ 'nin düşük bir değeri için yüksektir.  $t_{q \min}$  değerindeki değişim  $Q$ 'nun düşük bir değerinde oldukça büyüktür. Seri-paralel dengeli invertör, paraleldengeli invertör ile mukayese edildiğinde daha yüksek bir  $t_{q \min}$  değerine sahiptir.

Geçici analiz sonuçları gösterirki; devrenin çalışma süresinin başlangıcında birkaç periyot süresince Durum 2'nin



gerçekleşmeme ihtimali vardır. Bu periyotların sayısı  $Y$  ve  $D$  değerlerinin azalması,  $Q$  değerinin artması ile azalır.  $D \leq 0.4$  ve  $Y = 1.5 - 2.0$  değerleri için Durum 2 normal çalışma geçici durum esnasında bile daima varolacaktır.

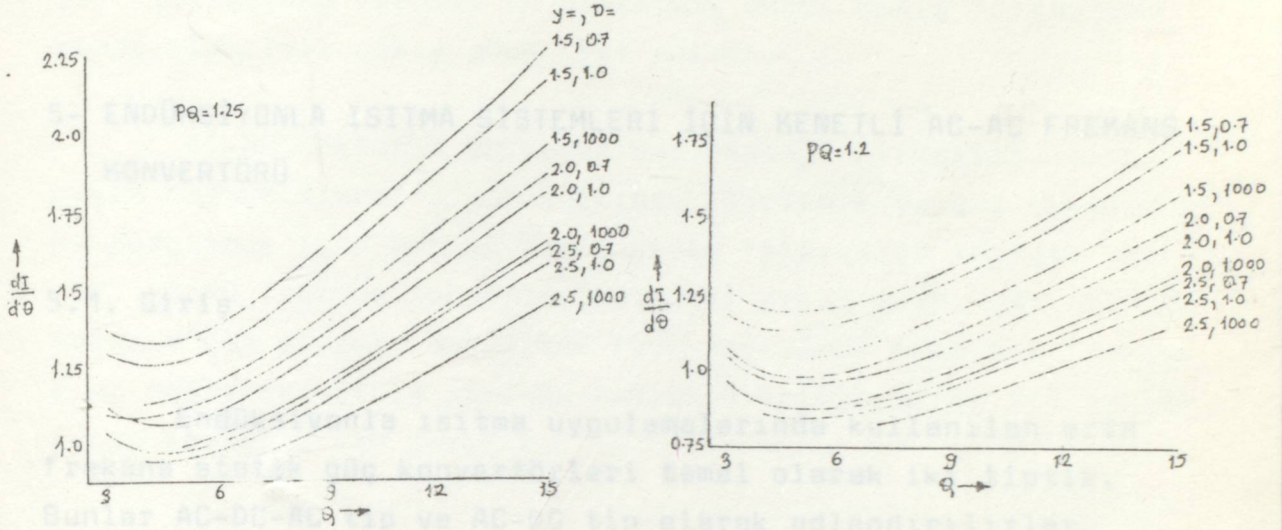


Şekil 8-  $Q$ 'nun bir fonksiyonu olarak  $I_d$ 'nin grafiği.

Şekil 8'deki  $I_d$  karakteristik eğrileri,  $I_d$ 'nin  $Y$ ,  $PQ$  ve  $D$  değerlerinin artması ile arttığını gösterir.  $Y$ ,  $PQ$  ve  $D$ 'nin yüksek değerleri tercih edilir.

Şekil 9'daki  $dI/d\theta$  karakteristik eğrileri, tristör akımının  $dI/d\theta$  değerinin  $Q$  ve  $PQ$  değerlerinin azalması,  $Y$  ve  $D$  değerlerinin artması ile azaldığını gösterir. Bu sebepten dolayı  $Y$  ve  $D$ 'nin yüksek değerleri,  $PQ$ 'nun ise düşük bir değeri tercih edilir.  $dI/d\theta$  ve  $dv/d\theta$ ; yüksek frekans invertör devrelerinde çok önemli tristör parametreleridir.





Şekil 9- Q'nun fonksiyonu olarak dI/dθ'nın grafiği.

1- AC-DC-AC Üniteleri

2- Paralel devreli birim akım beslemeli

Kompütür analizleri de PQ'nun 1.3 ve 1.15 aralığında yapıldı. PQ=1.3 noktasında; Y ve D'nin yüksek değerlerinde sürekli akım durumu oluşur. Y ve D'nin düşük değerlerinde  $\lambda$  120° den küçüktür. Id akımının değeri de küçüktür. PQ=1.15 noktasında;  $Y \leq 2$  ve  $D > 0.7$  durumunda Durum 2 istisnai çalışma gözetlenir. Devrenin PQ<1'de çalışması D'nin uygun seçilmesiyle mümkündür.

Tahmini analizlerin sonuçları yukarıda verilen sonuçlarla mukayese edilmiştir. Mutlak hata sınırları Tablo 1'de verilmiştir.

TABLO 1

Mutlak Hata Sınırları

|                    |      |
|--------------------|------|
| $\lambda$          | % 5  |
| $dv/d\theta$       | % 10 |
| $t_q, V_{sm}, I_d$ | % 15 |
| $dI/d\theta$       | % 35 |



AC-AC tip güç konvertörleri AC-DC-AC ünitesindeki birçok ayrıntı ve eksikliği ortadan kaldırır. AC-AC Ünitesi yüksek komütasyonu vardır. Ve özellikle düşük çıkış frekanslarında elverişli çıkış gücü elde edilir.

## 5- ENDÜKSİYONLA ISITMA SİSTEMLERİ İÇİN KENETLİ AC-AC FREKANS KONVERTÖRÜ

### 5.1. Giriş

Endüksiyonla ısıtma uygulamalarında kullanılan orta frekans statik güç konvertörleri temel olarak iki tiptir. Bunlar AC-DC-AC tip ve AC-DC tip olarak adlandırılırlar.

Invertör devreleri ise iki büyük sınıfa ayrılabilir;

#### 1- AC-DC-AC üniteleri

- 2- Paralel dengeli yüklü akım beslemeli ve paralel dengeli yüklü gerilim beslemeli invertörler.

Akım beslemeli invertör sisteminde AC-DC dönüşümü için bir kontrol edilen redresörle, sabit invertör akımını muhafaza etmek için yeterli derecede büyük bir endüktans kullanılır. İki kontrol edilen güç devresi sistemin dinamik cevabının derecesini düşürür. Akım-beslemeli sistemlerde invertördeki tristörlerin başarılı bir şekilde komütasyon olayını gerçekleştirmelerinden önce paralel dengeli yükteki gerilimi takviye etmek için bir yardımcı devreye veya küçük bir invertöre ihtiyaç vardır. Düşük çıkış gücü seviyelerinde akım beslemeli sistemin kaynak güç faktörü düşüktür. Ve hat akımı harmonikleri yüksektir. Bu nedenden dolayı harmonikleri incelemek ve giriş güç faktörünü düzeltmek için bir üç fazlı LC hat filtresine ihtiyaç vardır. Başlangıç problemleri gerilim beslemeli invertörler kullanarak ortadan kaldırılabilir.



AC-AC tip güç konvertörü AC-DC-AC ünitesindeki birçok sınırlılığı ve eksikliği ortadan kaldırır. AC-AC Ünitesinde yük komütasyonu vardır. Ve özellikle düşük çıkış frekanslarında elverişli çıkış gücü elde edilir.

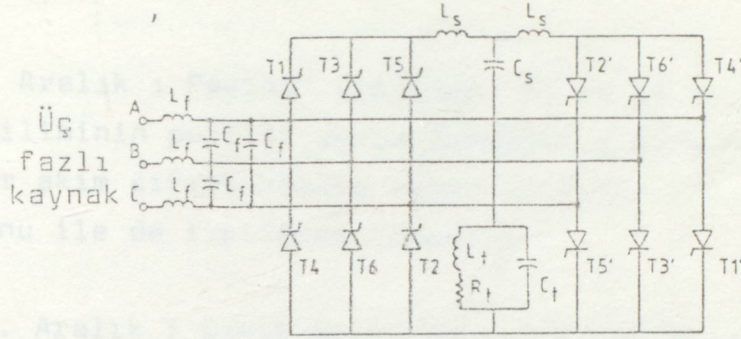
AC-AC Ünitenin en büyük dezavantajı girişteki istenmeyen harmoniklerdir. Harmonikleri inceltmek ve güç faktörünü düzeltmek için bir üç fazlı giriş filtresine ihtiyaç vardır. AC-AC frekans konvertörlerindeki çıkış akımı yarı-sinüsoidler'den oluşur. Konvertör frekansı yükün rezonans frekansına bağlıdır. Çıkış gücünün kontrolü tristörlerin faz açılarının kontrolü ile yapılır.

## 5.2. Direk Ondülör'ün Kontrolü ve Çalışma Metodu

### 5.2.1. Güç Devresinin Tanımı

Şekil 1'de gösterilen seri-paralel dengeli yüklü, yük komütasyonlu AC-AC konvertör direk-ondülör olarak adlandırılır. Birbirine seri bağlı  $L_t$  ve  $R_t$  eşdeğer endüksiyonla ısıtma yükünü gösterir.  $C_s$  ve  $C_t$  seri ve paralel dengeleme kondansatörleridir. Ve bu kondansatörler öyle seçilmelidirler ki işletme frekansında direk-ondülöre uygulanan efektif yük kapasitif olmalıdır. Devreye seri bağlanmış bulunan  $L_s$  ve  $C_s$  elemanları direk-ondülörün kolaylıkla çalışmaya başlayabilmesini sağlar. Düşük geçiş filtresi  $L_f$ - $C_f$  harmonik akımlarının kaynak hatlarından geçmesine engel olur. İki adet 6 puls köprü devrelerindeki T1-T6 ve T1'-T6' tristörleri sırasıyla pozitif ve negatif çıkış akımlarını üretirler.

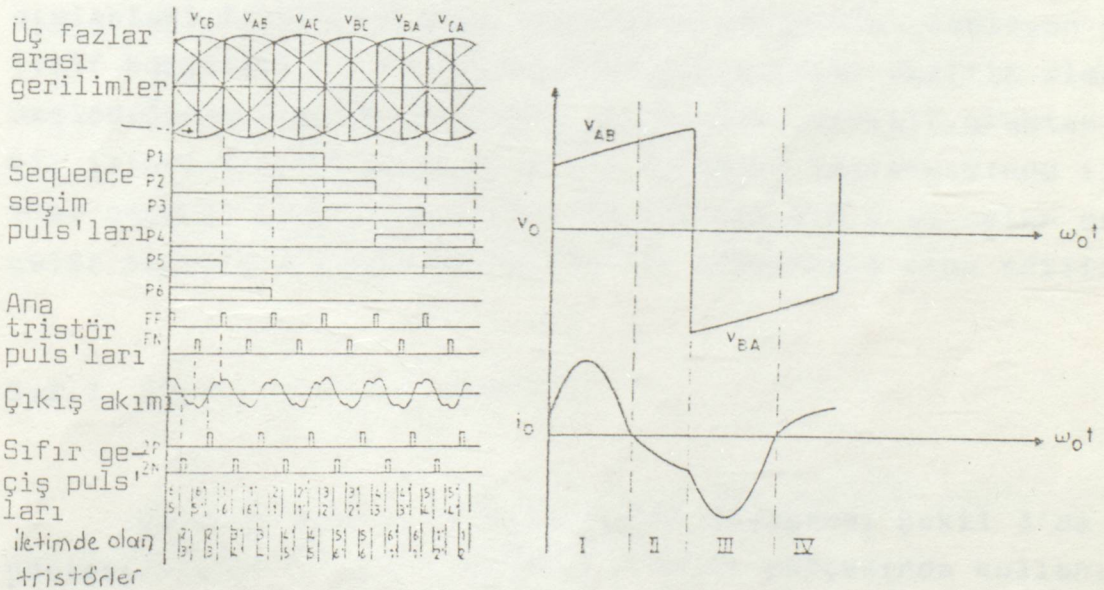




Şekil 1- Seri-paralel dengeli yüklü 6-puls direk on-dülörün temel güç devresi.

### 5.2.2. Devrenin Çalışması

Köprüdeki tristörler sürekli bir akım sağlamak için çıkış akımının sıfır olduğu anda ateşlenirler.



Şekil 2- Direk-ondülörün kenetli durumda çalışması halinde ideal dalga şekilleri.



Devrenin çalışması Şekil 2(a)'daki ideal dalga şekilleriyle gösterilmiştir. Çıkış geriliminin bir periyodu için devrenin çalışması, Şekil 2(b)'de gösterildiği gibi dört aralığa bölünebilir.

I. Aralık : Pozitif köprüdeki T1 ve T6 tristörleri çıkış geriliminin pozitif yarım dalgasında ateşlenirler. Bu tristörler akım sifıra düşene kadar iletimde kalırlar, yük komütasyonu ile de iletimden çıkarlar.

II. Aralık : Çıkış akımının sifır olduğu anda I. aralıktaki tristörler gibi aynı köprü gerilimini sağlayan negatif köprüdeki T3', T4' tristörleri çıkış akımı negatif olmaya başladığı anda tetiklenirler.

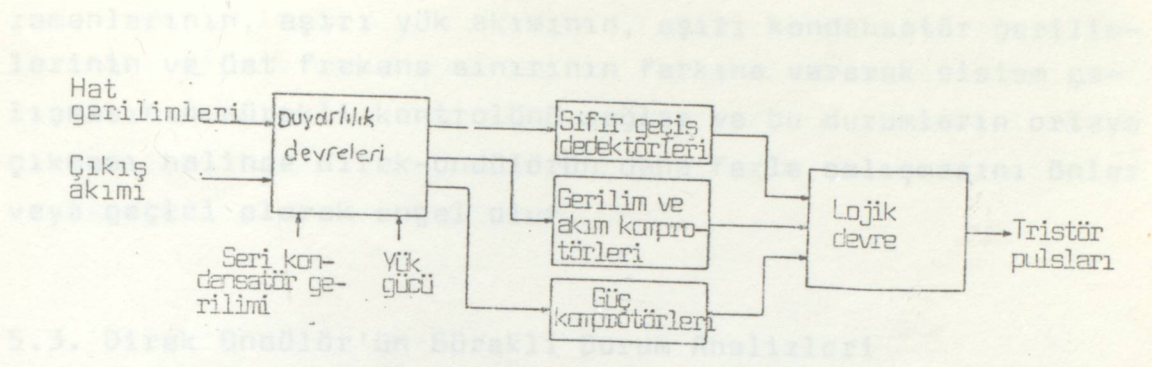
III. Aralık : Negatif köprüdeki T1', T6' tristörleri çıkış geriliminin negatif yarım dalgasının başlangıcında tetiklenirler. İletimde olan bu T1', T6' tristörleri doğal komütasyonla II. aralıktaki tristörleri iletimden çıkarırlar. Negatif çıkış akımı sifır olduğu zaman III. aralık sona erer.

IV. Aralık : Çıkış akımının sifır olduğu anda, III. aralıktaki tristörler gibi aynı köprü gerilimini sağlayan pozitif köprüdeki T3, T4 tristörleri çıkış akımı pozitif olmaya başladığında iletime geçerler. IV. aralık, pozitif gruptaki bir ikinci tristör çifti yeni bir dalganın başlangıcında iletime geçtiği zaman sonuçlanır. Ve böylece ard arda gelen dalgalar sıra sıra ateşleme tristörleri yardımıyla elde edilir.

### 5.2.3. Direk-Ondülörün Kontrolü

Direk-ondülör kontrolünün blok diyagramı Şekil 3'de gösterilmiştir. Kontrol devresinin lojik parçasında kullanılanlar;





Şekil 3- Direk-Ondülörün Kontrol devresinin blok diyagramı.

- 1) P1-P6 sıralı seçim puls'larını üretmek için hat voltaj sinyalleri,
- 2) FP ve FN çıkış frekans puls'larının kontrolü için yük güç sinyali,
- 3) Sıfır-geçiş puls'ları ZP ve ZN'i sağlamak için çıkış akım sinyali.

Sıralı seçim puls'ları, frekans puls'ları ve sıfır-geçiş puls'ları çıkıştaki cihaza göre uygun tristörleri (Şekil 1'deki) seçmek için kullanılır. Bu seçim kombinasyonel lojikle yapılır. Tristörlerin herbirinin davranışı lojik denklemleriyle tanımlanır.

$$PT_n = FP.P_n + ZP.P(n+3) \quad (1)$$

$$PT_n' = FN.P_n + ZN.P(n+3) \quad (2)$$

$$n = 1, 2, \dots, 6$$

$PT_n$  ve  $PT_n'$  sırasıyla pozitif ve negatif köprülerdeki tristörlerin puls'larıdır.

Lojik devre aynı zamanda elverişli olmayan kapama



zamanlarının, aşırı yük akımının, aşırı kondansatör gerilimlerinin ve üst frekans sınırının farkına vararak sistem çalışmasının sürekli kontrolünü sağlar ve bu durumların ortaya çıkması halinde direk-ondülörün daha fazla çalışmasını önler veya geçici olarak engel olur.

### 5.3. Direk Ondülör'ün Sürekli Durum Analizleri

#### 5.3.1. Direk-Ondülörün Eşdeğer Devresi

Eşdeğer devre ve direk-ondülörün analitik ifadeleri, üç faz girişin dengeli ve devre bileşenlerinin ideal olduğu kabul edilerek çıkarılır. Giriş filtresinin ve snubber devrelerinin etkisi ihmal edilir.

Direk-ondülörün çıkış gerilimi dalga şeklinin gösterildiği Şekil 2, aynı zamanda pozitif ve negatif köprüler yardımıyla üretilen üç faz giriş gerilimlerini de içermektedir.

Direk ondülörün çıkış gerilimi sabit bir bağımsız dC gerilimi ile gösterilebilir :

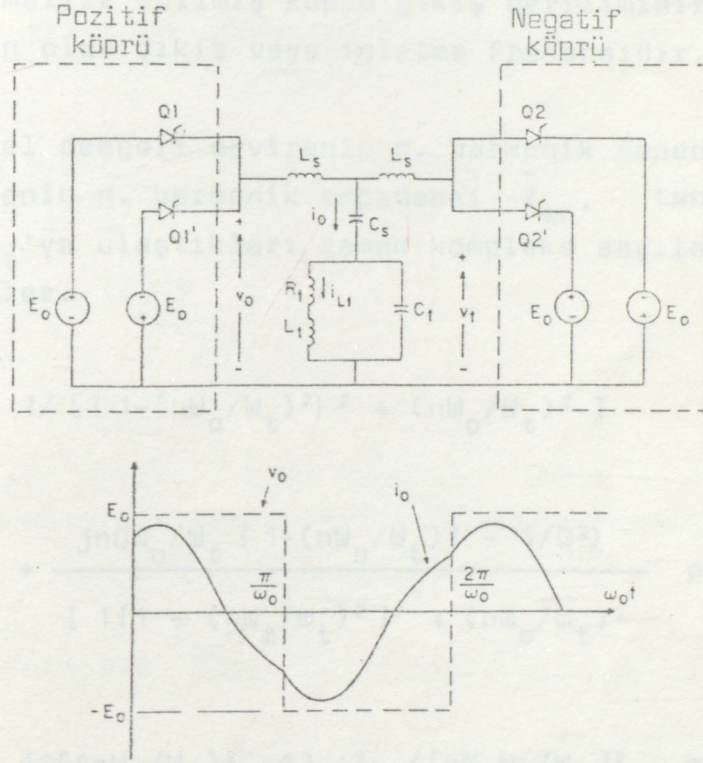
$$E_0 = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V/\pi \quad (3)$$

Buradaki V giriş filtresi kondansatörünün geriliminin rms değeridir.

Eşdeğer devre sonuçları ve direk-ondülörün çıkış devresi dalga şekilleri Şekil 4'de gösterilmiştir. Q1, Q1' ve Q2, Q2' sırasıyla I, IV ve III, II aralıklarında iletimde olan pozitif ve negatif köprülerdeki tristör çiftlerini gösterir.



Analizlerde  $L_s$  endüktörünün paralel dengeli yüklerle seri bağlı olduğu kabul edilmiştir. Her bir köprüde aynı zamanda iletimde olan tristör çiftlerine karşılık gelen iki katlı bir aralık oluşur. Aşağıdaki analizlerde bu birbiri üstüne katlanmış aralık ihmal edilmiştir.



Şekil 4- Kenetli direk-ondülörün eşdeğer devresi ve ideal çıkış dalga şekilleri.

### 5.3.2. Çıkış Devresinin Analizi

Sürekli durumda harmonik analizleri, çıkış devresi değişkenlerinin ifadelerini genişletmek için kullanılabilir.

Köprü gerilimi dalga şekli fourier serisi ile ifade edilir.



$$V_o = \frac{4E}{\pi} \sum_{n=1,3,5} \frac{1}{n} \sin n \omega_o t \quad \text{p.u.} \quad (4)$$

$$E = E_o/V = 1,35 \text{ p.u.}$$

E normalize edilmiş köprü çıkış gerilimidir.  $\omega_o$  ise birimi rad/sn olan çıkış veya işletme frekansdır.

Paralel dengeli devirenin n. harmonik empedansı  $\bar{Z}_{tn}$  ve seri devrenin n. harmonik empedansı  $\bar{Z}_{sn}$ , tank bobin rezistansı  $R_t$ 'ye ulaştıkları zaman kompleks sayılarda şöyle ifade edilirler.

$$\begin{aligned} \bar{Z}_{tn} = & 1/ [ \{ 1 - (n\omega_o/\omega_t)^2 \}^2 + (n\omega_o/\omega_t)^2 ] \\ & + \frac{j n Q \omega_o/\omega_t \{ 1 - (n\omega_o/\omega_t)^2 - 1/Q^2 \}}{[ 1 \{ 1 - (n\omega_o/\omega_t)^2 \}^2 + (n\omega_o/\omega_t)^2 ]} \quad \text{p u} \quad (5) \end{aligned}$$

$$\bar{Z}_{sn} = j [ (n\omega_o/\omega_t)^2 - 1 ] \cdot Z_{sp} / [ n\omega_o \omega_s/\omega_t ]^2 \quad \text{p u} \quad (6)$$

Burada;

$$\omega_s = 1/\sqrt{L_s C_s} \quad \text{seri rezonans frekansı} \quad (7)$$

$$\omega_t = 1/\sqrt{L_t C_t} \quad \text{tank rezonans frekansı} \quad (8)$$

$$Q = \omega_t L_t / R_t \quad \text{rezonanstaki tank kalite faktörü} \quad (9)$$

$$Z_{sp} = \sqrt{L_s / C_s} / R_t \quad \text{standart seri karakteristik empedans} \quad (10)$$

n. harmonik frekansında çıkış akımı aşağıdaki gibi elde edilir.



$$\bar{I}_{on} = \bar{V}_{on} / \bar{Z}_{on} \quad pu \quad (11)$$

$$\bar{V}_{on} = 4E / \pi n / Q \quad pu \quad (12)$$

$$\bar{Z}_{on} = \bar{Z}_{tn} + \bar{Z}_{sn} \quad pu \quad (13)$$

Çıkış akımının zaman domenindeki ifadesi şöyledir ;

$$i_o(t) = \sum_{n=1,3,5} I_{on} \sin(n\omega_o t - \theta_n) \quad pu \quad (14)$$

$$I_{on} = \text{mag} (I_{on}) \quad pu \quad (15)$$

$$\theta_n = \arg (\bar{Z}_{on}) \quad (16)$$

Çıkış akımının rms değeri aşağıdaki formülle verilir;

$$I_o = \left[ \sum_{n=1,3,5} I_{on}^2 / 2 \right]^{1/2} \quad pu \quad (17)$$

Çıkış akımı harmoniklerini kullanarak diğer çıkış akımı değişkenleri aşağıdaki gibi hesaplanabilir. Yük veya tank gerilimi  $V_{tn}$ , çıkış akımı harmonikleri ile karşılık gelen yük empedans harmoniklerinin çarpımından elde edilir.

$$v_{tn}(t) = \sum V_{tn} \sin(n\omega_o t + \emptyset_{tn}) \quad pu \quad (18)$$

$$V_{tn} = I_{on} |Z_{tn}| \quad (19)$$

$$\emptyset_{tn} = \arg(Z_{tn}) - \theta_n \quad (20)$$

Tank bobin akımı, yük gerilimi harmoniklerinin bobin empedans harmoniklerine bölünmesiyle elde edilir.



$$i_{Ltn}(t) = \sum_{n=1,3,5} I_{tn} \sin(n\omega_0 t + \phi_{Ln}) \quad \text{pu} \quad (21)$$

$$I_{Ltn} = V_{tn} / [1 + (n\omega_0 Q / \omega_t)^2]^{1/2} \quad \text{pu} \quad (22)$$

$$\phi_{Ln} = \phi_{tn} - \tan^{-1}(n\omega_0 Q / \omega_t) \quad (23)$$

Çıkış gücü ise aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$P_o = \sum_{n=1,3,5} [I_{Ltn}^2 / 2]^{1/2} \quad \text{pu} \quad (24)$$

Devrenin mevcut kapama açısı  $\theta_q$ , çıkış akımı  $i_{on}(t)$  akımının sifıra ulaştığı an ile Q1 ve Q2 tristörlerinin ateşlendiği an arasındaki aralıktır.

Mevcut kapama açısı aşağıdaki formül ile belirlenir.

$$\theta_{op} = \theta_q / \pi \quad (25)$$

### 5.3.3. Giriş Akımı Dalga Şeklinin Harmonik Analizleri

Bu analizdeki amaç giriş transformatörünün karakteristiklerini ve istenen oranları belirlemektir. İnvertör giriş filtresi gibi bağlanmıştır ve en önemli nokta girişteki akım dalga şeklinin harmonik bileşenlerini belirlemektir.

1) Analitik yaklaşım: Burada verilen analiz metodunda, açma-kapama fonksiyonlarının ve giriş akımı dalga şeklinin harmonik dizilerini elde etmek için akımının harmonik dizisi kullanılır. Konvertör giriş akımlarını elde etmek



için kullanılan analiz, Şekil 5'de A fazı ve  $I_a$  akımı için gösterilmiştir.

i) Doğrultulmuş çıkış akımı  $i_{OR}$ 'in fourier serisi, çıkış frekansının açma-kapama fonksiyonları FOP ve FON'la çıkış akımı  $\hat{I}_o$ 'in fourier serilerinin bir bileşeni olarak elde edilir.

$$\hat{I}_{OR}(\omega_o t) = [FOP-FON] \hat{I}_o = FO(\omega_o t) \cdot \hat{I}_o(\omega_o t) \quad (26)$$

ii) Konvertör giriş akımları için fourier serisi ifadeleri, doğrultulmuş çıkış akımı  $\hat{I}_{OR}$ 'in bir sonraki harmoniklerinden ve tristör açma-kapama fonksiyonları  $P_1, \dots, P_6$  - dan bulunur.

$$i_a(\omega_i t) = [P_1-P_4] \cdot i_{OR} = PA(\omega_i t) \cdot i_{OR}(\omega_o t) \quad (27)$$

$$i_b(\omega_i t) = [P_3-P_6] \cdot i_{OR} = PB(\omega_i t) \cdot i_{OR}(\omega_o t) \quad (28)$$

$$i_c(\omega_i t) = [P_5-P_2] \cdot i_{OR} = PC(\omega_i t) \cdot i_{OR}(\omega_o t) \quad (29)$$

2) Analitik ifadeler : Giriş akımı harmonikleri için analitik ifadeler aşağıdaki kabuller yapılarak çıkarılır;

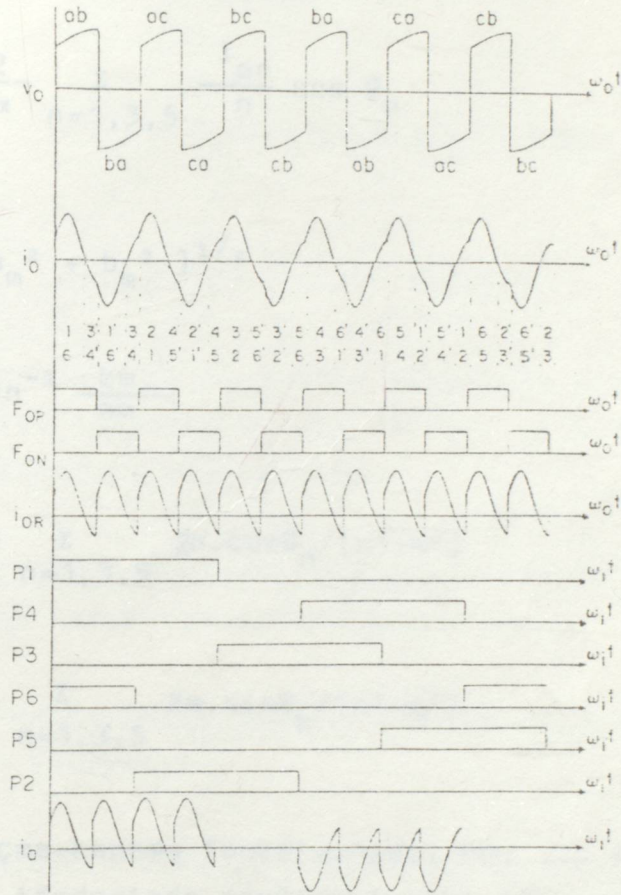
i) Konvertör girişindeki harmonik bileşenleri giriş filtresinden etkilenmez.

ii) Çıkış frekansı ile giriş frekansının tam sayı oranlarında konvertör giriş akımları arasında bir dengesizlik oluşur. Dengesizliğe neden olan; çıkış frekans puls'ları ile tam sayı frekans oranlarındaki tristör açma-kapama puls'ları arasında oluşan senkronizasyon ve kilitlemedir.

Çıkış frekansı ile giriş frekansı arasındaki oranların 6'dan büyük olduğu durumlarda, konvertör giriş akımları



ihmal edilebilir.



Şekil 5- Konvertör giriş akımı analizleri için ideal dalga şekilleri.

Çıkış açma-kapama fonksiyonu  $FO$ , fourier serisinde aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$FO(\omega_o t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,5} \frac{1}{n} \sin.n\omega_o t \quad (30)$$

(14) ve (26) denklemlerini kullanıp ve Şekil 5'i referans alırsak aşağıdaki formülü elde ederiz;



$$i_{OR}(\omega_0 t) = FO(\omega_0 t) \cdot i_o(\omega_0 t) \\ = A_o + \sum_{m=2,4,6} A_m \cos(m \omega_0 t - \phi_m) \quad (31)$$

$$A_o = \frac{2}{\pi} \sum_{n=1,3,5} \frac{I_{on}}{n} \cos \theta_n \quad (32)$$

$$A_m = [a_m^2 + b_m^2]^{1/2} \quad (33)$$

$$\phi_m = \tan^{-1} \frac{b_m}{a_m} \quad (34)$$

$$a_m = \frac{2}{\pi} \sum_{n=1,3,5} \frac{2n \cdot \cos \theta_n}{(n^2 - m^2)} \quad (35)$$

$$b_m = \frac{2}{\pi} \sum_{n=1,3,5} \frac{2m \cdot \sin \theta_n}{(n^2 - m^2)} \quad (36)$$

Köprü açma-kapama fonksiyonları PA, ... PC; genel Fourier serisi ifadesinde aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$P(\omega_i t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sin(\omega_i t - \beta_i) - \frac{1}{5} \sin 5(\omega_i t - \beta_i) \\ - \frac{1}{7} \sin 7(\omega_i t - \beta_i) + \frac{1}{11} \sin 11(\omega_i t - \beta_i) + \dots \quad (37)$$

(37)de  $\beta_i$  yerine sırasıyla  $\pi/6$ ,  $5\pi/6$  ve  $-\pi/2$  değerleri konarak PA( $\omega_i t$ ), PB( $\omega_i t$ ) ve PC( $\omega_i t$ ) elde edilir.

(27)den (29)'a kadar olan denklemleri kullanarak ve Şekil 5'i referans alarak, konvertör giriş akımları için aşağıdaki gibi bir ifade elde edilir.



$$\begin{aligned}
 i(\omega_i t) = & \frac{2\sqrt{3}}{\pi} A_0 [\sin(\omega_i t - \beta_i) - \frac{1}{5} \sin 5(\omega_i t - \beta_i) \\
 & - \frac{1}{7} \sin 7(\omega_i t - \beta_i) + \dots] \\
 & + \frac{3}{\pi} A_m \sin[(p\omega_i \pm m\omega_0)t - (p\beta_i \pm \theta_m)] \\
 p = & 1, 5, 7, 1 \dots \dots \quad m = 2, 4, 6 \quad (38)
 \end{aligned}$$

(38) denkleminde  $\beta_i$  yerine sırasıyla  $\pi/6$ ,  $5\pi/6$  ve  $-\pi/2$  değerlerini koyarak, A fazı, B fazı ve C fazı için konvertör giriş akımları elde edilir.

3) Analitik sonuçları irdeleme: (38) denkleminde aşağıdaki temel karakteristikler çıkarılır.

i) Konvertör giriş akımları aşağıdaki karakteristik harmoniklerden ibarettir.

a) Aşağıdaki formülle verilen giriş frekansı harmonikleri

$$F_{ip} = p f_i \quad p = 1, 5, 7 \quad (39)$$

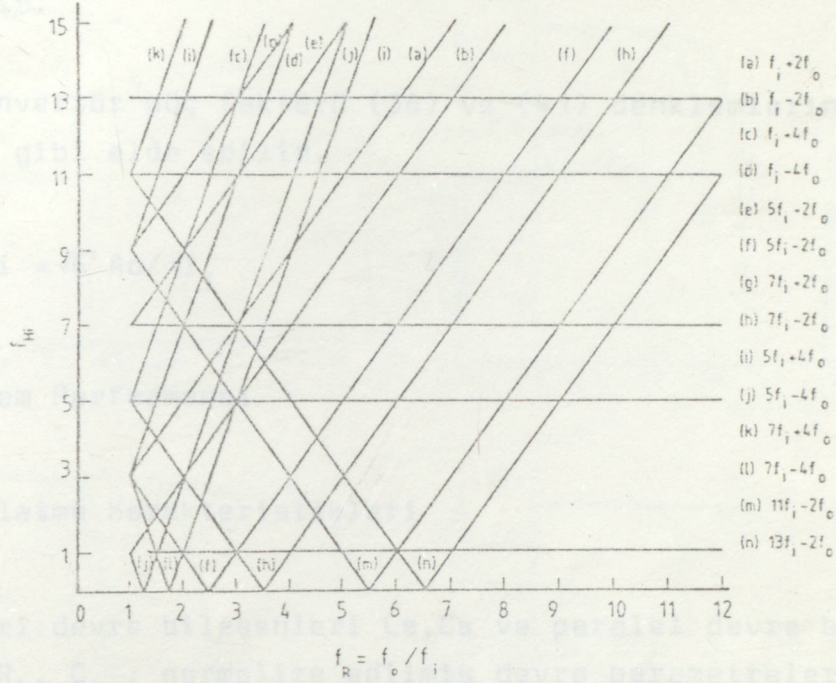
b) Kenar-bandı frekanslarındaki harmonikler

$$\begin{aligned}
 F_{is} &= p f_i \pm m f_0 & p &= 1, 5, 7 \dots 1, \\
 & & m &= 2, 4, 6 \quad (40)
 \end{aligned}$$

Kenar-bandı frekansı :  $f_i + 2f_0$  'dır.

ii) Çıkış frekansının çıkış frekansına olan oranlarının tamsayı olmayan değerleri için hat akımları karşılaştırılır. Temel giriş güç faktörü birimdir.





Şekil 6- Çıkış frekansının giriş frekansına oranının bir fonksiyonu olarak giriş akımı harmonikleri.

Şekil 6'daki giriş akımındaki harmonik frekanslarının spektrumu görülmektedir. Şekildende görüldüğü gibi çıkış frekansının giriş frekansına olan oranlarının 5'ten küçük değerleri için harmonik frekansı, konvertör giriş akımı dalga şeklinde mevcut olan giriş frekansından daha küçüktür.

4) Giriş Güç Faktörü : Tamsayı olmayan frekans oranlarında giriş akımları karşılaştırılır ve konvertör akımının normalize edilmiş rms değeri (38) denkleminde aşağıdaki gibi elde edilir.

$$I_i = \left[ \sum_{p=1,5,7} I_{ip}^2 + \sum_{m=2,4,6} (I_{im1}^2 + I_{im2}^2) \right]^{1/2} \text{ pu} \quad (41)$$



$I_{ip}$ ,  $I_{im1}$  ve  $I_{im2}$  değerleri sırasıyla pfi, p.fi+m.fo ve pfi-mfo frekanslarındaki normalize edilmiş rms harmonik akımlarıdır.

Konvertör güç faktörü (38) ve (41) denklemlerinden aşağıdaki gibi elde edilir.

$$pfi = \sqrt{6} A_o / \pi I_i \quad (42)$$

#### 5.4. Sistem Performansı

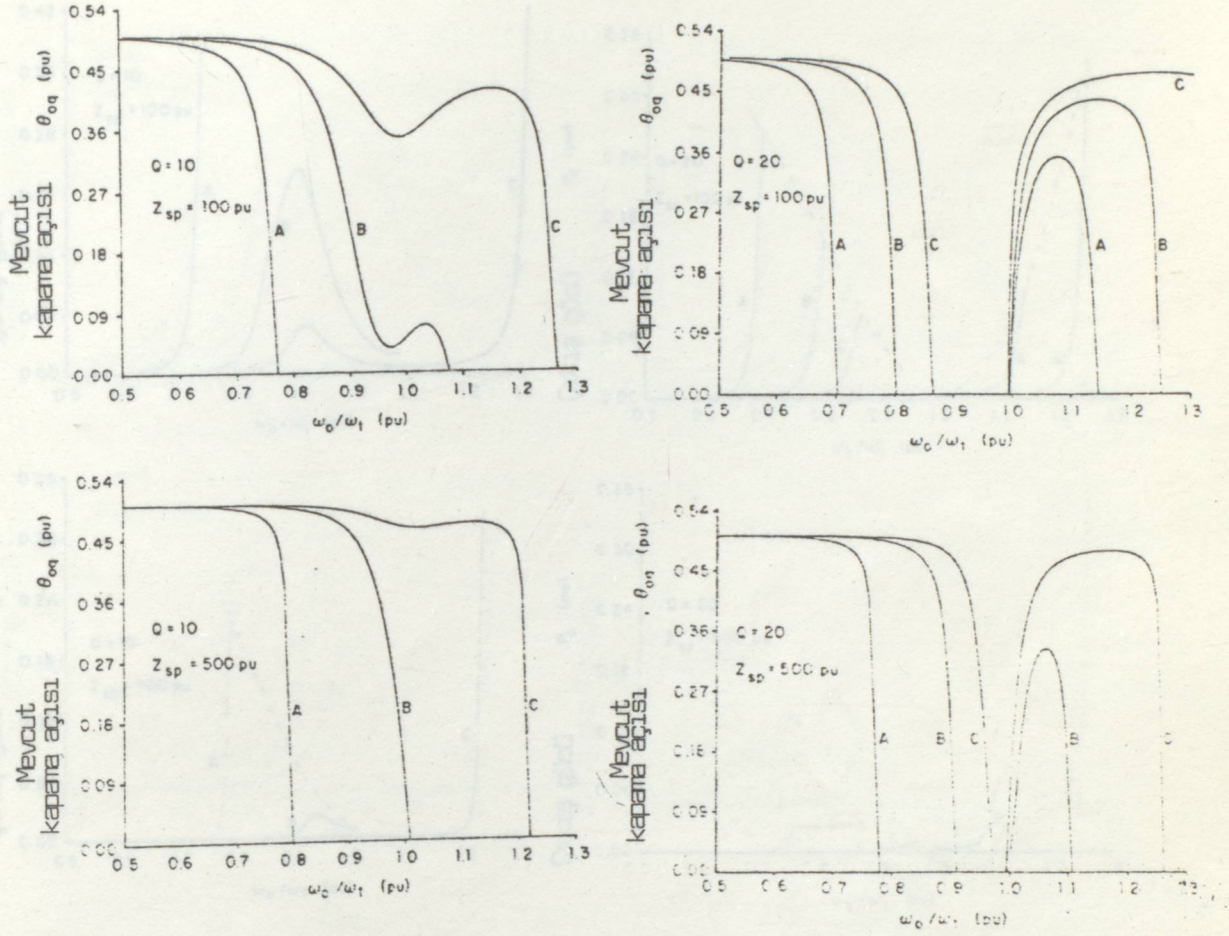
##### 5.4.1. İşletme Karakteristikleri

Seri devre bileşenleri  $L_s, C_s$  ve paralel devre bileşenleri  $L_t, R_t, C_t$ ; normalize edilmiş devre parametreleri  $\omega_s/\omega_t$ ,  $Z_{sp}$  ve  $Q$  terimleri ile ifade edilirler. Şekil 6'da direk-ondülörün çalışmasında çıkış devresi bileşenlerinin etkileri görülmektedir. Çıkış devresi bileşenleri, tercih edilen işletme şartlarında tesisin kurulmasını sağlayacak değerlere sahiptirler.

Şekil 7'deki mevcut kapama açısı karakteristiklerinden görüldüğü gibi  $Q$ 'nun düşük değerleri için tank devreleri; çıkış frekansının değiştiği geniş bir aralıkta başarıyla gerçekleştirilebilir ( $\omega_s/\omega_t > 1$  değerleri için). Bununla beraber  $Z_{sp}$  değerinin artmasıyla çıkış frekansının değiştiği aralıkta hafif bir azalma olur. Yüksek  $Q$  değerleri için direk-ondülörün çalıştığı frekanslar 3 bölge olarak sınıflandırılır :

1) Düşük frekanslar; bu bölge  $\omega_o/\omega_t$  frekans oranının 0.5-1.0 aralığında oluşur ( $0.5 < \omega_o/\omega_t < 1.0$ ). Düşük frekanslarda, çıkış frekansındaki değişim  $Z_{sp}$  değerinin artmasıyla artar. Tank devresi endüktiftir.  $\omega_o/\omega_t < 0.5$  değerleri için devre kesikli çıkış akımıyla çalışır.



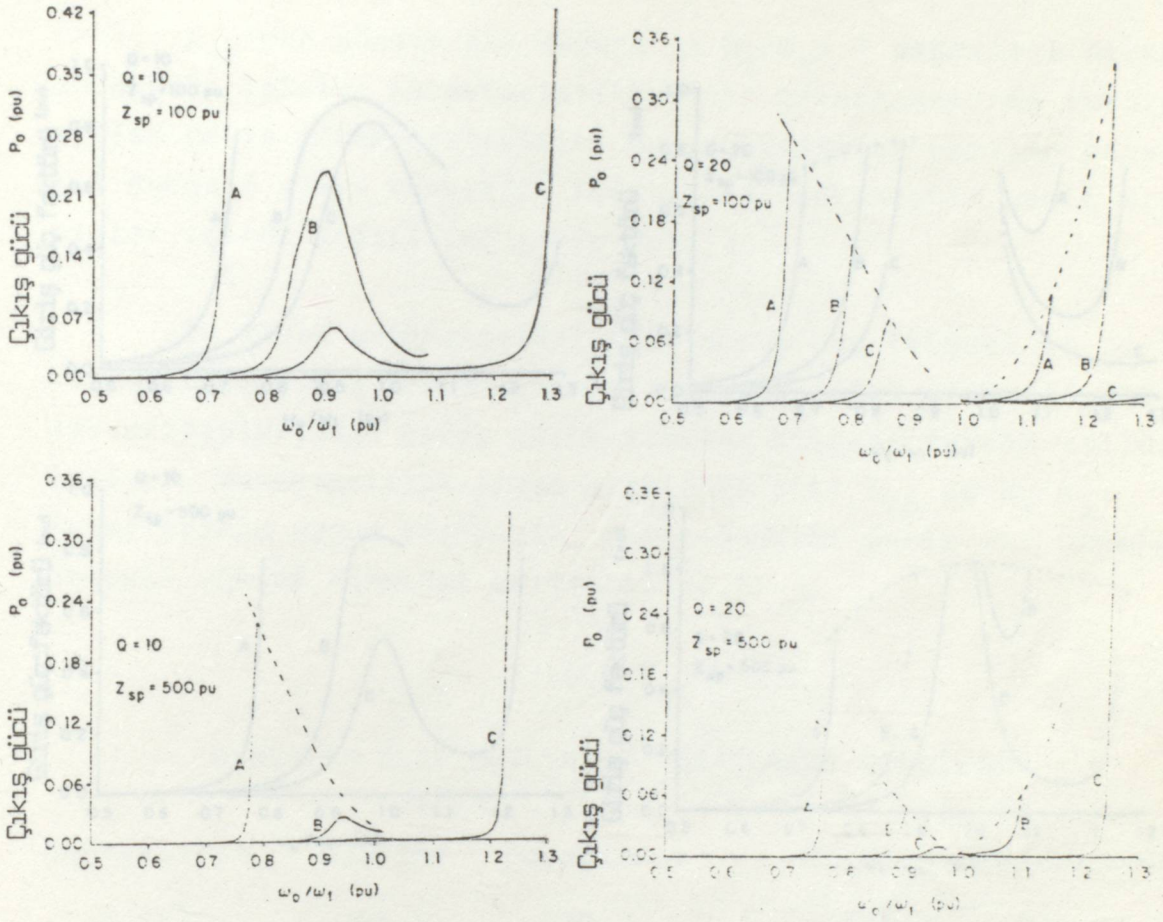


Şekil 7- Çıkış frekansının bir fonksiyonu olarak mevcut kapama açısı (A:  $\omega_s/\omega_t=0.8$  ; B:  $\omega_s/\omega_t=1.0$  ; C:  $\omega_s/\omega_t=1.2$ ).

2) Orta frekanslar; bu bölge sıfır mevcut kapama açısı ile karakterize edilir. Bu sebepten dolayı devre orta frekanslarda fiziki olarak çalışamaz.  $Q$ 'nun düşük değerlerinde bu bölge mevcut değildir.

3) Yüksek frekanslar; bu bölge genellikle  $\omega_0/\omega_t > 1$  değerlerinde oluşur. Çıkış frekansındaki değişim sınırlıdır.

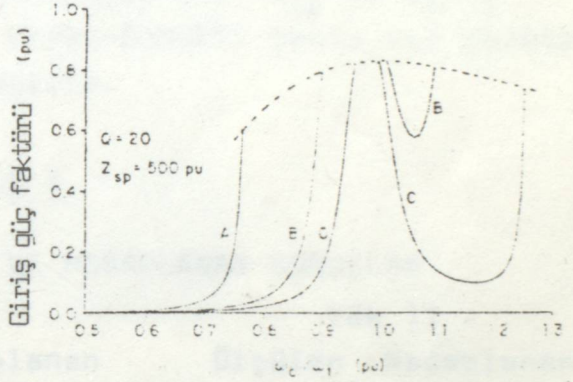
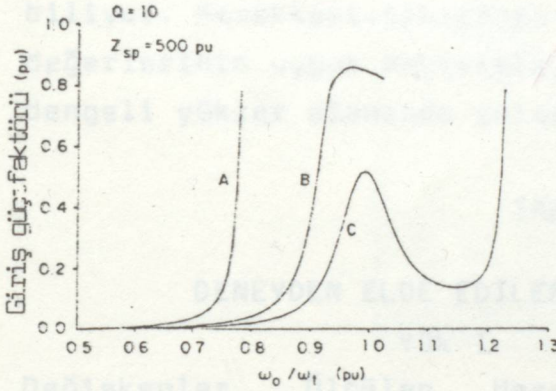
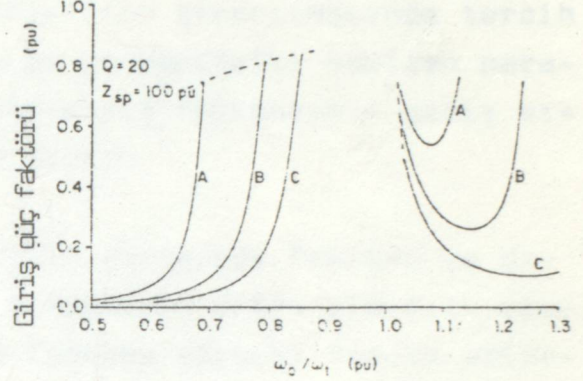
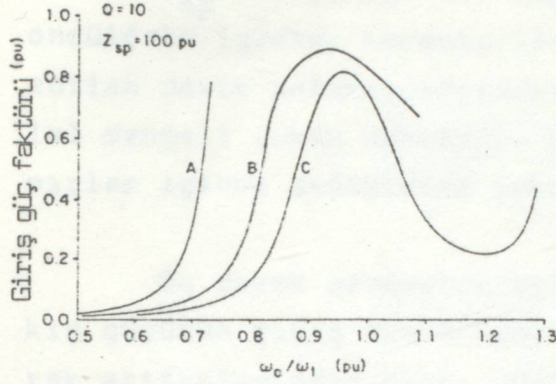




Şekil 8- Çıkış frekansının bir fonksiyonu olarak çıkış gücü ( A:  $\omega_s/\omega_t=0.8$  ; B:  $\omega_s/\omega_t=1.0$  ; C:  $\omega_s/\omega_t=1.2$  )

Şekil 8'deki çıkış gücü karakteristiklerinden görüldüğü gibi düşük frekans bölgesinde, çıkış gücü çıkış frekansının artmasıyla artıyor. Güçteki artma  $\omega_s/\omega_t > 1$  değerleri için derece derecedir. Yüksek frekans bölgesinde çıkış gücü seviyesi genellikle düşüktür.





Şekil 9- Çıkış frekansının bir fonksiyonu olarak konvertör giriş güç faktörü (A:  $\omega_s/\omega_t=0.8$  ; B:  $\omega_s/\omega_t=1.0$  ; C:  $\omega_s/\omega_t=1.2$ )

Şekil 9'daki giriş güç faktörü karakteristiklerinden görüldüğü gibi düşük frekans bölgesinde giriş güç faktörü, çıkış frekansının artmasıyla artar. Yüksek frekans bölgesinde ise güç faktörü çıkış frekansının artmasıyla azalır. Yine karakteristiklerden görüldüğü gibi erişilebilen maximum konvertör giriş güç faktörü 0.86'dır.



#### 5.4.2. Tercih Edilen Devre Şartları

$Z_{sp}$ 'nin yüksek bir değeri ve  $\omega_s/\omega_t > 1$  değerleri direk-ondülörün işletme karakteristiklerinin çıkarılmasında tercih edilen devre parametreleridir. Bu parametreler verilen paralel dengeli yüklü konvertör için çıkış frekansının geniş sınırlar içinde değişimine imkân verir.

Bu devre parametreleri için giriş güç faktörü ve çıkış gücünün çıkış frekansının artmasıyla doğru orantılı olarak arttıklarından beri, düşük frekans bölgesi tercih edilebiliyor. Karakteristiklerden görüldüğü gibi  $Z_{sp}$  ve  $\omega_s/\omega_t$  değerlerinin uygun seçimiyle, direk-ondülör geniş bir paralel dengeli yükler alanında çalışabilir.

TABLO I

#### DENEYDEN ELDE EDİLEN VE HESAPLANAN SONUÇLAR

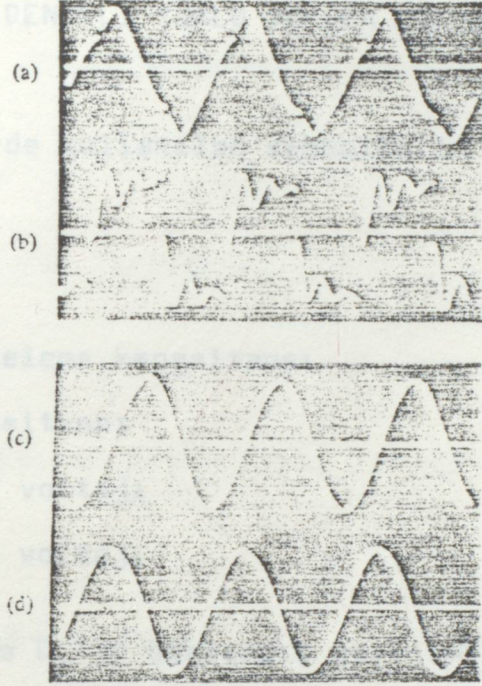
| Değişkenler | Yük I                    |            | Yük II                   |                        |
|-------------|--------------------------|------------|--------------------------|------------------------|
|             | Ölçülen                  | Hesaplanan | Ölçülen                  | Hesaplanan             |
| $V_t(V)$    | 108.0                    | 110.1      | 175.0                    | 182.1                  |
| $i_o(A)$    | 2.0                      | 1.65       | 1.5                      | 1.10                   |
| $i_{Lt}(A)$ | 3.1                      | 2.91       | 3.5                      | 3.11                   |
| $i_A(A)$    | 1.8                      | 1.44       | 1.2                      | 0.43                   |
| Yük 1       | $\omega_s/\omega_t=1.1$  | $Q = 20$   | $Z_{sp}=50 \text{ pu}$   | $f_o = 425 \text{ Hz}$ |
| Yük 2       | $\omega_s/\omega_t=1.35$ | $Q = 20$   | $Z_{sp}=110 \text{ pu.}$ | $f_o = 586 \text{ Hz}$ |

#### 5.5. Teorübi Sonuçlar

Tablo 1'de temel direk-ondülör devresiyle yapılan deneylerden elde edilen değerlerle karşılaştırılan bazı sonuçlar verilmektedir. Analizlerde hesap edilen ve deneylerden ölçülen değerler birbirini tutmaktadır. Aradaki farklar



analizlerde yapılan varsayımlardan kaynaklanmaktadır. Şekil 10'da devredeki bazı gerilim ve akım dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 10- Deneyde elde edilen dalga şekilleri

a) Çıkış akımı, b) Köprü gerilimi,  
c) Tank bobin akımı, d) Tank gerilimi.

( $i_o = 4.0$  A,  $i_{Lt} = 5.6$  A,  $V_t = 260$  v,  $V_o = 150$  v)  
Verilen değerler tepe değerleridir.

#### 5.6. Sonuç

Orta frekanslarda (400 Hz - 3 kHz) endüksiyonla ısıtma uygulamalarında kullanılan kenetli direk-öndülör tanıtıldı. Temel işletme prensipleri, analizleri ve direk-öndülörün performansı verildi. İşletme karakteristiklerinden de görüldüğü gibi direk öndülör, yüksek giriş güç faktöründe çıkış frekansının geniş sınırlar içinde değişimini sağlar.



## 6- SERİ-PARALEL DENGELİ YÜKLÜ YÜKSEK FREKANS KÖPRÜ İNVERTÖRÜ

Analizlerde kullanılan sembollerin ifadeleri;

$$B = C_s / C_T$$

$$B_1 = L_s / L_T$$

$$C_s = \text{Seri dengeleme kapasitansı}$$

$$C_T = \text{Tank kapasitansı}$$

$$E = \text{DC kaynak voltajı}$$

$$E_{C_{RMS}} = \text{RMS çıkış voltajı}$$

$$E_{os} = t=0 \text{ anında } C_s \text{'in başlangıç gerilimi}$$

$$E_{ot} = t=0 \text{ anında } C_T \text{'nin başlangıç gerilimi}$$

$$e_{Cx} = Cx \text{ geriliminin ani değeri}$$

$$e_s = \text{SCR geriliminin ani değeri}$$

$$e_{sm} = e_s \text{'in maximum değeri}$$

$$I_d = L_d \text{'den geçen DC akım}$$

$$I_o = t=0 \text{ anında } L_T \text{'den geçen başlangıç akımı}$$

$$i = L_T \text{'den geçen ani akım}$$

$$i_1 = L_s \text{'den geçen ani akım}$$

$$i_s = \text{SCR'den geçen ani akım.}$$



$K$  = sabit

$L_d$  = şok bobini

$L_s$  =  $di/dt$  endüktörü

$L_T$  = eşdeğer yük endüktansı

$Q$  =  $\omega L_T/R$

$R$  = Eşdeğer yük rezistansı

$S(j)$  = SCR ikili lojik değişkeni 1 veya 0

$T$  =  $\omega$ 'ya karşılık gelen çıkış frekansının periyodu

$t$  = zaman

$t_c$  = Devre kapama zamanı

$t_\delta$  = Açma zamanı

$t_s$  = SCR kapama zamanı

$t_1, t_2, t_m$  = Daha sonra tanımlanacak olan anlar

$x$  =  $\omega_0$ 'daki  $L_T$ 'nin empedansı

$\omega$  = İnvertörün çıkış frekansı

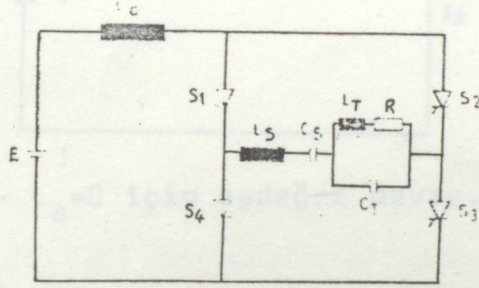
$\omega_0$  = Tank devresinin doğal rezonans frekansı

$Z_j$  =  $j$ . durum değişkeni



### 6.1. Giriş

Yüksek frekansta endüksiyonla ısıtma ve eritme için çok sayıda köprü invertör devresi vardır. Çalışma parçasıyla birlikte çalışma bobini bir endüktif yük oluştururlar. Bu endüktif yük tank kapasitansını dengeler. Böylece invertöre etki eden efektif yük kapasitiftir. Paralel dengeli invertörün devre kapama zamanı sınırlıdır. Bu sebepten dolayı seri-paralel dengeli yüklü bir köprü invertör bu dezajantajı ortadan kaldırmak için kullanılır. Bundan başka komütasyon kabiliyetine bağlı olarak kolay çalışma avantajlarına sahiptir.



Şekil 1- Seri-paralel dengeli yüklü köprü invertörü.

Şekil 1'de seri-paralel dengeli yüklü bir köprü invertör devresi görülmektedir.  $L_T$  ve  $R$  eşdeğer yükü oluştururlar.  $C_S$  ve  $C_T$  seri ve paralel dengeleme kondansatörleridir.  $L_S$ , SCR'nin  $di/dt$  oranını sınırlamak için kullanılır. Üç faz kontrolü redresör devresi invertöre gerekli olan dC gücü sağlar.  $L_d$  şok bobini invertör kaynak akımını düzeltmek için kullanılır.

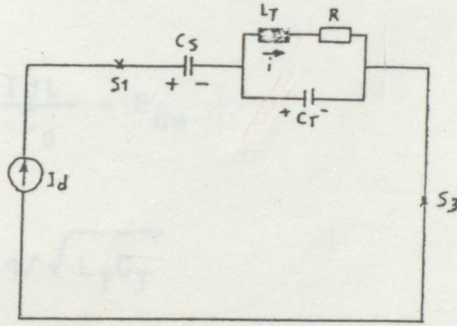
### 6.2. Yük Gerilimi ve Yük Akımının Hesabı

Analizlerde aşağıdaki varsayımlar yapıldı;



- 1) SCR'lerin ideal şalter olduğu kabul edildi.
- 2)  $L_d$ 'nin yeteri kadar büyük değerde olduğu kabul edildi. Öyleki, kaynak bir sabit akım kaynağı  $I_d$  gibi düşünülebilir.
- 3)  $L_s$  endüktörü sıfır kabul edildi.

$S_1$  ve  $S_3$  tristörleri iletimde olduğu zaman sürekli durum halini ele alalım. Eşdeğer devre Şekil 2'de gösterildiği gibidir.



Şekil 2-  $L_s=0$  için eşdeğer devre.

Başlangıç şartlarını aşağıdaki gibi alalım;

$$i(0^+) = I_0, \quad e_{C_T}(0^+) = -E_{OT}, \quad e_{C_S} = -E_{OS} \quad (1)$$

Eşdeğer devrenin diferansiyel denklemleri aşağıdaki gibidir ;

$$C_s \frac{de_{C_s}}{dt} = I_d$$

$$C_T \frac{de_{C_T}}{dt} + i = I_d$$

$$L_T \frac{di}{dt} + R \cdot i = e_{C_T} \quad (2)$$



$Q > 5$  için yukarıdaki denklemlerin çözümü,

$$i = I_d + e^{-(\omega t/2Q)} \left[ (I_o - I_d) \cos \omega t - \frac{E_o}{X} \sin \omega t \right] \quad (3)$$

$$e_{C_T} = R I_d + e^{-(\omega t/2Q)} \left[ (X I_d - \frac{E_o}{Q} + X I_o) \sin \omega t - (E_o + R I_d) \cos \omega t \right] \quad (4)$$

$$e_{C_s} = \frac{I_d t}{C_s} - E_{os} \quad (5)$$

$$\omega = \omega_o = 1/\sqrt{L_T C_T}$$

Sürekli durum şartları altında devrede var olan simet-  
rinin nedeni aşağıdaki başlangıç şartlarıdır.

$$i\left(\frac{T}{2} +\right) = -I_o, \quad e_{C_T}\left(\frac{T}{2} +\right) = E_{oT}, \quad e_{C_s}\left(\frac{T}{2} +\right) = E_{os} \quad (6)$$

Bu başlangıç şartlarını (3), (4), (5) ve (6) denklemlerinde yerine koyarsak şu sonuçları elde ederiz.

$$\frac{I_o}{I_d} = - \frac{1 + e^{-(\pi/2Q)}}{1 - e^{-(\pi/2Q)}} = -K \quad (7)$$

$$\frac{E_{oT}}{R I_d} = K \quad (8)$$



$$\frac{E_{os}}{R I_d} = \frac{\pi}{2} \frac{C_T}{C_S} Q \quad (9)$$

$$i = I_d [1 - e^{-(\omega t/2Q)}] \left[ (1+K) \cos \omega t + \frac{K}{Q} \sin \omega t \right] \quad (10)$$

$$e_{C_T} = R I_d [1 + Q(K+1)e^{-(\omega t/2Q)} \sin(\omega t - \frac{1}{Q})] \quad (11)$$

$$e_{C_S} = \frac{Q R I_d}{B} (\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad (12)$$

$$B = C_S / C_T$$

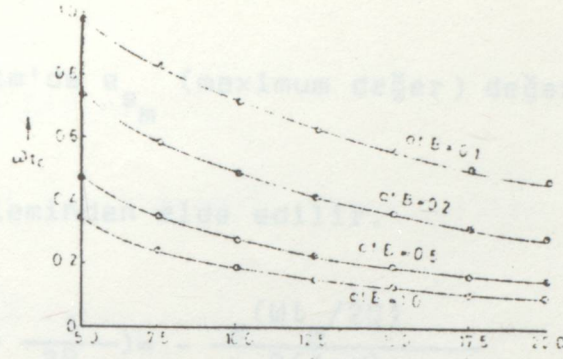
(10), (11) ve (12) denklemleri,  $S_1$  ve  $S_3$  iletimde oldukları zamana karşılık gelen yarım dalga içindir. Bir sonraki yarım dalga için, yani  $S_2$  ve  $S_4$  tristörleri iletimde oldukları zaman,  $I_d$ 'nin yerine  $-I_d$  konularak aynı denklemler kullanılır.

Devre kapama zamanı  $t_c$ ,  $e_{C_S} + e_{C_T} = 0$  ile belirlenir. (11) ve (12) denklemlerinden  $t_c \ll T$  farzedilerek şu ifade elde edilir.

$$\omega_{tc} = \frac{\frac{\pi}{2B} + \frac{K}{Q}}{-\frac{1}{B} + (1+K)} \quad (13)$$

Devrenin başarılı çalışması, için  $t_c$   $t_s$ 'den daha büyük değerde olmalıdır.  $\omega_{tc}$ 'nin grafiği şekil 3'de gösterilmiştir.





Şekil 3- Q'nun fonksiyonu olarak  $W_{tc}$ 'nin grafiği.

### 6.3. Id'nin Hesaplanması

Sabit akım kaynağı Id'yi anlamak için pratikte Id endüktörüne bir E gerilim kaynağı bağlanır.

$$E - I_d R_d = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} (e_{C_T} + e_{C_S}) dt \quad (14)$$

$$I_d = \frac{E}{R} \frac{1}{1 + \frac{2}{\pi} (1+K) Q \cos\left(\frac{1}{Q}\right)} \quad \text{Eğer } R_d \ll 2QR \text{ ise} \quad (15)$$

### 6.4. SCR Geriliminin Hesabı

$e_s$  = iletimde olmayan SCR gerilimi

$$= e_{C_T} + e_{C_S}$$

$$= \frac{E}{1 + \frac{2}{\pi} (1+K) Q \cos\left(\frac{1}{Q}\right)}$$

$$= \left[ \frac{Q}{\beta} \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) + 1 - Q(1+K) e^{-(\omega t/2Q)} \sin\left(\omega t - \frac{1}{Q}\right) \right]$$

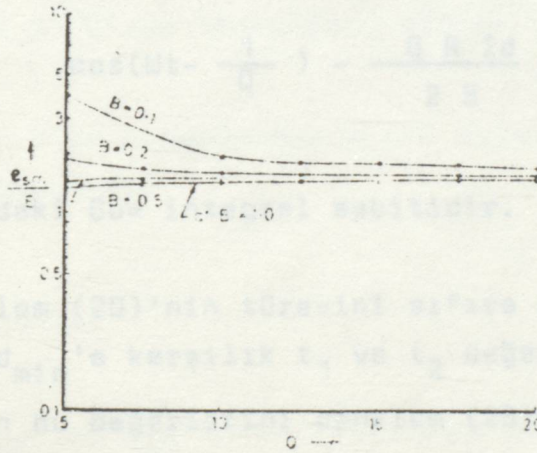


$e_s$ ;  $t=t_m$ 'de  $e_{s_m}$  (maximum değer) değerini alır ve

$\frac{d e_s}{dt} = 0$  denkleminde elde edilir.

$$\cos\left(\omega t_m - \frac{1}{2Q}\right) = - \frac{e(\omega t_m/2Q)}{B(1+K)} \quad (17)$$

Bununla beraber, B'nin çok küçük değerleri için (16) denkleminin eğimi (eğim açısının tanjantı) çıkış frekansının yarım dalgasının tamamında pozitif kalır.



Şekil 4- Q'nun grafiği olarak  $e_{s_m}/E$

Hesaplanan  $e_{s_m}/E$  değeri Şekil 4'de görülmektedir. Şekil Q ve B'nin küçük değerlerinde iletimde olmayan SCR'nin maximum geriliminin çok çabuk arttığı görülmektedir. Bu sebepten dolayı B değerinin 0.2 veya daha yüksek değerler ile sınırlandırılması tavsiye edilir.

Çıkış geriliminin RMS değeri ise şöyledir ;



$$E_{C_{RMS}} = \frac{\pi E}{2\sqrt{2} \cos(\frac{1}{Q})} \quad R_d \ll R \text{ ise} \quad (18)$$

Ld'nin Seçimi

Ld'deki gerilim şöyle ifade edilir;

$$Ld \frac{d i_d}{dt} = E - e_{C_S} - e_{C_T} \quad (19)$$

$e_{C_T}$  ve  $e_{C_S}$  'in karşılıklarını (11) ve (12) denklemlerinde yerine yazarsak şu sonucu elde ederiz.

$$Ld \frac{d i_d}{dt} = (E - R i_d) + \frac{Q}{\omega} R i_d (1 + K) \cdot \cos(\omega t - \frac{1}{Q}) - \frac{Q R i_d}{2 B} (\omega t^2 - \pi t) + C_o \quad (20)$$

Buradaki  $C_o$  = integral sabitidir.

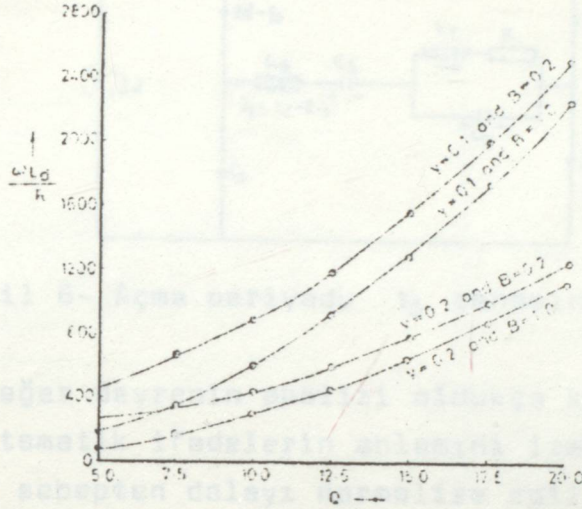
Denklem (20)'nin türevini sıfıra eşitleyip çözersek  $i_{d_{max}}$  ve  $i_{d_{min}}$  'a karşılık  $t_1$  ve  $t_2$  değerlerini elde ederiz.

$t_1$  ve  $t_2$  'nin bu değerlerini denklem (20)de yerine koyarsak şu sonuca varırız ;

$$\frac{\omega L d}{R} = \frac{Q}{y} \left[ \frac{2}{\pi} - (1 + K)(\omega t_1 - \omega t_2) + (1 + K) \left[ \cos(\omega t_1 - \frac{1}{Q}) - \cos(\omega t_2 - \frac{1}{Q}) \right] - \frac{1}{2B} [(\omega t_1)^2 - (\omega t_2)^2] + \frac{\pi}{2B} (\omega t_1 - \omega t_2) \right] \quad (21)$$



Burada  $y = \frac{i_{d_{\max}} - i_{d_{\min}}}{I_d}$  dir.



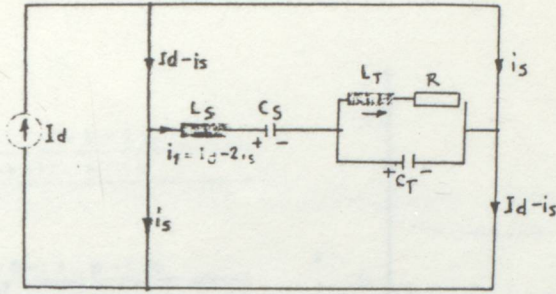
Şekil 5- Q'nun fonksiyonu olarak WLD / R

Şekil 5'te hesaplanmış WLD/R değerinin Q'ya göre değişimi görülmektedir.

#### 6.5. $L_S$ 'in Etkisi

$i$ ,  $e_{CT}$  ve  $e_{CS}$ 'in sürekli durum denklemlerinde  $L_S$ 'in etkisi yoktur. Bununla beraber  $S_2$  ve  $S_4$  tristörleri  $S_1$  ve  $S_3$ 'ün kapama zamanlarında ilettime geçtikleri zaman, bütün SCR'ler  $t_\delta$  aralığında (açma aralığı) iletimde olacaklardır. Bu sebepten dolayı  $L_S$  devre kapama zamanını  $t_\delta$ 'nin etkisiyle kısaltır. SCR'deki akım artış oranı tayin edilen sınırlar içinde olmalıdır. Bu sebepten dolayı  $t_\delta$  ve  $di_s/dt$  çok önemli iki parametredir. Şekil 6'da açma periyodu  $t$  aralığı esnasındaki eşdeğer devre gösterilmiştir.





Şekil 6- Açma periyodu  $t_0$  esnasındaki eşdeğer devre.

Eşdeğer devrenin analizi oldukça karışıktır. Ayrıca karışık matematik ifadelerin anlamını izah etmek mümkün değildir. Bu sebepten dolayı normalize edilmiş  $Wt$  ve  $(dis/dt/WId)$  eğrileri kabul edilen  $R$ ,  $Id$  ve  $W$  değerleri için eşdeğer devrenin dijital simülasyonu yardımıyla çizilir. İnvertör devrenin genelleştirilmiş durum denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$Z_1 = i, \quad Z_2 = e_{C_T}, \quad Z_3 = e_{C_S}, \quad Z_4 = i_1$$

$$\dot{Z}_1 = \frac{1}{L_T} (Z_2 - RZ_1)$$

$$\dot{Z}_2 = \frac{1}{C_T} (Z_4 - Z_1)$$

$$\dot{Z}_3 = \frac{1}{C_S} Z_4$$

$$\dot{Z}_4 = - \frac{Z_2 + Z_3}{L} [S(1).S(4) + S(2).S(3) - S(1).S(2).S(3).S(4)]$$







## K A Y N A K L A R

1- "İletken Potalı Fırının Etüdü" Prof. Remzi GÜLGÜN.

2- IEEE Transactions on Industry applications, Vol. IA-22, NO.6, NOVEMBER/DECEMBER 1986.

JOHN E. QUACIOE- Member, IEEE and SHASHI B. DEWAN Fellow, IEEE.

3- IEEE TRANSACTIONS on Industrial electronics and Control Instrumentation Vol.IECI-25. No.3, AUGUST 1978.

MURLIDHAR R.RODA and G.N. REVANKAR- senior MEMBER- IEEE.

4- IEEE Transactions on industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol.IECI, 21, No.1, FEBRUARY, 1974.

5- Elektrik enerjisinin metalurji mühendisliğinde uygulaması  
"ENDÜKSİYON OCAKLARI"  
(Seminer Notları) Fuat BAYRAKTAR



## Ö Z G E Ç M İ Ş

1962 yılında Erzincan'da doğdum. İlkokulu İhsan Sungu İlkokulu'nda, orta öğrenimimi Moda Kız Meslek Lisesi'nde lise öğrenimimi ise Kartal Endüstri Meslek Lisesi'nin Elektronik bölümünde tamamladım.

1981 yılında Yıldız Üniversitesi Elektrik Mühendisliği bölümünde okumayı hak kazandım. 1985 yılında bu bölümü bitirip, yine Yıldız Üniversitesi'nin Fen Bilimleri Bölümü, Elektrik Anabilim dalında Yüksek Lisans öğrenimime başladım.



