YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Kesintisiz Güç Kaynakları

Yüksek Lisans Tezi

Serhat Çatıkkaş

1992

Elek.

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ELEKTRİK MÜH. M. SERHAT ÇATIKKAŞ

İSTANBUL 1992

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
KÜTÜPHANE DOKÜMANTASYON
DAİRE BAŞKANLIĞI

-R 152
Kot : 235
Alındığı Yer : Fen Bil Ens.
:
Tarih : 17.4.95
Fatura :
Fiyatı : 30.000.-
Ayniyat No : 1-5
Kayıt No : 51091
UDC :
Ek :

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
D.B. No 49913

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARI

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ 1937 KÜTÜPHANESİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ELEKTRİK MÜH. M. SERHAT ÇATIKKAŞ

İSTANBUL 1992

ÖNSÖZ

Tez çalışmamı yöneten ve kıymetli yardımlarını esirgemeyen sayın hocam Doç. Dr. Asım KASAPOĞLU'na ve bana yardımcı olan arkadaşlarıma teşekkürlerimi sunarım.

M. Serhat ÇATIKKAŞ

İstanbul, Ocak-1992

ÖZET

Endüstride ve ofislerde kesintisiz çalışan yüksek güvenilirlikli güç kaynaklarına ihtiyaç vardır. Kesintisiz güç kaynakları; bilgisayarlar, zamana bağlı işlemciler, telefon anahtarlama sistemleri ve gerilim kaynağıyla beslenen daha başka kritik yükler için üretilir.

Kesintisiz AC güç sistemi, iki güç kaynağından (statik inverter ve ac hat) meydana gelir ve tristör anahtar hazırlanır. Tristör anahtar, kaynaklar arasındaki akım akışı dengesini koruyacak yönde çalıştırılır. Sonuç olarak, kaynakların sürekli şekilde paralel çalışmasına izin verilir. Kaynaklardan bir tanesindeki arıza yük gerilimine etki etmez. Ayrıca, anahtarın tetikleme modu bu özellikteki belirli talepleri karşılamalıdır.

İnverterlerin belli başlı tiplerinin sentezi, statik kesintisiz güç kaynakları (KGK) için en iyi bir görüştür. Bundan dolayı sistemin en önemli bölümünü oluşturan inverterler kısmına daha fazla yer verilmiş ve bu devrelerin analizinden çok çalışma prensipleri üzerinde durulmuştur. Donanımın kullanma imkanı bu sentezden geliştirilmiş ve buda şimdiki ve gelecek ihtiyaçları tatmin edecektir.

KGK sistemlerde yüksek güvenilirlik elde etmek için PWM akım kaynaklı inverter kullanılır. Uygun olarak seçilen akım kaynaklı inverter (CSI) anahtarlama fonksiyonları KGK giriş ve çıkış filtreleme teçhizatlarını minimize edebilir (akım kaynaklı reaktör CSR ve yük filtresi gibi).

Tek fazlı kesintisiz güç kaynağı sisteminin çıkış filtresi için sistematik dizayn işlemi geliştirilir. Dört farklı filtre şekli analizden sonra, sinüsoidal dalga genişlik ve tek-darbe modüleli inverter çıkış (filtre giriş) gerilimi için mukayese edilir. Mukayesenin temeli, her iki modülasyon tekniği için "optimum filtre"yi seçmektir.

SUMMARY

The ever-increasing application of automation in industrial and office environments has put a heavy emphasis on power supply reliability. Uninterruptible power supplies are produced for computers, real-time processors, telephone switching systems, and other critical types of equipment fed from voltage sources.

An interruptible ac supply system consisting of two power sources (static inverter and ac line) and a thyristor switch is presented. The thyristor switch is operated in such a way that the equalization current flow between the sources is prevented. Consequently continuous parallel operation of the sources may be applied. Faults in one of the sources do not affect the voltage supplied to the load. In order to obtain these features the trigger mode of the switch must meet certain requirements.

The synthesis of the principal types of inverters that are best suited for static uninterruptible power supplies (UPS) is sought. Therefore, as inverters constitute the main part of these systems, they have been given the greater coverage and stress has been placed upon the principles of operation of inverter circuits rather than their analysis. From this synthesis a range of apparatus is evolved that will satisfy present and future needs.

In response to the demand for reliability in static power supplies, an UPS system that utilizes a PWM current source inverter has been proposed. That properly selected CSI switching functions can minimize UPS input and output filtering requirements (i.e., current source reactor and load filter).

A systematic design procedure for the output filter of a single-phase uninterruptible power supply (UPS) system is developed. Four different output filter configurations are then analyzed and compared for sinusoidal pulsewidth and single-pulse modulated inverter output (i.e., filter input) voltage. On the basis of the above comparison, "optimum filters" are selected for both modulation techniques.

İÇİNDEKİLER

1. KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARI

1.1. Giriş..... 1
1.2. KGK Yapısı..... 1
1.2.1. Doğrultucu..... 1
1.2.2. Statik İnverter..... 2
1.2.2.1. Kare Dalga İnverter
1.2.2.2. Basamak Dalga İnverter
1.2.2.3. Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) İnverter
1.2.3. Statik Geçiş Anahtarı..... 4
1.2.4. Batarya..... 6
1.2.5. Besleme Kaynaklarının Paralel Çalışması ve Statik AC Anahtar İçin Yeni Bir Yaklaşım.... 6
1.2.5.1. Omik Yük Durumu
1.2.5.2. Omik-Endüktif Yük Durumu
1.2.5.3. Sistemin Pratik Olarak Gerçekleştirilmesi
1.2.5.4. Akım Dengeleme Transformatörleri
1.3. KGK Çalışma Şekilleri.....17
1.3.1. Normal Çalışma.....17
1.3.2. Şebeke Kesildiğinde Çalışma.....17
1.3.3. Direkt Geçiş Devresi Üzerinden Çalışma.....17
1.4. KGK'ın Dizel Generatör Tarafından Beslenmesi.....18
1.5. Çıkış Gerilimi Dalga Şekilleri.....20
1.6. KGK'nın Ödevleri, Özellikleri ve Uygulama Alanları.22

2. GÜÇ MOSFETLERİ

2.1. MOSFET Çalışma Prensibi.....23
2.2. Güç MOSFET'lerindeki Ters(Inverse) Diyot.....25
2.2.1. Parazitik Diyodun Oluşturduğu Problemler....26

3. KGK İÇİN İNVERTERLER

3.1. İnverter Çalışma İlkesi.....30
3.2. İnverterde Çıkış Geriliminin Kontrolu.....30
3.3. İnverterlerin Fonksiyonları.....32
3.4. Güce Göre Devre Seçimi.....35

3.4.1. 10 kVA'den Küçük Güçler.....35
1) Tristörlü İnverter
2) Tranzistörlü İnverter
3.4.2. 10 kVA'den Büyük Güçlerde Bir fazlı İnverterler.....38
1) Köprü İnverterler
2) PWM'li İnverterler
3.4.3. 30 kVA'den Küçük Güçlerde Üç Fazlı İnverterler.....45
3.4.4. 30...100 kVA Güçlerinde Üç Fazlı İnverterler.....45
1) Scott Bağlama
2) Yıldız Bağlama
3) Zik-zak Bağlama
4) PWM İnverter
3.4.5. 100 kVA'den Büyük Güçlerde İnverterler.....47
1) Çok Fazlı Köprü İnverterler
2) Poligonal Bağlamalı PWM İnverterler
3.4.6. 400 Hz İnverterler.....55
3.5. Güvenilirlik(Reliability) ve Fazlalık(Redundancy)..55
3.5.1. Güvenilirlik.....55
3.5.2. Fazlalık.....56
1) Ardışık(Seri) Fazlalık
2) Paralel Fazlalık
3.6. KGK Sistemlerde Akım Kaynaklı İnverter Uygulamaları65
3.6.1. Sistemin Tanıtımı.....65
3.6.2. Anahtarlama Fonksiyonlarının Sentezi.....70
3.6.3. İnverter Analizi.....70
3.6.4. Yük Filtresi, CSR, CSC Analizi.....73
3.6.5. Kompütür Harmonik Analizi.....78
3.6.6. Deney Sonuçları.....80
4. FİLTRELER
4.1. Giriş Şok Filtresi.....82
4.2. π Tipi Filtre.....84
4.3. RC Tipi Filtre.....85
4.4. Doğrultucu Çıkış Geriliminin Düzeltilmesi.....86
4.5. İnverter Çıkış Gerilimi Filtreleme.....88
4.6. Tek Faz KGK Sistem İçin Optimum Filtre Dizaynı.....89
4.6.1. Çıkış Filtresi Dizayn Özeti ve Karakteris-

4.6.2. Filtre Giriş Gerilimi Dalga Şeklinin Harmonik Analizi..... 90
4.6.3. Çıkış Filtresi Dizayn Örneği..... 98
4.6.4. Tipik KGK Karakteristikleri..... 100
SONUÇ 103
KAYNAKÇA 105
ÖZGEÇMİŞ 106

1. KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARI

1.1. Giriş

Elektronik sanayiinin göstermiş olduğu büyük ve hızlı gelişme neticesi elektronik cihazlar önemli ölçüde yaygınlaşmış ve endüstrinin hemen her dalında kullanılmaya başlamıştır. Bunun sonucunda daha verimli, daha güvenilir ve daha hızlı çalışan sistemler ortaya çıkmıştır. Bu sistemler sağladıkları büyük hız ve kolaylıklara karşılık, kaliteli ve kesintisiz bir elektrik enerjisine ihtiyaç göstermektedirler. Bunun doğal sonucu olarak, cihaz güvenilirliği yanında cihazı besleyen güç kaynağının güvenilirliği de büyük önem kazanmıştır. Güç kaynağı güvenilirliği denildiğinde akla şu özellikler gelmektedir;

- Kaynak geriliminin değeri ve kararlılığı,
- Kaynak frekansının değeri ve kararlılığı,
- Kaynaktan gelebilecek istenmeyen gerilim darbelerinin birim zamandaki sayısı,
- Kaynağın yitirilmesi olasılığı (Herhangi bir sebepten dolayı kaynağın devreden çıkması).

Bu nedenlerden dolayı, Kesintisiz Güç Kaynağı (KGK) adı verilen, sabit gerilim, sabit frekans, parazit ve gürültülerden arınmış elektrik enerjisi üreten sistemler geliştirilmiştir.

1.2. KGK Yapısı

KGK sistemleri, esas olarak dört ana parçadan oluşurlar;

1) Doğrultucu
2) Statik İnverter
3) Geçiş Anahtarı
4) Batarya (Akü grubu)

1.2.1. Doğrultucu

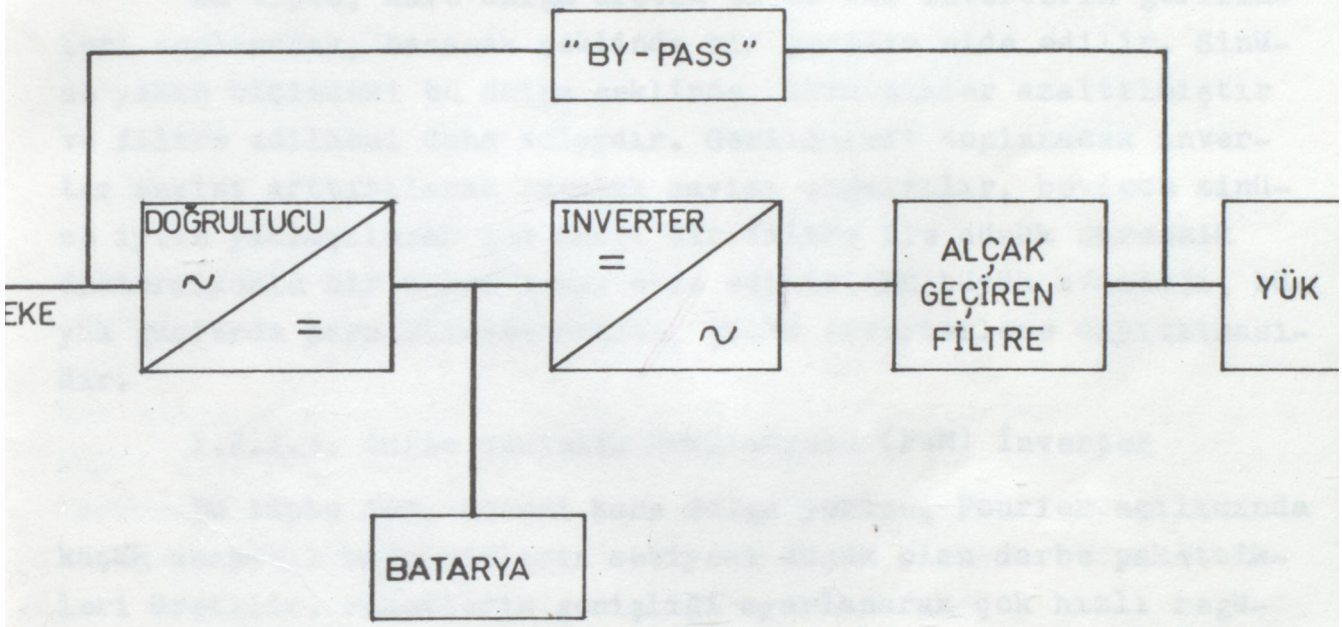
Doğrultucu, alternatif şebeke gerilimini doğru gerilime çevirip, statik inverterin beslenmesini ve aynı zamanda da akülerin doldurulmasını sağlar. Doğrultucunun önemli görevlerinden biri de şebekedeki parazit, gürültü ve gerilim değişikliklerini filtre etmektir.

Doğrultucu, tristör köprülü ve elektronik kontrolludur. Bataryanın sağlıklı çalışması ve uzun ömürlü olması için, bu elektronik kontrola ihtiyaç vardır.

Elektrik kesilmesinden sonra boşalmış olan aküler, önce dengeleme doldurmasına tabi tutulur(boost şarj), daha sonra otomatik olarak iç kayıpları karşılayan tampon doldurma durumuna geçi-

lir. Kurşun-asit aküleri için dengeleme doldurma gerilimi, hücre başına 2,45-2,7 V, tampon doldurma gerilimi ise 2,23-2,35 V arasında markalara göre değişen değerlerdir.

KGK ile çalışma yapılmayacağı zaman, inverter durdurulduğu halde doğrultucu çalışmaya devam eder. Bundan amaç, akülerin devamlı dolu tutulması ve iç kayıpların karşılanmasıdır.



Şekil 1.1 KGK Blok Diyagramı

1.2.2. Statik İnverter

Sistemin en önemli parçası olup bataryadan almış olduğu doğru akımı, yükün ihtiyacı olan nitelikte, regülasyonlu, her türlü parazitlerden arınmış alternatif akıma çevirir. Şekil 1.1 de verilen blok diyagramdanda görüldüğü gibi, yük, sürekli olarak inverterden beslenmektedir. Elektrik şebekesinin değişmesi, kesilmesi gibi olaylar, inverter batarya üzerinden beslendiği için, yükü etkilemez.

İnverterde, doğru gerilimden alternatif gerilim üretmede, güç yarı iletkenleri kullanılmaktadır. Bunlar güç tranzistörleri ve tristörler olup, son zamanlarda mosfet ve GTO(Gate Turn Off) adı verilen, kapıdan tetiklenebilen tristörler de kullanılmaya başlamıştır. Ancak, bu son iki eleman henüz sadece bir kaç firma tarafından üretilmekte olduğundan, hem fiyatları pahalı ve hem de güçleri sınırlıdır. Bu nedenle, özellikle büyük güçlerde vazgeçilmez eleman, tristördür. İnverterler yapı bakımından üç tipe ayrılırlar.

1.2.2.1. Kare Dalga İnverterler

Doğru gerilimin güç yarı iletkenleri ile kıyılması prensibine göre çalışırlar. Harmonikleri çok fazladır, regülasyon imkanı yoktur ve filtreleri pahalıdır. Bu tipteki inverterler, hassas regülasyon istemeyen aydınlatma ve benzeri amaçlarla kullanılırlar

1.2.2.2 Basamak Dalga İnverter

Bu tipte, kare dalga üreten en az iki inverterin gerilimleri toplanarak, basamak şeklinde bir gerilim elde edilir. Sinüse yakın biçimdeki bu dalga şeklinde, harmonikler azaltılmıştır ve filtre edilmesi daha kolaydır. Gerilimleri toplanacak inverter sayısı arttırılarak basamak sayısı çoğaltılır, böylece sinüse iyice yaklaşılarak çok basit bir filtre ile düşük harmonik distorsiyonlu bir dalga şekli elde edilir. En büyük avantajı, büyük güçlerde paralelleşme yerine, gücün inverterlere dağıtılmasıdır.

1.2.2.3. Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) İnverter

Bu tipte ise, normal kare dalga yerine, Fourier açılımında küçük dereceli harmoniklerin seviyesi düşük olan darbe paketcikleri üretilir. Paketlerin genişliği ayarlanarak çok hızlı regülasyon ve basit bir filtre ile çözülebilen bir gerilim elde edilir.

Darbe sayısı arttırılarak, harmonik miktarı düşürülüp filtre basitleştirilebilir. Ancak bu durumda, anahtarlama kayıpları önemli ölçüde artmakta, komütasyon kondansatörü seçimi bile sorun olmaktadır.

İnverterlerde üretilen ve yukarıda tipleri açıklanan dalgalar, LC filtreler veya ferrorezonans filtreler ile süzülerek sinüs dalga elde edilir.

Basamak dalga ve PWM tipi inverterlerde giriş geriliminin %10 ilâ %-20, yükün 0...%100 arasındaki değişimlerinde, %1 den iyi bir çıkış gerilimi regülasyonu elde edilir. Frekans kararlılığı, kristâl osilatörler kullanıldığı taktirde %0,5 in altındadır.

1.2.3. Statik Geçiş Anahtarı (by-pass)

Sistemde kullanılan geçiş anahtarı mekanik özelliktede olmasına rağmen, günümüzde yarı iletken elemanlardan oluşmuş statik özellik gösteren anahtarlara daha yaygındır. Bu yüzden bu bölümde

statik geçiş anahtarı ele alınacaktır.

Direkt geçiş devresi gerektiği zamanlarda şebekeyi doğrudan çıkışa bağlayarak, yükün doğrudan doğruya şebekeden beslenmesini sağlar. Giriş ile çıkışı doğrudan birbirine bağlayan devre, tristörlerden oluşmuş anahtarlar ve koruyucu sigortalardan oluşur.Ayrıca mekanik röleler kullanılarak elle kumanda özelliği de katılabilir.

Statik geçiş anahtarı, inverterin aşırı yüklenmesi durumunda, çıkış uçlarında olabilecek bir kısa devrede veya güç kaynağının elemanlarında yapılacak olan bakım ve onarım süresince devreye alınır.

Bu sayılan şartların eski haline dönmesi ile yük otomatik olarak inverter çıkışına bağlanır. Bu işlem kullanılan anahtarda kontaktör düzeni bulunması halinde röle yapısına bağlı olarak elle kumanda ile de gerçekleştirilir. Yalnız dikkat edilmesi gereken nokta, yarı iletken elemanlarla bağlantı mikrosaniye mertebesinde olurken, elle kumandadaki kontaktör yapısı ile 50 ms. dolaylarında olmaktadır. Bu süre yükün özelliğine bağlı olarak, önemli bir büyüklüktür ve yükün gerilimsiz kaldığı süreyi belirler.

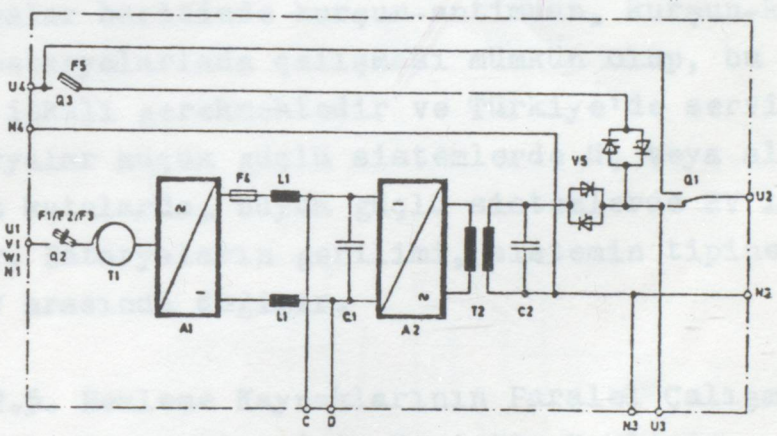
Direkt geçiş devresinin çalışma bölgesi gözönüne alındığında, devrede bulunan koruma elemanlarının seçilmesi ve boyutlandırılmasının önemi ortaya çıkar. Devrede kullanılan sigortalar gerektiğinde, bütün KGK'yı servis amacıyla gerilimsiz bırakacak şekilde konumlanmalıdır. Korumada seçicilik akımın nominal değerine göre belirlenerek, koruma özelliğinin, sistemin hangi tarafındaki sigortalarda olduğu saptanır. Eğer akan akım nominal akımın %30 u değerine ulaşmışsa, seçicilik yük tarafındaki sigortalarda bulunur.

Direkt geçiş devresi, ancak belirli tolerans değerler aşıldığında devreye sokulur. Şebeke geriliminin %10, şebeke frekansının %1 toleransı aşması halinde direkt geçiş devresi şebekeden bağımsız olarak gecikmesiz ve kesintisiz olarak devreye sokulur.Ayrıca çıkış geriliminin de %10 sınırları içinde bulunması gerekir. Aksi halde, devre aynı şekilde şebekeyi üzerine almalıdır. Şebenin belirtilen sınırlar dışında olması halinde, direkt geçiş devresi şebeke gerilimini üzerine almaya hazır olmadığından inverter işlevini durdurur, gerekli görülürse kontaktör kısa bir süre sonra devreyi açar.

Kesintinin süresinin oldukça uzun olduğu durumlarda akü ka-

pasitesi, yükü gerektiği kadar besleyecek kadar uzun süreli bir gerilim sağlamaya yeterli olmayabilir. Böyle bir durumda kesintisiz güç kaynağı bir dizel generatör üzerinden beslenmelidir. Yalnız generatör çıkışında elde edilen gerilimin frekansı hassas yapıdaki yükler için uygun değildir, bu yüzden, statik geçiş devresi başka bir kontak üzerinden açık devre konumuna getirilir.

Kesintisiz güç kaynağına istenirse ek düzenler eklenerek daha kaliteli bir gerilim dalga şekli elde edilebilir. Şebeke ile senkron bir dalga şekli istenirse, şebeke senkronizasyon devresi kullanılabilir. Bu devreye şebeke giriş gerilimi ile inverter çıkış gerilimi, inverter çıkış gerilimi geri besleme olacak şekilde verilir. Bu değerlerden elde edilen data işareti değerlendirilerek şebeke ile senkron çalışmaya uygun koşullar sağlanır.



Şekil 1.2 KGK 'nın Prensip Şeması

A1 : Üç fazlı tam dalga kontrollu doğrultucu
A2 : Tranzistörlü inverter
C1 : Ara devre kondansatörü
C2 : Filtre kondansatörü
F1,F2,F3 : Giriş sigortaları (Doğrultucu)
F4 : Doğrultucu çıkış sigortası
F5 : Giriş sigortası (By-pass)
L1 : Süzme bobini
Q1 : Seçici şalter (Manuel by-pass)
Q2 : Giriş kesicisi (Doğrultucu)
Q3 : Giriş kesicisi (Statik by-pass)
T1 : Giriş transformatörü
T2 : Çıkış transformatörü
V5 : Tristör şalter

U1,V1,W1 : Doğrultucu -şebeke bağlantısı
U2,N2 : Yük bağlantısı
U3,N3 : Paralel blok veya deney yükü için bağlantı
U4,N4 : By-pass'ın şebekeye bağlantısı
C,D : Batarya bağlantısı

1.2.4. Batarya

Sistemin doğru akım enerjisini temin eder. Bataryaların kapasitesi, sistemin tamamen elektriksiz olarak kaç dakika çalışacağına göre tayin edilmektedir. Bir saati aşan süreler batarya gruplarının ağırlıklarını, boyutlarını ve maliyetlerini anormal şekilde arttırır. Kullanılan bataryalar sabit hizmet tipi, kurşun-asit tüpcüklü stasyoner bataryalardır. Sistemin, kurşun-asitli stasyoner bataryalar haricinde kurşun-antimuan, kurşun-kalsiyum, nikel-kadmiyum bataryalarlada çalışması mümkün olup, bu tip bataryaların dışarıdan ithali gerekmektedir ve Türkiye'de servis imkanları yoktur. Bataryalar küçük güçlü sistemlerde üç veya altı göz şeklinde, tek ebonit kutularda, büyük güçlü sistemlerde 2V luk tek hücreler halindedir. Bataryaların gerilimi, sistemin tipine ve gücüne göre 48...450 V arasında değişir.

1.2.5. Besleme Kaynaklarının Paralel Çalışması ve Statik AC Anahtar İçin Yeni Bir Yaklaşım

Direkt olarak paralel çalışan iki (veya daha fazla) kaynak varsa, önceden varolmayan AC yüklerle ilgili bağlantı güçlükleri çıkar. Kaynaklar arasındaki sıfır ve düşük empedans ve AC hattın yüksek akım kapasitesi yük transfer zamanını oluşturur.

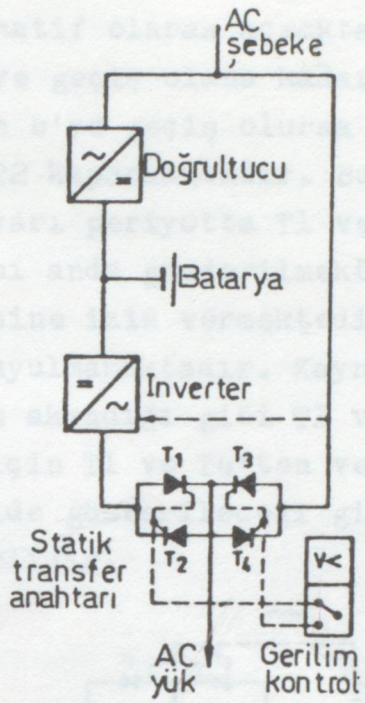
Bu metot genelde DC sistemlerde kullanılır. (Şekil 1.4) Birleştirilmiş güç kaynakları doğrultucu ve depolama bataryası veya birkaç doğrultucunun kullanılmasına izin verir.

1) Birleştirilmiş kaynaklar arasındaki ani yük transferi,

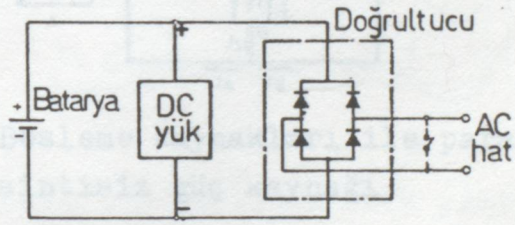
2) Kaynakların yüksek aşırı akım (düşük empedans) kapasitesi sağlamlığı,

gibi avantajlar sağlanır.

Bu sistemde asıl istenilen AC hat veya besleyici cihazlardaki arızanın etkisini azaltmaktır. AC hattaki arızalar, AC şebekedeki kısa devre veya gerilim kaybından, doğrultucu girişindeki kısa devreden oluşur.



Şekil 1.3 Statik transfer anahtarlı kesintisiz güç sistemi



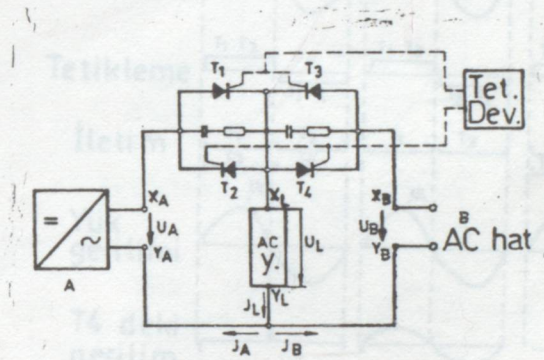
Şekil 1.4 Besleme kaynaklarının paralel çalışması ile kesintisiz DC güç sistemi

AC kaynakların paralel çalışması mümkündür. İnverter, AC hatla senkronize edilebilir. Ancak, AC hatta arıza halinde dengeleme akımı ve parazitli çıkış gerilimi oluşur. Dengeleme akımı kaynak gerilimleri eşitse oluşur.

Burada iki yada daha fazla AC güç kaynaklarının paralel çalışmasının kullanıldığı bir cihaz tanıtılmaktadır. Paralel çalışma, kaynakların birindeki arızanın diğer kaynakları ve sistemin çıkış gerilimi U_1'i etkilemeyeceği şekilde düzenlenmiştir.

Arızalı bir kaynağı sistemden yalıtmak için araya tristör konulmuştur. (Şekil 1.5) Şekil 1.5 deki anahtarın bağlantısı Şekil 1.3 dekine benzemektedir. Fakat çalışma şekli farklıdır. Şe-

kil 1.3 deki tristör anahtarlamasında T1 ve T2 birer yarı peryot süresi boyunca alternatif olarak açmaktadır. T3 ve T4 tetiklenmemektedir ve a'dan b'ye geçiş olana kadar kapalıdır. Bir arıza meydana gelirde a'dan b'ye geçiş olursa bu sefer T3 ve T4 tristörleri açmakta, T1 ve T2 kapanmaktadır. Bu yeni yaklaşımda ise tetikleme sinyali bir yarı periyotta T1 ve T3'e diğer yarı periyotta ise T2 ve T4'e aynı anda gönderilmektedir. Sistem her iki kaynağında yükü beslemesine izin vermektedir. Bu durumda gerilim göstergesine gerek duyulmamaktadır. Kaynaklar arasındaki dengeleme akımı T1 ve T3'ten akmadığı gibi T2 ve T4'tende akmaz. Köprünün doğru çalışması için T1 ve T4'ten veya T3 ve T2'den akım akışı önlenmiştir. İleride gösterileceği gibi bu koşul uygun bir tetikleme modunda yeterlidir.



Şekil 1.5 Besleme kaynakları ile paralel çalışmada AC kesintisiz güç kaynağı

1.2.5.1. Omik Yük

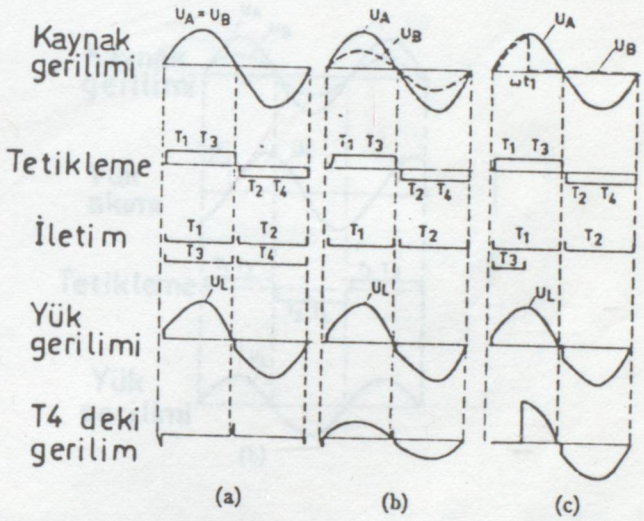
Bir tristör köprüsünün en basit çalışma modeli şimdi inceleyeceğimiz gibi omik yük durumudur. (Şekil 1.6) Tetikleme darbeleri akım ve gerilim eğrilerinin sıfır geçişinden kısa bir süre sonra gönderilmektedir. 100 μs civarındaki gecikme bir tristör çiftinin, örneğin T1 ve T3'ün diğer tristör çiftinin (T2 ve T4) iletime geçmesinden önce kesime geçmesini sağlar.

Eğer $U_a = U_b$ ise (Şekil 1.6.a) yük akımı I_L kaynaklar arasında eşit olarak paylaştırılır.

$$I_A = I_B = \frac{1}{2} I_L \text{ dir.}$$

Eğer, örneğin $U_B = 1/2\ U_A$ ise (Şekil 1.6.b) T1 ve T2 iletime geçecek ve yük gerilimi kaynak gerilimlerinden yüksek olanı izleyecektir; $U_L = U_A$

T3 ve T4 şimdi $U_A - U_B = 1/2\ U_A$ alternatif gerilimine maruz kalmaktadır. Fakat kesimde olmaya devam edecektir. Çünkü ters yarı periyotlar boyunca da tetikleme sinyalleri uygulanmaktadır. Şekil 1.6 da gösterilen T4 gerilimi $U_L - U_B$ farkından doğrudan türetilebilir. Şekil 1.6.c de B girişinin ani bir kısa devre durumu gösterilmiştir. En istenmeyen durum $wt_1 = \pi/2$ anındaki bir kısa devredir. T3 ve T4 sıfırdan tepe değer U_{max}'a atlayan bir gerilim yükselmesine maruz kalacaktır. T3 ters T4 bloklama yönünde bu gerilime maruz kalmaktadır. Bu durumda T4 üzerindeki dv/dt etkisini azaltmak için RC devresi eklenmiştir.



Şekil 1.6 Köprünün omik yükte çalışması

a) $U_A = U_B$

b) $U_A = 2U_B$

c) B girişinde kısa devre

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ 1937 KÜTÜPHANESİ

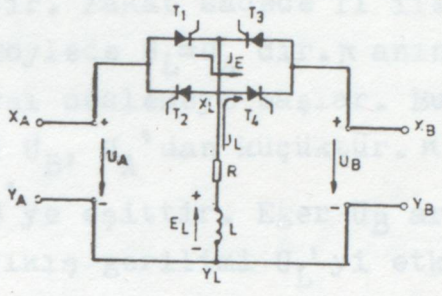
1.2.5.2. Omik-Endüktif Yük Durumu

Saf omik yük durumu sadece teorik bir incelemedir. Pratikte çoğu durumda yük omik-endüktif karakterdedir. Köprünün doğru komütasyonunu sağlamak bu durumda akım ve gerilim birbirine ters işarette olduğu zaman dilimleri bulunduğundan çok daha zordur.

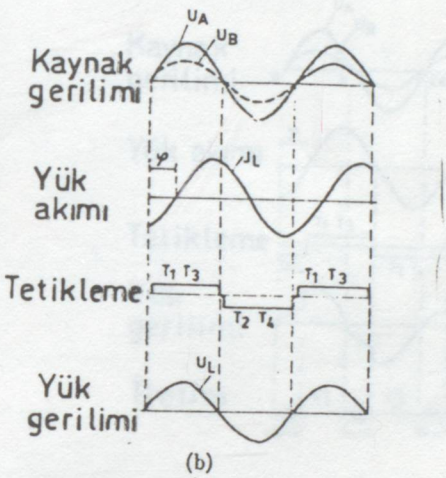
Gerilim Fazında Tetikleme Modu:

Şekil 1.6 daki basit tetikleme modunun bu durumda doğru çalışmayacağının gösterilmesi kolaydır. Şekil 1.7 omik-endüktif yük durumundaki tetikleme modunun çalışmasını göstermektedir. O-① aralığındaki zaman diliminde yük akımı negatif işaretli ve U_A, U_B gerilimleri pozitif işaretlidir. (Şekil 1.7.a) Yük e.m.k.-

i I_L akımını sağlar. T2 ve T4 iletimdedir. Fakat T1 ve T3'e hâlâ tetikleme sinyalleri verilmemektedir.



(a)



(b)

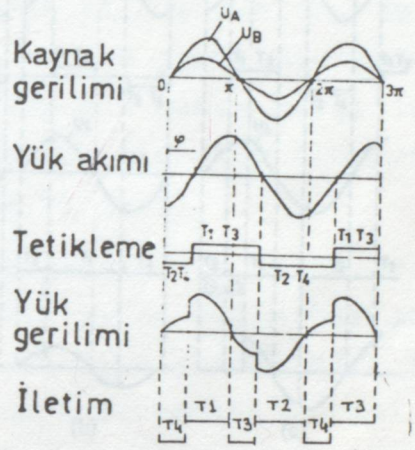
Şekil 1.7 Omik endüktif yük. Gerilim Fazlı Tetikleme Modu
a) Akımların ve gerilimlerin O-Ω aralığındaki işaretleri
b) Köprünün çalışması

Kaynak gerilimleri birbirinden farklı olduğunda bir dengeleme akımı ortaya çıkacaktır. Eğer bu anda $U_A > U_B$ ise X_A çıkış X_B den daha yüksek bir potansiyelde olacaktır. X_A dan X_B ye akan dengeleme akımı T2'yi kapatacak ve o anda bir tetikleme gerilimine maruz kalan T1'i açacaktır.
Kaynaklar arasında T1-T4 yolu açılmış olacak ve buradan geçen bir kaynaklar arası dengeleme akımı ortaya çıkacaktır. Bu akım I_L ye taşınacaktır. Şu da gösterilebilirki dengeleme akımı köprünün komütasyonunu bozacaktır. Çıkış gerilimi U_L bu durumda U_A ve U_B farkından etkilenecektir.

Akım Fazında Tetikleme Modu:

Diğer bir tetikleme sistemide yük akımı ile aynı fazda te-

tiklemedir. Bu sisteminde düzgün çalışmayacağı gösterilebilir. Şekil 1.8 , kaynak gerilimlerinin birbirinden farklı olduğu durumlardaki çalışmayı göstermektedir ($U_A > U_B$). Φ-π zaman aralığı boyunca T1 ve T3 tetiklenmiştir. Fakat sadece T1 iletimdedir. T3 tıkamadadır (kesimdedir). Böylece $U_L = U_A$ dır. π anında yük e.m.k.'i I_L'yi kaynak gerilimine karşı beslemeye başlar. Bu anda I_L, T1 den T3'e yol değiştirir. Çünkü U_B, U_A'dan küçüktür. π'den $\pi + \Phi$'ye kadar çıkış gerilimi U_L, U_B'ye eşittir. Eğer U_B arızalı AC hattına karşı gelirse arızanın çıkış gerilimi U_L'yi etkileyeceği görülür.



Şekil 1.8 Omik-endüktif yük. Yük akımlı fazda tetikleme modu

Yük Yönlü Tetikleme Modu:

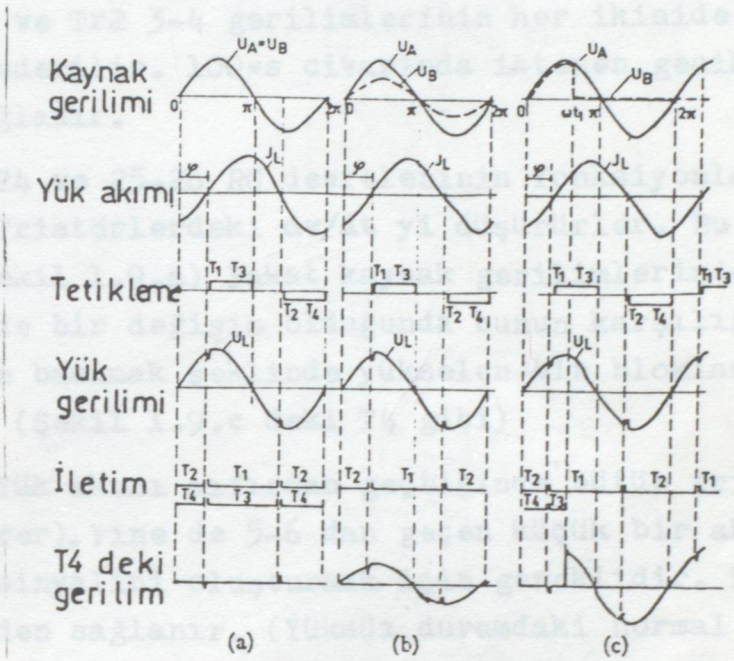
Analizler, sistem düzenlenmesindeki ana zorluğun, istenmeyen iletim yollarının oluşmasının önlenmesi olduğunu göstermiştir. Örneğin gerilim fazlı tetikleme modundaki gibi T1, T4 ve T2, T3 yolları. Bu şekildeki iletim yolları, yükün bir generatör gibi çalıştığı yani yük gerilimi ve yük akımının birbirine ters işaretli olduğu durumlarda ortaya çıkmaktadır.

İstenmeyen iletim yollarının oluşması uygun bir tetikleme modunun seçilmesi ile önlenebilir. Çözüm şekli, Şekil 1.9 da gösterilmiştir. Burada şu iki durum sağlandığında T1 ve T3'e tetikleme darbeleri uygulanmaktadır.

1- U_A ve U_B gerilimleri pozitif işaretli (X, Y'ye göre pozitif).

2- T2 ve T4'ün her ikiside kesimde. Bu durum I_L'nin negatif olmadığını gösterir (Y_L'den X_L'ye).

Bu şartlara göre T1 ve T3'ün tetikleme α'dan π'ye kadardır ve T2 ve T4'te $\pi+\alpha$'dan 2π'ye kadar tetiklenir. Bu tetikleme metodu tetikleme darbeleri anlık $U_L \cdot i_L$ çarpımının pozitif olduğu durumlarda tetikleme yapıldığından güç yönlü tetikleme adını alır. Buna bağlı olarak yükün generatör olarak çalıştığı zaman aralıklarında yeni iletişim yolları ortaya çıkmamaktadır.



Şekil 1.9 Omik-endüktif yük. Güç yönlü tetikleme modu
a) $U_A=U_B$
b) $U_A>U_B$
c) B'de kısadevre

Şekil 1.9 omik-endüktif yüklü köprünün çalışmasını göstermektedir. a) daki diyagram $U_A=U_B$ olduğu ve her iki kaynağın yükü paylaştığı durumda çalışmayı gösterir. b) durumunda $U_A>U_B$ dir. Burada yük akımı π anında T1 ve T3'e aktarılmaktadır. Çünkü bundan sonra T3'e tetikleme sinyali verilmemektedir. Yük akımı π'den $\pi+\alpha$ kadar T1 üzerinden akar. Yük gerilimi U_L bütün periyot boyunca U_A'yı izler. Sistemin çıkış gerilimi U_L, kaynak geriliminin büyük olanına eşittir ve gerilim düşümü veya kaynakların birindeki kısa devreden etkilenmez. c) deki diyagram wt_1 anında B'deki kısa devre durumunu göstermektedir.

1.2.5.3. Sistemin Pratik Olarak Gerçekleştirilmesi

Önceki bölümde anlatılan tetikleme sistemi Şekil 1.10 daki gibi gerçekleştirilebilir. Sadece T1 ve T2 için tetikleme devreleri gösterilmiştir. 10, 11 fener diyotları U_L ile aynı fazda

basamaklı bir gerilim verirler (b2). 5-6 numaraları ters paralel diyot çiftindeki gerilim düşümü I_L akımı ile aynı fazdadır. Diyotların lineer olmayan karakteristiklerinden dolayı I_L sıfırdan geçerken yaklaşık dikdörtgensel bir dalga şekli elde edilir. (b3) Tr2 transformatörü yardımıyla 21 tranzistörü I_L pozitif işaretli olduğunda (X_L'den Y_L'ye) doymaya sokulur. T1'in tetikleme sinyali Tr1 3-4 ve Tr2 3-4 gerilimlerinin her ikiside pozitif olduğunda (b4) gönderilir. 100µs civarında istenen gecikme 22-20 RC devresiyle sağlanır.

23-24 ve 25-26 RC devrelerinin fonksiyonları şunlardır:

1. Tristörlerdeki dv/dt yi düşürürler. Bu normalde çok düşüktür. (Şekil 1.9.a) Fakat kaynak gerilimlerinden birinde basamak şeklinde bir değişim olduğunda bunun karşılığı olan tristör ileri yönde basamak şeklinde yükselen bir bloklama gerilimine maruz kalır. (Şekil 1.9.c deki T4 gibi)

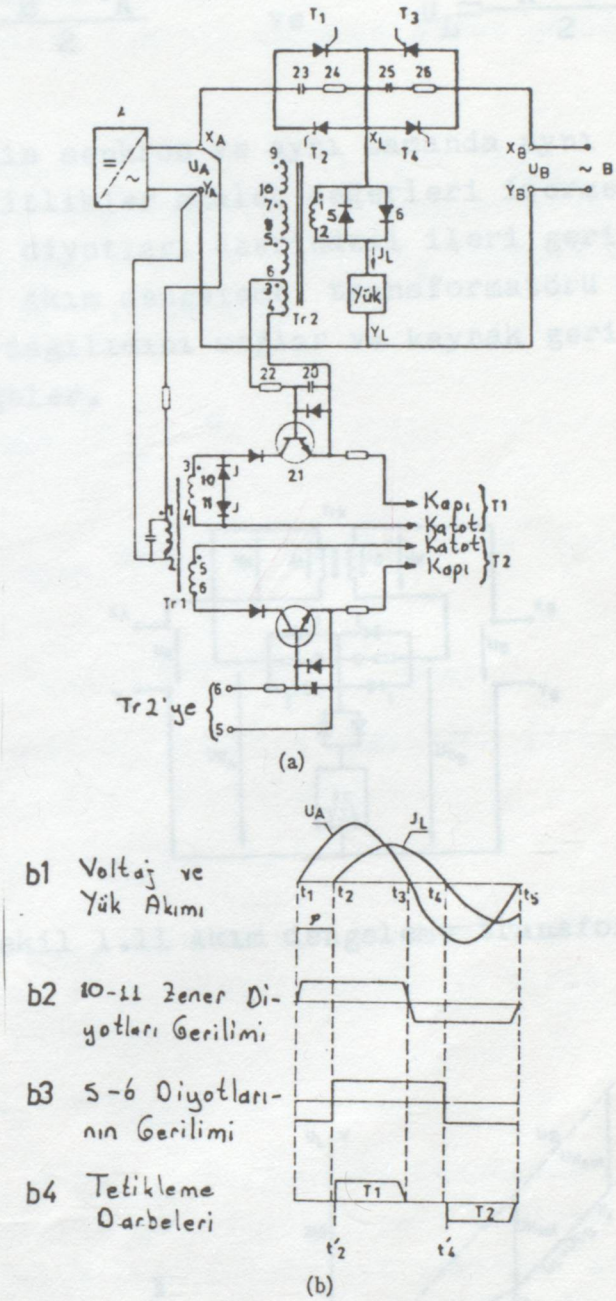
2. Yük akımı sıfırdan geçtiğinde bütün tristörler kapanır (Kesime girer). Yine de 5-6 dan geçen küçük bir akım bir sonraki tetikleme sinyalini oluşturmak için gereklidir. Bu akım 23-24 ve yük üzerinden sağlanır. (Yüksüz durumdaki normal çalışmayı sağlamak için yüksek dirençli bir bleeder kullanılır.)

3. Akımın sıfır geçişi ve bir sonraki tetikleme sinyali arasındaki zaman boyunca (100µs) tristörde bir gerilim düşümüne yol açar (Şekil 1.9). Bu gerilim düşümü kısmen doldurulmuş ve RC devresi tarafından yuvarlanmıştır.

1.2.5.4. Akım Dengeleme Transformatörleri

Sistemde kullanışlı bir elemanda, akım dengeleme transformatörüdür. (Şekil 1.11 deki Trk). Bu trafo eşit sarım sayılı iki sargıya sahiptir ve sargılardan ters yönlü I_A ve I_B akımları akar. $U_A=U_B$ olduğunda $I_A=I_B$ dir. Her iki sargının amper sarımları birbirini yok eder ve sargıdaki gerilim U_K yaklaşık sıfır olur.

$U_A > U_B$ olduğunda I_A ve I_B akımlarının farkı bir mıknatıslanma ampersarımını oluşturur. Bir U_K dengeleme gerilimi ortaya çıkar. Trk doymaya girmediği sürece mıknatıslanma ampersarımı yetersizdir. I_A ve I_B akımları yaklaşık eşit kalır ve köprünün her iki tarafında iletimdedir. Köprünün her iki tarafındaki gerilimler Usa ve Usb eşit kalır.



Şekil 1.10 Güç yönlü tetikleme modu

a) Devre şeması

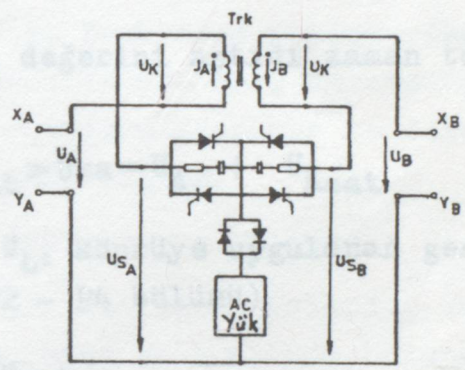
b) Devrenin çalışması

$$Usa = U_K + U_A = Usb = U_B - U_K$$

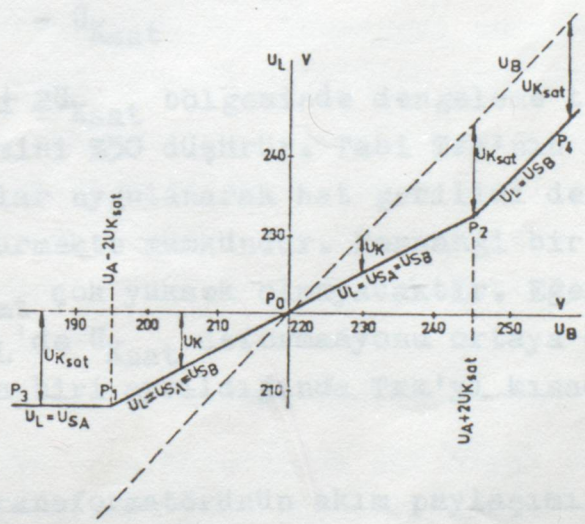
Buradan;

$$U_K = \frac{U_B - U_A}{2} \qquad ve \qquad U_L = \frac{U_A + U_B}{2}$$

(U_A ve U_B'nin senkron ve aynı zamanda aynı fazda olduğu varsayılmıştır. Eşitlikler skaler değerleri içermektedir. T1-T4 tristörleri ve 5-6 diyotları üzerindeki ileri gerilim düşümleri ihmal edilmiştir.) Akım dengeleme transformatörü kaynaklar arasındaki eşit akım dağılımını sağlar ve kaynak gerilimleri arasındaki farkı dengeler.



Şekil 1.11 Akım dengeleme transformatörü



Şekil 1.12 Dengeleme transformatörü yardımıyla hat gerilimi değişiminin azaltılması

Dengeleme transformatörünün, çıkış gerilimi U_L üzerindeki etkisi Şekil 1.12 de gösterilmiştir. Şekildeki inverter gerilimi U_A'nın 220 voltta sabit olduğu ve hat gerilimi U_B'nin değişken olduğu varsayılmıştır. Trk'nın doymaya girme gerilimi $U_{Ksat} = 12,5$ volt alınmıştır.

U_B geriliminin $U_A - 2U_{Ksat}$ ve $U_A + 2U_{Ksat}$ arasında olduğu sürece dengeleme transformatörü kaynaklar arasında eşit akım paylaşımını sağlayacak şekilde etkir. U_K köprüye uygulanan gerilimleri etkiler. (P1 - P2 bölümü)

$$U_L = Usa = Usb = \frac{U_A + U_B}{2}$$

U_B, $U_A + 2U_{Ksat}$ değerini aştığı zaman toplam akım B'den sağlanacaktır.

$$Usb = U_B - U_{Ksat} > Usa = U_A + U_{Ksat}$$

Çıkış gerilimi U_L, köprüye uygulanan gerilimlerden yüksek olanı izleyecektir. (P2 - P4 bölümü)

$$U_L = Usb = U_B - U_{Ksat}$$

U_B, $U_A - 2U_{Ksat}$ değerinin altına düştüğünde sabit gerilimli A kaynağı toplam akımı sağlayacaktır ve çıkış gerilimi sabit olacaktır. (P1 - P3 bölümü)

$$U_L = Usa = U_A - U_{Ksat}$$

Böylece $U_A \pm 2U_{Ksat}$ bölgesinde dengeleme transformatörü hat gerilim değişimini %50 düşürür. Tabi Trk'nın iki tarafında eşit olmayan sarımlar uygulanarak hat gerilimi değişimini %50'den daha fazla düşürmekte mümkündür. Herhangi bir taraftaki doyma gerilimi U_{Ksat} çok yüksek olmayacaktır. Eğer sadece bir kaynak çalışırsa U_L'de U_{Ksat} deformasyonu ortaya çıkacaktır. Bu nedenle kaynakların biri ayrıldığında Trk'yı kısadevre etmek yararlıdır.

Dengeleme transformatörünün akım paylaşımı zorlamasını inverter-AC hat paralel çalışmalarında kararlılığı artırır. Kaynakların gerilim dalga şekillerindeki küçük farklılıklar yük lineer olsa bile her kaynaktan yüksek kayıp akımları çekilmesine yol açabilir. Bu durumda inverter osilasyona yol açabilecek bir line-

er olmayan yük durumu varmış gibi çalışır. Akım dengeleme transformatörü uygulandığında kaynakların herhangi birinden çekilen akım toplam yük akımı ile aynı dalga şeklinde olacaktır.

1.3. Kesintisiz Güç Kaynağı Çalışma Şekilleri

1.3.1. Normal Çalışma :

Herhangi bir kesintinin söz konusu olmadığı bu çeşit bir çalışmada, şebeke gerilimi kontrollu doğrultucu tarafında istenilen genlik ve frekansta bir doğru gerilime çevrilir. Akım harmonikli yapıda olduğundan filtre edilerek invertere verilir. İnverter, bu doğru gerilimden yüke aktarılmak üzere dalgalı bir gerilim şekli oluşturur. Bu gerilim inverter çıkışına bağlı olan yükleri sabit bir gerilim ve frekansta besler. Akü grubu doğrultucu çıkışına paralel bağlanır ve akü şarj devresi yardımıyla sürekli şarj edilmiş konumda bulundurularak her an devreye girmeye hazır durumda bekletilir. (Şekil 1.13.a)

1.3.2. Şebeke Kesildiğinde Çalışma :

Şebeke geriliminin kesilmesi halinde, inverter giriş enerjisini, doğrultucu ile inverter arasında bulunan akü grubundan sağlar. Böylece yük, herhangi ek bir işleme gerek kalmadan, kesintiye uğramadan beslenmiş olur.

Şebeke geriliminin geri gelmesi veya şebeke yerine başka yedek bir gerilim kaynağının devreye girmesi halinde, doğrultucu otomatik olarak devreye girerek, inverteri beslemeye başlar. Aynı zamanda aküleri şarj devresi üzerinden şarj etmeye başlar.

Akü grubunun yükü besleme süresi, kesintinin süresi gözönüne alınarak boyutlandırılmalıdır. Yedek gerilim kaynağının devreye girmemesi halinde, besleme süresi yeterince uzun seçilmelidir. Bu da akü grubunun kapasitesine ve çıkıştan çekilen güce bağlıdır. (Şekil 1.13.b)

1.3.3. Direkt Geçiş Devresi Üzerinden Besleme :

Aşırı yüklenme veya inverterde bir arıza söz konusu olduğunda, direkt geçiş devresi yükü otomatik olarak üzerine alır. Böylece güç kaynağı çıkışı doğrudan kesintisiz olarak şebekeye bağlamış olur. Aşırı yük durumunun normal hale dönmesi ile, inverter yükü tekrar üzerine alır. Ve normal çalışma durumuna ge-

lir. Direkt çalışma devresinin istenen çalışmayı gösterebilmesi için şebeke gerilim ve frekansının tanımlanan toleranslar içinde olması gerekir. Manuel by-pass (elle kumanda) devresi ile, bütün sistem bakım ve onarım için devreden çıkartılabilir. Bu durumda yük şebekeye bağlanmış olur.

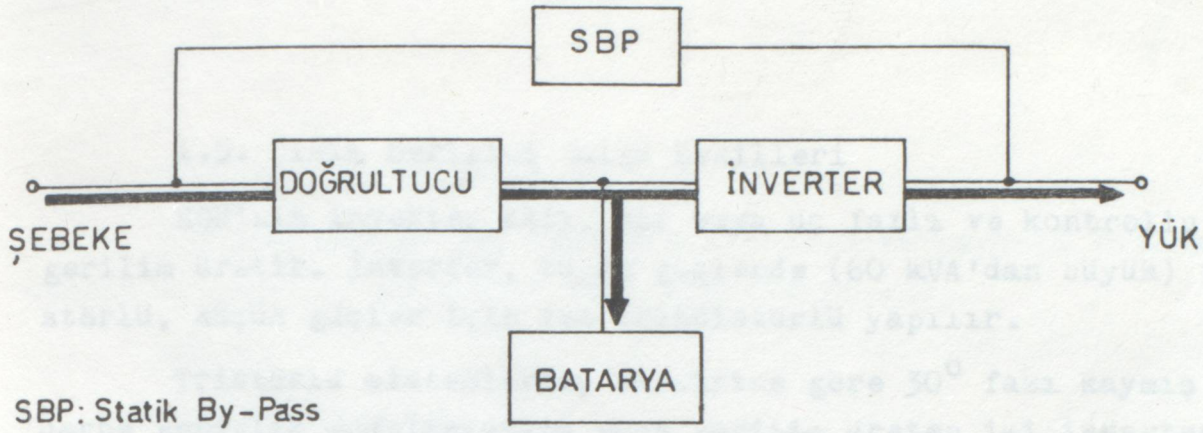
Kesintisiz güç kaynağından alınan gerilimin sağlaması gerekli özellikler, en iyi şekilde sürekli çalışma ile sağlanır. Bilgi işlem sistemleri gibi hassasyüklerde, kaynak enerjisinin kesilmesi halinde kesintiyi hemen farkedip, otomatik olarak devreye girse bile, istenmeyen bozucu etkiler yük sistemine aktarılır. KGK'nın kısa süreli kesintiyi farkedip devreye girinceye kadar, istenmeyen kararsız durumlar ortaya çıkarak zararlı olabilir. Bu nedenle bilgi işlem sistemlerini besleyecek kaynakların sürekli çalışma şekline göre tasarlanması gerekir. Yük sistemi devrede olduğu sürece, güç kaynağı besleme yapıp, enerjisini şebekeden sağlamalıdır. (Şekil 1.13.c)

1.4. KGK'nın Dizel Generatör Tarafından Beslenmesi :

KGK'da kullanılan akü grubu, şebeke kesintilerinin uzun süreli olması halinde, kapasitelerinin yeterince büyük değerli seçilememesinden dolayı, yük sistemi dizel generatör üzerinden beslenir. Yalnız bu dizel generatörün özel olarak boyutlandırılması gereklidir.

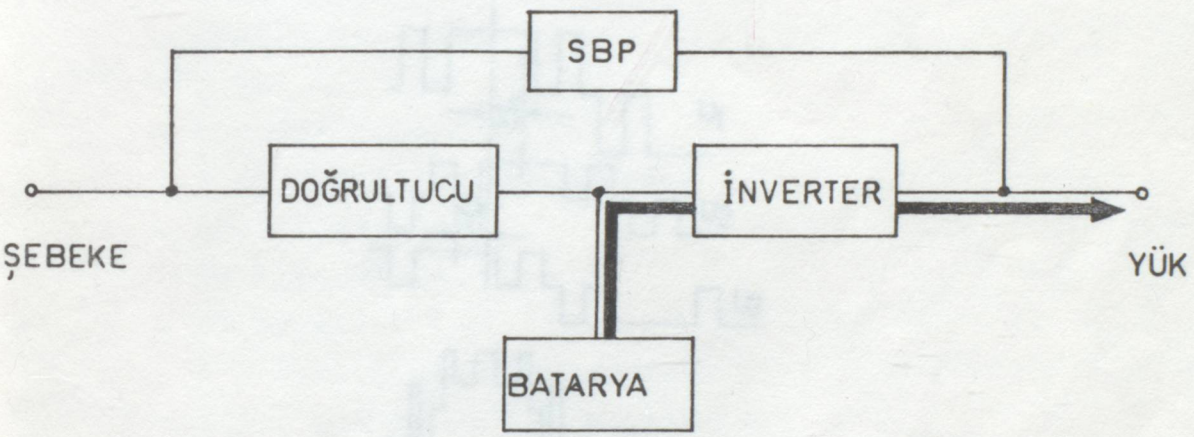
Kesintisiz güç kaynağının şebekeden çektiği akım, sistemin güç katı olan doğrultucu giriş akımıdır. Bu akım sinüsoidal yapıda olmayıp, çeşitli büyüklüklerde harmonikler içerir. Şebeke frekansından ayrı yapıda olan bu akımlar, güç sisteminin dizel generatör üzerinden beslenmesi sonunda, aynı şekilde generatörden çekilir. Yalnız bu tür harmonikli akımlar, generatörde büyük zarara neden olurlar. Özellikle, aşırı ısınma, gerilim frekansı kayıpları ve akım yığılma olayları zarar verici niteliktedir.

Fakat bu etkilerden en tehlikelisi milde oluşan mekanik zorlanmalardır. Mildeki zorlanmaları en az seviyeye düşürmek için amortisör sargılarının özel yapıda olması gerekir. Bir çeşit filtre görevi yapan amortisör sargıları, bakırdan yapılmalıdır. Senkron hızdan kayma durumunda , ek olarak bir moment oluşturarak, sistemin dengeye gelmesini sağlar.

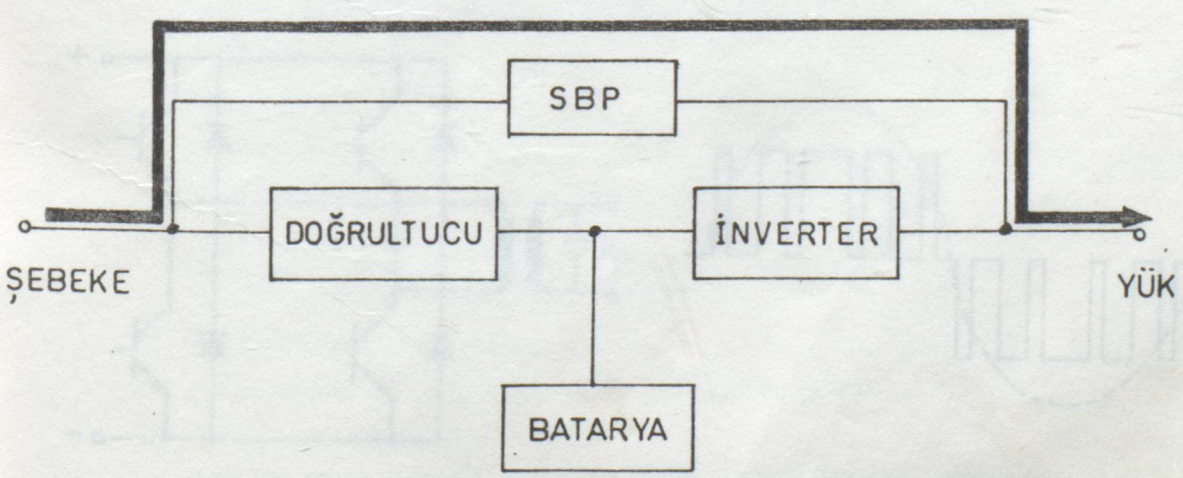


SBP: Statik By-Pass

a) Normal Çalışma



b) Batarya Üzerinden Çalışma (Şebeke kesik)



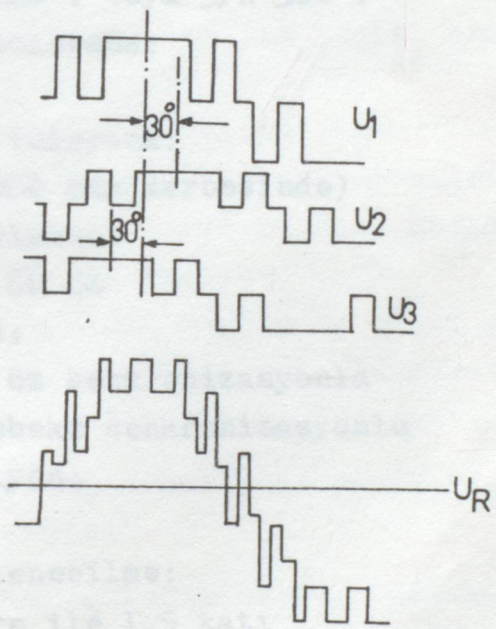
c) Direkt Geçiş Devresi Üzerinden Çalışma
(İnverter arızalı)

1.5. Çıkış Gerilimi Dalga Şekilleri

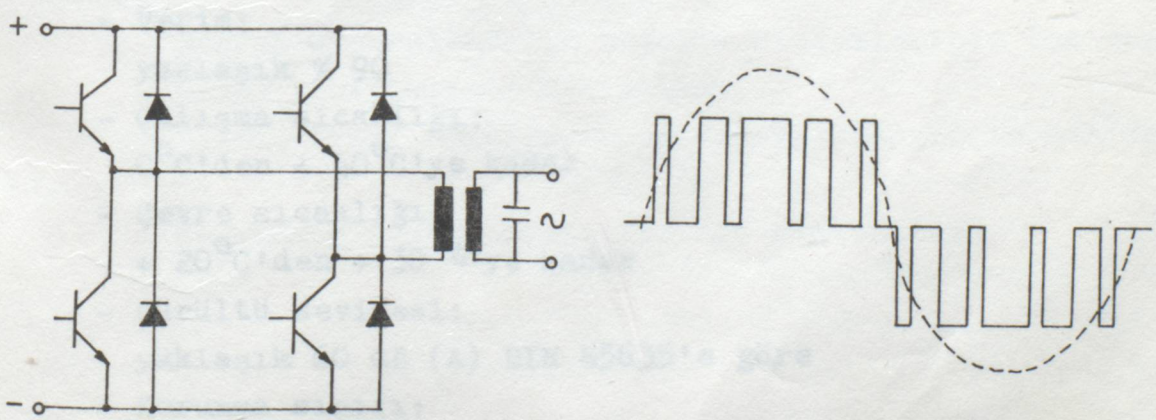
KGK'nın inverter katı, bir veya üç fazlı ve kontrollu bir gerilim üretir. İnverter, büyük güçlerde (60 kVA'dan büyük) tristörlü, küçük güçler için ise tranzistörlü yapılır.

Tristörlü sistemlerde, birbirine göre 30^{o} fazı kaymış ve darbe genişlik modülasyonuna göre gerilim üreten iki inverterin gerilimi bir transformatör üzerinden filtre edilir ve minimum distorsiyon ile çıkış gerilimi oluşturulur. (Şekil 1.14)

Tranzistörlü inverterler ise yüksek bir modülasyon frekansı ile, darbe genişlik modülasyonu yaparak, çıkış gerilimi oluştururlar. (Şekil 1.15)



Şekil 1.14 Tristörlü KGK'da çıkış dalga şeklinin oluşturulması



Şekil 1.15 Tranzistörlü inverter ve darbe genişlik modülasyonuna göre çıkış gerilimi

Teknik Spesifikasyonlar:

Bir kesintisiz güç kaynağında aranan ve garanti edilen teknik özellikler aşağıdaki gibi olmalıdır:

GİRİŞ:

- Anma gerilimi:
  3/N AC 380 V ± %10,- %20
- Anma frekansı:
  50 veya 50 Hz ± %5

ÇIKIŞ:

- Anma gerilimi:
  1/N AC 220 V veya 3/N 380 V
- Statik tolerans:
  ± %1
- Dinamik tolerans:
  ± %4 (%100 yün darbesinde)
- Anma frekansı:
  50 veya 60 Hz
- Tolerans:
  ± % 0,1 öz senkronizasyonla
  ± % 1 şebeke senkronizasyonlu
- Distorsiyon:
  % 3

Aşırı yüklenebilme:
  10 s süre ile 1,5 katı
  10 d süre ile 1,2 katı
  10 s süre ile anma akımının iki katı

- Verim:
  yaklaşık % 90
- Çalışma sıcaklığı:
  $0^{o}C$'den + $40^{o}C$'ye kadar
- Çevre sıcaklığı:
  + $20^{o}C$'den + $30^{o}C$'ye kadar
- Gürültü seviyesi:
  yaklaşık 60 dB (A) DIN 45635'e göre
- Korunma sınıfı:
  IP 20 DIN 40050 ve IEC 144 normlarına göre
- Çalışma yüksekliği:
  1000 m

1.6. KGK'nın Ödevleri, Özellikleri ve Uygulama Alanları

KGK'nın ödevleri:

- Şebeke kesintilerini yüke aktarmamak,
- Şebekedeki gerilim ve frekans dalgalanmalarını dengelemek,
- Şebeke gerilimi ile beraber gelen bozucu etkileri süzmek,
- Yükü şebekeden izole etmek,

bunlardan dolayı KGK, aynı zamanda gerilim regülatörü ödevini de görür.

Bir KGK'dan beklenen teknik özellikler şunlardır:

- Yüksek verim, hem tam yükte, hem yarı yükte ve yükün her türlü güç faktöründe,
-Basit kullanma özelliği,
- Şebekeye olan etkisinin olabileceğince azlığı,
- Bu tür sistemlerin paralel bağlanabilmesi ile güç büyütülebilmesi ve teknik emniyet,
- Basit, minimum servis ve bakım gerekliliği,
- Denenmiş bir teknoloji ile yüksek güvenilirliğe sahip olması ve en az arıza özelliği taşıması.

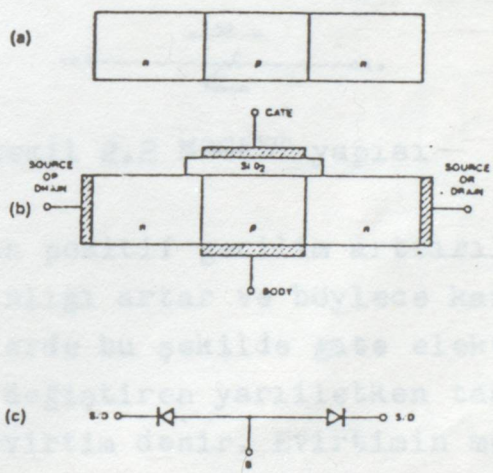
KGK'nın çeşitli kullanım alanları olmakla birlikte, en önemlileri şunlardır:

- Bilgi işlem tesislerinin beslenmesi,
- Endüstride kesintisiz ve regüleli enerji ihtiyacı olan kağıt, tekstil, nümerik kontrollu tezgâhlar gibi tesislerin beslenmesi,
- Enerji santrallarının kumanda sistemlerinin beslenmesi,
- Alarm tesislerinin beslenmesi,
- Hassas tıbbî cihazların ve ameliyathanelerin beslenmesi,
- Telekomünikasyon sistemlerinin beslenmesi.

2. GÜÇ MOSFETLERİ

2.1. MOSFET Çalışma Prensibi

MOSFET çalışma prensibini anlamak için Şekil 2.1.a daki npn jonksiyon yapısını ele alalım. Bu yapı npn bipolar tranzistör yapısıyla aynı olmakla beraber jonksiyonların bağlantıları itibariyle farklıdır. Şekil 2.1.b de görüldüğü gibi MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Effect-Transistor) yapıda üç ohmik kontak ve bir izole kapasitör tabaka npn jonksiyonuna ilave edilmiştir. Gövde (body) ile gate arasına pozitif bir potansiyel farkı uygulanmadığı sürece Şekil 2.1.c de görüldüğü gibi MOSFET birbirine ters duran iki diyot yapısındadır ve bu durumda n-jonksiyonlarının ohmik kontaklarına pozitif yada negatif potansiyel uygulanırsa sadece küçük bir kaçak jonksiyon akımı akar. Bu durumda devre açıktır. (OFF)

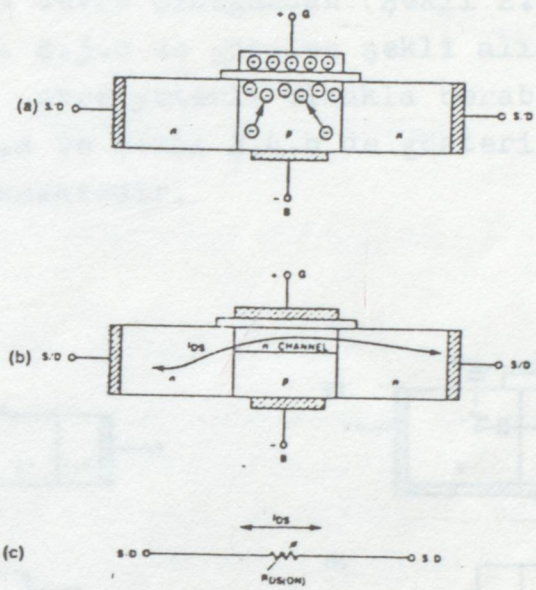


Şekil 2.1 n-kanallı MOSFET yapısı

Eğer p-tipi gövdeyle gate arasına gate gerilimini gövdeye göre pozitif yapacak bir doğru gerilim uygulanırsa bu durumda meydana gelen alanın etkisiyle yarı iletken gövdenin oksit tabakasına yakın yerlerinde pozitif taşıyıcılar (delikler) itilerek bu bölgeden uzaklaştırılırken, elektronlar oksit-gate yarı iletken yüzeyine doğru çekilirler. Şekil 2.2.a da bu durum görülmektedir.

Uygulanan gerilimin bir değeri için bu bölgedeki elektron yoğunluğu delik yoğunluğunu aşar. Yani gate elektrodu altında kalan bölgede ince bir yarıiletken tabakası, p-tipinden n-tipine

dönüşür. Böylece zaten n-tipi olan source ve drain bölgeleri arasında bir iletken kanalı oluşur. Oluşan kanal n-tipi olduğundan böyle bir MOS'a n-kanallı MOS denir. Şekil 2.2.b de görülmektedir.

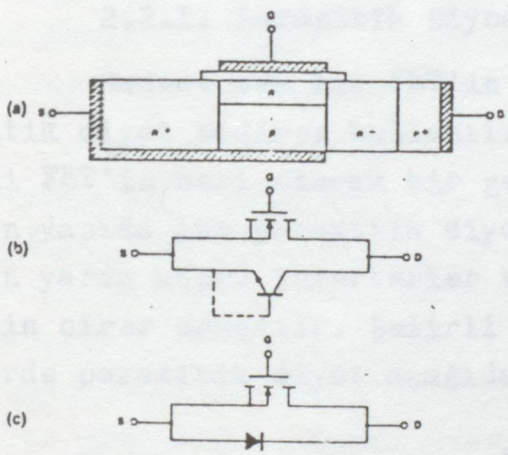


Şekil 2.2 MOSFET yapısı

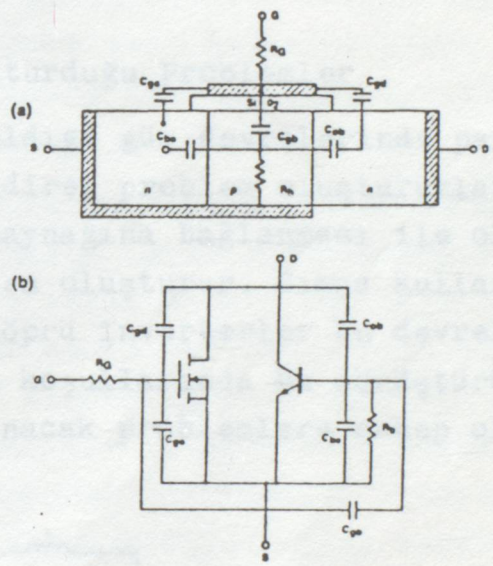
Gate'e uygulanan pozitif gerilim arttırılırsa n-tipine dönüşen tabakanın kalınlığı artar ve böylece kanal direnc küçülür. MOS tranzistörlerde bu şekilde gate elektrodunun altında kalan bölgede cins değiştiren yarıiletken tabakasına evirtim tabakası ve bu olaya evirtim denir. Evirtimin meydana gelebilmesi için gerekli minimum gate gerilimine ise eşik gerilimi denir. (V_T). Yeteri kadar büyük bir gerilim uygulanarak kanal oluşturulmuş bir MOS'ta S ucu ile D ucu arasına bir gerilim uygulandığında kanal boyunca bir akım akar. Akımın değeri V_{DS} gerilimiyle orantılı olarak artar.

S ucu gövdeye bağlanmış bir n-kanallı MOSFET(Şekil 2.3.a) de D ucu S ye göre pozitif olacak şekilde bir gerilim uygulanacak olursa çok küçük V_{DS} gerilimi değerleri için akım gerilim bağlantısı yine lineerdir. V_{DS} geriliminin değeri arttırılırsa, kanalın S ucuna yakın noktalarında gate-gövde gerilimi uygulanmış olan V_{GS} gerilimine eşit olduğu halde, kanal içinde D'ye doğru gidildikçe akmakta olan akımın kanal direncinde meydana getirdiği ge-

ve bir noktadan sonra V_T eşik geriliminin altına düşer. Böylece kanal kısılır, V_{DS} gerilimi arttırılsa da akım daha artamaz. Pratikte bir güç MOSFET'i dört terminalden oluşmaz, gövde n-Jonksiyonlarından birine bağlanır. Gövdenin source bağlanmış hali Şekil 2.3.a da gösterilmiştir. Bu durumda gövde-source drain arasında parazitik npn BJT yapısı oluşur. Oluşan BJT nin baz-emetör jonksiyonu kısa devre olduğundan (Şekil 2.3.b) MOSFET için eşdeğer devre Şekil 2.3.c de görülen şekli alır. Bir çok uygulama için bu eşdeğer devre yeterli olmakla beraber bazı uygulamalar için Şekil 2.4.a ve Şekil 2.4.b de gösterilen daha kesin eşdeğer devre gerekmektedir.



Şekil 2.3 MOSFET yapısı



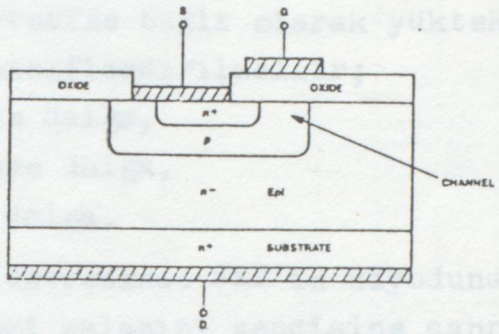
Şekil 2.4 MOSFET yapısı

2.2. Güç MOSFET'lerindeki Ters (Inverse) Diyot

Güç MOSFET tranzistörlerinin oluşumunda gerilim ve akım değerleri FET'in gerilim ve akım değerlerine eşit fakat genelde yavaş reverse recovery olan parazitik, paralel olmayan bir diyot oluşur. Bu diyot kullanılacak olan devrenin yapısına bağlı olarak kullanıcıya kolaylık yada problem oluşturur. Diyodun yavaş olan "recovery" hızı büyük bir recovery akım sıçramasına ve FET de yüksek güç kaybına sebep olur.

Parazitik diyot ve MOSFET aynı n ve p jonksiyonlarını kullandıkları için gerilim ve akım sınır değerleri birbirleriyle aynıdır. Bundan dolayı çoğu zaman kullanıcıya kolaylık sağlar-

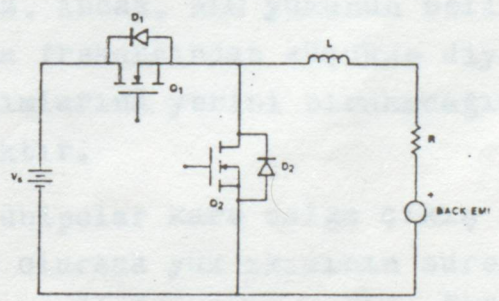
lar. Bununla beraber reverse recovery hızları 200-400 nanosaniye civarında olduklarından bazı devreler için problem oluştururlar.



Şekil 2.5 MOS yapısı

2.2.1. Parazitik Diyodun Oluşturduğu Problemler

Sadece tek bir FET'in kullanıldığı güç devrelerinde parazitik diyot nadiren kullanılır ve nadiren problem oluştururlar. İki FET'in seri olarak bir gerilim kaynağına bağlanması ile oluşan yapıda ise parazitik diyot problem oluşturur. Sıkça kullanılan yarım köprü inverterler ve tam köprü inverterler bu devreler için birer örnektir. Belirli çalışma koşullarında bu dönüştürücülerde parazitik diyot aşağıda açıklanacak problemlere sebep olur.



Şekil 2.6 DC Kıyıcı

Şekil 2.6 da iki FET ile oluşturulmuş bir yarım köprü gösterilmiştir. Devredeki Q1 iletimden çıktığında endüktif akım D2 üzerinden akmaktadır. Q1 FET'inin yeniden iletime girmesi durumunda D2 diyodunun reverse recovery zamanı kadar bir süre ile Q1, D2 ve Vs çevrimi üzerinden geçici bir kısa devre oluşur. Bu ise Q1 ve D2 üzerinde büyük bir güç sıçraması oluşturacak ve Q1 FET'inin hasar görmesine neden olacaktır.

D2 diyodunun reverse recovery zamanı diğer parametrelerin yanında Q1 in iletime girdiği andaki ani akımın değerine bağlıdır. Köprü tipi inverterlerde diyot problemi yükün tipine ve inverterin çalışma koşullarına göre ortaya çıkar yada çıkmaz.

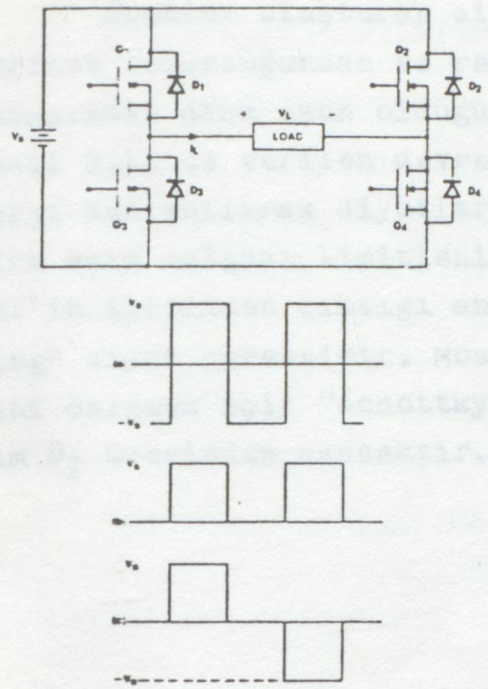
Gate sürme işaretine bağlı olarak yükteki gerilim dalga şekli üç kategoride sınıflandırılabilir;

1. Bipolar kare dalga,
2. Unipolar kare dalga,
3. Quasi kare dalga.

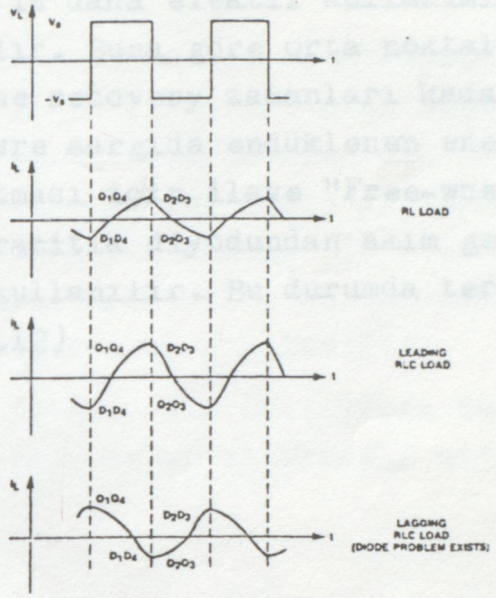
Eğer inverter devresinde FET'in diyodundan akan akım aynı alternansta akımın geri kalanını kendisine çapraz bulunan FET'lerden tamamlarsa bu durumda bir akım sıçraması olur. Bunun nedeni ise diyotlara ters gerilimin gelmesidir. Eğer FET'in diyodundan akan akım aynı alternansta akımın geri kalanını kendi FET'inden tamamlarsa bu durumda diyotlara ani bir ters gerilim gelmeyeceğinden herhangi bir problem ortaya çıkmayacaktır.

Şekil 2.8, Şekil 2.9, Şekil 2.10 da farklı yükler ve anahtarlama şekilleri için yük akımının dalga şekli görülmektedir. Şekil 2.8 de bipolar kare dalga çıkış şekli ve R-L yük için diyot akımı daima kendi FET'i ile akımı devam ettirdiği için diyot recovery problemi oluşmaz. Yükün RLC olması halinde eğer RLC nin oluşturduğu frekans inverterin anahtarlama frekansından büyükse diyot problemi oluşmaz. Ancak, RLC yükünün belirlediği frekans inverterin anahtarlama frekansından küçükse diyot akımı kendisine çapraz bulunan FET akımlarına yerini bırakacağından diyot recovery problemi oluşacaktır.

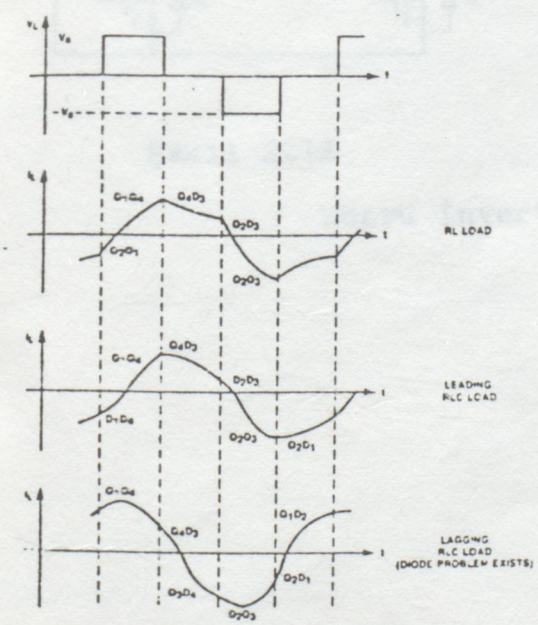
Şekil 2.10 da unipolar kare dalga çıkış şekli ve RL yükü için inceleme yapacak olursak yük akımının sürekli olması halinde diyot akımı yerini kendisine çapraz olan FET'e bırakacağından diyot recovery problemi oluşacak, yük akımının süreksiz durumunda ise böyle bir problem oluşmayacaktır.



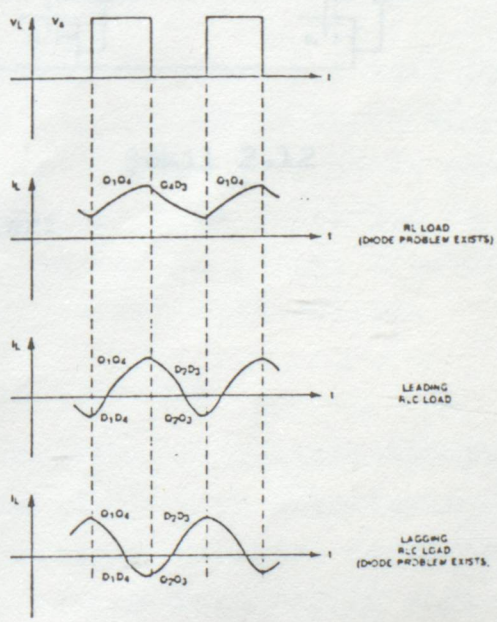
Şekil 2.7 Köprü inverter ve
a) Bipolar kare dalga çıkışı
b) Unipolar kare dalga çıkışı
c) Quasi kare dalga çıkışı



Şekil 2.8 Bipolar kare dalga çıkışı için köprü inverterin yük akımı

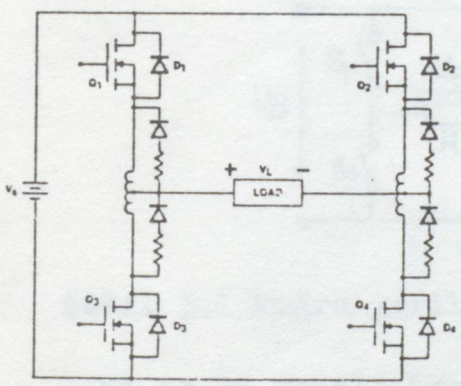


Şekil 2.9 Quasi kare dalga yük gerilimi için köprü inverter yük akımı

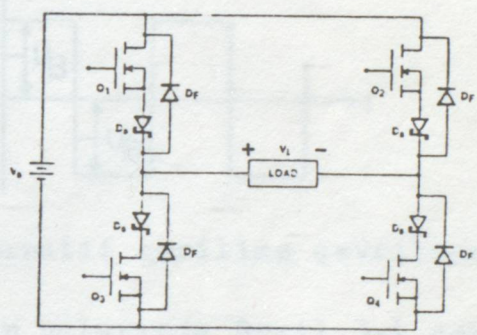


Şekil 2.10 Unipolar kare dalga yük gerilimi için köprünün yük akımı

Problem oluşturan diyot FET'in yapısı itibariyle kendi içlerinde bulunduğundan ve recovery zamanları FET'in anahtarlama zamanından daha uzun olduğundan FET'in daha efektif kullanımı için Şekil 2.11 de verilen devre kullanılır. Buna göre orta noktalı bir sargı kullanılarak diyotların reverse recovery zamanları kadar bir süre akım dalgası limitlenir. Bu devre sargıda endüklenen enerjiyi FET'in iletimden çıktığı anda boşaltması için ilave "Free-wheeling" diyot gerektirir. Mosfetin parazitik diyodundan akım geçmesini önlemek için "Schottky" diyot kullanılır. Bu durumda ters akım D_F üzerinden akacaktır.(Şekil 2.12)



Şekil 2.11



Şekil 2.12

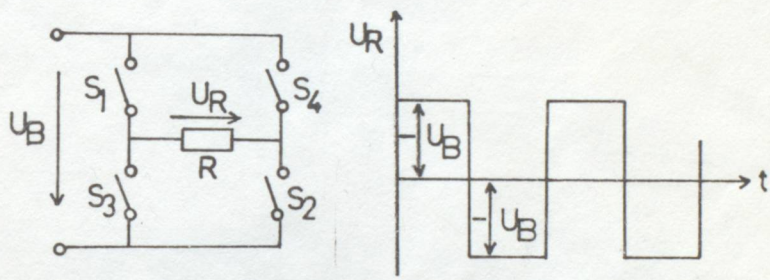
Köprü İnverter Devreleri

3. KGK İÇİN İNVERTERLER

3.1. İnverter Çalışma İlkesi

İnverterler, DC gücü AC gücüne çeviren güç elektroniği devreleridir. En genel şekilde, DC enerjinin çıkış frekansı değiştirilebilen ve çıkış gerilimi de üç fazlı olarak istenen değere ayarlanabilen düzenlerdir. Direkt çeviricilerde, çıkış frekansının, şebeke frekansı 50 Hz in altında distorsiyon nedeni ile sınırlanmasına karşılık, inverterler ile, hızlı tristörler kullanarak, bu frekansın oldukça üzerine (kHz mertebelerine) çıkılabilir.

İnverter ile yapılan çevirme işlemi, bir DC kaynağa bağlı anahtarların uygun açılıp kapanmasıyla, yükten alternatif bir akım akıtmaktan ibarettir.



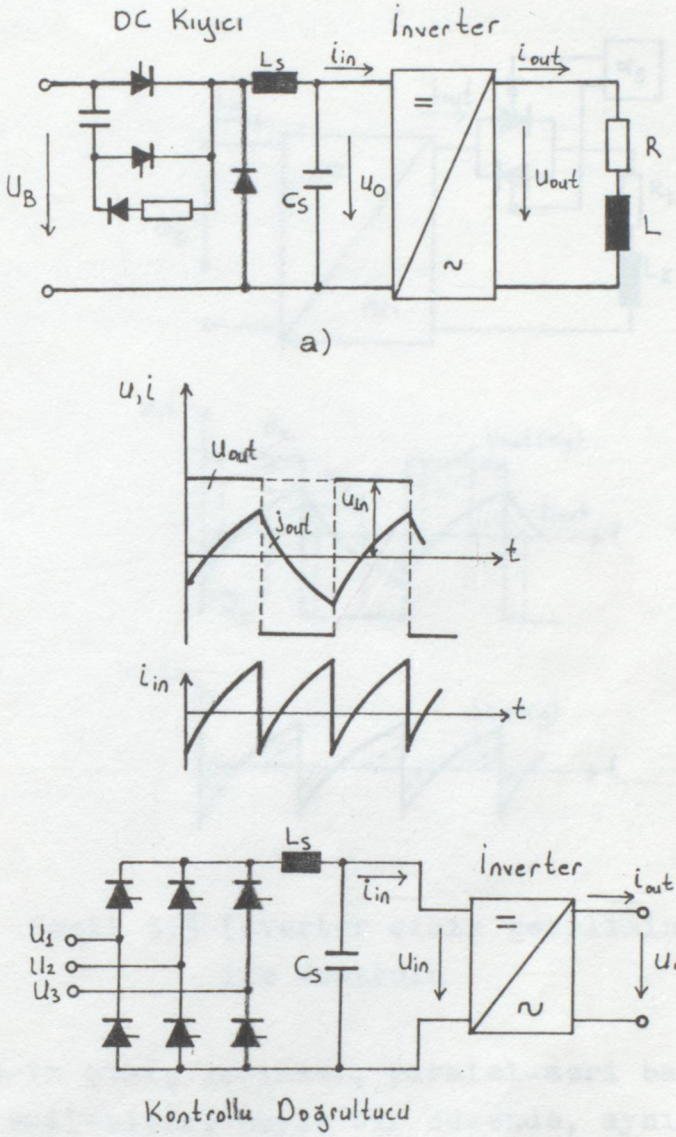
Şekil 3.1 Doğru gerilimin alternatif gerilime çevrilmesi

S1 ve S2 kapalı iken direncin uçlarında Şekil 3.1 deki polaritede gerilim oluşurken, S1 ve S2 nin açılıp S3 ve S4 ün kapanması ile gerilim yön değiştirir. S1 ve S2 ile S3 ve S4 ün periyodik olarak açılıp kapatılmasıyla yük uçlarında Şekil 3.1 de görülen U_B genlikli kare dalga oluşur. Anahtarlar yerine tristörler kullanıldığında, bir fazlı inverter devresi elde edilir.

3.2. İnverterde Çıkış Geriliminin Kontrolu

İnverterin çıkış frekansının kolaylıkla değiştirilebilmesine karşılık, çıkış gerilimini de kontrol etmek için inverterin doğru gerilim kaynağının genliğini değiştirmek gerekir. Kaynağın vereceği gerilimin ortalama değerini ayarlamak için bir DC kıyıcısı kullanılır. Ancak, kıyıcı çıkışının bir LC filtre devresi ile süzülmesi gerekir (Şekil 3.2.a).

İnverterde çıkış gerilimini kontrol etmek için diğer bir yöntem, DC kaynak yerine üç fazlı AC kaynak olması durumunda, kontrollu bir doğrultucu kullanmaktır (Şekil 3.2.b).

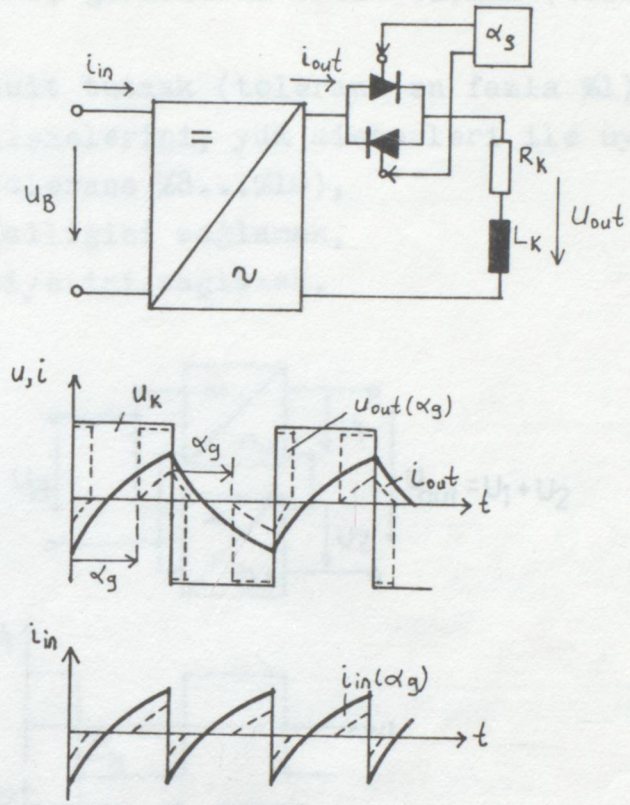


Şekil 3.2 İnverterin çıkış geriliminin kontrolu
a) DC kıyıcı ile; b) kontrollu doğrultucu ile

İki kontrol türü ile çıkış gerilimi belli bir aralıkta kontrol edilebilir. Giriş geriliminin azalması, komütasyon kondansatörünün geriliminde de bir azalma oluşturur. Yük akımı sabit kalır ve çıkış gerilimi ile beraber küçülmezse, komütasyon devresinin elemanlarının boyutları normal sınırları aşar. Bu ise büyük gerilimlerde komütasyon kayıplarının artmasına neden olur.

İnverterin çıkış gerilimi, Ac kıyıcı ile çıkış tarafında da kontrol edilebilir. Ac kıyıcısı ile yapılan kontrolda, ilk iki yöntemde olduğu gibi bir sınırlama yoktur. İnverter devrenin maksimum çıkış akımı ve maksimum giriş gerilimiiçin boyutlandırılması gerekir. Gerilim kontrolunu sağlamak için, çıkış geriliminin

etkin değerini değiştirecilmek amacıyla, AC kıyıcısına ilişkin α_g tetikleme açısı seçilir (Şekil 3.3).



Şekil 3.3 İnverter çıkış geriliminin AC kıyıcısı ile kontrolu

İnverterin çıkış gerilimi, paralel-seri bağlama yöntemi ile de kontrol edilebilir. Böyle bir düzende, aynı frekansta çalışan eş iki inverter giriş yanında paralel, çıkış yanında ise seri bağlıdır. İki inverterin çıkış gerilimleri arasındaki faz açısı ile çıkış geriliminin etkin değeri kontrol edilebilir. Çıkış gerilimi küçüldükçe, iki çıkış arasındaki α faz açısı büyütülür. Faz açısının $0...\pi$ arasında değiştirilmesiyle, çıkış geriliminin maksimum ile sıfır arasında değişeceği açıktır (Şekil 3.4).

3.3. İnverterlerin Fonksiyonları

Statik KGK da kullanılan inverterler şu fonksiyonları gerçeklemelidir:

- Doğru akımı alternatif akıma çevirmek,
- Çıkış gerilimi toplam harmonik distorsiyonunun (THD) %5'den küçük olmasını sağlamak,

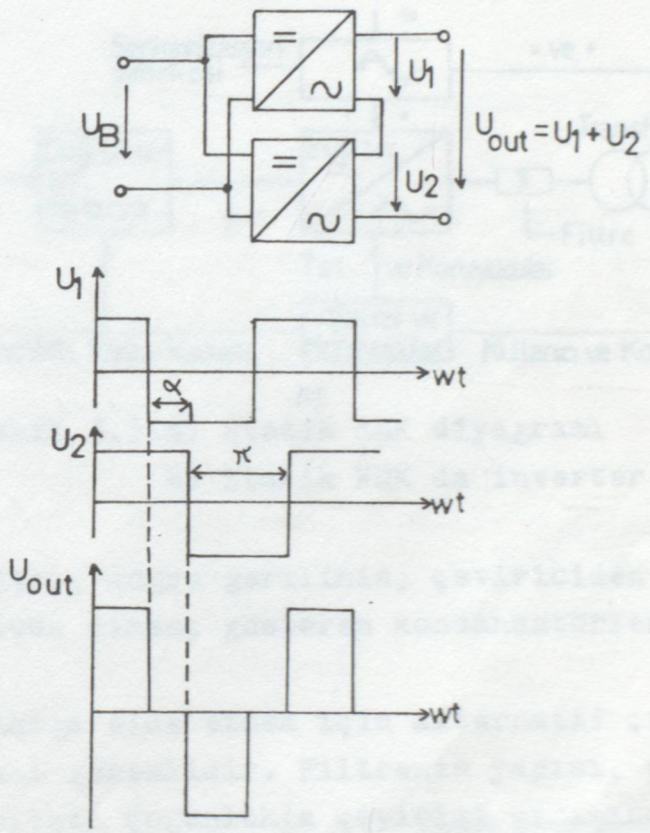
- Yükteki, güç faktöründeki ve batarya gerilimindeki değişmelere rağmen, çıkış gerilimini sabit tutmak (tolerans %2... %5),

- Frekansı sabit tutmak (tolerans en fazla %1),

- Gerilim değişmelerini, yük sistemleri ile uygun sınırlar içinde tutmak (tolerans %8...%10),

- Koruma seçiciliğini sağlamak,

- Çalışma emniyetini sağlamak.



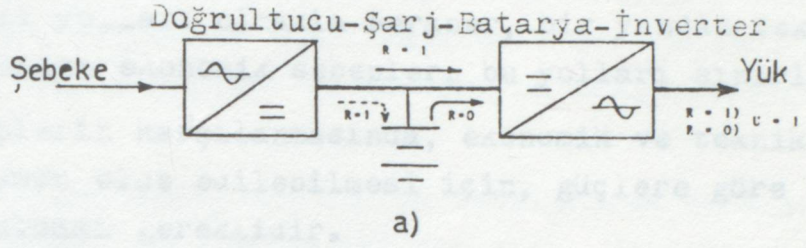
Şekil 3.4 İnverter çıkış geriliminin paralel-seri bağlama yöntemi ile kontrolu

Özetle; inverterlerin başlıca fonksiyonları; çevirme, filtre etme, regülasyon ve korumadır. Ayrıca, inverterlerin güvenilirliği çok iyi olmalıdır. Bu fonksiyonlar şöyle yapılır (Şekil 3.5).

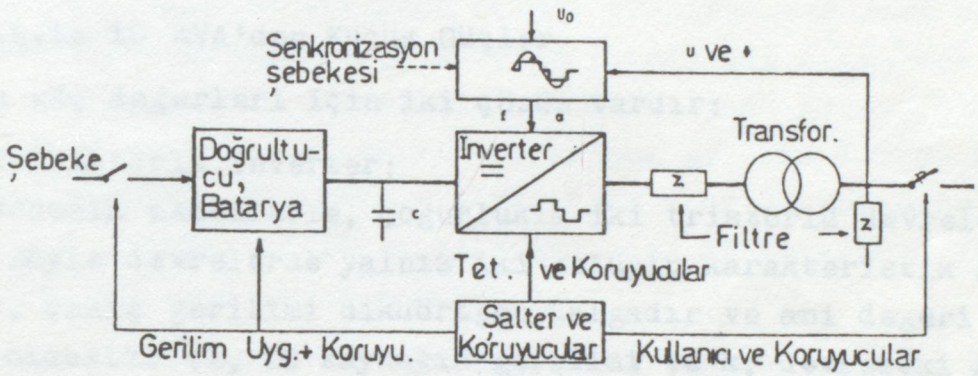
A) Birincisi, doğru akımı alternatif akıma çevirme birimidir. Bu çevirici, bir veya çok fazlı olabilir. Temel bileşenleri tristörler olmakla birlikte, küçük güçlerde (birkaç kVA) tranzistörler tercih edilir.

B) Elektronik kontrol ve regülasyon devreleri, zaman e-

saslı veya frekans kontrollu kapı darbe generatörleri, gerilim ve faz regülatörleri ve akım sınırlayıcılardır.



a)



b)

Şekil 3.5.a) Statik KGK diyagramı
b) Statik KGK da inverter diyagramı

C) Bir diğeri, doğru gerilimin, çeviriciden gelen akım harmoniklerine düşük direnç gösteren kondansatörlerle, filtre edilmesidir.

D) Sinüs dalga elde etmek için alternatif çıkış gerilimi-nin filtre edilmesi gereklidir. Filtrenin yapısı, uygulamaya göre değişmekle birlikte çoğunlukla çevirici çıkışındaki dalga şekline bağlıdır. Dalga şekli karesel veya basamaklıdır. Ayrıca dalga, düşük harmonikleri içermeyen darbelerden de oluşmuş olabilir. En düşük harmoniklerle ilgili filtre, alçak geçirgen olarak dizayn edilir. Filtreler her zaman tepkisel elemanlardan (endüktans ve kapasite) oluştuklarından, sistemin verimini pek etkilemezler.

E) Çıkış gerilimi ile standart gerilim değerinin uyuşması ve yük ile batarya arasında elektriksel yalıtımın sağlanması için bir transformatör kullanılır.

F) İnverterler, belirli durumlarda akım sınırlaması yapabilirler.

3.4. Güce Göre Devre Seçimi

Günümüzde, birkaç yüz VA'den bin kVA'e kadar (belki de daha fazla) güç değerleri talep edilmektedir. Bu talepleri karşılamanın çeşitli yolları olmakla beraber, bir yandan teknik üstünlükler diğer yandan ekonomik sebepler, bu yolları sınırlandırmaktadır.

Taleplerin karşılanmasında, ekonomik ve teknik bakımlardan optimal çözümün elde edilebilmesi için, güçlere göre standartların oluşturulması gereklidir.

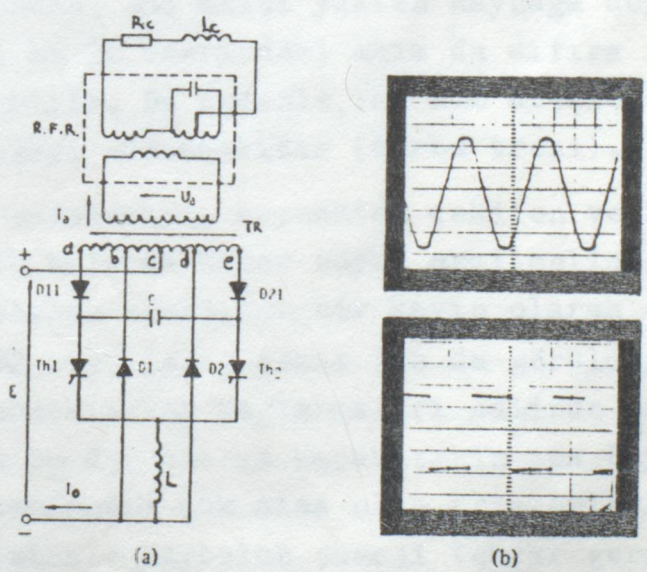
3.4.1. 10 kVA'den Küçük Güçler

Bu güç değerleri için iki çözüm vardır:

1) Tristörlü İnverter:

Ekonomik nedenlerle, çoğunlukla iki tristörlü devreler kullanılır. Böyle devrelerde yalnız iki kutuplu karakteristik mümkündür. Yani, çıkış gerilimi dikdörtgen dalgadır ve ani değeri +kE veya -kE olabilir (E, DC kaynağın gerilimi ve k, devredeki kayıplara tekabül eden katsayıdır).

Çıkış geriliminin süzülmesi ve ayarlanması, inverterin çıkışında yer alan bir ferrorezonans magnetik regülatör (FRR) ile yapılır. Ayrıca, bu regülatör, inverter akımını yük kısa devrelerine karşı sınırlar. Şekil 3.6 da bu tip bir inverter devresi ve gerilim dalga şekli gösterilmiştir.



Şekil 3.6 a) FRR lü, orta uçlu, bir fazlı inverter
b) FRR den önce ve sonra çıkış gerilimi

Bu devrede ortalama tristör akımı, DC kaynaktan çekilen akımın yarısı olmasına rağmen, tristörler, besleme geriliminin iki katına dayanabilmelidir. Bu tip inverterlerin, faz kaydırma zorlukları nedeniyle, üç fazlı yapılması çok güçtür. Ancak 10 kVA' e kadar, bir fazlı yapılır ve endüksiyon makineleriiçin kullanılabilir.

Tristörler dönüşümlü olarak ateşlenerek DC kaynağı, transformatörün primer sargısının iki yarısına, dönüşümlü olarak bağlanır. Böylece sekonder sargının uçları arasında bir kare dalga endüklenir. Paralel bağlanmış kapasite yardımıyla akım, bir koldan öteki kola aktarılır. Tristörlerden biri iletimde iken transformatörün primer sargısının yarısı üzerindeki gerilim E dir. Bu yüzden, sargının tamamı üzerindeki gerilim 2E olur ve kapasite bu gerilimle dolar. Diğer tristör ateşlendiğinde, 2E gerilimi, iletimde olan tristöre ters yönde uygulanır.

Yük endüktif ise, Th1 iletimde iken akım c'den a'ya doğrudur ve c pozitif gerilimde olduğundan güç, kaynaktan yüke doğru verilir. Th2 ateşlenince Th1 tıkamaya girer. Yük endüktif olduğundan sekonder akımın yönü ani olarak değişemez ve bu nedenle primer akımın da yönünü koruması, ani olarak değişmemesi gerekir. Th1 tıkamada olduğuna göre, akım için tek yol D2 diyodu ve kaynak üzerinden, d'den c'ye doğrudur. D2 iletimde iken Th2, komütasyonun tamamlandığı anda tıkamaya geçer ve d noktası c'ye göre negatif potansiyelde olduğundan, güç akışı yükten kaynağa doğrudur. Yük akımı sıfıra indiği an D2 üzerindeki akım da sıfıra iner ve Th2 iletimi üzerine alabilir. Bu nedenle,Th2 nin ateşleme darbeleri bütün bir yarım dalgayı kapsamalıdır (darbe treni).

Devredeki L endüktansı, kaynaktan çekilen ve kapasiteyi dolduran akımı sabit kılacak kadar büyük seçilmelidir. L endüktansı üzerinde depolanan enerjinin bir kayıp olarak ortaya çıkmaması için D1 ve D2 diyotları, Şekil 3.6 da görüldüğü gibi bağlanmıştır (a ve e noktalarına bağlanmaları halinde bu kayıp söz konusu olur, ayrıca bu durumda ya kapasitenin çok büyük seçilmesi yada serbest kalmazamanı çok kısa olan tristörlerin kullanılması gerekir). Böylelikle kaybolan enerji tekrar geri kazanılır.

Yük, kendinden gerilim üretebilecek bir eleman (örneğin; motor) olabileceğinden, C kapasitesinin yük üzerinden boşalması-

nı engellemek için, D11 ve D21 diyotlarına intiyaç vardır.

Karakteristikleri:

Giriş gerilimi	: 100...125 V (DC)
Çıkış gerilimi	: 220 V ± %3 (AC)
Frekans	: 50 Hz ± %0,5 (veya 60 Hz)
Güç katsayısı	: 0,5...1,0
Verim	: %65
Toplam Harmonik Distorsiyonu (THD)	: % 5

Üstünlükleri:

Esas fonksiyonlar az sayıda eleman ile yapıldığından, çok emniyetli, DC/AC çevirme işlemi ve elektronik kontrol devresi basittir. FRR'de istenen değerlerde sınırlama yapılabilir. Daha büyük güçler için birkaç ünitenin paralel çalıştırılması basittir. Bu sistem 10 kVA'dan küçük güçlerde çok ekonomiktir.

Sakıncaları:

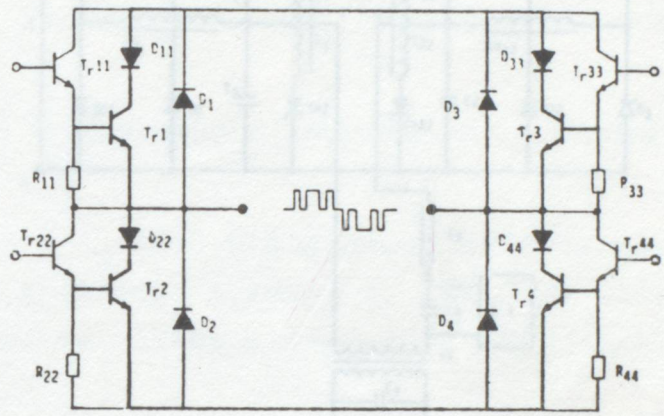
Bu inverterleri 15 kVA'dan büyük güçlerde yapmak zordur. Maliyet, güçle orantılı olarak çok hızlı artar. Akım sınırlaması ayarlanamaz ve akım % 130...% 150 artabilir. Sınırlama tavanının kaynak geriliminden etkilenmesi nedeniyle, FRR geçici aşırı yüklere (motorların yol alması gibi) izin vermez. Bu yüzden inverter gücü, motorunkinden daha yüksek olmalıdır. (5...6 katı) FRR, güç katsayısı değişmelerine karşı hassastır. THD, akıma göre izin verilen sınırına ulaşır (yükte % 5, boşta % 7). FRR, nonlineer yüklerle veya faz kontrollu çeviricilerle (magnetik kuvvetlendirici, tristör, triak, vs.) uyuşamaz. Üç fazlı yapmak güçtür.

2) Tranzistörlü İnverter:

Tranzistörlerdeki gelişmeler, 10 kVA civarındaki güçlerde, tranzistörlü inverter yapmayı mümkün kılmıştır. Böylece, tranzistörler yardımcı tıkama devreleri gerektirmediği için, güç devrelerinin ağırlığı arttırılabilmiştir. Köprü bağlamı kullanılarak çıkış geriliminin ayarlanabilmesi için, PWM (Pulse Width Modulation) ilkesi ile uygun olarak kontrol yapılır. PWM, tam kazançlı olarak yerini alır.

Şekil 3.7 de bir fazlı tranzistörlü inverter devresi gösterilmiştir. Tranzistörler, ilave kayıplardan kaçınmak için, anah-

tarlama modunda kullanılmalıdır. Bu yüzden inverter karakteristiği, tranzistörlüğe benzerdir. Tristörlerle karşılaştırılırsa tranzistörlerin anantarlaması daha hızlıdır ve bu yüzden yüksek frekanslı inverterlerde uygulama alanı vardır.



Şekil 3.7 Bir fazlı tranzistörlü inverter

Karakteristikleri:

Kaynak gerilimi, uygulamaya göre, 48 veya 120 V seçilebilir. Çıkış gerilimi ± % 2 toleransındadır, THD % 3 den küçük ve verim % 75...% 80 dir.

Üstünlükleri:

Yardımcı tıkama devresine ihtiyaç olmadığından güç devresi basittir. PWM, harmonik nötralizasyonunu mümkün kılar. Bu devre, 10 kVA dan küçük güçlerde ekonomik ve emniyetlidir.

Sakıncaları:

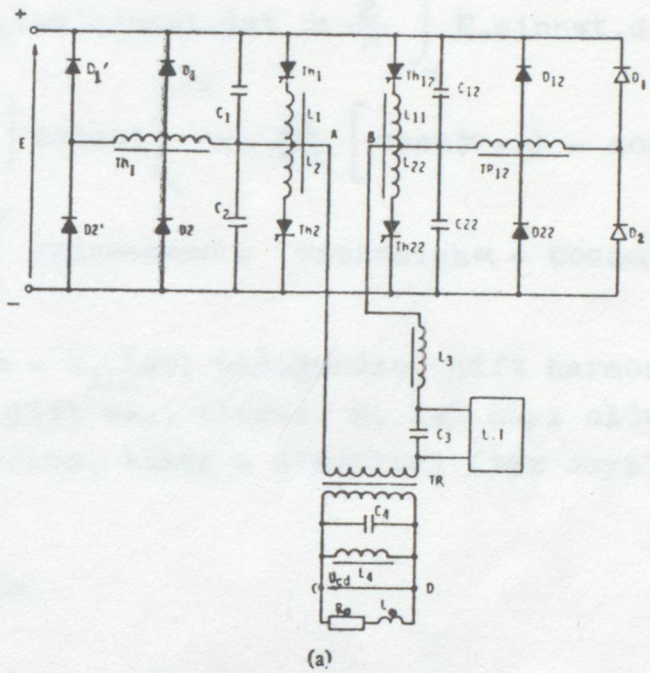
Güç sınırlıdır. Gücün artmasıyla, paralel birkaç tranzistörün kullanılması gerekir, bu yüzden güvenilirlik azalır. Güç tranzistörlerinin üretimi, tristörlere göre çok zordur. PWM'nin elektronik kontrol devresi karmaşıktır. PWM, kayıpları arttırır ve giriş gerilimin çıkış gerilimine oranı küçülür.

3.4.2. 10 kVA'den Büyük Güçlerde Bir Fazlı İnverterler

1) Köprü İnverterler:

Köprü inverterler genellikle, asimetrik kontrollu ve dört tristör içeren devrelerdir. Bunlar, çıkış gerilimini kontrol et-

gası üretir ve bir yarı köprü diğerine göre faz kaydırıldığında, toplam gerilim bir alternatif dikdörtgen dalgadır. Bu tip bir inverter devresi Şekil 3.8 de gösterilmiştir.



Şekil 3.8 Tek faz köprü inverterin şematik diyagramı
a) Şematik diyagram
b) Filtrenin çıkış gerilimi

Bu devrede düşey olarak seri bağlı tristörler, birbirleri için komütasyon yaparlar. Th1 ve Th22 iletimde iken çıkış gerilimi +E ve Th1 kesime geçip Th2 iletime geçirildiğinde, çıkış gerilimi sıfır değerini alır. Th12 ateşlendiğinde, çıkışta -E ve Th22 kesimde ve Th1 iletimde iken, gerilim yine sıfır olur, aynı zamanda Th2 kesime geçer geçer. Böylece gerilimin sıfır olduğu süreleri kontrol ederek, toplam çıkış gerilimi sıfır ile maksimum arasında değiştirilebilir.

İnverterin çıkış gerilimi, temel bileşen yanında harmonikleride içerir. Her harmoniğin etkin değeri çıkış geriliminin gen-

liğine bağlıdır.

$U_{AB}(wt)$ fonksiyonu, tek fonksiyon olduğundan, Fourier serisinde a_o ve a_n katsayıları sıfırdır.

$$b_n=\frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} U_{AB}(wt)\sin nwt.dwt = \frac{2}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi-\alpha} E.\sin nwt.dwt$$

$$=-\frac{2E}{n\pi}\left|\cos nwt\right|_{\alpha}^{\pi-\alpha} =-\frac{2E}{n\pi}\left[\cos n(\pi-\alpha)-\cos n\alpha\right]$$

$$=-\frac{2E}{n\pi}\left[\cos n\pi\cos n\alpha+\sin n\pi\sin n\alpha-\cos n\alpha\right]$$

$U_{AB}(wt+\pi)=-U_{AB}(wt)$ olduğundan, çift harmonikler bulunmaz. Bu yüzden n, çift sayı olamaz. n, tek sayı olduğuna göre $\cos n\pi=-1$ dir. Ayrıca, bütün n değerleri (tam sayı) için $\sin n\pi=0$ dır.

$$b_n=\frac{4E}{n\pi}\cos n\alpha \qquad (3.1)$$

$$U_{AB}(wt)=\sum_{n=1}^{\infty} b_n.\sin nwt=\frac{4E}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n}\cos n\alpha\sin nwt \qquad (3.2)$$

n. harmoniğin etkin değeri;

$$U_{AB_{et.}}=\frac{b_n}{\sqrt{2}}=\frac{2\sqrt{2}}{n}E\cos n\alpha \qquad (3.3)$$

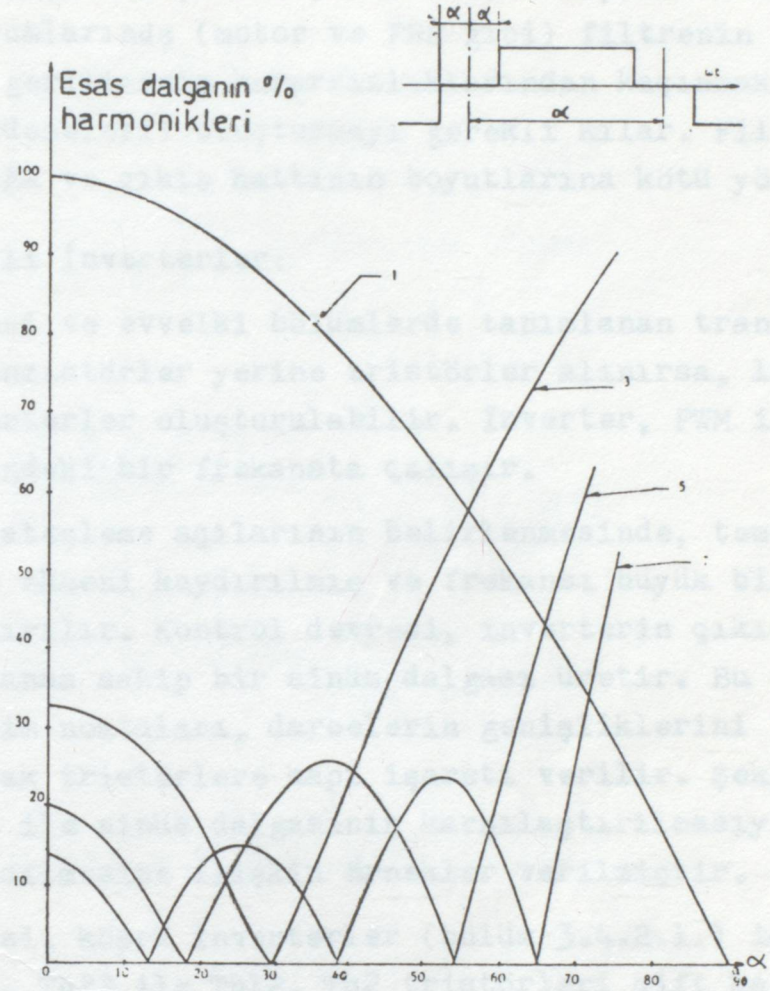
Harmoniklerin ateşleme açısı α'ya göre değişimleri Şekil 3.9 da gösterilmiştir.

Şekil 3.8.a da gösterilen devrede; seri titreşim elemanları L_3-C_3, temel dalganın frekansını akort ederek, temel akım dalgasını geçirirler.(Harmonik akımları yüksek empedans gösterirler). TR, gerilim ve yalıtım transformatörüdür. Paralel L_4-C_4 elemanları filtreyi tamamlar. Akım sınırlama bloğu, C_3 kondansatörüne paralel bağlanarak bu işlem gerçekleştirilir.

Karakteristikleri:

Güç 10...100 kVA'dır. Daha yüksek güçlerdeki statik KGK'lar için birkaç inverter paralel bağlanır. Kaynak gerilimi 200... 500 V arasında seçilebilir. Çıkış gerilimi genelde, 220 V ± % 1' dir. THD, % 3'den küçüktür. Frekans ± %0,5 toleransla garanti e-

dilir. Güç katsayısı 0,5...0,9 ve verim % 80'dir.



Şekil 3.9 Harmoniklerin α'ya göre değişimleri

Üstünlükleri:

Elektronik kontrol, çıkış geriliminde iyi bir kararlılık sağlar (çıkış geriliminin, batarya ve yük bakımından değişmelerinde ve güç katsayısı değişmelerinde). İnverterin çıkış gerilimi, öngörülen sınırlar içinde ayarlanabilir ve böylece hatlarda (veya kablolarda) olabilecek gerilim düşümleri kompanze edilir. Filtre hatasız tasarlanmış ise bütün giriş gerilimi ve yükkoşulları için distorsiyon derecesi % 5 veya daha az olabilir. Akım sınırlaması aşırı yüklere göre (motorların yol alması gibi) ayarlanabilir. 70 kVA'dan büyük güçlerde ekonomiktir. Verim % 80'den daha iyidir.

Sakıncaları:

Dikdörtgen dalga olması halinde, 3., 5., vs. harmonikleri yok eden filtre, büyük hacim kaplar. Filtrenin hacmi geçici çalışmaları etkiler. yükteki anahtarlama olayları boyunca gerilim

düşümü % 40'a ulaşır. ΔU;+ % 10, - % 8 için ΔP;% 30 olur. Belirli tipteki yük durumlarında (motor ve FRR gibi) filtrenin geçici empedansı, çıkış geriliminin kararsızlıklarından kaçınmak için, güç basamakları (kademeleri) oluşturmayı gerekli kılar. Filtre, ekonomikliğe, ağırlığa ve çıkış hattının boyutlarına kötü yönde etkir.

2) PWM' li İnverterler:

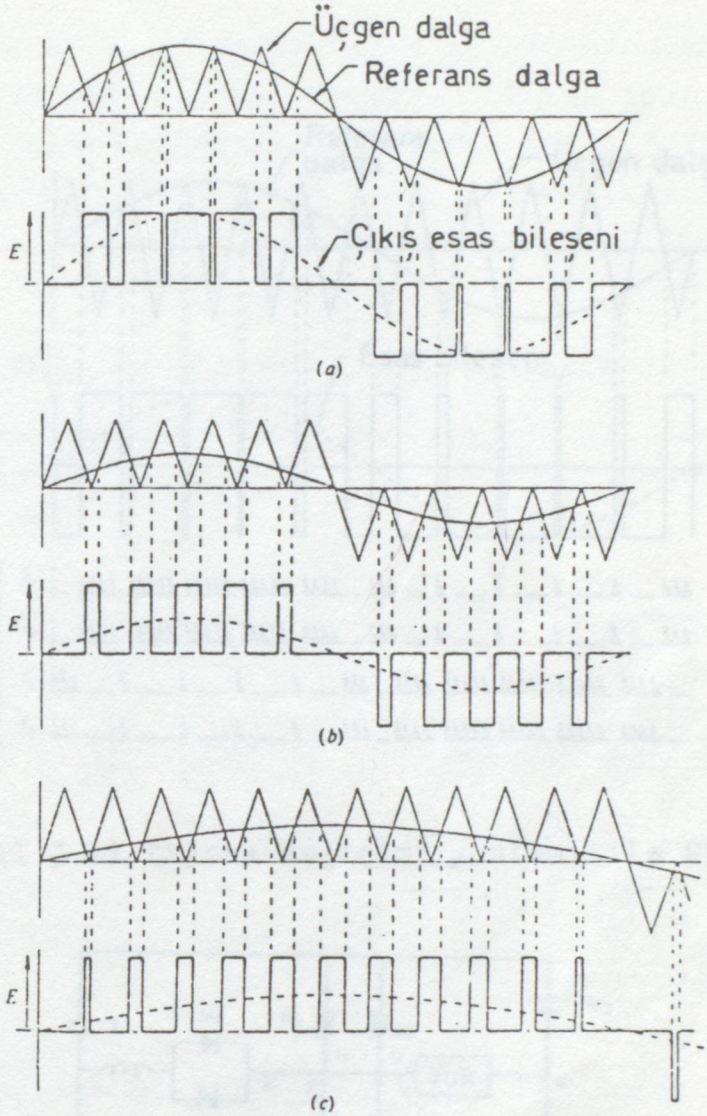
PWM ilkesi ve evvelki bölümlerde tanımlanan tranzistörlü inverterde, tranzistörler yerine tristörler alınırsa, 10...60 kVA güçlerinde inverterler oluşturulabilir. İnverter, PWM ile, temel frekansın üzerindeki bir frekansta çalışır.

PWM ile ateşleme açılarının belirlenmesinde, temel bir sinüs dalgası ile ekseni kaydırılmış ve frekansı büyük bir üçgen dalga karşılaştırılır. Kontrol devresi, inverterin çıkışta vermesi gereken frekansa sahip bir sinüs dalgası üretir. Bu dalga ile üçgen dalga kesim noktaları, darbelerin genişliklerini belirler. Buna uygun olarak tristörlere kapı işareti verilir. Şekil 3.10 da bir üçgen dalga ile sinüs dalgasının karşılaştırılmasıyla çıkış gerilimi elde edilmesine ilişkin örnekler verilmiştir.

PWM ilkesi, köprü inverterler (bölüm 3.4.2.1.) için düşünüldüğünde, Th1, Th22 ile Th12, Th2 tristörleri çift halinde çalıştıklarından, üçgen dalganın eksenini kaydırmaya gerek yoktur ve çıkış dalgasında gerilimin sıfır bölgeleri bulunmaz. Bu yönteme kaynak değişimi denir. Kaynak değişimine ilişkin gerilim dalga şekilleri (PWM) Şekil 3.11 de gösterilmiştir.

Bu inverterlerde tristörlerin sık sık devreye girip çıkmaları komütasyon kayıplarını arttırır. Bu yüzden inverterler arasında bir seçim yaparken, kontrol devresi maliyeti ve anahtarlama kayıplarındaki artışlar ile inverter çıkış gerilimindeki harmoniklerin zararlı etkileri arasında karşılaştırma yapılmalıdır.

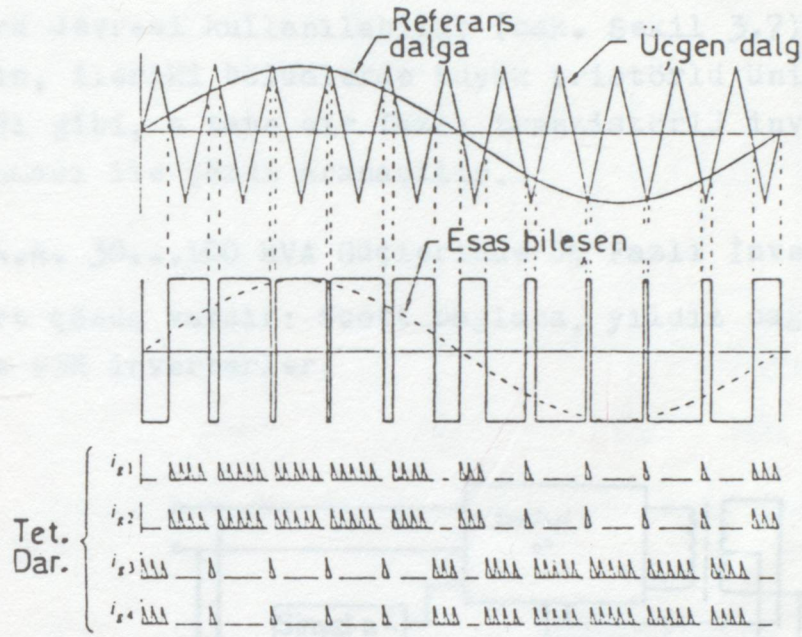
Şekil 3.12 de yardımcı tristörlü (Th5,Th6) yarım köprü inverter devresi gösterilmiştir. Bu devrede Th1 ve Th2 tristörleri dönüşümlü olarak ateşlenirler ve a noktasınıda dönüşümlü olarak pozitif hatta ve negatif hatta bağlarlar. Th1 ateşlendiğinde Th2 iletimde olmadığından U_{ao} gerilimi (+), Th2 ateşlendiğinde Th1 iletimde olmadığından U_{ao} gerilimi (-) olacaktır. Her iki tristörün de aynı zamanda ateşlenmesi durumunda ise DC kaynakları kısa devre olacaktır ki, istenmeyen bu durum için kontrol devrelerinde önlem



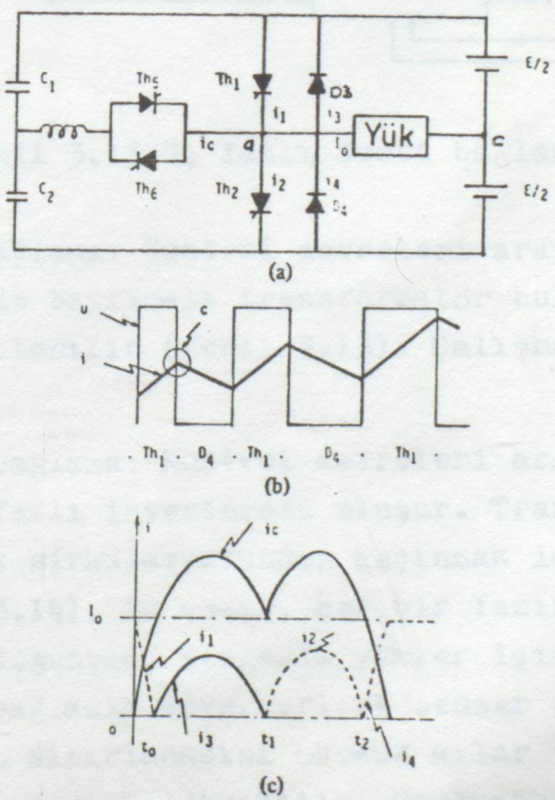
Şekil 3.10 PWM ile ateşleme açılarının belirlenmesi
a) Maksimum çıkış geriliminde
b) Yarı maksimum çıkış geriliminde
c) Yarı gerilim ve yarı frekansta

alınmalıdır. Yarım köprü inverter devresi, sadece iki konumlu herhangi bir dalga şekli üretmek için kullanılabilir.

Darbe inverterler, çıkış filtre empedansını, ağırlığı ve hacmi azaltmayı mümkün kılmalarına karşın, bunlarda, komütasyon frekansı ek kayıplara neden olur. Ayrıca, gerilim dalgasının kıyılması, çeviricinin giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki oranını azaltır.



Şekil 3.11 Kaynak değişimi yöntemi ile PWM



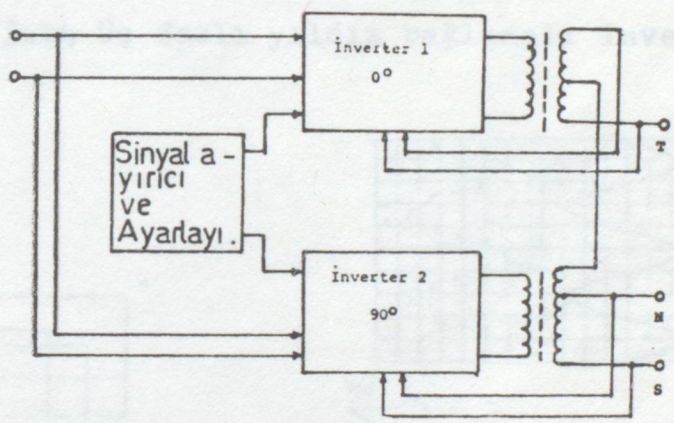
Şekil 3.12 Yardımcı tristörlü yarım köprü inverter
a) Devre şeması b) Çalışma c) Komütasyon

3.4.3. 30 kVA'dan Küçük Güçlerde Üç Fazlı Inverterler

Bu değerlerde, üç fazlı ünite isteği az olmakla birlikte, tranzistörlü inverter yapmak mümkündür. Bunun için, üç tane bir fazlı köprü devresi kullanılabilir (bak. Şekil 3.7). Daha büyük güçler için, ileriki bölümlerde büyük tristörlü üniteler için tanımlanacağı gibi, n tane bir fazlı tranzistörlü inverterin poligonal bağlanması ile çözüm aranabilir.

3.4.4. 30...100 kVA Güçlerinde Üç Fazlı İnverterler

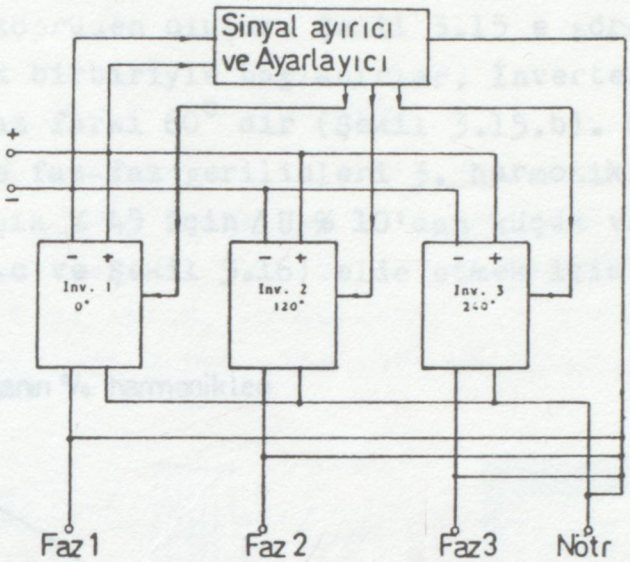
Dört çözüm vardır: Scott bağlama, yıldız bağlama, zik-zak bağlama ve PWM inverterler.



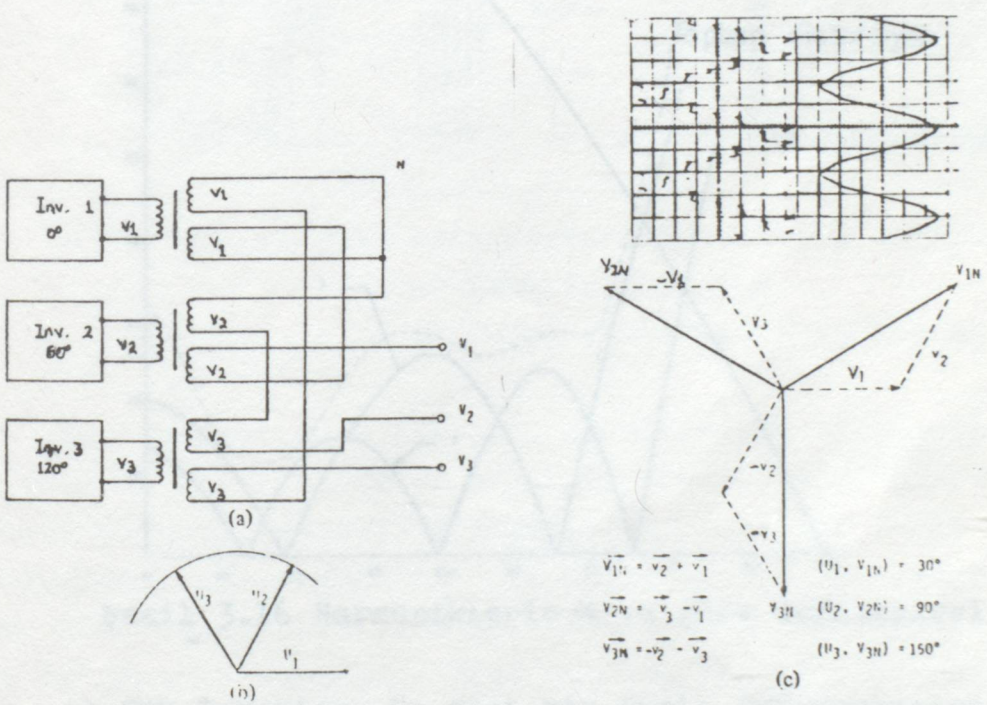
Şekil 3.13 Üç fazlı Scott bağlamalı inverter

1) Scott Bağlama: Kontrol devreleri arasında 90^{o} fark olan ve çıkışlarda Scott bağlamalı transformatör bulunan, iki adet bir fazlı inverter kullanılır (Şekil 3.13). Çalışmaları bölüm 3.4.2.1. deki gibidir.

2) Yıldız Bağlama: Kontrol devreleri arasında 120^{o} fark olan, üç adet bir fazlı inverterden oluşur. Transformatör çıkışlarında, DC harmonik sirkülasyonundan kaçınmak için, yıldız bağlama uygulanır.(Şekil 3.14). Bu çözüm, her bir fazın kendi faz ve genlik regülatörü olduğundan, dengesiz yükler için uygundur. Bir faz köprü veya Scott bağlamlı inverterlere benzer olarak, bu çözüm gerçek çıkış akımı sınırlamasını mümkün kılar ve bu sebeple yük üzerindeki kısa devreyi kaldırabilir. Harmonik analizi Şekil 3.9 dakine benzerdir, bir farkla ki burada 3. harmonik yoktur.

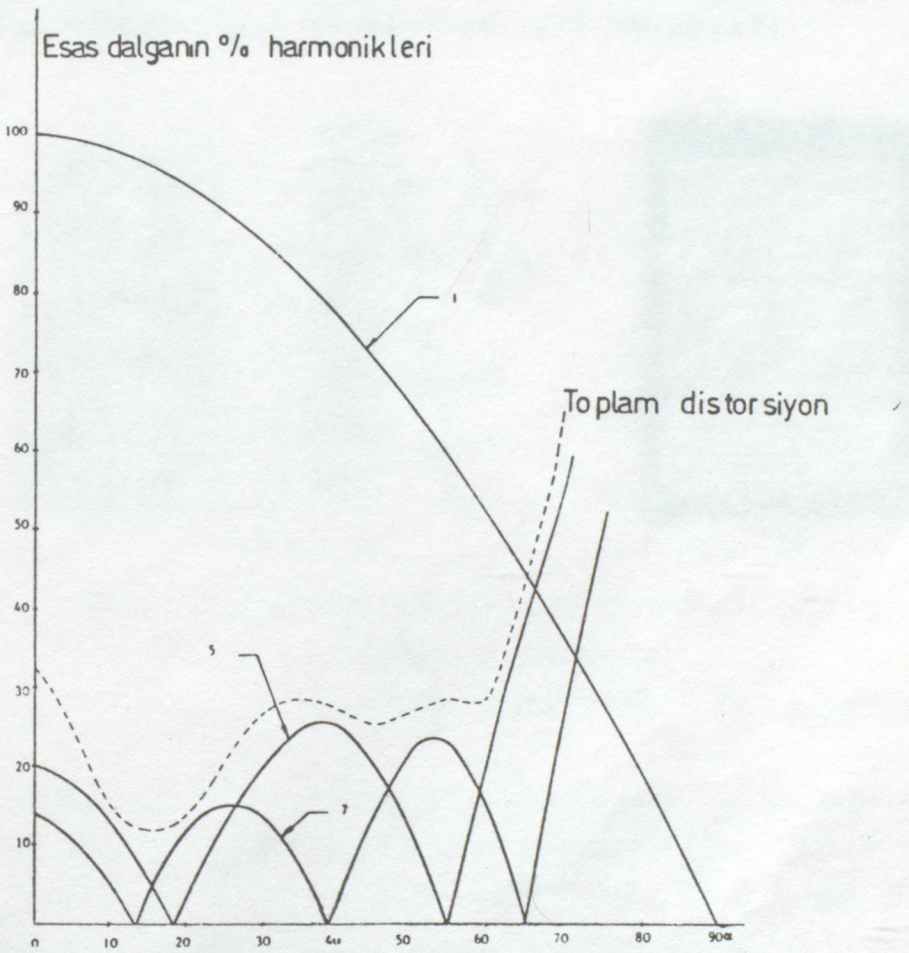


Şekil 3.14 Üç fazlı yıldız bağlamalı inverter



Şekil 3.15 Üç fazlı zik-zak devre a) Şematik diyagram
b) Primer gerilimleri vektör diyagramı
c) Sekonder gerilimleri vektör diyagramları

3) Zik-zak Bağlama: Bu bağlama, birbirleriyle 60^{o} farklı üç adet bir fazlıköprüden oluşur. Şekil 3.15 e göre, üç transformatör kullanılarak birbiriyle bağlanırlar. İnverter çıkış gerilimleri arasındaki faz farkı 60^{o} dir (Şekil 3.15.b). Uygun tasarlamayla, faz-nötr ve faz-faz gerilimleri 3. harmonikleri içermezler. Böylece, ΔP; yaklaşık % 45 için ΔU; % 10'dan küçük ve THD; % 5'den küçük (Şekil 3.15.c ve Şekil 3.16) elde etmek için üç filtre kullanılmalıdır.



Şekil 3.16 Harmoniklerin α'ya göre değişmeleri

4) PWM İnverter: Üç adet bir fazlı PWM devresinin birleştirilmesiyle (bak. bölüm 3.4.2.2.) üç fazlı devre elde edilir. Bu çözüm, üç fazlı zik-zak devre ile karşılaştırıldığında, ilginç değildir. Güç bileşenleri sayısının ve kontrol devresi gereksinmesinin artışıyla karşılaştırıldığında, geçici çalışmalarda kazanç küçüktür.

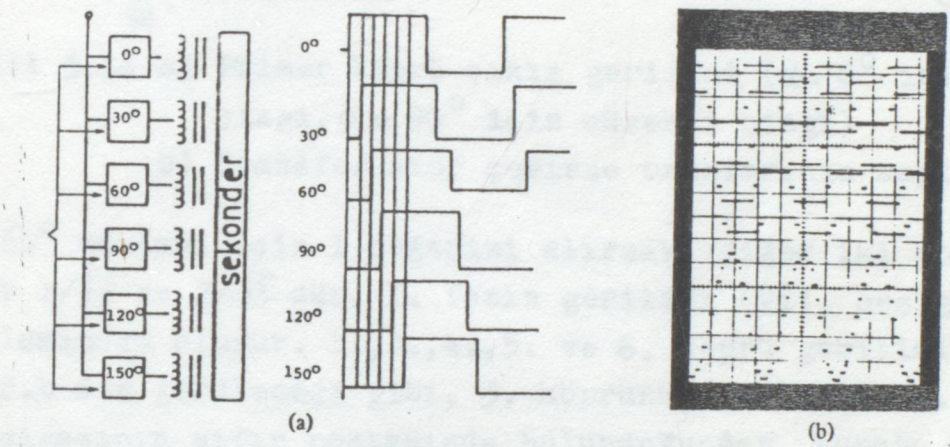
3.4.5. 100 kVA'dan Büyük Güçlerde İnverterler

Bu güçlerde de, Bölüm 3.4.4. deki ilk üç çözüm mümkündür. Fakat, burada söz konusu çözümleri uygulayacak olursak, büyük ha-

poligonal veya anti-harmonik devreleri tercih edilir. İlginç olan iki çözüm vardır:

1) Çok Fazlı Köprü İnverterleri:

Faz farkları ayarlanarak ve çıkış gerilimleri uygun bir şekilde toplanan birkaç bir fazlı köprünün biraraya getirilmesiyle oluşan sistem, sinüs dalgaya çok yakın olan basamaklı gerilim dalgasını verir. Köprü sayısı, n, ya kullanıcının gereksinimine göre yada istenen distorsiyon derecesine göre saptanır.

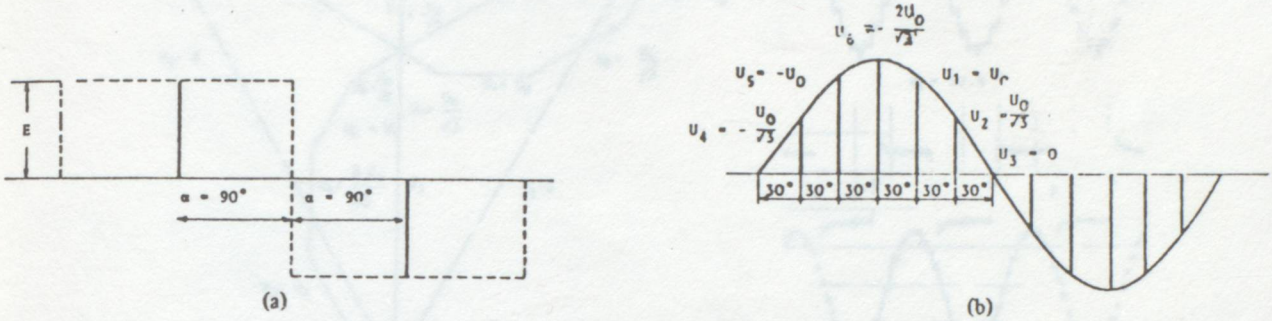


Şekil 3.17 Altı köprülü inverterin ilkesi
a) Şematik diyagram
b) Köprü gerilimleri ve toplam gerilim

Bu inverterlerin ilkesini anlatabilmek için, altı köprü ihtiva eden üç fazlı inverter örneğini düşüneceğiz (Şekil 3.17). Bir köprünün kontrol devresinin diğerlerine göre faz farkı 30^{o} dir. Her köprünün, çok sekonderli bir çıkış transformatörü vardır ve bunlar daha önce gösterilen orijinal metoda göre kuple edilirler. Çıkış dalgasının kalitesi, esas olarak, iki koşula bağlıdır: biri, faz farklarının $30^{o} \pm 1^{o}$ toleransında olması, diğeri de köprü gerilimlerinin, çıkış gerilimindeki harmonikleri nötralize edecek şekilde transformatörlerin toplanmasıdır. Sonraki düşünce, çeşitli şekilde kuple edilen transformatörlerin çevirme oranlarının seçim problemini oluşturur. Bu çevirme oranları 1, $1/\sqrt{3}$ ve $2/\sqrt{3}$ olmalıdır. Şimdi, sözkonusu değerlerin doğruluğunu, basit bir metot ve Şekil 3.18 a göre göstereceğiz.

Her bir köprünün, 90^{o}ye yakın olan bir α açısı ile ateşlendiğini varsayarak, örnek olarak 1. köprü için çıkış gerilimi Şekil

3.18.a da gösterildiği gibi olacaktır. Her bir köprü gerilimi sinüs dalgası üzerine yüklenirse (Şekil 3.18.b), sinüs dalgası üzerindeki bölümler arası noktaların optimal çevirme oranlarını saptadığını görebiliriz.



Şekil 3.18 a) Primer köprü çıkış gerilimi ($\alpha = 0^o$ için kesikli çizgi, $\alpha = 90^o$ için sürekli çizgi)
b) Transformatör çevirme oranlarının saptanması

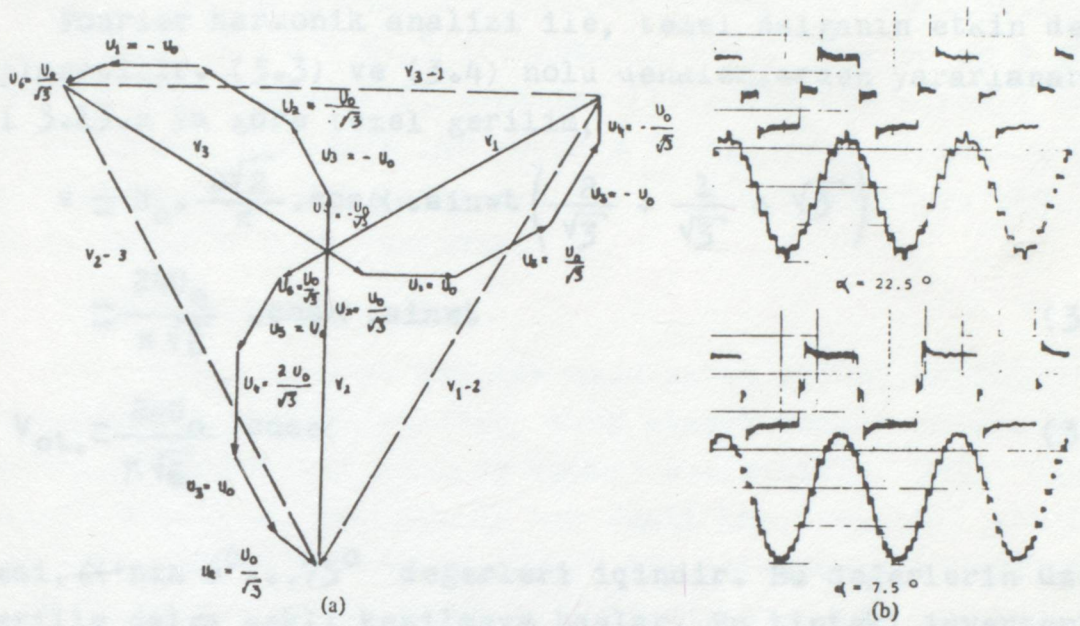
60^o noktası için 1 değerini alırsak, diğer iki nokta için değerler $1/\sqrt{3}$ ve $2/\sqrt{3}$ dür. 1. fazın gerilimi (V1), beş gerilimin toplamından oluşur. 1.,2.,4.,5. ve 6. köprü gerilimleri Şekil 3.18.b den görüleceği gibi, 3. köprünün gerilimi, 1. faz için sinüs dalgasının sıfır noktasında bulunduğundan, hesaba katılmaz. Aynı sebeplerle, 2. fazın gerilimi, 2.,3.,4.,5., ve 6., köprü gerilimlerinin toplamından oluşur.

Köprülerin çıkış gerilimi genlikleri (transformatörlerin primerlerinde), batarya gerilimi E'ye eşittir. U_o, bağıl 1 değerine karşı gelen gerilim ve k, primer/sekonder çevirme oranı ise,

$$U_o = \frac{E}{k} = U_1 \qquad (3.4)$$

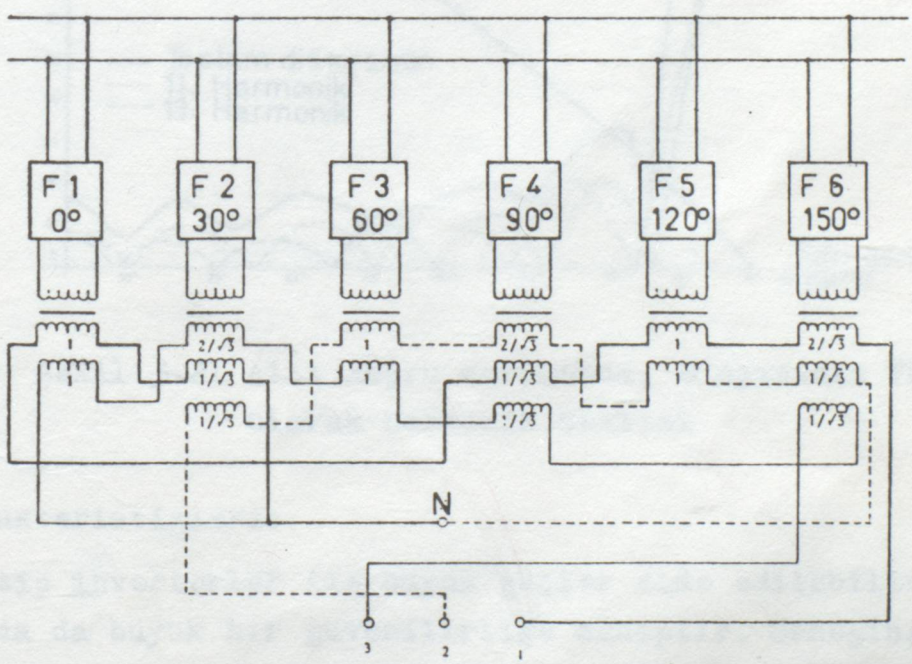
olur. Her üç fazda köprü katılımları şöyledir:

FAZ 1	FAZ 2	FAZ 3
$U_2 = U_o/\sqrt{3}$	$U_6 = U_o/\sqrt{3}$	$U_4 = U_o/\sqrt{3}$
$U_1 = U_o$	$U_5 = U_o$	$U_3 = U_o$
$U_6 = -2U_o/\sqrt{3}$	$U_4 = 2U_o/\sqrt{3}$	$U_2 = -2U_o/\sqrt{3}$
$U_5 = -U_o$	$U_3 = U_o$	$U_1 = U_o$
$U_4 = -U_o/\sqrt{3}$	$U_2 = U_o/\sqrt{3}$	$U_6 = U_o/\sqrt{3}$



Şekil 3.19 a) Temel gerilimin vektör bileşimi
b) α'nın iki değeri için köprü çıkış gerilimleri ve filtrelemeden önce faz arası çıkış gerilimleri

Altı köprü ve transformatörlerin bağlama diyagramı Şekil 3.20 de gösterilmiştir.



Şekil 3.20 Altı bir fazlı köprünün, özel bir birleşimle, üç fazlı inverter oluşturulmaları

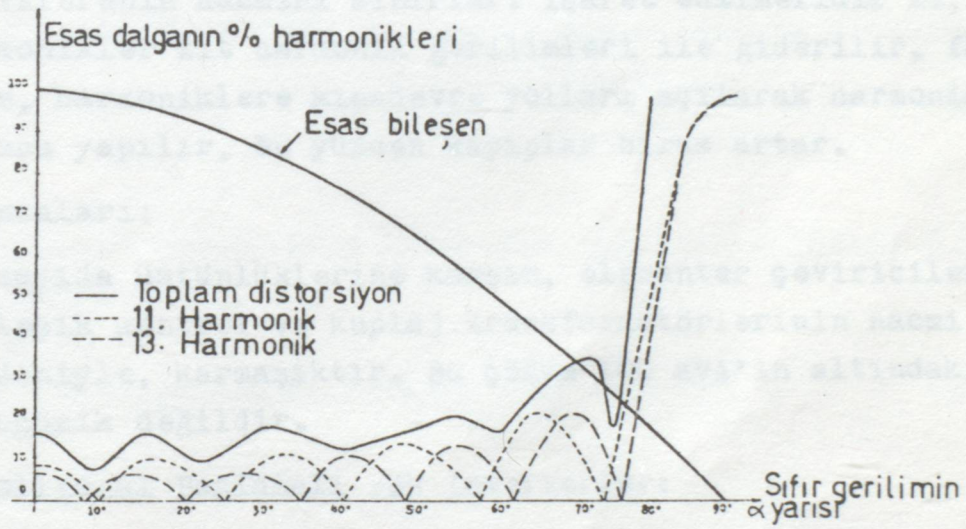
Fourier harmonik analizi ile, temel dalganın etkin değeri hesaplanabilir. (3.3) ve (3.4) nolu denklemlerden yararlanarak, Şekil 3.19.a ya göre temel gerilim,

$$v = U_o \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos\alpha \cdot \sin wt \left(\frac{2}{\sqrt{3}} + \frac{1}{\sqrt{3}} + \sqrt{3} \right)$$

$$= \frac{24U_o}{\pi\sqrt{6}} \cdot \cos\alpha \cdot \sin wt \qquad (3.5)$$

$$V_{et.} = \frac{24U_o}{\pi\sqrt{6}} \cos\alpha \qquad (3.6)$$

ifadesi, α'nın $0^o \ldots 75^o$ değerleri içindir. Bu değerlerin üzerinde gerilim dalga şekli kesilmeye başlar. Bu tipteki inverterler için ilk harmonikler $2n \pm 1$ dir, yani, altı köprü durumunda 11. ve 13. harmoniklerdir (Şekil 3.21).



Şekil 3.21 Altı köprü durumunda, α açısının fonksiyonu olarak harmonik analizi

Karakteristikleri:

Bu tip inverterler ile büyük güçler elde edilebilir. Bunlar adaptasyonda da büyük bir güvenilirliğe sahiptir. Örneğin; ORSEC (statik KGK'ları için Yeumont-Schneider'in ticari markası) serisinin 6035 nolu modeli ile (35 kVA, 6 köprü), 290 V batarya gerilimde 100 kVA, 390 V'da 130 kVA, 475 V'da 160 kVA ve 200 kVA elde edilebilir. 200 kVA'dan büyük güçler için; model 9035 ile 300 kVA,

ulaşabilir. Kaynak gerilimi 200...500 V arasında seçilebilir. Çıkış gerilimi, 50 Hz ± %0,5 frekansında 380 V veya 60 Hz ± %0,5 frekansında 200 V olabilir, sapmalar (toleranslar) sürekli halde ± % 1 ve geçici hallerde (ΔP küçük % 60 için)+ % 10 ve - % 8 den fazla olmamalıdır. Güç katsayısı 0,8 ...1 arasındadır. THD, % 3 küçük ve verim % 90'a yakındır.

Üstünlükleri:

Bu devre, paralel bağlama olmaksızın birkaç köprünün gruplandırılmasıyla, büyük değerler elde etmeyi mümkün kılar. Transformatörlerin özel bir şekilde kuplaj edilmesiyle, 2n±1 dışındaki harmonikler (n, kullanılan bir fazlı köprü sayısı) nötralize edilir (altı köprü durumunda 11. ve 13. harmoniklerin dışındakiler). Buda filtre boyutlarını küçülterek, maliyeti azaltır. Ayrıca, daha küçük filtre, geçici koşullar, non-lineer yüklerde inverterin davranışını ve verimi iyileştirir. Bu devre ile elde edilen harmonik nötralizasyonu, seri L ve paralel LC elemanları azaltıldığı için, filtrenin hacmini sınırlar. İşaret edilmelidir ki, bu devrede harmonikler zıt harmonik gerilimleri ile giderilir, fakat diğerlerinde, harmoniklere kısadevre yolları açılarak harmonik nötralizasyonu yapılır, bu yüzden kayıplar biraz artar.

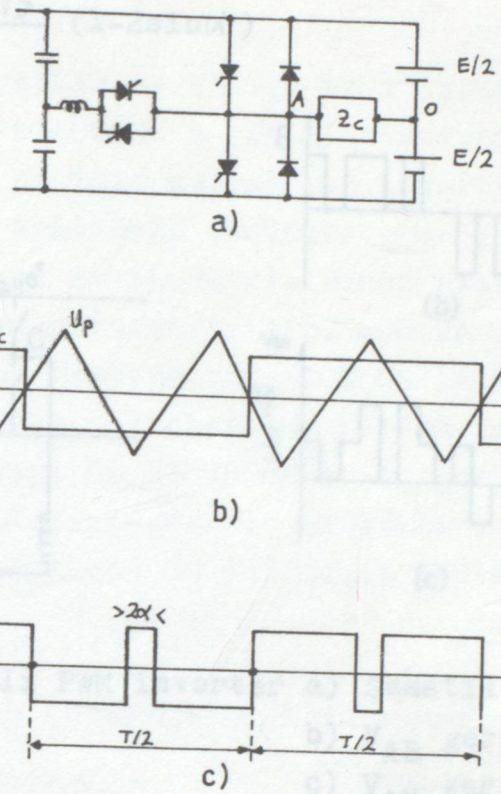
Sakıncaları:

Çok sayıda üstünlüklerine karşın, elemanter çeviricilerin sayısı, birleşik kontrol ve kuplaj transformatörlerinin hacmi ve ağırlığı nedeniyle, karmaşıktır. Bu çözüm 100 kVA'in altındaki güçlerde ekonomik değildir.

2) Poligonal Bağlamalı PWM İnverterler:

İlke; iki montajın kullanılmasından ibarettir. Her bir montaj Şekil 3.22 deki devrenin üç tanesini içerir. Kontrolu, Şekil 3.22.b de gösterilen diyagrama göredir. Bu devre ile V_{AO} geriliminin ifadesi şudur (Şekil 3.22.c):

$$V_{AO}=\frac{2E}{\pi}\sum_{n=0}^{\infty}\left|\frac{1-2(-1)^{p}\ \sin n\alpha}{n}\right|\sin nx \quad , \qquad n = 2p + 1 \quad (3.7)$$



Şekil 3.22 PWM inverter a) Temel şematik diyagram
b) PWM ilkesi
c) V_{AO} gerilimi

Üç elemanter devre, $2\pi/3$ kadar faz kaydırılır (Şekil 3.23). Faz-faz gerilimi ifadesi,

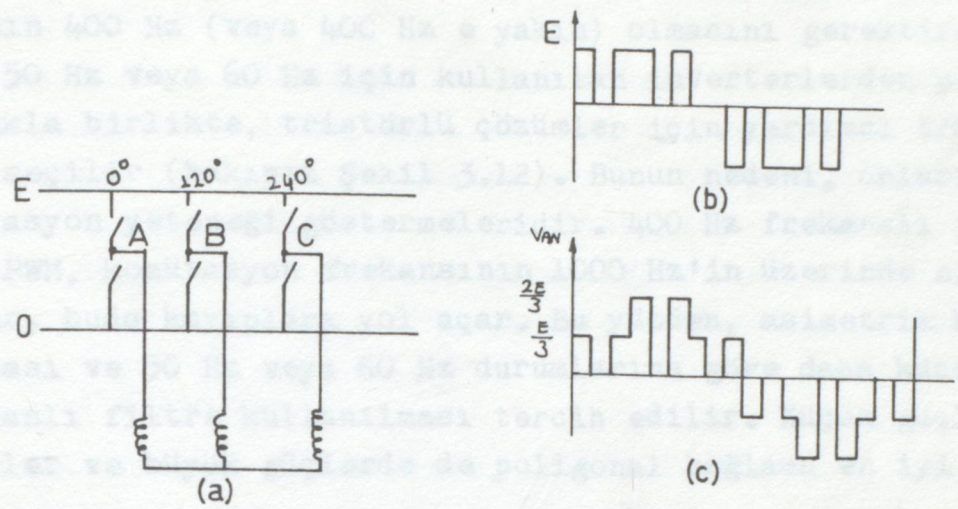
$$V_{AB} = \frac{2E}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{1-2(-1)^p \sin n\alpha}{n} \cdot 2\sin n(x+\frac{\pi}{3}) \cdot \cos n\frac{\pi}{6} \right] , \qquad (3.8)$$

ve faz-nötr gerilimi ifadesi,

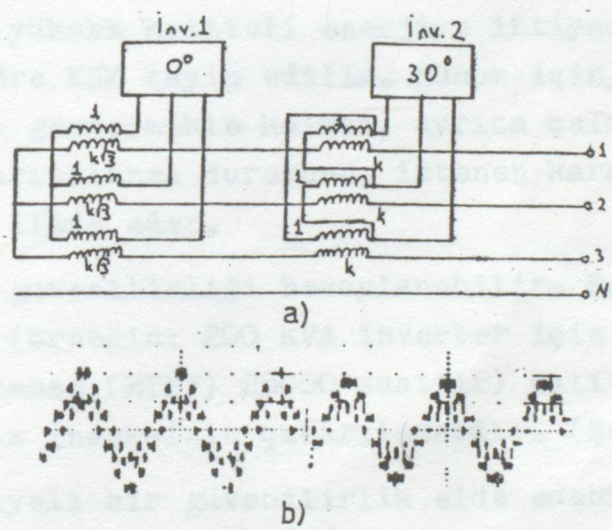
$$V_{AN} = V_1 = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4E}{3\pi n} (1-2\sin\frac{n\pi}{6} \sin n\alpha - 2\sin n\alpha \sin\frac{n\pi}{6} + \cos\frac{n\pi}{3}) \sin nx \qquad (3.9)$$

V_{AB} ve V_{AN} gibi iki gerilim, uygun çevirme oranlı transformatör ile toplanır ve bu iki gerilim fazda olursa, serbest harmonik gerilimi 11. harmoniğin üzerinde elde edilir. Bağlama diyagramı Şekil 3.24 de gösterilmiştir. Transformatörlerden biri Y/Y bağlı ve çevirme oranı $1/\sqrt{3}$, diğeri ise Δ/Y bağlı ve çevirme oranı k dır. Fakat inverterler 30^o faz kaydırıldığından, V_{AB} ve V_{AN} fazdadır. Bileşke temel çıkış gerilimi,

$$U_{1Net.} = \frac{E.2k\sqrt{2}\sqrt{3}}{\pi} (1-2\sin\alpha) \qquad (3.10)$$



Şekil 3.23 Üç fazlı PWM inverter a) Şematik diyagram
b) V_{AB} gerilimi
c) V_{AN} gerilimi



Şekil 3.24 "Poligonal PWM" inverter a) Bağlma diyagramı
b) α'nın iki değeri için faz-faz çıkış gerilimi

Karakteristikleri:

Sonuçlar, çok köprülü poligonal bağlama ile elde edilene benzerdir. Bununla birlikte, güç değerlerinin arttırılmasında güvenilirliği azdır ve aynı büyüklükte tristörler kullanıldığında maksimum güç daha küçüktür.

3.4.6. 400 Hz İnverterler

Belirli bilgisayarlar ve askeri veri işlemleri, güç kaynağı frekansının 400 Hz (veya 400 Hz e yakın) olmasını gerektirirler. Kurallar 50 Hz veya 60 Hz için kullanılan inverterlerden pek farklı olmamakla birlikte, tristörlü çözümler için yardımcı tristörlü devreler seçilir (bakınız Şekil 3.12). Bunun nedeni, onların iyi bir komütasyon yeteneği göstermeleridir. 400 Hz frekanslı inverterlerde PWM, komütasyon frekansının 1000 Hz'in üzerinde olmasına neden olur, buda kayıplara yol açar. Bu yüzden, asimetrik kontrol kullanılması ve 50 Hz veya 60 Hz durumlarına göre daha küçük olan dört elemanlı filtre kullanılması tercih edilir. Küçük güçlerde tranzistörler ve büyük güçlerde de poligonal bağlama en iyi çözümdür.

3.5. Güvenilirlik (Reliability) ve Fazlalık (Redundancy)

3.5.1. Güvenilirlik

Endüstride yüksek kaliteli enerjiye ihtiyaç olduğundan, kullanılacağı yere göre KGK tayin edilir. Bunun için, güvenilirlik sadece ihtimalleri göstermekle kalmaz, ayrıca çalışmanın kalitesini, durma veya arızalanma durumunu, istenen karakteristiklerin toleranslarını da ifade eder.

Mamüllerin güvenilirliği hesaplanabilir. Bunun belirtilmesindeki amaç ise; (örneğin: 200 kVA inverter için iki bozulma arasındaki ortalama zaman (MTBF) 25000 saattir) kalite kontrolunun yapılması ve üretim indeksinin çıkarılmasıdır. (Şekil 3.25)

Yüksek seviyeli bir güvenilirlik elde edebilmek için;

- Dizayn çalışmasından önce güvenilirliğin oranı belirlenir,
- Bileşimlerin parametreleri tayin edilir ve devre hesapları yapılır,
- Gerekli olan bileşimlerin standardizasyonu yapılır,
- Çeşitli testler yardımıyla örnekteki görünüş denenir,
- Bileşenler kontrol elemanları ile donatılır,
- Düşük seviyelerde imalatın kontrolu sağlanır,
- Teslimden önce montaj ve kısmi montajda üretim testleri,
- Sıralama seviyeleri, bilgi üretimi ve merkezileştirme ile çalışmada güvenilirliğin kontrolu yapılır,
- Son olarak, bakım esnasında güvenilirliğin etkileri araştırılır.

Tamir süresinin tayini (MTTR), bozulma hızı (MTBF) kadar önemlidir. Bu faktör, yükün büyüklüğüne, modüler talimata, arıza zamanlarına bağlıdır.

Güvenilirlik, bir aygıtın uzun ömürlü olması olasılığını matematik terimlerle ifade eder. Bir KGK sisteminin belirli bir çalışma zamanı olmadığı için (fakat her an çalışmaya hazır olması istenir) "hazır olma derecesi (availability derecesi)" tercih edilebilir. Hazır olma derecesi; gerektiğinde onarma zamanının kısa olmasını ve bakım gereksinmesinin çok az olmasını ifade eder.

3.5.2. Fazlalık

Bütün önlemler alınsa bile, özellikle sürekli çalışmada, % 100 güvenilirlik asla elde edilemeyecektir. Bu yüzden "gerekenden fazla (reduntant) sistemlerin" yapılması gereklidir.

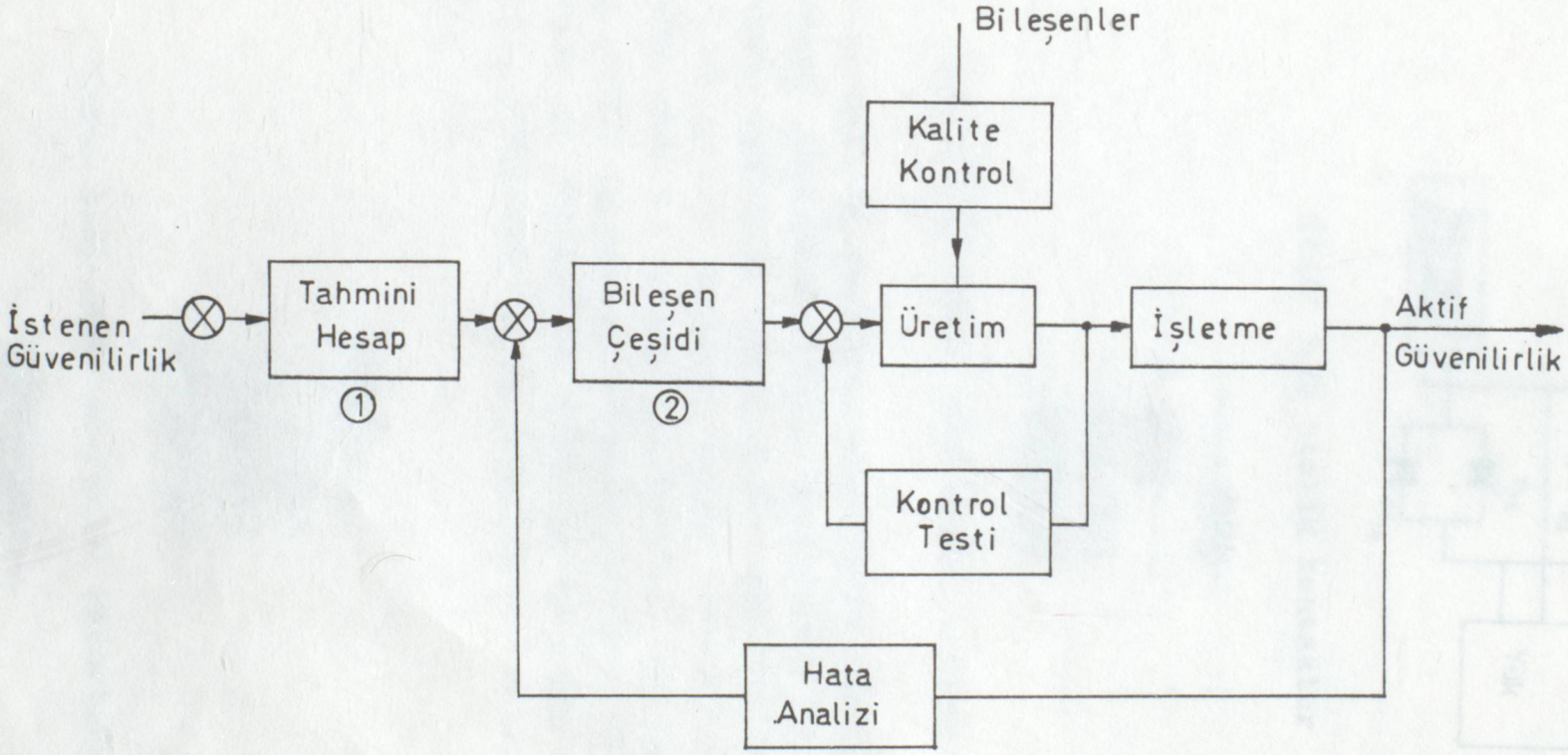
1) Ardışık (Seri) Fazlalık:

Uygun çalışmayı sağlamak için, a) inverterin şebekeye senkronize olması (bu, frekanslar eşitse mümkündür) ; b) şebeke geriliminin en fazla + % 10 ve - % 8 toleransında olması (inverter gerilimiyle uygunluk) ; ve c) statik kontaktörler kullanılması gereklidir.

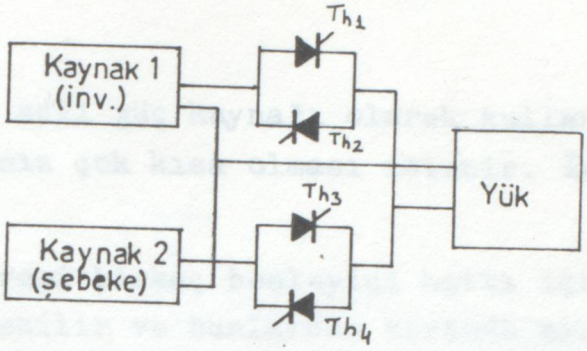
İnverterin senkronizasyonu osilatör düzeyinde yapılır. İnverter yalnız başına çalıştığında frekansı kendi saptar, fakat şebekenin varlığında (veya başka bir kaynak) onun frekansını ve faz açısını alır. (Şekil 3.25)

Statik kontaktör, ters-paralel bağlı iki tristör grubundan oluşur (Şekil 3.26). Her bir tristör kendi iletim zamanına karşı gelen yarı peryotta iletimde olacak ve onu izleyen yarı peryot boyunca da yüksek bir empedans gösterecektir (kesim). Th1 ile Th2 ve Th3 ile Th4 aynı zamanlarda ateşlenirler. Yük akım ve gerilimi hemen hemen sabit kabul edilebilir. Statik kontaktörler doğal veya zorlanmış komütasyonlu olabilirler. Çoğu durumda doğal komütasyon yeterli olur.

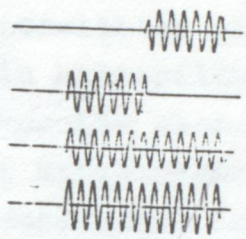
İnverter arızası, dikdörtgen çıkış gerilimi düzeyinde veya bir sigortanın anahtar düzeyinde, meydana çıkarılabilir. Her iki durumda da çıkış sinyali, statik kontaktörü, şebeke tarafında aniden kapatır ve inverter yanında aniden açar (kapı darbeleriyle). Şekil 3.27 deki osilogram inverterden şebekeye geçişi göstermektedir.



Şekil 3.25 Diyagram sembolleriyle güvenilirliğin oluşturulması

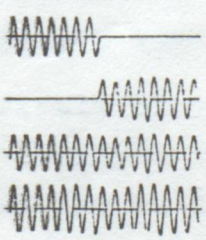


Şekil 3.26 Statik kontaktör

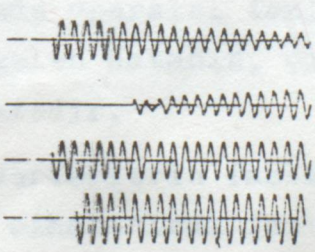


Şekil 3.27 Yükün inverterden şebekeye geçişi

İnverterin iç empedansı daha büyük olduğunda şebekeden invertere geçiş (onarımdan sonra), çıkış gerilimi genliğinde karışıklığa neden olacaktır (Şekil 3.28). Not edilmelidir ki, şebekeden invertere geçişin aniliği, önceki durumda rastgele (arızanın olduğu anda) iken bu durumda seçilebilir. Bu geçici koşullar,"yavaş yavaş artan" (progressive) geçiş kullanılarak, azaltılabilir yada tamamen yok edilebilir. İnverter geriliminin fazına faz regülatörü ile etkiyerek "yavaş yavaş artan" geçiş gerçekleştirilebilir (Şekil 3.29).



Şekil 3.28 Yükün şebekeden invertere geçişi



Şekil 3.29 Şebekeden invertere "yavaş yavaş artan"

Şebeke bir acil güç kaynağı olarak kullanıldığında, inverter onarma zamanının çok kısa olması istenir. İki durum söz konusudur:

a) Yük devresi birkaç besleyici hattı içerir, yani, birkaç kritik yük beslenebilir ve bunlardan birinde kısadevre olduğunda, diğer yükler bundan etkilenmez. Açıkçası, herbir besleyici hattın uygun bir sigortası vardır(Şekil 3.30.a, Şekil 3.30.b).

b) Yük devresi bir non-lineer yük içerir (örneğin, motor). Bu durumda, şebekeye geçişin kullanılması, büyük güçlü inverter kullanılmasına göre daha ekonomik olur. Şekil 3.30.c deki osilogram, bir motorun yol alması sırasındaki otomatik geçişi göstermektedir. Aşırı akım normale döndüğünde (motorun yol alması tamamlandığında) tekrar invertere geçiş yapılır.

2) Paralel Fazlalık:

İlke; gücün birkaç elemanter invertere bölünmesinden ibarettir. Bir inverterin gücü p ve kullanılan inverter sayısı n ise, bütün sistemin gücü,

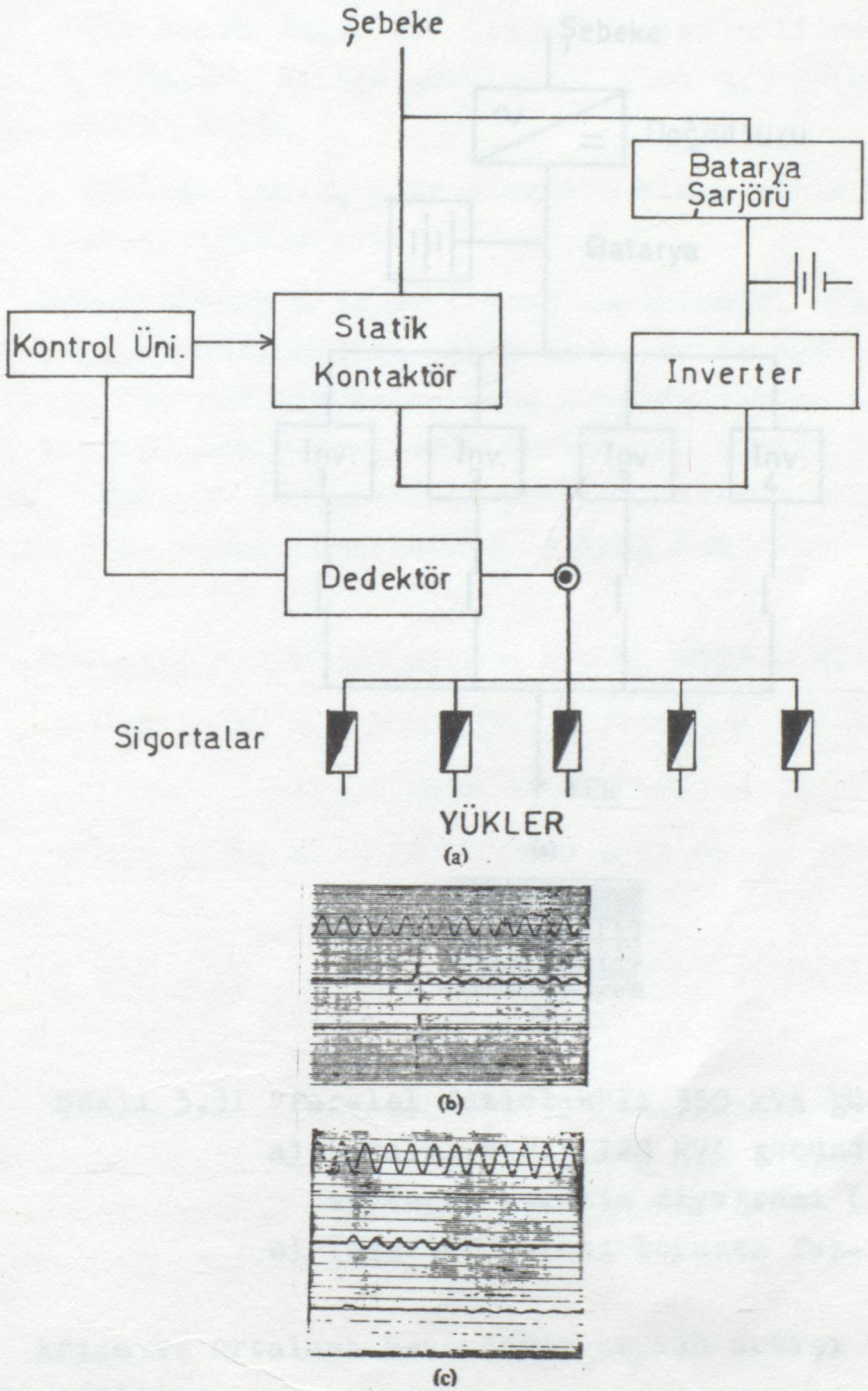
$$P = p(n-1) \qquad (3.11)$$

Bir elemanter inverterde meydana gelen hatanın diğerlerinde bir hataya neden olmaması için inverter sayısı bir fazladır, yani, inverterlerden biri yedek niteliğindedir.

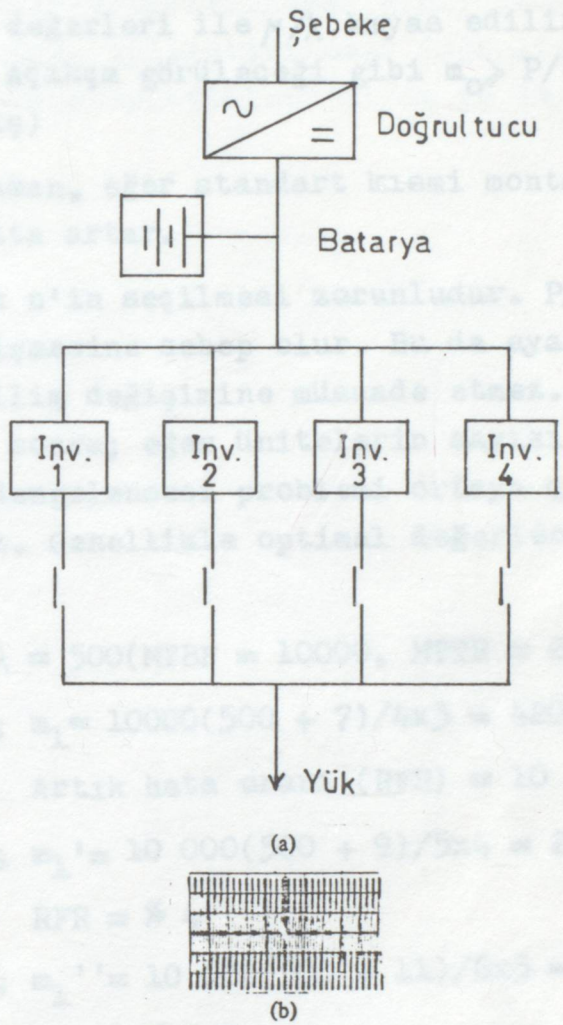
İnverterleri paralel çalıştırabilmek için etkin ve tepkin güçlerin uygun bir şekilde dengelenmesi gereklidir (herbir inverter devresi aynı iletkenliğe-güç iletkenliği- sahip olmalıdır).

Senkronizasyon ve arızalı birimin yalıtımı, bu sistemin güçlüklerini oluşturur. Senkronizasyon için osilatörlerden yararlanılır. Hatalı birimin yalıtımı ise ya hızlı sigortalarla, ya yüksek hızlı kesicilerle, yada statik kontaktörlerle yapılır. Şekil 3.31 de, her biri 120 kVA gücünde dört inverterin paralel bağlanmasıyla oluşan, 350 kVA gücünde "paralel fazlalık"lı KGK ve inverterlerden birinde meydana gelen hatanın, çıkış geriliminde oluşturduğu karışıklık görülmektedir.

Burada sadece inverterlerin fazlalık kavramı anlatıldı. Ayrıca doğrultucu-batarya cihazınında fazlalığı istenebilir.



Şekil 3.30 a) Aşırı yüklerde şebekenin kullanılması
b) Kısadevreyi gidermek için şebekeye geçiş
c) Motorun yol alması için şebekeye geçiş



Şekil 3.31 "Paralel fazlalık"lı 350 kVA gücünde KGK
a) Paralel bağlı 120 kVA gücünde dört inverterin şematik diyagramı (3 + 1 fazlalık)
b) İnverter hatası boyunca faz-faz gerilimi

Arıza ve ortalama kesintinin toplam artışı tahmini olarak formüle edilirse,

m_o MTBF per unit,
m_1 toplam MTBF,
$1/\lambda$ m_o, MTBF
$1/\mu$ MTTR,
n ünitelerin toplam sayısı,

olmak üzere m_1 ifadesi:

$$m_1 = \frac{m_o(\mu/\lambda + 2n - 1)}{n(n - 1)}$$ dir.

n'in küçük değerleri ile μ/λ kıyas edilirse ve $\mu/\lambda > 100$ ise (m_1/m_o) büyür. Açıkça görüleceği gibi $m_o \gg P/(n-1)$ olur. (P: gerekli toplam artış)

n arttığı zaman, eğer standart kısmi montaj kullanılırsa normal olarak fiyatta artar.

Genel olarak n'in seçilmesi zorunludur. P/n'den P/(n-1)'e geçiş, çıkışın değişmesine sebep olur. Bu da ayarlanan limitten daha fazla bir gerilim değişimine müsaade etmez. Limit genellikle $n \geq 3$ tür. Bundan sonra; eğer ünitelerin sayısı paralel olarak artarsa, yüklerin dengelenmesi problemi ortaya çıkmaktadır. Pratikte n= 6'yı aşmaz. Genellikle optimal değerler, n= 4 veya n= 5 tir.

Örneğin; μ/λ = 500(MTBF = 10000, MTTR = 20) ise,

n = 4 için; m_1= 10000(500 + 7)/4x3 = 420 000 saat(h)

Artık hata oranı (RFR) = 10 000/420 000 = %2,4

n = 5 için; m_1'= 10 000(500 + 9)/5x4 = 250 000 h

RFR = % 4

n = 6 için; m_1''= 10 000(500 + 11)/6x5 = 170 000 h

RFR = % 5,9

Ünitelerin sayısı arttığı ve kompleks karışımları olduğunda μ/λ oranı hızlı bir şekilde artar. Bunun için; μ/λ değeri, donanımın güvenilirlik derecesi ile fazla ünitelerin nominal artışları arasında seçilmelidir.

Sonuç:

Özetlersek; küçük güç değerlerinde tranzistörlerin, büyük güç değerlerinde de tristörlerin en iyi çözüm olduğunu, en iyi sonuçların poligonal devreli inverterlerle elde edildiğini ve PWM'nin, belirli durumlarda, önemli üstünlükler sağladığını ifade edebiliriz. Tablo-1, bu çalışmada tanımlanan çözümlerin özetini içermektedir. İnverterler, yarıiletken teknolojisindeki gelişmeye paralel olarak, birçok alanda gelişmiştir ve gereksinmelere göre de gelişmeler sürecektir. Günümüzde, güç yarıiletkenleri yüksek hızlı aygıtlara doğru büyük bir ilerleme kaydetmiştir.

unlar, komütasyon süresinin azaltılması ve zorlanmış komütasyonu çeviriciler (KGK inverterlerindeki gibi) için önemli olan geçici karakteristiklerin iyileştirilmesi doğrultusunda geliştirilişlerdir (geçici karakteristikler: di/dt ve dv/dt).

TABLO - I

Inverter Tipi \ kVA	Bir Faz		Üç Faz				Geçici Koşullar $\Delta U/U = +\%10 - \%8$			Doğal Kısa Devre Zorlanması
	1 - 10	10 - 100	10 - 30	30 - 100	100 - 300	300 - 1000	$\Delta P/P < \%30$	$\Delta P/P < \%45$	$\Delta P/P < \%60$	
Tranzistör Tekno.	X		X							
Tristör Teknolojisi	+	+	+	+	+	+				
Orta Uçlu Inverter + FRR	▱						=			•
Asim. Kont. Köprü (Scott, Yıldız Bağ.)		⊕	⊕	⊕			=			•
Asim. Kont. Köprü (Zik - Zak Bağ.)			⊗	⊕				I		
PWM	⊠	⊞	⊠	⊞				I	"	
Poligonal PWM 2 Üç - Faz Köprü			⊠		⊞				"	
Çok Köprü Poligonal Bağlama				⊠	⊞	⊞			"	
Ardışık Fazlalık		Δ		Δ	Δ	Δ				
Paralel Fazlalık							∇			

3.6. KGK Sistemlerde Akım Kaynaklı İnverter Uygulamaları

Endüstride ve ofislerde durmadan çalışan yüksek güvenilirlikli güç kaynaklarına ihtiyaç vardır. Kesintisiz güç kaynakları; bilgisayarlar, zamana bağlı işlemciler, telefon anahtarlama sistemleri vb. kritik yükler için üretilir. Şekil 3.32.a da KGK blok diyagramı gösterilmektedir. Tüm sistemin güvenilirliği hakkında, dc-ac güç dönüştürücülerinde işgören gerilim kaynaklı inverter (VSI) gibi çok hassas bileşenler anlatılır. Farkedilmesi güç olan güvenilirlik problemi inverter çıkış geriliminin dc bileşenleri ve gerilim beslemeli KGK'da ortaya çıkar. Bu bileşen, dc hat gerilimindeki dalgalanma, anahtarlama tertibatındaki küçük distorsiyonlar ve yarıiletkendeki gerilim düşümlerinden meydana gelir.

Akım kaynaklarından beslenen KGK bazı problemlerden muaftır. Ancak, onlarda da akım kaynağını oluşturmak için Şekil 3.32.b deki gibi ekstra güç dönüşümü gereklidir. Tristör inverteri için bu dezavantaj; gerekli akım kaynaklı inverter (CSI - Şekil 3.34.a) bileşen sayısı ile dengelenir ve iletim kayıpları azaltılır.

3.6.1. Sistemin Tanıtımı

Akım kaynağından beslenen KGK'nın devre şeması Şekil 3.33 tedir. Fonksiyon performansının açıklaması ve herbir sistem kısmının çalışması aşağıdadır:

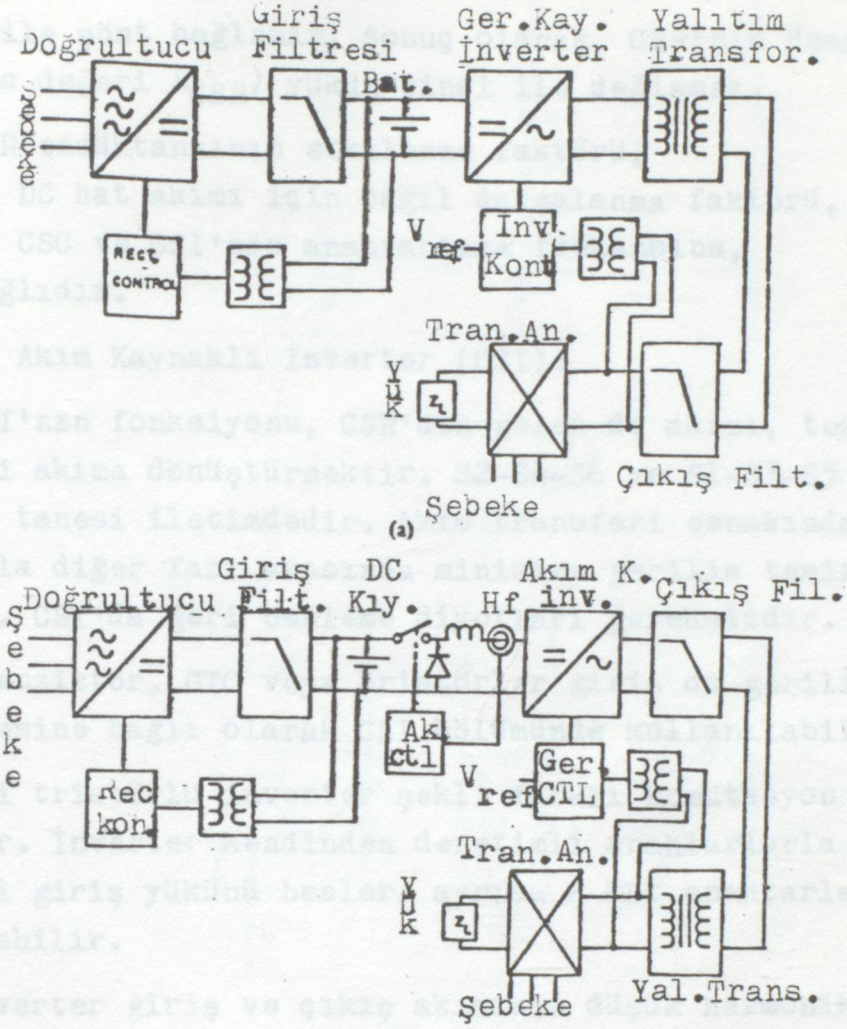
A. Akım Kaynağı Kıyıcısı (CSC):

CSC'nin fonksiyonu, dc gerilimle beslenen kıyıcıdaki veya yükteki değişimlere cevap veren (CS) akım kaynağının akım seviye kontroludur. Kıyıcı, tek yönlü D_f diyodu ve kendinden kontrollu anahtar S_{ch}'den oluşur. S_{ch} anahtarlama frekansının seçimi, dc ve ac filtre bileşenlerinin ebatı ve anahtarlama kayıpları arasındaki anlaşma için esastır. 3-fazlı 60 Hz uygulamalarda 1-2 kHz frekanslar çok tatmin edicidir.

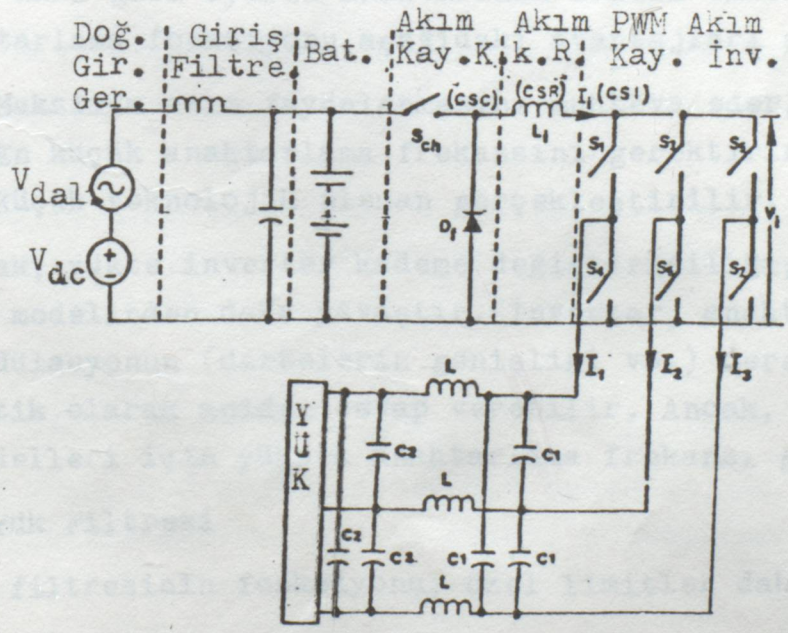
B. Akım Kaynağı Reaktörü (CSR):

CSR'nin esas fonksiyonu, gerilim kaynağından akım kaynağına doğru olan doğrultucu-filtre-batarya alt sisteminin karakteristiklerini değiştirmektir. Ayrıca, CSR dchat akımı dalgalanma faktörünü de sınırlar.

Ancak; yük, sistemin akım kaynaklı inverterinden direkt olarak beslenemez (Şekil 3.33). Bir yük endüktansı kapasiteli giriş



Şekil 3.32 KGK sistemin şematik diyagramı a) Gerilim kaynaklı
b) Akım kaynaklı



Şekil 3.33 Akım beslemeli 3 faz KGK sistemin temel devre diyagramı

filtresi ile şönt bağlanır. Sonuç olarak, CSR'nin "saglamlığı" (endüktans değeri L_{CSR}) yükün cinsi ile değişmez.

CSR endüktansının etkilenme faktörü;

a) DC hat akımı için bağıl dalgalanma faktörü,

b) CSC ve CSI'nın anahtarlama frekansına,

bağlıdır.

C. Akım Kaynaklı İnverter (CSI):

CSI'nın fonksiyonu, CSR'den gelen dc akımı, tek veya üç fazlı dengeli akıma dönüştürmektir. S2-S4-S6 ve S1-S3-S5 anahtarlarından birer tanesi iletimdedir. Akım transferi esnasında inverterin bir fazıyla diğer fazı arasında minimize gerilim tesiri oluşur(Şekil 3.33). CSI'da geri besleme diyotları gereksizdir.

Tranzistör, GTO veya tristörler giriş dc gerilimi ve çıkış güç seviyesine bağlı olarak CSI bölümünde kullanılabilir.

İki tristörlü inverter şekli farklı komütasyon şeması Şekil 3.34 tedir. İnverter kendinden denetimli anahtarlarla donatılır ve kapasiteli giriş yükünü besler; ayrıca 2 kHz anahtarlama frekansı ile çalışabilir.

İnverter giriş ve çıkış akımının düşük harmonikleri önemlidir. Bunun için minimize eden giriş ve çıkış filtre teçhizatı gerekir.

CSI inverter anahtarlama fonksiyonu sabit (Şekil 3.35) veya Şekil 3.36 daki gibi ayarlı anahtarlama modeli olabilir. Sabit modelli anahtarlama fonksiyonu aşağıdaki avantajları sağlar:

a) Maksimum akım faydalanmasını muhteva eder,

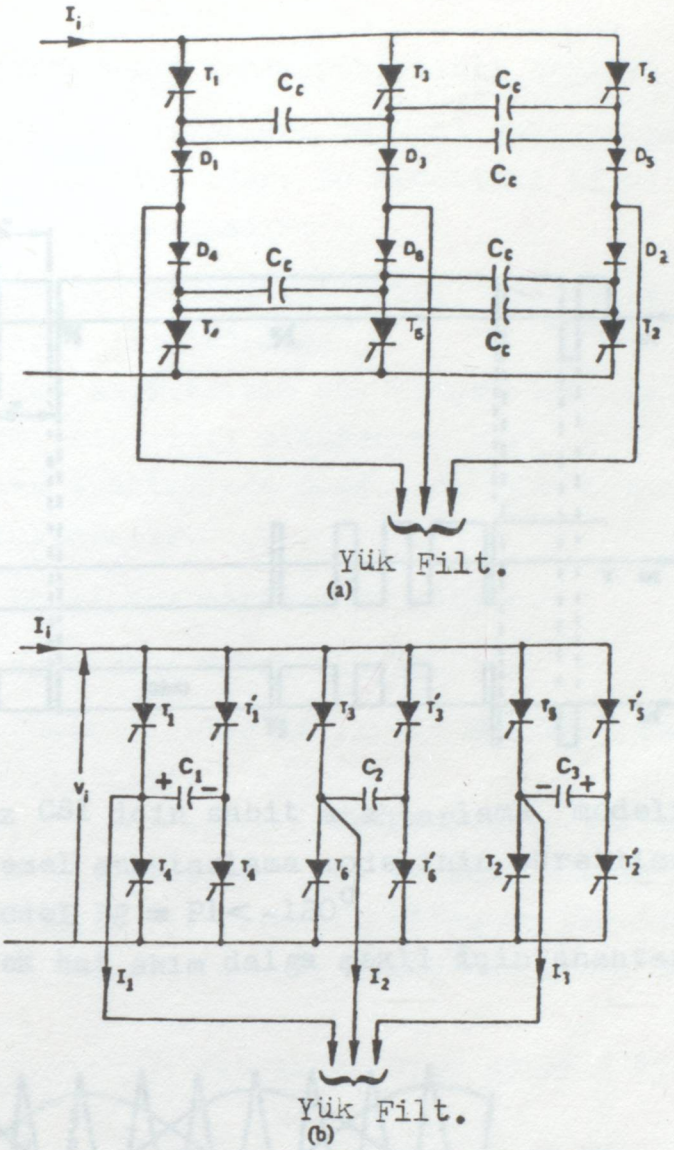
b) En küçük anahtarlama frekansını gerektirir,

c) Küçük teknolojik eleman gerçekleştirilir.

Ancak, yükte inverter kademe değiştiriciliği, değişken anahtarlama modelinden daha yavaştır. İnverter, anahtarlama modelindeki modülasyonun (darbelerin genişliği vs.) derece değişikliği ile pratik olarak aniden cevap verebilir. Ancak, değişken anahtarlama modelleri için yüksek anahtarlama frekansı gereklidir.

D. Yük Filtresi

Yük filtresinin fonksiyonu, özel limitler dahilinde yük ge-



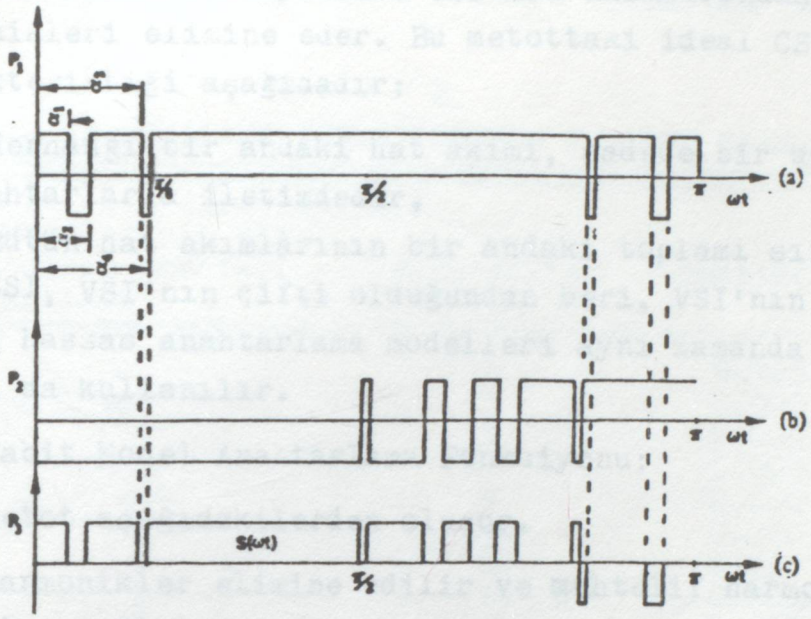
Şekil 3.34 Tristörlü 3 faz CSI şekli a) Otosekanslı şekil
b) Hazır şekil

riliminin kalitesini (harmonik distorsiyon muhtevası) artırmaktır. Filtre, akım darbelerinin tatbiki ile beslenir, kapasite giriş bileşenidir.

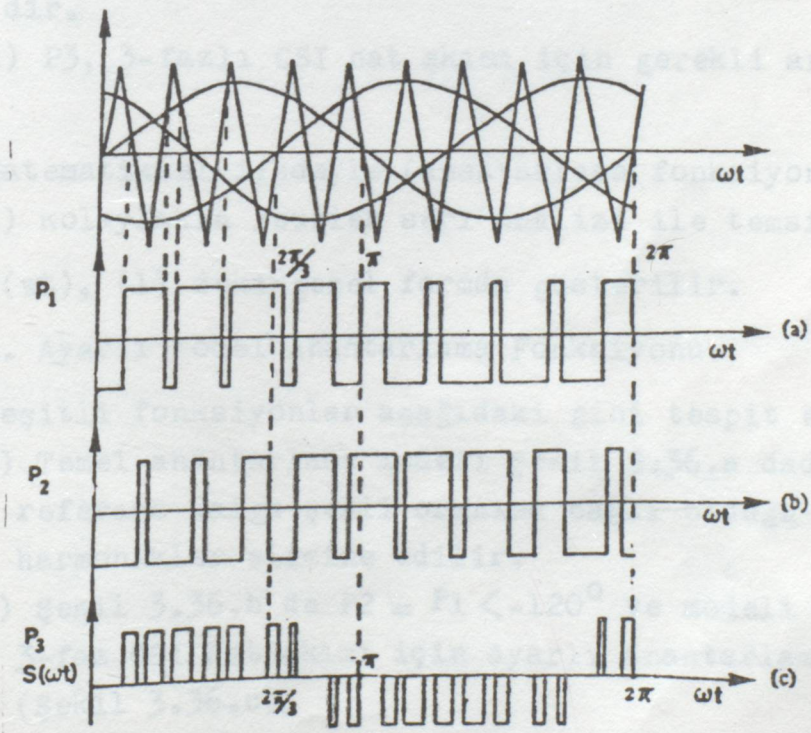
Şekil 3.37a. ve b de CS - KGK için elverişli olan iki filtre şekli gösteriliyor. İlk filtrenin avantajı devre basitliğidir. Ancak ikinci filtrede, reaktif güç az iken yük gerilimi daha iyidir.

E. Yük

KGK yükü, 0,8 kapasitiften 0,8 endüktif güç faktörü ile değişir. Bu yüklere ayrıca doğrultucular, non-lineer veya dikkate değer harmonik akımları da eklenir.



Şekil 3.35 3 faz CSI için sabit anahtarlama modelinin türetilmesi
a) Temel anahtarlama modelinin türetilmesi P1
b) Model P2 = P1<-120°
c) Tek hat akım dalga şekli için anahtarlama modeli P3



Şekil 3.36 3 faz CSI için değişen anahtarlama modelinin türetilmes
a) Temel anahtarlama modeli P1
b) Model P2 = P1<-120°
c) Tek hat akım dalga şekli için anahtarlama modeli P3

3.6.2. Anahtarlama Fonksiyonlarının Sentezi

Anahtarlama fonksiyonları CSI hat akımlarındaki düşük numaralı harmonikleri elimine eder. Bu metottaki ideal CSI'nın üç çalışma karakteristiği aşağıdadır:

a) Herhangi bir andaki hat akımı, sadece bir üstteki ve bir alttaki anahtarlarla iletimdedir,

b) Bütün hat akımlarının bir andaki toplamı sıfıra eşittir,

c) CSI, VSI'nın çifti olduğundan beri, VSI'nın faz-faz gerilimindeki hassas anahtarlama modelleri aynı zamanda CSI'nın hat akımlarında da kullanılır.

A. Sabit Model Anahtarlama Fonksiyonu:

Bu metot aşağıdakilerden oluşur.

a) Harmonikler elimine edilir ve muhtelif harmonikler (5., 7., 11. vb.) zayıflatılır.

b) $\alpha 1, \alpha 2, \ldots, \alpha n$ açıları tristör inverterlerin gerilim kontrolu harmonik eliminasyonu için gerekir. Şekil 3.35.a da görülen anahtarlama modeli P1, 3-fazlı CSI'da iş yapamayabilir.

c) Şekil 3.35.b de $P2 = P1 \angle -120^{o}$ ve Şekil 3.35.c de $P3 = P1 - P2$ dir.

d) P3, 3-fazlı CSI hat akımı için gerekli anahtarlama modelidir.

Matematiksel ifadeyle (anahtarlama fonksiyonu vs.), P3 için S(wt) kolaylıkla Fourier seri analizi ile temsil edilebilir.

S(wt), (1) deki genel formda gösterilir.

B. Ayarlı Model Anahtarlama Fonksiyonu:

Çeşitli fonksiyonlar aşağıdaki gibi tespit edilebilir.

a) Temel anahtarlama modeli Şekil 3.36.a dadır. Taşıyıcı dalganın referans dalga şekli oranına bağlı olduğu durumda düşük numaralı harmonikler elimine edilir.

b) Şekil 3.36.b de $P2 = P1 \angle -120^{o}$ ve modeli $P3 = P1 - P2$ dir. P3, 3-faz CSI hat akımı için ayarlı anahtarlama modeli gerektirir (Şekil 3.36.c).

3.6.3. İnverter Analizi

A. Harmonik Analizi:

Eğer CSI'da, akım kaynağında gerilim harmonik generatörü ve filtre-yük çıkışında akım harmonik generatörü varsa, inverter

analiz muhtevasında önemli ve beklenmeyen sonuçlar meydana gelir. İdeal anahtarlama fonksiyonunun frekans spektrumu Tablo-2 dedir.

TABLO - 2

İDEAL ANAHTARLAMA FONKSİYONUNUN FREKANS SPEKTRUMU

5., 7., 11. harmonik bileşenlerinin elimine sinde anahtarlama açıları	Harmonikler (n)	Genlik(pu)
	1	0.925
	3	0.000
$\alpha_1 = 8.29^o$	5	0.000
	7	0.000
	9	0.000
$\alpha_2 = 13.53^o$	11	0.000
	13	0.050
	15	0.000
$\alpha_3 = 27.46^o$	17	0.007
	19	0.135
	21	0.000
$\alpha_4 = 30.00^o$	23	0.259
	25	0.188

Ayrıca,

a) Anahtarlama fonksiyonu S(wt),

$$S(wt) = A_1 \cdot \cos(w_o t) + \sum_{n=l}^{\infty} A_n \cos(n w_o t) \qquad (1)$$

A_n : S(wt) nin n. harmonik katsayısı

l : S(wt) spektrumundaki en düşük dikkate değer harmonik olarak tanımlanır.

b) İnverter hat akımları I_1, I_2, I_3;

$$\vec{I_1} = \vec{I_i}\vec{S}(wt) = A_1 I_i \cos(w_o t) + I_i \sum_{n=l}^{\infty} A_n \cos(n w_o t) \qquad (2a)$$

$$\vec{I_2} = I_i \vec{S}(wt+120) \qquad (2b)$$

$$\vec{I_3} = I_i \vec{S}(wt-120) \qquad (2c)$$

I_i: CSI giriş (dc hat) akımı

c) Üç-faz gerilimleri V_1, V_2, V_3;

$$\vec{V_1} = \vec{I_1}\vec{Z_o} = A_1 I_i Z_{o1} \cos(w_o t + \Phi_1) + I_n \sum_{n=l}^{\infty} A_n Z_{on} \cos(w_o t + \Phi_n) \qquad (3a)$$

$$\vec{V_2} = \vec{I_2}\vec{Z_o} \quad (3b)$$

$$\vec{V_3} = \vec{I_3}\vec{Z_o} \quad (3c)$$

$\vec{Z_o}$: filtre ve yük empedansı

Z_{on}: n. narmonikteki Z_o değeri

Φ_n : Z_{on}' le tanıtılan gerilim ve akım bileşenleri arasındaki açı

d) İnverter giriş (dc hat vb.) gerilimi V_i;

$$\vec{V_i} = \vec{V_1}\vec{S}(wt) + \vec{V_2}\vec{S}(wt+120) + \vec{V_3}\vec{S}(wt-120) \quad (4)$$

B. Güç Devresi Gerçekleştirilmesi ve Analizi:

CSI' da yarıiletken anahtarların çeşitleri kullanılır.KGK güç oranı ve dc sürücü gerilimine bağlıdır. Bu teçhizatlarda tranzistörler, GTO'lar, asimetrik SCR'ler veya klasik tristörler kullanılabilir.

Anahtarlama fonksiyonu kolaylıkla hat akımı şeklinden bulunabilir (Şekil 3.35 deki gibi).

Şekil 3.34 deki T1 ve T3 tristörleri arasındaki akım transferi şöyledir:

a) T1 ve T2 tristörleri ateşlenir.(iletim kapasiteleri C1, C3 ün gerilim polariteleri terstir),

b) T4, T5 tetiklenir ve C1, C3 başlangıç gerilim polaritesi birkaç mikrosaniye gecikme ile yenilenir,

c) T3 ve T2 tristörleri ateşlenir.

Şekil 3.34 ; a) 6 tristör

b) çok karışık tetikleme modeli gibi dezavantajları vardır.

Avantajları da aşağıdadırı (Şekil 3.34.b),

a) Seridiyota gerek yoktur,

b) Bu yüzden iletken kayıpları azdır,

c) İletim endüktörlerine gerek yoktur,

d) Gerilim zorlaması azdır,

e) İletim kayıpları azdır,

f) İletim işlemi yükten bağımsızdır.

CSI bileşenleri için(en kötü çalışma şartları) akım oran-

ları CSI anahtarlama fonksiyonu S(wt) den kolayca bulunabilir,

$I_{i,o}$: inverter giriş akımının dc bileşeni

Averaj anahtar akımı (ortalama) $I_{AS} \geq \frac{I_{i,o}}{3}$ (6)

rms anahtar akımı $I_{RS} \geq \frac{I_{i,o}}{\sqrt{3}}$ (7)

tepe anahtar akımı $I_{PS} \geq 1.2 I_{i,o}$ (8)

Benzer şekilde, sinüsoidal yük gerilimi ile gerilim oranları,

direkt blokaj gerilimi $V_{FB} = V_{im}$ (9)

ters blokaj gerilimi $V_{RB} = V_{im}$ (10)

V_{im} : CSI giriş geriliminin maksimum değeri

a) Yük (faz-nötr) gerilimi esas bileşeninin rms değeri 1 pu baz gerilimi,

b) Yük akımı esas bileşeninin rms değeri 1 pu baz akımı.

Tablo-4 den görüleceği gibi güç faktörü (PF) 0,8 ileri ve 0,8 geri olarak değişmekte ve Şekil 3.37.a ve b deki filtre bileşen değerleri $I_{i,o} = 1,89$ pu (11)

$V_{im} = 3,20$ pu dur. (12)

3.6.4. Yük Filtresi, CSR, CSC Analizi

Şekil 3.37.a ve b deki iki filtre şekli analiz edilecektir. Bileşke değerleri,

a) Heriki filtrenin yüksüz durumdaki giriş akımı 0,5 pu,

b) Reaktif güç (0,5 pu vb.)

her iki filtrede aynıdır.

$H(nwt) = \frac{\text{Çıkış Ger.}}{\text{Giriş Akımı}}$ transfer karakteristiği (0,8 endüktif PF),

$$H^a(nwt) = \frac{Von}{In} = \frac{X_{c1} Z_{Ln}}{X_{c1} + JnZ_{Ln}} \quad (13)$$

$$H^b(nwt) = X_{c1}X_{c2}Z_{Ln} - n^2 X_{c1}X_L Z_{Ln} + JnX_{c1}X_{c2}X_L / (X_{c1}X_{c2} - n^2 X_{c2}X_L + JnX_{c1}Z_{Ln} + JnX_{c2}Z_{Ln} - Jn^3 X_L Z_{Ln}) \quad (14)$$

H(nwt) : n. harmonikte yük filtresi transfer fonksiyonunun değeri,

V_{on} : n. yük gerilimi harmonik bileşeninin değeri,

I_n : Yük filtresi giriş akımı n. harmonik bileşeninin değeri.

Şekil 3.38.a.b de, Şekil 3.37.a ve b deki çıkış filtreleri için (0,8 yük PF ile) H (nwt) taslağı gösterilmiştir. En kötü yük te ise yük gerilimi THD'si Tablo-4'ten %7,1 ve %2,5 bulunur.

CSR Analizi:

CSR endüktansının değeri şu faktörlere etki eder,

a) dc hat akımı için dalga yükü ΔI_i,

b) CS inverter ve CS kıyıcının anahtarlama frekansı.

Yük geriliminin ΔI_i dalgalanmasının etkisi,

Eğer, $\Delta I_i = \frac{I_{i,g}}{I_{i,o}} \leq 0,2$ ise (15)

$I_{i,g}$: dc hat akımının baskın harmoniği,

$I_{i,o}$: dc hat akımının dc bileşeni.

önemsizdir.

$$I_{i,g} = \frac{V_{gm}}{w_g . L_{CSR}}$$

V_{gm} : CSC çıkış gerilimi esas bileşeninin maksimum genliği,

L_{CSR}: CSR'nin endüktansı,

w_g : CSC kıyıcı frekansı. (16)

CSC % 50 iş frekansı ile çalıştığından V_{gm},

$$V_{gm} = \frac{4}{\pi} . \frac{E_m}{2} = \frac{2E_m}{\pi} \quad (17)$$

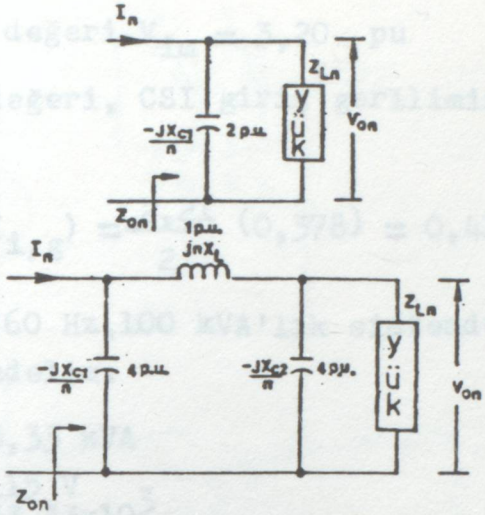
E_m : CSC giriş dc geriliminin maksimum değeri

En kötü yük durumunda (0,8 geri güç faktörü), Tablo-4'le E_m = 2.21 pu dur. (18)

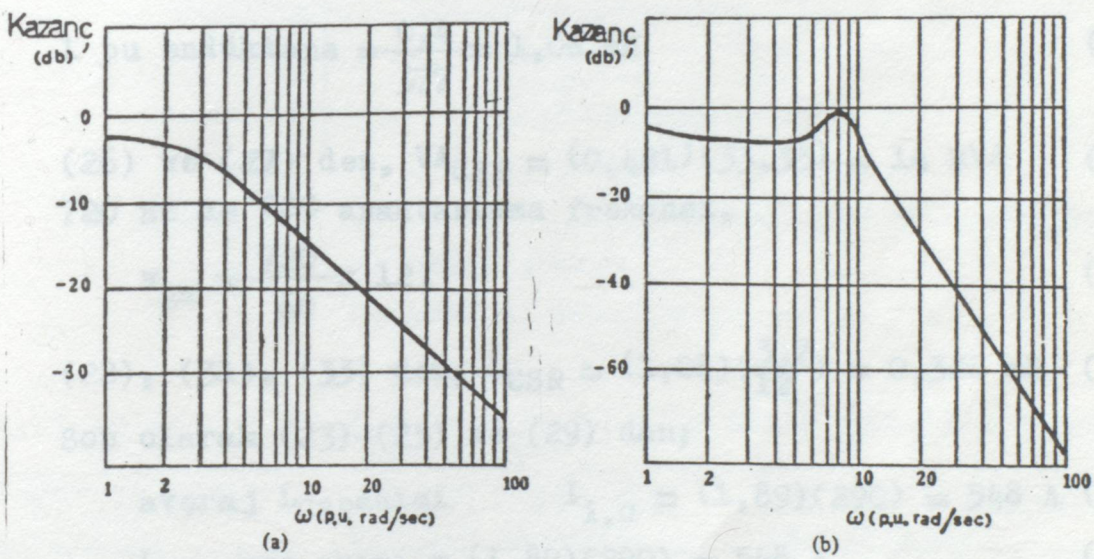
(17) ve (18) den; $V_{gm} = \frac{2}{\pi} \times 2.21 = 1,4$ pu (19)

$$L_{CSR} = \frac{V_{gm}/I_{ig}}{w_g/w_o} = \frac{1,4}{w_{gn} I_{i,o}} \text{ pu} \quad (20)$$

w_o yük frekansı, 1 pu baz frekansı gibi alınır.



Şekil 3.37 Akım beslemeli KGK ile yük filtre şekli
a) Tekli filtre b) Üçlü filtre



Şekil 3.38 Çıkış filtresinin 0,8 ileri yük güç faktörüyle genlik cevabı
a) Şekil 3.37.a daki filtre için
b) Şekil 3.37.b deki filtre için

(15) ve (11) den,

$$I_{i,g} = 0,2\ I_{i,o} = 0,378 \text{ pu} \qquad (21)$$

$$L_{CSR} = \frac{1,4}{0,378 \cdot w_{gn}} = \frac{3,7}{w_{gn}} \text{ pu} \qquad (22)$$

L_{CSR} için akım ve gerilim oranları,

averaj akım değeri $I_{i,o} = 1,89$ pu (23)

rms akım değeri $(I_{i,o}^2 + (\Delta I_i)^2)^{1/2} = 1,89$pu (24)

tepe gerilim değeri $V_{im} = 3,20$ pu (25)

CSR için VA değeri, CSI giriş geriliminin etkisi önemsenmediğinde,

$$VA_{CSR} = \frac{E_m}{2}(I_{i,g}) = \frac{2,21}{2}(0,378) = 0,418 \text{ pu} \quad (26)$$

Örnek: 3-faz,60 Hz,100 kVA'lık sistemde V_{rms}(F-N) = 115 V yük gerilimi kabul edelim.

1 pu güç = 33,33 kVA (27)

1 pu volt = 115 V (28)

1 pu akım $= \frac{33,33 \times 10^3}{115} = 290$ A (29)

1 pu empedans $= \frac{115}{290} = 0,4$ ohm (30)

1 pu endüktans $= \frac{0,4}{377} = 1,06$ mH (31)

(26) ve (27) den, $VA_{CSR} = (0,481)(33,33) = 14$ kVA (32)

720 Hz de CSC anahtarlama frekansı,

$$w_{gn} = \frac{720}{60} = 12. \quad (33)$$

(22), (31), (33) den; $L_{CSR} = (1,06)(\frac{3,7}{12}) = 0,326$ mH (34)

Son olarak (23)-(25) ve (29) dan;

averaj L_{CSR}akımı $I_{i,o} = (1,89)(290) = 548$ A (35)

L_{CSR} rms akımı = (1,89)(290) = 548 A (36)

L_{CSR} tepe gerilimi = (5,44)(115) = 622 V (37)

CSC için oranlar deneme analizi ile tesis edilebilir,

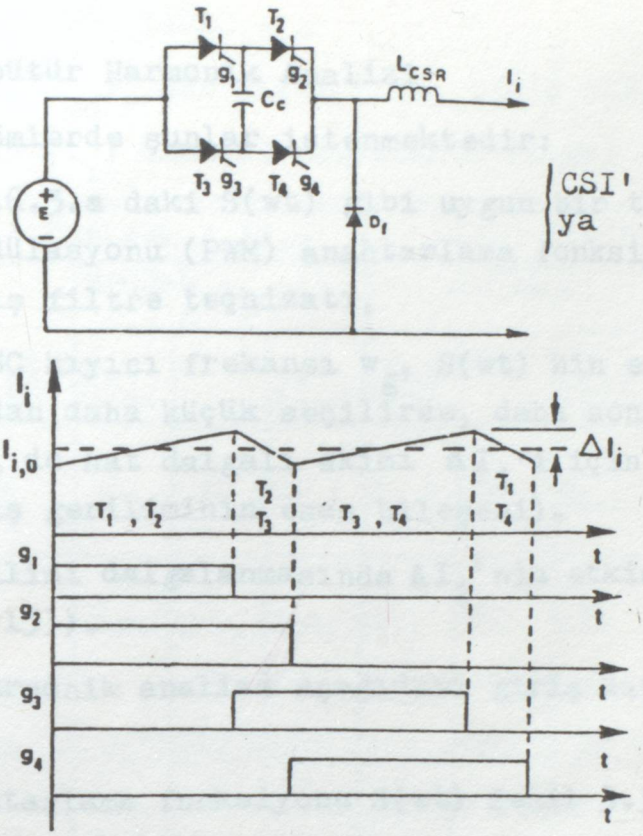
CSC anahtarlama averaj akımı $I_{i,o} = 1,89$ pu (38)

CSC anahtarlama tepe akımı $I_{i,o}(1 + 0,2) = 2,27$ pu (39)

CSC anahtarlama rms akımı $(I_{i,o}^2 + (\Delta I_i)^2)^{1/2} = 1,89$pu (40)

CSC anahtarlama tepe gerilimi $E_m = 2,21$ pu (41)

E_m, giriş dc gerilim seviyesine bağlıdır. CSC;bipolar tranzistör, GTO veya hızlı tristörlerle düzenlenebilir. Şekil 3.39 da verilen modern devre şeması iyi bilinen devre şeklidir. Şemadaki C_c kapasitesi sadece komütasyon aralığında etkin durumdadır. Bundan başka, tristörlerin üst ve alt çiftleri sıra ile iletimdedir.



Şekil 3.39 4 tristörlü CSC anahtar gerçekleştirilmesi

a) Devre şeması

b) Anahtar akım dalga şekli

TABLO-3

DALGALI DC HAT AKIMI İLE GERİLİM VE AKIM DALGA ŞEKLİNİN TAHMİNİ SPEKTRUMU

RMS CSI HAT AKIMI HARMONİKLERİ		RMS CSI ÇIKIŞ FAZ GERİLİM HARMONİK.		RMS GİRİŞ GERİLİMİ HARMONİKLERİ	
Harmonik	Genlik(pu)	Harmonik	Genlik(pu)	Harmonik	Genlik(pu)
1	1,12	1	1,00	0	1,93
3	0,00	3	0,00	6	0,01
5	0,00	5	0,00	12	0,09
7	0,00	7	0,00	18	0,23
9	0,00	9	0,00	24	0,33
11	0,00	11	0,00	30	0,11
13	0,06	13	0,01	36	0,04
15	0,00	15	0,00	42	0,15
17	0,01	17	0,00	48	0,09
19	0,16	19	0,02	54	0,02
21	0,00	21	0,00	60	0,14
23	0,31	23	0,03	66	0,06
25	0,23	25	0,02	72	0,12
1	2	3	4	5	6

3.6.5. Kompütür Harmonik Analizi

Önceki bölümlerde şunlar istenmektedir:

1) Bölüm 3.6.3.a daki S(wt) gibi uygun bir tarzda seçilen darbe genişlik modülasyonu (PWM) anahtarlama fonksiyonları minimize giriş ve çıkış filtre teçhizatı,

2) Eğer, CSC kıyıcı frekansı w_g, S(wt) nin en düşük harmoniğinin frekansından daha küçük seçilirse, daha sonra, (16) da gösterildiği gibi, dc hat dalgalı akımı ΔI_i'i için esas kaynak V_{gm} dir. (CSC çıkış geriliminin esas bileşeni).

3) Yük gerilimi dalgalanmasında ΔI_i'nin etkisi % 20 den aşağıdır (bakınız (15)).

Kompütür harmonik analizi aşağıdaki giriş datası ile açıklanır.

a) CSI anahtarlama fonksiyonu S(wt) Şekil 3.35 te gösterildiği gibidir (Tablo - 2 deki anahtarlama açılarıyla).

b) Normalleştirilmiş CSC anahtarlama frekansı $w_{gn} = 18$ (22) alınır.

c) Yük filtre şekli ve bileşen değerleri Şekil 3.37.a ve b dedir.

d) Yük güç faktörü 0,8 endüktif —0,8 kapasitif arasında değişir.

e) İnverter çıkışında faz-nötr geriliminin esas bileşeni 1 pu gerilim bazına eşit alınır.

f) İnverter yük akımının esas bileşeni 1 pu akım bazına eşit alınır.

g) DC hat akımındaki dalgalanma % 20 olanadek artabilir.

Kompütür analizinin sonucu aşağıdaki gibi tablolanır. Tablo-3 gerilim ve akım dalga şekli spektrasını içine alır ve dalgalı dc hat akımı I_i ile PF = 1'le saptanır. 1, 3 ve 5. kolonlar tek çift harmonikleri, 2, 4 ve 6. kolonlar CSI hat akım, CSI yük gerilim ve CSI giriş geriliminin spektrumunu gösteriyor.

Tablo - 3'ün muhteviyatından açıkça görüleceği gibi, CSI giriş ve çıkış gerilimlerinin (düşük harmoniklerin elimine edilmesiyle) harmonik spektrası ile uygun olarak S(wt) fonksiyonu seçilir.

TABLO - 4

CSI YÜK GERİLİMİ (V_{on}), HAT AKIMI (I_l), GİRİŞ GERİLİMİ (V_i) ve GİRİŞ AKIMININ (I_i) TAHMİNİ KARAKTERİSTİKLERİ

	TEKLİ FİLTRE(şek.3.37.a)						ÜÇLÜ FİLTRE (şek.3.37.b)					
	DALGALI			%20DAL.w_{gn}=18			DALGALI			%20 DAL.w_{gn}=18		
	PF=0,8 GERİ	PF=1	PF=0,8 İLERİ	0,8 GERİ	1	0,8 İLERİ	0,8 GERİ	1	0,8 İLERİ	0,8 GERİ	1	0,8 İLERİ
YÜK GERİLİMİ THD	%3	%4	%5	%4,3	%5,9	%7,1	%0,8	%1	%1,2	%1,6	%2,1	%2,5
HAT AKIMI THD	%50	%50	%50	%62.8	%60,3	%59,3	%50	%50	%50	%63,4	%60,3	%59
GİRİŞ GERİLİMİ THD	%33,1	%38	%59,2	%33,1	%38,6	%60,9	%33,3	%37,4	%57,3	%33,4	%38,9	%61,
MAKSİMUM GİRİŞ DC GERİLİMİ E_m(pu)	2,14	1,93	1,27	2,14	1,93	1,28	2,21	1,97	1,30	2,21	1,97	1,3(
DC HAT AKIMININ DC BİLE. $I_{i,o}$	1,12	1,55	1,89	1,08	1,50	1,83	1,09	1,52	1,86	1,06	1,47	1,7
İNVERTER MAKSİMUM GİRİŞ AKIMI V_{im}(pu)	3,09	2,94	2,29	3,08	2,91	2,28	3,17	2,94	2,25	3,20	2,91	2,
KOLON	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	1

NOT: $THD = \frac{1}{\text{Esas dalga}} \left(\sum(\text{n. harmonik bileşeni})^2\right)^1$

CSI giriş gerilimi baskın harmoniklerinin genlikleri 0,33 pu dan küçüktür. (n = 18,24,30 için 6. sütun). (17) ve (20) den V_{gm}= 1,4 pudur.

Tablo-4 te, CSI yük gerilimi, hat akımı, giriş gerilimi ve giriş akımı için karakteristikler verilmiştir. En kötü yük durumunda ΔI_i %20 civarındadır, yük geriliminin THD değerinde %20 artar.(3. ve 6. kolonlar)

Bundan başka Şekil 3.37 deki yük filtrelerinin performansındaki bazı farklılıklar Tablo - 4 te açıklanıyor. Şekil 3.37.b deki filtrede aynı çalışma şartları için daha kaliteli yük gerilimi (en düşük THD değerleri) sağlar.

3.6.6. Deney Sonuçları

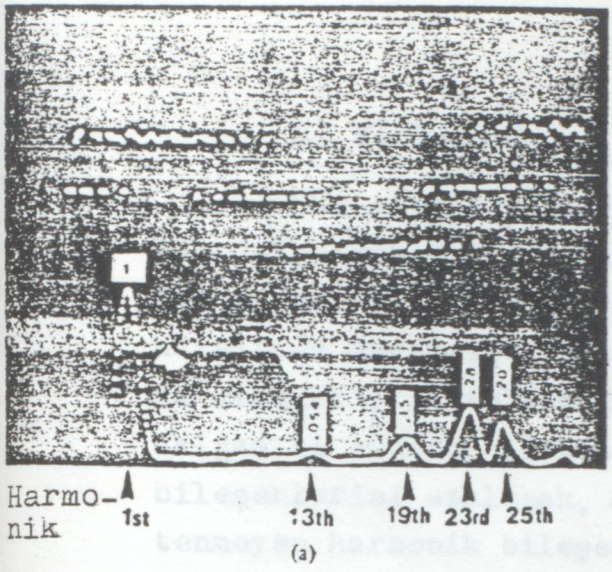
Akım kaynaklı KGK sistemin fizibilitesi sergilenir ve tahmin sonuçlar seçilir, deneysel olarak 2 kVA'lık ünite düzenlenmiştir. Tablo ünitelerle saptanan sonuçlar Şekil 3.40-3.42 dedir.

Şekil 3.40.a ve b de CSI hat akım ve faz-nötr gerilim dalga şekli ve spektrumu görülmektedir. Bu deneysel sonuçlar dalgalı dc hat akımı, ünite yük güç faktörü ve ilk filtre için (Şekil 3. 37.a) saptanır. Tablo - 3 ün 2. ve 4. sütunları karşılaştırılır ve deney sonuçları alınır.

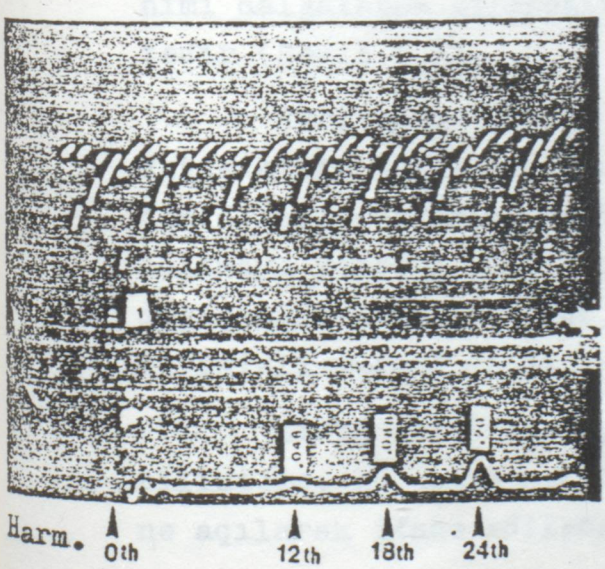
CSI giriş gerilimi ve spektrumu Şekil 3.41 dedir. Tablo-3 6. sütunun tahmini sonuçlarına uygun olarak Şekil 3.42 çizilebilir.

Sonuç:

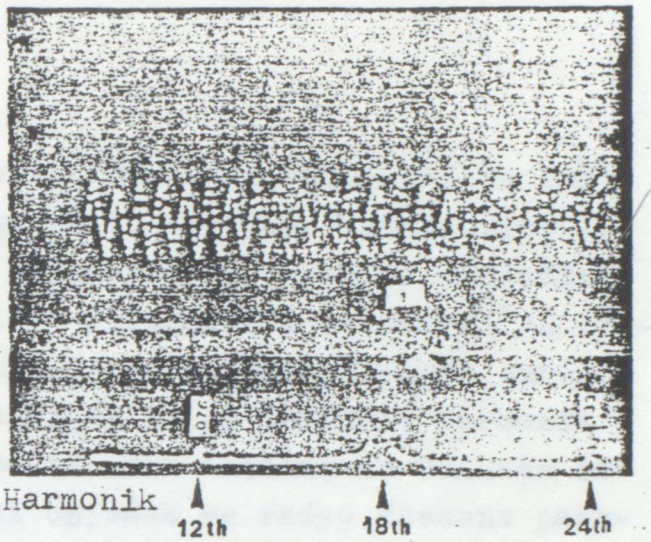
KGK sistemlerde yüksek güvenilirlik elde etmek için PWM akım kaynaklı inverter kullanılır. Uygun olarak seçilen CSI anahtarlama fonksiyonları KGK giriş ve çıkış filtreleme teçhizatlarını minimize edebilir.(akım kaynaklı reaktör ve yük filtresi vb.). KGK sistemlerde, gerilim kaynağıyla beslenen sistemin hızlı cevap vermesi ile akım kaynağıyla beslenen sistemin yüksek güvenilirliği birleştirilir.

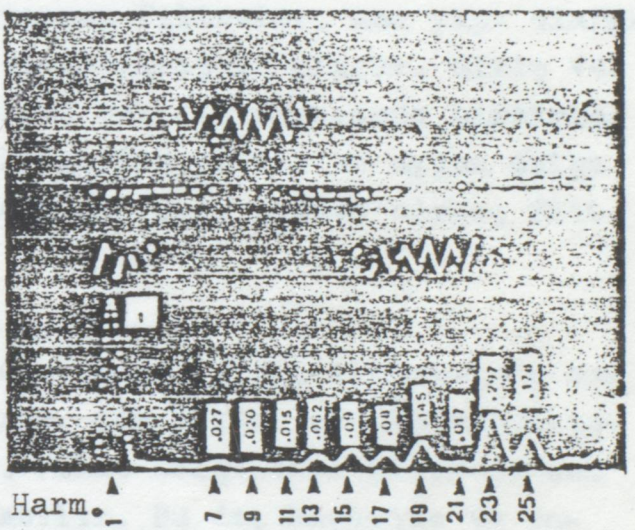


Şekil 3.40 Dalgalı dc hat akımı ile deneysel CSI sonuçları a) CSI hat akımı ve spektrumu (sıfır-tepe akımı 7 A) b) CSI faz-nötr gerilimi ve spektrumu (sıfır-tepe akımı $115\sqrt{2}$ V)



Şekil 3.41 Deneysel CSI giriş gerilimi ve ünite yük güç faktörü, tekli filtre ve dalgalı dc hat akımlı





Şekil 3.42 DC hat dalgalanma akımı $\Delta I = \%20$, tekli filtre ve ünite yük güç faktörü ile deneysel sonuçların saptanması a) DC hat dalgalı akım ve spektrumu b) CSI hat akımı(sıfır-tepe 7 A) c) CSI faz-

4. FİLTRELER

Güç elektroniğinde, devre çıkış veya girişlerinde gerilim dalga şekli ideal bir dalga şekli olmayıp, harmonikler içerir. Filtreler, bu harmonik bileşenlerin yapısını değiştirip düzeltmek amacıyla kullanılırlar. Filtrelerin en önemli kullanma alanları; doğrultucudan beslenen herhangi bir yükün gerilim dalgasını süzmek, inverter çıkışında dalga şeklinin harmonik bileşenlerini azaltmak, alternatif akım sisteminde bulunan istenmeyen harmonik bileşenlerini önlemek ve radyo frekans parazitlerini engellemek sayılabilir.

Çeşitli şekillerde tasarlanan filtreler, ana yapı olarak endüktans, kapasite ve direnç elemanlarından oluşur. Giriş veya çıkışa konulabilen filtrelerde, belirli yapılarda birbirleriyle bağlantılar yapılarak, kullanılma yerine en uygun dalga şekli elde edilebilir. Şimdi kompleks yapı içeren birkaç filtre örneğini ele alalım:

4.1. Şok Giriş Filtresi:

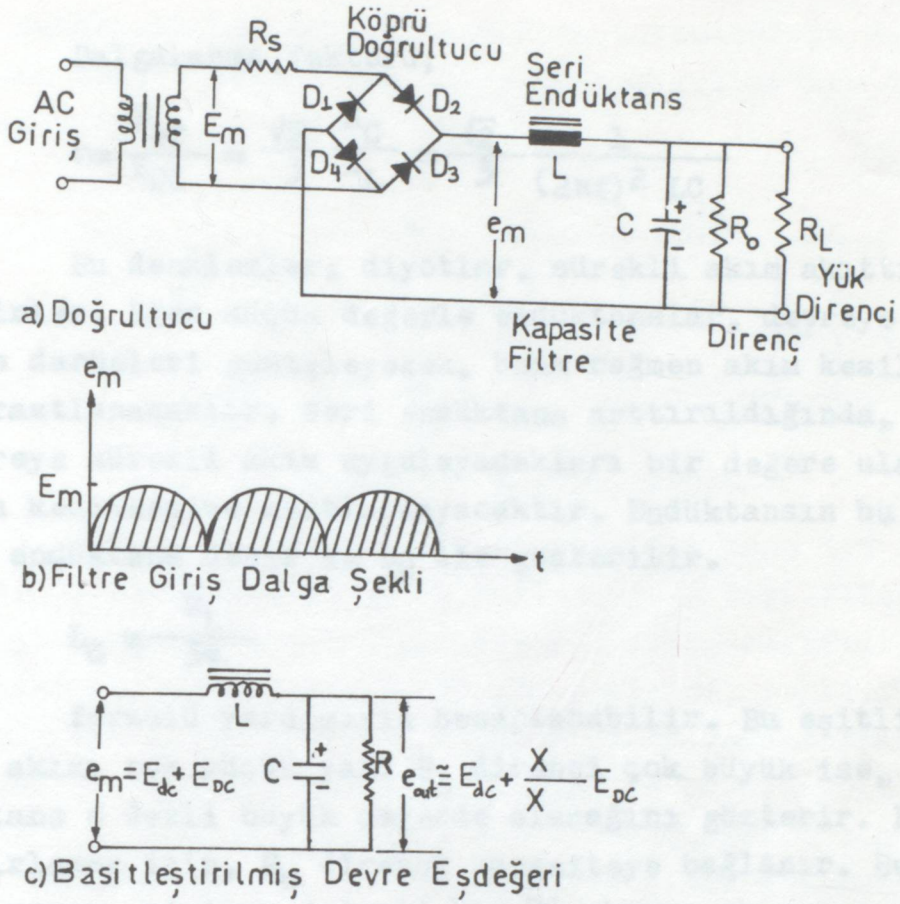
Basit kapasite elemanından oluşan giriş filtresinde sadece kapasite değerini arttırarak, çok küçük gerilim dalgalanmaları üretmek mümkün olabilir. Fakat dalgalanma bileşeni çok daha etkin bir şekilde azaltılabilir. Bu da, kapasite ve endüktansların filtre sisteminde beraber kullanılmasıyla sağlanır. Bir filtre tasarımında, LC sisteminin gerekliliği, yeterli sadeliği sağlarken, genelde köprü doğrultucular ile kullanımı dalgalanma bileşenlerinin düşük olması nedeniyle istenmektedir (Şekil 4.1).

Seri endüktans L, üzerinden geçen akımdaki herhangi bir değişikliğe karşı uygunluk göstermesi temel özelliğidir. Bundan dolayı yük akımındaki alternatif akım değişikliklerini azaltmaya yönelir. Paralel bağlı C ise, üzerindeki gerilimin değişimine karşı gelerek, yük gerilimindeki alternatif gerilim değişikliklerini azaltmaya yönelir.

Giriş gerilimi e_{in}, tam dalga doğrultucusunun çıkış gerilimidir. Bu dalga şekli, matematiksel olarak, Fourier serisine açılarak ifade edilebilir.

Bu sayede e_{in} geriliminin,

$$E_{DC} = \frac{2E_m}{\pi} \qquad (1)$$



Şekil 4.1 Şok Filtre Devresi

değerinde bir DC bileşeni bulunur. Bunun yanında değişik frekanslarda bir dizi AC bileşeni de (harmonikler) içermektedir. 2f frekanslı ikinci bileşen, bütün kompleks alternatif bileşenler arasında $(4/3\pi\sqrt{2})\ E_m$ değeri ile en büyük olanıdır. Bütün bu harmonikler rahatlıkla ihmal edilebilir. Böylece e_{in}, sadece ikinci harmonik ve E_{DC} bileşeni içerir. e_{in} gerilimi filtre sistemine uygulanır.

Endüktansın iç direncini ihmal ederek, E_{DC} bileşen, kapasite üzerinde sonrada filtre çıkış kutupları üzerinde görülecektir. AC bileşen, L ve C içeren reaktif gerilim bölücü tarafından azaltılır. L ve C'nin değeri, genelde endüktif reaktans X_L, ve kapasitif reaktans X_C iken, $X_L \gg X_C$ olacak şekilde seçilir.

Kapasite üzerinden gelişen dalgalı gerilim, XL ve X_C nin gerilim bölümü ile belirtilir ve değeri,

$$E_{ef} \Longrightarrow E_{AC}\frac{X_C}{X_L} = E_{DC}\frac{\sqrt{2}}{3}\frac{X_C}{X_L} \qquad (2)$$

Dalgalanma faktörü;

$$r = \frac{E_{ef}}{E_{DC}} = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{X_C}{X_L} = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{1}{(2\pi f)^2 LC} \qquad (3)$$

Bu denklemler; diyotlar, sürekli akım akıttığında geçerlidirler. Eğer küçük değerle endüktanslar, devreye sokulursa, akım darbeleri genişleyecek, buna rağmen akım kesilmesine hala rastlanacaktır. Seri endüktans arttırıldığında, diyotların devreye sürekli akım uygulayacakları bir değere ulaşılacak ve akım kesilmesine rastlanmayacaktır. Endüktansın bu değerine kritik endüktans denir ve L_C ile gösterilir.

$$L_C = \frac{R_L}{3w} \qquad (4)$$

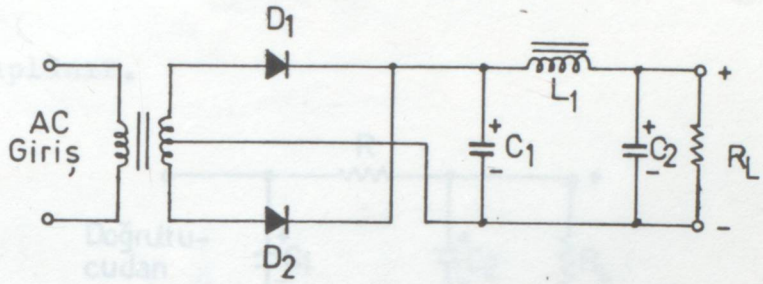
formülü yardımıyla hesaplanabilir. Bu eşitlik, eğer DC yük akımı çok küçük yani R_L direnci çok büyük ise, kritik endüktans o denli büyük değerde olacağını gösterir. L_C değerini sınırlamak için, R_b direnci kapasiteye bağlanır. Bu direnç, her zaman, minimum değerli bir DC akımın akmasına neden olur. Sonra L_C'nin maksimum değerini belirler. R_b direncinin başka görevleri de vardır. Eğer yüksek kalitede bir kapasite kullanılırsa, özellikle yük tamamen ayrıldığında veya güç kaynağı açıldığında şarjını uzun süre taşıyabilir. Bu direnç, kapasite için boşalma devresi gibi davranır ve olabilecek ciddi kazaları önler.

Endüktansın değerini sınırlamak için, direnç kullanmak yerine, endüktansın içinden geçen DC akım değeriyle değişen magnetik bir devre kullanılabilir. Bu devrenin magnetik özelliği, hava aralığının olmaması, böylece endüktansın düşük DC akımlarında yüksek değerli olmasıdır. Düşük değerli yüklerde bundan dolayı endüktans yükselir, alternatif akım reaktansının artması ve akım değerinin azalması, devamlı olmayan akımlardaki akışla başlar. Ağır yüklerdeki akımlarda, endüktans küçüktür, herhangi bir yük akım kapasiteden değil, doğrudan diyot ve transformatör üzerinden beslenebilir. Bu özellik devrenin gerilim regülasyonunu düzeltir.

4.2. π Tipi Filtre :

L tipi bir filtrenin başına bir kapasite eklenerek, π tipi bir filtre elde edilebilir. DC çıkış gerilimin dalgalan-

re, tasarımda çok düşük dalgalanma istendiğinde kullanılır. Bundan dolayı sadece tam dalga doğrultucular ile birleşmiş olarak kullanılır.(Şekil 4.2)



Şekil 4.2 π Tipi Filtre

π Tipi filtrenin çalışma şeklinin daha iyi anlaşılması için, L_1 endüktans ve C_2 kapasitesinin L tipi filtre oluşturduğu, giriş geriliminde C_1 kapasite giriş filtresi üzerinden sağlandığı düşünülebilir. DC yük gerilimi, yaklaşık olarak, C_1 üzerindeki doğru gerilime eşittir ve bu endüktanstaki gerilim düşümü ile azalır. Devrenin DC gerilim regülasyonu, kapasite giriş filtresinde yeterince zayıf olduğundan,π tipi filtrede daha da zayıflar. C_1 üzerinde ortaya çıkan alternatif akım bileşenleri L tipi filtre L_1C_2 ile daha da azalır. L_1'nin reaktansı C_2'nin reaktansından daha fazladır. AC bileşenlerdeki yaklaşık azalmayı kapatmak için L_1 ve C_2'nin oluşturduğu gerilim bölümü verilir.

Dalgalanma faktörü:

$$r = \sqrt{2}\,\frac{X_{C1} \cdot X_{C2}}{R_L \cdot X_{L1}} \qquad (5)$$

Burada reaktanslar dalgalanma bileşeninin frekansında hesaplanmalıdır.

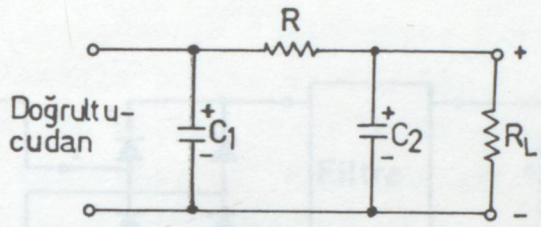
4.3. RC Tipi Filtre:

Bir endüktans özellikle küçük değerlerde hem çok yer kaplar, hem de istenmeyen ağırlığa neden olur. Çok sıkı bir filtreleme gerektiğinde π tipi filtrede L yerine direnç kullanarak istenilen sonuç elde edilebilir. DC çıkış gerilimi, C_1 kapasitesinin üzerindeki doğru gerilimden çıkarılabilir. Yine direnç üzerindeki gerilim düşümü ile azalacaktır. π tipi filtrede olduğu gibi dalgalanma bileşeni, R-C_2 gerilim bölücünün davranışı ile azalmaktadır. Bu azalma yaklaşık olarak XC_2/R' ye eşittir.

Dalgalanma faktörü,

$$r = \sqrt{2}\,\frac{X_{C1} \cdot X_{C2}}{R_L \cdot R} \qquad (6)$$

olarak hesaplanır.



Şekil 4.3 RC Filtre

4.4 Doğrultucu Çıkış Geriliminin Düzeltilmesi:

Doğrultucu yük gerilimini süzmek için kullanılan ana filtreler Şekil 4.4 te gösterilmiştir. Burada filtrenin iki darbeli dalga şekli içeren bir doğrultucu çıkışına bağlandığı farzedilmiştir. Sadece endüktanstan oluşan filtre girişe uygulanan devamlı akımı düzeltir ve doğrultucuya endüktif yük bağlanması ile eşdeğer dalga şekilleri gösterir.

Sadece kapasiteden oluşan filtre, kapasitenin alternatif gerilim kaynağı tepe değeri ile dolar ve üstel olarak RC zaman sabiti ile orantılı olarak yük direnci üzerinden boşalır. Kaynak akımı kapasitenin kısa dolma periyodu nedeniyle hızlı yükselme zamanı ve darbe şekline bağlıdır.

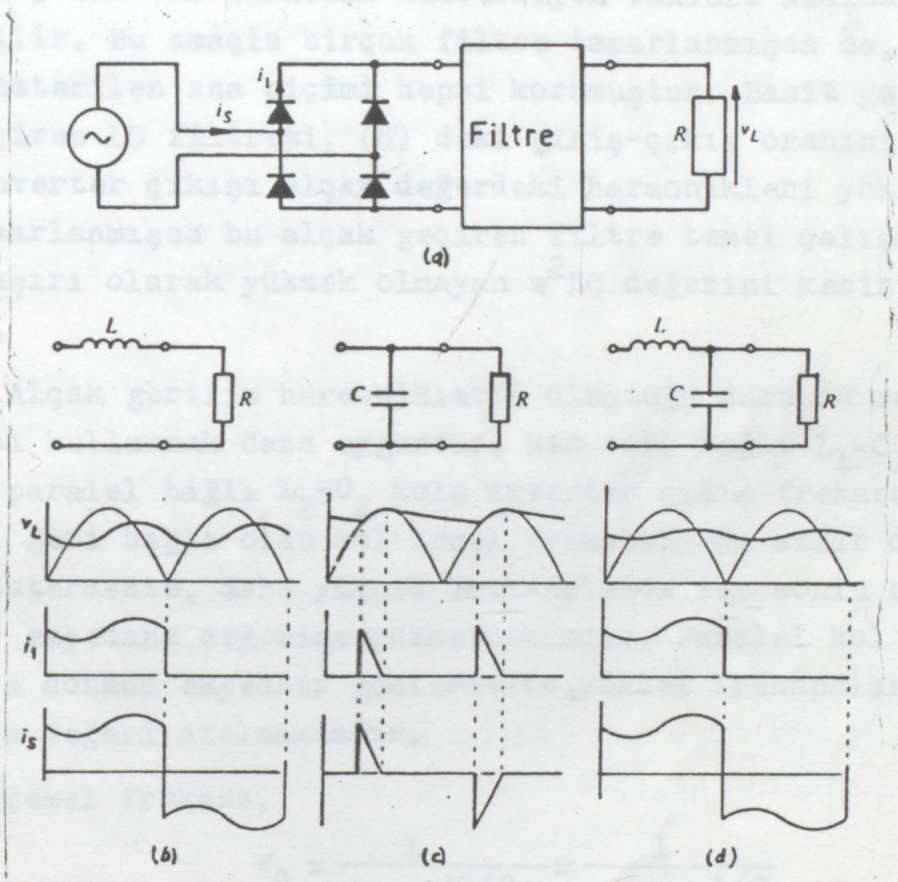
Kapasitenin ve endüktansın birleşimi sonucu elde edilen filtrede kapasite yük gerilimini sabit tutmaya çalışırken, endüktans akımı düzeltir. Böylece giriş akımı kare dalga şeklini alır. LC filtrenin verimi ana değer ve harmonik bileşenleriyle birlikte doğrultucu çıkış geriliminin incelenmesiyle açıklanabilir. Eğer yük direnci çok büyük bir değerde ise, filtrenin çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı;

$$\frac{1/wC}{wL} - 1/wC = \frac{1}{w^2LC - 1} \qquad (7)$$

olarak verilir. Filtre tasarımında gözönüne alınması gereken bir diğer hususta filtre ile doğrultucu arasında bir fiyat dengesinin kurulmasıdır. Küçük darbeli doğrultucu ile yüksek fiyatlı filtre kullanılırken, daha pahalı olan yüksek darbeli

doğrultucu ile daha düşük fiyatlı bir filtre kullanılmalıdır.

Gerilim dalgalanmasındaki azalma kullanılan sistemin özelliklerine göre bir dizi basit filtrenin arka arkaya bağlanmasıyla sağlanabilir.



Şekil 4.4 Doğrultucu çıkış geriliminin süzülmesi

Yük gerilimindeki dalgalanma faktörü, toplam alternatif bileşenlerin efektif değerlerinin ana değer oranı olarak tanımlanır.

$$r = \frac{(V_{1ef}^2 + V_{2ef}^2 + \cdots + V_{nef}^2)^{1/2}}{V_m}$$

$$= \frac{(V_{ef}^2 + V_m^2)^{1/2}}{V_m} \qquad (8)$$

V_{ef} : Toplam dalga

V_m : Ana değer

4.5. İnverter Çıkış Gerilimi Filtreleme:

Daha önce bölüm 1.5. te açıklandığı gibi inverter çıkış dalga şekilleri kare dalga veya darbe genişlik modülasyonu ile harmonikli dalga şeklindedir. Bu dalga şekilleri harmonik bileşenlerini azaltmak için bir filtre kullanımı gerekir. Genel olarak % 5 lik bir harmonik distorsiyon faktörü azalması kabul edilebilir. Bu amaçla birçok filtre tasarlanmışsa da, Şekil 4. 5 te gösterilen ana biçimi hepsi korumuştur. Basit yapıdaki alçak geçiren LC filtresi, (8) deki giriş-çıkış oranını içermez. Eğer inverter çıkışı alçak değerdeki harmonikleri yok etmek için tasarlanmışsa bu alçak geçiren filtre temel çalışma frekansında aşırı olarak yüksek olmayan w^2LC değerini kesin olarak sağlar.

Alçak gerilim harmoniklerin oluştuğu durumda rezonans filtresi kullanmak daha uygundur. Hem seri bağlı L_1-C_1 kolu hem de paralel bağlı L_2-C_2 kolu inverter çıkış frekansını ayarlarlar. Seri bağlı olan kol temel frekanslarda sıfır direnç değeri göstermekte, daha yüksek frekanslarda ise sonlu olarak artan bir empedans değerine yükselmektedir. Paralel kol temel frekansta sonsuz empedans göstermekte,yüksek frekanslarda ise empedans değeri azalmaktadır.

Temel frekans,

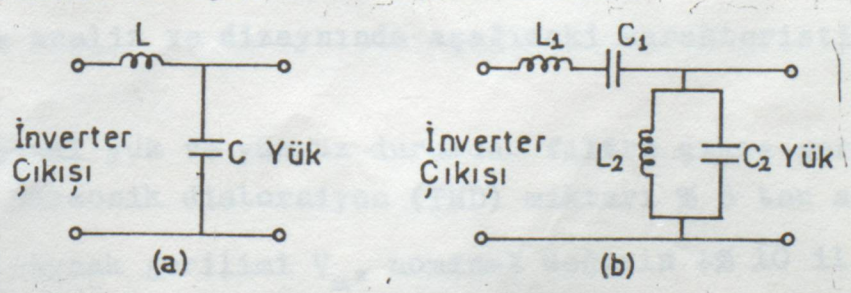
$$w_o = \frac{1}{(L_2C_2)^{1/2}} = \frac{1}{(L_1C_1)^{1/2}} \qquad (9)$$

değerinde iken,

$C_1 = AC_2$ ve $L_2 = AL_1$ değerlerine ayarlanırsa, n harmonik sayısı olmak üzere $w = n.w_o$ ise,

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - 1/A\ (n - 1/n)^2} \qquad (10)$$

n. harmonik ve açık devre için bulunur.



Şekil 4.5 İnverter çıkış dalgasının süzülmesi

Filtrelerin toplam verimi, devreye yük bağlandığında referansla karşılaştırılarak, yükün ani değişimleri ile hata oluşması halinde ortaya çıkacak sorunlar göz önüne alınarak hesaplanmalıdır.

4.6. Tek Faz KGK Sistem İçin Optimum Filtre Dizaynı

Tek fazlı kesintisiz güç kaynağı sistemi çıkış filtresi için sistematik dizayn işlemi hazırlanır.ve ilk olarak KGK sistemin temel karakteristikleri tesis edilir. Analizden sonra 4 farklı filtre şekli, sinüsoidal darbe genişlik ve tek faz modüleli inverter çıkış gerilimi için karşılaştırılır. Mukayesenin esası çift modülasyon tekniği için "optimum" filtreyi seçmektir.

Darbe genişlik modülasyonu (PWM) kesintisiz güç kaynağı sistemlerinde en çok kullanılan bir metottur. Kontrol ünitelerı dizaynında özel olarak kullanılan çıkış gerilimi dalga şekli harmonikleri elimine edilen PWM şemaları düzenlenebilir.

Filtre dizayn işlemi, klasik (tek darbe) ve ileri (sinüsoidal darbe genişlik) modülasyon teknikleri ile tek faz KGK sistem için yapılır. Sonuçta: KGK sistem karakteristiğinin kurulması, sistemin giriş-çıkış talebi, "en çok" ekonomik olan çıkış filtresi dizaynı gibi "çözüm" bekleyen problemler ortaya çıkar.

4.6.1. Çıkış Filtresi Dizayn Özeti ve Karakteristikler

Çıkış filtresi dizayn işlemi şunlardan ibarettir;

a) Spesifikasyonun (karakteristik) taslağı ve filtre dizaynında hesap hassaslığı,

b) Gerekli olan çıkış filtresi dizayn bilgisini kullanarak analiz ve dizayn metodunu seçmek,

c) Deneysel ve teorik sonuçları karşılaştırmak.

Filtre analiz ve dizaynında aşağıdaki karakteristikler sağlanır.

1) Nominal yük ve yüksüz durumda filtre çıkış gerilimi V_o'ın toplam harmonik distorsiyon (THD) miktarı % 5 ten az olur,

2) DC kaynak gerilimi V_s, nominal değerin +% 10 ile -% 20

arasında değişir,

3) Nominal yük güç faktörü (PF) 0,8 kapasitif ve 0,8 endüktife ayarlanmasına izin verir,

4) Çıkış filtresi donanımında, giriş geriliminin esas harmonikleri mümkün olduğu kadar zayıflatılır.

Ayrıca aşağıda farzedilenler de yapılır,

1) SPWM filtre giriş geriliminin bir yarı periyot (N) darbelerinin "optimum" sayısı 6'dır,

2) Çıkış filtresi kayıpsızdır,

3) Filtre giriş gerilimi dalgası idealdir (İnverterin anahtarlama teçhizatı idealdir),

4) Filtre fiyatı, filtre reaktif kVA'sı ile orantılıdır,

5) Filtre endüktif kVA'sı, kapasitif kVA'nın iki katıdır,

6) Filtre çıkış geriliminin esas harmonikleri rms değeri 1 pu ya eşittir,

7) Nominal yük 1 pu ya eşittir.

Filtre analiz ve dizaynı, tek darbe modüleli (SPM, Şekil 4.6.a) ve sinüsoidal darbe genişlik modüleli (SPWM, N = 6, Şekil 4.6.b) giriş gerilimi ile yapılır.

Bu işlem aşağıdakilerden ibarettir:

a) Filtre giriş (veya inverter çıkış) gerilimi dalga şeklinin harmonik analizi,

b) Çıkış filtresinin bileşenleri ve şeklinin "optimizasyonu",

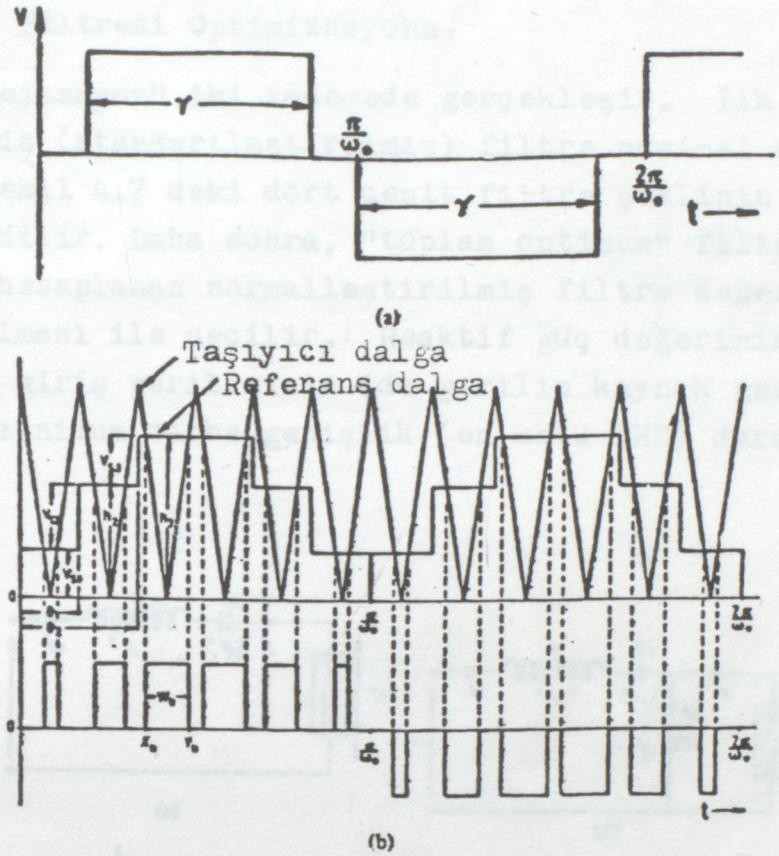
c) Çıkış filtresi dizaynına uygun bilgiler gerçekleştirilir,

d) İşlemsel ve deneysel sonuçlar karşılaştırılır.

4.6.2. Filtre Giriş Gerilimi Dalga Şeklinin Harmonik Analizi

Filtre giriş gerilimi harmonik bileşenlerinin rms değerleri aşağıdaki ifadelerle verilmiştir.

Şekil 4.6.a nın SPM dalga şekli için,



Şekil 4.6. a) Tek darbe modülasyonu dalga şekli (SPM)
b) Sinüsoidal darbe genişlik modülasyonu (SPWM) dalga şekli (N = 6, M = 0,75)

$$V_{in} = \frac{4V_s}{n\pi\sqrt{2}} \sin\frac{\gamma}{2} \qquad (1)$$

Şekil 4.6.b nin SPWM dalga şekli için,

$$V_{in} = \frac{4V_s}{\pi\sqrt{2}} \sum_{k=1}^{N/2} \int_{X_k}^{Y_k} \sin n\omega t \, d\omega t$$

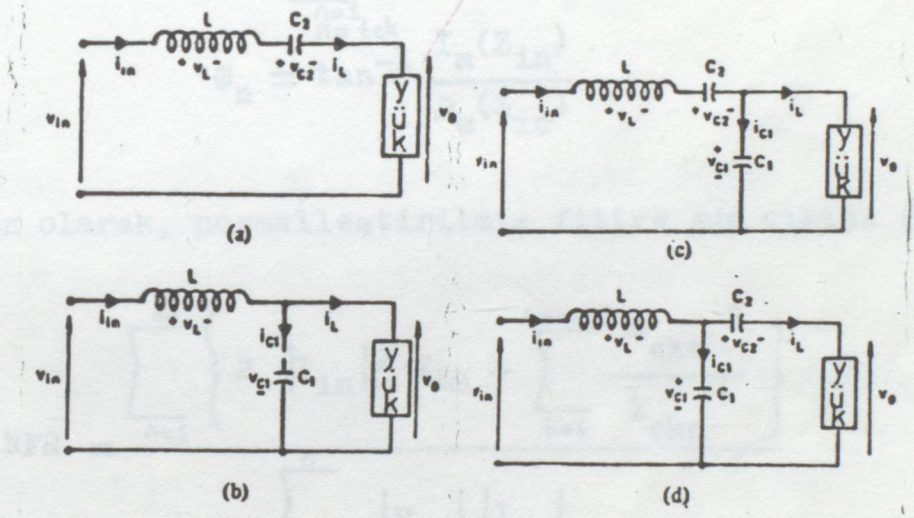
$$= \frac{4V_s}{\pi n\sqrt{2}} \sum_{k=1}^{N/2} (\cos nX_k - \cos nY_k) \qquad (2)$$

Şekil 4.6.b nin referansı ile V_{s1}, V_{s2}, V_{s3} ün relatif değerleri tanımlanır. X_k ve Y_knın değerleri sadece modülasyon indeksi (M) ne bağlıdır.

$$M = \frac{\text{Referans dalga şeklinin genliği}}{\text{Taşıyıcı dalga şeklinin genliği}}$$

Çıkış Filtresi Optimizasyonu:

"Optimizasyon" iki kademede gerçekleşir. İlk olarak normalleştirilmiş (standartlaştırılmış) filtre nominal değeri (bakınız (7)) Şekil 4.7 deki dört çeşit filtre şeklinin her biri için tesis edilir. Daha sonra, "toplam optimum" filtre şekli, filtrelerin hesaplanan normalleştirilmiş filtre değerlerinin karşılaştırılması ile seçilir. Reaktif güç değerinin hesaplanması, filtre giriş geriliminin (dc gerilim kaynak gerilimi maksimum iken) minimum darbe-genişlik (en kötü THD) durumu altında yapılır.



Şekil 4.7 Filtre şekilleri a) 1.Tip b) 2.Tip c) 3.Tip d) 4.Tip

Optimizasyon işlemi, (1) veya (2) den filtre giriş gerilimi V_{in}'in harmonik genliklerinin hesaplanması ile başlar. Daha sonra her bir harmonik frekansı n'de giriş empedansı Z_n ve H_n filtre fonksiyonu bulunur. $V_{on} = V_{in}.H_n$ filtre çıkış geriliminin harmonik genliklerini verir. Çıkış geriliminin THD muhteviyatı,

$$THD = \left[\sum_{\substack{n=3 \\ n:\text{tek sayı}}}^{\infty} \left(\frac{V_{on}}{V_{o1}} \right)^2 \right]^{1/2} \qquad (3)$$

dir.

Eğer THD>% 5 ise, filtre bileşenleri kümesine bakılır, yeni bir küme ile yer değiştirilir ve işlem tekrarlanır. Eğer THD<% 5 ise, filtre giriş akımı $I_{in} = V_{in} / Z_{in}$ den hesaplanabilir. Filtre bileşenleri reaktif güç çıkışlarının V_{in}, I_{in} ve V_{on} ları kolaylıkla hesaplanır. Örneğin:

Filtre indüktör güç akışı, $$IR = \sum_{n=1,\ n=\text{tek sayı}}^{\infty} |I_{in}|^2 \cdot X_{LN} \text{ pu} \quad (4)$$

Filtre indüktör rms akımı, $$I_{Lrms} = \sum_{n=1}^{} |I_{in}|^2 \ ^{1/2} \text{ pu}$$

Filtre indüktör tepe akım çıkışı, grafik gösterimden tesis edilir,

$$i(t)_{\text{indüktör}} = \sqrt{2} \sum_{n=1,\ n=\text{tek}}^{\infty} |I_{in}| \sin(nw_o t - \Phi_n) \text{ pu} \quad (6)$$

$$\Phi_n = \tan^{-1} \frac{I_m(Z_{in})}{R_e(Z_{in})}$$

Son olarak, normalleştirilmiş filtre güç çıkışı (NFR),

$$NFR = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} \left\{ 2\ |I_{in}|^2 \cdot X_{Ln} + \sum_{k=1}^{1 \text{ veya } 2} \frac{V_{ckn}^{\ 2}}{X_{ckn}} \right\}}{\sum_{n=1,\ n=\text{tek}}^{n} |V_{on}| . |I_{on}|} \quad (7)$$

V_{ck} : k. filtre kapasitesinin rms gerilimi,

V_{ckn} : V_{ck}'nın n. harmoniğinin rms değeri,

X_{Ln}, X_{ckn} : n. harmonik frekansındaki filtre indüktör ve k. filtre kapasitesinin reaktansı,

I_{in}, I_{on} : filtre giriş ve çıkış akımlarının n. harmoniklerinin rms değerleri.

Filtre bileşenlerinin bütün değerlerinin veya bazı değerlerin artması ile birlikte NFR değerleri bilgisayarla hesaplanabilir. X_{L1} ve $X_{C1} \longrightarrow 0$ veya X_{L1} ve $X_{C1} \longrightarrow \infty$ olduğunda NFR $\longrightarrow \infty$ olur.

Şekil 4.7.c deki filtre tipi için,

$$H_n = - \frac{j \frac{X_{C1}}{n} \cdot Z_{Ln}}{\frac{X_{C1}}{nX_L - \frac{X_{C2}}{}} + \left(nX_L - \frac{X_{C1} + X_{C2}}{} \right) Z_{L_n} \cdot j}$$

$$= - \frac{jX_{C1} Z_{Ln}}{X_{C1}\left(nX_L - \frac{X_{C2}}{n}\right) + j(n^2 X_L - X_{C1} - X_{C2})\, Z_{Ln}} \qquad (8)$$

Ancak, $V_{I1} \cong V_{o1}$ veya, $H_1 \cong 1$ olur. Böylece $X_L = X_{C2}$ (9) dir.

Ayrıca, işlem (1) de gerekli olanlar yüksüz işletim için ($Z_{LD} \longrightarrow \infty$), THD $\leq$ % 5 dir. İhtiyat ile $Z_{LD} = \infty$ ve

$$|H_n| = \frac{1}{(n^2 - 1)\frac{X_L}{X_{C1}} - 1} \qquad (10)$$

saptanır.

Yarım periyotta altı darbe ile SPWM filtre giriş gerilim dalga şekli için baskın harmonik 11. harmoniktir (2N - 1 den) ve bu, dalganın frekans spektrumundan gösterilebilir.

$$H_{11} = \frac{1}{((11)^2 - 1)\frac{X_L}{X_{C1}} - 1} \leq 0{,}045 = 120\, \frac{X_L}{X_{C1}} \geq 23{,}2$$

$$= \frac{X_L}{X_{C1}} \geq 0{,}193 \qquad (11)$$

Filtre bileşenleri arasındaki benzer oranlar bütün filtre şekilleri ve herbir modülasyon teknikleri için tesbit edilebilir. Çıkış filtresinin "optimizasyonu" için gerekli hesaplama zamanı azaltılabilir.

"Optimum" Filtre Dizayn Datası:

Filtre dizayn datası Tablo - 5 de görülmektedir, ayrıca aşağıdakilerde dahil edilebilir.

a) SPWM ve SPM giriş gerilimi ile "toplam optimum" filtre şekillerinin (minimum NFR değerli konfigürasyon) belirlenmesi,

b) a) da saptanan filtre dizaynı için gerekli bilgi.

yarı periyotta 6 darbeli ve SPWM (N = 6) giriş gerilimli

TABLO - 5

ÇIKIŞ FİLTRESİ DİZAYN İŞLEMİ

	SPM FİLTRE GİRİŞ GERİLİMLİ	SPWM ($N_= 6$) FİLTRE GİRİŞ GERİLİMLİ
i)"Optimum filtre" tipi	III (Şek.4.7.c)	II (Şek.4.7.b)
ii)"En kötü" yük p.f. (0,8 kap.) halinde toplam normalleştirilmiş eşdeğer filtre gücü	NFR = 11,10 pu	NFR = 2,163 pu
iii)"Optimum filtre" bileşen değerleri	X_L = 1,05 pu X_{C1} = 1,01 pu X_{C2} = 1,05 pu	X_L = 0,29 pu X_{C1} = 1,52 pu
iv)İnverter çıkış gerilimi esas bileşeninin maksimum rms değeri	DC giriş gerilimi nominal değerinin % 65'i	DC giriş gerilimi nominal değerinin % 45'i
v)İndüktör rms akımı	1,78 pu	1,51 pu
vi)İndüktör tepe akımı	2,60 pu	2,53 pu
vii)Seri kapasitelerin tepe gerilimi	2,62 pu	-
viii)Şönt kapasitelerin tepe gerilimi	1,41 pu	1,41 pu
ix)Şönt kapasite rms akımı	0,99 pu	0,65 pu
x)1 pu gerilim	$\frac{V_{dc.nominal}}{1,53}$	$\frac{V_{dc.nominal}}{2,2}$
xi)Yük empedansı	1 pu	1 pu

optimum çıkış filtresi durumu i), ii) ve iii) de görülmektedir. Filtre N = 4 darbe ile kullanılırsa daha sonra % 100 olarak artan NFR'nin değeri gösterilebilir. Bu şekilde N = 6 açık olarak daha iyidir. Filtreler aynı ise, N = 8 olduğunda NFR'nin % 27 azalması gösterilebilir. Ancak, N = 6 yerine N = 8 seçilirse aşağıdaki dezavantajlar oluşmaktadır.

1) İnverter verimi azalır (iletim kayıpları artar).

2) Belirli giriş gerilimi darbelerinin genişliği azalır ve esas tristörler ile iletim zamanı aralığı kıyaslanır. Böylece düşük modülasyon indeksi değerinin hakikisi bulunur.

3) İnverter lojik ünitesi çok karışıktır.

Tablo - 6

MODÜLASYON İNDEKSİ = 0,50 SPWM FİLTRE GİRİŞ VE ÇIKIŞ GERİLİMİ HARMONİK BİLEŞENLERİNİN ÖLÇÜM VE TAHMİNİ RMS DEĞERLERİ

n	V_{in}(giriş gerilimi)		V_{on}(çıkış gerilimi)	
	Tahmini Değerler(V)	Ölçülen Değerler(V)	Tahmini Değerler(V)	Ölçülen Değerler(V)
1	37,00	37,00	7,00	35,50
3	0,00	0,30	0,00	0,15
5	0,00	0,10	0,00	0,00
7	0,00	0,20	0,00	0,00
9	9,85	2,80	0,10	0,00
11	25,00	31,00	1,10	1,40
15	5,00	8,00	0,12	-
13	21,00	25,00	0,60	0,70

Deney ünitesi dizayn işlemlerinin sağlamlığını artırmak için birleşmiştir. Bu ünite tam köprü akım kontrollu inverterlerde faydalıdır. III. tipteki optimum filtre şekli ve lojik ünitesi, gerekli SPWM teknolojisi ile kontrol sinyalini üretir. Sonuçların nümunesi Tablo-6 ve Şekil 4.9-10 (SPWM giriş gerilimli filtre ile) ve Şekil 4.11 (SPM filtre giriş gerilimi ile) görülüyor.

$n \leq 11$ için Tablo-6 nın ikinci ve üçüncü sütunlarının muhteviyatları arasında mukayese yaparsak, teorik ve deneysel sonuçlar alınır. $n \geq 11$ için deneysel giriş sonuçları % 15 averaj ile tahmin edilir. Ancak, $n \geq 11$ için % 15 sapmanın etkisi yüksek harmonik zayıflatılmasından dolayı azdır.

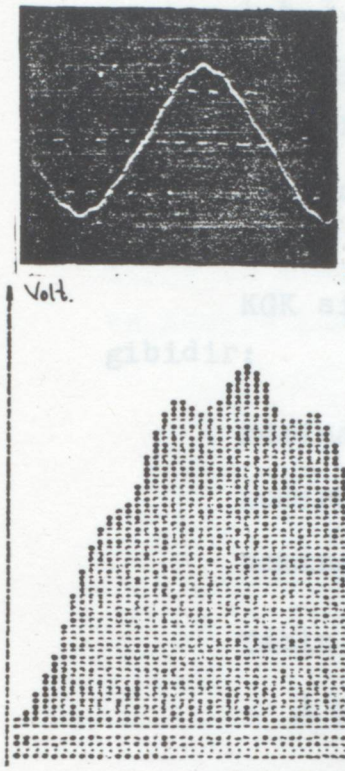
Tahmin nümunesi, deneysel akım ve gerilim dalga şekli Şekil 4.8-4.11 dedir. Ayrıca,

a) Tahmini dalga şekillerinin hesaplanması için sadeleştirmeler,

b) Hesaplama hatası,

c) Deneysel hatalar,

ortaya çıkar.



V_o skala

Yatay apsis:
2 ms/div.

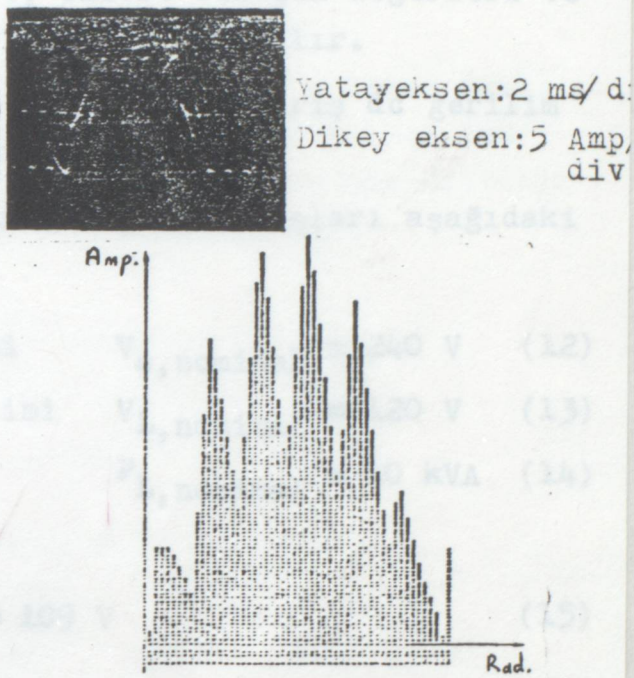
Dikey eksen:
20 Volt/div.

V_{in} skala

Yatay eksen:
2 ms/div.

Dikey eksen:
skalasız.

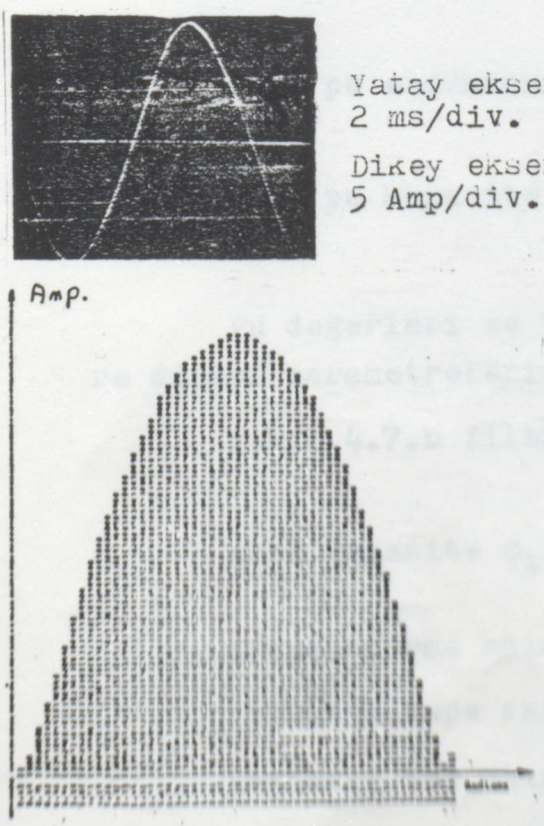
Şekil 4.8. Filtre giriş ve çıkış dalga şekilleri (0,8 emdüktif)



Yatayeksen:2 ms/d

Dikey eksen:5 Amp/div

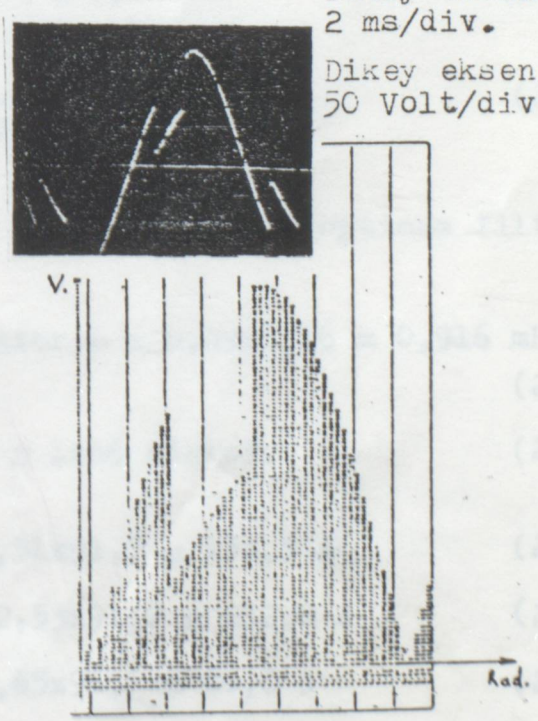
Şekil 4.10. Filtre indüktör akımı dalga şekli (SPWM filtre giriş gerilimi ve 0,8 endüktif yükle)



Yatay eksen:
2 ms/div.

Dikey eksen:
5 Amp/div.

Şekil 4.9. Yük akımı dalga şekilleri (SPWM filtre giriş geri-



Yatay eksen:
2 ms/div.

Dikey eksen:
50 Volt/div.

Şekil 4.11. Filtre indüktör gerilimi dalga şekli (SPM filtre

4.6.3. Çıkış Filtresi Dizayn Örneği

Aşağıdaki dizayn örneğinde, filtre bileşen değerleri ve oranları Tablo - 5 deki pu değerlerinden çıkarılır.

Dizayn, SPWM filtre giriş gerilimi ve giriş dc gerilim değişimi ile + % 10, - % 20 arasında yapılır.

KGK sistem teçhizatlarının giriş ve çıkışları aşağıdaki gibidir;

nominal dc kaynak gerilimi $V_{s,nominal} = 240$ V (12)

nominal ac(rms) yük gerilimi $V_{L,nominal} = 120$ V (13)

nominal zahiri yük gücü $P_{L,nominal} = 10$ kVA (14)

Tablo - 5'ten;

$$1 \text{ pu } V = \frac{V_{s,nominal}}{2,2} = 109 \text{ V} \quad (15)$$

$$1 \text{ pu güç} = 10\,000 \text{ VA} \quad (16)$$

$$1 \text{ pu akım} = \frac{10\,000}{109} = 91,7 \text{ A} \quad (17)$$

$$1 \text{ pu empedans} = \frac{109}{91,7} = 1,190 \text{ ohm} \quad (18)$$

$$1 \text{ pu endüktans} = \frac{1,19}{377} = 3,16 \text{ mH} \quad (19)$$

$$1 \text{ pu kapasite} = \frac{1}{1,19 \times 377} = 2229 \text{ mikroF.} \quad (20)$$

Pu değerleri ve Tablo - 5 deki (3. sütun) optimum filtre dizayn parametrelerinden,

Şekil 4.7.b filtresi endüktör $L = 0,29 \times 3,16 = 0,916$ mH (21)

şönt kapasite $C_1 = \frac{2229}{1,52} = 1466$ mikroF. (22)

indüktör rms akımı $\hat{I}_L = 1,51 \times 91,7 = 138,5$ A (23)

indüktör tepe akımı $I_L = 2,53 \times 91,7 = 232,0$ A (24)

kapasite rms akımı $I_C = 0,65 \times 91,7 = 60,0$ A (25)

kapasite tepe gerilimi $\hat{V}_{C1} = 109\ 2 = 154$ V (26)

(27) ve (13) ten gerekli yük gerilim değerine ($V_{L,nominal}$ = 120 V_{rms}) filtre çıkış gerilimini (109 V_{rms}) eklemek için filtre ve yük arasına transformatör yerleştirilmelidir.

Sonuç: Bu taslak tek faz KGK sistem için optimum çıkış filtresinin dizayn işlemidir. KGK sistemi dizayn işlemi tek darbe ve sinüsoidal darbe genişlik modülasyonları ile üretiiir ve komple KGK ünitesinde kolaylıkla kullanılabilir.

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ 1937 KÜTÜPHANESİ

4.6.4. Tipik KGK Karakteristikleri:

A. Çevre Şartları:

- Çalışma çevre sıcaklığı: 0-40°C.
- Çalışmama ve depolama çevre sıcaklığı: -20 - 70°C.
- Bağıl nemlilik: Bütün sıcaklıklar için % 0-90.
- Barametrik Basınç:
  Çalışmama seviyesi - Denizden ..... yükseklikte.
  Çalışma ve depolama - Denizden ..... yükseklikte.

B. Elektriksel Karakteristikler:

- KGK oranı: kVA, kW, Hz, faz.
- Batarya oranı: _____ dakika için tam KGK oranı.
- Giriş gücünün karakteristikleri:
  Gerilim- Tam nominal gerilim +%10, -%15.
  Frekans- Frekans oranı +/- %5.
  Akım artış limiti- Maksimum 30 periyot için tam yükte %600.
  Güç faktörü- Tam yükte, giriş gerilimi +/- %5 ve normal batarya geriliminde 0,8 endüktif.
- Çıkış Gücü Karakteristikleri:
  Oran- kVA, kW, Hz ve faz.
  Gerilim- Volt, sarım sayısı.
  Gerilim regülasyonu- Dengeli yükler için +/- %2; %50 dengesiz yükler için + %10, -%8.
  Frekans- 60-415 Hz, +/- %5.
  Regülasyon- Ayarlanabilir.
- Harmonik: Toplam rms maksimum %5, tek harmonikler maksimum %3.

Faz kayması: Dengeli yüklerde- 120°, +/-1/2°,
%50 dengesiz yüklerde- 120°, +/-3°.

- Gerilim dengesizliği:
  Dengeli yüklerde- Üç fazın aritmetik ortalamasından +/- %1
  %20 d.siz yüklerde- Üç fazın aritmetik ortalamasından +/-%1
  %50 d.siz yüklerde- Üç fazın aritmetik ortalamasından +/-%2
- Gerilim değişimi:
  %20 yük kademesinde- +/- %4
  %30 yük kademesinde- +/- %5
  %50 yük kademesinde- +/- %8
  AC giriş gücüne dönerken ve kayıpta- +/- %1
  %100 yükün el transferinde - +/- %4

- Gerilim geçiş recovery (düzenleme) zamanı: 50 ms. de çıkış gerilimi oranının % 1'i içinde.
- Aşırı yükleme oranı: Bir periyot için 10 dk.da tam yükteki oranın % 125'i, minimum 30 s. için tam yükteki oranın % 150'si, minimum çıkış gerilimi oranında (kısa devrede kullanılabilir) % 300.
- Verim: KGK sistem verimi % 90 veya daha yüksektir.
- Gürültü işitilebilirliği: KGK donanımından 6 ft. uzakta 70 dB ses basıncı seviyesi normaldir.
- Topraklama: KGK modüle şasisi, teçhizat topraklama terminali ile donatılmıştır.

C. Mekanik Konstrüksiyon:

- Emniyet: Bileşen mesafesi, bakım için yeterli yüzeye müsaade etmelidir.
- Giriş: Ön giriş sadece yer tasarrufu bakımından üstün tutulmalıdır.
- Artık soğutma: % 100.
- Nakil giriş alanının elverişliliği.
- Besleme iletkeninin tel bağlantısı elverişliliği.

D. Ölçü Aletleri:

- Faz komütatör anahtarı ile, giriş gerilim ve akım ölçümleri
- DC batarya şarj/deşarj ampermetresi.
- DC batarya voltmetresi.
- Aynı ölçü aleti ile by-pass kaynak ve KGK çıkışını denetleyen komütatör anahtar ile ac voltmetre.
- KGK çıkış ve by-pass kaynak ac ölçü aleti.
- Aynı ölçü aleti ile by-pass kaynak ve KGK çıkışını denetleyen komütatör anahtar ile frekansmetre.

E. Alarm:

İşitilebilir alarm sistemleri olarak aşağıdakileri verebiliriz.

- Aşırı yükleme alarmı.
- Aşırı yükleme kesme alarmı.
- Teçhizat aşırı ısı alarmı.
- Çevre aşırı ısı alarmı.
- Sigorta arıza alarmı.
- Vantilatör arıza alarmı.
- Batarya şalteri açma alarmı.

- Düşük batarya alarmı.
- DC aşırı gerilim alarmı.
- Giriş gücü arıza alarmı.
- Güç faktörü kontrol alarmı.
- Çıkış aşırı gerilim/düşük gerilim alarmı.
- Statik anahtar alarmı.
- By-pass kaynağın yük alarmı.

F. Işıklı Sürücü:

Işıklı sürücü, KGK'nın basit olarak tek-hat resmini çizecektir. Sinyal tablosu LED (Light emitting diode) lerle yapılacaktır. Herbir anahtar iki ışıklıdır; anahtar kapandığında biri yanar ve anahtar açıldığında diğeri yanar. Devre şalterleri aşağıdaki gibi gösterilmelidir.

- Modüle AC giriş devre şalteri,
- Batarya devre şalteri,
- Sistem çıkış devre şalteri,
- Sistem by-pass devre şalteri.

G. Kontrol:

- KGK/by-pass transfer anahtar.
- AC çıkış gerilimi ayarı ± % 5.
- Batarya devre şalteri şönt ikaz bobini basma düğmesi.
- Koruma kapağı ile tehlikeyi durdurma butonu.
- Lambalı test/ tekrar kurma tertibatı basma düğmesi.

H. Uzaktan Kontrol Paneli:

- KGK batarya alarmı.
- Düşük batarya alarmı.
- Yükte by-pass alarmı.
- Kusurlu işletme alarmı.
- Reset(tekrar) butonu ile işitme alarmı.
- Lambalı test/reset butonu.

I. Batarya:

- KGK çıkışı amper-saat oranı elverişli olmalıdır.
- Hücre kurşun-kalsiyum tipte seçilmelidir.
- Batarya bakım şarjında hücre başına 2,25 V'ta çalışmalıdır.

Deşarj anında uçlarda hücre gerilimi 1,67 V'tan azolmamalı, hücre tam yüklü ve 77 ^{o}F'de özgül ağırlığını korumalıdır

SONUÇ

Kullanım alanlarına göre, girişi ve çıkışı bir veya üç fazlı olarak imal edilebilen KGK, bilgi işlem sistemlerinde, havaalanı, hastane ve askeri bölgelerde, kesintisiz güç gerektiren sanayii üretim tesislerinde, enerji santrallarının kumanda sistemlerinin ve alarm tertibatlarının beslenmesinde, kısaca kullanılan enerjinin belirli bir kalitenin üzerinde olması gereken yerlerde kullanılmaktadır.

Bilgisayarların Türkiye'de yaygınlaşmasıyla birlikte KGK sistemleri de Bilgisayarla beraber kullanılmaya başlamıştır. Başlangıçta, Bilgisayar sistemlerinde KGK düşünülmesi Türkiye'nin enerji sorunundan kaynaklanmıştır. Bu, enerji sıkıntısı olmayan ülkelerde KGK sistemlerinin kullanılmadığını düşündürmekle birlikte, gelişmiş ülkelerde Bilgisayar sistemlerinde KGK'ların kullanılması Türkiye'den çok daha yaygın durumdadır. Örneğin, Amerika'da toplam senelik elektrik kesintisinin 2 - 5 dakika civarında olmasına rağmen, mikrolar dışında hemen hemen bütün bilgisayarlarda KGK kullanılmaktadır.

Bölüm 1.2.5. te anlatıldığı gibi, senkronize edilmiş ac güç kaynaklarının (KGK ve şebeke) paralel çalışması mümkündür. Paralel çalışma anında kaynakların birinde meydana gelen arızadan dolayı yük gerilimi değişmez.

Küçük güç değerlerinde (30 - 40 kVA'ya kadar) tranzistörlerin, büyük güç değerlerinde de tristörlerin en iyi çözüm olduğunu, en iyi sonuçların poligonal devreli inverterlerle elde edildiğini ve PWM'in belirli durumlarda önemli üstünlükler sağladığı ifade edilebilir.

Gerilim beslemeli KGK'da (inverter çıkış geriliminin dc bileşenleri) farkedilmesi güç güvenilirlik problemleri ortaya çıkmaktadır. Bu dc bileşenler; dc hat gerilimindeki dalgalanma, anahtarlama tertibatındaki küçük distorsiyonlar ve yarıiletkendeki gerilim düşümlerinden meydana gelir.

Akım kaynaklarından beslenen KGK bazı problemlerden muaftır. Ancak, onlarda da akım kaynağını oluşturmak için ekstra güç dönüşümü gereklidir. Tristör inverter için bu dezavantaj;

inverter bileşen sayısının ve iletim kayıplarının azaltılması ile dengelenir.

KGK sistemlerde, gerilim kaynağıyla beslenen sistemin hızlı cevap vermesi ve akım kaynağıyla beslenen sistemin yüksek güvenilirliği birleştirilir.

KAYNAKÇA

(1) ARIKAN, Cemil; "Kesintisiz Güç Kaynakları Üzerine Bir Değerlendirme", KAYNAK Elektroteknik Araç Gereç Sanayii Dergisi, Şubat 1984, Sayı 21.

(2) İZGÜL, İsmet; "Kesintisiz Enerji İhtiyacı ve Kesintisiz Güç Kaynakları", KAYNAK Elektroteknik Araç Gereç Sanayii Dergisi, Ocak-Şubat 1985, Sayı 29.

(3) ÇELTEKLİGİL, Uğur; "Kesintisiz Güç Kaynakları ve Uygulamadaki Önemi", KAYNAK Elektroteknik Araç Gereç Sanayii Dergisi, Ocak 1986, Sayı 35.

(4) WOLPERT, T. ; "Uninterruptible Power Supply For Critical AC Loads - A New Approach", IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. IA-10, No:5, September/October 1974.

(5) CHAUPRADE, Robert; "Inverters For UPS", IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. IA-13, No:4, July/August 1977.

(6) ZIOGAS, Phoivos D.; MANIAS, Stefanos; WIECHMANN, Eduardo P.; "Application Of Current Source Inverters in UPS Systems", IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. IA-20, No:4, July/August 1984.

(7) COOPER, D. William; Solid-State Devices: Analysis and Application.

(8) LANDER, C. W.; Power Electronics, McGRAW-HILL Book Company (UK) Limited.

(9) DEWAN, S.B.; ZIOGAS, P.D.; "Optimum Filter Design For a Single-Phase Solid-State UPS System", IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. IA-15, No:6, November/December 1979.

(10) YUEN, Moon H.: FENNER, Weston A.; "Multifrequency UPS Systems For Large Computer Facilities", IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. IA-16, No:6, November/December 1980.

ÖZGEÇMİŞ

1969 Kastamonu - Tosya doğumluyum. İlk, orta ve lise tahsilimi Tosya'da tamamladım. 1986 yılında girdiğim Yıldız Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümünden 1990'da mezun oldum. Aynı yılda Yıldız Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Ana Bilim Dalı'nda lisansüstü eğitimine başladım.

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ 1997 KÜTÜPH