

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Kesin, güç Kayn. Inc. Değr. ve Uyg.

Yüksek Lisans Tezi

Naim Baydar

1988

R 152
92

YILDIZ UNIVERSITESI

FEN BİLİMLERİ ENSTİTUSU

KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARININ
İNCELENMESİ , DEĞERLENDİRİLMESİ
VE
UYGULAMALARI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

MCH. NAIM BAYDAR

İSTANBUL 1988

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
GENEL KİTAPLIĞI

R 152

Kot : 92
Alındığı Yer : Fen Bilimleri East.
Tarih : 13/05/1991
Fatura :
Fiatı : 10.500 TL
Ayniyat No : 1/3
Kayıt No : 47640
UDC : 621.3 378.242
Ek :



YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ



Bütün tamamı

KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARININ
İNCELENMESİ , DEĞERLENDİRİLMESİ
VE
UYGULAMALARI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

MOH. NAIM BAYDAR



İSTANBUL 1988

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖNSÖZ

Bu çalışmayı yöneten, yol gösteren Değerli Hocam Prof.Dr. Atıf URAL ile bu süre zarfında göstermiş oldukları büyük anlayış ve yakın alakadan dolayı Kıymetli Hocam Doç.Dr.Hüseyin ÇAKIR'a ve yardımlarını esirgemeyen yakın çalışma arkadaşlarıma teşekkürlerimi arz etmeyi büyük bir borç bilirim.

Haziran 1988,
İSTANBUL

Elektrik Müh.Naim BAYDAR

434/185.86.101/12
108-114

İÇİNDEKİLER

BÖLÜM I - KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAĞI

GİRİŞ

Sayfa No

I-1. Dinamik Kesintisiz Güç Kaynağı	2
I-2. Statik Kesintisiz Güç Kaynağı	3
I-3. Statik By-pass Anahtarlı KGK Sistemleri	6
I-4. Paralel Çalışan Çoklu KGK Sistemleri	7
I-5. KGK'nın Dağıtım sistemindeki Yeri ve Kısa Devrelere karşı Korunması	9
I-6. KGK Sistemlerinde Etiket Değerleri ve Kriterler	10
I-7. KGK Sisteminin Açık Bağlantı Şeması ve Kontrol Düzeni	11*

BÖLÜM II - A.C/D.C ÇEVİRİCİ

II-1. Doğrultucular	14
II-2. Kontrolsüz Doğrultucular	15
II-2.1. Tek-Faz Yarım-Dalga Doğrultucu	15
II-2.2. Tek-Faz Tam-Dalga Doğrultucu	17
II-2.3. Üç-Faz Yarım-Dalga Doğrultucu	19
II-2.4. Üç-Faz Tam-Dalga Doğrultucu	20
II-3. Kontrollü Doğrultucular *	23
II-3.1. Tek Tristörlü Doğrultucu	23
II-3.2. Serbest Döngü Diyotlu Tek-Tristörlü Doğrultucu	25
II-3.3. Aktif Yüklü Tek Tristörlü Doğrultucu	26
II-3.4. Orta-Uçlu Kontrollü Doğrultucu	28
II-3.5. Yarım-Kontrollü ve Tam Kontrollü Tek-Faz Doğrultucu	28
II-4. Üç-Fazlı Sistemlerde Durum	30
II-4.1. Yarım Dalga Kontrollü Doğrultucular	30
II-4.2. Tam-Kontrollü Doğrultucular	33
II-5. Doğrultucularda Aktif ve Reaktif Güç Durumları	35
II-6. Doğrultucu Çıkışındaki D.C nin, Darbe Sayısına Bağımlılığı	37
II-7. Doğrultucularda Filtre	40

BÖLÜM - III AKÜ GRUBU	42
BÖLÜM - IV D.C/A.C ÇEVİRİCİ (İNVERTER)	
IV-1. İnverterlerin Çalışma Prensipleri	45
IV-2. İnverter Devreleri	48
IV-2.1. Bipolar Transistörlerle Gerçekleştirilen İnverter	48
IV-2.2. Mosfetlerle Gerçekleştirilen İnverter	54
IV-2.3. Tristörlerle Gerçekleştirilen Temel İnverter Devreleri	56
IV-2.3.1. Rezonans Prensibine Göre Çalışan İnverterler	56
IV-2.3.2. Darbe Komutasyonlu İnverter Devreleri	60
IV-2.3.2.1. Tek-Fazlı Merkez-Uçlu İnverter	60
IV-2.3.2.2. Mc-Murray Bedford İnverteri	62
IV-2.3.2.3. Yardımcı Tristörlerle Gerçekleştirilen İnverter	66
IV-3.3. Harmonikleri Azaltılmış Darbe Genlik Modülasyonlu İnverter	69
IV-3.4. Uygulamada Rastlanan Diğer Tek-Fazlı İnverterlere Kısa Bir Bakış	71
IV-3.4.1. Rezistif Yükler için Kullanılan İnverter Devresi	71
IV-3.4.2. Geri Besleme Diyotlu Paralel Rezonans Devreli İnverter	72
IV-3.4.3. Omik ve Endüktif Yükler için İnverter Devresi	73
IV-3.4.4. Komutasyon Kayıpları azaltılmış PWM için Uygun Bir İnverter Devresi	74
IV-4. İnverterlerde Çıkış Geriliminin Ayarlanması	76
IV-4.1. İnverter Devresi İçinden Çıkış Geriliminin Kontrolü	76
IV-4.2. İnverter Dışından Çıkış Geriliminin Kontrolü	78
IV-5. Üç Fazlı İnverterler	80
IV-5.1. Faz Arası Komutasyonla Söndürülen Üç Fazlı İnverter Devresi	80
IV-5.2. Yardımcı Tristörlerle Gerçekleştirilen Üç-Fazlı İnverter Devresi	82

IV-5.3. Üç-Fazlı Mc-Murray Bedford İnverteri	83
IV-5.4. Enine Bobinli Harmonikleri Azaltılmış Üç-Fazlı İnverter Devresi +	85
IV-5.5. Üç Fazlı İnverterlerde Çalışma Modları	86
IV-5.6. Akım Kaynaklı İnverter Devresi	90
IV-5.7. Güç Transistörleri ile Gerçekleştirilen Üç Fazlı İnverter	91

BÖLÜM-V MODÜLASYON TEKNİKLERİ

V-1. Modülasyonun Kullanış Amacı	93
V-2. Tek Darbe Modülasyonu	94
V-3. Darbe Genişlik Modülasyonu(PWM Yöntemi)	95
V-3.1. Üçgen Sinüs Karşılaştırma Yöntemi	97
V-3.2. Tablodan Okuma Yöntemi (Look-up Table)	100
V-3.3. Mikroişlemci Kontrollü Darbe Genişlik Modülasyonu	100
V-4. PWM İçin Harmonik Analizi +	101
V-5. Örnek Bir Devre Üzerinde PWM Değerlendirilmesi	102
V-6. Üç-Fazlı Sistemlerde PWM Yöntemi	106
V-7. Darbe genlik Modülasyonu (PAM)	107
V-8. İnverterlerde Harmonikleri Azaltmak +	108
V-8.1. İnverterlerde Filtre Devreleri +	109
V-8.2. Harmonikleri Elimine Yöntemi +	111

REFERANSLAR

ÖZGEÇMİŞ

ÖZET

Kesintisiz güç kaynaklarını (KGK) genel olarak ele alıp, değişik yönlerini inceleyen bu çalışma 5 bölümden meydana gelmektedir. 1.Bölümde, kesintisiz güç kaynağının enerji sistemindeki önemi ve çalışma ilkeleri anlatılmış ve tanıtımı yapılmıştır. Endüstriden bazı örnekler verilmiştir. Sistemi meydana getiren, doğrultucular kısmı 2.Bölümde, akü grubu 3.Bölümde, inverterler kısmı da 4.Bölümde verilmiştir. Sistemin en önemli bölümünü oluşturan inverterler kısmına daha fazla yer verilmiş ve bu devrelerin analizinden çok çalışma prensipleri üzerinde durulmuştur. İnverterlerde kullanılan modülasyon tekniklerinden bahseden 5.Bölümde ise, daha çok PWM tekniği ele alınmış ve değişik boyutlarıyla incelenmiştir.

SUMMARY

This study is concerned with uninterruptible Power Supplies (UPS) and comprises five chapters. The first Chapter gives an introduction and reflects their importance in Power Systems. Some examples of application are also included. Rectifiers are given in Chapter 2, batteries in Chapter 3 and inverters in Chapter 4. As inverters constitute the main part of these systems, they have been given the greater coverage. Stress has been placed upon the principles of operation of inverter circuits rather than their analysis. Chapter 5, which is on modulation techniques used in inverters, covers mainly the PWM technique in various aspects.

BÖLÜM - I

KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAĞI

GİRİŞ

Kesintisiz güç kaynakları (KGK), çıkışlarındaki yükü kesintisiz olarak sabit frekans ve sabit genlikte sinüs biçimli bir gerilimle besleyen düzenlerdir. Bu düzen yardımıyla şebekedeki geçici olayalar ve enerji kesilmesi gibi durumlar, beslenen yüke yansımaz. Bilgisayar sistemleri, haberleşme cihazları, tıbbi ve askeri elektronik cihazlar, KGK kullanılması gereken bazı yüklerdir.

KGK kullanılan yerde asıl amaç, enerjinin kesilmesi anında ayrı bir güç ile sisteme bağlı yükleri beslemektir. KGK den istenen özellikler yüke göre değişmektedir. Bunlar;

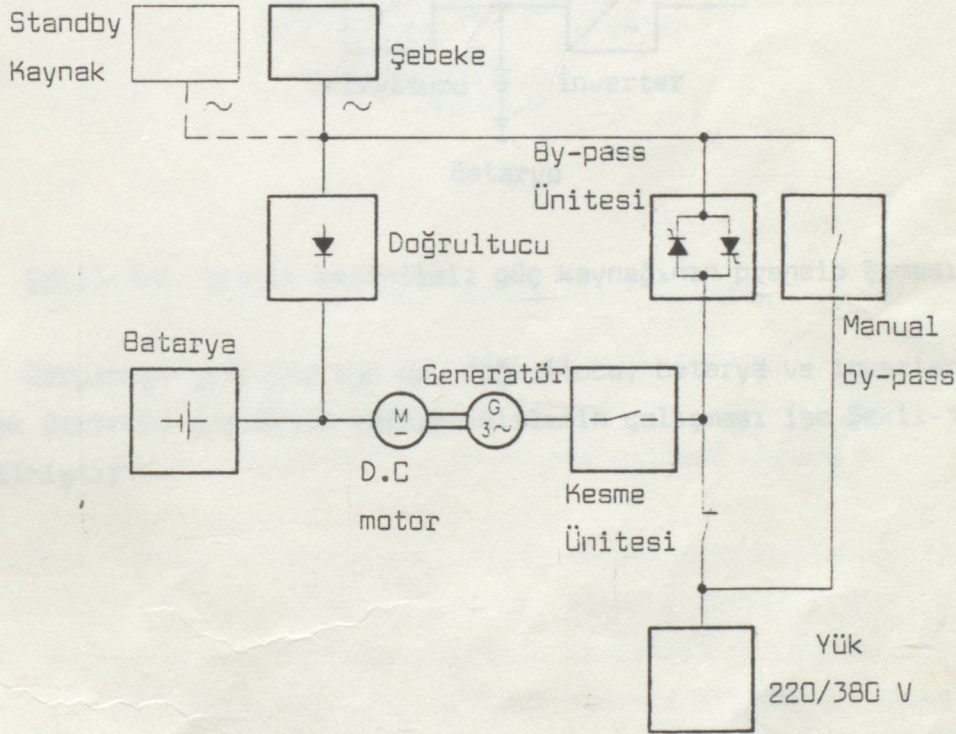
- 1- Şebeke geriliminin kesilmesi durumunda yükün hiç kesintisiz olarak beslenmesi,
- 2- Çıkış gerilimi ve frekansının sabit olması,
- 3- Verimin yüksek olması,
- 4- Yükün güç katsayısı $\cos\varphi = \pm 0.8$ aralığında değişirken, çıkış gerilimindeki toplam harmonik distorsiyonu (THD) maksimum % 5 olması,
- 5- Şebeke parazitlerinden yükün yalıtılması,
- 6- Kısa süreli olarak aşırı akım verebilmesi,
- 7- Aşırı yük durumunda veya inverter arıza yaptığında, yükün normal şartlara dönünceye kadar şebekeye aktarılmasıdır.

Bu özelliklerden bazıları belirli yükler için daha önemli olmaktadır. Örneğin bilgisayar merkezlerinde 1,2 ve 5 nolu özellikler önemli olurken, motor gibi endüktif yüklerde 3,4 ve 6 nolu özellikler önem kazanır. Ancak tüm kesintisiz güç kaynaklarının görevi aynı olduğundan aynı temel bölümlerden oluşmaktadır. Sonraki kısımlar da bu bölümler geniş biçimde incelenecektir. Genel olarak, statik olarak gerçekleştirilen

kesintisiz güç kaynağı üzerinde duracağız. Ancak döner sistemli kesintisiz güç kaynağına da kısaca değineceğiz. Her iki sistemde de prensip aynıdır. Yani A.C güç D.C ye çevrilir. D.C ye çevrilen güç tekrar A.C güce çevrilir. Şebeke enerjisinin kesilmesi durumunda, D.C tarafında şarjlı olan akü grubları devreye girerek yükü kesintisiz olarak besler.

I-1. Dinamik Kesintisiz Güç Kaynağı :

Sistemin, statik KGK den farkı, inverter blokunun yerini motor-generatör grubunun almasıdır. Diğer bölümler de bir farklılık yoktur. Düzenin pahalı ve döner elemanları bulundurması tercih sebebini azaltmaktadır. Sistem, Şekil-1.1. de bloklar halinde gösterilmiştir.



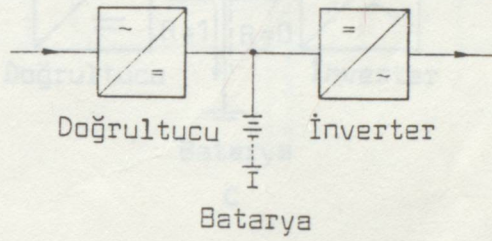
Şekil-1.1. Döner sistemli kesintisiz güç kaynağı.

Sistem normal şartlarda, yani enerjisinin mevcut olduğu durumlarda, şebeke bir doğrultucuyla d.c motor ve bataryayı aynı anda besler. Motor da bir generatörü tahrik eder. Yük generatörden, beslenir. Şayet şebeke enerjisi kesilirse batarya yardımıyla d.c motor çalışmasına devam eder. Yükün bu şekilde ne kadar süre beslenebileceği batarya

hacmiyle belirlenir. Sistemdeki statik by-pass, arıza durumlarında yükün doğrudan şebeke den beslenmesini sağlar. Ayrıca emniyet için birde manual by-pass konmuştur. Sisteme standby güç kaynağı eklenirse, şebeke arıza'sı durumunda sistem buradan beslenir. Bunun ikinci bir avantajı da, batarya grublarının daha küçük hacimde olmasını sağlar.

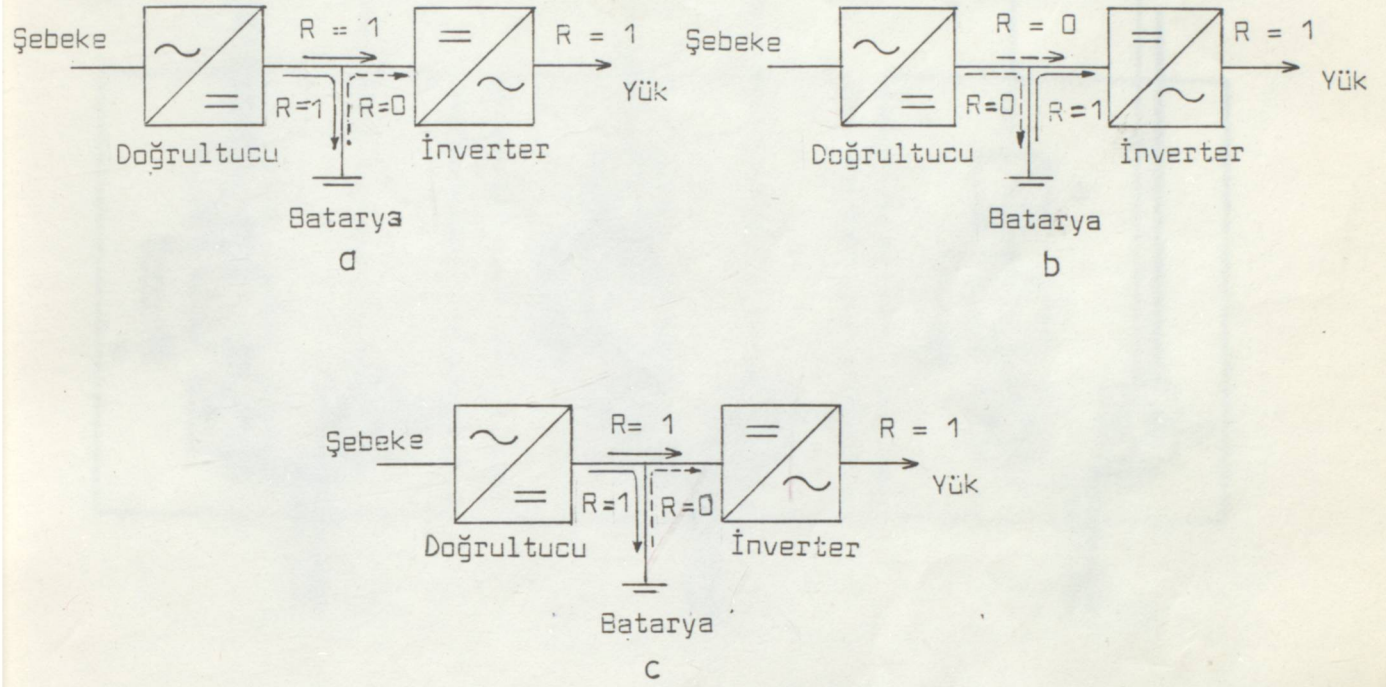
I-2. Statik Kesintisiz Güç Kaynağı :

Sistem prensip olarak Şekil-1-2'deki gibidir.



Şekil-1-2. Statik kesintisiz güç kaynağının prensip şeması.

Görüldüğü gibi bir KGK da, doğrultucu, batarya ve inverter kısmı olmak üzere üç ana bölüm vardır. Sistemin çalışması ise Şekil-1-3'de verilmiştir.

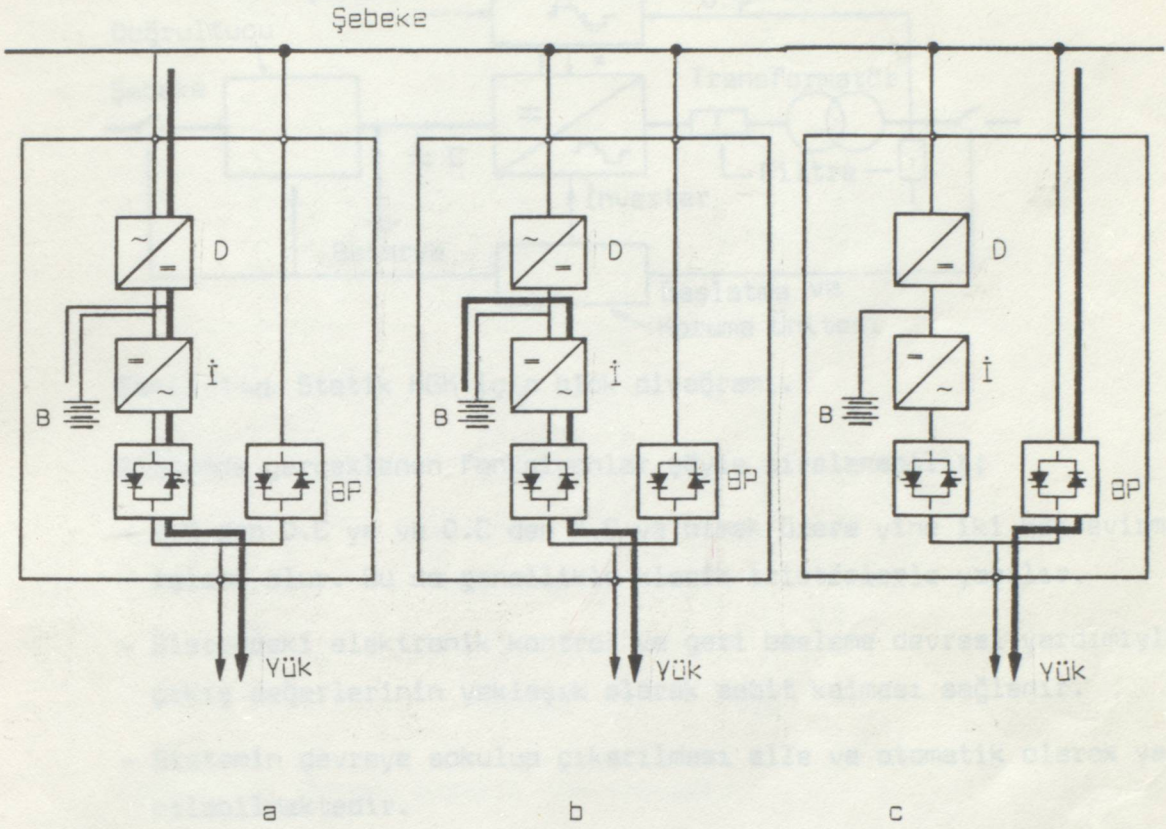


Şekil-1-3. Kesintisiz güç kaynağının çalışması.

- a) - Şebeke enerjisi mevcutken çalışma
- b) - Şebeke enerjisinin kesilmesi durumu
- c) Şebeke enerjinin tekrar gelmesi durumu

Enerji sürekli geliyorsa batarya ve inverter beslenir. Ancak bu durumda doğrultucu akımının büyük bir kısmını inverter akımı teşkil eder (Şekil-1-3a). Şebeke enerjisinin kesilmesi durumunda doğrultucu çıkışıyla paralel bağlı olan batarya devreye girerek inverter devresini ve dolayısıyla yükü beslemeye devam eder (Şekil-2-2b). Şebeke enerjisi tekrar geldiğinde enerji doğrultucu üzerinden eskisi gibi yine batarya ve inverter devresine doğru akar. Ancak bu kez batarya bir miktar deşarj olduğundan ilk duruma göre daha büyük bir akımla şarj olmaya başlayacaktır (Şekil-2-2c).

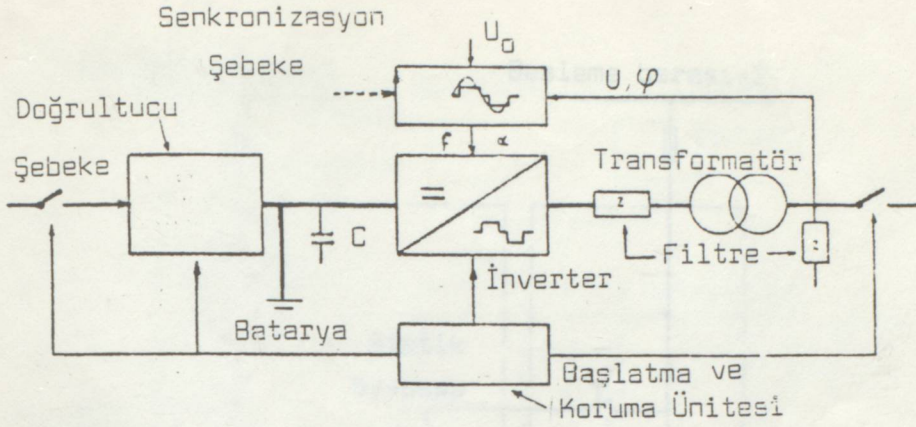
Aynı sistem daha detaylı olarak akım yolu ve by-pass devresiyle birlikte Şekil-1-4'de verilmiştir.



Şekil-1-4. KKK sisteminin değişik çalışma modları.

Şekil-1-4.c den de görüleceği gibi by-pass devresi gerektiğinde KKK'nın yükünü üzerine alabilecek kapasitededir. Statik bypass dan daha sonra da bahsedilecektir. Ancak burada şu kadarı söylenebilir. Genelde bu kol KKK nın bakım ve arızalanması anında devreye alınır. Ayrıca, Sistemin aşırı yüklenmesinde devreye girerek yükü KKK ile paralel besler.

Görüldüğü gibi şartlar ne olursa olsun yük enerjisi kesintiye uğramamıştır. Sistem tamamen statik elemanlardan meydana gelmektedir. Verimin yüksek olması, güvenilirlik ve düşük bakım gerektirmesi sistemin önemli avantajlarıdır. uygulamada kullanılan KKK devrelerinin temeli yukarıdaki gibidir. Ancak gerektiğinde sisteme bazı elemanlar ilave edilebilir. Şekil-1-4d'de böyle bir sistem tanıtılmıştır.



Şekil-1-4d. Statik KKK için blok diyagramı.

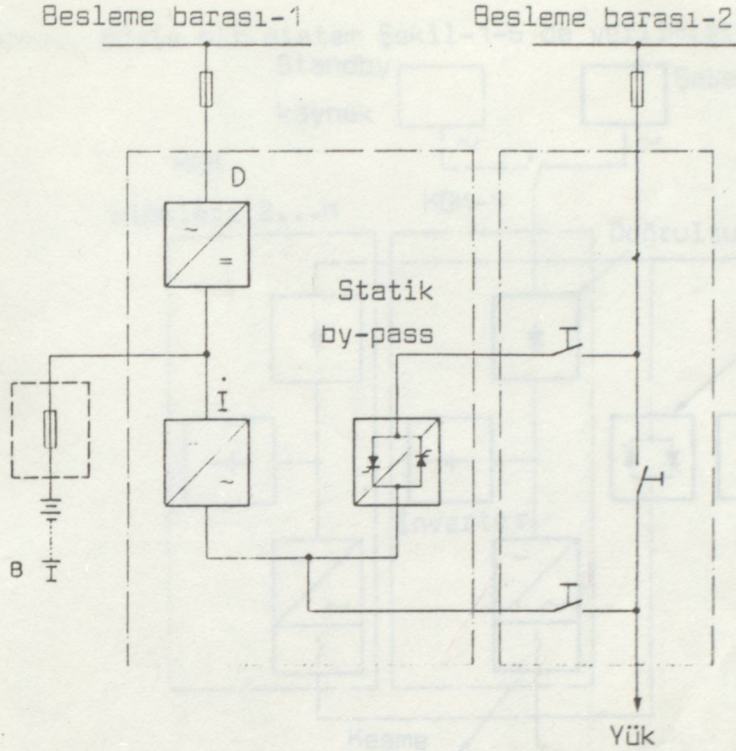
Sistemde gerçekleştirilen fonksiyonlar şöyle sıralanabilir;

- A.C den D.C ye ve D.C den A.C ye olmak üzere yine iki kez evirme işlemi olur. Bu da genellikle klasik tristörlerle yapılır.
- Sistemdeki elektronik kontrol ve geri besleme devresi yardımıyla çıkış değerlerinin yaklaşık olarak sabit kalması sağlanır.
- Sistemin devreye sokulup çıkarılması elle ve otomatik olarak yapılabilir.
- İnverter girişindeki kapasitör ile D.C gerilim filtre edilir. Çıkışındaki filtre devreleriyle de istenmeyen harmonikler süzülür.
- Sistemdeki Transformator ile inverter çıkış gerilimi kullanma gerilimine dönüştürülür ve bir yandan da yük ile sistem arasında elektriksel izolasyon temin edilir.
- Sistemde, emniyetli çalışma için akım sınırlayıcılar mevcuttur.

Bunların görevi KKK yükü tolerans sınırlarını aştığında koruma devrelerini ikaz ederek sistemi devreden çıkartmaktır.

I-3. Statik Bypass Anahtarlı KKK Sistemleri :

KKK nın kullanıldığı bazı yerlerde sisteme paralel olarak statik bir bypass ünitesi eklenir (Şekil-1-5).



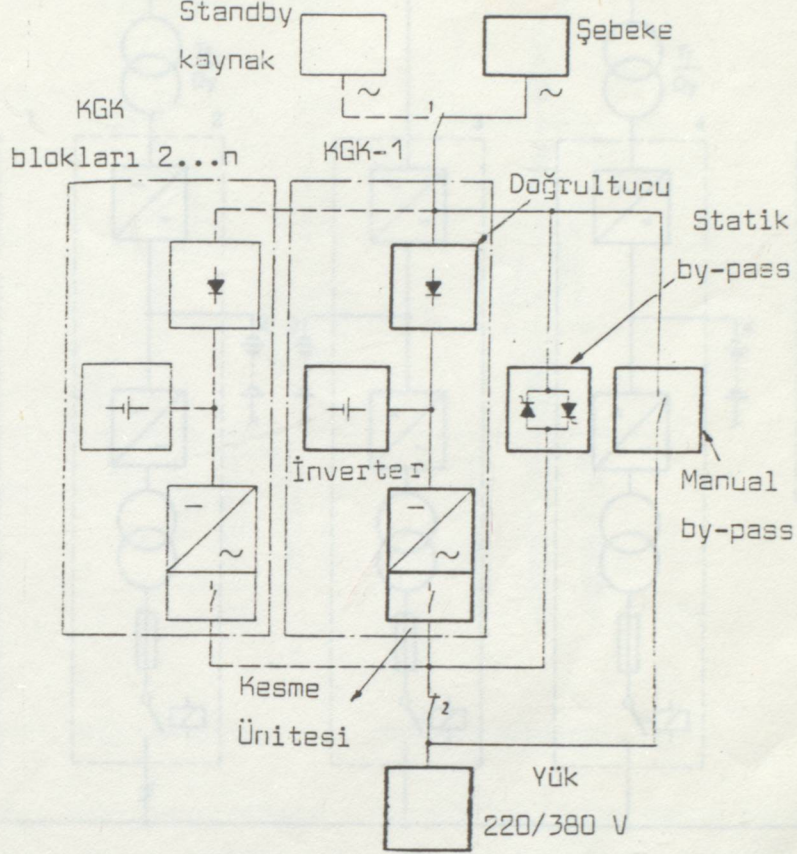
Şekil-1-5. Bypass Üniteli KGK sistemi.

Statik bypass Ünitesi, sadece KGK sisteminin giriş-çıkış frekans ve gerilimlerinin eşit olduğu durumlarda kullanılır. Şayet KGK çıkış gerilimi giriş gerilimine eşit değilse ve statik bypass Ünitesi de devreye alınmak isteniyorsa herhangi bir şekilde inverter çıkış gerilimi giriş gerilimine eşitlenmelidir. Bu sağlandıktan sonra güç KGK üzerinden bypass Ünitesi üzerine kesinti olmaksızın transfer edilir. Bu işleminde genellikle otomatik olarak gerçekleştirilir. Bypass Ünitesi genel olarak KGK'nın arızası ve bakımı esnasında kullanılır. Ayrıca KGK'nın aşırı yüklenme durumu ve yük tarafında doğabilecek arıza anlarında da devreye alınır.

I-4. Paralel Çalışan Çoklu KGK Sistemleri :

Büyük yüklerin beslenmesinde büyük güçlü bir KGK tasarlamak bazı zorluklar nedeniyle çoğu kez tercih edilmez. Böyle hallerde küçük güçlü KGK sistemlerinin paralel bağlanması yaluna gidilir. Beslenecek yükün büyüklüğüne göre paralel bağlanacak KGK sayısı kolayca belirlenebilir. Paralel bağlı sistemde, bir KGK'nın arızalanması durumunda yük enerjisi

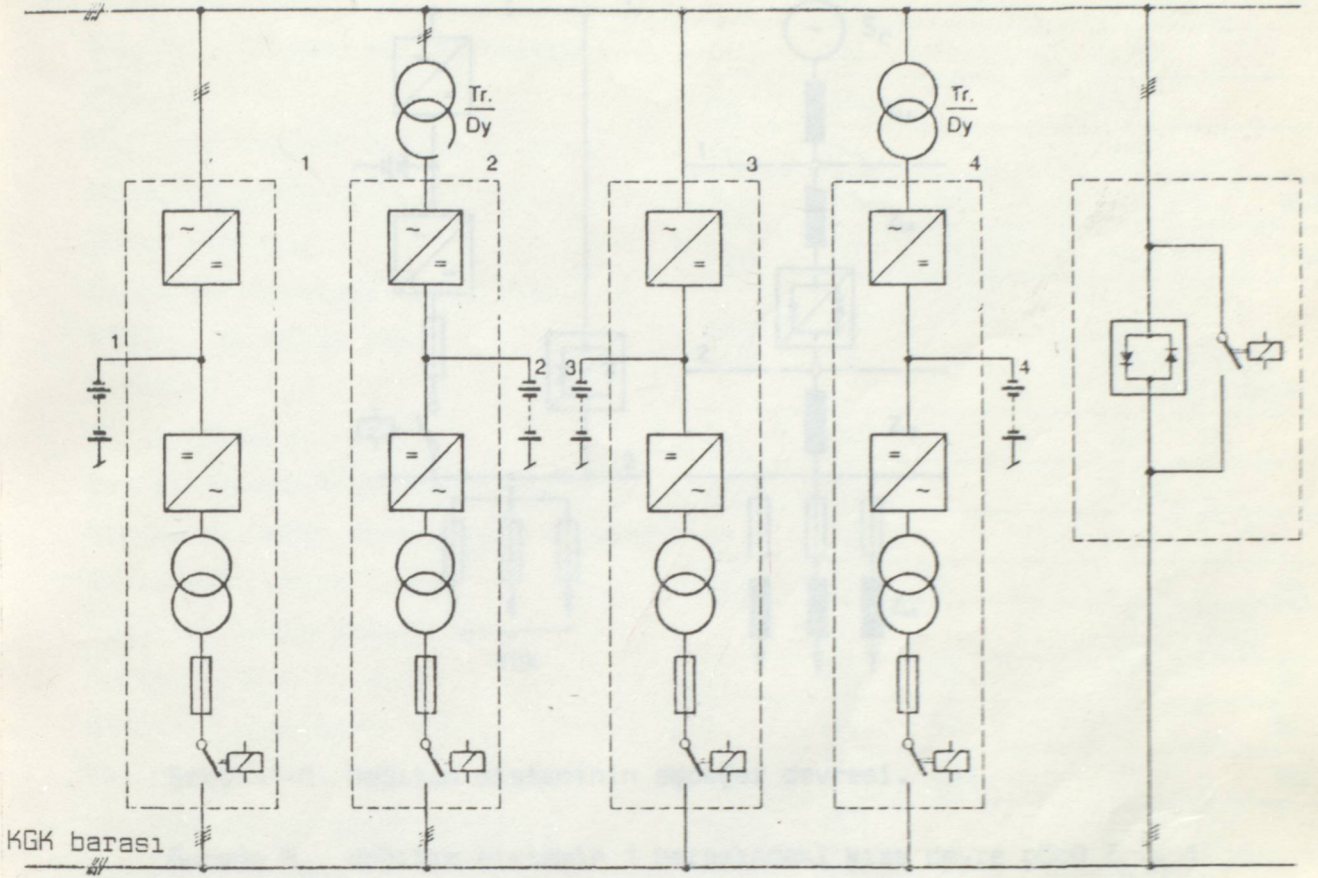
siz kalmaz. Böyle bir sistem Şekil-1-6 da verilmiştir.



Şekil-1-6. Paralel bağlı KKG sistemi.

Paralel sisteme yine bir bypass Ünitesi eklenmiştir. Sistemde görülen standby güç kaynağı kaldırılabilir. Ancak olması durumunda batarya kapasitesinin daha küçük seçilmesi avantajını getirir. Paralel çalışan KKG ların birbirleriyle uyumlu çalışması oldukça önemlidir. Örneğin çıkış gerilim ve frekanslarının aynı anda ve aynı değerde değiştirilmesi gerekir. Bu yapılamadığı takdirde KKG ların dengesiz yüklenmeleri ve tahrip olmaları söz konusudur. Paralel bağlı KKG sistemlerinde sistemlerin giriş ve çıkış gerilimleri farklı ise uygun transformatörler kullanılarak birlikte çalışma sağlanır. Bu tip bir sistemin uygulaması Şekil-1-7. deki gibidir.

Şebeke

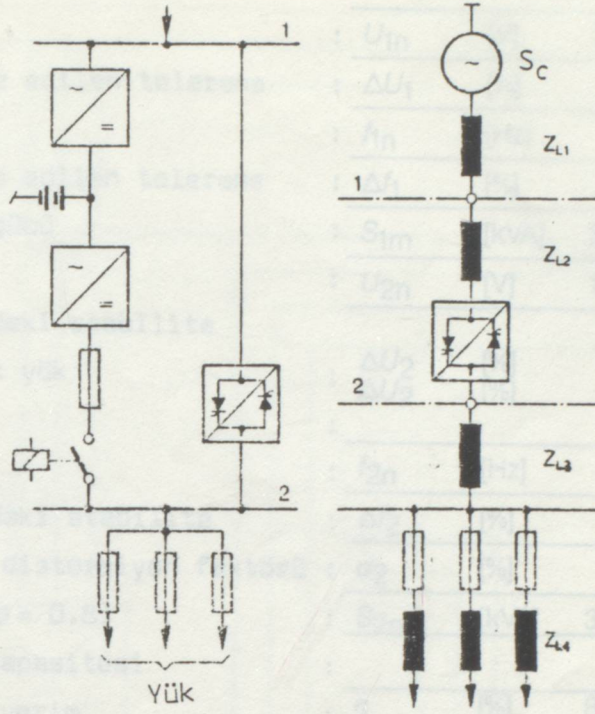


Şekil-1-7. Eşdeğer olmayan KGK sistemlerin paralel çalışması.

Burada da yine en önemli husus yük değişikliklerinde dengeli bir yük dağılımını sağlamaktır. Sistemde, giriş transformatörleri için uygun bağlantı grupları seçildiğinde bazı harmonikler de yok edilebilir.

I-5. KGK'nın Dağıtım Sistemindeki Yeri ve Kısa Devrelere Karşı Korunması :

KGK sistemlerinin kesintisiz olarak güç sağladığını daha önce belirtmiştik. Sistem normal çalışma sınırları içinde kaldığı sürece bu mümkündür. Anormal çalışma şartlarına karşı sistem korunur. Özellikle büyük güçlü sistemlerde, kısa devrelere ve çok aşırı akımlara karşı, klasik koruma şekilleri yanında bazı özel koruma devreleri gerekir. Böyle durumlarda seçilecek koruma cihazlarının (Sigorta, kesici, aşırı akım röleleri v.b) belirlenmesinde sistemin Şekil-1-8'deki gibi eşdeğer devresi çıkarılır.



Şekil-1-8. Dağıtım sisteminin eşdeğer devresi.

Burada S_C , dağıtım sistemin 1 barasındaki kısa devre gücü Z_{L1} , 1 barasındaki kısa devre reaktansıdır. Bu iki büyüklük genelde bilinir. Diğer eşdeğer reaktanslar buna göre belirlenir. Kısa devre akımların belirlenmesinde bu reaktanslar dikkate alınır. Sistemde kullanılan koruma cihazları da bu akıma göre ayarlanır.

I-6. KGK Sistemlerinde Etiket Değerleri ve Kriterler :

Bu değerler üretici firmalarca en detaylı şekliyle verilir. Sistemin hangi şartlar altında nasıl çalıştırılacağı konusunda bilgiler içerir. Bu büyüklüklerin neler olabileceğini göstermesi bakımından Şekil-1-9 da böyle bir tablo verilmiştir.

Sistemin seçiminde dikkate alınacak kriterler şöyle sıralanabilir.

- 1- KGK dan istenen teknik özellikler
- 2- Fiat değerlendirmesi
- 3- Sistemin çalışacağı çevre şartları
- 4- Çalışacağı şebekenin özellikleri
- 5- Sistemin boyutlandırılması

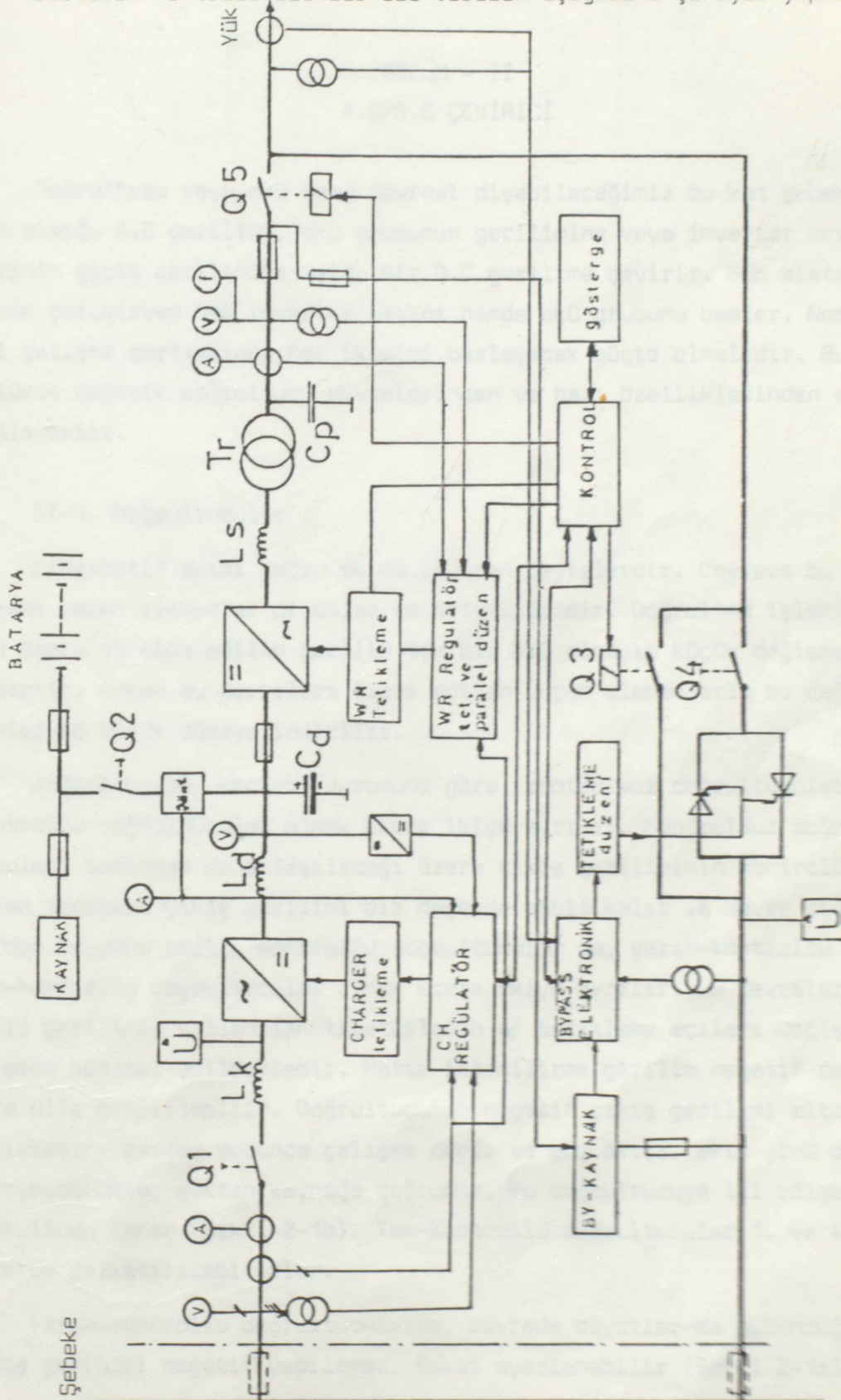
Giriş gerilimi	: U_{1n}	[V]	1x220	3x380	3x380
U_{1n} için müsaade edilen tolerans	: ΔU_1	[%]		± 10	
Frekans	: f_{1n}	[Hz]		50	
F_{1n} için müsaade edilen tolerans	: Δf_1	[%]		± 6	
Maksimum giriş gücü	: S_{1m}	[kVA]	5.0	7.7	15.4
Çıkış gerilimi	: U_{2n}	[V]	1x220	1x220	1x220
Çıkış gerilimindeki stabilite					
Statik, simetrik yük	: ΔU_2	[%]		± 1	
Dinamik	: ΔU_2	[%]		± 4 with 100% load charge	
Çıkış frekansı	: f_{2n}	[Hz]		50	
Çıkış frekansındaki stabilite	: Δf_2	[%]		± 0.5	
Lineer yüklerde distorsiyon faktörü	: d_2	[%]		≤ 5	
Çıkış gücü ($\cos\varphi = 0.8$)	: S_{2n}	[kVA]	3	5	10
Aşırı yüklenme kapasitesi	:			5 min 125% 30 s 150%	
Nominal yükteki verim	: η	[%]	83	85	87
Standby çalışmadaki verim	: η	[%]	90	91	91
Kayıplar	: P_{vn}	[W]	490	710	1200
Müsaade edilen çevre sıcaklığı	: θ_{amb}	[°C]		0-40	
Ses seviyesi	:	[dB(A)]		50-62	
Boyutlar	:	[mm]	W 600 D 475 H 1320	W 600 D 600 H 1320	W 800 D 600 H 1320
Ağırlık	:	[kg]	150	200	300
Batarya ağırlığı	:	[kg]	220	310	440
Renk	:			RAL 1001: beige	
Standard	:			IEC/VDE/SEV	

Şekil-1-9. KGK sisteminin etiket değerleri.

I-7. KGK Sisteminin Açık Bağlantı Şeması ve Kontrol Düzeni :

Şimdiye kadar tek hat diyagramıyla incelediğimiz sistemin açık bağlantı şeması Şekil-1-10 daki gibidir. Sistemin bağlantısı gerektiğinde çok daha değişik şekillerde de gerçekleştirilebilir.

Sistemin kontrolü bloklar ile verilen aşağıdaki şemayla yapılmaktadır.



Şekil-1-11. KGK için güç ve elektronik kontrol devresi.

BÖLÜM - II

A.C/D.C ÇEVİRİCİ

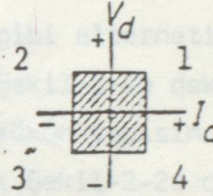
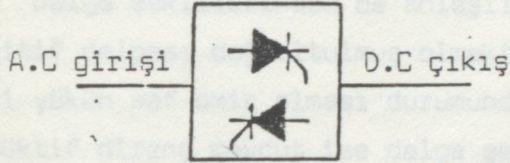
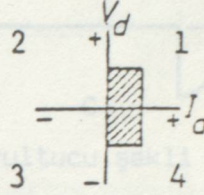
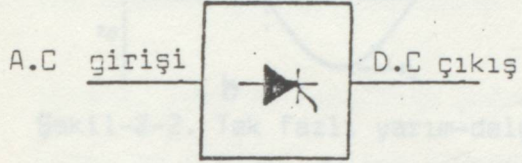
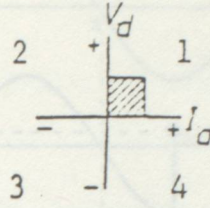
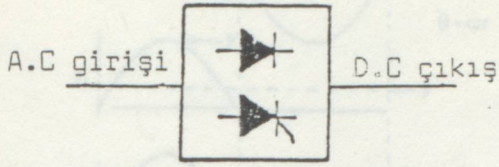
Doğrultucu veya akü şarj devresi diyebileceğimiz bu kat şebeke-
den aldığı A.C gerilimi, akü grubunun gerilimine veya inverter dev-
resinin giriş gerilimine eşit, bir D.C gerilime çevirir. KGK siste-
minde çalışırken hem inverter katını hemde akü grubunu besler. Nomi-
nal çalışma şartlarında her ikisini besleyecek güçte olmalıdır. Bu
bölümde değişik doğrultucu devrelerinden ve bazı özelliklerinden söz
edilecektir.

II-1. Doğrultucular :

Alternatif akımı doğru akıma çeviren devrelerdir. Devrede bu
işlemi yapan elemanlar diyotlar ve tristörlerdir. Doğrultma işlemin-
den sonra da elde edilen gerilim tam bir D.C olmayıp küçük değişimler
gösterir. Ancak bu devrelere ilave edilen uygun elemanlarla bu deęi-
şimler en küçük düzeye indirilir.

Doğrultucular kontrol durumuna göre, kontrolsuz doğrultucular ve
kontrollü doğrultucular olmak üzere ikiye ayrılır. Kontrolsuz doğrul-
tucular, isminden de anlaşılacağı üzere çıkış geriliminin kontrolüne
imkan tanımaz. Çıkış gerilimi bir değerde sabit kalır ve devre diyot-
lardan meydana gelir. Kontrollü doğrultucular da, yarım-kontrollü ve
tam-kontrollü doğrultucular olmak üzere ikiye ayrılır. Bu devrelerde
çıkış gerilimi, kullanılan tristörlerin α tetikleme açıları değiştii-
rilerek kontrol edilmektedir. Hatta istenilirse gerilim negatif değer-
lere bile getirilebilir. Doğrultucunun negatif çıkış gerilimi altında
çalışmasına evirme modunda çalışma denir ve güç akışı, akım yönü deği-
şmeyeceğinden, yükten kaynağa doğrudur. Bu doğrultucuya iki bölgeli
doğrultucu denir (Şekil-2-1b). Tam-kontrollü doğrultucular 1. ve 4. böl-
gelerde çalıştırılabilirler.

Yarım-kontrollü doğrultucularda, devrede diyotlar da bulunduğundan
çıkış gerilimi negatif yapılamaz, fakat ayarlanabilir (Şekil.2-1a).



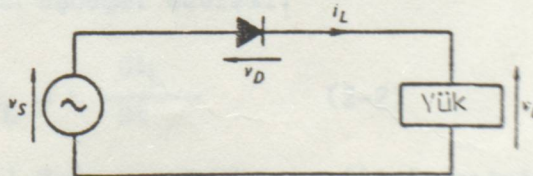
Şekil-2-1. Doğrultucularda çalışma bölgeleri.

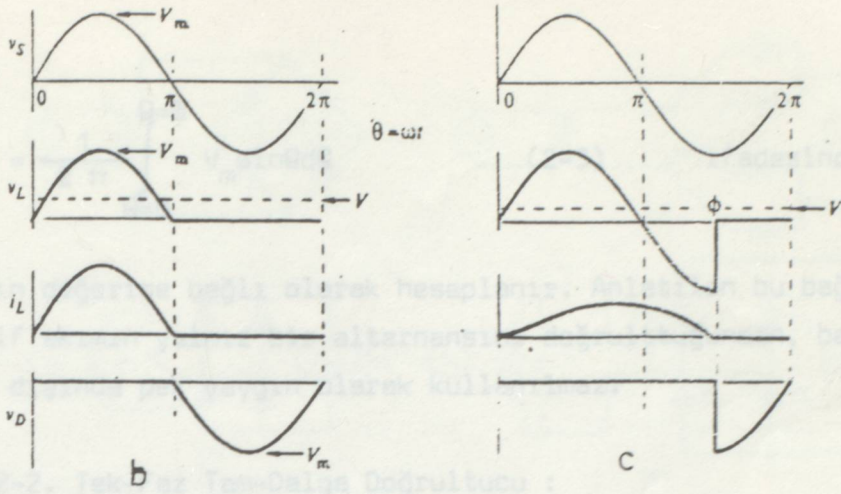
Doğrultucularda, kontrolsüz-doğrultucular kontrollü-doğrultucuların özel bir durumu ($\alpha = 0$) olarak düşünülebilir. Bu nedenle burada kontrolsüz doğrultuculara fazla yer verilmeyecektir.

II-2. Kontrolsüz Doğrultucular :

II-2-1. Tek-Faz Yarım-Dalga Doğrultucu :

Devre görüldüğü gibi kaynak, diyot ve yükten meydana gelmiştir.





Şekil-2-2. Tek fazlı yarım-dalgı doğrultucu şekli ve dalga şekilleri.

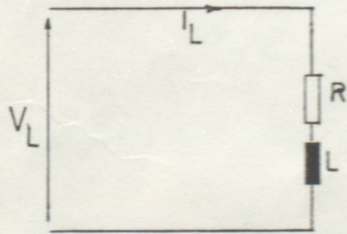
Dalga şekillerinden de anlaşılaacağı gibi alternatif akımın yalnız pozitif dalgası doğrultulmuş olmaktadır. Şekil-2-2b deki dalga şekilleri yükün saf omik olması durumundadır. Yükün yapısında küçük oranda endüktif direnç mevcut ise dalga şekilleri Şekil-2-2c deki gibi olur.

Şekil-2-2b için gerilimin ortalama değeri,

$$V_{do} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta=0}^{\theta=\pi} V_{max} \sin\theta d\theta = \frac{V_m}{\pi} \quad (2-1) \quad \text{dır.}$$

$$\theta = \omega t$$

Yük şekil-2-3 deki gibi ise,



Şekil-2-3. Yükün eşdeğer devresi.

$$V_L = R \dot{I}_L + L \frac{d\dot{I}_L}{dt} \quad (2-2)$$

Bu durumda Şekil-2-2c de görülen gerilimin ortalama değeri,

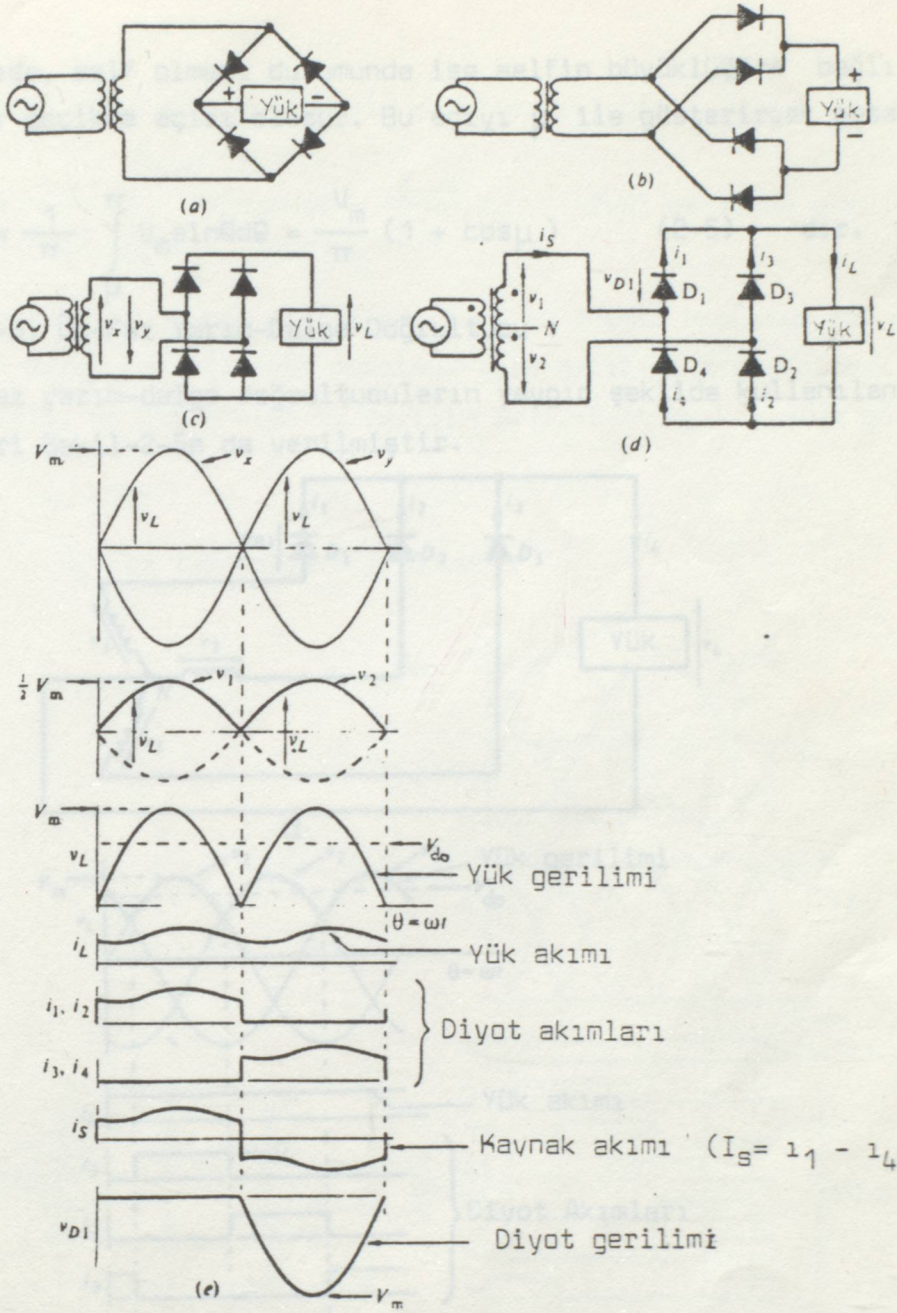
$$V_{do} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta=0}^{\theta=\phi} V_m \sin\theta d\theta \quad (2-3) \quad \text{ifadesinde}$$

ϕ açısının değerine bağlı olarak hesaplanır. Anlatılan bu bağlantı, alternatif akımın yalnız bir alternansını doğrulttuğundan, bazı özel durumlar dışında pek yaygın olarak kullanılmaz.

II-2-2. Tek-Faz Tam-Dalga Doğrultucu :

Pratikte çok kullanılan tek-faz, tam-dalga doğrultuculardan bir-kaçının bağlantı şeması ve dalga şekilleri şekil-2-4 de verilmiştir.

Bağlantıların ortak özelliği A.C nin her iki yarım dalgası da yük üzerinden aynı yönde geçmektedir. Yük üzerindeki gerilimler periyodik aralıklarla sıfır değerini alabildiği halde, yük akımı sıfıra hiç inmemekte ancak küçük dalgalanmalar göstermektedir. Bu durumu önlemek için, bu devrelerin tasarımı sırasında devreye filtre elemanları eklenerek dalgalanma minimuma indirilir.



Şekil-2-4. Tek-faz, tam-dalga bağlantı şemaları ve dalga şekilleri.

Şekil-2-4 yükün omik olması durumunda elde edilecek sonuçlardır. Bu durumda gerilimin ortalama değeri,

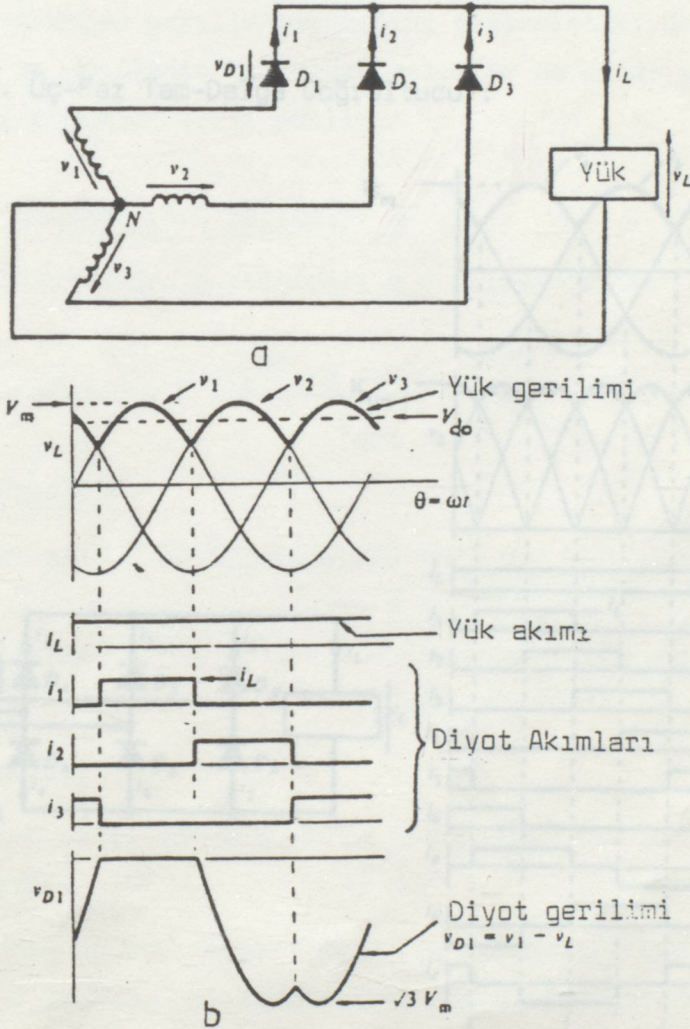
$$V_{do} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_m \sin \theta d\theta = \frac{2 V_m}{\pi} \quad (2-4) \quad \text{dır.}$$

Devrede, self olması durumunda ise selfin büyüklüğüne bağlı olarak bir geçikme açısı oluşur. Bu açığı μ ile gösterirsek ortalama gerilim,

$$V_{do} = \frac{1}{\pi} \int_{\mu}^{\pi} V_m \sin \theta d\theta = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \mu) \quad (2-5) \quad \text{dır.}$$

II-2-3. Üç-Faz Yarı-Dalga Doğrultucu :

Üç-faz yarı-dalga doğrultucuların yaygın şekilde kullanılanlarından biri Şekil-2-5a da verilmiştir.



Şekil-2-5. Üç-faz yıldız-bağlantılı Yarı-Dalga doğrultucu ve dalga şekilleri.

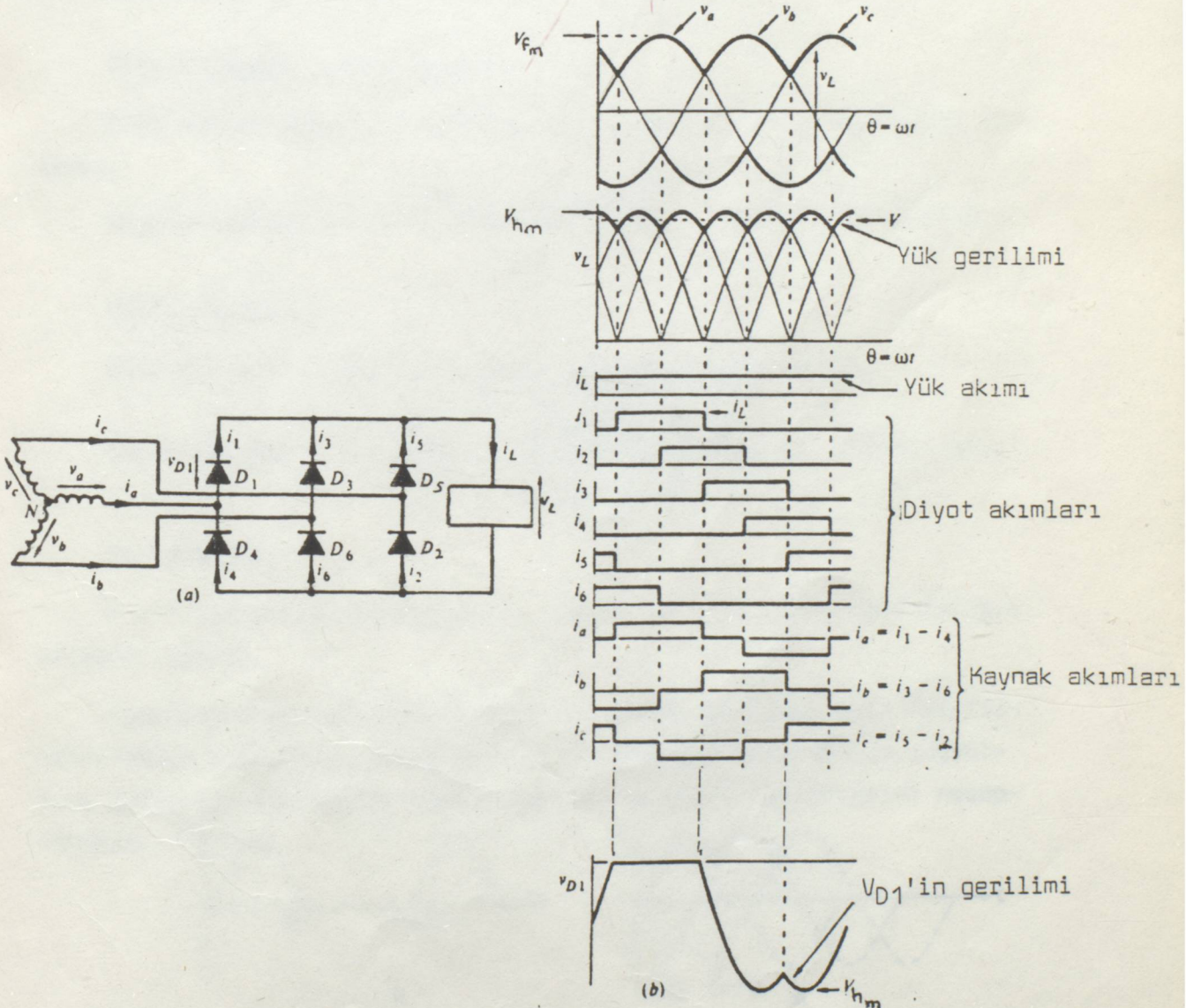
Üç fazlı sekonderi yıldız bağlı bir transformatör kullanılarak tasarlanmış olan bu bağlantıda dalgalanmalar daha da azalmıştır. Doğrultulduktan sonraki A.C nin periyodu Şekil-2-5b den de görüleceği gibi

120° dir. Buna göre yük geriliminin ortalama değeri,

$$V_{do} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} V_m \sin\theta d\theta = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \quad (2-6) \text{ şeklinde yazılabilir.}$$

Devrenin tasarımında dikkat edilecek en önemli hususlar dan biri diyotların maruz kalabileceği maksimum ters gerilimi doğru olarak belirlemektir. Bu bağlantıda bu gerilim Şekil-2-5b açık olarak görülmektedir.

II-2-4. Üç-Faz Tam-Dalga Doğrultucu :



Şekil-2-6. Üç-faz tam-dalga doğrultucu ve dalga şekilleri.

Uygulamada daha yaygın olarak rastlanan bu bağlantıyla dalgalanma (ripple) daha da düşürülmüştür. Yük üzerindeki gerilimin ortalama değeri, üç-faz yarım-dalga doğrultucu geriliminin iki katı olacaktır. Yani (2-6) ifadesi bu devre için,

$$V_{do} = 2 \times \frac{3 \sqrt{3}}{2 \pi} V_m \quad (2-7) \quad \text{şekline gelecektir.}$$

KontROLSUZ-doğrultucularda doğrultma işleminden sonra elde edilen gerilimin tam doğru gerilim olmadığını söylemiştik. Doğrultucuların çıkışındaki bu gerilimin tam doğru gerilime ne kadar yakın olduğunu gösteren iki büyüklük tarif edilir.

Ripple Çarpanı (A.C çarpanı): *

Elde edilen doğru gerilimdeki a.c bileşenlerinin etkinliğini gösterir.

$$\text{Ripple Faktörü} = R = \frac{(V_{rms}^2 - V_{ort}^2)^{1/2}}{V_{ort}} \quad (2-8) \quad \text{ile bulunur.}$$

Şekil Faktörü :

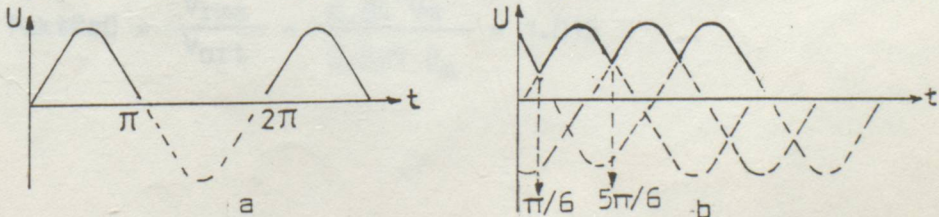
Elde edilen D.C gerilimin şekli hakkında bilgi verir.

$$\text{Şekil Faktörü} = F = \frac{V_{rms}}{V_{ort}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V(t)^2 dt}}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V(t) dt}} \quad (2-9) \quad \text{dır.}$$

Bu formülde,

$F = 1$ ise çıkış tam D.C olur. Şayet $F > 1$ ise çıkış gerilimi a.c bileşeni içerir.

Tanımlanan bu kavramların daha iyi anlaşılabilmesi için Tek faz-yarım-dalga doğrultucu çıkış gerilimi ile Üç-faz yarım-dalga doğrultucu çıkış gerilimlerinin ripple faktörü ve şekil faktörlerini hesaplayalım,



Şekil-2-7. Tek-faz yarım-dalga ve Üç-faz yarım-dalga doğrultucuların çıkış dalga şekilleri.

Şekil-2-7a için,

(2-1) ifadesinde çıkarıldığı gibi $V_{do} = V_{ort} = \frac{V_m}{\pi}$ dir.

$$V_{rms}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (V_m \sin \theta)^2 d\theta = \frac{1}{4} V_m^2, \quad V_{rms} = \frac{1}{2} V_m$$

$$\text{Ripple Faktörü} = \frac{(V_{rms}^2 - V_{ort}^2)^{1/2}}{V_{ort}} = \frac{(\frac{1}{4} V_m^2 - (\frac{V_m}{\pi})^2)^{1/2}}{\frac{V_m}{\pi}} = 1.21$$

$$\text{Şekil Faktörü} = \frac{\frac{1}{2} V_m}{\frac{V_m}{\pi}} = 1.57$$

Şekil-2-7b için,

(2-6) ifadesinde çıkarıldığı gibi

$$V_{ort} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m = 0.827 V_m,$$

$$\begin{aligned} V_{rms}^2 &= \frac{1}{2\pi/3} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} (V_m \sin \theta)^2 d\theta = \frac{3 V_m^2}{4\pi} \left(\frac{2\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \\ &= \frac{V_m^2}{2} + \frac{3\sqrt{3} V_m^2}{8\pi} = 0.706 V_m^2 \end{aligned}$$

$$V_{rms} = 0.84 V_m$$

$$\text{Ripple faktörü} = \frac{(V_{rms}^2 - V_{ort}^2)^{1/2}}{V_{ort}} = \frac{(0.706 V_m^2 - (0.827 V_m)^2)^{1/2}}{0.827 V_m} = 0.18$$

$$\text{Şekil faktörü} = \frac{V_{rms}}{V_{ort}} = \frac{0.84 V_m}{0.827 V_m} = 1.015$$

II-3. Kontrollü Doğrultucular :

Tetikleme açısını (α) değiştirilerek çıkış gerilimi kontrol edilebilen doğrultuculardır. Konunun incelenmesinde kullanılan, Tetikleme açısı, iletim açısı ve susma açısı kavramlarını şu şekilde tanımlayabiliriz.

Tetikleme açısı : α ile gösterilecek olup, tristörlerin tetiklendiği anın belirli bir referans noktasına olan açısal uzaklığıdır. Referans olarak seçilen nokta kontrolsüz (diyotlu) doğrultucular da akımın doğal olarak gerçekleştiği andır.

İletim açısı : γ ile gösterilecek olup, tristörün iletimde kaldığı sürenin açısal değeridir.

Susma açısı : β ile gösterilecek olup, tristörün kesme durumu na geçtiği anının α için seçilen referans noktasına olan açısal uzaklığıdır. O halde $\beta = \alpha + \gamma$ bağıntısı geçerlidir.

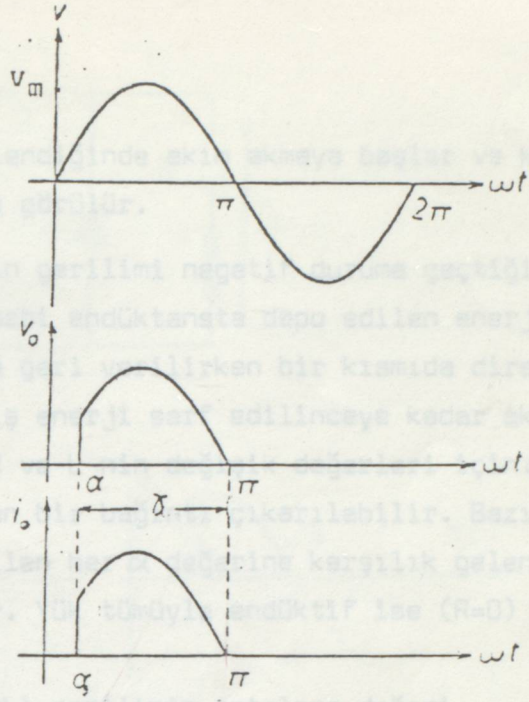
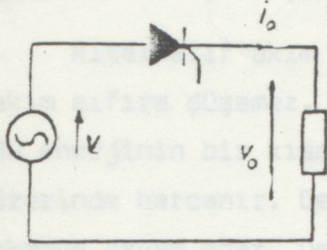
II-3-1. Tek Tristörlü Doğrultucu :

Tek-darbeli yarım dalga doğrultuculardır. Endüstride pek yaygın olarak kullanılmamasına rağmen doğrultucu devrelerin ve alternatif akım kıyıcılarının temelini teşkil ettiğinden prensip olarak incelenecektir.

Yükün omik olması durumu :

Şekil-2-8'de tek-tristörlü omik yüklü devre ve dalga şekilleri verilmiştir. Dikkat edildiğinde tristörün sadece pozitif dalgaları tetiklendiği andan itibaren geçirmeye başladığı, negatif dalgalarda ise kesim de kaldığı görülür.

Şekil-2-8. Tek-tristör endüstriyel yükli devre ve dalga şekilleri.



Şekil-2-8. Tek-tristör, omik yüklü devre ve dalga şekilleri.

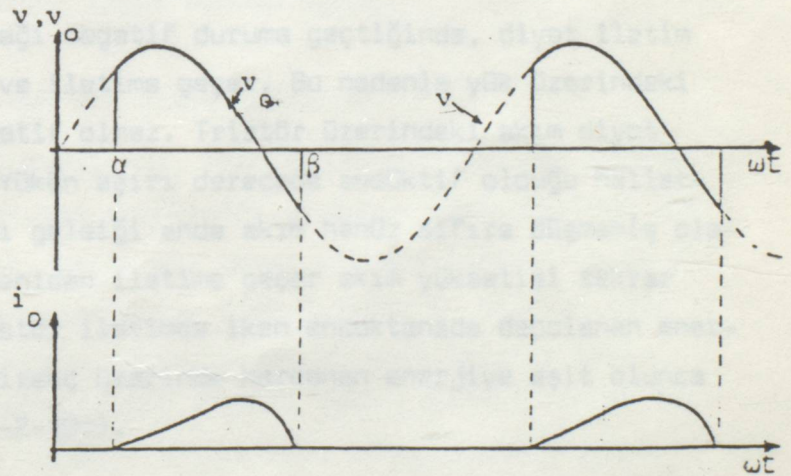
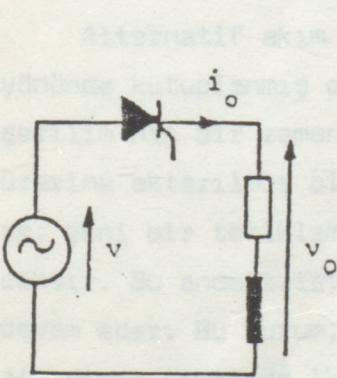
Yük üzerindeki gerilimin ortalama değeri,

$$V_{do\alpha} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi} V_m \sin\theta d\theta = \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos\alpha) \quad (2.10) \text{ dır.}$$

Yükün endüktif olması durumu :

Endüstriyel yükler genellikle endüktif bir özellik gösterirler.

Şekil-2-9'da ise böyle bir devre ve dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil-2-9. Tek-tristör endüktif yüklü devre ve dalga şekilleri.

Tristör α açısıyla tetiklendiğinde akım akmaya başlar ve kaynak gerilimi de aynen yük üzerinde görülür.

Alternatif akım kaynağının gerilimi negatif duruma geçtiği halde akım sifıra düşemez. Bunun sebebi endüktansta depo edilen enerjidir. Bu enerjinin bir kısmı kaynağa geri verilirken bir kısımda direnç üzerinde harcanır. Depo edilmiş enerji sarf edilinceye kadar akım akmaya devam eder. Devredeki R ve L nin değişik değerleri için α ile β arasında sürekli geçerli olan bir bağıntı çıkarılabilir. Bazı güç elektroniği literatüründe verilen her α değerine karşılık gelen β değerleri liste şeklinde verilir. Yük tümüyle endüktif ise ($R=0$) $\beta=2\pi-\alpha$ olur.

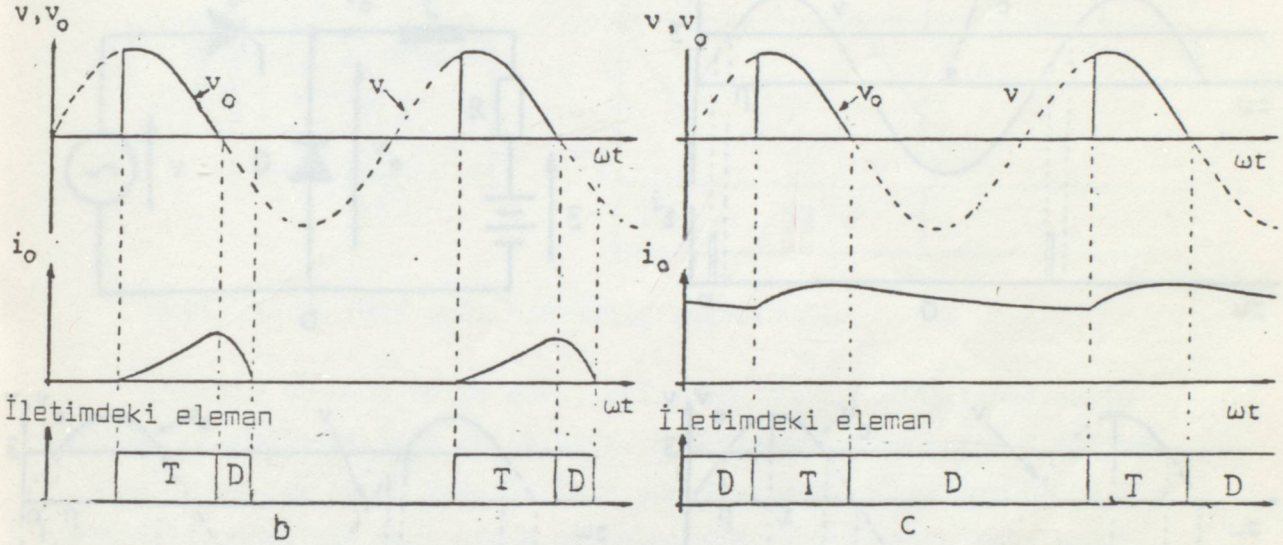
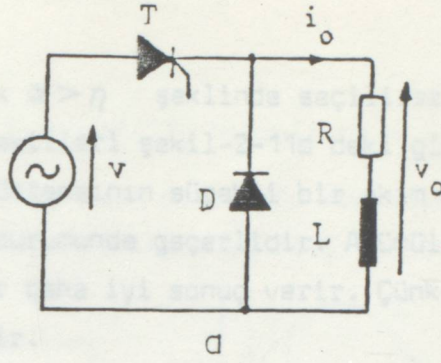
Şekil-2-9'da yük üzerindeki gerilimin ortalama değeri,

$$V_{do\alpha} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} V_m \sin\theta d\theta = \frac{V_m}{2\pi} (\cos\alpha - \cos\beta) \quad (2-11) \quad \text{dır.}$$

II-3-2. Serbest Döngü Diyotlu Tek-Tristörlü Doğrultucu :

Tek tristörlü doğrultucuların en belirgin özelliği akımın kesintili olması veya yüksek oranda dalgalanma içermesidir. Yukarıda anlatılan devreye serbest-döngü diyotu eklendiğinde bu dezavantaj gidirilerek Şekil-2-10'daki devre ve dalga şekilleri elde edilir.

Alternatif akım kaynağı negatif duruma geçtiğinde, diyot iletim yönünde kutuplanmış olur ve ilettime geçer. Bu nedenle yük üzerindeki gerilim hiç bir zaman negatif olmaz. Tristör üzerindeki akım diyot üzerine aktarılmış olur. Yükün aşırı derecede endüktif olduğu hallerde, yeni bir tetikleme anı geldiği anda akım henüz sifıra düşmemiş olacaktır. Bu anda tristör yeniden ilettime geçer akım yükselişi tekrar devam eder. Bu durum, tristör iletimde iken endüktansda depolanan enerji, diyot iletimde iken direnç üzerinde harcanan enerjiye eşit olunca kararlı hale gelir (Şekil-2-10c).



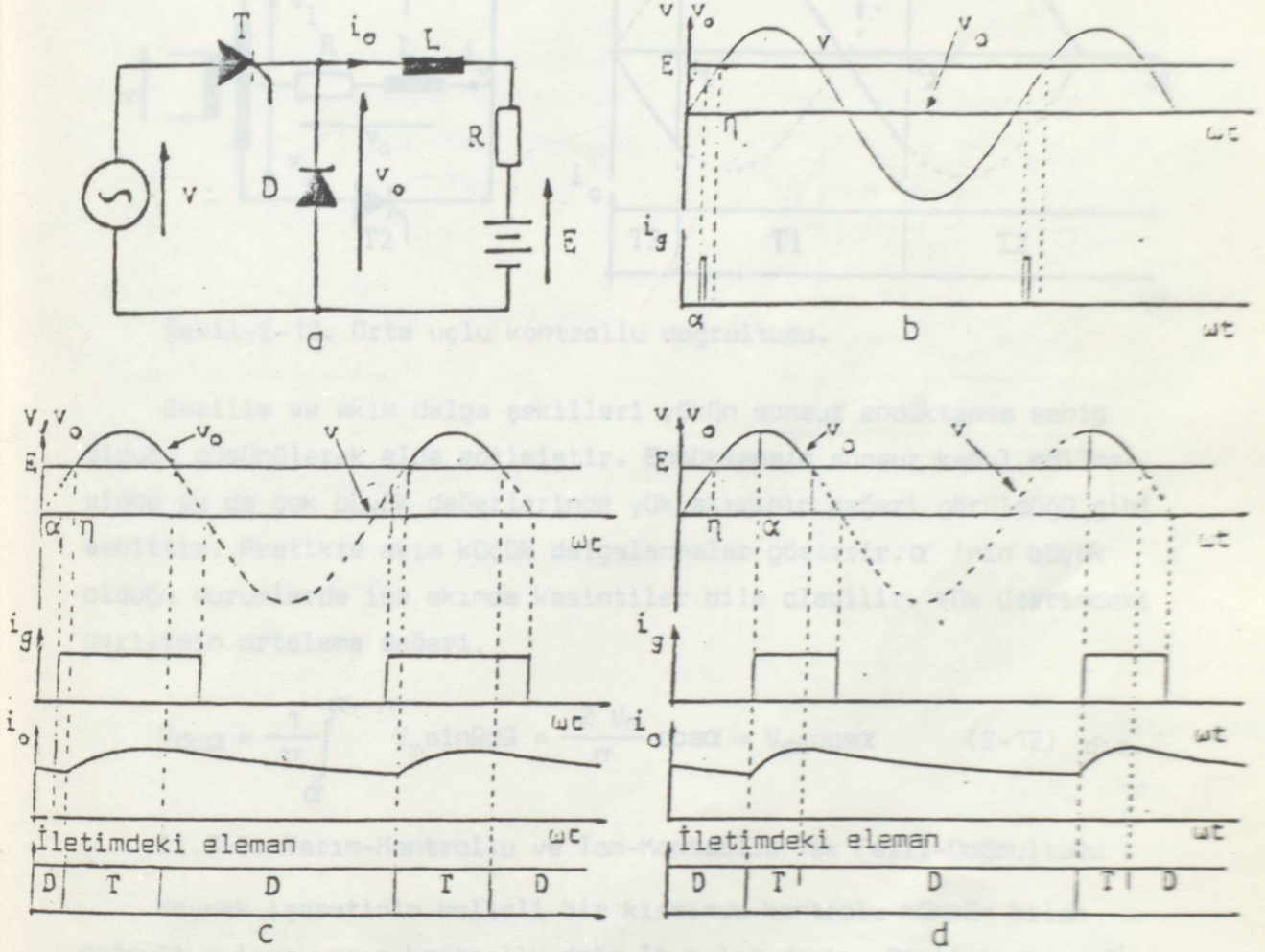
Şekil-2-10. Serbest döngü diyotlu tek tristörlü doğrultucu.

- a) Devre bağlantı şeması
- b) Endüktansın küçük olduğu durum
- c) Endüktansın büyük olduğu durum

II-3-3. Aktif Yüklü Tek Tristörlü Doğrultucu :

Bazı endüstriyel uygulamalarda, örneğin kesintisiz güç kaynaklarının bir bölümünü oluşturan akümülatör grubunun beslenmesinde yük aktif bir özellik gösterir. Böyle bir devre ve buna ilişkin dalga biçimleri Şekil-2-11 de gösterilmiştir. Eğer tristör η anından önce dar bir darbe ile tetiklenmeye çalışılırsa, bu anda tristör kesim yönü kutuplanmış olduğundan ilettime geçemez (Şekil-2-11b). Ancak tetikleme darbesinin geniş tutulması durumunda, örneğin $\omega t = \pi$ anına kadar sürerse, $\omega t = \eta$ anından itibaren tristör ilettime geçecek, yük üzerindeki gerilim ve yük akımı Şekil-2-11c'deki gibi olacaktır. Bu durumda tristör, bir diyot gibi kullanılmıştır. Tetikleme açısı anlatır-

landan farklı olarak $\alpha > \eta$ şeklinde seçilirse yük üzerindeki gerilim ve akım dalga şekilleri şekil-2-11d'deki gibi olacaktır. Yapılan bu açıklama yük endüktansının sürekli bir akım sağlayabilecek derecede büyük seçilmesi durumunda geçerlidir. Akümülatör şarjında daha geliştirilmiş devreler daha iyi sonuç verir. Çünkü şarj işlemi daha düzgün D.C gerektirir.

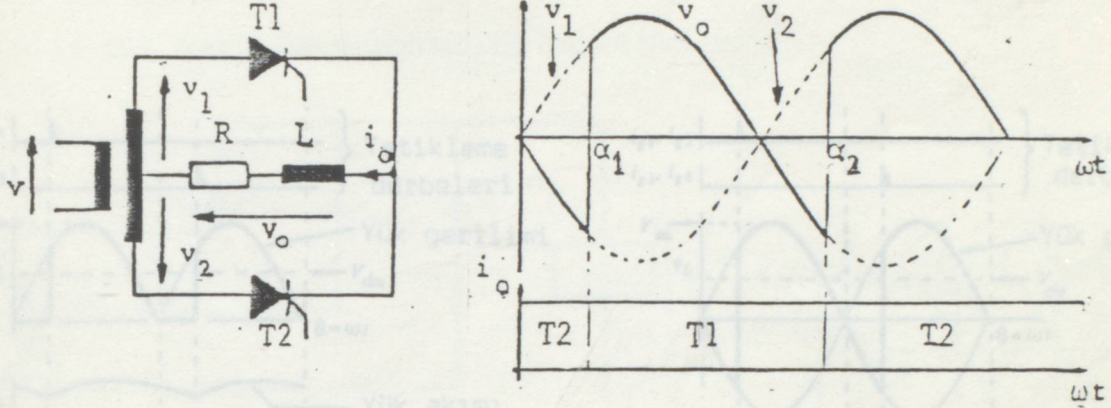


Şekil-2-11. Aktif yüklü tek tristörlü doğrultucu.

- Devre bağlantısı
- Dar tetikleme darbesi ve $\alpha < \eta$ için dalga biçimleri.
- Geniş tetikleme darbesi ve $\alpha < \eta$ için dalga biçimleri.
- $\alpha > \eta$ için dalga biçimleri.

II-3-4. Orta-Uçlu Kontrollü Doğrultucu :

Yaygın olarak kullanılan orta uçlu kontrollü bir doğrultucu devresi, dalga şekilleriyle birlikte şekil-2-12'de verilmiştir.



Şekil-2-12. Orta uçlu kontrollü doğrultucu.

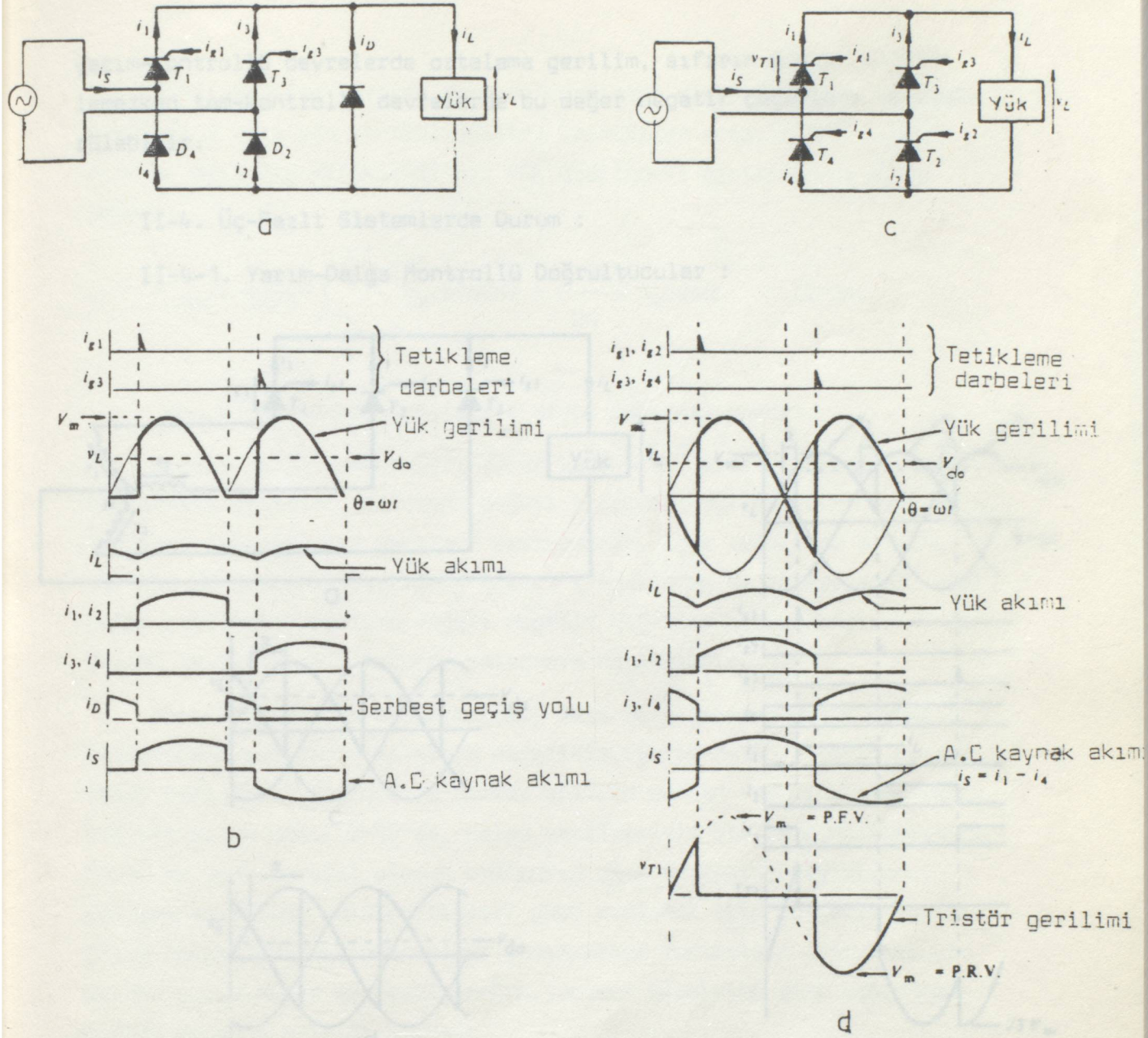
Gerilim ve akım dalga şekilleri yükün sonsuz endüktansa sahip olduğu düşünülerek elde edilmiştir. Endüktansın sonsuz kabul edilmesinde ya da çok büyük değerlerinde yük akımının değeri görüldüğü gibi sabittir. Pratikte akım küçük dalgalanmalar gösterir. α 'nın büyük olduğu durumlarda ise akımda kesintiler bile olabilir. Yük üzerindeki gerilimin ortalama değeri,

$$V_{do\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} V_m \sin \theta d\theta = \frac{2}{\pi} V_m \cos \alpha = V_{do} \cos \alpha \quad (2-12) \text{ dir.}$$

II.3-5. Yarım-Kontrollü ve Tam-Kontrollü Tek Fazlı-Doğrultucu :

Kaynak işaretinin belirli bir kısmında kontrolü mümkün kılan doğrultuculara yarım-kontrollü doğrultucular denir. Pratikte bu doğrultucularla sinüs dalgasının pozitif yarım dalgası kontrol edilerek çıkış gerilimi ayarlanabilir. Tam kontrollü doğrultucularda ise kaynak işaretinin tamamını kontrol altında tutarak, çıkış gerilimi daha geniş sınırlar içinde ayar edilebilir. Bu devreler ve bunlara ilişkin dalga şekilleri şekil-2-13'de verilmiştir.

$$V_{do\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \theta d\theta = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (2-13) \text{ şeklindedir.}$$



Şekil-2-13. Yarım kontrollü ve Tam kontrollü devre bağlantıları ve dalga şekilleri.

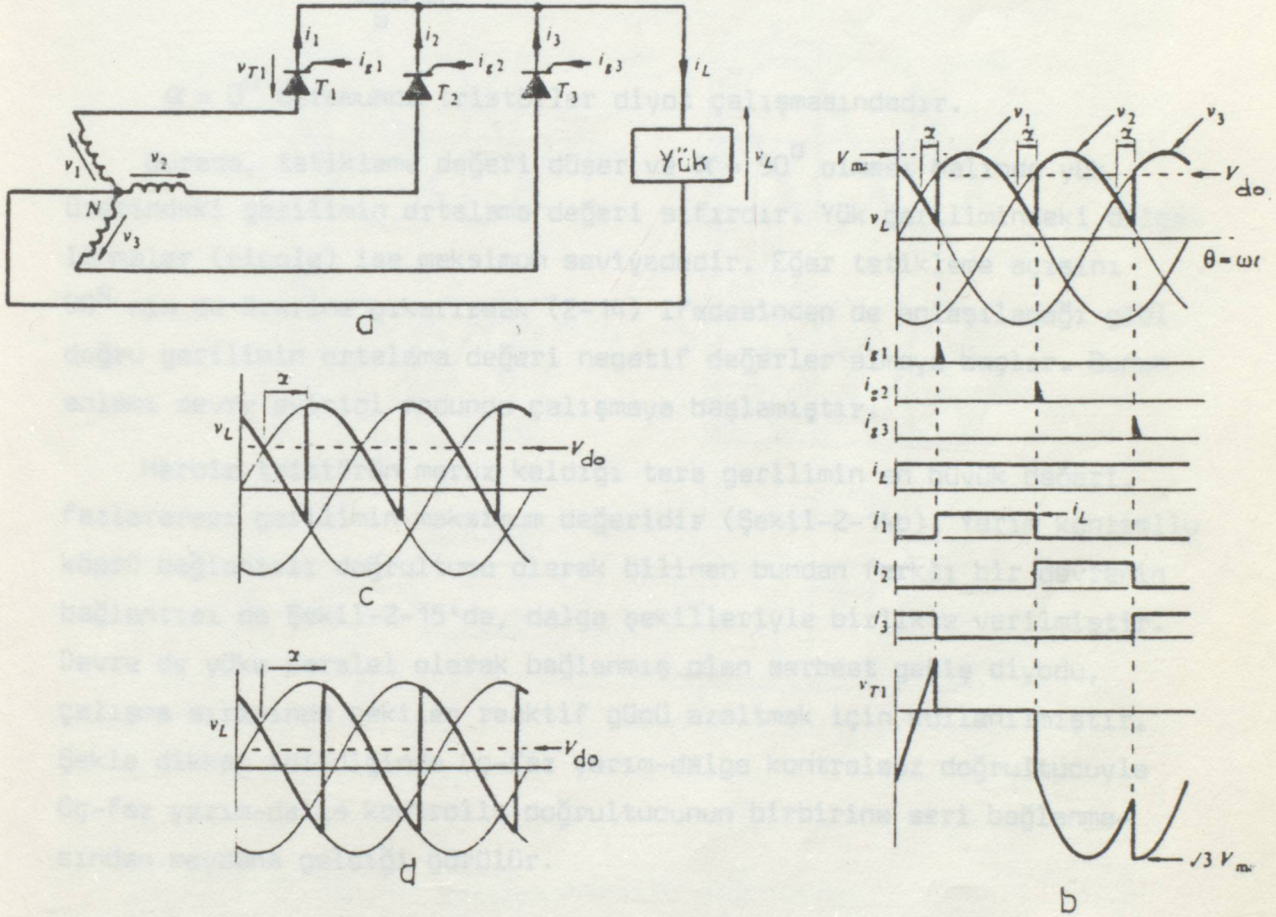
Bu devrelerde de yük üzerindeki gerilimin ortalama değeri (2-12) ifadesiyle bulunur. Ancak bazı durumlarda şekil-2-13a. da görüldüğü gibi yük uçlarına paralel olarak serbest döngü diyotu bağlanır. Bu diyot yük uçlarındaki gerilimin negatif olmasını önler. Bu durumda ise (2-12) ifadesi,

$$V_{do\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \theta d\theta = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (2-13) \text{ şeklini alır.}$$

yarım-kontrollü devrelerde ortalama gerilim, sıfırın altına düşürülemezken tam-kontrollü devrelerde bu değer negatif değerlere de düşürülebilir.

II-4. Üç-Fazlı Sistemlerde Durum :

II-4-1. Yarım-Dalga Kontrollü Doğrultucular :



Şekil-2-14. Yarım dalga kontrollü doğrultucu.

a) Bağlantı şeması, b) Küçük tetikleme açılarındaki dalga şekilleri. (c) ve (d) Büyük tetikleme açılarındaki dalga şekilleri.

Şekil-2-14'de verilen devrede görüldüğü gibi, yük akımı ve yük gerilimi α açısıyla kontrol edilir. Tristörler sırayla 120° arayla aynı α açısıyla tetiklenirler. Yük üzerindeki gerilimin ortalama değeri,

$$V_{do\alpha} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} V_m \cdot \sin\theta d\theta = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos\alpha \quad (2-14) \quad \text{dır.}$$

$\alpha = 0^\circ$ durumunda tristörler diyot çalışmasındadır.

Burada, tetikleme değeri düşer ve $\alpha = 90^\circ$ olması halinde yük üzerindeki gerilimin ortalama değeri sıfırdır. Yük gerilimindeki dalgalanmalar (ripple) ise maksimum seviyededir. Eğer tetikleme açısını 90° nin de üzerine çıkarırsak (2-14) ifadesinden de anlaşılabileceği gibi doğru gerilimin ortalama değeri negatif değerler almaya başlar. Bunun anlamı devre evirici modunda çalışmaya başlamıştır.

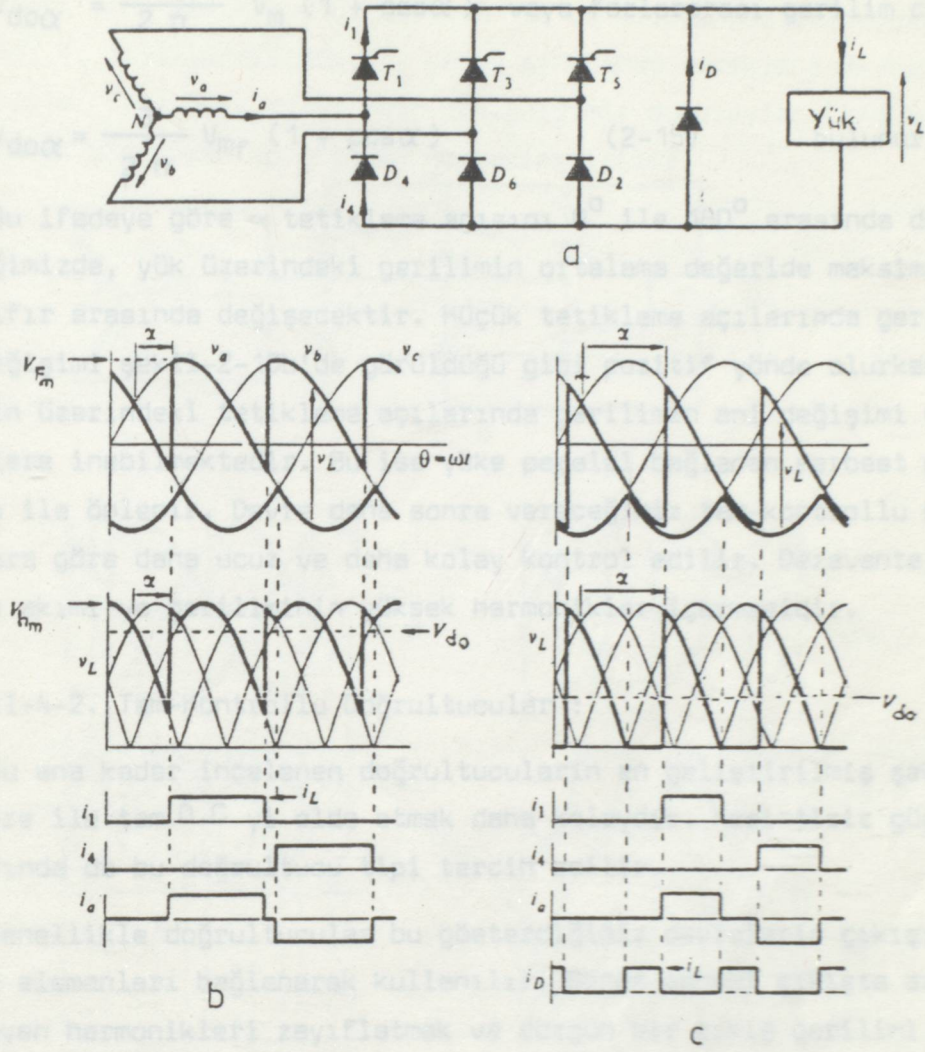
Herbir tristörün maruz kaldığı ters gerilimin en büyük değeri, fazlararası gerilimin maksimum değeridir (Şekil-2-14b). Yarım kontrollü köprü bağlantılı doğrultucu olarak bilinen bundan farklı bir devrenin bağlantısı da Şekil-2-15'de, dalga şekilleriyle birlikte verilmiştir. Devre de yüke paralel olarak bağlanmış olan serbest geçiş diyodu, çalışma sırasında çekilen reaktif gücü azaltmak için kullanılmıştır. Şekle dikkat edildiğinde üç-faz yarım-dalga kontrolsüz doğrultucuyla üç-faz yarım-dalga kontrollü doğrultucunun birbirine seri bağlanmasından meydana geldiği görülür.

a) Bağlantı devresi.

b) Küçük tetikleme açıları için gerilim ve akım dalga şekilleri.

c) Büyük tetikleme açıları için gerilim ve akım dalga şekilleri.

Şekil-2-15a küçük tetikleme açılarını için diyot ve tristörlerin yük üzerinde oluşturduğu gerilim ve akım dalga şekillerini göstermektedir. Buna göre yük üzerindeki gerilimin ortalama değerini hesaplayabilmek için (2-6) ve (2-14) ifadelerini toplamak gerekir. Bu şekilde Şekil-2-15b'de yük üzerindeki gerilimin ortalama değeri,



Şekil-2-15. Üç-faz yarım-kontrollü doğrultucu.

- a) Bağlantı devresi
- b) Küçük tetikleme açıları için gerilim ve akım dalga şekilleri.
- c) Büyük tetikleme açıları için gerilim ve akım dalga şekilleri.

Şekil-2-15b küçük tetikleme açıları için diyot ve tristörlerin yük üzerinde oluşturduğu gerilimi ve bazı kol akımlarını göstermektedir. Buna göre yük üzerindeki gerilimin ortalama değerini hesaplayabilmek için (2-6) ve (2-14) ifadelerini toplamak gerekir. Bu yapıldığında yük üzerinde gerilimin ortalama değeri,

$$V_{do\alpha} = \frac{3 \sqrt{3}}{2 \pi} V_m (1 + \cos\alpha) \text{ veya fazlararası gerilim cinsinden}$$

$$V_{do\alpha} = \frac{3}{2 \pi} V_{mf} (1 + \cos\alpha) \quad (2-15) \quad \text{bulunur.}$$

Bu ifadeye göre α tetikleme açısını 0° ile 180° arasında değiştirdiğimizde, yük üzerindeki gerilimin ortalama değerinde maksimum ile sıfır arasında değişecektir. Küçük tetikleme açılarında gerilimin ani değişimi Şekil-2-15b'de görüldüğü gibi pozitif yönde olurken, 90° nin üzerindeki tetikleme açılarında gerilimin ani değişimi negatif değerlere inebilmektedir. Bu ise yüke paralel bağlanan serbest geçiş diyodu ile önlenir. Devre daha sonra vereceğimiz tam-kontrollü doğrultuculara göre daha ucuz ve daha kolay kontrol edilir. Dezavantajı, kaynak akımı ve geriliminin yüksek harmonikler içermesidir.

II-4-2. Tam-Kontrollü Doğrultucular :

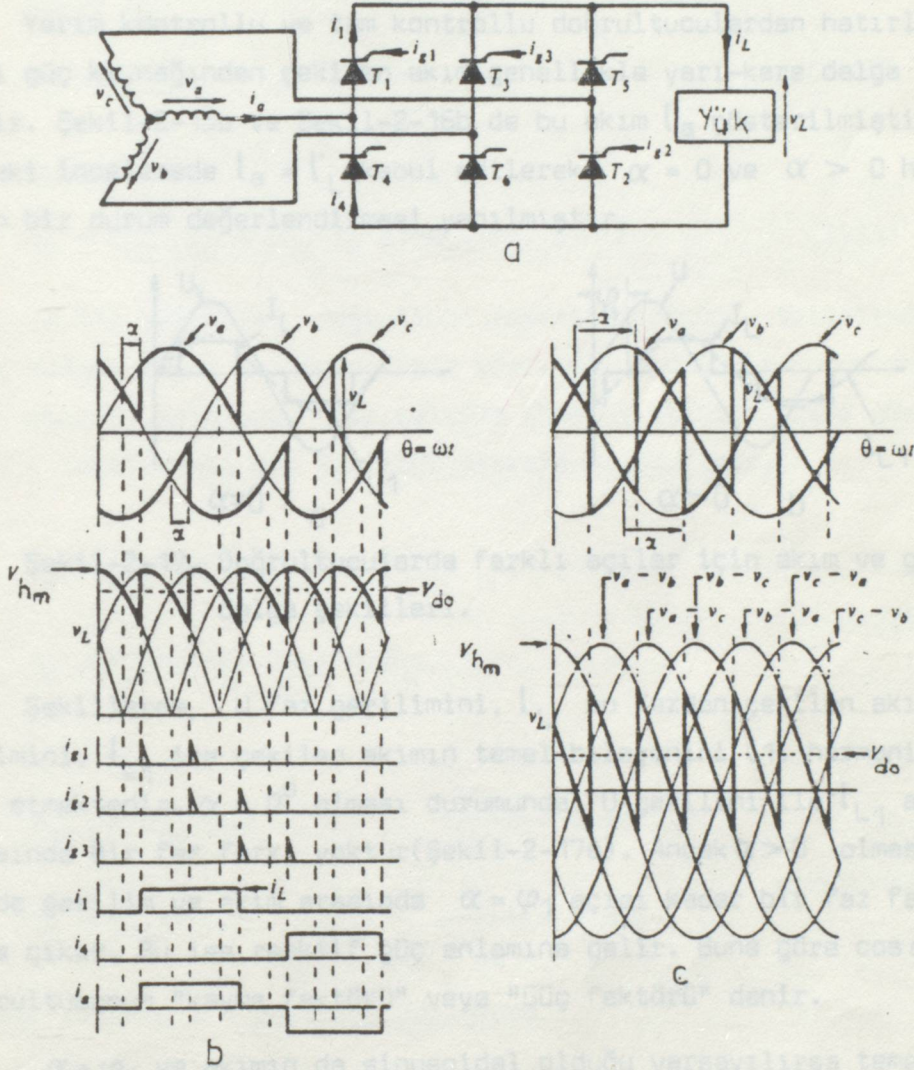
Şu ana kadar incelenen doğrultucuların en geliştirilmiş şeklidir. Bu devre ile tam D.C yi elde etmek daha kolaydır. Kesintisiz güç kaynaklarında da bu doğrultucu tipi tercih edilir.

Genellikle doğrultucular bu gösterdiğimiz devrelerin çıkışına filtre elemanları bağlanarak kullanılır. Bunun sebebi çıkışta arzu edilmeyen harmonikleri zayıflatmak ve düzgün bir çıkış gerilimi elde etmektir. Bu doğrultucu devresi yarım-kontrollü iki doğrultucunun seri bağlanmasıyla meydana gelmiştir. Bu sebeple çıkış gerilimi de yarım kontrollü doğrultucunun çıkış gerilimi olan (2-14) ifadesinin iki katı olur. Yani yük üzerindeki gerilimin ortalama değeri,

$$V_{do} = \frac{3 \sqrt{3}}{\pi} V_m \cos\alpha \quad (2-15) \quad \text{dir.}$$

Şekil-2-16b de küçük tetikleme açıları için çıkış gerilimi ve bazı akım dalga şekilleri verilmiştir. Şekil-2-16c'de ise büyük tetikleme açılarındaki durum dikkate alınmıştır. Burada en önemli problem tristörlere düzenli olarak tetikleme darbelerinin gönderilmesidir. İlk tetikleme darbesinden sonra, 60° aralıklarla uygun tristörlere tetikleme darbesinin gönderildiği ve akımın akması için bazı tristörle-

rinde aynı anda tetiklendiği şekil-2-16b'de açıkça gösterilmiştir. Örneğin; T_1 tetiklendiğinde, T_2 ye de aynı anda tetikleme darbesi gönderilir. Tetikleme açısı için söylediğimiz bu olaylar tamamen elektronik bir düzen tarafından gerçekleştirilir.



Şekil-2-16. Tam-kontrollü doğrultucu.

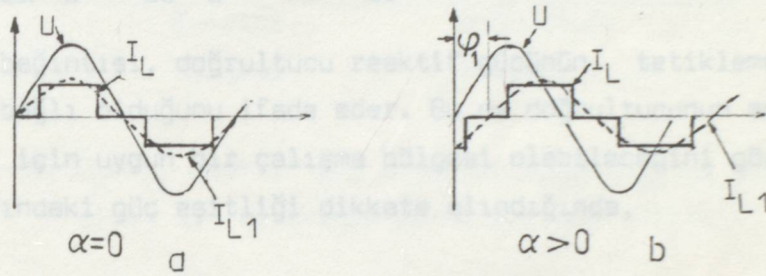
- Bağlantı şeması.
- Küçük tetikleme açıları için gerilim ve akım dalga şekilleri.
- Büyük tetikleme açıları için gerilim ve akım dalga şekilleri.

Şu ana kadar doğrultucularda, Aktif ve reaktif güç kavramlarından bahsetmedik. Oysa yüke ve tetikleme açısına bağlı olarak aktif ve

reaktif güçlerin hangi boyutlarda olduğunun dikkate alınması gerekir. Bu sebeple konuya kısaca değineceğiz.

II-5. Doğrultucularda Aktif ve Reaktif Güç Durumları :

Yarım kontrollu ve tam kontrollu doğrultuculardan hatırlanacağı gibi güç kaynağından çekilen akım genellikle yarı-kare dalga şeklindedir. Şekil-2-15b ve Şekil-2-16b de bu akım I_a gösterilmiştir. Aşağıdaki incelemede $I_a = I_L$ kabul edilerek, $\alpha = 0$ ve $\alpha > 0$ halleri için bir durum değerlendirmesi yapılmıştır.



Şekil-2-17. Doğrultucularda farklı açılar için akım ve gerilim dalga şekilleri.

Şekillerde, U faz gerilimini, I_L bu fazdan çekilen akımın değişimini, I_{L1} ise çekilen akımın temel bileşenini (1. harmonik) temsil etmektedir. $\alpha = 0^\circ$ olması durumunda U gerilimi ile I_{L1} akımı arasında bir faz farkı yoktur (Şekil-2-17a). Ancak $\alpha > 0$ olması durumunda gerilim ve akım arasında $\alpha = \varphi_1$ açısı kadar bir faz farkı ortaya çıkar. Bu ise reaktif güç anlamına gelir. Buna göre $\cos \varphi_1$ 'e doğrultucunun "kayma faktörü" veya "Güç faktörü" denir.

$\alpha = \varphi_1$ ve akımın da sinusoidal olduğu varsayılırsa temel bileşene bağlı olarak üç faz için,

Aktif güç,

$$P_p = 3 U I_{L1} \sin \varphi_1 \quad (2-17)$$

Reaktif güç,

$$Q_p = 3 U I_{L1} \sin \varphi_1 \quad (2-18)$$

Görünür güç,

$$S = 3 U I_{L1} \quad (2-19)$$

şeklinde ifade edilir.

$\alpha = 90^\circ$ olduğunda, (2-17) ve (2-18) ifadeleri gereğince çekilen aktif güç sıfır, reaktif güç ise maksimum değerdedir.

Doğru akım tarafında;

Aktif güç,

$$P_D = U_{do} \dot{I}_d = U_{do} I_d \cos \alpha = P_{di} \cos \alpha \quad (2-20)$$

Reaktif güç,

$$Q_D = U_{do} \dot{I}_d = U_{do} I_d \sin \alpha = P_{di} \sin \alpha \quad (2-21)$$

(2-21) bağıntısı, doğrultucu reaktif gücünün tetikleme açısına sıkı sıkıya bağlı olduğunu ifade eder. Bu da doğrultucunun ancak belirli açılar için uygun bir çalışma bölgesi olabileceğini gösterir. A.C ve D.C tarafındaki güç eşitliği dikkate alındığında,

$$P_p = P_{di} \cos \alpha = P_{di} \cos \varphi_1$$

(2-22) yazılabilir.

$$Q_p = P_{di} \sin \alpha = P_{di} \sin \varphi_1$$

Ayrıca,

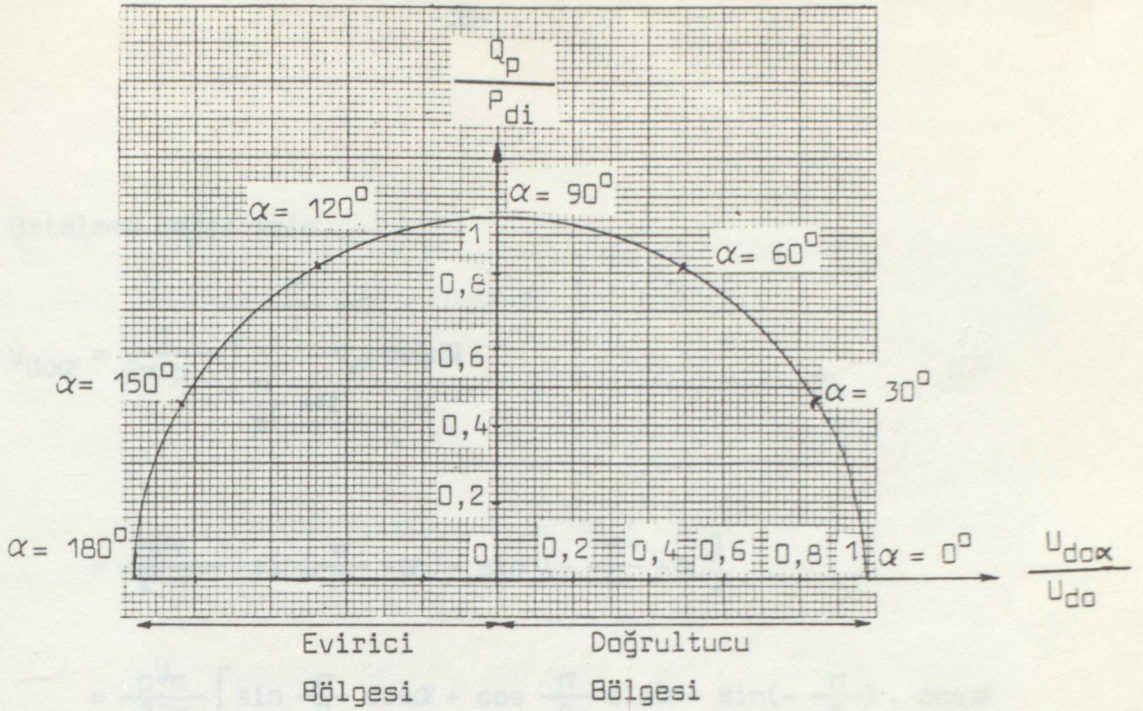
$$U_{do} \cos \alpha = U_{do} \frac{U_{do} \cos \alpha}{U_{do}} = \cos \alpha$$

$$Q_p = P_{di} \sin \alpha = P_{di} \frac{Q_p}{P_{di}} = \sin \alpha$$

$\cos^2 \alpha + \sin^2 \alpha = 1$ eşitliği gereğince

$$\left(\frac{U_{do} \cos \alpha}{U_{do}} \right)^2 + \left(\frac{Q_p}{P_{di}} \right)^2 = 1 \quad (2-23) \text{ bağıntısı çıkarılır.}$$

(2-23) ifadesi ile şekil-2-18'deki diyagram çizilebilir.

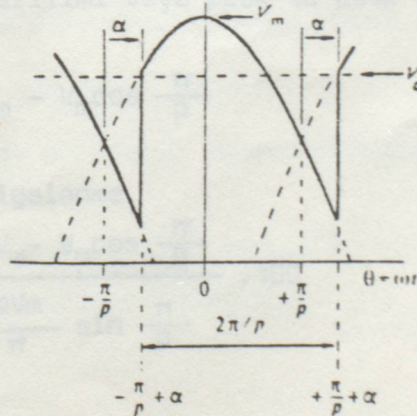


Şekil-2-18. Q_p/P_{di} reaktif güç oranının $U_{do\alpha}/U_{do}$ ye göre değişimi. α - tetikleme açısı parametredir.

Bu diyagram bazı durumlarda üretici firma tarafından verilir. Dönüştürücüler için herhangi bir α açısına karşılık güç ve gerilim değerleri bu diyagram kullanılarak belirlenir.

II-6. Doğrultucu Çıkışındaki D.C'nin, Darbe Sayısına Bağımlılığı :

A.C'den doğrultucular vasıtasıyla elde edilen D.C içinde doğrultucunun türüne göre belirli oranda harmonik bulunur. Uygulamada bir çok yük için bu istenilmez. Bunu önlemek için, filtre düzenleri yanında, yapılabiliyorsa doğrultucu çıkışındaki darbe sayısı artırılır. Çıkıştaki D.C nin kalitesi darbe sayısı ile çok yakından ilişkilidir. P darbeleri bir doğrultucu ele alınıp durum incelendiğinde,



Şekil-2-19. P.darbeleri doğrultucuda bir darbe.

Ortalama değer için,

$$\begin{aligned}
 V_{do\alpha} &= \frac{1}{2\pi/p} \int_{-\frac{\pi}{p} + \alpha}^{+\frac{\pi}{p} + \alpha} V_m \cos \theta d\theta \\
 &= \frac{pV_m}{2\pi} \left[\sin\left(\frac{\pi}{p} + \alpha\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{p} + \alpha\right) \right] \\
 &= \frac{pV_m}{2\pi} \left[\sin \frac{\pi}{p} \cos \alpha + \cos \frac{\pi}{p} \sin \alpha - \sin\left(-\frac{\pi}{p}\right) \cdot \cos \alpha \right. \\
 &\quad \left. - \cos\left(-\frac{\pi}{p}\right) \cdot \sin \alpha \right]
 \end{aligned}$$

$$V_{do\alpha} = \frac{pV_m}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \cos \alpha \quad (2-24) \quad \text{bulunur.}$$

Doğrultucu diyotlardan meydana gelmişse $\alpha = 0$ olacağından yukarıdaki ifade,

$$V_{do\alpha} = \frac{pV_m}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \quad (2-25) \quad \text{şekline gelir.}$$

$$V_{\min} = V_m \cos \frac{\pi}{p} \quad (2-26)$$

Dalgallılık gerilimi veya peak to peak değer,

$$\Delta V = V_r = V_m - V_m \cos \frac{\pi}{p} \quad (2-27) \quad \text{dir.}$$

Buna göre dalgalanma,

$$\begin{aligned}
 \% \text{ ripple} &= \frac{V_m - V_m \cos \frac{\pi}{p}}{\frac{pV_m}{\pi} \sin \frac{\pi}{p}} \cdot 100 \quad (2-28) \quad \text{Çıkar.}
 \end{aligned}$$

(2-28) ifadesi kullanılarak p-darbe sayısına bağılı olarak dalgalanma oranı gösteren bir tablo aşağıda verilmiştir.

Darbe sayısı	2	3	6	12	24
% ripple	157	60.46	14.03	3.447	0.858

Çizelgeden de anlaşılacağı gibi p-darbe sayısı arttıkça dalgalanma azalır. Harmonik analizi için fonksiyonu fourier serisine,

$$V = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \sin n\omega t + b_n \cos n\omega t) \quad (2-29)$$

şeklinde açabiliriz.

Açılımda,

V = gerilimin ani değeri

V_0 = ortalama gerilim

dir.

$f(p\omega t) = f(-p\omega t)$ olduğundan $a_n = 0$ ve $V_0 = \frac{PV_m}{\pi} \sin \frac{\pi}{p}$ dir.

Böylece doğrultucu çıkış geriliminde b_n terimi önem kazanır.

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} V_{\max} \cos \omega t \cdot \cos m p \omega t d(p\omega t)$$

$$= \frac{PV_{\max}}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \left[\frac{2}{(m^2 p^2 - 1)} \right] (-\cos m\pi) \quad (2-30)$$

ifade de, $m p = n$ harmonik derecesini,

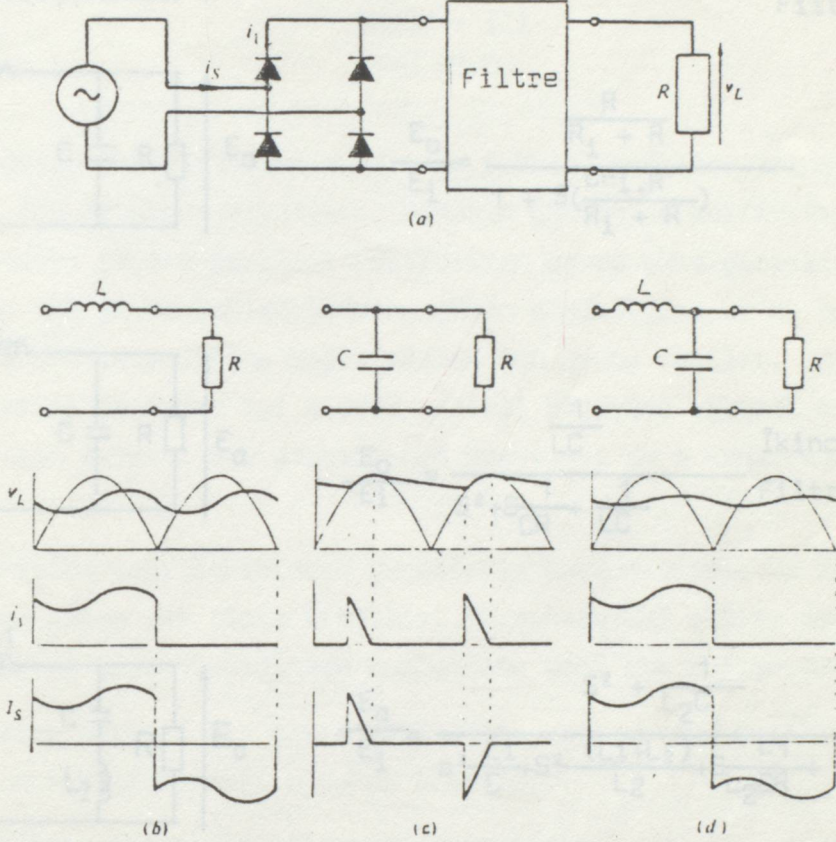
$m = 1, 2, 3, \dots$ tamsayı değerleri,

$(-\cos m\pi)$ de bileşenin işaret değişimlerini belirler.

(2-30) ifadesinde $\frac{2}{n^2 - 1}$ terimi b_n 'in harmonik dereceleriyle yakından ilişkili olduğunu gösterir.

II-7. Doğrultucularda Filtre :

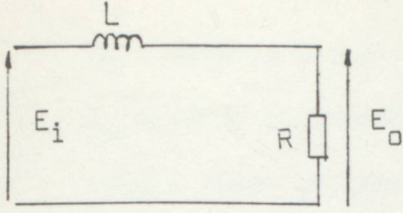
Doğrultucu devrelerinin çıkışına harmonikleri zayıflatmak ya da süzmek için değişik şekillerde filtre elemanları bağlanır (şekil-2-20).



Şekil-2-20. Doğrultucularda filtreleme.

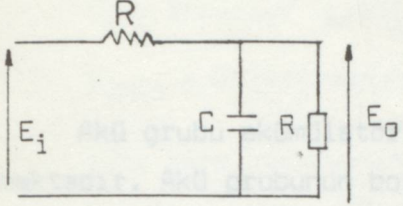
- a) Doğrultucu devresi, b) Yalnız selften oluşan filtre.
- c) Yalnız kondansatör'den oluşan filtre.
- d) Self ve kondansatör'den meydana gelen filtre.

Yükün, devredeki gibi omik olduğu varsayıldığında, transfer fonksiyonları için,

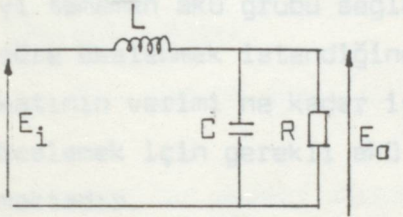


$$\frac{E_o}{E_i} = \frac{1}{1 + \frac{L}{R} s}$$

Birinci dereceden
Filtre devreleri

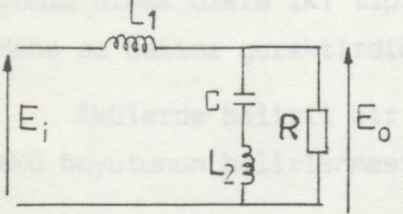


$$\frac{E_o}{E_i} = \frac{\frac{R}{R_1 + R}}{1 + s \left(\frac{L R_1 R}{R_1 + R} \right)}$$



$$\frac{E_o}{E_i} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + s \frac{1}{CR} + \frac{1}{LC}}$$

İkinci dereceden
Filtre devresi



$$\frac{E_o}{E_i} = \frac{s^2 + \frac{1}{L_2 C}}{s^3 \frac{L_1}{C} + s^2 \frac{(L_1 + L_2)}{L_2} + s \frac{L_1}{L_2 C R} + \frac{1}{L_2 C}}$$

Üçüncü dereceden filtre devresi

yazılabilir. s domeninde çıkarılan transfer fonksiyonları $s = j\omega$ yardımıyla frekans domeninde gösterilebilir.

Devrede kullanılan eleman değerleri belli ise E_o kolaylıkla hesaplanır. Bu filtre düzenlerinden şekil-2-20d deki devre, çıkış gerilimi daha düzgün olması sebebiyle tercih edilir. Gerektiğinde bu filtre devreleri ardışık bağlanarak daha da düzgün bir D.C elde etmek mümkündür.

BÖLÜM - III AKÜ GRUBU

Akü grubu akümülatörlerin seri ve paralel bağlanmalarından oluşmaktadır. Akü grubunun boyutları, KGK'nın gücüne ve kullanılacak yük- lere bağlıdır. Şebeke gerilimi kesildikten sonra yüke gerekli enerji- yi tamamen akü grubu sağladığından, yükün büyüklüğüne ve ne kadar uzun süre beslenmek istendiğine bağlı olarak akü grubu seçilir. İnverter katının verimi ne kadar iyi olursa, belirli bir yükü belirli bir süre beslemek için gerekli akü gruplarının boyutları da o kadar küçük ol- maktadır.

Akümülatör yapı bakımından genellikle Kurşun-asidli ve Nikel-kadmi- yumlu olmak üzere iki tipte üretilir. Kurşun-asidli aküler daha ucuz ve daha az bakımı gerektirdiğinden endüstride daha çok kullanılmaktadır.

Akülerde belirli bir çıkış gücü için, optimum akü gerilimi ve akü boyutunun belirlenmesi oldukça önemlidir.

Bunun için iki şeyin bilinmesi yeterlidir.

- 1- Deşarj akımı veya deşarj gücü
- 2- Enerji kesintisi veya arıza anında akü grubunun yükü besleye- bileceği süre (Deşeraj süresi)

Bunlar dikkate alınarak, bir sistem için akü grubunun belirlen- mesi aşağıda verilmiştir.

Örnek;

250 kVA, $\cos \phi = 0,8$ olan bir yük, enerjinin kesilmesi anında en az 20 dakika KGK tarafından beslenecektir. Minimum batarya gerili- mi 315 V olduğuna göre batarya kapasitesi ve boyutunu belirleyiniz (tek faz için).

$$I_B = \frac{S_L \cdot \cos \phi}{\eta_i \cdot U_{B_{\min}}} = \frac{250 \cdot 10^3 \cdot 0,8}{0,95 \cdot 315} = 668 \text{ A} \quad (3-1)$$

I_B = Batarya akımı

S_L = Yüklün görünür gücü

$\cos\varphi$ = Yüklün güç faktörü

η_i = İnverter verimi

U_{Bmin} = Deşarj sonundaki batarya gerilimi

Buna göre bataryanın amper-saat (Ah) olarak kapasitesi,

$$Q = I \cdot h = 668 \cdot \frac{20}{60} = 222,66 \text{ Ah} \quad (3-2)$$

yaklaşık olarak,

$$Q = 225 \text{ Ah seçilir.}$$

Verilen deşarj süresi sonunda her bir elemanın minimum gerilimi,

$$U_{min}/\text{eleman} = 1,7 \text{ V alınırsa,}$$

batarya için,

$$\text{toplam eleman sayısı} = \frac{315}{1,7} = 185,3 = 186 \text{ dır.}$$

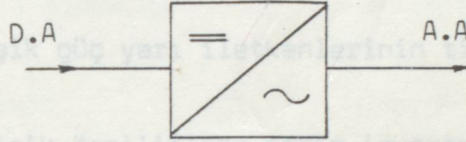
Bu sayı batarya boyutunun belirlenmesinde yardımcı olur. Verilen problem için batarya ya ilişkin elde edilen bilgiler özet olarak aşağıdaki gibidir.

Minimum eleman sayısı	= 186
Minimum deşarj gerilimi	= 1,7 V (toplam 315V)
Deşarj akımı	= 668 A
Deşarj süresi	= 20 Dakika
Batarya kapasitesi	= 225 Ah
Dengeleme şarjı	= 2.23 V (Toplam 415V)

BÖLÜM - IV

D.C/A.C ÇEVİRİCİ (İNVERTER)

İnverter, doğru akım gücünü alternatif akım gücüne çeviren güç elektronigi devresidir. Daha genel olarak, doğru akım şeklindeki bir enerjiyi çıkış frekansı ve çıkış gerilimi ayarlanabilen üç fazlı sisteme (tek fazlıda olabilir) dönüştüren düzenlerdir. Prensip olarak Şekil-4-1'deki gibi gösterilir.



Şekil-4-1. İnverter gösterimi.

Uygulamada çıkış frekansı genellikle 50 Hz'le sınırlanmış olmasına karşılık, istenildiğinde hızlı tristörlerle ve güç transistörleri ile yüksek frekanslara (kHz mertebesi) çıkılabilir.

Kesintisiz güç kaynağının en önemli bölümünü oluşturan bu kat çok değişik şekillerde gerçekleştirilebilir. Güç elemanı olarak tristörler, bipolar tranzistörler MOS transistörler veya kapıdan söndürülebilen tristörler (GTO) kullanılabilir. İnverter devreleri, kullanılan güç elemanına, modülasyon şekline göre değişik şekillerde tasarlanır. Tristörlü devrelerle çok büyük akımlara ulaşılabilir. Ancak tristörleri kesime götürmek için kullanılan komutasyon devreleri, komutasyonu gerçekleştirirken uzun bir sürenin geçmesine neden olur. Bu da darbe genişlik modülasyonlu inverter katlarında peryot içindeki darbe sayısını sınırlı kılar.

Transistörlerin tristörlere olan üstünlükleri, komutasyon devrelerine ihtiyaç göstermemeleri, kolayca ve kısa sürede kesime sokulmalarıdır. Şu anda bir genelleme yapmak gerekirse küçük güçler de transistör, orta güçlerde kapıdan tıkanan tristörler, büyük güçlerde ise klasik tristörlerin kullanılması elverişlidir.

Yüksek frekanslarda ise MOSFET transistörler tercih edilir. Sürekli değişme eğilimi göstermekle birlikte bu elemanlar için tipik güç sınırları yaklaşık olarak Şekil-4-2'deki tabloda belirtilmiştir.

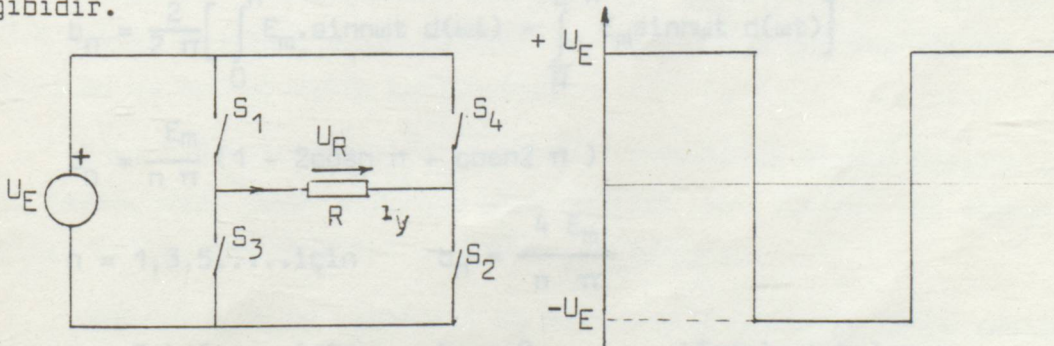
Güç yarı iletkenleri	Tipik güç sınırı
Transistör	0.....5 kw
GTO tristör	0,5.....50 kw
Klasik tristör	10.....1500 kw

Şekil-4-2. Değişik güç yarı iletkenlerinin tipik güç sınırları.

Uygulamada, değişik özelliklere sahip inverter devreleri kullanılır. Kesintisiz güç kaynağındaki inverter katı ise, beslenecek yükün niteliğine ve çıkış gücünde aranan özelliklere göre belirlenir.

IV-1. İnverterlerin Çalışma Prensibi :

İnverterle yapılan çevirme işlemi, bir doğru akım kaynağına bağlı anahtarların uygun açılıp kapanmasıyla, yükten alternatif bir akım akıtmaya dayanır. En basit şekliyle böyle bir devre Şekil-4-3'deki gibidir.



Şekil-4-3. Doğru gerilimin alternatif gerilime çevrilmesi.

S_1 ve S_2 anahtarları kapalıyken, R üzerinde şekildeki yönde bir akım ve polaritede bir gerilim oluşur. S_1 ve S_2 nin açılıp S_3 ve S_4 kapanmasıyla akım ve gerilim yön değiştirir. Eğer S_1 ve S_2 ile S_3 ve S_4

periyodik olarak açılıp kapanırsa yük uçlarında U_E genlikli bir kare dalga elde edilir. S anahtarları yerine diğer yarı iletken elemanlar kullanıldığında da aynı işlem gerçekleştirilebilir. İnvertörlerin yapısına ve türlerine girmeden önce yukarıda bahsedilen yük uçlarındaki kare dalgayı, harmonikleri cinsinden ifade etmemiz yerinde olacaktır. Çünkü bazı durumlarda dalga şekli ne olursa olsun harmoniklerin durumu ve harmonik spektrumu özellikle istenir. Bunun için fourier serisinde,

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \cos nx \, dx \quad (n = 0, 1, 2, \dots)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \sin nx \, dx \quad (n = 1, 2, \dots) \quad (4-1)$$

terimleri dikkate alınır.

$f(x)$ için,

$$0 \leq e(\omega t) \leq \pi \quad : e(\omega t) = E_m$$

tanımlandığında

$$\pi \leq e(\omega t) \leq 2\pi \quad : e(\omega t) = -E_m$$

$$a_n = \frac{2}{2\pi} \left[\int_0^\pi E_m \cos n\omega t \, d(\omega t) + \int_\pi^{2\pi} (-E_m) \cos n\omega t \, d(\omega t) \right] = 0 \quad (n=0, 1, 2, \dots)$$

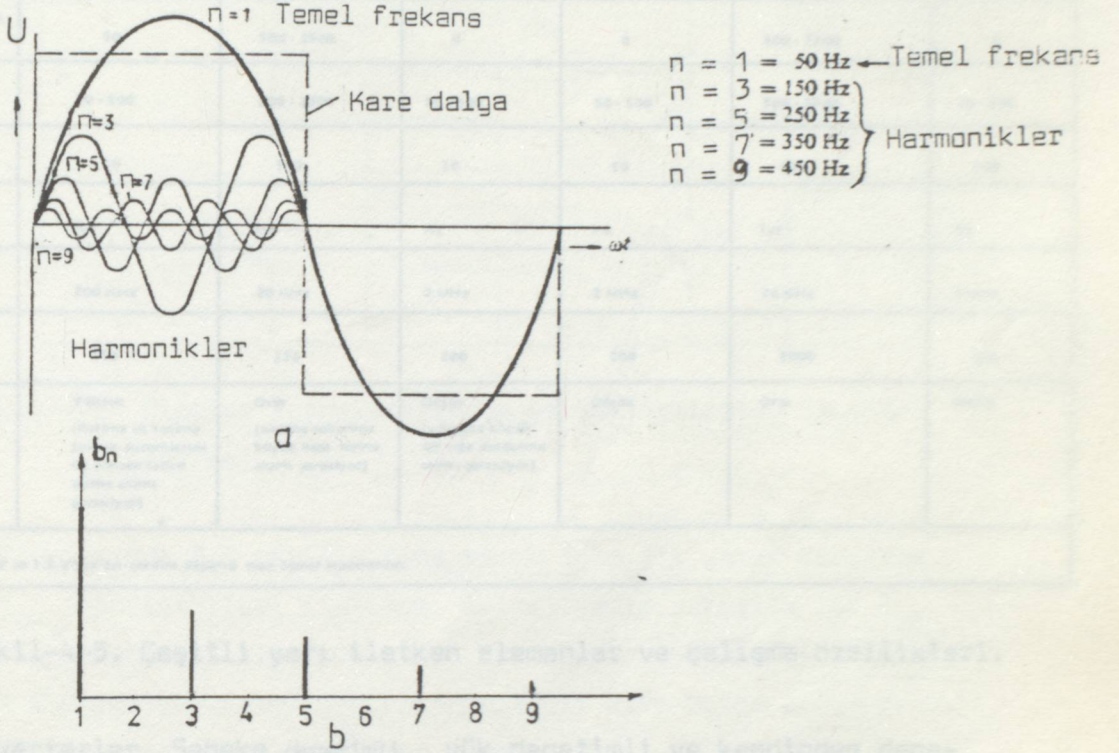
$$b_n = \frac{2}{2\pi} \left[\int_0^\pi E_m \sin n\omega t \, d(\omega t) - \int_\pi^{2\pi} E_m \sin n\omega t \, d(\omega t) \right]$$

$$b_n = \frac{E_m}{n\pi} (1 - 2\cos n\pi + \cos 2n\pi)$$

$$n = 1, 3, 5, \dots \text{ için } b_n = \frac{4 E_m}{n\pi}$$

$$n = 2, 4, 6, \dots \text{ için } b_n = 0 \quad \text{ifadeleri bulunur.}$$

Bu sonuçlar yaklaşık olarak Şekil-4-4'deki gibi gösterilebilir.



Şekil-4-4. Kare dalganın Fourier analizi.

- a) Harmonikleri
- b) Harmonik spektrumu

İnverter girişindeki D.C gerilim, doğrultucu, akü veya bir D.C kıyıcı devreden temin edilebilir. Kesintisiz güç kaynağında, doğrultucu ve akü birlikte kullanılır.

İnverter katının belirlenmesinde, inverterde aranan özelliklere ve besleyeceği yükün durumuna göre değişik yarı iletken güç elemanlarının kullanılabileceğini daha önce söylemiştik.

Şekil-4-5'de bu elemanlar ve bazı özellikleri bir tablo şeklinde verilmiştir. Klasik tristörlerin özellikleri bilindiğinden tabloya alınmamıştır.

OGE ÖZELLİKLERİ	BİPOLAR TRANSİSTÖR	KAPLI-KESİMLİ TRİSTÖR GTO	MOSFET	JFET ve STATİK ENÜKLEMELİ TRANSİSTÖR	ALAN-DENETİMLİ TRİSTÖR FCT	GaAs FET
Normal durumda Açık / Kapalı	Kapalı (kesimde)	Kapalı	Kapalı	Açık (iletimde)	Açık	Açık / Kapalı
Ters gerilime dayanma yeteneği, Volt	50	500 - 2500	0	0	500 - 2500	0
Kırılma gerilim aralığı, Volts	50 - 500	500 - 2500	50 - 500	50 - 500	500 - 2500	50 - 500
İletimde akım * yoğunluğu, A/cm ²	40	100	10	10	100	100
Ani aşırı akım geçirebilme yeteneği	Az	İyi	Az	Az	İyi	Az
Yaklaşık en büyük anahtarlama hızı	200 KHz	20 KHz	2 MHz	2 MHz	20 KHz	2 MHz
Çalışma ısısı, santigrad derece	150	125	200	200	2000	200
Kayıp - sürme gücü	Yüksek (iletme ve kesme sokma durumların- da yüksek taban sürme akımı gerekliyor)	Orta (kesme sokarken büyük kapı - sürme akımı gerekiyor)	Düşük (yalnızca küçük bir ısıya soldurma akımı gerekiyor)	Düşük	Orta	Düşük

* Karşılaştırma 500 V ve 1.3 V tük. ön-gerilim düşümü olan ögeler arasındadır.

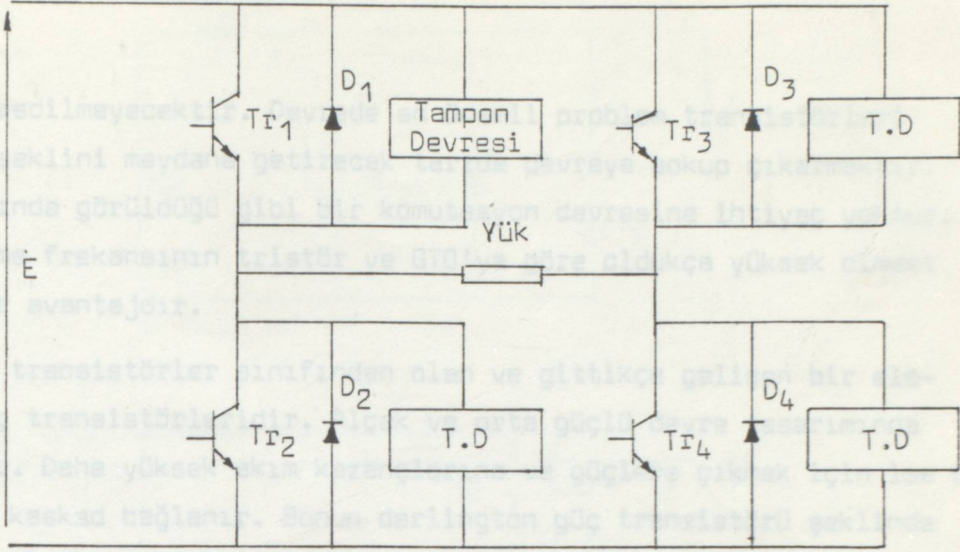
Şekil-4-5. Çeşitli yarı iletken elemanlar ve çalışma özellikleri.

İnverterler, Şebeke denetimli, yük denetimli ve kendinden denetimli olmak üzere üç grupta toplanır. Burada daha çok kendinden denetimli inverterlere yer verilecektir.

IV-2. İnverter Devreleri :

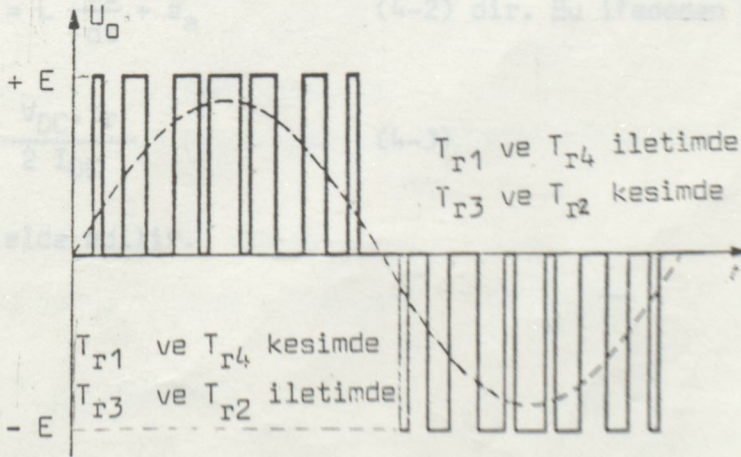
IV-2-1. Bipolar Transistörlerle Gerçekleştirilen İnverter :

Bipolar transistörlerin en önemli avantajı çok kısa süreler içerisinde kesime ve doyuma sokulmasıdır. Anahtarlama anındaki kayıpların azaltılması için baz sürme devrelerinin çok iyi tasarlanması lazımdır. Ayrıca her transistörün kollektör ve emitörü arasına paralel olarak bağlanacak elemanların doğru belirlenmesi devrenin emniyeti bakımından zorunludur. Bu elemanlarla yapılan bir fazlı tam köprü bir inverterün şeması şekil-4-6 da verilmiştir. Burada transistöre ters paralel bağlı olan diyotlar, endüktif yüklerde doğabilecek reaktif gücü şebekeye iade etmek içindir.



Şekil-4-6. Bipolar Transistörlerle gerçekleştirilen inverter devresi.

Yük uçlarında A.C gerilim elde etmek için ilk yarım periyotta T_{r1} ve T_{r4} transistörleri iletimde, ikinci yarım periyotta ise T_{r2} ve T_{r3} transistörleri iletimde olmak zorundadır. Genellikle Transistörlerin iletime ve kesime geçirilmeleri bir kare dalga oluşturacak şekilde ayarlanmaz. Zira daha önce incelediğimiz gibi kare dalga da küçümsenemeyecek seviyede harmonikler mevcuttur. Harmoniklerin az ve düşük seviyede olması için darbe genişlik modülasyonu (PWM) kullanılır. Böylece çıkış gerilimi ve frekansı kolayca kontrol edilebilir. Yük uçlarında ise Şekil-4-7'e benzer bir dalga şekli oluşur.



Şekil-4-7. İnverter çıkış gerilimi dalga şekli.

Bu yöntem daha sonra detaylı olarak inceleneceğinden burada daha

fazla bahsedilmeyecektir. Devrede en önemli problem transistörleri bu dalga şeklini meydana getirecek tarzda devreye sokup çıkarmaktır. Bunun dışında görüldüğü gibi bir komutasyon devresine ihtiyaç yoktur. Anahtarlama frekansının tristör ve GTO'ya göre oldukça yüksek olması önemli bir avantajdır.

Yine transistörler sınıfından olan ve gittikçe gelişen bir eleman da güç transistörleridir. Alçak ve orta güçlü devre tasarımı için kullanılır. Daha yüksek akım kazançlarına ve güçlere çıkmak için ise bu elemanlar kaskad bağlanır. Bunun darlington güç transistörü şeklinde ayrı üretimi de mevcuttur.

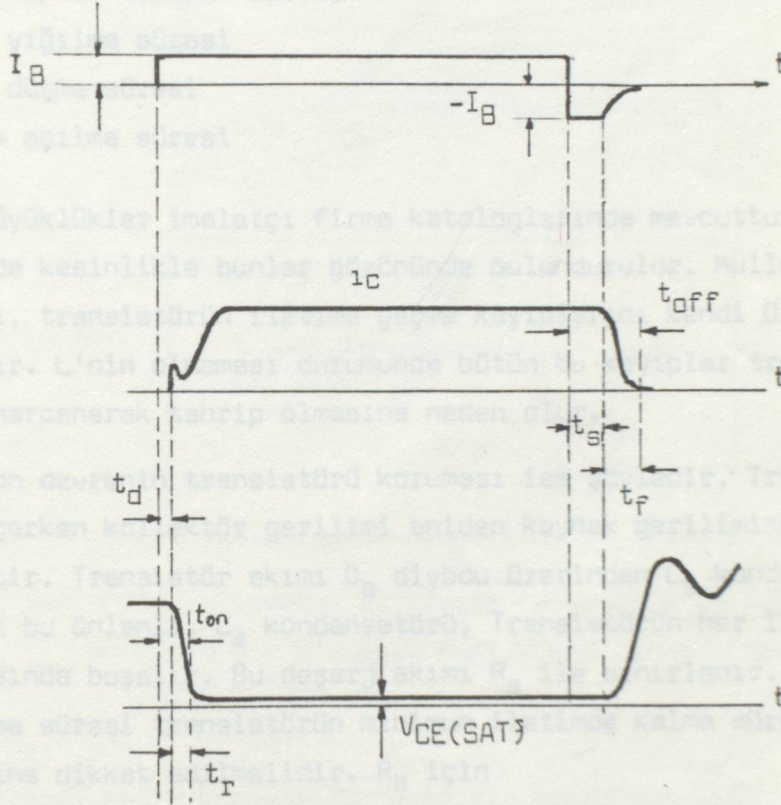
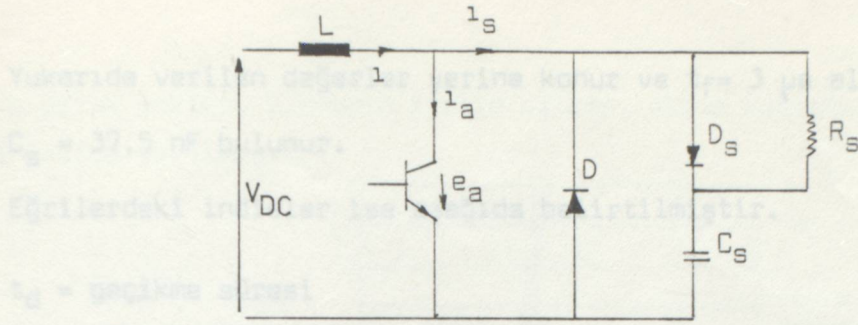
Gerek bipolar transistörler ve gerekse güç transistörleri, en kötü çalışma şartlarında dahi emniyetli çalışma (SOAR) bölgelerinin içinde kalmalıdır. Bu eğriler ve çalışma bölgeleri üretici firma tarafından verilir. Buna dikkat edilmediği takdirde, bu elemanlar ısı olarak tahrip olur. Bunu önlemek ve anahtarlama kayıplarını minimuma indirmek için şekil-4-6'daki gibi tampon devreleri kullanılır. Tampon devreleri transistörlü inverterlerde oldukça önem taşır. Bu nedenle konu şekil-4-7'de verilen açık devre ve eğrilerle ele alınmıştır.

Tampon devresi transistörün $\frac{di}{dt}$ ve $\frac{dv}{dt}$ sınırlarını aşmasını önler. Şekildeki gibi tek transistör için iletme geçme denklemi,

$$V_{dc} = L \frac{di}{dt} + e_a \quad (4-2) \text{ dir. Bu ifadeden } L \text{ çözülürse,}$$

$$L = \frac{V_{DC} \cdot t_r}{2 I_{DC}} \quad (4-3)$$

denklemleri elde edilir.



Şekil-4-7. a) Tampon devresi

b) Tampon devreli transistörün anahtarlama eğrileri.

Sayısal bir örnek olarak,

$$V_{DC} = 240 \text{ V} \quad t_r = 0,5 \text{ } \mu\text{s} \quad I_D = 6 \text{ A} \quad \text{verilirse}$$

$L = 10 \text{ } \mu\text{H}$ bulunur.

Kesime geçme anında ise,

$$L_s = C_s \frac{dV_C}{dt} \quad (4-4) \quad \text{yazılabilir. } C_s \text{ için ise,}$$

$$C_s = \frac{I_{DC} \cdot t_f}{2 \cdot V_{DC}} \quad (4-5) \quad \text{bağıntısı bulunur.}$$

Yukarıda verilen değerler yerine konur ve $t_f = 3 \mu s$ alınır,sa,

$C_s = 37,5 \text{ nF}$ bulunur.

Eğrilerdeki indisler ise aşağıda belirtilmiştir.

t_d = geçikme süresi

t_r = yükselme süresi

t_{ON} = toplam kapanma süresi

t_s = yığılma süresi

t_f = düşme süresi

t_{OFF} = açılma süresi

Bu büyüklükler imalatçı firma kataloglarında mevcuttur. Devrenin tasarımında kesinlikle bunlar gözönünde bulundurulur. Kullanılan L'nin ana gayesi, transistörün ilettime geçme kayıplarını kendi üzerinde harcamaktır. L'nin olmaması durumunda bütün bu kayıplar transistörler üzerinde harcanarak tahrip olmasına neden olur.

Tampon devrenin transistörü koruması ise şöyledir. Transistör kesime geçerken kollektör gerilimi aniden kaynak gerilimine sıçramak isteyecektir. Transistör akımı D_s diyodu üzerinden C_s kondansatörünü doldurarak bu önlenir. C_s kondansatörü, Transistörün her ilettime geçişi sırasında boşalır. Bu deşarj akımı R_s ile sınırlanır. Kondansatörün boşalma süresi transistörün minimum iletimde kalma süresinden küçük olmasına dikkat edilmelidir. R_s için

$$R_s \leq \frac{t_o}{5 \cdot C_s} \quad (4-6) \quad \text{eşitsizliği yazılabilir.}$$

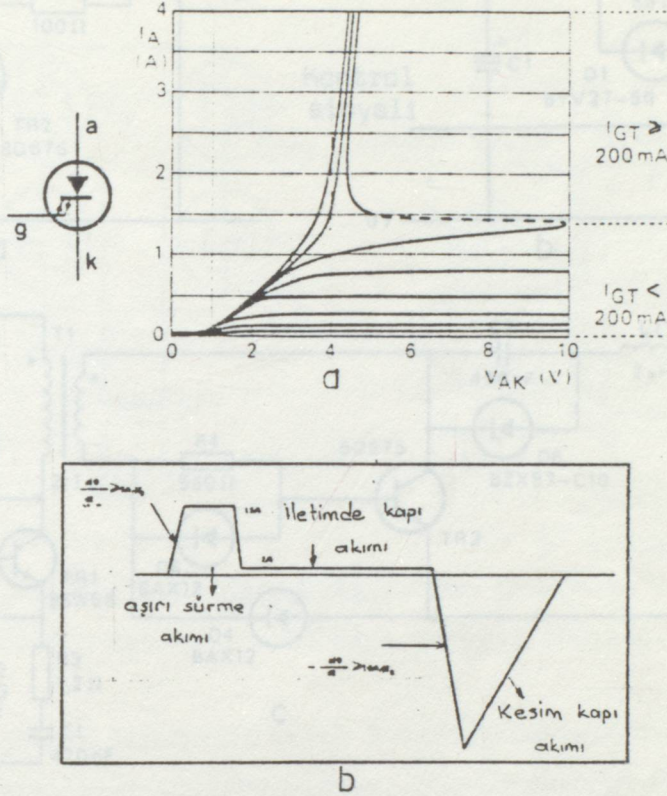
$t_o = C_s$ 'nin boşalma süresi.

dirençte harcanan güç için,

$$P_a = \frac{1}{2} F \cdot C_s V_{DC}^2 \quad (4-7) \quad \text{yazılabilir.}$$

GTO'larla gerçekleştirilen inverter devreleri, klasik tristörlerle gerçekleştirilen inverterlere benzer olduğundan burada ayrıca ele alınmayacaktır. Bu elemanın avantajı artı kapı sürüsüyle ilettime geçip eksi kapı sürüsüyle de kesime sokulabilmesidir. Komutasyon devre-

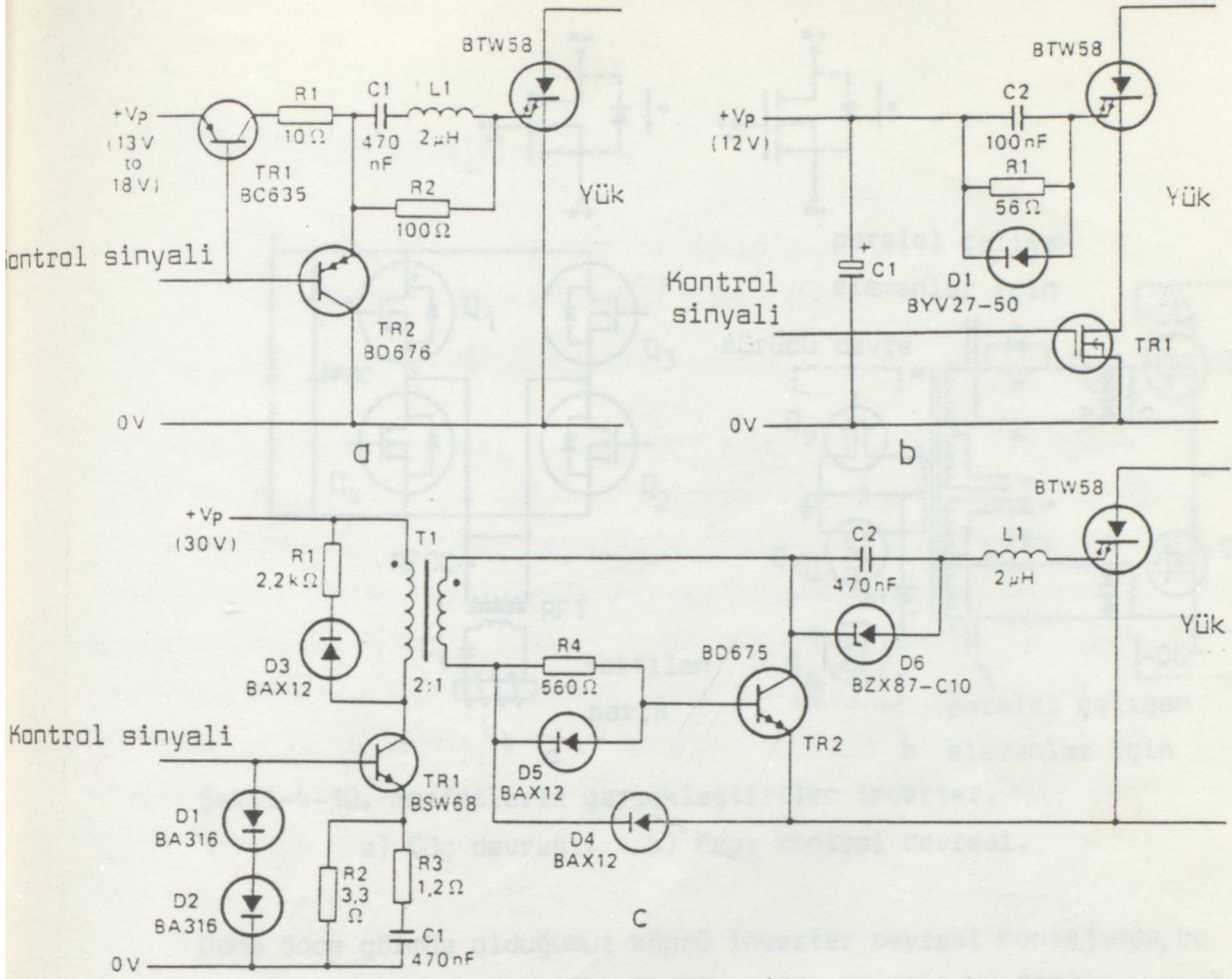
lerine gerek yoktur. Elemanın iletim ve kapı sürme karakteristiği Şekil-4-8'de verilmiştir.



Şekil-4-8. GTO çalışması. a) İletim karakteristiği (BTW58 GTO)
b) Güçlü bir GTO için kapı sürme akımı karakteristiği
(1600 V, 600 A)

GTO 'larda aşırı sürme akımı kayıpları sınırlamak için, sürekli kapı akımı iletimde kalması için, kesim kapı akımı ise GTO'yu kesime götürmek içindir (Şekil-4-8b). Bu değerleri kataloglarda bulmak mümkündür. Kesime neden olan eksi kapı akımı ile anod akımı oranları genellikle $\frac{1}{5}$ ile $\frac{1}{25}$ arasında değişir.

Eleman için geliştirilmiş bazı kapı sürme devreleri Şekil-4-9'da verilmiştir.

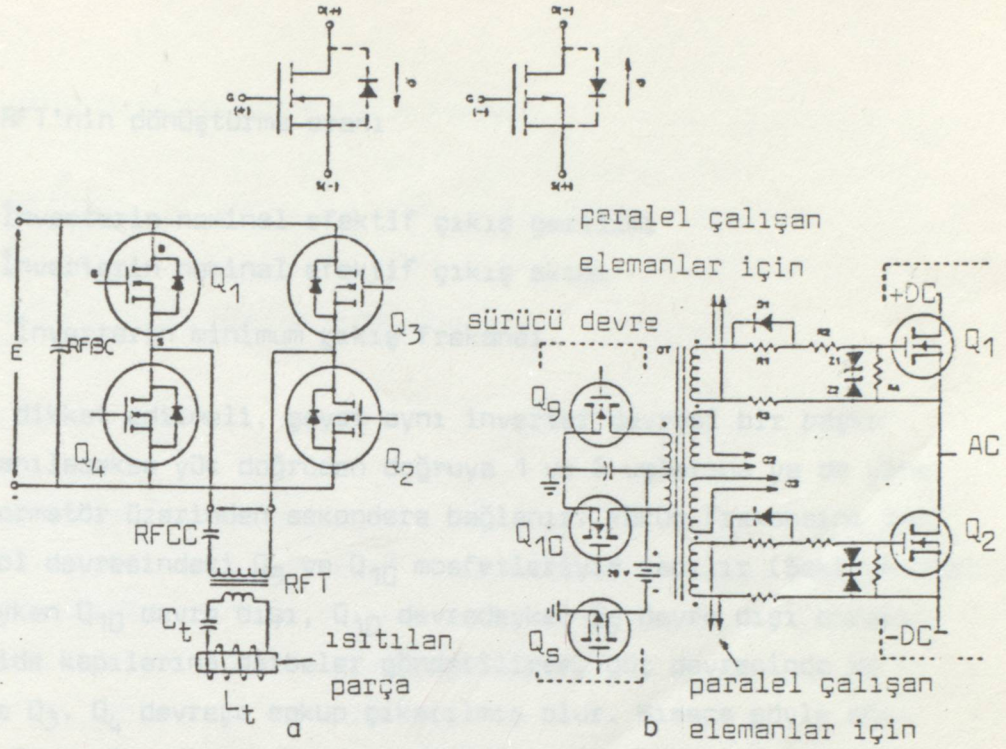


Şekil-4-9. GTO için kapı sürme devreleri.

IV-2-2. Mosfetlerle Gerçekleştirilen İnverter :

Alan etkili çalışan bir eleman olup, günümüzde nominal çalışma değerleri 50V/60A den 1000V/3A 'a kadar sınırlar içinde değişmektedir. Elemanın çok yüksek frekanslara (MHz mertebesinde) elverişli olması önemli avantajlar sağlamaktadır.

Elemanın kapı potansiyeli ayarlanarak D ve S terminalleri arasından akan akım kontrol edilebilir. Yapısında ters paralel diyotun olması endüktif yüklerde reaktif güç iadesini mümkün kılar. Mosfetlerle gerçekleştirilen bir yüksek frekans inverteri Şekil-4-10'da verilmiştir. Endüksiyon fırınları için oldukça uygun olan bu devre, kapı sürme devresinin kontrolü ile istenildiği şekilde çalıştırılabilir. Güç ise kullanılan elemanın nominal çalışma değerleriyle belirlenir ve bu değerler imalatçı firmalar tarafından kataloglarda verilir. Daha yüksek güçlere çıkmak için ise mosfetler paralel bağlanır.



Şekil-4-10. Mosfetlerle gerçekleştirilen inverter.

a) Güç devresi. b) Kapı kontrol devresi.

Daha önce görmüş olduğumuz köprü inverter devresi montajında, bu kez mosfet transistörler kullanılmıştır. Güç devresinde RFBC(by-pass) kondansatörü inverter girişinde olabilecek A.C bileşenleri süzer. RFCC (kuplaj) kondansatörü ise RFT transformatörün primerinden geçebilecek D.C bileşenleri süzer. Yüksek frekanslı yüklerde sekonder devrede görüldüğü gibi C_t ve L_t ile yüksek Q (kalite faktör) li bir devre teşkil edilir. Eğer devre bu şekliyle kullanılacaksa, yani endüksiyonlu ısıtma isteniyorsa,

$$RFCC \gg \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 C_t$$

$$RFT'nin \text{ kaçak endüktansı} \ll \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2 L_t$$

$$RFT'nin \text{ primer endüktansı} \gg \frac{1}{\omega_{min}} \cdot \frac{E_o}{I_o} \quad (4-8)$$

$$f \gg \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_t C_t}}$$

$$\frac{N_D}{N_S} = \text{RFT'nin dönüştürme oranı}$$

E_D = İnverterin nominal efektif çıkış gerilimi

I_D = İnverterin nominal efektif çıkış akımı

$\omega_{\min}$ = İnverterin minimum çıkış frekansı

şartlarına dikkat edilmeli, şayet aynı inverter devresi bir başka yerde kullanılacaksa yük doğrudan doğruya 1 ve 2 uçlarına ya da yine bir transformatör üzerinden sekondere bağlanır. Yükün frekansını ise kapı kontrol devresindeki Q_9 ve Q_{10} mosfetleriyle yapılır (Şekil-4-10b). Q_9 devredeyken Q_{10} devre dışı, Q_{10} devredeyken Q_9 devre dışı bırakılacak şekilde kapılarına darbeler gönderilirse, güç devresinde de Q_1 ve Q_2 ve Q_3 , Q_4 devreye sokup çıkarılmış olur. Kısaca şöyle söylenebilir. Q_9 ve Q_{10} elemanlarının kapılarına uygulanan darbelerle çıkış frekansı kontrol altında tutulur.

IV-2-3. Tristörlerle Gerçekleştirilen Temel İnverter Devreleri :

Endüstri'de rastlanan inverterlerin pek çoğunda klasik tristörler kullanılır. Çünkü daha önce belirttiğimiz gibi bu elemanlarla oldukça yüksek güçlere çıkılabilmektedir. Bu kısımda bu elemanlarla kurulan inverter devreleri ve prensipleri incelenecektir.

IV-2-3-1. Rezonans Prensibine Göre Çalışan İnverterler :

Değişik karakter taşıyan yüklere uygun L,C elemanları bağlanarak yükün rezonansa getirilmesi esasına dayanır. Uygulamada yük genellikle omik-endüktif karakter taşıdığından uygun bir kondansatör bağlanarak yük rezonansa getirilebilir. Kondansatörün yüke bağlanışına göre "Paralel rezonans devreli inverter" veya "seri rezonans devreli inverter" olabilir. Her iki durumda da rezonans frekansı (doğal frekans),

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L C}} \quad (4-9)$$

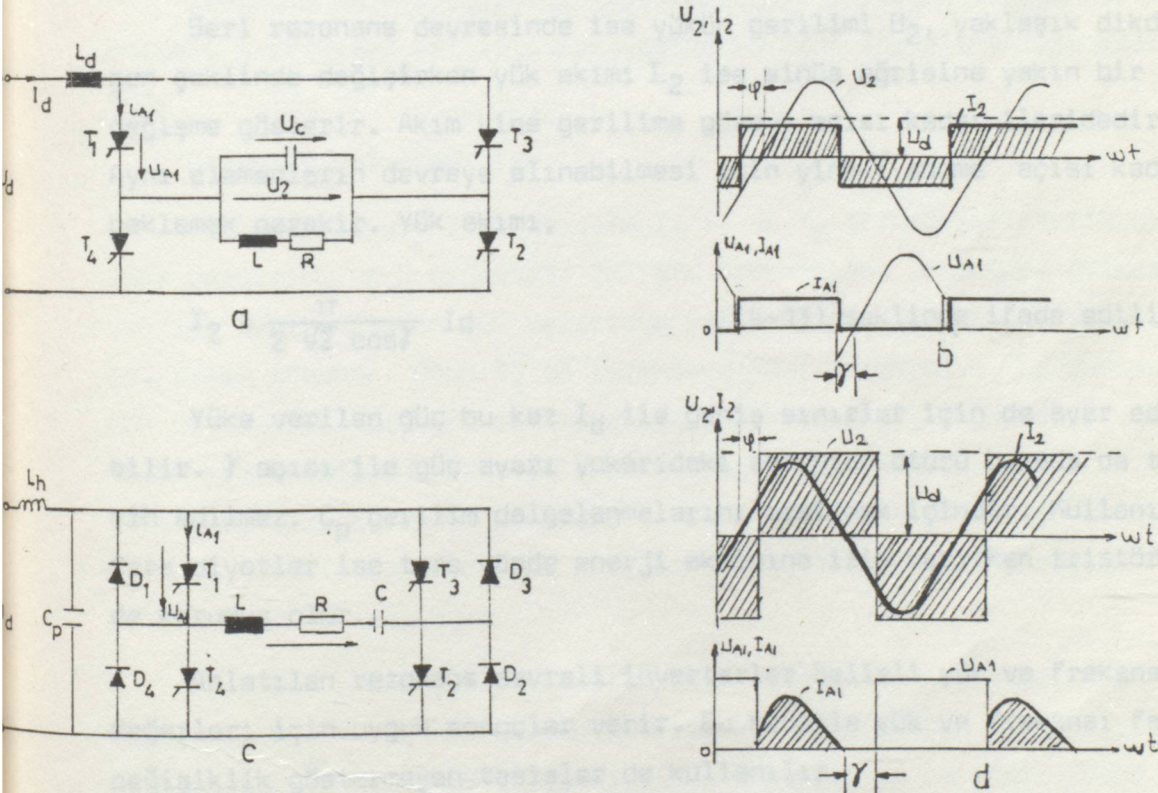
kayıplar dikkate alındığında sönüm faktörü,

$$\delta = \frac{R}{4 \pi f_0 L} \quad (4-10) \quad \text{dır.}$$

sönüm faktörüne bağlı olarak doğal frekans,

$$f_R = f_0 \cdot \sqrt{1 - \delta^2} \quad (4-11) \quad \text{yazılabilir.}$$

Yüke bağlanan elemanlarla devre kapasitif hale getirilir. Rezonans devresi akımının da kapasitif olabilmesi için işletme frekansı paralel rezonans devrelerinde rezonans frekansının üzerinde, seri rezonans devrelerinde ise altında olmalıdır. Her iki devrenin yapısı ve dalga şekilleri Şekil-4-11'deki gibidir.



Şekil-4-11. Rezonans devreli inverterler ve dalga şekilleri.

- a) Paralel rezonans devreli inverter
- b) Akım ve gerilim dalga şekilleri
- c) Seri rezonans devreli inverter
- d) Akım ve gerilim dalga şekilleri

Paralel rezonans devresinde akım yaklaşık olarak dikdörtgen dalga şeklinde değişirken yük gerilimi U_2 de sinus eğrisine yakın bir değişme gösterir. Akım gerilime göre φ açısı kadar ileridedir. Aynı tristörlerin tekrar tetiklenmesi için γ sönme açısı kadar beklenmelidir. Yük uçlarındaki gerilimin değişimi,

$$U_2 = \frac{\pi U_d}{2 \sqrt{2} \cos \gamma} \quad (4-12) \text{ ifadesi ile bulunur.}$$

Yüke verilen gücün değeri, γ sönme açısıyla ayar edilebilirse de tercih edilmez. Çünkü tristörün çalışma sahasını daraltır. Fakat U_d 'yi değiştirilerek güç geniş sınırlar içinde ayar edilebilir. Devrede kullanılan L_d ise ani gerilim değişimlerini önlemek ve akımı sabit tutmak içindir.

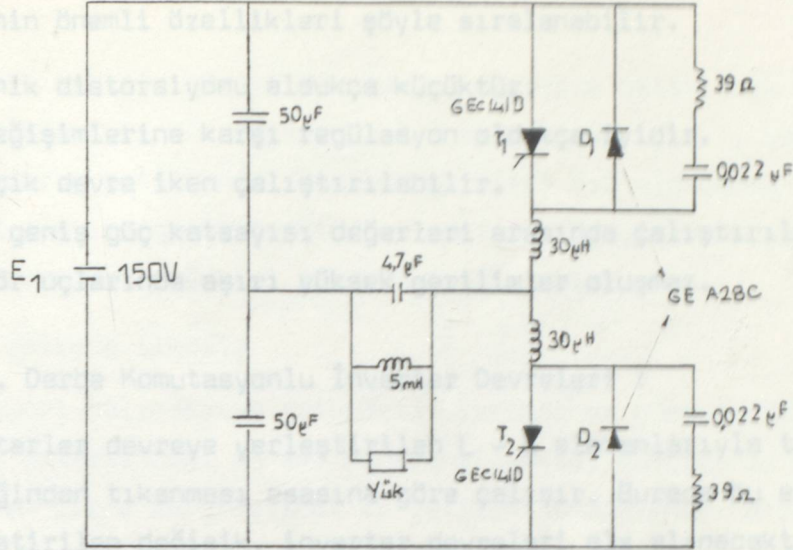
Seri rezonans devresinde ise yükün gerilimi U_2 , yaklaşık dikdörtgen şeklinde değişirken yük akımı I_2 ise sinüs eğrisine yakın bir değişme gösterir. Akım yine gerilime göre φ açısı kadar ileridedir. Aynı elemanların devreye alınabilmesi için yine γ sönme açısı kadar beklemek gerekir. Yük akımı,

$$I_2 = \frac{\pi}{2 \sqrt{2} \cos \gamma} I_d \quad (4-13) \text{ şeklinde ifade edilir.}$$

Yüke verilen güç bu kez I_d ile geniş sınırlar için de ayar edilebilir. γ açısı ile güç ayarı yukarıdaki sebepten ötürü burada da tercih edilmez. C_p gerilim dalgalanmalarını azaltmak içindir. Kullanılan ters diyotlar ise ters yönde enerji akmasına izin verirken tristörleri de korumuş olur.

Anlatılan rezonans devreli inverterler belirli yük ve frekans değerleri için uygun sonuçlar verir. Bu nedenle yük ve frekansı fazla değişiklik göstermeyen tesisler de kullanılır.

İki tristörle gerçekleştirilen bir başka rezonans devreli inverter ise Şekil-4-12'de verilmiştir. Yine aynı şekilde yüke paralel L, C elemanları bağlanarak yük rezonansa getirilir.



Şekil-3-12. İki tristörle gerçekleştirilen inverter devresi.

Devreden de anlaşılacağı gibi köprü bir inverter devresinde ilk koldaki tristörler kaldırılarak yerine kondansatör elemanları konmuştur.

Devrenin çalışması ise;

Her yarı periyot başında sırayla T_1 ve T_2 tristörleri tetiklenir. Yüke paralel L ve C değerleri çalışma frekansında rezonansa gelecek şekilde seçildiğinden yük uçlarında yaklaşık $2E_1$ gerilimine yükselen işaretler görünür. Önce T_1 'in tetiklendiğini varsayalım, bu durumda yük uçlarındaki gerilim bir süre sonra yaklaşık $2E_1$ 'e yükselir. Sonra devam etmek isteyen endüktif akım D_1 diyodundan akmaya başlar ve kaynağa geri enerji verir. Bu arada T_1 ters kutuplanmış olduğundan tıkanır. T_2 tetiklendiğinde aynı olaylar tekrarlanarak yük uçlarında negatif alternans görünür.

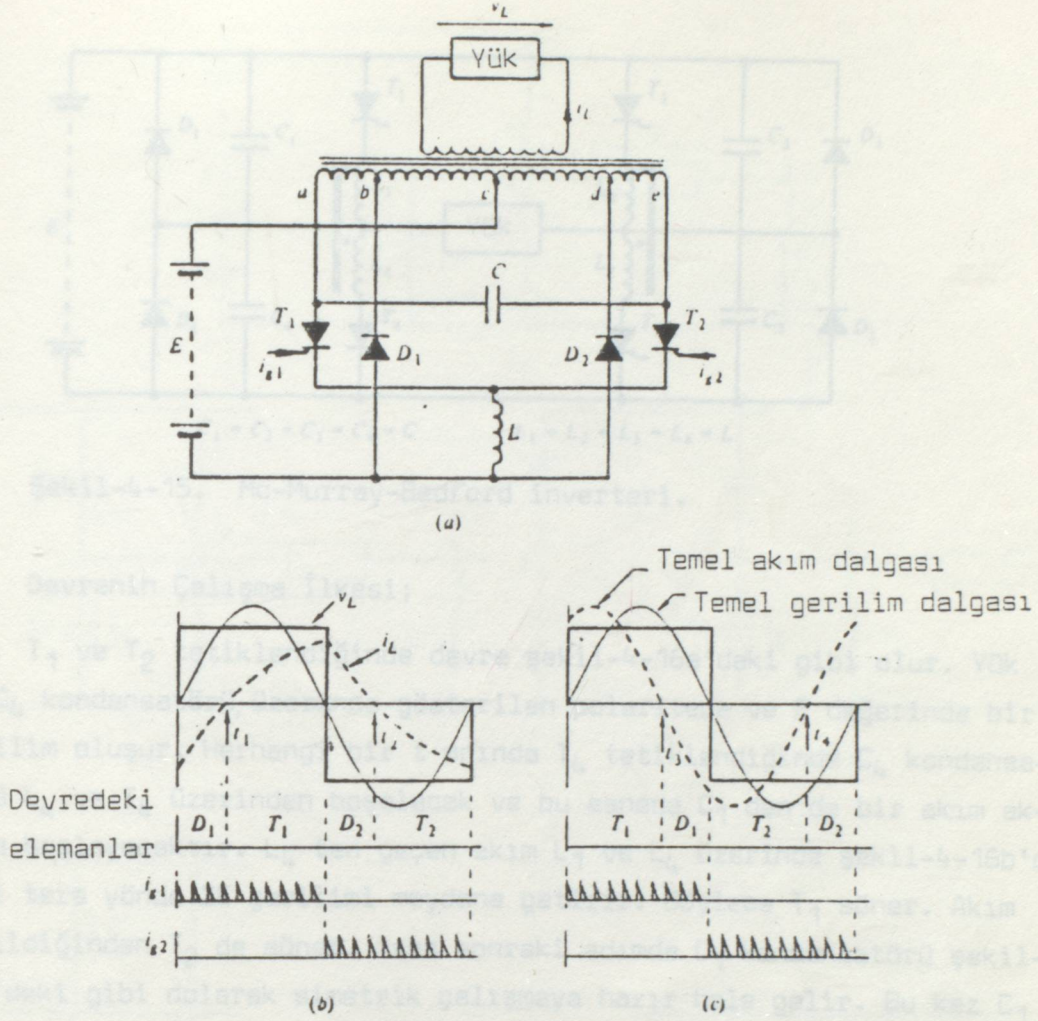
Devrede L, C değerleri değişmeksizin tetikleme frekansı (f_t) değiştiğinde, f_0/f_t nin sadece belirli bir değeri için distorsiyon en küçüktür. Yani çıkış gerilimi sinüs eğrisine en yakındır. Daha önce de belirttiğimiz gibi çıkış frekansı belirli limitler arasında tutulmadığında çıkış gerilimi sinüs eğrisinden uzaklaşır.

Devredeki L bobinin görevi komutasyon süresini belirlemek ve di/dt yi sınırlamaktır. Yük uçlarında A.C elde etmek için T_1 ve T_2 tristörleri ardarda tetiklenir. Besleme gerilimi D.C olduğundan tristörlerden biri iletime geçirildiğinde transformatör uçlarına paralel bağlı olan kondansatör diğerini söndürmek için dolar.

Devrenin çalışma ilkesi;

Devre sukunet halindeyken tristörler kesimde ve yükten hiçbir akım akmaz. T_1 tetiklendiği an sol N_1 transformatör sargısında E gerilimi ve toplam giriş sargılarında $2E$ gerilimi endüklenir. Böylece C kondansatörü de şekildeki polaritede $2E$ gerilimi kadar dolar. T_2 tetikleninceye kadar bu gerilim bu seviyede kalır. T_2 tetiklendiği an C, T_1 üzerinden boşalarak bu elemanı kesime sokar. Hemen arkasından C ters yönde dolar. Bu kez T_1 tetiklendiğinde C, T_2 üzerinden boşalarak bu elemanı kesime sokar. Böylelikle transformatör giriş sargılarından değişken bir akım akıtılmış olur. Yük akımının frekansı kapı devrelerinin frekansına bağlı olarak kontrol edilir. Devre parametrelerine bağlı olarak, yük dalga şekli kare ya da sinüsoidal olabilir.

Devre bu şekliyle omik yükler için uygundur. Eğer yük endüktif olursa oluşabilecek reaktif güç ters diyotlar olmadığından iade edilemeyip tristör uçlarında gerilim sıçramalarına neden olabilecektir. Bunu önlemek için aynı devre Şekil-4-14a 'daki şekle getirilir. Devreye eklenen D_1 ve D_2 ile , meydana gelen reaktif güç doğrultularak kaynağa geri verilir ve tristörler böylece korunmuş olur. Devrenin çalışması aynı şekildedir. Şekil-4-14b yükün endüktif olması, Şekil-4-14c ise kapasitif olmasındaki dalga şekilleridir. Bunlara dikkat edildiğinde, tristörleri istenilen anda devreye sokmanın mümkün olmadığı anlaşılabacaktır. Bu nedenle tristörlere, devreye almak istenilen aralıklarda sürekli tetikleme darbeleri gönderilir. Tetikleme şartlarına ulaşan tristör hemen tetiklenerek üzerine akım almaya başlar.

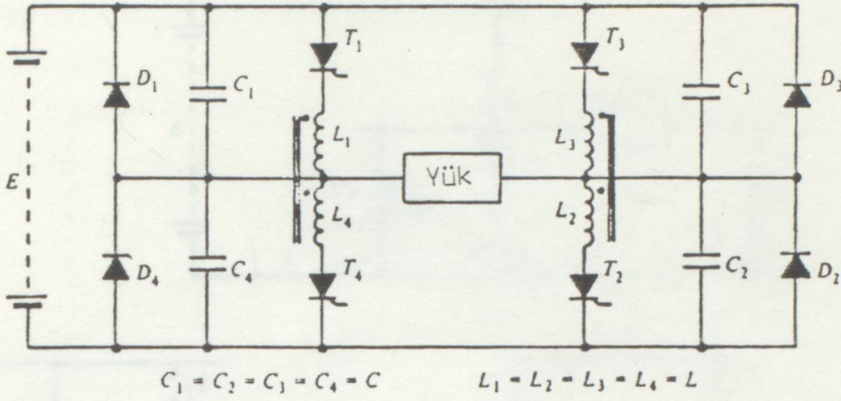


Şekil-4-14. Reaktif yüklü çalışma

- a) Merkez uçlu ve geri besleme diyotlu inverter devresi.
- b) Endüktif yük için dalga şekli.
- c) Kapasitif yük için dalga şekli.

IV-2-3-2-2. Mc-Murray-Bedford İnverteri :

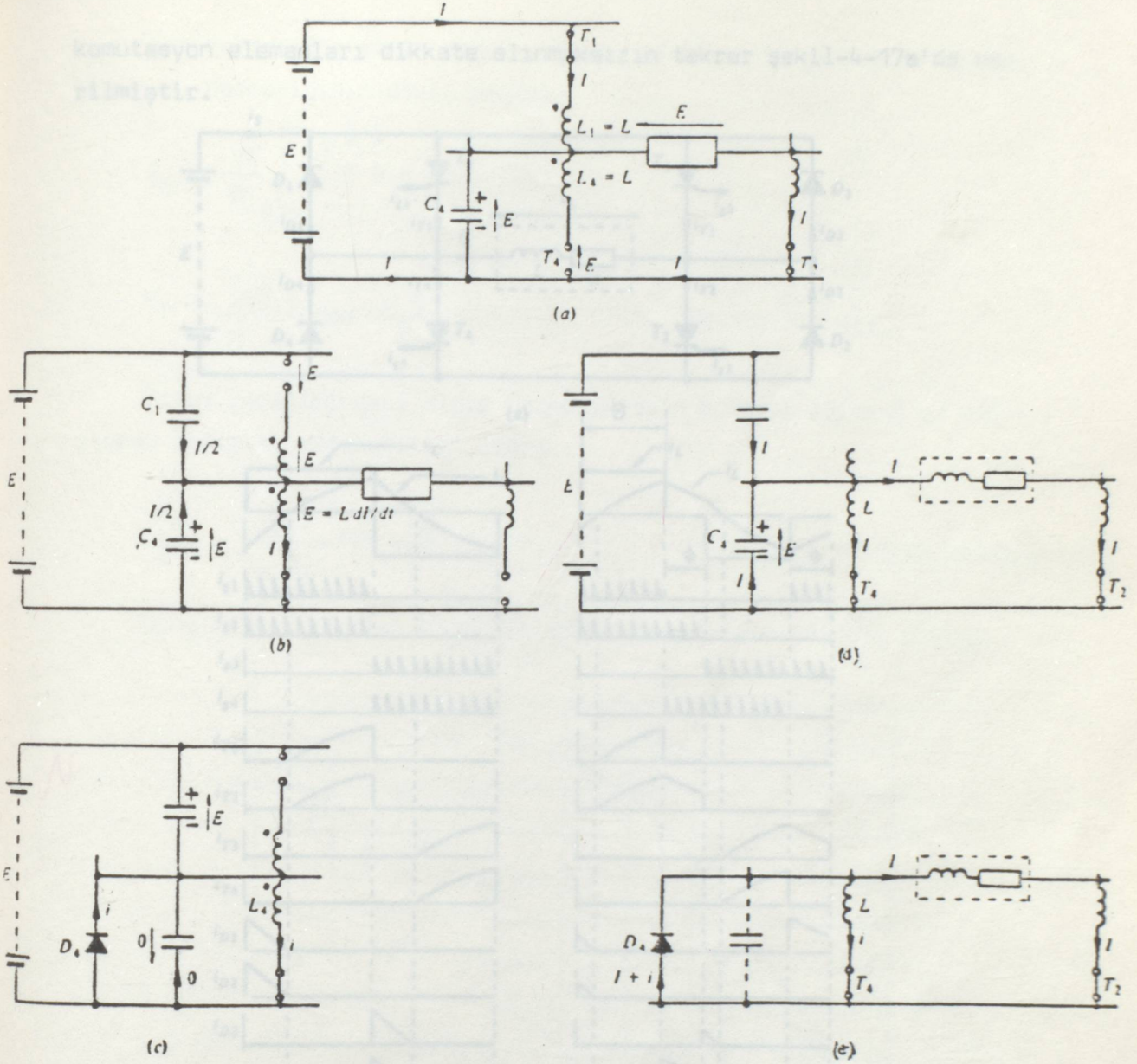
Endüstride sıkça rastlanan bir inverter türüdür. Devrenin eşdeğer elemanlardan meydana gelmesi, tasarımında kolaylık sağlar. Çıkış gerilimi, uygun tetikleme işlemleriyle kontrol edilir. Köprü inverter olarak bilinirse de genelde Mc-Murray-Bedford inverteri olarak anılır. Devrenin bağlantısı Şekil-4-15'de verildiği gibidir.



Şekil-4-15. Mc-Murray-Bedford inverteri.

Devrenin Çalışma İlkesi;

T_1 ve T_2 tetiklendiğinde devre şekil-4-16a'daki gibi olur. Yük ve C_4 kondansatörü, üzerinde gösterilen polaritede ve E değerinde bir gerilim oluşur. Herhangi bir t anında T_4 tetiklendiğinde C_4 kondansatörü L_4 ve T_4 üzerinden boşalacak ve bu esnada C_1 den de bir akım akmaya başlayacaktır. L_4 ten geçen akım L_1 ve L_4 üzerinde şekil-4-16b'deki gibi ters yönde $2E$ gerilimi meydana getirir. Böylece T_1 söner. Akım kesildiğinden T_2 de söner. Daha sonraki adımda C_1 kondansatörü şekil-4-16c'deki gibi dolarak simetrik çalışmaya hazır hale gelir. Bu kez C_1 kondansatörü, L_1 ve T_1 vasıtasıyla komutasyonu sağlar. Doğal olarak yükün diğer tarafındaki elemanlarda da bu işlemler aynı şekilde gerçekleşecektir. Anlatılan bu durum yükün omik olması hali içindir. Şayet yük endüktif ise, olay yine T_1 ve T_2 'nin tetiklenmesi ile başlar ve durum şekil-4-16a'daki gibidir. T_4 tetiklendiğinde devre şekil-4-16d'deki hale gelecek ve C_4 boşalacak ve aynı anda C_1 de dolmaya başlayacaktır. Akım yine L_4 bobininden geçecek ve aynı şekilde ters yönde $2E$ gerilimi üremesine sebep olacaktır. Böylece T_1 sönecektir. Ancak yükün endüktifliği nedeniyle akımlar bir süre daha şekil-4-16e'deki gibi akmaya devam edecek ve kondansatör tamamen boşalacaktır.

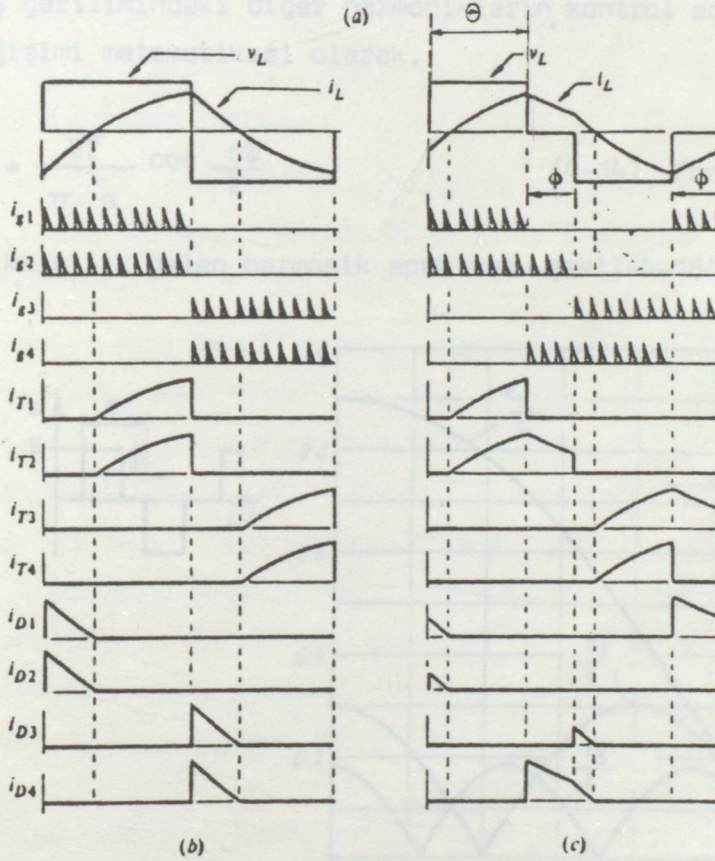
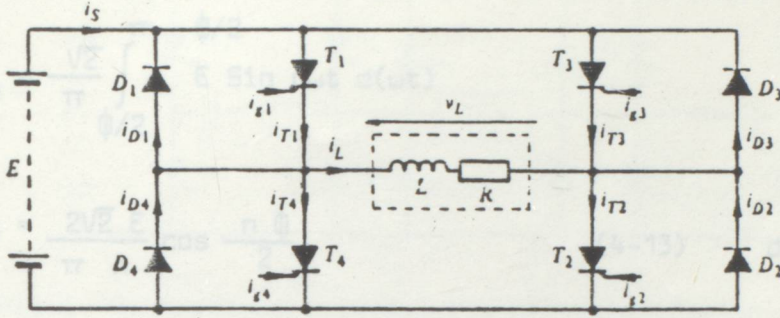


Şekil-4-16. Mc-Murray Bedford invertterinin omik ve endüktif yüklerde çalışma eşdeğer devreleri.

Eğer T_3 tristörü T_4 ile birlikte tetiklenirse yük üzerinde kare dalga meydana gelir. Bu duruma ait tetikleme darbeleri tristör ve diyot akımları şekil-4-17b 'deki gibidir. T_3 tristörü T_4 ile birlikte tetiklenmezse (T_4 devrede), yük ucundaki gerilim sıfır olacaktır. T_3 tetiklendiği an yükte $-E$ gerilimi görülecektir.

Buna ilişkin gerilim ve akımların, tetikleme darbelerinin, tristör ve diyot akımlarının değişimi şekil-4-17c'de gösterilmiştir. Devre

komutasyon elemanları dikkate alınmaksızın tekrar şekil-4-17a'da verilmiştir.



Şekil-4-17. Basitleştirilmiş köprü inverter.

- a) Devre şeması.
- b) Yük uçlarında kare dalga olması hali.
- c) Yük uçlarında yarı-kare dalga olması hali.

Bu devrede gerilimin sıfır olduğu süreleri (Şekilde ϕ ile gösterilmiştir) kontrol ederek, toplam çıkış gerilim sıfır ile maksimum değerleri arasında değiştirilebilir. İnverterin çıkış gerilimi temel bileşen yanında harmonikleri de kapsar.

Her harmoniğin etkin değeri, çıkış geriliminin genliğine bağlıdır. n. harmoniğinin etkin değeri,

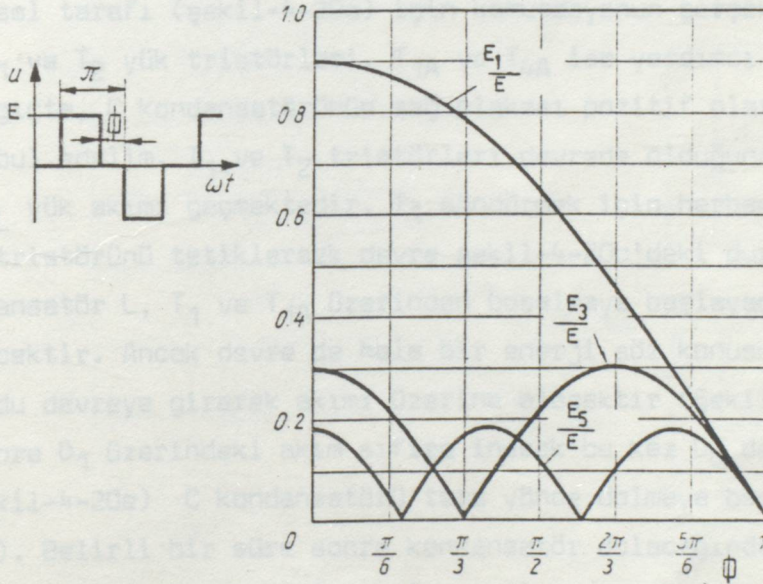
$$E_n = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_{\phi/2}^{\pi - \phi/2} E \sin n\omega t d(\omega t)$$

$$E_n = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{E}{n} \cos \frac{n\phi}{2} \quad (4-13) \quad \text{dır.}$$

Çıkış gerilimindeki diğer harmoniklerin, kontrol açısı ϕ ye bağlı olarak değişimi matematiksel olarak,

$$\frac{E_n}{E} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{n} \cos \frac{n\phi}{2} \quad (4-14) \quad \text{formülüyle belirlenir.}$$

Buna karşılık gelen harmonik spektrumu şekil-4-18'deki gibidir.

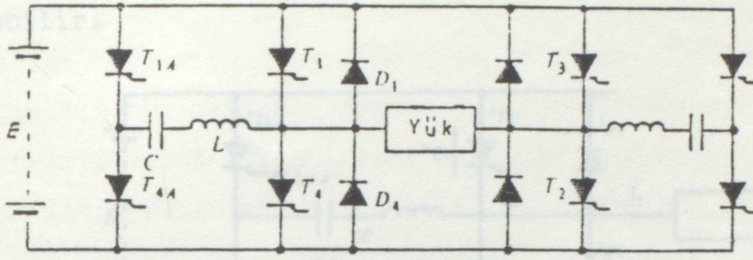


Şekil-4-18. Çıkış geriliminin kontrol açısı ϕ ya göre harmonik spektrumu.

IV-2-3-2-3. Yardımcı Tristörlerle Gerçekleştirilen İnverter :

Bu tip inverterlerde L.C komutasyon elemanlarıyla birlikte yardımcı tristörlerde kullanılır. Yardımcı tristörler vasıtasıyla komutasyon işlemi başlatılır. Yük tristörleri ve ters diyotlar zaten mevcuttur.

Devre Şekil-4-19'daki gibidir.



Şekil-4-19. Yardımcı tristörlerle gerçekleştirilen inverter devresi.

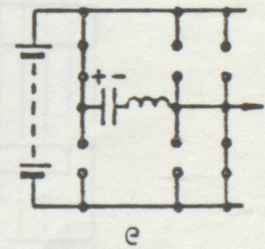
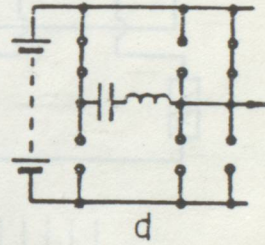
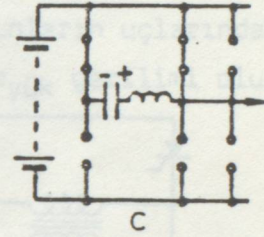
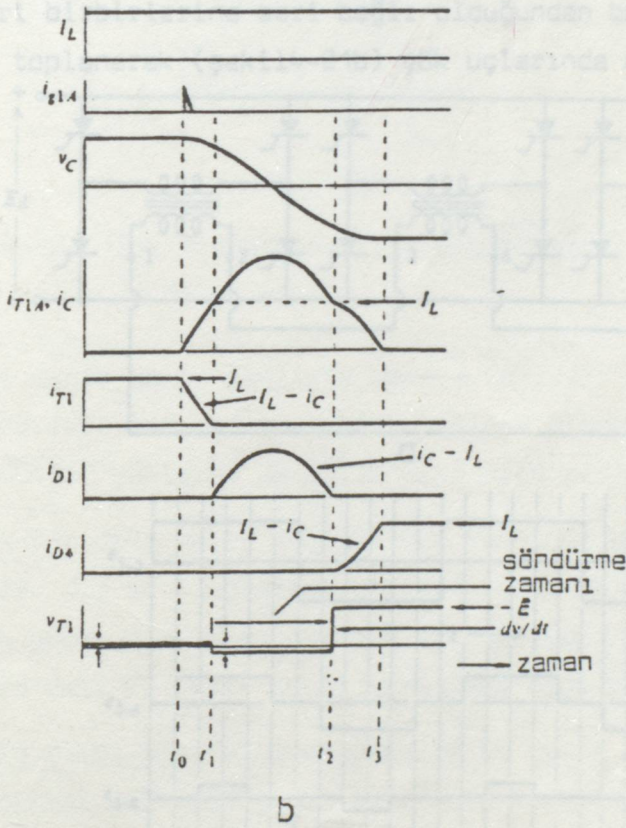
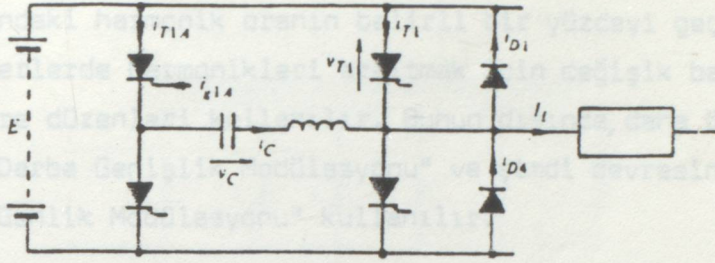
Devrenin Çalışma İlkesi;

Yükün her iki tarafında da aynı devre olduğundan, bir tarafı için komutasyon işlemi anlatılacaktır. Bu olay aynı şekilde diğer tarafta da cereyan edecektir.

Yükün sol tarafı (Şekil-4-20a) için komutasyonun gerçekleşmesi şöyledir. T_1 ve T_2 yük tristörleri, T_{1A} ve T_{4A} ise yardımcı tristörlerdir. Başlangıçta, C kondansatörünün sağ plakası pozitif olarak dolu olduğunu kabul edelim. T_1 ve T_2 tristörleri devrede olduğundan, yük üzerinden I_L yük akımı geçmektedir. T_1 söndürmek için herhangi bir t_0 anında T_{1A} tristörünü tetiklersek devre Şekil-4-20c'deki duruma gelecek ve kondansatör L, T_1 ve T_{1A} üzerinden boşalmaya başlayacak, T_1 kesime geçecektir. Ancak devre de hala bir enerji söz konusu olduğundan D_1 diyodu devreye girerek akımı üzerine alacaktır (Şekil-4-20d). Bir süre sonra D_1 üzerindeki akım sıfıra inecek bu kez D_4 devreye girerek (Şekil-4-20e) C kondansatörü ters yönde dolmaya başlayacaktır (t_2 anı). Belirli bir süre sonra kondansatör dolacağından, I_L yük akımını D_4 diyodu üzerine alacak (t_3 anı) ve komutasyon tamamlayacaktır. Bu andan sonra T_3 ve T_4 tetiklenirse yük akımı diyotlardan bu tristörlere transfer olacak ve yük üzerinden değişik yönde akım geçmeye başlayacaktır. Eğer T_{4A} yardımcı tristörü devreye alınırsa bu kez yukarıda anlatılan olay gerçekleşerek T_4 devreden çıkaracaktır.

Yardımcı tristörlerle gerçekleştirilen bu inverter devresi iki tristörle de gerçekleştirilebilir. Yükün bir tarafındaki devre yerine

orta uçlu 2E gerilimli bir kaynak konduğunda yukarıdaki aynı çalışma elde edilebilir.



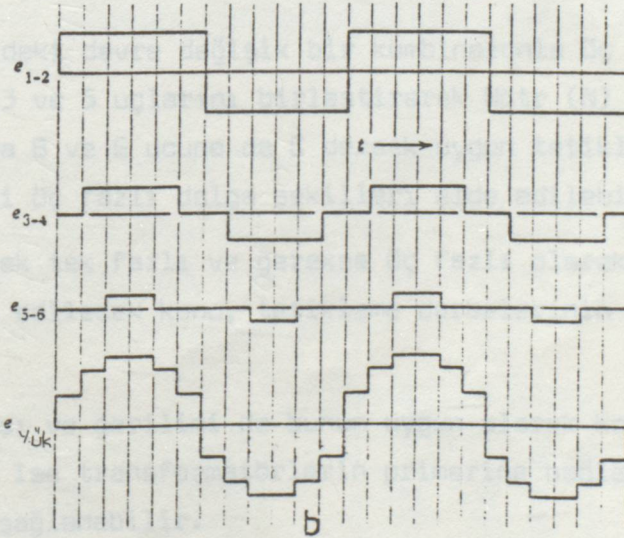
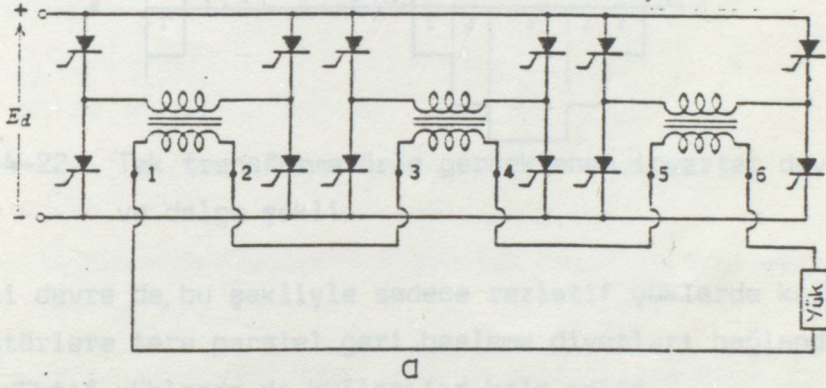
Şekil-4-20. Endüktif bir yükte tristörü söndürme işlemi.

- a) Devre. b) Dalga şekilleri. c) t_0, t_1 arasında devrenin alacağı şekil. d) t_1, t_2 arasında devrenin alacağı şekil. e) t_2, t_3 arasında devrenin alacağı şekil.

IV-3-3. Harmonikleri Azaltılmış Darbe Genlik Modülasyonlu İnverter :

İnverter çıkışındaki harmonikler bazı durumlarda ciddi bir problem olarak karşımıza çıkar. Bu nedenle birçok uygulama alanında, inverter çıkışındaki harmonik oranının belirli bir yüzdeyi geçmemesi istenir. İnverterlerde harmonikleri azaltmak için değişik bağlantı şekilleri ve filtre düzenleri kullanılır. Bunun dışında, daha önce kısaca bahsettiğimiz "Darbe Genişlik Modülasyonu" ve şimdi devresini anlatacağımız "Darbe Genlik Modülasyonu" kullanılır.

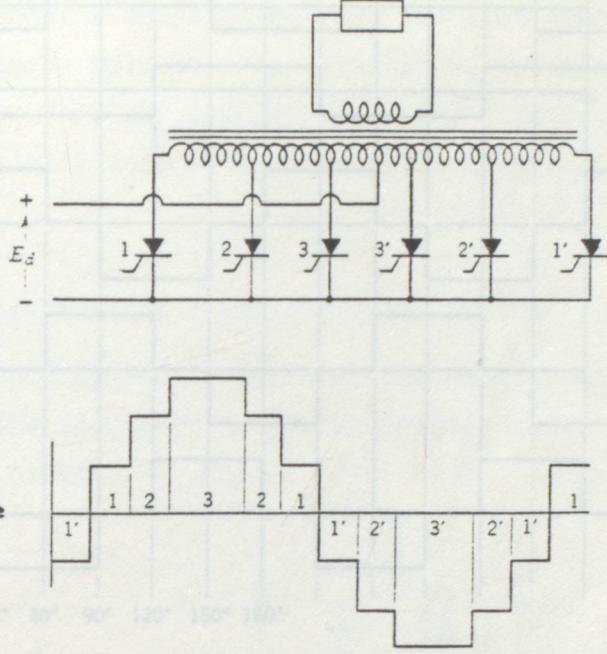
Şekil-4-2-1a'da verilen devreyle doğrudan darbe genlik modülasyonlu bir dalga elde edilebilmektedir. Devredeki üç transformatorun sekonderleri birbirlerine seri bağlı olduğundan bunların uçlarındaki gerilimler toplanarak (şekil4-21b) yük uçlarında $e_{yük}$ gerilimi oluşur.



Şekil-4-21. Darbe genlik modülasyonlu inverter.

a) Devresi . b) Dalga şekilleri.

Anlatılan bu inverter devresi Şekil-4-22'deki devreyle de gerçekleştirilebilir.



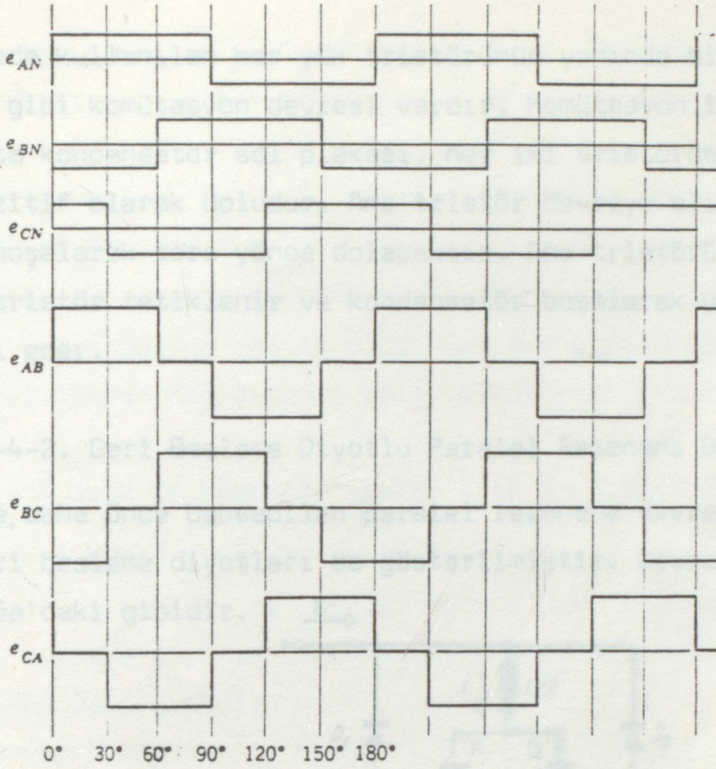
Şekil-4-22. Tek transformatörle gerçekleştirilen inverter devresi ve dalga şekli.

Her iki devre de, bu şekliyle sadece rezistif yüklerde kullanılabilir. Tristörlere ters paralel geri besleme diyotları bağlandığında devreler endüktif yüklerde de kullanılır hale gelir.

Şekil-4-21a'daki devre değişik bir kombinasyonla üç fazlı hale de getirilebilir. 1,3 ve 5 uçlarını birleştirerek Nötr (N) noktasını, 2 ucuna A, 4 ucuna B ve 6 ucuna da C dersek uygun tetikleme darbeleriyle Şekil-4-23'deki üç fazlı dalga şekilleri elde edilebilir.

Devrenin gerek tek fazlı ve gerekse üç fazlı olarak çalıştırılmasında en dikkat edilecek konu, tetikleme darbelerinin uygun şekilde ayarlanmasıdır.

Çıkış frekansı ve gerilimi de bunun uygun olarak kontrolüne bağlıdır. Komutasyon ise transformatörlerin primerine bağlanacak paralel kondansatörlerle sağlanabilir.



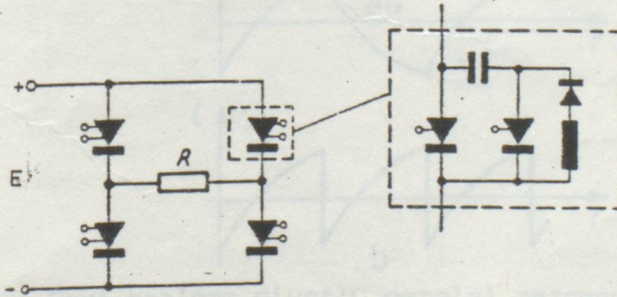
Şekil-4-23. Üç fazlı dalga şekillerinin elde edilmesi.

IV-3-4. Uygulamada Rastlanan Diğer Tek Fazlı İnverterlere Kısa Bir Bakış :

Yükün cinsine ve inverterden istenen özelliklere göre, değişik şekillerde inverter devreleri geliştirilmiştir. Bunlardan bazıları burada incelenecektir.

IV-3-4-1. Rezistif Yükler İçin Kullanılan İnverter Devresi :

Bilinen basit köprü inverter devresidir. Kullanılan komutasyon devresi nedeniyle tristörlere ters paralel diyotlar bağlanamaz. Bu nedenle de devre omik yüklerde kullanılır.

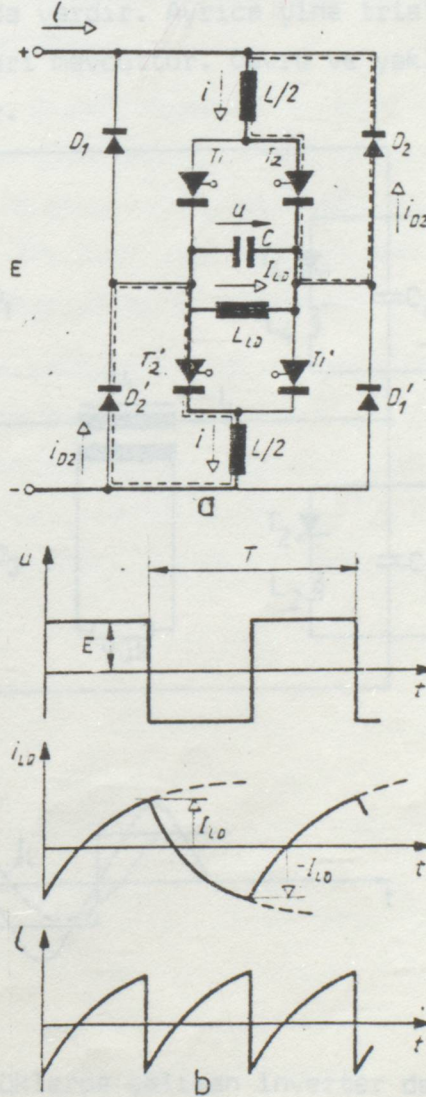


Şekil-4-24. Rezistif yükler için geliştirilmiş bir inverter devresi.

Devrede kullanılan her yük tristörünün yanında bir de şekilde görüldüğü gibi komütasyon devresi vardır. Komütasyon işlemi şöyledir. Başlangıçta kondansatör sol plakası, her iki tristörde kesimde olduğundan pozitif olarak doludur. Ana tristör devreye alındığında kondansatör boşalarak ters yönde dolacaktır. Ana tristörü söndürmek için yardımcı tristör tetiklenir ve kondansatör boşalarak yük tristörünü devre dışı eder.

IV-3-4-2. Geri Besleme Diyotlu Paralel Rezonans Devreli İnverter :

Devre, daha önce bahsedilen paralel rezonans devresine benzer. Burada geri besleme diyotları da gösterilmiştir. Devrenin bağlantısı şekil-4-25a'daki gibidir.

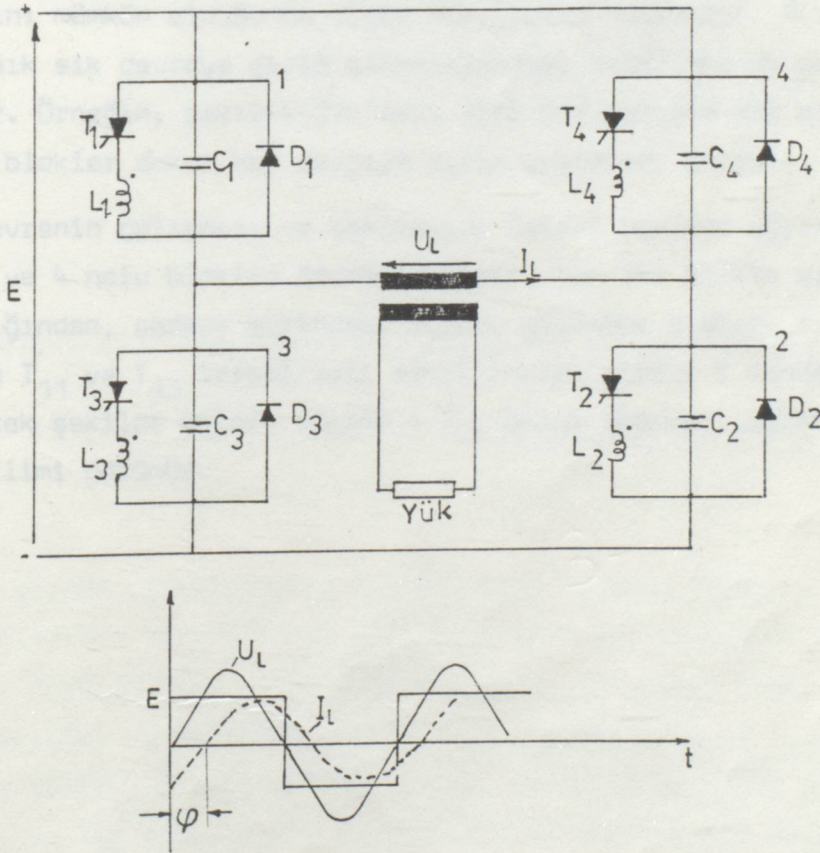


Şekil-4-25. Geri besleme diyotlu paralel rezonans devreli inverter.
a) Devresi. b) Akım ve gerilim dalga şekilleri.

Devre hem endüktif yüklerde hem de omik yüklerde kullanılabilir. Komütasyon olayı şöyledir. T_1 ve T_1 devreye girdiğinde yük uçlarında + E gerilimi oluşur ve kondansatörlerde sol plakası pozitif olacak şekilde dolar. T_2 ve T_2 devreye girdiğinde kondansatör T_1 ve T_1 tristörleri üzerine boşalarak bunları kesime sokar. Yük uçlarında da -E görünür. Bu kez de kondansatör ters dolarak diğer tristörleri söndürmeye hazır duruma gelmiş olur. Çalışma sırasında gerilim ve akımın ideal olarak değişimleri şekil-4-25b'deki gibidir.

IV-3.4.3. Omik ve Endüktif Yükler İçin İnverter Devresi :

Devre bir köprü inverter devresidir. Yük tristörleri ile birlikte komütasyon elemanları da vardır. Ayrıca yine tristöre ters paralel bağlı geri besleme diyotları mevcuttur. Devre ve yaklaşık dalga biçimi şekil-4-26'deki gibidir.



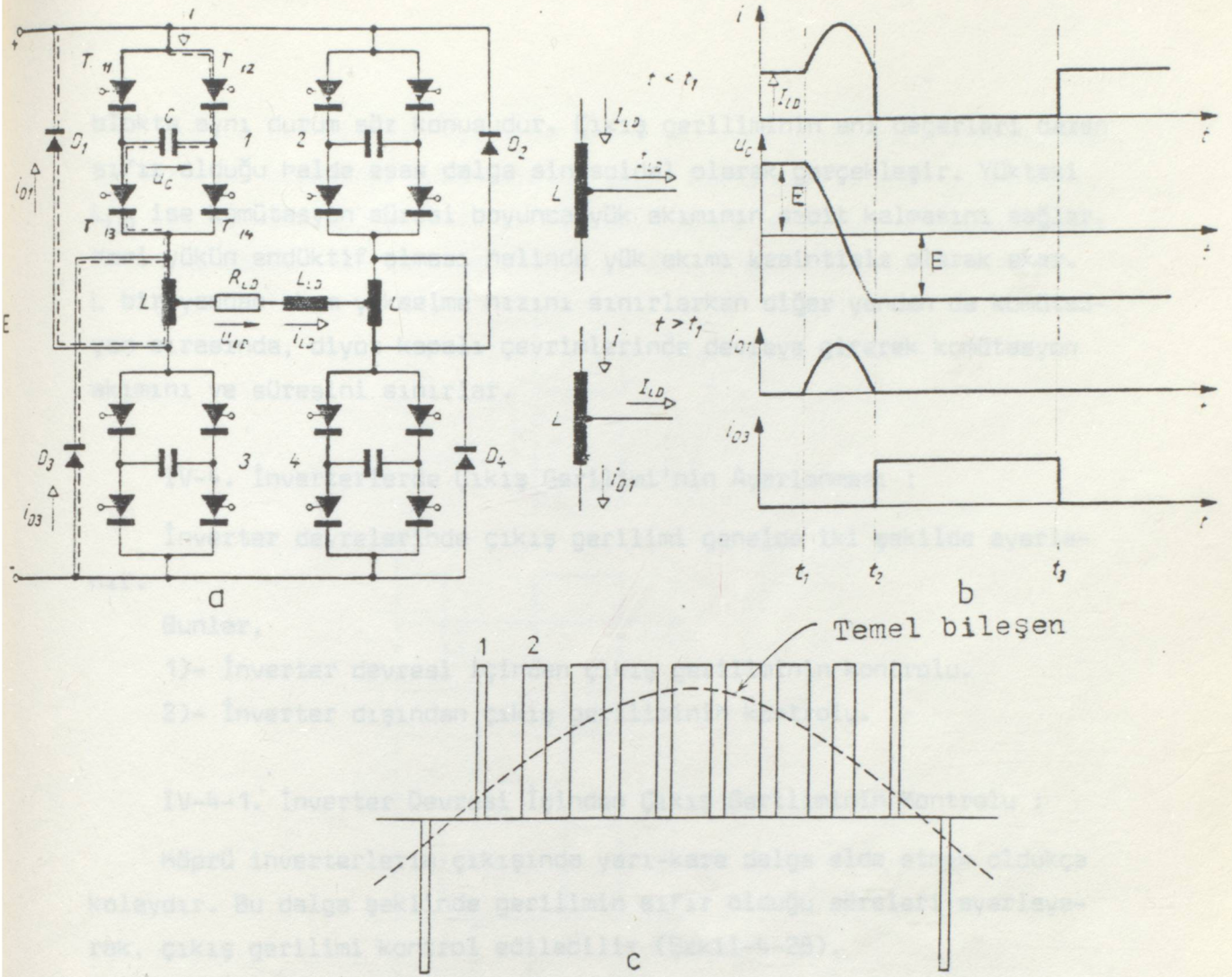
Şekil-4-26. Farklı yüklerde çalışan inverter devresi ve dalga şekli.

Burada da köprü inverter devrelerinde olduğu gibi önce 1 ve 2 nolu bloklar devreye alınır. Bu anda yük uçlarında +E gerilimi görülür. Dolayısıyla C_1 ve C_2 kondansatörleri de üst plakaları pozitif olacak şekilde dolmuştur. Devrede L_1 ve L_3 bobinleri bir çekirdek, L_2 ve L_4 de ayrı bir çekirdek üzerine sarılmıştır. T_3 ve T_4 tristörleri tetiklendiğinde kendilerine paralel bağlı kondansatörler, L_3 ve L_4 bobinleri üzerinden boşalır. Boşalma sırasında, aynı çekirdek üzerindeki diğer bobinlerde endüklenen ters gerilimler T_1 ve T_2 tristörlerini devre dışı eder.

IV-3-4-4. Komütasyon Kayıpları Azaltılmış PWM İçin Uygun Bir Inverter Devresi :

Inverter devrelerinde önemli hususlardan biri de komütasyon kayıplarını mümkün olduğunca düşük düzeylerde tutmaktır. Ayrıca elemanların sık sık devreye girip çıkmalarındaki zamanlama da çok iyi yapılmalıdır. Örneğin, şekil-4-27c'deki gibi bir çalışma söz konusu ise, 1 ve 4 nolu bloklar dokuz kez devreye girip çıkmaları gerekir.

Devrenin çalışması ve komütasyon işlemi basitçe şöyledir. İlk önce 1 ve 4 nolu bloklar devreye alınır. Her iki blokta aynı şekilde çalıştığından, sadece birindeki durumu gözönüne alalım. 1 nolu blok, devreye T_{11} ve T_{13} tristörleri tetiklenerek girer. C kondansatörü +E olacak şekilde dolar. Yükten + I_{LD} akımı akarken, uçlarında da +E gerilimi görünür.



Şekil-4-27. Komütasyon kayıpları azaltılmış tek fazlı inverter.

- a) Devresi.
- b) Komütasyon olayını gösteren dalga şekilleri.
- c) Çıkış geriliminin pozitif alternansı.

t_1 anında (Şekil-4-27b) T_{12} tristörü devreye alınırsa T_{11} tristörü, uçlarında ters gerilim görüleceğinden hemen kesime geçer. Kondansatör boşalıp ters yönde dolarken, akımı D_1 diyodu taşır. Kondansatör gerilimi $-E$ değerine ulaştığında (t_2 anı) T_{12} ve T_{13} kesime geçer ve şekil-4-27c'de görünen 1 nolu darbe tamamlanmış olur. Gerilim, T_{12} ve T_{14} tristörleri tetikleninceye kadar sıfır değerinde kalır. Bu elemanlar tetiklendiğinde 2 nolu darbe başlar. Durum bu şekilde devam eder. Devrede 1 nolu blokta olan olaylar 4 nolu blokta da aynı şekilde gerçekleşecektir. Negatif alternansta da 2 ve 3 nolu

blokta aynı durum söz konusudur. Çıkış geriliminin ani değerleri bazen sıfır olduğu halde esas dalga sinüsoidal olarak gerçekleşir. Yükteki L_{LD} ise komütasyon süresi boyunca yük akımının sabit kalmasını sağlar. Yani yükün endüktif olması halinde yük akımı kesintisiz olarak akar. L bir yandan akım yükselme hızını sınırlarken diğer yandan da komütasyon sırasında, diyot kapalı çevrimlerinde devreye girerek komütasyon akımını ve süresini sınırlar.

IV-4. İnverterlerde Çıkış Gerilimi'nin Ayarlanması :

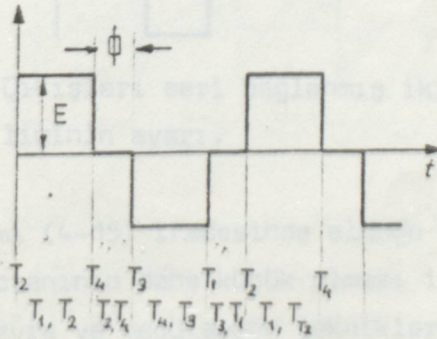
İnverter devrelerinde çıkış gerilimi genelde iki şekilde ayarlanır.

Bunlar,

- 1)- İnverter devresi içinden çıkış geriliminin kontrolü.
- 2)- İnverter dışından çıkış geriliminin kontrolü.

IV-4-1. İnverter Devresi İçinden Çıkış Geriliminin Kontrolü :

Köprü inverterlerin çıkışında yarı-kare dalga elde etmek oldukça kolaydır. Bu dalga şeklinde gerilimin sıfır olduğu süreleri ayarlayarak, çıkış gerilimi kontrol edilebilir (Şekil-4-28).



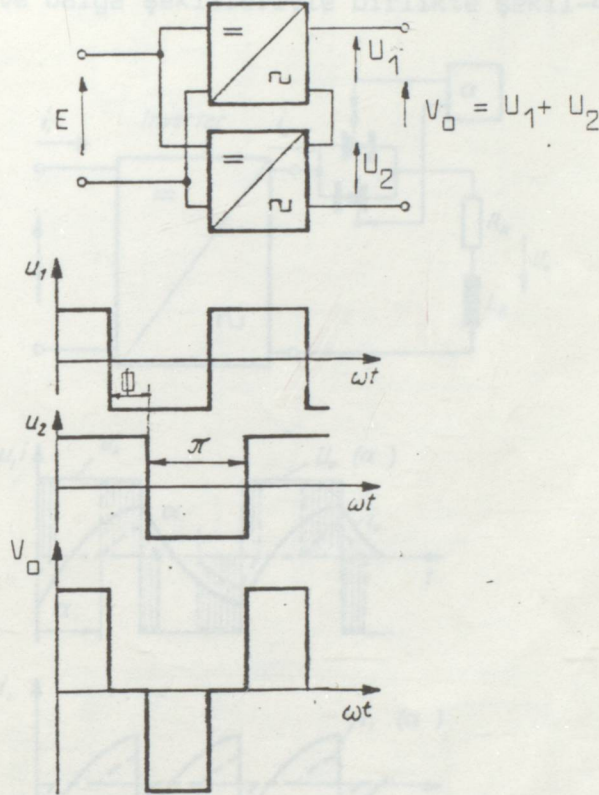
Şekil-4-28. Yarı-kare dalga şekli.

Bu işlemin nasıl gerçekleşeceği daha önceki devrelerden şekil-4-15 dikkate alınarak şekil-4-28'de işaretlenmiştir. Çıkış gerilimi ϕ açısına bağlı olarak,

$$V_o = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_{\phi/2}^{\pi - \phi/2} E \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E \cos \frac{\phi}{2} \quad (4-15) \quad \text{dır.}$$

IV-4-2. İnverter Düzünden Çıkış Geriliminin Kontrolü

Bu tür bir gerilim ayarında harmonik oranı yüksektir. Kullanılacağı yerde bu gözönünde bulundurulmalıdır. Çıkış geriliminin geniş sınırlar içinde kontrolü istenen ve belirli oranda harmoniğe müsaade edilen yerlerde şekil-4-29'daki gerilim ayar düzeni kullanılır.

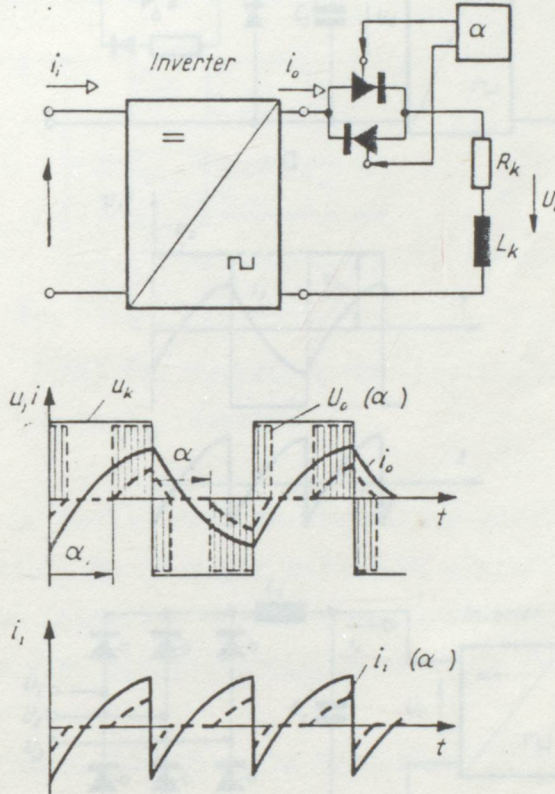


Şekil-4-29. Çıkışları seri bağlanmış iki inverterde çıkış geriliminin ayarı.

Çıkış gerilimi (4-15) ifadesinde olduğu gibi bulunur. İnverter çıkışında harmonik oranının daha küçük olması isteniyorsa, şekil-4-21 veya şekil-4-27'deki devre ve modülasyon teknikleri kullanılır. Eğer inverter içinde dönüştürme oranı değiştirilebilen transformator mevcutsa, bununla da çıkış gerilimi kontrol edilebilir.

IV-4-2. İnverter Dışından Çıkış Geriliminin Kontrolü :

İnverter çıkış geriliminin dışardan kontrol edilmesi, A.C tarafından ve D.C tarafından olmak üzere iki şekilde gerçekleştirilir. A.C tarafında inverter çıkış geriliminin nasıl kontrol edildiği prensip olarak devre ve dalga şekilleriyle birlikte şekil-4-30'da verilmiştir.



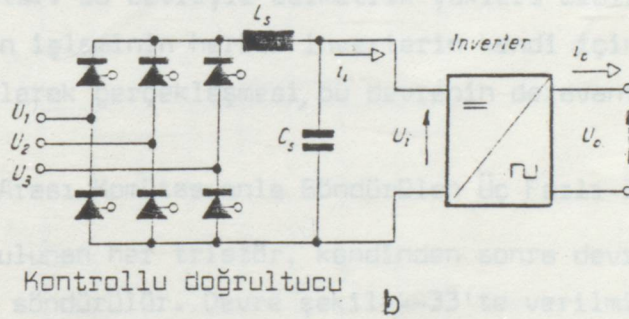
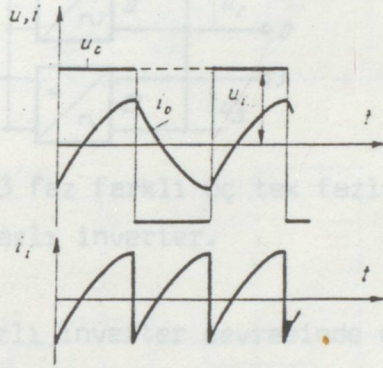
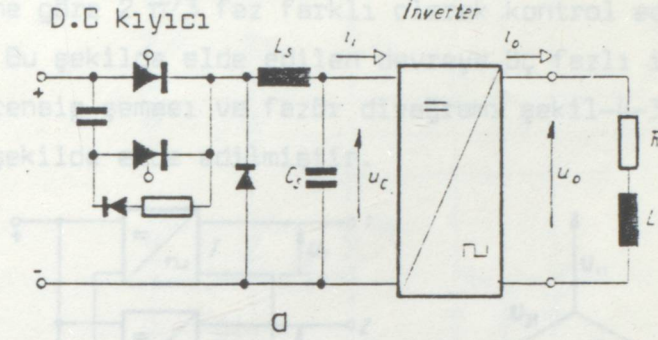
Şekil-4-30. İnverter çıkış geriliminin A.C tarafında kontrolü.

Devrede, yük üzerindeki gerilim ve akım kontrolü ters paralel bağlı iki tristörün tetikleme açılarını (α) değiştirmekle mümkündür. Tristörlerden biri pozitif kare dalgada devreye alınırken diğeri de negatif kare dalga da devreye alınır. Yani bu tristörler bir A.C kıyıcı olarak çalışır.

Uygulamada daha yaygın olan kontrol şekli, çıkış geriliminin, D.C tarafından kontrol edilmesidir. Bu da genellikle iki şekilde yapılır.

- 1)- D.C Kıyıcı kullanmak.
- 2)- Kontrollü doğrultucu kullanmak.

Bunlara ilişkin şekiller aşağıda verilmiştir.



Şekil-4-31. İnverter çıkış geriliminin D.C tarafından kontrolü.

a) D.C Kıyıcı kullanarak.

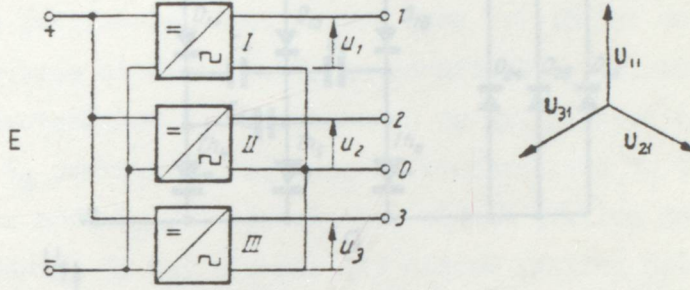
b) Kontrollü Doğrultucu kullanarak.

İnverter girişindeki L.C filtre elemanları daha düzgün bir D.C içindir.

Anlatılan gerilim kontrol metodlarının herbirine endüstrinin değişik sahalarında rastlamak mümkündür. Kesintisiz güç kaynakları için, kontrollü doğrultucular tercih edilir.

IV-5. Üç-Fazlı İnverterler :

Üç fazlı A.C gerilim, aynı frekansta çalışan üç tek fazlı inverterin birbirlerine göre $2\pi/3$ faz farklı olarak kontrol edilmesiyle elde edilebilir. Bu şekilde elde edilen devreye üç fazlı inverter devresi denir. Prensiş şeması ve fazör diyağramı şekil-4-32'de verilen inverter, bu şekilde elde edilmiştir.



Şekil-4-32. $2\pi/3$ faz farklı üç tek fazlı inverterle elde edilen üç fazlı inverter.

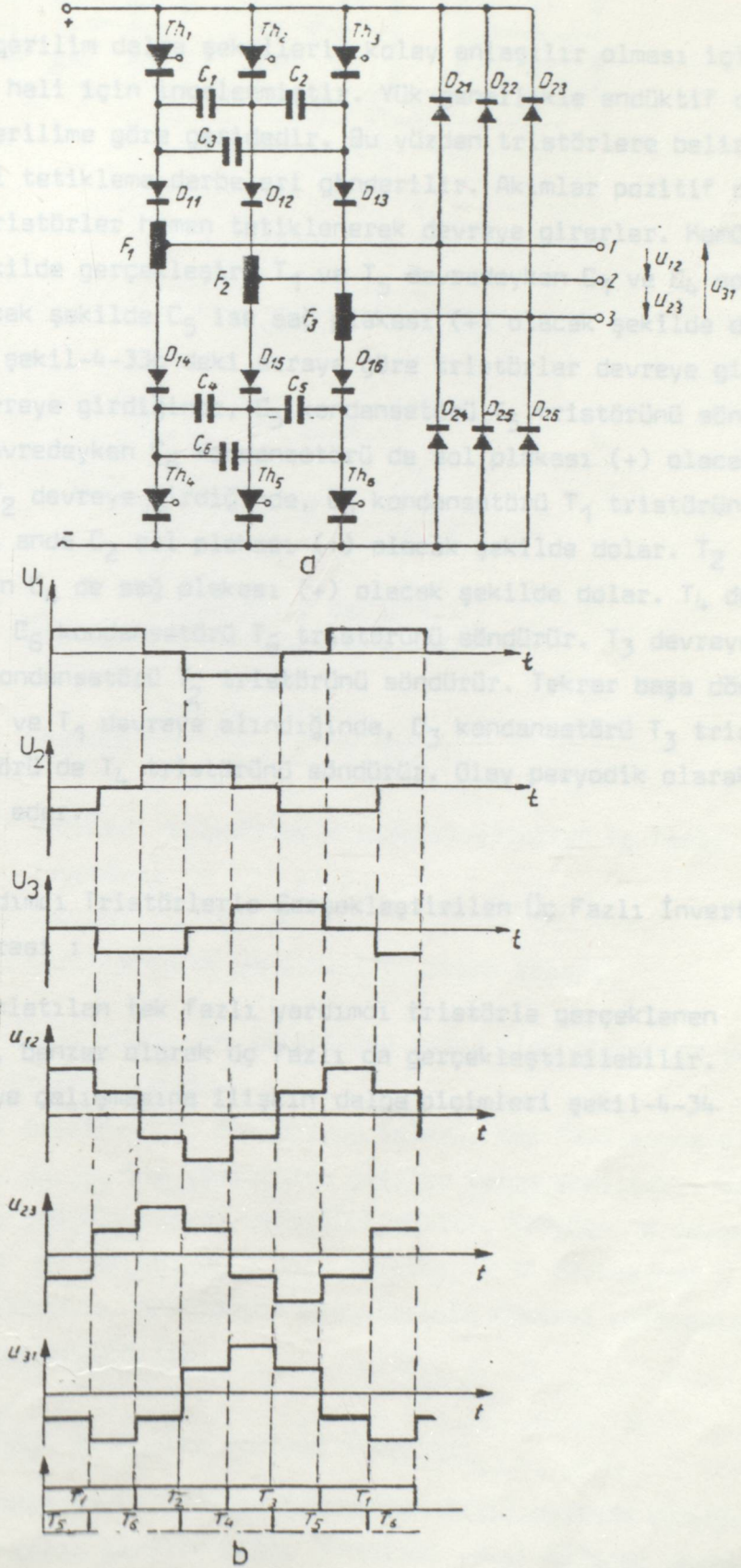
Elde edilen üç fazlı inverter devresinde görüldüğü gibi Nötr noktası da mevcuttur. Bu devreyle asimetrik yükleri beslemek de mümkündür. Komütasyon işleminin her bir inverterin kendi içinde diğerlerinden bağımsız olarak gerçekleşmesi, bu devrenin dezavantajıdır.

IV-5-1. Faz Arası Komütasyonla Söndürülen Üç Fazlı İnverter Devresi :

Devrede bulunan her tristör, kendinden sonra devreye giren tristörler yardımıyla söndürülür. Devre şekil-4-33'te verilmiştir. Devredeki D₂₁ nolu diyottan D₂₆ nolu diyota kadar olan elemanlar geri besleme diyotlarıdır. Diğer diyotlar ise, komütasyon kondansatörlerinin yük üzerinden deşarjını önlemek içindir.

Şekil-4-33. Faz arası komütasyonlu üç fazlı inverter.

a) Devresi. b) Gerilim dalga şekilleri (faz-faz yük için).



Şekil-4-33. Faz sırası komütasyonlu üç fazlı inverter.

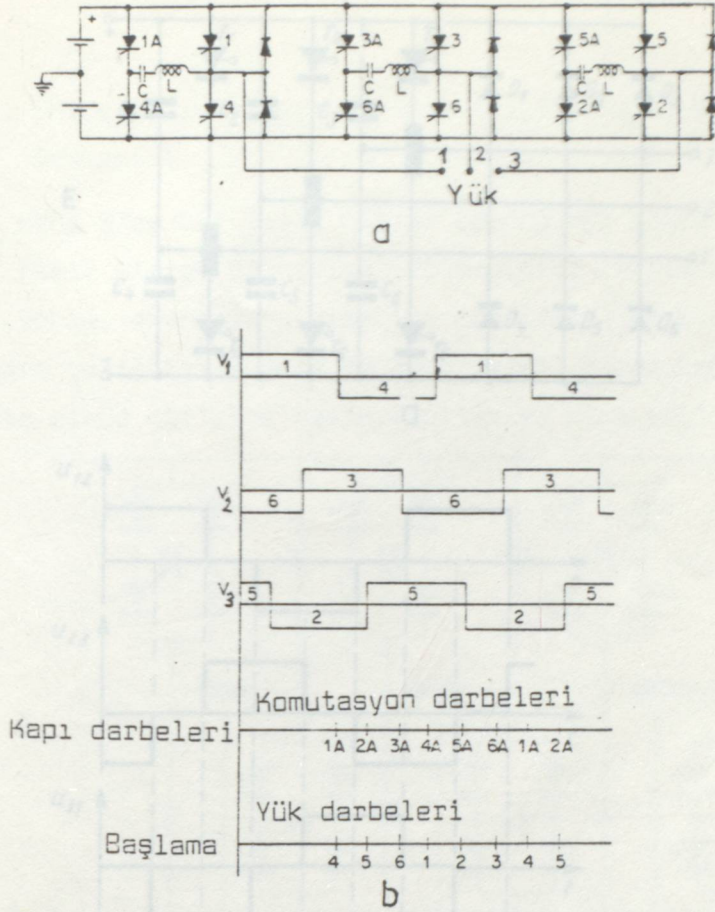
a) Devresi. b) Gerilim dalga şekilleri (Rezistif yük için).

Şekildeki gerilim dalga şekilleri, kolay anlaşılır olması için yükün omik olma hali için incelenmiştir. Yük genellikle endüktif olduğundan akım gerilime göre geridedir. Bu yüzden tristörlere belirli aralıkta sürekli tetikleme darbeleri gönderilir. Akımlar pozitif değer kazanınca tristörler hemen tetiklenerek devreye girerler. Komütasyon ise şu şekilde gerçekleşir. T_1 ve T_5 devredeyken C_1 ve C_4 sol plakası (+) olacak şekilde C_5 ise sağ plakası (+) olacak şekilde dolar. Daha sonra şekil-4-33b'deki sıraya göre tristörler devreye girip çıkarlar. T_6 devreye girdiğinde, C_5 kondansatörü T_5 tristörünü söndürür. T_1 ve T_6 devredeyken C_6 kondansatörü de sol plakası (+) olacak şekilde dolar. T_2 devreye girdiğinde, C_1 kondansatörü T_1 tristörünü söndürür ve aynı anda C_2 sol plakası (+) olacak şekilde dolar. T_2 ve T_6 devredeyken C_4 de sağ plakası (+) olacak şekilde dolar. T_4 devreye girdiğinde, C_6 kondansatörü T_6 tristörünü söndürür. T_3 devreye girdiğinde, C_2 kondansatörü T_2 tristörünü söndürür. Tekrar başa döndüğünde, yani T_5 ve T_1 devreye alındığında, C_3 kondansatörü T_3 tristörünü, C_4 kondansatörü de T_4 tristörünü söndürür. Olay periyodik olarak bu şekilde devam eder.

IV-5-2. Yardımcı Tristörlerle Gerçekleştirilen Üç Fazlı İnverter Devresi :

Daha önce anlatılan tek fazlı yardımcı tristörle gerçekleşen inverter devresi, benzer olarak üç fazlı da gerçekleştirilebilir. Böyle bir devre ve çalışmasına ilişkin dalga biçimleri şekil-4-34 de verilmiştir.

IV-5-3. Üç Fazlı Mc-Murray Sadford İnverteri :



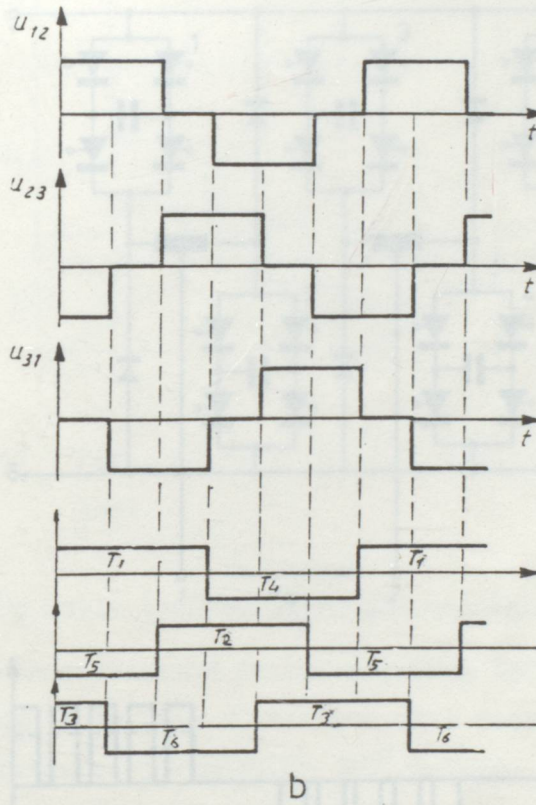
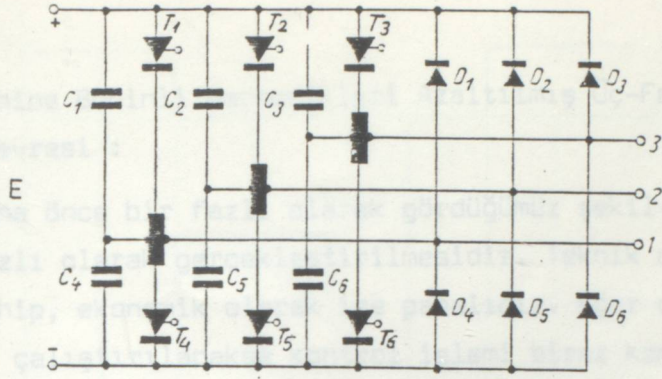
Şekil-4-34. Yardımcı tristörlerle gerçekleştirilen üç fazlı inverter.

- a) Devresi.
- b) Gerilim dalga şekilleri ve darbe anları.

Devrede, 1A tristöründen 6A tristörüne kadar olan elemanlar yardımcı (söndürme) tristörleridir. Diğerleri ise yük tristörüdür. Komütasyon işlemi, tek fazlısında olduğu gibidir. V_1 , V_2 , V_3 ile gösterilen gerilim dalga şekilleri, altta verilen darbelere bağımlı olarak değiştirilebilir. Örneğin 1A darbesinde 4 nolu tristör, 2A darbesinde 5 nolu tristör ve 3A darbesinde 6 nolu tristör devreye girerler. Komütasyon darbelerinin kontrol edilmesiyle çıkış gerilimi ayar edilebilir.

IV-5-3. Üç Fazlı Mc-Murray Bedford İnverteri :

Çalışma prensibi ve komütasyon işlemi tek fazlı devrede olduğu gibidir. Devre ve çıkış gerilim dalga şekilleri şekil-4-35'de verilmiştir. Devrenin çalışması şu şekilde özetlenebilir.



Şekil-4-35. Üç Fazlı Mc-Murray Bedford inverteri.

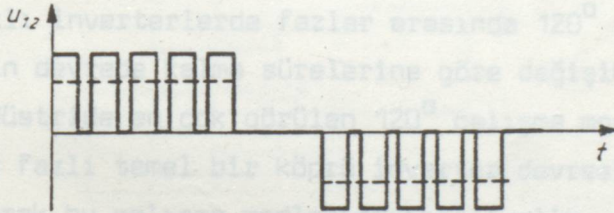
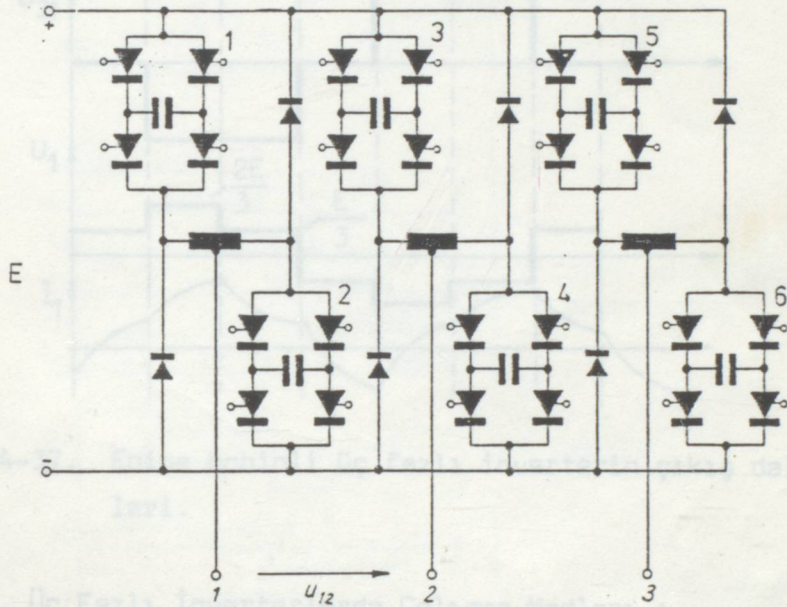
a) Devresi.

b) Çıkış gerilimi dalga şekilleri.

T_1 tristörü devredeyken C_4 , T_5 devredeyken C_2 ve T_3 devredeyken C_6 kondansatörleri üst plakaları (+) olacak şekilde dolar. Daha sonra sırayla (Şekil-4-35b'ye göre) T_6 , T_2 ve T_4 devreye alındığında, daha önce dolu olan kondansatörler bobinlerin ilk yarısından bir akım geçirirler. Bu akım, ters gerilimler endüklenmesine ve dolayısıyla iletimde olan tristörlerin devre dışı olmasına sebep olur.

IV-5-4. Enine Bobinli Harmonikleri Azaltılmış Üç-Fazlı İnverter Devresi :

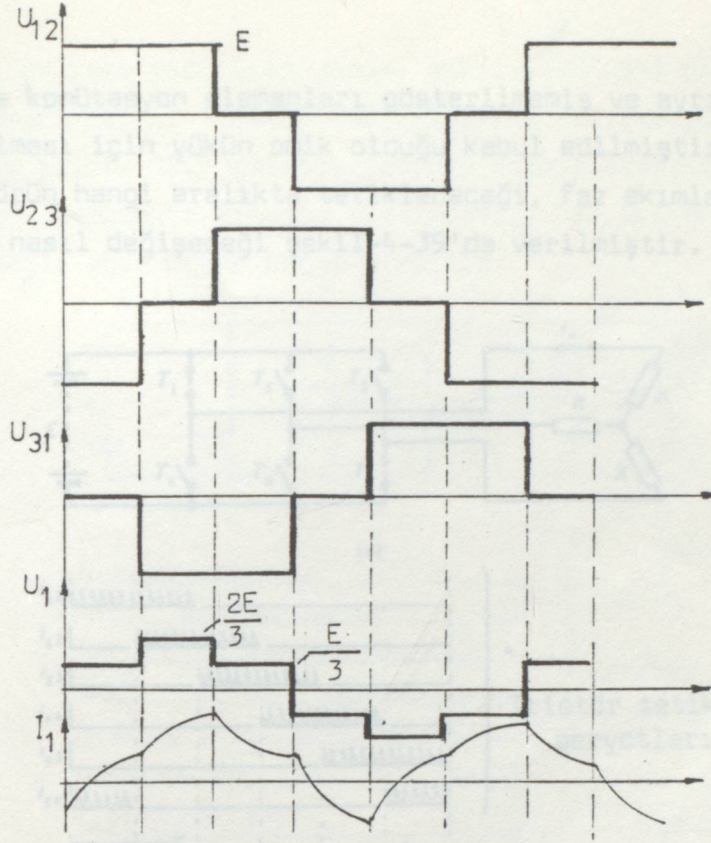
Devre, daha önce bir fazlı olarak gördüğümüz şekil-4-27a'daki devrenin üç fazlı olarak gerçekleştirilmesidir. Teknik olarak ideal niteliklere sahip, ekonomik olarak ise pahalıdır. Eğer devre, PWM tekniğine göre çalıştırılacaksa kontrol işlemi biraz kompleksleşir. Fakat çıkışta sinüs eğrisine yakın gerilimler elde edilir (Şekil-4-36).



Şekil-4-36. Enine bobinli üç fazlı inverter devresi.

Devrede, 1 ve 4 nolu bloklar çalışırken U_{12} geriliminin pozitif yarım periyodu, 2 ve 3 nolu bloklar çalışırken negatif yarım periyodu meydana gelecektir. Komütasyon işlemi, bir fazlısında olduğu gibidir.

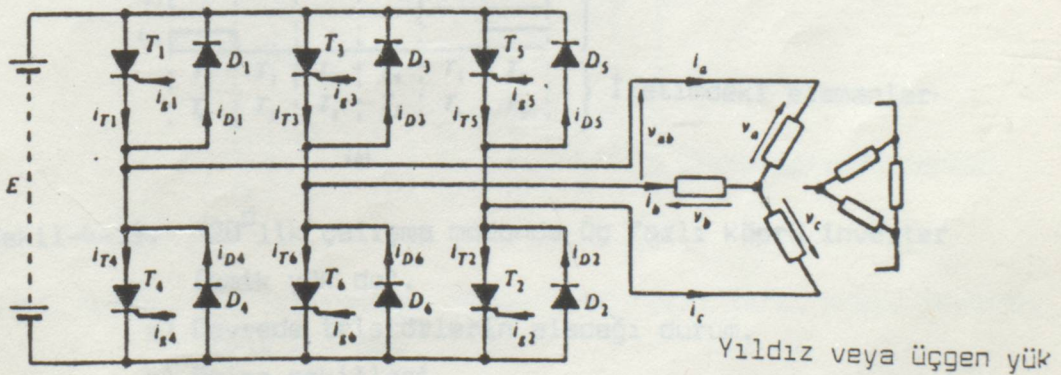
Beslenecek yükte harmonik fazla önemli değilse, aynı devre şekil-4-37'deki dalga şekillerini meydana getirecek şekilde çalıştırılır. Böylece kontrol devresi biraz daha basitleşmiş olur.



Şekil-4-37. Enine bobinli üç fazlı inverterin çıkış dalga şekilleri.

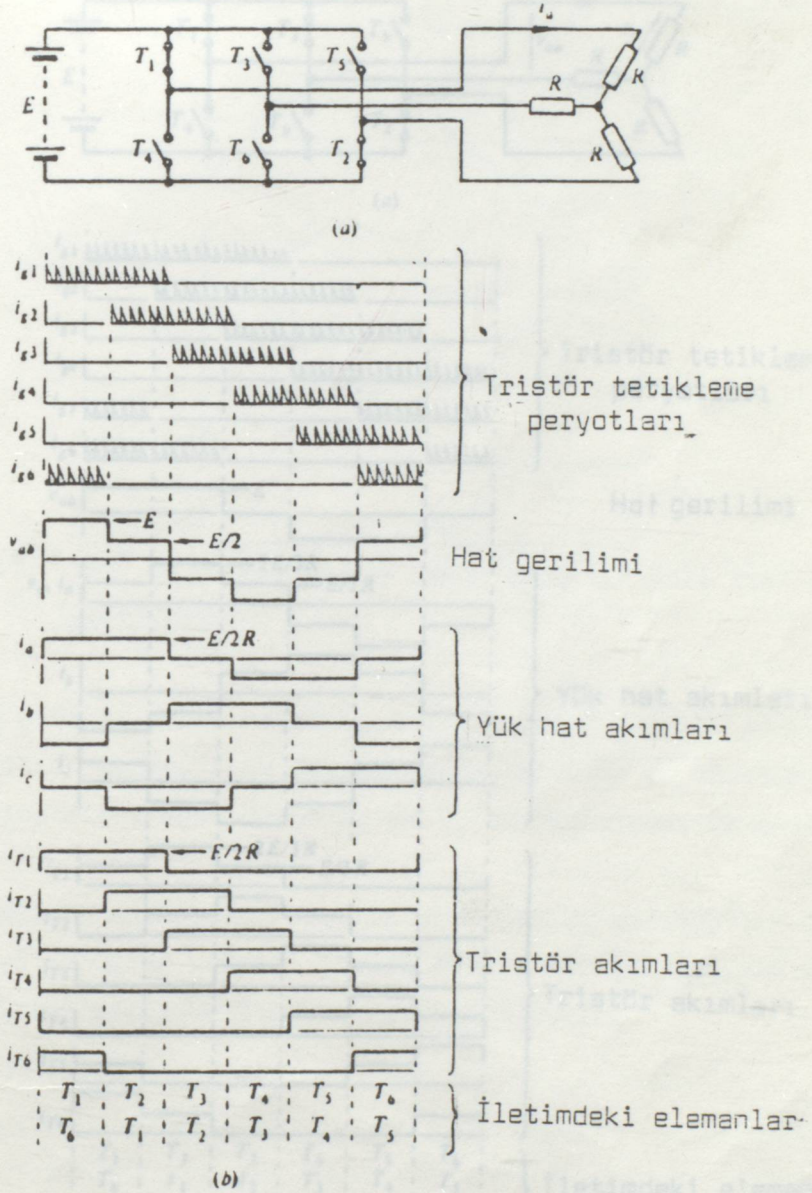
IV-5-5. Üç Fazlı İnverterlerde Çalışma Modları :

Üç fazlı inverterlerde fazlar arasında 120° faz farkı korunarak, tristörlerin devrede kalma sürelerine göre değişik çalışma modları vardır. Endüstride en çok görülen 120° çalışma modu ile 180° çalışma modudur. Üç fazlı temel bir köprü inverter devresini (Şekil-4-38) dikkate alarak bu çalışma modlarını inceleyelim.



Şekil-4-38. Üç fazlı temel köprü inverter devresi.

Devrede komütasyon elemanları gösterilmemiş ve ayrıca çalışmanın anlaşılır olması için yükün omik olduğu kabul edilmiştir. Buna göre hangi tristörün hangi aralıkta tetikleneceği, faz akımlarının ve hat geriliminin nasıl değişeceği şekil-4-39'da verilmiştir.

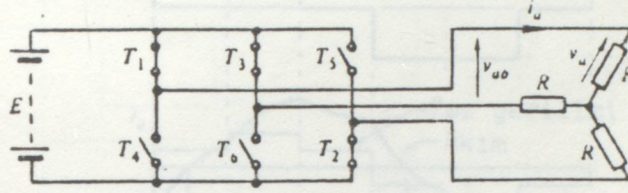


Şekil-4-39. 120° lik çalışma modunda üç fazlı köprü inverter (omik yük de).

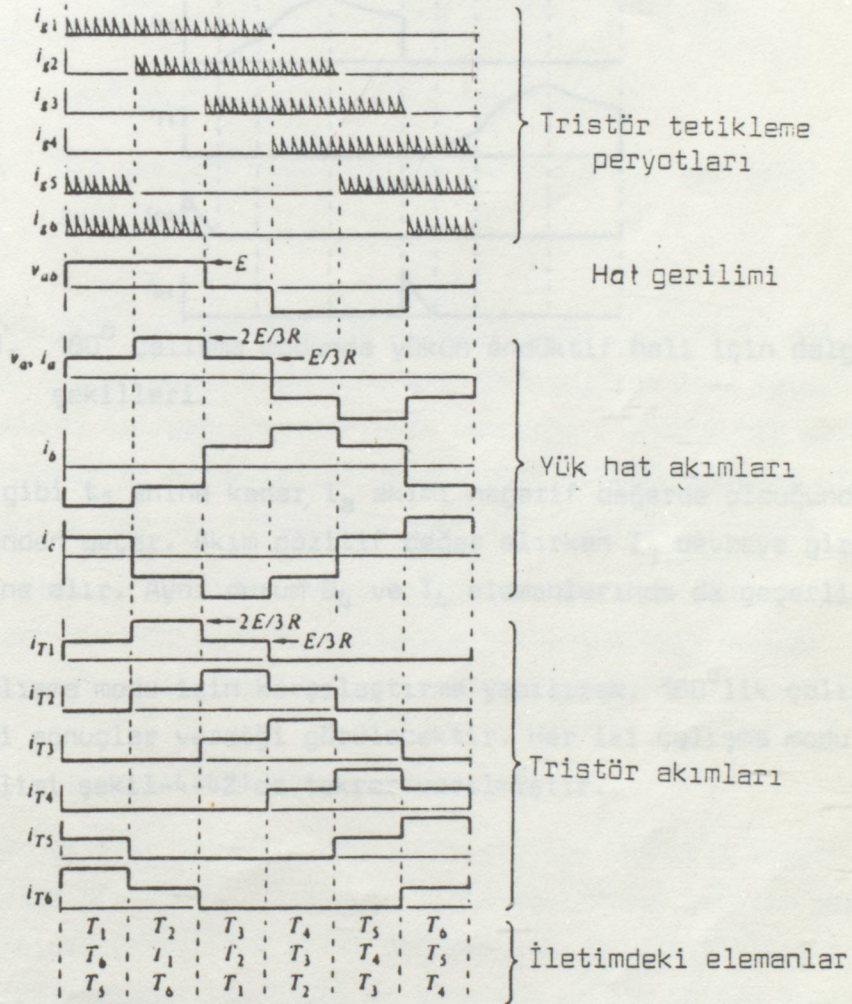
a) Devrede tristörlerin alacağı durum.

b) Dalga şekilleri.

180°lik çalışma modu için durum, şekil-4-40'daki gibi olur. Daha önceki çalışmada her bir tristör 120° iletimde kalırken bu çalışmada 180° iletimde kalır. 120° çalışma modunda her bir aralıkta iki tristör iletimde iken, burada üç tristör iletimdedir. Her iki durum için de yük yıldız bağlı veya üçgen bağlı olabilir.



(a)

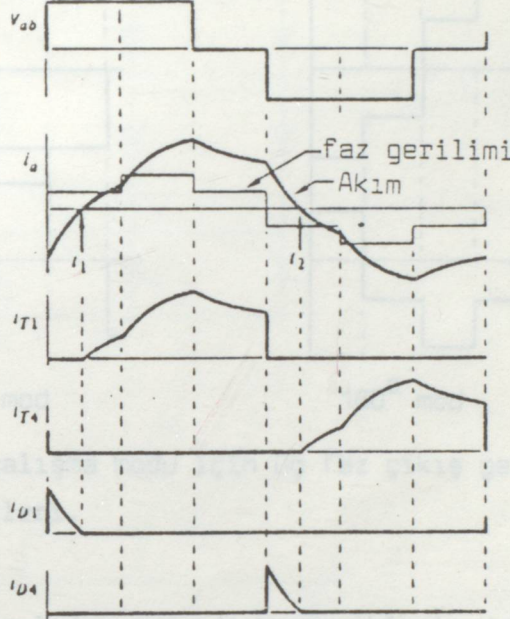


(b)

Şekil-4-40. 180°lik çalışma modunda üç fazlı temel köprü inverter (omik yük de)

- a) Devrede tristörlerin alacağı durum.
- b) Dalga şekilleri.

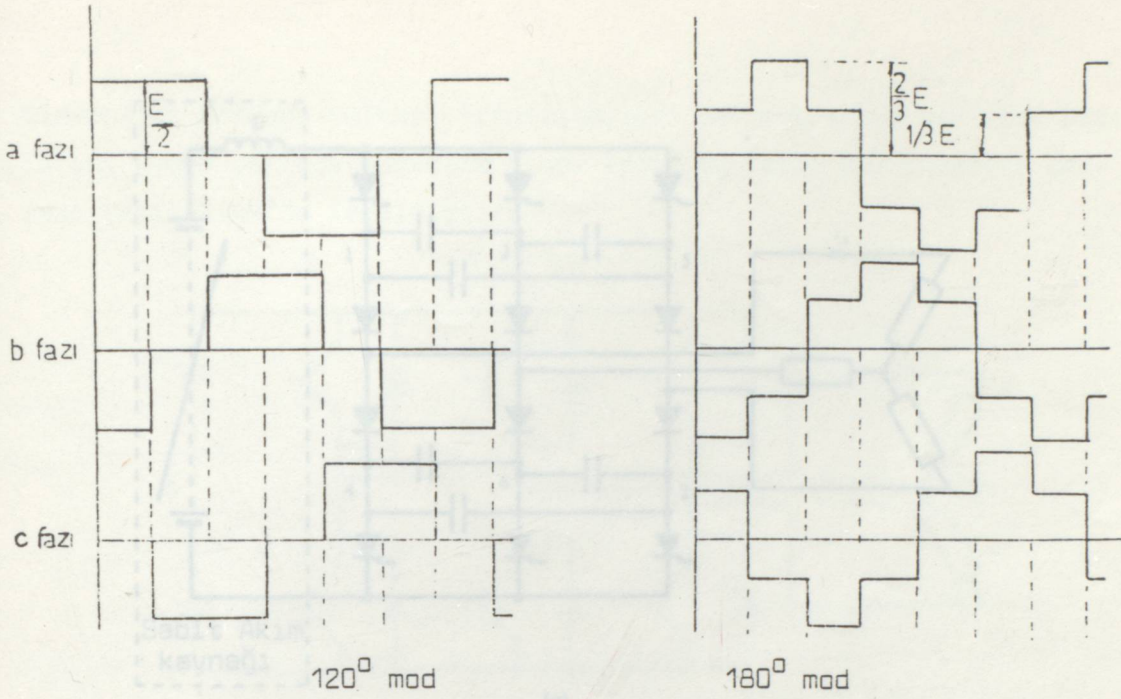
Şayet yük endüktif ise (180° çalışma modunda) bu durumda hat gerilimi, faz akımı ve bunlara ilişkin hangi elemanların iletimde olduğu şekil-4-41'de verilmiştir.



Şekil-4-41. 180° çalışma modunda yükün endüktif hali için dalga şekilleri.

Görüldüğü gibi t_1 anına kadar, i_a akımı negatif değerde olduğundan D_1 diyodu üzerinden geçer. Akım pozitif değer alırken T_1 devreye girerek akımı üzerine alır. Aynı durum D_4 ve T_4 elemanlarında da geçerlidir.

Her iki çalışma modu için karşılaştırma yapılırsa, 180° lik çalışma modunun daha iyi sonuçlar verdiği görülecektir. Her iki çalışma modu için çıkış gerilimi şekil-4-42'de tekrar verilmiştir.



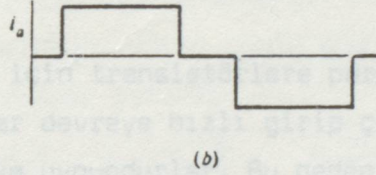
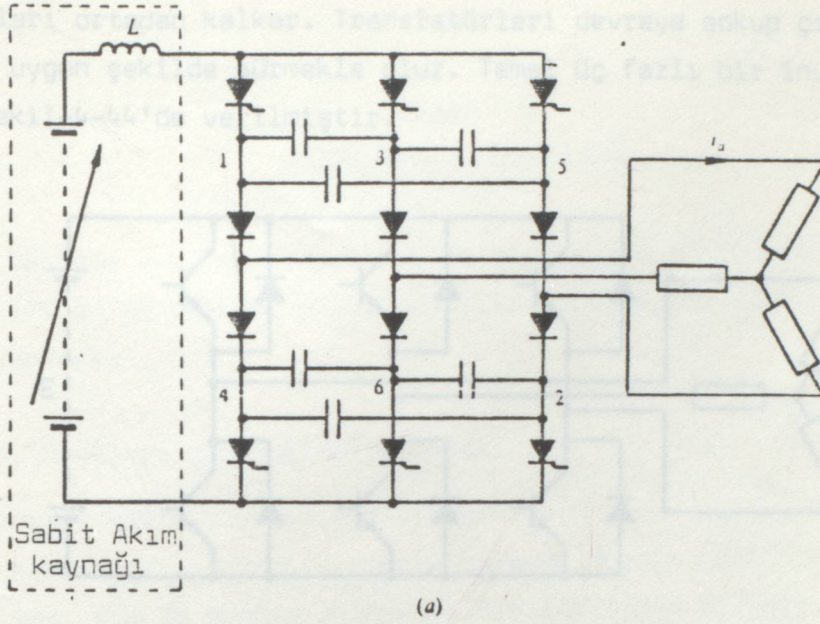
Şekil-4-42. İki çalışma modu için üç faz çıkış gerilim dalga şekilleri.

Bunlara göre 120° çalışma modunda harmoniklerin daha fazla olacağı aşıkardır. Bu yüzden uygulamada daha çok 180° çalışma modu tercih edilir. 180° modunda çalışan inverterlerde herhangi t anında bir kolda bir tristör iletimdeyken diğer kollar da bir çift tristör paralel olarak bulunur. Çıkışın her bir periyodunda altı iletim aralığı vardır.

Anlatılan bütün bu inverter devrelerinde frekans, bir tam dalgayı meydana getirme süresi, yani tristörlerin birbirine göre konumu değişmeyen iletim-kesim hızı artırılıp azaltarak ayarlanır.

IV-5-6. Akım Kaynaklı İnverter Devresi :

Şu ana kadar verilen inverter devreleri gerilim kaynaklı inverterlerdir. İnverter girişinde var olduğu kabul edilen D.C gerilim kaynağının iç direnci küçüktür. Yük akımı değişimleri, uç gerilimlerinde fazla bir değişiklik yapmaz. Endüstri de daha çok tercih edilen inverter devreleri de bunlardır. Ancak akım kaynaklı inverter devrelerinin sağladığı avantajlar, basitlik, iyi bir kontrol imkanı, koruma kolaylığı gibi sebeplerden dolayı bazı yerlerde tercih edilebilmektedir. Devre ve çıkış dalga biçimi şekil-4-43'deki gibidir.



Şekil-4-43. Sabit akım kaynaklı Üç fazlı inverter.

a) Devresi.

b) Akımın çıkış dalgı şekli.

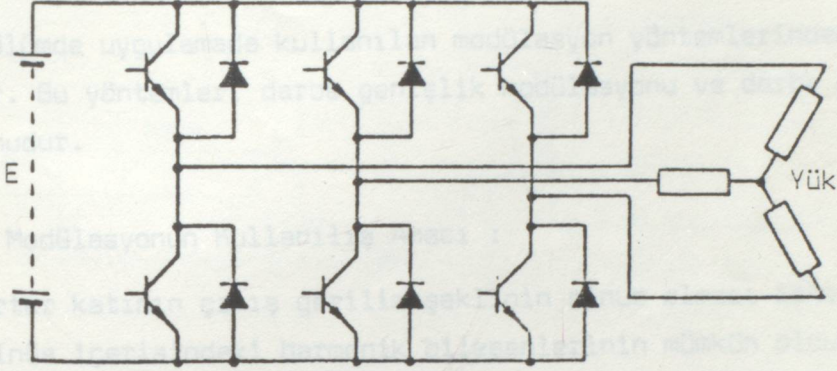
Devrede kullanılan L bobini çekilen akımdaki dalgalanmaları azaltarak, invertere sabit akım sağlar. Devrenin çalışması ve komütasyon işlemi şekil-4-33'deki inverter devresine benzer.

Akım kaynaklı inverterleri, gerilim kaynaklı inverterlerden ayıran en önemli fark serbest geçiş diyodlarının olmamasıdır. Girişteki akımın yönü yükün reaktif olmasında bile aynıdır.

IV-5-7. Güç Transistörleri İle Gerçekleştirilen Üç Fazlı İnverter :

Küçük güçlü Üç fazlı inverter devrelerinin tasarımında, kullanılacak en uygun eleman güç transistörleridir. Şimdiye kadar anlatılan inverter devrelerinin, şayet küçük güçte gerçekleştirilmesi isteniyorsa, tristör yerine güç transistörü kullanılır. Böylelikle komütasyon

elemanları ortadan kalkar. Transistörleri devreye sokup çıkarmak bazlarını uygun şekilde sürmekle olur. Temel üç fazlı bir inverter devresi şekil-4-44'de verilmiştir.



Şekil-4-44. Güç transistörlü üç fazlı temel inverter devresi.

Endüktif yükler için transistörlere paralel geri besleme diyotları bağlıdır. Elemanlar devreye hızlı girip çıkabildiklerinden yüksek frekanslarda çalışmaya uygundur. Bu nedenle küçük güçlü, yüksek frekanslı inverterler ve ayrıca PWM tekniğine göre çalışan inverter devrelerinde güç transistörleri tercih edilir. Devrenin dezavantajı, transistörlerin devrede kalması için sürekli baz akım gerektirmesidir. Ayrıca aynı koldaki transistörlerin birlikte iletimde olmamasına dikkat edilmelidir.

BÖLÜM - V MODÜLASYON TEKNİKLERİ

Bu bölümde uygulamada kullanılan modülasyon yöntemlerinden bahsedilecektir. Bu yöntemler, darbe genişlik modülasyonu ve darbe genlik modülasyonudur.

V-1. Modülasyonun Kullanılış Amacı :

İnverter katının çıkış gerilim şeklinin sinus olması istenmektedir. Bu sinüs içerisindeki harmonik bileşenlerinin mümkün olduğu kadar küçük olması KKK da aranan en önemli özelliklerden biridir. Harmonik yüzdesinin durumunu belirten bir büyüklük olarak toplam harmonik distorsiyonu şeklinde bir büyüklük tanımlanır. Distorsiyon faktörü olarak da tanımlanan bu büyüklüğün, yükün geniş güç katsayısı değişimleri için % 5 den büyük olmaması istenir.

$$\text{Distorsiyon faktörü} = d = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{U_n}{U_1} \right)^2} \quad (5-1)$$

U_1 = Temel bileşenin gerilimi

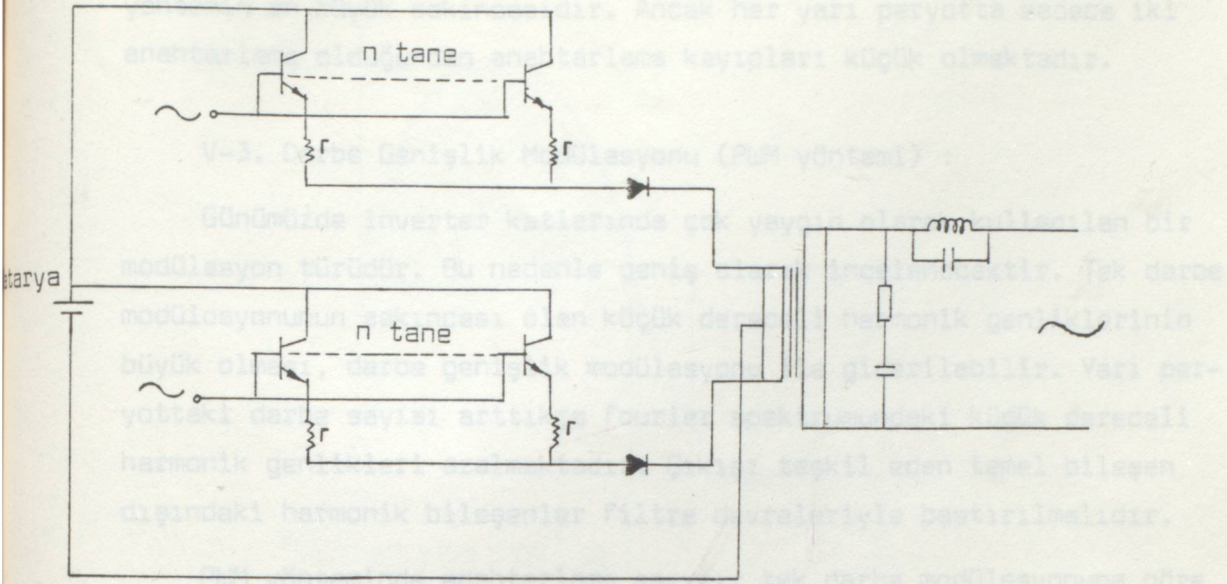
U_n = n. harmoniğin gerilimi

Çıkış geriliminin sinüs olması için iki yol mevcuttur.

1)- Doğrudan sinüs biçimli bir işaret, bilinen kuvvelendirici devrelerle elde edilmeye çalışılır.

2)- İçerisinde istenen temel frekansta sinüs bileşeni bulunan, farklı görünüşlü gerilim dalga şekilleri (Şekil-4-4) elde edilerek diğer bileşenler bir filtre ile süzülür.

Birinci yol oldukça kullanışsızdır. Zayıf bir işaretin kuvvetlendirilerek kullanılması esasına dayanır. Devrede kayıplar fazla ve dolayısıyla verim düşüktür. Büyük güçlü olarak yapılamazlar. Devre Şekil-5-1'de verildiği gibidir.



Şekil-5-1. Kuvvetlendirme prensibine göre çalışan inverter devresi.

Burada öncelikle, harmonik genlikleri çok küçük kararlı bir sinüs işareti elde edilir. Bu işaret inverter katındaki güç transistörlerini sürebilecek kadar kuvvetlendirildikten sonra, transistörlere uygulanır.

V-2. Tek Darbe Modülasyonu :

Bu yöntemde, daha önceki bölümlerde bahsedildiği gibi inverter katına yarı peryotta bir darbe olacak şekilde dikdörtgen dalga uygulanmaktadır. Çıkış geriliminin değeri (Şekil-4-17.), gerilimin sıfır olduğu değerler ayarlanarak, bir başka deyişle dikdörtgen dalganın genişliği (θ) kontrol edilerek ayarlanır. Bu şekilde gerilim değiştirilirken harmoniklerde de büyük değişiklikler meydana gelir. İncelendiğinde, en uygun çalışmanın darbe genişliğinin 120° olduğu an görülür. Bu durumda üçüncü harmonik sıfır değerindedir. Çıkışa konulacak filtre devreleri beşinci ve yedinci harmonikleri bastıracak şekilde seçilirse çıkıştan sinüse yakın değerler elde edilebilir. Çıkış geriliminin yük değişimlerine karşı regülasyonu θ açısına bağlı olması,

yöntemin en büyük sakıncasıdır. Ancak her yarı periyotta sadece iki anahtarlama olduğundan anahtarlama kayıpları küçük olmaktadır.

V-3. Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM yöntemi) :

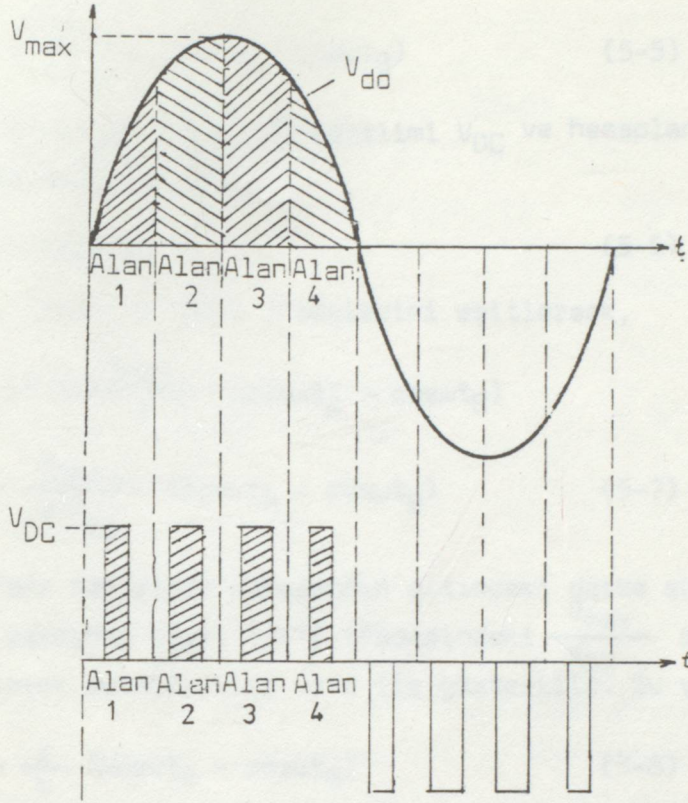
Günümüzde inverter katlarında çok yaygın olarak kullanılan bir modülasyon türüdür. Bu nedenle geniş olarak incelenecektir. Tek darbe modülasyonunun sakıncası olan küçük dereceli harmonik genliklerinin büyük olması, darbe genişlik modülasyonu ile giderilebilir. Yarı periyottaki darbe sayısı arttıkça fourier spektrumundaki küçük dereceli harmonik genlikleri azalmaktadır. Çıkışı teşkil eden temel bileşen dışındaki harmonik bileşenler filtre devreleriyle bastırılmalıdır.

PWM yönteminde anahtarlama sayısı, tek darbe modülasyonuna göre çok fazla olmaktadır. Ancak bu, yöntemin getirdiği diğer yararlar yanında ihmal edilir. Yöntemin en önemli özelliği inverter girişindeki D.C yi değiştirmeksizin, çıkış frekans ve gerilimini değiştirmektir.

Darbe sayısının artırılması elimine edilen harmonik sayısını artırarak inverter çıkış filtresinin basitleşmesini sağlayacaktır. Ancak çok sayıda darbe çok anahtarlama gerektirdiğinden kayıplar artacaktır. Bu nedenle inverter katının gerçekleşmesinde optimum darbe sayısını belirlemek oldukça önemlidir. Örneğin klasik tristörlerle gerçekleştirilen köprü tipi inverterlerde, bu darbe sayısı genelde 5-6 iken, güç transistörü ve MOSFET ile kurulan inverter devrelerinde çok daha yüksektir.

PWM'nin elde edilme şekillerine geçmeden önce, darbe genişlik modülasyonu ve bunun sonunda meydana gelen sinüs eğrisi arasındaki ilişkiyi tespit etmekte yarar olacaktır.

Bütün bir sinüs eğrisi daha önceden belirlenen bir M değerine göre M eşit parçaya bölünür ve her sinüs parçasının altında kalan alan, hesaplanması istenen darbe süresinin altındaki alana eşitlenir. $M = 8$ için aşağıdaki şekil verilmiştir.



Şekil-5-2. PWM ile elde edilen çıkış dalga şekli.

Şekil-5-2'de görüldüğü gibi istenilen çıkış dalga şekli için darbe genişlikleri ayarlanmaktadır. Çıkış değerleri,

$$V_{do} = V_{max} \times \sin \omega_0 t \quad (5-2)$$

$$\omega_0 = 2 \pi f \quad (5-3)$$

V_{do} = istenen çıkış gerilimi

V_{max} = İstenen çıkış geriliminin max değeri.

ω_0 = istenen açısal frekans

ise, herhangi bir t_A ve t_B süreleri arasındaki alan,

$$ALAN = V_{max} \int_{t_A}^{t_B} \sin \omega t \, dt \quad (5-4)$$

Formülüyle hesaplanır (5-4) ifadesinin integrali alındığında,

$$ALAN = \frac{V_{max}}{\omega} \cdot (\cos \omega t_A - \cos \omega t_B) \quad (5-5) \quad \text{dır.}$$

Eğer inverter D.C giriş gerilimi V_{DC} ve hesaplanması gereken süre ΔT ise darbeler için,

$$ALAN = V_{DC} \cdot \Delta T \quad (5-6)$$

olmalıdır. (5-5) ve (5-6) ifadelerini eşitlersek,

$$\begin{aligned} V_{DC} \cdot \Delta T &= \frac{V_{max}}{\omega} \cdot (\cos \omega t_A - \cos \omega t_B) \\ \Delta T &= \frac{V_{max}}{\omega \cdot V_{DC}} (\cos \omega t_A - \cos \omega t_B) \quad (5-7) \quad \text{bulunur.} \end{aligned}$$

Bu ifade her sinüs parçasının altındaki darbe süresinin belirlenmesine yardımcı olur. (5-7) ifadesindeki $\frac{V_{max}}{V_{DC}}$ oranı kullanma faktörü olarak adlandırılır ve r ile gösterilir. Bu yerine konursa,

$$\Delta T = \frac{r}{\omega} (\cos \omega t_A - \cos \omega t_B) \quad (5-8)$$

elde edilir. Bu eşitlikte görüldüğü gibi darbelerin genişliği kullanma faktörü ile doğru ve çıkış frekansı ile ters orantılıdır.

İnverter çıkış dalga şekli çeyrek dalga simetrisine sahip olduğundan 0 ile $\pi/2$ arasındaki darbeleri hesaplamak yeterlidir. Çünkü diğer darbeler simetriden dolayı bulunabilir.

PWM Üç değişik şekilde elde edilebilir.

V-3-1. Üçgen Sinüs Karşılaştırma Yöntemi :

Yöntem, genliği değişken çok küçük referans bir sinüs işareti ile, frekansı sinüsten daha büyük bir üçgen dalga işaretinin karşılaştırılması esasına dayanır. Bu karşılaştırma daha değişik dalga şekilleri arasında da olabilir (Şekil-5-8). Bundan amaç Referans işareti ile taşıyıcı işaretin kesişme noktalarını belirlemektir. Eğer tespit edilen bu noktalarda, uygun tristörlere tetikleme darbeleri gönderilirse PWM elde edilmiş olur.

İnverter çıkış geriliminin ayarlanmasında etkin olan iki büyüklük vardır. Bunlar,

$$M = \frac{f_c}{F_\phi} \quad (5-9)$$

ve

$$\delta = \frac{E_r}{E_c} \quad (5-10) \quad \text{dır.}$$

M = Frekans modülasyon indeksi

F_c = Taşıyıcı sinyalin frekansı

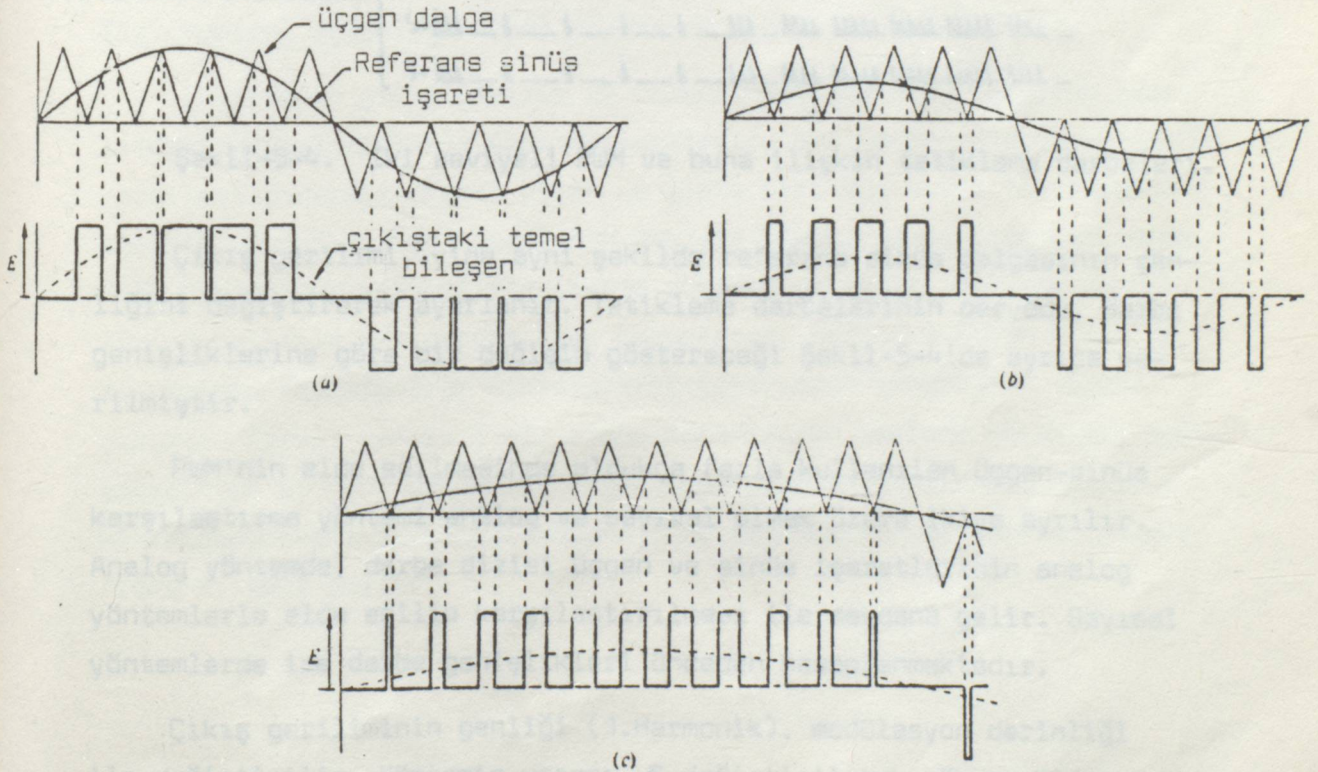
F_ϕ = Temel frekans

δ = Modülasyon derinliği

E_r = Referans sinyalin genliği

E_c = Taşıyıcı sinyalin genliği

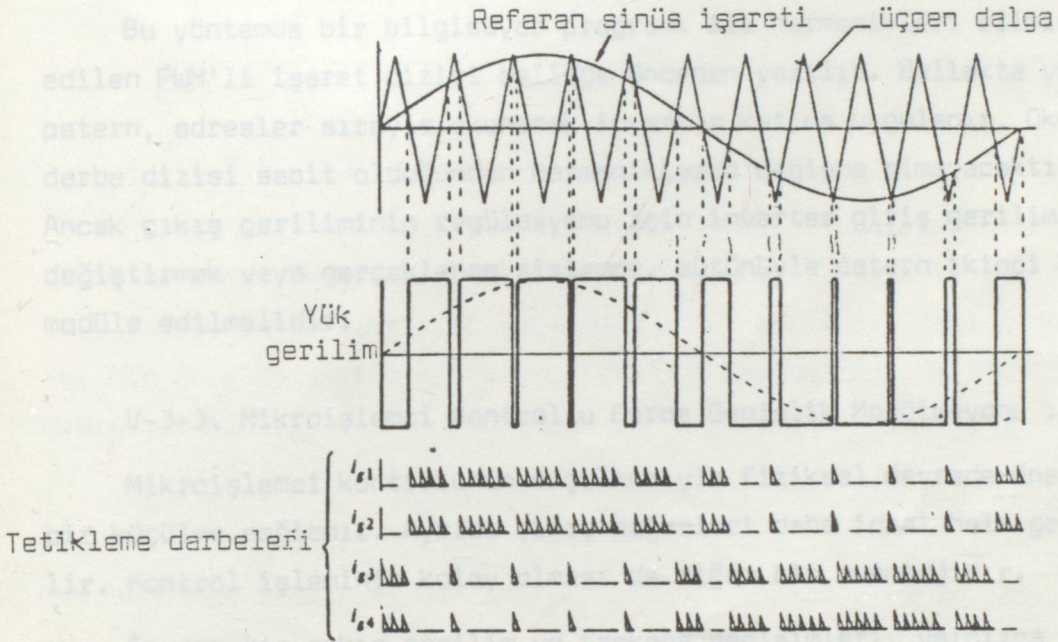
Tanımlanan bu iki parametre PWM kullanılan inverterlerde oldukça önemlidir. Sinüs üçgen karşılaştırmasında PWM nin nasıl elde edildiği Şekil-5-3'de verilmiştir. Bu üç seviyeli bir PWM dir.



Şekil-5-3. PWM de tetikleme anlarının belirlenmesi.

- a) Maksimum çıkış gerilimi. b) Referans küçültüldüğünde çıkış gerilimi. c) Yarım periyot için çıkış gerilimi.

Şekillere dikkat edildiğinde şu söylenebilir. Bu tip uygulamanın olduğu inverterlerde referans sinüs dalgasının genliği değiştirilerek inverter çıkış gerilimi ayar edilir. Bunun da sebebi, referans sinüs dalgasının genliği değiştirildiğinde, üçgen dalgayla kesişme noktaları değişmekte, buna bağlı olarak da darbe genişlikleri ayar edilmektedir. Şekil-4-17a referans alınarak iki seviyeli bir PWM'nin ve çıkış geriliminin nasıl elde edildiği de şekil-5-4'de verilmiştir.



Şekil-5-4. İki seviyeli PWM ve buna ilişkin tetikleme darbeleri.

Çıkış gerilimi, yine aynı şekilde referans sinüs dalgasının genliğini değiştirilerek ayarlanır. Tetikleme darbelerinin periyodu, darbe genişliklerine göre bir değişim göstereceği Şekil-5-4'de ayrıca verilmiştir.

PWM'nin elde edilmesinde oldukça fazla kullanılan üçgen-sinüs karşılaştırma yöntemi analog ve sayısal olmak üzere ikiye ayrılır. Analog yöntemde, darbe dizisi üçgen ve sinüs işaretlerinin analog yöntemlerle elde edilip karşılaştırılması ile meydana gelir. Sayısal yöntemlerde ise darbe genişlikleri önceden hesaplanmaktadır.

Çıkış geriliminin genliği (1.Harmonik), modülasyon derinliği ile değiştirilir. Yöntemin yararı δ değiştirilerek yük regülasyonunun kolayca yapılabilmesidir.

Yöntemin başlıca özellikleri şunlardır :

- Sinüs genliğinin, üçgen genliğine oranı (δ) çıkış işaretinin temel bileşenini belirlemektedir.
- Üçgen işaretinin frekansı, inverterin peryot başına anahtarlama sayısını belirlemektedir. (M ile ilgili)

V-3-2. Tablodan Okuma Yöntemi (Look-up table) :

Bu yöntemde bir bilgisayar programı ile harmonikleri elimine edilen PWM'li işaret dizisi belleğe önceden yazılır. Bellekte yazılı patern, adresler sırayla okunarak inverter katına uygulanır. Okunan darbe dizisi sabit olduğundan harmoniklerde değişme olmayacaktır. Ancak çıkış geriliminin regülasyonu için inverter giriş gerilimini değiştirmek veya gerçekleştirilen sistemde, bütünüyle patern ikinci kez modüle edilmelidir.

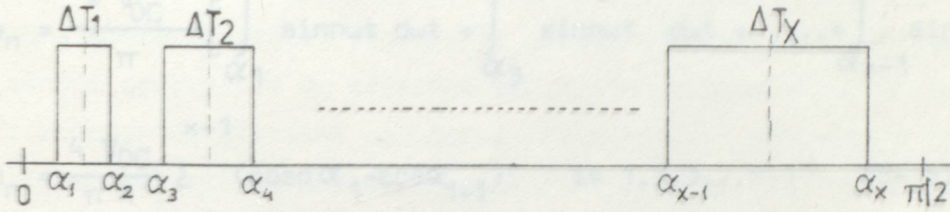
V-3-3. Mikroişlemci Kontrollü Darbe Genişlik Modülasyonu :

Mikroişlemci kontrolünün seçilmesiyle fiziksel devrede önemli bir küçülme sağlanır. Ayrıca çıkış değerleri daha ideal hale getirilir. Kontrol işleminin kolay olması da diğer bir avantajıdır.

Inverterin çıkış gerilim ve frekans değişimleri, yalnızca yazılımındaki değişikliklerle yapılabilir. Ana yöntem yine üçgen-sinüs karşılaştırmasıdır. Fakat üçgen ve sinüs fiziksel devre ile oluşturulmamakta, bunun yerine hesaplanan kesişme noktaları belleğe yazılarak, doğrudan bellek erişimi ile çıkışa gönderilmektedir. Kesişme noktaları genellikle $1/4$ peryot için hesaplanır. Peryodun kalan kısmı da simetriden faydalanarak mikroişlemci tarafından hesaplanır. Şayet çıkıştan farklı genlikli bir sinüs isteniyorsa kesişme noktaları değişeceğinden bu yeni paternler ikinci kez mikroişlemciye kaydedilir. Mikroişlemciye bilgilerin okuma hızı değiştirilerek inverter çıkış frekansı ayar edilir.

V-4. PWM için Harmonik Analizi :

PWM ye göre çalışan bir inverterde, çıkıştaki harmonik oranının darbe sayısına ve açılara ne kadar bağımlı olduğu, ancak yapılan bir harmonik analizi ile anlaşılabilir. Aşağıda, tek faz için bu hesaplar ele alınmıştır.



Şekil-5-5. PWM yönteminde çıkış gerilimi.

Burada olay $\pi/2$ için incelenmiş ve (5-8) ifadesiyle hesaplanan darbe süreleri, taşıyıcı işaretlerin ortasına yerleştirilmiştir. Böylece Çeyrek dalga simetrisi sağlanmış olur. Şekil-5-5'deki darbe şekillerinin Fourier analizi, çıkış gerilimi hakkında bazı bilgiler verir. Çıkış gerilimi,

$$V_o = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \sin n\omega t + b_n \cos n\omega t) \quad (5-11)$$

çeyrek dalga simetrisinden dolayı

$$\frac{a_0}{2} = 0 \quad \text{ve} \quad b_n = 0 \quad \text{dır.}$$

ayrıca n'nin çift değerleride toplamda bulunmaz. Böylece (5-11) ifadesi basitleşerek (5-12) şeklini alır.

$$V_o = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n\omega t \quad n=1,3,5,\dots \quad (5-12)$$

M, sinüs eğrisindeki eşit parça sayısı ve x'de çeyrek periyottaki darbe sayısını göstermek üzere, t_A ve t_B süreleri aşağıdaki gibi yerine konursa,

$$A_i = \omega t_i = \frac{2\pi}{M} (i-1) \quad i=1,2,3,\dots,x \quad (5-13)$$

$$\Delta T_i = \frac{r}{\omega} (\cos A_i - \cos A_{i+1}) \quad (5-14) \text{ elde edilir.}$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(\omega t) \sin n\omega t \, d\omega t$$

$$a_n = \frac{2}{\pi/2} \int_0^{\pi/2} f(\omega t) \sin n\omega t \, d\omega t$$

$$a_n = \frac{4 V_{DC}}{\pi} \left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin n\omega t \, d\omega t + \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} \sin n\omega t \, d\omega t + \dots + \int_{\alpha_{x-1}}^{\alpha_x} \sin n\omega t \, d\omega t \right]$$

$$a_n = \frac{4 V_{DC}}{\pi n} \sum_{i=1}^{x-1} (\cos \alpha_{1+i} - \cos \alpha_i) \quad i = 1, 2, 3 \dots x-1 \quad (5-15)$$

darbe süresini açısı olarak,

$$\delta_i = \omega \Delta T \quad (5-16) \quad \text{belirtirsek}$$

$$a_n = \frac{4 V_{DC}}{\pi n} \sum_{i=1}^{x-1} (\cos \alpha_i - \cos(\alpha_i + \delta_i)) \quad (5-17)$$

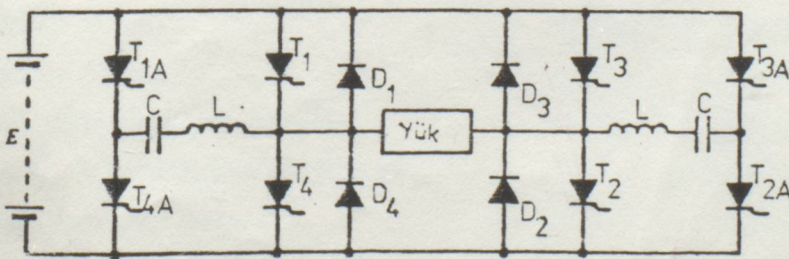
elde edilir. Böylece çıkış gerilimi,

$$V_o = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{4 V_{DC}}{\pi n} \sum_{i=1}^{x-1} (\cos \alpha_i - \cos(\alpha_i + \delta_i)) \right] \sin n\omega t \quad (5-18)$$

(5-18) ifadesi, çıkış geriliminde temel bileşenin tek katları olan harmoniklerin bulunduğunu göstermektedir.

V-5. Örnek Bir Devre Üzerinde PWM Değerlendirmesi :

Bir önceki bölümde anlatılan yardımcı tristörlü inverter devresini bu kez kontrol devresiyle birlikte ele alarak değişik durumlar için inceleyeceğiz (Şekil-5-6).



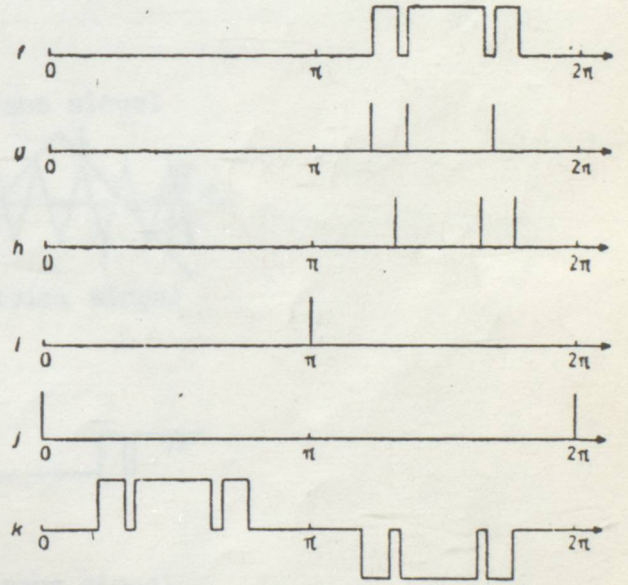
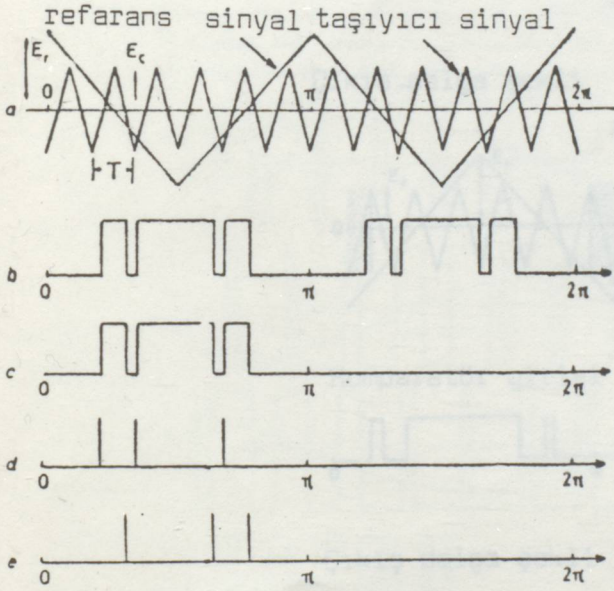
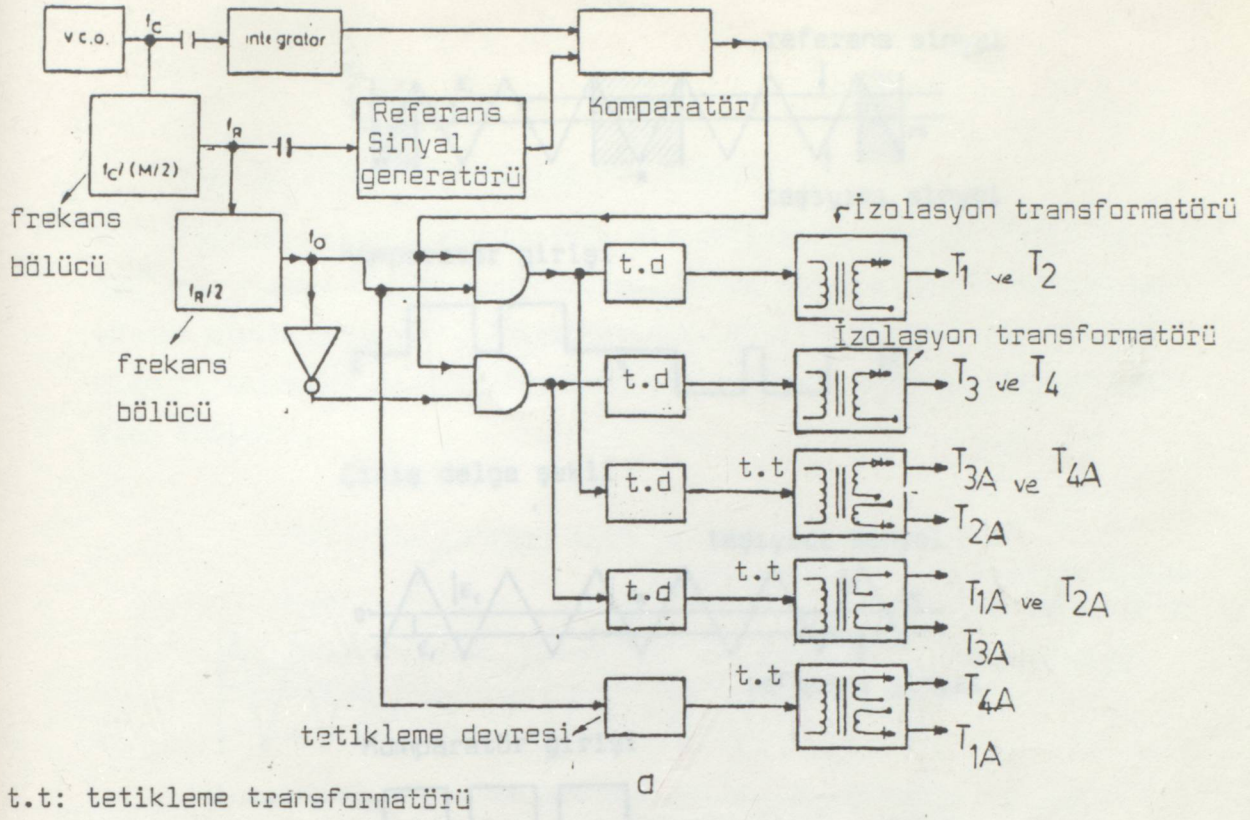
Şekil-5-6. Yardımcı tristörlü inverter devresi.

Devrenin çalışma esasları daha önce anlatıldığı gibidir. Bu esaslara bağlı kalarak çalışma, şekil-5-7'deki kontrol devresi ile sağlanır. Önce v.c.d Ünitesi tarafından F_C frekansında bir kare dalga üretilir. Bu frekans, frekans bölücülerle F_R ve F_O frekansına indirgenir. F_C , taşıyıcı sinyalin F_R , referans sinyalinin, f_O da inverter çıkış frekansını göstermektedir. İntegratör elemanı taşıyıcı sinyal işaretini, sinyal generatörü de referans sinyalini üretmektedir. Bu iki sinyal, komparatör girişine uygulanır (Şekil-5-7a). Komparatör çıkışında, giriş sinyallerinin kesişme noktalarına bağımlı olan bir işaret elde edilir (Şekil-5-7b). Bundan sonraki adımlarda uygun tristörlere Şekil-5-7'deki darbeler gönderilir. İnverter çıkışında ise istenilen nitelikte bir PWM elde edilir. PWM nin istenildiği gibi kontrolü için taşıyıcı sinyal veya referans sinyalinin genlik ve frekansları değiştirilir. Bu karşılaştırmayla birlikte uygulama da rastlanan diğer karşılaştırma türleri ve çıkış dalga şekilleri özet olarak şekil-4-8'de verilmiştir.

Şekil-5-7. İnverter kontrol devresi ve dalga şekilleri.

- a- Komparatör girişi.
- b- Komparatör çıkışı.
- c- I_1 ve I_2 için tetikleme darbeleri.
- d- I_{2a} ve I_{2b} için tetikleme darbeleri.
- e- I_{2c} için tetikleme darbeleri.

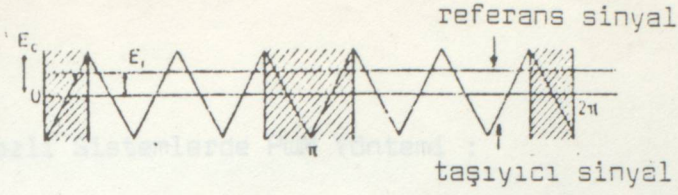
- f- I_3 ve I_4 için tetikleme darbeleri.
- g- I_{3a} ve I_{3b} için tetikleme darbeleri.
- h- I_{3c} için tetikleme darbeleri.
- ı- I_{3d} için tetikleme darbeleri.
- j- I_{3e} için tetikleme darbeleri.
- k- İstenilen PWM çıkışı.



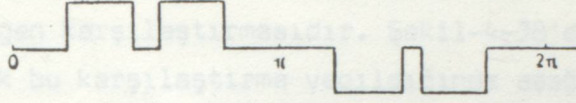
Şekil-5-7. İnverter kontrol devresi ve dalga şekilleri.

- a- Komparatör girişi.
- b- Komparatör çıkışı.
- c- T_1 ve T_2 için tetikleme darbeleri.
- d- T_{3A} ve T_{4A} için tetikleme darbeleri.
- e- T_{2A} için tetikleme darbeleri.

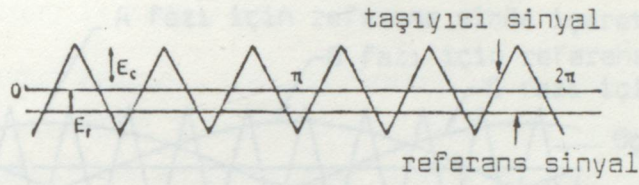
- f- T_3 ve T_4 için tetikleme darbeleri.
- g- T_{1A} ve T_{2A} için tetikleme darbeleri.
- h- T_{3A} için tetikleme darbeleri.
- i- T_{1A} için tetikleme darbeleri.
- j- T_{4A} için tetikleme darbeleri.
- k- İdeal inverter çıkış gerilimi.



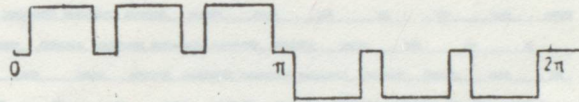
Komparatör girişi



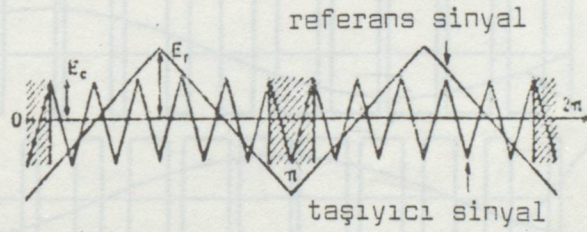
Çıkış dalga şekli



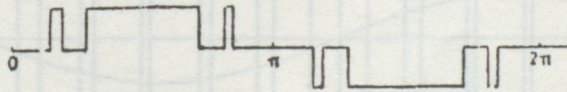
Komparatör girişi



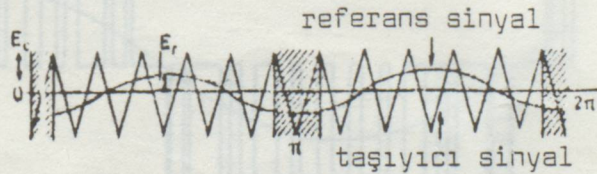
Çıkış dalga şekli



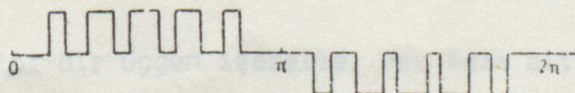
Komparatör girişi



Çıkış dalga şekli



Komparatör giriş

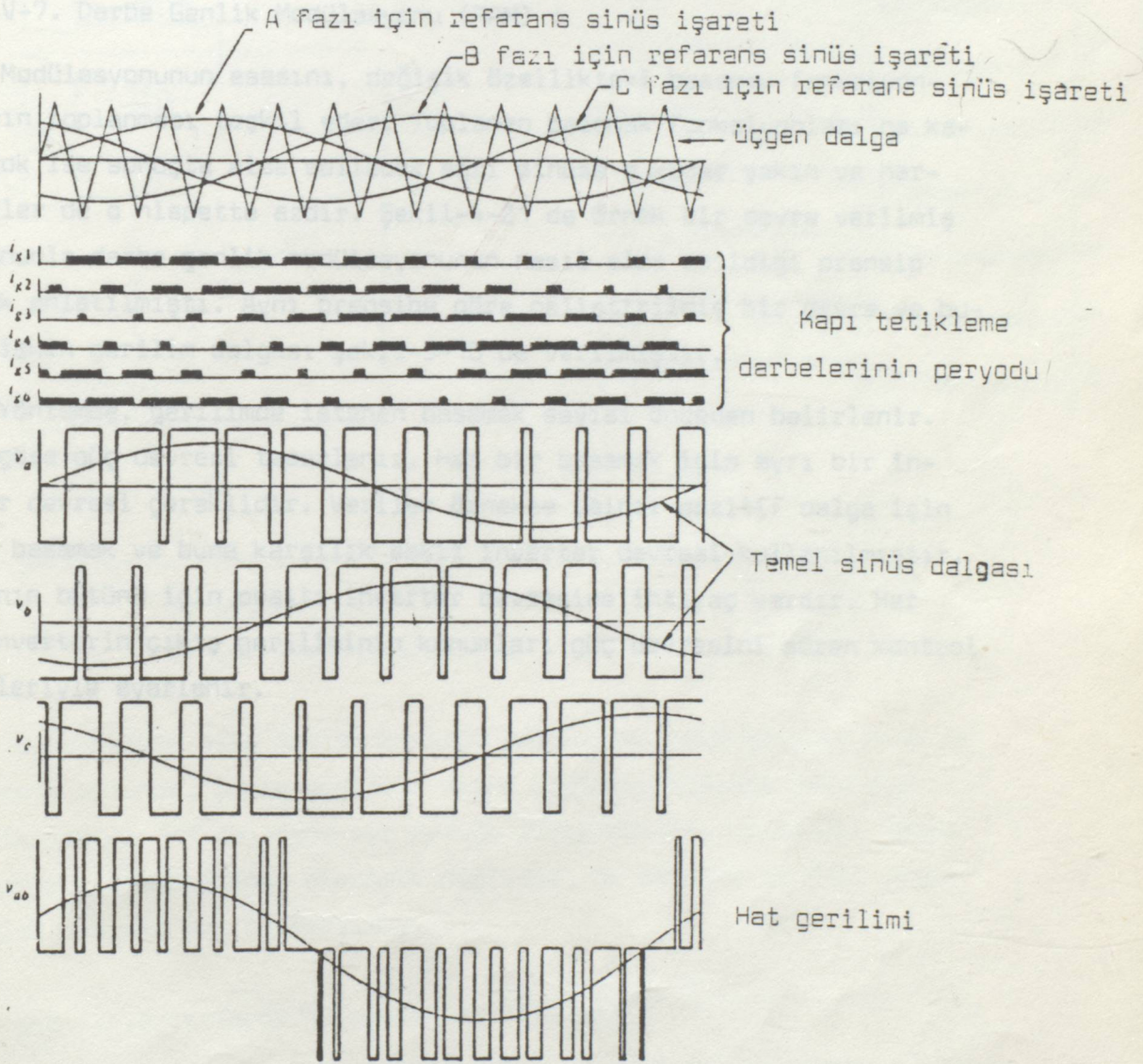


Çıkış dalga şekli

Şekil-5-8. PWM elde edilmişinde kullanılan değişik karşılaştırma türleri.

V-6. Üç Fazlı Sistemlerde PWM Yöntemi :

Yapılan işlemin prensibinde bir değişiklik yoktur. Fark, üç fazın 120° faz farklı olarak kontrolüdür. Bunda da yine en çok kullanılan yöntem sinüs-üçgen karşılaştırmasıdır. Şekil-4-38'deki güç devresi dikkate alınarak bu karşılaştırma yapıldığında aşağıda verilen şekil elde edilir.



Şekil-5-9. Üç faz için PWM'nin elde edilişi.

Görüldüğü gibi bir üçgen işaretle, her faza ait referans işareti ayrı olarak karşılaştırılmış, bunların kesişim noktaları ve buna ilişkin darbe aralığı, altta tetikleme darbeleri olarak işaretlenmiştir. Bu

darbeler uygun tristörlere gönderildiğın de V_a , V_b ve V_c fazlarına ait gerilimler elde edilir. Tetikleme darbeleri ya analog olarak elde edilir. Ya da bu süreler daha önceden hesaplanarak bir mikroişlemciye programlanır ve sonra bu tetikleme darbeleri Şekil-5-9'daki sıraya uygun olarak tristör kapılarına gönderilir. İşlemin bir faza göre daha kompleks olması bazen mikroişlemci kullanımını zorunlu kılar.

V-7. Darbe Genlik Modülasyonu (PAM) :

Modülasyonunun esasını, değişik özellikteki basamak fonksiyonlarının toplanması teşkil eder. Toplanan basamak fonksiyonları ne kadar çok ise sonuçta elde edilecek eğri sinüse o kadar yakın ve harmonikler de o nispette azdır. Şekil-4-21 de örnek bir devre verilmiş ve bununla darbe genlik modülasyonunun nasıl elde edildiğı prensip olarak anlatılmıştı. Aynı prensibe göre geliştirilmiş bir devre ve buna ilişkin gerilim dalgası şekil-5-10'da verilmiştir.

Yöntemde, gerilimde istenen basamak sayısı önceden belirlenir. Buna göre güç devresi tasarlanır. Her bir basamak için ayrı bir inverter devresi gereklidir. Verilen örnekte yalnız pozitif dalga için sekiz basamak ve buna karşılık sekiz inverter devresi kullanılmıştır. Dalganın bütünü için onaltı inverter devresine ihtiyaç vardır. Her bir inverterin çıkış geriliminin konumları güç devresini süren kontrol devreleriyle ayarlanır.

Bu yöntemle elde edilen gerilim dalgası, PAM ve göre daha az harmonik bulundur. Çıkış gerilimi sinüs eğrisine oldukça yakındır. Teknik olarak PAM den daha iyi olduğu söylenebilir. Ancak çok fazla eleman kullanıldığından ekonomik değildir. Bu nedenle de bu uygulamalar dışında pek kullanılmaz.

V-8. Inverterlerin Harmonikleri Azaltma :

Inverter devrelerinde meydana gelen harmoniklerin azaltılması için çeşitli yöntemler ve yapılar ideal bir sinüs dalgası elde edilme için de genelde bu yoll kullanılır.

1- Filtre devreleri.

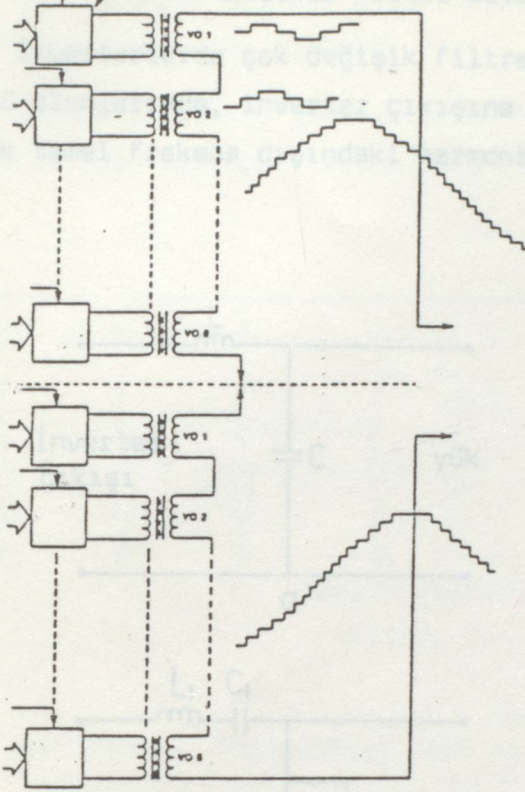
2- Harmonikleri elimine yöntemi.

250 V
15 A

İnverter

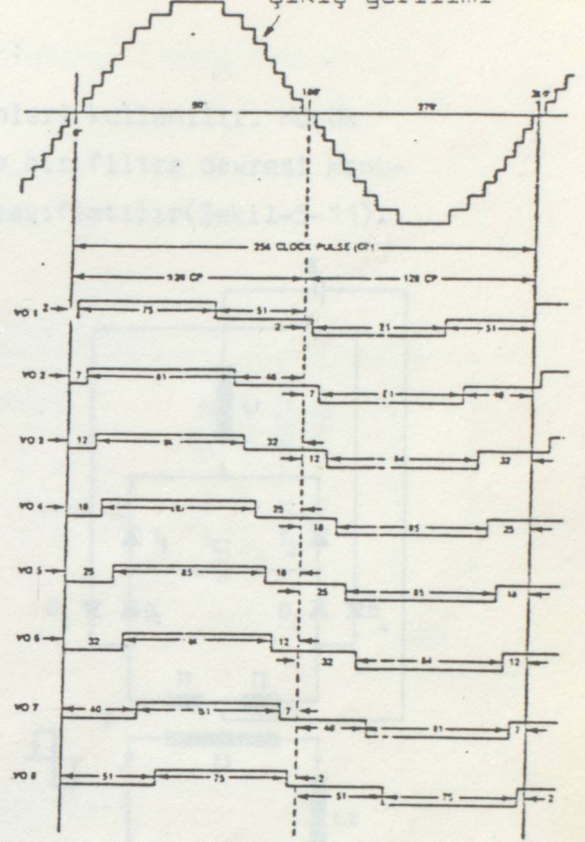
güç devresi

Yürücü devre



(a)

Çıkış gerilimi



(b)

Şekil-5-10. Darbe genlik modülasyonunun elde edilişi.

a) Güç devresi.

b) Gerilim dalga şekli.

Bu yöntemle elde edilen gerilim dalgasında, PWM ye göre daha az harmonik bulunur. Çıkış gerilimi sinus eğrisine oldukça yakındır. Teknik olarak, PWM den daha iyi olduğu söylenebilir. Ancak çok fazla eleman kullanıldığından ekonomik değildir. Bu sebeble de özel uygulamalar dışında pek kullanılmaz.

V-8. İnverterlerde Harmonikleri Azaltmak :

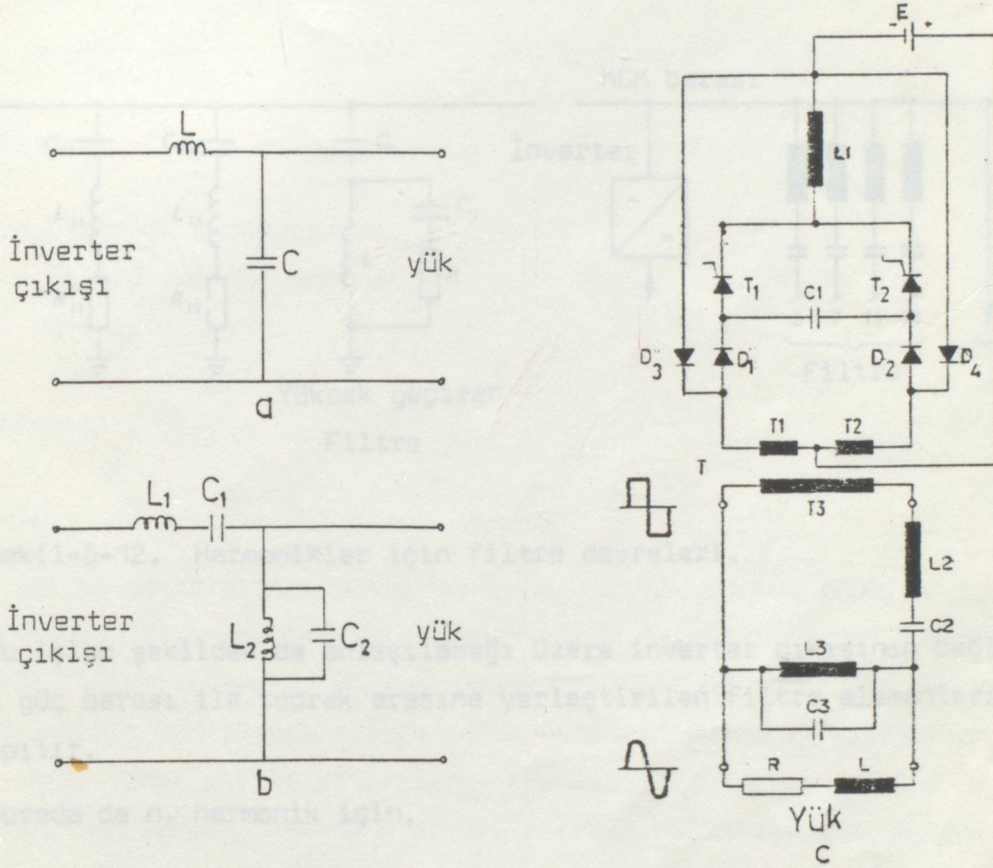
İnverter devrelerinde meydana gelen harmoniklerden mümkün olduğunca kaçınılır ve çıkışta ideal bir sinus dalgası arzu edilir. Bunun için de genelde iki yol kullanılır.

1- Filtre devreleri.

2- Harmonikleri elimine yöntemi.

V-8-1. İnverterlerde Filtre Devreleri :

İnverterlerde çok değişik filtre düzenleri kullanılır. Küçük güçlü olanlarında, inverter çıkışına sadece bir filtre devresi konularak temel frekans dışındaki harmonikler zayıflatılır(Şekil-5-11).



Şekil-5-11. İnverter devrelerinde Filtre düzenleri.

a devresi için filtre çıkışının filtre girişine oranı,

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\omega^2 LC - 1} \quad (5-19) \quad \text{dır.}$$

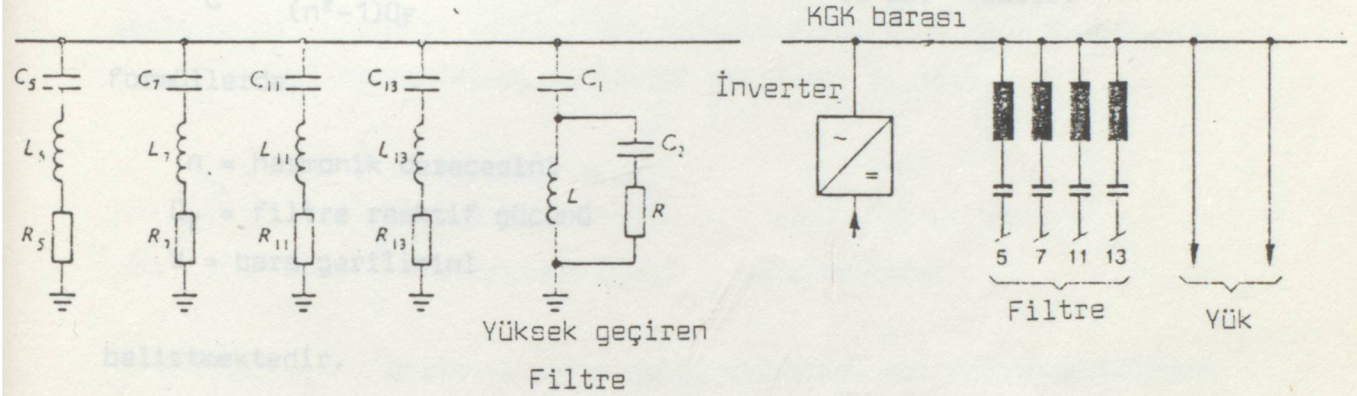
b devresinde daha iyi bir filtreleme söz konusudur. Bu devrede temel frekans için,

$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$ yazılıp, $C_1 = A C_2$, $L_2 = A L_1$ ve $\omega = n \omega_o$ alındığında (n harmonik derecesi),

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - \frac{1}{A} \left(n - \frac{1}{n} \right)^2} \quad (5-20) \quad \text{bulunur.}$$

Bu ifadenin fiziksel anlamı rezonans frekansı (temel frekans) dışındaki frekanslar süzülür.

Daha büyük güçlü inverterlerde harmonikleri elimine etme, her harmonik için ayrı bir filtre düzenini gerektirir (Şekil-5-12).



Şekil-5-12. Harmonikler için filtre devreleri.

Bu işlem şekilden de anlaşılacağı üzere inverter çıkışının bağlı olduğu güç barası ile toprak arasına yerleştirilen filtre elemanları ile yapılır.

Burada da n. harmonik için,

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad , \quad \omega_n = n\omega_0 \quad \text{yazılabilir.}$$

Seri bağlı kondansatör ve self için,

$$X_C = -\frac{1}{\omega_0 C} \quad , \quad X_L = \omega_0 L \quad , \quad n^2 = \frac{-X_C}{X_L} \quad (5-21) \quad \text{dır.}$$

Bu devrelerin dizaynında genellikle $X_L/R \geq 50$ olduğundan omik direnç dikkate alınmaz. Buna göre temel frekansta filtre reaktif gücü,

$$Q_F = \frac{-|V|^2}{(X_L + X_C)} \quad (5-21) \quad \text{dır.}$$

(5-21) ifadesi,

$$X_L + X_C = \frac{-|V|^2}{Q_F} \quad \text{şeklinde yazılırsa ,}$$

Şekil-5-13. Yarı periyotta M darbe çıkışı için seri bağlı L ve C elemanları.

$$X_L - n^2 X_L = (1 - n^2) X_L = \frac{-|V|^2}{Q_F}$$

$$X_L = \frac{|V|^2}{(n^2-1)Q_F} \quad (5-22) \quad \text{dır.}$$

benzer şekilde,

$$X_C = \frac{-n^2 \cdot |V|^2}{(n^2-1)Q_F} \quad (5-23) \quad \text{bulur.}$$

formüllerde,

n = harmonik derecesini

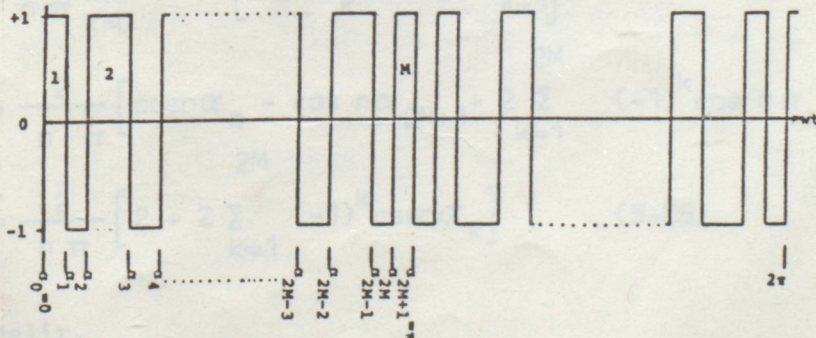
Q_F = filtre reaktif gücünü

V = bara gerilimini

belirtmektedir.

V-8-2. Harmonikleri Elimine Yöntemi :

İnverter devrelerinde darbe genişlik modülasyonunun (PWM) amacı, tek darbe modülasyonunun sakıncası olan küçük dereceli harmonik genliklerin küçültülebilmesidir. Analog olarak üçgen-sinüs karşılaştırması ile elde edilen PWM işaretlerinde küçük dereceli harmonik bileşenler her ne kadar darbe sayısı artırılarak küçültülebilirse de fourier spektrumu, modülasyon indeksi M 'e göre sürekli değişmektedir. Burada incelenecek fourier spektrumu ise sabit bir darbe dizisine ait olmaktadır. Bu yüzden hesaplanacak açı değerleri ancak bilgisayar kontrolü veya tablo yöntemi kullanılan PWM üreteçlerinde kullanılır. Genel olarak yok etmek istediğimiz harmonik sayısı kadar denklem yazılır ve bu denklem takımı çözülerek gerekli açı değerleri bulunur. Önce şekil-5-13'deki iki seviyeli bir PWM yi inceleyelim.



Şekil-5-13. Yarı periyotta M darbe bulunan iki seviyeli PWM işareti.

Şekil-5-13. dikkate alındığında, $f(wt)$ fonksiyonunun her yarı periyodunda M darbe olduğu ve darbe açıları $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{2M}$ şeklinde değiştiği görülür. Fonksiyonun fourier ifadesi,

$$f(wt) = \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \sin nwt + b_n \cos nwt \right]$$

şeklinde dir. Harmonik analizinden hatırlanacağı gibi $\frac{a_0}{2} = 0$ ve $b_n = 0$ dır. 0 halde, harmonikleri a_n terimi belirler. a_n için,

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(wt) \sin nwt \, d(wt)$$

$$= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(wt) \sin nwt \, d(wt) \quad \text{yazılabilir.}$$

$f(wt) = \bar{1}$ birim ve yarım dalga simetrisi söz konusu olduğundan,

$$a_n = \frac{2}{\pi} \left[\int_0^1 \sin nwt \, dwt - \int_1^2 \sin nwt \, dwt + \int_2^3 \sin nwt \, dwt \right.$$

$$\dots \dots \dots + \int_{2M}^{2M+1} \sin nwt \, dwt \left. \right]$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \sum_{k=0}^{2M} (-1)^k \int_k^{k+1} \sin nwt \, dwt \quad (5-24) \quad \text{dır.}$$

$$\alpha_0 = 0, \alpha_{2M+1} = \pi \quad \text{ve} \quad \alpha_0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_{2M+1}$$

bilindiğinden (5-24) ifadesi,

$$a_n = \frac{2}{n\pi} \sum_{k=0}^{2M} (-1)^k \left[\cos n\alpha_k - \cos n\alpha_{k+1} \right]$$

$$= \frac{2}{n\pi} \left[\cos n\alpha_0 - \cos n\alpha_{2M+1} + 2 \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \cos n\alpha_k \right]$$

$$= \frac{2}{n\pi} \left[2 + 2 \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \cos n\alpha_k \right] \quad (5-26)$$

şekline gelir.

Ayrıca,

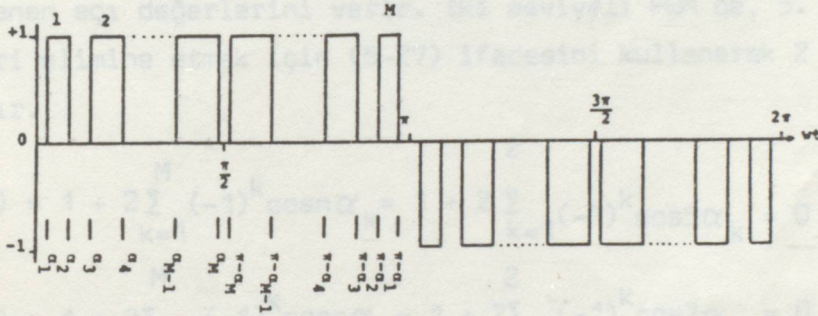
$$\alpha_k = \pi - \alpha_{2M-k+1} \quad k = 1, 2, \dots, M$$

$$\cos \alpha_k = -\cos \alpha_{(2M-k+1)} \quad k = 1, 2, \dots, M$$

eşitlikleri (5-26) ifadesinin açılımında yerine konursa,

$$a_n = \frac{4}{n \pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n \alpha_k \right] \quad (5-27) \quad \text{elde edilir.}$$

Şimdi de, PWM işaretinin şekil-5-14 deki gibi üç seviyeli olduğunu kabul edelim.



Şekil-5-14. Üç seviyeli PWM işareti.

çeyrek dalga simetrisi olduğundan,

$$a_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} f(wt) \sin nwt \, dw$$

$$a_n = \frac{4}{\pi} \left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin nwt \, dw + \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} \sin nwt \, dw + \dots + \int_{\alpha_M}^{\pi/2} \sin nwt \, dw \right]$$

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

şekil-5-14 dikkate alındığında,

$$a_n = \frac{4}{\pi} \left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin n\omega t \, d\omega t + \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} \sin n\omega t \, d\omega t + \dots + \int_{\alpha_{M-1}}^{\pi/2} \sin n\omega t \, d\omega t \right]$$

$$= \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \cos n\alpha_k \quad 0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_M < \pi/2$$

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \cos n\alpha_k \quad (5-28) \quad \text{bulunur.}$$

Bulunan (5-27) ve (5-28) ifadeleri, yok edilmek istenen harmonik denklemleri teşkil edilirken kullanılır.

Örneğin, $n_1, n_2, \dots, n_M$ yok edilmek istenen harmonikler ise yukarıdaki ifadeler yardımıyla M denklem yazılır. Bu denklem sisteminin çözümü aranan açı değerlerini verir. İki seviyeli PWM de, 5. ve 7. harmonikleri elimine etmek için (5-27) ifadesini kullanarak 2 denklem ($M=2$) yazılır.

$$f_5(\alpha) = 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n\alpha_k = 1 + 2 \sum_{k=1}^2 (-1)^k \cos 5\alpha_k = 0$$

$$f_7(\alpha) = 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n\alpha_k = 1 + 2 \sum_{k=1}^2 (-1)^k \cos 7\alpha_k = 0$$

ifadeler daha açık yazılırsa,

$$f_5(\alpha) = 1 + 2 \left[-\cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 \right] = 0$$

$$f_7(\alpha) = 1 + 2 \left[-\cos 7\alpha_1 + \cos 7\alpha_2 \right] = 0 \quad (5-29)$$

denklemleri çıkar.

Üç seviyeli PWM de 5. ve 7. harmonikleri elimine etmek için de (5-28) ifadesi kullanıldığında,

$$f_5(\alpha) = \sum_{k=1}^2 (-1)^{k+1} \cos 5\alpha_k = 0$$

$$f_7(\alpha) = \sum_{k=1}^2 (-1)^{k+1} \cos 7\alpha_k = 0$$

$$f_5(\alpha) = \cos 5\alpha_1 - \cos 5\alpha_2 = 0$$

$$f_7(\alpha) = \cos 7\alpha_1 - \cos 7\alpha_2 = 0 \quad (5-30) \quad \text{bulunur.}$$

(5-29) ve (5-30) denklem sistemleriyle ilgili çözümler aşağıda verilmiştir.

(5-29) ve (5-30) denklem takımları non-lineer denklem sistemi olarak bilinir ve bunların çözümü için değişik nümerik yöntemleri kullanılır. Bununla ilgili bir çözüm metodu, çalışmanın sonunda verilmiştir.

$\alpha_1 = 11.228^\circ$, $\alpha_2 = 21.228^\circ$

Harmonik No	Harmonik katsayıları	Harmoniklerin toplam bileşen göre yüzdesi (%)
1	1.1279	100.00
3	0.1090	9.67
5	0.0049	0.43
7	0.0011	0.10
9	0.0004	0.04
11	0.0017	0.15
13	0.0013	0.12
15	0.0004	0.04
17	0.0010	0.09
19	0.0010	0.09
21	0.0002	0.02

5. ve 7. Harmoniklerin etkileri için bir çözüm

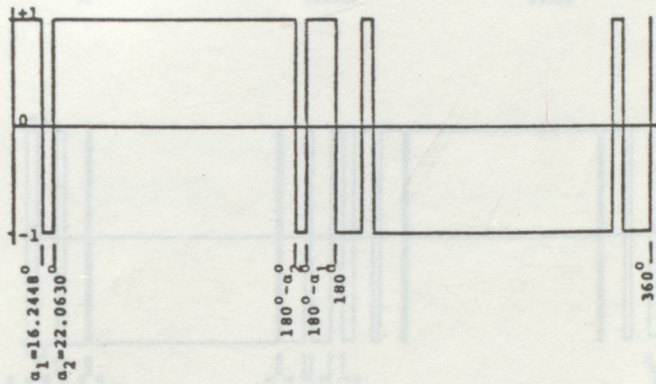
$\alpha_1 = 11.228^\circ$, $\alpha_2 = 21.228^\circ$

Harmonik No	Harmonik katsayıları	Harmoniklerin toplam bileşen göre yüzdesi (%)
1	1.1279	100.00
3	0.1090	9.67
5	0.0049	0.43
7	0.0028	0.25
9	0.0022	0.20
11	0.0020	0.18
13	0.0018	0.16
15	0.0020	0.18
17	0.0018	0.16
19	0.0018	0.16
21	0.0018	0.16

5., ve 7., Harmonikleri elimine için bir çözüm:

$$\alpha_1 = 16.2448^\circ; \alpha_2 = 22.0630^\circ$$

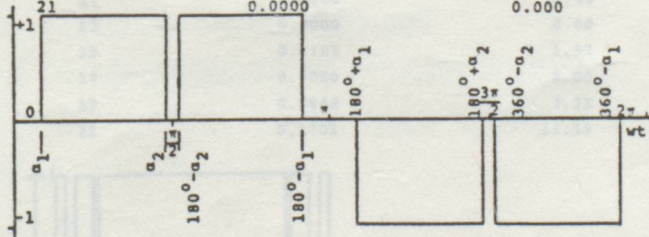
Harmonik No	Harmonik katsayıları	Harmoniklerin temel bileşene göre yüzdeleri(%)
1	1.1879	100.00
3	0.2070	17.43
5	0.0000	0.00
7	0.0001	0.01
9	0.1086	9.14
11	0.2412	20.31
13	0.3223	27.13
15	0.3084	25.96
17	0.2030	17.09
19	0.0514	4.33
21	0.0825	6.94



5., ve 7., Harmonikleri elimine için bir çözüm:

$$\alpha_1 = 15.4226^\circ; \alpha_2 = 87.3949^\circ$$

Harmonik No	Harmonik katsayıları	Harmoniklerin temel bileşene göre yüzdeler (%)
1	1.1698	100.000
3	0.3501	29.931
5	0.0000	0.000
7	0.0000	0.000
9	0.1621	13.855
11	0.0590	5.045
13	0.1456	12.477
15	0.0000	0.000
17	0.0618	5.282
19	0.0768	6.563
21	0.0000	0.000

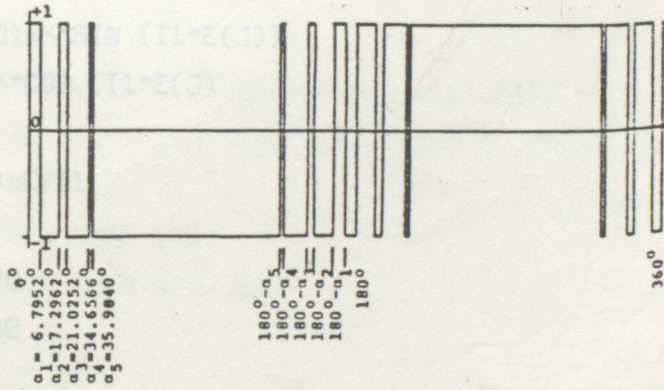


5., 7., 11., 13., ve 17., elimine için bir

Çözüm: $a_1 = 6.7952^\circ$; $a_2 = 17.2962^\circ$; $a_3 = 21.0252^\circ$;

$a_4 = 34.6566^\circ$; $a_5 = 35.9840^\circ$

Harmonik No	Harmonik katsayıları	Harmoniklerin temel bileşene göre yüzdeleri(%)
1	1.1663	100.00
3	0.1748	14.99
5	0.0000	0.00
7	0.0000	0.00
9	0.0130	1.11
11	0.0000	0.00
13	0.0000	0.00
15	0.0216	1.85
17	0.0000	0.00
19	0.1190	10.20
21	0.2825	24.22

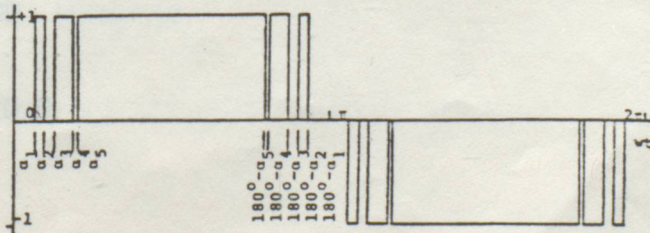


5., 7., 11., 13., ve 17., elimine için bir

Çözüm: $a_1 = 11.3490^\circ$; $a_2 = 17.2616^\circ$;

$a_3 = 23.8017^\circ$; $a_4 = 34.8708^\circ$; $a_5 = 37.2567^\circ$

Harmonik No	Harmonik katsayıları	Harmoniklerin temel bileşene göre yüzdeleri(%)
1	1.1657	100.00
3	0.1739	14.92
5	0.0000	0.00
7	0.0000	0.00
9	0.0124	1.06
11	0.0000	0.00
13	0.0000	0.00
15	0.0183	1.57
17	0.0000	0.00
19	0.0848	7.28
21	0.1701	14.59



HARMONİK ELİMİNASYON PROGRAMI :

```
5 REM FOURİER BİLEŞENLERİNİ NEWTON-RAPHSON İTERASYONU İLE MİNİMİZE EDER.
10 INPUT "Pusle Sayısı"; N
30 DIM A(N,N):DIM B(N,N): DIM C(N):DIM D(N):DIM E(N)
40 FOR I=1 TO N:INPUT "***" ;E(I): LET E(I)=E(I)*PI/180: NEXT I
50 LET YA=0.1
52 RESTORE:FOR I=1 TO N
55 READ I1:LET C=0: LET K=1
60 FOR J=1 TO N
70 LET K=K*(-1)
80 LET A(I,J)=K*SIN (I1*E(J))
90 LET C=C+K*COS (I1*E(J))
100 NEXT J
110 LET C(I)=C/I1
120 NEXT I
130 GOSUB 410
140 GOSUB 310
145 LET H=0
150 FOR I=1 TO N:LET H=H+D(I)*D(I): NEXT I
151 IF H 1/33 THEN LET YA=1
152 FOR I=1 TO N:LET E(I)=E(I)+D I)*YA: NEXT I
153 PRINT"_____ "
154 FOR I=1 TO N:PRINT"E(";I;")= ";E(I)*180/PI: NEXT I
160 PRINT"Yaklaşım miktarı=";H*3282.8*YA*YA
165 PRINT"Yaklaşım ağırlığı=";YA
170 PRINT"Yaklaşım yeterli mi? (E/H)"
180 LET AŞ=INKEY$:IF A=""THEN GOTO 180
190 IF AŞ="H" OR AŞ=INKEY$:IF AŞ =" "THEN GOTO 180
200 FOR I=1 TO N:PRINT"E(";I;")=";E(I)*180/PI:NEXT I
250 GOSUB 2900
300 STOP
310 FOR I=1 TO N
320 LET P=0
```



```
330 FOR J=1 TO N:LET P=P+B(I,J)*C(J): NEXT J
340 LET D(I)=P
350 NEXT I
360 RETURN
400 STOP
410 FOR I=1 TO N
412 FOR J=1 TO N
416 IF I=J THEN LET P(I,J)=1
418 NEXT J: NEXT I
420 FOR J=1 TO N
430 GOSUB 680
440 IF A(J,J)=1 THEN GOTO 470
450 LET T=A (J,J)
455 IF T=0 THEN PRINT"Denklemler bağımlı":STOP
460 FOR K=1 TO N:LET B(J,K)=B(J,K)/T:LET A(J,K)=A(J,K)/T: NEXT K
470 F R I = 1 TO N
480 IF I=J THEN GOTO 550
490 IF A(I,J)=0 THEN GOTO 550
500 LET P=A(I,J)
510 FOR K=1 TO N
520 LET B(I,K)=B(I,K)-P*B(J,K)
530 LET A(I,K)=A(I,K)-P*A(J,K)
540 NEXT K
550 NEXT I
560 NEXT J
570 RETURN
680 LET MAX=ABS A(J,J): LET P=J
690 FOR K=J+1 TO N
700 IF ABS A(K,J) =MAX THEN GOTO 720
710 LET P=K : LET MAX=ABS A(K,J)
720 NEXT K
730 IF P=J THEN GOTO 780
740 FOR K=1 TO N
750 LET R=A(J,K):LET A(J,K)=A(P,K):LET A(P,K)=R
```



```
760 LET R=B(J,K): LET B(J,K)=B(P,K):LET B(P,K)= R İŞARETİ
770 NEXT K
780 RETURN
2800 INPUT N:DIM E(N):FOR I=1 TO N:INPUT Z:LET E(I)=Z*PI/180:NEXT I
2900 DIM S(2*N):FOR I=1 TO N:LET S(I): NEXT I
2910 LET Z=0:FOR I=2*N TO N+1 STEP -1:LET Z=Z+1:LET S(I)=PI-E(Z)
2920 NEXT I
3000 FOR W=1 TO 80
3010 LET A=0
3020 FOR C=1 TO 2*N STEP 2
3030 LET A=A+COS (W*S(C))-COS (W*S(C+1))
3040 NEXT C
3050 LET G=(2*A/(W*PI))
3060 PRINT W;".Harm. Gen.=";G
3070 NEXT W
3300 RETURN
4000 DATA 3,5,7,9,11,13,15,17,19,21,23,25,27,29,31,33,35,37,39
```

Açı değeri	Harmonik no:	Harmonik genliği
3.57	1	1.0026
7.14	2	0
10.71	3	0
14.28	4	0
17.85	5	0
21.42	6	0
25.00	7	0
28.57	8	0
32.14	9	0
35.71	10	0
39.28	11	-0.179
42.85	12	-0.238
46.42	13	0.405
50.00	14	0.230
53.57	15	0.071
57.14	16	0.010
60.71	17	0.001
64.28	18	0.00026
67.85	19	0

Kalan 19 açı değeri 90 dereceye göre olan simetrikten budur.

180 dereceye göre olan simetrikten de diğer 19 derece gibi edilir.

HARMONİKLERİ ELİMİNE EDİLEN 19 DARBELİ PWM İŞARETİ

Kullanılan basic programı ile hesaplanan açı değerleri ve işaretin harmonik genlikleri aşağıdaki gibidir.

Darbe no:	Açı değeri	Harmonik no:	Harmonik genliği
1	7.57	1	1.0026
2	8.73	2	0
3	15.17	3	0
4	17.47	i	0
5	22.81	i	0
6	26.21	i	0
7	34.98	i	0
8	34.98	i	0
9	38.31	i	0
10	43.82	i	0
11	46.28	41	-0.179
12	52.84	43	-0.238
13	54.54	45	0.105
14	62.19	47	0.230
15	63.21	49	0.071
16	70.80	51	0.010
17	71.12	53	0.001
18	77.64	55	0.00006
19	77.79	57	0

Kalan 19 açı değeri 90 dereceye göre olan simetriden bulunur.

180 dereceye göre olan simetriden de diğer 19 darbe elde edilir.

Darbe Süreleri, Açık ve Harmoniklerin Hesabı :

Çıkış frekansı (f) = 50

Kullanma faktörü(r)= 1

Frekans Oranı (M) = 20

delta Ti
sec

1.557141E-04

4.518158E-04

7.039252E-04

5.870986E-04

9.835238E-04

AÇI DEĞERLERİ :

7.598573	10.40143	22.93276	31.06724	38.66467
51.33533	55.01611	70.98389	72.14829	89.85171

HARMONİK DEĞERLERİ :

.9923457	1.002464E-02	-8.267169E-04	1.021238E-03	-1.015384E-05
1.010552E-03	-7.993425E-04	1.314184E-02	.1825009E-03	0.2383335E-03
-.1368749E-04	-.2204153E-04	-6.368942E-02	-8.927962E-03	-2.217044E-03
-8.491573E-04	-.0247834E-03	-.1140439E-02	-6.394382E-02	8.460031E-03
-5.485065E-02	-2.993797E-02	9.601955E-02	7.493021E-02	2.999636E-04
3.775693E-02	8.004836E-02	1.275401E-02	-4.614125E-02	4.663844E-03

HARMONİK YÜZDELERİ :

1.	1.010196E-02	-8.330937E-04	1.029515E-03	-1.023216E-05
1.018346E-03	-8.055081E-04	1.324321E-02	.1839686E-03	.2381565E-03
-8.557072E-04	-2.497456E-02	-.1149236E-03	-6.443704E-02	8.525286E-03
-5.527373E-02	-3.016889E-02	9.676018E-02	7.550818E-02	3.022773E-02
3.804816E-02	8.066581E-02	1.285238E-02	-4.649716E-02	4.699818E-01

HAR.DST.FKT. : .4254981

REFERANSLAR

- PHILIPS Electronic Compenets and materaials (Technical Publication 0,04 and 0,5) - 1988.
- Electrical Machines and Power Systems, 1985.
- IEE Transactions on industry applications, VOL, JA, 13, No.4, JULY/AUGUST 1977.
- Güç Elektroniğine giriş -1983- Prof.Yük.Müh.Remzi GÜLGÜN.
- Güç Elektroniği Yüksek Lisans ders notları, Prof.Yük.Müh.Remzi GÜLGÜN
- Güç Elektroniği Devreleri ders notları-1981. Dr.Müh.Uğur ÇELTEKLİĞİL.
- Power Electionics Thyristor Controlled Power for Electric Motors, 1978, Raymond RAMSHAW.
- Power Electronics-1981, Mc Graw-Hill Book Company (UK) Limited. C.W. LANDER.
- SCR MANUAL - Geleneral Electric Company, U.S.A-1972.
- SIEMENS - Power Supply Systems in Communications Engineering - 1988.
- Power Electionics Prof.F.CSAKI. Akademiai Kiado, BUDAPEŞT, 1975.
- Principles of İnverter Circuts. B.D.Bedford-1964.
- PATEL, H.S., and HOFT,R.G. "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters par-1, harmonic elimination". IEEE Trans, 1973, IA-9, pp. 310-317.
- ADAMS, R.D. and FOX, R.S. "Several modulation techniques of PWM inverter IEEE Conference record of fifth annual meeting of industry and general applications group, 1970. pp. 687-695.
- MOKRYTZKI, B. "Pulse width modulated inverters for AC motor drives", IEEE Trans., 1967, IGA-3, pp.493-503.
- POLLACK, J.J. "Advanced pulse width modulated inverter techniques", İbid., 1972, IA-8, pp.145-154.
- MAZDA. F.F. "Thyristor control"(Newnes-Butterworths, London, 1973).
- B.B.C. Browns Bover Kataloğları.

ÖZGEÇMİŞ

1964 yılında Balıkesir'de doğdum. İlk, orta ve lise tahsilimi Manisa'da tamamladım. 1985 yılında Yıldız Üniversitesi Kocaeli Mühendislik Fakültesinden mezun oldum. 1987 yılında Y.Ü. Mühendislik Fakültesi Elektrik Bölümü Elektrik Tesisleri Ana Bilim Dalında Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya başladım. Halen bu görevi sürdürmekteyim.

