

57432

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARINDA
DARBE GENİŞLİĞİ MODÜLASYONUNUN
GETİRDİĞİ ÜSTÜNLÜKLER

Elek.Müh. Yalçın AYGÜN

F.B.E.Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında

Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Halit PASTACI

İSTANBUL, 1996

İÇİNDEKİLER

BÖLÜM 1 : KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARI

Sayfa no:

GİRİŞ	1
1.1. Kesintisiz Güç Kaynaklarının Tanımı	4
1.2. Şebeke Sorunları	7
1.3. Kesintisiz Güç Kaynaklarından Beklenen Özellikler	10
1.4. Kesintisiz Güç Kaynaklarında Güvenilirlik	12

BÖLÜM 2 : YARI İLETKEN GÜÇ ELEMANLARI VE TEMEL ÖZELLİKLERİ

2.1. Yarı İletken Güç Elemanlarının Karakteristik Özellikleri Açısından Karşılaştırılması	14
2.2. Yarı İletken Güç Elemanlarının Muhtelif Çalışma Şartları İçin Seçimi	17

BÖLÜM 3 : KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARININ YAPISI

3.1. Kesintisiz Güç Kaynaklarının Çalışma Modları	19
3.2. Kesintisiz Güç Kaynaklarının Yapısı	22
3.2.1. Charger Güç Kısmı	23
3.2.2. Inverter Güç Kısmı	26
3.2.3. Statik Bypass Kısmı	33
3.2.4. Batarya Kısmı	34

BÖLÜM 4 : KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARINDA DARBE GENİŞİĞİ MODÜLASYONU

4.1.	Genel Olarak Darbe Genişliği Modülasyonu (PWM)	35
4.2.	Kesintisiz Güç Kaynaklarında Darbe Genişliği Modülasyonunun Kullanılış Amacı ve Modülasyonu	
	Elde Etme Yöntemleri	39
4.2.1.	Üçgen-Sinüs Karşılaştırma Yöntemi	40
4.2.2.	Üç Fazlı Sistemlerde Sinüzodal PWM Yöntemi	45
4.2.3.	Muntazam (Uniform) Örneklemeli Darbe Genişliği Modülasyonu	47
4.2.4.	Mikroişlemci Kontrollu Darbe Genişlik Modülasyonu	49
4.2.5.	Mikroişlemci Kontrollu Darbe Genişlik Modülasyonu İçin Bir Örnek Uygulama	52

BÖLÜM 5 : ÇIKIŞ GERİLİMİNDEKİ SEÇİLMİŞ HARMONİKLERİN YOK EDİLMESİ

5.1.	Darbe Genişliği Modülasyonu İçin Harmonik Analizi	60
5.2.	Darbe Genişliği Modülasyonu İle Seçilmiş Harmoniklerin Yok Edilmesi	62
5.3.	Kesintisiz Güç Kaynaklarındaki İnverterler İçin Filtre Devreleri	67
	Sonuç	70
	Kaynaklar	
	Özgeçmiş	

TEŐEKKÜR

Üniversite öğrenimim boyunca ilgi duyduğum kesintisiz güç kaynakları hususundaki tezin hazırlanmasında kıymetli görüşleriyle bana her zaman yardımcı olan Sayın Hocam Prof. Dr. Halit Pastacı' ya en içten teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca ilgi ve yardımlarından dolayı AKFEN İnşaat A.Ő.' den Elk. Y. Müh. Mehmet Sokullu ve THY Enerji ve Üs Bakım Müdürü Önder Şenyücel' e de teşekkürü bir borç bilirim.

ÖZET

Bu tezin konusu, statik kesintisiz güç kaynaklarında (UPS) kullanılan genel darbe genişliği modülasyonu (PWM) teknikleri ve bu tekniklerin UPS 'lerdeki faydaları üzerinedir.

Birinci, ikinci ve üçüncü kısımlarda, UPS 'lere ait genel bilgiler verilmiştir. UPS 'lere olan talep, sistemin yapısı ve çalışma modları incelenmiştir. Büyük online bilgisayar sistemleri, haberleşme sistemleri ve komplike tesis sistemleri için UPS 'e olan talep her geçen gün artmaktadır ve uygulanması değişik alanlarda artarak devam etmektedir.

Tezin son iki bölümünde, UPS 'lerde kullanılan genel PWM teknikleri ve bu tekniklerin faydaları incelenmiştir. Özellikle UPS 'lerde PWM kullanımı ve ROM kullanılan sayısal kontrol devreleri, UPS gerilimini kontrolde ve harmonikleri yok etmede gerekli olan sistemi dizayn etmeyi mümkün kılmıştır.

SUMMARY

This thesis deals with common pulse width modulation (PWM) techniques which are used in static uninterruptible power supplies (UPS) and marginal benefits of PWM for the UPS.

In the first, second and third sections, general information concerning UPS is given. The demand towards UPS, general structure and working modes of the UPS are considered. According to the growth of information handling products such as the large on-line computer system, the communication system and complicated plant control system, the demand of UPS is growing steadily year by year and its application is also spreading throughout various fields.

In the last two sections, common PWM techniques used in the UPS and benefits of PWM are considered. Especially the use of PWM in the UPS and the progress of the digital control circuit using ROMS have enable to design the ideal system to eliminate the harmonics and to control voltage for the UPS.

BÖLÜM 1 : KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARI

GİRİŞ

Kullandığımız elektrik şebekesi, genel olarak ihtiyacımıza cevap verebilecek niteliktedir. Ancak çok hassas cihazlar olan bilgisayarlar, programlanabilen endüstri kontrol sistemleri gibi çok önemli tesislerin beslenmesi için, elektrik şebekesinin güvenilirliğinden beklenen özellikler de artmaktadır. 0.5 saniyeden daha az süren bir elektrik kesintisi bile, hiçbir hassas cihaz ve bilgisayar tarafından tolare edilemez. Bu nedenle, küçük, orta boy ve büyük bilgisayar tesislerini, kumanda ve kontrol cihazlarını, emniyet sistemlerini kesintisiz güç kaynağı üzerinden beslemek kaçınılmazdır.

Kesintisiz güç kaynağı, beslediği yükün çalışmasını aksatmadan sürekli enerji sağlayan sistemlerdir. Önce bilgisayar sistemlerinin güvenli çalışması için kurulmuş, şimdi kritik yük olarak bilinen bütün cihazlar için tercih nedeni olmuştur.

Kesintisiz güç kaynakları teknolojinin ilerlemesi ile birlikte daha karmaşık bir şekil almaya başlamıştır. Bunun nedeni kesintisiz güç kaynaklarından beklenen özelliklerin fazlaşmasıdır. UPS 'deki işlemlerin kolay anlaşılır ve kullanıcı dostu bir görünümle sunulup, anlaşılmaz bir kutu olmaktan çıkarılması gerekmektedir. Günümüzün gelişen teknolojisi, sayısal devreleri ile UPS' nin gelişimine olanak sağlamaktadır. Kullanılan sayısal devre genellikle bir mikro denetleyici olmaktadır. Mikroişlemciye dayanan bir sistem oluşturmanın en olumlu yanı, sadece yazılımın değişmesiyle, son derece esnek bir uygulama alanı elde edilebilmesidir. Bu esneklik bize, değişik UPS tiplerinde kullanılabilmesinin yanında, inverter tetikleme darbelerinin ve darbe genişlik modülasyonlu işaretlerin, üretilme yöntemlerini değiştirebilmemizi de sağlar.

Amaç güç elektroniği sistemlerinde mikrodenetleyicilerin kullanılması ile daha önceden kurulu ve tasarımı bitmiş UPS 'lerin güncelleştirilmesi olmalıdır. Bunun için bir mikrodenetleyici kartı ve mikrodenetleyicinin yazılımı oluşturulmalıdır. Böylece elde edilen UPS, artık kullanıcıya sayısal olarak kendi

durumu hakkında bilgi verebilen, kullanıcıdan emir alabilen, seri bilgi iletişimi ile bir bilgisayarla haberleşme kurabilen, karşılaştığı sorunları aklında tutabilen, bunları bir yazıcıya aktarabilen ve hatta önemli bir sorun oluştuğunda modemini kullanarak üretici firmadan yardım isteyebilen akıllı bir birim haline getirilebilir.

UPS' ler yüksek hızla anahtarlanabilen elektronik anahtar elemanların gelişmesiyle, çıkış işaretinde daha düşük düzeyde harmonik bozulmalar üretmektedir. Bu da çıkış filtresi gereksinimini azaltmaktadır. UPS' in temel görevi; şebekede oluşan bozucu etkilerin hiçbirini yüke iletmemektir.

Statik UPS' lerde ; AC/DC, DC/DC ve DC/AC çeviricilerin hepsi de kullanılabilir. Ancak DC/DC çeviriciler yaygın olarak kullanılmamaktadır. Sadece küçük güçlü UPS' lerde, daha düşük gerilimdeki akü grubunun kullanılabilmesi için tercih edilmektedir.

Mikroişlemcilerin ortaya çıkması ile, tüm denetim sistemleri gibi UPS' ler de kullanılmaya başlandı. 20 kHz. gibi yüksek anahtarlama frekansı ile darbe genişlik modülasyonu üretimi yapılmak istendiğinde çok hızlı işlemciler gereksinim duyulmaktadır. Ancak günümüzde 16 bit mikrodenetleyicilerin 16 MHz. gibi hızlara çıkması ve hatta 32 bit işlemciler ve daha yüksek saat hızlarında çalışan mikro denetleyicilerin yaygınlaşması ile bu sorun giderek ortadan kalkmaktadır.

Akü, UPS ünitesinin önemli bir parçasıdır. UPS kullanıcısı için, elektrik kesildikten sonra UPS' in daha ne kadar süre çalışabileceğini bilmesi önemlidir. Alışlagelmiş analog tasarımlı UPS' de, bunu kullanıcıya doğrudan bildiren bir sistem yoktur. Cihaz aküden çalışmaya başladığını gösterir ve akü kapasitesi yüke ne kadar dayanırsa, UPS' in çalışma süresi o kadardır. Sadece bazı sistemlerde akü gerilimi belli bir düzeyin altına düştüğünde alarm verir. Oysa mikroişlemci sistemlerde; bu süre hesaplanarak kullanıcıya bildirilmektedir.

Ayrıca UPS' in sahip olması gereken özellikler;

- Çıkış geriliminin sabit olması;
- AC çıkış geriliminin sabit frekansta olması;
- Yükteki ani değişimlere karşı kısa süreli yüksek akım verebilmesi;
- Yükün güç katsayısı $\pm 0,8$ değerleri arasında, çıkış gerilimi toplam harmonik distorsiyonunun %5' den küçük olması;

- Verimin yüksek olması;
- Şebeke parazitlerinden yükün yalıtılmış olması;
- Bozulmaları ya da aşırı yük durumunda yükü şebekeye aktarmaları olmalıdır.



1.1. KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARININ TANIMI

Elektrik enerjisinin gittikçe yaygın kullanım alanı bulması ile hayati önem taşıyan ya da sürekli çalışması gereken cihaz ve sistemlerde uygulanmaktadır. Böylece enerji üreten kaynakların güvenilirlik sorunları gündeme gelmiştir. Tüketilen elektrik enerjisinin % 95 'den büyük bir oranını sağlayan AC şebekesinde, güvenilirlik için alınan tüm önlemler bile, günümüz uygulamalarında yeterli olmamaktadır. Kritik yük olarak değerlendirilen cihaz ve sistemlerin kesintisiz güç kaynakları üzerinden beslenmeleri zorunlu olmaktadır. Gündelik yaşamda ve endüstride kullanılan bazı elektrikselsel ya da elektronik düzenlerin işlevleri gereği, kısa bir süre de olsa enerjisiz kalmaları önemli sakıncalara yol açabilir. Bilgisayar sistemleri, hayati önem taşıyan tıbbi cihazlar, önemli hacimlerin aydınlatılması, haberleşme düzenekleri, askeri ya da sivil amaçlı sinyalizasyon, gözlem, kontrol ve kumanda düzenekleri örnek olarak verilebilir. Bu tür düzeneklerin bağlandığı besleme sistemlerinde, arıza veya bakım onarım nedeniyle zorunlu bir kesinti olması durumunda, yeteri kadar kısa sürede, devreye girebilecek yedek bir güç kaynağına ihtiyaç duyulur.

Yükün besleme özellikleri ve ne kadar süre enerji kesintisine izin verebileceği gibi etkenler göz önünde tutularak, yedek bir besleme sistemi seçilmelidir. Çoğu kez doğru gerilimle beslenen bir yük için, uygun gerilimde bir akümülatör bataryası yeterli olmaktadır. Buna karşın uygulamada karşılaşılan yüklerin büyük bir bölümü alternatif gerilimle çalışmaktadır. Bu yüklerin enerji kesintisi sırasında beslenmesi için ; benzin ya da dizel motoruyla sürülen bir alternatörden oluşan dinamik bir düzen kurulabileceği gibi yarı iletken elemanlarla gerçekleştirilen statik düzenlerden de yararlanılabilir.

AC şebekeleri, aşağıdaki özellikleri sağladığı varsayılan gerilim kaynaklarıdır:

- Sabit ve etkin değer ve frekansta alternatif akım sağlar.
- Gerilim dalgası sinüs şeklindedir.
- Sağladığı enerji süreklidir.

Ancak bu ideal özellikleri pratikte bulmak pek mümkün değildir. Şebekeyi oluşturan kuvvet santrallerindeki generatörlerden, tüketicinin bağlandığı besleme

klemensine kadar bütün birimler, belirtilen özellikleri sınırlı olarak sağlarlar. Gerilim efektif değeri ve dalga şeklinin değişmesi genellikle yüklenmeye bağlıdır. Kısa devre empedansının ideal olarak sıfır olmaması, çekilen akıma bağlı olarak gerilimin değişmesine neden olur. Etkin değeri sabit tutmak için gerilim regülatörlerinden, dalga şeklini düzeltmek için de filtre devrelerinden faydalanılır. Frekanstaki doğacak kaymaları ise bu gibi düzenlerle önlemek mümkün değildir.

Şebekenin herhangi bir noktasında oluşacak geçici arızalar da tüketiciyi etkilemektedir. Enerji nakil hattının kopması, aşırı yüklenmede kesicinin devreyi açması, hatta yıldırım düşmesi, indirici ve yükseltici transformatörlerin devreye girip çıkması gibi durumlarda gerilimde kısa ya da uzun süreli kesintiler görülür ve tüketici beslenemez. Buna benzer durumlarda motor-generatör grupları gibi yedek güç kaynaklarına başvurulabilir. Ancak bunların elektromekanik dönüştürücü olması, kesinti süresini belli bir değer altına indiremez. Örneğin; kesinti sırasında grubun otomatik olarak çalıştırılması ve kesinti ile birlikte yükün generatöre aktarılması ise bir kaç yüz mili saniye gerektirir ve ekonomik açıdan verimli olmayabilir.

Modern teknolojinin getirdiği olanaklar yanında karşılaşılan belki de en önemli problem elektrik gücü ile çalışan bir takım cihaz ve sistemlerin; beslemede çok kısa süreli aksamalarda bile etkilenmeleridir. Örneğin hastaneler, hava alanları ve haberleşme merkezleri gibi kuruluşların kesintilere tahammülü gittikçe azalmaktadır. Bir açık kalp ameliyatı ya da iniş sırasında uçağa gerekli bir bilginin aktarılmasında doğacak kesintiler hayati önem taşımaktadır.

Şebeke arızaları endüstriyel işlemlerde verimi büyük ölçüde etkilemektedir. Sürekli işleyen işletmelerde kesinti sonucu doğan malzeme kaybı ve işgücü kayıpları önemli boyutlara ulaşmaktadır. Gerek hayati önem taşıyan kuruluşlarda, gerekse endüstriyel uygulamalarda gittikçe yaygın olarak bankacılık, işletmecilik ve büro işleri gibi bilgi işleme merkezlerinde kullanılan bilgisayarlar ise, şebeke arızalarında en çabuk etkilenen kritik yüklerin başında gelmektedir. Birkaç saniyelik kesintiler bile bu cihazlardaki bilgilerin yok olmasına ve hatalı bilgiler üretilmesine yol açabilmektedir.

Kesintisiz güç kaynakları, işte bu gereksinmelerin zorlaması ile ortaya çıkmış statik elektronik düzenlerdir. Ancak günümüzden on yıl kadar önce

elektromekanik UPS 'ler yoğun olarak kullanıldığından, fikir vermek amacıyla bu tezin kapsamına alınmamıştır. Günümüzde güç elektroniği ve elektronik kontrol tekniğindeki gelişmelere paralel olarak gelişmekte ve tüketicilerin tüm isteklerine cevap verebilecek özellik ve performanslarda yapılabilmektedir.

Beslediği yükün çalışmasını aksatmayacak şekilde sürekli enerji sağlayan sisteme Kesintisiz Güç Kaynağı denir. UPS'in en önemli görevlerinden biri de şebekedeki kirlenmeye karşı hassas elektronik cihazları korumasıdır.

Teknolojik gelişim süresine paralel olarak, elektrik enerjisi üreten ve tüketen sistemler çeşitlilik kazanmaktadır. Elektrik enerjisi ile çalışan bilgisayar sistemleri, haberleşme sistemleri, askeri elektronik cihazlar ve hatalı çalıştığında büyük zarara yol açabilecek ölçü ve denetim sistemleri kritik yük olarak alınabilir. Elektrik enerjisinin gittikçe yaygın kullanım alanı bulması, bu enerjiyi üreten kaynakların güvenilirlik sorunlarını gündeme getirmiştir. Bu kaynakların güvenilirliği için alınan tüm önlemler bile, çoğu kez yetersiz kalmakta ve kritik yük olarak adlandırılan sistemlerin kesintisiz güç kaynaklarından beslenmelerini zorunlu kılmaktadır. Kesintisiz güç kaynakları, kritik yükleri kesintisiz bir biçimde beslemelerinin yanı sıra, gerilimin etkin değeri, frekansı ve dalga şeklinin kritik değeri şebekenin sağlayamayacağı doğruluktur.

Kesintisiz güç kaynağının güvenilirliğini arttırmak için, güçleri eşit olan bloklar paralel olarak bağlanır. Böylece iki blok paralel olarak bağlandıysa her bir blok %50 yüklenecektir. Cihazlardan birinin arıza yapması ile diğeri yükün tamamını üzerine alacaktır.

1.2. ŞEBEKE SORUNLARI

Bilgisayar ve haberleşme birimlerindeki birçok arızaya, değişik türlerdeki güç karmaşıklıkları neden olmaktadır. Bu bozulmalar; çökmeler, darbeler, gürültü, taşmalar ve kesintiler gibi birçok adlar alırlar.

a-) İnverterden Beslenen Güç Kapasitesi Sorunları: Bunlar; duyarlı paralel yüklerdeki gerilimin bozulması, elektromekanik magnetik girişim sorunu, eklenen hatlar ve cihaz yüklenmeleri ile kayıplar, telefon hattı girişimleri, kondansatörlerle şebekenin rezonansa gelmesi ve ölçü aletlerinin hatalı okunmasıdır.

b-) Normal Sinüs Dalgası : Frekansı 50 Hz. olan, tamamen gürültüden arınmış ve mikroişlemci tabanlı sistemlerin güvenilir bir şekilde işlemesi için gerekli olan bir dalga şeklidir. Ancak bu saf sinüs dalgası, atmosferik olaylar ve kullanıcılar tarafından bozulmaktadır.

c-) Normal Davranışlı Gürültü: Faz ile nötr hattı arasındaki gürültüdür. Bilgisayarda mikroişlemci ile çevre birimlerinin bozulmasına veya hasar görmesine neden olmaktadır. Düşük şiddetli sürekli gürültüler de, duyarlı devre elemanlarına zarar vermektedir.

d-) Ortak Davranışlı Gürültü: Faz ve toprak hatlarının arasındaki ile nötr ve toprak hatları arasındaki elektriksel gürültüye verilen addır. Ortak davranışlı gürültü mikroişlemcinin bellek mantığını rahatsız etmektedir. Teorik olarak 0 Volt ölçülmesi gereken nötr ve toprak hatları arasındaki gerilim, ortak davranışlı gürültü yüzünden 0 'dan farklı ölçülmektedir. Mikroişlemci sistemde, frekans olarak nötr hattı alınmaktadır. Ancak, günümüzün hızlı mikroişlemcilerinde, toprak hattındaki gerilim, bellekte saklanan değişken bilgileri etkilemektedir. Bunu verilerin yanlış algılanmasını sağlayarak yapmaktadır. TTL mantık devrelerinde 0 düzeyi 0,8 Volt, mantık düzeyi ise ise 2,5 Volt düzeyinde olmaktadır. Zayıf topraklama da ortak davranışlı gürültünün yüksek olmasına yardım etmektedir. Ayrıca bu gürültünün düzeyi binanın yaşı, malzemelerin oksitlenmesi, toprağın durumu ve toprak yapısı ile çok bağımlıdır.

e-) Darbeler ve Geçişler: Rastlantısal, yüksek enerjili, yüksek genlikli ve mikrosaniye düzeyinde kısa süreli bozucu etkilerdir. Darbeler 6000 Volt 'a kadar

yüksek düzeylere ulaşabilir. Bu olaylar günün herhangi bir zamanında elektronik kartların yanmasına veya bellek kayıplarına neden olurlar.

f-) Kesinti: Elektrik kurumu tarafından veya bir arıza sonucu oluşan elektriğin tamamen kesilmesiyle sonuçlanan bir şebeke sorunudur. Bir kesinti birkaç saniyeden birkaç saate kadar uzayabilmektedir. Kesinti sonucunda bilgisayar belleğindeki bilgiler kaybolur ve ayrıca sabit disklerdeki kafa bozulmalarına, sabit ve esnek disklerde bilgilerin kaybedilmesine neden olabilmektedir.

g-) Çöküntü: AC gerilimin aniden birkaç saniye gibi kısa bir süre için azalmasıdır. Bu, en yaygın şebeke sorunu olarak belirtilmektedir. Çöküntü kullanıcı cihazın yetersiz kalmasına, yanlış işlemesine, bozulmasına ve sıfırlanmasına (reset) neden olabilir. Çöküntü esnasında UPS 'ler aküden çalışmaya geçmelidir.

h-) Harmonik: Gerilimin ve akımın temel frekansının katlarıdır ve bozulmuş bir sinüs işareti oluşturur. Endüstride harmonikler doğrusal olmayan yükler tarafından oluşturulur. Bunlar, anahtarlamalı güç kaynakları ve ark ile işleyen yüklerdir. Bu gibi yüklerle örnek olarak eriticiler, fırınlar, ark lambaları, doğrultucular, floresant aydınlatma denetleyicileri (elektronik balast) ve değişken hızlı sürücüler gösterilebilir.

i-) Düşük Gerilim: Geniş bir zaman dilimi için cihazın çalışma geriliminin altına inilmesi olayıdır. Etkin gerilim değeri, sistemin çalışma sınırının altına düştüğünde sistem durur. Şebekedeki gerilim düşüklüğü birkaç dakikadan birkaç güne kadar uzayabilir. Düşük gerilimler genellikle büyük elektriksel yüklenmeler sonucunda ortaya çıkmaktadır. Buna örnek olarak; sıcaklık artışları sonrasında; büyük hava düzenleyici cihazların kullanılması sonucu oluşanlar gösterilebilir. Düşük gerilimde korumasız bilgisayar birimleri elektriksel yetersizlik ile çalışır ve zaman zaman kitlelenebilir. Ancak aydınlatma cihazları gibi sistemler daha düşük etki ile çalışmaya devam ederler.

j-) Sürekli Düşük Şebeke Gerilimi: Şebeke geriliminin sürekli olarak düşük olması durumudur.

k-) Aşırı Gerilim: Cihazların kaldırabileceğinin üzerindeki gerilim değeridir. Bu durum ortaya çıktığında; güç kaynaklarının elemanları frekanslarının ötesinde çalışmaya başlar ya zorlanırlar ya da bozulabilirler.

l-) Yıldırım: Elektrik sistemlerinin genel sorunlarından birini oluşturan doğal bir olaydır. Bir sorun çıkartmak için doğrudan cihazın bir yerine etki etmesi gerekmez. Yıldırım darbesi, bir durgun elektrik boşalmasıdır. Bu boşalma ile güç kablolarında, ekranlanmış ve telefon hatlarında bir darbe oluşabilir. Tek bir yıldırımdan 1000 kV. ve 100 kA. 'lik darbenin oluştuğu kaydedilmiştir.

m-) Frekans Sapmaları: Bazı duyarlı cihazlar da hız değişimi gibi hatalara neden olur ve bunun belirli sınırları aşması durumunda düzenlenmesi gerekmektedir. Bu değer genellikle % 1 olarak alınır.

n-) Çok Yüksek Frekans ve Elektromanyetik Girişimler: Belirlenmesi çok güç olabilen geçiş sorunlarıdır. Bilinen kaynaklardan bazıları; radyo, radar, ateşleme sistemleri, anahtarlama işletimler, kısa devreler ve elektronik boşalmalardır.

1.3. KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARINDAN BEKLENEN ÖZELLİKLER

a-) UPS 'in Geriliminin Uygulanan Yükten Bağımsız Sabit Kalması:

Ülkemizde bu gerilim değeri üç fazlı sistemler için faz arası 380 V. ve her bir fazlı sistemler için 220 V. olmalıdır. Çıkışta oluşabilecek hata sınırının standart sistemler için \pm % 2 olması yeterlidir. Bu değer üç fazlı sistemler için % 100 dengesiz yüklemelerde ve bir fazlı sistemler için % 100 yük değişiminde sağlanıyor olması gereklidir.

b-) Çıkış Frekansının İstenen Değerde Sabit Kalması:

Ülkemiz için bu değer 50 Hz. olup, standart olarak bu frekansta \pm 0,5 'lik bir değişim kabul edilir. Bu değer aşıldığında, UPS çıkış frekansı 50 Hz. (\pm % 0,001) değerine 1Hz./s. 'lik değişim hızıyla ayarlanmalıdır.

c-) Kısa Süre İçin Anma Gücünün Üstünde Yüklenebilmesi:

Genellikle sistemler aşırı yükleri belirli süreler için kaldırabilirler. Bu süre aşırı yüklenmenin miktarı ile ters orantılı olmaktadır. Ayrıca bir yük, belirlenmiş belli bir sınırın üzerinde olduğunda; UPS beklemesiz olarak yükü yedeklemiş hatta atarak, inverteri koruyabilmelidir.

d-) Çıkış Geriliminin Dalga Şeklinin Sinüzoidal Olması:

Harmonik bozulmanın düşük olması ve çıkış harmonik bozulması doğrusal yükler için tanımlanmaktadır. Genellikle toplam harmonik bozulma en fazla %5 olarak ve bir harmoniğin temel bileşene oranı % 3 olarak seçilir.

e-) UPS Veriminin Olabildiğince Yüksek Olması:

UPS 'ler sürekli olarak devrede bulunmadıklarından, verimin düşük olmasıyla ortaya çıkan ısı kayıplarının çevreyi ısıtmasının yanı sıra, boş yere elektrik enerjisi tüketilmesine neden olur. Bu durum özellikle yaz mevsimlerinde, iklimlendirilen ortamlarda daha büyük bir etkiyle ortaya çıkmaktadır.

f-) Şebekeden Gelen Gürültülerin Yüke İletilmesi:

Bu özelliğin yanısıra sistemi besleyecek şebeke ya da motor generatör grubundan gelen gerilim etkin değerinin çıkış geriliminin düzeyini, dalga şeklini bozmaksızın devam ettirebilmelidir. Giriş geriliminin en alt ve en üst düzeyleri için

kullanılan UPS türüne göre değişmekle beraber, standart düzenlerde üç fazlı 50Hz., 380 V. \pm %15 gerilim değişimi seçilebilir.

g-) Aşırı Yüklenmelerde ve Arızalarda Yükü Kesintisiz Olarak Şebekeye Aktarabilmesi:

Bu aktarım için iki yöntem kullanılır. Birincisi elektromekanik olarak bir anahtar kullanmak, diğeri ise statik bir anahtar kullanmaktır. Doğal olarak statik bir anahtar kullanıldığında aktarım süresi kısılacaktır. Elektromekanikle karşılaştırıldığında, statik anahtarın süresi çok kısadır.

h-) UPS 'in Çıkış Gücü:

Güç, UPS seçiminde dikkat edilmesi gereken önemli büyüklüklerden biridir. Yükün güç faktörü en az olduğunda çıkış gücü "kVA cinsinden görünür güç" olarak verilir. Güç faktörünün bir olması durumunda, UPS 'in "kVA " olarak verilen gücü aktif güç olarak geçerli olmayabilir.

i-) Gerilim:

Sistemin dinamik davranış özelliklerinin başında gelmektedir. Baştaki sistem, anma değeri ile yüklendiğinde çıkış gerilimindeki hatanın hangi süre içinde, hangi sınırlar arasında kaldığı bu özelliğin içine girer. Dinamik regülasyon değeri bu deney altında \pm %10 gerilim değerini aşmamalıdır.

j-) Yüksek Tepe Etkisine Dayanabilmesi:

Tepe etkisinin yüksek değere çıkmasında çıkış geriliminin işaretinin bozulmaması gerekmektedir. Özellikle kondansatör ile yüklediğinde tepe etkisi yüksektir ve tranzistörlü bir inverterin çıkış gerilimi trepozoid olduğunda tepe etkisi kötüdür demektir.

1.4. KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARINDA GÜVENİLİRLİK

a-) Güvenilirliğin Tanımı:

Belirli bir zaman periyodu içinde, belirli koşullar altında bir parçanın, gerekli performansı gösterme olasılığıdır. Bir partide üretilen 100 UPS 'den 99 tanesi sağlam, 1 tanesi sorunlu ise bu partinin güvenilirliği % 99 'dur.

b-) Sistemde Güvenilirliğin Rolü:

Güvenilirlik tahmini, hem fabrikadaki devre elemanları üzerine yeniden çalışma maliyetini, hem de sırasındaki onarım maliyetini azaltır. Onarım maliyeti; parça, işçilik, ulaşım ve depolama işlemlerini kapsar.

Güvenilirlik tahmini ön tasarım aşamasında yapılır. Bu hesap en fazla bozulma olasılığı olan elemanları gösterdiğinden sistemi iyileştirmede bir rehber olarak kullanılır.

Aşırı çevre koşulları altında bir tasarımın çalışma olasılığı güvenilirlik hesaplarından anlaşılır. Bu tahminlerle çevrenin etkisi değerlendirilir.

Güvenilirlik hesapları ile bir sistemin arıza olasılıkları, etkileri ve kritik analizleri yapılır.

c-) Güvenilirlik Tahminlerini Sınırlayıcı Faktörler:

- Arızalar, işlem sürecinden, kullanıcı hatalarından, bakım sorunlarından ve ölçme tekniklerinden kaynaklanabilmektedir. Bu yüzden güvenilirlik tahminleri, müşterinin düşündüğü gibi servis güvenilirliği değildir.
- Aküler de güvenilirlik hesabına katılabilir. Ancak UPS 'in güvenilirlik süresini büyük ölçüde kısaltmaktadır. Çünkü akülerin boşalmış olması veya ömrünü tamamlaması UPS arızalarının başında gelmektedir.
- Güvenilirlik de önemli bir problem de işlem süresinin mekanik yapısından çıkmaktadır. Mekanik parçaların dayanıklılığını anlamak daha zordur. Tasarım aşamasında anlayamadığı için kontrolü zaman gerektirir.
- Güvenilirlik müşteri kullanımlarını da çok etkiler. Bir cihaz ne kadar doğru kullanılırsa, o cihazın güvenilirliği üzerine yapılan tahminler o kadar doğru olur.

d-) Kesintisiz Güç Kaynağının Güvenilirliğini Etkileyen Faktörler:

- Cihaz içinde kullanılan elektriksel elemanların dayanıklılığı.

- Cihaz içinde kullanılan mekanik parçaların dayanıklılığı.
- Tasarım kalitesi.
- Üretim yöntemleri.
- Test yöntemleri.
- Taşıma yöntemleri.
- Bakım ve servis yöntemleri.

e-) Arızalar Arası Ortalama Zaman:

UPS sistemlerinde ön planda olan güvenilirlik için özel bir kavram yerleştirilmiştir. Bu, iki arıza arasındaki süre olarak tanımlanır. Bu zaman uygulama da aylar mertebesinde. Doğal olarak bu sürenin uzun olması arzu edilir. Kritik yük için yapımcı verilen süre yeterli olmazsa, cihazları paralel çalıştırma yoluna gidilebilir. Bu tip yedekli sistemlerde her bir UPS, yükün tümünü kaldırabilecek güçte seçilir. Normal çalışma durumunda tüm UPS üniteleri senkron çalışarak yükü paylaşırlar. Bir ünite arıza yaparak devre dışı kalırsa, kalanlar yükü paylaşarak çalışmayı sürdürürler.

f-) Seçimde Dikkat Edilmesi Gerken Konular:

- Uygulamanın türüne göre sistemin belirlenmesi.
- UPS 'in teknik özellikleri.
- UPS'in estetiği ve ergonomisi.

Cihazın teknik özelliklerinin belirlenmesinde çıkış geriliminin en kötü koşullarındaki toplam harmonik distorsiyonu, çıkış geriliminin frekansı ve regülasyonu ve giriş geriliminde müsaade edilen gerilim değişme aralığının saptanması birinci derecede etken olmaktadır. UPS 'in genel görünümü; özellikle ofis ortamında çalıştırılacak UPS 'lerin estetiğinin göz önünde bulundurulması ve mümkün olduğu kadar gürültüsüz çalışmalarının sağlanması şarttır.

BÖLÜM 2 : YARI İLETKEN GÜÇ ELEMANLARI VE TEMEL ÖZELLİKLERİ

Bu bölümde güç elektroniğinde temel teşkil eden yarı iletken elemanlar, karakteristik özelliklerine göre incelenmiş ve muhtelif çalışma şartları için eleman seçiminde kolaylık sağlayacak açıklamalarda bulunulmuştur.

2.1. YARI İLETKEN GÜÇ ELEMANLARININ KARAKTERİSTİK ÖZELLİKLERİ AÇISINDAN KARŞILAŞTIRILMASI

Temel yarı iletken güç elemanlarının sembol ve U-I karakteristikleri Şekil 2.1. 'de toplanmıştır.

TRİSTÖR, mükemmel bir iletim karakteristiği ve çok yüksek bir akım dayanıklılığına sahip olmasına karşılık, zorla sönme, sönmede çok uzun bekleme süresi, düşük çalışma frekansı ile kritik akım ve gerilim yükselme hızı gibi önemli dezavantajlar taşır.

Özellikle küçük ve orta akımlarda en düşük iletim gerilim düşümü veya en düşük iletim güç kaybı özelliği gösteren Bipolar Transistör BJT, en karmaşık ve pahalı sürme devresi, en yüksek anahtarlama güç kaybı, gerilim doyumu ve depolama süresi dezavantajlarına sahiptir. Akım ve gerilim yükselme hızlarının kritik değerlerinin ve sönmede bekleme süresinin olmayışı, tristöre göre önemli birer avantajdır.

MOSFET, en hızlı anahtarlama ile en basit ve ucuz sürme devresi özellikleriyle diğer tüm elemanlardan çok üstün ve ideal bir eleman olmasına karşılık, sıcaklıkla artan yüksek değerli iletim direnci, dolayısıyla bilhassa orta ve büyük akımlarda en yüksek iletim güç kaybı gibi çok önemli dezavantajlara sahiptir. Buna rağmen yüksek frekanslı devrelere çalışma imkanı getirmiştir.

Kapı Sönümlü Tristör GTO, tristöre, kapıdan sönme, sönmede çok kısa bekleme süresi ve yüksek çalışma frekansı imkanlarını kazandırmıştır. Fakat sönmede oldukça büyük bir akım sinyali ve pahalı bir tetikleme devresi gibi bir mahsuru da beraberinde getirmiştir.

İzole Kapılı Bipolar Transistör IGBT, BJT 'ye ideal MOS sürme imkanı tanınmasına karşılık, iletimde tutma gerilimi, özellikle düşük akımlarda yüksek gerilim düşümü, sönmeye kuyruk akımı ve sönmeye bekleme süresi gibi mahzurlar taşır. Bu mahzurlarına rağmen, özellikle yüksek akımlarda düşük gerilim düşümü ile oldukça yüksek akım dayanıklılığı ve yüksek anahtarlama hızına sahip olan IGBT, yüksek güç ve frekanslı devrelerin çalışmasını sağlamıştır.

Yeni geliştirilen MOS Kontrollü Tristör MCT, ideal bir iletişim karakteristiği ile çok yüksek akım ve gerilim dayanıklılığına sahip olan tristöre, negatif ve pozitif sinyalleri ile tetikleme ve sönmeye, çok yüksek akım ve gerilim yükselme hızlarına dayanma özelliklerini kazandırmıştır. Böylece tristörün üstün iletim karakteristiği ile mosfetin ideal MOS kapı kontrolü özelliğini birleştiren MCT, en mükemmel bir yarı iletken eleman görünümünde olup, birçok uygulamalarda diğer elemanların yerini alacağı benzetilmekte ve iyi bir gelecek vaat etmektedir.

MOSFET, IGBT ve MCT, İdeal Mos veya gerilim kontrollü olup, TRİSTÖR, BJT ve GTO akım kontrollüdür.

BJT, MOSFET ve IGBT 'de giriş sinyali olduğu sürece çıkış alınabilir. Akım belli bir seviyenin üzerine çıktığında, iletim gerilim düşümü hızlıca artar. Bu da elemanların dayanabileceği ani akım değerini sınırlar.

TRİSTÖR, GTO ve MCT, kısa süreli bir sinyal iletime girer ve iletimde olarak kilitletlenir. Bu mükemmel bir özellik olup, giriş sinyalinden bağımsız olan akımın artmasıyla gerilim düşümü çok az yükseldiğinden, elemanın çok yüksek ani akım darbelerine dayanmasını sağlar. Bu elemanlar, içinden geçen akımın sıfır olmasıyla otomatik olarak iletimden çıkarlar. Bu da, akımın sıfırdan geçtiği doğal komütasyonlu devreler için üstün bir özelliktir. GTO ve MCT, içinden akım geçmekte iken, tetiklemeye göre ters sinyal verilerek söndürülebilirler. TRİSTÖR ise, ancak karmaşık ve pahalı özel devreler yardımıyla zorla söndürülebilir.

ELEMAN	SEMBOL	U-I KARATERİSTİĞİ
TRİSTÖR		
BJT		
MOSFET		
GTO		Normal tristör karakteristiği
IGBT		
MCT		Normal tristör karakteristiği Giriş parametresi U_AG

Şekil (2.1.) Temel yarı iletken güç elemanlarının sembol ve U-I karakteristikleri.

2.2. YARI İLETKEN GÜÇ ELEMANLARININ MUHTELİF ÇALIŞMA ŞARTLARI İÇİN SEÇİMİ

Faz kontrollü AC kıyıcı ve doğrultucu ile rezonans devreli inverter gibi komütasyonlu devrelerde, kısa süreli bir sinyalle tetiklenip iletimde kilitlemesi ve akımın sıfır olmasıyla otomatik olarak sönmeye sebebiyle, TRİSTÖR türü elemanlar ideal olup tartışmasız olarak kullanılmaktadır. Ancak son yıllarda kullanımı artan ve doğal komütasyonlu olmaktan çıkan PWM kontrollü AC kıyıcı ve doğrultucu devreleri de, güç ve frekans değerlerine göre, BJT, MOSFET ve IGBT elemanları arasında uygun bir seçim yapılmalıdır. Benzer şekilde Tristörle erişilemeyen bir frekansta çalışması gereken rezonans devreli invertelerde, bu elemanlar arasında bir seçim yapılmalıdır. Bu seçim yapılırken, BJT 'nin anahtarlama güç kaybının yüksek olduğu, IGBT 'nin kuyruk akımı oluşturduğu dikkate alınmalıdır.

Diğer elemanlara erişilemediğinde, çok yüksek güçlü devrelerde TRİSTÖR, çok yüksek frekanslı devrelerde MOSFET 'in kullanılması gerekmektedir. 100 kHz, gibi çok yüksek frekansla çalışan devrede, en düşük anahtarlama ve en yüksek iletim güç kaybına sahip olan MOSFET kullanıldığında, anahtarlama güç kaybı daha etkili olduğundan, diğer elemanlara göre Mosfette daha az toplam güç kaybı oluşur.

Günümüzde çok yaygın kullanılan, PWM kontrollü AC ve DC kıyıcı ile doğrultucu ve inverter devrelerinde, güç, frekans ve maliyet faktörleri dikkate alınarak, BJT, MOSFET, IGBT arasında uygun bir seçim yapılmalıdır. 1 kW. 'ın altındaki güçlerde, düşük akımlarda küçük gerilim düşümü ve en düşük anahtarlama güç kaybına sahip olan MOSFET 'in kullanılması uygundur. 10 kW 'a kadar olan güçlerde, frekans düşük ve orta değerlerde ise en düşük iletim gerilim düşümü ve ucuzluğu sebebiyle BJT yaygın olarak kullanılmaktadır. 10 kW 'ın üzerindeki güçlerde, orta frekans değerinde BJT, yüksek frekans değerinde IGBT tercih edilir. Yüksek güç ve frekanslarda IGBT kullanılmalıdır.

Tristörün iletim karakteristiği ve mos kontrol özelliğine sahip olan MCT, doğal ve zorlamalı komütasyonlu bütün devrelerde çalışmaya en uygun olan bir elemandır. Orta ve yüksek frekanslı, orta ve yüksek güçlü devrelerde, toplam güç

kaybı diğer elemanlardan daha küçük olan MCT, henüz belli olmayan fiyat faktörü dikkate alınmadığında, diğer elemanların yerini alacağı benzetilmektedir.

Örnek olarak , 300 A. 'lık elemanların kullanıldığı PWM kontrollü bir inverterle gerçekleştirilen 85 HP 'lik AC motor kontrolünde, yapılan nümerik analiz sonucu, toplam güç kaybının MCT 'de diğer elemanların yarısı olduğu ve 3 kHz. 'nin altında BJT 'de 3 kHz. 'nin üzerinde IGBT 'de daha az toplam güç kaybı olduğu tespit edilmiştir.

Yukarıdaki açıklamalardan, günümüzde çok yaygın olan PWM kontrollü güç devrelerinde kullanılacak olan elemanın seçiminde güç ve frekans faktörlerinin etkili olduğu anlaşılmaktadır. Devre gücü elemanlardan geçen akımı, dolayısıyla gerilim düşümünü ve sonuç olarak iletim güç kaybını belirler. Frekans faktörü ise, elemanların belli bir gerilim altında bir anahtarlamaadaki jul kaybı bilindiğine göre, anahtarlama güç kaybını tespit eder. Dolayısıyla, eleman seçimi, toplam güç kaybına göre yapılmış olmaktadır.

BÖLÜM 3 : KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAĞININ YAPISI

Bu bölümde, kesintisiz güç kaynağını oluşturan Charger, inverter, statik by-pass ve batarya kısımlarına ait açıklamalarda bulunulmuştur. Bilhassa inverter kısmı daha ileride incelenerek PWM kontrolü için gerekli olduğundan, diğer kısımlara göre daha geniş olarak incelenmiştir.

3.1. KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARININ ÇALIŞMA MODLARI

Statik kesintisiz güç kaynağı genellikle doğrultucu, batarya şarj edici, akü grubu ve inverterden oluşur. Doğrultucu şebekeden aldığı AC gerilimi, akü grubu ve inverterin giriş gerilimine uygun DC gerilime dönüştürür. Aküleri doldurmak için ayrıca akü doldurucu kullanılabilceği gibi, doğrultucu üzerinden de doldurma yapılabilir. İnverterin görevi ise, doğrultucudan ya da akü grubundan aldığı DC gerilimi AC gerilime dönüştürmektir.

Kesintisiz güç kaynakları iki şekilde çalıştırılır:

- 1-) Sürekli çalışma (continuous)
- 2-) Şebekenin kesilmesi durumunda devreye girerek çalışma (stand-by)

Sürekli çalışmada kesintisiz güç kaynağı şebekeden aldığı gerilimi filtreleyerek ve regüle ederek yüke iletir. Şebeke gerilimi var olduğu sürece UPS 'deki doğrultucu inverteri beslerken aynı zamanda batarya grubunu da şarj etmektedir. Bu tip kesintisiz güç kaynaklarında arıza oluşması durumunda yük yarı iletken anahtarlarla şebekeye bağlanır.

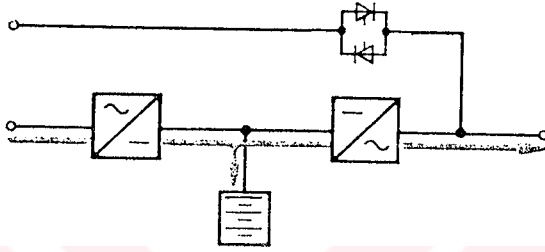
Stand- by çalışmada ise şebekede enerji bulunduğu sürece yük şebekeden beslenir, ancak dolu bir akü bataryası ve inverter hazır bekletilir. Şebekede enerji kesildiği anda devreye girerek yükü beslemeye devam eder.

Yükün bataryadan beslendiği süre boyunca batarya gerilimi sürekli olarak değişeceğinden inverter katında belli ölçüde gerilim regülasyonu sağlanmalıdır. Genellikle darbe genişlik modülasyonlu (PWM) inverter kullanılarak hem çıkış geriliminin sabit tutulması hem de harmoniklerin azaltılması sağlanmış olur.

a-) Normal Çalışma:

Batarya şarj edici şebeke gerilimini doğrultucu yardımı ile tamamen bağımsız AC 'ye çevrilecek olan tam doğru gerilime çevirir. Aynı zamanda batarya düz şarjda tutulur. (Şekil 3.1.a.)

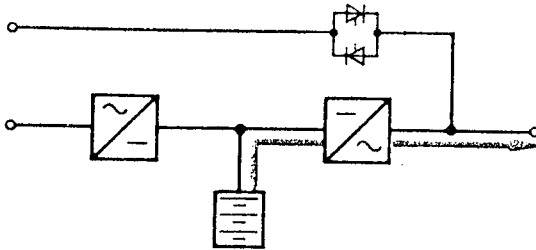
Şekil 3.1.a



b-) Şebeke Kesintisi:

Şebeke enerjisinin kesilmesinde batarya herhangi bir kesinti olmadan invertere enerji sağlar. Çıktıdaki sabit oran ve frekansta uygun olan gerilim inverter yardımıyla kararlı kılınır. (Şekil 3.1.b.)

Şekil 3.1.b



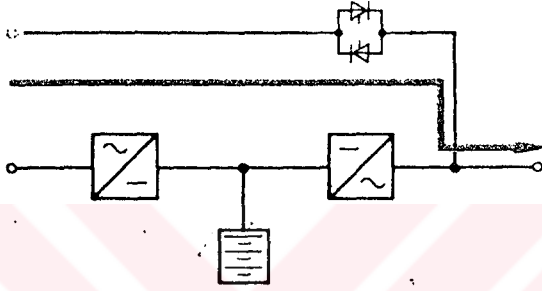
c-) Şebeke Enerjisinin Geri Gelmesi:

Şebeke enerjisi müsaade edilen toleranslarda tekrar gelir gelmez, batarya şarj edici için gerekli DC enerjiyi sağlar ve bataryayı ani olarak şarj eder. (Şekil 3.1.a.)

d-) Acil Çalışma:

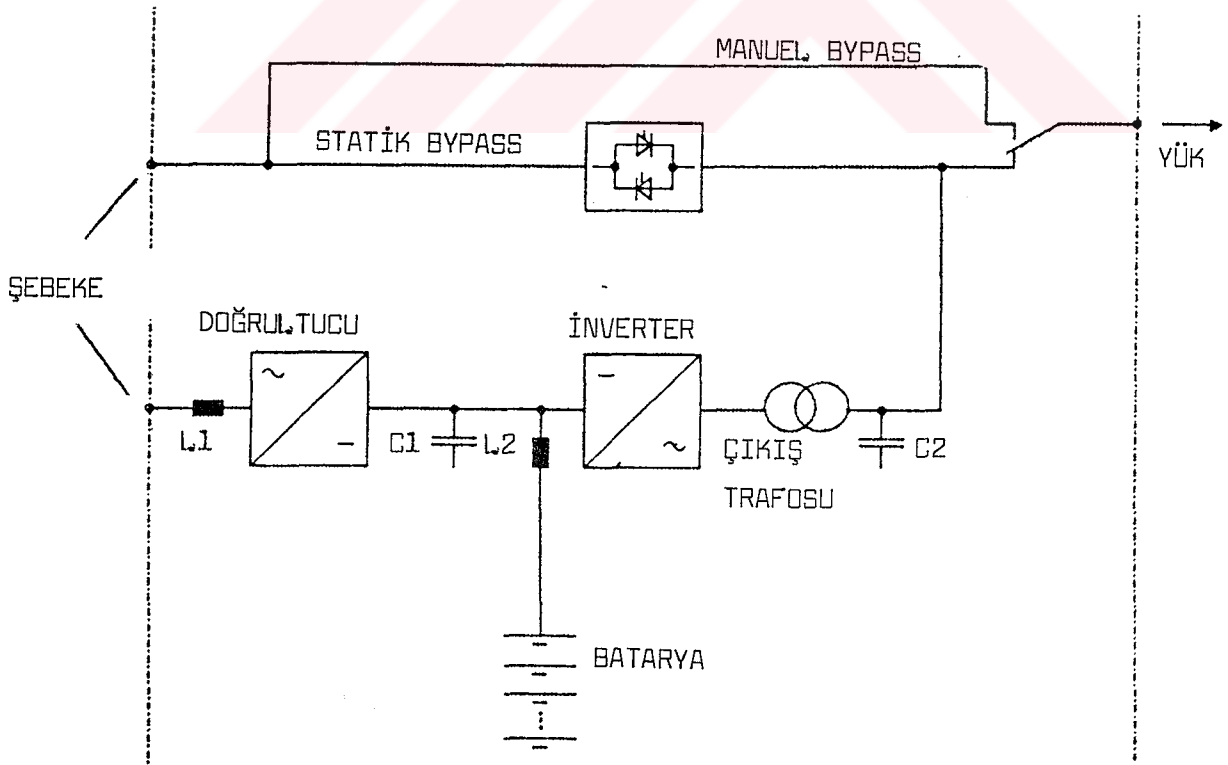
Müsade edilmeyen aşırı yüklerde ya da inverterin arızalanmasında, statik by-pass devresi yükü doğrudan ve kesintisiz olarak şebekeye aktarır. Arızanın ya da aşırı yükün geçmesiyle inverter tekrar kesintisiz olarak yükü üzerine alır. Statik by-pass devresi inverterin yetersiz aşırı kapasitesini düzeltmek için sık sık kullanılır. (Şekil 3.1.c.)

Şekil 3.1.c



3.2. KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAĞININ YAPISI

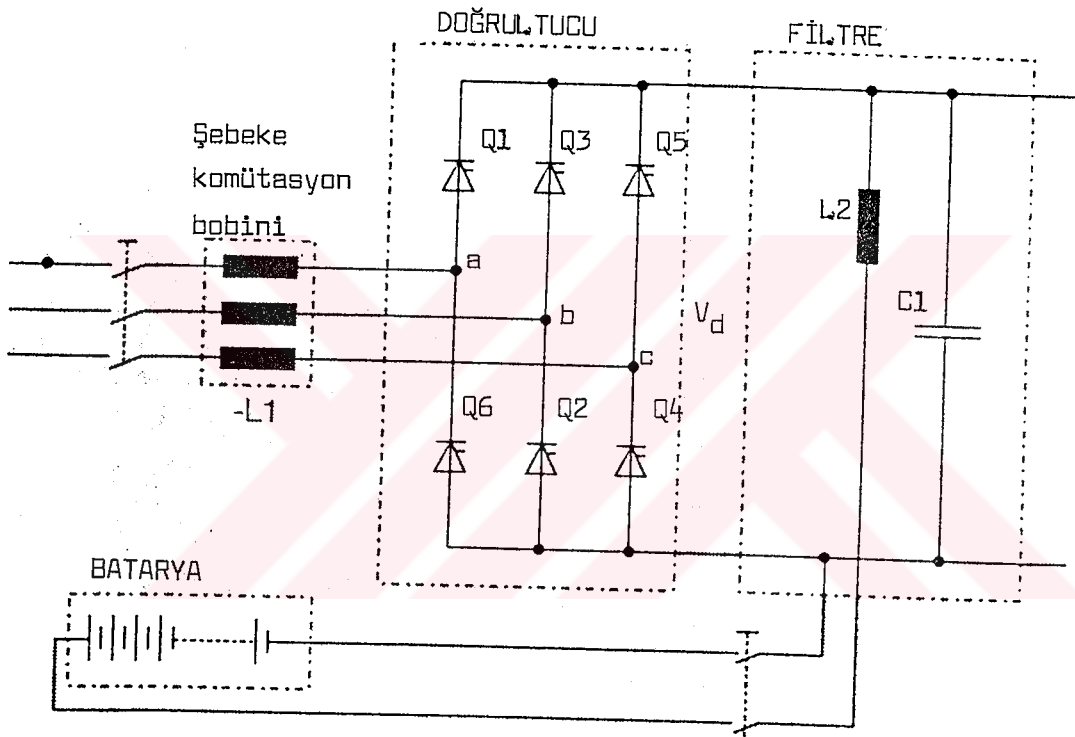
Kesintisiz güç kaynağı genellikle doğrultucu, batarya şarj edici, akü grubu ve inverterden oluşur. Doğrultucu şebekeden aldığı AC gerilimi, akü gerilimi ve inverterin giriş gerilimine uygun DC gerilime dönüştürür. Bu doğrultucu aynı zamanda şebeke düşmesi ve yükselmesi durumunda inverter giriş gerilimini düzenleyebilmelidir. Aküleri doldurmak için ayrıca akü doldurucu kullanılabileceği gibi, aküler yukarıda adı geçen doğrultucu üzerinden de doldurulabilir. Akü doldurucunun aküleri şarj ederken akülere zarar vermemesi için akım limitleme ve yüksek gerilim korumasının olması gerekmektedir. Inverterin görevi ise doğrultucudan ya da akü grubundan aldığı DC gerilimi AC gerilime dönüştürmektir. Kesintisiz güç kaynağı bir de yük aktarma devresi içerir. Bu da kesintisiz güç kaynak çıkışını yüke bağlar. Kesintisiz güç kaynağında bir arıza oluşmaya başlıyorsa, bunu önceden sezip, şebeke gerilimi de uygunsa kesintisiz güç kaynağını devreden çıkarıp, şebekeye doğrudan bağlanır ya da başka bir kesintisiz güç kaynağını yüke bağlar ve arıza geçince tekrar eski konumuna döner. Şekil 3.2. 'de kesintisiz güç kaynağının blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 3.2. Kesintisiz güç kaynağı blok diyagramı

3.2.1. CHARGER (DOĞRULTUCU, ŞARJ EDİCİ) GÜÇ KISMI

Chargerın görevi bataryayı şarj etmek ve aynı zamanda invertere güç sağlamaktır. Charger, AC gerilimi batarya ihtiyaçlarına uygun DC gerilime çevirir. Kesintisiz güç kaynağında kullanılan Charger 'ın blok diyagramı Şekil 3.3. 'de gösterilmiştir.



Şekil 3.3. UPS Charger güç kısmı

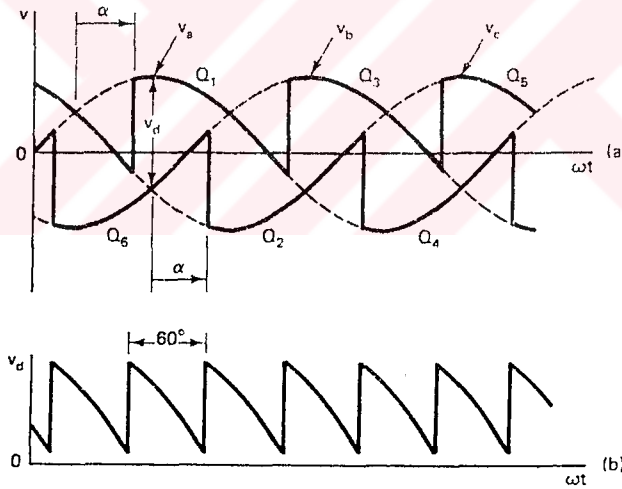
Charger komütasyon bobini (L1) komütasyon esnasında akımın oranını sınırlar ve böylece komütasyon periyodu genişler. Charger, tristörler ile doğrultulmuş üç faz köprü devresi olarak dizayn edilmiştir. Doğal komütasyonla çalışır. Yani komütasyon akımı şebeke geriliminin etkisi altında kendiliğinden bir fazdan diğer faza taşınır. Bu nedenle komütasyon düzenine ihtiyaç yoktur. Bu üç faz köprüsü, charger güç kontrol düzeni olarak adlandırılır. Charger, üç faz

sisteminden altı darbeli DC gerilimi üretir. Uygun kontrol metodu (faz-açı kontrolü) yardımıyla çıkış gerilimi, yük şartlarından bağımsız olarak sabit tutulur. Doğal tetikleme noktası olan alfa kontrol açısı ile tristörün ateşlenmesi geciktirilerek charger çıkışındaki DC gerilimi de değiştirilebilir. Kontrol açısının 0 dereceden 90 dereceye artırılması ile gerilim cosinüs fonksiyonu ile orantılı bir şekilde maksimum değerden yaklaşık sıfıra kadar azaltılabilir. Şebeke geriliminde veya yük akımında dalgalanmalar meydana geldiği zaman kontrol açısını değiştirerek DC gerilimini sabit tutmak daima mümkündür. Şekil 3.4. 'de doğrultucu çıkışının grafik diyagramı görülmektedir. Doğrultucu çıkış gerilimi, kontrol açısının cosinüsü ile doğru orantılıdır ve aşağıdaki bağlantı ile hesap edilir.

$$U_d = 1,35 \cdot U_n \cdot \text{Cos}\alpha \quad (3.1.)$$

U_d = Doğrultucu Çıkış Gerilimi

U_n = Faz-faz Gerilimi



Şekil 3.4. Doğrultucu çıkış gerilim değişimi

Bataryanın ömrü şarj edicinin çıkış geriliminin dalgalanması, minimum tutularak azaltılır. Bu, charger çıkış gerilimi düzgünleştirici bobini L2 ile başarılır. Bu bobin DC gerilimi düzgünleştirir ve batarya akımının dalgalanmasını müsaade edilen sınırlar arasında tutar. C1 kondansatörü ile doğal dalgalanmayı azaltarak, gerilim yükselmesini sınırlar.

UPS dönüştürücünün şarj edicileri 6 darbeli veya 12 darbeli tristör köprüsü ve ilgili elektronik kontrolü içeren statik kontrollü doğrultuculardır.

Statik doğrultucu yardımı ile şebekelerden çekilen AC akım normalde sinüzoidal şekilden geniş şekilde ayrılır. İdeal şartlar altında, yani bozulmaz sinüzoidal şebeke şebeke gerilimi ile indüktif olmayan hatlar ve kablolar ve tamamen düzgünleşen dc çıkış altında, 6 darbeli statik doğrultucu teorik olarak dik açılı pozitif ve negatif pulslar içerir.

Böyle bir akımın harmonik bileşenlerine ayrımında I_{L1} ana dalgaya ek olarak, aşağıdaki formüle göre sıra numarası ile ters oranda azalan genlik ile yalnız $n=k.p \pm 1$ sıra numaraları olan harmonikler içerdiği görülür.

$$I_{ni} = I_{L1} / n, \quad p = \text{darbe sayısı}, \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (3.2.)$$

Doğrultucu öncesindeki empedansların endüktif bileşenleri AC şebekenin sınırlı değere kadar değişim oranını sınırlar. Böylece AC akım dik açılı şekilde değil daha çok trapez şeklinde durdurulur.

Akımın şekli, trapez akım için dik açılı akımdan daha az olan harmonik uyum yardımıyla kararlaştırılır. Akımın şekli temelde şebeke ve yük tarafındaki endüktansa ve kontrol açısına bağlıdır.

Tek harmonik akımlar, şebeke reaktansına karşı aynı frekansta gerilim düşümüne sahip olurlar. Bu gerilim düşümü şebeke gerilimi üzerinde toplanır ve onun sinüzoidal gerilimini bozar. Bu, şebeke tepkisi olarak bilinir. Şebeke gerilimindeki bozulmanın azalması için şunlar yapılabilir:

- Şebeke düşük gerilim dağıtımının düzenlenmesi: Şebeke dağıtımı şebeke girişine mümkün olduğu kadar kapalı bir şekilde bağlanmalıdır. Böylece dağıtım arasındaki gerilim bozulması azalır. Bu sistem yalnız doğrultucuya gelen şebeke devresi için uygulanır.
- Şarj edici giriş kabloları: Kabloları birbirinden uzak tutarak en yüksek endüktansı elde etmek için çalışılmalıdır. Giriş kabloları endüktansının 0,3 - 1 H/m arasında olması istenir.

Uygun giriş filtresi yardımıyla düşük numaralı harmoniklerin yok edilmesi: Özel harmonikler (5,7,11,13...) için uygulanan şarj edici giriş devresi ile paralel bağlanabilecek filtreler harmonik akımları yok eder. Böylece dağıtım barasındaki gerilim en aza indirilir.

3.2.2. İNVERTER GÜÇ KISMI

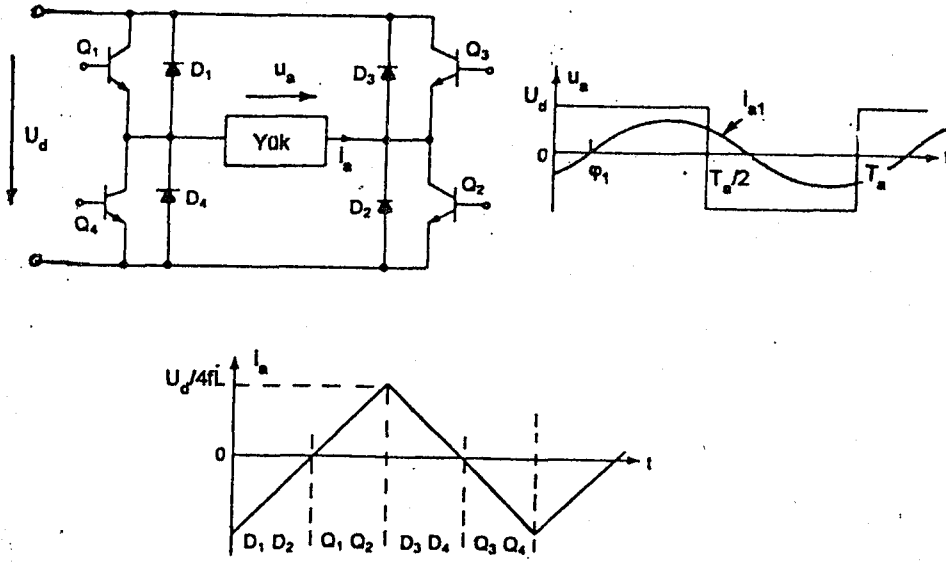
Kesintisiz güç kaynağında inverterin görevi; doğrultucudan veya akü grubundan gelen DC gerilimi, AC gerilime dönüştürmektir. Çıkışta elde edilen gerilim ve frekans değeri sabit veya değişken olabilir. Girişteki DC gerilim değiştirilmek ve inverter kazancı sabit tutulmak suretiyle, değişken bir çıkış elde edilebilir. Diğer taraftan giriş geriliminin sabit olması halinde, inverter kazancı değiştirilmek suretiyle de değişken bir çıkış gerilimi elde edilebilir. Inverter kazancı; çıkıştaki AC gerilimin girişteki DC gerilime oranı olarak tarif edilir.

Şekil 3.5.a. ' da tek fazlı köprü montajındaki bir inverter bağlantı şeması verilmiştir. Şekilde de görüldüğü gibi DC gerilim kaynağının orta uçlu olmasına gerek yoktur. Q_1 ve Q_2 transistörleri birlikte iletme sokulduğunda, yükün uçlarında U_d gerilimi oluşur. Diğer yarım periyotta bu kez Q_3 ve Q_4 birlikte iletme geçirilirse, yük gerilimi yön değiştirerek U_d 'ye eşit olur. Şekil 3.5.b. 'de görüldüğü gibi kare dalga şeklinde değişen bir yük gerilimi elde edilir. Çıkış gerilimi efektif değeri

$$U_a = \sqrt{\frac{2}{T_a} \int_0^{T_a/2} U_d^2 dt} = U_d \quad (3.2.)$$

bulunur.

Montajdaki güç transistörü yerine diğer kontrollü güç devresi elemanları, örneğin GTO veya tristör şalter kullanılabilir. Her güç yarı iletkenin belirli bir "İletimden Çıkma Zamanı" vardır. Bir eleman tamamen iletimden çıkmadan diğerinin iletme geçirilmesi, kaynağın bu elemanlar üzerinden kısa devre olmasına neden olur. Güvenli bir çalışma için elemanlardan biri iletimden çıkarıldıktan "Ölü Zaman " adı verilen belirli bir süre sonra, diğer elemana iletme geçme kumandası verilmelidir. Bu şartı sürme devrelerinin lojik yapısı mutlaka yerine getirilmelidir.



Şekil 3.5. Tek fazlı köprü montajında inverter

a-) Montaj

b-) Çıkış geriliminin değişimi

c-) Endüktif yük halinde yük akımının değişimi

Çıkış değerinin ani değeri Fourier serisine açılabilir.

Genel Fourier ifadesi;

$$U_a = U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t \quad (3.3) \text{ 'dür.}$$

Yarı dalga simetrisinden dolayı kosinüslü bileşenlerin genlikleri olan a_n sıfır olur. b_n katsayısı

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} U_d \sin n\omega t d\omega t \quad (3.4)$$

olur.

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} U_d \sin n\omega t d\omega t \quad (3.5)$$

$n=1,3,5$ için $b_n = \frac{4U_d}{n\pi}$ olacağından,

$$U_a = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \left(\frac{4U_d}{n\pi} \right) \sin n\omega t \quad (3.6)$$

elde edilir.

Filtresiz bir inverter çıkışındaki oluşacak toplam harmonik distorsiyon,

$$d = \frac{U_{nef}}{U_{ef}} \quad (3.7.)$$

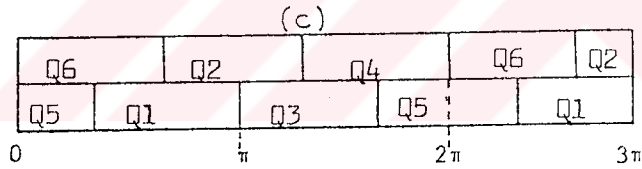
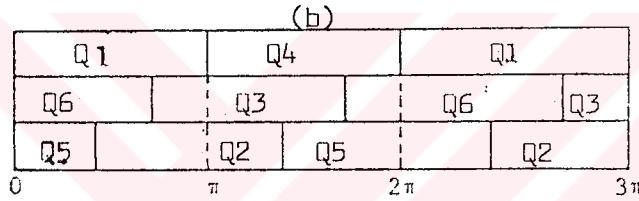
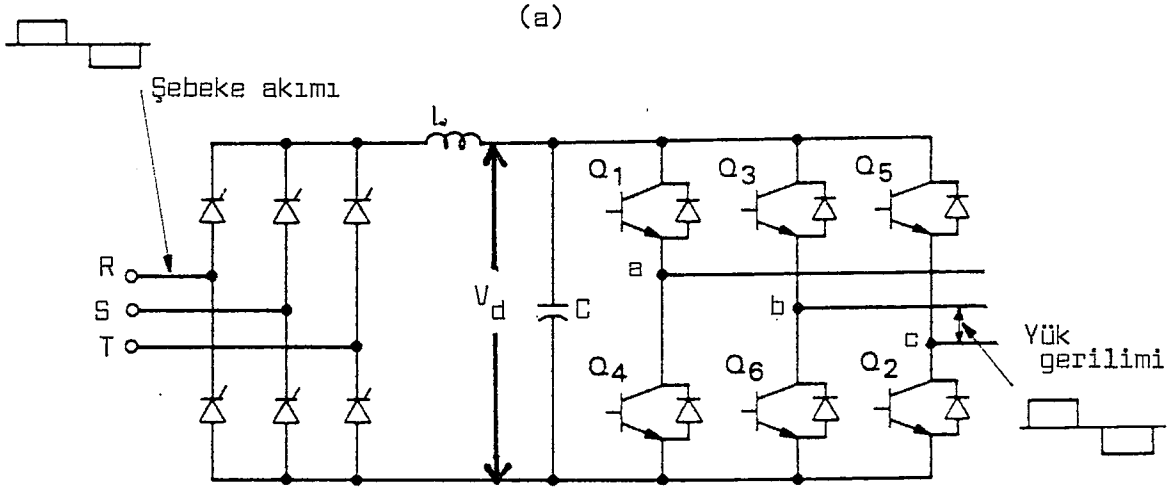
bağlantısıyla verilir. Şekilde görülen kare dalga için $d= 0,435$ olarak elde edilir. (3.7.) bağıntısındaki U_{ef} , harmonik distorsiyonu bulunacak alternatif büyüklüğün, başka bir deyişle çıkış dalgasının efektif değeri, U_{ne} ise aynı büyüklüğün temel bileşen dışındaki harmoniklerin toplam efektif değeridir.

Toplam harmonik distorsiyonu % 44 mertebesinde olan bu dalgada (3.6.) bağıntısına göre, çift harmonikler yok olmakta, sadece tek harmonikler bulunmaktadır. Temel bileşene en yakın harmonik ise 3. olup, bunun oluşturduğu distorsiyon,

$$d_3 = \frac{U_3}{U} = 0.30$$

olmaktadır. Burada U_3 3. harmoniğin efektif değeridir. Bu durumda temel bileşeni elde etmek için 3. ve daha yüksek mertebeden bir alçak geçiren filtre gerekir.

Üç fazlı kare dalga inverterin çalışma prensibi ise tek fazlı köprü montajındaki inverterdeki gibidir. Şekil 3.6.a. 'da üç fazlı kare dalga transistörlü inverter görülmektedir.



Şekil 3.6.

a-) Üç fazlı dalga transistörlü inverter

b-) 180° için kapı sinyal düzeni

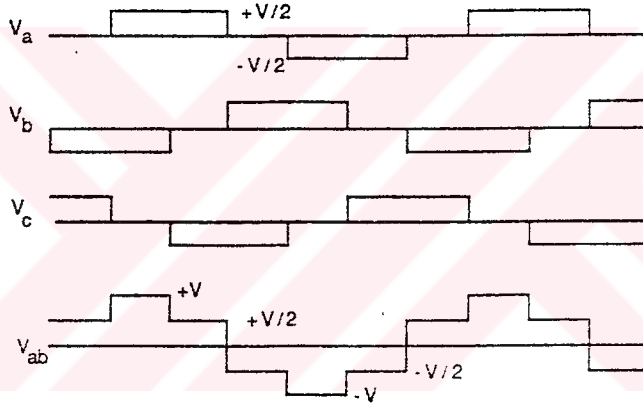
c-) 120° için kapı sinyal düzeni

Bu temel devre iki şekilde çalıştırılabilir:

1. Üç transistörü aynı anda iletimde tutarak
2. İki transistörü aynı anda iletimde tutarak

Her iki çalıştırma şeklinde de kapı sinyal işaretleri 60°'lik aralıklarla uygulanır ve kaldırılır. Dolayısıyla bir çevirimde altı aktarım gerçekleştirilir.

Şekil 3.6.b. 'de üç transistörü aynı anda iletimde tutarak çalışmada kullanılabilecek bir kapı sinyali işaretleri dizgesi verilmiştir. Bu dizgeden inverter çıkış geriliminin dalga biçimi kolaylıkla elde edilir. Burada dikkati çekmesi gereken nokta π anında Q_1 iletimden çıkarken, Q_4 'ün girdiğidir. Pratikte Q_4 'ü iletime sokmadan önce, Q_1 'in tıkamaya geçmesine yetecek kadar bir süre beklenir. Fakat yinede Q_1 'in herhangi bir nedenle tıkamaya geçmemesi ve bir kısa devre olması olasılığı vardır. Bu nedenle Şekil 3.6.c. 'de gösterilen ve aynı anda iki transistörü iletimde tutan tetikleme düzeni daha çok kullanılır. 120° için kapı sinyali sinyali uygulandığında Şekil 3.7. 'de görülen çıkış gerimi dalga biçimleri kolaylıkla elde edilebilir.



Şekil 3.7. Üç fazlı transistörlü inverterde çıkış gerilimi dalga şekilleri

Görülebileceği üzere bu dalga biçimi altı basamaktan oluşmaktadır. Dolayısıyla inverter altı basamaklı inverter olarak bilinir.

Ayrıca üç adet tek fazlı inverter aralarında uygun bağlama ile üç fazlı bir inverter oluşturabilir. Üç fazlı dengeli bir ana dalga gerilimi temin etmek için, tek fazlı inverterlerin anahtarlama sinyalleri arasında 120° faz farkı bulunmalıdır. İverter çıkışındaki transformator primer sargıları birbirinden izole olmak zorundadır. Fakat sekonder sargılar yıldız veya üçgen bağlı olabilir. Çıkış geriliminde meydana gelen 3 ile bölünebilen harmonikleri yok etmek için sekonder

sargılar genellikle yıldız bağlanır. Aynı zamanda böylece özellikle genel amaçlı inverterlerde tek fazlı ve üç fazlı muhtelif yüklerin beslenmesi sağlanabilir.

Üç fazlı köprü inverterde güç transistötü (BJT) yerine anahtarlama elemanı olarak tristör, GTO, IGBT, MOSFET veya MCT kullanılabilir. MOSFET kullanılması halinde elemanın içinde yapısı nedeniyle entegre olarak bir ters paralel bağlı diyot bulunduğundan, çoğunlukla dış devrede diyot kullanılmaya gerek yoktur. BJT 'ler, tristörlere göre hızlı ve MOSFET 'e göre yavaştır. En büyük sakıncaları kazançlarının düşük olması nedeniyle büyük taban akımlarına ihtiyaç göstermeleridir. Taban akımlarının kesilmesi suretiyle kolayca iletimden çıkarılabilirler. Tristörlerde olduğu gibi komütasyon devrelerine gerek yoktur. Taban akımları yeterli düzeyde tutularak doymada çalıştırılmaları halinde, iletimdeki gerilim düşümleri azdır.

Temelde inverter çıkış geriliminin denetlenmesi üç şekilde gerçekleştirilir:

1. İnverter çıkışı ile yük arasında bir alternatif akım denetleyicisi kullanarak
2. Kaynak ile inverter giriş uçları arasında, invertere giriş olarak verilen DC gerilimini denetleyecek bir devre kullanılarak
3. İnverterin kendisini çıkış gerilimini değiştirebilecek şekilde denetleyerek

Bu yöntemlerden birincisi genellikle kullanılmaz. İkinci yöntem de eğer ana kaynak DC ise bir DC kıyıcı kullanılabilir. Ana kaynak AC ise, denetimli bir köprü doğrultucu ve bir kıyıcı ile ara devre gerilimi değiştirilebilir. İnverter çıkış geriliminin inverter içinde denetimi ise iki şekilde yapılabilir:

1. Darbe genişlik denetimi
2. Darbe genişlik modülasyonu (PWM)

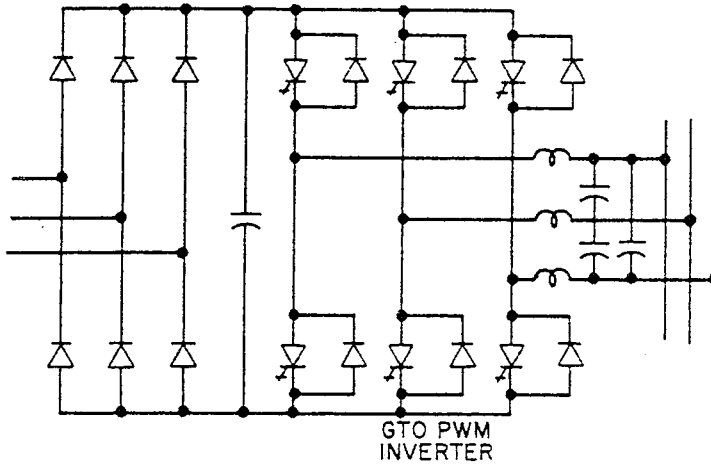
Darbe genişlik denetiminde yarı iletken anahtarlama elemanları faz kaydırması yapılarak iletime sokulur. Faz kaydırmasının büyüklüğüne göre çıkış geriliminin değeri değiştirilebilir.

Kesintisiz güç kaynaklarında kullanılan basamaklı dalga inverterlerin çeşitli avantajları, bunların yanında da limitasyonları vardır. Bu tür bir inverterin denetleyici devresi oldukça basit olup bir yarım çevrimdeki anahtarlama sayısı az olduğundan anahtarlama kayıpları azdır. Fakat inverter çıkış geriliminin frekansla birlikte değişmesi gerektiğinde eğer bu DC kaynağını denetleyerek gerçekleştirirse, düşük gerilimlerde aktarım devrelerinin etkinliği azalır ve

aktarımın gerçekleştirilmesi zorlaşır. Ayrıca harmonikler de bir sorun yaratır. Çıkış dalga biçimi basamaklı kare dalga şeklinde olduğundan oldukça yüksek oranda harmonikler içerir.

Üç fazlı kare bir inverterde bulunan harmonikler ise Fourier analizi yapıldığında; n basamak sayısını gösteren bir tamsayı olmak üzere $6n \pm 1$ 'inci harmoniklerdir. UPS 'lerde harmonik distorsiyonun % 5 'den büyük olmaması istendiğine göre bu harmoniklerin kontrol edilmesi gerekir. Harmoniklerin filtre ile süzülmesinde kullanılacak devre hem inverterin fiziksel boyutlarını büyültür, hem de maliyeti çok yüksek olabilir.

Bu anlatılan sorunlar "Darbe Genişlik Modülasyonlu =PWM" inverter kullanılarak çözülebilir. Bu modülasyona göre darbe genişliği, inverter çıkışı her yarım çevrimde belirli bir sayıda anahtarlayarak yarı iletken elemanın iletimde olduğu sürenin, tıkamada olduğu süreye oranının değiştirilmesi ile denetlenir. Sonuçta genellikle düşük harmonik içeren bir dalga biçimi elde edilir. UPS inverterlerinde sıkça kullanılan GTO 'lu PWM inverterin güç devresi Şekil 3.8. 'de gösterilmektedir.



Şekil 3.8. GTO 'lu inverter devresi

3.2.3. STATİK BY-PASS KISMI

Statik by-pass 'ın iki görevi vardır.:

a-) Beslenen sistemdeki arıza: Eğer UPS sisteminin karşılayamayacak kadar yüksek bir aşırı yüklenme olursa şebeke kaynağı hemen by-pass devresi yardımı ile yükü karşılar. Bu yükün by-pass 'a taşınması durumunda kesinti olmaz.

b-) İnverter arızası: Eğer inverter arızalanırsa yük barasında bir kesinti olmaksızın şebeke kaynağı yüke bağlanır. İnverter çıkışı yük barasından ayrılır.

Yük akımının by-pass 'a transferi için, statik tristör anahtar ve kontaktörü aynı anda aktif kılınır. Tristör anahtarı hemen ani şekilde - yani 1,5 ms. 'de - nakil olur. Halbuki kontaktör için bu zaman, onun boyutuna bağlı olarak yaklaşık 20-50 ms. arasındadır. 500 ms. sonra tristör kapatılır. Böylece yük akışı yalnız kontaktörden olur. Bu tristördeki güç kaybını azaltır.

By-pass elektronik düzeni ise iki ana fonksiyona sahiptir:

- Şebeke gerilimi ve frekansı izleme: Eğer bunlar ayarlanan toleranslar dahilinde ise inverter şebeke ile senkronizedir ve by-pass kapama için hazırdır.
- Yük barası gerilimi ve akımı izleme: Eğer inverter senkron halde ise, inverterin gerilim ve akımı ilk kurma değerinin aşar aşmaz by-pass harekete geçirilecektir. Eğer yük barasındaki sıkıntı 500 ms. 'dan az sürerse by-pass geçici olarak kapatılır. İnverter kontaktörü kapalı kalır. Bu alıcı devrede bir hata ve yüksek yük değişimi akımı gibi geçici gerilim sapması varsa uygulanır. Eğer sıkıntı uzun sürerse by-pass kontaktörü açılır. Böylece yük by-pass 'dan sağlanır.

Yük şartları normale döndüğü zaman yük otomatik olarak invertere geri transfer edilir. Eğer inverterde bir arıza varsa, yüksek hızlı hata bulucu by-pass 'ın inverter filtre çıkış gerilimi düşmeden önce ani kapanmasını sağlar. Böylece yük barasında bozulma mutlak suretle hissedilmez.

3.2.4. BATARYA (AKÜ GRUBU) KISMI

Bataryanın görevi, herhangi bir enerji kesintisi durumunda invertere gerekli olan DC gerilimi sağlamaktır. Aküleri doldurmak için Charger kısmında akü doldurucu kullanılabileceği gibi, doğrultucu üzerinden bir bobin yardımıyla da şarj edilebilir. Batarya da çalışma modunda UPS 'den beklenen tüm güç aküden sağlanacağından, akünün geriliminin sürekli takip edilmesi gerekecektir. Yine bu mod çalışmak için çalışma için batarya gerilimi sürekli değişeceğinden inverter katında belirli ölçüde gerilim regülasyonu sağlanmalıdır.

Aküler UPS 'lerin güvenilirliğinde önemli rol oynayan faktörlerin başında gelir. Çünkü akülerin boşalmış olması veya ömürünü tamamlaması UPS arızalarının başında gelmektedir.

UPS bataryalarında kullanılan aküler genellikle kurşun-asitli ya da nikel-kadmiyum yapılıdır. Kurşun-asitli aküler, kısa zaman içinde yüksek akım sağlarken bile gerilim seviyelerini yüksek tutarlar, bakımları basittir ve geniş yüzeyli plaklar takılarak uzun ömürlü olabilirler. Nikel-kadmiyum aküler ise, kurşun-asitli akülere göre daha az yer kaplarlar. Fakat fiyatları daha pahalı ve daha çok bakım gerektirirler.

Şebeke kesintisinden sonra tekrar enerji geldiğinde, batarya I/U karakteristiğini takip ederek, normalde kurşun-asitli akülerde 2,4 V/hücre veya nikel-kadmiyumlu akülerde 1,6 V./ hücreye kadar otomatik olarak şarj olur. Gerilim son noktaya geldiğinde şarj akımı azalmaya başlar ve belirli bir değere ulaştığında, regülatör çok yavaş şarj etme gerilimine ayarlanır.

BÖLÜM 4. : KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARINDA DARBE GENİŞLİĞİ MODÜLASYONU

Bu bölümde AC gerilim ve frekansını değiştirmede temel yöntemlerden biri olan darbe genişliği modülasyonun, kesintisiz güç kaynağında kullanılan teknikleri üzerinde durulmuştur. Bölümün sonunda mikroişlemci kontrollü darbe genişlik modülasyonuna ait örnek bir uygulama verilmiştir.

4.1. GENEL OLARAK DARBE GENİŞLİĞİ MODÜLASYONU (PWM)

İnverter katının çıkış gerilim şeklinin sinüs olması istenmektedir. Bu sinüs içerisindeki harmonik bileşenlerin mümkün olduğu kadar küçük olması UPS 'de aranan en önemli özelliklerden biridir. Harmonik yüzdesinin durumunu belirten bir büyüklük olarak toplam harmonik distorsiyonu şeklinde bir büyüklük tanımlanır. Distorsiyon geniş güç katsayısı değişimleri için % 5 'den büyük olmaması istenir.

$$\text{Distorsiyonfaktörü} = d = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{U_n}{U_1}\right)^2} \quad (4.1)$$

U_1 = Temel bileşenin gerilimi

U_n = n. harmoniğinin gerilimi

Çıkış geriliminin sinüs olması için iki yol mevcuttur:

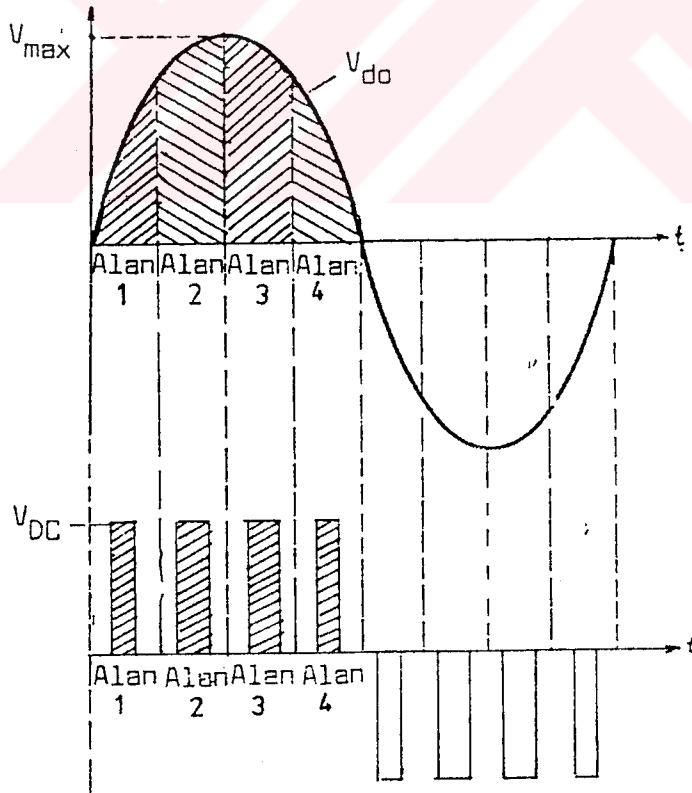
1. Doğrudan sinüs biçimli bir işaret, bilinen kuvvetlendirici devrelerle elde edilmeye çalışılır. Fakat bu yol oldukça kullanışsızdır. Zayıf bir işaretin kuvvetlendirilerek kullanılması esasına dayanır. Devrede kayıplar fazla ve dolayısıyla verim düşüktür. Büyük güçlü olarak yapılamazlar.
2. İçerisinde istenilen temel frekansta sinüs bileşeni bulunan farklı görünüşlü gerilim dalga şekilleri elde edilerek diğer bileşenler bir filtre ile süzülür.

Darbe genişliği modülasyonu, günümüz inverter katlarında çok yaygın olarak kullanılan bir modülasyon türüdür. Bu modülasyon yönteminde yarı iletken

elemanların anahtarlama sayısı çok fazladır. Ancak bu yöntemin getirdiği diğer yararlar yanında ihmal edilir. Yöntemin en önemli özelliği; inverter girişindeki DC '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 sayıda anahtarlanmayı gerektirdiğinden kayıplar artacaktır. Bu nedenle inverter katının gerçekleştirilmesinde optimum darbe sayısını belirlemek oldukça önemlidir. Örneğin klasik tristörlerle gerçekleştirilen köprü türü inverterlerde, bu darbe sayısı genelde 5-6 iken, güç transistörü ve GTO 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 eşittir. M=8 için aşağıdaki şekil verilmiştir.



Şekil.4.1. PWM ile elde edilen çıkış dalga şekli

Şekil 4.1. 'de görüldüğü gibi çıkış dalga şekli için darbe genişlikleri ayarlanmaktadır. Çıkış değerleri:

$$V_{do} = V_{max} \cdot \sin W_o \cdot t \quad (4.2.)$$

$$W_o = 2 \cdot \Pi \cdot f \quad (4.3.)$$

V_{do} = İstenen Çıkış Gerilimi

V_{max} = İstenen Çıkış Geriliminin Maksimum Değeri

W_o = İstenen Açısal Frekans

ise herhangi bir t_A ve t_B süreleri arasındaki alan;

$$ALAN = V_{max} \int_{t_A}^{t_B} \sin w t dt \quad (4.4)$$

formülüyle hesaplanır. (4.4.) ifadesinin integrali alındığında;

$$ALAN = \frac{V_{max}}{W} (\cos w t_A - \cos w t_B) \quad (4.5)$$

Eğer inverter DC giriş gerilimi V_{DC} ve hesaplanması gereken süre ΔT ise darbeler için ;

$$ALAN = V_{DC} \cdot \Delta T \quad (4.6.)$$

olmalıdır.(4.5.) ve (4.6.) ifadelerini eşitlersek ;

$$V_{DC} \cdot \Delta T = \frac{V_{max}}{W} (\cos w t_A - \cos w t_B) \quad (4.7)$$

$$\Delta T = \frac{V_{max}}{W \cdot V_{DC}} (\cos w t_A - \cos w t_B)$$

bulunur. Bu ifade bir sinüs parçasının altında darbe süresinin belirlenmesine yardımcı olur. (4.7.) ifadesindeki V_{max}/ V_{DC} oranı kullanma faktörü olarak adlandırılır ve r ile gösterilir. Bu yerine konursa;

$$\Delta T = \frac{r}{W} (\cos w t_A - \cos w t_B) \quad (4.8)$$

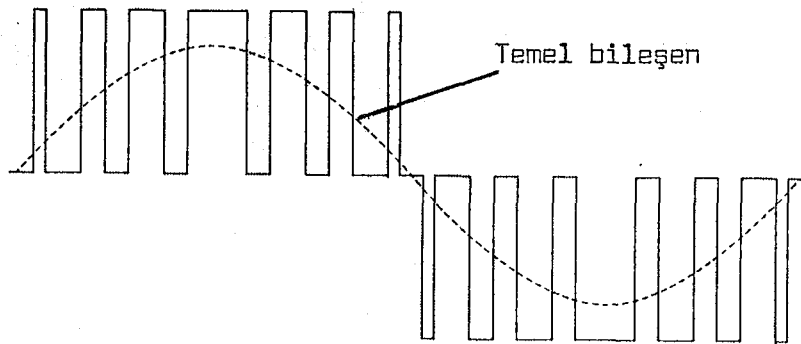
elde edilir. Bu eşitlikte görüldüğü gibi darbelerin genişliği kullanma faktörü ile doğru ve çıkış frekansı ile ters orantılıdır.

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



4.2. KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARINDA DARBE GENİŞLİĞİ MODÜLASYONUN KULLANILIŞ AMACI VE MODÜLASYONU ELDE ETME YÖNTEMLERİ

Çıkış dalga biçimi kare dalga şeklinde olan inverterler oldukça yüksek oranda harmonikler içerirler. (Üç fazlı kare dalga bir inverterde bulunan harmonikler, n basamak sayısını gösteren bir tam sayı olmak üzere, $6n\pm 1$ 'inci harmoniklerdir.) Birçok uygulamalarda bu harmoniklerin belirli bir düzeyin altında tutulması gerekir. Bunu sağlayabilmek için ise harmoniklerin süzülmesi veya düşük harmonik içerecek bir dalga biçimi oluşturulması yollarından birini seçmek gerekir. Harmoniklerin süzülmesi ancak sabit frekans çıkışlı inverterlerde başvurulabilecek bir yoldur. Çünkü değişken frekans çıkışları için yeterli bir süzme devresi tasarımı oldukça zordur. Sabit frekans uygulamalarında bile harmoniklerin süzülmesi için kullanılacak devre hem inverterlerin fiziksel boyutlarını büyütür, hem de maliyeti çok yüksek olabilir. Bu nedenlerle dalga biçiminin olası olduğu kadar az harmonik içerecek şekilde oluşturulmasına dikkat etmek gerekir. Bu sorunlar UPS 'deki inverterde darbe genişlik modülasyonu (PWM) kullanarak çözülür. İnverter içindeki yarı iletken elemanlar bir çevirimde birçok defa iletme sokularak ve çıkarılarak çıkış gerilimi denetlenir. Sonuçta genellikle düşük harmonik içeren bir dalga biçimi elde edilir. Şekil 4.2. 'de darbe genişlik modülasyonuna ait çıkış dalga şekli görülmektedir.



Şekil 4.2. Tekrarlı darbe genişliklerinin kontrolü ile elde edilen çıkış dalga şekli (darbe genişlik modülasyonu)

4.2.1. ÜÇGEN-SİNÜS KARŞILAŞTIRMA YÖNTEMİ

Yöntem, genliği değişken çok küçük bir referans sinüs işareti ile frekansı sinüsten daha büyük bir üçgen dalga işaretinin karşılaştırılması esasına dayanır. Bu karşılaştırma daha değişik dalga şekilleri arasında da olabilir. Bunda amaç referans işaret ile taşıyıcı işaretin kesişme noktalarını belirtmektir. Eğer tespit edilen noktalarda yarı iletken güç elemanlarına tetikleme darbeleri gönderilirse PWM elde edilmiş olur. PWM dalgalarının bu şekilde elde edilmesine "Doğal Örnekleme" adı verilir.

Lineer çıkış geriliminin ayarlanmasında etkin olan iki büyüklük vardır.

Bunlar:

$$P = f_c / f_r \quad (4.9.)$$

ve

$$M = U_R / U_c \quad (4.10.)$$

P= Frekans modülasyonu indeksi

f_c = Taşıyıcı dalga frekansı

f_r = Referans dalga frekansı

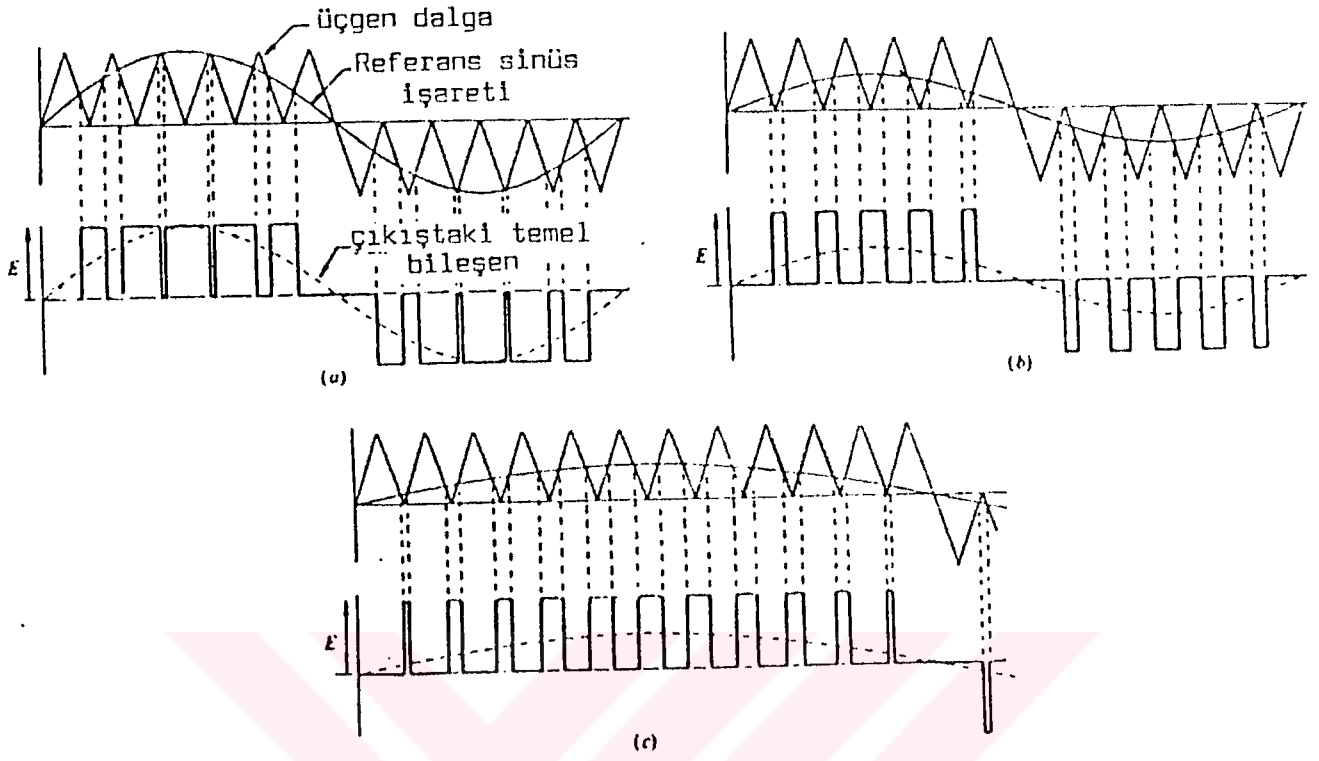
M= Modülasyon indeksi

U_R = Referans dalga genliği

U_c = Taşıyıcı sinyalin genliği'dir

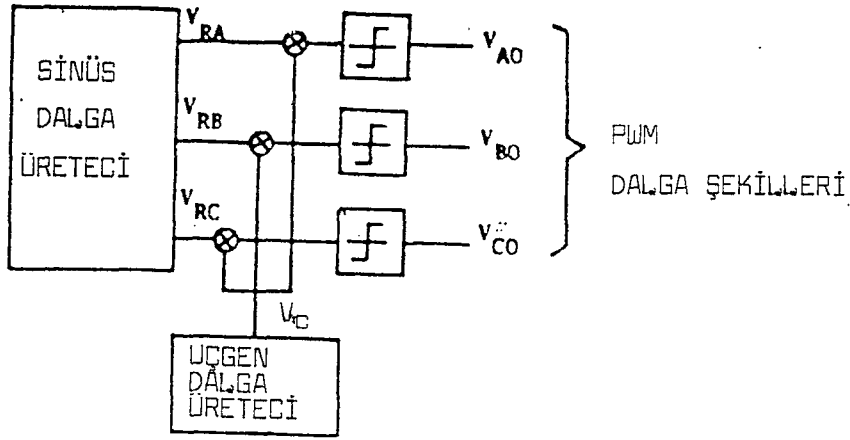
Tanımlanan bu iki parametre PWM kullanılan inverterde oldukça önemlidir. Sinüs- üçgen karşılaştırılmasında PWM 'nin nasıl elde edildiği Şekil 4.3. 'de verilmiştir. Bu üç seviyeli bir PWM 'dir.

Bu tip uygulamanın olduğu UPS inverterlerinde referans sinüs dalgasının genliği değiştirilerek inverter çıkış gerilimi ayar edilir. Bunun da sebebi, referans sinüs dalgasının genliği değiştirildiğinde, üçgen dalga ile kesişme noktaları değişmekte, buna bağlı olarak da darbe genişlikleri ayar edilmektedir.



Şekil 4.3. PWM 'de tetikleme anlarının belirlenmesi
a-) Maksimum çıkış gerilimi
b-) Referans küçültüğünde çıkış gerilimi
c-) Yarım periyot için çıkış gerilimi

PWM 'nin elde edilmesinde oldukça fazla kullanılan üçgen-sinüs karşılaştırma yöntemi analog ve sayısal olmak üzere ikiye ayrılır. Analog yöntemde, darbe dizgisi üçgen ve sinüs işaretlerinin analog yöntemlerle elde edilip karşılaştırılması ile meydana gelir. Şekil 4.4 'de üçgen sinüs karşılaştırma analog yöntemi için kullanılan modülatörün prensip şeması görülmektedir.



Şekil 4.4 Üçgen-sinüs analog karşılaştırma yöntemi için PWM modülatörü

Üç referans sinyal dizisi, referans generatör tarafından üç fazlı sisteme uygun olarak üretilir. Bu referans sinyal sinüs şeklindedir ve çok küçük harmonik distorsiyona sahip olmalıdır. Frekansı ise inverterin çıkış frekansı sınırı içinde ayarlanabilmelidir. Herbir referans sinyal, genliği ve frekansı sabit üçgen dalgalarla karşılaştırılır. Her bir komparatörün çıkışı; referans sinüsün seviyesi üçgen dalganın seviyesini aştığında lojik1 ve aksi halde lojik0 olarak PWM dalga şekillerini meydana getirir.

Üçgen-sinüs karşılaştırma yönteminde çıkış geriliminin temel bileşeninin bağıntısı,

$$U_1 = V_d \cdot V_r / 2 \cdot V_c \quad \text{ile verilir.} \quad (4.11.)$$

V_d = DC gerilim

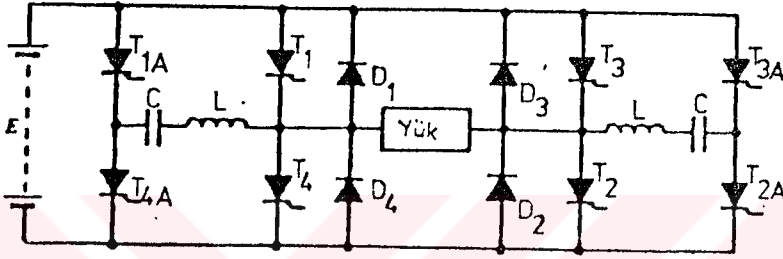
V_r = Referans işaretin genliği

V_c = Taşıyıcı işaretin genliği 'dir.

Çıkış geriliminin genliği (1. harmonik) modülasyon derinliği ile değiştirilir. Yöntemin yararı δ değiştirilerek yük regülasyonunun kolayca yapılabilmesidir. Yöntemin başlıca özellikleri şunlardır.

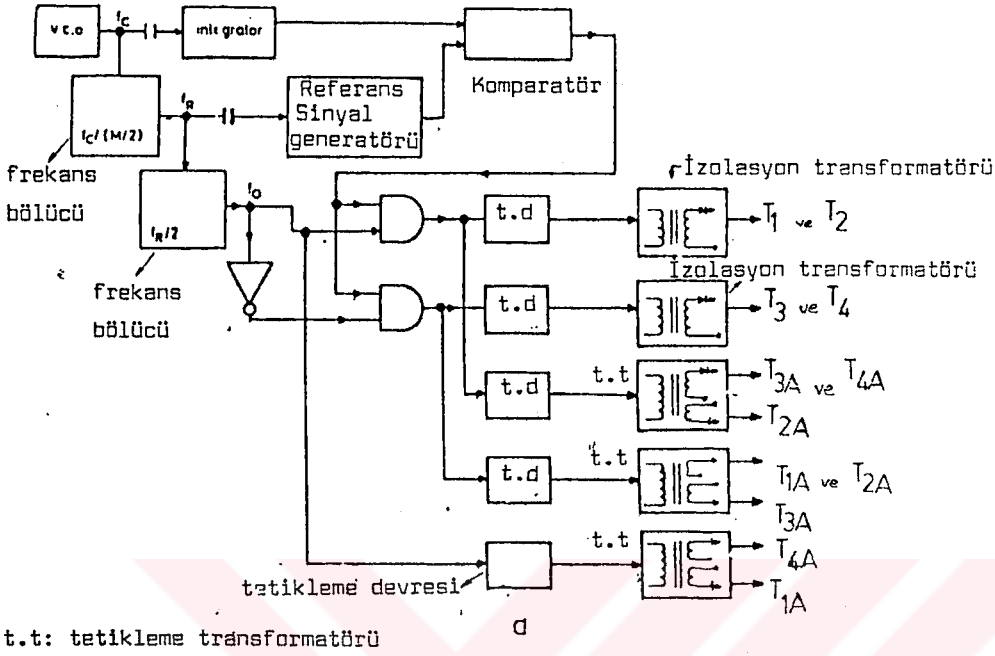
- Sinüs genliğinin, üçgen genliğine oranı (δ) çıkış işaretinin temel bileşenini belirlemektedir.
- Üçgen işaretinin frekansı, inverterin periyot başına anahtarlama sayısını M 'ye bağlı olarak belirlemektedir.

Üçgen-sinüs karşılaştırmasında sayısal yöntemler için ise darbe genişlikleri önceden hesaplanmaktadır. Şekil 4.5. 'de yardımcı tristörlü bir inverter devresi gösterilmiştir.

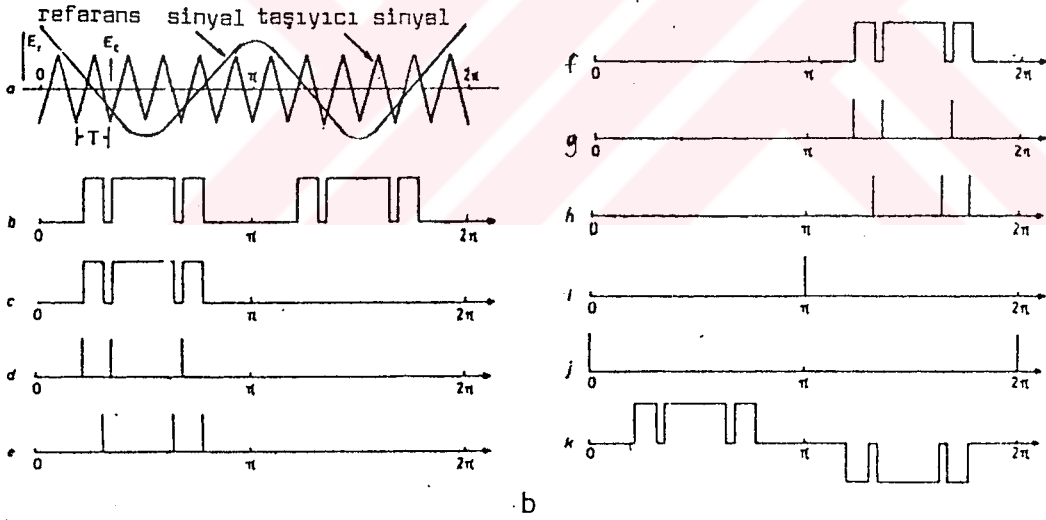


Şekil (4.5.) Yardımcı tristörlü inverter devresi

Şekil 4.5. 'deki devreye şekil 4.6. 'daki kontrol devresi uygulanarak üçgen-sinüs karşılaştırma yöntemine bir örnek verilebilir. Önce Voltaj Kontrollü Osilatör (VCO) 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 sinyalin, f_o da inverter çıkış frekansını göstermektedir. İntegratör elemanı taşıyıcı sinyalini üretmektedir. Bu iki sinyal, komparatör girişine uygulanır. (Şekil 4.6.a.) Komparatör çıkışında, giriş sinyallerinin kesişme noktalarına bağlı olan bir işaret elde edilir (Şekil 4.6.b.) . Bundan sonraki adımlarda uygun tristörlere Şekil 4.6. 'daki gibi darbeler gönderilir. İnverter çıkışında ise istenilen nitelikte bir PWM elde edilir. PWM'nin istenildiği gibi kontrolü için taşıyıcı sinyal veya referans sinyalin genlik frekansları değiştirilir.



t.t: tetikleme transformatörü



Şekil 4.6. 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

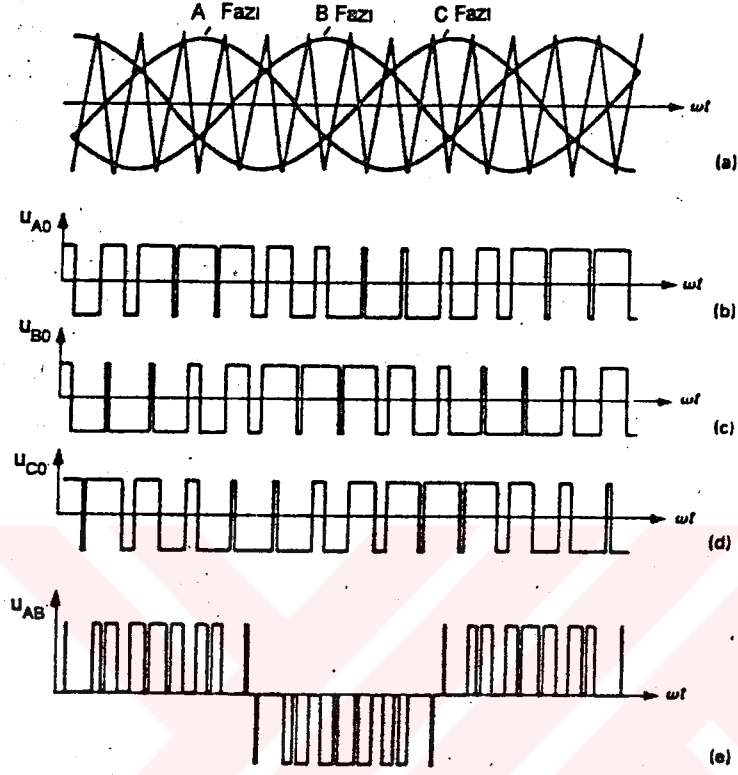
4.2.2. ÜÇ FAZLI SİSTEMLERDE SİNÜZOİDAL PWM YÖNTEMİ

Üç fazlı PWM inverterin ana akım devresi Şekil 3.6.a. 'daki gibi olup, kare dalga inverterin ana akım devresinin aynısıdır. Fakat kollardaki elemanların anahtarlama sırası daha karmaşıktır. Çıkış gerilimi dalga şekli değiştirilerek gerilim kontrolü inverterin kendi içinde yapılır. Girişindeki DC gerilimin ayarı gerekmediği için doğrultucu eleman olarak tristör yerine diyot kullanılabilir. Inverter AC çıkışlarındaki gerilim dalgaları birbirinin aynı olmalı ve aralarında 120° faz farkı bulunmalıdır. Dengeli üç fazlı bir sistem elde etmek için 120° faz farkı bulunan üç adet referans gerilimine ihtiyaç vardır. Aynı taşıyıcı üçgen dalgadan yararlanılabilir. Komparatör çıkışlarında elde edilen sinyallerinin birbirinin aynı olması için, taşıyıcı oranının (referans modülasyon indeksinin) 3 ile bölünebilmesi gerekmektedir. Inverter çıkış geriliminin sinüzoidale mümkün mertebe yakın olması için referans gerilimi de sinüzoidal olmalıdır. Bilindiği gibi buna sinüzoidal PWM adı verilir. Her inverter fazının veya yarım köprüsünün birer komparatörü vardır. Şekil 4.7. 'de görüldüğü gibi bu eleman ,o faza ait referans dalgası ile bütün fazlar için müşterek olan simetrik üçgen dalgayı karşılaştırır.

Çıkış geriliminin kontrolü, sinüs dalga genliğinin değiştirilmesi ile sağlanır. Böylece çıkış gerilimi dalga şeklindeki darbe genişlikleri ayarlanmış olur. Fakat sinüzoidal dalga örnekleri aynen korunur. Şekil 4.7. 'de taşıyıcı oranı 9 ve modülasyon indeksi ise takriben 1 'dir. Uç gerilimleri ve faz arası gerilimin değişimi Şekil 4.7. b-c-d-e 'de sırasıyla görülmektedir. Büyük taşıyıcı oranlarında (frekans modülasyonu indeksinde) sinüzoidal PWM inverter en etkili harmonikleri yüksek mertebeden olan, iyi kaliteli bir çıkış gerilimi dalga şekli verir. Bu harmoniklerin mertebesi, taşıyıcı frekansı ve onun harmonikleri olarak kümelenmiştir.

UPS 'lerde sabit gerilim ve frekansla çalışma şartı sinüzoidal PWM inverterlerde kolaylıkla yerine getirilebilir. Çıkış frekansı ile orantılı bir ana dalga gerilimi almak için modülasyon indeksi, referans dalgasının frekansı ile lineer olarak değiştirilir. Inverterin anahtarlama kayıplarını sınırlamak için, yüksek çıkış frekanslarında taşıyıcı oranı küçültülebilir. Taşıyıcı oranının yüksek olması,

başlıca harmonik mertebesini yükseltmek suretiyle, dalga şeklinin kalitesini iyileştirir.



Şekil 4.7. Üç fazlı sinüzoidal PWM ' de gerilim dalga şekilleri
a-) Komparatör gerilimleri
b-c-d-) Uç gerilimleri
e-) Faz arası gerilim

4.2.3. MUNTAZAM (UNIFORM) ÖRNEKLEMELİ DARBE GENİŞLİĞİ MODÜLASYONU

Sinüzoidal PWM veya doğal örneklenmiş PWM analog devreler kullanılarak gerçekleştirilmesi kolay olduğundan çok benimsenmiştir. Bir sayısal donanımın gerçekleştirilmesinde sinüs dalga referans, değerler tablosu şeklinde bir ROM belleğe yüklenebilir. İstenen ana dalga frekansına uygun olarak gerektiğinde bu değerler girilir. Bir " Yukarı/ Aşağı Sayıcı " kullanmak suretiyle taşıyıcı dalga üretilir ve iki dalga şekli bir sayısal komparatörde karşılaştırılır. Fakat doğal örnekleme analog bir yöntemdir. Sayısal gerçekleştiriminin bu şekli pek kullanılmaz.

Karakteri bakımından aslında sayısal olan ve sayısal donanım ve mikroişlemci uygulamaları için daha uygun bir yaklaşım Şekil 4.8. 'de verilmiştir. Burada sinüzoidal modülasyon dalgası senkronize taşıyıcı dalganın pozitif tepelerine veya hem pozitif hem de negatif tepelerine uygun olarak muntazam aralıklarla örneklenmiştir. Yeni bir örnek alınıncaya kadar "Örnekle ve tut devresi " sabit değerini korur.

Bu işlemle referans dalga şekli basamaklı veya genlik bakımından modüle edilmiş hale dönüşür. Bu basamaklı dalga şekli, üçgen ve taşıyıcı dalga ile kıyaslanır ve kesim noktaları, inverter anahtarlama anlarını belirler. Bu darbe genişliğinin belirlenmesi sırasında modülasyon dalgasının örnekleme döngüsünü sabit bir basamak değerine sahiptir. Bu nedenle darbenin genişliği, basamak yüksekliği ile orantılıdır. Darbe eksenleri arasında, birbirine eşit ve örnekleme zamanı kadar bir mesafe oluşur. Bu teknik, muntazam örnekli PWM olarak bilinir.

Bu tür PWM 'de ROM kullanılması halinde, doğal örneklemeyle kıyasla gerekli hafıza miktarında önemli bir azalma olur.

Darbe genişliği süresi ise aşağıdaki analitik ifade ile tarif edilmiştir:

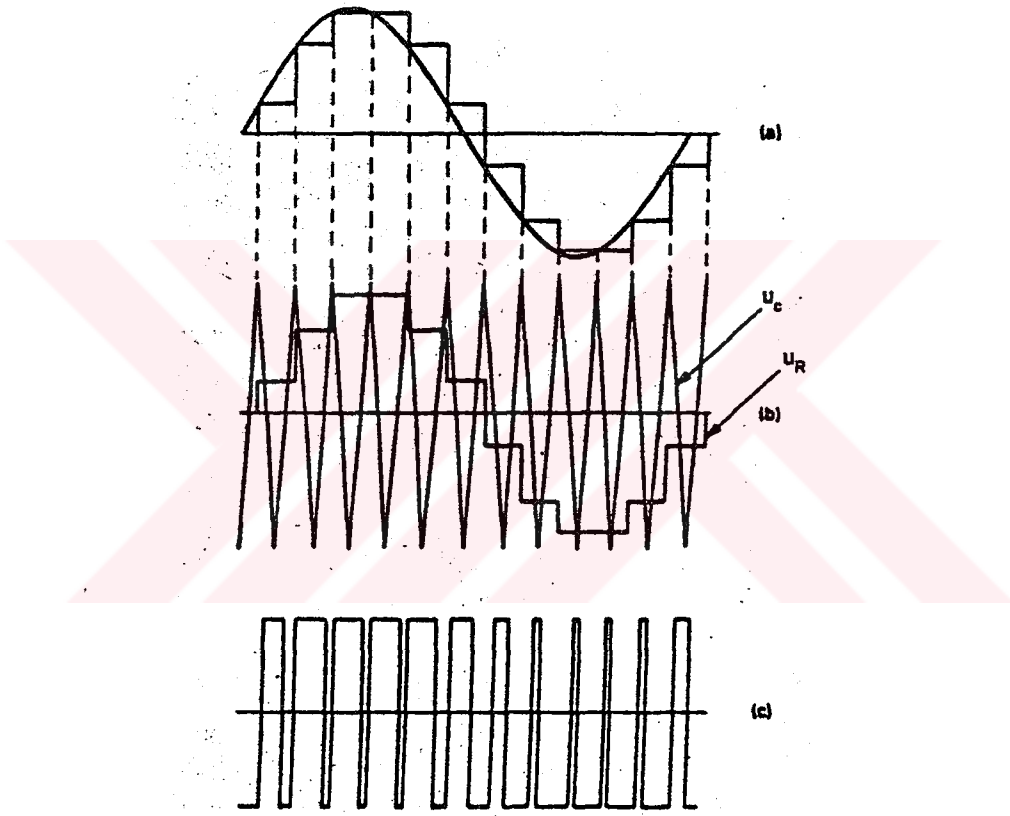
$$t_{pw} = T / 2. [1 + M \sin \omega t] \quad (4.12.)$$

Burada;

$T =$ Örnekleme zamanı

$t_1 =$ Örnekleme anı

Msintwt : Şekil 4.8. 'deki orjinal sinüs dalga modülasyon sinyalidir.



Şekil 4.8. Üniform örnekli PWM

a-) Sinüs referans dalga ve örnekleme yöntemi ile modüle edilmiş hali

b-) Komparatör giriş gerilimleri

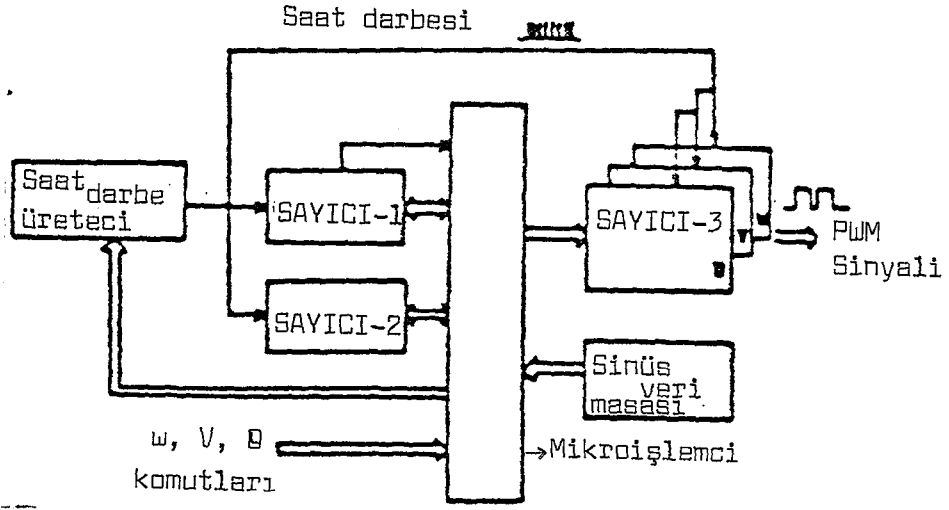
c-) Komparatör çıkış ve uç gerilimi dalga şekli

4.2.4 MİKROİŞLEMCI KONTROLLÜ DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU

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

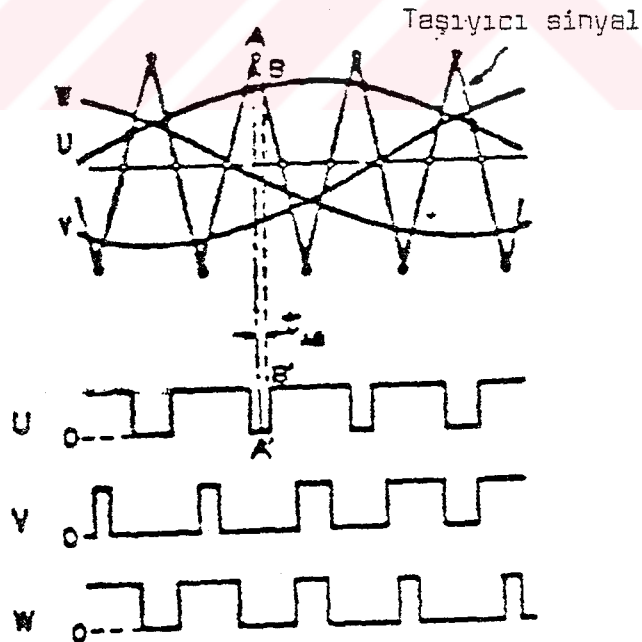
Inverterin çıkış gerilimi ve frekans değişimleri, yalnızca yazılımdaki değişikliklerle yapılabilmektedir. Ama yöntem yine sinüs-üçgen karşılaştırmasıdır. Fakat üçgen- sinüs fiziksel devre ile oluşturulmamakta, bunun yerine hesaplanan kesişme noktaları belleğe yazılarak, doğrudan bellek erişimi ile çıkışa gönderilmektedir. Kesişme noktaları genellikle çeyrek peryot için hesaplanır. peryodun kalan kısmı da simetriden faydalanılarak mikroişlemci tarafından bulunur. Şayet çıkıştan farklı genlikli bir sinüs isteniyorsa kesişme noktaları değişeceğinden bu yeni paternler ikinci kez mikroişlemciye kaydedilir. Mikroişlemcideki bilgilerin okuma hızı değiştirilerek inverter çıkış frekansı ayar edilir.

Bu genel açıklamalardan sonra yöntemi daha derinlemesine incelemek faydalı olacaktır. İnverter kolundaki yarı iletken güç elemanları için kapı sinyali üretimi iki amaçla yapılır. Birincisi her bir yarı iletkenin iletim sırasını ve iletim zamanını diğeri ise iletim anını gerçek değerinde kontrol etmektir. Yazılım temelli kapı sinyali üretiminde, ilk fonksiyon yazılım prosesi tarafından, ikincisi ise donanım zamanlayıcısı (hardware timer) vasıtasıyla gerçekleştirilir. Bu sistemde işlemler örneğin iletim zamanının hesaplanması ve yarı iletkenin seçimi, yazılım sistemi tarafından belirlenir. Gerçek iletim zamanı tam olarak yüksek rezalasyonlu saat darbeleri kullanılarak kontrol edilebilir. Şekil 4.7. 'de sistemin prensip şeması görülmektedir. Sistem, bir saat darbe üreticisi ile standartlaştırılmış bir mikroişlemci tarafından oluşturulmuştur.



Şekil 4.7. PWM sinyali üretiminde donanım (hardware) sistemi

PWM sinyali, şekil 4.8. 'de görüldüğü gibi üç fazlı sinüs sinyali (modülasyon dalgası) ve taşıyıcı üçgen sinyali karşılaştırılarak kare dalga sinyal elde edilir.



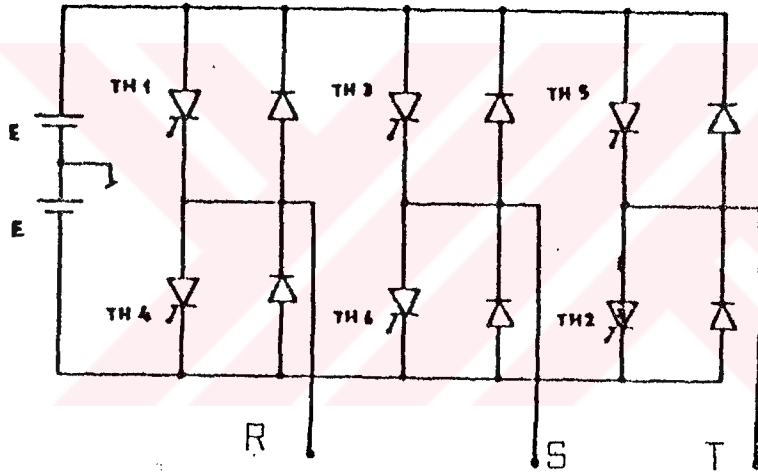
Şekil 4.8. PWM sinyali üretiminin prensibi

Modülasyon dalgası frekans, genlik ve fazın komut değerlerine göre davranır, her kesişme noktasında kare dalga sinyalin seviyesi düşer. Bu kesişme noktasının mikroişlemciye yazılım prosesi ile tayin etmek zor olduğu için, kapı işaretli darbe üretim anının hesaplanmasına kadar olan proses, mikroişlemciye yazılım işlemcisi tarafından yapılır, kapı işaretli darbe üretim anı prosesi hardware timer (donanım zamanlayıcısı) tarafından kontrol edilir. O ile işaretli bir kesişim, A noktasındaki mikroişlemciye uygulanır ve hesaplama işlemi başlar. Bu işlemde mikroişlemci sayıcı 1, sayıcı2 ve veri masasındaki değerleri kullanarak B noktasını hesap eder. Sonuç olarak sayıcı3 'de t_{AB} set zamanı oluşturur. Sayıcı3 her bir faza için hazırlanmak, yazılım tarafından belirlen zamana göre üç fazlı kapı işaretlerini üretir. Mikroişlemci PWM sinyalini her taşıyıcı dalga periyoduna bu yazılım prosesini 4 kez hesap ederek meydana çıkarır. Yazılım prosesi ve donanım zamanlayıcısını birleştiren PWM sinyal üretimi iki temel özelliğe sahiptir:

1. PWM sinyalin rezolasyonu yüksektir.
2. Keyfi PWM sinyal üretimi, yazılımı değiştirerek mümkündür.

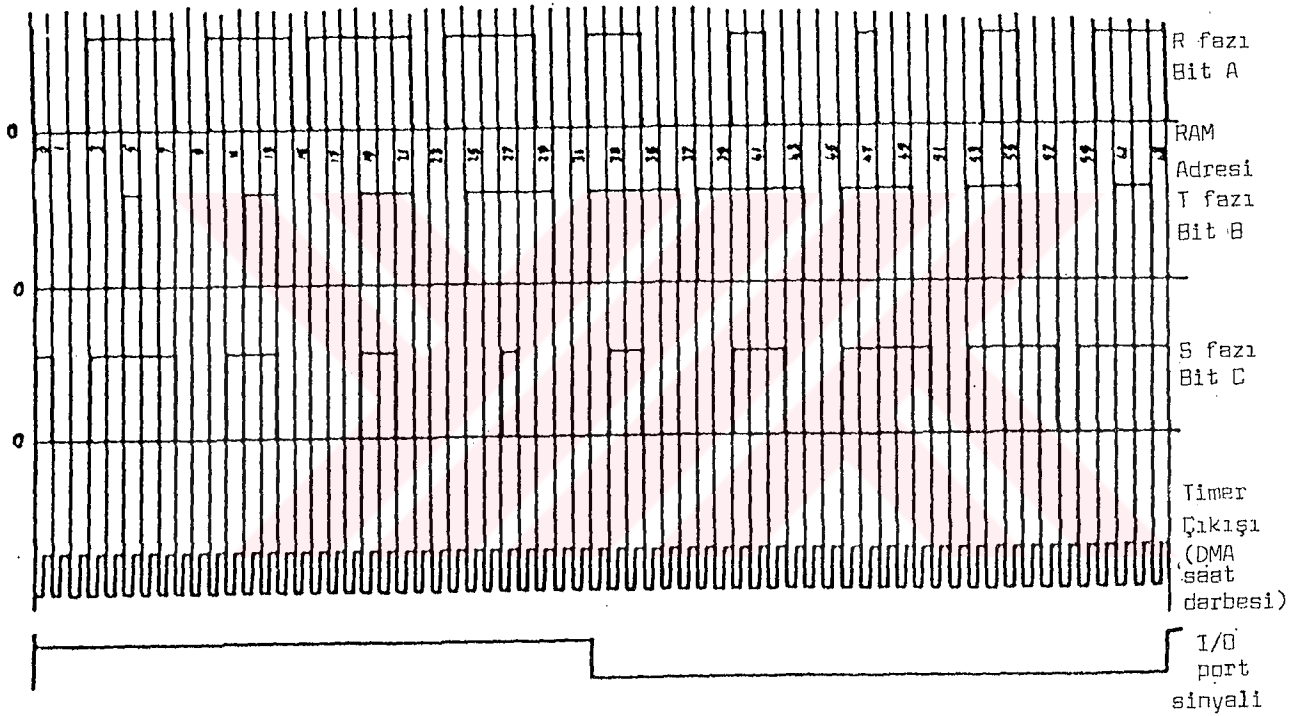
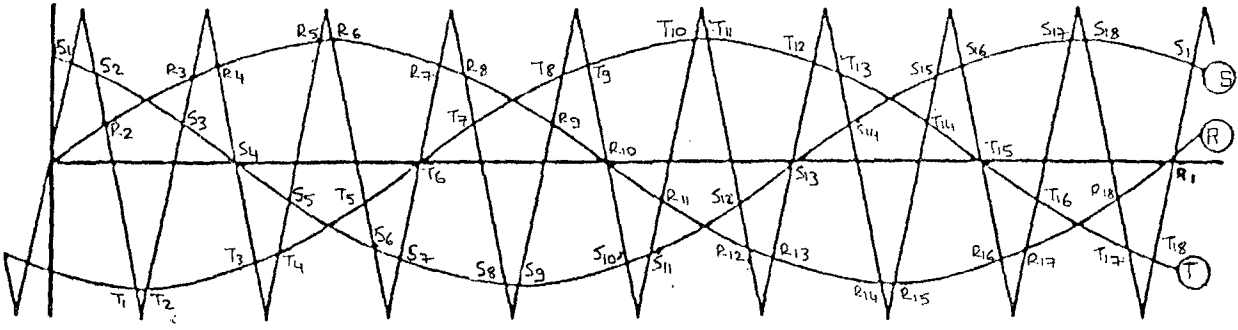
4.2.5. MİKROİŞLEMCİ KONTROLLÜ DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU İÇİN ÖRNEK BİR UYGULAMA

Burada örneği verilecek PWM paternini elde etme yöntemi bir taşıyıcı sinyal ile 120 derece faz farklı aynı genlikli bir sinüzoidal referans sinyalin karşılaştırması ile elde edilmektedir. Taşıyıcı sinyal harici bir donanım tarafından üretilmektedir. Örneklenecek devrenin temel güç devre şeması Şekil 4.9. 'da gösterildiği gibidir.



Şekil 4.9. Üç fazlı tristörlü inverterin devre diyagramı

Şekil 4.10. 'da görülen paternler direkt olarak hesaplama yoluyla üretilir ve hafızada saklanır. Uygun faz sırası geldiğinde izolasyon üniteleri yoluyla tristörlere uygulanır.



Şekil 4.10. Sinüzoidal PWM

A=1 TH₁ iletimde B=1 TH₃ iletimde C=1 TH₅ iletimde
A=0 TH₄ iletimde B=0 TH₆ iletimde C=0 TH₂ iletimde

Şekil 4.10. 'da görüldüğü gibi günümüzün mikroişlemcileriyle anahtarlama aralıklarının tamamının devre çalışırken hesaplanması pratik değildir. Diğer yandan denetim masasındaki tüm paternleri saklamak yüksek kapasiteli bir hafızaya ihtiyaç gösterir. Fakat burada bir periyottaki anahtarlama anlarının

sadece bir kaçı önceden hesaplanır, hesaplanan bu değerler sinüs ve üçgen dalgalarının farklı genlik değeri için hafızada saklanır. Peryodun kalan noktaları basit ilavelerle mikroişlemci tarafından hesaplanır. Mikroişlemci bu noktaları hesaplarken, tristörlere verilecek sıralı kapı sinyali DMA transferi kullanılarak direkt olarak hafızadan elde edilir. CPU 'nun vakti, ateşleme sırasını hesap için harcanmaz. Burada inceleme için taşıyıcı frekans modüle edilmiş dalganın frekansından 9 kez büyük seçilmiştir. Şekil 4.10. 'a göre R_2, R_3, \dots, R_{18} üçgen dalga ile R fazı sinüs dalgasının kesim noktalarıdır. Keza durumun diğer fazlar içinde benzer olacağı aşıkardır. $R_2, R_3, R_4,$ ve R_5 noktalarının önceden hesaplanması ve saklanması gereklidir. Bu değerler üçgen ve sinüs dalga şekillerine ait farklı M genlik oranına göre tablo 1 'de verilmiştir.

Tablo1

1Hz 'lik Sinüs Dalgasının incelenmesiyle bulunan kesişme nokta değerleri

M	R_2	R_3	R_4	R_5	% output voltage $= 100 \times \frac{\sqrt{2[6(R_3 - R_4 + R_5) - 2/\sqrt{3}]}}{2/\sqrt{3}}$
0.1	0.05462	0.11292	0.16428	0.22496	23.54
0.2	0.05371	0.11477	0.16194	0.22772	33.34
0.3	0.05283	0.11668	0.15964	0.23049	40.86
0.4	0.05199	0.11864	0.15738	0.23327	47.21
0.5	0.05116	0.12066	0.15517	0.23605	52.82
0.6	0.05037	0.12277	0.15302	0.23888	57.90
0.7	0.04963	0.12487	0.15092	0.24166	62.57
0.8	0.04888	0.12703	0.14882	0.24444	66.89
0.9	0.04814	0.12923	0.14679	0.24722	71.01

Diğer tüm değerler, simetri kullanılarak bulunabilir.

Örneğin; $R_6 = (1/2) - R_5$, $S_2 = (1/3) - R_5$, $T_2 = (1/6) - R_3$

PWM paterni iki adet 256x 4RAM içinde saklanır. Bir RAM pozitif periyot, diğeri ise negatif yarı periyot için görev yapar.

Şekil 4.10. 'a göre TH₁, bitA= 1 iken, TH₄ ise bitA= 0 iken iletme girer. n 'nin tek değeri için

$R_n \rightarrow R_{n-1}$: TH₁ iletimde

$R_{n+1} \rightarrow R_n$: TH₄ iletimde bulunur.

$n= 1,3,5, \dots, 7, \quad n-1 \neq 0$

Aynı patern, bitler B ve C dikkate alınarak diğer fazlar için muhafaza edilir. İki RAM 'de saklanılan patern Tablo 2 'de verilmiştir.

Tablo2
Hafızada Saklanılan Paternler

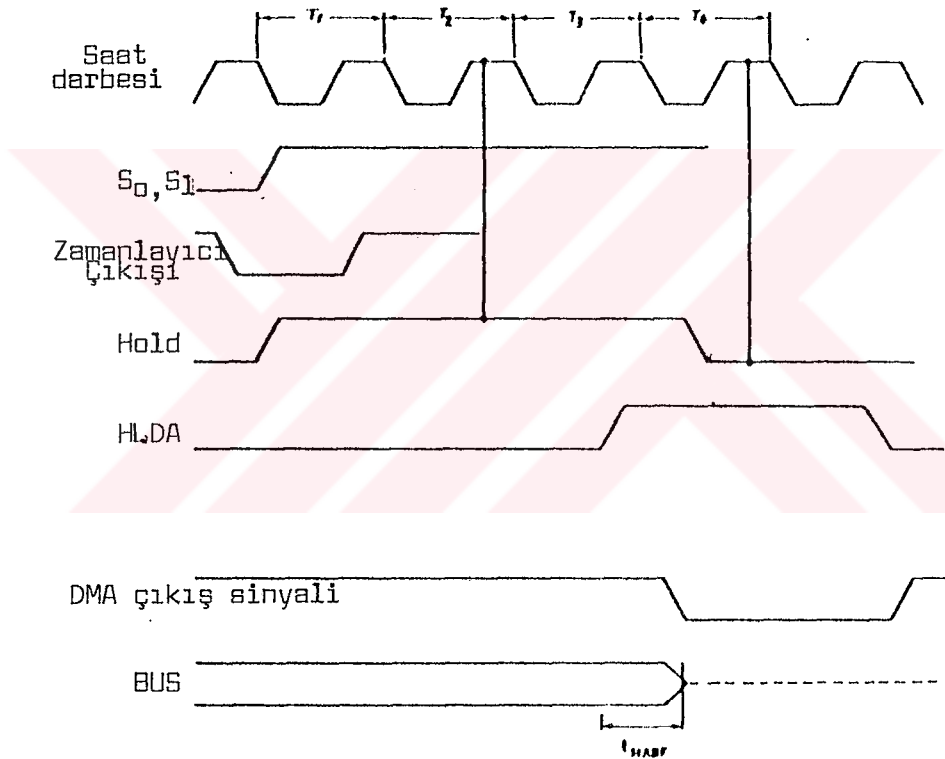
	RAM-1				RAM-2		
	TH ₁	TH ₃	TH ₅		TH ₁	TH ₃	TH ₅
0 to S ₁	0	0	1	R ₁₀ - S ₁₀	1	1	0
S ₁ to S ₂	0	0	0	S ₁₀ - S ₁₁	1	1	1
S ₂ to R ₂	0	0	1	S ₁₁ - R ₁₁	1	1	0
R ₂ to T ₁	1	0	1	R ₁₁ - T ₁₀	0	1	0
T ₁ to T ₂	1	1	1	T ₁₀ - T ₁₁	0	0	0
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
T ₈ - T ₉	0	0	0	T ₁₇ - T ₁₈	1	1	1
T ₉ - R ₁₀	0	1	0	T ₁₈ - R ₁₈	1	0	1

T₁, S₁, R₆v.s. adresler daha önce açıklandığı gibi hesaplanır ve RAM 'da depo edilir. TH₂, TH₄ ve TH₆ tristörleri için gerekli bilgi, RAM 'in çıkışı evirilerek elde edilir. Bir yarı periyotta tristörler için bu bilgi RAM taraf ından sağlanıyorken, mikroişlemci gelecek periyot için R₂, R₃, R₄ ve R₅ değerlerini

kullanarak ateşleme paternini hesaplar, M 'nin değerinde bir değişme olmak kaydıyla diğer RAM içinde bu bilgileri saklar.

Sabit Gerilim, Değişken Frekans

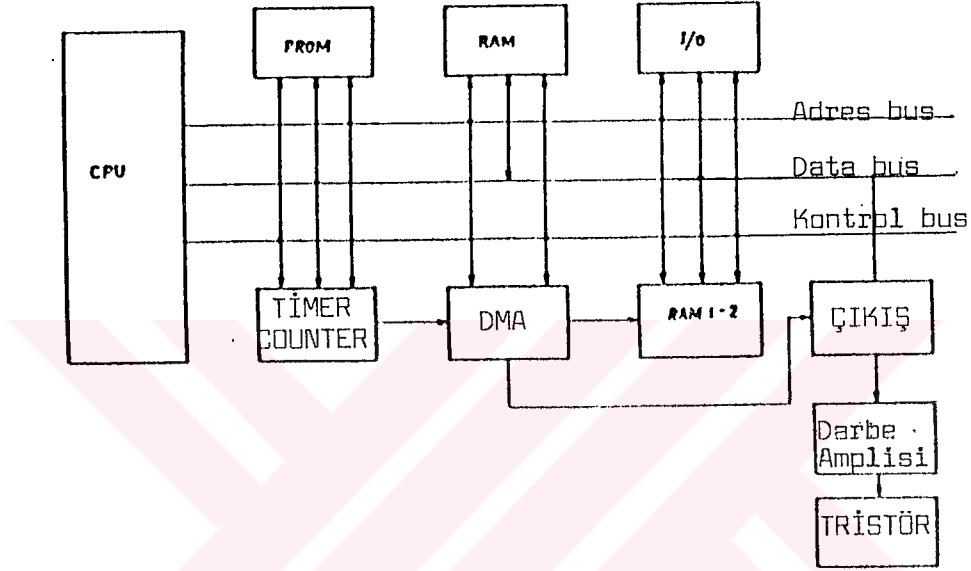
PWM deseninin Tablo2' de gösterildiği gibi her iki RAM 'da depolandığı kabul edilsin. İnverterin çıkış frekansı RAM 'dan gelen anahtarlama patern oranı tarafından gerçekleştirilebilir. Bu işlem programlanabilir zamanlayıcı kullanılarak gerçekleştirilebilir. Şekil 4.11. 'de sistemin zamanlama diyagramı görülmektedir.



Şekil 4.11. Sistemin zamanlama diyagramı

Gerekli frekansa göre, yazılım vasıtasıyla zamanlayıcı bir c değerine set edilir. zamanlayıcı bu set değerinin altında saydığı anda, bir darbe çıkışı verir. Bu darbe, CPU 'yu yarıda keserek, mikroişlemciyi HOLD= tut konumuna getirir. Bu zaman süresi içinde, DMA ünitesi çıkışa ait gelecek anahtarlama paternini transfer etmek için adres yollarına erişir. 256 darbelerlik zamanlayıcı çıkışından

sonra, giriş portundaki durum, Şekil 4.10 'daki gibi değişir ve RAM ateşleme darbelerini sisteme vermektedir. Sistemin komple blok diyagramı Şekil 4.12. 'de görüldüğü gibidir.



Şekil 4.12. Mikroişlemci kontrollü PWM inverterin blok diyagramı

Blokların fonksiyonları ise şöyledir.

PROM : sistem monitörü

RAM : sistem RAM'ı . Temel adres noktaları $R_2, R_3, R_4, R_5, R_5, R_7, T_1, T_2, S_1, S_2$ v.s. değerlerin hesaplanma programları ve ayrıca RAM_1 ve RAM_2 'yi yükleme programı bur ada saklanır.

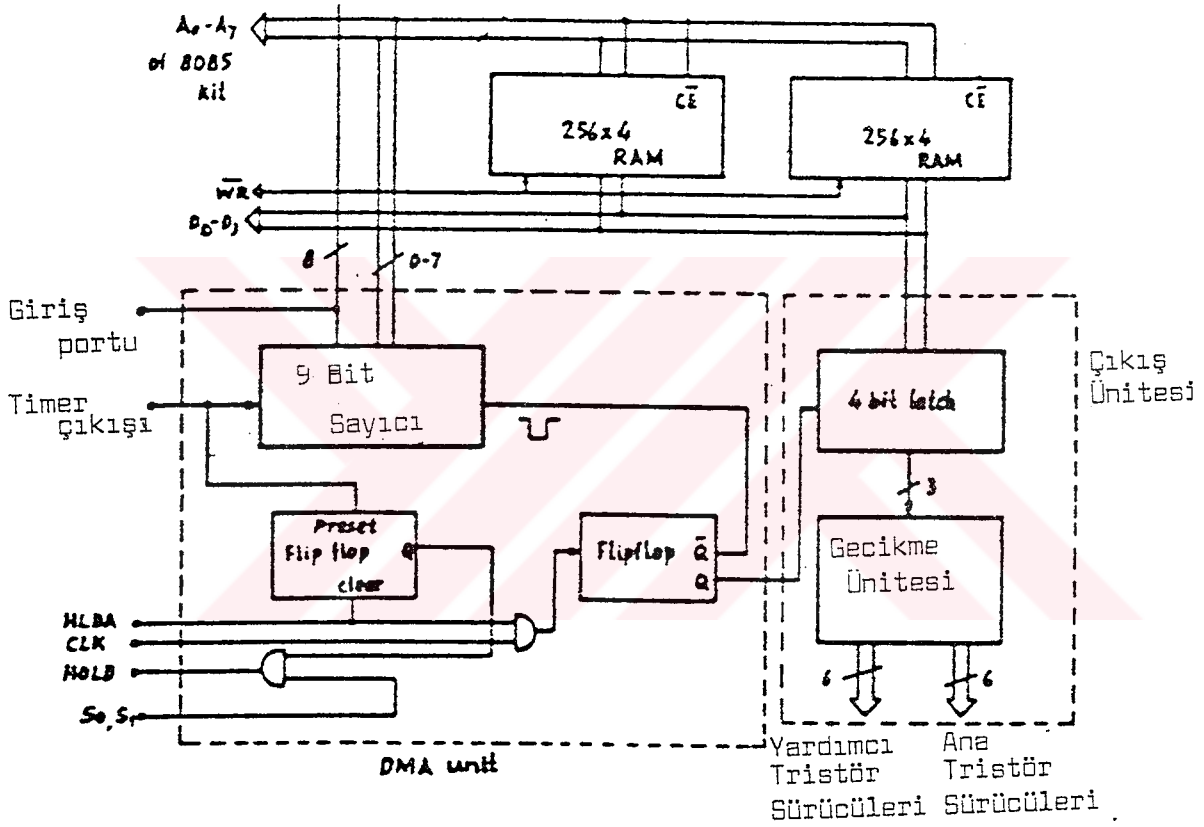
RAM_{1-2} : Bu 256×4 RAM 'lik 2 RAM 'dir. Anahtarlanma paterni burada saklanır.

CPU: Frekanstaki değişimi kontrol etmek için keyboard 'u denetler. Keyboard değerinde bir değişme olduğunda, çıkış frekansını değiştirmek için zamanlayıcı ve sayıcıya yüklenir. Aynı zamanda her yarı periyot için giriş portunun değerini denetler.

DMA : RAM 'in birisinden gelecek ateşleme paterni için çıkış üretir ve veri yollarına bilgi için denetim görevi yapar. Bir RAM anahtarlama bilgisi sağlarken, bu işlem diğer RAM 'i etkisiz kılar.

ÇIKIŞ : RAM 'den gelen veri, diğer patern gelene kadar buraya gizlenir. Ayrıca TH₂, TH₄, ve TH₆ tristörlerin ateşleme bilgisini temin etmek için RAM çıkışlarını evirir. Inverter yardımcı tristörlerine ait darbeler aynı zamanda bu blok içerisinde türetilir.

Sistemin şematik devre diyagramı Şekil 4.13 'te gösterilmiştir.



Şekil 4.13. Prensipten devre şeması

Inverterin istenilen çıkış frekansı f_m (Hz.) ise, zamanlayıcının çıkış frekansı; $f_{to} = 2 \times 2^8 \times f_m$ olmalıdır.

8085 'in saat frekansı $f_c = 3\text{MHz} = c \cdot f_{to}$ olarak bilindiğine göre

$C = (3 \times 10^6) / (512 \times f_m) = 5859 / f_m$ bulunur.

Şehir şebeke frekansı 50Hz. ve UPS çıkışı da 50 Hz. olacağına göre bu değer için $c=117$ olmalıdır.

Gerekli çıkış frekansı için, zamanlayıcıya yüklenecek değer, RAM içindeki bir veri denetim masasında depo edilir.

Değişken Frekans, Değişken Gerilim

Her değişken inverter çıkış frekansı için, inverterin çıkış gerilimini belirleyen özel bir M değeri vardır. Keyboard vasıtasıyla kesin bir çıkış frekansı seçildiğinde, ilgili M değeri ve zamanlayıcıya yüklenecek değer CPU tarafından seçilir. 50 Hz. 'nin üstündeki frekanslarda çıkış gerilimi değişmez. R_2 , R_3 , R_4 ve R_5 değerleri 50 Hz. 'nin üstündeki tüm frekans değerleri için kullanılır.

Temel adresler, Tablo1 'de görüldüğü gibi M 'nin dokuz katı için verilmiştir. Bu sebepten dolayı frekans sürekli değişirken, çıkış gerilimi çoğu uygulama için yeteri büyüklükte artışa sahip olur. Eğer V ve f hemen hemen aynı süreklilikte değişmediyse, R_2 , R_3 , R_4 ve R_5 değerleri M 'nin daha iyi değerleri için hafızaya alınmalıdır. Fakat bu işlem daha çok hafıza kapasitesine ihtiyaç gösterir.

Aşırı Akım Koruması

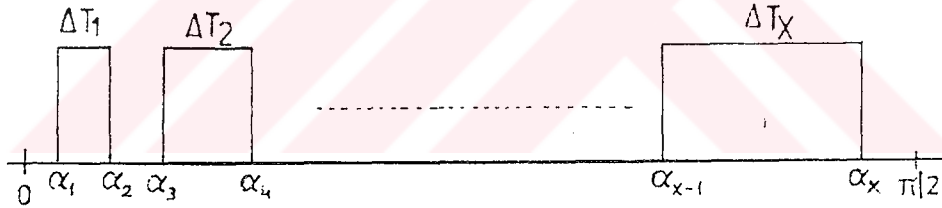
Eğer akım limit set değerini aşarsa kesici vasıtasıyla mikroişlemci ve zamanlayıcı durdurulur, ana tristörleri söndürmek için yardımcı tristörlere gerekli darbeler gönderilir.

BÖLÜM 5 : ÇIKIŞ GERİLİMİNDEKİ SEÇİLMİŞ HARMONİKLERİN YOK EDİLMESİ

Bu bölümde, PWM 'nin üstün özelliklerinden olan çıkış gerilimindeki istenilen harmoniklerin yok edilmesi tekniği üzerinde fourier analizi yardımıyla inceleme yapılmıştır. Inverterlerde kullanılan temel tip çıkış filtreleri de çalışmanın son bölümünde yer almıştır.

5.1. DARBE GENİŞLİĞİ MODÜLASYONU İÇİN HARMONİK ANALİZİ

Kesintisiz güç kaynaklarında kullanılan PWM 'e 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 5.1. PWM yönteminde çıkış gerilimi

Burada inceleme $\pi/2$ için yapılmış ve darbe süreleri, taşıyıcı işaretlerin ortasına yerleştirilmiştir. Böylece çeyrek dalgı simetrisi sağlanmış olur. Şekil 5.1.'deki darbe şekillerinin Fourier Analizi, çıkış gerilimi hakkında bazı bilgiler verir. Çıkış gerilimi

$$V_o = \frac{a_o}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \sin n\omega t + b_n \cos n\omega t) \quad (5.1)$$

Çeyrek dalgı simetrisinden dolayı $a_o / 2 = 0$ ve $b_n = 0$ 'dir

Ayrıca n 'nin çift değerleri de toplamda bulunmaz. Böylece 5.1. ifadesi değiştirilerek 5.2. şeklini alır.

$$V_0 = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n\omega t \quad n=1,3,5,\dots \quad (5.2)$$

X, çeyrek periyottaki darbe sayısını göstermek üzere;

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

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

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

$$a_n = \frac{4V_{DC}}{\pi n} \sum_{i=1}^{x-1} (\cos n\alpha_i - \cos n\alpha_{i+1}) \quad i=1,2,3,\dots,x-1 \quad (5.3)$$

darbe süresi açısı olarak alınırsa ,

$$\delta_i = \omega \Delta t \quad (5.4.)$$

$$a_n = \frac{4V_{DC}}{\pi n} \sum_{i=1}^{x-1} [\cos n\alpha_i - \cos n(\alpha_i + \delta_i)] \quad (5.5)$$

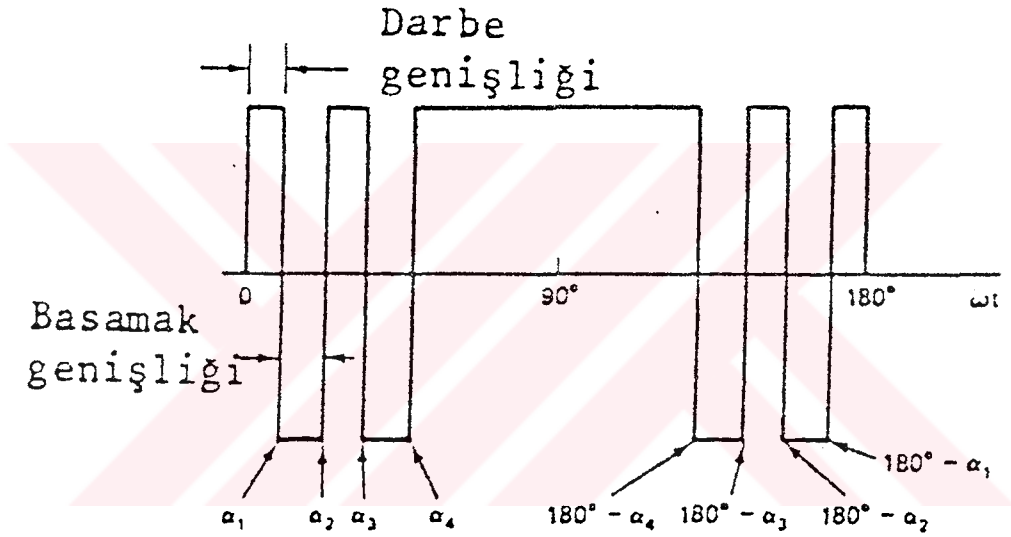
elde edilir. Böylece çıkış gerilimi

$$V_0 = \sum_{i=1}^{x-1} \left[\frac{4V_{DC}}{\pi n} \sum_{i=1}^{x-1} (\cos n\alpha_i - \cos n(\alpha_i + \delta_i)) \right] \sin n\omega t \quad (5.6)$$

ifadesi bulunur. Bu ifade, çıkış geriliminde temel bileşenin tek katları olan harmoniklerin bulunduğunu göstermektedir.

5.2. DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU İLE SEÇİLMİŞ HARMONİKLERİN YOK EDİLMESİ

UPS inverter çıkışındaki istenmeyen harmonikler harmonik eliminasyon yöntemi olarak bilinen bir yöntemle ortadan kaldırılabilir ve aynı zamanda da denetlenebilir. Yöntemin genel ilkesi bir yarım çevrim için Şekil 5.2. 'de gösterilmiştir.



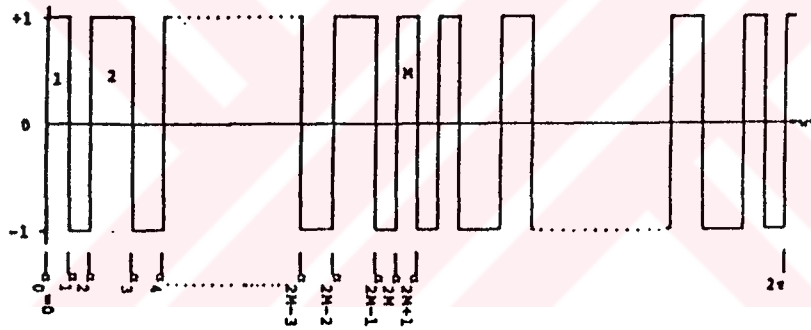
Şekil 5.2. Darbe genişlik modülasyonu ile seçilmiş harmoniklerin yok edilmesi

Gösterilen α_1 , α_2 , α_3 ve α_4 'ün denetlenmesi ile çıkış geriliminin denetlenebileceği ve aynı zamanda ilk üç harmoniğin elimine edilebileceği gösterilmiştir. Dolayısıyla da üç fazlı bir inverterde aksi taktirde var olacak 5. ve 7. ve 11. harmonikler ortadan kaldırılabilir. Elimine edilecek harmonik sayısı hesaplanması gereken α sayısından bir eksiktir. Örneğin sadece 5. ve 7. harmonikler ortadan kaldırılsın istenirse α_1 , α_2 ve α_3 hesaplanır ve bir yarım çevrimde 6 aktarım gerçekleştirilir. Bu yöntemde mikroişlemci uygulamaları için

özellikle uygundur. Bir yarım çevirimde gerçekleştirilebilecek aktarım sayısına, yani elimine edilecek harmoniklere karar verdikten sonra çeşitli çıkış gerilimi değerleri için tetikleme açıları önceden hesaplanır ve bir başvuru tablosunda saklanır. Çevirim için çalışma sırasında istenilen çıkış gerilimine karşılık gelen α değerleri bu tablodan kolaylıkla elde edilir.

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 matematik modeli incelenecek Fourier Spektrumu ise sabit bir darbe dizisine sahip olmaktadır. Genel olarak yok etmek istediğimiz harmonik sayısı kadar denklem yazılır ve bu denklem takımı çözülerek gerekli açı değerleri bulunur.

Analiz için Şekil 5.3. 'deki iki seviyeli PWM incelensin.



Şekil 5.3. Yarı periyotta M darbe bulunan iki seviyeli PWM işareti

Şekil 5.3. incelendiğinde, $f(\omega t)$ fonksiyonunun her yarı periyodunda M darbe olduğu ve darbe açılarının $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{2M}$ şeklinde değiştiği görülür. Fonksiyonun Fourier ifadesi

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin n\omega t + b_n \cos n\omega t]$$

şeklindedir.

Harmonik analizinden anlaşılacağı gibi $a_0 / 2 =$ ve $b_n = 0$ 'dir. O halde harmonikleri a_n terimi belirler. a_n için,

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

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(wt) \sin nwt dwt$$

yazılabilir.

$f_{(wt)} = \pm 1$ birim veya yarım dalga simetrisi söz konusu olduğundan,

$$a_n = \frac{2}{\pi} \left[\int_0^1 \sin nwt dwt - \int_1^2 \sin nwt dwt + \int_2^3 \sin nwt dwt + \dots + \int_{2M}^{2M+1} \sin nwt dwt \right]$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \sum_{k=0}^{2M} (-1)^k \int_k^{k+1} \sin nwt dwt$$

(5.7)

$\alpha_0 = 0, \alpha_{2M+1} = \Pi$ ve $\alpha_0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_{2M+1}$ bilindiğinden (5.7.) ifadesi

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

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

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

(5.8)

şekline gelir.

Ayrıca

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

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

eşitlikleri (5.8.) ifadesinin açılımında yerine konursa

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n\alpha_k \right]$$

(5.9)

elde edilir.

Son ifade, yok edilmek istenen harmonik denklemleri teşkil ederken kullanılır. Örneğin, n_1, n_2, \dots, n_m yok edilmek istenen harmonikler ise yukarıdaki ifade yardımıyla M denklem yazılır. Bu denklem sisteminin çözümü aranan açı değerini verir. İki seviyeli PWM için, 5.ve 7. harmonikleri elde etmek için (5.9.) 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,

$$f_5(\alpha) = 1 + 2[-\cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2] = 0$$
$$f_7(\alpha) = 1 + 2[-\cos 7\alpha_1 + \cos 7\alpha_2] = 0$$

denklem takımı çıkar.

Bu denklem takımı non-lineer denklem sistemi olarak bilinir. Bunların çözümü için değişik nümerik çözüm metodları kullanılır.

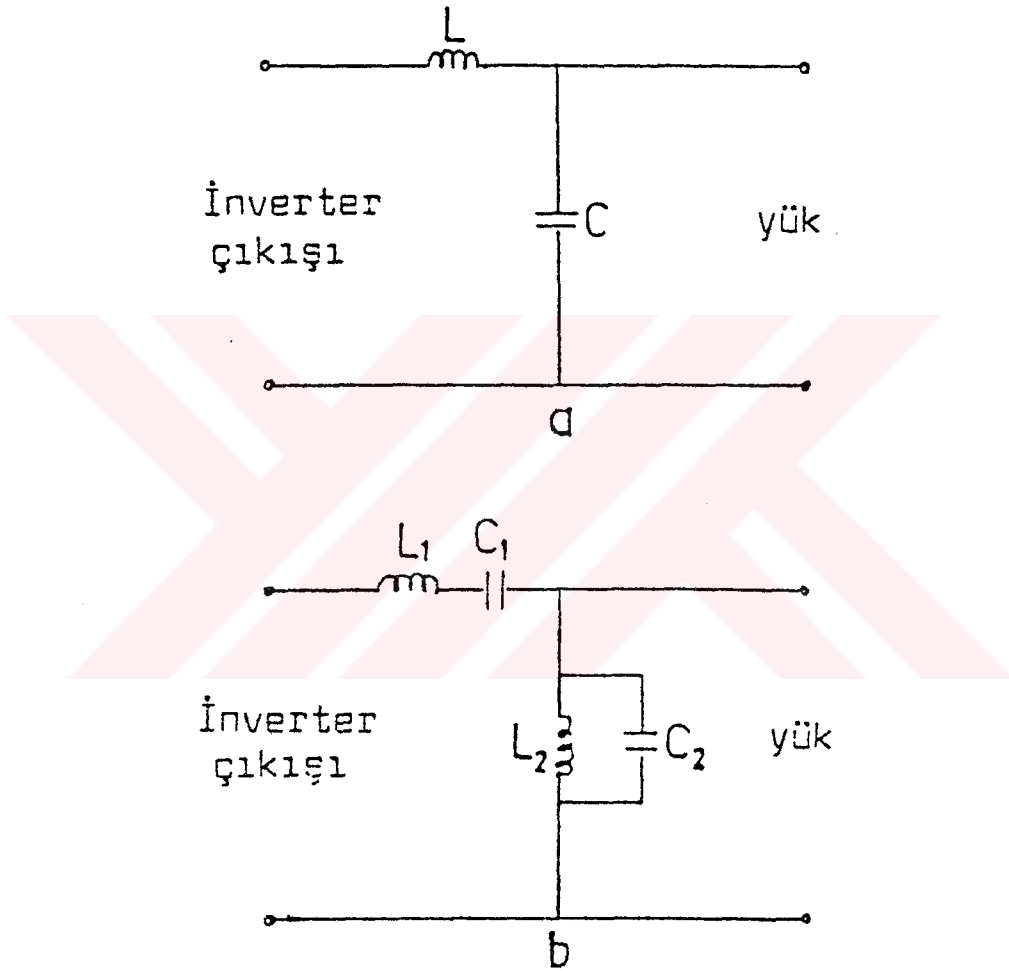
5. ve 7. harmoniklerin elimine için bir çözüm:

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

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

5.3. KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARINAKİ İNVERTERLER İÇİN FİLTRE DEVRELERİ

İnverterlerde çok değişik filtre düzenleri kullanılır. Küçük güçlü olanlarında, inverter çıkışına sadece bir filtre devresi konularak temel frekans dışındaki harmonikler zayıflatılır.



Şekil 5.4. İnverter devrelerinde filtre düzenleri

a devresi için filtre çıkışının filtre girişine oranı

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\omega^2 LC - 1} \quad (5.10)$$

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

$$W_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \text{ yazılıp, } C_1 = AC_2, L_2 = AL_1 \text{ ve } w = nw_0$$

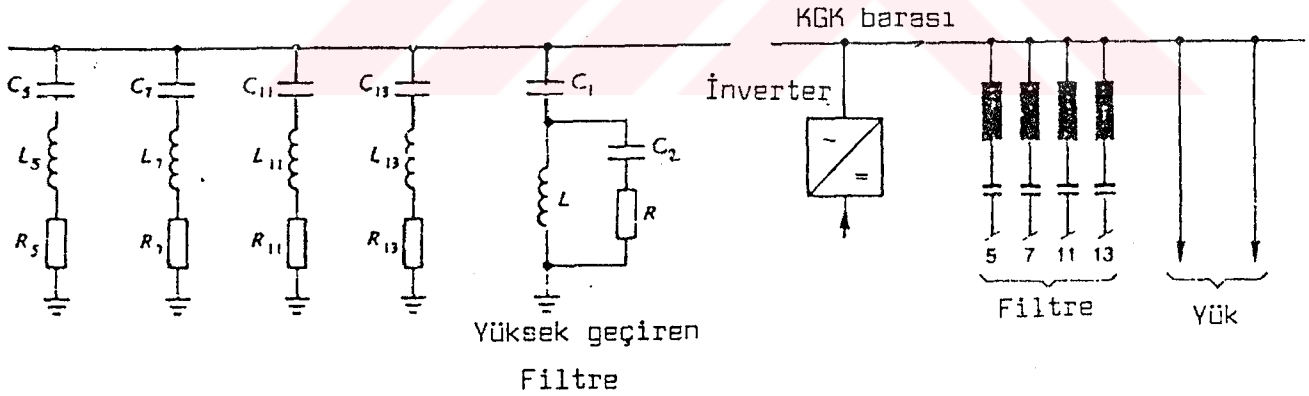
alındığında (n harmonik derecesi)

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1 - \frac{1}{A} \left(n - \frac{1}{n} \right)^2} \quad (5.11)$$

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 düzeni gerektirir.



Şekil 5.5. Harmonikler için filtre devresi

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

Burada da n. harmonikler için

$$W_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad W_n = n\omega_0$$

yazılabilir.

Seri bağlı kondansatör ve self için ,

$$X_c = -\frac{1}{W_0 C}, \quad X_L = W_0 L, \quad n^2 = \frac{-X_c}{X_L}$$

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

$$Q_F = \frac{-|V|^2}{(X_L + X_C)} \quad (5.12.)$$

(5.12.) ifadesi

$$X_L + X_C = \frac{-|V|^2}{Q_F}$$

şeklinde yazılırsa

$$X_L - n^2 X_L = (1 - n^2) X_L = \frac{-|V|^2}{Q_F} \quad (5.13.)$$

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

benzer şekilde,

$$X_C = \frac{-n^2 \cdot |V|^2}{(n^2 - 1)Q_F} \quad (5.14.)$$

bulur.

Formülde,

n= harmonik derecesini

Q_f = filtre reaktif gücünü

V= bara gerilimini belirtmektedir.

SONUÇLAR

Bu tezde, AC enerji sisteminde çokça kullanılan bir kontrol şekli olan darbe genişliği modülasyonu üzerinde inceleme yapılmış ve kesintisiz güç kaynağının inverter kısmının bu metodla kontrolünün sonuçları üzerinde durulmuştur. Bilhassa mikroişlemci temelli PWM metodunun UPS 'ler üzerindeki etkinliği araştırılmıştır.

Kesintisiz güç kaynaklarında çıkış geriliminin tam sinüs olması ve harmonik distorsiyonun % 5 'den büyük olmaması gerekmektedir. PWM yöntemi, bu iki özelliği UPS 'ler için yeteri derecede hassasiyetle sağlayabilmekte ve daha pekçok üstün avantajı da hizmete sunabilmektedir.

Inverter kolundaki yarı iletken güç elemanlarının yarım periyot içinde çok sayıda anahtarlanarak genellikle düşük harmonik içeren bir dalga biçimi elde edilmesi sayesinde elimine edilen harmonik sayısı artmakta ve inverter çıkış filtresi oldukça basitleşmektedir. Oysa kare dalga çıkışlı inverterin, n 'nin tek katları şeklinde temel bileşenlerle beraber ortaya çıkan harmonikleri ancak güçlü filtrelerle süzölebilmekte ve bu hem maliyeti yükseltmekte hem de fiziksel olarak büyük yer işgal etmektedir.

UPS 'in inverter çıkışındaki istenmeyen harmoniklerin yok edilmesi yine PWM 'nin üstün bir yanıdır. Harmonik eliminasyon yöntemi olarak bilinen yöntem özellikle mikroişlemci temelli PWM için uygundur ve temel bileşenin genliği de denetlenebilmektedir. Mikroişlemci uygulamalı modülasyon da referans ve taşıyıcı sinyalin sistem içinde üretilmeden sadece nümerik değerlerin kullanılması ayrıca üstün bir avantajdır.

Mikroişlemcili PWM ile fiziksel devrede önemli bir küçülme sağlanır. Ayrıca çıkış değerleri daha ideal hale getirilir, kontrol işlemi daha kolay yapılır.

Inverter girişi sabit DC gerilimini kullandığından, doğrultucu kısımlarda maliyetli tristör devreleri yerine basit ve ucuz yarı iletken diodlar kullanılır. Halbuki kare dalga inverterlerde, çıkış geriliminin değişken DC gerilimle sağlanması yöntemi PWM ile ortadan kaldırılmaktadır.

KAYNAKLAR

1. Bodur, H., 1993 "Yarı İletken Güç Elemanlarının Muhtelif Çalışma Şartları Altında Karşılaştırılması ve Seçimi" Kaynak Dergisi
2. Boost, A. M., 1987 "State-of The Art-Carrier PWM Techniques" IEEE Trans. Comn. Electron. p.p. 849-861
3. Bose, B.K., 1992 " A Software-Based Speed Regulator For Motor Drives " Modern Power Electronics p.p: 279-290
4. Bose, B.K., 1981 "Adjustable Speed AC Drive System " IEEE Press, p.p: 143-165
5. Finny, Do, 1983 "Static Inverter Systems", Power Thyristors And Its Applications, p.p: 255-283
6. Griffith, B.C., 1989, "Uninterruptible Power Supplies" , p.p:48-62
7. Gülgün, R. ,1995"İnverterler", Güç Elektroniği, p.p: 270- 311
8. Hoang, L.H., 1980 "A Microprocessor Controlled Pulse Width Modulated Inverter ", Industrial Applications of Microprocessor, p.p:223-226
9. Kusko, A., 1983, "Static UPS", Emergency/ Stand-by Power Supplies, p.p: 73-97
- 10.Kutman, T.,1975, "İnverterlerde Harmonik Distorsiyon", Güç Elektroniği Genel Bir Analiz ve Küçük Distorsiyonlu Yeni Bir İnverter Doktora Tezi ,s:56-61
- 11.Rajaahkara, K.S., Vithayathıı, J., 1982 "Microprocessor Based Sinüsoidal PWM Inverter By DMA Transfer" IEEE Trans. Ind Electron. p.p: 46-51
12. Turnbull, G., 1964, "Selected Harmonik Reduction in Static DC-AC Inverters ", IEEE Trans. Comn. Electron. Vol. 83, p.p:374-378

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı :Yalçın AYGÜN
Doğum Tarihi :09.03.1972
Doğum Yeri :İstanbul
Eğitim :1978-1986 50. Yıl Ahmet Merter İlk ve Ortaokulu
1986-1989 Yahya Kemal Beyatlı Lisesi
1989-1993 Yıldız Teknik Üniversitesi
Yabancı Dil :İngilizce
İlgi Duyulan Konular:Elektronik
İş Deneyimi :Şu anda tıbbi cihazlar ithalat ve ihracatı yapan bir firma adına elektronik ve pnömatik kontrollü biyomedikal solunum cihazları üzerine yapılan çalışma.