

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**Asenkron Motorlarda Beslenme Gerilimi
Frekansı Değişimi ile Devir Sayısının Etkisi**

Mahmut Köroğlu

Yüksek Lisans Tezi

152
19

12016

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

19
23

161

ASENKRON MOTORLARDA
BESLENME GERİLİMİ FREKANSI DEĞİŞİMİ İLE
DEVİR SAYISININ ETÜDÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Elk. Müh. Mahmut KÖROĞLU

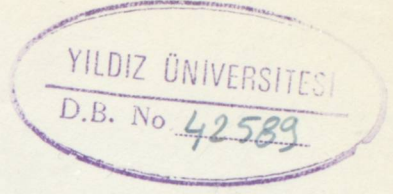
İSTANBUL - 1986

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
GENEL KİTAPLIĞI

Kot : R 152
Alındığı Yer : Fen Bil. Ens. 19
Tarih : 25.3.1987
Fatura :
Fiatı : 1200 TL.
Ayniyat No : 1/1
Kayıt No : 44755
UDC : 621.3
Ek : 378.242



YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ



Comp.

ASENKRON MOTORLARDA
BESLENME GERİLİMİ FREKANSI DEĞİŞİMİ İLE
DEVİR SAYISININ ETÜDÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Elk. Müh. Mahmut KÖROĞLU

İSTANBUL - 1986

ÖZET

Bu tez, maliyeti ucuz, konstrüksiyonu basit ve endüstride kullanma sahası çok geniş olan asenkron makinaların, besleme gerilimine ait frekansın değiştirilmesi ile devir sayısı ayarını incelemek için yazılmıştır.

Asenkron makinalar rotorlarındaki konstrüksiyon değişikliğinden dolayı iki kısma ayrılırlar. Sincap kafesli ve rotoru sargılı (bilezikli) adlarıyla anılan bu motorların, stator konstrüksiyonlarında değişme yoktur. Genel olarak beslemenin statordan yapıldığı düşünülürse, gerilime ait frekansın değiştirilmesi makinanın kutup sayısının sabit olması nedeniyle, devir sayısının değişmesine neden olacaktır. Endüstride kullanılan sinüzoidal gerilim frekansının sabit oluşu ve sürekli değiştirilemeyişi, bu yöntemin sinüzoidal olmayan fakat frekansı değiştirilebilen gerilimleri üreten sistemler aracılığı ile yapılmasına yol açmıştır. Evirici adıyla tanınan ve devir sayısının kontrolü için kullanılan bu sistemlerin yapısı, ürettiği gerilim dalgaları ile motora yaptığı etkilerin incelenmesi, motorun yalnız statordan beslenmesi durumunu kapsamaktadır.

Böylelikle herhangi bir asenkron motorda besleme frekansının değiştirilmesi ile devir sayısı ayarı incelenmiştir.

SUMMARY

This thesis is written as a research about change in the frequency of supply voltage and the adjustment of rotation count of asynchronous machines which are relatively cheap, simple to be constructed and widely used in the industry.

Asynchronous machines divide into two as a result of constructional change in their rotors. These motors are named as squirrel-caged and winding-rotor and there is no change in their stator constructions. If it is generally assumed that supply is done from the stator, the change in the voltage frequency causes change in the rotation count given the fact that pole count of the machine is constant. Because of the stability of sinuzoidal voltage frequencies used in the industry, this method is achieved by systems producing changeable but non-sinuzoidal voltages. This paper studies the structure of these systems named inverter which are used to control rotation counts, voltage waves produced and its effects, on the motor and the way the motor is only fed from the stator.

Thus, the change of supply voltage and the adjustment of rotation coun't in any asynchronous motor are examined in this paper.

İ Ç İ N D E K İ L E R

1. STATİK DOĞRULTUCULAR VE EVİRİCİLER
 - 1.1. Tristor
 - 1.1.1. Kapı Tetiklemesi
 - 1.2. Tristör'de Komütasyon
 - 1.2.1. Zorlamalı Komütasyon
 - 1.3. Evirme ve SCR Seçimi.
2. DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER
 - 2.1. Giriş
 - 2.2. Üç Fazlı, Altı Basamaklı Temel Evirici Devresi
 - 2.2.1. Gerilim Dalga Şekilleri
 - 2.2.2 Akım Dalga Şekilleri
 - 2.3. Harmonik Nötüralizasyon
 - 2.3.1. Basamak Dalga Şekilleri
 - 2.3.2. Harmonik Silmenin Değişik Metodu
 - 2.3.3. Filtre Devreleri
 - 2.4. Zorlamalı Komütasyon Metodları
 - 2.4.1. Impulse Komütasyon Metodu
 - 2.4.2. Mc-Murray-Bedford Devresi
 - 2.4.3. Mc-Murray Devresi
 - 2.4.4. Devre Girişinde Komütasyon
3. ZORLAMALI KOMÜTASYONLU MONTAJLARDA TRİSTÖRLERİN ZORLANMASI
 - 3.1. İletime Geçmedeki Davranış
 - 3.1.1. Lineer Şalt Bobinleri
 - 3.1.2. Doymalı Şalt Bobinleri
 - 3.2. İletimden Çıkmadaki Davranış
 - 3.2.1. Koruma Zamanı
 - 3.2.2. Gerilim Yükselme Hızı

4. GERİLİM KONTROLU

- 4.1. Evirici Çıkışındaki Değişken Gerilimin Kontrolu
 - 4.1.1. Değişken Oranlı Çıkış Transformasyonu Kullanarak
- 4.2. Eviriciye Giren Doğru Gerilimin Kontrolu
 - 4.2.1. Değişken Oranlı Giriş Transformasyonu
 - 4.2.2. Faz Kontrolu Doğrultucu
- 4.3. Evirici İçindeki Anahtarlama Tekniği İle Gerilim Kontrolu
 - 4.3.1. Faz Kaydırmalı Gerilim Kontrolu
 - 4.3.2. Darbe Genişliği Modülasyonu Kontrol
- 4.4. Giriş Gerilimi Ayarlanabilen ve Dalga Genişliği Modülasyonu Eviriciler Arasındaki Farklar
- 4.5. Kontrol Devreleri
- 4.6. Kontrol Devresinin Üniteleri ve Görevleri
 - 4.6.1. Frekans Üreticisi
 - 4.6.2. Sıralama Ünitesi
 - 4.6.3. Ana Kontrol Ünitesi
- 4.7. Değişik Kontrol Metodları
 - 4.7.1. Açık Çevirim Motor Kontrolu
 - 4.7.2. Kapalı Çevirim Motor Kontrolu
 - 4.7.3. Kayma Frekansı İle Motor Kontrolu

5. AC MOTORUN SİNUSİDAL OLMAYAN GERİLİMLE BESLENMESİ HALİNDE ÇALIŞMA ŞEKLİ

- 5.1. Harmonik Eşdeğer Devre
- 5.2. Harmonik Akımlar
- 5.3. Rotor Bakır Kaybı
- 5.4. Sinüsoidal Olmayan Besleme Şartında Kayıplar,

6. ASENKRON MOTORLARIN DEĞİŞKEN FREKANSLA ÇALIŞMASI

- 6.1. Sabit Volt/Hz. Kararlı Hal Davranışı,
 - 6.1.1. Moment Karakteristiği
 - 6.1.2. Alçak Frekanslarda Artan Volt/H z Davranışı

6.2. Sabit Akı Çalışması

6.2.1. Moment Karakteristiği

6.2.3. Stator Akımı

6.2.4. Stator Gerilimi

6.3. Sabit Akım Çalışması

6.4. Bilezikli Asenkron Makinada Çift Taraflı Besleme

6.4.1. Giriş

6.4.2. Çift Taraflı Beslenen Makinanın İncelenmesi

6.4.3. Rotorun Eviriciyle Beslenmesi

7. SONUÇLAR

KAYNAKLAR

ÖZGEÇMİŞ

G İ R İ Ş

1957 yılının aralık ayında SCR elemanlarının yapıldığının kamu oyuna duyurulmasından sonra güç elektroniği ve bununla beraber ilerleyecek olan motor kontrolü için yeni bir saha açıldı. Böylece SCR elemanları ile eviricilerin yapılması, motor kontrolünün güç elektroniğinin uygulandığı cihazlar ile yapılmasına yönelme başladı. Başlangıçta SCR elemanları tiratronların bulunduğu devrelerde, tiratronların yerine geçerek uygulanmaktaydı. Ancak bu durum tiratron ile direk yer değiştiren SCR'nin bütün avantajlarının kullanılmasına imkan vermedi. Bunun üzerine SCR elemanları için kendine has devreler yapılmaya başlandı.

Eviricilerin yapılmasının ve bu konuya ağırlık verilmesinin nedenleri, yapılmış olan eviricileri daha geliştirmek, alternatif akım makinalarından sincap kafesli motorun devir sayısını sürekli ve sabit motor momenti ile kontrol etmektir. Bunun yanısıra eviriciler bilezikli motorlara da uygulanmaktaysa da, bilezikli motorun sincap kafesli motora göre daha pahalı vebakım masraflarının fazla oluşu, odak noktasını sincap kafesli motor üzerine toplamaktadır. Sincap kafesli motor yapısının elverişliliği yüksek süratlerde çalışmasına imkan verir. Motorunda

sargı olmayışı yapım kolaylığı ve daha yüksek sıcaklıklarda çalışmasına yol açar. Bu avantajlarının yanında dezavantajlarından biri şebeke gerilim frekansının sabit olması halinde ancak bir devir sayısında çalışabilmesi ve kalkış momentinin küçük olmasıdır.

Bugün sabit ve değişken frekanslı evirici yapmak için yayınlanmış bir çok yazı mevcuttur. Bu eviricilerin güçleri megawatt mertebesine kadar çıkmaktadır. Kullanıldıkları sahalar uçak, çelik, kağıt, plastik endüstrileri ve ulaşım sistemleridir.

Bu bölümde, eviriciler hakkında verilecek olan genel bilgiler evirme işlemi, komütasyon ve prensipleri, frekans gerilim kontrolleri ile eviricilerin çeşitlerini içermektedir.

Motor işletmesinde kullanılması düşünülen statik de-ğiştiricinin yapısında tristörlerin varolması halinde aşağıdaki hususların gerçekleştirilmeleri aranır.

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

Bu özellikleri haiz bir eviricide şu ana bölümler bulunmalıdır :

- a) Frekans değiştirici ve gc devresi
- b) Frekans değiştiricisinin kontrol elemanları
- c) Otomatik kontrol elemanları.

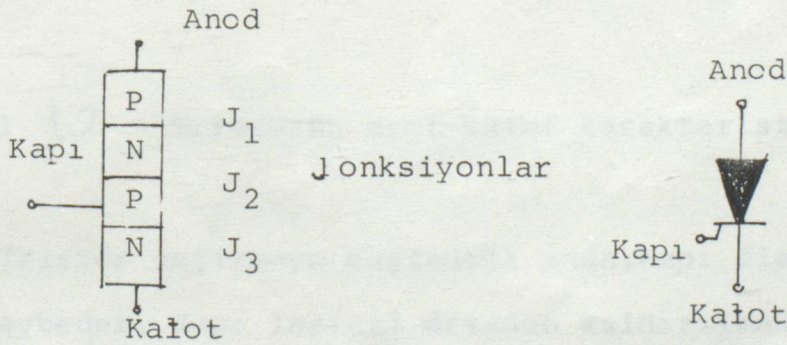
Hız ayarı için kullanılacak sistemde tahrik makinasının hızının iş makinasının yüküne ve şebeke gerilimine bağımlı olmaması gerekmektedir. Aksi halde motorun direkt olarak şebekeye bağlanmasıdan hiç farkı kalmaz. Motorun maksimum momentinin aşırı ısınma olmadan ve aşırı akım çekmeden elde edilebilmesi için eviricinin motora gerilim ve frekansı uygun olarak sağlaması gerekmektedir. Bu ayar ise eviricinin bünyesinde frekansın değişmesi halinde kendiliğinden yapılır. Çıkış geriliminin değeri eviricinin kontrol devresinin yapısına göre frekansla bağlı olarak değişir.

BÖLÜM - I

1. STATİK DOĞRULTUCULAR VE EVİRİCİLER

1.1. TRİSTÖR

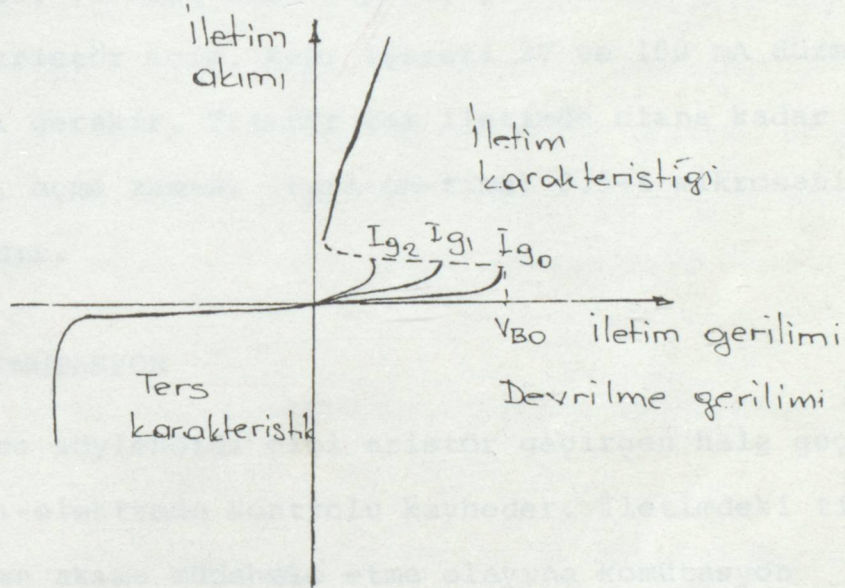
Statik güç çevirimi günümüzde tristör yoluyla sağlanabilmektedir. Şekil 1.1'den gösterildiği gibi tristör dört katlı p-n-p-n silikon katmanlarından oluşmaktadır. P katının anodu oluştururken, n-katı ucu katodu oluşturmuştur. Katoda komşu P-katı kapıyı meydana getirir. Tristör da anoda pozitif, katoda negatif bir gerilim uygulandığında kritik ileri devrilme voltajına ulaşınca kadar küçük bir sızıntı akımı geçer. Tristör, devrilme gerilim aşılsa hızla tam iletken hale geçer. Fakat bu çalıştırma şekline üretici tarafından izin verilmedikçe kullanılmamalıdır. Bunun tersi olarak anoda negatif katoda pozitif gerilim uygulandığında tristörden küçük bir sızıntı akım geçer. Eğer bu gerilim, kritik ters devrilme gerilimini aşarsa, tristör bozulabilir.



Şekil 1.1. Tristörün yapısal ve grafiksel sembolleri.

1.1.1.KAPI TETİKLEMESİ

Normalde, tristör kapı-katod fonksiyonu J_3 'ün ilettime sokan küçük bir dış darbenin verilmesiyle ilettime sokulur. Bu şekil 1.2 görüldüğü gibi, ileri devrilme geriliminin, değerini düşürür. Bunun sonucunda tristör, dış devrilme geriliminden küçük bir değerde istenilen bir anda yeterli bir kapı akımı ile başlatılabilir.



Şekil 1.2 - Tristörün anot-katot karakteristiği

Tristör geçirmeye başladığı anda, kapı elektrodu kontrolü kaybeder. Kapı işareti ortadan kaldırılmadıkça iletimi engelleme sağlanamaz ve iletim akımı tutma akımının altına düşünce iletimden çıkmış olur. Bu değer 50A lik bir tristör için yaklaşık 20 mA'dir.

Inventer uygulamaları için, steep fronted kapı işaretleri ile başlatma, farklı kapı duyarlılıkları olan tristörlerin aynı anda başlamaları için gereklidir. Kapı işareti, tristörün tutma akımından biraz büyük olan kilitleme akımından büyük bir değere anod akımın ulaşincaya kadar kesilmemelidir. Rezistif yüklerde kısa kapı işaretleri yeterlidir. Fakat indüktif yükler anot akımının yükselmesini geciktirir, ve daha uzun kapı işaretleri gerekir. Bu orta-boylu tristör için, kapı işareti 3V ve 100 mA düzeyinde olması gerekir. Tristör tam iletimde olana kadar geçen zaman, açma zamanı (turn-on-time) 0.5-4 mikrosaniye arasındadır.

.2. TRİSTÖRDE KOMÜTASYON

Daha önce söylendiği gibi tristör geçirgen hale geçtiğinde kapı-elektrodu kontrolü kaybeder. İletimdeki tirösterde akan akıma müdahale etme olayına komütasyon denir.

Tristör iletimdeyken, yüksek konsantrasyonda artı ve eksi akım taşıyıcılar bulundurur. Tristörün yönünü değiştirmenin en kolay yolu mekanik bir düğmeyle akıma müdahale etmektir. O zaman tristörün içindeki yükler tekrar birleşirler ve tristör iletime hazır duruma gelir. Bu, yüksek frekans çalışmaları için olanaklı değildir. Bunun için daha etkili statik komütasyon yolları geliştirilmiştir. Bu devreler de tristör akımına ters yönde akım akıtacak bir ters gerilim uygulanarak yapılabilir. Bu ters akım, iletim

akımını sifıra düşürür ve sonra bir kaç mikrosaniyelik bir süre için ters akım oluşturur. Ters akım J_1 ve J_3 fonksiyonlarındaki akım taşıyıcılarını tristör dışına atar. O zaman anot akımı sifıra düşer ve ters biaslı jonksiyonlar ters gerilimi engelleyebilir. Fakat akım taşıyıcıları hala J_2 fonksiyonunda bulunduğundan, bu taşıyıcıların kendiliğinden bağlanabilmeleri için ayrıca bir zaman süreci tanımlanmalıdır. Bağlanma tamamlanmadan ileri gerilim uygulanırsa, tristör hemen iletken hale geçer. Kapatma zamanı (turn-off) anod akımını sifıra düşmesi ile ilettime geçme yeteneğinin kazanılması arasındaki zaman olarak tanımlanır. Günümüzde kapatma zamanı 3-100 microsaniye arasındadır.

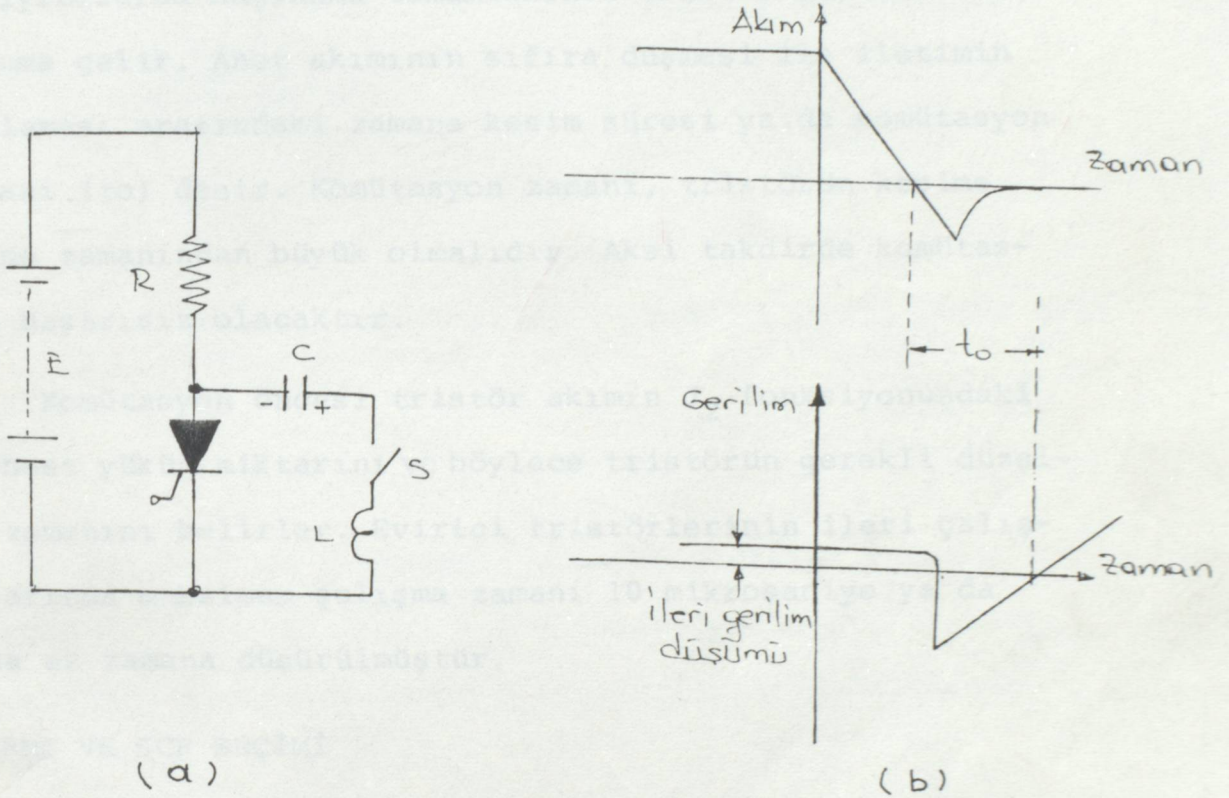
Tristör devreleri komütasyonu sağlama metodlarına göre sınıflandırılabilirler :

1. Doğal komütasyon : A.C şartlarda çalışan devrelerde oluşur.
2. Zorlamalı komütasyon : D.C. kaynaktan beslenen devrelerde, devrenin yardımcı parçaları tarafından üretilen ters gerilim anot ve katoda uygulanarak iletim akımının düşürülmesidir.

.2.1. ZORLAMALI KOMÜTASYON

Zorlamalı komütasyon için gerekli ters gerilimi uygulamanın bir yolu, daha önceden yüklenmiş kapasitörü ile -timdeki tristöre bağlamaktır. Şekil 4.3 (a) S düşmesi

bir transistörü ya da istenilen komütasyon anında ilettime sokulan tristörü gösterir. Akım ve gerilim şekilleri Şekil 4.3'de gösterilmiştir.



Şekil 4.3 - Kapasite ile zorlamalı komütasyon

a) Temel devre b) Akım ve gerilim dalga şekli.

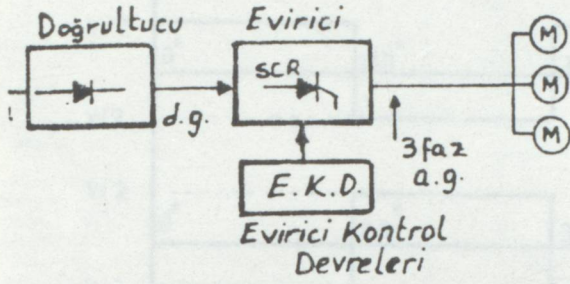
Komütasyon başlatılmadan önce iletimdeki tristörün anot-katod uçlarındaki gerilim yaklaşık 1V kadardır. Yüklü kapasitör tristöre bağlandıktan sonra iletim akımının sıfıra düştüğü ve ters akımın geçtiği kısa bir süre vardır. Bu ters akım (devrenin endüktasıyla sınırlaması), kapasitördeki yüklerdeki bir düşüşle birlikte uçlardaki serbest yükleri taşır. Bu taşıyıcı depolama etkisi (carrier storage

effect) olarak bilinir. Kapasitörde gerilim düşüş küçüktür. Şimdi D.C. kaynak kapasitörü zıt olarak yükler, gerilim terse döndüğünde, tristöre tekrar iletim yönünde gerilim uygulanır. Fakat ilettime geçmez. J_2 fonksiyonundaki taşıyıcılarda bağlanma tamamlanınca tristör ilettime hazır duruma gelir. Anot akımının sıfıra düşmesi ile iletimin başlaması arasındaki zamana kesim süresi ya da komütasyon zamanı (t_o) denir. Komütasyon zamanı, tristörün kesime geçme zamanından büyük olmalıdır. Aksi takdirde komütasyon başarısız olacaktır.

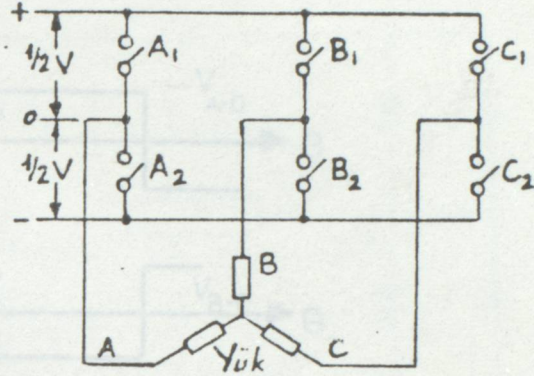
Komütasyon öncesi tristör akımın J_2 fonksiyonundaki serbest yükün miktarını ve böylece tristörün gerekli düzeltme zamanını belirler. Evirici tristörlerinin ileri çalışmalarında maksimum çalışma zamanı 10 mikrosaniye ya da daha az zamana düşürülmüştür.

1.3.EVİRME VE SCR SEÇİMİ

Evirme, Elektrik mühendisliğinde son yıllarda doğru gerilimin alternatif gerilime dönüştürülmesi anlamında kullanılmaktadır. Şekil 4'de basite irca edilmiş, tristörleri şematik olarak anahtarlar ile temsil edilen üç fazlı bir evirici görülmektedir. Şekil 4.5 'de gösterilen zaman süreleri içinde bu anahtarlar (180° , yarım periyod) kapatılmaktadır. Anahtarların kapanması için, takip edilen sıra değişmemekte fakat frekansın değiştirilmesi için anahtarların kapalı tutulduğu süre değiştirilmektedir. O, doğru gerilim (d.g.) kaynağının pozitif ve negatif baralarının ortasında olan bir referans noktası olsun. A_1 anahtarının kapatılma-



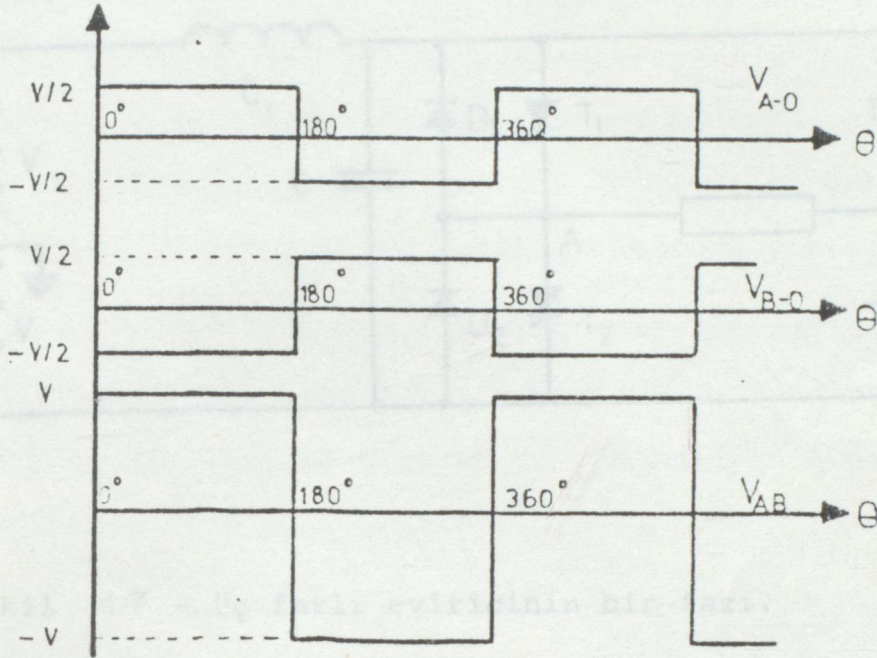
Şekil 1.4 - Frekansı değiştirilebilen sistemin blok şeması



Şekil 1.5 - Üç fazlı eviricinin tek kutuplu anahtarlar ile temsili.

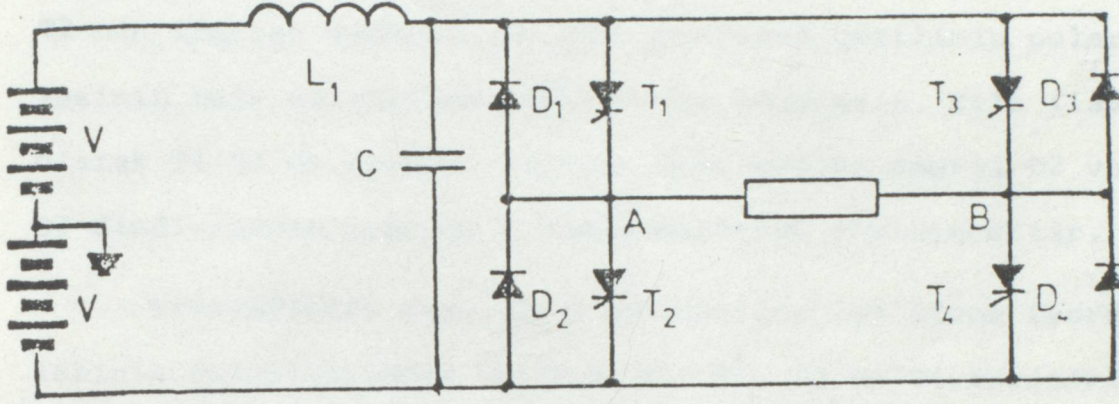
sı ile A fazı d.g. kaynağının pozitif barasına bağlı olacağından, o noktaya göre $+\frac{1}{2} V$ potansiyelinde olacaktır. A_2 anahtarı kapandığı zaman A fazı polarite değiştirmek suretiyle $-\frac{1}{2} V$ olacaktır.

Şekil 1.6 'de A ve B fazlarının referans noktasına göre yan gerilimleri görülmektedir. Bunlar V_{A0} ve V_{B0} ile gösterilmişlerdir. Faz arası gerilim ise $V_{AB} = V_{A0} - V_{B0}$ olarak bulunur. Diğer faz arası gerilimleri V_{BC} ve V_{CA} ise benzer yoldan elde edilirler, fakat aralarında 120° faz farkı vardır. Faz ve faz-arası gerilimlerinin dalga şekilleri birbirinden farklı olmasına rağmen ihtiva ettikleri harmonikler genlikleri hariç olmak üzere aynıdırlar. Harmonikler 5, 7, 11, 13 ... derecelidirler. Bu dalga şekillerinden anlaşıldığı üzere evirici kare dalga üretmekte ve dolayısıyla kare-dalga eviricisi adını almaktadır.



Şekil 4.6 - Bir fazlı eviricide 180° iletim ile elde edilen faz ve yük gerilimi şekilleri.

Şekil 4.7 'de anahtarlar yerine tristörleri yerleştirilmiş bir fazlı evirici görülmektedir. Şekilde tristörlere paralel bağlı olarak görülen diodlar "geri besleme diodları" dır. İletimde olan ve komütasyon devresi tarafından sonradan susturulan tristörden geçecek olan akımın, alternatif bir yön takip etmesi için kullanılmıştır. Zira susturulan tristörün akım akıtamayacağı bilinen bir gerçektir. Tristörün aniden susturulması akımın hızla düşmesine ve endüktif yük ucunda ters yönlü büyük bir gerilim endüklemesine sebep olur. İşte bu, geri besleme diodlarının yükten ters



Şekil 1.7 - Üç fazlı eviricinin bir fazı.

polariteli akım akıtması ile önlenir. Genellikle eviricilerde tristörlerin ilettime geçirilmesi öyle ayarlanır ki yük uçlarındaki gerilim periyodik olarak pozitif ve negatif alteranslarda değişir. Bunun temini için Şekil 1.7 'de T1-T4 ve T2-T3 periyodik olarak aynı anda ilettime geçirilirler. T1 ve T2'nin aynı anda ilettime geçmesi, d.g. kaynağının kısa devre olmasına neden olacağı için müsaade edilmez. Zira tristörlerin iletim anındaki iç dirençleri son derece küçüktür. T1 ve T4 tristörleri yüke yarım periyod boyunca akım akıtmaları gerekiyor ise T2-T3 de diğer yarım periyod içinde ters yönlü bir akım akıtırlar.

Eviricinin uçlarına endüktif bir yük bağlandığını kabul edelim. T1 ve T4 iletimde olsunlar. Bu durumda akım A dan B ye doğru olacaktır. T2'nin T1'in susturulmasından sonra ilettime geçmesi halinde, yükte depo edilen enerjiden

dolayı meydana gelen akım D2 diodundan akacaktır. Bu hal T2 nin ilettime geçmesi ile yük uçlarında gerilimin polaritesinin ters edilmesine kadar devam edecektir. T1'e ilave olarak T4'ün de susması halinde depo edilen enerji D2 ve D3 diodlarından geçerek C kondansatörünü yükleyecektir.

Tristörlerin kapılarına gönderilen tetikleme işaretlerinin geciktirilmesi halinde T1, T2, T3 ve T4 tristörleri daha geç ilettime girecek ve yük uçlarında değişik dalga şekilleri elde edilecektir.

L_1 ile gösterilen bobin, tristörlerin ilettime veya kesime geçme anlarında oluşması mümkün olan akım darbelerinin bastırılması için kullanılır. Aynı zamanda tristörlerin kesime geçmeleri için gereken zamanın artmasına yol açar.

Yukarıda verilen izahattan anlaşıldığı üzere evirici devrelerinde gerilim alternansının değişim veya darbenin genişliğinin süresi ani olarak meydana gelmekte, keza darbe başlangıcı için pratikte zaman kaybı olmadan arzu edilen tepe değerine varması istendiği görülmektedir. Bu durumda evirici devrelerinde kullanılması gereken tristör elemanları yapı itibari ile diğer maksatlar için kullanılan güç elektroniği kapsamlı cihazlarda bulunan tristörlerden farklı olmalıdırlar. Yarı iletken malzemenin imalatçısı tarafından verilen değerlerin gayet dikkatli incelenerek, vermek istediği anlam elde edilmeye çalışılmalıdır. Akım değerlerinin anodun sıcaklığı ile ilgili olması gerekir. Örneğin anod sıcaklığı 35°C olan ve 100 A lik biryarı iletkenin

kapasitesi aynı sıcaklığı 100°C olan 60 A lik bir değerinden daha düşük kapasiteli olabilir. Malzemedeki sıcaklık artışını etkileyen faktör akım olduğuna göre, akımın cinsi hakkında bilgi edinmek yerinde olur. Genellikle bütün plaka değerleri sinüzoidal giriş ve 180° iletim durumu için verilirler ve herhangi bir silikonlu diod ile mukayese edilirler. Sıcaklık akımın maksimum efektif değeri ile tespit edilir. Çünkü devredeki muhtelif ek malzemeleri (lehim, vs.) hesaba dâhil etmek gerekir.

Kapı devresi için gerilim ve akım değerleri, ateşleme zamanları ile beraber verilirler. Sigorta için I^2t değeri, kesim ve tıkama gerilimleri diğer gerekli olanlarla beraber belirtilirler. Bugün teknoloji 2 MVA yük taşıyabilecek yüksek gerilim ve akımlı tristör yapımını gerçekleştirmiş bulunmaktadır.

Evirici tristörlerinin en önemli karakteristik değerlerini şöyle sıralamak mümkündür :

1. Kesim durumunda uçlarında bulunması gereken gerilim
2. Tristöre uygulanan ters yönlü gerilim
3. Sinüzoidal olan şebeke geriliminin tepe değerleri
4. Saf doğru akım değeri
5. Sürekli yük halinde 20 ms. süreler için ortalaması alınmış akım değeri
6. Sürekli yük halinde doğru akımın efektif değeri
7. Darbe yük akımının yarı periyoddaki tepe değeri
8. Tristör kesime geçtikten sonra birim zamanda akım artışı (di/dt).

Verilen izahatlardan anlaşıldığı gibi eviricilerde kullanılması gereken tristörlerin diğerlerine mukayese ile daha süratli olmaları, yani daha çabuk kesime geçebilmele-ri ve iletme geçme yetenekleri olmaları gerekir. Ayrıca sistemin karakteri icabı meydana gelecek periyodik açıp kapamalar esnasında doğacak akım ve gerilim darbelerine de dayanıklı olmaları gerekecektir. Bugün kesime geçme süresi tristörlerde 10 mikrosaniyenin altına inmiştir.

Eviricilerin en kompleks çalışma şekli darbe-genişli-ği modülasyonu (DGM) uygulayanlardadır. Buna göre geniş bir frekans bandında, kaliteli ve temiz dalga üretebilmek için, hızlı kesime ve iletme geçen tristörler kullanılır. Tris-törün yüksek frekanslarda çalışmasından başka, güç devre -sindeki kayıpların düşük ve çıkış empedansının küçük olması gerekir. Bir çok eviricinin güç devresinin analizi Mc Murray eviricisinin yapımında büyük rol oynamıştır.

(19, 2, 3, 4, 5)

BÖLÜM - 2

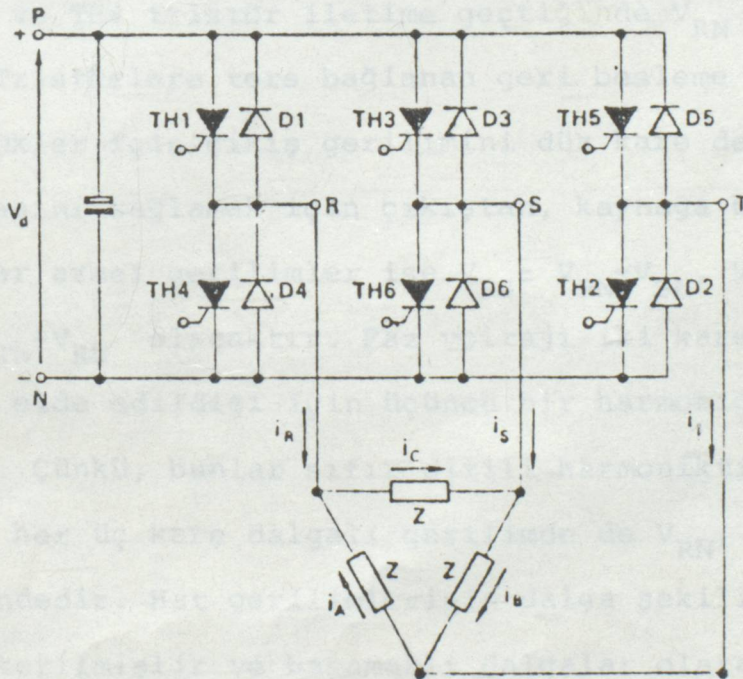
2. D.C.DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

2.1. GİRİŞ

D.C.dönüştürücüler, iki değiştirme bölümünden oluşur ki, A.C şebekesinden gelen güç ilk olarak D.C. çevrilir, sonra da değişken frekanslı A.A. çevrilir.

2.2. 3 FAZLI ALTI BASAMAKLI TEMEL EVİRİCİ DEVRESİ

Statik dönüştürücü, 3 fazlı değişken frekanslı ve değişken gerilim oluşturması gereklidir. En basit 3 fazlı dönüştürücü Şekil 2.4 'de gösterilmiştir. Devrede giriş ve komütasyon devreleri açıkça ihmal edilmiştir.



Şekil 2.4 - 3 Fazlı temel evirici devresi ve üçgen bağlı yük.

Uygun komütasyon devrelerine ilerideki bölümde değineceğiz. Fakat temel dönüştürme komütasyon metodlarından bağımsızdır.

R,S net uçları sırayla D.C kaynağının (+) ve (-) uçlarına iletimde olan bir tristör ile bağlanmaktadır. Dönüştürücünün R,S ve T çıkışlarından elde edilen sinyaller arasında 120° lik bir faz farkı meydana gelmektedir. Dönüştürücünün çıkış frekansı iletim aralığı frekansına bağlıdır.

2.1. GERİLİM DALGA ŞEKİLLERİ

Negatif D.C. hattı referans noktası olarak alınır ve anlık komütasyon varsayılırsa çıkış gerilimleri V_{RN} , V_{SN} ve V_{TN} , Şekil 2.2 gibi kare dalga şekline sahip olurlar. TH1 tristör iletime geçtiğinde V_{RN} kaynak voltajı olan V_d 'ye ve TH4 tristör iletime geçtiğinde V_{RN} sıfıra eşittir. Tristörlere ters bağlanan geri besleme diyotları reaktif yükler için çıkış gerilimini düz kare dalga şeklinde olmasını sağlamak için çıkıştan, kaynağa bağlanmaktadır. Fazlar arası gerilimler ise $V_{RS} = V_{RN} - V_{SN}$, $V_{ST} = V_{SN} - V_{TN}$ ve $V_{RT} = V_{TN} - V_{RN}$ olacaktır. Faz voltajı iki kare dalganın farkından elde edildiği için üçüncü bir harmoniği ve çarpmanı yoktur. Çünkü, bunlar sıfır dizili harmoniktirlerdir. Bu yüzden her üç kare dalgalı gerilimde de V_{RN} , V_{SN} ve V_{TN} faz şeklindedir. Hat gerilimlerinin dalga şekilleri Şekil 2.2'de gösterilmiştir ve basamaklı dalgalar olarak adlandırılmaktadır.

Fourier analizine göre gerilim değeri :

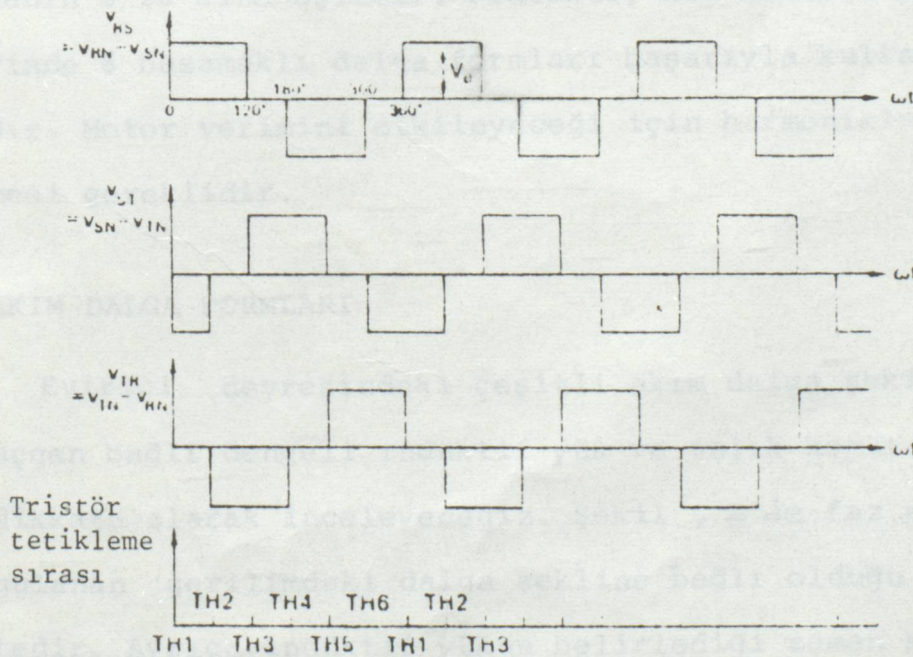
$$V_{RS} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_d \left\{ \sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \dots \right\}$$

r.m.s değeri $\sqrt{2/3} V_d$ veya $0,816 V_d$ dir, ve temel bileşenin r.m.s değeri $\sqrt{6} V_d / \pi$ veya $0,78 V_d$ dir. Yıldız bağlı yük durumundaki gerilim şekli Şekil 2.3'de gösterildiği gibi $V_d/3$ ve $2V_d/3$ 'lük basamakları olan dalga formuna sahiptir. Hat ve faz gerilimlerinin harmonikleri de aynıdır.

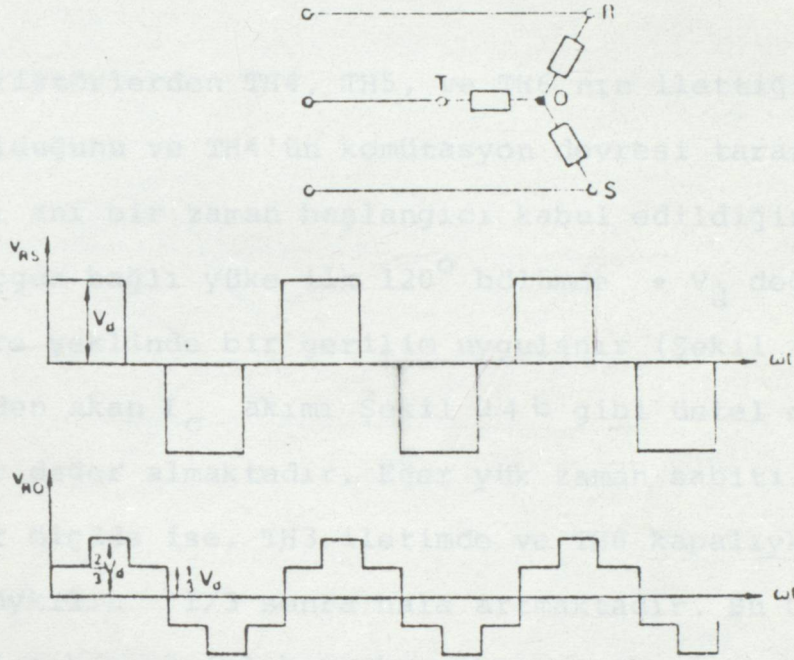
Faz geriliminin formülü :

$$V_{Ro} = \frac{3}{\pi} V_d \left\{ \sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \dots \right\}$$

Bu hat ve faz gerilimlerinin dalga formları 6-basamaklı dalgalar olarak adlandırılır. Çünkü her periyotta 6-üniform aralığı olan dönüştürücü tarafından üretilmektedir.



Şekil 2.2 - 3 Fazlı evirici köprüsünün altı basamak çalışması durumu için dalga şekilleri



Şekil 2.3 - Yıldız bağlı yük için altı basamak durumu için fazlar arası ve faz-nötr gerilimleri.

En düşük harmonik 5.harmoniktir ki genliği esas dalga-
nın % 20'sine eşittir. Pratikte, hız kontrol sistemle -
rinde 6 basamaklı dalga formları başarıyla kullanılmakta-
dır. Motor verimini etkileyeceği için harmoniklerin elen-
mesi gereklidir.

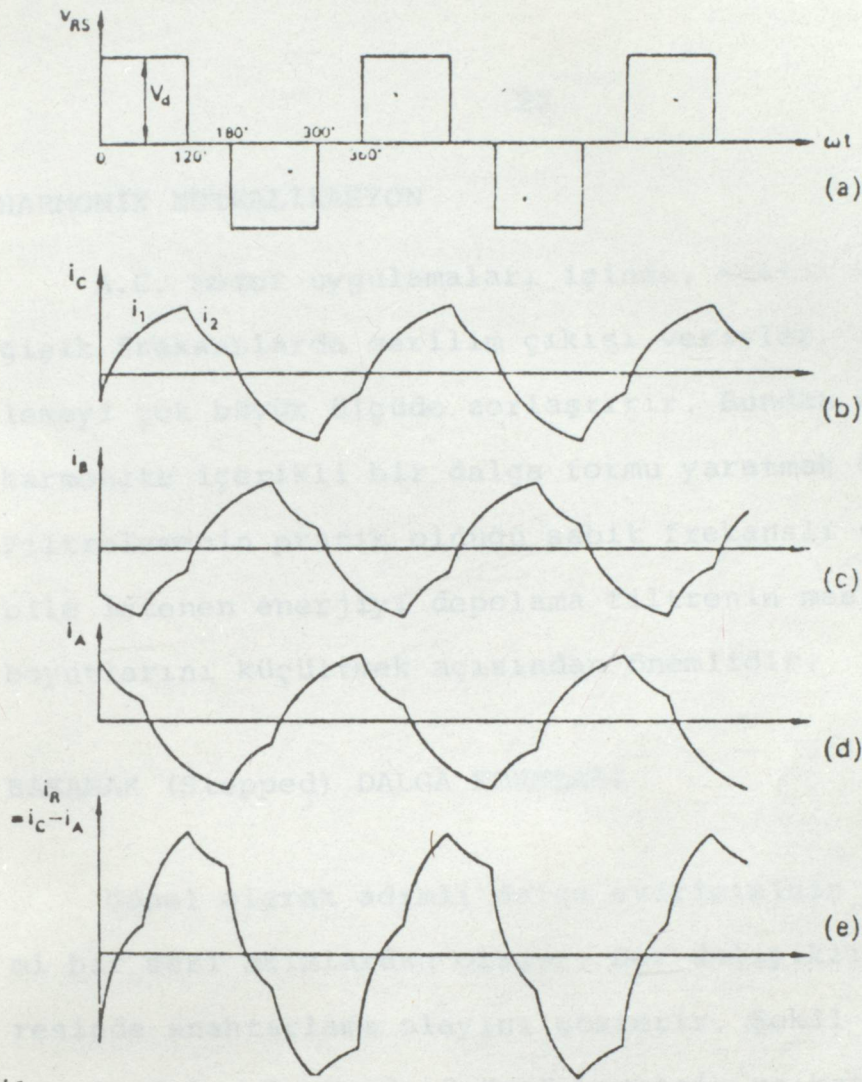
.2. AKIM DALGA FORMLARI

Evirici devresindeki çeşitli akım dalga şekillerini
üçgen bağlı dengeli indüktif yük ve anlık komütasyonları
dikkate alarak inceleyeceğiz. Şekil 2.2'de faz akımı uy-
gulanan gerilimdeki dalga şekline bağlı olduğu görülmek-
tedir. Ayrıca indüktif yükün belirlediği zaman sabitinin

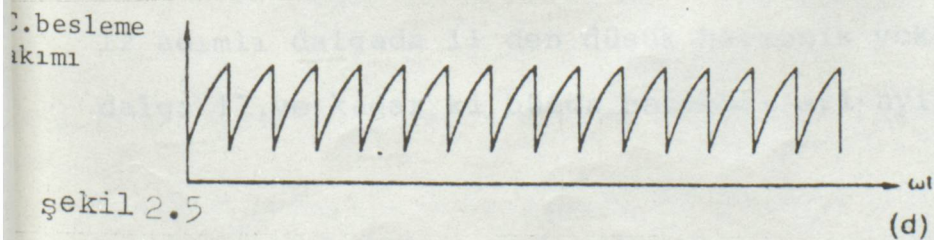
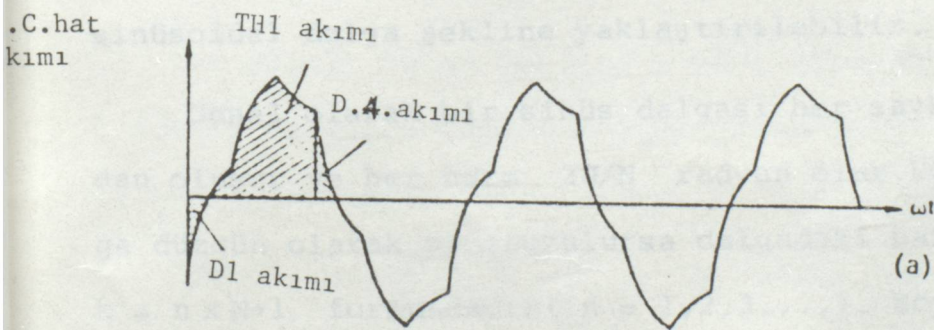
de etkinliği gözlenmektedir. Şekil 2.4 'de I_R , I_S , I_T hat akımları ve I_A , I_B , I_C faz akımları gösterilmektedir.

Tristörlerden TH4, TH5, ve TH6 nın ilettiği TH1 kapalı olduğunu ve TH4'ün komütasyon devresi tarafından kapandığı anı bir zaman başlangıcı kabul edildiğini varsayalım. Üçgen bağlı yüke ilk 120° bölümde $+V_d$ değerine sahip kare şeklinde bir gerilim uygulanır (Şekil 2.4.a). Yük üzerinden akan I_C akımı Şekil 2.4.b gibi üstel olarak artan bir değer almaktadır. Eğer yük zaman sabiti kabul edilebilir ölçüde ise, TH3 iletimde ve TH6 kapalıyken faz akımın, saykılın $1/3$ sonra hala artmaktadır. Bu C fazının her iki çıkışını (+) kaynak noktasına bağlar ve faz gerilimini sıfıra indirir. Fakat reaktif akım bileşeni TH1 ve D3 den oluşan kapalı devreden akım akıtır. Bu sırada Şekil 2.4.b. I_2 ile gösterilen faz akımı sıfıra düşer. Diğer yarı saykılta TH4 ilettime geçtiğinde yüke V_d gerilimi ters yönde uygulanmış olacaktır. Diğer fazlarda akımlarda aynı şekilde akarak devresini tamamlayacaktır. Hat akımları Şekil 2.4.e.'de görüldüğü gibi faz akımlarının farkına eşittir $I_R = I_C - I_A$.

Her yıldız bağlı yükün üçgen bir karşılığı olduğu için yıldız bağlı yükün kat akımı Şekil 2.4.e 'ye eşittir. Şekil 2.3 'deki faz gerilimi ile Şekil 2.3.e'deki hat akımı arasındaki karşılaştırma faz voltajındaki basamak farklılıklarının akımda exponantiel farklılıklar yarattığı görülmektedir.



Şekil 2.4 - Altı basamak eviricinin üçgen bağlı indüktif yükü beslemesi durumunda faz akım ve gerilimleri
 a) Hat gerilimi, b) Faz akımları, c) A.C.hat akımı



şekil 2.5

(d)

- Altı basamak eviricinin indüktif yükü besleme durumu için akım şekilleri
 a) Tristör akımı diyod akımı b) D.C.besleme akımı

.3. HARMONİK NÖTRALİZASYON

A.C. motor uygulamaları içinde, statik eviriciler değişik frekanslarda gerilim çıkışı verirler, bu da filtrelemeyi çok büyük ölçüde zorlaştırır. Bundan dolayı düşük harmonite içerikli bir dalga formu yaratmak önemlidir. Filtrelemenin pratik olduğu sabit frekanslı uygulamalarda bile istenen enerjiyi depolama filtrenin masraflarını ve boyutlarını küçültmek açısından önemlidir.

.1. BASAMAK (Stepped) DALGA FORMLARI

Genel olarak adımlı dalga eviricisinin çıkış gerilimi bir seri akımlardan oluşur. Her değişiklik evirici devresinde anahtarlama olayını gösterir. Şekil 2.3 'de 6 adımlı dalga formunda üçüncü harmonik ve katları, temel dalganın % 31.8'dir. Daha kompleks devreler için daha fazla tristör kullanarak gerilimi formundaki adımlar ideal sinüsoidal dalga şekline yaklaştırılabilir.

Genel olarak bir sinüs dalgası her saykılta N adımdan oluşur ve her adım $2\pi/N$ radyan olur. Eğer adımlı dalga düzgün olarak oluşturulursa dalgadaki harmonikler $k = n \times N + 1$ formundadır ($n = 1, 2, 3, \dots$). Böylece 6 adımlı dalgada olan temel prensip harmonikler 5. ve 7. olanıdır. 12 adımlı dalgada 11 den düşük harmonik yoktur. 18 adımlı dalga 17.ye kadar ki bütün harmonikleri ayırır.

Adımlı dalgaların toplam harmoniğini minimize etmek amacıyla her adımın gerilim seviyesi oluşturulan sinüs dalgasındaki ortalama gerilim değerine eşit olmalıdır. Böylece her adımın yüksekliği şununla orantılıdır.

$$V_m = \int_{\theta_{m-1}}^{\theta_m} \sin \theta \cdot d\theta$$

$$\theta_{m-1} = (m-1) \frac{2\pi}{N}, \quad \theta_m = m \cdot \frac{2\pi}{N}$$

ve

$$1 < m < N$$

Bunun sonucu, en düşük harmoniğin bir saykıldaki adım numarasından bir düşük olduğu bir dalga formu oluşur ve k harmoniğin genliği temel genliğin 1/k'ı kadardır. Bu adımlı dalga formları üç fazlı sistemlerde kullanıldığı zaman ani gerilimlerin toplam değeri sıfır olduğu için saf sinüs dalgasında olduğu gibi üç bağlantıda da mümkündür.

12 adımlı dalga Şekil 2.6 gibi görünür. Genellikle 6 adımlı dalganın harmonik içeriğinin aşırı olduğu yerlerde kullanılırlar.

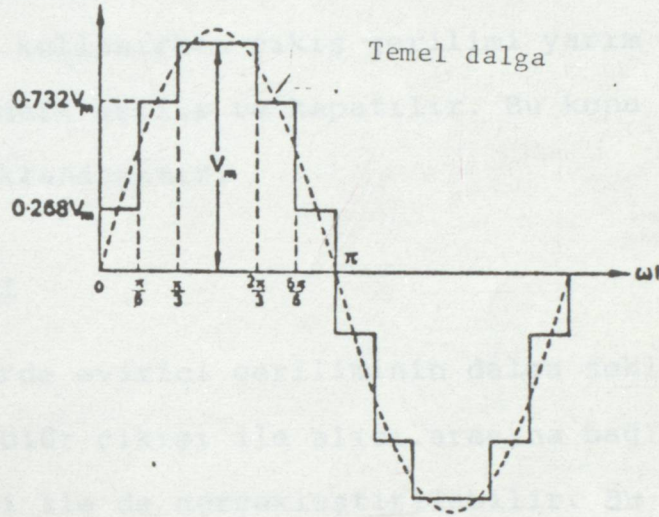
$$\text{Temel genlik } V_1 = \frac{\pi V_m}{3}, \quad V_m = \text{max. adım yüksekliği}$$

Diğer step genlikleri de $0.268 V_m$ ve $0.732 V_m$ 'dir.

12 adımlı dalga formunun Fourier açılımı şöyledir :

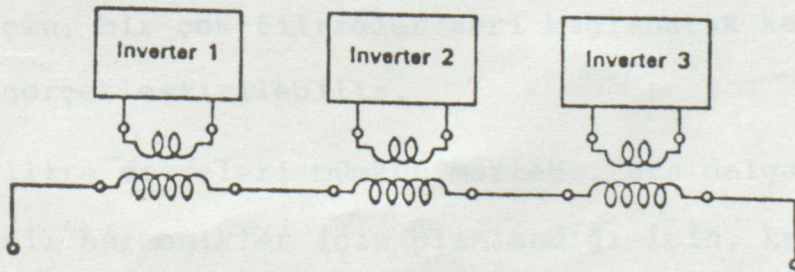
$$V = \frac{\pi}{3} V_m \left\{ \sin \omega t + \frac{1}{13} \sin 11 \omega t + \frac{1}{13} \sin 23 \omega t + \frac{1}{25} \sin 25 \omega t \right\}$$

Toplam harmonikli temel harmoniğin % 15.22 sidir.



Şekil 2.6 - Oniki basamak dalga şekli

Basamaklı gerilim dalga şekli bir kaçtane PWM birleştirerek veya kare dalga gerilimlerinden oluşturulur. Her dönüştürücünün PWM uygun olarak düzeltilirse çıkış transformator oranı düzgün olarak seçilirse ikinci tarafların seri bağlantısı istenilen dalga formunu verir.



Şekil 2.7

Dönüştürücü çıkışlarının seri bağlantısıyla oluşmuş adımlı voltaj şekli.

2. HARMONİK SİLMENİN DEĞİŞİK METODU

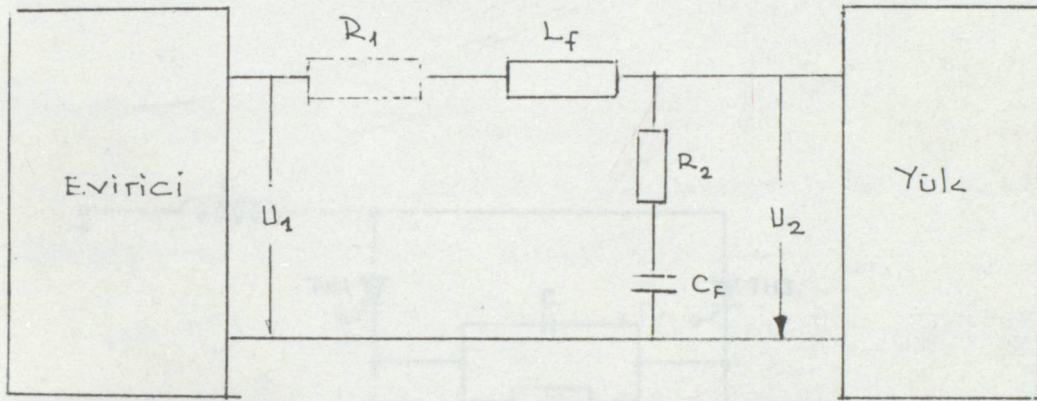
Düşük sıralı harmonikler yükleme geriliminin her yarım saykılta seçilmiş uygun aralıklarla değiştirmek suretiyle ayrılabilir. Yüksek açıp-kapama frekansında P.W.M (pulse width-modulation) harmonik azaltma için avantajlıdır. Bu tekniği kullanırken çıkış gerilimi yarım saykıl içinde bir çok defa açılır ve kapatılır. Bu konu gerilim kontrolunda açıklanacaktır.

3. FİLTRE DEVRELERİ

Bazı hallerde evirici geriliminin dalga şeklinin düzeltilmesi, ondülür çıkışı ile alıcı arasına bağlanan filtre devreleri ile de gerçekleştirilebilir. Bu amaçla Şekil 2.8 'da görüldüğü gibi bir L-C Filtresi kullanılabilir. Böyle bir filtre, gerilimin ana dalgası paralel bağlı C_F kondansatörünün uçlarında oluşacak ve evirici geriliminin harmonikleri seri bağlı olan L_F endüktivitesinde mümkün mertebe süzülecek şekilde planlanmıştır. Yüksek mertebeli harmoniklerin osilasyonunu bastırmak gayesi ile filtre devresinde R_1 ve R_2 amortizasyon dirençlerinin kullanılması düşünülebilir. Filtre özelliklerinin iyileştirilmesi için, bir çok filtreler seri bağlanarak kaskat bağlantılar gerçekleştirilebilir.

Filtre devreleri mümkün mertebe, ara dalganın ω katı frekanslı harmonikler için planlandığı için, kullanılırken evirici çıkış frekansının sabit kaldığı kabul edilir. Bu

yüzden çıkış frekansı değişken olan, örneğin döner alanlı makinaların beslenmesi için kullanılan eviricilerde, belirli bir frekansı geçen filtreler kullanılamazlar

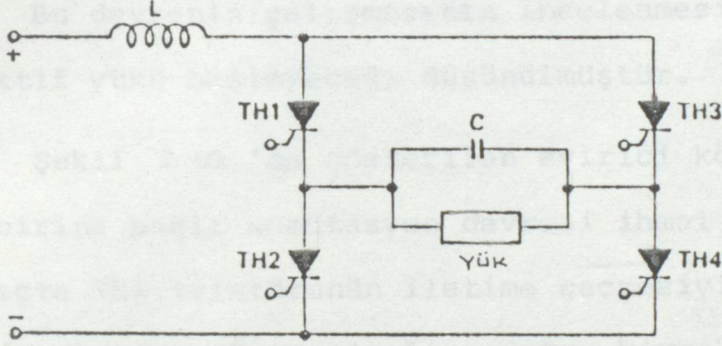


Şekil 16.6.1 Evirici çıkışındaki dalga düzeltici filtrenin kullanılması.

(16.6.1)

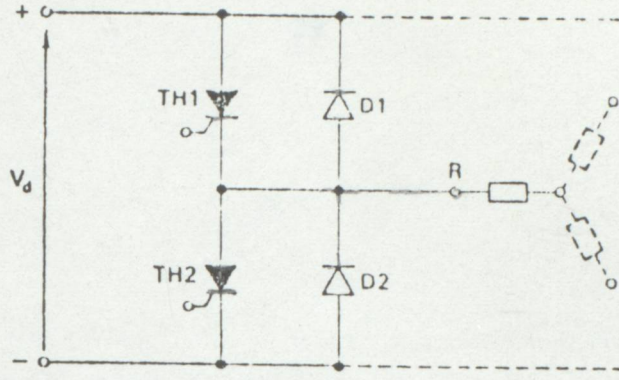
4. ZORLAMALI KOMÜTASYON METODLARI

Zorlamalı komütasyonun basit ve etkili metodlarla geliştirilmesi statik evirme alanında ana problem olmuştur. Şekilde tek fazlı köprü dönüştürücü ile paralel bağlı kapasitörlü komütasyon devresi gösterilmiştir.



Şekil 2.9 - Tek fazlı paralel kapasitör komütasyonlu köprü dönüştürücü.

TH1 ve TH4 iletimde olduğunu kabul edelim. C kapasitörün sol plakası + olacak şekilde yüklenmiş olacaktır. TH2 ve TH3 iletme sokulduğunda TH1 ve TH4 iletim dışı kaldığı zaman kapasitör yük üzerinden boşalır, ve ters yönde şarj olmaya başlar. Uygun seçilmiş devre elemanları komütasyon ve tristörler için gerekli erişim zamanını belirler.



Sekil 2.10 - Evirici köprüsünün bir bacağı.

1.1.IMPULSE KOMÜTASYON METODU

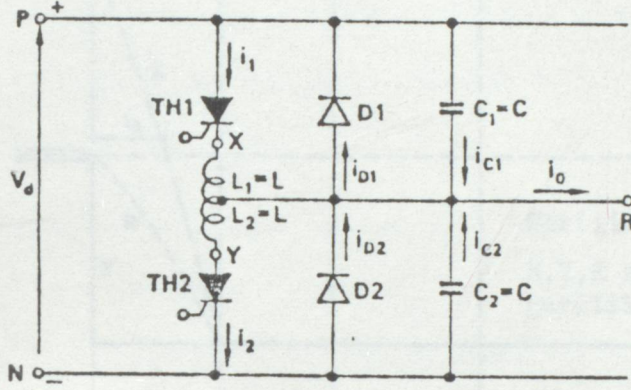
Bu devrenin çalışmasının incelenmesin de eviricinin indüktif yükü besleyeceği düşünülmüştür.

Şekil 2.10 'de gösterilen evirici köprü ayakların - dan birine bağlı komütasyon devresi ihmal edilmiştir. Başlangıçta TH1 tristörünün ilettime geçmesiyle pozitif besleme terminalinden, R terminaline doğru bir akım akıtır. Bir başka tristör vasıtasıyla negatif uca bağlanır. TH1 ilettime çıktıktan sonra indüktif yük akması geri besleme diyo- du D1 üzerinden akmaya devam eder.

2. McMURRAY - BEDFORD DEVRESİ

Şekil 2.11.de McMurray-Bedform tristör komütasyon metodu kullanan çok fazlı köprü eviricinin bir ayağı gösterilmiştir.

A aralığı, Başlangıçta TH1 tristörünün ilettime geçtiğini kabul edelim. Bu anda D.C kaynağın pozitif tarafından bir yük akım çekilir. Yüksek indüktif güçlerde akımın değişim oranı küçüktür ve L_1 indüktörü üzerindeki gerilimi

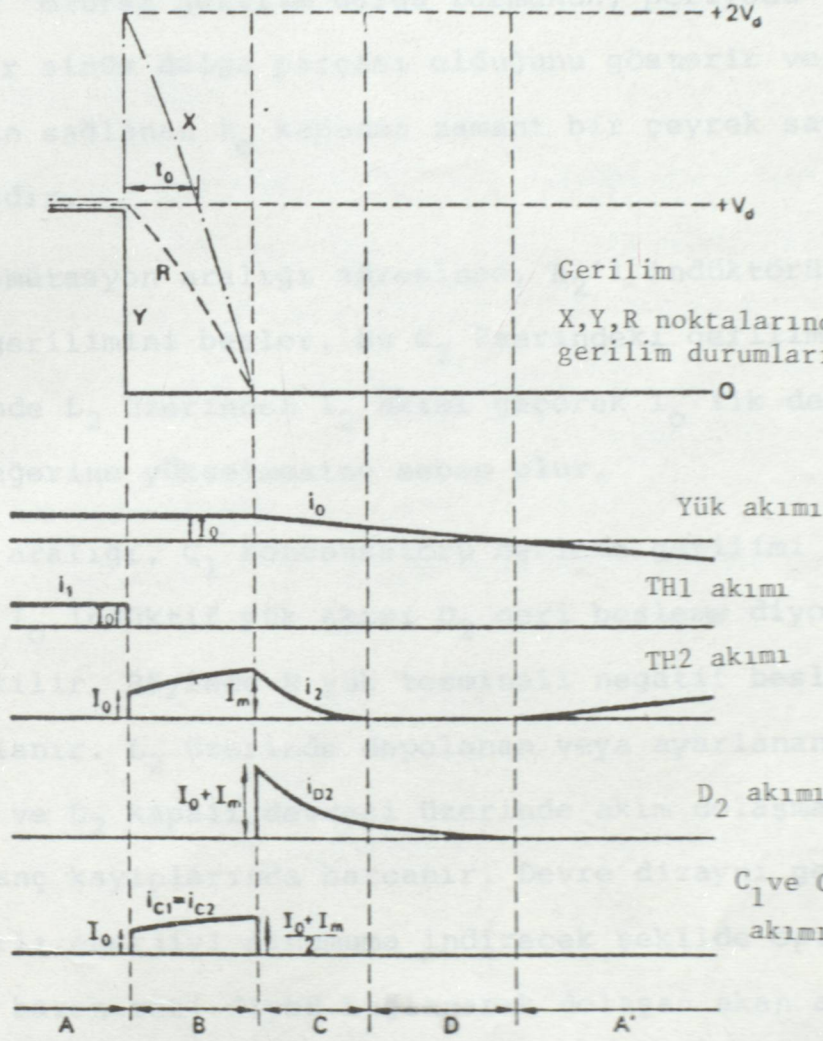


Şekil 2.11 - Mc Murray-Bedford komünütasyon metodu için evirici köprünün bir bacağı

düşürür. Besleme gerilimine göre ihmal edilebilir. R terminalindeki yük bu yüzden pozitif besleme hattına etkin olarak bağlanır. Bu esnada C_2 kapasitör V_d besleme kaynağı gerilimiyle yüklenir.

B aralığı, TH1 tristörünün iletimden çıkıp TH2 tristörünün iletime geçtiğini kabul edelim ve kaynağın negatif ucunu yüke L_2 indüktörü üzerinden aktarmış oluruz. C_1 ve C_2 kondansatörlerinin gerilimi aniden değişmez. Böylece X noktasının potansiyeli negatif D.C hattına göre $+2V_d$ ye yükseltir. Bu ise TH1 üzerinde zıt yönlü bir gerilim olarak gözükcektir. Bu etki tristörün kapanmasına sebep olur.

C_2 kondansatörü boşalırken L_2 uçlarındaki gerilim azalır böylece L_1 de indüklenmiş gerilim azalır. Aynı anda



- McMurray-Bedford devresi için akım ve gerilim dalga şekilleri.

C_1 kondansatörü besleme gerilimine kadar yüklenecektir. Kısa bir süre sonra C_1 'in L_1 nedeniyle ters kutuplanmayı aşmasıyla TH1 iletim yönünde kutuplanır. Eğer $L_1=L_2=L$ ve $C_1=C_2=C$ olursa gerilim dalga formunun, periyodu $2\pi\sqrt{2LC}$ olan bir sinüs dalga parçası olduğunu gösterir ve devre tarafından sağlanan t_0 kapanma zamanı bir çeyrek saykıldan daha azdır.

Komütasyon aralığı süresince, L_2 'i indüktörü C_2 kapasitör gerilimini besler. Bu C_2 üzerindeki gerilimi sıfıra indiğinde L_2 üzerinden I_2 akımı geçerek I_0 ilk değerinden I_{max} değerine yükselmesine sebep olur.

C aralığı, C_1 kondansatörü besleme gerilimi ile yüküdür. I_0 indüktif yük akımı D_2 geri besleme diyodu üzerinden çekilir. Böylece R yük terminali negatif besleme hattına bağlanır. L_2 üzerinde depolanan veya ayarlanan enerji $L_2, TH2$ ve D_2 kapalı devresi üzerinde akım dolaşması sebebiyle direnç kayıplarında harcanır. Devre dizaynı genellikle bu ayarlı enerjiyi minimuma indirecek şekilde optimize edilir ve bazen seri diyod bağlanarak dolaşan akan akım azaltılarak hızlandırılabilir. Böylece tristör ve diyot üzerinden geçen akan oranlarının azaltılmasına izin verir.

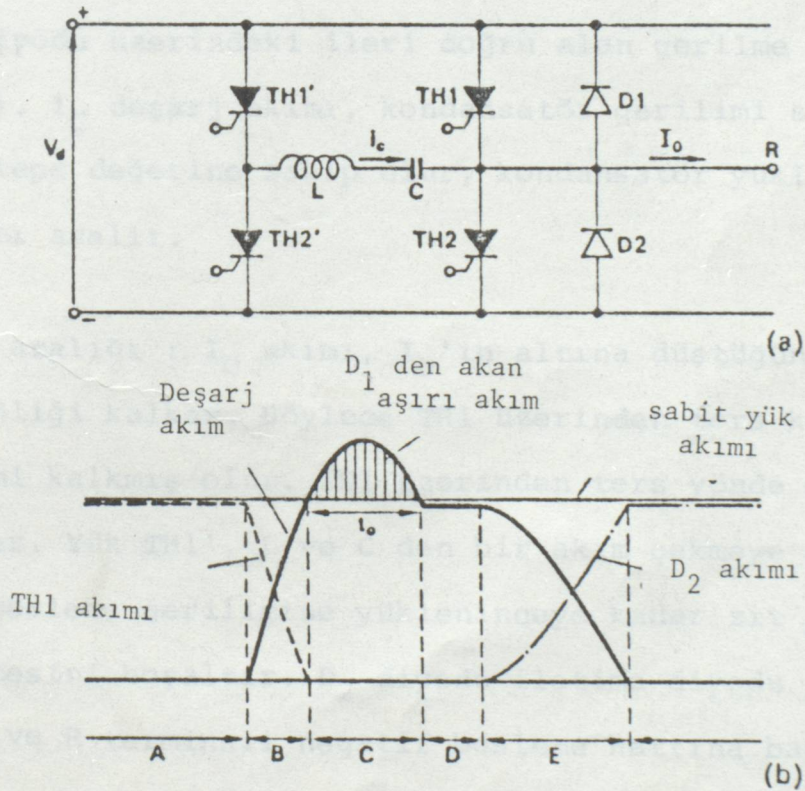
D aralığı, dolaşan akım sıfıra indirildiğinde komütasyon işlemi tamamlanır. Fakat D_2 diyodu üzerinden akım akmaya devam eder.

A' aralığı, Yük akımı sonradan sıfıra iner ve yönünü değiştirir. D_2 kesime geçer TH2 tarafından akım artışı yeni yönde yapılır.

Bir McMurray-Bedford devresi ayarlı çıkış transformatorü vasıtasıyla ayarlı enerjinin D.C kaynağına dönmesine izin verecek şekilde düzenlenmelidir. Her saniyede yapılan komütasyon yüksek işlem frekanslarında verimi arttırır.

3. Mc-MURRAY DEVRESİ :

McMurray-Bedford devresinde tamamlayıcı tristör iletime geçtiğinde komütasyon başlamış olur. McMurray'un bir başka alternatif metodu, yüksek Q 'lu indüktans -kapasitans oluşan devreyi ana tristöre paralelleyen bir yardımcı tristör kullanılır. Şekil 2.42 'de bu prensibe uygun çalışan köprü dönüştürücünün bir bacağı gösterilmiştir. Burada TH1 TH1'in komütasyona geçirecek yardımcı tristör olarak kullanılmıştır.



Şekil 2.42 - McMurray komütasyon için evirici köprüsü ile bacağı
a) Temel devre b) Akım dalga şekli.

A aralığı : TH1 tristörünün iletimde olduğunu kabul edelim. Böylece yük terminali (R), besleme hattının pozitif ucuna bağlanır. TH2 iletime geçmeden önce kapasitenin sağ-plakası pozitif olmalı kaydıyla yüklenmiş olur.

B aralığı : TH1' tristörünün iletime geçirmek için tetiklendiğinde TH1', LC ve TH1 den ibaret osilator devresi üzerinden C kondansatörü boşalmaya başlar. I_C akımı sıfırdan başlayarak artarken, iletimdeki tristöre akımını sıfıra doğru azaltır. Şekil 2.42.b 'de gösterildiği gibi,

C aralığı : Yük akımı I_O yük endüklansı tarafından sabit tutulurken, deşarj akımı I_C , I_O , aşar, bu fazla akım D_1 geri besleme diyodu üzerinden geçer. Böylece TH1 tristörü uçlarındaki ters kutuplama gerilimini kapatır (geri besleme diyodu üzerindeki ileri doğru alan gerilme eşit olduğun da). I_C deşarj akımı, kondansatör gerilimi sıfır olduğunda tepe değerine sahip olur, kondansatör yüklendiğinde bu akımı azalır.

D aralığı : I_C akımı, I_O 'in altına düştüğünde D_1 'in iletkenliği kalkar. Böylece TH1 üzerinden ters kutuplama gerilimi kalkmış olur. TH1 üzerinden ters yönde akmaya devam eder. Yük TH1', L ve C den bir akım çekmeye devam eder. Bu V_d besleme gerilimine yükleninceye kadar zıt yüklü C kapasitesini boşaltır. D_2 diyodu iletime diyodu iletime başlar ve R terminali negatif besleme hattına bağlanır.

E aralığı : L üzerinden akan I_0 akım L deki manyetik enerjinin C kapasitesini elektrostatik alan enerjisine dönüştürünceye kadar devam eder. Bu esnada, D_2 diyodu üzerinden akan akım yük akımına eşit olunca, komütasyon ve akımın artışı tamamlanır.

Yük akımı gittikçe sifıra doğru azalır ve ters yönde akmaya başlar. D_2 diyodu kesime geçerken TH2 tristörü iletime sokulur.

McMurray devresinde I_C boşalma akımının I_0 besleme akımını aşmaması için ana tristör kapanma zamanı t_0 'dan küçük olmalıdır.

Bu devre kesimde tristör uçlarında bir veya iki gerilimlik ters gerilim oluşmasından dolayı diğer devrelerden farklıdır. Kapanmada ters akım sağlanabilen boşalma akımı tarafından sınırlanır. McMurray-Bedford devresinde tristör üzerine uygulanan komütasyon gerilimi besleme gerilimi şiddetine oldukça yakındır ve ters akım devre endüktansı tarafından sınırlanır.

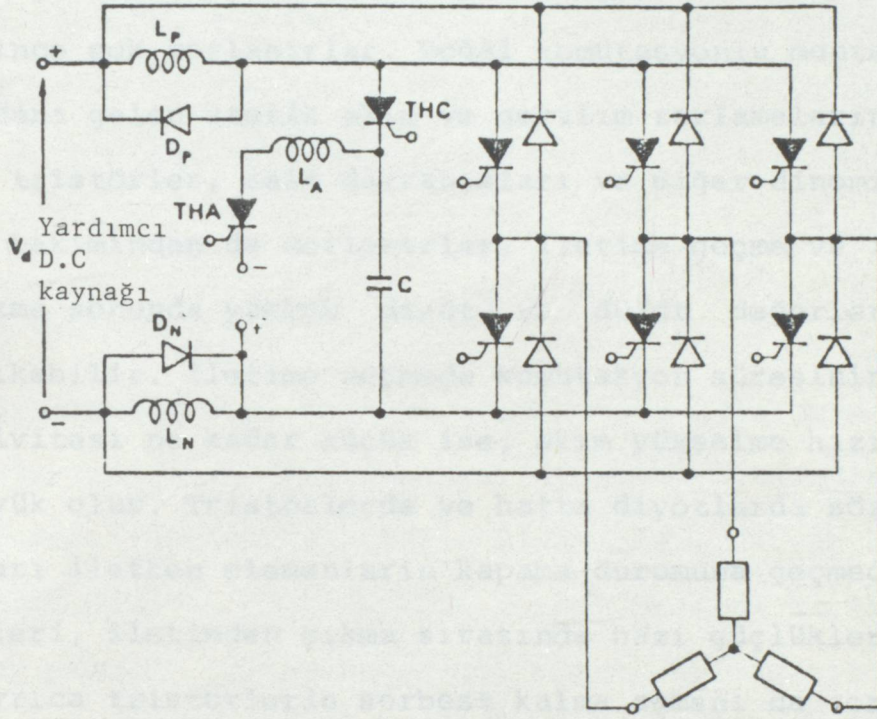
McMurray devresindeki yüksüz durumda komütasyon kayıpları oldukça küçüktür. Ve yüksek dönüştürücü verimine ulaşılabilir. C kondansatöründeki gerilim I_0 yük akımı ile komütasyon geçişi sonuna kadar oluşur ve böylece devrenin komütasyon yeteneği yüklerle birlikte kendiliğinden artmış olur. McMurray-Bedford devresi az yüklü şartlarında düşük dönüştürücü verimi sonucu yüksüz durumda büyük komütasyon durumlarına sahiptir.

4. DEVRE GİRİŞİNDE KOMÜTASYON (Input-circuit comuntation)

Her bir tristörün komütasyonu yerine evirici devresini bir bütün olarak komite etmek mümkündür. Bütün tristörler kapatıldığında bölümdeki bir sonraki tristör dizisi tetiklenir. Bu komütasyona giriş devresinde komütasyon ve D.C taraflı komütasyon olarak adlandırılır. Şekil 2.13 böyle bir tipik devre gösterilmiştir.

TH4 tristörü tetiklendiğinde C komütasyon kapasitesinin üst plakası yardımcı kaynağın negatif ucu bağlanarak şarj olur. L_A bobini aşırı salım yaparak kondansatör geriliminin yardımcı besleme geriliminden daha büyük değere çıkartır. Komütasyona geçileceği zaman THC tetiklenerek C kapasitörü tristör köprüsü uçlarına bağlanır.

L_P ve L_N indüktörleri gerilim düşürmek için kullanılmıştır. Daha önce iletimde olan tristörleri kapatmaya yetecek bir aralığa sahip olan C kapasitesi üzerindeki negatif gerilim ters döner. Kapasite V_d beslemesine kadar yüklenir. L_P ve L_N bobinlerine D_P ve D_N diyodları bağlı olduğundan kapasite geriliminde aşırı yükselme olmaz. THC tristörü bir anda kapanır. Köprü tristörü bir sonraki çalışma için tetiklenir. THA tristörü de bir sonraki komütasyon için C kondansatörünü yüklemek için tetiklenir. 19 .



Şekil 2.13- Giriş devre komütasyonu için 3 fazlı evirici devresi

6, 17, 18)

BÖLÜM - 3

3. ZORLAMALI KOMUTASYONLU MONTAJLARDA TRİSTÖRLERİN ZORLANMASI

Zorlamalı komütasyonlu frekans değiştiricilerde tristörler, çok hızlı olan komütasyon olayları nedeni ile alabildiğince çok zorlanırlar. Doğal komütasyonlu montajlar da meydana gelen statik akım ve gerilim zorlamalarından başka, tristörler, salt davranışları ve diğer dinomide özellikler bakımından da zorlanırlar. İletime geçme ve iletimden çıkma sonunda yüksek di/dt ve dU/dt değerleri ortaya çıkabilir. İletime geğmede komütasyon süresinin kaçak endüktivitesi ne kadar küçük ise, akım yükselme hızı o kadar büyük olur. Tristörlerde ve hatta diyotlarda sözkonusu olan yarı iletken elemanların kapama durumuna geçmedeki ataletleri, iletimden çıkma sırasında bazı güçlükler doğurur. Ayrıca tristörlerin serbest kalma zamanı da zorlamalı komütasyonlu montajlarda muhtelif işletme şartlarına göre önemli bir rol oynar.

Bu sebepten akım ve gerilimin hızlı değiştiği uygulamalar için özel tristör tipleri geliştirilmiştir. Bu hızlı tristörlere, kullanılma yerlerinin ingilizce karşılığı dikkate alınarak "Inverter Tristörleri" de denir. Çoğunlukla doğal komütasyonlu montajlarda kullanılan normal tristörlerden bunların farkı, dinamik özelliklerinin daha iyi olmasıdır. Özellikle müsaade edilen di/dt ve dU/dt değerleri yüksektir ve t_g serbest kalma zamanının garanti edilen üst sınırı daha küçüktür. Bu değerler büyük ölçüde tristörün kullanıldığı montajdaki işletme şartlarına bağlı olduğun-

dan, bu tristörlere ait dinamik özellikler genellikle frekans, akımın dalgı şekli vs. parametre seçilmek suretiyle eğrilerle verilmiştir. Evirici tristörindeki zorlanmalar, frekans yönünden bir kaç yüz Hertz'in üzerinde bir kaç bin Herzt'e doğru ve güç bakımından Ec, komütasyon akımının 1000 A a erişmesi veya daha büyük olması halinde kritik değerler alır.

.1.İLETİME GEÇMEDEKİ DAVRANIŞ

Bir tristördeki ilettime geçme olayı daha önce Bölüm 1 de detaylı olarak incelenmişti. İlettime geçme süresinin zonlu olması yüzünden tristörle kısa zamanlı büyük bir şalt kayıp gücü oluşur. Bu kayıp güç normal geçirme kaybı'na eklenir ve müsaade edilen değerleri aşması halinde yarı iletken elemanın tahrip olmasına sebep olur. Tetikleme darbesinin genliğı ve dikliğinin ilettime geçme olayının seyiri ve dolayısıyla tristörde oluşan şalt kaybı üzerinde önemli bir etkisi vardır. Tristör yüzeyi, kapı irtibatının yapıldığı noktadan başlayarak sonlu bir hızla (takriben 0.1 mm/ s), tristör sisteminin tüm yüzeyine yayılır. O halde ilettime geçmedeki davranış, kapı irtibatının bulunduğu noktaya da çok bağılıdır. Şayet kapı ucu silisyum kapsülün kenarına irtibatlanırsa, bir kenar kapı "Randgate" den, ortaya irtibatlanırsa, bir merkezi kapı "Zentralgate" dan söz edilir.

Zorlamalı komütasyonlu montajlarda tetiklenmeden sonra akımın yükselmesi, büyük ölçüde komütasyon devresinde mevcut olan kaçak reaktanslarla belirlidir. Komütasyon dev-

resindeki kaçakların küçük olması halinde, iletme geçme anında akım hızla artar ve yüksek di/dt değerleri ortaya çıkar. Eğer tristörde bir R.C.Elemanı kullanılmış ise, bu eleman da iletme geçme anında tristörün ayrıca zorlanmasına neden olur. Zira R.C elemanı'na ait kondansatör, kendisine geri bağlı olan direnç ve tristör üzerinden boşalır.

İletme geçme olayı sırasında meydana gelen salt kayıp gücü tristör gerilimi U_A ile tristör akımı i , nin çözüme eşittir.

$$P_T = U_A \cdot i_A \quad 3.1$$

salt kayıp görünüm entegrasyonu ile şalt kayıp enerjisi bulunabilir.

$$W_T = \int P_T \cdot U_t = \int U_A \cdot i_A \cdot dt \quad 3.2$$

.LİNEER ŞALT BOBİNLERİ

Tristördeki akım yükselme hızı komütasyon devresine ilave endüktiviteler koymak suretiyle azaltılabilir. Bu amaçla bir kaç mikro Henry mertebesindeki küçük endüktiviteler yeterlidir. Belirli bir müsaade akım yükselme hızı (di/d_t) müsaade için gerekli olan endüktivitenin değeri denklem (3.3)'den yararlanarak belirlenebilir. Mertebe olarak kaçak reaktansı küçük olan endüktiviteler sözkonusu

$$\left(\frac{di}{dt} \right)_{\max} = \frac{U_{C1}}{L} \quad 3.3$$

olduğundan, bobinler nüvesiz olarak yapılabilir ve sarım sayıları da oldukça azdır. Akım yükselme hızının lineer bobinlerle sınırlanması, bu kez devrenin kesilmesi sırasında aşırı gerilimlerin oluşmasına neden olur.

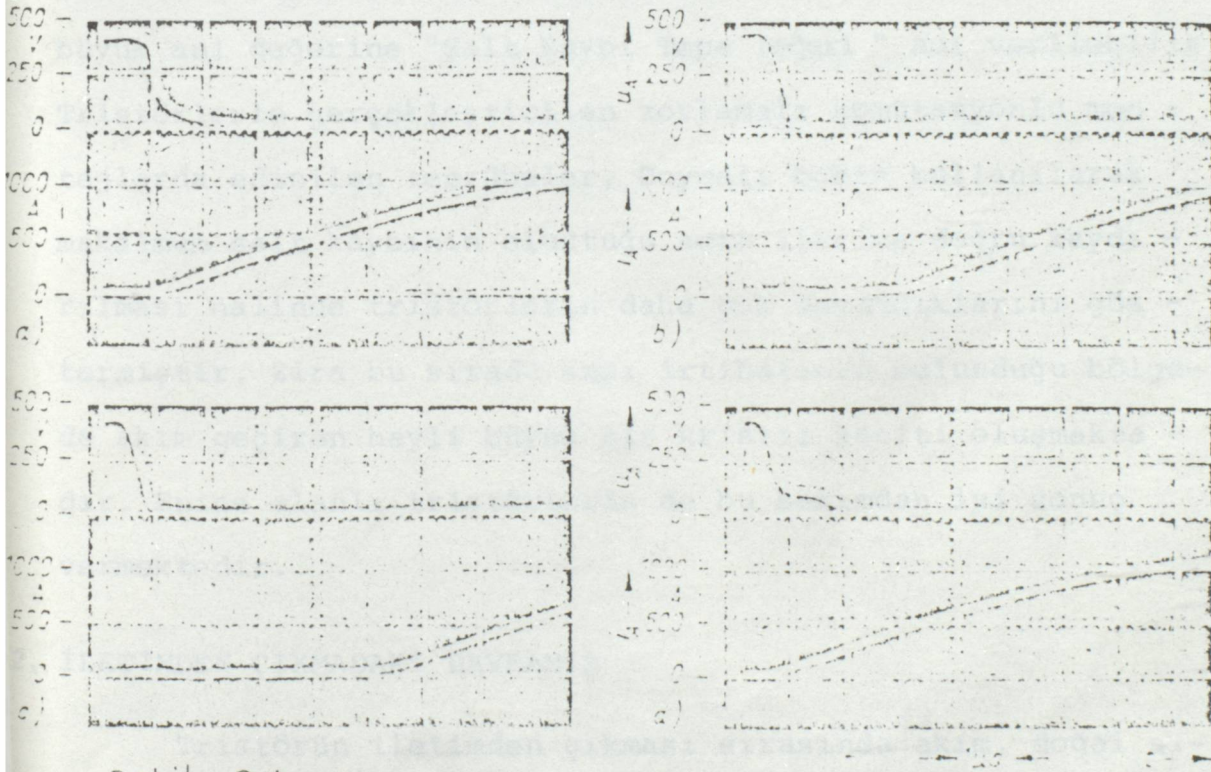
2.DOYMALI ŞALT BOBİNLERİ

Pek çok halde demirden, doyabilen bir nüvesi olan ve dolayısıyla davranışı lineer olmayan şalt bobinleri kullanılır. Tristörle seri bağlı olan böyle bir doymalı bobin, tristör tetiklendikten sonra başlangıçta belirli bir süre için akım yükselmesini geciktirir. Bu gecikme demir nüve doymadan başlayıncaya ve bunun üzerine bobin akımı serbestçe geçirmeye başlayıncaya kadar devam eder. Böylece, iletme geçme anında, henüz tristör sisteminin tüm yüzeyi iletken değilken tristör zorlanmamış olur.

Şekil 3.4 'de iletme geçme olayı sırasında tristör anot gerilimi ile ve anot akımı i_A nın değişimini gösteren osilogramlar görülmektedir. Burada 500 V luk bir devrede çalışan ve 1000 A dan fazla akım geçiren güç tristörü iletme geçirilmektedir. Bu sırada akım yükselme hızı 200 A/μs değerini aşmaktadır. a, b ve c osilogramları bir inventer tristörü ile çıkarılmıştır. d osilogramı ise, enine alan emiterli bir tristörle iletme geçme olayını göstermektedir.

Osilogramı verilmiş olan bütün iletme, geçme olaylarında tetiklenme gecikmesi zamanı açıldıktan sonra Açma Zamanı, yarım mikro saniyeden daha kısa sürmektedir. Bilindiği gibi Açma Zamanı'nı yük akımını geçiren yüzeyin gittikçe

büyüdüğü Yayılma Zamanı" izler. Bu nedenle tristör anot gerilimi U_A , halen bariz bir şekilde Geçirme Gerilimi U_T 'nin üzerindedir. Muhtelif şalt bobinleri ile akımın geciktirilmesi (b) ve (c) osilogramlarından görülmektedir.



Şekil 3.1

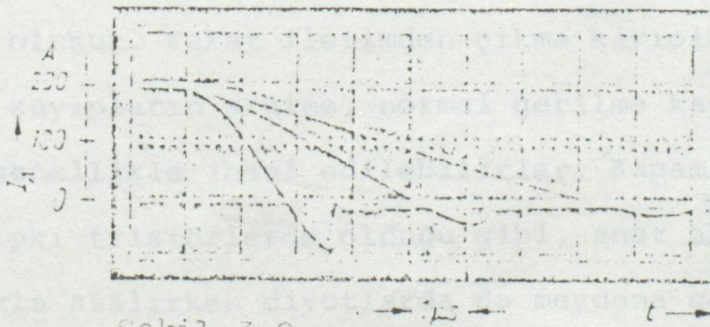
Tristörlerdeki P_T şalt kayıp gücünün zamana büyük değişimi, Şekil 3.4 deki akımı ve gerilimi gösteren osilogramların değerlendirilmesi ile bulunabilir. Bu amaçla denklem 3.1 'e göre tristör anot akım ve gerilimlerinin ani değerleri çarpılır. Dört muhtelif durum için elde edilen kayıp güçlerin değişimi Şekil 'de verilmiştir. Şekilden görüleceği gibi, iletme geçme olayı sırasında tristörde geçici olarak kısa bir süre için 10 kW'ı aşan çok büyük bir kayıp güç oluşabilir. Kayıp gücün meydana gelen en büyük ani değerine "Şalt Kaybı Tepe Değeri." adı verilebilir. Tristörlerle gerçekleştirilen zorlamalı komütasyonlu montajlarda edinilen tecrübeler, Doymalı bobin kullanılarak maksimum şalt kaybının oluştuğu anın ileriye doğru kaydırılması halinde tristörlerin daha çok dayandıklarını göstermiştir. Zira bu sırada kapı irtibatının bulunduğu bölgede akım geçiren hayli büyük bir kristal kesiti oluşmaktadır. Enine alanlı tristörlerin de bu bakımdan iyi sonuç vermektedir.

2. İLETİMDEN ÇIKMADAKİ DAVRANIŞ

Tristörün iletimden çıkması sırasında akım, doğal sıfırdan geçme anında kesilmez. Önce bir süre negatif yönde geçmeye devam eder ve belirli bir Kapama Gecikmesi'nden sonra akım aniden kesilir. Bu iletimden çıkma olayı Bölüm 1' de detaylı olarak incelenmişti. İletimden çıkmadan önceki anot akımının genliği ne kadar büyükse ve iletimden çıkma esnasında akımın azalma hızı ne kadar büyük olursa, tristör taban tabakalarında biriken yük o kadar büyük olur. Kapama

Gecikmesinin sonunda akımın aniden kesilmesi ile tristörde aşırı gerilmeler oluşabilir. Bu aşırı gerilimler uygun R.C. Elemanları kullanmak suretiyle sınırlandırılabilir.

Söndürme olayı sırasındaki tristörleri akımın azalma hızı tıpkı ilettime geçme olayındaki gibi ilave e-düktivitelerle azaltılabilir. Fakat bu takdirde lineen endüktiviteler aşırı gerilimlere neden olur. Şekil 3.2 'de üç farklı akım azalma hızı için tristör akımının osilogramı görülmektedir. Şekilden açıkça görüleceği gibi, akım ne kadar çabuk azalır, negatif akımın ani değeri o kadar büyük olur. Bu akım ne kadar az olursa kesilmesi sırasında oluşan aşırı gerilimlere karşı korunma da o nisbette kolaylaşır.



Şekil 3.2

$$I_{stuf} = \frac{I_{fe} \cdot H_c}{N}$$

$$I_{stuf} = \text{Çalt bobinini mıknatıslanma yönünü değişim anındaki ortalama akım}$$

$$H_c = \text{Alan şiddeti}$$

$$I_{fe} = \text{Mağnetik devrenin ortalama uzunluğu}$$

İletimden çıkma anındaki negatif akım, lineer endüktiviteler yerine, doymalı seri bobinlerle de sınırlandırılabilir. Bu takdirde doymalı bobinden geçecek olan negatif akım, Denklem 3.3 'de hesaplanabilecek bir değerle sınırlandırılır. Bundan sonra doymalı bobin, tristörün Kapama Gerilme Zamanı sona erinceye kadar komütasyon gerilimini üzerine alır. Bu zaman zarfında tristör üzerinden sadece doymalı bobinin küçük akımı geçtiğinden Kapama Gecikme Zamanı, bobinsiz durumdaki Kapama Gecikme Zamanı'nın bir kaç katına erişebilir. Burada da paralel bağlı dirençler vasıtasıyla bobin akımı sunni olarak artırılabilir. Tristörlerle seri bağlı olan doymalı bobinler, aynı zamanda hem üretime geçme ve hem de iletimden çıkma olayında olumlu etkide bulunabilirler. İletimden çıkma esnasındaki ters akım dolayısıyla yararlanılan endüksiyon artımı, özellikle yüksek remenanslı nüve malzemelerinde çok artar.

İletimden çıkma olayı sırasında da tristörde ek kayıplar oluşur. Fakat iletimden çıkma kayıpları ilettime geçmedeki kayıpların aksine, normal gerilme kayıplarının yanında genellikle ihmal edilebilirler. Kapama Gecikmesi Olayı tıpkı tristörlerde olduğu gibi, anot akımları büyük bir hızla azalırken diyotlarda da meydana gelir. Bu sebepten zorlamalı komütasyonlu montajlarda, Ters Akım ve Kapama Diyotlarının iletimden çıkmadaki ataletinin de dikkate alınması gerekir. Bu atalet olumsuz etkiyebileceğinden özel diyot tipleri geliştirilmiştir. Bunların özellikle fonksiyon bölgesinde biriken yükleri az ve dolayısıyla Ka-

pama ve Gecikme Zamanları kısadır.

3.2.1. KORUMA ZAMANI

Tristör akımının kesilmesinden sonra, tristöre tekrar pozitif gerilim uygulanıncaya kadar geçen t zaman aralığına, koruma zamanı demiştik. Bu koruma mevcut söndürme montajının bir karakteristik büyüklüğüdür ve işletme durumuna bağlı olarak değişebilir. Fakat en gayri müsait işletme durumunda ortaya çıkan minimum Koruma zamanı bile tristörün Serbest Kalma Zamanı t_q dan büyük olmalıdır. Söndürme montajı tarafından tristöre sağlanan Koruma Zamanı ; komütasyon kondansatörünün büyüklüğü, komütasyon gerilimi ve kesilecek akımla belirlidir. Şayet kondansatör akımının bir kısmı ters paralel bağlı olan diyotlar üzerinden akabiliyorsa, montaja göre ortaya farklı Koruma Zamanları elde edilebilir.

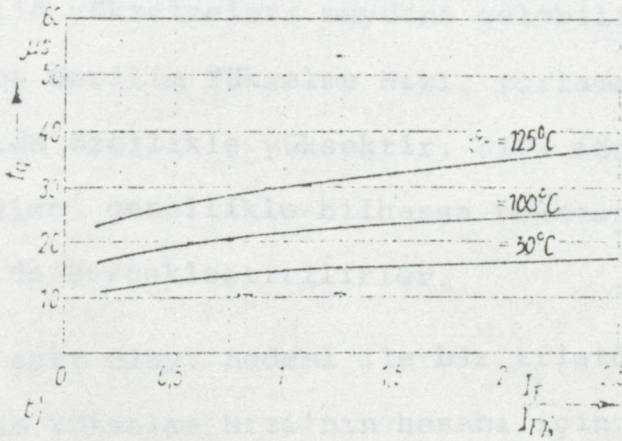
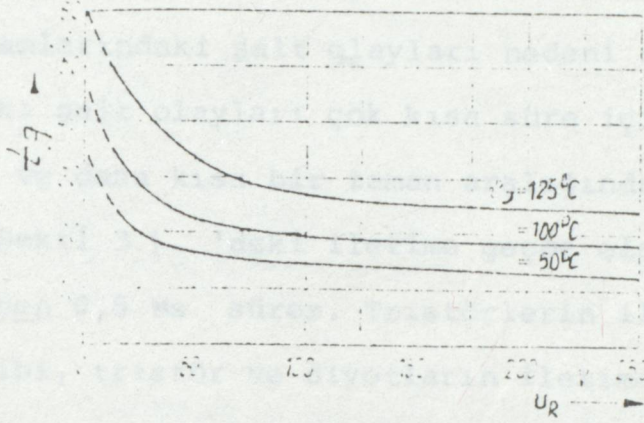
Ekseri söndürme montajlarında komütasyon kondansatörünün gerilme bağlı olarak şarjı sözkonusudur. O halde söndürme olayı için hazır olan kondansatör, gerilimi, doğru akım ara devresi gerilimi ile orantılıdır. Ve kesilecek yük akımının büyüklüğünden oldukça bağımsızdır. Bu cins montajlarda komütasyon kondansatörünün ortaya çıkabilecek en büyük akımına göre boyutlandırılması zorunludur.

Söndürme montajlarının diğer bir grubunda komütasyon kondansatörünün şarjı akıma bağlı olur. Bu durumda komütasyon kondansatöründeki gerilim, yük akımı ile orantılı olarak artar.

Komütasyon kondansatörünün akıma bağlı olarak şarjının yararı ; yük akımının artması ile söndürme için gerekli olan daha büyük kondansatör geriliminin elde edilmesidir. Bu gruptaki söndürme montajlarının muayyen sakıncaları da vardır. Büyük yük akımlarında, tristör ve diyotları zorlayan doğru akım ara devresindeki gerilimin çok üstünde aşırı gerilimler oluşur. Diğer taraftan söndürme olayı için kullanılacak olan komütasyon geriliminin değeri, bir önceki söndürme olayında kesilen akıma bağlıdır. O halde, akım değeri ara değerlerden geçmeden büyük bir değere yükselmemelidir.

Tristörlerin serbest kalma zamanı pek çok parametreye, örneğin koruma zamanı sırasındaki fonksiyon sıcaklığı ve negatif kapama gerilimine, daha önceki anot gerilimine bağlıdır. Şekil 3.3 de Serbest Kalma Zamanı tq' 'nin bu değerlere bağlı olarak tipik değişimleri verilmiştir. Görüldüğü gibi fonksiyon sıcaklığı arttıkça Serbest Kalma Zamanı da önemli ölçüde artmaktadır. Komütasyon kondansatörünün boyutlandırılmasında fonksiyon sıcaklığının en büyük değerinde ortaya çıkan en gayri müsait durum esas alınmalıdır.

Şekil 3.3 de gösterilen parametrelerinden başka Serbest Kalma Zamanı, diğer (başka) faktörlere de bağlıdır. Bunlardan önemlisi pozitif kapama geriliminin tekrar uygulanmasındaki Gerilim Yükselme Hızı'dır. Bu sebepten bir tristörün Serbest Kalma Zamanı için bulunan değer bir dereceye kadar kullanılan ölçme metoduna bağlıdır.



Şekil 3.3

2.2. GERİLİM YÜKSELME HIZI

Bir tristörde pozitif kapama gerilmesinin müsaade edilen yükselme hızı, Krtikik Gerilme Yükselme Hızı ile sınırlıdır. Bilindiği gibi bu hıza erişildiğinde tristör tetiklenmeden iletime geçer. Bu yüzden Müsaade Edilen Maksimum Gerilim Yükselme Hızı $(dU_D/dt)_L$ tristör doneleri arasında verilmiştir. Normal tristörler için takriben 20 ila 50 $V/\mu s$ arasında evirici tristörleri için ise daha yüksektir.

Tristörlerin maruz kaldığı yükselme hızı büyük olan gerilim sıçramaları, montajda kullanılan diğer yarı iletken elemanlarındaki şalt olayları nedeni ile oluşur. Tristörlerdeki şalt olayları çok kısa süre içinde mertebe olarak 1Ms ve daha kısa bir zaman aralığında gerçekleşir. Örneğin Şekil 3.1 'deki ilettime geçme olayında Açma Zamanı takriben 0,5 Ms sürer. Tristörlerin ilettime geçmesinde olduğu gibi, tristör ve diyotların iletimden çıkması esnasında kapama ataleti nedeni ile de montajda benzer şekilde ani gerilim yükselmeleri meydana gelebilir. Bu esnada ortaya çıkan Gerilim Yükselme Hızı, zorlamalı komütasyonlu montajlarda özellikle yüksektir. Zira söndürme ve komütasyon devreleri genellikle bilhassa reaktansları küçük olacak şekilde gerçekleştirilirler.

Bir şalt olayı nedeni ile bir tristörde meydana gelen Gerilim Yükselme Hızı'nın hesabı için Şekil 3.4 'daki eşdeğer devreyi kullanalım. T tristörüne paralel olarak bir R.C Elemanı bağlıdır. Bu eleman kullanılmasa bile hiç olmazsa, tristörün kendi kapasitesi C_e vardır. Tristördeki U_A gerilimi R.C Elemanı'nın direnç ve kondansatöründeki gerilimlerin toplamına eşittir.

$$U_A = U_R + U_C$$

$$U_A = R_B \cdot I_{RC} + \frac{1}{C_B} \int I_{RC} dt \quad 3.4$$

Türev alınmak suretiyle tristör anot geriliminin zamana bağlı değişimi bulunabilir.

$$\frac{dU_A}{dt} = \frac{dU_R}{dt} + \frac{dU_C}{dt}$$

$$\frac{dU_A}{dt} = R_B \frac{dI_{RC}}{dt} + \frac{I_{RC}}{C_B} \quad 3.5$$

Bu denklem de aynı şekilde iki bileşimden oluşur. Yani direnç ve kondansatördeki gerilimlerin değişiminin toplamından ibarettir. S şalteri t_0 anında kapatılırsa, devreden bir I_{RC} akımı geçmeye başlar. Bu akımın değişimi devreye ait diferansiyel denklem yazılarak bulunabilir. Hassas bir hesaplama için L_K komütasyon endüktivitesinin tam olarak bilinmesi gerekir. Fakat pratikteki montajlarda bu değer tam olarak belirlenmesi güçtür. Zira bağlantı iletkenlerinin reaktansları ile kaçak reaktanslardan oluşmaktadır. Sönümlü bir şekilde salınacak olan I_{RC} akımının hesabına girmeden, T tristöründeki gerilim yükselme hızını yaklaşık olarak bulmağa çalışalım.

S şalterinin kapatıldığı t_0 anında kondansatör geriliminin $U_C = U_{CO}$ ve R-C Elemanındaki akımın $I_{RC} = 0$ olduğu farz edilirse, dirençteki gerilim yükselme hızı,

$$\frac{dU_R}{dt}(t_0) = \left(\frac{dU_R}{dt}\right)_{\max} = R_B \frac{dI_{RC}}{dt}(t_0) = \frac{R_B (U - U_{CO})}{L_K} \quad 3.6$$

denkleminde bulunabilir. O halde dirençteki gerilim yükselmesi sadece L_K ile sınırlıdır. Kondansatördeki gerilim değişimi dU_C/dt 'nin üst sınırını tahmin etmek için bu kez R_B direncini ihmal edelim. Bu takdirde I_C akımı sönümsüz olarak salınır ve tepe değeri,

$$I_{C_{\max}} = \frac{U - U_{CO}}{\sqrt{L_K/C_B}} \quad 3.7$$

denklemleri ile hesaplanabilir. Maksimum gerilim değişimi $(dU_C/dt)_{\max}$.

Denklemler (3.6) ve (3.7) denklemlerinden yararlanılarak,

$$\left(\frac{dU_C}{dt} \right)_{\max} = \frac{I_{C_{\max}}}{C_B} = \frac{U - U_{CO}}{\sqrt{L_K C_B}} \quad 3.8$$

bağıntısı elde edilir. R.C Elemanı kondansatöründeki gerilim değişiminin gerçek değeri dU_C/dt , (3.8) ile hesaplanan değerden daima küçüktür. Zira R_B direnci nedeniyle I_{RC} akımının değişimi sönümlü olacaktır.

Denklemler (3.6) ve (3.8) den tristörde meydana gelen maksimum gerilim yükselme hızı yaklaşık olarak bulunabilir.

(1)

BÖLÜM - 4

4. GERİLİM KONTROLU

Bir A.C motor değişken frekanslı bir kaynakla besleniyorsa, terminal gerilimi magnetik akım yoğunluğunu sabit tutacak şekilde uygulanan frekansın bir fonksiyonu olarak değiştirilmelidir.

Bu gerilimin ayarı aşağıdaki yollardan biriyle yapılabilir.

- a) Eviriciden çıkan değişken geriliminin kontrolü,
- b) Evirici girişindeki doğru değişiminin kontrolü,
- c) Evirici devresinin kendisinde.

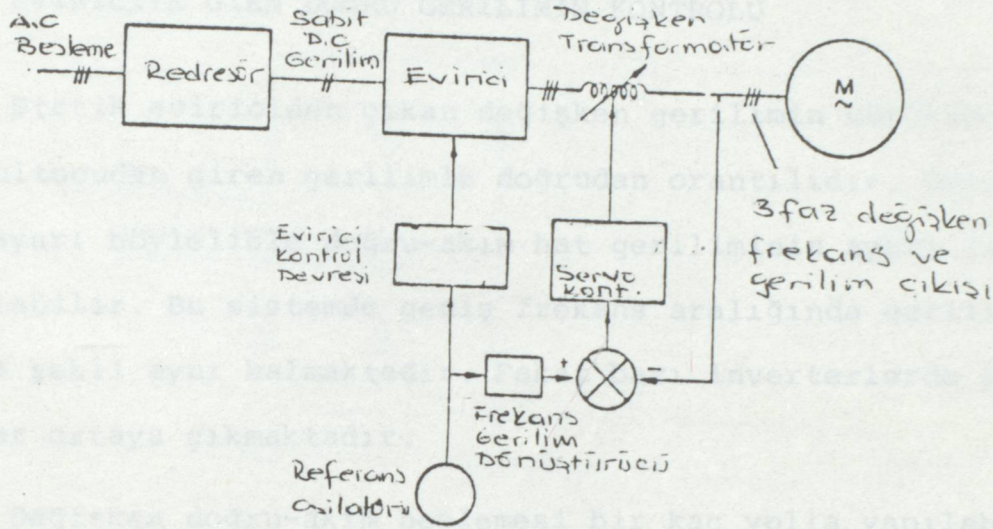
4.1. EVİRİCİ ÇIKIşINDAKİ DEğİŞKEN GERİLİMİNİN KONTROLU

4.1.1. DEğİŞKEN ORANLI ÇIKIş TRANSFORMATORU KULLANARAK

Bu gerilim kontrolü için kullanılan en basit metodlardan biridir. Evirici A.C motoru bir değişken ototransformator aralıcılığı ile besler. Şekil 4.1 'de gösterildiği gibi transformatör ayarı kapalı çevrim içinde otomatik olarak yapılabilir. Bir frekans-gerilim çevirici referans osilatörü ile orantılı bir referans gerilimi üretir.

Bu işaret, çıkış geriliminin belirli kademeleri ile karşılaştırılır. Farkı azaltacak yönde transformatör ayarı değiştirilir. Pratikte bu bize \pm %1 oranında sabit Volt/Hz çıkışı sağlar.

Bu kontrol sisteminin avantajı evirici çıkış dalga Şeklinin frekans aralığında değişmemesidir. Giriş devresinde diyod doğrultucu kullanarak yüksek güç faktörü temin



Şekil 4.1

edilir. Bu sistemin bir avantajı da motorun durma konumundan hızla tam güce ulaşabilmesidir. Transformatörün düşük gerilim durumunda düşük frekansta tutulmasıyla transformatör primerinden yüksek akım geçişi motoru yavaşlatacaktır. Sistemi çalıştırmaya yeterli akım bu yüzden eviricideki akımdan fazla olmalıdır.

Diğer taraftan, transformatör sabit bir primer gerilimine ve değişken frekansa sahip olmalıdır. Manyetik doymadan kaçınmak için sistemin en düşük çalışma frekansına göre dizayn edilmelidir. Bu da, geniş hız aralığı gerektiği durumlarda oldukça büyük parçalar kullanılmasını gerektirmektedir ve bunun sonucu olarak en düşük çalışma frekansı genellikle 10 veya 15 Hz olmaktadır. Transformatörün ayarında kullanılan elektromekanik aletin cevap süresinin uzun

olması sistem için diğer bir dezavantajdır.

4.2. EVİRİCİYE GİEN DOĞRU GERİLİMİN KONTROLU

Statik eviriciden çıkan değişken gerilimin büyüklüğü doğrultucudan giren gerilimle doğrudan orantılıdır. Gerilim ayarı böylelikle doğru-akım hat geriliminin ayarı ile yapılabilir. Bu sistemde geniş frekans aralığında gerilim dalga şekli aynı kalmaktadır. Fakat bazı inverterlerde problemler ortaya çıkmaktadır.

Değişken doğru-akım beslemesi bir kaç yolla yapılabilir.

4.2.1. DEĞİŞKEN ORANLI GİRİŞ TRANSFORMATÖRÜ

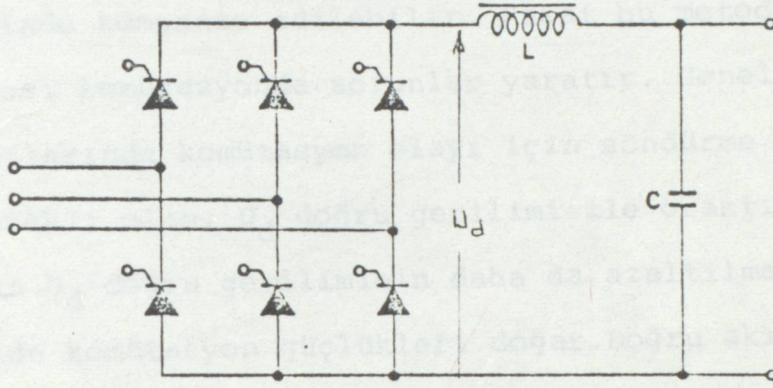
Bu düzenlemede değişken oranlı transformator, doğrultucunun giriş tarafına bağlanır. Transformator'un ayarı kapalı çevrim sisteminde otomatik kontrolle sağlanmaktadır.

4.2.2. FAZ KONTROLLU DOĞRULTUCU

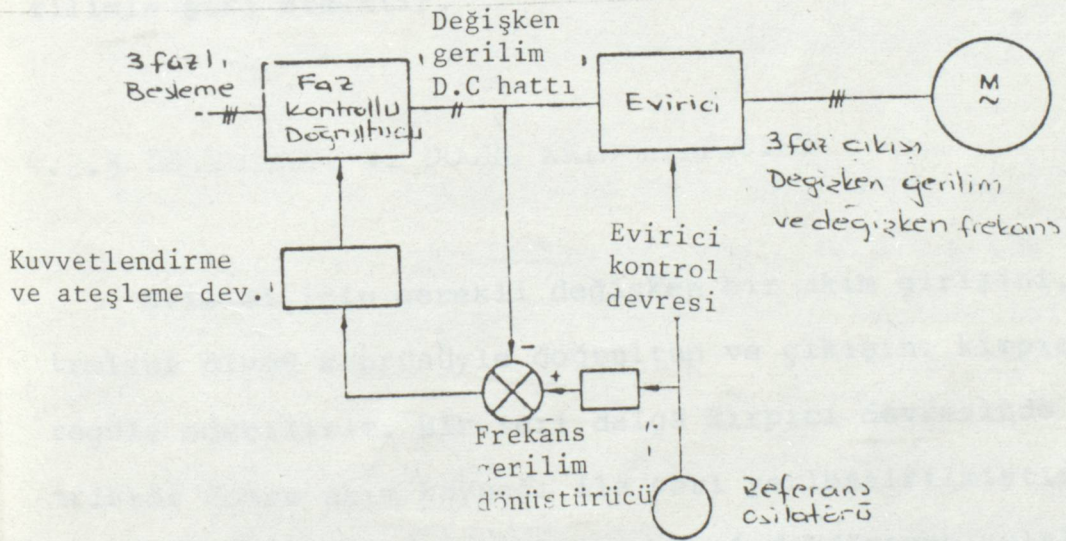
Faz kontrollu doğrultucu kullanarak hızlı geçiş kararlılığı sağlanarak gerilim ayarı yapılabilmektedir. Çıkış gerilimi düştüğü zaman güç faktörü küçülmekte ve dalga formunun harmoniği fazlalaşmaktadır.

Burada da kapalı çevrim bir kontrol sistemi kullanılarak gerilim kontrolü yapılmıştır.

Doğru akım ara devresinde gerilimi değiştirmek suretiyle evirici çıkış gerilimi ayarının başlıca iki yararı vardır. Gerilim değişmelerinde evirici gerilimi dalga şek-



Şekil 4.2- Faz kontrollü doğrultucu ve filtre devresi



Şekil 4.3 - Kapalı çevirim D.C. gerilim kontrolü

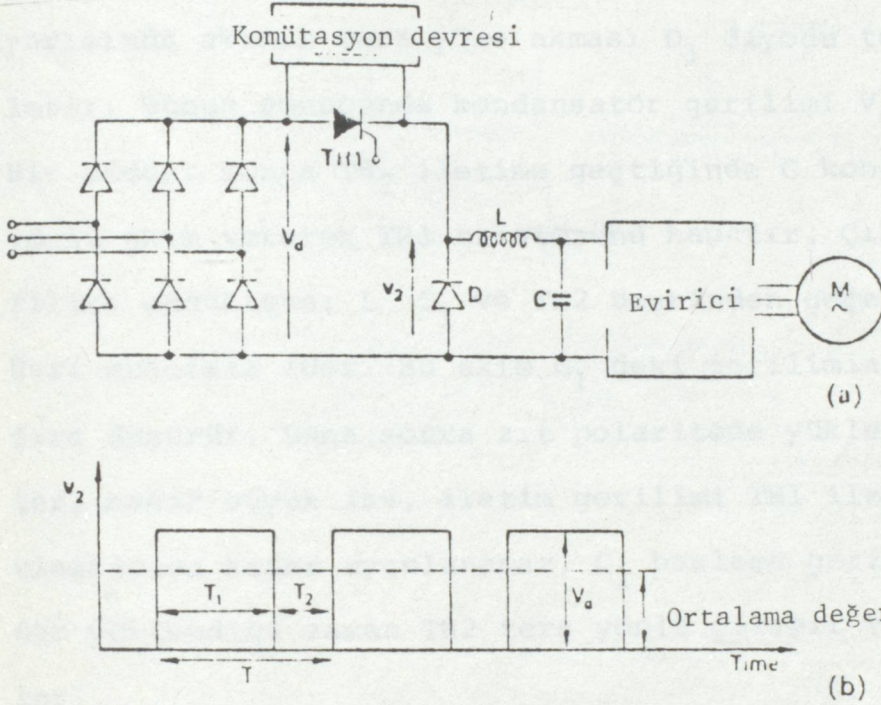
li aynı kalır ve enerji temin edilen üçfazlı şebekede meydana gelebilecek olan gerilim dalgalanmaları doğru akım ara devresinde kompanze edilebilir. Fakat bu metodda U_d 'nin ayarlı olması komütasyonda sorunlar yaratır. Genellikle evirici montajlarında komütasyon olayı için söndürme kondansatöründe gerekli olan, U_d doğru gerilimi ile orantılıdır. Bu sebepten U_d doğru geriliminin daha da azaltılması halinde eviricide komütasyon güçlükleri doğar. Doğru akım ara devresinin çok büyük gerilimlerinde bile tam yük akımını söndürebilmek için komütasyon düzeninin gereğinden büyük planlanması zorunlu hale gelir. Diğer bir olanak ise, söndürme kondansatörlerini yük akımına bağımlı olarak veya doğru akım ara devresinden bağımsız olarak yabancı bir gerilimle şarj etmektir.

4.2.3 DOĞRULTUCU VE DOĞRU AKIM KIRPICI

Evirici için gerekli değişken bir akım girişini, kontrolsüz diyod köprüsüyle doğrultup ve çıkışını kırpıcı ile regüle edebiliriz. Bir seri dalga kırpıcı devresinde bir tristör doğru akım kaynağı ile seri yerleştirilmiştir. Hızlı şekilde alıp kapatılarak bir seri dikdörtgen pulslardan ibaret çıkış gerilimi elde edilir. Şekil 4.4 de doğru akım kırpıcı bir tristör bulunan bir A.C motor hız kontrol şeması gösterilmiştir. Dalga kırpıcı devrenin dalga şekli Şekil 4.5'te gösterilmiştir. Ortalama çıkış gerilimi, periyodi

(T) sabit tutup, tristörün açma zamanı T_1 ve kapama zamanı

T_2 yi değiştirerek ayarlanabilir. Bu değişken puls çıkışı filtre edilirse statik inverter giriş gerilim olarak kullanılabilen değişken bir doğru gerilim elde edilir.



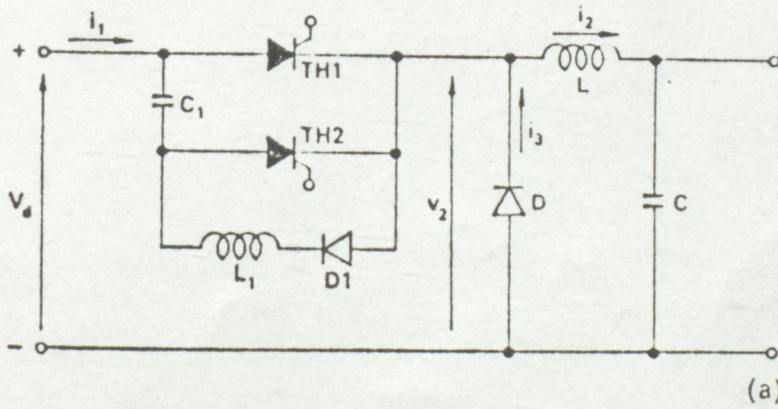
Şekil 4.4 - Kırpıcı ile evirici giriş geriliminin kontrolü

Şekil 4.5 de sabit giriş gerilimine sahip tipik bir dalga kırpıcı devre görülmektedir. TH1 tristorü çıkış gerilimi V_2 yi değiştirmek için sırayla açılıp kapanan ana tristorüdür.

D diyodu sürekli çıkış akımını veren tek yönlü çalışan (free-wheeling) diyottur. Seri endüktör L ve sönme kapasitör C filtre elemanlarıdır.

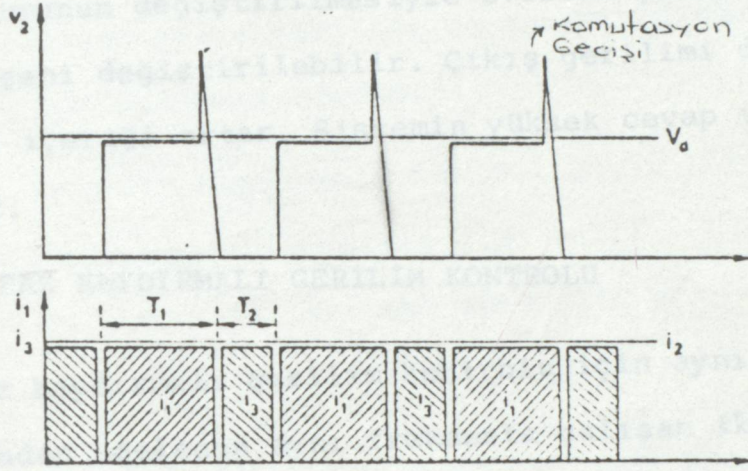
TH2 yardımcı tristor tetiklendiğinde, TH1 ana tristorü kesime geçerken C_1 kapasitesi yük gerilimine yüklenecektir. TH1 ilettime geçtiğinde içinden yük akımı geçerken C_1 kapasitörü L_1 ve D_2 osilatör devresi üzerinden deşarj olur.

Osilasyonun, birinci yarısında C_1 kapasitörün üst plakası negatif olacak şekilde şarj olur. Eğer osilatör devresi kayıpsız ise şarj gerilimi V_d ye eşittir. Osilasyonun ikinci yarısında akımın ters yöne akması D_1 diyodu tarafından önlenir. Bunun sonucunda kondansatör gerilimi V_C de kalır. Bir müddet sonra TH_2 ilettime geçtiğinde C kondansatörü zıt yönlü akım vererek TH_1 tristörünü kapatır. Çıkış akımı i_2 filtre endüktansı L C_1 ve TH_2 üzerinden geçerek aynı değeri muhafaza eder. Bu akım C_1 deki gerilimini gitgide sıfıra düşürür. Daha sonra zıt polaritede yükler. Eğer C_1 yeteri kadar büyük ise, iletim gerilimi TH_1 iletim durumuna ulaşincaya kadar uygulanamaz. C_1 besleme gerilimi V_d 'ya kadar yüklendiği zaman TH_2 ters yönlü çalışır ve kesime geçer.



Şekil 4.5 - Tipik bir gerilim kontrolü için kırpıç şeması
a) Temel devre

Sabit çıkış akım durumunda büyük filtre endüktansı için gerilim ve akım dalga şeklini göstermektedir.



b) Büyük indüktif filtre ile akımı ve gerilim dalga

4.3. EVİRİCİ İÇİNDE ANAHTARLAMA TEKNİĞİ İLE GERİLİM KONTROLU

Faz değiştirme yapıldığında her bir inverter çıkış gerilimi

harmanik olarak aynı frekansta çalışır. Eğer faz değeri

Evirici içinde anahtarlama tekniği kullanılarak çıkış dalga formunun değiştirilmesiyle evirici çıkış geriliminin ana bileşeni değiştirilebilir. Çıkış gerilimi düşmesiyle harmanik içeriği artar. Sistemin yüksek cevap verme hızına sahiptir.

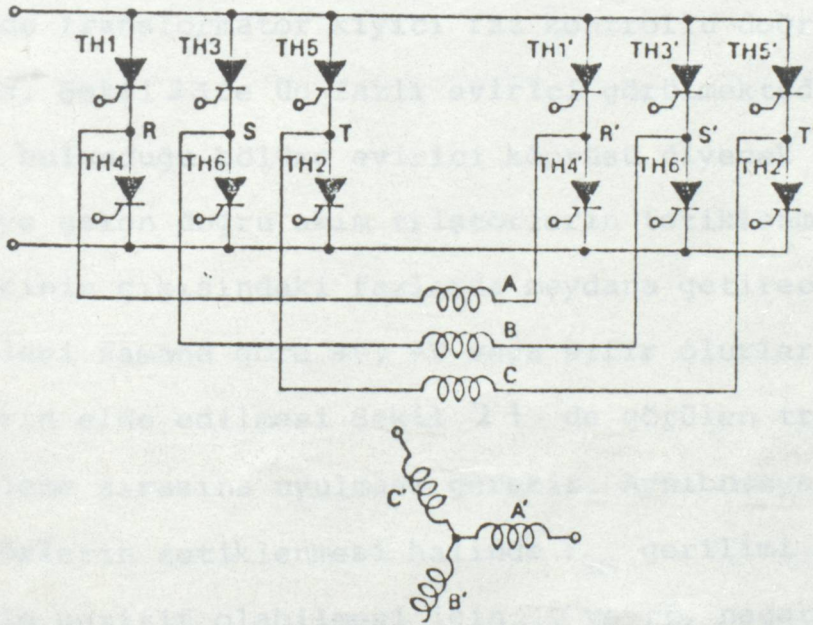
4.3.1. FAZ KAYDIRMALI GERİLİM KONTROLU

Faz kaydırmalı gerilim kontrolü için aynı doğru akım kaynağından beslenen aynı frekansta çalışan iki eş inverter gerekmektedir. Inverter çıkışları bir transformatörde birleşmekte ve gerilim kontrolü inverter çıkışlarının birinden diğerine geçirilerek yapılır. Bu ise her bir inverter'e faz kaydırma statik olarak yaptırılır. Inverter çıkış gerilimleri çıkış transformatörlerinin sekonderleri seri olarak bağlanarak elde edilir. İki pulsla set birleştirildiğinde ana çıkış gerilimi her bir inverterin iki katı olmaktadır. Kapı sinyalleri açısı ile geldiklerinde ana çıkış gerilimi $\cos \frac{\alpha}{2}$ değeri kadar azalır ve faz farkı 180° 'ye ulaştığında sıfır olur. Referans osilatöründen çıkan sinyal faz açısını denetleyerek gerekli volt/Hz karakteristiği elde edilir. Bunun için kapalı çevrim kontrol sistemi kullanılır.

Şekil 'de iki tane altı adım inverterin bağlanmasıyla elde edilen dalga şeklini göstermektedir. Ayrıca ani değerlerin bir ani değeri mevcuttur. Faz değiştirme yapıldığı gerilimin dalga şekli değişmekte ve ana bileşen düşmektedir.

Faz değiştirme yapıldığında her bir inverter çıkış gerilim harmoniklerinden elimine edilebilmektedir. Eğer faz değiştirmeli inverterde 12 basamaklı gerilim dalga formu birleştirildiğinde çıkış gerilimi de onbirinci harmonikten küçük hiç bir harmonik görülmez.

Pratikte faz kaydırmalı kontrol Şekil 4.6 'de gösterilen devrenin kullanılmasıyla elde edilir. ıkış transformatörünün primer sargıları iki adet altı adım inverterin terminalleri ile birleştirilir. ıkış gerilimi R,S,T ve R',S',T' terminallerinde görülmektedir.Eğer iki dalga Şekli arasında 180° faz farkı varsa çıkış transformatörün primer sargısına maksimum gerilim uygulanır.



Şekil 4.6 - Faz kaydırma ile gerilim kontrolü için temel evirici

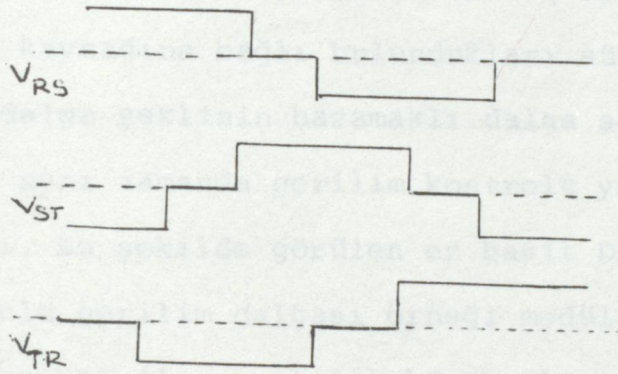
Genelde faz kaydırmalı gerilim kontrolü, oldukça karmaşık ve küçük güçlü uygulamalarda ekonomik değildir. 14

2. DARBE GENİŞLİĞİ MODÜLASYONU İLE KONTROL

Hız ayarında kullanılan statik çeviricilerin bütün karmaşıklığı frekans ve gerilim ayarını gerçekleştiren kontrol devrelerinde yatar. Bununla ilgili bilgiler ve çalışma prensipleri hakkında yeterli bilgiler verildi. Eviricinin geri kalan kısmını ise güç devresi, yani tüketiciye ihtiyacı olan gücün temin eden devre oluşturur. Güç devrelerini iki kısımda incelemek mümkündür. Birincisi bir fazlı eviriciler ki çalışma prensibi ilk bölümlerde izah edilmiştir. Bu bölümde Dalga Genişliği modülasyonlu eviricilerden üç fazlı olanını inceleyeceğiz.

Dalga genişliği modülasyonlu eviricilerin güç devrelerinde transformator kıyıcı faz kontrollu doğrultucu bulunmaz. Şekil 2.1'de üç fazlı evirici görülmektedir. Tristörlerin bulunduğu bölüme evirici köprüsü diyecek olursak, köprüye gelen doğru akım tristörlerin tetiklenmesine göre eviricinin çıkışındaki fazlarda meydana getireceği faz gerilimleri zamana göre $+V$, $-V$ veya sıfır olurlar. Bu gerilimlerin elde edilmesi Şekil 2.1 de görülen tristörlerin tetikleme sırasına uyulması gerekir. Aynı oraya bağlı olan tristörlerin tetiklenmesi halinde V_{RS} gerilimi sıfırdır. V_{RS} 'nin pozitif olabilmesi için $TH1$ ve $TH6$, negatif olabilmesi için ise $TH3$ ve $TH4$ 'ün iletimde olmaları gerekmektedir. Aynı fazla olan iki tristörün kesimde olmaları halinde bu fazın gerilimi belirsizdir. Motor işletmesinin yapılması için her faza ait bir tristörün iletimde olması gerekir.

Şekil 4.7'de altı basamaklı standart bir dalga-
nın üretilişini göstermektedir. R fazı doğru gerilim kay-
nağının pozitif havasına bağlı olup 180° iletimle kalmakta-
dır.



Şekil 4.7 Altı basamaklı dalga şekli

Daha sonra negatif havaya bağlanmaktadır. S fazı ay-
nen R fazı gibi hareket ettiği halde aralarında 120° lik
faz farkı vardır. T fazı da aynı şekilde S fazından 120°
geridedir. Bunların toplamı V_{RS} , V_{ST} ve V_{TR} gerilimlerini
vermektedir. Her tristörün periyodik olarak ilettime geçiri-
lip sonra kesime görülmesi ile üç fazlı gerilim dalgaları
elde edilir. Tristörün daha hızlı veya yavaş kumanda edil-
mesi halinde frekansı değişir. Doğru gerilim kaynağının
genliği sabit olduğu için üretilen darbelerin genliği kay-
nağın genliği olacaktır.

Tristörleri tetikleyen kontrol devresinin periyodik olarak tristörleri ilettime sokup-çıkarmaları ve her iletim sürecinin 180° olması hem frekans hem de gerilim ayarının yapılmasını sağlar.

Şekil 2.2 'de her üç fazla bulunan tristörlerin tetiklemeleri ile en basit dalga genişliği modülasyonlu dalganın üretilişini göstermektedir. Tristörlerin doğru gerilim kaynağına bağlı buldukları sürenin değiştirilmesi ile dalga şeklinin basamaklı dalga şekline dönüşebileceği ve aynı zamanda gerilim kontrolü yapılabileceği görülmektedir. Bu şekilde görülen en basit Dalga genişliği modülasyonlu gerilim dalgası örneği modülasyon frekansının (darbe sayısı ile orantılı) küçük olması ve yüksek mertebeli harmonikler içermesi yönünden motor çalışmasına elverişli değildir.

Dalga Genişliği modülasyonu için kullanılan diğer bir metod ise frekansı sabit olan taşıyıcı bir dalga ile frekansı değiştirilebilen sinüs şeklinde dalganın üst üste yüklenmesi ile elde olunur.

Dalga genişliği modülasyonlu evirici ile motor hızının ayarlanmasında sistemin özelliklerini şöyle özetleyebiliriz..

1. Hız ayarı 20/1 oranında hız kontrolü yapmam mümkündür. Asenkron motorun yapı itibariyle doğru akım makinasına göre daha basit ve sağlam olması yüksek hızlar için mekanik sorunlar ortaya çıkarmaz.

2. Dönüş yönünü değişimi kontaktör kullanmak suretiyle devir yönünü aksedilmesi yerine, eviricinin tristörleri tetiklemelerini sağlayan kontrol devresinden yapılır.

3. Generatör çalışma : Alternatif akım sisteminde, yük rotorun dönme hızını döner alanın dönme hızının üzerine çıkaracak olursa, motor asenkron generatör olarak çalışmaya başlar ve gücünü yükten alır. Eğer ortak bir doğru akım şebekesine paralel bağlı birden fazla evirici varsa, bu enerji mevzubahis eviricilere kanalize olur. Aksi halde doğrultucu eğer şebekeyi besleme özelliğine sahip ise alternatif akım şebekesine iade edilir.

4. Dinamik davranışı : Alternatif akımın motoru rotorunun ataleti doğru akım motoru rotorunkinden % 30 daha az olduğu içindir ki eviricinin frekansının değiştirilmesi neticesinde motor hızında oluşacak değişme daha çabuk meydana gelir.

4.4. GİRİŞ GERİLİMİ AYARLANABİLEN VE DALGA GENİŞLİĞİ MODÜLASYONLU EVİRİCİLER ARASINDAKİ FARKLAR

Darbe genişliği modülasyonlu evirici ile giriş gerilimi ayar edilebilen evirici arasındaki farkları şöyle sıralayabiliriz. Dalga Genişliği modülasyonu eviricisinde güç ve kontrol devreleri daha basittir, zira bir güç üretici ünite vardır.

Alternatif veya doğru gerilim kaynağınla beslenebilir ve gerilimi ayarlama hızı darbe genişliğinin ayar hızına eşittir. Dalga genişliği modülasyonu eviricisinde kullanılan tristörlerin çalışma frekansları çok yüksektir. Ancak, bu sayede gerekli modülasyon yapılabilir. Ayrıca transformatör, kıyıcı veya paralel evirici görevlendirmek mümkün değildir. Maliyet itibariyle diğer aynı işi görecek eviricilerden yaklaşık en az iki defa daha küçüktür. Transformator içeren sistemlerde bu fark üçe kadar yükselir. Sistem randımanı dalga genişliği modülasyonu eviricilerinde transformatorlü eviricilere göre % 5-7 kadar daha fazladır. Bu fark transformatörden ve ilgili bağlantı sistemleri ile doğrultucunun yapısından kaynaklanmaktadır.

Çalışmada gösterdiği kolaylıklar açısından, her motora bir dalga genişliği modülasyonu eviricisinin bağlanması fakat sistemdeki tüm eviricilerin bir doğrultucudan beslenmesi halinde, motorlar üzerinde birbirinden bağımsız işletme koşulları uygulamak mümkündür. Halbuki giriş gerilimi ayarlanabilen eviricilerde motor ile evirici arasında bulunan enerji kablosundaki gerilim düşümü motorların ister istemez farklı koşullarda çalışmasına neden olur. Bunu önlemek için kablo boylarının uygun ayarlanması veya dengeli dirençlerin kullanılması gerekir. Bu durum sistem randımanının düşmesi demektir.

(1, 15, 16, 14)

4.5. KONTROL DEVRELERİ

Eviricilerde tristörün kullanılması ve bu yarı iletken elemanların özellikleri icabı tetiklenerek iletme geçirebilmesi ve zorlanmış komutasyon ile kesime götürebilmeli, sistemin çalışmasını temin edecek ve yapılacak fonksiyonları sıraya koyacak kontrol devrelerine ihtiyaç gösterir. Bu bölümde bir fazlı veya üç fazlı bir evirici de kullanılan kontrol ünitelerinden bahsedilecek, daha sonra motor kontrolunun açık ve kapalı devre yapılması hususunda bilgi verilecektir.

4.6. KONTROL DEVRESİNİN ÜNİTELERİ VE GÖREVLERİ

4.6.1. FREKANS ÜRETİCİSİ :

Eviricinin çıkış frekansının arzuya bağlı olarak değiştirilmesi gerekir. Frekans üreticisi evirici frekansına göre darbelerin sayısını ayar eder. Bunun ayar edilmesi için gereken işaret eviricinin çıkışından alınıp, frekans üreticisinin girişine verilir. Kontrol işaretleri değişken doğru akım veya gerilim şeklindedir ve frekans üreticisinin girişine tatbik edilir. Bu ünite giren doğru akım veya gerilim darbe haline getirir ve ünitenin çıkışından seri darbeler şeklinde alınır. Burada darbelerin sayısı üniteye giren doğru akım işaretiyle doğru orantılıdır. Giriş işaretinin artan genliği darbe sayısının artmasına yol açar.

Bazı devir sayısı ayarı gerektiren sistemlerin eviricilerinde, frekans üreticisinin girişine uygulanan işaretler darbeler halinde olabilirler. Bu durumda, ünitenin görevi darbelere sıralama ünitesini çalıştıracak biçimde şekil vermektir. Sıralama ünitesinin, tristörlerin tetikleme darbelerinin sıraya konması açısından önemi büyüktür.

4.6.2. SIRALAMA ÜNİTESİ

Yukarıda bahsedildiği gibi frekans üreticisi sıralama ünitesini çalıştırır. Sıralama ünitesi, tristörlerin kapılarına gönderilmesi gereken tetikleme darbelerinin uygun zaman ve doğru sıralar halinde dağılımını temin eder. Tetikleme darbelerini gönderen devreler ise birer amplifikatördür. Bunlara tetikleme üniteleri denir.

Tetikleme ünitesine giren işaret darbe halinde doğru akımdır. Bu işaret, alternatif akımın kare dalga şekline dönüştürülerek ünitenin içinde bulunan izole transformatorların primer sargısına uygulanır. Bu transformatörün izoleli bir çok sekonder çıkışları vardır. Çıkıştan alınan alternatif kare dalga tam dalga doğrultucularında doğrultulduktan sonra tristörlere gönderilir. Eğer tetikleme ünitesine gönderilen ve doğru akım olan işaret ortadan herhangi bir nedenle kalkacak olursa, çıkışta alınması beklenen alternatif akım işareti alınamayacak ve tristörler tetiklenemeyecektir. Ünitenin çıkışında bulunan işaret yalnız doğrultulmuş bir doğru akım olmayıp aynı zamanda birbirinden izole edilmiştir. Her tristör iletimde olduğu süre boyunca bu işareti devamlı alır.

4.6.3. ANA KONTROL ÜNİTESİ

Bu ünitenin görevi, frekans üretici üniteye, eğer eviricinin beslendiği doğru gerilim kaynağı gerilimi ayar edilebilen cinsten ise ton üniteye evirici çıkışından aldığı işaretleri kendi programına göre değerlendirerek göndermektir. Bu ünite kontrol devresinin en önemli görevini üstlenmiştir. Yapısal olarak karmaşıklığı eviriciden beklenen fonksiyonlara göre değişir.

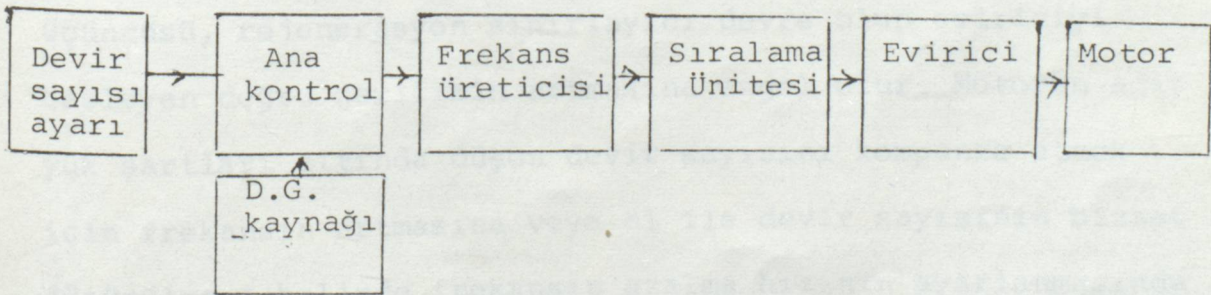
Eviricinin bir motoru beslediğini düşünelim. Ana kontrol ünitesinde bu sistemin geliştirilmişliğine bağlı olarak şu bölümlerin mevcut olması mümkündür. Doğru akım, doğru gerilim doğru gerilim kaynağına güvenilen doğru akım, motorun hızı, gibi büyüklüklere hassas ve ton değerlerden aldığı işaretleri tahrik sisteminin önceden programlanan yapısına göre değiştirerek, evirici çıkışını ayar eden devreler ana kontrol ünitesinde bulunabilir.

4.7. DEĞİŞİK KONTROL METOTLARI

Kontrolun anlamı, motorun karakteristiğini veya tahrik sisteminin karakteristiğinin çıkartılmasının kontrolü ile bağlantısı yoktur. Motor-evirici sisteminin birbirine gerilim, güç olarak uyuşması sağlandıktan sonra motora ait arzu edilen grafik elde olunabilir.

4.7.1. AÇIK ÇEVİRİM MOTOR KONTROLU

Yükün tamamıyla motor hızına bağlı olduğu yerlerde (pompa, vantilatör gibi) kullanılan en basit tahrik sistemidir. Bu metotda kullanılan evirici de motorun hızını tayin etmek için eviricinin çıkış frekansının ayar edilmesi el kumandasına bırakılmıştır. Motorun hızı eviricinin çıkış frekansından tamamıyla bağımsızdır. Ana kontrol ünitesi eviricinin frekansında herhangi bir nedenle meydana gelebilecek değişmelere engel olacak yapıya sahiptir. Ayrıca, motor hızına bağlı olarak gerekli işaretleri doğru gerilim kaynağına gönderir. Sistemdeki temel prensip, her hızda motordan alınabilecek maksimum gücün alınabilmesi ve hızlanmasının ise, ana kontrol ünitesinde tespit edildiği gibi olmasıdır. Yükteki değişme aynen motor hızına intikal eder ve kayma frekansı değişir. Bu durumda motorun kayması devrilme kaymasına hiç bir zaman erişmez. Bu cins hız kontrolü basitliğinden dolayı tercih edilebilir.

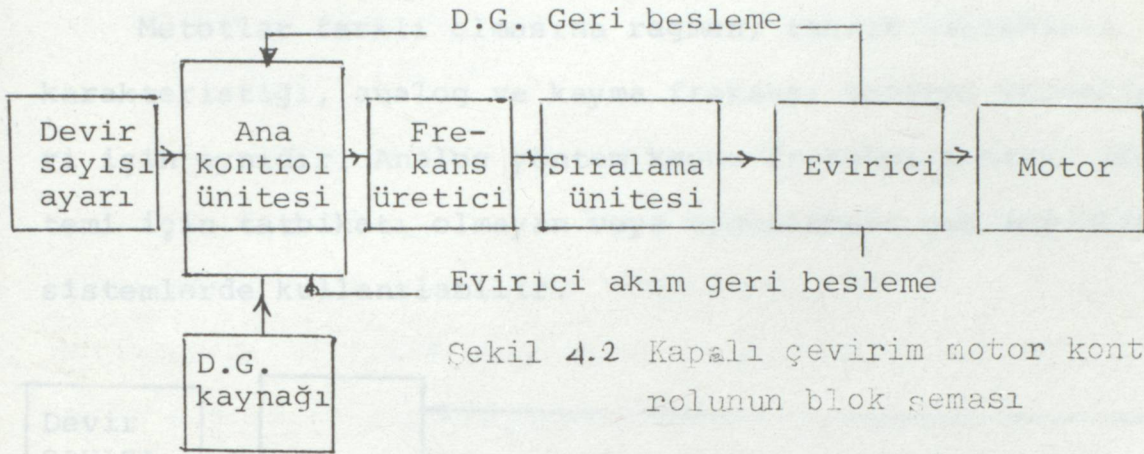


Şekil 4.1 Açık çevirim motor kontrolünün blok şeması

4.7.2.KAPALI ÇEVİRİM MOTOR KONTROLU

Blok diyagramı verilen bu metot açık çevrim motor kontrol metodundan tamamıyla farklı yapıya sahiptir. Yük tarafından motora uygulanan en ağır çalışma şartının motor-da meydana getireceği ivmelenme hareketinin en düşük değerde olması şartı ortadan kaldırılır. Motorun sabit moment üretmesine ve yükün müsaadesi oranında ivmelenecek hızlanmasına imkan verir.

Bu sistemde frekans üretici ünitesi bir a. alog-digital çeviricidir. Çıkış darbeleri giriş işaretleri ile orantılıdır. Sistemi devreye aldıktan sonra, frekans motorun başta çalışma hızına tekabül eden değere kadar yükselir. Ana kontrol devresi tahrik sisteminin özelliklerine uygun olarak frekans değişimlerine karşı koymaya çalışır. Bunlardan birincisi akım sınırlayıcısıdır. Frekansın artışına mani olacak şekilde çalışır. İkincisi devir sayısı sınırlayıcısıdır. Bunun görevi ise motor arzu edilen hıza erişince eviricinin frekansını daha fazla artmasına engel olur. Üçüncüsü, rejenerasyon sınırlayıcı devre olup eviriciyi besleyen doğru gerilimin artmasına engel olur. Motorun ağır yük şartları altında düşen devir sayısını kompanze etmek için frekansın artmasına veya el ile devir sayısının bizzat düşürülmesi halinde frekansın azalma hızının ayarlanmasında etkin olur.



Sekil 4.2 Kapalı çevirim motor kontrolünün blok şeması

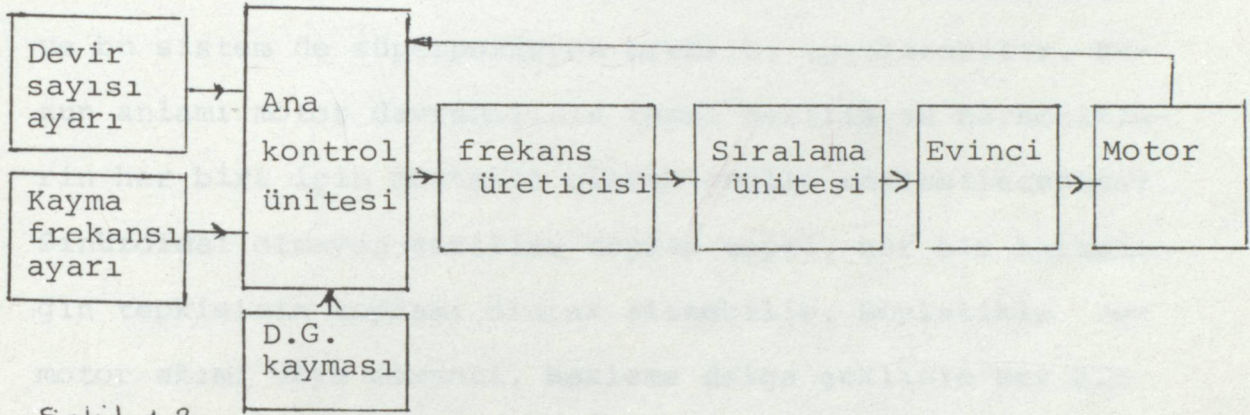
4.7.3.KAYMA FREKANSI İLE MOTOR KONTROLÜ

Aşağıda blok diyagramı gösterilen bu metodun özelliği motorun hızının artması veya azalması esnasında kayma frekansının sabit bir değerde muhafaza edilmesidir.

Çalışması şöyledir :

Ana kontrol ünitesine motorun hızını sürekli olarak ölçen bir ölçü aleti bağlanır. Motorun nominal kayma frekansı ana kontrol ünitesine verilir. Ünite bu iki değeri toplayarak işaret halinde frekans üretici üniteye verir. Böylece eviricinin frekansı tespit edildiğinden, motor sabit kayma frekansı ile çalışır. Motorun hızı referans alınarak ana kontrol ünitesine verilir. Motor-yük grubu nominal hızına erişinceye kadar sistemin frekansı değiştirilir. Eğer motor aşırı yüklendiyse hızı ve kendisine tatbik olunan frekans hemen düşecektir. Aşırı yük kalkınca, motor tekrar nominal hızına erişecek ve kayma frekansı da arzu edilen değere gelecektir. Görüldüğü gibi kayma frekansı ile yapılan devir sayısı ayarında moment ve hızı bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir.

Metotlar farklı olmasına rağmen, tahrik sisteminin karakteristiği, analog ve kayma frekansı kontrol yöntemleri için aynıdır. Analog yöntem kayma frekansı kontrol yöntemi için tatbikatı olmayan veya uygulanması çok zor olan sistemlerde kullanılabilir.



Şekil 4.3

Kayma frekansı kontrolü yöntemi uygulayan blok şema.

(11, 12, 13)

BÖLÜM - 5

5. A.C. MOTORUN SİNÜSOİDAL OLMAYAN GERİLİMLE BESLENMESİ
HALİNDE ÇALIŞMA ŞEKLİ

A.C. motor sinüsoidal olmayan bir gerilimle beslendiği zaman, besleme gerilimi temel dalga ve harmoniklerin etkilerinden söz edebiliriz. Şayet manyetik doyma ihmal edilirse motor lineer bir düzen olarak kabul edilebilir ve bu sistem de süperpozisyon prensibi uygulanabilir. Bunun anlamı motor davranışının temel gerilim ve harmoniklerin her biri için müstakil olarak analiz edilebileceğidir. Sinüsoidal olmayan gerilime toplam tepki, her bir harmoniğin tepkisinin toplamı olarak alınabilir. Böylelikle net motor akımı veya momenti, besleme dalga şeklinin her bir gerilim bileşeninin akım veya moment bileşenlerinin toplamına eşittir. Yani, akımı ve momentinin çalışma değerleri motorun nominal akım ve momentinin bileşenleri olarak ifade edilebilir.

5.1. HARMONİK EŞDEĞER DEVRESİ

Şekil 5.1(a) de sinüsoidal gerilimle beslenen indüksiyon motorunun bir fazına ait eşdeğer devre gösterilmiştir. Bu devrede çekirdek kayıpları ve doyma etkisi ihmal edilmiştir. X_1 ve X_2 . Stator ve rotor kaçak empedanslarıdır. Buradan kayma ifadesi :

$$s_1 = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad 5.1$$

yazılabilir.

n_1 : döner alan senkron hızını

n : rotor sayısını gösterir

Harmonik kayma denkleminde (5.1) n yerinde S_1 koyarsak

denkleminiz

şeklını alır.

k. inci harmonik gerilim ve akım denklemleri de gösteri-

rildiği üzere, temel frekans S_1 yerine S_k koyarsak

kilde gösterilebilir. Şekil 5.1. İndüksiyon motorunun esdeğer devresi

S_1 yerine S_k , indüktif reaktans X_1 yerine kX_1 , X_2 yerine kX_2

indüktif reaktans X_m yerine kX_m ve rotor direnci R_2 yerine R_{2k}

edilirse, k. inci harmonik esdeğer devresi (Şekil 5.1. b) elde edilir.

bu da hesaplanabilir.

Şekil 5.1 İndüksiyon motorunun esdeğer devresi
a- Temel frekans esdeğer devresi
b- k.inci harmonik esdeğer devresi

Faz akımının k.inci harmoniği, kn_1 hızında ileri ve geri dönen harmonik m.m.k. meydana getirir. İleri harmonik alanda rotor kayması ;

$$S_k = \frac{kn_1 - n}{kn_1}$$

ve ters yönde dönen alanda rotor kayması

$$S_k = \frac{kn_1 + n}{kn_1}$$

şeklinde olacaktır.

Bu sebeple genelde ;

$$S_k = \frac{kn_1 \pm n}{kn_1} \quad 5.2$$

şeklinde ifade edilebilir.

Harmonik kayma denkleminde (5.1) n yerinde S_1 koyarsak denkleminiz

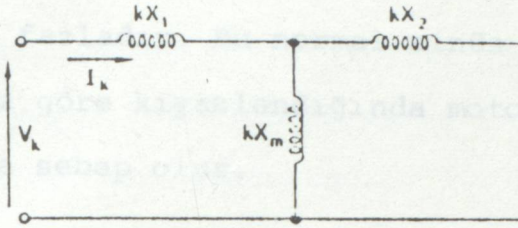
$$S_k = \frac{(k+1) S_1}{K} \quad 5.3$$

şeklını alır.

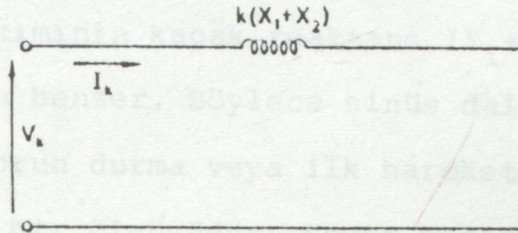
k inci harmonik gerilim ve akımın Şekil 5.1. da gösterildiği üzere, temel eşdeğer devre Şekil 5.1.b'de benzer şekilde gösterilebilir. Şekilden görüldüğü gibi normal kayma S_1 yerine S_k , indüktif reaktans yerine k kere arttırılmış indüktif reaktans yerleştirilebilir. Kesin olarak ifade edelim ki rotor kaçak empedansı yüzey etkiyle değişir ve bu da hesaplarda dikkate alınmalıdır.

(5.3) denkleminle, normal motor çalışmasında S_k harmonik kayması çok az değişir. Örneğin, motor hızı, senkron hızdan durmağa kadar değişirse yani temel kayma 1 ila 0 arasında değişirken, beşinci harmonik kayması 1,2 den 1 kadar değiştiği, yedinci harmonik kaymasının 0.857 den 1'e kadar ve daha yüksek harmoniklerin 1'e daha yakın olduğu görülebilir.

Şekil 5.1.b deki harmonik eşdeğer devrede dirençler kaldırılırsa, Şekil 5.2.a'da görülen basitleşmiş eşdeğer devreyi elde ederiz. Bu devre indüktif reaktansların frekansla aynı derecede artması, halbuki yüzey tesirinden dolayı, rotor direncindeki artışın daha az olması şartı ile kabul edilebilir.



(a)



(b)

Şekil 5.2 Harmonik akımların hesabı için eşdeğer devre

S_k yaklaşık olarak 1 olduğundan magnetik empedansın (kx_m) büyük olmasından dolayı, stator ve rotor harmonik empedansına göre ihmal edilebilir. Bu Şekil 5.2.b 'de görülmektedir. Harmonik eşdeğer devrede gösterilen stator ve rotor empedansları, bu eşdeğer devreye irtinaden $k(X_1+X_2)$ halinde gösterilebilir. Fakat düşük harmonik frekanslarda sargı empedansları farklı olanaklarından bu basitleştirmede 10 Hz'in altında kullanılamaz.

5.2. HARMONİK AKIMLAR

S_k değeri durma halinden, senkron hıza kadar bütün hızlarda yaklaşık olarak sıfırdır. Böylece tam yüklü çalışmadan yüksüz çalışmağa kadar olan aralıkta harmonik akımlar sabit kalırlar. Temel stator akımını, motorun yüklenmesi tayin ettiğinden bağıl harmonik bileşeni tam yüklü çalışma

veya ilk hareket durumlarından hafif yüklü çalışma durumuna göre daha fazladır. Bu normal sinüs dalgası ile çalışması durumuna göre kıyaslandığında motor yüksüz kaybında önemli artışa sebep olur.

Şekil 5.2.b'de yaklaşık eşdeğer devresi normal sinüsoidal gerilimle beslenen asenkron motorun hıza devre halindeki motor akımının kaçak reaktans $(X_1 + X_2)$ sınırlandırılması durumuna benzer. Böylece sinüs dalgasıyla beslenen asenkron motorun durma veya ilk hareket davranışı harmonik performansın bir ölçüsüdür. Şayet motor büyük kalkış akım çekerse, sinüsoidal olmayan akımlarda da büyük değerlerde harmonik akımı çekecektir. Kaçak reaktanslar harmonik akımların mertebesini belirleyen bir faktördür. Motorun kaçak reaktansının çok küçük olması halinde sinüsoidal olmayan akımlarda dikkatli kullanılmalıdır. Zira aşırı harmonik akımların olması motorun aşırı ısınmasına sebep olur.

V_k besleme geriliminin k ıncı harmoniğinin bileşeni ise, Z_k k .ıncı harmonik giriş empedansı olsun akacak olan harmonik akımın $I_k = V_k/Z_k$ olur. Şekil 5.2.b deki yaklaşık eşdeğer devreden $Z_k = k(X_1 + X_2)$ ilişkisi yazılabilir.

$$I_k = \frac{V_k}{k(X_1 + X_2)} \quad 5.4$$

sıfır harmonik bileşeni $Z_k = kX_0$ ve

$$I_k = \frac{V_k}{kX_0} \quad 5.5$$

Bu formüller harmonik içeriği bilinen sinusoidal olmayan gerilim dalgasının meydana getirdiği harmonik akımların değerlendirilmesine yarar. Genellikle sıfır sıra harmonikleri ve çift harmonikleri bulunmamaktadır. Toplam efektif harmonik akımın değeri

$$I_{har} = \sqrt{I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + \dots + I_k^2} = 5.6$$

$$I_{har} = \sqrt{\sum_5 I_k^2}$$

Eğer motorun esas stator akımı var ise toplam akımın ifadesi:

$$I_{r.m.s} = \sqrt{I_1^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + \dots + I_k^2} = \sqrt{I_1^2 + I_{har}^2} \quad 5.7$$

verilen bir gerilim dalga şekli için sabit akımın bağıl harmonik içeriği motorun birim reaktansı X_{pu} ile yakından ilgilidir. Esas frekansta kaçak reaktansın, temeli reaktansa oranı olarak ifade edilir. Temel reaktans $X_{base} = V_R / I_{FL}$ şeklinde bulunur.

V_R : Nominal sinus dalga şeklinde gerilim

I_{FL} : Normal tam yük akımı

Buna göre

$$X_{Pu} = \frac{X_1 + X_2}{X_{base}} (X_1 + X_2) \frac{I_{FL}}{V_R} = \frac{I_{FL}}{I_S} \sin \phi_s \quad 5.8$$

I_S : Temel durma akımı

ϕ_s : Durmadaki motor güç faktörü açısı

Altı basamak ve oniki basamak dalga şekilli gerilimlerde, harmonik gerilimin büyüklüğü harmoninin düzeniyle ters orantılıdır. Böylece $V_k = V_1/k$ olup ve 5.4 denklemi harmonik akımı verir.

$$I_k = \frac{V_1}{k^2 (X_1 + X_2)} \quad 5.9$$

Eğer temel faz gerilimi V_1 , nominal sinüs gerilimi V_R ye eşit olduğu takdirde 5.8 denkleminde

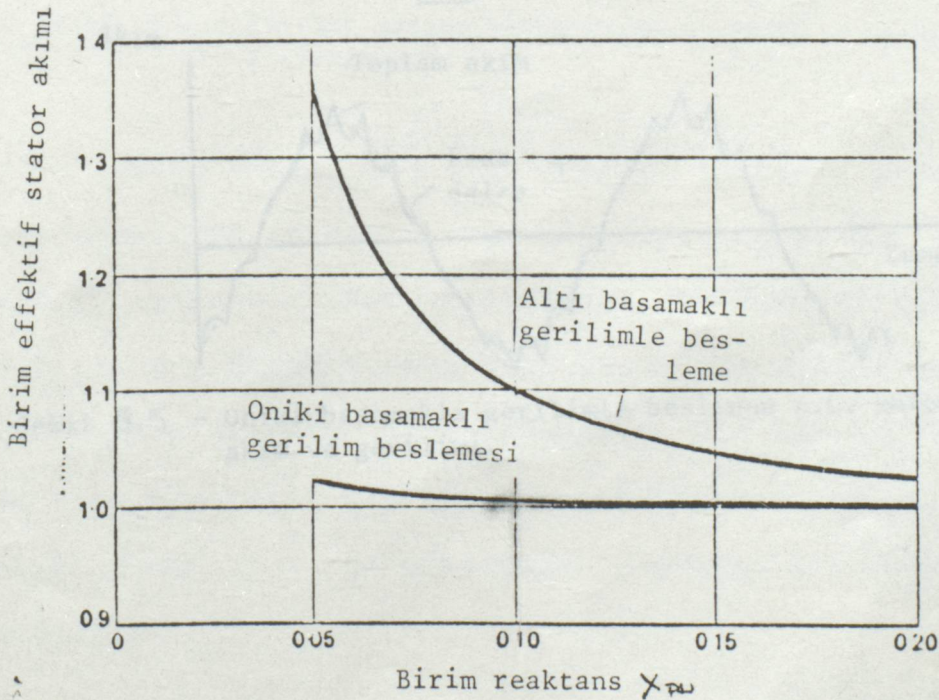
$$V_1 = V_R = (X_1 + X_2) \frac{I_{FL}}{X_{pu}}$$

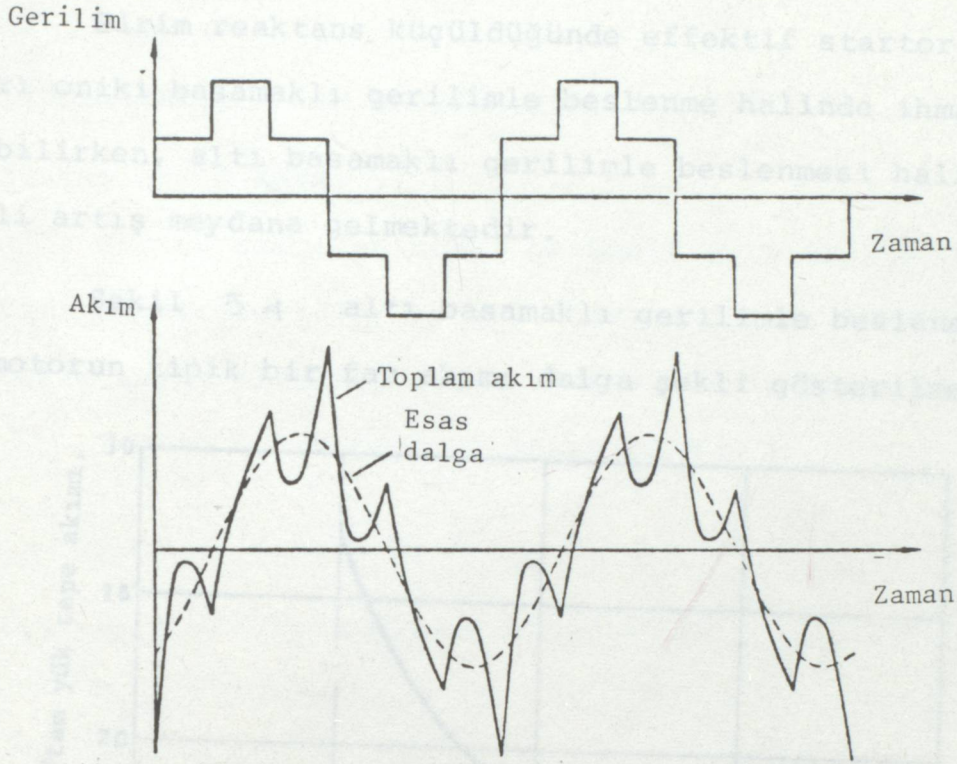
Bunu 5.9'da yeri koyarsak

$$I_{kpu} = \frac{I_k}{I_{FL}} = \frac{1}{k^2 X_{pu}} \quad \text{bulunur.} \quad 5.10$$

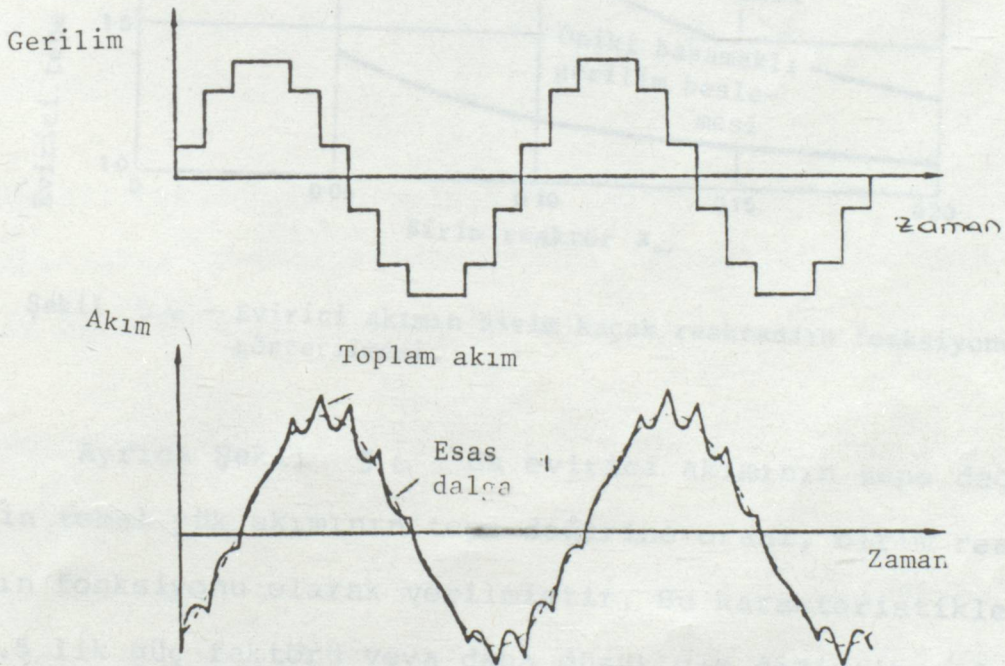
I_{kpu} : Tam yüklü halde birim harmonik akım.

Şekil 5.3 toplam efektif stator akımının birim reaktans fonksiyonu olarak gösterilmiştir.





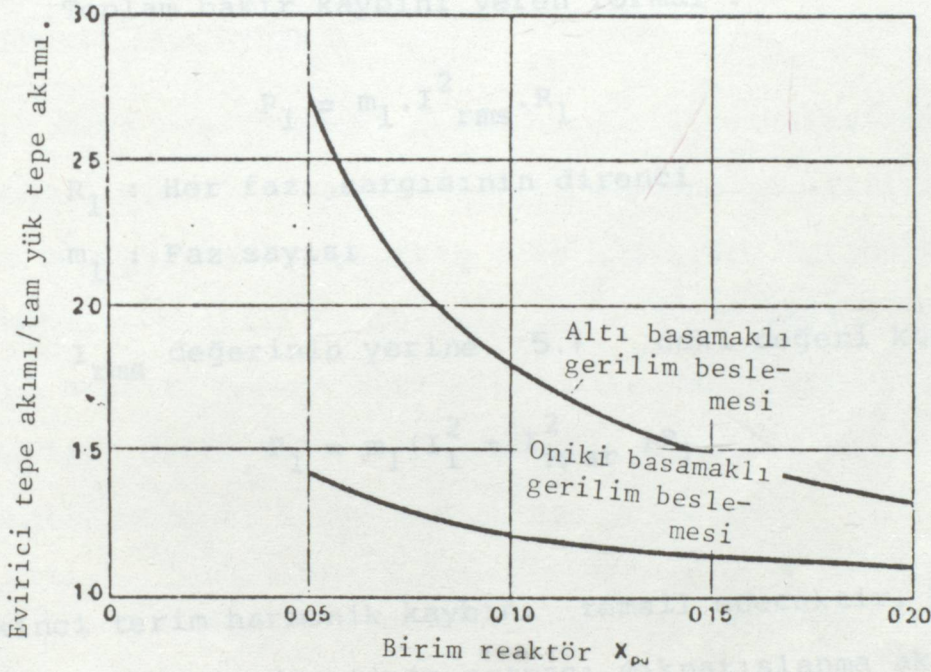
Şekil 5.4 - Altı basamaklı gerilimle beslenen A.C. motorun stator akımı ve gerilimi.



Şekil 5.5 - Oniki basamaklı gerilimle beslenen A.C. motorun stator akımı ve gerilimi.

Birim reaktans küçüldüğünde efektif startor akımları oniki basamaklı gerilimle beslenme halinde ihmal edilebilirken, altı basamaklı gerilimle beslenmesi halinde önemli artış meydana gelmektedir.

Şekil 5.4 altı basamaklı gerilimle beslenen a.c. motorun tipik bir faz akımı dalga şekli gösterilmektedir.



Şekil 5.6 - Evirici akımının birim kaçak reaktansın fonksiyonu olarak gösterilmesi.

Ayrıca Şekil 5.6 da evirici akımının tepe değerinin temel yük akımının tepe değerine oranı, birim reaktansın fonksiyonu olarak verilmiştir. Bu karakteristikler 0.5 lik güç faktörü veya daha düşük yer değiştirme faktörü dikkate alınarak hazırlanmıştır. 0.4 lük güç faktörüyle altı basamaklı gerilim ile çalışan a.c motorun tepe akımı Şekil 5.6 da gösterilen değerden % 4 daha büyük değildir.

5.4. SİNÜZOİDAL OLMAYAN BESLEME ŞARTINDA KAYIPLAR

I. STATOR BAKIR KAYBI :

Stator sargılarındaki harmonik akımlar I^2R stator kaybını arttırır. Yüzey tesiri ihmal edildiği takdirde stator bakır kaybı efektif akımın karesiyle orantılıdır.

Toplam bakır kaybını veren formül :

$$P_1 = m_1 \cdot I_{rms}^2 \cdot R_1$$

R_1 : Her fazı sargısının direnci

m_1 : Faz sayısı

I_{rms} değerinin yerine 5.7 deki değeri konursa

$$P_1 = m_1 (I_1^2 + I_{Har}^2) R_1$$

İkinci terim harmonik kaybını temsil edecektir. Harmonik akımların mevcudiyetinin artması mıknatıslanma akımında az da olsa artmasına sebep olur.

5.3. ROTOR BAKIR KAYBI

Harmonik frekanslarda stator sargı direncinin sabit olması şartı ancak küçük tip makinalar için sözkonusudur. Fakat endüksiyon motorunun A.C direnci rotorun yüzey etkisiyle oldukça artar.

Rotor frekansı harmonik frekansının fonksiyonu olduğundan, rotor bakır kaybı her harmonik için ayrı ayrı hesaplanır.

Genellikle k ., rotor kaybı :

$$P_{2k} = m_1 (I_{2k})^2 R_{Ik}$$

elde edilir.

I_{2k} : k . harmonik rotor akımı

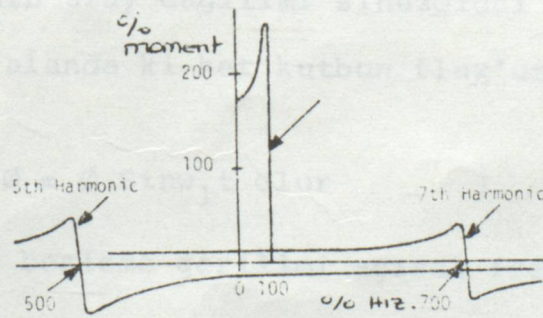
R_{2k} : rotor direnci

HARMONİK MOMENTLER

Hava boşluğundaki zaman harmonik dalgaları motor üzerinde ilave dönüş momentlerinin meydana getirirler. Harmonik moment temel momentten daha küçüktür. Ayrıca harmonik momentler pozitif ve negatif yönde döndükleri için pozitif veya negatif moment genliklerinin meydana gelmesine sebep olurlar. Şekil 5.7 de çalışma bölgesindeki toplam etki negatif momenti ihmal edecek kaçak küçüktür.

Şekil k .harmonik eşdeğer devresinden k .ıncı harmonik moment ifadesi şöyle yazılabilir.

$$T_k = \frac{P \cdot m_1}{2\pi k f} (I_{2k})^2 \left(\frac{R_{2k}}{S_k} \right)$$



Şekil 5.7 - Harmonik hız - moment eğrileri

BÖLÜM - 6

6. ASENKRON MOTORLARININ DEĞİŞKEN FREKANSLA ÇALIŞMASI

Bu bölümde motorun değişik frekansla beslenmesi durumunda çalışması incelenmektedir. Bundan önceki bölümde harmoniklerin bulunmasının motor üzerinde yarattığı etkiler incelenmiştir.

Bu bölümde teorik karakteristikler 2hp, bilezikli rotor ve kısa devre çubuklu rotorlara sahip indüksiyon motorlarına göre hesaplanmıştır.

6.1.SABİT VOLT/HZ DE KARARLI HAL DAVRANIŞI

Indüksiyon motorunun kararlı durum performansı Şekil 'de temel eşdeğer devreyle analiz edilmiştir. Normal sinüs dalgasıyla çalışma için devir etkisi genelde hesaba alınmamıştır. Böylece frekanslar orantılıyken vezistanslar frekanstan bağımsızdır. Hava aralığında dönen akım dalgası statorda E e.m.k indükler. Bu e.m.k 'nin değeri besleme gerilimi V_1 den daha azdır. Bu farkı stator zahiri direncindeki $(R_1 + j X_1)$ gerilim düşüsü kadardır. Boşlukta harmonik akımlar hesaba katılmadığını düşünürsek, dönen akım dalgasının uzay dağılımı sinüzoidal formda olacaktır. Eğer ϕ dönen alanda ki her kutbun flux'unu gösterecek olursa

$$\phi = \phi \sin \omega_1 t \text{ olur}$$

$\omega_1 = 2\pi f_1$ besleme gerilimi açısal frekansını gösterir.

İndüklenmiş e.m.k'nin değeri ise,

$$e_1 = \frac{d\phi}{dt} = w_1 \cdot \phi \cdot \cos w_1 t \text{ 'dir.}$$

ve efektif değeri ise :

$$E_1 = W_1 \cdot \phi \cdot K_w \cdot N_1 / \sqrt{2} = 4.44 K_w \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot \phi \quad 6.1$$

N_1 : Her fazın sarım sayısı

k_w : sargı faktörü

Sargı faktörü aynı ise e.m.k'i ϕ ve

E_1/f_1 ile orantılıdır.

Etkili kullanım için, indüksiyon motorunun hava aralığı akışı bütün frekanslarda sabit tutulmalıdır. Sabit hava aralığı akışı E_1/f_1 oranı sabit tutulduğunda elde edilir. Stator zahiri direnci küçükse V_1 ve E_1 hemen hemen eşittir. Dolayısıyla, hava aralığı akışı V_1/f_1 oranı belli bir değerdeyken hemen hemen sabittir. Bu genelde basit açık çevrim sistemlerinde kullanılan sabit Volt/Hz çalışması şeklindedir. Doğrusal verim karakteristiği statik dönüştürücüler kullanarak elde edilir. Hava aralığı akışı azaldığı zaman motor performansı azalır. Bu aşağıda izah edilmiştir.

6.1.1. Moment Karakteristiği :

Şekil 5.1(a)deki eşdeğer devreden aşağıdaki denklemleri elde edebiliriz :

$$V_1 = (R_1 + j X_1) I_1 + \left(\frac{R_2}{s} + j X_1 \right) I_2 \quad 6.2$$

$$j X_m (I_1 - I_2) = \left(\frac{R_2}{s} + j X_2 \right) I_2 \quad 6.3$$

Tanımla rotor kayması $S = \frac{f_2}{f_1}$ 6.4

f_2 : Rotor frekansı

f_1 : Değişken stator frekansı

Motor Momenti :

$$T = \frac{P \cdot m_1}{2\pi f_1} (I_2)^2 \cdot \frac{R_2}{S} \quad 6.5$$

m_1 : Stator fazlarının sayısı

P : Çift kutup sayısıdır.

denklemleri birleştirilince moment uygulanan gerilim V_1 ve f_1, f_2 frekansları şeklinde açıklanabilir.

$$T = \frac{P \cdot m_1}{2\pi} \left[\frac{V_1}{f_1} \right]^2 \frac{f_2 X_m^2 / R_2}{\left[R_1 + \frac{f_2}{f_1 R_2} (X_m^2 - X_{11} \cdot X_{22}) \right]^2 + \left[X_{11} + \frac{f_2 \cdot R \cdot X_{22}}{f_1 R_2} \right]^2} \quad 6.6$$

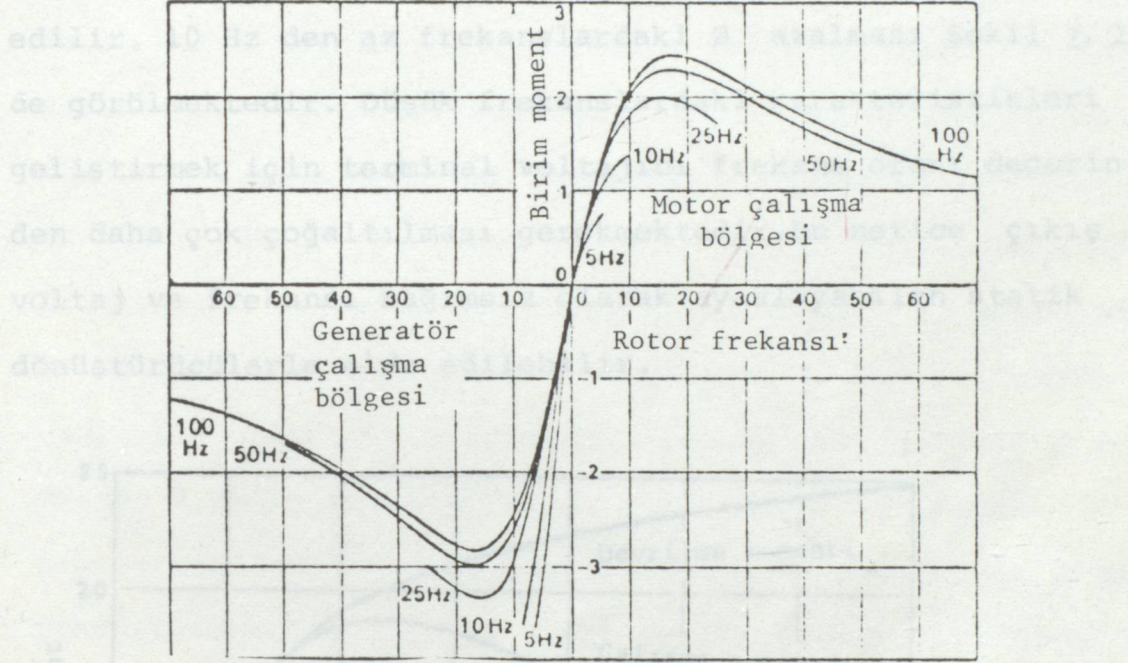
$X_{11} = X_1 + X_m$ besleme frekansı f_1 de toplam stator reaktansı.

$X_{22} = X_2 + X_m$ de aynı frekanslardaki toplam rotor reaktansıdır.

Sabit Volt/H çalışması için 6.6 denkleminde V_1/f_1 değeri sabittir. Makina parametreleri bilindiğinde moment karakteristiği değerlendirilebilir. Şekil 6.1 de stator frekanslarının sayısı parametre olacak şekilde moment, rotor frekans karakteristiği gösterilmiştir. Bu so-

sonuçlar, stator frekansının azalmasıyla indüksiyon motor momentinin hızla düştüğünü gösterir. Bu durum stator empedansının çoğalmasıyla düşük frekanslarda hava aralığı akışında bir azalma meydana getirmesinden dolayıdır.

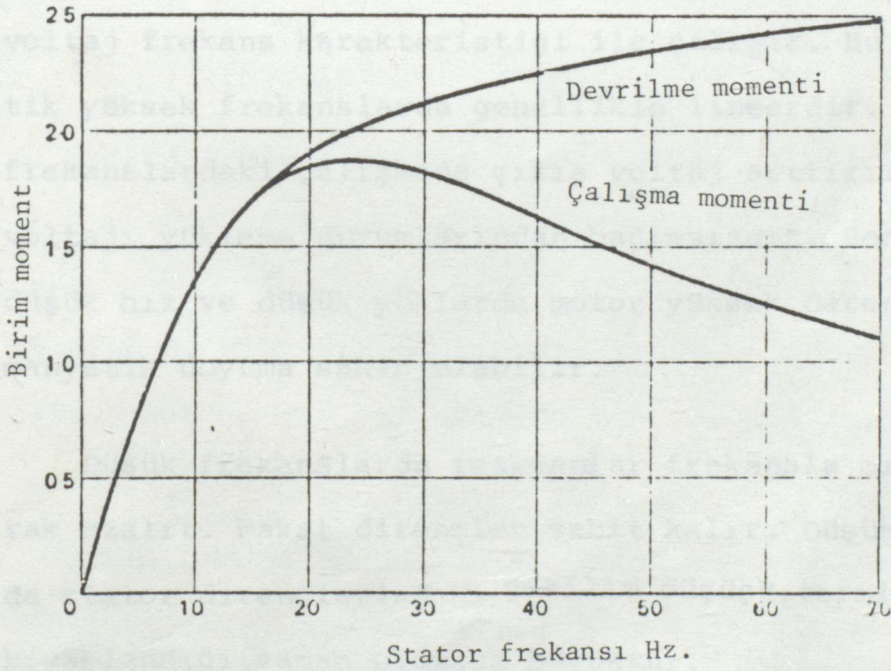
parak elde edilebilir. Bu da f_1 ve f_2 eşitliyiyle elde edilir.



Şekil 6.1 - Indüksiyon motorunun sabit Volt/Hz değerleri için değişken frekansta çalışma karakteristiği.

Moment karakteristikleri şekilde görüldüğü gibi generatör çalışma koşulları içinde izah edilebilir. Bu bölgede, makina ters akı gücü, motorda ters voltaj endükler. Bu da büyük E_1 e.m.k.'i ve büyümüş hava aralığı akışına sebep olur. Sonuç olarak özellikle düşük frekanslarda büyük generatör momentleri elde edilir. Bu momentleri, akım sınırlaması çalışmadığı zaman mekanik hasarlara sebep olabilir.

Şekil 6.2 de 2 h.p motorun başlama ve devrilme momentinin besleme frekansının fonksiyonunun olarak çizildiği görülmektedir. Devrilme momenti denklemini elde etmek için (6.6) denklemindeki moment ifadesini maksimum yaparak elde edilebilir. Bu da f_1 ve f_2 eşitleyerek elde edilir. 10 Hz den az frekanslardaki ϕ azalması Şekil 6.2 de görülmektedir. Düşük frekanslardaki karakteristikleri geliştirmek için terminal voltajını frekans oranı değerinden daha çok çoğaltılması gerekmektedir. Bu netice çıkış voltaj ve frekansı bağımsız olarak ayarlayabilen statik dönüştürücülerle elde edilebilir.



Şekil 6.2 - İndüksiyon motorunun salsit Volt/Hz değerleri için değişken frekansta çalışma ve devrilme moment karakteristiği.

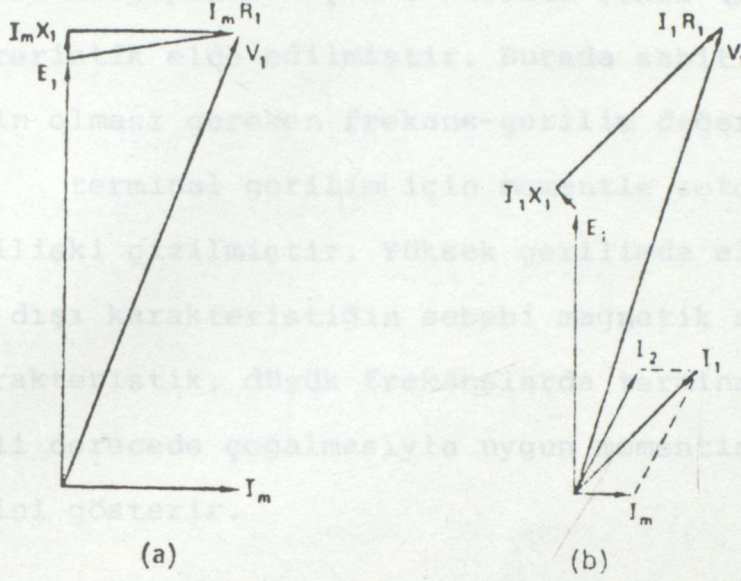
6.1.2.ALÇAK FREKANSLARDA ARTAN VOLT/HZ DAVRANIŞI

Yukarıda anlatıldığı gibi sabit Volt/Hz de indüksiyon motorunun düşük-hız performansı tatmin edici değildir. Düşük frekanslarda hava aralığı akışını sağlamak için gerilimi yükseltme gerekmektedir. İstenilen akım değerini gösteren sabit tutulmuş bir referans gerilimle hava aralığı akısının izlenip kıyaslandığı kapalı çevrim sistemiyle mümkündür. Hata gerilimi yükseltilir ve stator frekansı ve bütün yükler için hava aralığı akışını sağlamada gerekli terminal voltaj kontrolü için kullanılır. Bu metod bazı uygulamalar için karışık ve pahalıdır. Sık kullanılan basit bir açık çevrim sistemin frekansı sabitlenmiş olan voltaj frekans karakteristiği ile çalışır. Bu karakteristik yüksek frekanslarda genellikle lineerdir. Fakat düşük frekanslardaki çalışmada çıkış voltaj arttırılır. Terminal voltajı yükleme durumlarından bağımsızdır. Sonuç olarak düşük hız ve düşük yüklerde motor yüksek derecede bir, manyetik doyuma sahip olabilir.

Düşük frekanslarda reaktanslar frekansla orantılı olarak azalır. Fakat dirençler sabit kalır. Düşük frekanslarda stator dirençlerindeki gerilim düşüşü, terminal gerilimi ile kıyaslandığı zaman oldukça büyüktür.

Düşük frekanslarda manyetik saturasyonun indüksiyon motorunun performansına etkisi.

- a) Yüksüz fazör diyagramı
- b) Tam yük fazör diyagramı.



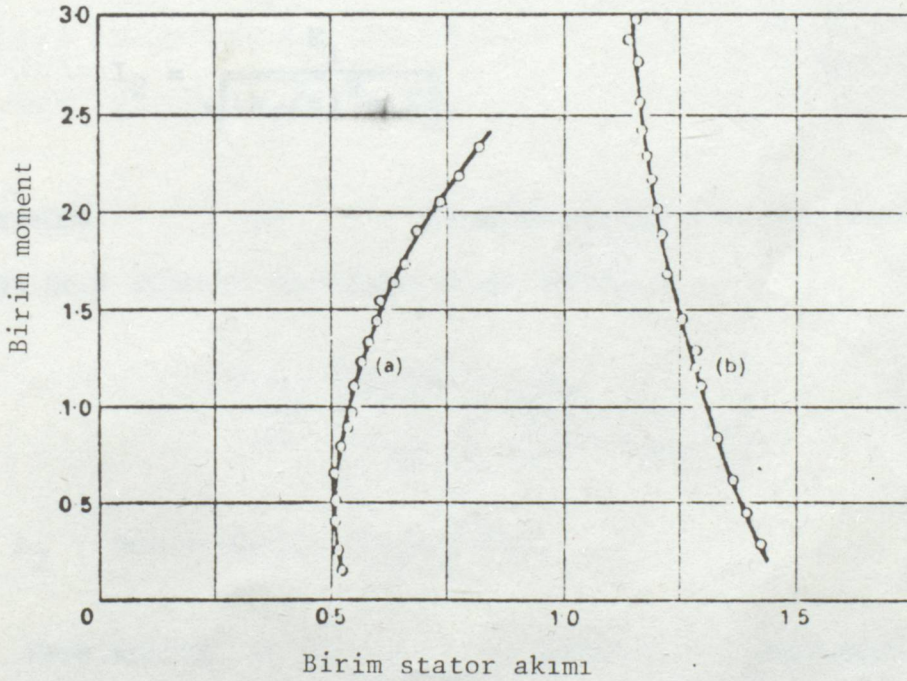
Şekil 6.3 - Alçak frekansta çalışan indüksiyon motoruna magnetik doyum etkisi
 a) Yüksüz fazör diyagramı b) Tam yük fazör diyagram

I_m : mıknatıslama akımı

Hava aralığı akısı, kendinden 90° ileride bir E_1 zıd e.m.k. endükler. Boşta çalışma şartlarında E_1 gerilimi besleme geriliri V_1 hemen hemen eşittir. Böylece makina doyum durumunda olur. Büyük mıknatıslanma akımı çeker. I_m , yüksüz durumda, tam yük akımına eşit olabilir. Hatta onu geçebilir.

Yüklendiğinde, I_2 akımı akacağından E_1 gerilimi ve hava aralığı akısı azalmıştır. Bu mıknatıslama akımında büyük bir düşüşe sebep olur. Yük akımı arttıkça bu değer azalacaktır. Mıknatıslanma akımındaki azalma, rotor akımında daki artmayı daha çok dengeler ve böylece toplam besleme akımı, yük uygulandıktan sonra azalır.

5 Hz de yapılan ölçüm sonucunda Şekil 6.4 daki karakteristik elde edilmiştir. Burada sabit Volt/Hz durumu için olması gereken frekans-gerilim değerinden % 40 fazla terminal gerilimi için momentle rotor akım arasındaki ilişki çizilmiştir. Yüksek gerilimde elde edilen olağan dışı karakteristiğin sebebi manyetik saturasyondur. Bu karakteristik, düşük frekanslarda terminal geriliminin yeterli derecede çoğalmasıyla uygun momentin elde edilebileceğini gösterir.



Şekil 6.4 - 5Hz besleme frekansı için motor moment ve stator akımı arasındaki ilişki
a) Normal volt / (H.z) b) Normalden %140 Volt/Hz.

6.2. SABİT - AKI ÇALIŞMASI

Hıza göre yüksek moment elde edebilmek için hava aralığı akışı sabit kalmalıdır. Düşük frekanslarda çoğalan direnç etkileri sonucu akımın düşmesi önlenmelidir. Hava aralığı e.m.k E_1 lineer olarak frekansla değişirse bu durum sağlanabilir.

6.2.1. MOMENT KARAKTERİSTİĞİ

Şekil 5.4.0 daki eşdeğer devreden, rotor akımının I_2 aşağıdaki denklemle verilebilir.

$$I_2 = \frac{E_1}{\sqrt{(R_2/s)^2 + X_2^2}} \quad 6.7$$

Bu tanım ve denklemleriyle birleştirilince aşağıdaki moment denklemi elde edilir.

$$T = \frac{P \cdot m_1}{2\pi} \left[\frac{E_1}{f_1} \right]^2 \left[\frac{f_2 R_2}{R_2^2 + (2\pi f_2 L_2)^2} \right] \quad 6.8$$

L_2 : Rotor kaçak endüktansı

Hava aralığı akışı E_1/f_1 la orantılı olduğundan dolayı elektromanyetik moment verilen rotor frekansı f_2 de, hava aralığı akışının karesiyle orantılıdır. Sonuç olarak eğer hava aralığı akışı bütün çalışma boyunca sabit tutulursa, indüksiyon motor momentleri sadece rotor frekansı f_2 ile saptanır ve besleme frekansı f_1 den bağımsız olur.

Hava aralığı akışının sabit ve rotor kayma frekansının da kontrollü olduğu bir kontrol şeması, herhangi bir hızda motor momentinin ayarlanmasını sağlar.

Denklem 6.8 'i maksimuma çıkararak sabit hava aralığı momenti akışı ile durma momenti için bir tanım elde edilebilir. Rotor frekansı f_2 nin diferansiyelini alıp, sıfıra eşitleyerek rotor durma frekansı bulunabilir.

$$f_{2b} = \pm \frac{R_2}{2\pi L_2} \quad 6.9$$

negatif işaret generatör hali için uygulanır. Bu değeri deki denkleme yerleştirerek durma momenti bulunur.

$$T_D = \pm \frac{P \cdot m_1}{2\pi} \left[\frac{E_1}{f_1} \right]^2 \frac{1}{4\pi L_2} \quad 6.10$$

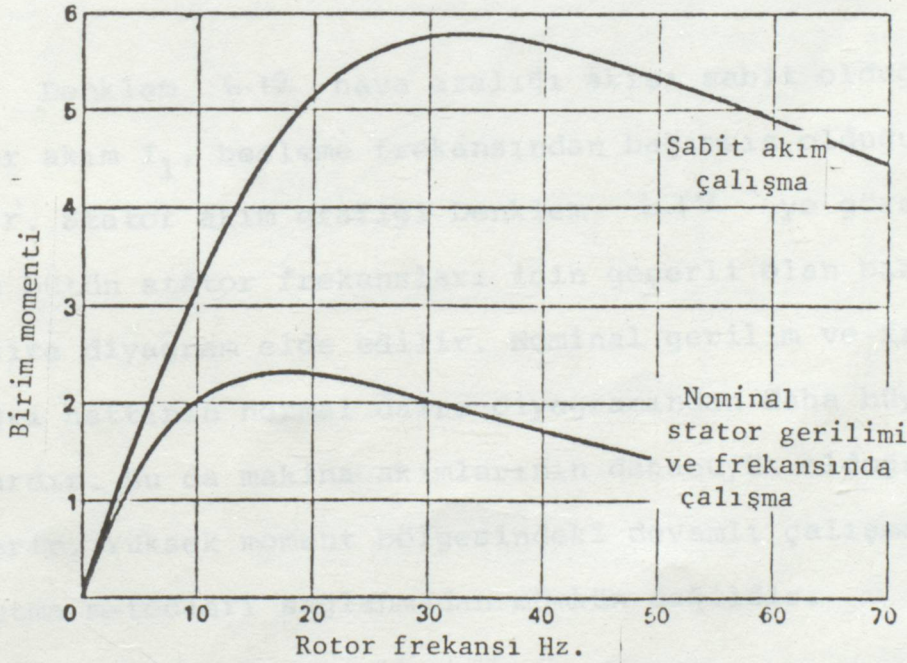
Böylece durma momentinin hava aralığı akışının karesiyle doğru, rotor kanalı endüktansıyla ters orantılı olduğu görülür. Rotor direnci durma momentini etkilemez fakat durma olduğu zaman rotor frekansını etkiler. 6.9 ve 6.10 daki denklemleri 6.8 deki moment denklemine yerleştirerek, sabit akım çalışması için universal moment denklemi elde edilir.

$$\frac{T}{T_b} = \frac{2}{\left(\frac{f}{2}\right) + \left(\frac{f}{2b}\right)}$$

6.11

Şekil 6.5 nominal gerilim ve frekanslar tam yük çalışması durumunda, hava aralığı akışının sabit tutulduğunu kabul ederek 2hp.lık motor için teorik moment karakteristiğini gösterir. Bu karakteristik bütün stator frekansları, motor ve generatör çalışması için geçerlidir.

Nominal gerilim ve frekansta, normal basit frekans çalışması için moment karakteristiği Şekil 6.5 de gösterilmiştir. Sabit akım şartı altında elde edilen moment oldukça büyüktür.



Şekil 6.5 - Universal moment karakteristiği

6.2.3. STATOR AKIMI

Sabit akım durumlarında elde edilen büyük moment, büyük akımlar olmadan sağlanamaz. Eşdeğer devreden, stator akımı I_1 , şu şekilde verilmiştir.

$$I_1 = I_m + I_2 = \frac{E}{jX_m} + \frac{E_1}{\left(\frac{R_2}{s} + jX_2\right)}$$

$$I_1 = \left[\frac{E_1}{f_1} \right] \cdot \left[\frac{R_2 + j(2\pi L_{22}) f_2}{(2\pi L_m)^2 f_2^2 - (2\pi L_m)(2\pi L_{22}) f_2 + j(2\pi L_m) R_2} \right] \quad 6.12$$

L_m : mıknatıslama endüktansı

L_{22} : $L_2 + L_m$ toplam rotor endüktansı

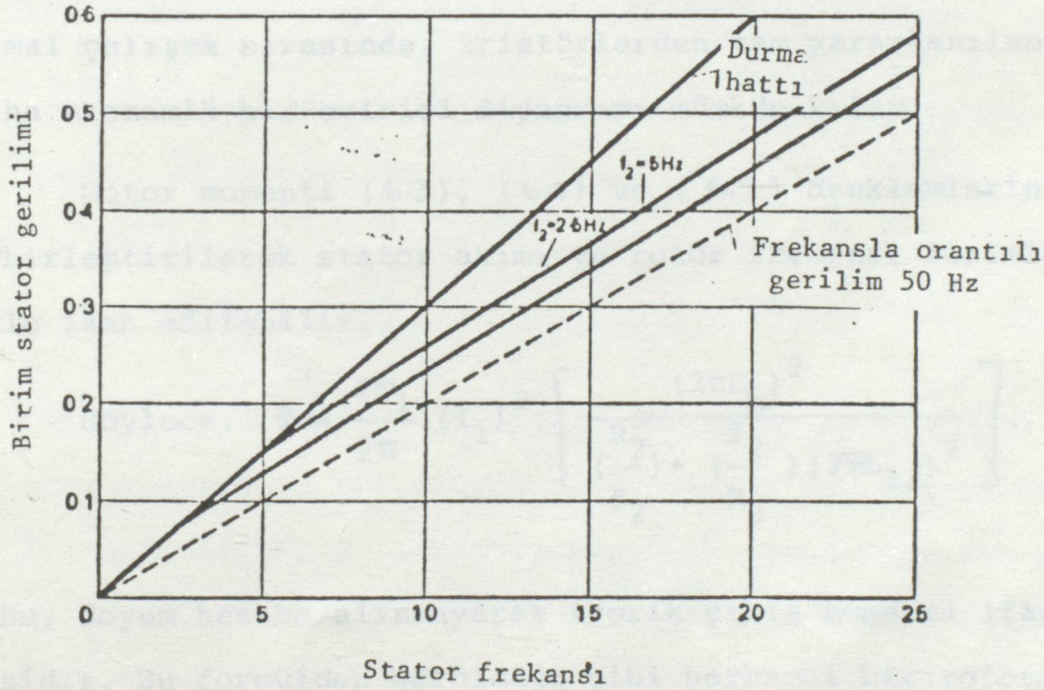
Denklem 6.12 hava aralığı akışı sabit olduğunda stator akım I_1 , besleme frekansından bağımsız olduğunu gösterir. Stator akım grafiği Denklem 6.12 'ye göre çizilirse bütün stator frekansları için geçerli olan bir genel daire diyagram elde edilir. Nominal gerilim ve frekansda eği hattının normal daire diyagramından daha büyük çapı vardır. Bu da makina akımlarının daha büyük olduğunu gösterir. Yüksek moment bölgesindeki devamlı çalışma özel soğutma metodları sağlanmadan mümkün değildir.

6.2.4. STATOR GERİLİMİ

Terminal gerilimi V_1 hava aralığı e.m.k. E_1 ve stator-
daki gerilim düşümü $(R_1 + jX_1)I_1$ fazörü ilavesi ile elde
edilir. Böylece ;

$$V_1 = E_1 + (R_1 + jX_1)I_1 \quad 6.13$$

Sabit akım durumunda, hava aralığı e.m.k. E_1 stator
frekansıyla lineer olarak değişir fakat statordaki gerilim
düşümü besleme akımı I_1 ve frekansı f_1 ile bağıntılıdır.
Makinadaki sabit akım yoğunluğunu sağlamak için gerekli
terminal gerilimi aynı zamanda stator frekansı ve motor
yükünün bir fonksiyonudur.



Şekil 6.6 - İndüksiyon motorlarda değişken frekanslar için moment (Hız) karakteristiği.

Yükleme durumlarını rotor frekansı f_2 ve denklem 6.12
de tanımlanan stator akımı I_1 saptar. Stator frekansının
fonksiyonu olan terminal gerilim eğrileri rotor fre-
kansıyla parametre olarak gösterilebilir.

6.3. SABİT AKIM ÇALIŞMASI

Makinanın hava aralığı akışı, stator akım I_1 ve rotor kayma frekansı f_2 nin kontroluyla dolaylı olarak belirlenebilir. Gerçekte motor momenti, hava aralığı akışı ve rotor akışı ile belirlenmektedir. Motor akımının direkt kontrolunun terminal gerilimine göre avantajları vardır. Ayrıca dönüştürücünün sabit akım temini çalışmasından doğan bazı yararlar da vardır. Dönüştürücü akımı sabit değerde kontrol edildiğinden geçici akım dalga olmayacak ve geniş bir aşırı akımı kapasitesi gereksiz olacaktır. Bu da normal çalışma sırasında, tristörlerden tam yararlanılan daha ekonomik bir evirici diyagramı mümkün kılar.

Motor momenti (6.3), (6.4) ve (6.5) denklemlerini birleştirilerek stator akımı ve rotor frekansı terimleriyle izah edilebilir.

$$\text{Böylece, } T = \frac{P_{m1}}{2\pi} (I_1)^2 \left[\frac{(2\pi L_m)^2}{\left(\frac{R_2}{f_2}\right) + \left(\frac{f_2}{R_2}\right) (2\pi L_{22})^2} \right] \quad 6.14$$

Bu, doyum hesaba alınmayarak teorik çıkış momenti ifadesidir. Bu formülden görüldüğü gibi herhangi bir rotor frekansında makinaya geniş stator akımları sağlayarak geniş momentlerin geliştirilebileceği açıkça görülür.

Magnetik endüktans L_m 'in doyumdan etkilenmediği kabul edilirse hava aralığı akışı mıknatıslama akışı I_m ile o-

rantılıdır. Motorda sabit hava aralığı akışını korumak için mıknatıslama akımı I_m sabit tutulmalıdır. Stator akımı I_1 rotor frekansı f_2 nin bir fonksiyonu olan bu sarfı yerine getirmek için gereklidir. Fakat stator frekansı f_1 den bağımsızdır. I_1 ve I_m arasındaki ilişki ;

$$I_1 = I_m \sqrt{\frac{1 + f_2^2 (2\pi L_{22}/R_2)^2}{1 + f_2^2 (2\pi L_2/R_2)^2}} \quad 6.15$$

'dır. Sabit akı ile çalışma istendiğinde önceden de belirtildiği gibi stator akımı ve rotor frekans değerleri birbirleriyle her zaman uygun ilişkilendirilmelidir.

Belirli bir stator akımı için 6.14 denklemindeki moment değerinin, rotor frekansı

$$f_2 = \frac{R_2}{2\pi L_{22}} = \frac{R_2}{2\pi(L_2 + L_m)} \text{ olduğu zaman}$$

maksimum olduğu gösterilmiştir. Bu devrilme frekansında stator akımının her değeri için optimal bir değeri vardır. Pratikte devrilme frekansı, magnetik doyum vemakina parametrelerinden dolayı stator akımının bir fonksiyonudur. Akım arttığı zaman magnetik saturasyon endüktansta bir azalmaya sebep olur ve rotor devrilme frekansı yükselir, kontrollu bir akım sisteminde optimum çalışma için rotor kayma frekansı direkt olarak kontrol edilebilmeli ve stator akımın optimum değere ayarlanmalıdır magnetik doyumdan dolayı motor momenti 6.14 denkleminde verilerden daha azdır.

6.4. BİLEZİKLİ ASENKRON MAKİNADA ÇİFT TARAFLI BESLEME

6.4.1. GİRİŞ

Devir sayısı ayar yöntemleri elektrik motorları ile tahrikten en fazla dikkat toplayan hususlardan biri olduğu bilinmektedir. Motor konstrüksiyonundaki değişiklikler pratikte uygulanma sahaları ile maliyet ve işletme masraflarının etken olarak ele alındığı devir sayısı ayarında alternatif akım şebekesinin yaygınlaştığı dolayısıyla alternatif akım motorları ilk akla gelenler olmaktadır. Bunların devir sayılarının ayar edilebilmesi olanakları sürekli araştırılmaktadır. Bu motorlardan biri olan bilezikli asenkron makinanın muhtelif devir sayısı ayar yöntemlerinden biri olan çift taraflı beslemeye bu bölümde değinmek gerekmektedir. Zira birinci sayfadan itibaren mevzumuz asenkron makinalarda frekansın değiştirilmesi ile devir sayısı kontrolüne dayanmaktadır. Bu sebepten dolayı bilezikli makinanın hem rotorundan hem slatorundan sinüzoidal ve sinüzoidal olmayan gerilim dalgaları ile beslenmesi durumlarından bahsedilmesi gerekmektedir.

Asenkron makina statorundan ve rotorundan alternatif gerilim tatbik edildiği zaman yalnız statorundan gerilim uygulanan motora göre değişik davranışlar edinir bunun nedeni rotordan uygulanmakta olan değişik frekanslı gerilimdir. Frekans ve gerilimin değiştirilmesi ile motor arzu edilen devir sayısına ayar edilebilir, rotor ve statora

uygulanan frekansları f_r ve f_s ile gösterecek olursak devir sayısını

$$n = \frac{60}{P} (f_s + f_r) \dots \frac{d}{d}$$

ile hesaplayabiliriz. Burada + işareti stator ve rotor döner alanlarının zıt istikamette, - işareti ise bu alanların aynı istikamette döndüklerini gösterir. O halde döner olan yönlerini zıt ve $f_s = f_r$ olması ile motor senkron hızın iki katında dönecek $f_r = 0$ yani doğru gerilim uygulanması halinde ise senkron hızda hareketini sürdürecektir. $f_r = -f_s$ olunca döner alanlar aynı yönde döndüklerinden, motor sıfır hızda, yani durur vaziyette olacaktır. Görülüyor ki, rotoruna değişik frekanslı bir gerilim uygulanan bilezikli makinanın devir sayısı, shunetten senkron devrin iki katına kadar sürekli olarak ayar edilebilmektedir.

Bu bölümde çift taraflı beslenen motorun eşdeğer devresi çalışma durumları ve sinüzoidal olmayan gerilimlerin uygulanması durumlarından bahsedilecektir.

.4.2. ÇİFT TARAFLI BESLENEN MAKİNANIN İNCELENMESİ

Makinanın Zuctan beslenmesi halinde, inceleme, inceleme metodunda değişiklik yapılmasını icap ettirmektedir. Yalnız sürekli rejim hali düşünülmesi durumunda motorun üzerine yöneltilecek bütün düşünceler faz sayısı ne olursa olsun yalnız bir fazı için yapılacaktır. Kullanılacak olan süperpozisyon prensibidir. Şurası muhakkaktır ki şartların

lineerliğini muhafaza ettiği yani motorun doymadığı, herhangi bir parametrenin (R, L, m) akım ile değişmediği, hava aralığının tüm stator çevresinde muntazam ve salgı dağılımının sinüzoidal olduğu başta yapılan kabuller arasındadır.

Yarı Rotor ve stator alanlarının senkron olarak hareket etmemeleri halinde, makinanın iki değişik durumda beslenmekte olan motor gibi ele alınması gerekir.

6.4.3. ROTORUN EVİRİCİ İLE BESLENMESİ

Sinüzoidal gerilim üreten ve frekansının kontrolü bağımsız kaynakların bilezikli asenkron motorun rotoruna bağlanması ile devir sayısı ayarının sürekli olarak yapılabilirdiği görüldü fakat bu şartları temin edecek üreteçlerin döner alanlı makineler ve transformatörleri kapsamaması, devir sayısı ayar yönteminin kuruluş açısından pahalı ve hatta randımanların gözönüne alınması halinde, işletme maliyetleri yönünden de masraflı olacağı görülmektedir. Transformatörün gerilim ayarında ve dolayısıyla güç faktörünü düzeltmek için kullanılması arka arkaya elektriksel bağlı eleman sayısının artmasına yol açmaktadır.

Günümüzde, yarı iletkenlerin geliştirilmesi ile yapılan statik eviricilerin özellikleri, yukarıda bahsini yaptığımız döner alanlı maliyet açısından da işletme yönünden daha ekonomik olan eviricilerin bilezikli makinarya rotor gerilimini ve frekansını temin için bağlanmaları durumunu da bu kısımda inceleyeceğiz.

DGM dalgalarının rotora uygulanması ve statordan suni-zoidal bir gerilim ile beslenmesi durumunda, asenkron motorun hava aralığında sadece sinizoidal değişimi olan akının şekli bozulacaktır. Bu değişiklik rotorun sinüs olmayan bir gerilimle beslenmesi rotor amper-sarımının stator amper-sarımına olan etkisinden dolayı meydana gelecektir. Dolayısıyla makinanın hava aralığında bu iki amper sarımın bileşkesi olan sinüsten farklı fakat periyodik bir alan oluşacaktır. Bu alanın bünyesinde taşıdığı zaman ve hava aralığı harmonikleri makinanın momentinin bozulmasına ilave kayıplar nedeniyle ısınmasına neden olacaktır. Eşdeğer devre harmoniklerin etkileri hesaba katılarak daha önceden kullanılanlar harmonik bileşenler için geliştirilecek ve kayma frekansını dahil ederek kullanılabilirler. Ancak unutulmamalıdır ki, motorun işletme durumundaki parametrelerinin hesabı yapılırken süperpozisyon teoremi uygulandığına göre lineerlik şartını bozacak her tür çalışma durumundan uzak bulunmak gerekir. Bunun en önemli faktörü ise makina-da meydana gelen doymadır.

Harmonik gerilimlerin uygulanmasında stator tarafından uygulanan gerilimde harmonik bileşen olmaması burada yapılacak hesaplarda değişik şekilde düşünmeyi gerektirir. Çünkü, rotordan uygulanan harmonik frekansı ile statordan uygulanan gerilimlerin frekansları uyuşmadığından büyüklükleri aynı fazör diyagramı üzerinde göstermek mümkün değildir. Bu durumda rotordan uygulanan harmonik gerilimi kaymaya bağlı olarak statorda gerilim endükleyecek ve dolay-

sıyla meydana gelen harmonik akımlar şebekeye intikal edeceklerdir. Harmonik frekanslarda stator iletkenlerin kaçak reaktansı ve amik direnci meydana gelen harmonik akımlarını sınırlandıracaklardır. Harmonik bileşen genliklerinin harmonik mertebesi ile ters orantılı olduğu düşünülürse bunlar statora uygulanan sinüzoidal gerilim dalgasında bozucu etkilerde bulunacaklardır. Fakat statoru besleyen şebekenin gücünün, motor gücüne mukayeseye çok büyük olması motorun çalışmasında kendi kendine artan şekilde bozucu etkiyi önleyecektir. Harmoniklerin meydana getireceği momentler makinanın düzgün çalışmasını bozarak devir sayısının tam olarak iki değişik değer arasında salınım yapmasına neden olacaktır. Bu durumda hangi yöntem olursa olsun, devir sayısının tam olarak tespit edilmesi imkansızlaşacak ve buna bağlı olarak eviricinin sabit çıkış frekansı için kayma devamlı değişecektir. Kayma ile birlikte statorda endüklenen harmoniklerin frekansları, harmonik momentlerin devir sayısında husule getirdiği salınımlara bağlı olarak değişecek ve stator geriliminde esas ana bozucu etkenlere ilave olarak bu değişmeler de kendini gösterecektir.

Çift taraflı beslenen motorda devir sayısı yükten bağımsız olarak sabit kalır. Evirici ile beslenen motorda devir sayısı moment karakteristiği artan yük momenti ile düşer.

(6,7,8)

SONUÇLAR:

Asenkron motorun besleme kaynağı frekansının değiştirilerek devir sayısı ayarının yapılabilmesi için gerekli incelemeler eviricileri de dahil ederek yapıldı. Sincap kafesli ve bilezikli motorlarda statordan uygulanan frekansın değiştirilmesi ile sürekli devir sayısı ayarının gerçekleştirilebilmesinin mümkün olduğu görüldü.

Bilezikli makinanın stator sargılarına sabit frekanslı gerilim ve motor sargılarına da frekansı değiştirilebilen gerilim uygulayarak çift taraflı beslemenin asenkron motorlarda devir sayısı ayarında kullanılabileceği izah edildi.

Devir sayısı ayarında aranılan, motorun değişik hızlarda karakteristiklerinin mümkün olduğu kadar nominal değerlerini muhafaza etmesidir. Bu hususun ve minimum hız ile maximum hız arasında sürekli devir sayısı imkanını temin eden besleme frekansının değiştirilmesinin uygulanacak gerilim dalgasının şekliyle yakından ilgili olduğu görüldü. Frekansı değiştirilebilen ve aynı zamanda, gerilim genliği istenen değere ayarlanabilecek güç kaynakları üzerinde duruldu. Bu özelliklere haiz sinüzoidal gerilim dalgasının, günümüz teknolojisi ile döner alanlı, makinalardan başka, bir cihazla elde edilmediği bilinmektedir. O halde, besleme kaynağı olarak kullanılması gereken sistem tahrik makinasını ve jeneratörü içerecektir. Böylelikle bir asenkron motorun ayarının yapılabilmesi için iki değişik makinanın daha kullanılması sözkonusu olacaktır. Bu metodun her yö-

yönüyle kullanışsız olduğu açıktır. (Maliyet, işletme ve makina parkı). Belirtilen bu dezavantajları ortadan kaldıran, fakat sinüzoidal gerilim dalgası üretmeyen, eviriciler aracılığı ile frekansı ve gerilimi kontrol etmek mümkündür.

Gerilim şeklinin sinüs formundan ayrılmasıyla, motorda meydana gelen sorunlar ortaya kondu. Bu sorunların ortadan kaldırılabilme amacıyla üretilen dalga şekilleri ve eviricinin yapısı hakkında gerekli izahat verildi. Neticede asenkron makinada besleme frekansının değiştirilmesi ile sürekli devir sayısı kontrolünün mümkün olduğu tesbit edildi. Yapılan teorik araştırmalar ve deneyler aşağıda belirtilen hususları ortaya çıkarmıştır.

1. Eviricilerde randıman, sinüzoidal gerilim üreten döner alanlı sistemlere mukayese ile daha yüksektir.
2. Eviriciler daha az yer kaplar. İşletme ve ilk yatırım maliyeti açısından daha ucuzdur.
3. Bir doğrultucu birden fazla eviriciye paralel bağlamak mümkün olduğu için evirici sayısı kadar asenkron motorun sürekli devir sayısı ayarını yapmak mümkündür.
4. Asenkron motorların devir sayısı ayarının % 0.1 hassasiyetle yapılması mümkündür.
5. Evirici ile devir sayısının değiştirildikten sonra arzu edilen değere gelmesi için geçen süre yalnız motorun rotoru ve iş makinasının toplam ataletine bağlıdır. Hal-

- buki döner olanlı makinalarda, frekans üreticisi ve tahrik makinasının ataletlerinin daha büyük olacağından geçecek olan süre daha uzun olacaktır.
6. Evirici çıkışında darbe genliği modülasyonu ile elde edilen gerilim dalgalarının harmanik muhteviyatları, küçük frekanslarda darbe genişliği modülasyonu ile elde edilen gerilim dalgalarına göre daha zengindir.
 7. Frekans küçüldükçe dalganın ihtiva ettiği harmonikler büyüyecektir. Bu durumda basamak modülasyonu ile elde edilen dalgalarda darbe konumlarının yer değiştirilmesi ile taşıyıcı dalga modülasyon sonucu üretilen dalgaların, harmonik-muhteviyatı seviyesinin altına inilerek daha iyi dalga üretilebilecektir.
 8. Doğrutucusunda gerilim kontrolü bulunmayan eviricilerde üretilen DGM dalgalarında verilen bir frekans için darbe süresi belirlenmiş ise, bu dalganın yalnız bir temel bileşeni ve kendine has olan harmonik içeriği vardır.
 9. Doğrultusunda gerilim kontrolü mümkün olan eviriciliğin giriş geriliminin değiştirilebilmesi mümkündür. Bu durumda üretilen dalga verilen bir frekans ve darbe süresi için birden fazla temel bileşen genliğine sahiptir. Fakat harmoniklerin temel bileşene olan oranı harmonik genlikleri değiştiği halde sabit kalır.

10. DGM dalgalarında frekans küçüldükçe harmonikleri azaltabilmek için darbe sayısının artırılması ve mümkün olduğu kadar tristörlerin müsaade edilir çalışma frekansına yaklaşması gerekir.
11. Asenkron motorun momentini sabit tutmak amacıyla stator dan yapılan beslemede E/f oranının değişik çalışma şartlarında sabit tutulması gerekir.
12. DGM dalgalar üzerinde yapılan araştırmalarda şu sonuç bulunmuştur. Bir dalgada, geniş bir frekans bandı içinde darbe süresini değiştirmeden devir sayısı ayarını V/f oranını sabit tutarak gerçekleştirmenin imkansız olduğu görülmüştür. DGM dalgasının temel bileşen genliğinin frekans ile değişimi lineer olmadığından geniş frekans bandı için birden fazla DGM dalgasının kullanılması veya evirici girişine uygulanan gerilimin genliğinin kontrol edilmesi gerekmektedir.
13. Giriş gerilimi değişebilen eviricilerde devir sayısı kontrolünü geniş bir frekans bandında gerçekleştirmek için, darbelerin periyod içindeki yerlerini her frekansa sabit tutmak ve darbe genliğini değiştirmek suretiyle V/f oranını arzu edilen değerde muhafaza etmek mümkündür.
14. Giriş gerilimi değiştirilen eviricilerde yukarıda bahsi geçen avantajın kullanılması ile küçük frekanslarda harmonik içeriği küçük olacaktır.

15. Asenkron motorun üzerinde yapılan incelemelerde harmonik gerilimlerin harmonik akımlar meydana getirerek kayıpları arttırdığı kesinlik kazanmıştır.

16. Eviricinin yapısına göre generatör çalışma durumunda, meydana gelen enerji, yan doğrultucuyu besleyen alternatif gerilim (a.g) şebekesine veya aynı doğrultucuda beslenen eviriciler arasında, birinden diğerine aktarılan enerji şeklinde kullanılabilir.

Eğer bir doğrultucudan bir evirici besleniyor ve doğrultucunun a.g. şebekesine enerji iade etmesi mümkün değil ise, bu enerji joule kaybı şeklinde harcanır.

KAYNAKLAR

- (1) Prof. Remzi Gülgün
"Alternatif akım makinalarının güç elektroniği sistemleriyle Kontrolü", 1985.
- (2) R.K. Tarhan,
"Modes of operation of three phase inverters and their application to variable speed drives"
Proc. IEE. Vol. III, no. 11, Nov., 1964.
- (3) A.C. Howell,
"Statik DC/AC inversion with silicon controlled rectifiers"
Proc. I.R.E., Australia, Dec., 1963.
- (4) L.J. Penkowski, K.E. Pruzinsky,
"Fundamentals of a pulse width modulated power sirenit"
IEEE Trans. Ind. App. Sept, 1972.
- (5) T.E. Usher, C.D. Beck,
"Adjustable speed AC drive with SCR frequency inverters"
Electro-technology, Aug. 1963.
- (6) K.P. Basu, A. Anwar, B. Siwoh,
"Very low speed drive with doubly fed induction motor"
IEEE Trans. Ind. Elect. Cont. Instrum, May, 1977.
- (7) T. Boduroğlu,
"Elektrik Makinaları Dersleri"
Cilt II, Kısım 2, İTÜ Mat. 1968.
- (8) M. Kostenko, L. Diotrovsky,
"Elektrical Masches"
MIR Publishers 1979.
- (9) R.P. Veres,
"New inverter supplies for high horsepower arive"
IEEE Trans. Ind. Gen. App. March, 1970.

- (10) A.Brable, Clarke, M.Davis, A.Jones,
"Adjustable frequency inverters and their application
to variable speed drives"
Proc. IEE, Vol.111, Nov.1964.
- (11) L.Abraham, J.Förster, G.Schliephake,
"AC Motor supply tristor convertors"
IEEE Trans.Ind.Gen.App. 1966.
- (12) Kheintze,
"PWM static inverters for the speed control of
induction motors"
Siemens, Vol.45, 1971.
- (13) D.M.Mitchell, C.J.Triska,
"An investigation of an SCR inverter drive for an
induction motor"
IEEE Ann.Meet.Ind.Gen.App.
- (14) J.M.D.Murphy
"Thyrystal control of AC motors", 1978.
- (15) B.Wokrytzki,
"PWM inverters for AC motor drives"
IEEE. Int.Conven.Rec.Vol.14, 1966.
- (16) R.D.Adams, R.S.Fox,
"Several modulation techniques PWM inverters"
IEEE Cont.IGA, 1970.
- (17) McMurray, W.,
"SCR inverter commutated by an auxiliary impulse"
IEEE Trans on Communication and Electronics, 1964.
- (18) Dewan, S.B. and Duff, D.L.,
"Optimum design of an input-commutated inverter for
AC motor control",
IEEE Trans.on Ind. and Gen. App., 1969.
- (19) GRIFFIN AND RAMSHAW R.S "The Thyristor and Its
Application" Chapman Hall 1965

Ö Z G E Ç M İ Ş

1957 yılında İstanbul'da doğdum.

İlköğrenimimi Atatürk İlkokulu'nda,
Ortaöğrenimimi Sarıyer Ortaokulu'nda, ve
İstanbul Maçka Teknik Lisesi'nde tamamladım.

1980 yılında I.D.M.M.A'dan mezun oldum. Halen
Yıldız Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik
Bölümü'nde Yüksek Lisans öğrenimi yapmaktayım.

