

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ - FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

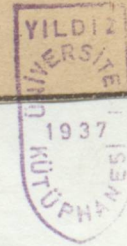
**Asenkron Motorlarda Beslenme Gerilimi
Frekansı Değişimi ile Devir Sayısının Etkisi**

Mahmut Koroğlu

Yüksek Lisans Tezi

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
GENEL KİTAPLIĞI

Kot : R 152
Alındığı Yer : Fen Bil. Ens. 62
Tarih : 8.12.1988
Fatura :
Fiatı : 3500 TL
Ayniyat No : 1/21
Kayıt No : 45748
UDC : 378.242
Ek : 621.38



YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

-17-

ASENKRON MOTORLARDA
BESLENME GERİLİMİ FREKANSI DEĞİŞİMİ İLE
DEVİR SAYISININ ETÜDÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Elk. Müh. Mahmut KÖROĞLU

İSTANBUL - 1986

İ Ç İ N D E K İ L E R

1. STATİK DOĞRULTUCULAR VE EVİRİCİLER

1.1. Tristör

1.2. Tristör Elemanının Çalışma İlkesi

1.2.1. Tıkama Karakteristiği

1.2.2. Kesim Karakteristiği

1.2.3. İletim Karakteristiği

1.3. İletime Geçme

1.4. Kesime Geçme

1.4.1. Tristörde Komütasyon

1.4.2. Zorlamalı Komütasyon

1.5. Evirme ve SCR Seçimi

2. D.C. ÇEVİRİCİLERİ

2.1. 3 Fazlı Altı Basamaklı Temel Evirici Devresi

2.2. Harmonik Nötralizasyon

2.2.1. Basamak Dalga Formları

2.2.2. Filtre Devreleri

2.3. Zorlamalı Komütasyon Metodları

2.3.1. Mc-Murray-Bedford Devresi

2.3.2. Mc-Murray Devresi

2.3.3. Devre Girişinde Komütasyon

3. GERİLİM KONTROLU

3.1. Eviriciden Çıkan Değişken Gerilimin Kontrolü

3.2. Eviriciye Giren Doğru Gerilimin Kontrolü

3.2.1. Değişken Oranlı Transformator ile Kontrol

3.2.2. Faz Kontrollü Doğrultucu

3.2.3. Doğrultucu ve Doğru Akım Kısıyıcıları

3.3. Evirici İçinde Anahtarlama Tekniği İle Gerilim Kontrolu

3.3.1. Faz Kaydırma Gerilim Kontrolu

3.4. Kontrol Devreleri

3.5. Kontrol Devresinin Üniteleri ve Görevleri

3.5.1. Frekans Üreticisi

3.5.2. Sıralama Ünitesi

3.5.3. Ana Kontrol Ünitesi

3.6. Değişik Kontrol Metodları

3.6.1. Açık Çevrim Motor Kontrolu

3.6.2. Kapalı Çevrim Motor Kontrolu

3.6.3. Kayma Frekansı ile Motor Kontrolu

4. ASENKRON MOTORLARIN DENETİMİ

4.1. Asenkron Motorların Eşdeğer Devreleri ve Özellikleri

4.1.1. Moment Karakteristiği

4.2. Asenkron Motorlarda Hız Ayarı Yöntemleri

4.2.1. Kutup Sayısının Değiştirilmesi ile Hız Ayarı

4.2.2. Statora Uygulanan Gerilimin Değiştirilmesi ile Hız Ayarı

4.2.3. Statora Uygulanan Gerilimin Frekansının Değiştirilmesi

4.2.4. Sabit Akı Bölgesi

4.2.5. Alan Zayıflatma Bölgesi

4.3. Rotora Bağlanan Direncin Değiştirilmesi ile Hız Ayarı

4.4. Rotor Sargılarına Dış Kaynaktan Uygun Gerilimler Uygulanması.

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

5.1. Harmonik Eşdeğer Devresi

5.2. Harmonik Akımlar

5.3. Sinüzoidal Olmayan Besleme Şartında Kayıplar

5.3.1. Stator Bakır Kaybı

5.3.2. Rotor Bakır Kaybı

6. SONUÇLAR

KAYNAKLAR

ÖZGEÇMİŞ

Ö Z E T

Bu tez, maliyeti ucuz, kontrüksiyonu 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. Sinap 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 fkat 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.

S U M M A R Y

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 no-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.

daha yüksek sıklıklarda çalışmasına yol açar. Bu avantajlarının yanında dezavantajlarından biri şebeke gerilim frekansına sabit olarak halinde olacak bir devir sayısında çalışabilmesi ve kalkış momentine küçük olmasıdır.

Bu sabit ve değişken frekanslı evirici yapmak için yaygın olarak bir çok yasa mevcuttur. Bu eviricilerin güçleri ne kadar artarsa kadar çıkarmaktadır. Kullanıldıkları sahalar uçak, gemi, GİRİŞ

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 makinelerinden sincap kafesli motorun devir sayısını sürekli ve sabit motor momenti ile kontrol etmektir. Bunun yanı sıra eviriciler bilezikli motorlara da uygulanmaktaysa da, bilezikli motorun sincap kafesli motora göre daha pahalı ve bakım masraflarının fazla oluşu, odak maktasını 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 megawattlar 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.

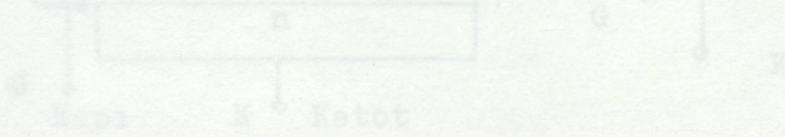
Motor işletmesinde kullanılması düşünülen statik değiştiricinin yapısında tristörlerin varolması halinde aşağıdaki hususların gerçekleştirilmeleri aranır.

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 güç devresi
- b) Frekans değiştiricisinin kontrol elemanları
- c) Otomatik kontrol elemanları.

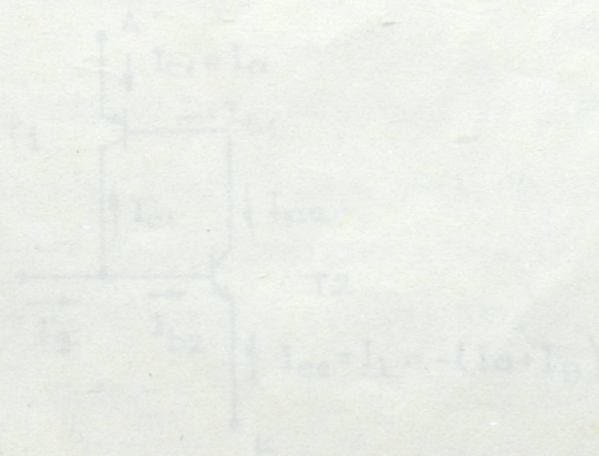
Hız ayarı için kullanılacak sistemde tahrik makinasının hızının iş makinasının yüküne ve şebeke gerilimine bağımlı olmaması gerekmektedir. Aksi halde motorun direkt olarak şebekeye bağlanmasıyla hiç farkı kalmaz. Motorun maksimum momentinin aşırı ısınma olmadan ve aşırı akım çekmeden elde edilebilmesi 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. X



Şekil 1.1. Tristörün iş yapısı

Tristör, üç elektrodu olan bir yarı iletken elementtir. Anod, Katot ve Kontrol (G) terminali vardır. Katot ile anod arasında bir gerilim V_{AK} uygulanırsa, katot ile anod arasında bir akım I_{AK} akacaktır. Kontrol terminali ile katot arasında bir gerilim V_{KG} uygulanırsa, katot ile anod arasında bir akım I_{AK} akacaktır. Bu akım I_{AK} akımı I_{AK} akımına bağlı olarak değişir.

Tristörün geçiş bölgesindeki çalışması eşdeğer iki transistörün çalışması ile benzer.

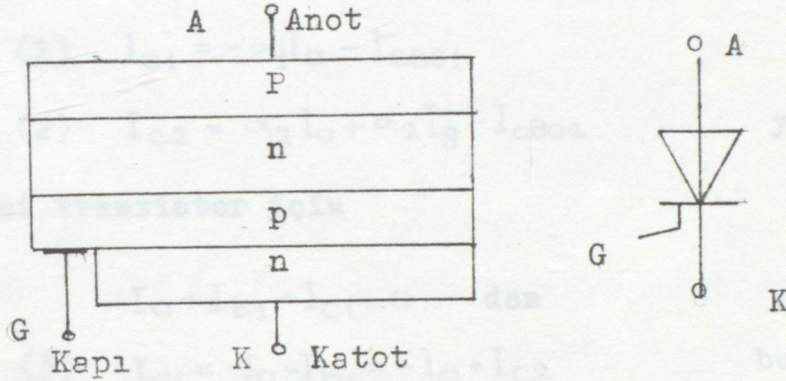


Şekil 1.2 Tristörün iki transistörle eşdeğer modeli

B Ö L Ü M 1

1.1. TRİSTÖR:

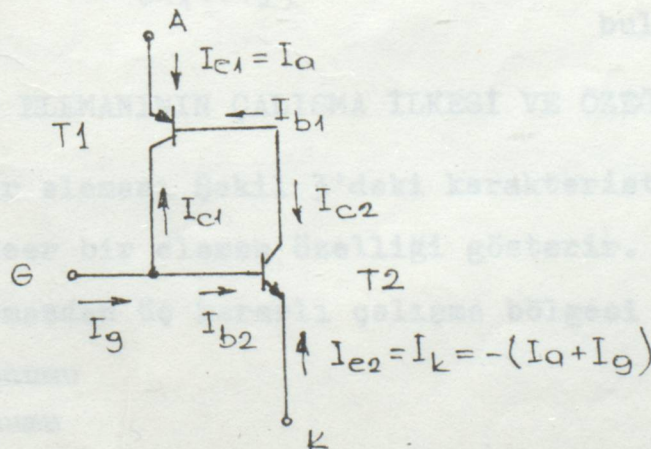
Tristör, bir anot, bir katot ve bir de kontrol elektrodu olan dört yarı iletken tabakalı bir elemandır.



Şekil 1.1. Tristörün iç yapısı

Tristör, güç elektroniğinin en önemli elemanıdır. Pn Jonksiyonun akımı G'den kontrol edilirse, tristörün ilettime geçmesi için gerekli U gerilimi U_{Bo} 'a kadar ayarlanabilir. Bu tristörün doğru kutuplanması halindeki geçirme karakteristiğinin kapi akımına bağlılığı demektir.

Tristorun geçirme yönündeki çalışması eşlenik iki tranzistorun çalışma ilkesine benzer.



Şekil 1.2 Tristörün iki tranzistorlu eşdeğer modeli

Tranzistorun eşdeğer devresinden hareketle, tristorun anot akımı; kapı akımı doyma akımı ve akım kazançları cinsinden belirlenebilirler. Eşdeğer tranzistorlardan hareket ederek kollektor akımları için

$$(1) \quad I_{C1} = -\alpha_1 I_a - I_{CBO1}$$

$$(2) \quad I_{C2} = \alpha_2 I_a + \alpha_2 I_g - I_{CBO2} \quad \text{yazılır.}$$

Birinci tranzistor için

$$I_a + I_{b1} + I_{C1} = 0 \quad \text{dan}$$

$$(3) \quad I_{C1} = -I_a - I_{b1} = -I_a + I_{C2} \quad \text{bulunur.}$$

(1) denklemini (-1) ile çarpıp (2) denklemiyle toplarsak

$$I_{C2} - I_{C1} = (\alpha_1 + \alpha_2) I_a + \alpha_2 I_g + \underbrace{I_{CBO1} + I_{CBO2}}_{I_s} \quad \text{bulunur.}$$

Bu denklemde (3) I_{C1} yerine konursa,

$$I_{C2} + I_a - I_{C2} = (\alpha_1 + \alpha_2) I_a + \alpha_2 I_g + I_s$$

Buradan anot akımının ifadesi

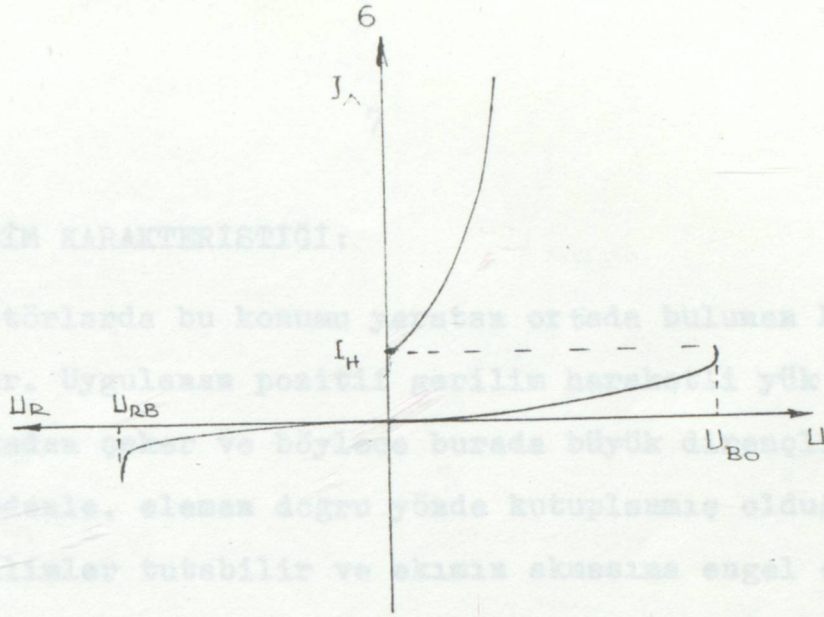
$$I_a = \frac{\alpha_2 I_g + I_s}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

bulunur.

1.2. TRİSTÖR ELEMANININ ÇALIŞMA İLKESİ VE ÖZEĞRİLERİ:

Tristor elemanı Şekil 3'deki karakteristiği ile lineer olmayan nanlineer bir eleman özelliği gösterir. Bu nanlineer karakteristik elemandan üç kararlı çalışma bölgesi tanımlar.

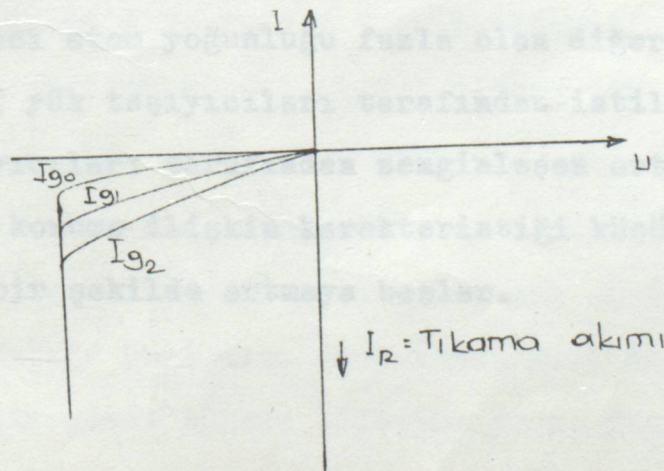
- 1- Tıkama Konumu
- 2- Kesim Konumu
- 3- İletim Konumu



Şekil 1.3 Tristörün akım-gerilim karakteristiği

1.2.1. TIKAMA KARAKTERİSTLİĞİ:

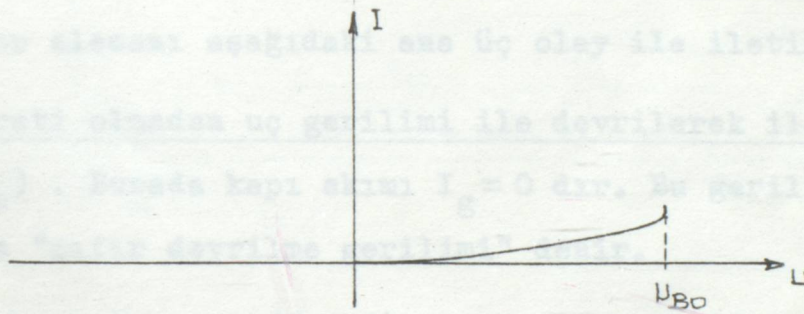
Negatif yönde kutuplama ile, uygulanan gerilim iki dış tabakadaki hareketli yük taşıyıcılarını çeker ve böylece taşıyıcı bakımından fakirleşen yerler büyük dirençli bölgeler oluşturur. Tristörün bu bölgesindeki karakteristiğine "Tıkama Karakteristiği" denir. Tristör'den diyotlarda olduğu gibi içdirencinin belirlediği tıkama akımı akar. Bu akım küçük tristörlarda μA , büyüklerde ise mA mertebesindeir. Tıkama durumunda elemene hatalı olarak uygulanan kapı akımı, tıkama akımının artmasına neden olur.



Şekil 1.4 Tıkama akım-gerilim karakteristiği

1.2.2. KESİM KARAKTERİSTİĞİ:

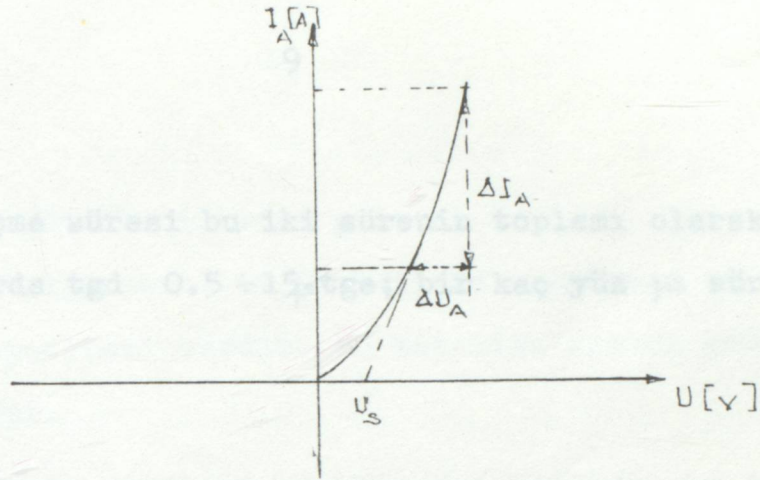
Tristörlarda bu konumu yaratan ortada bulunan Pn jonksiyon tabakasıdır. Uygulanan pozitif gerilim hareketli yük taşıyıcılarını orta tabakadan çeker ve böylece burada büyük dirençli bir bölge oluşur. Bu nedenle, eleman doğru yönde kutuplanmış olduğu halde bile; büyük gerilimler tutabilir ve akımın akmasına engel olabilir. Öte yandan iki dış tabaka bu kutuplama ile iletim durumundadır. Fakat tristör kesimdedir. Bu durumda tristörden küçük bir kesim akımı akar.



Şekil 1.5 Kesim olayı akım-gerilim karakteristiği

1.2.3. İLETİM KARAKTERİSTİĞİ:

Bu çalışma bölgesinde yabancı atom katlı yoğunluğu az, yüksek dirençli orta bölge, PnPn yapısının doğru kutuplaşmasıyla (Anot+, Katot -) yabancı atom yoğunluğu fazla olan diğer iki tabakanın pozitif ve negatif yük taşıyıcıları tarafından istila edilmiştir. Böylece yük taşıyıcıları tarafından zenginleşen orta bölgenin direnci düşülür ve bu konuma ilişkin karakteristiği küçük gerilimlerden itibaren dik bir şekilde artmaya başlar.



Şekil 1.6 Tristörün iletim karakteristiği

1.3. İLETİME GEÇME:

Tristor elemanı aşağıdaki ana üç olay ile ilettime geçebilir.

a) Kapı işareti olmadan uç gerilimi ile devrilerek ilettime geçme :

($U_{Ak} > U_{Bo}$) . Burada kapı akımı $I_g = 0$ dır. Bu gerilim değerine tristörün "sıfır devrilme gerilimi" denir.

b) Tristora kapı işareti ($I_g > 0$) uygulayarak ilettime geçirme :

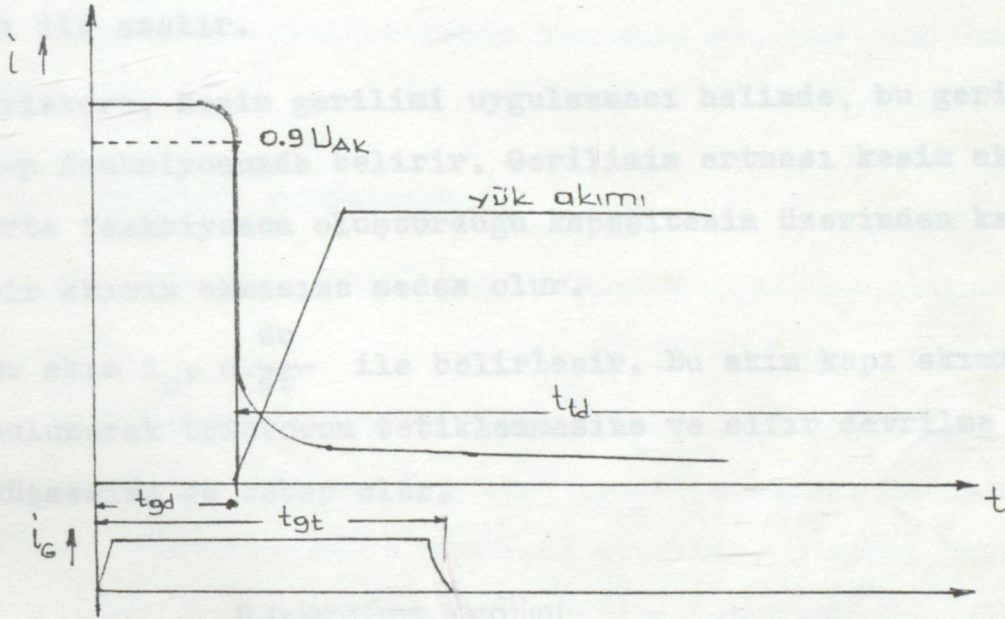
($0 < U_{Ak} < U_{Bo}$) . Kesimde olan bir tristora uygun yükseklik ve genişlikte bir kapı darbesi uygulanırsa, eleman konumu değiştirerek ilettime geçer. Tristorun ilettime geçmesi anot-katot gerilim değerine ve darbenin dikliği ve yüksekliğine bağlıdır.

Tetikleme darbesi uygulandıktan sonra, tristor anot-katot geriliminin başlangıç değerinin % 90'ına düşmesi için geçen zamana "tetikleme gecikme süresi (t_{gd})" olarak tanımlanır.(Şekil17.)

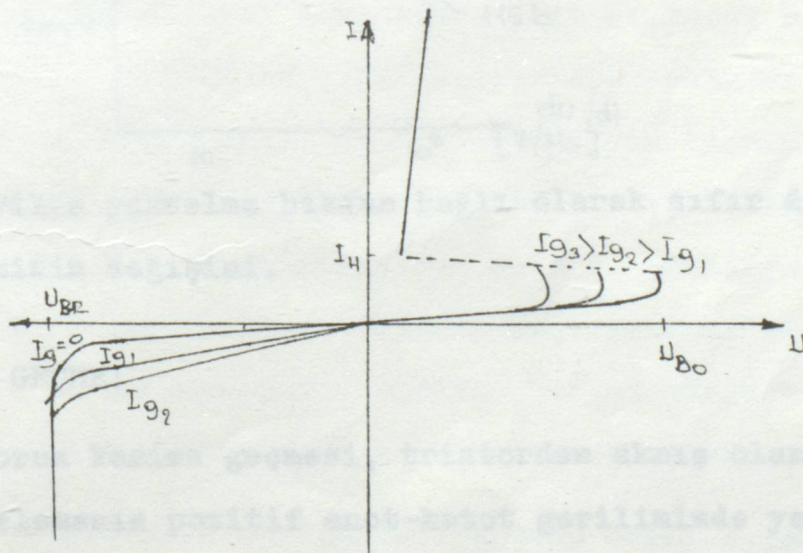
Tetikleme gecikme süresinden sonra, tristor anot-katot geriliminin iletim gerilimine düşmesi, anot-katot geriliminin büyüklüğüne, kapı darbesinin yüksekliğine, yük akımının yükselme zamanına, sıcaklığa bağlıdır. Anot-katot geriliminin %90'dan %10'a düşmesi için geçen süreye ilettime geçme gecikme süresi (t_{td}) denir.

İletime geçme süresi bu iki srenin toplamı olarak tanımlanır.

Uygulamalarda $t_{gd} = 0.5 \div 1.5 t_{ge}$; bir kaç yüz μs sürebilir.



Şekil17. Tristorun ilettime geçme olayında anot-katot gerilimi ve akımı ile kapı akımı



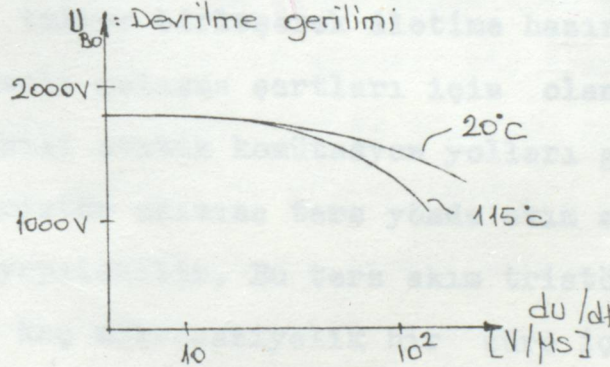
Şekil18. Tristorun i-u eğrileri

c) Tristorun du/dt ile ilettime geçmesi :

Her p-n jonksiyonunun, bu fonksiyona uygulanan gerilimle orantılı bir kapasitesi vardır. Bu kapasite değeri artan tıkama akımı ile azalır.

Tristora, kesim gerilimi uygulanması halinde, bu gerilim orta n-p fonksiyonunda belirir. Gerilimin artması kesim akımından başka orta fonksiyonun oluşturduğu kapasitenin üzerinden kapasitif bir akımın akmasına neden olur.

Bu akım $i_c = C \cdot \frac{du}{dt}$ ile belirlenir. Bu akım kapı akımı gibi etki olarak tristorun tetiklenmesine ve sıfır devrilme geriliminin düşmesine de sebep olur.



Şekil 9. Gerilim yükselme hızına bağlı olarak sıfır devrilme geriliminin değişimi.

1.4. KESİME GEÇME:

Tristorun kesime geçmesi, tristordan akmış olan yük akımının kesilerek, elemanın pozitif anot-katot geriliminde yeterli işareti olmadan tekrar ilettime geçmemesidir. Genel olarak, tristor

elemanı içinden akan akım, karakteristik tutma akımı I_H 'nin altına düştüğünden kesime geçer. Tutma akımı I_H , tristoru iletimde tutan en küçük anot-katot akımıdır. Tutma akımı (I_H) değeri tristor tipine göre değişmekle beraber mA'ler mertebesinde dir.

Tristoru iletimden-kesim konumuna geçirme olayına komütasyon denir.

1.4.1. TRİSTÖRDE KOMÜTASYON:

İletimdeki tristörü kesim konumuna geçirme olayına komütasyon demiştik.

Tristör iletimdeyken, yüksek konsantrasyonda artı ve eksi akım taşıyıcılar bulundurur. Tristörü kesime sokmanın en kolay yolu mekanik bir düğmeyle akıma müdahale etmektir. O zaman tristörün içindeki yükler tekrar birleşerek ilettime hazır duruma gelirler. Bu, yüksek frekanslı çalışma şartları için olanaklı değildir. Bunun için daha etkili statik komütasyon yolları geliştirilmiştir. Bu devrelerde tristör akımına ters yönde akım akıtacak bir ters gerilim uygulamarak yapılabilir. Bu ters akım tristör akımını sıfıra düşürür ve sonra bir kaç mikrosaniyelik bir süre için ters akım oluşturur. Ters akım J_1 ve J_3 jonksiyonlarındaki akım taşıyıcılarını tristor dışına atar. Fakat akım taşıyıcıları hala J_2 jonksiyonunda bulunduğundan bu taşıyıcıların kendiliğinden bağlanabilmeleri için ayrıca bir zaman süreci tanınmalıdır. Bağlanma tamamlanmadan ileri yönde gerilim uygulanırsa, tristör hemen iletken hale geçer.

Akımın sıfırdan geçmesinden itibaren pozitif gerilimin uygulanması için gerekli minimum bekleme süresine "Serbest kalma zamanı" denir.

Bu süre sıcaklığa bağlıdır. Doğal komütasyonda $t_g: 10 \div 100 \mu s$.

Zorlamalı komütasyonda $7 \div 20 \mu s$ dır.

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.

1.4.2. ZORLAMALI KOMÜTASYON:

Zorlamalı komütasyon için gerekli ters gerilim uygulamanın bir yolu, daha önceden yüklenmiş kapasitörü iletimdeki tristöre bağlamaktır. Şekil 1.10'daki S düğmesi bir transistörü yada işlenilen komütasyon anında iletime sokulan tristörü gösterir. Akım ve gerilimin şekilleri Şekil 1.11'de gösterilmiştir.

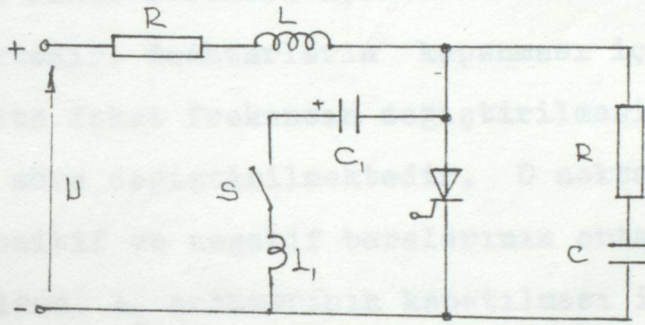
Komütasyon başlatılmadan önce iletimdeki tristörün anot-katot uçlarındaki gerilim yaklaşık 1 V. kadardır. Yüklü kapasitör tristöre bağlandıktan sonra yarı iletken elemandan akımın azalma hızı genel olarak büyüktür. Yük taşıyıcılarının azalma hızı, akımın azalma hızını izleyemez. Bu nedenle tristör akımı sıfırdan geçerken yarı iletkeninde oldukça çok taşıyıcı bulunur. Bu nedenle akım sıfırdan geçerek işaret değiştirir fakat tristör tıkanmaz.

Ancak belli bir süre sonra taşıyıcılar azalır. Tristör uçlarında tıkama gerilimi belirir. Akım üstel olarak tıkama akımını

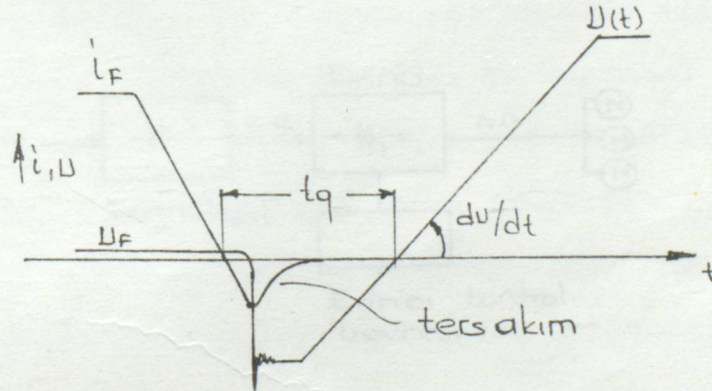
oluşturur. Akımın nominal değerden komütasyon olayı ile azalması sırasındaki hızı komütasyon devresindeki endüktansa bağlıdır.

Akımın sıfırdan geçtikten sonra eğimin birdenbire değişmesi komütasyon devresindeki endüktansın uçlarında büyük bir tıkama gerilimi darbesi oluşturur ki bu tristör elemanını tehlikeye düşürebilir.

Bu aşırı gerilimlerin sınırlandırılması için tristöre paralel olarak R C elemanları bağlanır.



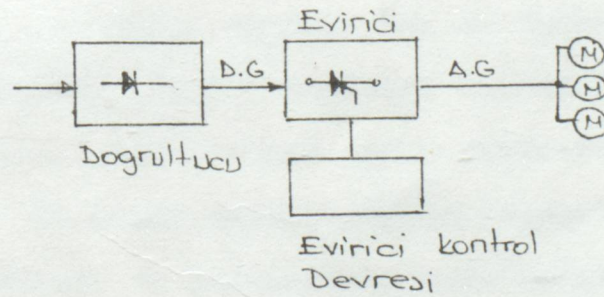
Şekil 10. Kapasite ile zorlamalı komütasyon



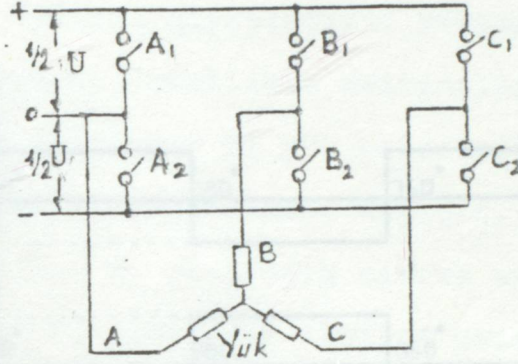
Şekil 11. Kesime geçme halinde, akım ve gerilim dalga şekli

1.5 EVİRME VE SCR SEÇİMİ:

Evirme, Elektrik mühendisliğinde son yıllarda doğru gerilimin alternatif gerilime dönüştürülmesi anlamında kullanılmaktadır. Şekil 1.12'de basite indirgenmiş, tristörleri şematik olarak anahtarlar ile temsil edilen üç fazlı bir evirici görülmektedir. Şekil 1.13'de gösterilen zaman süreleri içinde bu anahtarlar (180° , yarım periyot) kapatılmaktadır. Anahtarların kapanması için, takip edilen sıra değişmemekte fakat frekansın değiştirilmesi için anahtarların kapalı tutulduğu süre değiştirilmektedir. O noktası, doğru gerilim kaynağının pozitif ve negatif baralarının ortasında olan bir referans noktası olsun. A_1 anahtarının kapatılması ile A Fazı doğru gerilim kaynağının pozitif barasına bağlı olacağından, o noktaya göre $+1/2 U$ potansiyelinde olacaktır. A_2 anahtarı kapandığı zaman A Fazı polarite değiştirmek suretiyle $-1/2 U$ olacaktır.

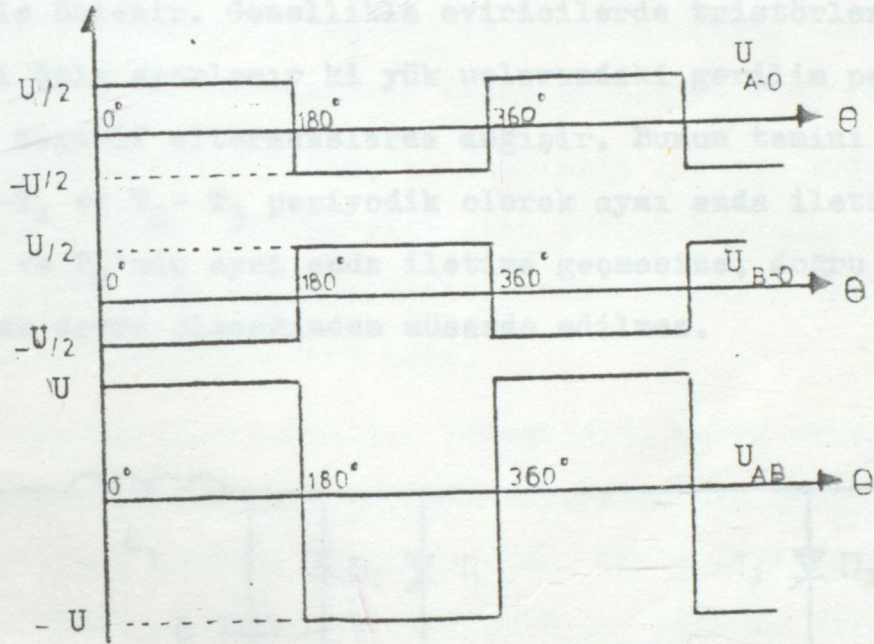


Şekil 1.12 Frekansı değiştirilebilen sistemin blok diyagramı.



Şekil 1.13 3 eviricinin tek kutuplu anahtar ile temsili

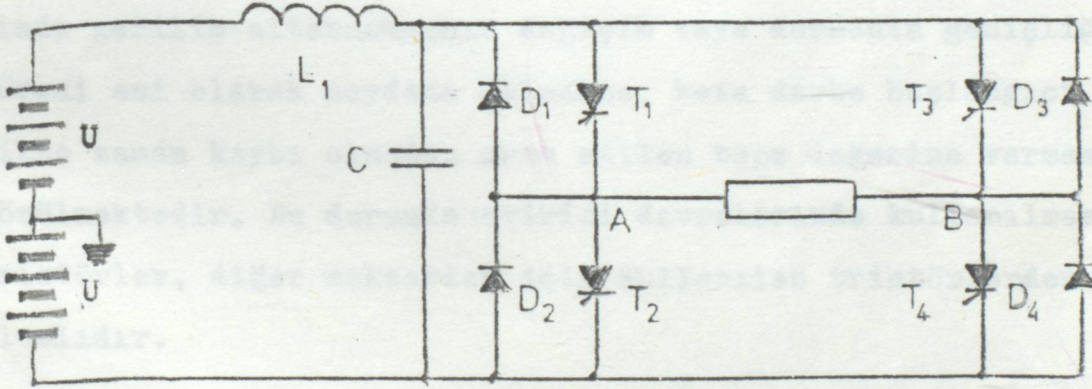
Şekil 1.14'de A ve B fazlarının referans noktasına göre yan gerilimleri görülmektedir. Bunlar U_{Ao} ve U_{Bo} ile gösterilmişlerdir. Faz arası gerilim ise $U_{AB} = U_{Ao} - U_{Bo}$ olarak bulunur. Diğer faz arası gerilimleri U_{BC} ve U_{CA} ise benzer yoldan elde edilirler. Fakat aralarında 120° Faz farkı vardır. Faz ve Fazarası gerilimlerin dalga şekilleri birbirinden farklı olmasına rağmen ihtiva ettikleri harmonikler genlikleri hariç olmak üzere aynıdır. Harmonikler 5, 7, 11, 13,-dirler. Bu dalga şekillerinden anlaşıldığı üzere evirici hare dalga üretmekte ve dolayısıyla hare dalga evirici adını almaktadır.



Şekil 4.14 Bir fazlı eviricide 180° iletim ile elde edilen faz ve yük gerilim şekilleri

Şekil 4.15'de anahtarlar yerine tristörler yerleştirilmiş bir fazlı evirici görülmektedir. Şekilde tristörlere paralel bağlı görülen diyotlar geri besleme diyotlarıdır. 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. Tris-

törün aniden susturulması akımın hızla düşmesine ve endüktif yük ucunda ters yönlü büyük bir gerilim endüklemesine sebep olur. İşte bu, geri besleme diyotlarının yükten ters polariteli akım akıtması ile önlenir. Genellikle eviricilerde tristörlerin ilettime geçirilmesi öyle ayarlanır ki yük uçlarındaki gerilim periyodik olarak pozitif ve negatif altermanslarda değişir. Bunun temini için Şekil 4.15 'de T_1 - T_4 ve T_2 - T_3 periyodik olarak aynı anda ilettime geçirilirler. T_1 ve T_2 'nin aynı anda ilettime geçmesine, doğru gerilim kaynağı kısa devre olacağından müsaade edilmez.



Şekil 4.15 Üç Fazlı eviricinin bir fazı

Eviricinin uçlarına endüktif bir yük bağlandığını kabul edelim. T_1 ve T_4 iletimde olsunlar. Bu durumda akım A'dan B'ye doğru olacaktır. T_2 'nin T_1 'in susturulmasından sonra ilettime geçmesi halinde; yükte depo edilen enerjiden dolayı meydana gelen akım D_1 diyotundan akacaktır. Bu hal T_2 'nin ilettime geçmesi ile yük uçlarında gerilimin polaritesinin ters edilmesine kadar devam edecektir. T_1 'e ilave

olarak T_4 'ün susması halinde depo edilen enerji D_2 ve D_3 diyotlarından geçerek C kondansatörünü yükleyecektir.

Tristörlerin kapılarına gönderilen tetikleme işaretlerinin geciktirilmesi halinde T_1 , T_2 , T_3 ve T_4 tristörleri daha geç ilettime girecek ve yük uçlarında değişik dalga şekilleri elde edilecektir.

L 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 izahatlar 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 tristörler, diğer maksatlar için kullanılan tristörlerden farklı olmalıdır.

Evirici tristörlerin 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 etkin değeri

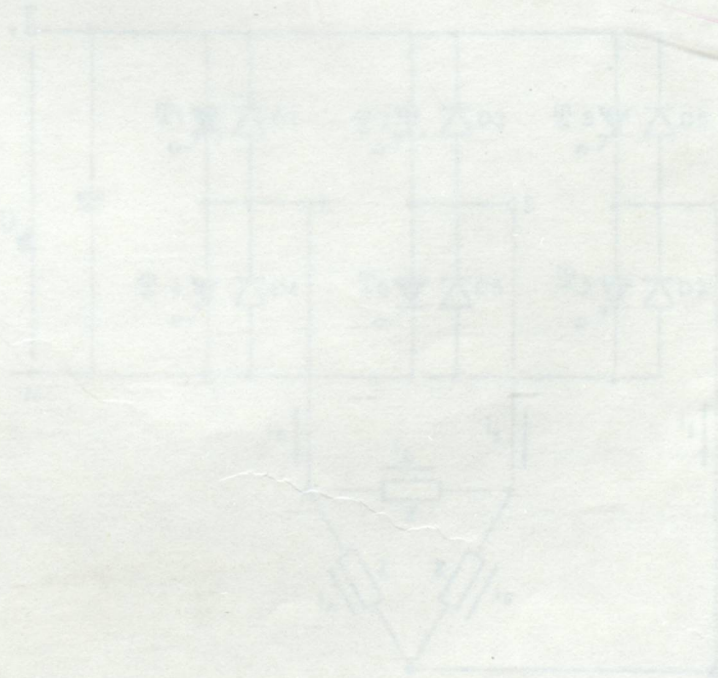
- Darbe yük akımının yarı periyottaki tepe değeri
- Tristör kesime geçtikten sonra birim zamanda akım artışı (di/dt)

Verilen izahatlardan anlaşıldığı gibi eviricilerde kullanıl-
ması gereken tristörlerin diğerlerine mukayese ile daha süratli
lmaları, yani daha çabuk kesime ve ilettime geçme yetenekleri
lmaları gerekmektedir.

2.1.3 YALNIZ ALTI BAĞLI EVİRİCİ DEVRESİ

Özellikle döner sinyal motorların hızlarının istenilen verim-
lilikte kontrolü için, gerilim ve frekans kontrol edilebilen
eviricilere ihtiyaç vardır.

Aşağıda şekilde en basit 3 fazlı evirici devresi gösterilmiştir.
Şekilde kullanılan devreleri gösterilmektedir. Uygun komütasyon dev-
relerine ilerideki bölümlerde değinilecektir.



Şekil 2.1.3 Yalınz altı bağlı evirici devresi ve bağlı yük.

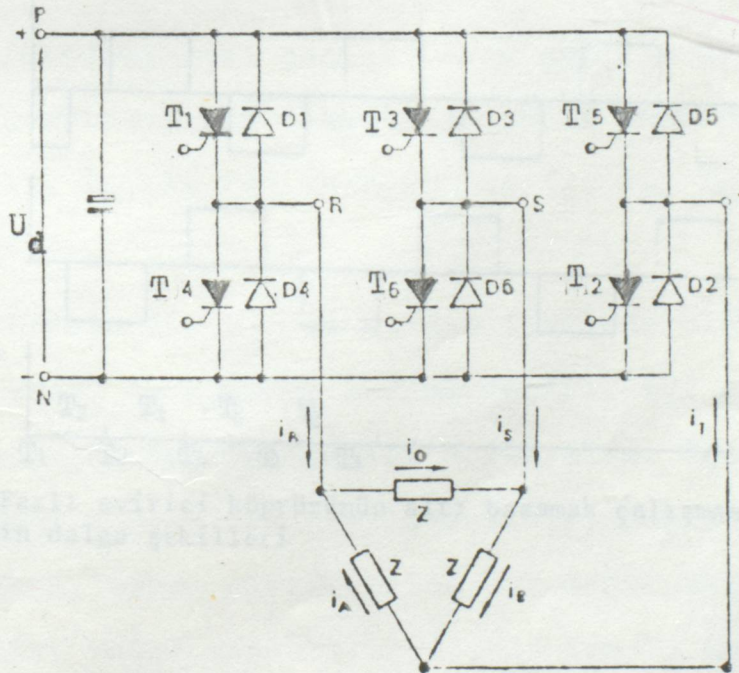
B Ö L Ü M 2

2. D.C ÇEVİRİCİLER

2.1.3 FAZLI ALTI BASAMAKLI TEMEL EVİRİCİ DEVRESİ

Özellikle döner alanlı motorların hızlarının istenilen verimlilikte kontrolu için, gerilim ve frekans kontrol edilebilen eviricilere ihtiyaç vardır.

Aşağıda şekilde en basit 3 fazlı evirici devresi gösterilmiştir. Şemada komütasyon devreleri gösterilmemiştir. Uygun komütasyon devrelerine ilerideki bölümde değinilecektir.



Şekil 2.1 3 Fazlı temel evirici devresi ve üçgen bağlı yük.

Köprü montajındaki evirici köprü kollarındaki triistörler

birbirine karşılıklı olarak çalışır. Temel devrede en büyük

yaklaşık olarak 120°'ye kadar çalışır. Temel devrede en büyük

180°'ye kadar çalışır. Temel devrede en büyük 360°'ye kadar çalışır.

Her evirici köprüde altı ve üstü yanlarından en büyük

120°'ye kadar çalışır. Temel devrede en büyük 300°'ye kadar çalışır.

Her evirici köprüde altı ve üstü yanlarından en büyük 180°'ye kadar çalışır.

Her evirici köprüde altı ve üstü yanlarından en büyük 240°'ye kadar çalışır.

Her evirici köprüde altı ve üstü yanlarından en büyük 360°'ye kadar çalışır.

Her evirici köprüde altı ve üstü yanlarından en büyük 180°'ye kadar çalışır.

Her evirici köprüde altı ve üstü yanlarından en büyük 240°'ye kadar çalışır.

Her evirici köprüde altı ve üstü yanlarından en büyük 360°'ye kadar çalışır.

Her evirici köprüde altı ve üstü yanlarından en büyük 180°'ye kadar çalışır.

Her evirici köprüde altı ve üstü yanlarından en büyük 240°'ye kadar çalışır.

Her evirici köprüde altı ve üstü yanlarından en büyük 360°'ye kadar çalışır.

Her evirici köprüde altı ve üstü yanlarından en büyük 180°'ye kadar çalışır.

Her evirici köprüde altı ve üstü yanlarından en büyük 240°'ye kadar çalışır.

Her evirici köprüde altı ve üstü yanlarından en büyük 360°'ye kadar çalışır.

Her evirici köprüde altı ve üstü yanlarından en büyük 180°'ye kadar çalışır.

Her evirici köprüde altı ve üstü yanlarından en büyük 240°'ye kadar çalışır.

Her evirici köprüde altı ve üstü yanlarından en büyük 360°'ye kadar çalışır.

Her evirici köprüde altı ve üstü yanlarından en büyük 180°'ye kadar çalışır.

Her evirici köprüde altı ve üstü yanlarından en büyük 240°'ye kadar çalışır.

Her evirici köprüde altı ve üstü yanlarından en büyük 360°'ye kadar çalışır.

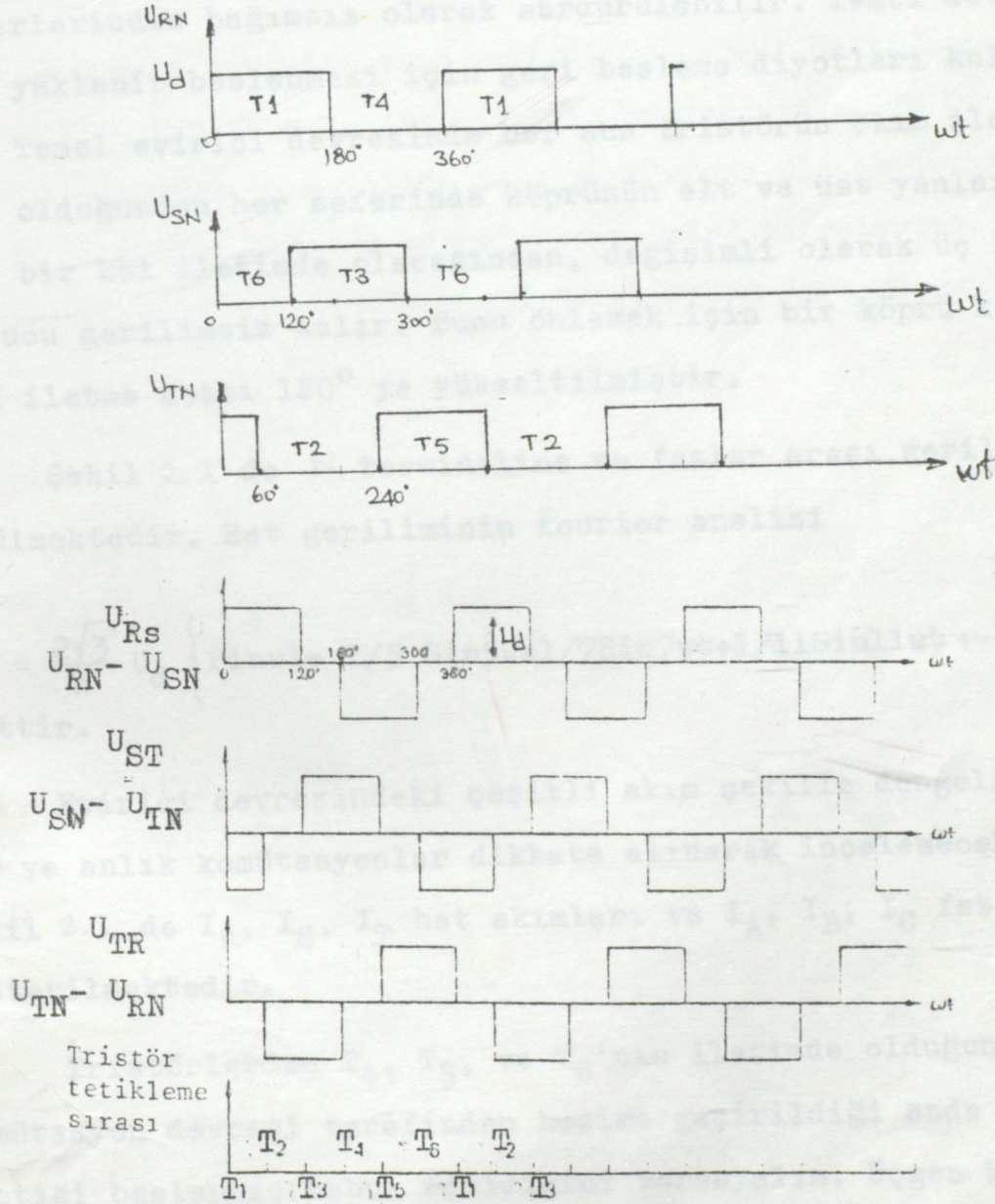
Her evirici köprüde altı ve üstü yanlarından en büyük 180°'ye kadar çalışır.

Her evirici köprüde altı ve üstü yanlarından en büyük 240°'ye kadar çalışır.

Her evirici köprüde altı ve üstü yanlarından en büyük 360°'ye kadar çalışır.

Her evirici köprüde altı ve üstü yanlarından en büyük 180°'ye kadar çalışır.

Her evirici köprüde altı ve üstü yanlarından en büyük 240°'ye kadar çalışır.



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

Köprü montajındaki eviricide köprü kollarındaki tristörler birbirlerinden bağımsız olarak sürdürülebilir. Temel devrede endüktif yüklenir beslenmesi için geri besleme diyotları kullanılmıştır. Temel evirici devresinde her ana tristörün akım iletme açısı 120° olduğundan her seferinde köprünün alt ve üst yanlarından sadece bir kol iletimde olacağından, değişimli olarak üç fazlı yükün bir ucu gerilimsiz kalır. Bunu önlemek için bir köprü kolundaki akım iletme açısı 180° ye yükseltilmiştir.

Şekil 2.2 de N terminaline ve fazlar arası gerilim şekilleri görülmektedir. Hat geriliminin Fourier analizi

$$V_{RS} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_d \left\{ \sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \dots \right\} \quad 2.4$$

eşittir.

Evirici devresindeki çeşitli akım şekille dengeli endüktif yük ve anlık komütasyonlar dikkate alınarak incelemeyecektir.

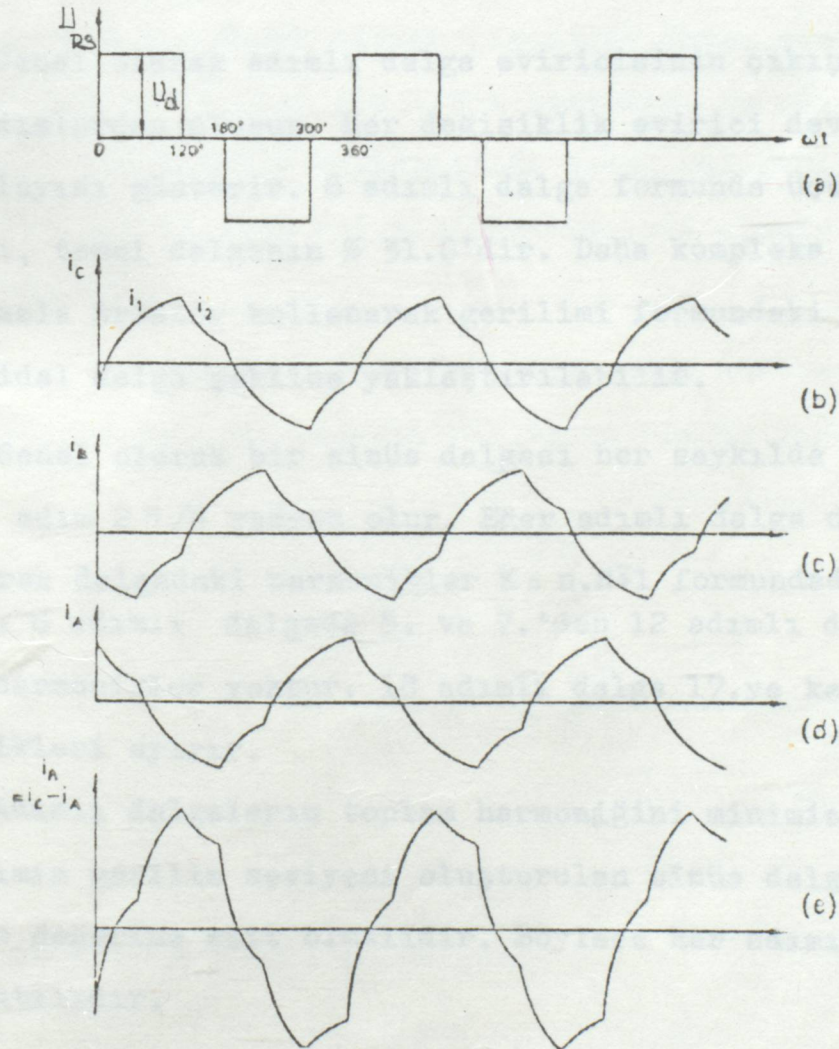
Şekil 2.3 de I_R , I_S , I_T hat akımları ve I_A , I_B , I_C faz akımları gösterilmektedir.

Tristörlerden T_4 , T_5 , ve T_6 'nın iletimde olduğunu ve T_4 'ün komütasyon devresi tarafından kesime geçirildiği anda T_1 'in iletime geçtiği başlangıç kabul edildiğini varsayalım. Üçgen bağlı yüke ilk 120° 'lik bölümde U_d gerilimi uygulanacaktır. Şekil 2.3 de görüldüğü gibi I_C yük akımı üstel olarak artan bir değer almaktadır. Eğer yük zaman sabiti kabul edilebilir ölçüde ise T_6 kesimde T_3 iletimde iken saykılın $1/3$ 'den sonra da I_C akımı, artmaya devam eder.

Bu I_C Faz akımının geçtiği kolu (+) kaynak noktasına bağlar ve faz

gerilimini sıfıra indirir. Fakat akımın reaktif bileşeni T_1 ve D_3 'den oluşan kapalı devreden akım akıtır. Bu sırada Şekil 2.3 de i_2 ile gösterilen faz akım sıfıra düşer. Diğer yarı saykılda T_4 ilettime geçtiğinde yüke U_d gerilimi ters uygulanmış olacaktır. Diğer fazlarda akımlar aynı şekilde akarak devrelerini tamamlarlar. Şekil 2.3'e de görüldüğü gibi hat akımları faz akımlarının farkına eşittir.

$$I_R = I_C - I_A$$



Şekil 2.3 - Altı basamak eviricinin üçgen bağlı indüktif yükü beslemesi durumunda faz akım ve gerilimleri
 a) Hat gerilimi, b) Faz akımları, c) A.C.hat akımı

2.2. HARMONİK NÖTRALİZASYON

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

2.2.1 BASAMAK DALGA FORMLARI

Genel olarak adımlı dalga eviricisinin çıkış gerilimi bir seri adımlardan oluşur. Her değişiklik evirici devresinde anahtarlama olayını gösterir. 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 $K = n.N \pm 1$ formundadır. ($n = 1, 2, 3, \dots$). Böylece 6 adımlı dalgada 5. ve 7.'den 12 adımlı dalgada 11'den düşük harmonikler 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.

$$U_m = \int_{\theta_{m-1}}^{\theta_m} \sin \theta \cdot d\theta \quad 2.2$$

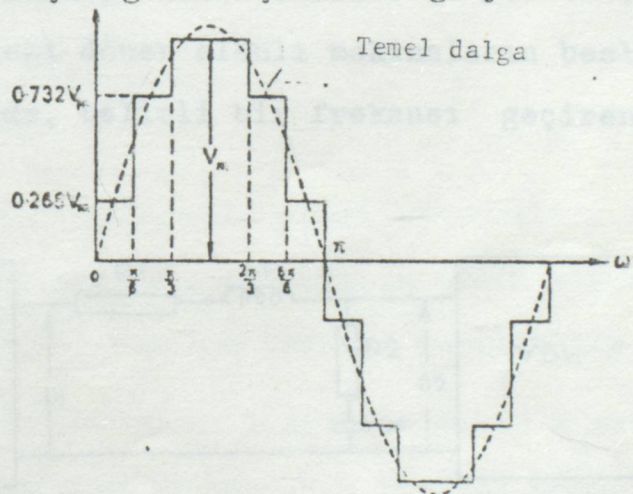
$$\theta_{m-1} = (m-1) \frac{2\pi}{N}, \quad \theta_m = m \cdot \frac{2\pi}{N}$$

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 2.4 gibi görünür. Genellikle 6 adımlı dalganın harmonik içeriğinin aşırı olduğu yerlerde kullanılırlar.

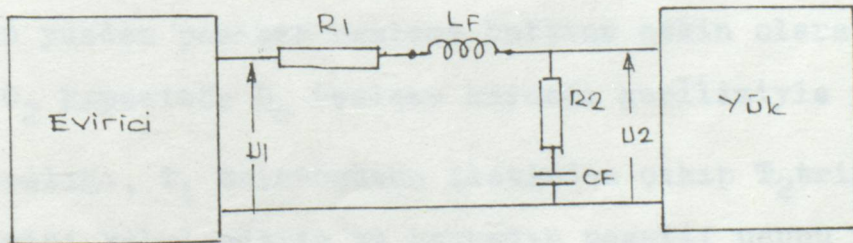


Şekil 2.4 12 adımlı dalga şekli

2.2.2. FİLTRE DEVRELERİ

Bazı hallerde evirici geriliminin dalga şeklinin düzeltilmesi, evirici çıkışı ile alıcı arasına bağlanan filtre devreleri ile de gerçekleştirilebilir. Bu amaçla Şekil 2.5 '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 dalgaının γ katı frekanslı harmonikler için planlandığı için, kullanılırken evirici çıkış frekansının sabit kaldığı kabul edilir. Bu yüzden çıkış frekansı değişken olan, örneği döner alanlı makinaların beslenmesi için kullanılan eviricilerde, belirli bir frekans geçiren filtreler kullanılamazlar.



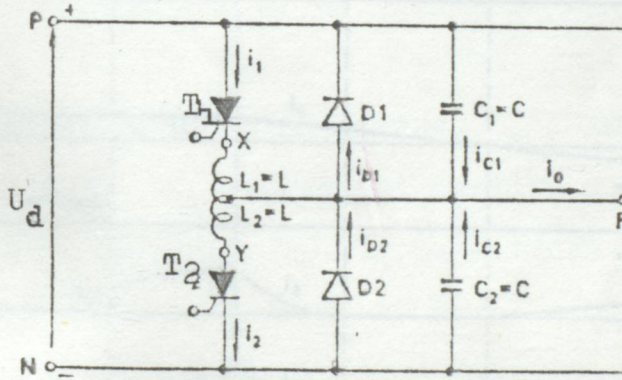
Şekil 2.5 Evirici çıkışındaki dalga düzeltici filtrenin kullanılması.

2.3.ZORLAMALI KOMÜTASYON METODLARI

2.3.1.McMURRAY-BEDFORD DEVRESİ

Şekil 2.6 de McMurray-Bedford tristör komütasyon metodu kullanan çok fazlı köprü eviricinin bir ayağı gösterilmiştir.

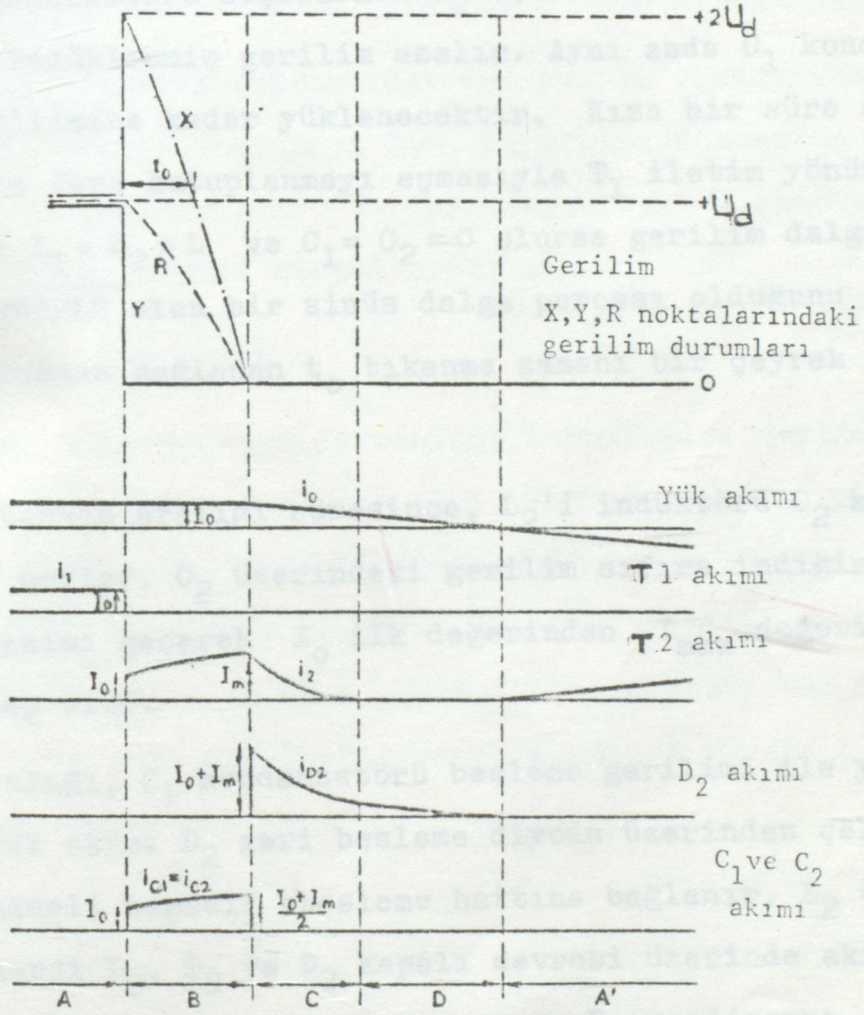
A aralığı, Başlangıçta T_1 tristörünün ilettime geçtiğini kabul edelim. Bu anda D.C. kaynağın pozitif tarafından bir yük akım çekilir. Yüksek indüktif güçlerde akımın değişim oranı küçüktür ve L_1 indüktörü üzerindeki düşürdüğü gerilim küçüktür.



Şekil 2.6. - Mc Murray-Bedford komünütasyon metodu için evirici köprüünün bir bacağı

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

Bu aralığı, T_1 tristörünün iletimden çıkıp T_2 tristörünün ilettime geçtiğini kabul edelim ve kaynağın negatif ucunu yüke L_2 indüktörü üzerinden bağlanmış olur. Bundan dolayı C_1 ve C_2 kondansatörlerinin gerilimi aniden değişemeyeceğinden X noktasının potansiyeli



Şekil 2.7.- McMurray-Bedford devresi için akım ve gerilim dalga şekilleri.

negatif D.C hattına göre $+2U_d$ ye yükselir. Bu ise T_1 üzerinde zıt yönlü bir gerilim olarak gözükecektir. B u etki tristörün tıkanmasına sebep olur.

C_2 kondansatörü boşalırken L_2 uçlarındaki gerilim azalır böylece L_1 de indüklenmiş gerilim azalır. Aynı anda C_1 kondansatörü besleme gerilimine kadar yüklenecektir. Kısa bir süre sonra C_1 'in L_1 nedeniyle ters kutuplanmayı aşmasıyla T_1 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 tıkanma zamanı bir çeyrek saykıldan daha azdır.

Komütasyon aralığı süresince, L_2 'i indüktörü C_2 kapasitör gerilimini besler. C_2 üzerindeki gerilim 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 yüklüdür. I_0 indüktif yük akımı D_2 geri besleme diyodu üzerinden çekilir. Böylece R yük terminali negatif besleme hattına bağlanır. L_2 üzerinde depolanan enerji L_2 , T_2 ve D_2 kapalı devresi üzerinde akım dolaşması sebebiyle direnç kayıplarında harcanır. Devre dizaynı genellikle depolanan 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.

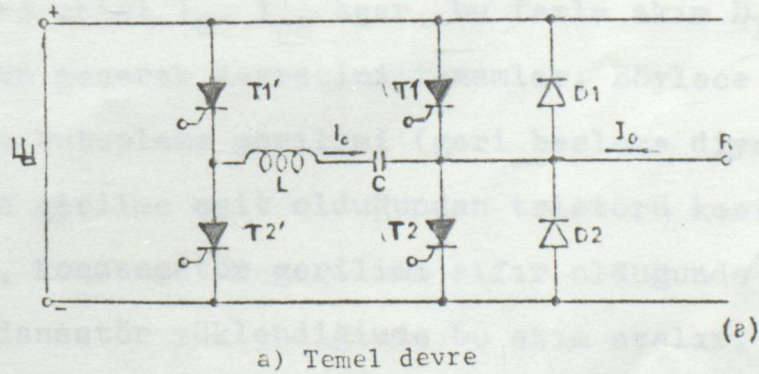
D aralığı, dolaşan akım sıfıra indirildiğinde komütasyon işlemleri tamamlanır. Fakat D_2 diyodu üzerinden akım akmaya devam eder.

A' aralığı, yük akımı sonradan sıfıra iner ve yönünü değiştirir. D_2 kesime geçer T_2 tarafından akım artışı yeni yönde yapılır.

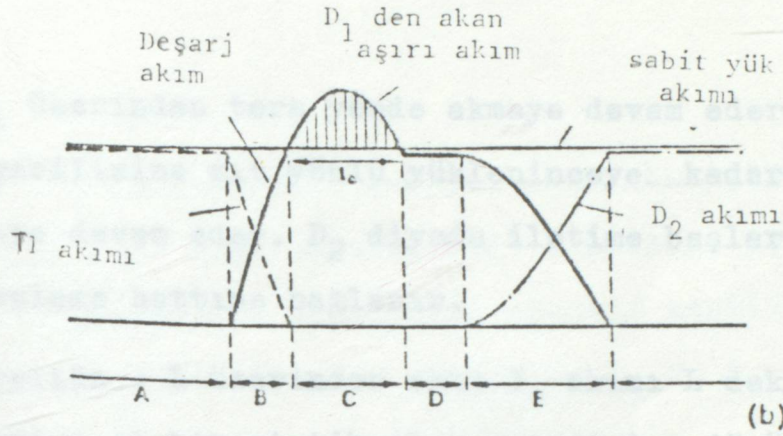
Bir McMurray-Bedford devresi ayarlı çıkış transformatörü vasıtasıyla ayarlı enerjinin D.C. kaynağına dönmesine izin verecek şekilde düzenlenmelidir. Her saniyede yapılan komütasyon yüksek işlem frekanslarında verimi arttırır.

2.3.2. Mc-MURRAY DEVRESİ :

McMurray-Bedford devresinde tamamlayıcı tristör iletime geçtiğinde komütasyon başlamış olur. McMurray'un bir başka alternatif metodu, yüksek Q'lu indüktans-kapasitanstan oluşan devreyi ana tristöre paralelleyen bir yardımcı tristör kullanılır. Şekil 2.8-a da bu prensibe uygun çalışan köprü dönüştürücünün bir bacağı gösterilmiştir. Burada T_1 'in komütasyona geçirecek yardımcı tristör olarak kullanılmıştır.



Şekil 2-8 McMurray komütasyon için evirici köprüsü ile bacağı



Şekil 2.8. b) Akım dalga şekli.

A aralığı: T_1 tristörünün iletimde olduğunu kabul edelim. Böylece yük terminali (R), besleme hattının pozitif ucuna bağlanır. T_2 ilettime geçmeden önce kapasitenin sağ plakası pozitif olmak kaydıyla yüklenmiş olur.

B aralığı: T_1 tristörünün ilettime geçirmek için tetiklendiğinde T_1 , LC ve T_1 den ibaret osilator devresi üzerinden C kondansatörü boşalmaya başlar. I_c akımı sıfırdan başlayarak artarken, iletimdeki tristör akımını sıfıra doğru azaltır. Şekil 2.8-b'de gösterildiği gibi,

C aralığı : Yük akımı I_o yük endüktansı tarafından sabit tutulurken, deşarj akımı I_c , I_o aşar, bu fazla akım D_1 geri besleme diyodu üzerinden geçerek devresini tamamlar. Böylece T_1 tristörünün uçlarındaki ters kutuplama gerilimi (geri besleme diyodu üzerindeki ileri doğru alan gerilme eşit olduğundan tristörü kesime sokar.) I_c deşarj akımı, kondansatör gerilimi sıfır olduğunda tepe değerine sahip olur. Kondansatör yüklendiğinde bu akım azalır.

D aralığı : I_c akımı, I_o 'in altına düştüğünde D_1 'in iletkenliği kalkar. Böylece T_1 üzerinden ters kutuplama gerilimi kalkmış

olur. Ve T_1 üzerinden ters yönde akmaya devam eder. Yük, T_1 , C kapasitesi U_d gerilimine zıt yönlü yükleninceye kadar L ve C den bir akım çekmeye devam eder. D_2 diyodu ilettime başlar ve R terminali negatif besleme hattına bağlanır.

E aralığı : L üzerinden akan I_0 akımı L deki manyetik enerjin 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 T_2 tristörü ilettime sokulur.

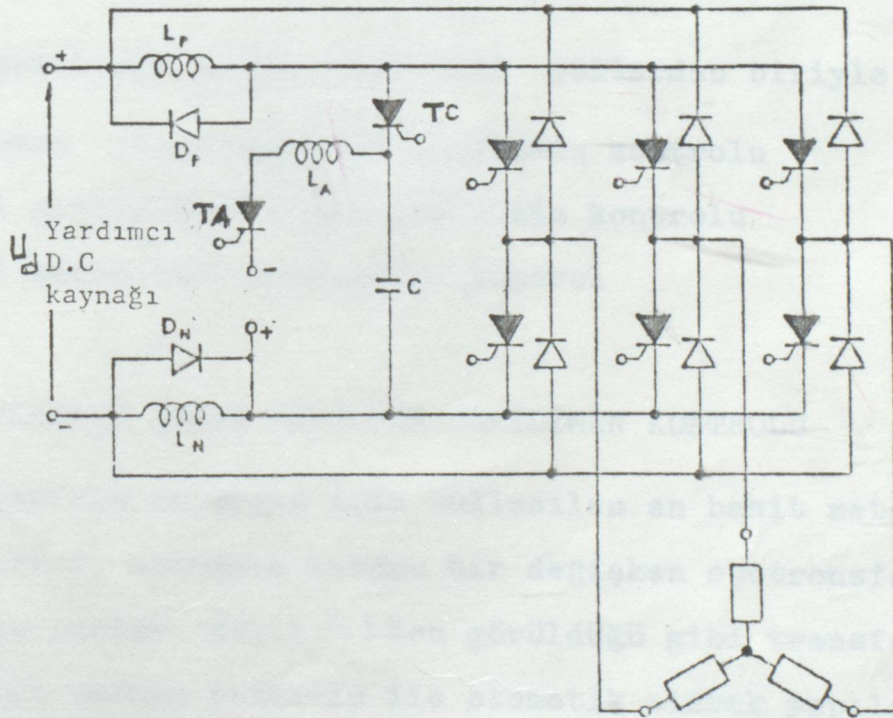
McMurray devresinde I_C boşalma akımının I_0 besleme akımını aşmaması için ana tristör kesim zamanı t_0 'dan küçük olmalıdır.

2.3.3.DEVRE GİRİŞİNDE KOMÜTASYON (Input-Circuit Comunutation)

Her bir tristörün komütasyonu yerine evrici 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 2.9 böyle bir tipik devre gösterilmiştir.

T_4 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 TC 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 U_d beslemesine kadar yüklenir. L_p ve L_N bobinlerine D_p ve D_N diyodları bağlı olduğundan kapasite geriliminde aşırı yükselm olmaz. TC tristörü bir anda kapanır. Köprü tristörü bir sonraki çalışma için tetiklenir. T_A tristörü de bir sonraki komütasyon için C kondansatörünü yüklemek için tetiklenir.



Şekil2.9. Giriş devre komütasyonu için 3 fazlı evirici devresi

B Ö L Ü M 3

3. GERİLİM KONTROLU

Bir asenkron motor değişken frekanslı bir kaynakla besleniyorsa, terminal gerilim magnetik akı yoğunluğunu sabit tutarak şekilde uygulanan frekansın bir fonksiyonu olarak değiştirilmelidir.

Bu gerilimin ayarı aşağıdaki yollardan biriyle yapılabilir.

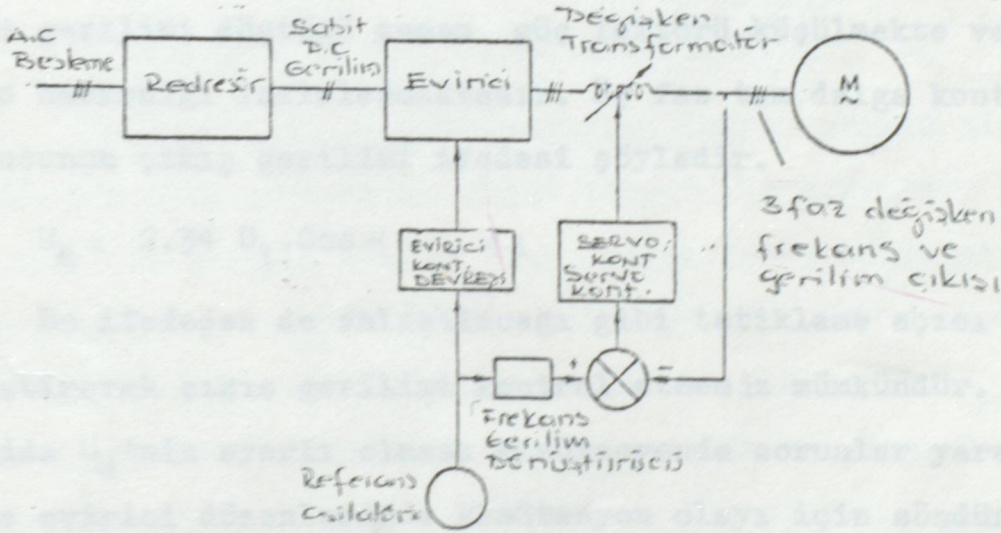
- a) Eviriciden çıkan değişken gerilimin kontrolu
- b) Evirici girişindeki doğru gerilimin kontrolu
- c) Evirici devresinin kendisinde kontrol

3.1 EVİRİCİDEN ÇIKAN DEĞİŞKEN GERİLİMİN KONTROLU

Bu gerilim kontrolu için kullanılan en basit metodlardan biridir. Evirici, asenkron motoru bir değişken ototransformator aralığı ile besler. Şekil 3.1'den görüldüğü gibi transformatorun ayarı kapalı çevrim kontrolu ile otomatik olarak yapılabilir.

Bu kontrol sisteminin avantajı evirici çıkış dalga şeklinin çalışma frekansı aralığında değişmemesidir. Diğer taraftan transformator sabit gerilime ve değişken frekansa sahip olmalı,

manyetik doymadan kaçınmak için sistemin en düşük çalışma frekansına göre dizayn edilmesi gerekmektedir. Bu da geniş hız kontrol aralığında kullanılması halinde transformatorun yapısının büyümesine sebep olmaktadır. Bunun sonucu olarak en düşük çalışma frekansı genellikle $10 \div 15$ Hz. olmaktadır.



Şekil 3.1. Değişken oranlı çıkış transformatoru ile gerilim kontrolü

3.2 EVİRİCİYE GİREN DOĞRU GERİLİMİN KONTROLU

3.2.1. DEĞİŞKEN ORANLI TRANSFORMATOR İLE KONTROL

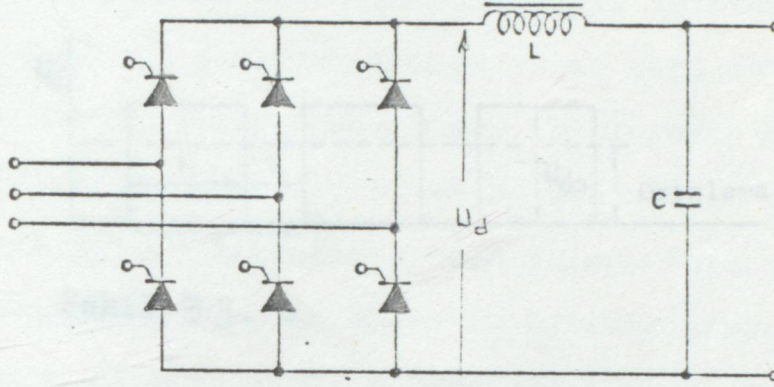
Bu düzenlemede değişken oranlı transformator doğrultucu girişine bağlanır. Doğrultucu giriş geriliminin etkin değeri transformatorun ayarlanması ile değiştirilmiş olur. Böylece doğrultucu çıkışındaki doğru geriliminin değeri de değiştirilmiş olacaktır.

3.2.2 FAZ KONTROLLU DOĞRULTUCU

Faz kontrollu doğrultucu kullanarak hızlı geçiş kararlılığı sağlanarak gerilim ayarı yapmak mümkündür. Şekilde verilmiş olan çıkış gerilimi düştüğü zaman güç faktörü küçülmekte ve dalga formunun harmoniği fazlalaşmaktadır. Üç faz tam dalga kontrollu doğrultucunun çıkış gerilimi ifadesi şöyledir.

$$U_d = 2.34 U_1 \cos \alpha \quad 4.1$$

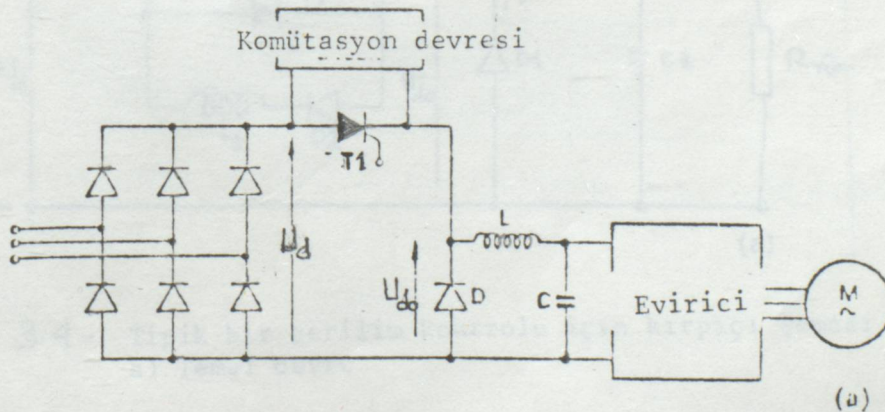
Bu ifadeden de anlaşılacağı gibi tetikleme açısı α 'yı değiştirerek çıkış gerilimi kontrol etmemiz mümkündür. Fakat bu metodda U_d 'nin ayarlı olması komütasyonda sorunlar yaratır. Genellikle evirici düzenlerinde komütasyon olayı için söndürme kondansatöründe gerekli olan komütasyon gerilimi U_d doğru gerilimi ile orantılıdır. Bu sebepten U_d geriliminin daha da azaltılması halinde eviricide komütasyon güçlükleri doğabilir. Bu da çok küçük gerilimlerde tam yük akımını söndürebilmesi için komütasyon düzeninin gereğinden büyük planlanmasını zorunlu hale gelebilir.



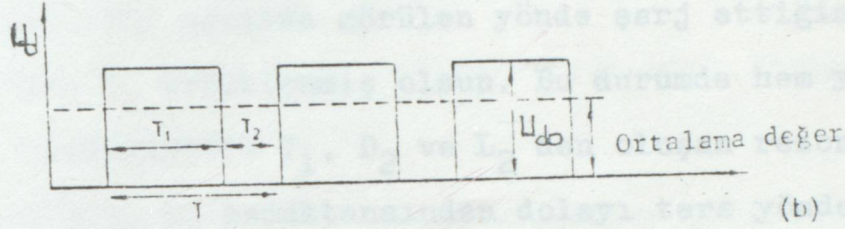
Şekil 3.2- Faz kontrollu doğrultucu ve filtre devresi

3.2.3. DOĞRULTUCU VE DOĞRU AKIM KİYİCİLERİ

Evirici için gerekli değişken doğru gerilim girişi değişken akım girişini kontrolsuz diyot köprüsüyle doğrultup ve çıkışını kıyıcı ile kontrol ederek temin edebiliriz. Doğru akım kıyıcısı , doğru gerilim değeri U_d olan bir kaynağın yüke (eviriciye) vereceği gerilimi, uygun bir açıp-kapama işlemi ile ortalama değeri sıfır ile U_d arasında değiştirilebilir gerilime çeviren bir güç elektronigi düzenidir. Doğru akım kıyıcısı ile ilgili devre şekilde görülmektedir.



Şekil 3.3- Kırpıcı ile evirici giriş geriliminin kontrolü



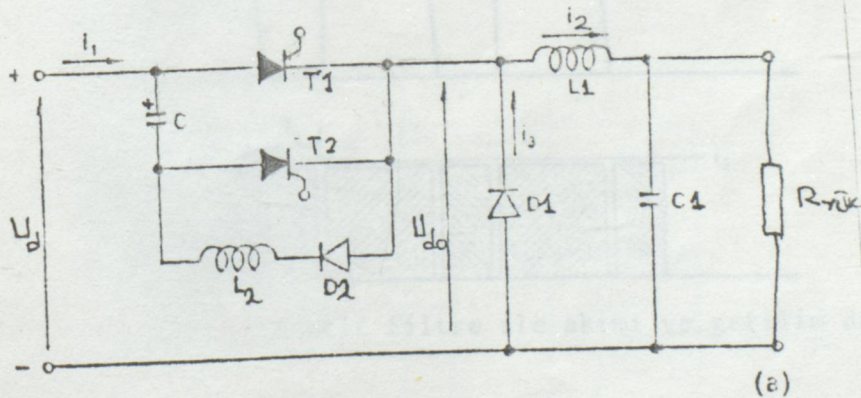
Şekil 3.3. b

Anahtar tristör vasıtasıyla yük uçlarında darbelerden oluşan ve U_{d0} ortalama değeri darbe süresi ile boşluk süresine bağlı bir gerilim elde edilir. Bu gerilim değeri

$$U_{d0} = \frac{1}{T} \int_0^T U_d \cdot dt = \frac{T_1}{T} U_d \quad 4,2$$

şeklindedir.

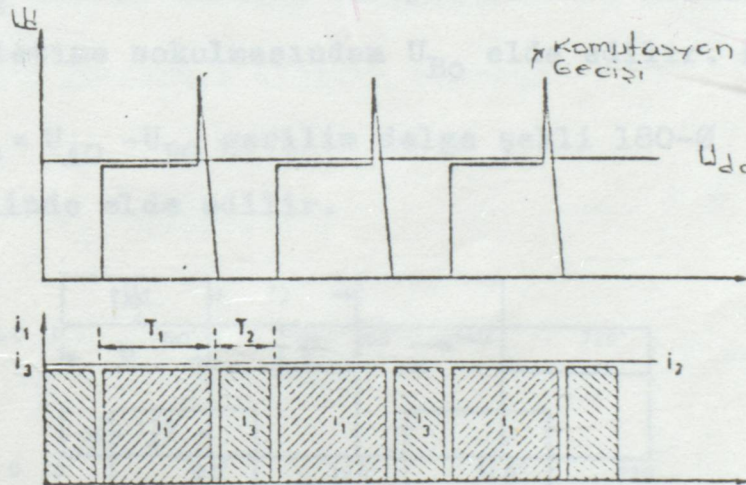
Şekil 3.4 de paralel komütasyonlu doğru akım kısıyıcısı görülmektedir.



Şekil 3.4 - Tipik bir gerilim kontrolü için kırpişı şeması
a) Temel devre

T_1 tristörü yük akımını taşıyan ana tristör T_2 ise komütasyonu yapan yardımcı tristördür. Önce T_2 tristörünü ilettime geçirerek C kondansatörünü şekilde görülen yönde şarj ettiğini düşünelim. Bundan sonra T_1 tetiklenmiş olsun. Bu durumda hem yük akımı I_2 akar hem de C kondansatörü T_1 , D_2 ve L_2 den oluşan rezonans devresi üzerinden boşalır. L_2 endüktansından dolayı ters yönde dolan C kondansatörü boşalamaz. Bundan sonra T_2 tetiklenerek, T_1 uçlarına C kondansatöründeki ters gerilim uygulanmış olur. ve T_1 tikanır. I_2 yük akımı kondansatör boşalıp tekrar şekildeki yönde doluncaya kadar C ve T_2 üzerinden sonra da D_1 üzerinden akarak kesilir.

Paralel komütasyonlu doğru akım kıyıcıları C kondansatörü yük üzerinden boşaldığından yüksüz çalışamazlar. Öte yandan C kondansatörü U_d den daha küçük bir gerilimle dolar. Bu nedenle küçük besleme gerilimlerinde büyük C değerlerine ihtiyaç vardır.



b) Büyük indüktif filtre ile akımı ve gerilim dalga

Şekil 3.5 b

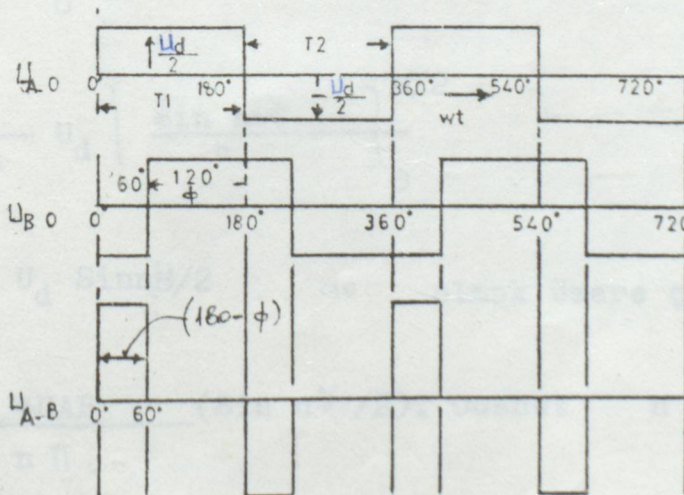
3.3. EVİRİCİ İÇİNDE ANAHTARLAMA TEKNIĞİ İLE GERİLİM KONTROLU

3.3.1. FAZ KAYDIRMALI GERİLİM KONTROLU

Faz kaydırmalı gerilim kontrolü için aynı frekansta çalışan iki eş evirici gerekmektedir.

Sistemin açıklamasını yapmadan çalışma prensibi açısından benzer olan bir fazlı eviricinin çalışmasını kısaca inceleyelim.

Daha önce, bölüm 1 Şekil 1.15 'de incelenmiş olan bir fazlı tam dalga evirici modelinde tristörlerin 180° iletimde kalma durumları için U_{AO} ve U_{BO} ve U_{AB} gerilim dalga şekilleri elde edilmişti. Şimdi aynı kolda bulunan, T_3 ve T_4 tristörlerinin T_1 ve T_2 tristörlerine göre belli bir gecikmeyle iletime geçirilmiş olsun. Böylece biri diğerine göre ϕ açısı kadar kaydırılmış iki kare dalga değişimi elde edilir. A noktasının teorik nötre göre gerilim değişimi U_{AO} ; ikinci koldaki T_3 - T_4 tristörlerinin sırayla birinci koldakilere göre ϕ faz kaymasıyla iletime sokulmasından U_{BO} elde edilir. Sonuçta, yük uçlarındaki $U_{AB} = U_{AO} - U_{BO}$ gerilim dalga şekli $180-\phi$ genişliğindeki darbeler şeklinde elde edilir.



Şekil 3.6. . $\phi = 120^\circ$ olduğu duruma ilişkin gerilim dalga şekili.

Evirici çıkışındaki U_{AB} geriliminin harmonik içerisini bulmak istersek

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} U_{AB} \cdot \cos n\omega t \cdot d(\omega t) \quad n=1,3,5,\dots \quad 3.3$$

$$U_{AB} = U_D \quad 0 < \omega t < \delta/2 \quad \dots \quad 3.4$$

$$U_{AB} = 0 \quad \delta/2 < \omega t < \pi/2 \quad \dots \quad 3.5$$

$$\gamma = 180 - \delta \quad \dots \quad 3.6$$

Burada :

γ = Darbe genişliğidir.

Harmonikleri γ 'nın fonksiyonu olarak bulmak istersek; Darbe, OY eksenine göre simetrik olduğundan ,

$$U_{AB} = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \cos n\omega t \quad \text{yazılır.} \quad \dots \quad 3.7$$

Burada çeyrek simetriyi dikkate alırsak

$$a_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\delta/2} U_d \cdot \cos n\omega t \cdot d(\omega t) \quad \dots \quad 3.8$$

$$a_n = \frac{4}{\pi} U_d \left[\frac{\sin n\omega t}{n} \right]_0^{\delta/2} \quad \dots \quad 3.9$$

$$a_n = \frac{4}{\pi n} U_d \sin n\gamma/2 \quad \dots \quad 3.10 \quad \text{olmak üzere çıkış gerilimi bağıntısı}$$

$$U_{AB} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4U_{AB}}{n\pi} (\sin n\gamma/2) \cdot \cos n\omega t \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad 3.11$$

şeklinde bulunur.

n harmoniğin genliği

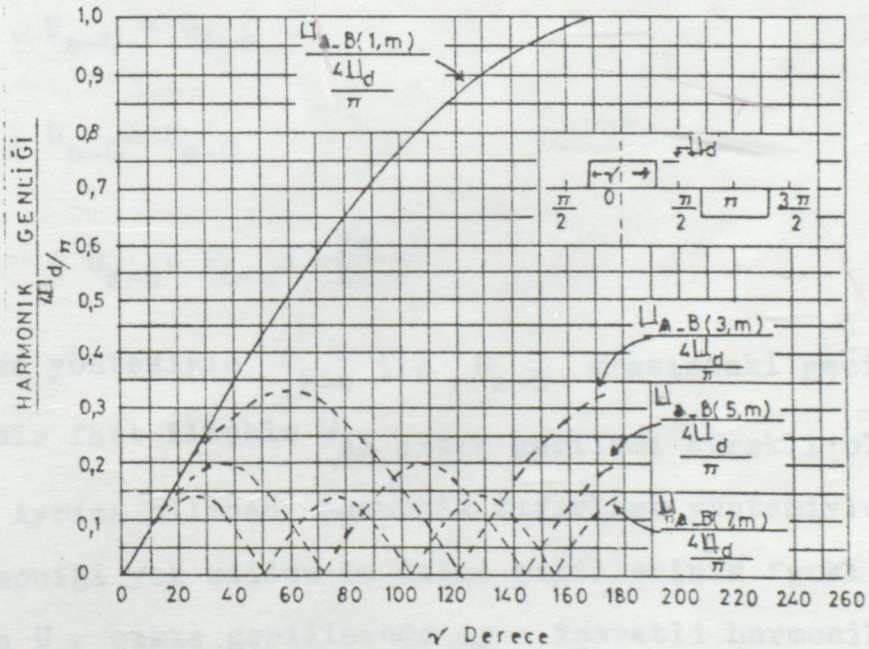
$$U_{AB,n} = \frac{4 U_d}{n \pi} \sin n\gamma/2 \text{ ile ifade edilirken}$$

Temel bileşenin genliği,

$\gamma/2 = \pi/2$ de meydana geldiğinden

$$U_{AB(1-m)} = \frac{4U_D}{\pi} \text{ olarak bulunur.}$$

Şekilde darbe genişlik modülasyonu uygulanmış olan bu dalga şekline ilişkin, temel bileşen ve ilk üç harmoniğin $\frac{4U_D}{\pi}$ 'ye göre değişimleri verilmiştir.



Şekil 3.6. Darbe genişlik modülasyonlu gerilim dalga şeklinin harmonik içeriği

Gerilim kontrolünün söz konusu olmadığı durumlarda γ darbe genişliğini, çıkış dalga şeklindeki harmonikten minimum kılacak biçimde seçmek mümkündür. Ancak evirici üzerinden asenkron makinanın hız kontrolü söz konusu olduğundan (3.40) bağıntısından görüldüğü gibi temel bileşen genliğini büyütüp, küçültmek için darbe genişliğinin değiştirilmesi gerekir. Şekilde görüldüğü gibi küçük darbe genişliği değerlerinde harmoniklerin genliği temel bileşen genliğine yaklaşmaktadır. ki bu da distorsiyonun artması demektir.

Benzer şekilde elde ettiğimiz bu neticeyi Şekil 3.7 deki aralarında 120° lik açı bulunan fazlı tam dalga eviriciye uygulayalım aşağıdaki gerilim dalga şekilleri elde edilir.

Gerilim değerleri veren ifadeler ise aşağıdaki gibi olacaktır.

$$U_{a-d} = U_{a-0} - U_{d-0}$$

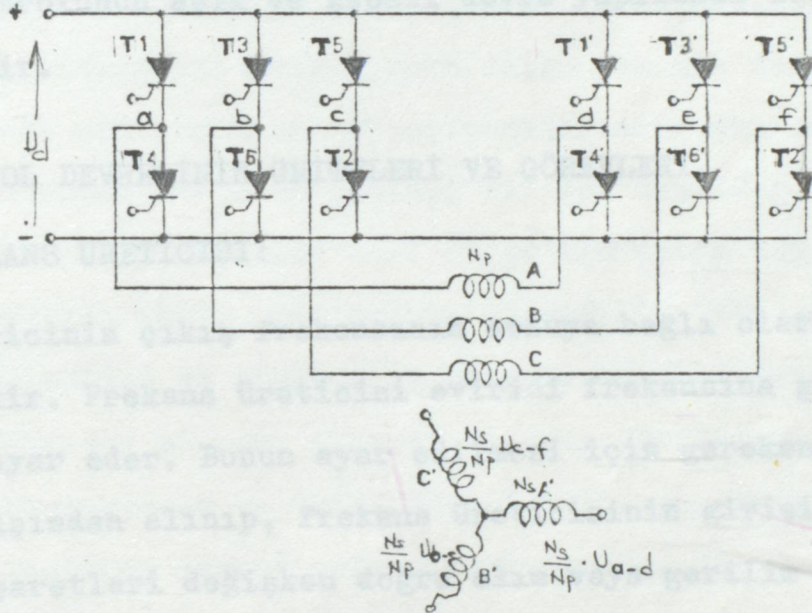
$$U_{b-e} = U_{b-0} - U_{e-0}$$

$$U_{AB} = (U_{a-d} - U_{b-e}) \frac{N_s}{N_r}$$

Faz kaydırma yöntemiyle U_{b-e} ile U_{e-0} arasındaki gecikme değiştirilerek bir faza ilişkin U_{AB} çıkış gerilimi sürekli olarak ayarlanabilir. Ayrıca bilinen harmonik sıfırlama yöntemiyle istenilen sayıda harmoniği yok edilen bu dalga şekillerinin farkı alınarak elde edilen U_{ab} çıkış geriliminde aynı işaretli harmoniklerde ortadan kaldırılabilir.

3.4. KONTROL DEVRELERİ

Eviricilerde triyödürlü kullanılması ve bu yarı iletken eleman-
lara özellikleri ile tetiklenerek iletime geçirilmesi ve kontrol
lamanın kontrolör ile kesime geçirebilmesi, sistemin çalışmasını
kontrol edecek ve yapılacak işlemleri yerine getirecek kontrol dev-
relerine ihtiyacı doğurur. Bu bölümde bir fazlı ve üç fazlı bir
evirici ile kullanılan kontrol devrelerinden bahsedilecek; daha sonra
evirici kontrol devreleri ile ilgili bazı bilgiler verilecektir.



Şekil 3.7 - Faz kaydırma ile gerilim kontrolü için temel evirici

3.4. KONTROL DEVRELERİ

Eviricilerde tristörün kullanılması ve bu yarı iletken elemanların özellikleri icabı tetiklenerek ilettime geçirebilmesi ve zorlanmış komütasyon 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.

3.5. KONTROL DEVRESİNİN ÜNİTELERİ VE GÖREVLERİ

3.5.1 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.

3.5.2. 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 transformatörlerin 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.

3.5.3. 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.

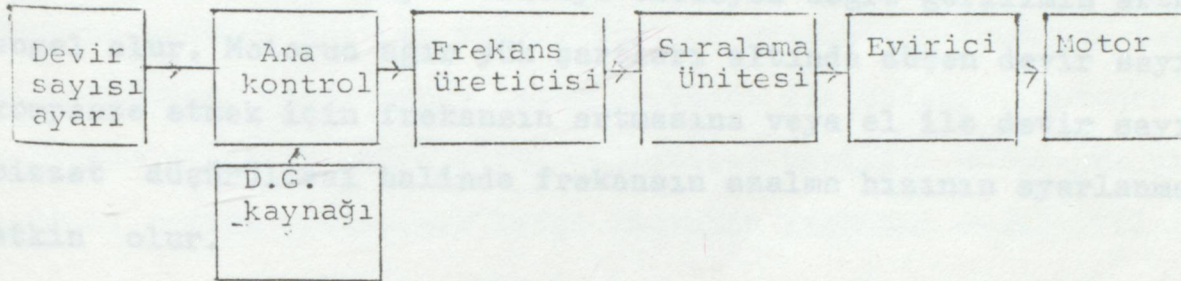
3.6.DEĞİŞİK KONTROL METOTLARI

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

3.6.1 AÇIK ÇEVİRİM MOTOR KONTROLU

Yükün tamamıyla motor hızına bağlı olduğu yerlerde (pompa, vantilatör gibi) kullanılan en basit tahrik sistemidir. Bu metotta 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 kontrolu basitliğinden dolayı tercih edilebilir.



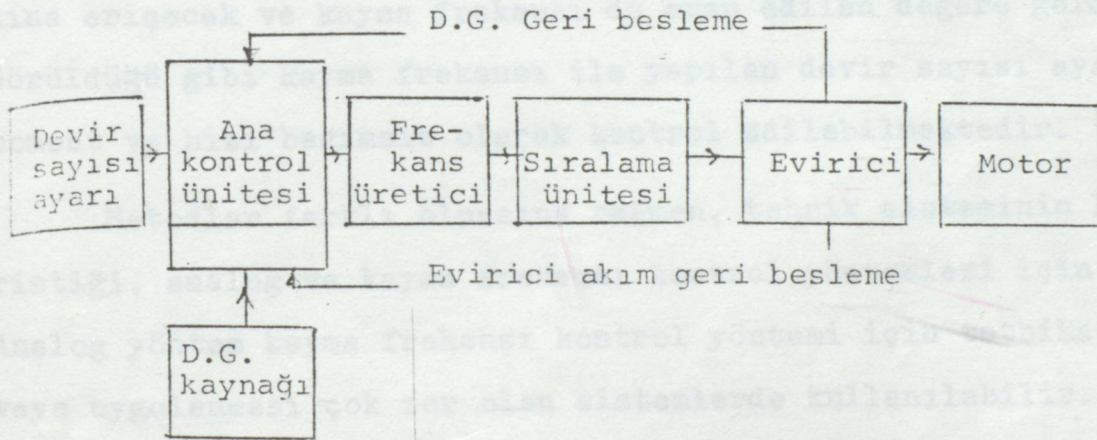
Şekil3 .1 Açık çevrim motor kontrolunun blok şeması

3.6.2.KAPALI ÇEVİRİM MOTOR KONTROLU

Blok diyagramı verilen bu metot açık çevrim motor kontrol meto-
dundan tamamıyla farklı yapıya sahiptir. Yük tarafından motora uy-
gulanan en ağır çalışma şartının motorda meydana getireceği ivme-
lenme hareketinin en düşük değerde olması şartı ortadan kaldırılır.
Motorun sabit moment üretmesine ve yükün müsaadesi oranında ivme-
lenerek hızlanmasına imkan verir.

Bu sistemde frekans üretici ünitesi bir alog-digital çevi-
ricidir. 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 artmasına 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 kompanse etmek için frekansın artmasına veya el ile devir sayısının bizzat düşürülmesi halinde frekansın azalma hızının ayarlanmasında etkin olur.



Şekil 3.2 Kapalı çevirim motor kontrolünün blok şeması

3.6.3. KAYMA FREKANSI İLE MOTOR KONTROLÜ

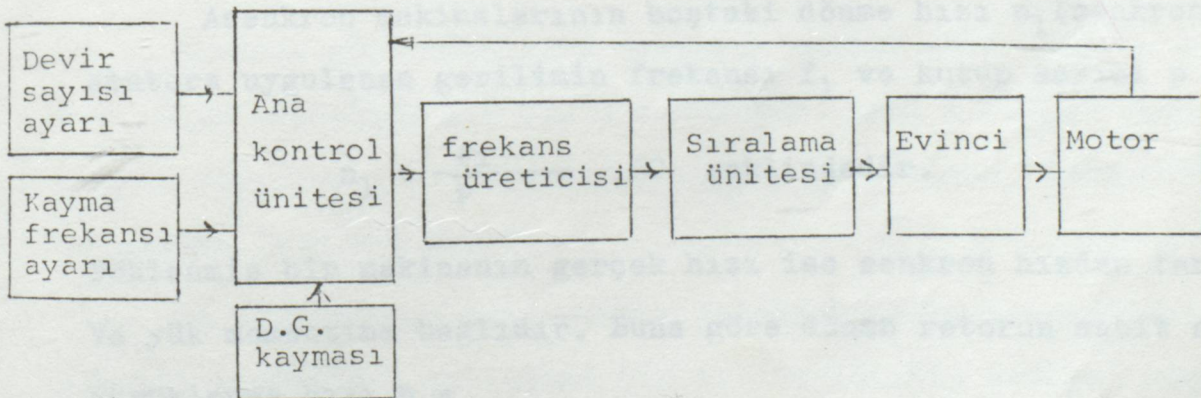
Aşağıda blok diyagramı gösterilen bu metodun özelliği motorun hızının artması veya azalması esnasında kayma frekansının sabit bir değerde muhafaza edilmesidir.

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 yüklemiyse 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.

Metodlar 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 3.3

Kayma frekansı kontrolü yöntemi uygulayan blok şema.

B Ö L Ü M 4

4. ASENKRON MOTORLARIN DENETİMİ

Endüstride bir çok iş makinası değişik bir kaç dönme sayısı yada çoğu zaman sürekli hız ayarı yapılabilen motorlama ihtiyaca gösterir. Asenkron motorun ucuz olması fırça ve kollektörünün bulunmaması nedeni ile az arıza yaparak çalışma olanağının bulunması ve motorların yaygın olarak kullanılmasına ve hız ayarının da gene asenkron motorlar yardımıyla yapılmasına yol açmıştır. Geliştirilmiş bir çok hız ayar yöntemi arasında son yıllarda endüstride yaygın olarak kullanılmış kontrollu diyotlar (tristörler), asenkron motorların hız ayarı alanında hiç kuşkusuz yeni bir çağır açmıştır.

4.1. ASENKRON MOTORLARIN EŞDEĞER DEVRELERİ VE ÖZELLİKLERİ

Asenkron makinalarının boştaki dönme hızı n_1 (senkron hız) statora uygulanan gerilimin frekansı f_1 ve kutup sayısı p cinsinden

$$n_1 = \frac{f_1}{p} \cdot 60 \text{ şeklindedir.}$$

Yüklenmiş bir makinanın gerçek hızı ise senkron hızdan farklıdır.

Ve yük momentine bağlıdır. Buna göre dönen rotorun sabit statora gör sürüklenme hızı n

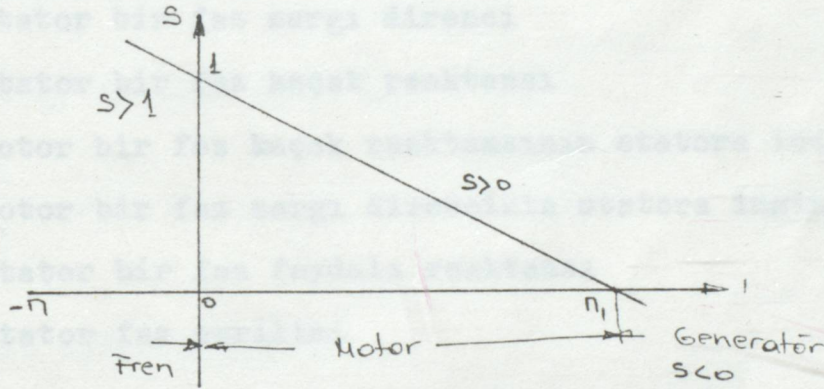
$$n = n_1 - n_2 \text{ bağıntısıyla verilir.}$$

Burada n_2 rotorda endüklenen gerilimin oluşturduğu döner alanın rotora göre bağlı hızıdır.

Tanım olarak kayma senkron dönme sayısı ile rotorun dönme sa yası arasındaki farkın senkron dönme sayısına oranı olarak verilir. Bu göre kayma;

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad \text{--- 4.1.}$$

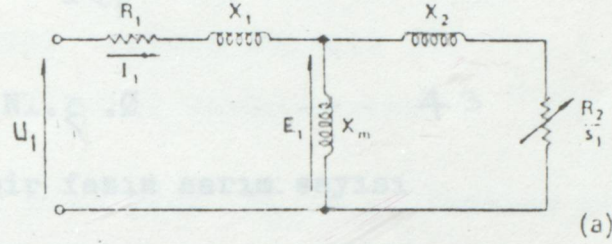
kayma değeri s $f(n)$ olarak gösterilirse kaymanın rotorun dönme sayısına göre değişimi bir doğru gösterir.



Şekil 4.1

Buradan görüldüğü gibi asenkron makina eğer senkron dönme sayısının üzerinde bir hızla dönüyorsa, yani $s < 0$ ise generatör olarak çalışır. $s > 1$ olduğunda rotor döner alana ters yönde döner ve makina frenleme yapar.

Rotoru statora indirgenmiş sincap kafesli asenkron motorun sürekli sinüzoidal çalışmada bir fazına ilişkin eşdeğer devresi şekil 4.2 deki gibidir.



Şekil 4.2 İndüksiyon motorunun temel eşdeğer devresi

- R_1 : Stator bir faz sargı direnci
 X_1 : Stator bir faz kaçak reaktansı
 X_2 : Rotor bir faz kaçak reaktansının statora indirgenmiş değeri
 R_2/s_1 : Rotor bir faz sargı direncinin statora indirgenmiş değeri
 X_m : Stator bir faz faydalı reaktansı
 U_1 : Stator faz gerilimi
 E_1 : Faydalı akımın statorda endüklediği e.m.k
 I_1 : Stator akım
 I_2 : Statora indirgenmiş rotor akım
 I_m : Manyatıslama akımı

Şekil 4.2 de eşdeğer devresini verdiğimiz asenkron motorun stator sargıları f_1 frekansındaki U_1 gerilimi ile beslensin. Bu durumda stator empedansının sınırladığı I_1 çalışma akımının geçmesini sağlayacaktır. Bu akım tarafından meydana getirilen faydalı manyetik akı Φ , $n_1 = \frac{f_1 \cdot 60}{p}$ ile dönerken stator sargısında E_1 e.m.k.ni endükleyecektir. E_1 ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$E_1 = \frac{2\pi f_1}{\sqrt{2}} \cdot N_1 \xi_1 \cdot \emptyset \text{ veya}$$

$$E_1 = 4.44 \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot \xi_1 \cdot \emptyset \quad \dots 4.3$$

N_1 = Stator bir fazın sarım sayısı

ξ_1 = Stator bir faz sargı faktörü

Yukarıda elde edilen E_1 e.m.k.nin ışığında; herhangi bir manyetik devrede olduğu gibi asenkron motorlarda da hava aralığında oluşturulan manyetik akı, endüklenen gerilim ve frekansa bağımlı olduğu görülmektedir. Şöyle ki :

Sargı faktörü sabit ise

$$\emptyset \sim \frac{E_1}{f_1} \text{ orantılıdır.} \quad \dots 4.4$$

4.1.1 MOMENT KARAKTERİSTİĞİ

Asenkron motorun milindeki faydalı, yani iş makinasına uygulanan döndürme M_{di} ile gösterelim. Boşta çalışmada asenkron motorun mili sürtünme ve vantilasyon kayıplarından ötürü M_{do} momenti ile frenlenir. Sabit hızla dönen rotorda endüklenen döndürme momenti bu iki bileşenden oluşur.

$$M_{di} = M_{do} + M_d \quad \dots 4.5$$

Burada

$$M_{do} = \frac{P_{stm}}{2 \pi n} \cdot 60 \quad \dots 4.6$$

$$M_d = \frac{P_2}{2 \pi n} \cdot 60 \quad \dots 4.7$$

P_{stm} : Sürtünme Gücü

P_2 : İş makinasına verilen faydalı güç

n : Rotorun dakikadaki devir sayısı

Stator döner alan gücü P_{dl} , M_{di} döndürme momenti ile döner alan dolayısıyla döndürme momentinin statora nazaran açısal hızı ile çarpımına eşittir.

$$P_{dl} = \frac{2\pi \cdot n_1}{60} \cdot M_{di} \quad \dots \quad 4.8 \quad 5.$$

Aynı şekilde rotor döner alan gücü; M_{di} döndürme momenti ile döner alanın rotora nazaran açısal hızı ile çarpımına eşittir.

$$P_{d2} = \frac{2\pi n_2}{60} \cdot M_{di} \quad \dots \quad 4.9$$

Bu güç rotor sargısında joule kaybı olarak harcanır.

Bilindiği gibi endüklenen mekanik güç P_{mi} döndürme momenti ile rotorun açısal hızının çarpımına eşittir.

$$P_{mi} = \frac{2\pi n}{60} \cdot M_{di} \quad \dots \quad 4.10$$

Enerji sakımının gereği olarak

$$P_{dl} = P_{mi} + P_{d2} \quad \dots \quad 4.11$$

dir. Yukarıdaki denklemlerden (4.9) ve (4.11) toplarsak

$$P_{dl} = \frac{2\pi}{60} M_{di} (n_2 + n) \quad \dots \quad 4.12$$

bulunur. $n_1 = n_2 + n$ olduğuna göre

$$\frac{n_2}{n_1} = s \quad \text{ve} \quad \frac{n}{n_1} = 1-s \text{ yazacak olursak}$$

ve M_{di} de yok edersek

$$P_{mi} = (1-s) P_{d1} \quad \dots 4.13$$

ve

$$P_{d2} = s \cdot P_{d1} \quad \dots 4.14$$

bağıntıları bulunur. Bu bağıntılardan görüldüğü gibi asenkron motorun s kayması biliniyorsa hava aralığından geçen gücün oranlarda bölündüğü belirnebilir.

Endüklenen döndürme momentini, endüklenen güçten bulabiliriz. Asenkron motoru statorundan rotoruna geçen bu elektromagnetik güç

$$P_{d1} = M_2 \cdot E_{20} \cdot I_2 \cdot \cos \phi_2 \text{ dir.} \quad \dots 4.15$$

Buradan endüklenen döndürme momentinin ortalama değeri

$$M_{dort} = \frac{P_{d1}}{W_1} = \frac{60}{2\pi n_1} \cdot P_{d1} \quad \dots 4.16$$

$$= \frac{P}{2\pi f_1} \cdot M_2 \cdot E_{20} \cdot I_2 \cdot \cos \phi_2 \quad \dots 4.17$$

$$\text{Diğer taraftan } E_{20} = \sqrt{2} \pi N_2 \cdot \sum_2 f_1 \cdot \phi \quad \dots 4.17$$

olduğundan yerine koyarsak

$$M_{dort} = \frac{P}{2f_1} \cdot M_2 \cdot N_2 \cdot \sum_2 \cdot f_1 \cdot \phi \cdot I_2 \cdot \cos \phi_2 \quad \dots 4.18$$

$$M_{dort} = K_m \cdot \phi \cdot I_2 \cdot \cos \phi_2 \quad \dots 4.19$$

E_{20} : Rotor bir faz gerilimi (Rotor bloke)

M_2 : Rotor faz sayısı

ξ_2 : Rotor sargı faktörü

I_2 : Rotor akımı

$\cos\varphi_2$: Rotor devresi güç faktörü

(4.19) ifadesinden görüldüğü gibi moment $\emptyset$ akısıyla ve rotor akımıyla doğru orantılıdır. Diğer bir şekilde mekanik momentin matematiksel ifadesi şöyle elde edilebilir.

Şekil 4.2 de verilen eşdeğer devreden Rotor akımı I_2 'nin değerini hesaplırsak

$$I_2 = \frac{E_1}{\frac{R_2}{s} + jx_2} \quad \text{ifadesi elde edilir.} \quad 4.20$$

Bu ifadeden görülecek gibi rotoru dönen asenkron motorun rotor devresinden akan I_2 akımının rotor sargısından durması durumunda da geçebilmesi için

$$\frac{R_2}{s} = R_2 + R_2 \frac{(1-s)}{s} \quad 4.21$$

olduğundan rotor devresine $\frac{R_2(1-s)}{s}$ 'e

eşit ilave bir direncin bağlanması gerekir Rotora, durma halinde bağlamayı düşündüğümüz $\frac{R_2(1-s)}{s}$ direnci makinenin hareket durumunda milinden alınan mekanik gücüne eşdeğeridir. O halde

$$P_{Mi} = m_2 \cdot I_2^2 \cdot \frac{R_2(1-s)}{s} \quad 4.22$$

Mekanik işe karşılık momentimiz

$$M_{mi} = m_2 \cdot I_2^2 \cdot \frac{R_2(1-s)}{w \cdot s} \quad 4.23$$

olur.

Denklem (4.20) deki I_2 'nin değerini denklem (4.23)'de yerine koyarsak.

$$M_{mi} = m_2 \frac{1-s}{s} \cdot \frac{R_2}{w} \cdot \frac{E_1^2}{\left(\frac{R_2}{s}\right)^2 + x_2^2} \quad 4.24$$

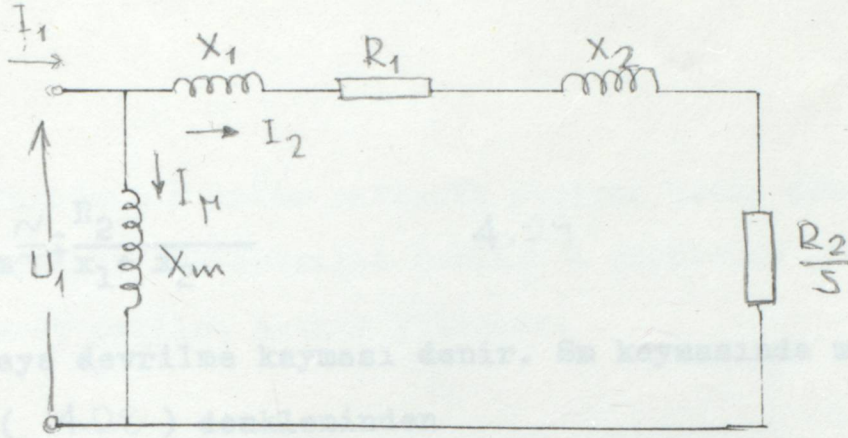
olur. Pay ve paidayı w_1 çarparsak

$$M_{mi} = \frac{m_2}{w_1} \cdot \frac{w_1 - sw_1}{s \cdot w} R_2 \cdot \frac{E_1^2}{\left(\frac{R_2}{s}\right)^2 + x_2^2} \quad 4.25$$

$w_1 - sw_1 = w$ olduğundan

$$M_{mi} = m_2 \frac{R_2}{sw_1} \cdot \frac{E_1^2}{\left(\frac{R_2}{s}\right)^2 + x_2^2} \quad 4.26$$

R_1 ve X_1 elemanları üzerindeki gerilim düşmeleri U_1 geriliminin yanında ihmal edilirse, $U_1 \simeq E_1$ kontrol edilebileceğinden eşdeğer devremiz şekil 5.3 deki gibi basitleştirilmesi mümkün olacaktır.



Şekil 4.3 Asenkron motorun yaklaşık eşdeğer devresi

Yaklaşık eşdeğer devreden statora indirgenmiş rotar akımı için

$$I_2 = \frac{U_1}{(R_1 + \frac{R_2}{s})^2 + (x_1 + x_2)^2} \quad \dots 4.27$$

yazılır. Endüklenen moment ifadesi tekrar yazalım ve bu ifadede de I_2 'nin (4.27) bağıntısını kullanalım.

$$M_{mi} = m_2 \cdot \frac{R_2}{s w_1} \cdot \frac{U_1^2}{(R_1 + \frac{R_2}{s})^2 + (x_1 + x_2)^2} \quad \dots 4.28$$

elde olunur. İfadede

w_1 : Stator devresi açısal hızı

$$w_1 = 2 \pi f_1$$

Momentin (4.28) ile verilen ifadesinin s 'ye göre maksimumu olduğunu göstermek için $\frac{\partial M_{md}}{\partial s}$ türevini sıfır yapan s değeri hesaplanır $R_1 = 0$ kabul ediliyorsa yaklaşık olarak;

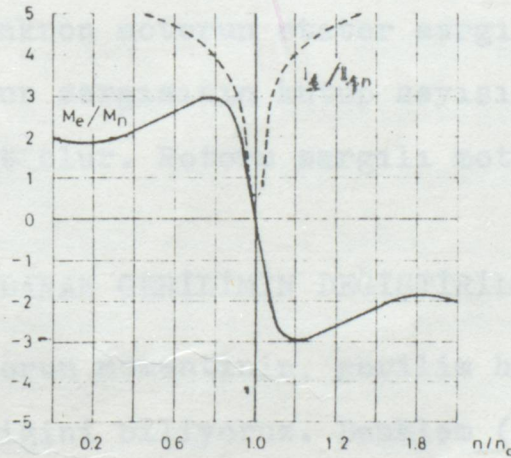
$$S_m \approx \frac{R_2}{x_1 + x_2} \quad 4.29$$

Bu kaymaya devrilme kayması denir. S_m kaymasında maksimum momentin değeri (4.28) denkleminde

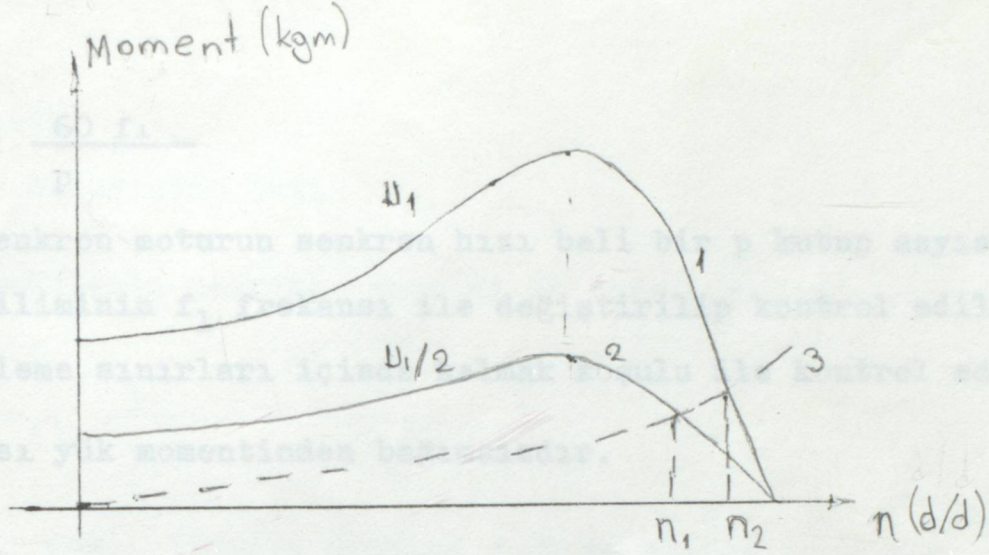
$$M_{mi(max)} = m_2 \cdot \frac{1}{W_1} \cdot \frac{U_1^2}{x_1 + x_2} \quad 4.30$$

olarak bulunur. Buna momente devrilme momenti denir. Devrilme momenti rotor direnci ve kaymaya bağlı değildir. Devrilme momenti denklem (4.30)'den görüleceği gibi gerilime ve kaçak reaktansa bağlıdır.

Sabit gerilim ve frekans ile beslendiğinde endüklenen moment kaymaya bağlı olarak değişir. Eğer motor dönme hızının üzerine çıkarsa motor generatör olarak çalışmaya başlar ve kayma negatif olur.



Şekil 4.4 Sabit gerilim ve frekansla beslemede tipik bir sincap kafesli motorunun moment akım karakteristiği



Şekil 4.5 Asenkron motorun moment-hız karakteristiği ve momentin gerilimle değişimi

Yukarıdaki şekil üzerinde bir yükün dönme sayısı ile yük momentini arasındaki karakteristik de gösterilmiştir. (Eğri 3) şekilde belli bir yük momentini için stator gerilimi U_1 iken motorun dönme sayısı n_2 , yarı gerilimde n_1 ise, $n_1 < n_2$ olduğu görülmektedir. Böylece dönme sayısı belli bir yük için prensip olarak stator geriliminin değeri ile ayar edilmiş olur. Yalnız şekilden görüldüğü gibi hızın büyük aralıklarda değişme imkanı yoktur.

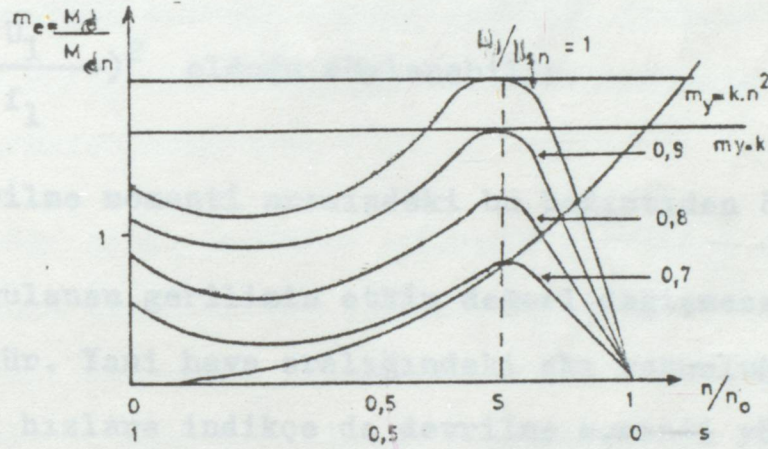
Devrilme momentinin ve momentin, stator geriliminin karesi ile değiştiğinden bu hız ayar yöntemi endüstride yaygın olarak kullanılmamaktadır.

4.2.3. STATORA UYGULANAN GERİLİMİNİN FREKANSIN DEĞİŞTİRİLMESİ

Bir asenkron motorun senkron hızı stator sargılarına uygulanan gerilimin frekansı f_1 ve kutup sayısı 2_p olduğuna göre aşağıdaki bağıntı ile verilir.

$$n_1 = \frac{60 f_1}{p}$$

o halde asenkron motorun senkron hızı belli bir p kutup sayısında stator geriliminin f_1 frekansı ile değiştirilip kontrol edilebilir. Normal yükleme sınırları içinde kalmak koşulu ile kontrol edilen devir sayısı yük momentinden bağımsızdır.



Şekil 4.6 Asenkron motorda gerilim frekansı parametre olmak üzere momentin devir sayısı ile değişimi.

Frekansı değiştirerek yapılan hız kontrolünde, asenkron motorun devrilme momentinin değerinin sabit kalması sağlanır. Bu amaç için U_1/f_1 oranı sabit tutulur. Söyle ki denklem 4.4 den görüleceği gibi, statora uygulanan gerilim U_1 yaklaşık olarak statorda endüklenen E_1 gerilimine eşit olduğu kabul edilirse statordan endüklenen gerilim ifadesi

$$U_1 \approx E_1 = k.f_1.\phi \text{ dir.} \quad 4.30$$

k : bir sabit

$\emptyset$: stator döner alan akısı

Makinada endüklenen devrilme momenti ifadesini yazacak olursak

$$M_{mi(max)} = m_2 \cdot \frac{1}{w_1} \cdot \frac{v_1^2}{x_1 + x_2}$$

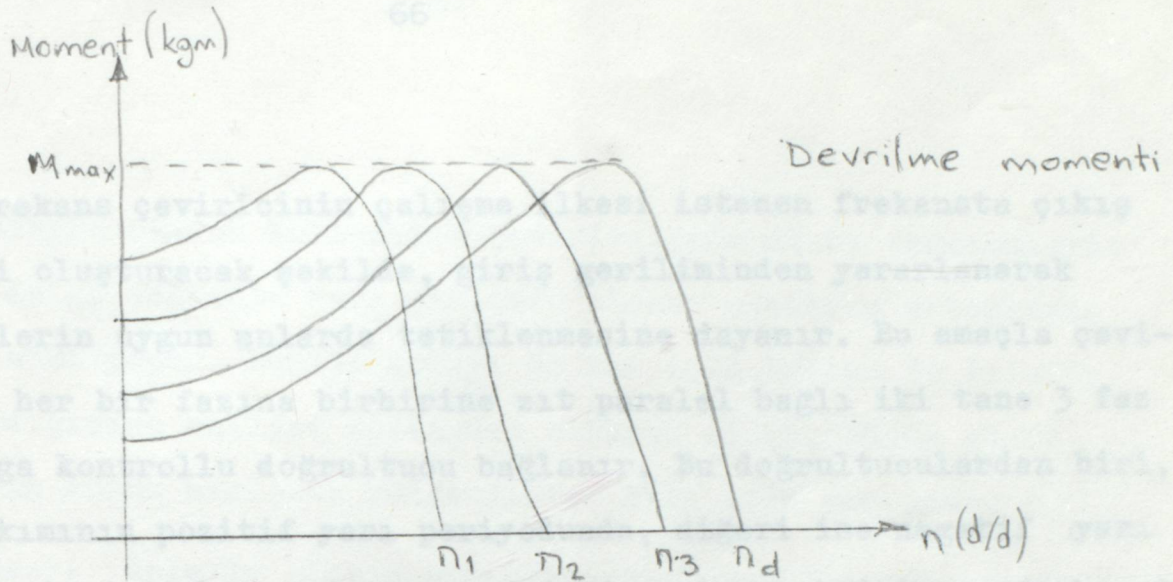
Denklem 4.30 deki ifadeyi denklem 4.19 de yerine koyarsak

$$M_{mi(max)} \approx \left(\frac{U_1}{f_1} \right)^2 \text{ olduğu söylenebilir.} \quad 4.31$$

$\frac{U_1}{f_1}$ ile devrilme momenti arasındaki bu bağıntıdan ötürü, frekans f_1 büyüdükçe uygulanan gerilimin etkin değeri değişmezse, devrilme momenti küçülür. Yani hava aralığındaki akı yoğunluğu azalır. Aynı şekilde düşük hızlara indikçe de devrilme momenti yükselir. Bu ise stator artması gibi bir sakınca yaratır. Oysa devrilme momentinin sabit tutulmasıyla yani her f frekans değerine,

$$\frac{f_2}{f_1} = \frac{U_2}{U_1}$$

olacak şekilde bir U stator gerilimi karşı düşürüp moment hız karakteristiklerini hız düştükçe sola doğru paralel olarak kaydırarak motorun hızını senkron hızla sıfır değeri arasında değiştirmek mümkün olur.



Şekil 4.7 Asenkron motorun stator gerilimi frekansının değiştirilmesi ve U_1/f_1 'nin sabit tutulması halinde moment dönme sayısı karakteristikleri.

Görüldüğü gibi, asenkron makinaya uygulanan gerilim veya akımın frekansının değiştirilerek yapılan hız kontrolü hem geniş bir kontrol aralığı sağlaması hem de hız kontrol bölgesinde devrilme momentin sabit tutulmasına olanak verdiğinden en uygun yöntemdir.

Pratikte bu hız kontrol yönteminin sağlandığı güç elektroniği devreleri, beslenme biçimlerine göre iki ana gruba ayrılırlar.

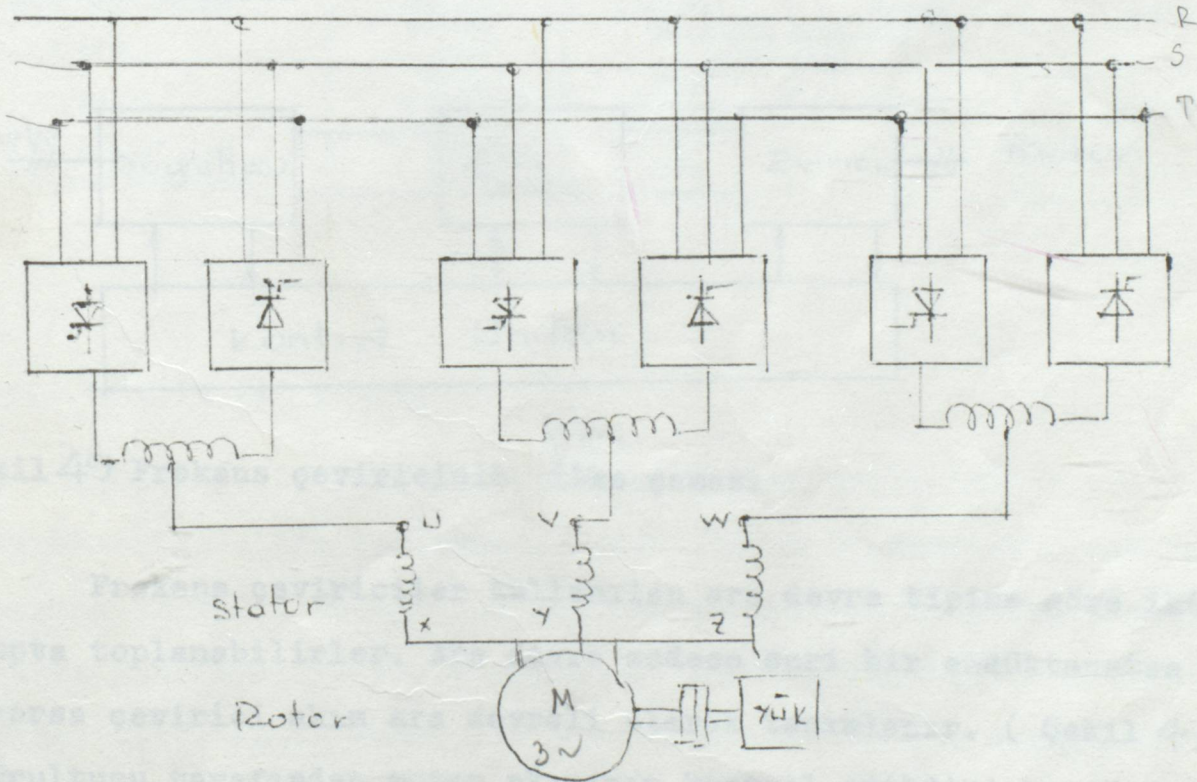
- a) Doğrudan şebekeden, çevirici
- b) Dolaylı olarak şebekeden çevirici,

a) Doğrudan frekans çevirici adından da anlaşılacağı gibi birinci gruba dahil olup, bir frekanstaki giriş gerilimini başka bir frekanstaki değişken gerilimine çevirir. Diğer frekans çeviricilerine göre en önemli farkı bu gerilim ve frekans değiştirme işlemini giriş gücünü doğrudan yapmasıdır.

Çevirme işlemi, tristör elemanlarının uygun tetiklenmeleri ile gerçekleştirilir.

Frekans çeviricinin çalışma ilkesi istenen frekansta çıkış gerilimi oluşturacak şekilde, giriş geriliminden yararlanarak tristörlerin uygun anlarda tetiklenmesine dayanır. Bu amaçla çeviricinin her bir fazına birbirine zıt paralel bağlı iki tane 3 faz tam dalga kontrollü doğrultucu bağlanır. Bu doğrultuculardan biri, çıkış akımının pozitif yarı periyodunda, diğeri ise negatif yarı periyodunda doğrultma ve evirme modunda çalışarak istenen frekansta çıkış gerilimi temel bileşen yanında hamonikleri de kapsar.

Çıkışta elde edilen frekans şebeke frekansının altındadır. Bu nedenle düşük devir sayılarında çalışmak söz konusu olur.



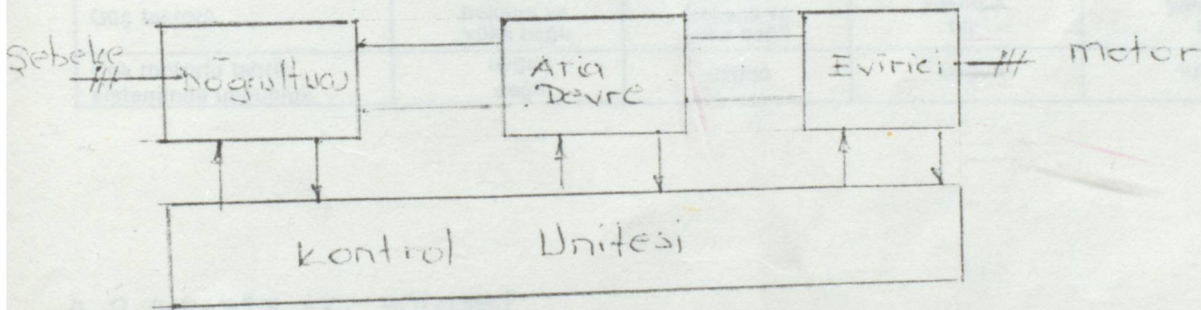
Şekil 4.8 50 lık sabit frekanslı alternatif gerilim kaynağı kullanarak değişken frekanslı (0-40 Hz) bir gerilim kaynağı veren cycloconverter dener doğrudan frekans değiştirici ile asenkron motorun hız ayarı.

a) Akım ara devreli

Dolaylı olarak kullanılan çeviricilerde düşük frekanslarda çalışma dalga şeklinin kare şeklinde olması asenkron motorlarda olumsuz etki yapar. Bundan dolayı üç faz için toplam 36 tristör kullanıldığından maliyet açısından olumsuz oluşu, büyük güçlü motorların düşük hızlarda kullanılması hali için uygundur.

b) Beslemesi dolaylı olarak şebekeden sağlanan frekans çeviriciler Şekil 49 de görüldüğü gibi dört kısımdan oluşur.

- 1-Doğrultucu
- 2-Ara devre
- 3-Evirici
- 4-Kontrol ünitesi



Şekil 49 Frekans çeviricinin ilke şeması

Frekans çeviriciler kullanılan ara devre tipine göre iki ana grupta toplanabilirler. Ara devre sadece seri bir endüktanstan oluşuyorsa çevirici akım ara devreli olarak tanımlanır. (Şekil 4.11.a) Doğrultucu tarafından motor akımının kontrol edildiği bu düzen bir motorlu tahrik sistemleri için elverişlidir. Akım ara devreli çeviriciler alan zayıflatma bölgesinde kullanılmaya uygun değildir.

- a) Akım ara devreli
- b) Kontrollü doğrultucu ile denetlenen gerilim ara devreli
- c) Doğru akım kıyıcı ile denetlenen gerilim ara devreli
- d) D.G.M'lu sabit ara devreli

Tablo 4.10 de çeşitli frekans çeviricilerin özellikleri karşılaştırılmıştır.

Özellik	Akım Ara Devreli	Gerilim Ara Devreli (Kont. Doğ.)	Gerilim Ara Devreli (D.A.Kıyıcı)	St. Gerilim Ara Devreli (DGM)
Salınım momentleri	$f < 5$ Hz te fazla	$f < 5$ Hz te fazla	$f < 5$ Hz te fazla	minimum
Ağır yükte kalkış	iyi	kötü	kötü	çok iyi
Ani yükte davranış	iyi	orta	orta	çok iyi
Kontrol hızı	iyi	orta	orta	çok iyi
Şebeke kesintisinde kısa süreli çalışma	olanaksız	olanaklı	olanaklı	olanaklı
Frenleme	Ek devre gereksiz	Ek evirici ya da frenleme direnci gerekli		
Güç faktörü	0-0,9 frekans ve yüke bağlı	0-0,9 frekans ve yüke bağlı	yaklaşık bir	yaklaşık bir
Çok motorlu tahrik sisteminde uygunluk	uygun değil	uygun	uygun	uygun

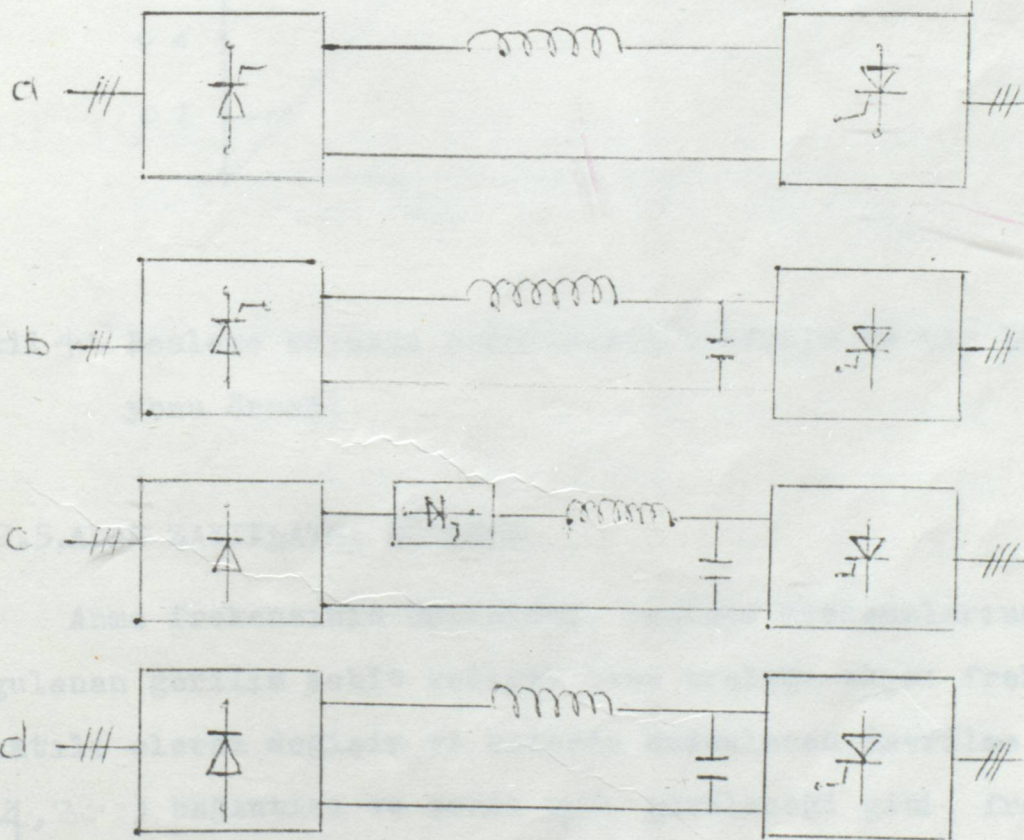
4.2.4.SABİT AKI BÖLGESİ

Genellikle besleme kaynağı frekansı değiştiğinde motor yük karakteristiğinin değişmemesi yada moment öz-eğrisinin şeklini koruması istenir. Öz-eğrinin şeklini belirleyen devrilme momenti motorun hava aralığı akıma bağlıdır. Besleme kaynağının gerilim/frekans oranı U_1/f_1 sabit tutulursa pratik olarak bu akı değişmeyeceğinden devrilme momenti (4.31) bağıntısından da görüleceği gibi, sabit kalır.

Aynı zamanda bu tip çeviricilerde motor elektriksel olarak devrenin bir kısmını oluşturduğundan belirli bir çevirici herhangi bir motorla kullanılamaz.

Ara devrede seri endüktansa ek olarak paralel kondansatör varsa çevirici gerilim ara devreli olarak tanımlanır. Bu tip çeviricide çıkış gerilimi, ya ara devre gerilimi (Şekil 4.11b) ya da çevirici çıkış dalga şekli değiştirilerek kontrol edilebilir (Şekil 4.11c).

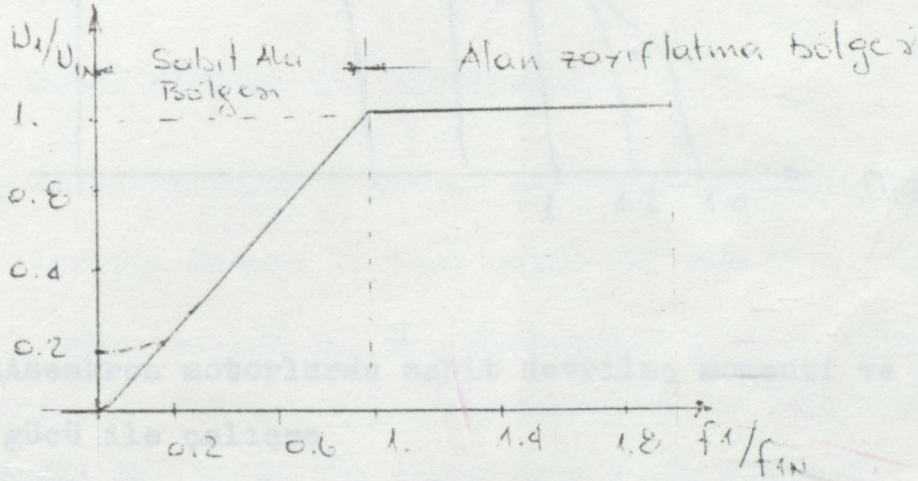
Son yöntem, darbe genişlik modülasyonu (DGM) ilkesine dayanır. Gerilim ara devreli çeviricide, akım ara devrelide olduğu gibi, motoru çeviriciye uyuşturma problemi yoktur. Dolayısıyla ister bir, ister daha fazla sayıda motorlu tahrik sistemlerinde kullanılabilir.



Şekil 4.11 Frekans çevirici çeşitleri

Ancak düşük frekanslarda statora uygulanan gerilimin ihmal edilmeyecek bir kısmı stator sargı direncinde düşeceğinden hava aralığı akısı sabit U_1/f_1 oranına rağmen azalır. Bu sakıncayı gidermek için düşük frekans bölgesinde IR kompanzasyonu olarak tanımlanan ve hava aralığı akısının düşük frekanslarda normalin altına düşmemesini sağlayan bir düzeltme uygulanabilir. Bu düzeltme sayesinde motor momenti düşük hızlarda da anma değerinde tutulabilir

Şekil

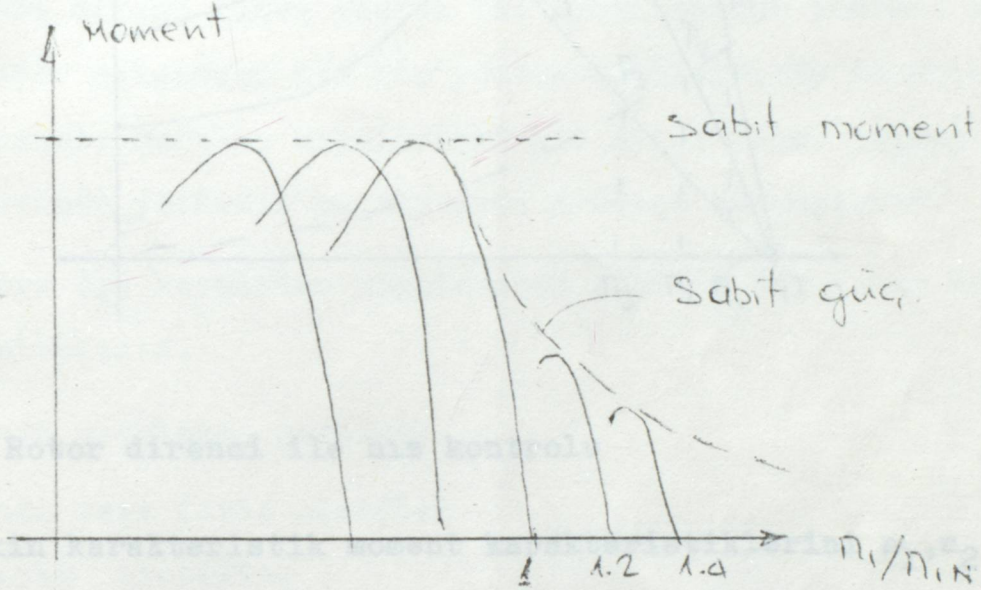


Şekil 4.12 Besleme kaynağı geriliminin kontrolü ve bir IR kompanzasyonu örneği

4.2.5. ALAN ZAYIFLATMA BÖLGESİ

Anma frekansının üstündeki, besleme frekanslarında motora uygulanan gerilim sabit kalırsa hava aralığı akısı frekansla ters orantılı olarak değişir ve motorda endüklenen devrilme momenti (4.30) bağıntısı ve şekil 4.13 görüleceği gibi, frekansın karesi ile ters orantılı olarak azalır. Bu durumda frekans arttıkça

yük momentinin devrilme momentini aşması önlenmelidir. Aksi halde motor kararsız çalışabilir veya durabilir.

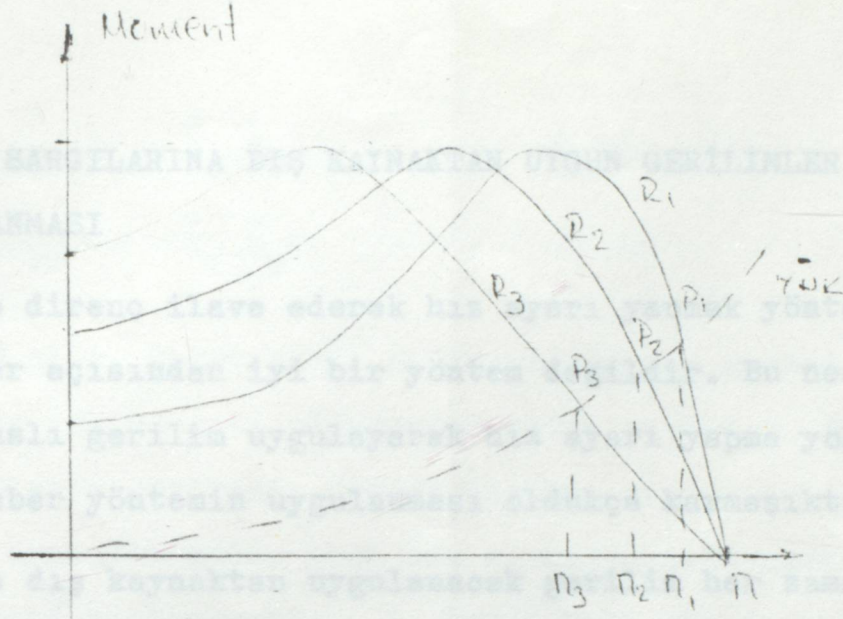


Şekil 4.14 Rotor direnci ile hız kontrolü

Şekil 4.13 Asenkron motorlarda sabit devrilme momenti ve sabit devrilme gücü ile çalışma

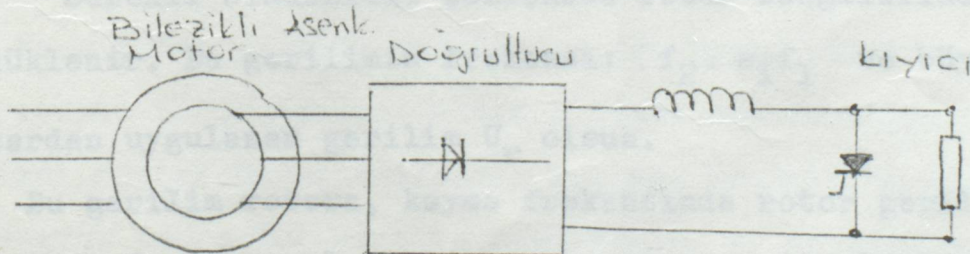
4.3. ROTORA BAĞLANAN DİRENCİN DEĞİŞTİRİLMESİ İLE HIZ AYARI

Rotor sargısına direnç ilave ederek hız kontrolü, ancak sarğı uçları bilezik-fırça üzerinden dışarıya alınmış olan bilezikli motorlarda yapılabilir. Rotor sargısına bağlı seri dirençlerin değişik değerleri için moment-hız karakteristiği şekil 4.14'de gösterilmiştir.



Şekil 4.14 Rotor direnci ile hız kontrolü

Yüke ilişkin karakteristik moment karakteristiklerini n_1, n_2 ve n_3 dönme sayılarında keser. Böylece belli bir yük için, rotorun R_1 direncinde dönme sayısı n_1 , R_2 direncinde n_2 ve R_3 direncinde de n_3 dür. Karakteristiklere dikkat edersek; Büyük rotor direncinde R_3 noktasında çalışmada yük momentinin küçük değişmeler göstermesi halinde hız çok değişirken, P_1 noktasında küçük rotor dirençlerinde hız az değişir. Böylece küçük hız yada büyük rotor dirençlerinde hız kontrolünün kararlılığının anlaşılabacağı azalmış olur. Rotorda direnç kullanarak hız kontrolünün diğer bir sakıncası da dirençlerdeki ısı kaybının verimi düşürmesidir.



Şekil 4.15 Rotor direncinin etkin değerinin bir kıyıcı ile değiştirilmesi.

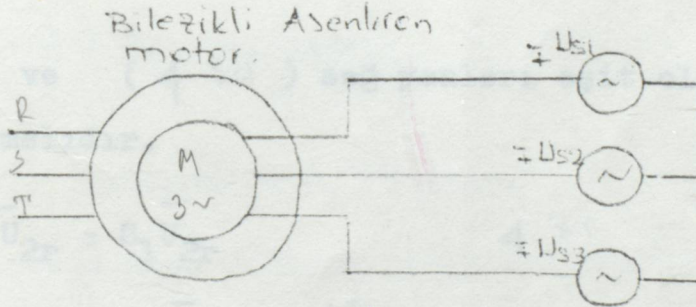
4.4. ROTOR SARGILARINA DIŞ KAYNAKTAN UYGUN GERİLİMLER UYGULANMASI

Rotora direnç ilave ederek hız ayarı yapmak yöntemi hem verim ve hemde ayar açısından iyi bir yöntem değildir. Bu nedenle rotora kayma frekanslı gerilim uygulayarak hız ayarı yapma yoluna gidilir. Bununla beraber yöntemin uygulanması oldukça karmaşıktır.

Rotora dış kaynaktan uygulanacak gerilim her zaman kayma frekansında olmalıdır.

Rotora uygulanan gerilim;

- 1- Aynı yada ters fayda olabilir
- 2- Fazı kayık olabilir.



Şekil 4.16 Rotora kayma frekanslı gerilim uygulayarak hız ayarına ilişkin bağlama şeması

Sürekli sinüzoidal çalışmada rotor sargılarında kayma frekanslı endüklenir. Bu gerilimin frekansı: $f_2 = s_1 f_1$ ve büyüklüğü SU_{2f} dir. Dışardan uygulanan gerilim U_r olsun.

- 1- Bu gerilim rotora, kayma frekansında rotor gerilimine eşit ve ters fazda uygulayalım, frekansları eşit olduğundan devre denklemi;

$$-\bar{U}_r + S_1 \bar{U}_{2r} = 0 = \bar{I}_r \cdot \bar{Z}_r \quad 4.32$$

$$S_1 \cdot \bar{U}_{2r} = \bar{I}_r \cdot \bar{Z}_r \quad 4.33$$

Buradan $\bar{I}_r = 0$ olur. Rotor akımı sıfır olduğundan moment sıfır olacak motor üzerinde yük momenti olduğundan motor yavaşlar. Yavaşladıkça rotorda endüklenen gerilimin değeri büyüyeceğinden momentte büyüyecektir. Dolayısıyla motor yeni bir s_2 kayma noktasında kararlı olarak çalışmaya başlayacaktır. S_2 kaymasında yük momenti sabit kalmak kaydıyla S_1 kaymasındaki rotor akımının aynı olacaktır. Yeni rotor devresi denklemimiz

$$-\bar{U}_r + S_2 \cdot \bar{U}_{2r} = \bar{I}_r \cdot \bar{Z}_r \quad \text{olur.} \quad 4.34$$

(4.33) ve (4.34) sağ yanları eşit olduğundan sol yanlarında eşit olmalıdır.

$$-\bar{U}_r + S_2 \cdot \bar{U}_{2r} = S_1 \bar{U}_{2r} \quad 4.35$$

Denklem (4.32) den $\bar{U}_r = S_1 \bar{U}_{2r}$ olduğundan (4.35) ifadesinde yerine koyalım

$$S_1 \bar{U}_{2r} + S_2 \cdot \bar{U}_{2r} = S_1 \bar{U}_{2r}$$

elde edilir. Buradan $S_2 = 2S_1$ olduğu bulunur. O halde rotor sargısına ters yönde gerilim uygulandığında kayma büyür ve rotor yavaşlar. Dolayısıyla rotor senkron hızın altında ayarlanabilir.

2- Şimdi rotora kayma frekanslı rotorda endüklenen gerilime eşit ve aynı fazda bir gerilim uygulandığı ve motorun yine S_1 kaymasıyla çalıştığını kabul edelim.

$$\bar{U}_r + S_3 \cdot \bar{U}_{2r} = \bar{I}_r \cdot \bar{Z}_r \quad 4.36$$

Rotor devre denklemimiz yeni kararlı S_3 kayması için elde edilir.
Gerilim uygulanmadan önce

$$S_1 \cdot \bar{U}_{2r} = \bar{I}_r \cdot \bar{Z}_r \text{ idi}$$

yeni ifademiz

$$\bar{U}_r + S_3 \cdot \bar{U}_{2r} = S_1 \cdot \bar{U}_{2r} \text{ olur.} \quad 4.37$$

Buradan S_3 kayması

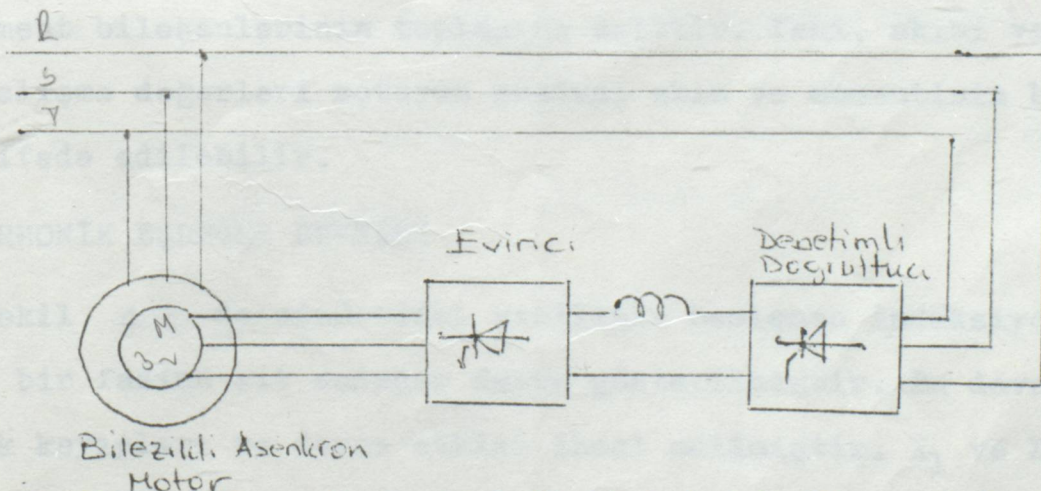
$$S_3 = \frac{-\bar{U}_r}{\bar{U}_{2r}} + S_1 \text{ bulunur.} \quad 4.38$$

İşleme başlarken kabulumüze göre $\bar{U}_r = \bar{U}_{2r}$ alırsak

$$S_3 = -1 + S_1 \text{ elde edilir.}$$

ve $0 < S_1 < 1$ olduğundan $S_3 > 0$ olur.

Dolayısıyla buda bize senkron hızın üstünde de ayar yapabilme olanağının bulunduğunu ispatlar.



Şekil 4.17. Bileziklere frekans değiştiricisi bağlanarak kayma frekanslı gerilimin rotor sargısına uygulanması ile hız ayarı yapılmasına ait bağlantı şekli.

B Ö L Ü M - 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. Sinüzoidal olmayan gerilime toplam tepki, her bir harmoniğin tepkisinin toplamı olarak alınabilir. Böylelikle net motor akımı veya moment, 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 4.2 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 ters yönde dönen alanda rotor kayması

$$S_k = \frac{k \cdot n_1 + n}{kn} \quad \text{--- 5.3}$$

şeklinde olacaktır.

Bu sebeple genelde;

$$S_k = \frac{k \cdot n_1 + n}{kn} \quad \text{--- 5.4}$$

şeklinde ifade edilebilir.

Harmonik kayması denkleminde (5.1) n yerine S_1 koyarsak denkleminiz;

$$S_k = \frac{(k+1) + S_1}{k} \quad \text{--- 5.5}$$

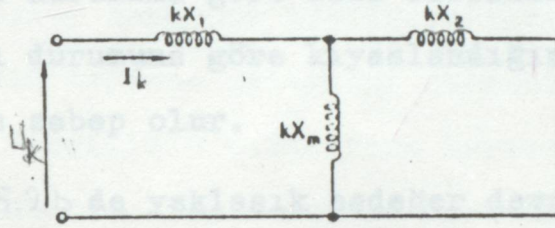
şeklini alır.

k.inci harmonik gerilim ve akımın şekil 5.1'de gösterildiği üzere, temel eşdeğer devresi şekil 4.2'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.

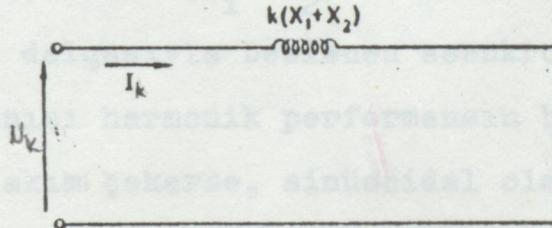
(5.5) denkleminde, normal motor çalışmasında S_k harmonik kayması çok az değişir. Örneğin, motor hızı, senkron hızdan durmağa kadar değişirse yani temel kayma 1 ile 0 arasında değişirken, beşinci harmonik kayması 1,2 den 1 kadar değiştiği, yedinci harmonik kaymasının 0.857 den 1'e kadar ve daha yüksek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

yakın olduğu görülebilir.

Şekil 5.1'deki harmonik eşdeğer devrede dirençler kaldırılırsa, Şekil 5.2a 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 istinaden $k(X_1 + X_2)$ halinde gösterilebilir. Fakat düşük harmonik frekanslarda sargı empedansları farklı olacaklarından 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 çalışmaya 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 5.2b de yaklaşık eşdeğer devresi normal sinüsoidal gerilimle beslenen asenkron motorun kısa 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 akımı 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.

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

$$I_k = \frac{U_k}{k(X_1 + X_2)} \quad 5.6$$

sıfır harmonik bileşeni $Z_k = kX_0$ ve 57.

$$I_k = \frac{U_k}{kX_0} \quad 5.8$$

Bu formüller harmonik içeriği bilinen sinüsoidal olmayan gerilim dalgasının meydana getirdiği harmonik akımların değerlendirilmesine yarar. Genellikle sıfır sıra harmonikleri ve çift harmonikleri bulunmamaktadır. Toplan etkin harmonik akımın değeri

$$I_{har} = \sqrt{I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + \dots + I_k^2} \quad 5.9$$

$$I_{har} = \sqrt{\sum_{k=5}^{\infty} I_k^2}$$

Eğer motorun esas stator akımı var ise toplam akımın ifadesi :

$$I_{eff} = \sqrt{I_1^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + \dots + I_k^2 + I_1^2 + I_{har}^2} \quad 5.10$$

verilen bir gerilim dalga şekli için sabit akımın bağlı harmonik içeriği motorun birim reaktansı X_{pu} ile yakından ilgilidir. X_{pu}

Esas frekansta kaçak reaktansın, temel reaktansa oranı olarak ifade edilir. Temel reaktans $X_{temel} = U_R / I_{FL}$ 5.11
şeklinde bulunur.

U_R : Nominal sinüs dalga şeklinde gerilim

I_{FL} : Normal tam yük akımı

Buna göre

$$X_{pu} = \frac{X_1 + X_2}{X_{temel}} = (X_1 + X_2) \frac{I_{FL}}{U_R} = \frac{I_{FL}}{I_s} \sin \phi_s \quad 5.12$$

I_s : Temel durma akımı

ϕ_s : Durmadaki motor güç faktörü açısı

Altı basamak ve oniki basamak dalga şekilli gerilimlerde, harmonik gerilimin büyüklüğü harmoniğin düzeniyle ters orantılıdır. Böylece $U_k = U_1/k$ olup ve 5.6 denklemi harmonik akımı verir.

$$I_k = \frac{U_1}{k^2(X_1 + X_2)} \quad 5.13$$

Eğer temel faz gerilimi U_1 , nominal sinüs gerilimi V_R 'ye eşit olduğu takdirde 5.12 denklem

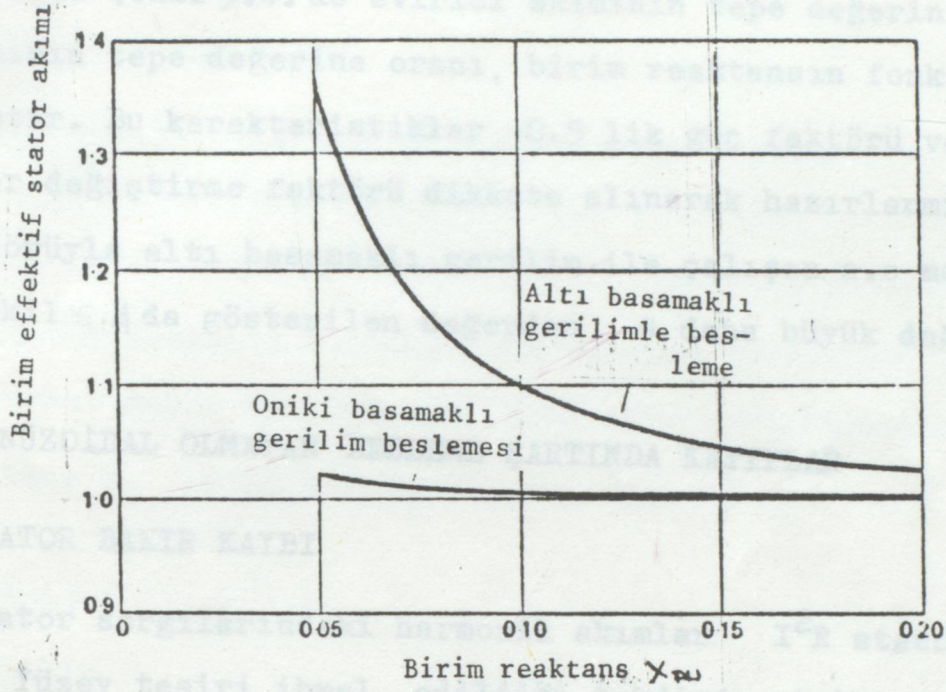
$$U_1 = U_R = (X_1 + X_2) \frac{I_{FL}}{X_{pu}}$$

Bunu 5.13 'de yerine koyarsak

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

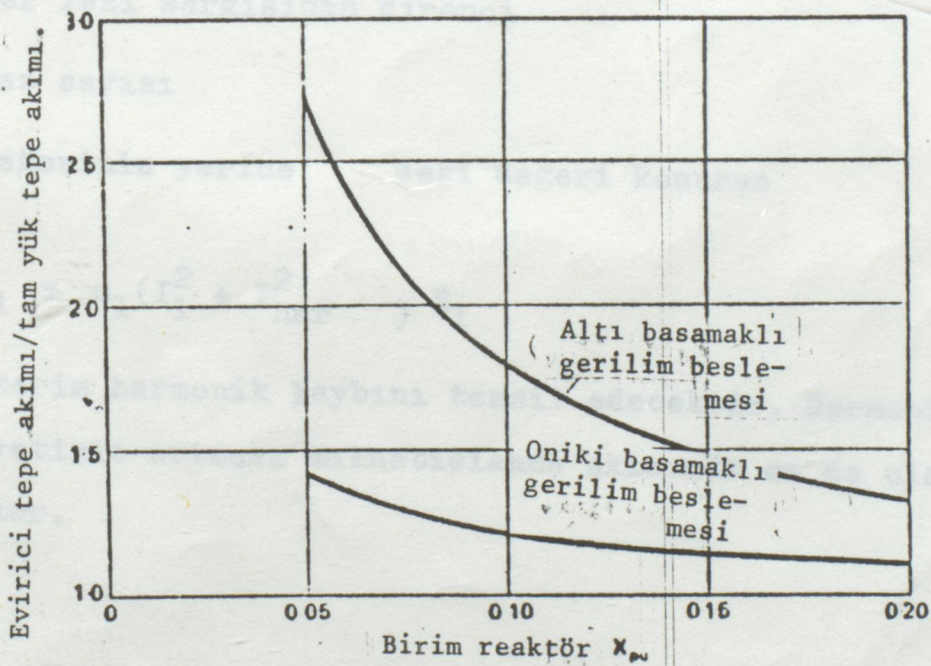
I_{kpu} : Tam yüklü halde birim harmonik akım

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



Şekil 5.3.

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

Ayrıca Şekil 5.4. 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 5.4 da gösterilen değerden 4 daha büyük değildir.

5.3. SİNÜZÖİDAL OLMAYAN BESLEME ŞARTINDA KAYIPLAR

5.3.1. STATOR BAKIR KAYBI

Stator sargılarındaki harmonik akımlar: $I^2 R$ stator kaybını artırır. Yüzey tesiri ihmal edildiği takdirde stator bakır kaybı etkin akımın karesiyle orantılıdır.

Toplam bakır kaybının veren formül:

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

R_1 : Her fazı sargısının direnci

m_1 : Faz sayısı

I_{eff} değerinin yerine deki değeri konursa

$$P_1 = m_1 (I_1^2 + I_{\text{har}}^2) R_1$$

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

5.3.2. ROTOR BAKIR KAYBI

Harmonik frekanslarda stator sargı direncinin sabit olması şartı ancak küçük tip makineler 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:

$$P_{2k} = m_2 (I_{2k})^2 R_{1k}$$

elde edilir.

I_{2k} : k. harmonik rotor akımı

R_{2k} : rotor direnci

SONUÇLAR:

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

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~~.

Yapılan çalışmalar neticesinde aşağıda belirtilen hususlar ortaya çıkarılmıştır.

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. Halbuki döner alanlı makinelerde, 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 harmonik muhteviyatları, küçük frekanslarda darbe genişliği modülasyonu ile elde edilen gerilim dalgalarına göre daha zengindir.
7. Asenkron motorun momentini sabit tutmak amacıyla statordan yapılan beslemede E/f oranının değişik çalışma şartlarında sabit tutulması gerekir.
8. Asenkron motorun üzerinde yapılan incelemelerde harmonik gerilimlerin harmonik akımlar meydana getirerek kayıpları arttırdığı kesinlik kazanmıştır.
9. 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.

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.A.A'dan mezun oldum. Halen Yıldız
Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Bölümü'nde Yüksek
Lisans öğrenimi yapmaktayım.

