YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Kısa dev. Rot. Ase. Mot. Fre. kon. ile hız Ayarı

Yüksek Lisans Tezi

Ertaç Can

1990

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

KISA DEVRE ROTORLU ASENKRON MOTORLARIN FREKANS KONTROLU İLE HIZ AYARI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elk. Müh. Ertaç CAN

ISTANBUL-1990

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
KÜTÜPHANE DOKÜMANTASYON
DAİRE BAŞKANLIĞI

R 152
136

Kot :
Alındığı Yer : FEN BİL. ENS.
:
Tarih : 20.04.1992
Fatura : - - - - - -
Fiyatı : 50.000.TL.
Ayniyat No : 1/2
Kayıt No : 48347
UDC : 621.3 378.242
Ek :

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ 1937 KÜTÜPHANESİ

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
D.B. No 46125

KISA DEVRE ROTORLU ASENKRON MOTORLARIN FREKANS KONTROLU İLE HIZ AYARI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elk. Müh. Ertaç CAN

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ 1937 KÜTÜPHANESİ

İSTANBUL-1990

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK YÜKSEK

LİSANS TEZİ

KISA DEVRE ROTORLU ASENKRON MOTORLARIN FREKANS KONTROLU İLE HIZ AYARI

Tez Yöneticisi : Doç. Dr. Asım KASAPOĞLU

Hazırlayan : Elk. Müh. ERTAÇ CAN

İSTANBUL-1990

İÇİNDEKİLER

İçindekiler SAYFA NO
ÖNSÖZ
SUMMARY

1. BÖLÜM
1. AC MOTORLARIN HIZ KONTROLU.....1
1.1 Hız kontrol sistemlerinin başlıca elemanları.....2
1.1.1 Asenkron motorlar.....3
1.1.1.1 Giris.....3
1.1.1.2 Asenkron motorun eşdeğer devresi ve bağıntıları.4
1.1.1.3 Asenkron motorun moment ifadesi.....8
1.1.1.4 Asenkron motorun hız kontrolu alternatifleri....14
1.1.2 Tristörler.....19
1.1.2.1 Tristörün yapısı.....19
1.1.2.2 Tristörün çalışma ilkesi ve bağıntıları.....20
1.1.2.3 Tristörün iletim karekteristiği.....21
1.1.2.4 Tristörün tıkama karekteristiği.....22
1.1.2.5 Tristörün iletime geçmesi.....22
1.1.2.6 Tristörün kesime geçmesi.....24
1.1.2.7 Tristörlerde komütasyon.....24
1.1.3 GTO tristörler.....26
1.1.3.1 Giris.....26
1.1.3.2 GTO Tristörün yapısı ve çalışma ilkesi.....27
1.1.3.3 GTO Tristörün iletim karekteristiği.....29
1.1.3.4 GTO Tristörün kesim karekteristiği.....30
2. BÖLÜM
2. ÇOK FAZLI KENDİNDEN DENETİMLİ ÇEVİRİCİLER.....34
2.1 Giris.....34
2.2 Faz sırası ile söndürme montajı.....35
2.3 Müsterek söndürme montajı.....37
2.4 Faz söndürme montajı.....38
2.5 Münferit söndürme montajı.I.....53
2.7 Münferit söndürme montajı II.....55

SAYFA NO

3. BÖLÜM

3. FREKANS ÇEVİRİCİLER.....59
3.1 Giriş.....59
3.2 Frekans çeviricilerin analizi ile ilgili yapılmış olan çalışmalar.....60
3.3 Frekans çevirici çeşitleri.....67
3.3.1 Doğrudan frekans çeviriciler.....68
3.3.1.1 Giriş.....68
3.3.1.2 Doğrudan frekans çeviricilerin yapısı ve çalışma şekli.....69
3.3.1.3 Trapez frekans çeviriciler.....70
3.3.1.4 Kumanda frekans çeviriciler.....73
3.3.1.4 a) Kumanda frekans çeviricinin kumanda sistemi..75
3.3.1.4 b) Kumanda katının dizaynı.....76
3.3.1.5 Kumanda frekans çeviricinin çıkış gerilimi.....80
3.3.2 Ara devreli frekans çeviriciler.....81
3.3.2.1 Giriş.....81
3.3.2.2 Ara devreli frekans çevirici çeşitleri.....81
3.3.2.3 Akım ara devreli frekans çeviriciler.....85
3.3.2.3 a) Akım ara devreli frekans çeviricilerin özellikleri.....90
3.3.2.3 b) Akım ara devreli frekans çeviricilerin avantaj ve dezavantajları.....90
3.3.2.3 c) Akım ara devreli frekans çeviricinin kontrol sistemi.....91
3.3.2.4 Gerilim ara devreli frekans çeviriciler.....93
3.3.2.4 a) Gerilim ara devreli frekans çeviricilerin özellikleri.....100
3.3.2.4 b) Gerilim ara devreli frekans çeviricilerin avantaj ve dezavantajları.....101
3.3.2.4 c) Gerilim ara devreli frekans çeviricinin kontrol devresi.....102
3.3.2.4 d) Sabit akı, moment ve kayma frekansı (W_2) bölgesi.....104

SAYFA NO

3.3.2.4 e) Alan zayıflatma bölgesi.....108
3.3.2.4 e) 1- Kayma frekansının şebeke frekansı ile orantılı olduğu, sabit gerilim ve sabit güç bölgesi.....108
3.3.2.4 e) 2- Sabit kayma frekanslı ve sabit gerilimli bölge.....110
3.3.2.4 f) Ara devre frekans çeviricilerde komütasyon çeşitleri.....110
3.3.2.5 Doğru akım kıyıcısı ile denetlenen gerilim ara devreli frekans çeviriciler.....111
3.3.2.6 Darbe genişlik modülasyonlu gerilim ara devreli frekans çeviriciler.....115
3.3.2.6.1 Darbe genişlik modülasyonu yöntemleri.....119
3.3.2.6.1 a) Sinüsoidal darbe genişlik modülasyonu.....119
3.3.2.6.1 b) Harmonik eliminasyonu yöntemi.....128
3.3.3 Çevirici çıkış geriliminin kontrolu.....136
3.3.3.1 Üç fazlı oto transformatörü ile çıkış geriliminin kontrolu.....136
3.3.3.2 Üç fazlı AC kıyıcı ile çıkış geriliminin kontrolu.....137
3.3.3.3 Çeviricilerin seri bağlanması ile çıkış geriliminin kontrolu.....138
4. BÖLÜM
4. DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU YÖNTEMİ İLE ÇALIŞAN ÇEVİRİCİLER.....139
4.1 Giriş.....139
4.1.1 Darbe genişlik modülasyonu yönteminin HEF 4752 entegresi kullanılarak gerçeklestirilmesi.....139
4.1.1.1 Güç katının yapısı.....143
4.1.1.1.2 Kontrol katının yapısı.....145
4.1.2 Darbe genişlik modülasyonu yönteminin mikroişlemcilerle gerçeklestirilmesi.....147
4.1.2.1 Giriş.....147

SAYFA NO

4.1.2.2 Mikrobilgisayarların temel yapısı.....149
4.1.2.3 Darbe genişlik modülasyonlu frekans çevirici
cilerin PWM SLE 4520 ve SAB 8051/SAB 80515
mikroislemcileri ile gerçeklestirilimesi.....153
4.1.2.3.1 Çalışma prensibi.....154
4.1.2.3.2 Saat frekansı ve darbe genişlik modülasyonu160
4.1.2.3.3 SAB 8051 ve SLE 4520 entegresinin kombinos-
yonundan oluşan sistemin teknik avantajları162
4.1.2.3.4 Çevirici üzerinden beslenen asenkron motor-
ların avantajları.....164
4.1.2.3.5 PWM SLE 4520 Uygulamaları.....164
5. BÖLÜM
5. ASENKRON MOTORLARIN FREKANS ÇEVİRİCİ İLE BESLEN-
MESİ DURUMUNDAKİ DAVRANIŞLARI.....168
5.1 Giriş.....168
5.2 Motorun harmonik eşdeğer devresi.....169
5.3 Harmonik akımlar.....171
SONUÇLAR.....174
YARARLANILAN KAYNAKLAR.....177
ÖZGEÇMİŞ.....179

ÖNSÖZ

Bu tez, günümüzde endüstride yaygın olarak kullanılan üç fazlı kısa devre rotorlu asenkron motorların hız kontrolunu, moment sabit kalacak sekilde yapmak için, besleme gerilimi ile frekansı arasındaki oranı sabit tutan tahrik sistemlerini incelemek amacıyla hazırlanmıştır.

Hız kontrolunun gündeme geldiği günlerde, d.c. seri ve şönt motorlarının buna rahatça izin verdiği görüldü, fakat d.c. motorların bakım ve onarımlarının zor olması ayrıca doğru akım şebekesine ihtiyaçları nedeniyle, bazı özel haller dışında hız kontrolu yapılan yerlerde kullanılmaktan çıktılar. Daha sonra a.c. motorlar hız kontrolunda kullanılmaya baslandı. A.C. bilezikli asenkron motorların rotor güçü değiştirilerek hız kontrolu yapmak mümkün oluyordu, fakat gerek d.c motorların gerekse bilezikli asenkron motorların fırçalı oluşları ve kıvılcım çıkarabilmeleri nedeniyle patlayıcı ve yanıcı ortamlarda kullanılamamaları, bunun yanında rotorlarının sargılı olması nedeniyle belirli bir hız sınırlarının olması, bu tip nedeneyle belirli bir hız sınırlarının olması, bu tip motorların hız kontrolunda kullanılmalarını engelliyordu.

Buna karşın kısa devre rotorlu asenkron motorlar rotorlarının sargısız olması nedeniyle, nominal hızlarının üstüne çıkabilmeleri ve daha yüksek sıcaklıklarda çalışabilmeleri nedeniyle tahrik sistemlerinde yaygın bir sekilde kullanıldı. Bu avantajlarının yanında, sabit frekanslı şebeke geriliminde, ancak bir devir sayısında çalışması, kalkış momentlerinin küçük olması ve motorun döndürme momentinin devir sayısı ile birlikte değişmesi de dezavantajlarındandı.

Tiratron tüpleri ile başlayan güç elektroniği devri, 1957 yılında tristörün (SCR) keşfi ile yeni boyut kazandı ve SCR elemanına göre gelistirilmis yeni çeviriciler yardımıyla kısa devre rotorlu asenkron motorun hız kontrolunu gündeme getirdi. Yeni tahrik sistemi sayesinde, istenen devir-ayar sahası içinde moment kontrolu da yapılmak-

tadır. Bu moment kontrolu, stator gerilimi ve frekansını birbirleriyle orantılı olarak değiştirerek yapılır, böylece akı sabit kaldığından, moment de sabit kalır.

Yeni tahrik sistemlerinde ilk önce a.c. gerilim redresörler yardımıyla d.c gerilme çevirilir, daha sonra bu d.c. gerilim istenenfrekans ve gerilimde a.c gerilime çeviriciler yardımıyla çevrilerek motorun statoruna uygulanır. Bu çevirme işlemi görüldüğü gibi basit değildir. Çünkü komütasyon problemi, harmonik içeriği, sabit gerilim/frekans oranı ve moment kontrolu gibi sorunların çözümü için gerekli devreler bu sistemleri daha komplike yapmaktadır. Bu komplike sistemler ya analog-dijital devreleri yada mikroişlemci devreleri bulundurur. Mikroişlemci ile bilgisayar birlikte kullanıldığından yazılım-donanım bilgisi gerektirir. Bunun uzman bir kadro ile yapılmasında fayda vardır.

Günümüzde teknolojinin ilerlemesiyle birlikte, hız kontrol sistemlerinde kullanılan elemanların değişmesiyle daha iyi neticeler veren sistemler gelişmektedir. Bunlardan bazıları ise MOSFET- VMOS- SİPMOS ve GTO'dur. Fakat bu yeni elemanların gelişme aşamalarında olmaları nedeniyle maliyetleri pahalı ve şimdilik komplike bir sistem oluşturlamaları ise dezavantajlarıdır. Sistemi komplike yapan faktörlerden biri de anahtarlama elemanı olarak kullanılan tristörlerin komütasyon probleminden kaynaklanır. Komütasyon probleminin giderilmesi için üretilen GTO, kapısından tetiklenerek tıkanabilir. Tristör, henüz istenilen güç sınırlarına ulaşamamıştır. Çıkış transistörlerinin de güçleri sınırlı olmaları nedeniyle büyük güçlü tahriklerde kullanılmalarını engellemektedir. İleride komütasyon problemi ortadan kaldırılırsa, sistem gerek maliyet gerekse imalat yönünden büyük avantajlara sahip olacak ve endüstride kullanımı büyük boyutlara ulaşacaktır. Henüz uçak, çelik sanayi, kağıt, plastik, iplik fabrikaları ve ulaşım sistemlerinde sınırlı ölçüde de olsa kullanılmaktadır.

Bu tezde kısa devre rotorlu asenkron motorun hız kontrolu beş bölümde incelenmiştir.

Birinci bölümde asenkron motor, tristör ve GTO tristör tanıtılmıştır.

İkinci bölümde frekans ayarı için gerekli olan kendinden denetimli çeviricilerin muhtelif montajları gösterilmiştir.

Üçüncü bölümde frekans çeviricilerin çeşitleri gösterilmis ve çalışmaları anlatılmıştır.

Dördüncü bölümde darbe genişlik modülasyonu yöntemi ile çalışan çeviriciler anlatılmıştır.

Beşinci bölümde ise harmonik eşdeğer devre ve harmonik akımları anlatılmıştır.

Yüksek lisans tezimin hazırlanmasında benden yardımlarını esirgemeyen değerli hocam Sayın Doç. Dr. Asım Kasapoğlu'na teşekkürü bir borç bilirim.

Elk. Müh. ERTAÇ CAN

SUMMARY

This thesis is written as a research about the speed control of squirrel-caged asynchronous motors which is done by changing the frequency of supply voltage. Because these motors are relatively cheap, simple to be constructed and widely used in the industry.

The asynchronous motors are seperated into two components which are stator and rotor. These motor are also separated as regard to construction of rotor. These are squirrel-caged and winding-rotor motor whereas their stator constructions are constant. The construction of squirrel-caged motor is simple compared to other types of motors, but it does not lend it self to speed adjustment so readly as the DC motor does. However, the speed of three phase squirrel-caged asynchronous motor is easily controlled when such motor is supplied with a three phase voltage, the voltage/frequency ratio of which is kept nearly constant by means of variable frequency. To generate this three phase voltage a frequency converter is reguired to rectify and filter the AC supply voltage and subsequently re-convert it into an AC voltage of different frequency by a drive circuit and three power half bridges. To avoid high losses and un-desired harmonics of stator current, the output stages operete in a switched mode and are driven by rectangular pulses which increase or decrease in width, depending on the waveform of sinusoidal function. This method is named as pulse width modulation (P.W.M)

1. BÖLÜM

1. AC MOTORLARIN HIZ KONTROLÜ:

Günümüzde, DC motorlara göre geniş hız-ayar sahasına sahip olmaları, ucuz ve kolayca bulunur olmaları, kollektör ve fırçalarının olmaması nedeniyle bakımlarının ve tamirlerinin kolaylığı, AC motorların,tahrik sistemlerinde oldukça yaygın biçimde kullanılmalarını sağlamıştır. Son 30-35 yıl içinde güç elektroniğinde meydana gelen gelen gelişmelere paralel olarak geliştirilen çevirici tekniği ile asenkron motorların tahrik ve hız kontrol sistemlerinde daha yaygın kullanılmaya başladıkları görülmektedir. Asenkron motorların hız kontrol sistemlerinin şu anda pahalı olan maliyetlerinin daha ilerideki yıllarda ucuzlamasıyla daha da yaygın bir şekilde kullanılacağından hiç şüphe yoktur.

Pahalı olmalarına karşın, asnkron motor hız kontrol sistemlerinin,diğer kontrol sistemlerine göre daha cazip hale getiren faktörler şunlardır:

1- Devir sayısı ayarının çabuk ve hassas olarak gerçekleştirilmiş olması.

2- Sistemin veriminin ve güç faktörünün yüksek olması.

3- Sistemde mekanik ayar elemanlarının yerine mümkün mertebe statik elemanlarının kullanılmış olması.

4- Boyutlarının küçük oluşu ve soğutma imkanlarının fazlalığı.

5- Devir ayar sahasının çok geniş olması.

6- Anahtarlama elemanlarının AC şebekeye olan etkilerinin ilave devrelerin kullanılması ile minumum yapılmış olması.

7- Transistör, MOSFET, SIPMOS..... gibi yarı iletkenlere göre güç sınırlarının yüksek oluşu ve çalışabildiği sıcaklık aralığının geniş olması.

8- Sarsıntıdan etkilenmediği için hareketli sistemlerde, özellikle taşıt tekniğinde kullanılabilmesi.

9- Özel çalışma şartlarında,örneğin kimyasal tesislerde radyoaktif iş ortamlarında..... vs. rahatlıkla kullanılabilir olusu.

Asenkron motorun hız kontrolunun sağladığı avantajlar ise şunlardır.

1- Malzeme ve enerji kullanımında tasarruf sağlaması,

2- İş güçünde ekonomiklik sağlaması,

3- Üretim sistemlerinin otomatikleşmesini sağlaması,

4- Üretim kalitesinin yükselmesini sağlaması,

5- Üretim tesislerinde isletme güvencesinin yükselmesini sağlaması,

6- Manuel isletmelerde gerçeklestirilemeyen proseslerin elde edilmesini sağlamasıdır.

Bu avantajlardan dolayı güç elektroniği, elektirik enerjisinin olduğu bütün sahalarda uygulama alanı bulmuştur. Başlıca kullanım alanları şunlardır.

Endüstriyel tahriklerde, elektrik enerjisinin üretimi ve dağıtımı, elektro-kimya, indüksiyonla ısıtma, elektrikli ulaşım araçlarında, uçaklarda ve ev aletlerinde kullanılmaktadır.

Bunların dışında özel alanlarda da kullanılır. Örneğin atom parçacıklarının ivmelendirilmesi ve fizikte kullanılan cihazlarda rastlamak mümkündür.

1.1 HIZ KOTROL SİSTEMLERİNİN BAŞLICA ELEMANMARI

Hız kontrol sistemleri üç ana kısımdan oluşurlar. Bunlardan birincisi hızı kontrol edilmek istenen asenkron motor, ikincisi çevirici ve üçüncüsü ise kontrol üniteleridir. Birinci olan asenkron motor, kendine özgü karakteristikleri, eşdeğer devreleri ve bağıntıları olan tahrik sistemlerinin vazgeçilmez elemanıdır. Çeviriciler ise bir çok bakımdan birbirlerinden ayrılırlar ve hepsinin birbirlerine göre avantajları ve dezavantajları vardır. Fakat temelde amaçları dc gerilimi, ac gerilime dönüstürmektir. Kontrol üniteleri ise devir sayısı, frekans, gerilim ve moment gibi faktörleri kontrol ederler.

Çeviricilerde ençok kullanılan eleman tristördür. Tristör başlı başına bir eleman olup, günümüz için,gerek güçlerinin MVA mertebesine çıkmış olmaları,gerekse yüksek

hızlarda çalışabilmeleri neticesinde hassas çeviricilerin vazgeçilmez elemanıdır. Yine bir tristör olan GTO (gate turn-off) tristör büyük güçlerde imal edilememelerinin yanında komütasyon problemini çözmeleri nedeniyle çevirici teknolojisi içinde yer almıştır.

Yukarıda belirtilen asenkron motor, tristör ve GTO tristörün bağıntılarını, eşdeğer devrelerini ve karakteristiklerini daha ayrıntılı bir biçimde incelemek konunun anlaşılmasında faydalı olacaktır. Şimdi bunları ayrı ayrı inceliyelim.

1.1.1 ASENKRON MOTORLAR

1.1.1.1 GİRİŞ

Asenkron motorlar, rotor sargılarının kafes şeklinde veya yıldız olarak bağlı oluşlarına göre ikiye ayrılır.

1- Kısa devre rotorlu veya sincap kafesli asenkron motorlar.

2- Bilezikli veya yolverme reostalı asenkron motorlar.

Bunların haricinde doğrusal hareket yapan lineer asenkron motor, rotoru dışarıda statoru içeride bulunan dış rotorlu asenkron motor, rotor sargısı bulunmayan kütlesel rotorlu asenkron motor ve rotoru imal edilen Ferraris motoru gibi asenkron motor türleri bulunmaktadır.

Asenkron motorlar, çok sağlam olmaları neticesinde az arıza yapmaları, yüklü iken kalkış yapabilmeleri yüksek sıcaklıklarda çalışabilmeleri, nominal hızlarının üstüne çıkabilmeleri ve verimlerinin yüksek olmalarından dolayı endüstride çok yaygın biçinde kullanılmaktadırlar. Asenkron motorların bu avantajlarının yanında kalkış momentlerinin küçük, buna karşın kalkış akımlarının büyük olması ve kısa devre rotorlu asenkron motorların hız kontrolunda (klasik yöntemlerle) kullanılamamaları gibi dezavantajları bulunmaktadır. Fakat bilezikli tip asenkron motorlarda rotor devresine direnç katarak, rotor devresi gücü güç elektroniği devreleriyle değiştirilerek veya rotor bileziklerinden rotor frekansında ayar gerilimi uygulayarak kayma değiştirilir ve hız kontrolu yapılabilmektedir. Aynı zamanda kalkış akımı azaltılıp, kalkış ve frenleme momenti arttırılabilmektedir.

1.1.1.2 ASENKRON MOTORUN EŞDEĞER DEVRESİ VE BAĞINTILARI

Bilindiği gibi asenkron motorlar, stator ve rotor sargılarından meydana gelirler. Stator sargıları, dairesel hareket yapan motorlarda, motorun gövdesine monte edilen, silisyumlu saçlara açılan, ankuş ismi verilen oluklara yerleştirilirler. Rotor sargıları ise rotor gövdesindeki oluklara yerleştirilip bir uçları kısa devre edilir diğer uçları bileziklere bağlanır veya kısa devre rotorlu motorda olduğu gibi sincap kafesi şeklinde olup, uçları iki taraftan kısa devre edilir.

Sinüsoidal şebeke gerilimi ile beslenen bir asenkron motorun eşdeğer devresi ve bağıntılarını incelemek, asenkron motoru hız kontrolunda kullanırken karşılaşabilecek problemleri çözmek açısından faydalı olacağından bu konuyu ayrıntılı biçimde inceliyelim.

Statorafl şebeke frekansında bir gerilim uygulandığında, stator ve rotor mağnetik devresinde bir döner alan meydana gelir. Meydana gelen bu döner alan meydana gelir. Meydana gelen bu döner alan rotor iletkenlirini keser ve bir gerilim indükler. Rotor iletkenlerinde meydana gelen f_2 frekanslı gerilim rotor çubukları veya sargıları etrafında bir mağnetik alan meydana getirir. Stator sargılarının meydana getirdiği magnetik alan, rotor sargılarının meydana getirdiği magnetik alanı bir kayma ile sürükler ve motorun rotor mili döner. Bu kayma değeri rotor miline akuple edilen yükün momenti ile değişir.

Şimdi motorun bağıntılarını çıkaralım;

f_1 frekanslı stator frekansının açısal hızı

$W_1 = 2.\Pi.f_1$ (1,1) olur.

Buna karşılık gelen rotor açısal hızı ise;

$W_2 = 2.\Pi.f_2$ (1,2) olacaktır. (1.1) ve (1,2) ifadelerinden frekansları çekersek;

$f_1 = \frac{W_1}{2.\Pi}$ ve $f_2 = \frac{W_2}{2.\Pi}$ (1,3) bulunur.

Motorun bastaki devir sayısı (senkron devir sayısı) n_1 uygulanan frekans (f_1) ve kutup sayısı (P)'nin bir fonksiyonudur ve su bağıntıyla verilir;

$$n_1 = \frac{f_1 \cdot 60}{P} \qquad (1,4)$$

Bu ifadeye benzer şekilde, rotora göre, rotor döner alanın devir sayısı;

$$n_2 = \frac{f_2 \cdot 60}{P} \qquad (1.5)$$

olacaktır. (1.3)'deki frekans ifadelerini (1.4) ve (1.5) ifadelerinde yerine koyarsak;

$$n_1 = \frac{W_1 \cdot 60}{2\Pi P} \quad \text{ve} \quad n_2 = \frac{W_2 \cdot 60}{2\Pi P} \qquad (1.6)$$

bulunur.

Rotor milinin devir sayısı n olmak üzere, stator senkron devir sayısı, rotor döner alan devir sayısı ile rotor devir sayısının toplamı olacaktır.

$$n_1 = n_2 + n \qquad (1.7)$$

Buradan n_2'yi çekersek ;

$$n_2 = n_1 - n \quad \text{veya} \quad \frac{W_2 \cdot 60}{2\Pi P} = \frac{W_1 60}{2\Pi P} - \frac{W \cdot 60}{2\Pi P} \qquad (1.8)$$

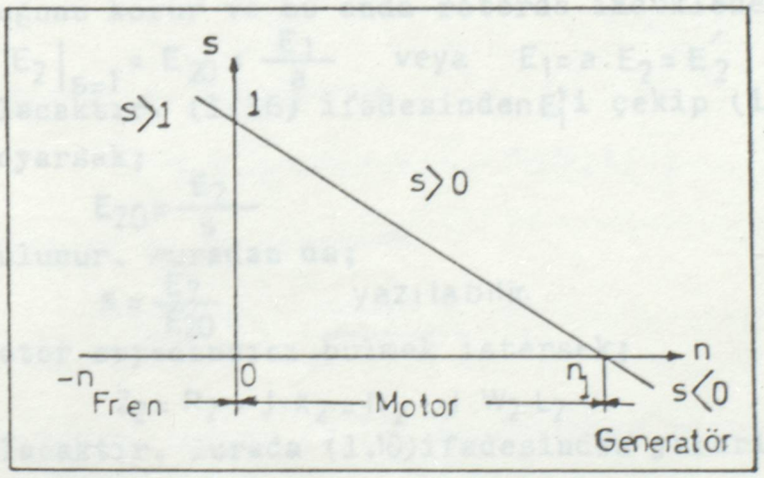
yazabiliriz. Her iki tarafı n_1 veya $W_1 \frac{60}{2\Pi P}$'ye bölersek senkron devir sayısı ile rotor devir sayısı arasındaki farkın, senkron devir sayısına oranı olan kayma (slip, relative slip) bulunur.

$$s = \frac{n_2}{n_1} = \frac{n_1 - n}{n_1} = 1 - \frac{n}{n_1} = \frac{W_1 - W}{W_1} = \frac{W_2}{W_1} = \frac{f_2}{f_1} \qquad (1.9)$$

olur. Buradan da

$$n_2 = s \cdot n_1 \quad \text{veya} \quad f_2 = s \cdot f_1 \qquad (1.10)$$

yazılabilir. (1.9) bağıntısına göre kaymayı devir sayısının fonksiyonu $s = f(n)$ şeklinde yazarsak, kaymanın, rotorun devir sayısına göre değişimi bir doğru şeklindedir.



Şekil 1.1 Kaymanın, devir sayısına göre değişimi.

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

Şimdi de toplam akının stator ve rotor sargılarında indüklediği gerilimleri bulalım.

$$E_1 = 4{,}44 \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot k_1 \cdot \Phi_{Top} \cdot 10^{-8} \quad V. \qquad (1.11)$$

$$E_2 = 4{,}44 \cdot f_2 \cdot N_2 \cdot k_2 \cdot \Phi_{Top} \cdot 10^{-8} \quad V. \qquad (1.12)$$

yazılabilir.

Rotor ve stator gerilimleri olup, bu ifadeleri birbirlerine oranlarsak;

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{f_1 \cdot k_1 \cdot N_1}{f_2 \cdot k_2 \cdot N_2} \qquad (1.13)$$

bulunur. (1.10) ifadesinden yararlanarak;

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{1}{s} \cdot \frac{N_1 \cdot k_1}{N_2 \cdot k_2} \qquad (1.14)$$

yazılabilir. Burada;

$$a = \frac{N_1 \cdot k_1}{N_2 \cdot k_2} \qquad (1.15)$$

bağıntısını yazıp, a'ya motorun sükûneteki halde trafo gibi davranması sonucu transformasyon oranı dersek, (1.14) ifadesi;

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{a}{s} \qquad (1.16)$$

şeklinde olur.

Eğer motor duruyorsa (s=1)

$$E_1 = a \cdot E_2 \qquad (1.17)$$

olacaktır. Motor senkron hızla dönüyorsa (1.16) ifadesini $\frac{E_2}{E_1} = \frac{s}{a}$ şekline getirip(s=0)için tekrar yazarsak $E_2=0$ olur. (1.18)

Motora enerji verildiğinde motor çok kısa bir süre durgunluğunu korur ve bu anda rotorda indüklenen gerilim (s=1) için

$$E_2\big|_{s=1} = E_{20} = \frac{E_1}{a} \quad \text{veya} \quad E_1 = a \cdot E_2 = E_2' \qquad (1.19)$$

olacaktır. (1.16) ifadesinden E_1'i çekip (1.19)'da yerine koyarsak;

$$E_{20} = \frac{E_2}{s} \qquad (1.20)$$

bulunur. Buradan da;

$$s = \frac{E_2}{E_{20}}$$ yazılabilir.

Rotor empedansını bulmak istersek;

$$Z_2 = R_2 + j \cdot X_2 = R_2 + j \cdot W_2 \cdot L_2 \qquad (1.21)$$

olacaktır. Burada (1.10)ifadesinden yararlanılarak

$W_2 = 2\pi f_2 = 2\pi \cdot s \cdot f_1$ yazılabilir ve (1.21)'de yerine konursa;

$$Z_2 = R_2 + j \cdot s \cdot 2\pi f_1 \cdot L_2 \qquad (1.22)$$

bulunur. Kalkış anında (n=0),(s=1) için, rotor reaktansı X_{20}, kayma ile değişir.

$$X_2 = s \cdot X_{20} \qquad (1.23)$$

olacaktır. Buradan da rotor empedansı;

$$Z_2 = R_2 + j \cdot s \cdot X_{20} \qquad (1.24)$$

şeklinde olur.

Rotor akımı ise, ohm kanunundan ve (1.9) ifadesinden yararlanılarak,

$$I_2 = \frac{E_2}{Z_2} = \frac{s \cdot E_{20}}{\sqrt{(R_2)^2 + s^2 (X_{20})^2}} = \frac{E_{20}}{\sqrt{(\frac{R_2}{s})^2 + (X_{20})^2}} \qquad (1.25)$$

yazılabilinir.

Kalkış anındaki rotor akımı ise $s=1$ olduğundan

$$I_{2k} = \frac{E_{20}}{\sqrt{(R_2)^2 + (X_{20})^2}} \qquad (1.26)$$

şeklinde olacaktır.

Stator akımı şöyle bulunur. Motor beşta çalışırken şebekeden çektiği akım I_{10}'dır. Bu akımın meydana getirdiği m.m.k ;

$$\Phi_{10} = m_1 \cdot N_1 \cdot k_1 \cdot I_{10} \qquad (1.27)$$

ifadesiyle bulunur. Burada m_1; faz sayısını, N_1; stator sarım sayısını, k_1; statorbir faz sargı faktörüdür. Yüklü çalışırken ise;

$$\overline{\Phi_{10}} = \overline{\Phi_1} + \overline{\Phi_2} \qquad (1.28)$$

olacaktır. Buradan da ;

$$m_1 \cdot N_1 \cdot k_1 \overline{I_{10}} = m_1 \cdot N_1 \cdot k_1 \overline{I_1} + m_2 \cdot N_2 \cdot k_2 \overline{I_2} \qquad (1.29)$$

yazarak I_{10} 'ı çekersek

$$\overline{I_{10}} = \overline{I_1} + \frac{m_2 \cdot N_2 \cdot k_2}{m_1 \cdot N_1 \cdot k_1} \cdot \overline{I_2} \qquad (1.30)$$

bulunur. Burada (1.15) ifadesinden yararlanarak

$a = \frac{m_1 \cdot N_1 \cdot k_1}{m_2 \cdot N_2 \cdot k_2}$ diyebiliriz ve rotor akımını statora indirgersek;

$$\overline{I_2'} = \frac{\overline{I_2}}{a} \qquad (1.31)$$

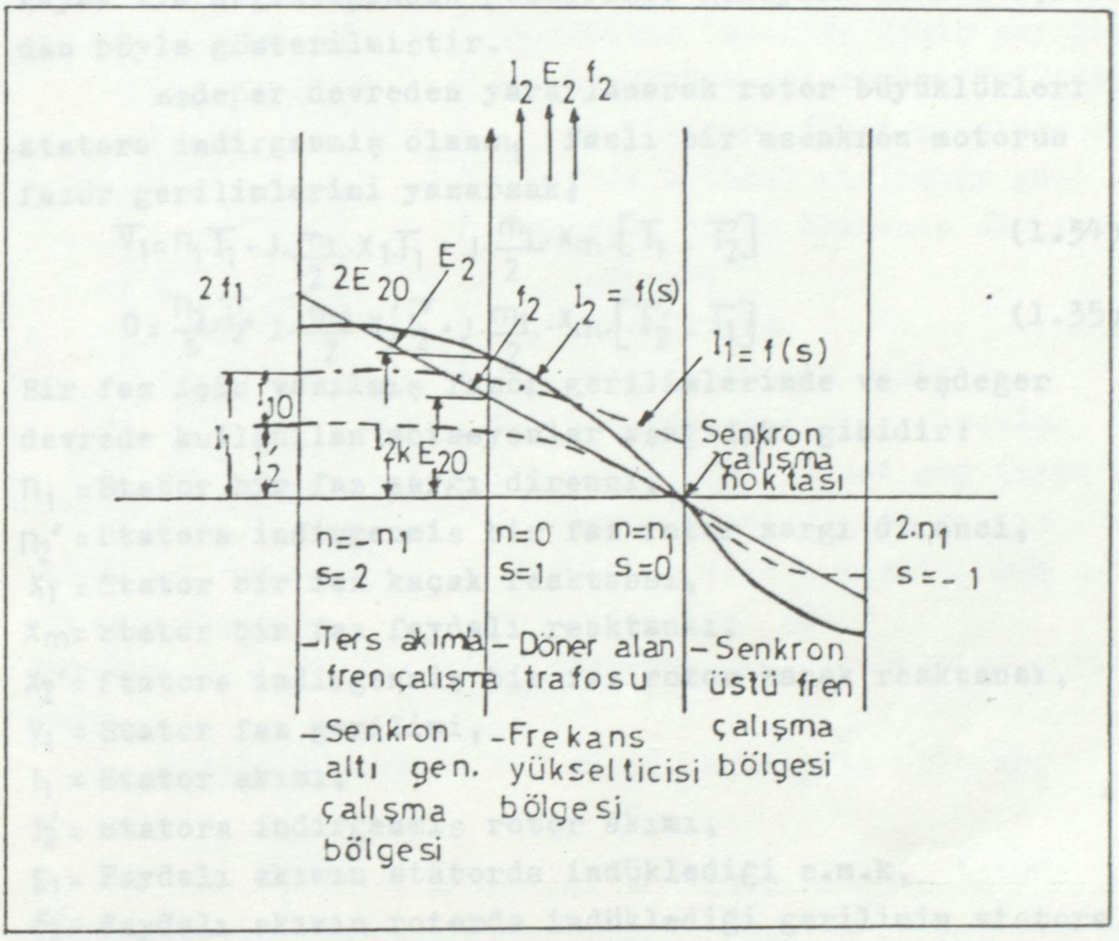
yazılabilir ve (1.30)'da yerine konursa

$$\overline{I_{10}} = \overline{I_1} + \overline{I_2'} \qquad (1.32)$$

olur. Buradan I_1 'i çekersek

$$\overline{I_1} = \overline{I_{10}} - \overline{I_2} \qquad (1.33)$$

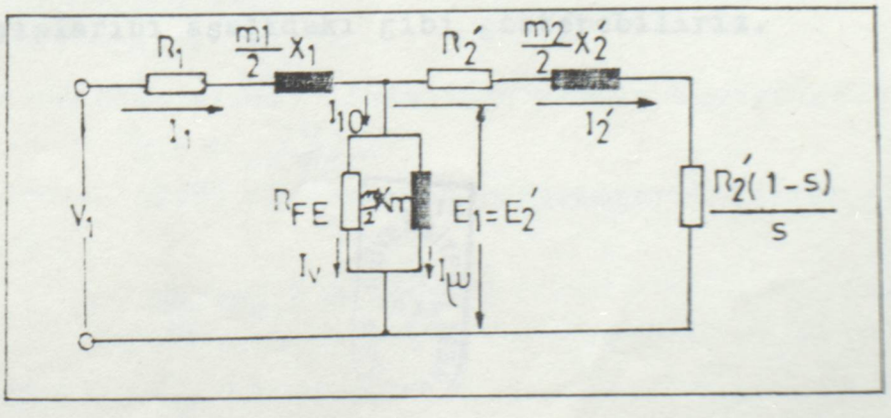
bulunur. Bu bulduğumuz ifadeleri kaymanın ve devir sayısının fonksiyonu olarak çizersek, motorun çalışma bölgelerini daha iyi anlamak mümkün olacaktır.



Şekil 1.2 Motorun çalışma bölgeleri ve kaymanın fonksiyonu olan bağıntılarının değişimi

1.1.1.3 Asenkron motorun moment ifadesi.

Sinüsoidal şebeke geriliminde ve sabit frekansda çalışan üç fazlı motorun, rotor büyüklükleri statora indirgenerek çizilen eşdeğer devresi moment ifadesini çıkarmamızda yardımcı olacaktır.



Şekil 1.3 Rotor büyüklükleri statora indirgenmiş m_1 fazlı asenkron motorun bir faz eşdeğer devresi.

Yukarıdaki devrede gösterildiği gibi statora indirgenmiş rotor direnci, iki ayrı dirençten oluşmaz. Bu direnç kayma ile değiştiğinden gösterimde kolaylık olması açısından böyle gösterilmiştir.

Eşdeğer devreden yararlanarak rotor büyüklükleri statora indirgenmiş olanm m_1 fazlı bir asenkron motorun fazör gerilimlerini yazarsak;

$$\overline{V}_1 = R_1.\overline{I}_1 + j.\frac{m_1}{2}.X_1.\overline{I}_1 + j.\frac{m_1}{2}.X_m.\left[\overline{I}_1 - \overline{I}_2'\right] \qquad (1.34)$$

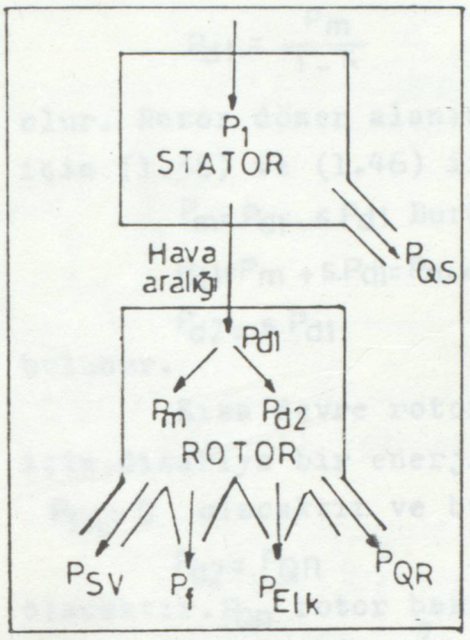
$$0 = \frac{R_2'}{s}.\overline{I}_2' + j.\frac{m_2}{2}.X_2'.\overline{I}_2' + j.\frac{m_1}{2}.X_m.\left[\overline{I}_2' - \overline{I}_1\right] \qquad (1.35)$$

Bir faz için yazılmış fazör gerilimlerinde ve eşdeğer devrede kullanılan notasyonlar aşağıdaki gibidir:

R_1 = Stator bir faz sargı direnci,
R_2' = Statora indirgenmiş bir faz rotor sargı direnci,
X_1 = Stator bir faz kaçak reaktansı,
X_m = Stator bir faz faydalı reaktansı,
X_2' = Statora indirgenmiş bir faz rotor kaçak reaktansı,
V_1 = Stator faz gerilimi,
I_1 = Stator akımı,
I_2' = Statora indirgenmiş rotor akımı,
E_1 = Faydalı akımın statorda indüklediği e.m.k,
E_2' = Faydalı akımın rotorda indüklediği gerilimin statora indirgenmiş değeri,
R_{FE} = Demir kayıplarına sebep olan direnç,
I_V = Demir kayıplarını karşılayan akım,
I_μ = Mıknatıslanma akımı,
I_{10} = Boşta çalışma akımı,
m_1 = Stator faz sayısı,
m_2 = Rotor faz sayısı.

Asenkron motorun mekanik ve elektrik güçleri ile kayıplarını aşağıdaki gibi gösterebiliriz.

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ 1937 KÜTÜPHANESİ



Şekil 1.4 Asenkron motorda güçlerin dağılışı.

Burada gösterilen notasyonlar;

P_1 = Şebekeden çekilen elektriki güç

P_{QS} = Stator bakır ve demir kayıpları

P_{d1} = Statordan rotora intikal eden güç (stator döner alanının rotora intikal ettirdiği güç)

P_{d2} = Rotor döner alanının oluşturduğu güç

P_m = Mekanik güç

P_{QR} = Rotor bakır kaybı

P_{Elk} = Rotordan dışarıya fırçalar yardımıyla alınan güç (kısa devreli motorlarda sıfır)

P_f = Milden alınan faydalı güç (nominal gücü)

P_{SV} = Sürtünme-vantilasyon kayıplarıdır.

Asenkron motorun verimi şu bağıntıyla bulunur,

$$\eta = \frac{P_f}{P_1} \qquad (1.36)$$

Yukarıdaki güçler arasındaki bağıntıları yazarsak;

$$P_1 = P_{d1} + P_{QR} \qquad (1.37)$$

$$P_{d1} = P_m + P_{d2} \qquad (1.38)$$

$$P_{d2} = P_{Elk} + P_{QR} \qquad (1.39)$$

$$P_m = P_{SV} + P_f \qquad (1.40)$$

olacağı kolayca görülebilir. Burada rotora intikal eden güçü inceliyecek olursak;

$$P_{d1} = M.(W_1)_{geo.} \qquad (1.41)$$

ifadesiyle, burada;

$$(W_1) = \frac{2\Pi.n_1}{60} \qquad (1.42)$$

olacağından (1.41) ifadesinde yerine koyarsak;

$$P_{d1} = M.\frac{2\Pi.n_1}{60} \qquad (1.43)$$

bulunur. (1.9) ifadesinden yararlanarak tekrar düzenlersek;

$$\frac{n}{n_1}.P_{d1} = M.\frac{2\Pi.n}{60} \qquad (1.44)$$

Burada $\frac{n}{n_1} = 1 - s$ (1.45)

olacağından (1.44) ifadesi;

$$P_{d1}(1-s) = M.W_{geo} = P_m \qquad (1.46)$$

şeklini alır. Burdan da P_{d1} 'i çekersek;

$$P_{d1} = \frac{P_m}{1-s} \qquad (1.47)$$

olur. Rotor döner alanının oluşturduğu P_{d2} güçünü bulmak için (1.38) ve (1.46) ifadelerinden yararlanarak;

$P_m = P_{d1} - s.P_{d1}$ Buradan da;

$P_{d1} = P_m + s.P_{d1} = P_m + P_{d2}$ bulunur. Böylece;

$$P_{d2} = s.P_{d1} \qquad (1.48)$$

bulunur.

Kısa devre rotorlu motorlarda bilezik olmadığı için,dışarıya bir enerji alımı söz konusu olmadığından $P_{Elk} = 0$ olacaktır ve burudan da (1.39) ifadesi;

$$P_{d2} = P_{QR} \qquad (1.49)$$

olacaktır. P_{QR} rotor bakır kaybı olduğuna göre;

$$P_{d2} = m_2.R_2.I_2^2 \qquad (1.50)$$

olacaktır. Buradan da P_{d1}, (1.48) yararlanarak çekilirse;

$$P_{d1} = \frac{P_{d2}}{s} = \frac{m_2.R_2.I_2^2}{s} \qquad (1.51)$$

bulunur. Moment ifadesini çıkartmak için (1.41) ifadesinden yararlanarak;

$$M.(W_1)_{geo} = P_{d1} = \frac{m_2.R_2.I_2^2}{s} \qquad (1.52)$$

bulunur. (1.42) ifadesinin yardımıyla Moment ifadesini bulacak olursak;

$$M = \frac{60}{2.\Pi.n_1} \cdot \frac{1}{s}\, m_2 R_2 I_2^2 \qquad (1.53)$$

olur. Her iki tarafı transformasyon oranı a'nın karesi ile çarpar ve bölersek;

$$M = \frac{60}{2.\Pi.n_1} \cdot \frac{1}{s} \cdot \left(\frac{I_2}{a}\right)^2 \cdot m_2.R_2.a^2 \qquad (1.54)$$

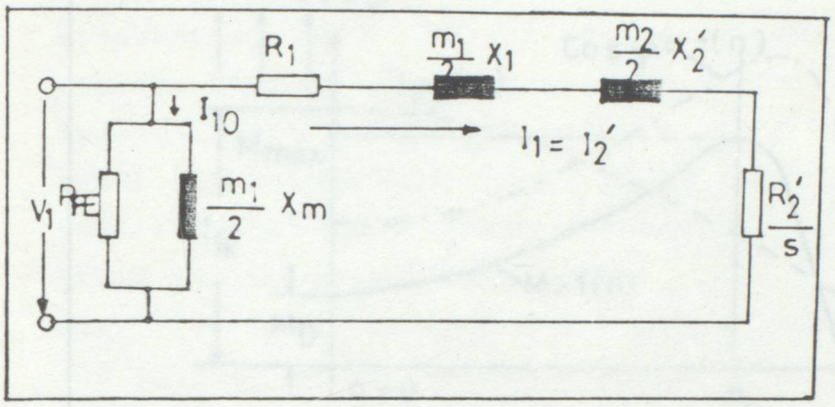
olacaktır ve sekondere indirgenmiş şekilde yazılırsa;

$$M = \frac{60}{2.\Pi.n_1} \cdot \frac{1}{s} \cdot (I_2'^2) \cdot m_2 \cdot R_2' \qquad (1.55)$$

Eşdeğer devreden I_2' akımı çekilip (1.55)'de yerine yazılırsa;

$$M = \frac{60}{2.\Pi.n_1} \cdot \frac{1}{s} \cdot m_2.R_2' \cdot \frac{E_1^2}{\left(\frac{R_2'}{s}\right)^2 + \left(\frac{m_2}{2} X_2'\right)^2} \qquad (1.56)$$

bulunur. Bu moment ifadesi statorda indüklenen gerilim cinsinden olduğundan küçük bir hata ile I_{10} akımının geçtiği kolu girişe kaydırabiliriz.



Şekil 1.5 Asenkron motorun yaklaşık eşdeğer devresi.

Yaklaşık eşdeğer devreden I_2' akımına yazarsak

$$I_2' = \frac{V_1}{\sqrt{(R_1 + \frac{R_2}{s})^2 + (\frac{m_1}{2} X_1 + \frac{m_2}{2} X_2')^2}} \qquad (1.57)$$

Bu ifadede $\frac{m_1}{2} X_1 + \frac{m_2}{2} X_2' = X_T$ dersek ve R_1'i ihmal edersek moment ifadesi;

$$M = \frac{60}{2.\Pi.n_1} \cdot \frac{1}{s} \cdot m_2 R_2' \cdot \frac{V_1^2}{(\frac{R_2'}{s})^2 + (X_T)^2} \qquad (1.58)$$

şeklinde olacaktır. Maximum momenti bulmak için, (1.58) deki moment ifadesinin s'e göre türevini alıp, sıfıra eşitlersek max. momenti veren kayma değeri bulunur. Bu sk kayma değeri bulunur. Bu sk kayma değeri (1.58)'de yerine konursa;

$$s_k = \pm \frac{R_2'}{X_T} \qquad (1.59)$$

için Max. moment

$$M_{max.} = \frac{60}{2.\Pi.n_1} \cdot m_2 \cdot \frac{V_1^2}{2.X_T} \qquad (1.60)$$

olarak bulunur.

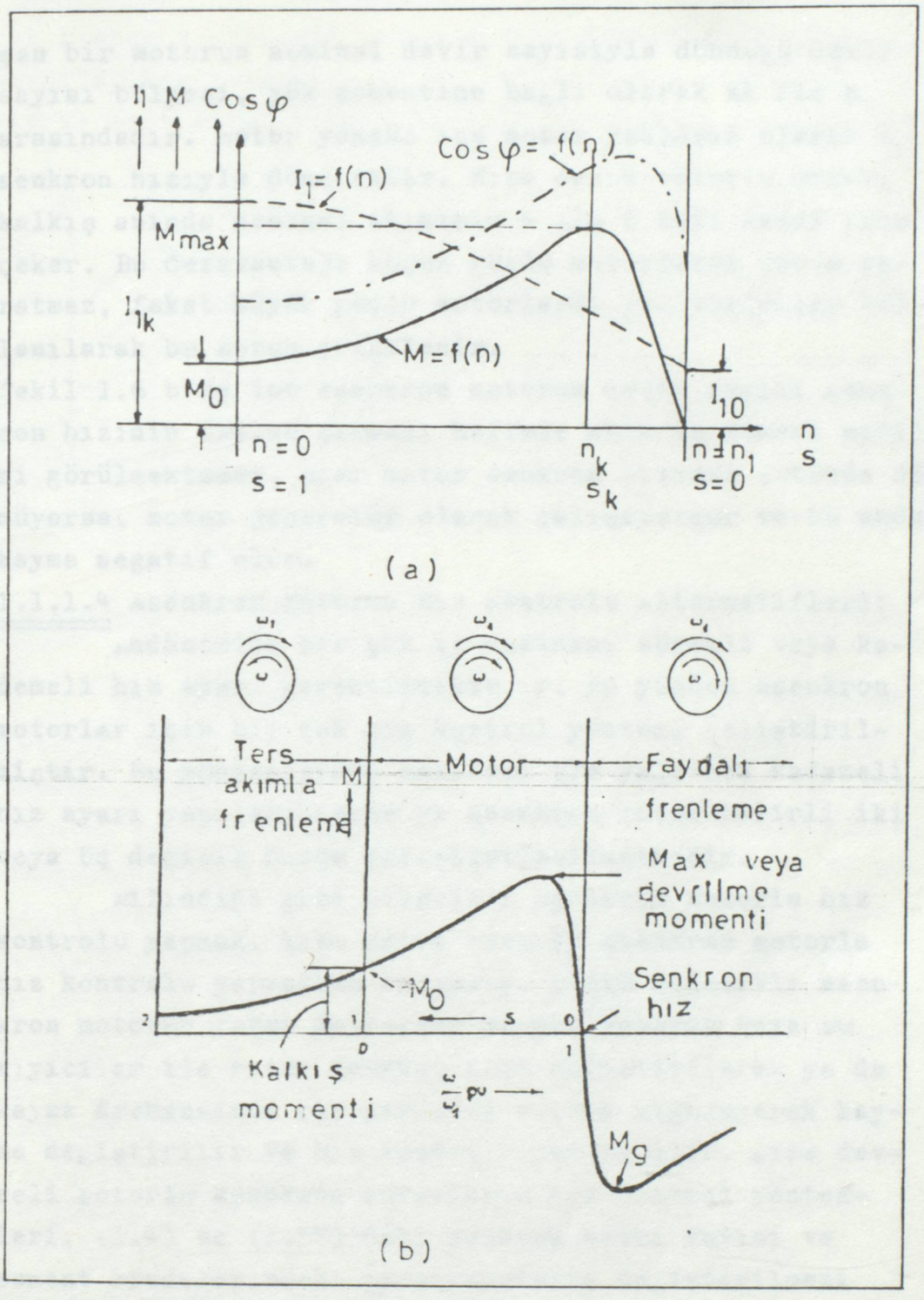
Max moment ifadesini şimdi de gerilim ve frekans cinsinden yazmak istersek (1.4) ve (1.60) ifadelerinden yararlanarak

$$M_{max.} = \frac{60}{2.\Pi.f_1} \cdot \frac{P}{60} \cdot \frac{m_2 V_1^2}{2.2.\Pi.f_1.L_T} \qquad (1.61)$$

buradan da;

$$M_{max} = \frac{P \cdot m_2}{8\Pi^2 L_T} \cdot (\frac{V_1}{f_1})^2 \qquad (1.62)$$

bulunur. Buradan da görüleceği gibi, devrilme momenti stator uygulanan gerilimin karesi ile doğru, frekansın karesi ile ters orantılıdır. Bunun için, devrilme momentini sabit tutmak i in bu iki değişkene müdahele edilir.



Şekil 1.6 Asenkron motorun karekteristikleri.

a) Motor büyüklüklerinin kaymaya göre değişimi.

b) Motorun çalışma bölgeleri.

Şekil 1.6 a'da asenkron motorun hız-moment, hız-akım ve hız-Cos φ arasındaki karekteristikleri görülmektedir. Burada Mo kalkış momentini, I_{1k} kalkış akımını, sk ve nk ise, devrilme momenti ve devrilme kaymasını veren kayma değeri ile buna karşılık gelen devir sayısıdır. Bu eğride ölçekler dikkate alınmamış ve eğriler abartılmıştır. Normal şebeke frekansında çalı-

şan bir motorun nominal devir sayısıyla döndüğü devir sayısı bölgesi, yük momentine bağlı olarak nk ile n_1 arasındadır. Motor yüksüz ise motor yaklaşık olarak n_1 senkron hızıyla dönecektir. Kısa devre rotorlu motor, kalkış anında nominal akımının 4 ila 8 katı kadar akım çeker. Bu dezavantajı küçük güçlü motorlarda sorun yaratmaz, fakat büyük güçlü motorlarda yol vericiler kullanılarak bu sorun çözümlenir.

Şekil 1.6 b'de ise asenkron motorun devir sayısı senkron hızının üstüne çıkması halinde akım ve moment eğrileri görülmektedir. Eğer motor senkron hızının üstünde dönüyorsa, motor jeneratör olarak çalışıyordur ve bu anda kayma negatif olur.

1.1.1.4 Asenkron Motorun Hız Kontrolu Alternatifleri:

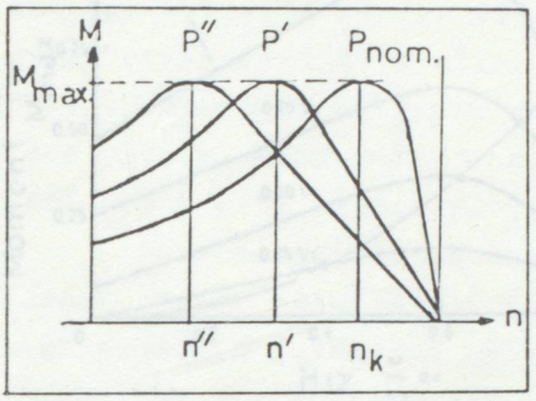
Endüstride bir çok iş makinası sürekli veya kademeli hız ayarı gerektirmektedir. Bu yüzden asenkron motorlar için bir çok hız kontrol yöntemi geliştirilmiştir. Bu yöntemlerden bazıları ile yalnızca kademeli hız ayarı yapılabilmekte ve asenkron motor belirli iki veya üç değişik hızda çalıştırılabilmektedir.

Bilindiği gibi bilezikli asenkron motorla hız kontrolu yapmak, kısa devre rotorlu asenkron motorla hız kontrolu yapmaktan kolaydır. Çünkü bilezikli asenkron motorun rotor devresine direnç katarak veya DC kıyıcılar ile rotor devresi güçü değiştirilerek ya da kayma frekansında bir gerilimi rotora uygulayarak kayma değiştirilir ve hız kontrolu yapılabilir. Kısa devreli rotorlu asenkron motorların hız kontrol yöntemleri, (1.4) ve (1.58)'deki senkron devri sayısı ve moment ifadelerindeki parametrelerin değiştirilmesi prensibine dayanır.

1) Kutup sayısının değiştirilmesi ile hız kontrolu:

Sabit gerilim ve frekanslı bir şebekede çalışan bir asenkron motorun hızını, motorun stator sargısı kutupsayısını değiştirerek bire-iki, üç oranında azaltıp çoğaltmak olanağı vardır. Asenkron motorun stator kutup sayısı P ile senkron hızı arasındaki $n_1 = \frac{f_1 \cdot 60}{P}$ bağıntısından hareketle 2P kutup sayısının basamaklı biçimde 2 ya da 3 kez azaltıp çoğaltabiliriz. Bu yöntem genellikle ve kolaylıkla kısa devre rotorlu asenkron motorlara uygulanır. Gerçekten kısa devre rotorlu moto-

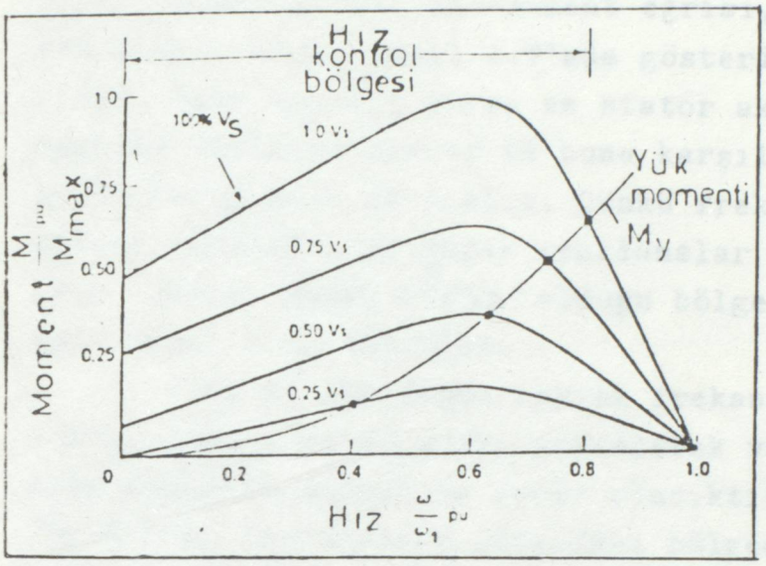
run stator sargısının kutup sayısı değiştirildiğinde, rotor sargılarının kutup sayısı da indüksiyonla stator kutup sayısına eşit olur. Rotoru sargılı motorlarda bu olanak yoktur.



Şekil 1.7 Kutup sayısı değiştirilerek devir sayısı ayarının moment-devir sayısı karekteristiği.

2) Statora uygulanan gerilimin değiştirilmesi ile hız kontrolu.

Asenkron motorun hız kontrolunun basit ve ekonomik metodu, sabit frekansta stator gerilimini değiştirmektir. Şebeke frekansındaki stator gerilimi, her bir faza, ters paralel bağlı tristörlerin veya triyakların faz açısına müdahale ederek kontrol edilebilir. Şekil 1.8, 1.62 eşitliğinden elde edilmiş olan, değişken stator gerilimde hız-moment eğrilerini göstermektedir. Momenti, hızın karesi ($M_y \propto n^2$)ile değiştiği fan veya körük tipindeki tahrikler için, bir yük-moment eğrisi ile değişik hızlı çalışmada belirli kararlı çalışma noktalarının kesişmesi şekilde birlikte gösterilmiştir. Bu şekilden de görüleceği gibi 1.62 ifadesine göre moment gerilimin karesiyle doğru orantılı olarak değişir. Gerilimdeki % 50'lik bir azalma, momentte % 25'lik bir azalmaya sebep olur.



Şekil 1.8 Değişkem stator gerilimli çalışmada hız-moment eğrileri.

Yüksek s kaymalı motorlar (yani NEMA sınıfı D kategorisinin altındaki yüksek rotor dirençli) normal olarak hız kontrolunun bu metodunda kullanılır ve bu makinada büyük bakır kayıplarına sebep olur. Eğer küçük kaymalı bir motor kullanılıyorsa hız kontrolunun kademelerinde belli bir azalma olacaktır. Başka bir deyişle, eğer motor ($s_k \gg 1$) olacak şekilde dizayn edilmişse, yükün sabit moment tipi için bütün hız kademelerinde kontrol edilebilir. Klasik olarak iki fazlı servo motorlar ve tek fazlı motor tipindeki tahrikler prensip olarak sabit frekansta ve değişken gerilimde çalışırlar. Hız kontrolunun bu yönteminde, stator akımının amperi başına karşılık gelen moment, stator geriliminin azalmasından dolayı azalır. (yani hava aralığı akısı da azalır.) Bundan dolayı sabit yük momenti için, stator akımı, hızın düşmesinden dolayı artar, sonuç olarak bakır kayıpları çoğalır ve bu suretle motorda şiddetli ısınma problemi ortaya çıkar. Yük momentinin karesel karekteristiği yüzünden ($M_y \alpha n^2$), stator akımı, senkron hızın yaklaşık üçte ikisinde tam yük stator akımından daha yüksek olan max. değerine ulaşır.

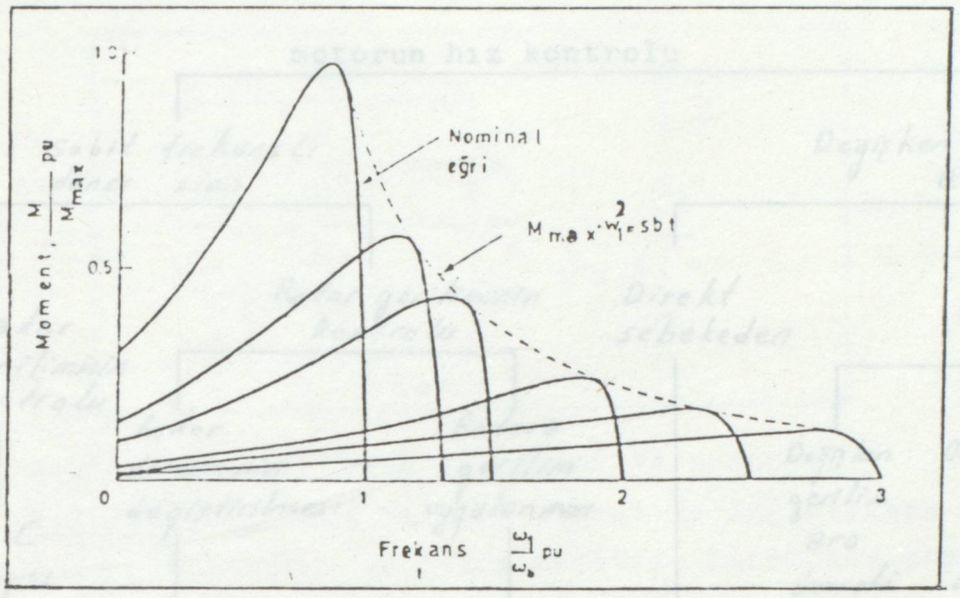
3) Statora uygulanan gerilimin frekansının değiştirilmesi ile hız kontrolu

Asenkron motorun statoruna uygulanan gerilimin frekansı f_1 ve kutup sayısı p olduğuna göre;

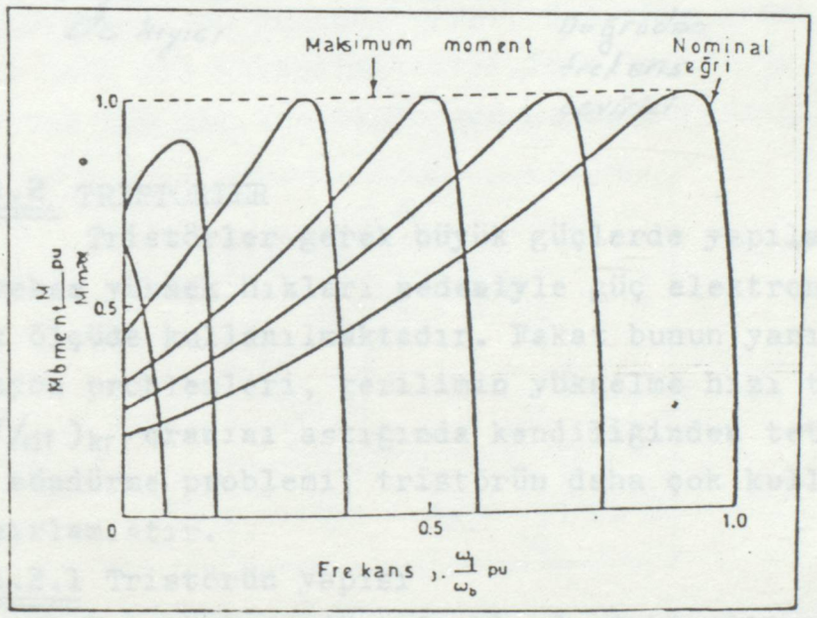
$n_1 = \frac{f \cdot 60}{P}$ bağıntısından görüleceği gibi sabit kutup sayısında, f_1 frekansı değiştirilerek n_1 senkron devir sayısı, dolayısıyla rotor devir sayısı n değiştirilebilir. Normal yükleme sınırları içinde kalmak koşuluyla, kontrol edilen devir sayısı yük momentinden bağımsızdır.

Eğer stator frekansı f_1 nominal değerinin üstüne çıkarılacak olursa, hız-moment eğrisi, (1.58) eşitliğinden çıkarılarak, şekil 1.9'ada gösterildiği gibi çizilebilir. Hava aralığı akısı ve stator akımı frekansın artmasıyla birlikte azalır ve buna karşılık olarak meydana gelen max-moment de azalır. Çünkü frekansın artmasıyla stator empedansı ve kaçak reaktanslar daha yüksek değerlere ulaşır. $M_{max}.W_1^2 = S_b$ t.olduğu bölgede motor, bir dc. seri motor gibi davranır.

Nominal gerilimde kaynak frekansı azaltılacak olursa, stator akımı aşırı yükselecek ve bu da hava aralığı akısının doymasına sebep olacaktır. Bundan dolayı, $W_b(f_b)$ baz frekansının altındaki bölgede, sabit hava aralığı akısını korumak için stator geriliminiinde, frekansla birlikte düşürmelidir. Şekil 1.9 b, V/f_1 oranı sabit tutulmuş hız-moment eğrilerini göstermektedir. (1.62) eşitliğinden elde edilen Mmax, max.moment ifadesi alçak frekans bölgesinin dışında, yaklaşık olarak geçerli olur. Çünkü alçak frekans bölgesinde stator empedansının azalması ile hava aralığı akısı azalır. Çünkü alçak frekanslı çalışmada, stator direnci üzerinde düşen gerilim, yüksek frekanslı çalışmaya göre küçümsenemiyecek kadar büyük olur ve stator reaktansında düşen gerilim yanında ihmal edil mez. Bundan dolayı, bu stator empedansının, azalma bölgesinde max. moment değerini korumak için ilave gerilim yükseltilmesi (Voltage Boost) yapılır. Çünkü motor, sabit moment bölgesinde ve sabit hava aralığı akısıyla çalışır. Sabit moment bölgesinde, momentin, stator akımının amperi başına hassasiyeti yüksektir ve bu tahrik sisteminin sinyal karekteristiğinin hızlı olmasına izin verir. Değişken gerilimli ve frekanslı tahrik sisteminde, motor, genellikle iyi verim veren küçük kayma karekteristiğine sahiptir. Baz frekanslı çalışma için küçük doğal kalkış momentine rağmen, motor, şekil 1.9 b'de gösterildiği gibi daima max momentte kalkabilir. Hızı ayarlanabilir endüstriyel tahriklerin çoğunluğu, diğer sistemlerden farklı olarak değişken gerilim ve frekanslı güç kaynaklarından beslenirler.



(a)



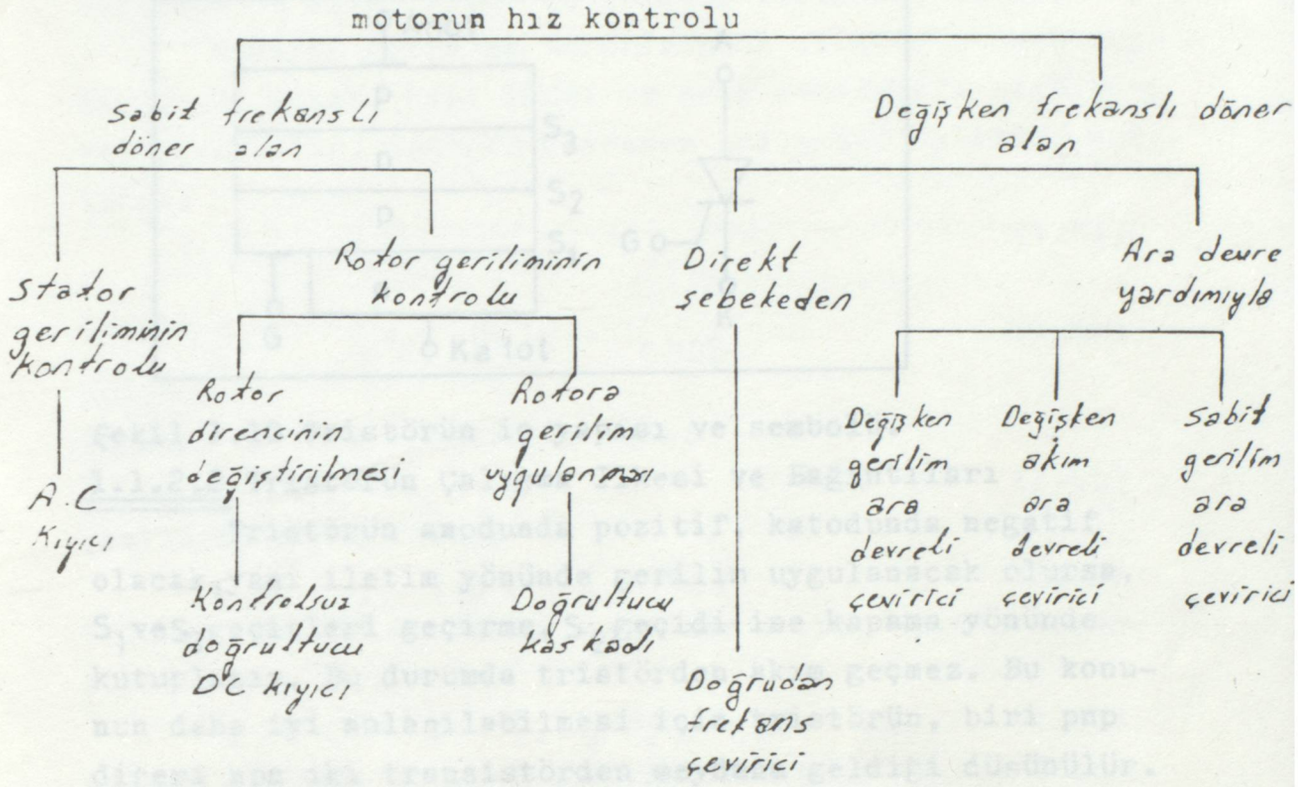
(b)

Şekil 1.9 a) Değişken frekansta hız-moment eğrisi
b) Sabit V_1/f_1 oranında hız-moment eğrisi

4) Güç elektroniği devreleri ile asenkron motorların hız kontrolu

Güç elektroniğinde kullanılan yarı iletken güç elemanları ile yapılan devrelerle, kutup sayısı değiştirilerek hız kontrolu yapılması haricindeki diğer yöntemlerde hız kontrolu yapmak mümkün olmaktadır. Bu hız kontrol yöntemleri ve kullanılan güç elektroniği devreleri aşağıda gösterilmiştir.

Güç elektroniği devreleri ile asenkron motorun hız kontrolu

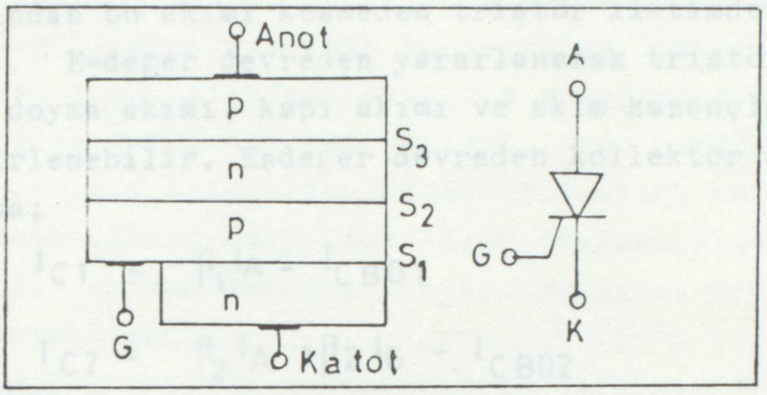


1.1.2 TRİSTÖRLER

Tristörler gerek büyük güçlerde yapılabilmeleri, gerekse yüksek hızları nedeniyle güç elektroniğinde büyük ölçüde kullanılmaktadır. Fakat bunun yanında komütasyon problemleri, gerilimin yükselme hızı tristörün $(dV/dt)_{krt}$ oranını aştığında kendiliğinden tetiklenmesi ve söndürme problemi, tristörün daha çok kullanılmasını sınırlamıştır.

1.1.2.1 Tristörün yapısı

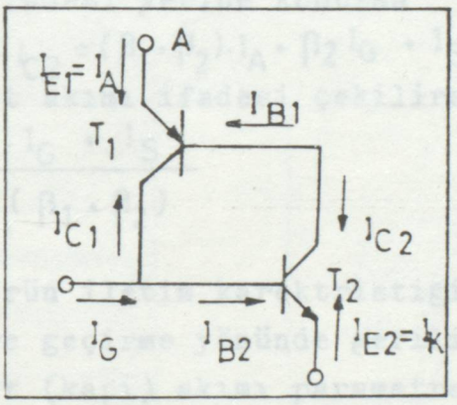
Tristörler, dört farklı dozdaki silisyum kristalinin yanyana gelmelerinden olusmuslardır. Tabakaları anot ile katot arasında pnpn sırası ile dizilirler. İçteki tabakaların dozu dıştakilere göre daha azdır. Dıştaki p tabakası Anot, n tabakası Katot'u meydana getirir. p taban denilen içteki p tabakası, kumanda ucu olan kapı (G) ile irtibatlıdır. Buna göre tristörde S_1,S_2 ve S_3 olmak üzere üç geçit vardır. Tristörün anodunda pozitif gerilim olmak üzere tetiklenirse tristör iletime geçer. Fakat buna karşın, anotunda negatif gerilim varken tetiklenmek istenirse tristör iletime geçmez.



Şekil 1.10 Tristörün iç yapısı ve sembolü.

1.1.2.2 Tristörün Çalışma Ilkesi ve Bağıntıları

Tristörün anodunda pozitif, katodunda negatif olacak, yani iletim yönünde gerilim uygulanacak olursa, S_1 ve S_3 geçitleri geçirme, S_2 geçidi ise kapama yönünde kutuplanır. Bu durumda tristörden akım geçmez. Bu konunun daha iyi anlaşılabilmesi için tristörün, biri pnp diğeri npn iki transistörden meydana geldiği düşünülür.



Şekil 1.1.1 Tristörün iki transistörlü eşdeğer modeli

Şekil 1.1.1'den görüleceği gibi pnp transistörün tabanı, npn transistörün kollektörü ile birleştirilerek, tristörün eşdeğer devresine yaklaşılır. Böylece pnp transistörün emiteri ise tristörün katoduna karşılık gelir. Taban ve kollektör tabakaları düşük dozlu olduğundan, tristörün iç tabakalarını oluştururlar. npn tristörün tabanına bir gerilim uygulanmasıyla, I_G akımı npn transistörün taban-emiter geçitinden geçer ve npn transistörün kollektöründen pnp transistörün taban akımı geçerek, pnp transistörü iletime geçirir ve iki transistör de iletim de olduğundan büyük bir akım akmaya başlar. Böylece tristör iletime geçmiş olur. Tris-

tör bir kere iletime sokulduğunda, anot akımı, çoğaltıldığından bu akımı kesmeden tristör iletimden çıkmaz.

Eşdeğer devreden yararlanarak tristörün anot akımı, doyma akımı, kapı akımı ve akım kazançları cinsinden belirlenebilir. Eşdeğer devreden kollektör akımları yazılırsa;

$$I_{C1} = -\beta_1 I_A - I_{CBO1} \qquad (1.63)$$

$$I_{C2} = \beta_2 I_A + \beta_2 I_G - I_{CBO2} \qquad (1.64)$$

bulunur.

Buradan birinci transistör için;

$$I_A + I_{B1} + I_{C1} = 0 \qquad (1.65)$$

yazılarak I_{C1} çekilir;

$$I_{C1} = -I_A - I_{B1} = -I_A + I_{C2} \qquad (1.66)$$

bulunur. (1.63) ifadesini (-1) ile çarpıp (1.64) ifadesiyle toplanırsa

$$I_{C2} - I_{C1} = (\beta_1 + \beta_2) I_A + \beta_2 I_G + I_{CBO1} + I_{CBO2} \qquad (1.67)$$

bulunur. Burada $I_{CBO1} + I_{CBO2} = I_S$ dersek ve (1.67) ifadesinde (1.66) ifadesi yerine konursa

$$I_{C2} + I_A - I_{C2} = (\beta_1 + \beta_2) I_A + \beta_2 I_G + I_S \qquad (1.68)$$

Buradan da anot akımı ifadesi çekilirse;

$$I_A = \frac{\beta_2 I_G + I_S}{1 - (\beta_1 + \beta_2)} \qquad (1.69)$$

bulunur.

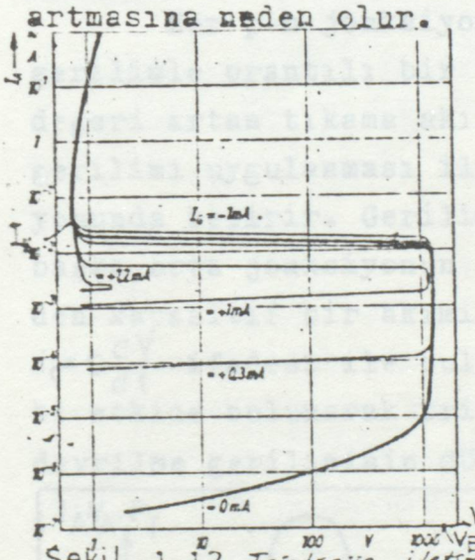
1.1.2.3 Tristörün iletim karektristiği

Tristöre geçirme yönünde gerilim uygulandığında, yük akımı, geyt (kapı) akımı parametre olmak üzere, şekil 1.12'de görüldüğü gibi bir eğri çizer. Anot akımının büyük değerleri için I_G geyt akımının önemi yoktur. Karekteristiğin bu bölgesi, tristörün iletimdeki davranışını gösterdiği için "Geçirme Karekteristiği" dir. Diyodun geçirme yönündeki karekteristiğine benzer. Karekteristiğin I_G akımına bağlı olan küçük anot akımları bölgesi ise "Pozitif kapama karekteristiği"dir. Zira bu bölgede tristörün anodunda pozitif bir gerilim bulunduğu halde, içinden geçen akım ihmal edilebilecek kadar küçüktür. Geçirme ve pozitif kapama karekteristikleri, bir negatif direnç doğrusu ile birbirine bağlıdır. Negatif direnç bölgesinde, anot akımı arttığı halde, anot gerilimi azaldığından dV_A/dt negatiftir. Bu bölgede tristörün durumu

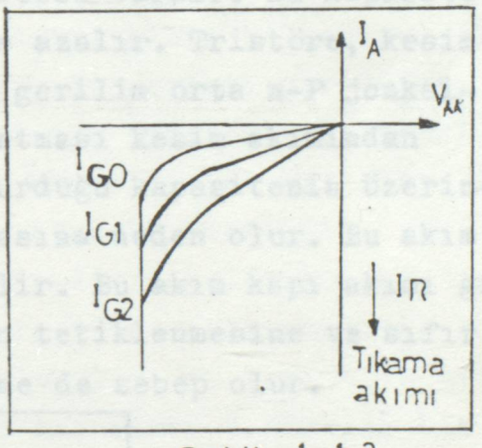
stabil değildir. Anot gerilimi belirli bir değere ulaşınca, tristör aniden pozitif kapama durumundan iletime geçer. Anot gerilimininin bu değerine "Devrilme gerilimi" denir. $I_G=0$ halindeki devrilme gerilimine ise "Sıfır Devrilme gerilimi" adı verilir. Aynı şekilde iletimde bulunan bir tristörden geçen anot akımı karekteristiğin negatif direnç bölgesine kadar düşerse tristör aniden pozitif kapama durumuna geçer. Bu akıma tristörün (Tutma akımı" denir.

1.1.2.4 Tristörün tıkama karekteristiği

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 bölgedeki karekteristiğine "Tıkama karekteristiği" denir. Tristör'den diyotlarda olduğu gibi içdirencinin belirlediği tıkama akımı akar. Bu akım küçük tristörlerde μA, büyüklerde ise mA mertebesindedir. Tıkama durumunda elemana hatalı olarak uygulanan kapı akımı, tıkama akımının artmasına neden olur.



Şekil 1.12 Tristörün iletim karekteristiği



Şekil 1.13

Şekil 1.13 Tıkama akım-gerilim karekteristiği

1.1.2.5 Tristörün iletime geçmesi

Tristörler üç şekilde iletime geçer;

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

($V_{AK} > V_{BO}$). Burada kapı akımı $I_G=0$'dır. Bu gerilime tristörün sıfır devrilme gerilimi denir.

b) Tristöre kapı işareti $I_G > 0$ uygulayarak iletime geçme: ($0 < V_{AK} < V_{BO}$). Kesimde olan bir tristöre uygun genlik ve genişlikte bir kapı darbesi uygulanırsa, eleman konum değiştirerek iletime geçer. Tristörün iletime geçmesi

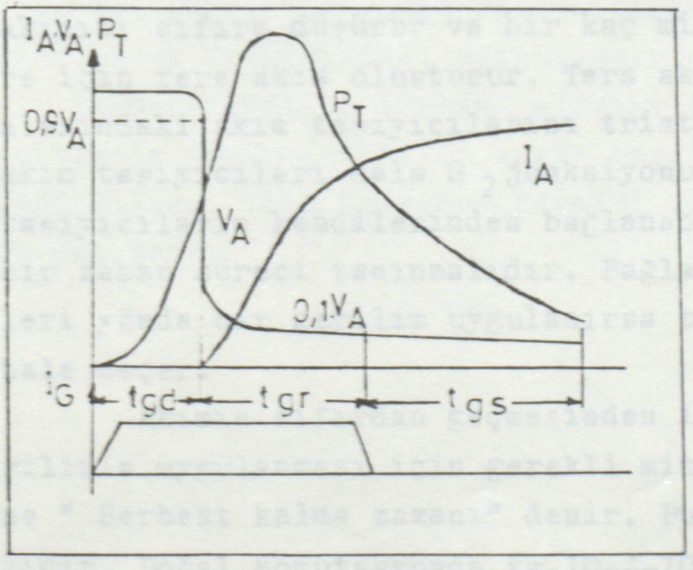
anot-katot geriliminin değeri ile darbenin dikliğine ve genliğine bağlıdır. Tetikleme darbesi uygulandıktan sonra tristör anotGeriliminin başlagıç değerinin %90'ına düşmesi için geçen zamana "tetikleme gecikme süresi (tgd)" olarak tanımlanır. (Şekil 1.14)

Tetikleme gecikme süresinden sonra, tristör anot-katot geriliminin,iletim gerilimineedüşmesi, anot-katot geriliminin büyüklüğüne, kapı darbesinin genliğine, yük akımının yükselme zamanına ve sıcaklığa bağlıdır. Anot-geriliminin % 90'dan % 10'a düşmesi için geçen süreye "iletime geçme geçikme süresi (tgr)" denir. İletime geçme süresi bu iki sürenin toplamı olarak tanımlanır. Uygulamalarda tgd, 0.5 ÷ 15 tgr alınır.

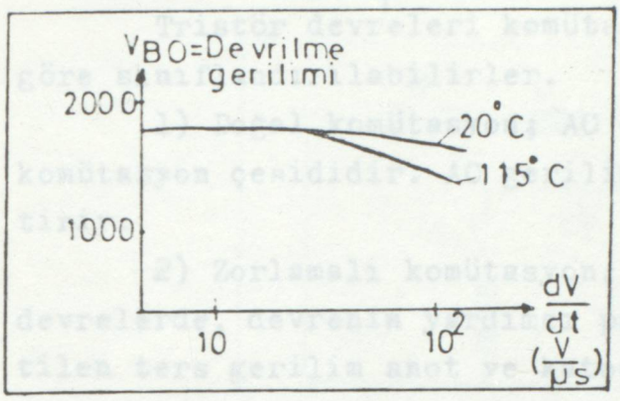
tgr süresinden sonra akımın bütün katot yüzeyine yayılıncaya kadar geçen süreye "yayılma süresi" (tgs) denir. Bu süre katot yüzeyinin şekline bağlıdır. Bazı tristörlerde bu süreyi kısaltmak için G ucu bir kaç noktadan katot ile birleştirilir.

c) Tristörün dV/dt ile iletime geçmesi:

Her p-n jonksiyonunun, bu jonksiyona uygulanan gerilimle orantılı bir kapasitesi vardır. Bu kapasite değeri artan tıkama akımı ile azalır. Tristöre, kesim gerilimi uygulanması ile, bu gerilim orta n-P jonksiyonunda belirir. Gerilimin artması kesim akımından başka orta jonksiyonun oluşturduğu kapasitenin üzerinden kapasitif bir akımın akmasına neden olur. Bu akım $i_C = C\frac{dV}{dt}$ ifadesi ile bulunabilir. Bu akım kapı akımı gibi etkide bulunarak tristörün tetiklenmesine ve sıfır devrilme geriliminin düşmesine de sebep olur.



Şekil 1.14 Tristörün iletime geçme olayı sırasında anot akımı, gerilimi ve kayıp gücün değişimi.



Şekil 1.15 Gerilimin yükselme hızına bağlı olarak sıfır devrilme geriliminin sıcaklıkla değişimi.

1.1.2.6 Tristörün kesime geçmesi:

Tristörün kesime geçmesi, tristörden akan yük akımının kesilerek, elemanın pozitif anot-katot geriliminde yeterli işaret olmadan tekrar iletime geçmemesidir. Genel olarak, tristör içinden geçen akım, karekteristik tutma akımı IH'nın altına düştüğünden kesime geçer. Tutma akımı IH, tristörü iletimde tutan en küçük anot-katot akımıdır. Tutma akımı değeri tristör tipine göre değişmekle birlikte mA'ler mertebesindedir.

1.1.2.7 Tristörde Komütasyon

İletimdeki tristörünkesim konumuna geçirme olayına komütasyon denir. Tristör iletimdeyken, yüksek konsantrasyonda artı ve eksi akım taşıyıcıları bulunduruh. Tristörü kesime sokmanın en kolay yolu mekanik bir düğmeyle akımına müdahale etmektir. O zaman tristörün içindeki yükler tekrar birleşerek iletime hazır duruma gelirler. Bu yüksek çalışma frekanslarında olanaklı değildir. Bunun için daha etkili statik komütasyon yolları geliştirilmiştir. Bu devrelerde tristör akımına ters yönde akım akıtacak bir ters gerilim uygulanarak yapılabilir. Bu ters akım tristör akımını sıfıra düşürür ve bir kaç mikro saniyelik bir süre için ters akım oluşturur. Ters akım S_1 ve S_3 jonksiyonlarındaki akım taşıyıcılarını tristör dışına atar. Fakat akım taşıyıcıları hala S_2 jonksiyonunda bulunduğundan bu taşıyıcıların kendilerinden bağlanabilmeleri için ayrıca bir zaman süreci tanınmalıdır. Bağlanma tamamlanmadan ileri yönde bir gerilim uygulanırsa tristör hemen iletken hale geçer.

Akımın sıfırdan geçmesinden itibaren pozitif gerilimin uygulanması için gerekli minumum bekleme süresine " Serbest kalma zamanı" denir. Bu süre sıcaklığa bağlıdır. Doğal komütasyonda tg,10÷100 µs'dir. Zorlamalı

komütasyonda 7÷20 μs 'dir.

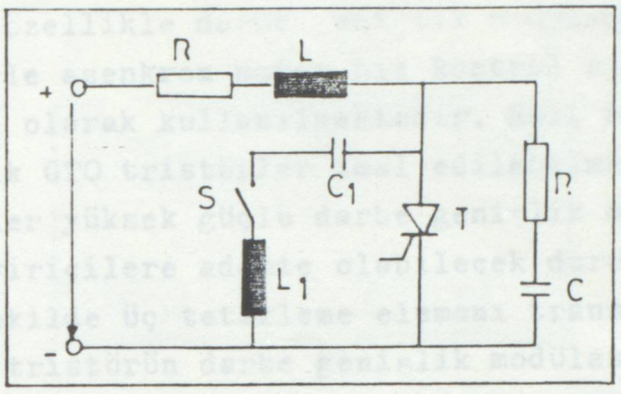
Tristör devreleri komütasyonu sağlama metodlarına göre sınıflandırılabilirler.

1) Doğal komütasyon; AC devrelerinde kullanılan komütasyon çesididir. AC gerilim komütasyonunu gerçekleştirir.

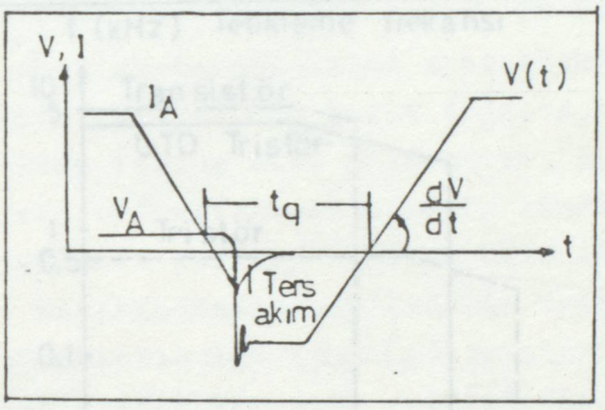
2) Zorlamalı komütasyon; DC kaynaktan beslenen devrelerde, devrenin yardımcı parçalırı tarafından üretilen ters gerilim anot ve katoda uygulanarak iletim akımının düşürülmesidir. Zorlamalı komütasyon için gerekli ters gerilim uygulamanın bir yolu, daha önceden yüklenmiş kondansatörü iletimdeki tristöre bağlamaktır. Şekil 1.16'daki s düğmesi bir transistörü ya da yardımcı tristörü gösterir. Akım ve gerilim değişimleri Şekil 1.17 de gösterilmiştir.

Komütasyon başlatılmadan önce, iletimdeki tristörün anot-katot uçlarındaki gerilimin yaklaşık 1 V'dur. Yüklü kondansatörün tristöre bağlamasından sonra yarı iletkenden akan akımın azalma hızı genel olarak büyüktür. Yük taşıyıcılarılarının azalma hızı, akımın azalma hızını izleyemez. Bu nedenle tristör akımı sıfırdan geçerken tristörde 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 değerinden 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 tristörü tehlikeye düşürebilir. Bu aşırı gerilimlerin sınırlandırılması için tristöre paralel olarak R-C elemanı bağlanır.



Şekil 1.16 Kapasite ile zorlamalı komütasyon



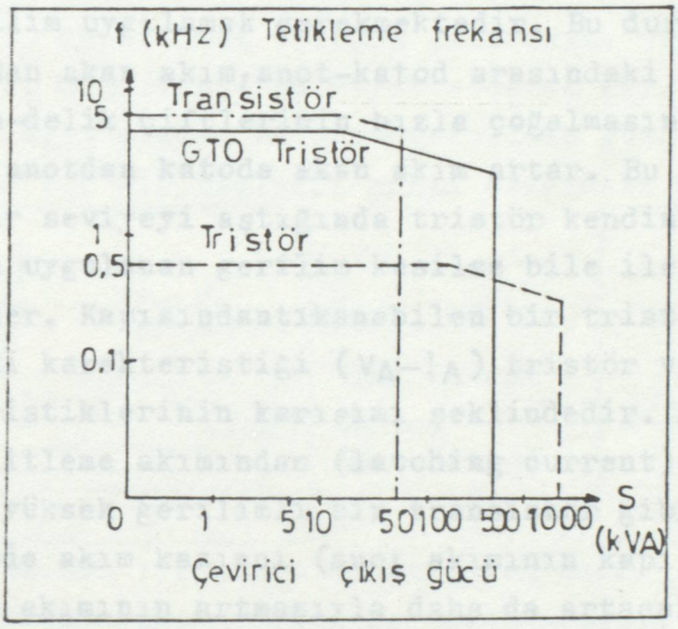
Şekil 1.17 Kesime geçme halinde, akım ve gerilim dalga şekilleri

1.1.3 GTO Tristörler

1.1.3.1 Giriş

Günümüzde özellikle yüksek akım ve gerilim dayanıklılığı gerektiren güç elektroniği devrelerinde kapısından tıkanabilen tristörler (GTO) kullanılması yaygınlaşmaya başlamıştır. Bu tip tristörlerin kapılarından kesime sokulabilmesi dolayısıyla herhangi bir yan komütasyon elemanına gereksinme duyulmaması, kapısından tıkanabilen tristörlere ilginin artmasına neden olmaktadır. Kapısından tıkanabilen tristörler,yapı ve performans bakımından normal tristörlere çok benzemektedir. Tristörlerde bulunan yüksek gerilim ve akıma dayanıklılık, kapısından verilecek bir akımla kolayca iletime sokulabilme gibi özelliklerinin yanı sıra, transistörlerde bulunan içinden geçen akımı kapısından kesebilme ve bilhasa yüksek hız gibi özelliklerinin bulunmasından dolayı kapısından tıkanabilen tristörlere normal tristör ve transistör karışımı gözü ile bakılabilir.

Kapısından tıkanabilen tristörler yüksek hızları nedeni ile özellikle darbe genişlik modülasyonlu frekans çeviricilerle asenkron motor hız kontrol sistemlerinde güç elemanı olarak kullanılmaktadır. Hali hazırda 4500 V-4000 A'lık GTO tristörler imal edilebilmekte olup, bu tristörler yüksek güçlü darbe genişlik modülasyonlu frekans çeviricilere adapte olabilecek durumdadır. Aşağıdaki şekilde üç tetikleme elemanı transistör, tristör ve GTO tristörün darbe genişlik modülasyonlu frekans çeviricilerde kullanım alanı gösterilmektedir. Çevrici çıkış güçü tek bir güç elemanı için paralellenmeden verilmiştir.

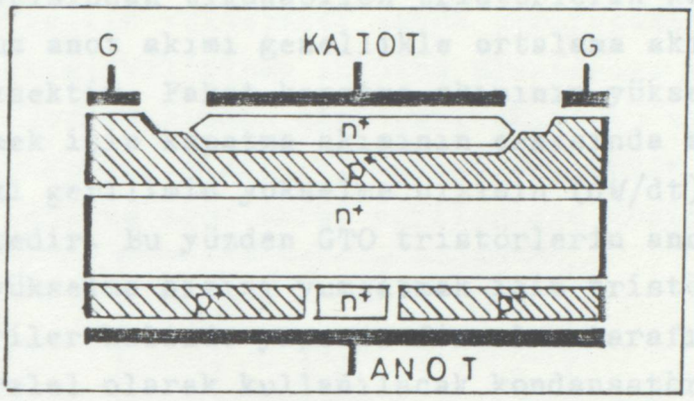


Şekil 1.18 Tristör, transistör ve GTO'nun darbe genişlik modülasyonlu çeviricilerle kullanım alanı.

Görüldüğü gibi kapısından tıkanabilen tristörler, darbe genişlik modülasyonlu frekans çeviricilerde geniş bir alanda kullanılabilmektedir. Ayrıca GTO tristörlerde kapatma akımının ortalama akıma oranı, normal transistörlerden oldukça fazla olduğundan asenkron motorların kalkış akımları kolaylıkla sağlanabilmektedir.

1.1.3.2 GTO Tristörün yapısı ve çalışma ilkesi.

Kapısından tıkanabilen tristörler, yapı itibariyle normal tristörlere oldukça benzerler. Kristal yapısında dört ayrı bölge bulunması özellikle yüksek gerilimlere dayanıklı olmasını sağlamaktadır.



Şekil 1.19 GTO tristörün kristal yapısı.

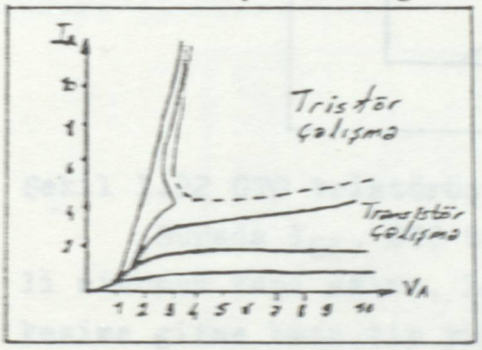
GTO tristörü iletime sokmak için normal tristörlerde olduğu gibi tristörün kapısına katoduna göre pozitif bir gerilim uygulamak gerekmektedir. Bu durumda tristörün kapısından akan akım, anot-katod arasındaki kristal yapıda elektron-delik çiftlerinin hızla çoğalmasına neden olur. Böylece anotdan katoda akan akım artar. Bu akımın değeri belli bir seviyeyi aştığında tristör kendini kilitler ve kapısına uygulanan gerilim kesilse bile iletimde kalmaya devam eder. Kapısındantıkanabilen bir tristörün iletim yönündeki karekteristiği (V_A–I_A) tristör ve transistör karekteristiklerinin karışımı şeklindedir. Eğer anot akımı kilitleme akımından (latching current) az ise GTO tristör yüksek gerilimli bir transistör gibi davranır, Bu durumda akım kazancı (anot akımının kapı akımına oranı) anot akımının artmasıyla daha da artacaktır. Anot akımı kilitleme akımının üstüne çıktığında ise GTO tristör normal tristör gibi davranacaktır. Anot-katot arasındaki gerilim çok düsük bir seviyeye inecek ve kapıya uygulanan gerilim kesilse bile anot akımı kilitleme akımının altına düşmediği sürece iletimde kalacaktır.

Bir GTO tristörün normal tristöre benzemeyen tarafı ise, kapıya uygulanan gerilimin yönünün ters çevrilmesiyle kesime sokulabilmesidir. GTO tristörler, bu karekteristikleri nedeniyle herhangi bir komütasyon elemanına gerek duymaktadırlar. Bu olay kapı katot arasına uygulanan ters yönteki gerilimle, kristal yapı içindeki elektron delik akımının belirli bir kısmının kapıya yöneltilmesiyle olur. Bundan sonra elektron delik akımı çığ gibi azalmakta ve GTO tristörün anot akımı kesilmektedir. GTO tristörün anot akımının kesilme süresi, kapıya uygulanan ters gerilimin değerine bağlıdır. Bu yüzden

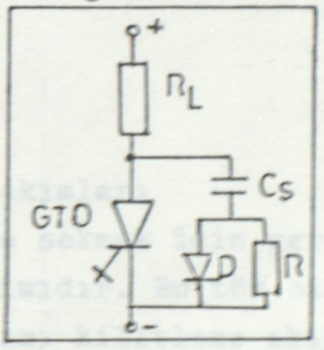
kapıya uygulanan ters gerilim 5 ila 10 V arasında seçilir.

Kapısından tıkanabilen tristörlerin kapatabildikleri maximum anot akımı genellikle ortalama akımlarından oldukça yüksektir. Fakat kapatma akımının yüksek değerlerine ulaşabilmek için kapatma akımının esnasında anot ile katot arasındaki gerilimin yükselme hızının (dV/dt) düşük olması gerekmektedir. Bu yüzden GTO tristörlerin anot-katot geriliminin yükselme hızını yumşatmak için tristöre paralel olarak eğriler halinde yapımcı firmalar tarafından verilmekte ve paralel olarak kullanılacak kondansatör değeri kolaylıkla hesaplanabilmektedir. Kullanılabilecek minumum kondansatör değeri $C_S = \frac{I_{TC}}{dV/dt}$ formülünden hesaplanabilir.

Burada I_{TC} kapatılmak istenen anot akımı değeri, dV/dt ise kullanılan GTO tristörün karekteristik eğrilerinden I_{TC} akımına bağlı olarak bulunan gerilimin yükselme hızı değeridir. Bu tip bir bağlantı şekli aşağıdaki gibidir.



Şekil 1,20 GTO Tristörün iletim karekteristiği



Şekil

Şekil 1.21 GTO tristörün kapatılması esnasında du/dt değerini düşürmek için gerekli bağlantı seması.

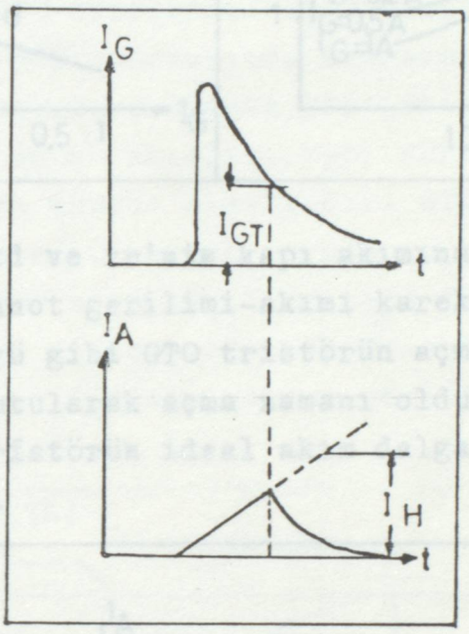
Bu şemada verilen Cs kondansatörüne seri gelen diyot ile direnç, GTO tristör iletime geçtiğinde Cs kondansatöründen dolayı akacak akımı sınırlamak içindir.

GTO tristörlerin tera yöndeki karekteristikleri bir diyot şeklinde olmayıp direncinki gibidir. Bu özelliğinden dolayı GTO tristörün anot-katot uçları arasına uygulanan ters yöndeki gerilim, GTO tristör içinden bir akım akmasına neden olacaktır. Bu durum doğru gerilimle çalışmada önemli olmamakla birlikte, alternatif gerilimle çalışmada tristörün kayıplarının ters paralel veya seri bir diyot ile korunmasını gerektirmektedir.

1.1.3.3 GTO Tristörü İletim Karekteristiği

GTO tristörü iletime sokmak için kapısına katota göre pozitif yönde bir gerilim uygulamak ve anot akımı kilitleme akımının üstüne çıkıncaya kadar bekletmek ge-

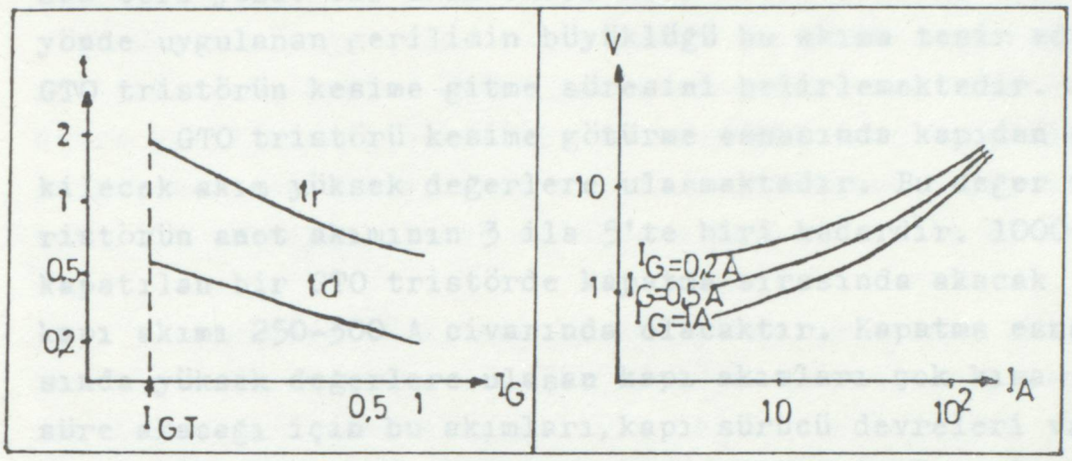
rekmektedir. Eğer GTO tristör endüktif bir yükü besliyorsa anot akımının yükselmesi çabuk olmayacaktır. GTO tristör anot akımı kilitleme akımına ulaşıncaya kadar transistör gibi davrandığından eğer kapı akımı bu sırada kesilirse tristör kendiliğinden tıkanacaktır. Böyle bir durum aşağıdaki kapı ve anot akımı eğrilerinde gösterilmiştir.



Şekil 1.22 GTO tristörün kapı ve anot akımları

Burada I_{GT}, GTO tristörü iletime sokmak için gerekli minumum kapı akımı, I_H kilitleme akımıdır. Bu tür bir kesime gitme bazı tip yüklerde anot akımı kilitleme akımının çok azaüzerindeyken kapı akımını basamak biçiminde düşürmekle de olabilir. Bu yüzden oldukça sık kullanılan bir yöntem, iletim süresi boyunca kapı akımını kesmemektir. Böylece iletim sırasında GTO tristörün üstünde düşen gerilim de bu tip tristörlerin yapısı dolayısıyla azalacağından iletim süresi boyunca oluşacak kayıplar azaltılabilir.

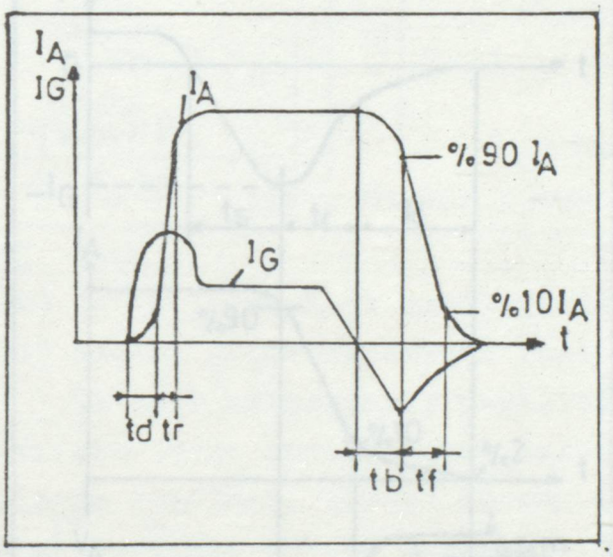
İletim sırasındaki kayıplar,GTO tristörlerde en çok tristörün iletime geçtiği anda oluşmaktadır. Bu yüzden GTO tristörün açma zamanını mümkün olduğu kadar kısaltmak gerekmektedir. Aşağıdaki eğriler açma zamanının iki bileşeninin (gecikme zamanı td ve yükselme zamanı tr) kapı akımına göre değişimini ve anot-katot geriliminin anot akımına göre değişimini göstermektedir.



a b

Şekil 1.23 a) td ve tr'nin kapı akımına göre değişimi
b) Anot gerilimi-akımı karekteristiği

Görüldüğü gibi GTO tristörün açma sırasında kapı akımı yüksek tutularak açma zamanı oldukça kısaltılabilir. Bir GTO tristörün ideal akım dalga şekilleri aşağıdaki gibidir.



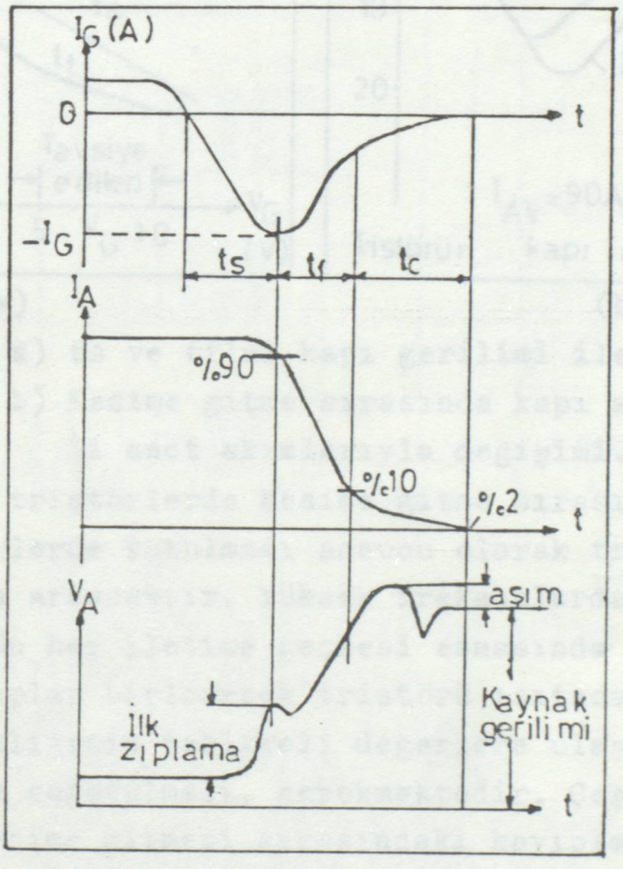
Şekil 1.24 GTO tristörün iletime geçme ve çıkması halinde gyt ve anot akımları.

1.1.3.4 GTO tristörü kesim karekteristiği

İletimdeki bir GTO tristörü kesime götürmek için kapı katot arasına negatif yönde bir gerilim uygulamak gerekmektedir. Bu gerilim kristal yapı içinde elektron delik hareketinin bir kısmının kapıya yönelmesini sağlar. Böylece elektron delik hareketi çığ şeklinde kendi kendini frenliyerek GTO tristörün kesime gitmesini sağlar. Bu süre, GTO tristörün kesime gitme süresidir ve tamamen kapıya uygulanan gerilimin değeri ile değişmektedir. GTO tristörün kesime gitmesi sırasında kapıya uygulanan ters gerilim dolayısıyla tristörün kapısın-

dan ters yönde bir akım akar. Kapı katot arasına ters yönde uygulanan gerilimin büyüklüğü bu akıma tesir ederek GTO tristörün kesime gitme süresini belirlemektedir.

GTO tristörü kesime götürme esnasında kapıdan çekilecek akım yüksek değerlere ulaşmaktadır. Bu değer tristörün anot akımının 3 ila 5'te biri kadardır. 1000 A kapatılan bir GTO tristörde kapatma sırasında akacak kapı akımı 250-300 A civarında olacaktır. Kapatma esnasında yüksek değerlere ulaşan kapı akımları çok kısa süre akacağı için bu akımları, kapı sürücü devreleri vasıtasıyla çekmek mümkün olmaktadır. GTO tristörlerin kesime gitme süreleri, kapıya uygulanan ters gerilimin haricinde kesilecek anot akımının tepe değerine oldukça bağlıdır. Kesime gitme sırasında tristörün kapı akımının ve anot katot geriliminin zamana göre değişimi aşağıdaki şekilde verilmiştir.

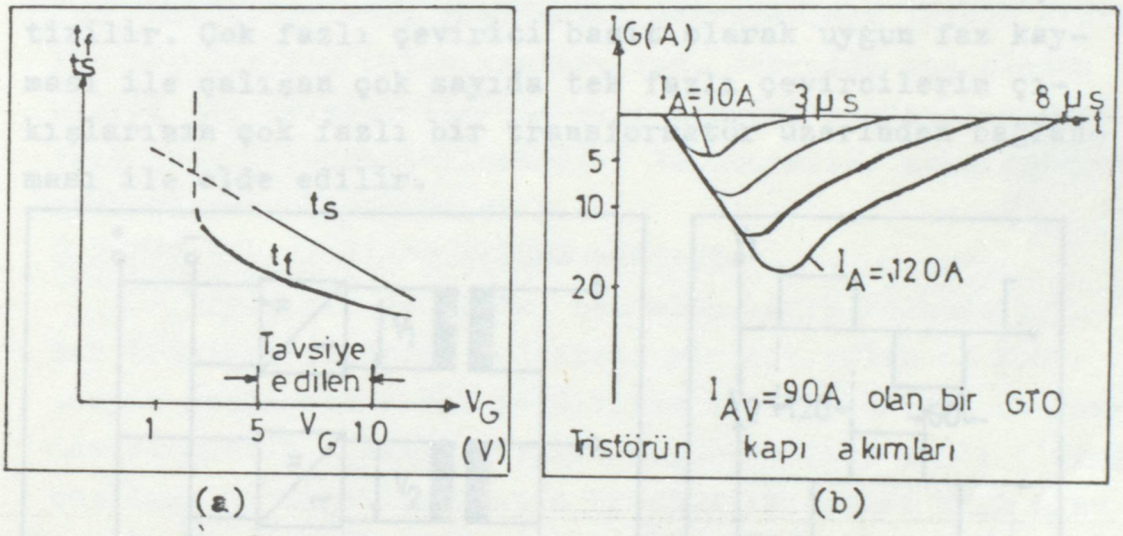


Şekil 1.25 GTO tristörün kesime gitme esnasında anot ve kapı akımları ile anot geriliminin değişimleri.

GTO tristörün kesime gitmesi sırasında anot-katot geriliminde ilk anlarda bir zıplama oluşmaktadır. Bu zıplama devrede bulunan kaçak reaktans nedeni ile olmakta ve du/dt değerini çok yüksek değerlere ulaştırmaktadır. GTO tristör için yüksek du/dt değerleri sakıncalı

olduğundan tristör devresinde oluşacak kaçak reaktansların mümkün olduğu kadar azaltılması gerekmektedir. Ayrıca GTO tristörün kesime gitme esnasında, anot gerilimi ara devre gerilimini aşmaktadır. Bu olay GTO tristörün iletime geçmesi esnasında, anot akımının yükselme hızını azaltmak için devreye eklenen endüktanslar nedeni ile olmaktadır.

Aşağıdaki eğrilerde kesime gitme süresinin iki bileşeninin (ts gecikme süresi, tf düşme süresinin) kapıya uygulanan ters yöndeki gerilimin değeriyle değişimi ve kesme gitme süresindeki kapı akımının çeşitli anot akımlarıyla değişimi görülmektedir.



(a) (b)

Şekil 1.26 a) ts ve tf'ni kapı gerilimi ile değişimi
b) Kesime gitme sırasında kapı akımının çeşitli anot akımlarıyla değişimi.

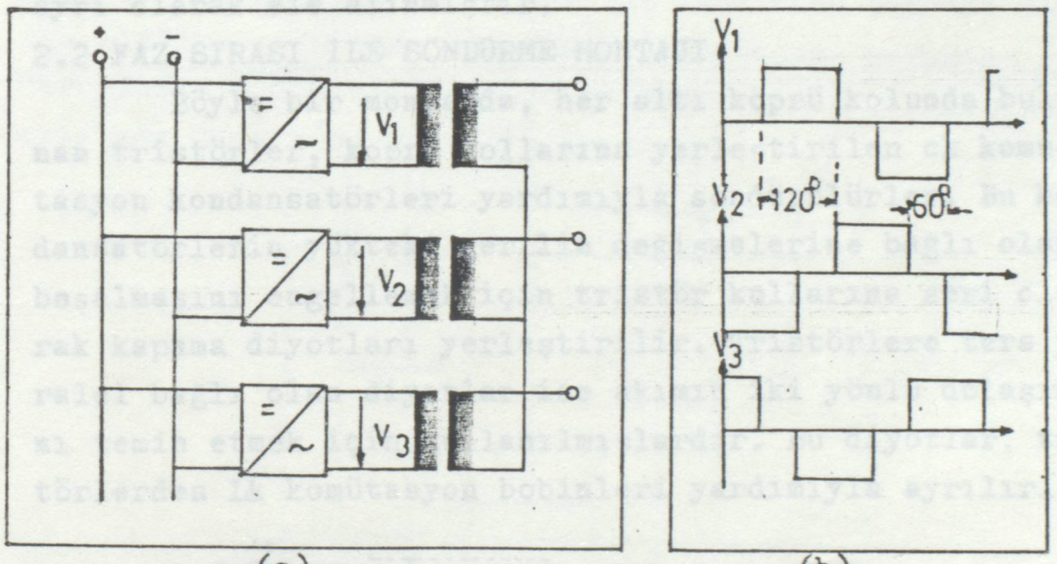
GTO tristörlerde kesime gitme sırasında du/dt'nin düşük değerlerde tutulması sonucu olarak tristör kayıptan oldukça artacaktır. Yüksek frekanslarda çalışıldığında da tristörün her iletime geçmesi esnasında meydana gelen bu tür kayıplar birleşerek tristörü ısıtacaktır. GTO tristörün sıcaklığının tehlikeli değerlere ulaşmaması için iyi bir şekilde soğutulması, gerekmektedir. Çeşitli GTO tristörlerin kesime gitmesi sırasındaki kayıpları du/dt'nin fonksiyonu olarak yapımcı firmalar tarafından verilmektedir.

2.BÖLÜM

2. ÇOK FAZLI DENDİNDEN DENETİMLİ ÇEVİRİCİLER

2.1 GİRİŞ

Doğru akım ile alternatif makinaların beslenmesi gerektiğinde, sürücü olarak gerilimin dalga şeklini değiştirici çeviriciler (ondülörler) kullanılar. Bu çeviriciler tek fazlı da olabilirler. Çok fazlı çeviricilerde faz sırası kendinden denetimlenerek devre basitleştirilir. Çok fazlı çevirici basit olarak uygun faz kayması ile çalışan çok sayıda tek fazlı çevircilerin çıkışlarının çok fazlı bir transformatör üzerinden bağlanması ile elde edilir.



(a) (b)

Şekil 2.1 Üç adet tek fazlı çevirici kullanılarak üç fazlı bir çeviricinin yapılması.

a) Devre şeması

b) Üç faz gerilimleri

Şekil 2.1'de görüldüğü gibi, üç fazlı bir sistem üç adet tek fazlı çeviricinin birbirlerine göre 120° faz farkı ile kumanda edilmesi ile gerçeklestirilir.

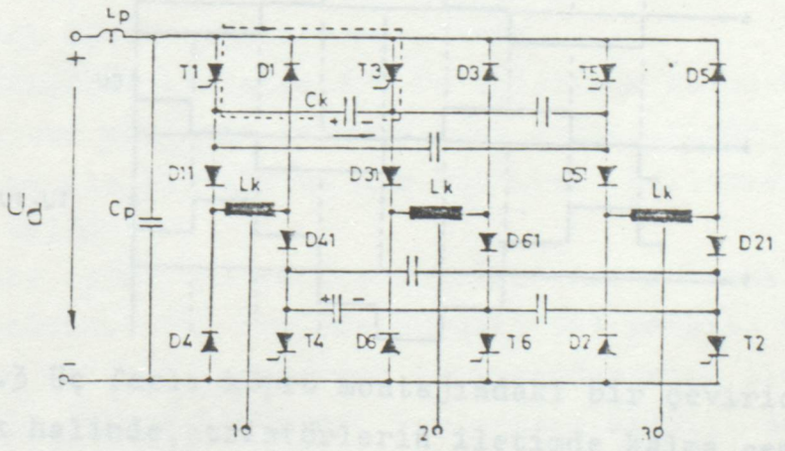
Bu sistemin en büyük dezavantajı, çeviricilerin çıkışına bağlı olan transformatörlerdir. Transformatörlerin verimli olarak çalışabileceği bir frekans sınırının olması, bu sistemin, frekansının genis sınırlar içinde ayarlanması gereken işletmelerde kullanılmasını engel-

ler. Çünkü bu trafolar çok küçük frekanslı gerilimleri aktaramaz. Bir trafonun sekonderinden elde edilen gerilim frekansa ve akıya bağlıdır. Frekans çok küçükse akı büyük olmalı, yani trafonun göbek kesitinin büyük olması gerekir. Bu da hem trafonun boyutlarına, hem de maliyetine etki eder.

Çok fazlı sistemi, böyle bir fazlı çevriciler ile oluşturmak yerine çok fazlı çevirici devreleri kurmak daha avantajlı olur. Bu çeviriciler, çalışma prensibi yönünden tek fazlı kendinden denetimli çeviricilere benzerler. En çok kullanılanları ise üç fazlı köprü montajında olanlarıdır. Kopru montajında gerçekleştirilen çeviriciler, birbirlerinden komütasyon devrelerinin farklı oluşu ile ayrılırlar. Ortak yanları ise, herkolda ana eleman olarak bir tristör ile ona ters paralel bağlı olan bir ters akım diyodunun olmasıdır. Bu montajlar asağıda ayrı ayrı olarak ele alınmıştır.

2.2 FAZ SIRASI İLE SÖNDÜRME MONTAJI:

Böyle bir montajda, her altı köprü kolunda bulunan tristörler, koprü kollarına yerleştirilen ck komutasyon kondansatörleri yardımıyla söndürülürler. Bu kondansatörlerin yükteki gerilim değişmelerine bağlı olarak boşalmasını engellemek için tristör kullarına seri olarak kapama diyotları yerleştirilir. Tristörlere ters paralel bağlı olan diyotlar ise akımın iki yönlü dolaşımını temin etmek için kullanılmışlardır. Bu diyotlar, tristörlerden Lk komütasyon bobinleri yardımıyla ayrılırlar.

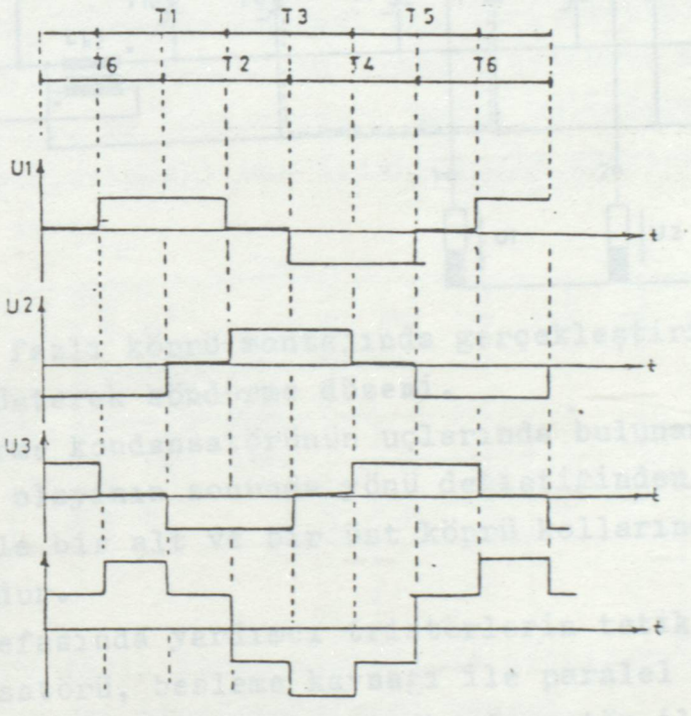


Şekil 2.2 Üç fazlı köprü montajında ve zorlamalı komütasyonlu bir çeviricide faz sırası ile söndürme montajı.

Her tristörün söndürülmesi, bir sonraki faza ait tristörün tetiklenmesi ile gerçekleştirilir. T_1, T_3, T_5 tristörleri üst yarı köprüyü, T_4, T_6 ve T_2 tristörleri ise alt yarı köprüyü oluşturur. Bu köprü kollarında bulunan tristörlerin kumandası, Şekil 2.3'deki zaman sırasına göre yapılır.

Saf omik yüklerde çıkış geriliminin dalga şekilleri kolaylıkla tesbit edilebilir. Çıkış uçlarında bir asenkron motorun olması halinde çıkış geriliminin tesbiti mümkün olmaz. Yükün endüktif bileşeninden dolayı, çıkış gerilimlerinin dalga şekilleri güç faktörüne bağlı olur. Yani iletimde olan bir fazın devreden çıkarılması için bir sonraki fazın tetiklenmesinden sonra, yükün güç faktörüne bağlı olarak akım bir süre daha ilgili ters akım diyodundan geçer.

Asenkron motorun beslenmesinde, kolların iletim de kalma süresi 120° 'dir. Her faz kendinden sonraki fazın iletime sokulması ile söndürüldüğünden, gerilim darbelerinin genişliği ve dolayısıyla çıkış geriliminin ortalama değeri bu montajla ayarlanamaz.



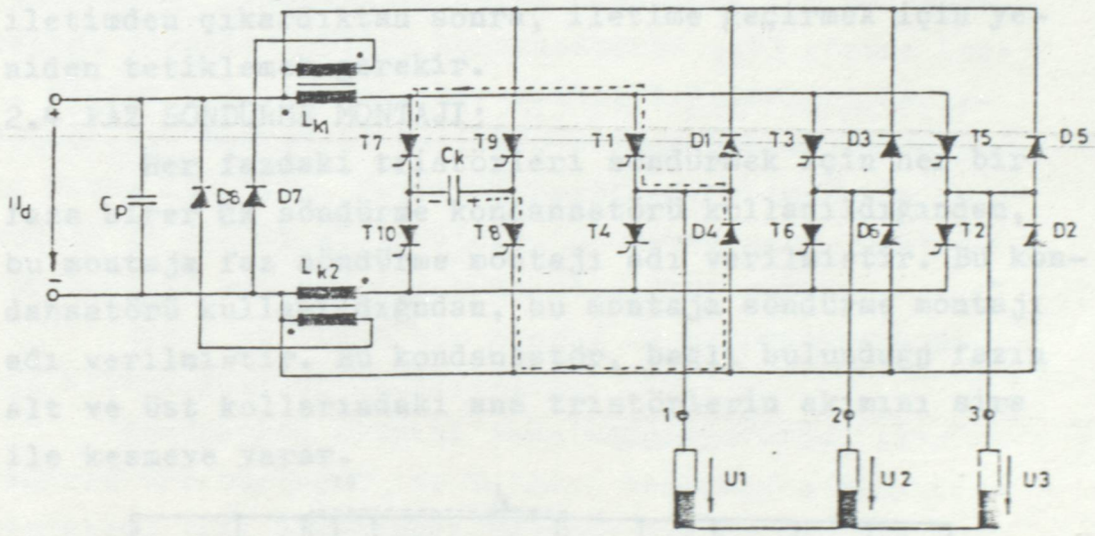
Şekil 2.3 Üç fazlı köprü montajındaki bir çevirici de omik yük halinde, tristörlerin iletimde kalma şemaları ve U_1, U_2, U_3 faz gerilimleri ile U_{12} fazlar arası gerilimlerinin değişimleri.

Şekilden de görüldüğü gibi, faz gerilimleri 120°

genişliğinde pozitif ve negatif bloklardan ibarettir. Fazlar arası gerilim olarak Ud/2 ve Ud gerilim kademelerinden oluşan basamaklı bir değişim elde edilir. Böyle bir montajda gerilimin ayar imkanı olmamasına rağmen tristörlerin tetiklenme sırasının değiştirilmesi ile çıkıştaki faz sırası değiştirilebilinir. Bu çeviricinin bir motoru beslemesi halinde devir yönünün mekanik anahtarlar kullanmadan değiştirilmesi anlamına gelir.

2.3 MÜŞTEREK SÖNDÜRME MONTAJI

Bu montajda çeviricinin köprü kollarının komütasyon için sadece bir ck söndürme kondansatörü kullanılmıştır. Köprünün üst yarısındaki ana tristörleri yani T_1, T_3 ve T_5 söndürmek için T_7 ve T_8 yardımcı tristörlü tetiklenir. Aynı şekilde alt yarı köprüde bulunan T_2, T_4, T_6 ana tristörleri T_9 ve T_{10} yardımcı tristörleri yardımıyla söndürülür.



Şekil 2.4 Üç fazlı köprü montajında gerçekleştirilmiş bir çeviricide müsterek söndürme düzeni.

Söndürme kondansatörünün uçlarında bulunan gerilim, her söndürme olayının sonunda yönü değiştiğinden, söndürmenin sıra ile bir alt ve bir üst köprü kollarında yapılması zorunludur.

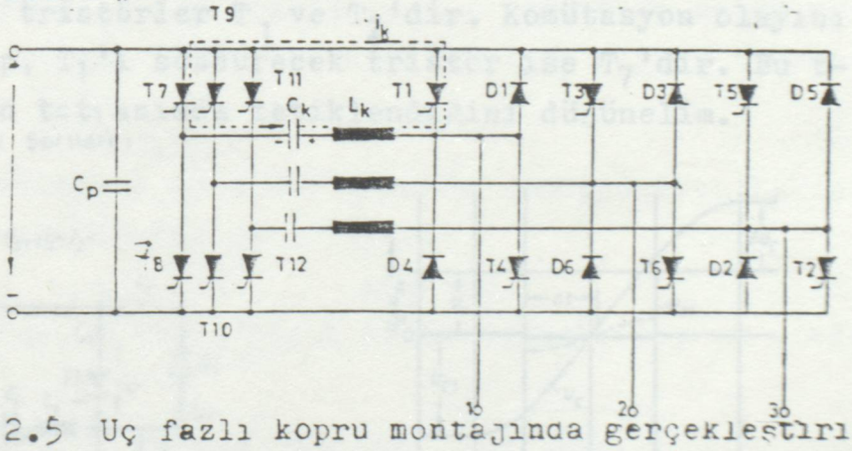
Her defasında yardımcı tristörlerin tetiklenmesiyle ck kondansatörü, besleme kaynağı ile paralel konuma gelir. Bu sakıncayı gidermek için kondansatör ile kaynak arasına Lk_1 ve Lk_2 selfleri yerleştirilmiştir. Bu koruyucu selfler, komütasyon esnasındaki ani akım yükselmelerinden kaynağın etkilenmesini önledikleri gibi, üzerlerinde depo ettikleri mağnetik enerjiyi diyotlar üzerinden kaynağa geri aktarır.

Devrede komütasyon olayı şu şekilde gerçekleşir. Herhangi bir anda T_1 tristörü yük akımını geçiriyor olsun. Bu tristör iletimde iken Ck söndürme kondansatörü şekildeki gibi şarjlıdır. T_7 ve T_8 yardımcı tristörleri tetiklenmek suretiyle komütasyon olayı başlatılır. Dolayısıyla devreden şekildeki gibi bir I_k komütasyon akımı akar ve bu akım T_1 'den geçmekte olan yük akımını azaltır. T_1 tristörü dik/dt'ye bağlı olarak söndükten sonra, Ck polaritesi değişene kadar. kaynak üzerinden deşarja devam eder. Söndürme kondansatörünün polaritesi değiştiğinde T_7 ve T_8 tristörleri kendiliğinden iletimden çıkar ve bu kez alttaki tristörleri söndürmek için T_9 ve T_{10} tristörleri yeniden iletime geçmeye hazır hale gelir.

Bu montajda söndürme ve iletime alma olayları, birbirinden bağımsız olarak gerçekleşir. Tristörleri iletimden çıkardıktan sonra, iletime geçirmek için yeniden tetiklemek gerekir.

2.4 FAZ SÖNDÜRME MONTAJI:

Her fazdaki tristörleri söndürmek için her bir faza birer Ck söndürme kondansatörü kullanıldığından, bu montaja faz söndürme montajı adı verilmiştir. Bu kondansatörü kullanıldığından, bu montaja söndürme montajı adı verilmiştir. Bu kondansatör, bağlı bulunduğu fazın alt ve üst kollarındaki ana tristörlerin akımını sıra ile kesmeye yarar.



Şekil 2.5 Üç fazlı kopru montajında gerçekleştirilmiş bir çeviricide faz söndürme düzeni seması.

Devrede T_1 ..... T_6 ana tristörleri; T_7 .....T_{12} ise yardımcı tristörleri gösterir. Şekil 2.5'te T_1 tristörünün söndürülmesi esnasındaki komütasyon akımının yolu kesik çizgilerle gösterilmiştir. T_1 tristörü direkt olarak T_7 tristörün ateşlenmesi ile söndürülür. Bu tris-

törün sönmesinden sonra komütasyon akımı, D_1 ve Ck-Lk seri rezonans devresi üzerinden akmaya devam eder. Rezonans devresinden akan bu akım tamamen sıfır olunca, D_4 diyodu iletime geçerek yük akımını üzerine alır ve böylece komütasyon tamamlanmış olur.

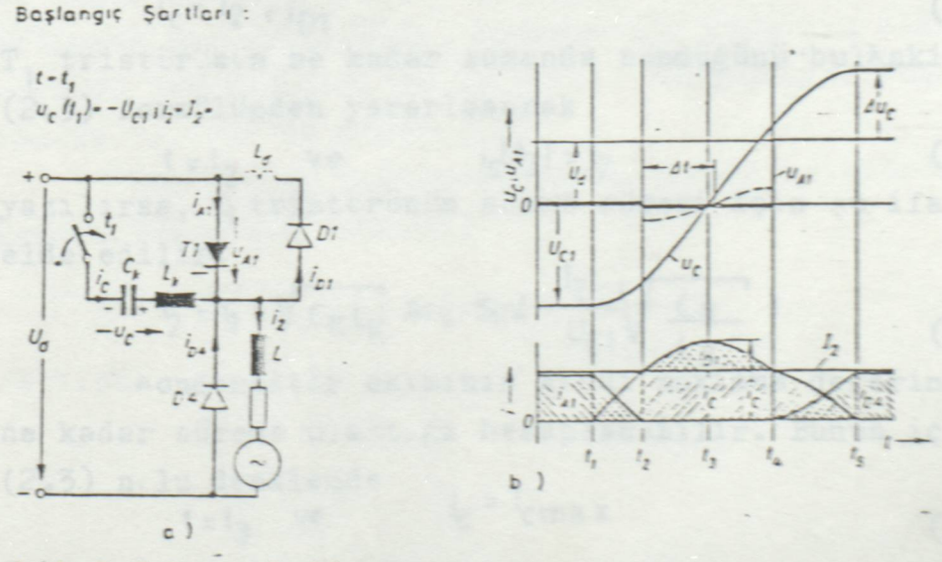
Devredeki Lk selfi, komütasyon başlar başlamaz, Ck kondansatörünün D_1 diyodu üzerinden boşalmasını önlemek ve komütasyon akımını sınırlamak için kullanılmıştır.

Devredeki Lk selfi, komütasyon başlar başlamaz, Ck kondansatörünün D_1 diyodu üzerinden boşalmasını önlemek ve komütasyon akımını sınırlamak için kullanılmıştır.

Devren n en büyük dezavantajı ise, T_1'in üst üste iki defa tetiklenmesi ve söndürülmesi mümkün değildir. Bu, çeviricinin darbe kumandasi ile çalışamayacağı manasına gelir. Kondansatörün şarj yönüne bağlı olarak bir üst kol, bir altkol tristörleri tetiklenebilir. Devredeki seri komütasyon bobini sebebiyle maruz kalırlar. Devrenin boyutlandırılmasında bu hususa da dikkat edilmelidir. Bu devre seri komütasyon bobinli montaj olarak da adlandırılabilir.

Şimdi de böyle bir montaj da komütasyonun nasıl hesaplandığını inceliyelim.

Komütasyon olayını incelediğimiz anda, akım geçiren tristörler T_1 ve T_2'dir. Komütasyon olayını başlatıp, T_1'i söndürecek tristör ise T_7'dir. Bu tristörün $t=t_1$ anında tetiklendiğini düşünelim.



Şekil 2.6 Faz söndürme montajında söndürme olayının incelenmesi

a) Basitleştirilmiş komütasyon devresi.

b) Komütasyon anındaki gerilim ve akımların değişimleri.

Komütasyon başladığı andaki şartlar:

$$U_C(t_1) = -U_{C1} \quad \text{ve} \quad i_2 = I_2 = \text{sbt} \tag{2.1}$$

şeklindedir. Şekil 2.6 a'daki basitleştirilmiş komütasyon devresinde T_7 tetiklendiği anda:

$$\frac{1}{C_K}\int i_c\,dt + L_K\frac{di_c}{dt} = 0 \tag{2.2}$$

denklemi yazılabilir. Yukarıdaki başlangıç şartaları ile bu denklem çözülürse, kondansatör akımı için;

$$i_c(t) = U_{C1}\sqrt{\frac{C_K}{L_K}}\,\text{Sin}\,W_0(t - t_1) \tag{2.3}$$

bağıntısı elde idilir. Burada;

$$W_0 = \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}} \tag{2.4}$$

dır. Bu kondansatör akımının

$$i_c(t) = I_{cmax}\,\text{Sin}W_0(t - t_1) \tag{2.5}$$

şeklinde olduğu düşünülürse, kondansatör akımının maximum değeri

$$I_{cmax} = U_{C1}\sqrt{\frac{C_K}{L_K}} \tag{2.6}$$

ifadesiyle kolayca hesaplanabilir. Kondansatör akımının bu değişimi ya T_1 tristörünün ya da D_1 diyodunun iletimde olması halinde geçerli olur. Şekil 2.6-b'den de görülceği gibi, $t = t_2$ anında kondansatör akımı, yük akımının değerine erişir ve T_1 tristörünün akımı böylece kesilmiş olur. Bu anda akımı D_1 diyodu üzerine alır.

$$i_c = I_2 + i_{D1} \tag{2.7}$$

T_1 tristörünün ne kadar zamanda söndüğünü bulmakiçin (2.3) formülünden yararlanarak

$$t = t_2 \quad \text{ve} \quad i_c(t_2) = I_2 \tag{2.8}$$

yazılırsa, T_1 tristörünün sönme süresi için şu ifade elde edilir.

$$t_2 - t_1 = \sqrt{C_K L_K}\;\text{Arc Sin}\left(\frac{I_2}{U_{C1}}\sqrt{\frac{C_K}{L_K}}\right) \tag{2.9}$$

Kondansatör akımının kendi maximum değerine ne kadar sürede ulaştığı hesaplanabilir. Bunun için (2.3) nolu denklemde

$$t = t_3 \quad \text{ve} \quad i_c = I_{cmax} \tag{2.10}$$

değerlerini yazmak yeterli olur. Böylece;

(2.11)

sonucu bulunur.

Şekil 2.6-b'de görüldüğü gibi, iletimden çıkan T tristörü negatif gerilim bakımından büyük bir zorlanmaya maruz kalmaz. Çünkü bu tristör iletimden çıktıktan sonra D diyodu iletime geçer ve bu diyodun iletim anında uçlarında 1 ila 2 volt bulunur. D_1 'in T_1'e ters paralel bağlı olmasından dolayı bu gerilim aynı şekilde tristör uçlarında da görülür. $t=t_3$ anında kondansatör akımının maximuma erişmesiyle, kondansatör gerilimi de yön değiştirir. T_1 tristörünün uçlarındaki 1 ila 2 V arasındaki negatif kapama gerilimi ise, D_1 diyodunun bağlı olduğu kolun Ld kaçak endüktansına bağlı olarak değişir. Ancak T_1 tristörünün Δt koruma zamanının hesabi için, bu tristöre ait negatif kapama ve (2.11) nolu formüllerden yararlanmak suretiyle koruma zamanı için;

$$\Delta t=(t_3-t_1)-(t_2-t_1)=t_3-t_2=\sqrt{L_K C_K}\,\mathrm{ArcCos}\left(\frac{I_2}{U_0}\sqrt{\frac{L_K}{C_K}}\right) \quad (2.12)$$

ifadesi elde edilir. Bu ifade, iletimden çıkan tristörün anot geriliminin negatif kalma süresini gösterir. Bu son ifade, komütasyon devresinde yer alan Ck kondansatörün ve Lk selfinin hesaplanmasında kullanılırl Ancak bu elemanların boyutlandırılmasına geçmeden önce, bir ß aşınım faktörünün tanımlanması gerekir.

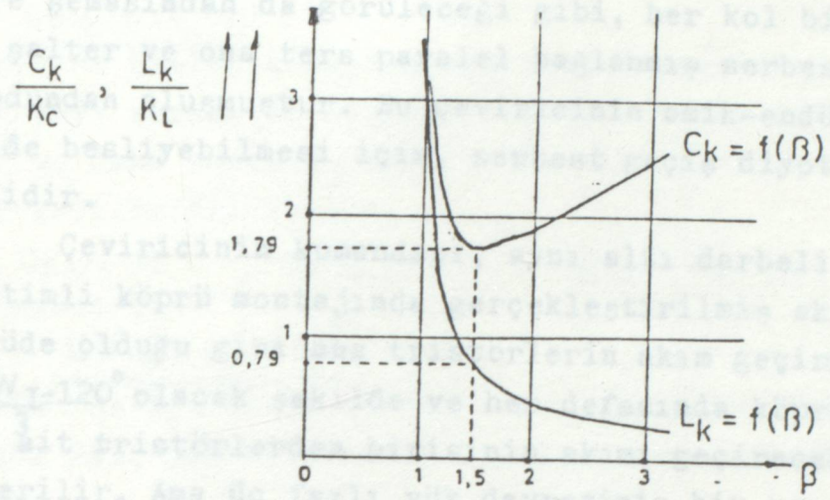
$$\beta=\frac{I_{cmax}}{I_{2max}}=\frac{U_{C1}}{I_{2max}}\sqrt{\frac{C_K}{L_K}} \quad (2.13)$$

Bu değer ayrıca rezonans anında, yani kondansatörün salınıma başladığı anda, kondansatör akımının alabileceği en büyük değeri de belirler. Dolayısıyla buna rezonans faktörü de denebilir.

Bu aşınım faktörüne bağlı olarak tristörlerin koruma zamanının ifadesi;

$$\Delta t=\sqrt{L_K C_K}\,\mathrm{Arc\,Cos}\left(\frac{I_2}{\beta\, I_{2max}}\right) \quad (2.14)$$

şeklinde yazılabilir.



Şekil 2.7 Ck söndürme kondansatörünün ve ona seri Lk bobininin ß'ya bağlı olarak değişimleri.

Bu değişimler aşağıdaki ifadelere uygun olarak gerçeklesir.

$$\frac{C_K}{K_C} = \frac{ß}{\text{Arc Cos}\,\frac{1}{ß}} \quad , \quad K_C = \frac{\Delta t_{min} \cdot I_{2max}}{U_{C1}} \qquad (2.15)$$

$$\frac{L_K}{K_l} = \frac{1}{ß\ \text{Arc Cos}\,\frac{1}{ß}} \quad , \quad K_l = \frac{\Delta t_{min}\ U_{C1}}{I_{2max}} \qquad (2.16)$$

En elverişli değer için Ck ve Lk değerleri hesaplanabilir. Tristörün söndürülmesi için mutlaka

$$I_{Cmax} > I_{2max} \qquad (2.17)$$

olmak zorundadır. Dolayısıyla ß<1 ve ß=1 olamaz. En ideal değeri, kondansatör eğrisinin minumumdan geçtiği noktadır. Bu değer, Ck ifadesinin ß'ya göre türevi alınıp sıfıra eşitlendikten sonra

$$ß = 1,53352 \qquad ß \cong 1,5$$

olarak bulunur. ß'nın bu değeri için;

$$ß = 1,5 \qquad C_K = 1,79\ K_C$$
$$ß = 1,5 \qquad L_K = 0,79\ K_l \qquad (2.18)$$

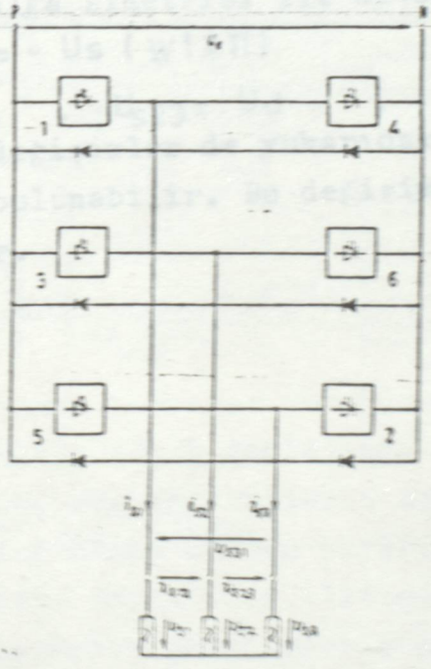
değerleri elde edilir. Bu formüllerdeki K_C ve Kl, belli bir işletme durumu için sabittirler. İşletme durumu değiştikçe bu sabitler de değişir.

2.5 MÜNFERİT SÖNDÜRME MONTAJI I:

Böyle bir çeviricide kollarda yer alan tristör salterler birbirlerinden bağımsız olarak iletime geçe-

bilir veya iletimden çıkabilir. Bunu grafik olarak gerçekleştirmek için montajda DC şalterler kullanılmıştır. Devre şemasından da görüleceği gibi, her kol bir tristör şalter ve ona ters paralel bağlanmış serbest geçiş diyodundan oluşmuştur. Bu çeviricinin omik-endüktif yüklerde besliyebilmesi için, serbest geçiş diyotları gereklidir.

Çeviricinin kumandası, aynı altı darbeli şebeke denetimli köprü montajında gerçekleştirilmiş akım dönüştürcüde olduğu gibi ana tristörlerin akım geçirme açısının $\frac{W_I}{3}=120^\circ$ olacak şekilde ve her defasında köprü kollarına ait tristörlerden birisinin akımı geçirecek şekilde verilir. Ama üç fazlı yük devresinin bir ucu sırasıyla gerilimsiz kaldığından, yük uçlarındaki bu gerilimin değişimi, yükün cinsine bağlı kalır. Şayet ana tristörlerin akım geçirme açısı $\frac{W_I}{2}=180^\circ$'ye uzatılırsa bu sakınca giderilebilir.



Şekil 2.8 Üç fazlı zorlamalı komütasyonlu, köprü montajında gerçekleştirilmiş mümferit söndürmeli bir çeviricinin prensip şeması.

Yük devresi uçlarındaki fazlararası gerilimler, aşağıdaki gösterilen duruma uygun olarak meydana gelir.

$0 \leqslant W t \leqslant 60^\circ$

$W t = 0$ 'de yani başlangıçta, T_1, T_5 ve T_6 tristörleri iletimdedir ve çıkış uçlarında;

$U_{s12} = U_d$, $U_{s23} = -U_d$, $U_{s31} = 0$

şeklinde fazlar arası gerilimler görülür.

$60^\circ \leqslant Wt \leqslant 120^\circ$

$Wt = 60^\circ$'de beslenme kaynağının kısa devresinden bir emniyet payı bırakarak kaçınmak için, önce T_5 kolu söndürülür ve daha sonra T_2 tristörü tetiklenir. Bu andaki çıkış gerilimleri ise;

$U_{s12} = U_d$, $U_{s23} = 0$ $U_{s31} = -U_d$

Şeklindedir.

$120^\circ \leqslant Wt \leqslant 180^\circ$

$Wt = 120^\circ$'de T_6 söndürüldükten sonra, T_3 tristörünün ateşlenmesi ile, yük uçlarındaki gerilimler aşağıdaki şekilde olur.

$U_{s12} = 0$, $U_{s23} = U_d$, $U_{s31} = -U_d$

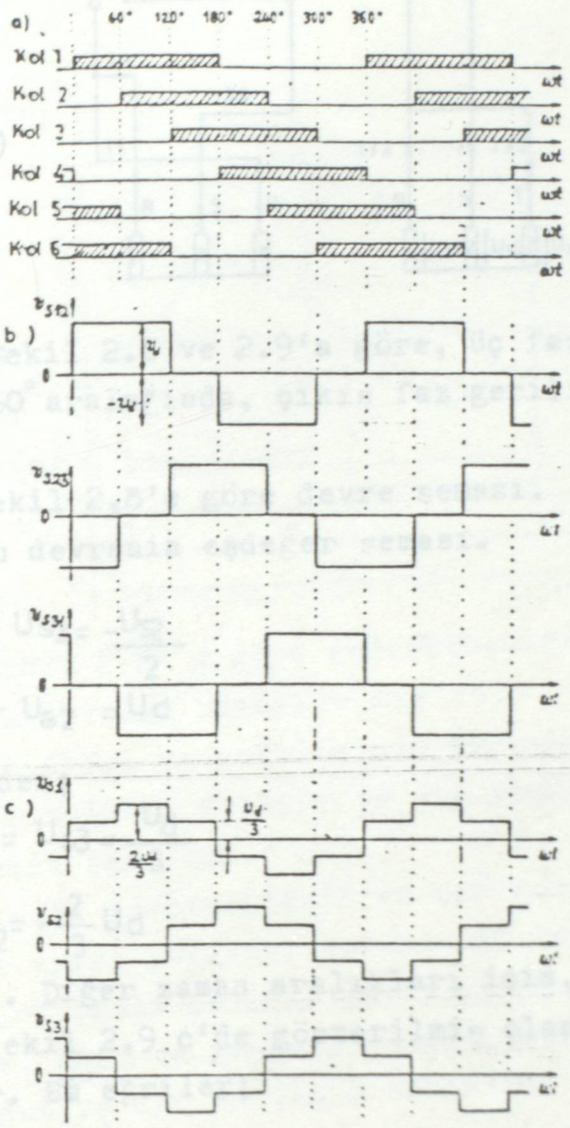
$180^\circ \leqslant Wt \leqslant 240^\circ$

İlk yarım periyodun sonunda $Wt = 180^\circ$'de T_1 tristörü söndürülür ve T_4 tristörü ateşlenir. Böylece gerilimler yarı dalga simetrisi ile devam eder.

$U_s(Wt) = -U_s(Wt \mp \Pi)$

$U_{s12} = -U_d$, $U_{s23} = U_d$, $U_{s31} = 0$

Diğer değişimler de yukarıdaki bağıntılardan yararlanılarak bulunabilir. Bu değişimler Şekil 2.9'da gösterilmiştir.



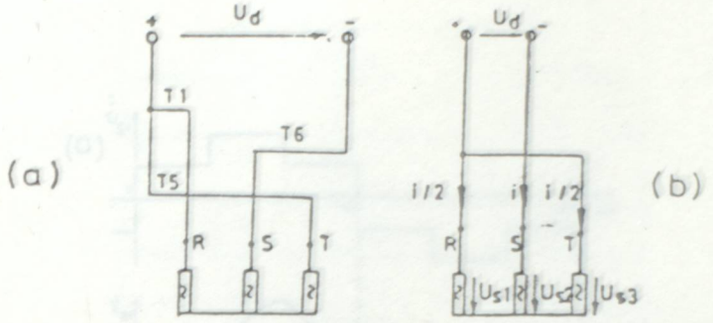
Şekil 2.9 Üç fazlı köprü montajında gerçekleştirilmiş bir çeviricinin, ana tristörlerin akım geçirme açısının 180 olması durumundaki sistem büyüklüklerinin değişimi.

a) Tristör kollarının iletimde kalma şeması.

b) Fazlararası gerilimlerin değişimi.

c) Faz gerilimlerinin değişimi.

Yük uçlarındaki faz gerilimleri zaman aralığında şekil 2.10'da gösterilen devre kısmı ile elde edilir. Bu hesaplar yapılmadan önce yükün dengeli ve simetrik olduğu varsayılır.



Şekil 2.10 Şekil 2.8 ve 2.9'a göre, üç fazlı bir eviricide, $0 \leqslant wt \leqslant 60^\circ$ aralağında, çıkış faz gerilimlerinin teşkili

a) Şekil 2.8'e göre devre şeması.

b) Bu devrenin eşdeğer şeması.

$$U_{S1} = U_{S3} = \frac{-U_{S2}}{2} \qquad (2.19)$$

$$U_{S1} - U_{S2} = U_d \qquad (2.20)$$

Bu ifadelerden;

$$U_{S1} = U_{S3} = \frac{U_d}{3} \qquad (2.21)$$

$$U_{S2} = -\frac{2}{3} U_d \qquad (2.22)$$

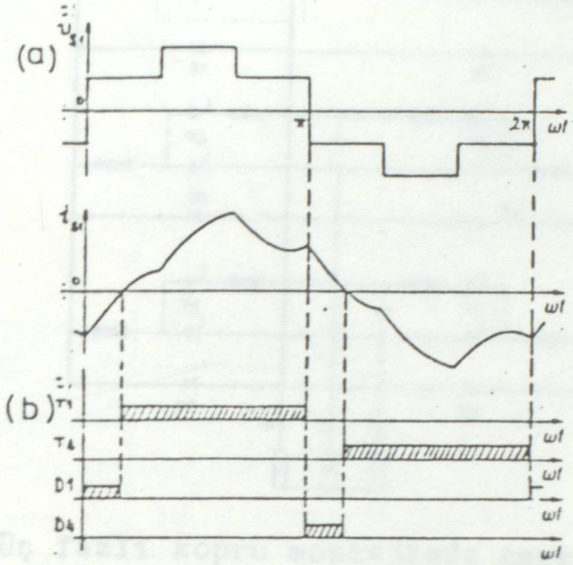
elde edilir. Diğer zaman aralıkları için, ilgili eşitliklerden şekil 2.9 c'de gösterilmiş olan değişimler elde edilir. Bu eğriler;

$$U_{S12} = U_{S1} - U_{S2} \quad , \quad U_{S31} = U_{S3} - U_{S1}$$

$$U_{S23} = U_{S2} - U_{S3}$$

eşitliklerinede uygun olur.

Faz akımları, elde edilmiş bulunan gerilimlerle birlikte kesintili olarak hesaplanabilir. Şekil 2.11 omik-endüktif bir yük için akım değişimini ve aynı şekilde 2.8'e göre gerçekleştirilmiş olan devrenin bir koluna ait yarı iletken anahtarların iletimde kalma şemasını şematik olarak göstermektedir. Bu şema, geri faz kaymasına sahip olan akımda, bir kolun akım geçirmeye başlaması için, sıfır geçiş noktasından sonra ana tristörün iletime geçinceye kadar, o kola ait ters akım diyodunun iletken olduğunu göstermektedir.

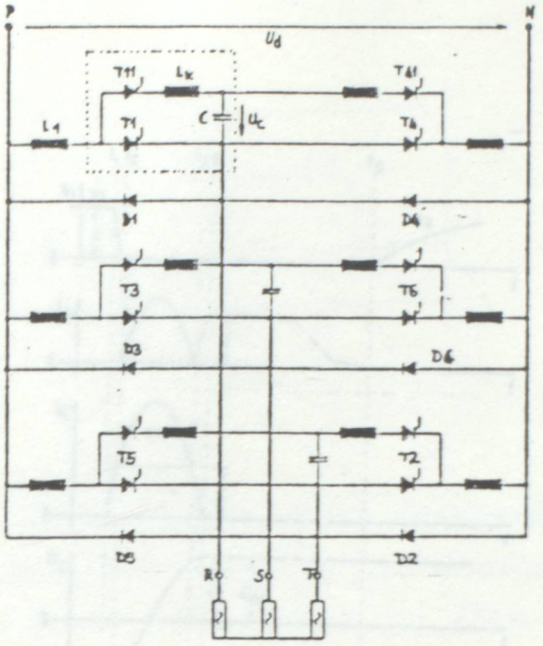


Şekil 2.11 Şekil 2.8' e göre gerçekleştirilmiş çeviricinin bir kolundaki faz büyüklükleri

a) Faz akımı ve geriliminin değişimi.

b) Bir koldaki tristör ve diyotların iletimde kalma şemaları.

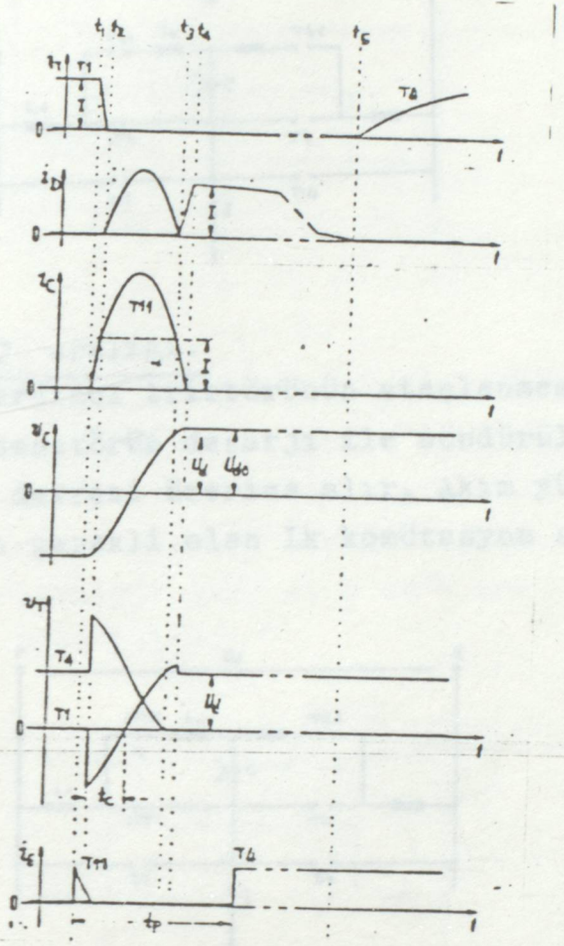
Çok fazlı çeviricilerin en çok kullanım alanları devir sayısı ayarı yapılmak istenen AC motorların sürücüleridir. Çok fazlı çeviricilerin çıkış büyüklükleri olan gerilim, akım ve frekans geniş sınırlar içinde ayarlandığından ve her kullanım sahasında farklı inceleme noktaları olduğundan çok sayıda özel çözüm yöntemi geliştirilmiştir. Bu çözümler, söndürme yöntemleri, gerekli tristör özellikleri, çok sayıdaki tristörlere yapılan harcamalar ve kumanda sistemleri bakımından birbirlerinden farklı olurlar. Yukarıda tanımlanan duruma üç fazlı, kumanda edilebilen çevirici örneği olarak Şekil 2.12, T_1'den T_6'ya kadar ana tristörleri içeren münferit söndürmeli bir köprü montajını göstermektedir. Her kol, örneğin 1 kolu; T_{1h} yardımcı tristörünü, Lk komütasyon bobinini ve ayrıca her iki kolda yer alan ana tristörler için müşterek kullanılan Ck söndürme kondansatörünü içeren bir söndürme düzenini bulundurmaktadır.



Şekil 2.12 Üç fazlı köprü montajında gerçeklestirilmiş münferit söndürmeli bir çeviricinin devre şeması.

Aşağıda ayrıntılı hesaba girmeksizin anlatılan komütasyon olayı şekil 2.13'de gösterilmiştir. Ana tristörlerin akım geçirme açısının 180° olduğu kumanda da, bir kol çiftini oluşturan ve yük devresinin bir fazına birlikte bağlı olan iki ana tristörün birbirlerini söndürdüğü, şekil 2.8'den anlaşılır. Burada akımın 1 nolu koldan 4 nolu kola geçişi, yani T_1'in söndürülmesi ve onu takip eden T_4 tristörünün $\omega t = 180°$ de ateslenmesi dikkate alınır. Zamanın T_1'in söndürülmesinden az önce basladığı kabul edilmiştir. Şimdi de $t=t_1$ anında başlayıp, $t=t_4$ anında D_4 diyodunun iletime geçmesiyle sona eren ve akım ile gerilim dalga şekilleri şekil 2.13'de verilmiş olan komütasyon olayını, adım adım ilgili eşdeğer devreleriyle birlikte inceliyelim. Bu arada yük akımının komütasyon olayı sonuna kadar değişmeyip sabit kaldığı kabul edilir.

$i_R = I =$ sabit $\qquad t_1 \leqslant t \leqslant t_4$ için



Şekil 2.13 Şekil 2.12'ye göre gerçekleştirilmiş üç fazlı bir çeviricinin komütasyon olayı sırasındaki gerilim ve akım değişimleri.

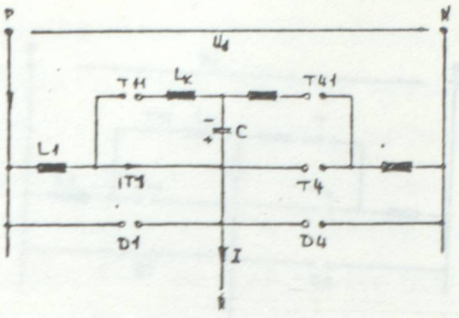
$0 \leqslant t \leqslant t_1$ aralığı:

I çıkış akımını T_1 tristörü geçirmektedir. Yük devresinin R fazında, tristör ve hattaki gerilim düşümleri ihmal edilirse besleme kaynağının pozitif ucu bulunur. Kondansatör, şekilde gösterilen polaritesiyle şarjlıdır. Burada meydana gelen stasyoner durumda, kondansatörün başlangıç anındaki şarj gerilimi;

$$U_C(0) = -U_{C0}$$

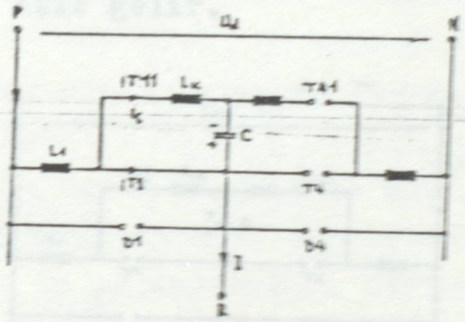
kaynak geriliminden biraz büyüktür. Bu gerilim artışı, aşağıdaki eşitliğe göre devrenin sönümüne bağlıdır.

$$\frac{\hat{U}_C}{U_d} = 1 + \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (2.23)$$



$t_1 \leqslant t \leqslant t_2$ aralığı.

$t=t_1$ anında T_{11} yardımcı tristörünün ateşlenmesinden sonra T_1 tristörü kondansatörün deşarjı ile söndürülür ve yük akımını söndürme devresi üzerine alır. Akım yükselme hızı, devrede kullanımı gerekli olan Lk komütasyon selfi ile sınırlanır.

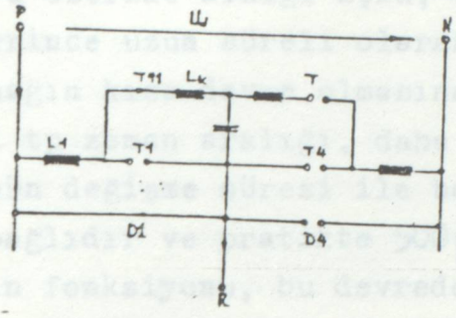


$t_2 \leqslant t \leqslant t_3$ aralığı.

T_1 söndükten sonra, akımın geçtiği endüktanslardaki depo edilen enerji ile kondansatör yeniden şarj yönünü değiştirir. Kondansatör gerilimi bu anda D_1 ters akım diyodunu geçirme yönünde kutuplandığından, yük akımı bu eleman üzerinden akar. Yük akımının bir başka kısmı da söndürme devresi üzerinden akar. Söndürülmüş olan T_1 tristörünün uçlarındaki gerilim, komütasyon saplanmasıyla $t_c > t_q$ süresi için negatif kalmak zorundadır. Burada t_c; tristörün anot geriliminin negatif kalma süresi, t_q ise Tristörün serbest kalma süresidir. $t=t_3$ anında şarj yönünün değişiminin sonunda;

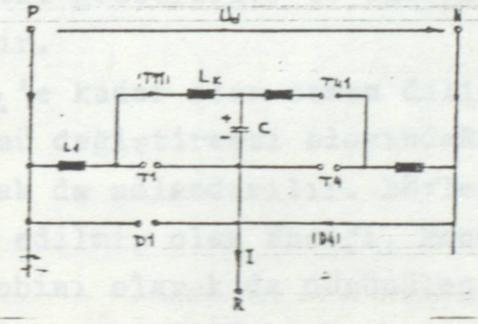
$$U_C = U_d \qquad i_{D1} = 0$$

olur.ve D_1 ters akım diyodu iletimden çıkar.



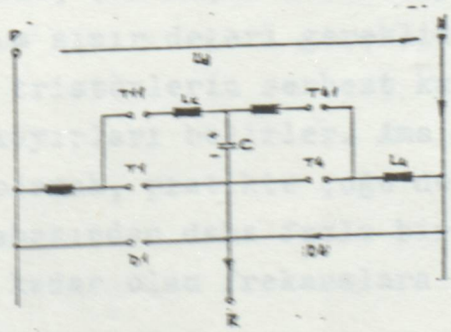
$t_3 \leqslant t \leqslant t_4$ aralığı;

Kondansatör gerilimi yükselmeye devam etttiğinden, komşu kola ait olan D_4 diyodu iletken olur ve yük akımını aynı oranda üzerine alır. Dolayısıyla komütasyon devresine ait $i_C = i_{T_{11}}$ akımı azalır. C kondansatörü $t=t_4$ anında tekrar Uco gerilimiyle şarj olur ve 4 nolu kol için söndürmeye hazır hale gelir.



$t_4 \leqslant t \leqslant t_5$ aralığı;

Yük devresinin endüktansı nedeniyle akmaya devam eden yük akımının tamamını t_4 anından itibaren D_4 diyodu geçirir. Ancak yük uçlarındaki gerilimin o an negatif olmasından dolayı kaynağın negatif ucundan, R fazına doğru akmakta olan yük akımı azalır.



$t = t_5$ anına kadar akan akım, tamamen yük devresine bağlıdır. Bu akımı tam t_5 anında sıfır noktasından geçer-geçmez T_4 tristörü üzerine aldığı için, tetikleme darbesi bu tristöre yeterince uzun süreli olarak verilir. T_1 ve T_4 üzerinden kaynağın kısa devre olmasına karşı bir emniyet için gerekli tp zaman aralığı, daha ziyade kondansatörün şarj yönünün değişme süresi ile belirlenir. Bu süre yük akımını bağlıdır ve pratikte 500 µs civarındadır.

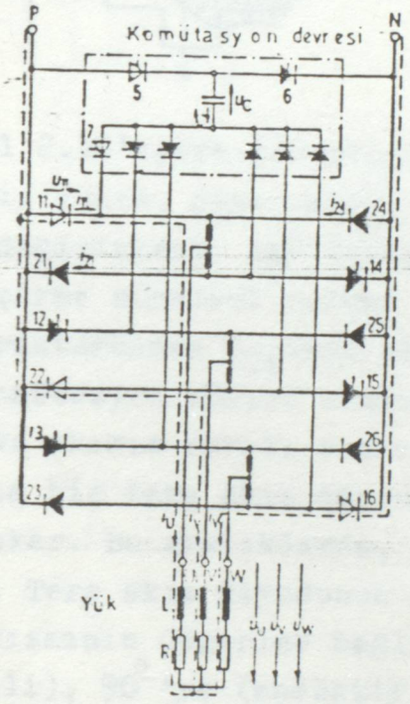
Diyotların fonksiyonu, bu devrede yükün cinsine bağlıdır. Diyotların akım geçirme açısı 60 'den küçük olduğu müddetçe serbest geçiş diyodu olarak etkiler. Bu durum genellikle omik yüklerde meydana gelir. Serbest geçiş kolu, aynı köprü kolunda yer alan iletimdeki tristörün üzerinden olur. Endüktif kısmı çok büyük olan yüklerde, diyotların akım geçirme açısı 60°'yi aşarsa, kısa bir müddet için köprünün her iki tarafında bulunan diyotlar aynı anda iletimde olur. Bu anda diyotlar ters akım diyodu olarak etki gösterirler ve enerji, besleme kaynağına geri verilir.

t_3'den t_4'e kadar olan zaman diliminde kondansatörün şarj yönünü değiştirmesi olayındaki dolan kısma, ilave şarj olarak da adlandırılır. Böylece Lk ve L bobinlerinde depo edilmiş olan enerji, kondansatöre aktarılır. Şarj bobini olarak da düşünülen L_1 selfi, daha önce yük akımını geçirdiğinden, bu bobinde depo edilen enerji yük akımına bağlıdır. ve devrenin söndürme kabiliyetini geniş bir yüklenme sahası içinde emniyet altına alır.

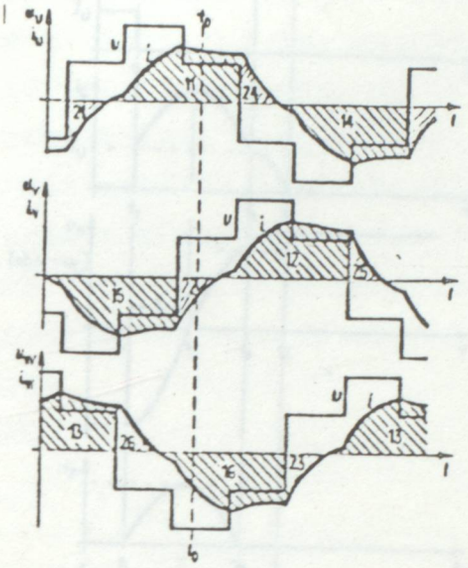
Bu tip bir devrenin frekans sahası, transformatör gerektirmediği için, belli bir altı sınırla sınırlanmamıştır. Fakat sarsıntısız çalışma şartı ile motorların beslenmesinde, çok küçük devir sayılarında, 10. Hz'lik bin minumum sınır değeri gereklidir. Frekansın üst sınırını ise tristörlerin serbest kalma zamanları ve yarı iletken kayıpları belirler. Ama genelde, maximum sınır şartı olarak, pratikte çoğu defa yeterli olan $1 \div 20$ ayar sahasından daha fazla bir değere ulaşır. yaklaşık 1 kHz'e kadar olan frekanslara ulaşılabilir.

2.6 MÜNFERİT SÖNDÜRME MONTAJI :[1]

Bir başka çevirici montajı, Şekil 2.14'de gösterilmiştir. Bu montajda 6 adet ana tristörün yanında, 6 adet te ters akım diyodu kullanılmıştır. Bu diyotlar, geri işletme durumunda, enerjinin kaynağa geri verilmesi için gereklidir. Buradaki komütasyon devresi, söndürme kondansatörünün yanında 8 adet söndürme tristörünü ve 6 adet rezonans bobini içerir. Alternatif akım çeviricinin üç adet çıkış ucunun hepsi de, bütün akım yönleri için, iki giriş ucunun herbiri ile bir yarı iletken anahtar üzerinden irtibatlandırılmıştır.



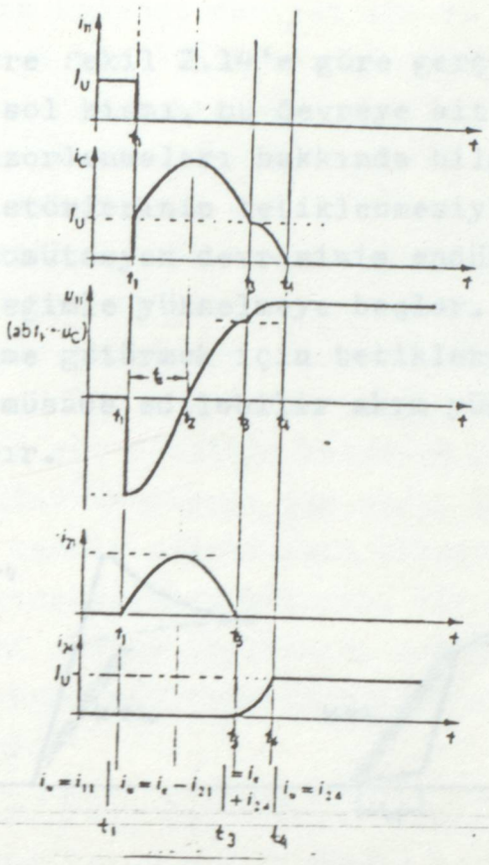
Şekil 2.14 Köprü montajında gerçeklestirilmiş üç fazlı bir çeviricinin devre şeması.



Şekil 2.15 Şekil 2.14'egöre gerçekleştirilmiş çeviricinin omik,endüktif bir yükte, çıkışındaki faz gerilimlerinin ve akımlarının değişimleri. Ana tristörlerin ve ters akım diyotlarının geçirme süreleri tarama ile gösterilmiştir. Akımın T_{11} ana tristöründen D_{24} ters akım diyoduna geçişi, Şekil 2.16'da komütasyon süresi uzatılarak gösterilmiştir.

Gerilim ve akımın farklı işaretlere sahip olduğu aralıklarda, akım bir ters akım diyodu (serbest geçiş diyodu üzerinden akar. Bu aralıklarda, çevirici kaynağa reaktif güç verir. Ters akım diyodunun akım geçirme süresi, yükün endüktif kısmının değerine bağlıdır. Bu süre sıfırdan (omik yük hali), 90^{o} 'ye (endüktif yük) haline ulaşır. ve eğer enerji AC taraftan DC tarafa (yükten kaynağa) doğru veriliyorsa, bu değer 180^{o} 'ye kadar ulaşır. $t=t_0$ anındaki akım yolları Şekil 2.14'de kaydedilmiştir.

Çeviricinin çıkış akımının sıfırdan geçmesi ile birlikte, ters akım diyodundaki akım söner ve ona ters paralel bağlı olan tristörde tekrar meydana gelir. Tristörün komitasyon devresi tarafından daha önce söndürülmesi, çıkış akımının tristörden, onu takip eden ters akım diyoduna geçişini gösterir. Şekil 2.16 ise, U fazına lu çıkış akımının, T_{11} ana tristöründen D_{24} ters akım diyoduna geçişinin nasıl gerçekleştiğini ayrıntılarıyla gösterilmektedir.



Şekil 2.16 U fazına ait Iu akımının T_{11} ana tristöründen, D_{24} ters akım diyoduna geçişindeki ayrıntılar. t_1'den t_4'e kadar olan sürede Iu=Iu sabit.

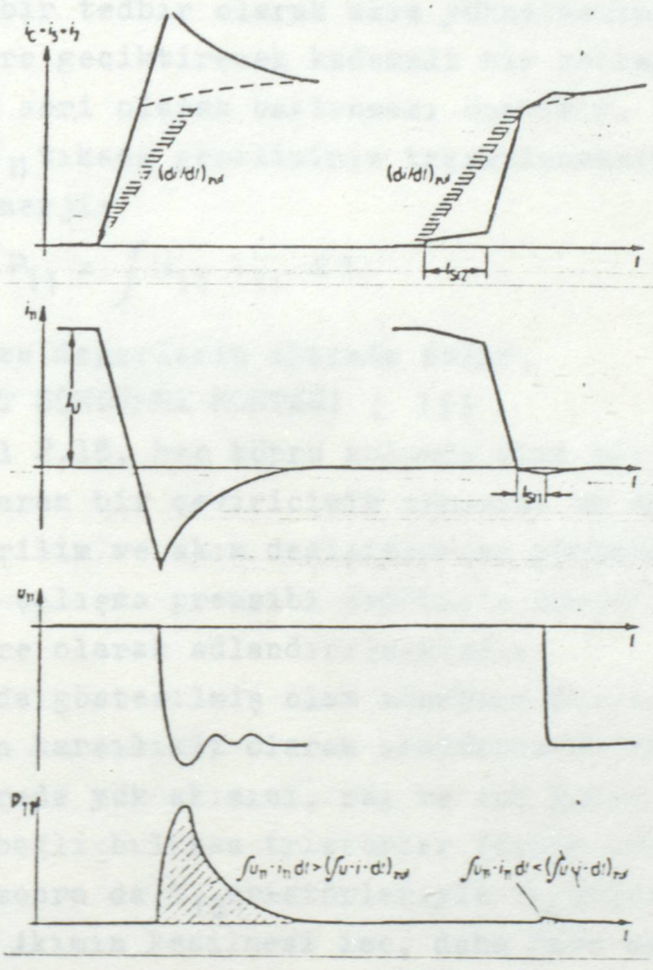
$t=t_1$ anında T_5 ve T_7 yardımcı tristörlerinin aynı anda ateşlenmeleri ile C kondansatörü T_{11} ana tristörünü söndürür. Burada kısa zaman diliminde, sabit olarak varsayılan yük akımı Iu=Iu; T_{11} tristöründen, T_5 , kondansatör ve T_7'den oluşan akım yoluna aktarılır. t_1 den t_3'e kadar olan zaman aralığında kondansatörün yükü; T_7, komütasyon bobini, D_{21} ve T_5 yolu üzerinden dolaşarak deşarj olur. Bununla beraber kondansatör gerilimi, t_1 'den t_2'ye kadar olan t_s serbest kalma zamanı içinde, negatif tıkama gerilimi olarak (URRM) sönmüş olan T_{11} tristörü uçlarında mevcuttur. Takriben sabit olarak akan yük akımı, bu anda;

$$Iu = ic - i_{21} \qquad (2.24)$$

farkına eşittir. Bu rezonans olayından sonra ($t=t_3$), D_{21} diyodu tekrar kesime girer. Kondansatör, t_4 anına kadar, çeviricinin girişindeki DC gerilimden dolayı yük üzerinden şarja devam eder. Ancak burada kondansatör akımı, yük akımından daha küçük olur. Yükün endüktif bileşeni, yük akımının azalan kısmı D_{23} diyodu üzerinden sağlanır. Yük üzerinden yapılan bu ilave şarjdan sonra ($t=t_4$ anı),

yük akımı tam olarak D_{24} ters akım diyoduna aktarılmış olur.

Eğer devre şekil 2.14'e göre gerçekleştirilirse, şekil 2.17'nin sol kısmı, bu devreye ait tristörlerin dinamik olarak zorlanmaları hakkında bilgi verir. T_5 ve T_7 yardımcı tristörlerinin tetiklenmesiyle birlikte devre akımı, sadece komütasyon devresinin endüktansı tarafından belirlenen bir eğimle yükselmeye başlar. Bunun yanında T_{11} tristörünü kesime götürmek için tetiklenen bu T_5 ve T_7 tristörlerinin müsade edilebilir akım yükselmesi çoğunlukla aşılacaktır.



Şekil 2.17 T_5 ve T_7 yardımcı tristörlerinin ve T_{11} ana tristörünün dinamik zorlanmaları (şekil 2.16' daki t_1 anı) solda bobinsiz, sağda ise komütasyon devresindeki kademe bobinli değişimleri.

Ama yardımcı tristörlerdeki akım yükselmesini tst_2 kademe süresi civarında azaltacak yeterince hesaplanmış bir büyüklükteki bobin, söndürme kondansatörüne seri halde ilave edilirse, bu zorlanmalar müsade edilen sınırlar içinde kalır. 2.17'nin sağ tarafındaki şekle göre, tst_2

kademe süresinin hesabı, emniyet altına alınan ve kolayca hesaplanabilen bir yaklaşımı göstermektedir.

T_{11} tristördeki akım yükselmesi (şekil 2.17'de solda) aynı şekilde komütasyon devresinin doğal selfi ile izah edilir. Bu hızlı akım artışı tristörde büyük bir ters akım meydana getirir. Yük taşıyıcılarının yükselmeye başlaması ile birlikte tristörde U_{11} tıkama gerilimi tehlikeli bir değere ulaşır. Bunun yanında tristörde ters akım ve gerilim bir müddet aynı anda meydana gelir. ve bunlar yüksek bir kayıp güç oluştuğu anlamına gelir. Dolayısıyla tristör bozulma tehlikesi ile karşı karşıya kalır. Buna karşı bir tedbir olarak akım yükselmesini yeterince uzun bir süre geciktirecek kademeli bir bobini T_{11} ana tristörüyle seri olarak bağlanması önerilir. Bu takdirde tristörde U_{11} tıkama geriliminin tekrarlanmasıyla oluşacak kayıp enerji;

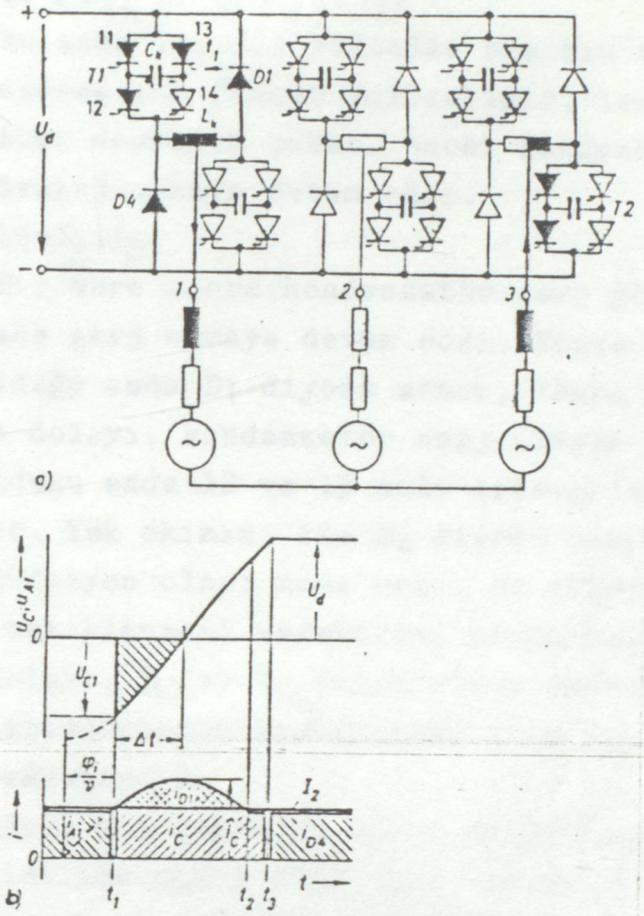
$$P_{11} = \int U_{11}\, i_{11}\, dt \qquad (2.25)$$

müsade edilen değerlerin altında kalır.

2.7 MÜNFERİT SÖNDÜRME MONTAJI : [1]

Şekil 2.18, her köprü kolunda ayrı bir söndürme düzenini içeren bir çeviricinin şemasını ve komütasyon anındaki gerilim ve akım değişimlerini göstermektedir. Bu devrede, çalışma prensibi sebebiyle münferit söndürmeli devre olarak adlandırılmaktadır.

Burada gösterilmiş olan söndürme devresinde, ana tristörlerin karşılıklı olarak söndürülmesi söz konusudur. Bu devrede yük akımını, sağ ve sol kolda birbirine seri halde bağlı bulunan tristörler (örnek olarak T_{11} ve T_{12} ve daha sonra da T_{13} tristörleriyle T_{14} tristörleri) geçirirler. Akımın kesilmesi ise, daha önce akımı geçirmeyen tristörlerden sadece birinin ateşlenmesi ile gerçekleşir. Böylelikle kondansatör, paralelindeki akım geçiren tristör üzerinden boşalır ve bu tristörün akımını keser. Şekil 2.18'de akımı, T_{13}'ün tetiklenmesiyle kesilen T_{11} tristörünün söndürme devresi kesik çizgilerle gösterilmiştir. Bu devre tristör kollarının kendilerine ters paralel bağlı olan ters akım diyotlarına bağlantısı, bir orta uçlu komütasyon bobini ile gerçekleştirilmiştir.



Şekil 2.18 Üç fazlı köprü montajında gerçekleştirilen münferit söndürmeli bir çeviricinin;

a) Devre şeması.

b) Komütasyon anındaki akım ve gerilimleri.

Söndürme anında, söndürme kondansatörünün gerilimi geçici olarak DC kaynak gerilimile seri hale geldiğinden, ters akım diyotları kısa süreli olarak, kaynak geriliminin iki katı ile tıkama yönünde kutuplanılra. Örnek olarak; T_{13} tristörünün ateşlenmesiyle T_{11}'in söndürülmesi olayında, ilk anda D_4 ters akım diyodunun uçlarında;

$$Ud \cdot Uc \cong 2.Ud \qquad (2.26)$$

gerilimi vardır. Ters akım diyotları böylece, DC kaynak geriliminin iki katına dayanıklı olacak şekilde seçilir. Bu devrede komütasyon olayı söyle gerçeklesir.

Belli bir çalışma anında T_{11}, T_{12} tristörlerinin iletimde olduklarını varsayalım. Bu anda kondansatör, şekilde gösterildiği gibi şarjlıdır. $t=t_1$ anında T_{11}'i söndürecek olan T_{13} tristörü tetiklenir tetiklenmez Kon-

dansatörün uçlarındaki gerilim bu tristöre kapama yönünde uygulanır.

$$Uc = U_{T11} \quad , \quad Ic = I_2 + i_{T11} \qquad (2.27)$$

Bu anda i_{T11}'in yükselme hızının tehlikeli değerlere ulaşmamasına dikkat edilmelidir. $Ic = I_2$ oyruğu anda T_{11} tristörü devreden çıkar. Ancak kondansatör yük üzerinden deşarj olmaya devam eder.

$$Ic = I_2 + i_{D1} \qquad (2.28)$$

Bir süre sonra kondansatör şarj yönü değişir ve ters yönde şarj olmaya devam eder. Kondansatör gerilimi Uc=Ud olduğu anda D_1 diyodu söner. Yükün endüktif bileseninden dolayı, kondansatör şarj olmaya devam eder ve Uc>Ud olduğu anda 12 ve 13 nolu tristörler kendiliğinden söner. Yük akımını ise D_4 diyodu üzerine alır. Böylece komütasyon olayı sona erer. Bu tristör şalterin yeniden tetiklenmesi gerekirse, kondansatörün şarj yönünden dolayı, T_{13} ve T_{14} tristörleri devreye alınmalıdır. Bu tristörlerin komütasyonu için T_{11}'in tetiklenmesi gerekmektedir.

Böyle bir montajda köprü kollarının iletime geçiş ve iletimde çıkış noktaları serbestçe tayin edilebilir. Böylelikle frekansın değiştirilme imkanının dışında, çeviricinin çıkış geriliminin kumanda imkanı da doğar. Böyle bir montaja enine bobinli montaj da denir.

3. BÖLÜM

3. FREKANS ÇEVİRİCİLER

3.1 GİRİŞ

Frekans çeviriciler AC veya DC gerilimi kullanarak istenen frekansta AC gerilim üreten devrelerdir. Çıkış frekansları kullanım sahasına göre değişir. Örneğin kısa devre rotorlu asenkron motorların hız kontrolunda kullanılan frekans çeviricilerin çıkış frekansları sıfır ile nominal şebeke frekansının iki veya üç katı arasında değiştirebilirler. Frekans çeviriciler, frekans konventisörü, siklokonvertisör, frekans çevirici veya frekans dönüştürücü isimlerini alabilirler.

Tristörlü frekans çevirici, elektronik olarak şebeke frekansını doğrultmadan çevirerek, endüstride değişik tipte ve güçte alternatif akım makinalarının hız ve konum kontrolları için geniş uygulama alanları bulmaktadır.

Büyük güçlerde statik frekans değiştirme, 1920 ile 1930 yılları arasında başlamıştır. O zaman yapılan frekans çeviricileri, ızgara kontrollu civa buharlı doğrultucuların kullanıldığı bilinen devrelerdi. Bu sistemler, ilk önce 50 Hz şebeke frekansını, 16-- Hz'e çeviren düzenler olarak Alman Devlet Demiryollarında kullanılmaya başlandı. Sonraları, dizel elektrik lokomotiflerinin ekonomik yanları, birçok sakıncaları olan civa buharlı bu düzenlerin gelişmesine uzun süre engel oldu.

Frekans çeviricilerin gelişmesi, 1957 yılından sonra tristörlerin civa buharlı doğrultucuların yerini almasıyla tekrar başlamıştır. Teknolojik gelişmeye paralel olarak, frekans çeviricinin analizinde de bu tarihten itibaren geniş çalışmalar olmaktadır.

Faz kontrollu frekans çeviricinin analizi, basitleştirilmiş ideal modeller üzerinde bile oldukça zordır. Giriş geriliminden hareketle, bazı özel çalışma koşullarında çıkış geriliminin dalga şekli kabaca çizilebilse bile, yük akımı, tristör ve faz akımları için bunlar söylenemez. Faz kontrollü frekans çeviricinin çıkış gerilimi, pratik olarak şebeke geriliminin uygun parçalarının birleştirilmesiyle oluşturulduğundan sinüsoidal değildir. Çıkış gerilimi, istenen çıkış frekanslı temel bileşeni yanında harmonikli bileşenleri de kapsar. Harmonikler, frekans çeviricinin çeşitli kontrol büyüklüklerine ve dış parametrelerine bağlıdırlar. Aynı şekilde giriş akımı da saf sinüsoidal olmayıp çeviriciye güç aktaran temel bileşen yanında, geniş bir harmonik spektrumu oluşturur. Yükün belirlediği çeşitli güç açılarında, çıkış gerilimi ve giriş akımının dalga şekli, bunların harmonik spektrumları ve çeviricinin karekteristikleri değişir. Frekans çeviricinin bu karmaşık çalışma şekli nedeniyle, analizi genellikle birçok kabuller altında basitleştirilir ve buna göre yapılmaktadır.

3.2 Frekans çevirici analizi ile ilgili yapılmış olan çalışmalar.

Tristörlü faz kontrollu frekans çevirici analizi ile ilgili yapılmış çalışmaları incelersek şu verileri buluruz.

Analizde önemli bir unsur, temel eleman olan tristörün sembolize edilmesi olmuştur. Bu elemanın çalışması idealleştirilmiş ve bir çok çalışmalar bu görüş açısı ile gerçekleştirmiştir. Frekans çevirici için bir eşdeğer devre önerilmiş ancak bu da yapılan kabuller nedeniyle yetersiz kalmıştır. Analizde, frekans çeviricinin çıkış gerilimi, klasik civa buharlı doğrultucu teorisine göre oluşturulmuş, bu gerilimin, yük empedansından akıttığı yük akımı ise, saf sinüsoidal kabul edilmiştir. Bu dalga şekillerinin harmonik spektrumları üzerine çalışılmıştır. Faz akımları üzerine de benzer şekilde çalışmalar yapılmıştır. Giriş gecikme ve güç katsayısı, faz akımları harmonik distorsiyon katsayılarının saptanması üzerine de çalışmaların birçok kabuller ile geliştiği görülmüştür.

Tristörlü frekans çevirici üzerine ilk temel çalışmalar ve makaleler Amato tarafından verilmiştir. Amato, sonsuz büyük yük endüktansı (katot bobini) ve şebeke frekansına göre çok küçük çıkış frekansı kabullerinin bulunduğu klasik ızgara-kontrollu doğrultucu teorisinin kullanıldığı tristörlü frekans çevirici analizinde hatalar yapılacağını öne sürmüştür. Frekans çeviricinin çıkış geriliminin klasik teoriye göre harmonik analizi ile, sadece şebeke frekansının tam katlarının oluşturduğu distorsiyon bileşenlerinin saptanabileceğini belirterek, çıkış geriliminin harmonik spektrumu üzerinde çalışmıştır. Yine Amato, çıkışı bir fazlı frekans çeviricinin yerine basit bir frekans çevirici eşdeğer devresi vermiştir. Çıkış geriliminin bir gerilim kaynağı ile sembolize edildiği bu eşdeğer devre ile, çeviricinin komütasyon olaylarını incelemiştir. Eşdeğer devrede, çıkış gerilimi bir gerilim kaynağı ile sembolize edildiğinden, tristörler, için hiçbir şey söylenmemiştir. Bu eşdeğer devrenin, sürekli sinüsoidal durum için doğru olduğu da söylenemez. Möltgen, faz kontrollu doğrultucu analizinde, tristörlü doğrultucunun çalışmasını, bir çok çalışma bölgelerine ayırarak incelemiştir. Tristörleri, bir anahtar gibi açık yada kapalı olarak gözönüne aldığı analizde, her çalışma bölgesi için, klasik teoriye göre diktörtgen bloklardan oluşan yük akımını veren matematiksel, ifadeyi çıkartmıştır. Bu analizin incelenmesinden, yöntemin, çalışma şekli belli olan basit doğrultuculara uygulanabileceği,

fakat frekans çeviriciye uygulanamıyacağı anlaşılır. Çeviriciler dışında diğer güç elektroniği devreleri için de benzer analiz yolları tutulmuştur.

Frekans çeviriciler hakkında ilk temel kitap B.R. Pelly tarafından yazılmıştır. Frekans çeviricide kullanılan tristörleri yine de ideal eleman olarak gözönüne alan Pelly çeviricinin çıkışında da ideal bir filtre olduğunu kabul ederek, yük akımını her çalışma bölgesi için saptayıp sinüsoidal olarak incelenmiştir. Buna göre, faz akımları da bu sinüsoidal akımın uygun parçalarından oluşturulmuşlardır. Kitabında, frekans çeviricinin faz kontrolu yöntemine göre çalışma ilkesine ve kontrolunu incelemiş, ayrıca önemli dış karekteristiklerini elde etmiştir. Kosinüs dolga kontrolunun kullanıldığı analiz de, pasif yüklerde çeviricinin çıkış gerilimi ve giriş fazı akımları, ayrıca bunların harmonik spektrumları da incelenmiştir. Pelly, kosinüs dalga kontrolunun, minumum harmonik distorsiyonlu çıkış gerilimi oluşturduğunu belirtmiş, başka kontrol yöntemlerinin frekans çeviricinin dış büyüklüklerinde ne gibi değişiklikler yapacağını incelememiştir. Analizde, çıkış frekansını, giriş frekansı yanında çok küçük olarak gözönüne almış, çıkış frekansının değiştirilmesi durumunda, çeviricinin karakteristeklirinin değişmediğini öne sürmüştür. Ayrıca, yine klasik teoriye göre sonsuz büyük yük endüktansının varlığını kabul etmiş, buna göre de çıkış geriliminin dalga şekli gerçek görüntüsünden ayrılmıştır. Bu kabule göre, bir tristörün anot-katot geriliminin negatif değer almasında bile, bazı özel durumlarda, bu doğrultucu elemandan akmaya devam etmiştir. Pelly'nin kitabı, frekans çevirici ile ilgili ilk temel kitap olması bakımından önem taşır. Ancak frekans çeviricinin gerçek analizinden de ne kadar saptığı açıktır. Dewan ve kankam, frekans çeviricilerde, iletim bölgelerini saptamak için ilk kez bazı lojik değişkenler kullanarak, Fourier analizi ve Boole matematiği ile, zorlanmış komütasyonlu frekans çeviricinin omik yükte giriş akımlarının ve yük akımının analizini yapmışlardır. İletim bölgelerini endüktif yükte saptamak, ancak devrenin tam analizi ile mümkündür. Eckhardt ise, faz kontrollu frekans çeviricinin kosinüs dalga yöntemi ile tetiklenmesinde ilk kez tam ve aşırı modülasyon

durumları için idealleştirilmiş çıkış geriliminin Fourier analizini yapmıştır. Mc Murray, dizayna yönelik yaptığı çalışmalarla ilgili olarak, küçük elektrik motorlarına ucuzluğu yönünden uygulanan sinüsoidal olmayan tetikleme mekanizmasına göre frekans çeviricinin davranışını incelemiştir. Pelly'den farklı olarak, çıkış geriliminin harmonik analizinde çok basit bir yol tutmuş, çıkış frekansı / giriş frekansı oranının çok küçük olduğunu kabul edip, çıkış gerilimi harmonik spekturumundaki frekansları, sadece şebeke frekansının tam katları olarak gözönüne almıştır. Ayrıntılı analizin Pelly tarafından yapıldığını söylemektedir. Mc Murray'ın yaptığı analiz, klasik teoriye göre, doğrultucunun çıkış gerilimi Fourier analizine denk düşmektedir ve bu nedenle vuru frekansları gözönüne alınmadığı için doğru değildir.

Elektronik hesap makinası ile programlama tekniğinin gelişmesi, diğer güç elektroniği devrelerinin analizinde olduğu gibi, frekans çevirici analizinde büyük kolaylıklar getirmiştir. Tristörlü devreler üzerine ilk sayısal çalışmaları yapanlardan olan Mc Murray, tristörleri ideal eleman kabul ederek, tristörlerin R-C devrelerinin kayıplarını saptayan ve hesabını yapan, ayrıca tristörlerin iletime geçmeleri sırasında dış devre kayıplarını saptayan bir algoritma hazırlamıştır. Htsui ve Shepherd, Dewan ve kankam'ın iletim bölgelerini saptamak için kullandıkları lojik değişkenleri, doğrultucular, iletimde iken (1), kesimde ise (0) değerini alan lojik değişkenler ile ifade edilebilir birer ideal anahtar durumuna gelmişlerdir. Üç fazlı bir doğrultucunun örnek alındığı çalışmada, doğrultucunun her çalışma bölgesi için, her integrasyon adımında doğrultucu elemanına karşı düşen lojik değişkenler saptanmış, buna göre seçilen diferansiyel denklem takımı çözülmüştür. Htsui ve Shepherd'in yarı iletken doğrultucu elemanları lojik değişkenler ile ifade etmelerine karşın, doğrultucuların her çalışma bölgesi için başka bir denklem takımı kullanmaları, yöntemin üniversalliğini sınırlamıştır. Özellikle çalışma bölgesi sayısı çok olan frekans çevirici için, her bölgede ayrı bir denklem takımı yazmanın oldukça zor ve uzun bir işlem olacağı açıktır.

Elektronik hesap makinesi ile frekans çevirici analizi için ilk önemli adımı Revankar atmıştır. Revankar, girişi üç fazlı, çıkışı bir fazlı, faz kontrollu frekans çeviricinin sayısal simülasyonunu yapmıştır. Kosinüs dalgası kontrol yönteminin kullanıldığı analizde, Revankar, bazı ihmallerle durum değişkeni olarak sadece yük akımının bulunduğu tek bir durum denklemi yazarak, bu durum denkleminin içine, kullandığı altı tristöre iliskin altı adet lojik değişken sokmuştur. Bu değişkenler, tristörlerin iletim, ya da kesim durumlarına göre (1) ya da (0) değerlerini almaktadırlar. Tristörlerin iletim, yada kesim durumları ise, seçilen tetikleme mekanizmesina göre hazırlanan tetikleme modülü adı altında bir alt program yardımı ile sağlanmaktadır. Ancak, yapılan bu alt program da Pelly'nin kabullerini içermektedir. Revankar ayrıca tristörlerin iletim durumlarında iç gerilim düşümlerini, gerçeğe uymayacak şekilde 0,001V olarak gözönüne almıştır. Revankarın frekans çevirici analizine getirdiği yenilik, lojik değişkenleri diferensayil denklem takımının içine koyup, her çalışma bölgesi için denklem takımı seçme işlemini ortadan kaldırmasıdır. Böylece, bir bakıma devrenin çalışmasını da önceden bilmek koşulu ortadan kalkmaktadır. İkinci olarak ise, belli bir tetikleme yöntemi için gelistirmiş olduğu alt program modülüdür. İlk kez, yük gerilimini, üç fazlı gerilimin parçalarından değil, fakat durum değişkeni olarak aldığı yük akımını bularak saptamıştır. Revankar, çıkış geriliminin harmonik analizi için, çıkış gerilimini, birim gerilim fonksiyonu ile modüle edilmiş sinüsoidal dalgaların toplamı şeklinde teorik olarak ifade etmiş fakat harmonik bileşenleri, integrasyon ile bulduğu yük gerilinden saptamamıştır. Buna karşılık çok uzun matematiksel islemler gerektiren Fourier serisi metodu yerine, teorik çıkış geriliminin harmonik spektrumunu komple Fourier bileşenleri yardımıyla daha kısa yoldan bulmuştur. Revankar, bu alandaki çalışmaları ile, diğer güç elektroniği devreleri için de, elektronik hesap makinesi ile benzer analiz algoritmaları gelistirmistir.

Lojik değişken kullanmadan, tristörlerin iletim durumunda küçük bir içdirenç, kesim durumunda ise büyük bir iç direnç ile sembolize edilmesi, Hofmeister ve Eisenack tarafından yapılmıştır. Böylece herhangi bir tris-

törlü devrenin analizi için elde edilen durum denklemleri, tristörlerin iletim ve kesim durumlarına göre değişken katsayılı durum denklemleri haline dönüştürülmüştür. Ancak Hofmeister ve Eisenack, yarı iletken elemanlar için herhangi bir isgerilim düşümü düşünmemişlerdir. Trislerin kesim durumunda, integrasyon adımının çok küçüleceğini görerek, bazı tedbirler almışlar, bu durum da akımın sıfırdan geçişinin hassas bir şekilde saptanma zorunluluguna işaret etmişlerdir.

Kutman, Hofmeister ve Eisenack'ın kullandıkları eşdeğer devrelere, Htsur ve Shepherd ile Revankar'ın kullandıkları lojik değişkenleri ekliyerek, ayrıca tristörün içgerilim düşümü olan eşik gerilimini de gözönüne alarak, tristör elemanını lineer olmayan bir model ile sembolize etmiştir. Herhangi bir tristöre ilişkin lojik değişken, elemanıntetiklenme işareti alıp almadığı, anot-katot geriliminin değeri, ayrıca elemanın bir önceki adımdaki durumuna göre, bu bilgilerin bir önceki adımdaki durumuna göre, bu bilgilerin bir Boole fonksiyonunda birleştirilmesi ile tanımlanmıştır. Kutman, eşdeğer devreyi, örnek bir çevirici devresi üzerinde denemiştir. Metodun özelliği, güç elektroniği devresinin çalışma şeklinin önceden bilinmesi koşulunu tamamen ortadan kaldırmasıdır. Ancak elektronik hesap makinesinde böyle bir analiz yapıldığında, inteğrasyon adımının seçimi bazı problemler doğurmustur. Ancak bu zorluk, uygun adım seçme yöntemleri giderilmistir.

Faz kontrollu frekans çeviricinin karekteristiklerinin iyi olmaması, örneğin çıkış geriliminin oldukça harmonikli olması, çeviricinin omik yüklenmesinde bile şebeke tarafındaki güç katsayının küçük olması ve şebekeyi yüklemesi, arastırıcıları bastan, daha çok zorlanmış komütasyonlu frekans çeviriciler üzerinde çalışmaya yöneltmistir. Çeviriciler, frekans değistirmede kullanilan diğer düzenlerdir.

Schulze, darbe genislik ilkesini uygulayarak, çıkış periyodu başına 6 veya 10 değişik genişlikli, eşit genlikli darbe dizilerinden olusturduğu çıkış gerilimi üzerine çalısmalar yapmıstır. Bu tip bir çıkış geriliminde, çıkış geriliminin harmonik analizini yaparak,

harmonik genliklerinin, çıkış frekansı ve yük empedansı ile az değiştiklerini saptamıştır. Ancak güç katsayısı da, az değişmesine rağmen 0,5 ile 0,7 civarındadır. Bu tip frekans çeviricilerde, çıkış frekansının, şebeke frekansının, şebeke frekansının üzerine çıkarılabilmek de bir avantajdır. Lange, faz kontrollu frekans çeviriciler ve diğer faz kontrollu güç elektroniği devrelerinin, şebekeden reaktif güç çekerek çalışmalarına engel olmak için, çözüm olarak zorlanmış komütasyonu önermiştir. Zorlanmış komütasyonlu frekans çeviricileri su iki grup altında toplamıştır.

1- Faz kontrollu ile iletime geçip, kesime geçme anı ayarlanabilen frekans çeviriciler. Burada elde edilen ber avantaj, bazı çalışma koşullarında, akımı gerilime göre öne alabilmektir.

2- Darbe genislik modülasyonlu frekans çeviriciler. Bu tip çeviricide kontrol sırasında reaktif güç oluşmadığı için, giriş güç katsayısı yaklaşık "1" değerini almaktadır.

Popow, aynı yöntemi kullanarak, zorlanmış komütasyon ilkesine göre, bir tristörü anot-katot gerilimi pozitif olduğu sürede bir kaç kez iletime-kesime geçirmiştir. Analizde, tristörleri ideal eleman kabul ederek, şebeke gerilimini modüle etmek için değişik genişlikli darbelerin oluştuğu bir dizi kullanmıştır. Ancak yük akımını hesaplamayıp, ideal süzülmüs olarak saf sinüsoidal kabul etmiştir. Faz akımlarının analizini de, sinüsoidal yük akımandan hareketle yapmıştır. Bir faza ilişkin analizde, o faz-nötr gerilimi ile haz akımı arasında faz farkı olmadığını saptamıştır. Ancak, Popow, hangi yük durumu için bu değeri bulduğunu belirtmemiştir.

F.Zach, iki fazlı basit bir doğrultucu devresi çıkış gerilimi harmoniklerini indirgeme ve güç katsayısının optimizasyonu ile ilgili çalışmalar yapmıştır. Herhangi bir tristörü, çıkış geriliminin yarım periyodu boyunca bir kez iletime-kesime ya da iki kez iletime-kesime geçirerek, elde ettiği teorik çıkış gerilimine ilişkin Fourier analizi bağıntılarını çıkarmıştır. İletime ve kesime geçme anlarını parametre alarak, elde ettiği bir-iki trigonometrik denklemi, trigonometrik özdeşlikler yardımıyla elle çözerek bazı, ilk harmonik-

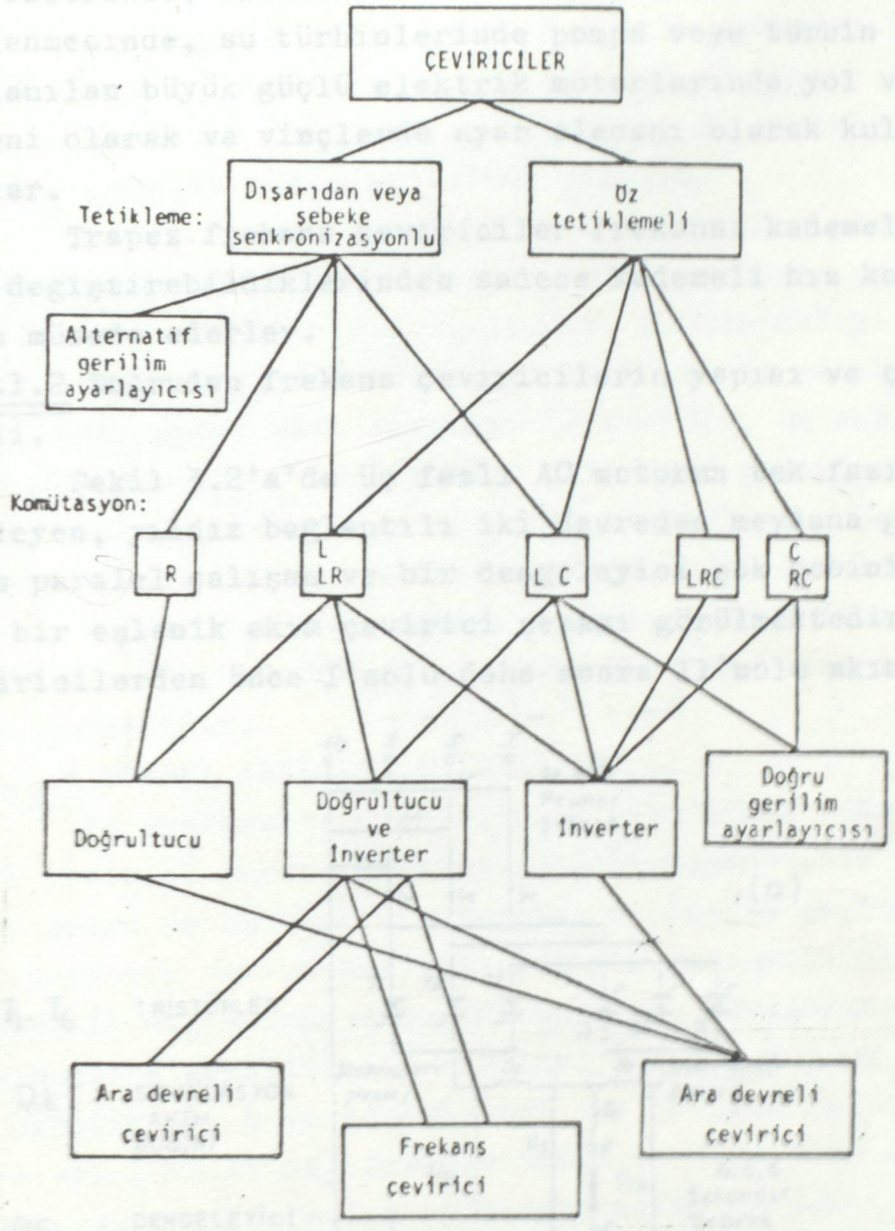
leri yok etmiştir. Ancak tetikleme anlarının sayısı arttıkça, denklem sisteminin kompleksleşeceği ve çözümünün zorlaşacağı kesindir.

Frekans çeviricinin incelenmesi konusunda yapılan bütün analizler genellikle çeviricinin tam olarak karakteristiğini belirtmesi için eksik kalmıştır. Elektronik hesap makinası bu konuda kullanılmaya başlayıncaya kadar hatta kullanıldıktan sonra bile analizi mümkün en basit duruma indirgeyebilmek için birçok kabuller yapılmıştır. Bu kabuller analiz sonuçlarının gerçekten uzaklaşmalarına neden olmuştur. Birçok durumlarda yapılan kabuller ile zaten hatalı sonuçlar elde olunacağı önceden bellidir.

3.3 Frekans çevirici çeşitleri

Frekans çeviriciler, ara devreli ve ara devresiz frekans çeviriciler olmak üzere ikiye ayrılırlar. Ara devresiz frekans çeviriciler, şebeke gerilimini doğrultmadan başka frekans ürettikleri için doğrudan frekans çeviriciler adını alırlar. Frekans çeviricilerde değiştirilebilen büyüklükler, gerilim, frekans, faz sayısı ve faz sırasıdır. Genelde frekans çeviriciler bir adet şebeke denetimli frekans çevirici ile bir adet kendinden denetimli frekans çeviricinin kombinasyonundan olusurlar. Böylece bunlar bir ara devreyi içerirler ve bundan dolayı ara devreli frekans çeviriciler adını alırlar.

Frekans çeviriciler tetikleme ve komütasyon türlerine göre aşağıdaki gibi sınıflandırılırlar.



Şekil 3,1 Frekans çeviricilerin tetikleme ve komütasyon türlerine göre sınıflandırılması.

3.3.1 DOĞRUDAN FREKANS ÇEVİRİCİLER

3.3.1.1 GİRİŞ

Doğrudan frekans çeviriciler, isminden de anlaşılacağı gibi ara devre bulundurmazlar. Şebeke geriliminin sıfır geçişleri vasıtasıyla komütasyonu gerçekleştirirler. Şebeke frekansından daha küçük frekanslarda gerilim üretmeye dolayısıyla da asenkron motorların nominal devir sayılarının altında hız kontroluna müsade ederler. Çıkış geriliminin şekline ve kumanda ediliş şekillerine göre;

1- Trapez frekans çeviriciler
2- Kumanda frekans çeviriciler

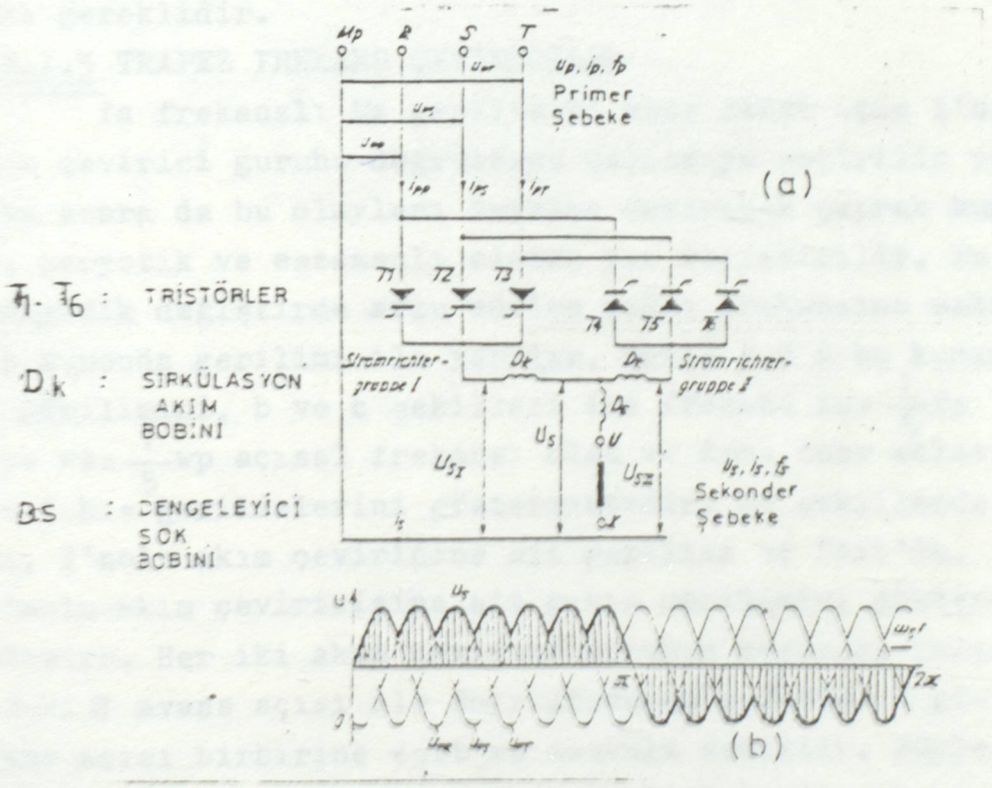
olmak üzere ikiye ayrılırlar.

Bu çeviriciler, haddehanelerdeki asenkron motor tahriklerinde, asenkron motorlu merdane tahriklerinin beslenmesinde, su türbinlerinde pompa veya türbin olarak kullanılan büyük güçlü elektrik motorlarında yol verme düzeni olarak ve vinçlerde ayar elemanı olarak kullanılırlar.

Trapez frekans çeviriciler frekansı kademeli olarak değiştirebildiklerinden sadece kademeli hız kontroluna müsade ederler.

3.3.1.2 Doğrudan frekans çeviricilerin yapısı ve çalışma şekli.

Şekil 3.2'a'da üç fazlı AC motorun tek fazını besleyen, yıldız bağlantılı iki devreden meydana gelmiş ters paralel çalışan ve bir dengeleyici şok bobini içeren bir eşlenik akım çevirici şeması görülmektedir. Bu çeviricilerden önce I'nolu daha sonra II'nolu akım çe-



Şekil 3.2 Ters paralel bağlı iki yıldız akım çevirici.
a) Prensip şeması
b) Eşlenik akım doğrultuculardan meydana gelmiş frekans çeviricinin, omik yükteki çıkış geriliminin değişimi.

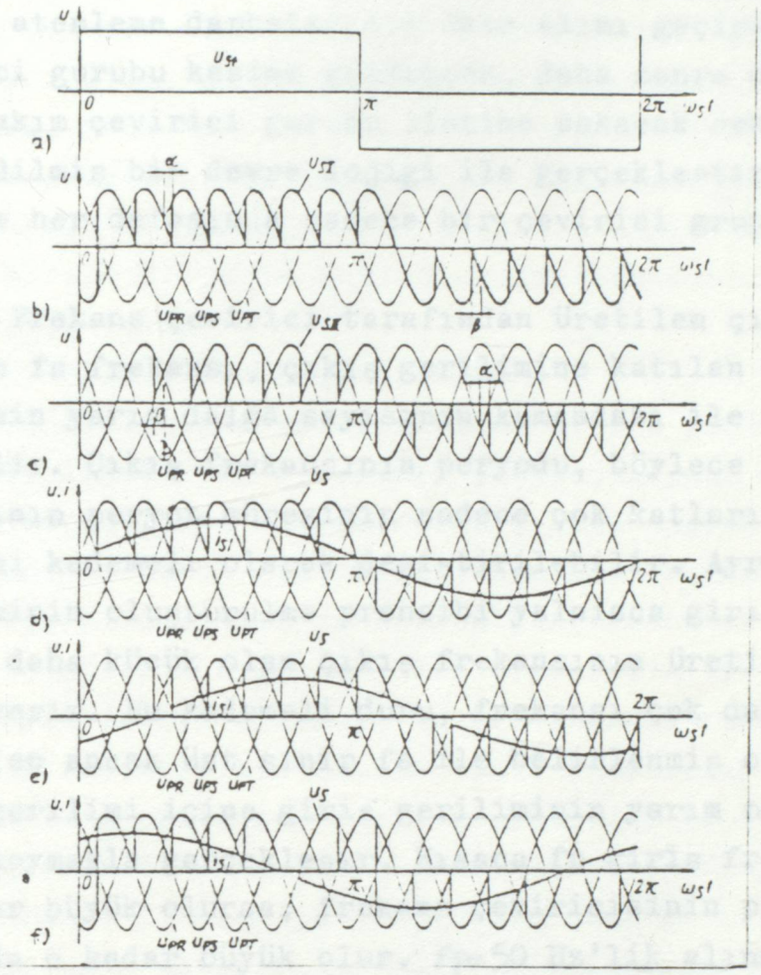
virici iletime geçirilerek, tristörlerin tetikleme frekansına bağlı olarak bir AC gerilim elde edilir. I ve II nolu grubun tristörleri de birbirlerinden belirli bir

gecikme açısı ile tetiklenirler. Yoksa üç faz tristörler üzerinden kısa devre olur. Çevirici omik bir yükle yüklendiğinde gerilim şekli şekil 3.2 b'de gösterilmiştir. Bu şekilden de görüleceği gibi $0 \leq wst \leq \pi$ aralığında I'nolu akım çeviricinin tristörleri T_1, T_2 ve T_3 tetiklenerek pozitif gerilim yükün uçlarında görülür.

Asenkron motorlar gibi omik-endüktif yükler doğrudan frekans çevirici üzerinden beslendiğinde akım ve gerilim aynı fazda olmayacaklardır. Bundan dolayı gerilimin sıfır geçiş noktalarından belirli bir gecikme açısı kadar sonra akım sıfından geçecektir. Bu anlarda I ve II'nolu gurublar çevirici çalışmaya geçirilerek enerjinin AC şebekeye geri verilmesi sağlanır. Çevirici olarak çalışmada, emniyetli bir minumum ateşleme açısının lavans açısı, olması gerekir. Bunun içinde şekil 3.2 b'den farklı olarak minumum bir kesme kumandası gereklidir.

3.3.1.3 TRAPEZ FREKANS ÇEVİRİCİLER

fs frekanslı Us gerilimini elde etmek için I'nolu akım çevirici gurubu doğrultucu çalışmaya geçirilir ve daha sonra da bu olayları tersine çevirecek çaprak kumanda, peryotik ve eşzamanlı olarak yer değiştirilir. Bu periyodik değiştirme arzu edilen çıkış frekansına sahip bir kumanda gerilimi ile yapılır. Şekil 3.3 a bu kumanda gerilimini, b ve c şekilleri ise frekans $fs = \frac{1}{5} fp$ veya $ws = \frac{1}{5} wp$ açısal frekansı olan ve daha önce anlatılan çıkış gerilimlerini göstermektedir. Bu şekillerde, Usı, I'nolu akım çeviricine ait gerilimi ve Usıı'de, II'nolu akım çeviricisine ait çıkış gerilimini göstermektedir. Her iki akım çevirici gurubun çevirici çalışmadaki β avans açısı ile doğrultucu çalışmadaki α gecikme açısı birbirine eşit ve zamanla sabittir. Böylelikle oluşan Usı ve Usıı çıkış gerilimlerinin trapez dişli şeklindeki dalga şekilleri, trapez frekans çevirici tanımına götürmüştür. Frekans çeviricisinin çıkış gerilimi ile çıkış akımı arasındaki faz farkı, bağlı bulunduğu yöke bağlı olarak, çıkış geriliminin şekline göre değişir. Şekil 3.3 d'den 3.3 f'ye kadar olan şekiller, her üç değişik yük durumu için çeviricinin ilgili çıkış gerilimlerini göstermektedir.



Şekil 3.3 Şekil 3.2 a'ya göre gerçekleştirilmiş bir trapez frekans çeviricisinin bir fazına ait Us çıkış geriliminin oluşturulması.

a) Kumanda gerilimi.

b-c) I ve II nolu akım çevirici gurublarına ait Usı ve Usıı çıkış gerilimleri.

d-e-f) Yükün değişik güç faktörlerindeki gerilim ve akımların değişimleri.

Şekil 3.3 d, omik yük halinde, şekil 3.3 e, omik endüktif yük halinde, şekil 3.3 f ise kapasitif yük halinde çıkış akım ve gerilimlerinin değişimlerini göstermektedir. Çizimleri kolaylaştırmak için yük akımı sinüs dalga şekilli kabul edilmiş ve sirkülasyon akımı bobini uçlarındaki gerilim düşümü ihmal edilmiştir. Frekans çeviricisinin uçlarına bağlı olan motordaki yük değişimleri sebebiyle, çeviricinin Us çıkış gerilimi ile İs yük akımı arasındaki faz açısı çok hızlı değişebilir. Bu her iki akım çeviricinin, akımı üzerlerine almaları için devamlı hazır olmaları gerektiği manasına gelir. Bu ha-

zirlık, her defasında yük akımının sıfır geçişlerinden sonra, ateşleme darbelerinin önce akımı geçirmekte olan çevirici gurubu kesime götürecek, daha sonra da onu izleyen akım çevirici gurubu iletime sokacak şekilde dizayn edilmiş bir devre lojiği ile gerçekleştirilebilir. Böylece her defasında sadece bir çevirici grup iletimde olur.

Frekans çevirici tarafından üretilen çıkış geriliminin fs frekansı, çıkış gerilimine katılan giriş geriliminin yarım dalga sayısının kumandası ile değiştirilebilir. Çıkış frekansının peryodu, böylece giriş frekansının peryot süresinin sadece çok katları civarında, yani kademeli olarak değiştirilebilir. Ayrıca çıkış geriliminin oluşturulma prensibi yalnızca giriş frekansından daha küçük olan çıkış frekansının üretilmesine imkan verir. Bu kademeli duru, frekansı çok daha küçültülebilen ancak üst sınır fs ile belirlenmiş olan ve çıkış gerilimi içine giriş geriliminin yarım peryotlarının koymakla gerçekleşir. Kısaca fp giriş frekansı ne kadar büyük olursa; frekans çeviricisinin p darbe sayısıda o kadar büyük olur. fp=50 Hz'lik alınmış şebeke frekansında, şekil 3.2 a'da gösterilmiş olan üç darbeli akım çeviricisi kullanarak;

$$o \leqslant fs \leqslant 10 \text{ Hz}$$

arasında bir frekans sahası elde edilir. A.C akım köprü devresinde gerçekleştirilmiş altı darbeli frekans çeviricilerinde ise

$$o \leqslant fs \leqslant 20 \text{ Hz'lik}$$

bir frekans sahası elde edilir.

Genellikle hem frekansın, hem de dönüştürücü çıkış geriliminin genliği değiştirilmesi gereklidir. Genlik, giriş geriliminin genliğini ayarlıyarak veya ve açılarının değiştirilmesiyle ayarlanabilir.

Trapez frekans çeviricinin frekansı yalnızca kademeli olarak ayarlanabildiğinden, A.C tahriklerinde kullandıkları takdirde bazı problemler doğar. Devir sayısının kademeli değişiminin, makinanın hangi devir sayısı için kullanılabilir olacağı ve bunun istenen çalışmayı sağlayıp sağlamıyacağı iyi araştırmalıdır. Trapez frekans çeviricinin trapez disi şeklindeki çıkış gerilimi de, döner akım makinalarının işletilmesi için elve-

rissiz olur. Bu çıkış gerilimi, ihmal edilemiyecek genlikte ve relatif olarak düşük frekanslı çok sayıda harmonikleri içerir. Bu harmonikler salınım momentlerinin oluşmasına, yani motorun salınımlı çalışmasına sebep olur. Trapez frekans çeviricinin bu dezavantajları "Kumanda frekans çeviricisi" ile nisbeten azaltılmış olur. Böylece alternatif akım makinalarının beslenmesinde daha iyi sonuç verir.

3.3.1.4 KUMANDA FREKANS ÇEVİRİCİLERİ:

Trapez frekans çeviricisinde olduğu gibi kumanda frekans çeviricisinde de primer şebekeden yani girişten, sekonder şebeke diye adlandırılan çıkışa doğrudan enerji aktarılması prensibi kullanılır. Kumanda frekans çeviricisi, çıkış geriliminin az harmonik içermesi ve çıkış frekansının sürekli ayarlanabilir olması ile trapez frekans çeviricisinden ayrılır. Bu çeviricinin çıkış gerilimi, tetikleme açısının zamana bağlı kumandasıyla sinüs dalga şeklinin ortalama değerine uydurulur ve böylece bu gerilimdeki düşük mertebeli harmonikler kaybolur.

Kumanda frekans çeviricisinin çalışma prensibi, I ve II nolu akım çevirici grublara ait α geciktirme açısını zamanın fonksiyonu olarak değiştirmek ve böylece çıkış gerilimlerine iştirak eden giriş gerilimine ait darbeleri, sinüs dalga şekline uyacak şekilde azaltıp çoğaltmaktan ibarettir. Şekil 3.4 b ve c, bir üst kumanda geriliminin yardımıyla bu şekilde üretilmiş olan ve $f_s = \frac{1}{5} f_p$ frekanslı üsl ve üsız temel harmoniğinden sapması, trapez frekans ceviricisindeki sapmadan daha da azdır.

Kumanda frekans çeviricisi tarafından oluşturulan A_s çıkış gerilimi, trapez frekans çeviricisined olduğu gibi, i_s yük akımı pozitif yarım dalgası esnasında I nolu çevirici gurubun üsl çıkış geriliminden ve yük akımının negatif yarım dalgası esnasında ise II nolu akım çevirici gurubun üsız çıkış geriliminden oluşur. Şekil 3.4'de d'den f'ye kadar olan değişimler, ilgili çıkış gerilimlerine omik, endüktif-omik ve kapasitif yük durumları için göstermektedir. Aktif ve reaktif güçlerin kumanda frekans çeviricisinde ilave yardımcı araçlar kullanmaksızın girişten çıkışa nakledilmesi mümkün olur.

Kumanda frekans çeviricisinin frekans ayar sahası, trapez frekans çeviricisinde olduğu gibi aynı sebeplerden giriş şebekesinin fp frekansına ve çevirici devrenin p darbe sayısına bağlıdır.

Böylece aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$o \leqslant fs \leqslant fp \frac{P}{12} \qquad 2 \leqslant p \leqslant 12 \qquad (3,1)$$

fp=50 Hz ve p=3 için;

$$o \leqslant fs \leqslant 12,5 \text{ Hz}$$

ve fp=50 Hz ve p=6 için;

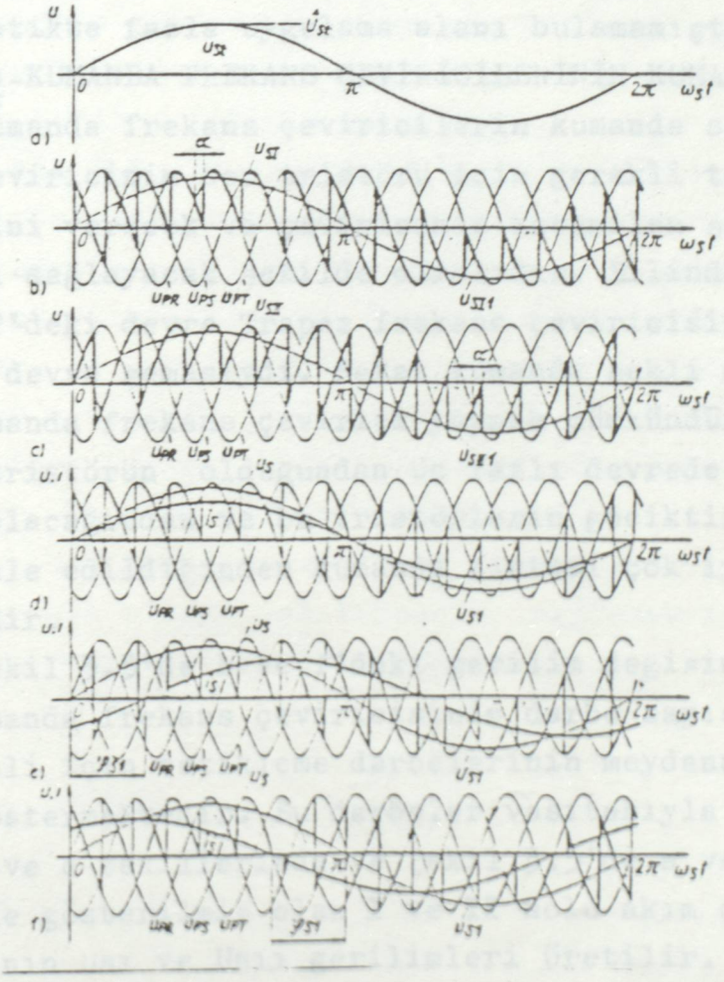
$$o \leqslant fs \leqslant 25 \text{ Hz}$$

sonuçları elde edilir. Burada;

P=Darbe sayısı

fs=Sekonder frekans veya çıkış frekansı

fp=Primer frekans veya giriş frekansını göstermektedir.



Şekil 3.4 Şekil 3.3 a'ya göre gerçekleştirilmiş bir kumanda frekans çeviricinin bir fazına ait çıkış gerilimin oluşturulması

a) Kumanda gerilimi.

b) I nolu akım çevirici gurubun Usı çıkış gerilimi

c) II nolu akım çevirici gurubun Usıı çıkış gerilimi

d) e)ve f) Değişik yük durumlarında Us ve Is'in değişimleri.

Zamanla değişken olan ateşleme açısına, kumanda gerilimin genliğinin değiştirilmesi ile müdahale edilirse veya giriş gerilimi örneğin bir ayar transformatörünün yardımıyla değiştirilirse, çıkış geriliminin genliği değiştirilebilir.

Kumanda frekans çeviricisi, çıkış geriliminin ve frekansının sürekli ayar edilebilme imkanından dolayı alternatif akım makinalarının hız ayarı için kullanılabilir. 3.1 eşitliğine göre sınırlı bir frekans ayar sahasından dolayı, bu çeviricinin kullanım alanları yavaş çalışan tahriklerle sınırlanmıştır. Ayrıca bu çevirici, çok yüksek yarı iletken masrafı ve kumanda cihazı için hatırı sayılır harcama yapılmasının gerekli oluşu sebebiyle pratikte fazla uygulama alanı bulamamıştır.

3.3.1.4 a-KUMANDA FREKANS ÇEVİRİCİLERİNİN KUMANDA SİSTEMİ

Kumanda frekans çeviricilerin kumanda sistemi, frekans çeviricinin her tristörü için gerekli tetikleme darbelerini verecek ve çeviricinin istenilen şekilde çalışmasını sağlayacak şekilde olmalıdır. Bilindiği gibi Şekil 3.2'deki devre Trapez frekans çeviricisinin tek fazına ait devre şemasıydı. Fakat kumanda şekli değiştirilerek Kumanda frekans çevirici yapmak mümkündür. Bu devre de 6 tristörün olduğundan üç fazlı devrede 18 tane tristör olacağından ve bu tristörlerin geciktirme açısına müdahale edildiğinden kumanda sistemi çok iyi dizayn edilmelidir.

Şekil 3.5'de b ve f'deki gerilim değişimleri üç fazlı kumanda frekans çeviricisinin darbe sayısı p=3 olması hali için tetikleme darbelerinin meydana getirilişini göstermektedir. Bu darbeler vasıtasıyla Şekil 3.4'de b ve c şekillerinde ve Şekil 3.5'de a ve g şekillerinde gösterilmiş olan I ve II nolu akım çevirici gurublarının Usı ve Usıı gerilimleri üretilir.

1GRI ve 1GRII tetikleme darbelerinin oluşturulması için arzu edilen çıkış frekansına sahip ve sinüs şeklindeki Ust kumanda geriliminin, primer şebekeden elde edilen sinüs şeklindeki UCR, UCS ve UCT referans gerilimleriyle üst üste çakıştırılmaları sonucu oluşan

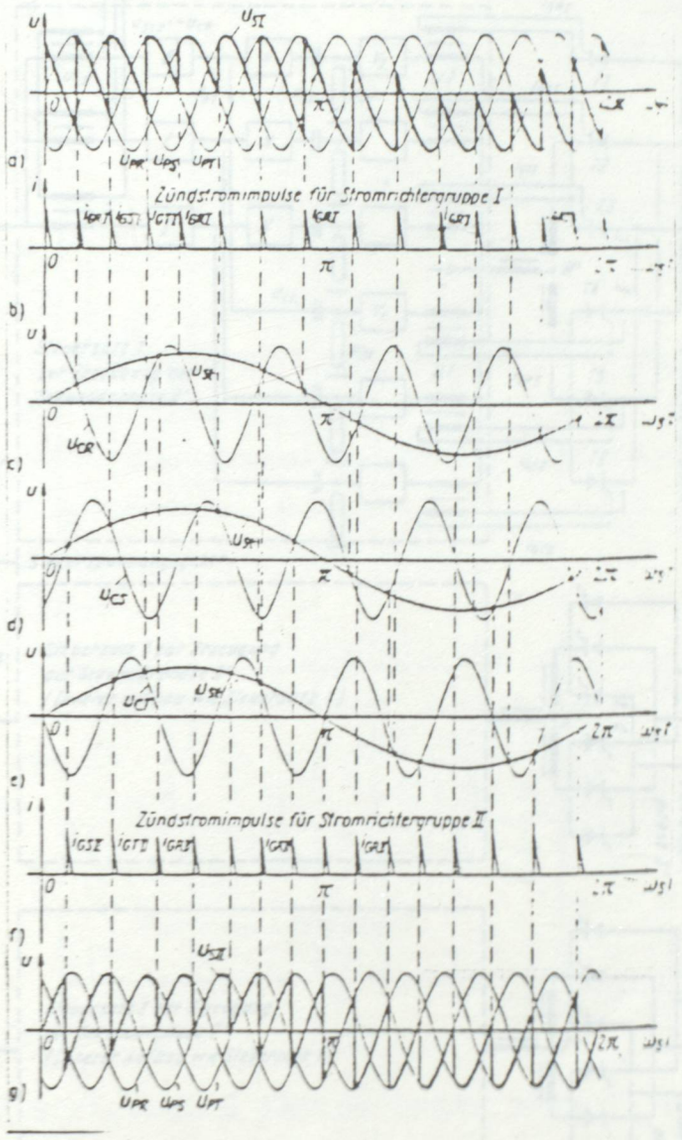
kesişme noktalarından yararlanılır. R şebeke fazına bağlanmış olan T_1 ve T_4 tristörlerinin tetiklenmesinde kullanılan darbeler, daha koyu çizilerek gösterilmiştir.

Genliği ve frekansı de istirilebilen R',S',T' üç fazlı çıkış şebekesinin oluşturulması için gerekli olan bu kumanda gerilim vericisinin, genliği Üst, fresansı fst fs olan ve UG ile Uf giriş gerilimleri vasıtasıyla ayrı ayrı birbirinden bağımsız olarak ayarlanabilen üç fazlı, sinüs dalga şekline sahip Ustr' ve Usts' ve Ustt' kumanda gerilimlerini vermesi gerekir. Ayrıca kumanda gerilim vericisinin, üç fazlı sisteme verilen fst frekansını sıfır geçi-leriyle ayarlama imkanı vermesi gerekir. Böylelikle sıfır geçişlerinde üç fazlı sistemin ters çevrilebilir ve böylelikle A.G makinaların frekans çevirici sistemleri ile yedek işletilmeleri mümkün olur. Bütün bu istenen çalışma şartlarının toplamı, elektriki açıdan komplike devreler vasıtasıyla sağlanır.

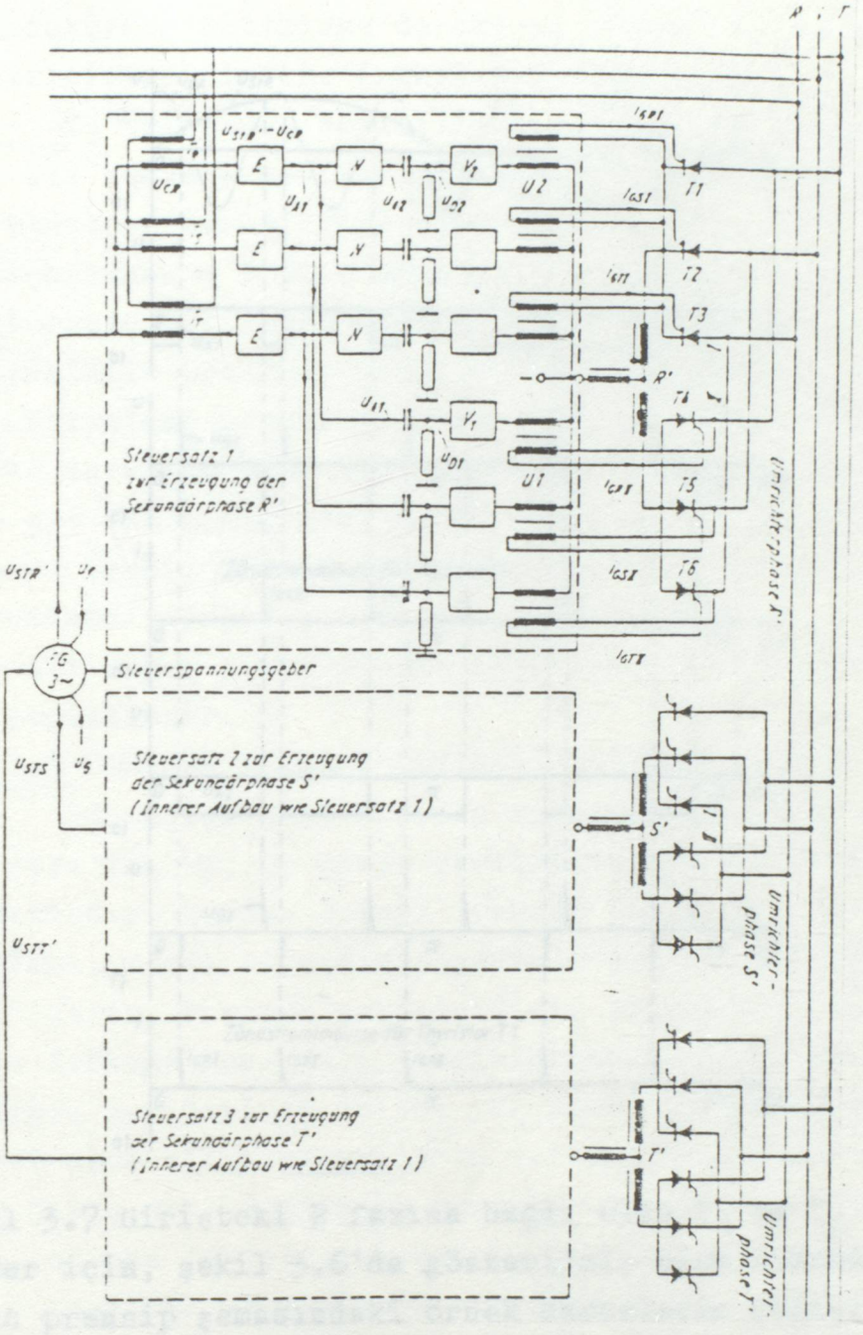
3.3.1.4.b-KUMANDA KATININ DİZAYNI

Şekil 3.6, 18 tristörlü üç fazlı bir kumanda frekans çeviricisinin kumandakatını göstermektedir. Bu devrede FG kumanda gerilimi vericisi, Ustr', Usts', Ustt' olarak gösterilmiş olan üç fazlı kumanda gerilimlerini temin eder. Bu gerilimlerin frekansı fst, minimum 25 Hz'lik bir sahada Uf frekans girişi tarafından, genlikleri Üst ise, Ug genlik girişi tarafından ayarlanabilir.

Ucr, Ucs, ve Uct referans gerilimleri, kumanda gerilimine bir gerilim eşitlemek (Uc=Ust) ve primer şebekenin galvanik olarak yalıtılmasını sağlamak için TR, Ts ve rt transformatörleri üzerinden bağlanmıştır.



Şekil 3.5 Kumanda frekans çeviricilerin tetikleme darbelerinin oluşturulma prensibi.



Şekil 3.6 R, S ve T çıkış fazlarına sahip, üç fazlı bir kumanda frekans çeviricisinin kontrol sistemi için gerekli üç adet darbe kumanda katlarının prensip şeması.

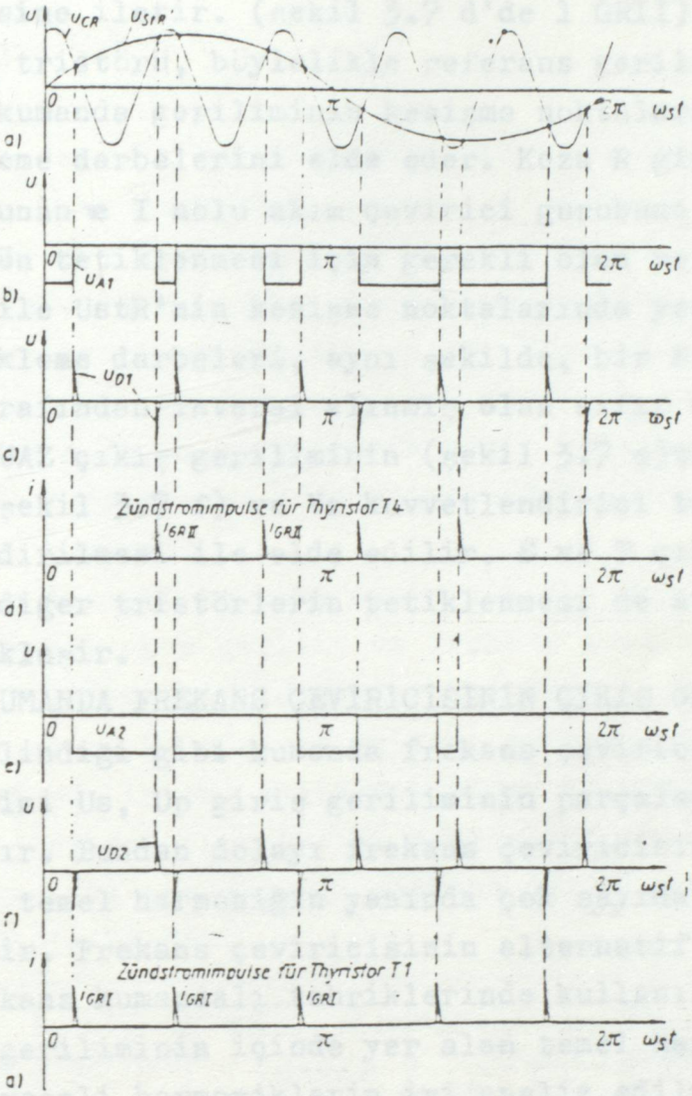
Bu şemada; FG: Kumanda gerilimi vericisi.

E: Sıfır dedektörü.

N: İnvers alıcı.

V: Kuvvetlendirici bloklarını göstermektedir.

TR, TS ve TT transformatörleri, giriş ile referans gerilimleri arasında, şekil 3.5'de verilen faz durumlarını emniyetli olarak sağlayacak şekilde giriş şebekesine bağlanmıştır.



Şekil 3.7 Girişteki R fazına bağlı olan T_1 ve T_4 tristörler için, şekil 3.6'da gösterilmiş olan kumanda katının prensip şemasındaki örnek darbelerin değişimi.

Şekil 3.7, girişteki R fazına bağlı olan T_1 ve T_4 tristörleri için tetikleme darbelerinin nasıl üretildiklerini göstermektedir. Bu tristörler R' çıkış-fazı için gerilim sağlarlar. Ustr'kumanda gerilimi, Ucr gerilimi ile seri bağlıdır. Şekil 3.7 a da bu durum gösterilmiştir. Bu gerilimler E sıfır dedektörüne aktarılır. Sıfır dedektörü, Ustr-Ucr=0 olduğu her sıfır geçisinde, kararlı bir durumdan diğerine geçer ve böylece kendi çıkış uçlarında bir kere dalga gerilim darbeleri görünür. (şekil 3.7 b'deki U_{A1} gerilimi) Bu kare dalga gerilimlerine bir RC elemanı ile türevi alınır. (şekil 3.7c'deki U_{D1} gerilimi) Daha sonra bu gerilim, U_{D1}'in negatif darbelerini kuvvet-

lendirilen ve Üı darbe aktarıcı transformatörü üzerinden T_4 tristörüne tetikleme darbeleri olarak veren V_1 kuvvetlendiricisine iletir. (şekil 3.7 d'de 1 GRII)

T_4 tristörü, böylelikle referans geriliminin değişimi ile kumanda geriliminin kesişme noktalarında yer alan ateşleme darbelerini elde eder. Keza R giriş fazına bağlı bulunan ve I nolu akım çevirici gurubuna ait T_1 tristörünün tetiklenmesi için gerekli olan ve Ücr'nin değişimi ile UstR'nin kesişme noktalarında yer alan 1GRI tetikleme darbeleri, aynı şekilde, bir N invers alıcı tarafından inversi alınmış olan sıfır dedektörüne ait UAZ çıkış geriliminin (şekil 3.7 e)türevi alınması (şekil 3.7 f) ve Vz kuvvetlendirici tarafından kuvvetlendirilmesi ile elde edilir. S ve T çıkış fazlarına ait diğer tristörlerin tetiklenmesi de analoğ olarak gerçekleşir.

3.3.1.5 KUMANDA FREKANS ÇEVİRİCİSİNİN ÇIKIŞ GERİLİMİ

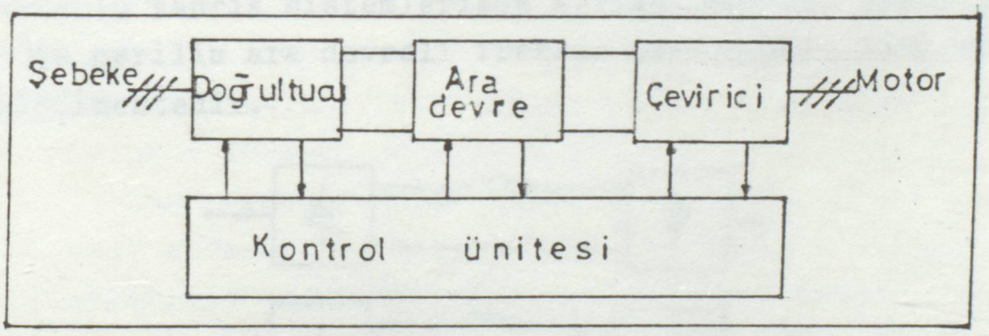
Bilindiği gibi kumanda frekans çeviricisinin çıkış gerilimi Us, Up giriş geriliminin parçalarından oluşmaktadır. Bundan dolayı frekans çeviricisinin çıkış gerilimi, temel harmoniğin yanında çok sayıda harmonikleri içerir. Frekans çeviricisinin alternatif akım motorlu frekans kumandalı tahriklerinde kullanılması için, Us çıkış geriliminin içinde yer alan temel harmonik ve yüksek dereceli harmoniklerin iyi analiz edilmesi gerekir. Çıkış geriliminin ve akımının sadece temel harmoniği, makina faydalı momentinin oluşmasına yardım eder. Çıkış gerilimi ve akımında yer alan diğer harmonikler ise, salınım momentlerini üretirler. Bu momentler ilave kayıplara da sebep olurlar ve bundan dolayı, makinanın nominal gücü tam olarak kullanılamıyabilir. Verim de de yaklaşık olarak % 2 ila % 5 kadar bir kayıp olur.

3.3.2 ARA DEVRELİ FREKANS ÇEVİRİCİLER:

3.3.2.1 GİRİŞ:

Ara devreli frekans çeviricilerin adından da anlaşılacağı gibi doğrultucu devre ile çevirici devre arasında bir ara devre bulunur. Bu ara devre, ara devre geriliminin veya akımının sabit oluşuna göre L veya LC filtre devrelerinden meydana gelir. Eğer ara devre akımı sabit kalması isteniyorsa, ara devre de sadece bir self yada ara devre geriliminin sabit kalması isteniyorsa self ve kapasitenen kombinasyonundan olusan bir filtre devresi bulunur.

Ara devreli frekans çeviricilerle motorların hız kontrolu yapılırken gerilim ve frekans birlikte veya sadece gerilim değiştirildiğinden bir kontrol ünitesine ihtiyaç vardır. Bu kontrol ünitesi referans kaynağı, sıfır dedektörü, invers alıcılar, türev ile integral alıcılar ve ateşleme devrelerini yada mikroprosesörleri içerir. Aşağıda ara devreli frekans çeviricinin blok şeması görülmektedir.



Şekil 3.8 Ara devreli frekans çeviricinin blok şeması.

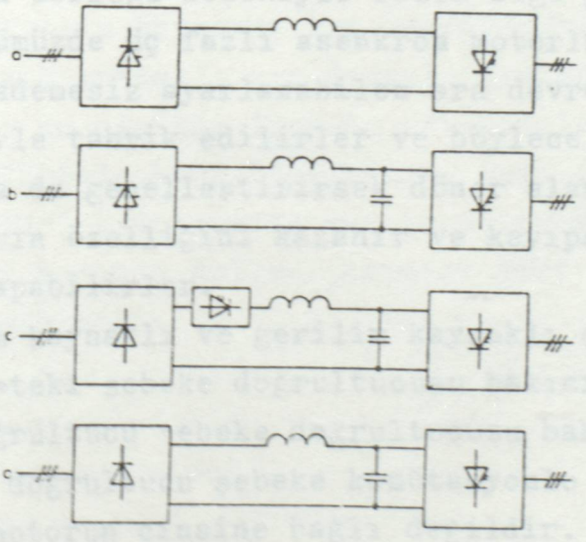
3.3.2.2 Ara devreli frekans çevirici çeşitleri

Şekil 3.8'den de görüleceği gibi ara devreli frekans çeviriciler dört kısımdan meydana gelirler. Bunlar doğrultucu, ara devre, çevirici ve kontrol ünitesidir. Burada doğrultucu, AC gerilimden DC gerilim elde etmeye yarar. Bu DC Ud gerilimi, sabit veya değişken olabilir. Ara devre gerilimini sabit tutmak için ise bir selften meydana gelmis filtre, ara devreyi olusturur. Çevirici, frekansı ve genligi değistirilebilen AC gerilim üretmeye yarar. Kontrol ünitesi ise AC gerilimin genliğini, frekansını,

faz sayısını ve faz sırasını kontrol etmeye yarar.

Ara devreli frekans çeviriciler, çalışma şekline göre dört guruba ayrılırlar. Birinci gurubta, ara devre akımı sabit ve doğrultucu tristörlerninin ateşleme açısına müdahale edilerek çevirici çıkış akımı, dolayısıyla motor akımı kontrol edilir. Böyle tip bir kontrolle sadece bir motorun hız kontrolu yapılabilir. Akım ara devreli frekans çeviriciler, alan zayıflatma bölgesinde kullanılmaya uygun değildir. Aynı zamanda bu tip çeviricilerde motor, elektriksel olarak devrenin bur kısmını olusturduğundan, belirli bir çevirici herhangi bir motorla kullanılamaz. Şekil 3.9-a akım ara devreli frekans çeviricinin blok şemasını göstermektedir.

İkinci gurubta, ara devrede kapasite ve selften meydana gelmiş filtre yardımıyla gerilim sabit kalır. Bu tip çeviriciye, gerilim ara devreli frekans çevirici adı verilir. Bu tip çeviricide, çevirici çıkış gerilimi dalga şekli ve frekansı, çeviricide değiştirilir. Gerilim ara devreli frekans çeviricide, akım ara devreli çeviricide olduğu gibi moturu çeviriciye uyuşturma problemi yoktur. Dolayısıyla ister bir, ister daha fazla sayıda motorlu tahrik sistemlerinde kullanılabilir. Şekil 3.9 b'de gerilim ara devreli frekans çeviricinin blok şeması görülmektedir.



Şekil 3.9 Frekans çevirici çeşitleri.
a) Akım ara devreli frekans çevirici.

b) Kontrollu doğrultucu ile denetlenen gerilim ara devreli frekans çevirici.

c) Doğru akım kıyıcı ile denetlenen gerilim ara devreli frekans çevirici.

d) DGM'lu, sabit gerilim ara devreli frekans çevirici.

Üçüncü gurubta, ara devre gerilimi, ayarının doğrultucuda değilde, DC kıyıcısı ile yapıldığı ve böylece uygun şebeke davranışlarının elde edildiği ($Cos\varphi 1$ ve harmoniklerin az olması), asıl doğrultucunun kumandasız olduğu bir düzen bulunmaktadır. Şekil 3.9 c'de böyle bir düzenin şeması gösterilmektedir.

Dördüncü gurubta ise doğrultucu, diyotlardan meydana gelir ve Ud ara devre gerilimi sabittir. Fakat harmoniklerin azaltılması için çeviricide (PWM-DGM) darbe genişlik modülasyonu metodu ile çıkış gerilimi, sinüsoidal şekle yaklaştırılır ve frekans ile birlikte değiştirilerek hız kontrolu yapılır.

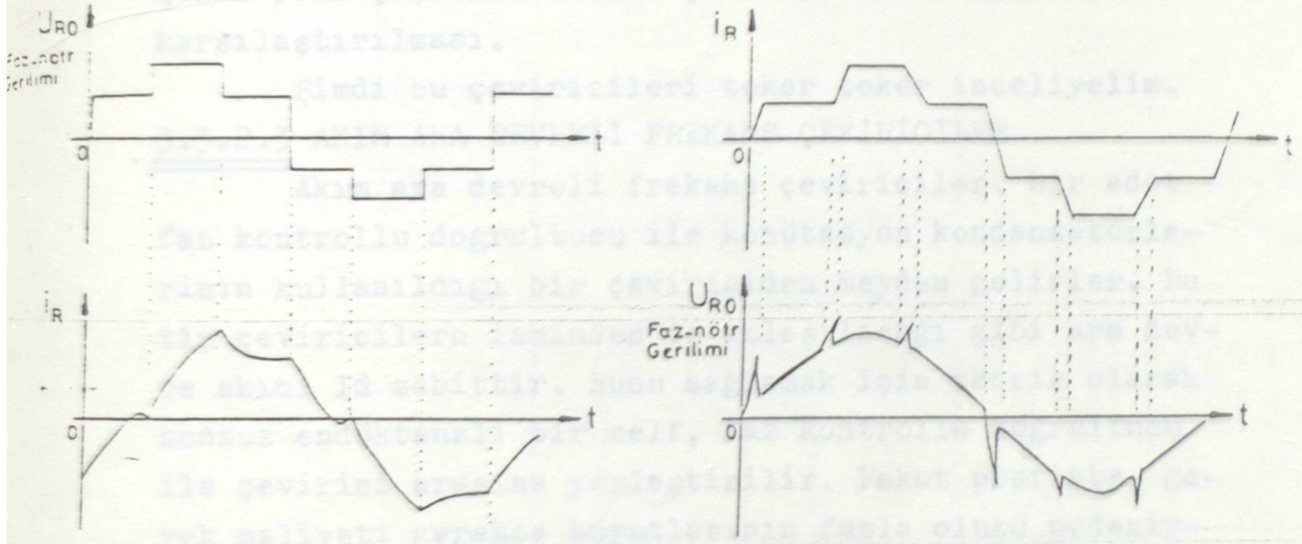
Bunların dışında çıkış geriliminin ayarında kullanılan iki yöntem daha vardır. Bu yöntemlerden oto-transformatörü diğeri ise çıkış fazlarına konacak AC kıyıcılar ile çıkış geriliminin kumandasıdır. Fakat bu iki yöntemlerden biri cevap süresinin uzun oluşu, diğeri ise her değişik frekansları için kıyıcı ateşleme frekansının kontrolunun zorluğu nedeniyle fazla ilgi görmezler.

Günümüzde üç fazlı asenkron motorlar, gerilimi ve frekansı kademesiz ayarlanabilen ara devreli frekans çeviricileriyle tahrik edilirler ve böylece asenkron motorlar ve daha da genelleştirirsek döner alanlı motorlar DC motorların özelliğini kazanır ve kayıpsız olarak hız kontrolu yapabilirler.

Akım kaynaklı ve gerilim kaynaklı çeviriciler arasında giristeki şebeke doğrultucusu bakımından fark yoktur. Bu doğrultucu şebeke doğrultucusu bakımından fark yoktur. Bu doğrultucu şebeke komütasyonlu olduğundan, çıkıstaki motorun cinsine bağlı değildir. Çeviricinin yapısı ise ara devrenin akım veya gerilim kaynaklı olmasına, asenkron ve senkron bir makinayı beslemesine göre epey farklıdır. Çıkış gerilimi ve akımının aynı fazda bulunmamasından yani ters işaretli olması yüzünden, gerilim kaynaklı çeviricide anahtar elemanı akımı iki

yöndede iletmek zorundadır. Bunu sağlamak için bu tür çeviricilerde esas anahtar elemanı akımı iletmek zorundadır. Bunu sağlamak için bu tür çeviricilerde esas anahtar elemanına ters yönde bir diyot bağlanır. Buna karşılık akım kaynaklı çeviricide istenilen çok fazlı akım doğrudan üretildiğinden, negatif akim yoktur. Bundan dolayı fazladan bir diyot bağlanması gerekmez.

Akım ara devreli frekans çevirici ile gerilim ara devreli frekans çeviricinin çıkış gerilim ve akımları birbirinden farklıdır. Bu fark sekil 3.10'dan rahatça görülebilmektedir.



Şekil 3.10 Çıkış gerilim akımları

a) Gerilim kaynaklı ara devreli frekans çeviricide.

b) Akım kaynaklı ara devreli frekans çeviricide.

Şimdi de çeşitli frekans çeviricilerin özelliklerini birbirleriyle karşılaştıralım. Bazı çeviricilerin iyi özellikleri bulunmasına karşın maliyetlerinin fazla oluşu ve her motorda kullanılamaması gibi kötü özellikleri de bulunmaktadır.

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

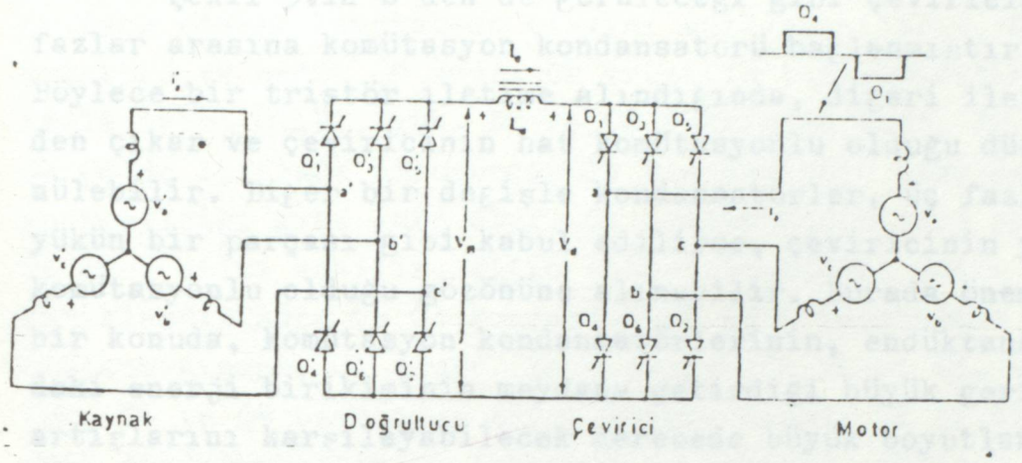
Şekil 3.11 Çeşitli frekans çeviricilerin özelliklerinin karşılaştırılması.

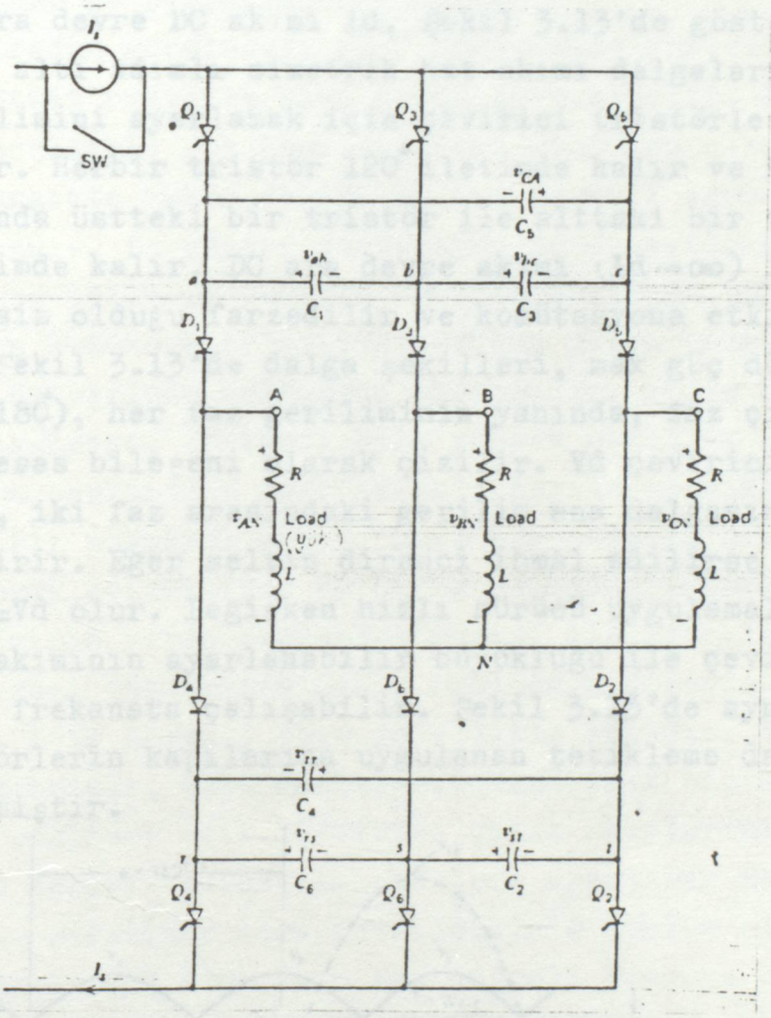
Şimdi bu çeviricileri teker teker inceliyelim.

3.3.2.3 AKIM ARA DEVRELİ FREKANS ÇEVİRİCİLER

Akım ara devreli frekans çeviriciler, bir adet faz kontrollu doğrultucu ile komütasyon kondansatörlerinin kullanıldığı bir çeviriciden meydan gelirler. Bu tip çeviricilern isminden de anlaşılacağı gibi ara devre akımı Id sabittir. Bunu sağlamak için teorik olarak sonsuz endüktanslı bir self, faz kontrollu doğrultucu ile çevirici arasına yerleştirilir. Fakat pratikte, gerek maliyeti gerekse boyutlarının fazla olusu nedeniyle belli bir dalgalanmaya izin verecek self değeri kabul edilir. Bu tip çeviricilerde dikkat çeken bir başka husus ta serbest geçiş diyotlarının bulunmayısıdır. Bu nedenle ara devre gerilimi yön değiştirebilir. Bundan dolayı şebeke tarafında sadece bir adet doğrultucu kullanılarak iki bölgeli çalışma mümkün olur.

Şekil 3.12 a'da faz kontrollu doğrultucu tarafından beslenen akım ara devreli çevirici için genel güç devresi görülmektedir. Burada faz kontrollu doğrultucunun, düşük yüklerde redresör ac giriş güç faktörünün çok düşük olması gibi bir dezavantajı vardır. Bu sistemin avantajı ise zorlamalı komütasyon gerektirmediğinden basit olmasıdır. Doğrultucu tetikleme açısı α geri besleme ile değiştirilerek çevirici giriş akımı sabit tutulabilir. Şekil 3.12 a'da görülen devre için komütasyon devresinin önemi, çevirici ile doğrultucunun uyumlu olması gerektiğinde ortaya çıkar. Şekilde görüldüğü gibi, bir esdeğer kaçar endüktans ve buna seri





Şekil 3.12 a) Akım ara devreli frekans çeviricinin genel güç devresi.

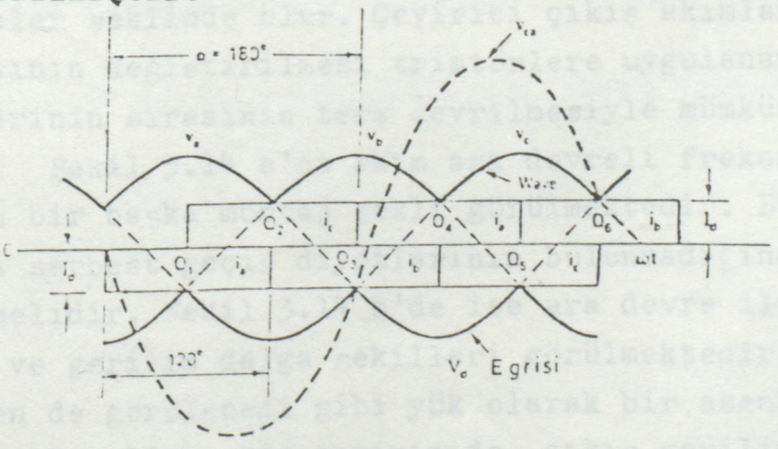
b) Akım ara devreli frekans çeviricinin komütasyon kondansatörlerinin bağlanışı.

karşı e.m.k. tarafından yaklaşık olarak gösterilebilecek asenkron veya senkron motor çeviricinin yükünü göstermektedir. Güç devresi böylece DC hatta yaklaşık olarak aynı

görülür.

Şekil 3.12 b'den de görüleceği gibi çeviricinin fazlar arasına komütasyon kondansatörü bağlanmıştır. Böylece bir tristör iletime alındığında, diğeri iletimden çıkar ve çeviricinin hat komütasyonlu olduğu düşünülebilir. Diğer bir değişle kondansatörler, üç fazlı yükün bir parçası gibi kabul edilirse, çeviricinin yük komütasyonlu olduğu gözönüne alınabilir. Burada önemli bir konuda, komütasyon kondansatörlerinin, endüktanslardaki enerji birikiminin meydana getirdiği büyük gerilim artışlarını karşılayabilecek derecede büyük boyutlandırılmasının komütasyon için gerekli oluşudur.

Ara devre DC akımı Id, Şekil 3.13'de gösterildiği gibi, altı adımlı simetrik hat akımı dalgaları, üç faz gerilimini ayarlamak için çevirici tristörlerinden geçirilir. Herbir tristör 120° iletimde kalır ve herhangi bir anda üstteki bir tristör ile alttaki bir tristör iletimde kalır. DC ara devre akımı ($Id \to \infty$) için harmoniksiz olduğu farzedilir ve komütasyona etkisi çoktur. Şekil 3.13'de dalga şekilleri, max güç dönüşümü için ($\alpha = 180°$), her faz geriliminin yanında, faz çıkış akımının esas bileşeni olarak çizilir. Vd çevirici giriş gerilimi, iki faz arasındaki gerilim ana dalgasını meydana getirir. Eğer seltin direnci ihmal edilirse DC gerilim VR=Vd olur. Değişken hızlı sürücü uygulamaları için Id akımının ayarlanabilir büyüklüğü ile çevirici değişken frekansta çalışabilir. Şekil 3.13'de aynı zamanda tristörlerin kapılarına uygulanan tetikleme darbeleri gösterilmiştir.



Şekil 1.13 İdeal akım ve gerilim dalga şekilleri.

Şekil 3.12'de gösterilen devrede SW anahtarının Q1 tristörünün iletime geçmesinden hemen önce açıldığını farz ederek komütasyon olayını açıklayabiliriz. Q1 tristörü ve ondan 60° sonra Q2 tristörü tetiklendiğinde Is=Id akımı Q1,D1, yük. D2 ve Q2 üzerinden akar. Bu anda Q6'da iletimde olduğundan C1 kondansatörü şekilde gösterildiği gibi şarj olur. C1 kondansatörü şarj olunca şarj akımı kesilir. Q1'in tetiklenmesinden sonra Q3 tetiklendiğinden ve C1 kondansatörü Q1'i ters yönde kutuplandığından, Q1 söner. Bu durumda yük akımı Q3, D3, yük, D4 ve Q4 üzerinden akar. Benzer olarak Q2 tristörünü söndürmek için Q4 tristörü tetiklenir. Böylece C4 kondansatörü Q4'ü iletimden çıkarar.

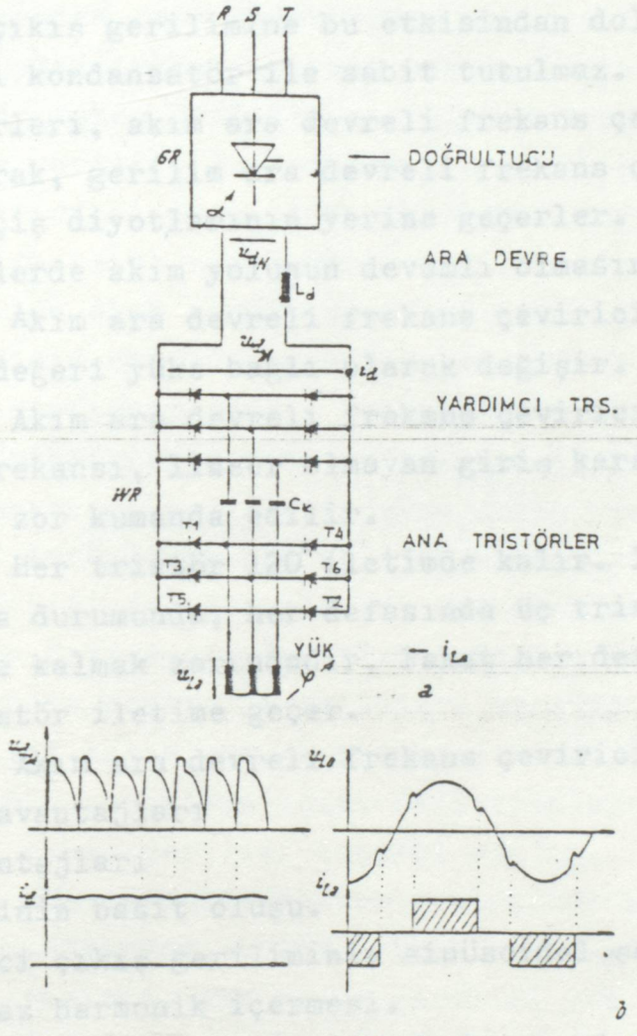
Buradan görüleceği gibi komatasyon yöntemi basittir. Fakat pratikte bazı sorunlar çıkabilir. Bu sorunlar genellikle yük parametreleri yüzünden çıkar. Eğer başlangıçta yükün değeri az ise gerekli kaynak akıma da azdır. Bu yüzden komütasyon kondansatörlerinin tekrar şarj edilmesi gerekir. Bundan başka RL yükü ve komütasyon kondansatörleriyle meydana gelen paralel rezonans devresinde ositasyon oluşabilir. Böyle bir durumda başlangıç frekansı öyle yüksek olabilir ki komütasyon başlamadan önce sürekli rejime ulaşılamaz. Gerçekte bir asenkron motor, akım ara devreli çeviriciyle tahrik edildiğinde bu durum normaldir. Çevirici çıkış akımının yarım peryotluk süresi ile karşılaştırma yapılırsa, yük devresinin birkolundan diğerine akım transferi için gerekli süre genellikle kısadır. Yaklaşık bir tahminle, akım darbeleri dikdörtgen biçimli yarım dalgalar şeklinde olur. Çevirici çıkış akımlarının faz sırasının değiştirilmesi tristörlere uygulanan kapı sinyallerinin sırasının ters çevrilmesiyle mümkün olur.

Şekil 3.14 a'da akım ara devreli frekans çeviricinin bir başka montaj şekli görülmektedir. Bu montajda da serbest geçiş diyotlarının bulunmadığına dikkat edilmelidir. Şekil 3.14 b'de ise ara devre ile çıkışın akım ve gerilim dalga şekilleri görülmektedir. Bu şekilden de görüleceği gibi yük olarak bir asenkron motorun kullanıldığı bir çeviricide, çıkış gerilimi, motorun giriş gerilimi olarak yaklaşık sinüs dalgası şeklinde olur. Fakat çıkış akımdaki yükselme veya düşüşlere

karşılık, çıkış geriliminde ani sıçramalar meydana gelir. Bu ani sıçramalar küçük frekanslı harmonikleri sebep olur.

Akım ara devreli frekans çeviriciler aşağıdaki sistemlerde kullanım alanı bulmuşlardır.

- AC makinaların genel hız kontrolunda
- Gaz türbüniyle çalışan senkron motorda, su pompalarında ve benzer tahriklerde
- İndüksiyonla ısıtmada
- İndüktif VAR üretiminde



Şekil 3.14 a) Akım ara devreli frekans çevirici montaj şeması.
b) Çevirici giriş ve çıkış akım ve gerilimleri.

3.3.2.3 a) Akım ara devreli frekans çeviricilerin özellikleri.

1-) Doğrultucu ile çevirici arasında ara devre akımını sabit tutmak için büyük endüktanslı bir self bulunur. Böylece Id ld olur.

2-) Çevirici çalışma peryodunun büyük bir kısmında komütasyon kondansatörü yük ile paralel duruma gelir. Böylece çıkış gerilimi sinüs dalga şekline yaklaşır ve relatif olarak harmoniksiz bir çıkış verir. Komütasyon kondansatörünün çıkış gerilimine bu etkisinden dolayı, ara devre gerilimi kondansatör ile sabit tutulmaz. Komütasyon kondansatörleri, akım ara devreli frekans çeviricide büyük tutularak, gerilim ara devreli frekans çeviricideki serbest geçiş diyotlarının yerine geçerler. Böylece endüktif yüklerde akım yolunun devamlı olmasını sağlarlar.

3-) Akım ara devreli frekans çeviricinin çıkış geriliminin değeri yüke bağlı olarak değişir.

4-) Akım ara devreli frekans çeviricinin çıkış gerilim ve frekansı, lineer olmayan giriş karekteristiğinden dolayı zor kumanda edilir.

5-) Her tristör 120° iletimde kalır. 180° lik iletimde kalma durumunda, her defasında üç tristör aynı anda iletimde kalmak zorundadır. Fakat her defasında sadece iki tristör iletime geçer.

3.3.2.3 b- Akım ara devreli frekans çeviricilerin avantaj ve dezavantajları

Avantajları

1-) Devresinin basit oluşu.

2-) Çevirici çıkış geriliminin sinüsoidal şekle yakın olması ve az harmonik içermesi.

3-) Tristör ve diyotların az oluşu veya hiç diyot bulunmayışı.

4-) Ara devredeki büyük değerli selften dolayı, ani akım yükselmesine izin verilmez ve relatif olarak kısa devreye karşı kolay koruma.

Dezavantajları

1-) Çıkış geriliminin kumandasının zorluğu.

2-) Çıkış gerilimi ile çıkış akımı arasındaki sıkı bağlılık.

3-) Komütasyon kondansatörlerinin büyük boyutlu oluşu.

4-) Akım ara devreli frekans çeviricilerle alan zayıf-

latma yapılamayışı.

5-) Akım ara devreli frekans çevirici ile sadece tek motorun hız kontrolunun yapılabilmesi.

3.3.2.3-c Akım ara devreli frekans çeviricinin kontrol sistemi.

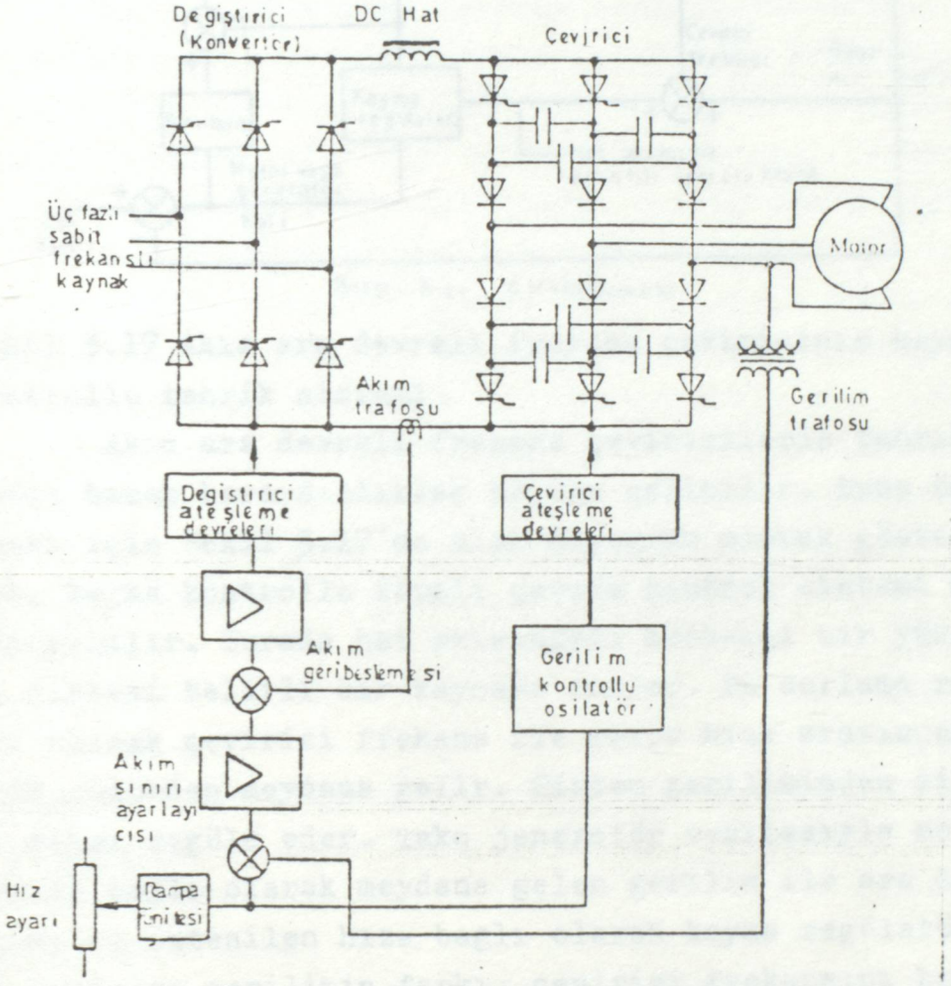
Akım ara devreli frekans çeviricinin bir asenkron motoru tahriki ve kontrol sistemi şekil 3.15'de gösterilmiştir. Bu sistemde çevirici çıkısının iki büyüklüğü olan akım ve gerilim, geri besleme sinyali, gerilim transformatörü üzerinden fark dedektörüne verilir. Aynı zamanda hız ayarı potansiyometresi ile seçilen değerde, rampa ünitesinde değişken genlikli gerilimler üretilerek fark dedektörüne verilir. Bu gerilim ile gerilim geri besleme sinyali arasındaki fark alınarak akım sınırı ayarlayıcısına verilir. Aşırı akımlarda, akım transformatörü üzerinden yapılan akım geri besleme sinyali ile akım sınırı ayarlayıcısının ürettiği gerilim arasındaki fark, fark dedektörü tarafından alınır ve konvertör (doğrultucu-çevirici) tristörlerinin tetikleme açısına müdahele etmek için konverter tetikleme devrelerine verilir. Bu devreler, tristörlerin faz açısına müdahele ederek ara devre gerilimini dolayısıyla ara devre akımını azaltır.

Rampa ünitesinin ürettiği değişken gerilim aynı zamanda gerilim kontrollu osilatöre verilir ve bu osilatörün ürettiği tetikleme darbeleri yardımıyla çevirici tristörlerinin tetikleme açısı değiştirilerek çıkış akımı dolayısıyla çıkış gerilimi kontrol edilir.

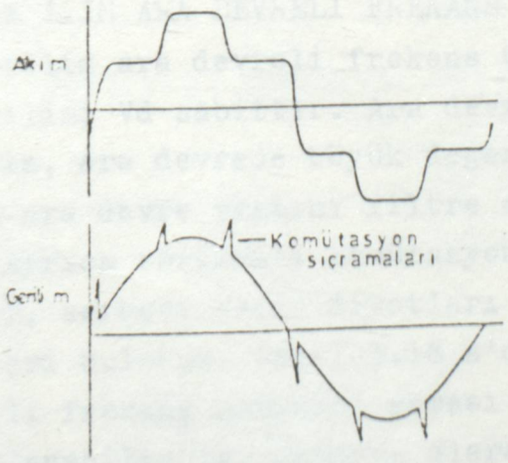
Akım ara devreli frekans çeviricide serbest geçiş diyodu bulunmadığından, motor, yükün etkisiyle generatör olarak çalıştığında, ara devre gerilimi yön değiştirir. Fakat akım yönü sabit kalır. Bu ters yönlü gerilim, konventerin, gecikme açısıyla tetiklenerek çevirici moduna geçirilmesine imkan verir. Bu suretle enerji kaynağa geri döner. Sistem, motor veya generatör momentinde, çevirici faz sırası değiştirilerek her iki dönüş yönünde, herhangi bir güç devresi eklenmeksizin, dört bölgede çalışabilir.

Çok küçük hızlı çalışmada, motor akımı dalga şekli basamaklı şekilde görülür. Bu tip tahrik, mil momentindeki kuvvetli değişmelerden korunması gereken uygula-

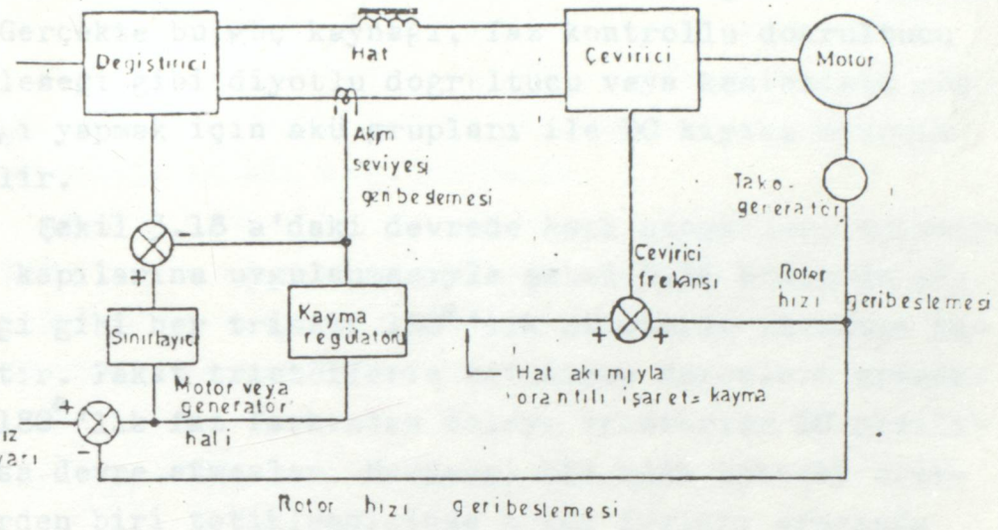
malar için çok uygundur. Çünkü iyi hesaplanmış DC hat selfi akımın ani değişmesini engeller. Böylece motor uçlarında meydana gelen kısa devre çeviriciye zarar vermez. Şekil 3.16 'da motor akım ve gerilimdalga şekilleri gösterilmektedir. Gerilim dalgasındaki ani sıçramalar komütasyon anında meydana gelir.



Şekil 3.15 Akım ara devreli frekans çeviricinin kontrol sistemi.



Şekil 3.16 Akım ara devreli frekans çeviricinin çıkış akım ve gerilim dalga şekilleri.



Şekil 3.17 Akım ara devreli frekans çeviricinin kayma kontrollu tahrik sistemi

Akım ara devreli frekans çeviricilerle tahriklerde bazen kararsızlıklar meydan gelibilir. Bunu önlemek için Şekil 3.17'de blok diyagram olarak gösterilen, kayma kontrollu kapalı çevrim kontrol sistemi kullanılabilir. Burada hat akımındaki herhangi bir yükselme sistemi belirli bir kaymaya zorlar. Bu zorlama relatif olarak çevirici frekans ile motor hızı arasındaki fark yüzünden meydana gelir. Sistem geriliminden ziyade akımı regüle eder. Tako jeneratör vasıtasıyla motor hızına bağlı olarak meydana gelen gerilim ile ara devre akımı ve istenilen hıza bağlı olarak kayma regülatöründe üretilen gerilimin farkı, çevirici frekansını belirler. Aynı zamanda ara devre akımı ile konverder de kontrol edilir.

3.3.2.4 GERİLİM ARA DEVRELİ FREKANS ÇEVİRİCİLER

Gerilim ara devreli frekans çeviricilerde ara devre gerilimi Vd sabittir. Ara devre gerilimini sabit Tutmak için, ara devrede büyük degerli bir kondansatör ile bazen ara devre akımını filtre etmek için bir self bulunur. Ayrıca zorlamalı komütasyondan ötürü yardımcı tristörler, serbest geçiş diyotları ve komütasyon kondansatörleri bulunur. Şekil 3.18 a'da basit bir gerilim ara devreli frekans çevirici şeması görülmektedir. Burada ayarlanabilir bir batarya olarak gösterilen DC güç kaynağı, idealde sıfır içdirençli bir gerilim kaynağıdır. Bataryanın değişken gerilimli gösterilmesinin sebebi, çıkış gerilimini sinüsoidal şekle sokmak ve geri-

lim ayarı yapabilmek için kare dalga şeklindeki gerilim darbelerinin genliğinin ayarlanabilir olduğunu göstermektir. Gerçekte bu güç kaynağı, faz kontrollu doğrultucu olabileceği gibi diyotlu doğrultucu veya kesintisiz güç kaynağı yapmak için akü grupları ile DC kıyıcı devreli olabilir.

Şekil 3.18 a'daki devrede kapı sinyalleri tristörlerin kapılarına uygulanmasıyla şekil 3.18 b'den de görülceği gibi her tristör 180^{o}'lik sürelerle iletimde kalacaktır. Fakat tristörlerin tetikleme darbeleri arasındaki 180^{o}'lik faz farkından dolayı tristörler DC gerilimi kısa devre etmezler. Herhangi bir anda üstteki tristörlerden biri tetiklendiğinde motor fazları arasında yaklaşık DC hat gerilimi oluşur. Daha sonra üstteki tristörlerden diğeri tetiklendiğinden motor faz gerilimi sıfır olur. Bu işlemler alttaki tristörler içinde ardışık olarak devam ve böylece şekil 3.18 c'de gösterilen motor akım ve gerilim dalga şekilleri meydana gelir.

Motor uçlarındaki bu gerilim hesaplanacak olursa;

$$V_{ab}=V_{ao}-V_{bo} \qquad (3.1)$$

$$V_{bc}=V_{bo}-V_{co} \qquad (3.2)$$

$$V_{ca}=V_{co}-V_{ao} \qquad (3.3)$$

şeklinde bulunur. Genel olarak bu üç faz arası çıkış gerilimi için;

$$V_{ab}+V_{bc}+V_{ca}=0 \qquad (3.4)$$

ifadesi geçerlidir.

Çevirici çıkış fazlarının simetrik olarak yüklenmesinde V_{an}, V_{bn}, ve V_{cn} faz gerilimleri, fazlar arası gerilimlerden şu şekilde elde edilir.

$$V_{an}=\frac{1}{3}(V_{ab}-V_{ca})=V_{ao}-\frac{1}{3}(V_{ao}+V_{bo}+V_{co}) \qquad (3.5)$$

$$V_{bn}=\frac{1}{3}(V_{bc}-V_{ab})=V_{bo}-\frac{1}{3}(V_{ao}+V_{bo}+V_{co}) \qquad (3.6)$$

$$V_{cn}=\frac{1}{3}(V_{ca}-V_{bc})=V_{co}-\frac{1}{3}(V_{ao}+V_{bo}+V_{co}) \qquad (3.7)$$

örnek olarak V_{an} faz gerilimi için basamak değerleri $V_d/3$ ve $2/3\,V_d$ olan ve şekil 3.18 c'de gösterilen basamak şeklindeki değişim elde edilir.

Üç fazlı çeviricide, her bir tristörün iletimde kalma süresi kısaltılması ile çıkışta üretilen gerilim azaltılabilir. Köprü devrenin bir fazındaki tristörlerin 180^{o}'den daha az bir sürede tetiklenmesinde, her iki tristörün kesimde olduğu sırada faz gerilimi, artık

yük akımının değerine ve yönüne bağlı olarak verilir. Omik yüklerde meydana gelen gerilim değişimleri kolayca bulunabilir. Çünkü bu durumda diyotlardan akım akmaz. Fakat akım dalga şeklinden de görüleceği gibi motor, basit bir yük gibi davranmaz ve gerilim dalgasındaki herbir harmoniğe farklı etki gösterir.

Şekil 3.18 b'den de görüleceği gibi tristörlerin iletimde kalma süreleri $(180^{\circ} - \varphi)$ olduğundan, bu dalga şeklindeki φ açısı yarıya bölünüp, yarım dalga simetrisinden yararlanılarak, bu dalga şekli Fourier serisine açılırsa

$$Vao = \frac{4}{\pi} Vd/2 \left[\cos\frac{\varphi}{2} \cdot \operatorname{Sin} wt + \frac{1}{3} \cos 3\frac{\varphi}{2} \operatorname{Sin} 3wtt \right. \qquad (3.8)$$

$$\left. \frac{1}{k} \cos k\frac{\varphi}{2} \operatorname{Sin} kwt \right]$$

olarak bulunur. Bu gerilimin birinci hormoniğinin maksimum değeri ise;

$$(Vao)\,lm = 4.Vd\sqrt{2}/2\pi \cdot \cos\frac{\varphi}{2} \qquad (3.9)$$

olarak bulunur.

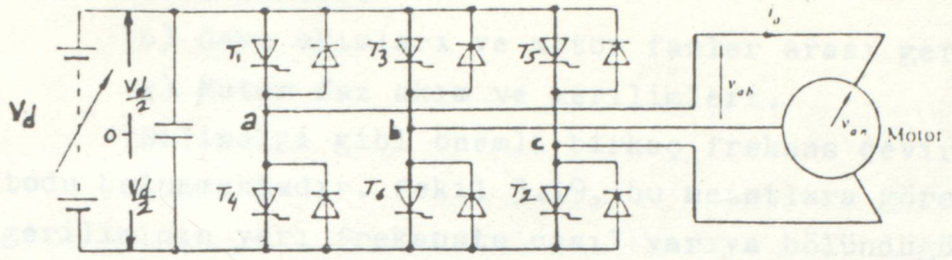
Burada $\varphi = 60^{\circ}$ olarak alınırsa;

$$(Vao)lm = 0,7769\ Vd \quad (V) \qquad (3.10)$$

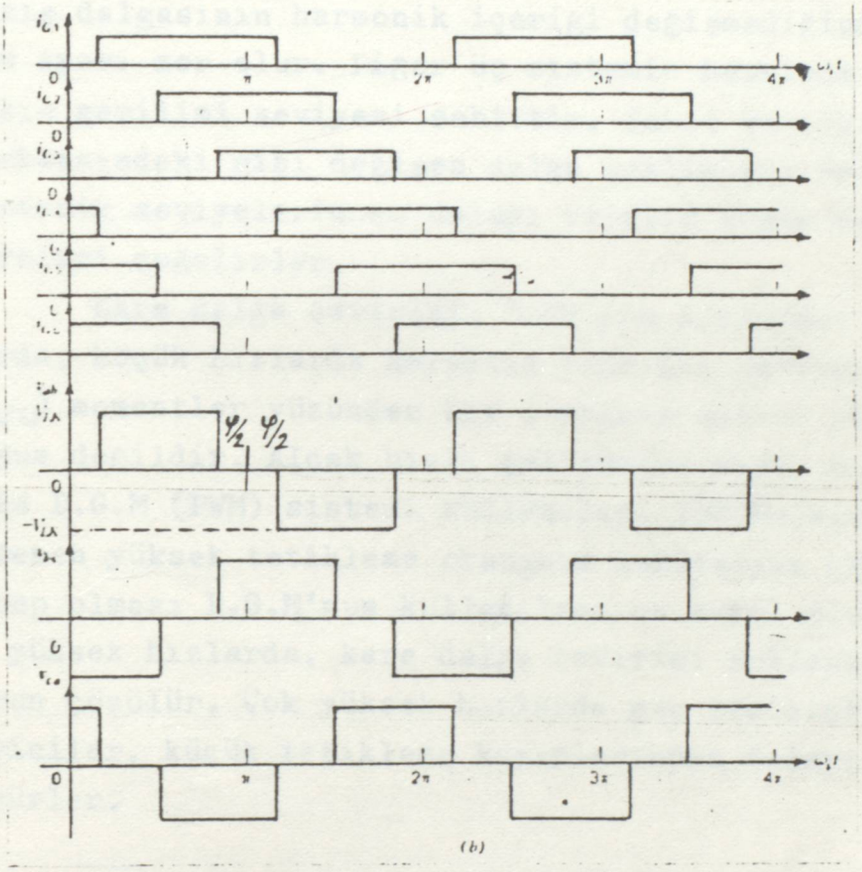
olarak bulunacaktır.

Birinci kısımdaki (1.62) ifadesinden de görüleceği gibi, asenkron motorun maksimum momentini muhafaza edebilmesi için hava aralığı akısının sabit tutulması gerekir. Bu da ancak çıkış frekansındaki herhangi bir değişimi karşılık çıkış geriliminin de değiştirilmesiyle sağlanabilir. Kare dalga çıkış veren çeviricide, kaynak gerilim seviyesi değiştirilerek gerilim ayarlaması yapılabilir. Bunu sağlamak için iki yöntem vardır. Bunlardan birincisi faz kontrollu doğrultucu ile gerilim ayarı, diğeri ise diyotlu doğrultucu ve DÇ kıyıcısı ile gerilim ayarıdır.

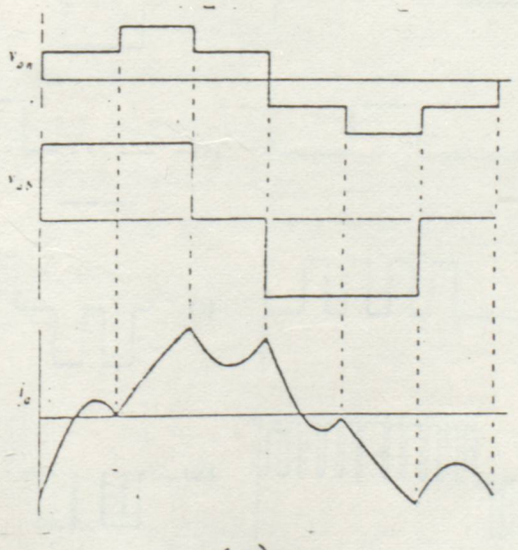
Faz kontrollu doğrultucu kullanılarak yapılan gerilim ayarının herhangi bir kontrol komutuna karşılık hızlı cevap verebilmesi gibi avantajının yanında AC kaynak tarafında geri güç faktörüyle çalışmada aynı hızı sağlıyamaması gibi dezavantajı da vardır. Bununla birlikte motorun, generatör çalışmasında tam kontrollu doğrultucu ile enerjinin şebekeye geri verilmesi mümkündür ve relatif olarak diğer sistemlere göre ucuzdur.



(a)



(b)



(c)

Şekil 3.18 a) Gerilim ara devreli frekans çeviricinin

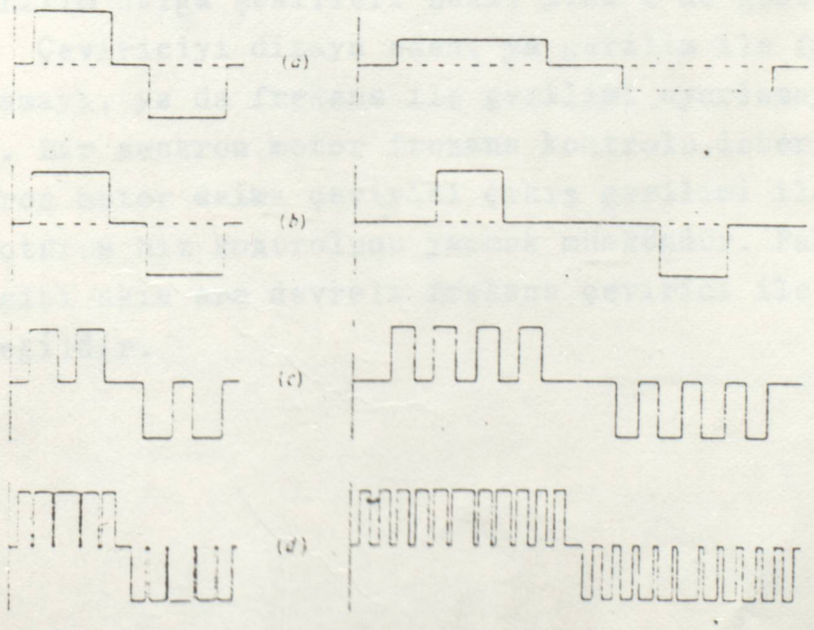
basit devre şeması.

b) Geyt akımları ve motor fazlar arası gerilimleri.

c) Motor faz akım ve gerilimleri.

Bilindiği gibi önemli birkaç frekans çevirici metodu bulunmaktadır. Şekil 3.19, bu metotlara göre çıkış geriliminin yarı frekansta nasıl yarıya bölündüğünü göstermektedir. Çevirici çıkış gerilimini ayarlıyabilmek için kare dalga şeklinde gerilime ihtiyaç vardır. Fakat çıkış dalgasının harmonik içeriği değişmediğinden gerilim ayarı zor olur. Diğer üç sistemin hepsinde çevirici çıkış gerilimi seviyesi sabittir, fakat çeşitli şebeke frekansındaki gibi değişen dalga şeklindeki relatif harmonik seviyelerinden dolayı relatif boşta çalışma süreleri çoğalırlar.

Kare dalga çevirici, 5 Hz'nin altındaki frekanslarda, küçük hızlarda kararsız tahriğin yaptığı harmonik (vuru) momentler yüzünden bir asenkron motoru yüklemeye uygun değildir. Alçak hızlı çalışmadan sıfır hıza inmek için D.G.M (PWM) sistemi kullanılır. 100 Hz'nin üstünde istenen yüksek tetikleme oranının komütasyon kayıplarına sebep olması D.G.M'nun kullanılmasına engel olur. Böylece yüksek hızlarda, kare dalga çevirici kullanılarak bu sorun çözülür. Çok yüksek hızlarda güç transistörlü çeviriciler, küçük tetikleme kayıplarından dolayı rağbet görürler.



Şekil 3.19 Farklı çevirici sistemlerinin dalga şekilleri

a) Kare dalga çeviricisi.

b) Fazlı çevirici.

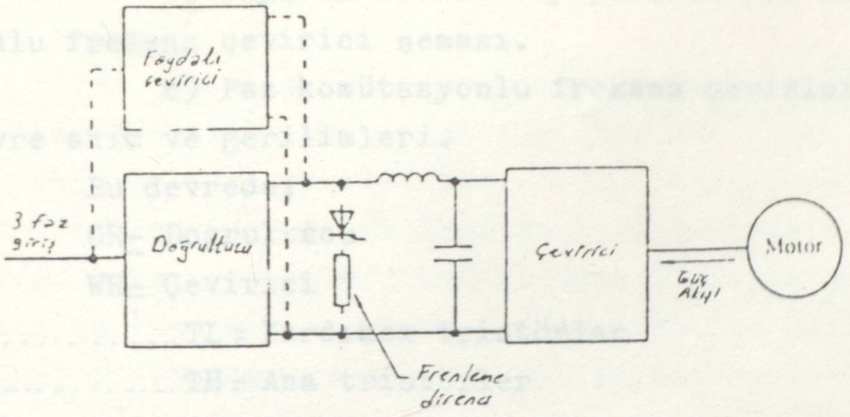
c) Dişli dalga formunda gerilim üreten çevirici.

d) Darbe genişlik modülatörü.

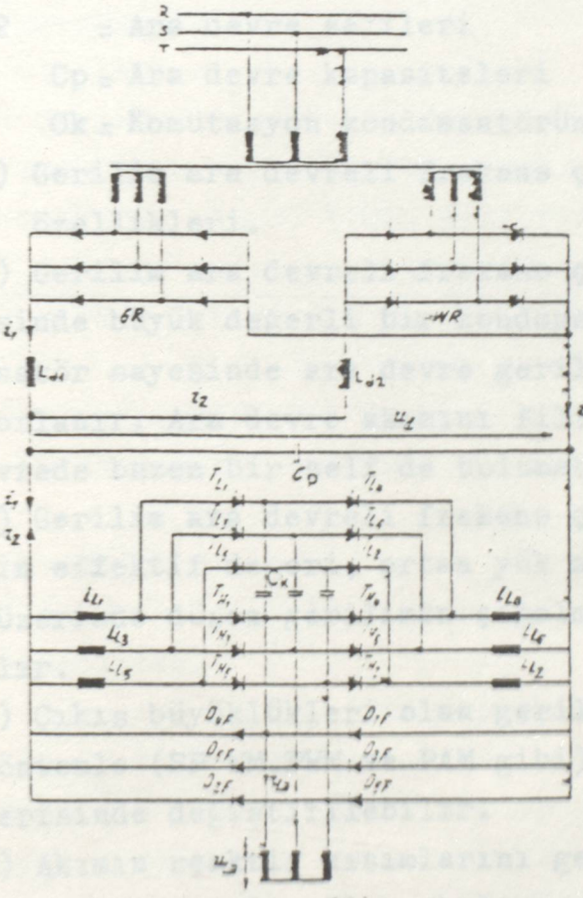
Asenkron motor tahriğinin bir özelliği de, hava aralığı akısını sabit tutmak için motorun çalışma sahasının çoğunda çevirici gerilim frekans oranının sabit tutmak olmasıdır. En küçük frekanslarda (gerilimlerde), toplam motor geriliminin önemli oranda bir kısmı stator empedansında düştüğünden dolayı, sabit hava aralığı akısını korumak için gerilimin biraz yükseltilmesi gerekmektedir.

Eğer motor yük tarafından tahrik edilirse, reaktif frenleme mümkün olur ve meydana gelen enerji DC hatta geri verilir. Bu enerji DC hat kapasitesinde şarjı çoğaltarak DC hat gerilimini yükseltir. Bu enerji çevirici modunda çalışan bir konvertör kullanılarak sabit frekanslı kaynağa geri dönmedikçe, enerjinin şebekeye geri verilmesi çok sınırlıdır. Enerji, dinamik frenleme biçiminde DC hatta çapraz yerleştirilmiş bir direnç üzerinde harcanabilir. Bu iki frenleme şekil 3.20 a'da blok diyagram seklinde gösterilmiştir. Şekil 3.20 b'de ise enerjinin şebekeye geri verilmesini sağlayan doğrultucuya paralel bağlı regeneratif çeviriciyle birlikte çalışan çevirici şeması görülmektedir. Bu tip çeviricinin giriş akım ve gerilim dalga şekilleri şekil 3.20 c'de gösterilmiştir.

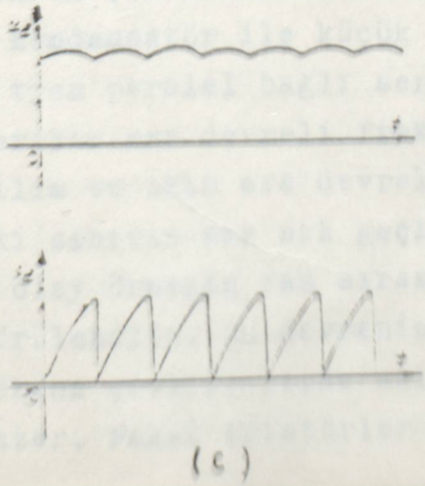
Çeviriciyi dizayn eden, ya gerilim ile frekansı ayarlamayı, ya da frekans ile gerilimi ayarlamayı seçebilir. Bir senkron motor frekans kontrolu ister, fakat asenkron motor daima çevirici çıkış gerilimi ile birden çok motorun hız kontrolunu yapmak mümkündür. Fakat bilindiği gibi akım ara devreli frekans çevirici ile bu mümkün değildir.



(a)



(b)



(c)

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ 1937 KÜTÜPHANESİ

Şekil 3.20 a) Faydalı frenlemenin iki metodu.

b) Faydalı frenleme yapabilen faz komütasyonlu frekans çevirici şeması.

c) Faz komütasyonlu frekans çeviricinin ara devre akım ve gerilimleri.

Bu devrede;

GR= Doğrultucu

WR= Çevirici

TL..... TL = Yardımcı tristörler

TH..... TH = Ana tristörler

D1F..... D6F = Serbest geçiş diyotları

LL1..... LL6 = Komütasyon devresi selfleri

Ld1 ve Ld2 = Ara devre selfleri

Cp = Ara devre kapasiteleri

Ck = Komütasyon kondansatörünü göstermektedir.

3.3.2.4 a) Gerilim ara devreli frekans çeviricilerin özellikleri.

1-) Gerilim ara devreli frekans çeviricilerin ara devresinde büyük değerli bir kondansatör bulunur. Bu kondansatör sayesinde ara devre gerilimi sabit tutulmaya zorlanır. Ara devre akımını filtre etmek içinde ara devrede bazen bir self de bulunabilir.

2-) Gerilim ara devreli frekans çeviricinin çıkış geriliminin effektif değeri, artan yük akımıyla birlikte içdirenç üzerinde düşen gerilimin çoğalmasıyla lineer olarak azalır.

3-) Çıkış büyüklükleri olan gerilim ve frekans bir çok yöntemle (SP WM,PWM ve PAM gibi) istenilen sınırlar içerisinde değiştirilebilir.

4-) Akımın reaktif kısımlarını geçirmesi için devrede serbest geçiş diyotları bulunur. Akım ara devreli frekans çeviricinin ara devresinde bulunan büyük değerli kondansatör ile küçük değerli bir self ve tristörlere tres paralel bağlı serbest geçiş diyotları konursa gerilim ara devreli frekans çevirici elde edilir. Bu, gerilim ve akım ara devreli frekans çeviriciler arasındaki sınırın sık sık geçilir olduğunu göstermektedir. Bu olay örneğin faz sırası ile söndürme montajında da görülebilir. Bu devrenin çalışması akım ara devreli frekans çeviricilerde anlatılan montajın çalışmasına benzer. Fakat tristörler 180 iletimde kalabilir-

ler. CK komütasyon kondansatörleri çıkış geriliminin oluşturulmasına fazla katkıları olmadığından küçük değerlidir.

5-) Gerilimi ayarlanabilir üç fazlı çeviricilerde tristörlerin iletimde kalma süreleri 180°'dir. Herhangi bir anda üç tristör iletimde olabilir. Böylece yükten bağımsız kare dalga şeklinde gerilim darbeleri meydana gelir. Fakat geri güç faktörlü motor, akımla gerilim arasında faz farkı meydana getirir. Ayrıca motor akımında ani sıçramalar meydana gelir. Bu sıçramalar da harmoniklere sebep olur.

3.3.2.4 b) Gerilim ara devreli frekans çeviricilerin avantaj ve dezavantajları.

Avantajları

1-) Gerilim ara devreli frekans çeviriciler ile çıkış gerilim dalga şeklinin değiştirilmesi için çok çeşitli imkanların oluşu. (PWM, SPWM, PAM gibi)

2-) İyi bir çıkış karekteristiklerinin oluşu.

3-) Birden çok motoru tahrik etmeye elverişli oluşu.

4-) Akım ara devreli frekans çevirici metoduna göre daha küçük değerli komütasyon kondansatörü ihtiva etmesi.

Dezavantajları

1-) Akım ara devreli frekans çeviricilere nazaran daha komplikedirler.

2-) Akım ara devreli frekans çevircilerde daha kolay yapılan kısa devreye karşı korumanın bu tip çeviricide daha zor olması. Çünkü ara devrede bulunan büyük değerli kondansatör veya batarya, kısa devre anında büyük akım yükselme hızına (di/dt) izin verir. Bunu önlemek için sistem, koruma tedbirlerine daha çok ihtiyaç gösterir.

3-) Devre elemanlarının çok oluşu. (Yardımcı tristör, serbest geçiş diyotları ve komütasyon kondansatörü bu tip metotta daha çok bulunur.

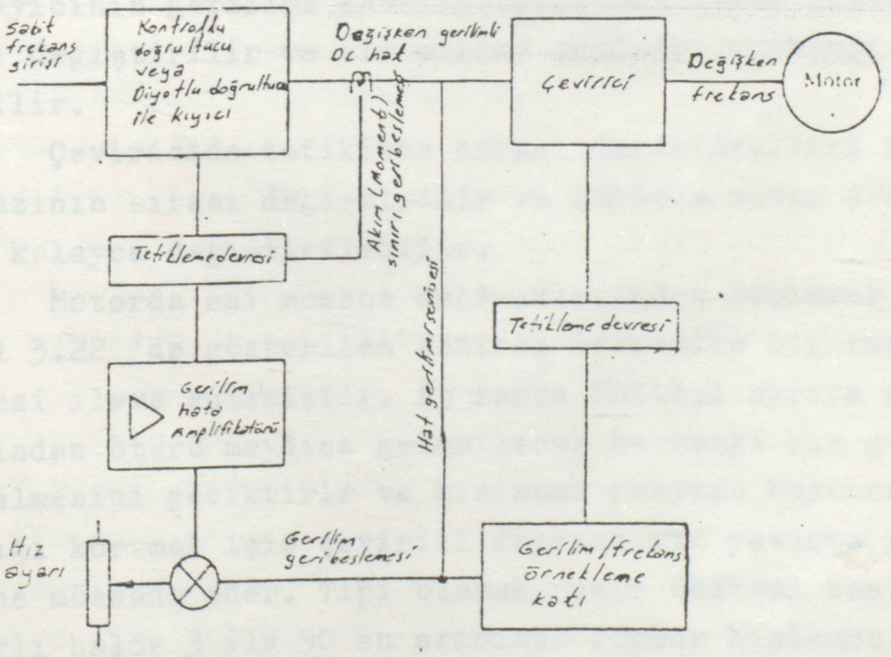
4-) Basit kare dalga çevirici kullanılıyorsa (yani PWM, SPWM veya PAM kullanılmıyorsa) çıkış gerilimindeki harmoniklerin çok oluşu. Prensipte gerilimin yükselme hızı $dv/dt = \infty$ kabul edilir. ve buradan harmoniklerin sönüşü 1/V ile (V harmonik sıra numarası)

ilgili olduğu kabul edilir. Bu durum herşeyden önce kesintisiz güç kaynakları (UPS) için veya motorlarda önem kazanır.

3.3.2.4 c) Gerilim ara devreli frekans çeviricinin kontrol devresi

Çevirici giriş güçü, doğru akım ve gerilimin çarpımının ürünüdür. Motorun mil çıkış gücü ise moment ve hızın ürünüdür. Motorun hızı (küçük bir kayma için) frekans ve bundan dolayı da çevirici giriş gerilimiyle, çevirici giriş akımı ise direk olarak momentle ilgilidir. Bundan dolayı DC hat akımının kontrolu ile motorun momenti kontrol edilibelir. Motor akımının reaktif kısımları çevirici içinde döner ve böylece ortalama DC hat akımına etki etmez.

Şekil 3.21, gerilim kontrollu asenkron motor tahriğinin blok diyagramını göstermektedir. Giriş ayarı (Hız ayarı) hat gerilimiyle karşılaştırılan bir referans gerilim ile yapılır. Fark (hata) yükseltilerek, giriş ayarları hat gerilimine eşitlenene kadar tetikleme sinyalleri otomatik olarak çoğaltılırlar. Bununla birlikte, hat akımının geri beslemesi sayesinde hat gerilimi belli bir değer ile sınırlanır, böylece sınırı aşılmaz.



Şekil 3.21 Gerilim kontrollu asenkron motor tahriğinin blok diyagramı.

Şekil 3.21'deki diyagramda, hız, durgun halden istenilen hıza şöyle ayarlanır; sıfır hat gerilimi geri

beslemesinden dolayı, hat gerilimi şebeke gerilim/frekans oranından küçükse çevirci frekansı küçük tutulur ve hat gerilimi, otomatik olarak akım limitini elde etmek için istenilen seviyeye yükseltilir. Motor maxsimum momentini sağlamak, için, motor hızlanırken hat gerilimi, sınırlı hat akımını korumak için yükseltilmelidir. Böylece uygun güç faktörü ve maxsimum moment kabiliyetine yakın motor çalışma karekteristiğinden dolayı, motor frekansı hızlanma peryodu boyunca yükseltilir. Daha sonra hat akımı yük momentini dengeliyecek seviyeye düştüğü zaman hat gerilimi ayar seviyesine ulaşır.

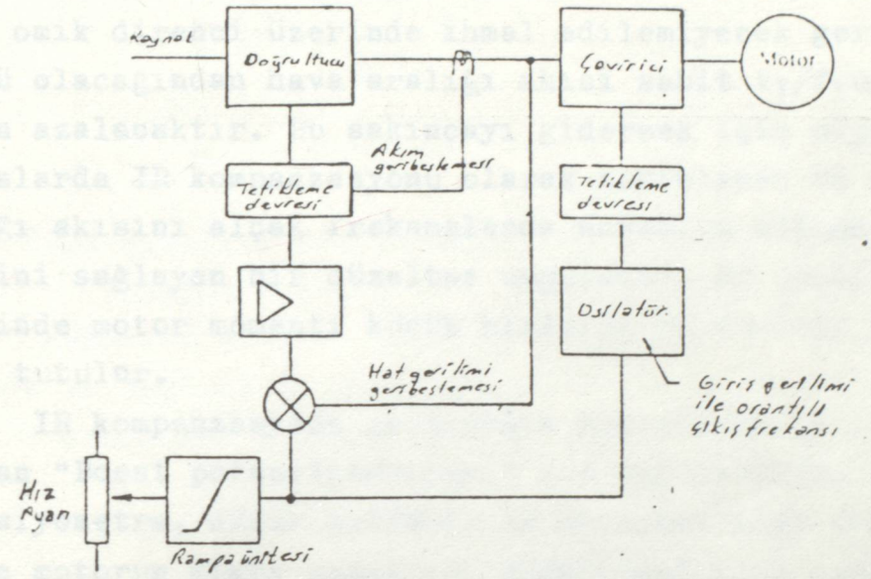
Kararlı halde, sabit bir kontrol ayarında, sabit frekansta çevircii çıkış gerilimi sabittir. Bundan dolayı hız-moment karekteristiği, yük-momenti ile çoğalacak kayma ile bağlantılı olacaktır. Küçük yükte % 1 olan bir kayma, tam yükte % 4 olacaktır. Bu durumda hız regülasyonu % 3 olur. Sistemin akım seviyesine bağlı kayma kompanzasyonunu da ihtiva etmesi mümkündür. Öyleki yükle birlikte, frekans ve hat gerilimi yükselir ve % 1'den az olan bir doğrultuda hız koruması yapılabilir. Daha fazla hassaslık için, hız bir tako-generatör tarafından ölçülür. Takogeneratörün ürettiği gerilim ile giriş ayarlayıcının gerilimi karşılaştırılarak kayma frekans farkı değiştirilir ve bir miktar çevirici frekansı yükseltilir.

Çeviricide tetikleme sırası değiştirilerek motor üç fazının sırası değiştirilir ve böylece motor dönüş yönü kolayca değiştirilebilir.

Motorda ani moment değişimlerinden kaçınmak için, şekil 3.22 'de gösterilen kontrol devresine bir rampa ünitesi ilave edilmiştir. Bu rampa ünitesi ayrıca giriş ayarından ötürü meydana gelebilecek herhangi bir gerilim yükselmesini geciktirir ve hızlanma peryodu boyunca kararlığı korumak için çevirici frekansının yavaşça yükselmesine müsaade eder. Tipi olarak rampa ünitesi tam hızda kararlı halde 3 ila 90 sn arasında lineer hızlanma veya yavaşlama oranları vermesi için ayarlanabilir.

Çevirci giriş kontrol frekans ayarı ile senkron motor kullanılarak çok hassas bir açık çevrim kontrol sistemi elde edilir. Şekil 3.22'de blok diyagram şek-

linde gösterilmiş olan sistem bir çok yönden şekil 3.21 e benzemektedir. Frekans kontrollu sistemde, giriş gerilimi direk olarak osilatör frekansını bundan dolayı da çevirici frekansını ayarlar. Giriş ayarı, hat gerilimini de belirler. Böylece gerilim/frekans oranı korunur.



Şekil 3.22 Frekans kontrollu çevirici kontrol sistemi

3.3.2.4 d) Sabit akı, moment ve kayma frekansı (W_2) bölgesi.

Frekans ayarı ile asenkron motorun hız kontrolu birinci bölümde anlatılmıştır. Buradan da görüleceği gibi frekans ayarı ile hız kontrolunda iki bölge bulunmaktadır. Bunlardan birincisi; statora uygulanan gerilimin frekansını sıfır ile nominal değiri arasında değiştirerek yapılan hız kontrolu, ikincisi ise nominal frekansın üstünde frekans uygulayarak yapılan hoz kontroludur.

Birinci bölümde ifadesi (1.62) eşitliğinde çıkarılan maxsimum moment eşitliğini akı cinsinden yazarsak;

$$M_{max} = \frac{P \cdot M2}{8\pi^2 L_T} \cdot \Phi^2$$ bulunur.

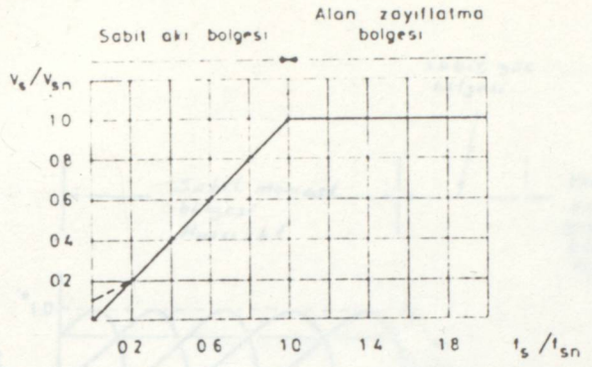
Burada $\Phi = V_1/f_1$ olduğuna dikkat edilmelidir. Yukarıdaki ifadeden de görüleceği gibi hava aralığı akısını, dolayısıyla devrilme momentini sabit tutmak için V_1/f_1 oranının sabit tutulması gerekir. Momentin akının karesiyle orantılı olarak değişmesinden dolayı da kaymanın nominal değerinde sabit moment bölgesinde birbirlerine paraleldirler. Böylece her frekans değeri için s kaması sabit kalır.

Sabit moment veya sabit akı bölgesinde motor devrilme momenti değerini korur. Bu bölgede elde edilebilen maksimum moment sınırlı çevirici akım kapasitesi yüzünden devrilme momentinden bir dereceye kadar azdır.

Alçak frekanslarda moment ifadesinde gözüken reaktanslar daha küçük değerlere inecektir. Bunun yanında stator omik direnci üzerinde ihmal edilemiyecek gerilim düşümü olacağından hava aralığı akısı sabit V_1/f_1 oranına rağmen azalacaktır. Bu sakıncayı gidermek için alçak frekanslarda IR kompanzasyonu olarak tanımlanan ve hava aralığı akısını alçak frekanslarda normalin altına düşmemesini sağlayan bir düzeltme uygulanır. Bu uygulama sayesinde motor momenti küçük hızlarda da nominal değerinde tutulur.

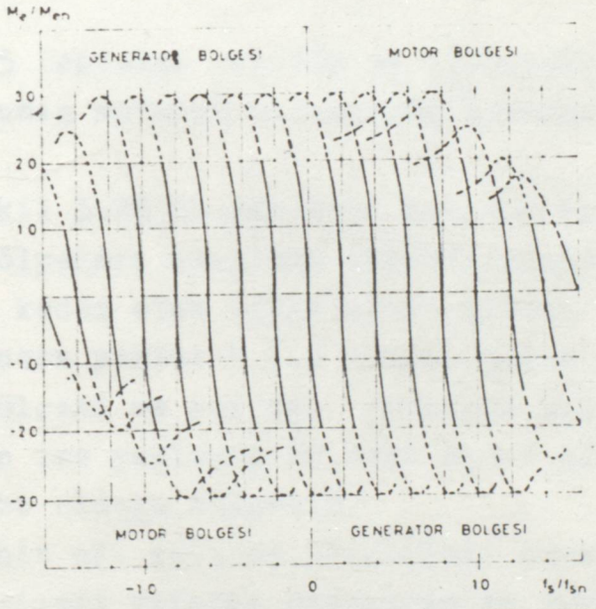
IR kompanzasyonu çevircinin kontrol ünitesinde bulunan "Boost potansiyometresi" ile yapılabilir. Bu potansiyometre, düşük hızlarda IR kayıplarından dolayı azalan motorun çıkış momentini yükseltmek için çıkış gerilimini biraz yükseltir. Teorik olarak motor O'Hz'ye kadar lineer gerilim yükselmesine ihtiyaç gösterir. Fakat 50 Hz'nin üstünde nominal çıkış geriliminin üstünde gerilim arttırılamaz. Bu gerilim yükselmesi lineer değildir ve genellikle 30 Hz civarında bu nonlineerlik kaybolur. Motorların çoğu, sürtünmeli veya sabit momentli yüklerde çalıştığı zaman biraz gerilim yükseltilmesine ihtiyaç gösterir. Çünkü gerilimin yükseltilmesi motor hat akımını yükseltir. Motorun aşırı ısınmasından korunmak için kararlı çalışma esnasında akım, etiket akım değerini aşmayacak şekilde seçilmesine dikkat edilmelidir.

Şekil 3.23'de alçak frekanslarda IR kompanzasyonu örneği gösterilmiştir. Burada frekansın küçük değerlerinden itibaren gerilim de V_1/f_1 oranı sabit kalacak şekilde orttırılarak gerilim ve frekansın nominal değerlerine ulaşır. Bu değere kadar olan bölge sabit akı bölgesidir.



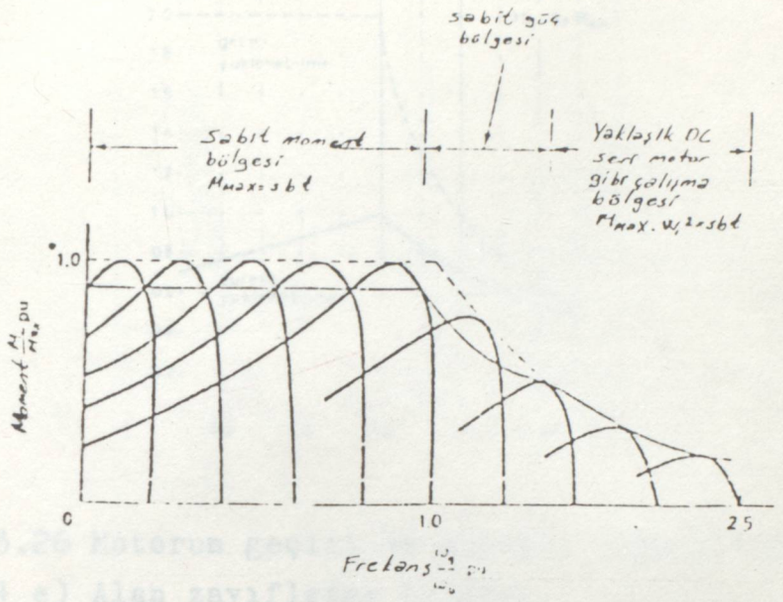
Şekil 2.23 Çevirici geriliminin kontrollu ve IR kompanzasyon örneği.

Asenkron motorun yük tarafından tahrik edilmesi halinde ve değişik frekanslarda hız-moment karekteristikleri aşağıdaki gibidir.



Şekil 3.24 Motorun dört bölgede değişken frekanslardaki hız-moment karekteristiği.

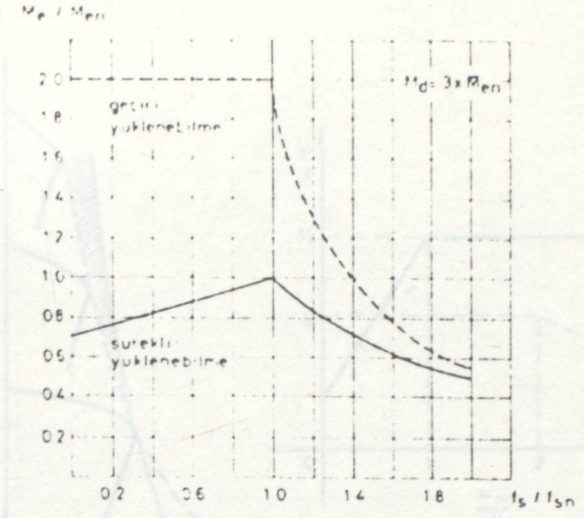
IR kompanzasyonu uygulandağında motor devrilme kayması sınırı içinde hızlandırıldığı zaman, motordan nominal momentinin üstünde bir moment almak mümkün olur. Bunu elde etmek için frekans çeviricinin gerekli özelliklere sahip olması zorunludur. Eğer IR kompanzasyonu uygulanmaz ise kalkış momenti nominal momentin üçte birine kadar düşer.



Şekil 3.25 Değişken gerilim ve frekanslı güç kaynağından beslenmiş motorun hız-moment karekteristiklerinin bölgeleri

Şekil 3.25'de asenkron motorun birinci ve ikinci çalışma bölgeleri birlikte gösterilmiştir. Nominal hıza (frekansa kadar olan bölge sabit moment bölgesi, nominal frekansın yaklaşık 1,5 katına kadar olan bölge sabit güç bölgesi ve nominal frekansın 2,5 katına kadar olan bölge ise yaklaşık DC seri motor gibi davranılan $M_{max}.W_1^2 = sbt$ olduğu bölgedir.

Sabit akı çalışma bölgesinde frekans çeviricinin akım kapasitesi motorda endüklenecek devrilme momentini belirler. Güvenilir bir çalışma için yük momentinin tepe değeri, devrilme momentinin 2/3'ü mertebesinde kalmalıdır. Bu durumda, standart bir sincap kafesli motor nominal momentinin en fazla 1,5 ila 2 kat mertebesinde yüklenir. Şekil 3.26'da motor için tavsiye edilen geçici ve sürekli yükleme bilme eğrileri verilmiştir.



Şekil 3.26 Motorun geçici ve sürekli yüklenebilme eğrileri.

3.3.2.4 e) Alan zayıflatma bölgesi

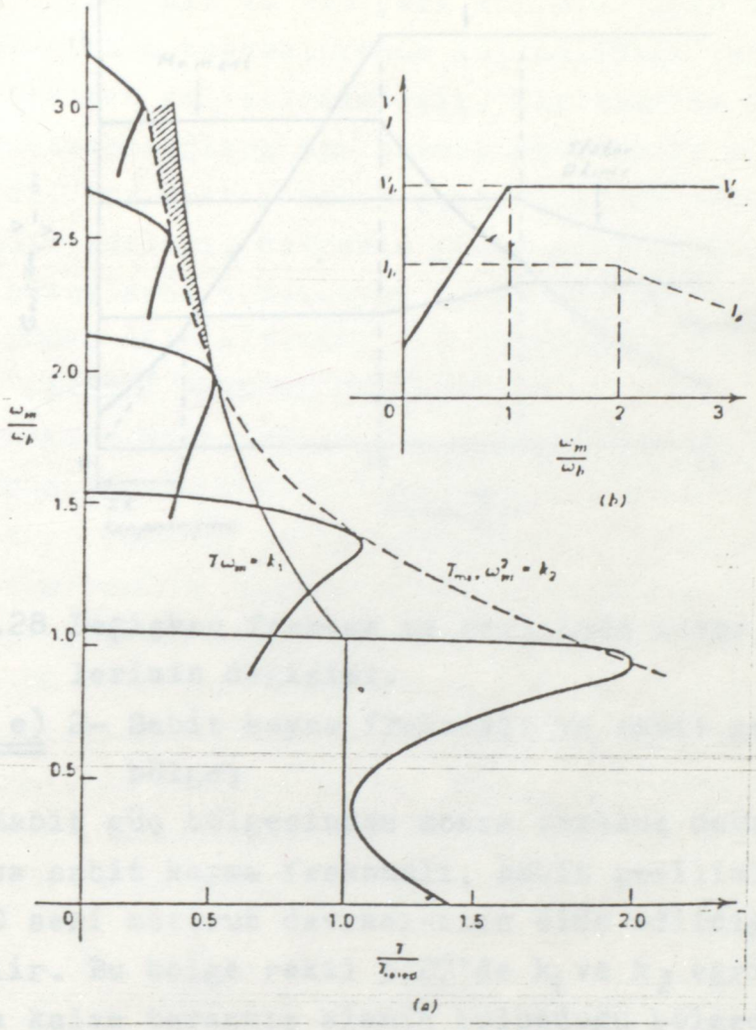
Stator gerilimi ile frekans birlikte arttırılarak nominal değerlerine ulaştıktan sonra çevirici frekansı daha arttırılabilmesine rağmen çıkış geriliminin genliği arttırılamaz. Bu noktadan sonraki bölge, frekansın artmasına rağmen gerilimin sabit kalmasından dolayı $\Phi = V_1 / f_1$ oranının korunamaması ve akının artan frekansla birlikte azaldığı alan zayıflatma bölgesidir. Bu bölgede kayma frekansının şebeke frekansı ile orantılı olduğu sabit gerilim ve sabit güç bölgesi ve sabit gerilimli sabit kayma frekanslı bölge olmak üzere ikiye ayrılır.

3.3.2.4 e) 1- Kayma frekansının şebeke frekansı ile orantılı olduğu sabit gerilim ve sabit güç bölgesi;

Alan zayıflatma bölgesi içinde bulunan bu bölge, sabit moment bölgesinden hemen sonra gelir. Bu bölgede stator gerilim nominal değerinde, fakat stator frekansı nominal değerinin üstündedir. Bu bölgede frekansın artmasıyla birlikte hava aralığı akısı azalır. Buna karşın kayma arttırılarak stator akımı sabit tutulur. Bu ise serbest uyarmalı DC seri motorun alan zayıflatmasına eşdeğerdir.

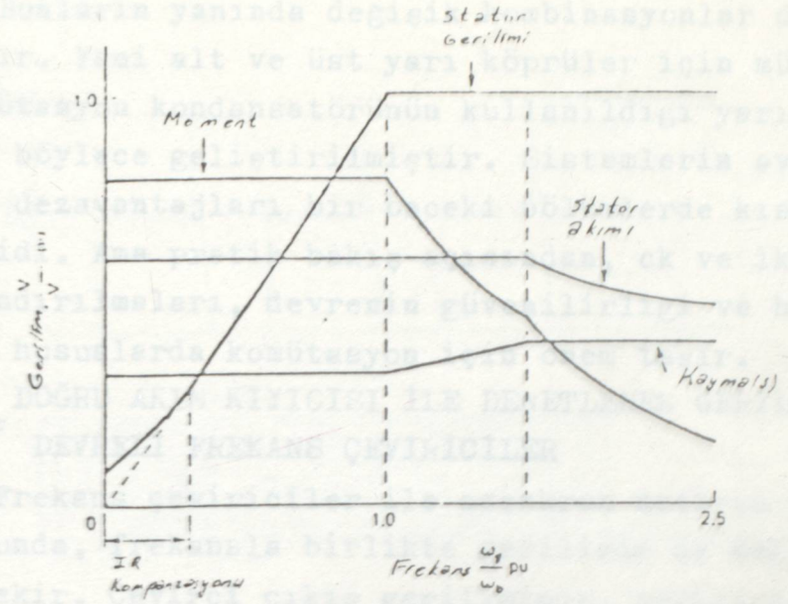
Şekil 3.27'de sabit güç ivmesi için hız-moment eğrisi $M \cdot W_1 = k_1$ ile gösterilmiştir. Motorun devrilme noktasına erişmeden sağladığı döndürme momenti $M_{max} \cdot W_1^2 = k_2$ olarak işaretlenmiş eğri ile gösterilmiştir. Burada k_1 ve k_2 sabitlerdir. Motor, nominal akım ve geriliminde, bu iki eğrinin kesiştiği noktadaki frekansa kadar

sabit güç sağlar.



Şekil 3.27 Alan zayıflatma bölgesi ve motor büyüklüklerinin değişimi.

Şekil 3.28'de değişken frekans ve gerilimde stator akımı, kayma ve moment karekteristikleri görülmektedir. Bu şekilden de görüleceği gibi sabit güç bölgesinde kayma, frekansla doğru orantılı olarak artmakta, fakat stator akım ve gerilimi sabit kalmaktadır.



Şekil 3.28 Değişken frekans ve gerilimde motor büyüklüklerinin değişimi.

3.3.2.4 e) 2- Sabit kayma frekanslı ve sabit gerilimli bölge;

Sabit güç bölgesinden sonra frekans daha da arttırılırsa sabit kayma frekanslı, sabit gerilimli, yaklaşık DC seri motorun davranışının elde edildiği bölgeye geçilir. Bu bölge şekil 3.27'de k_1 ve k_2 eğrilerinin arasında kalan taranmış alanın bulunduğu bölgedir. Bu bölgede artık stator akımı, stator reaktanslarının artmasından dolayı düşmeye başlar. Moment ise sabit güç bölgesindeki eğiminde daha büyük bir eğimle azalır.

3.3.2.4 f) Ara devreli frekans çeviricilerde komütasyon çeşitleri.

Ara devreli frekans çeviricilerde, fakat genelde köprü montajında gerçekleştirilmiş üç fazlı kendinden denetimli frekans çeviricilerde, hangi veya kaç tristörün bir ck komütasyon kondansatörü ile söndürüleceği aşağıdaki komütasyon çeşitlerine göre belirlenir.

1-) Münferit söndürme montajı: Her tristör yani her bir şalter için özel bir ck komütasyon kondansatörü hazır bulunur.

2-) Faz söndürme montajı: Her fazın kendi özel bir ck komütasyon kondansatörü vardır.

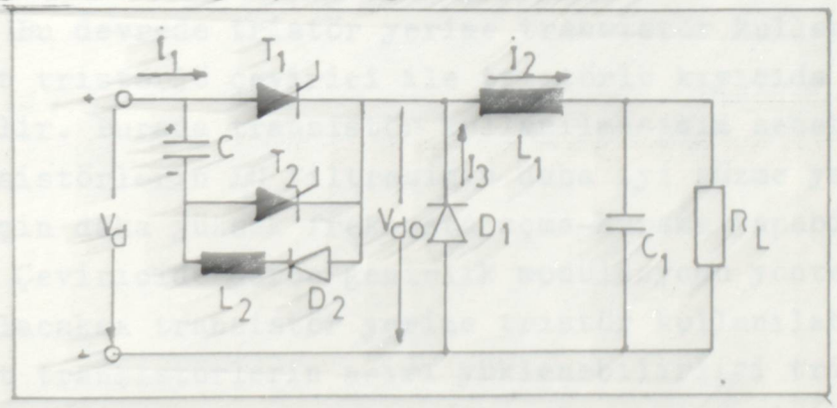
3-) Müşterek söndürme montajı: Bütün tristörler için müşterek tek bir ck kondansatörü kullanıma hazırdır. Yeniden iletime geçirilecek olan tristörler, bu

montajda tekrar tetiklenmesi gerekir.

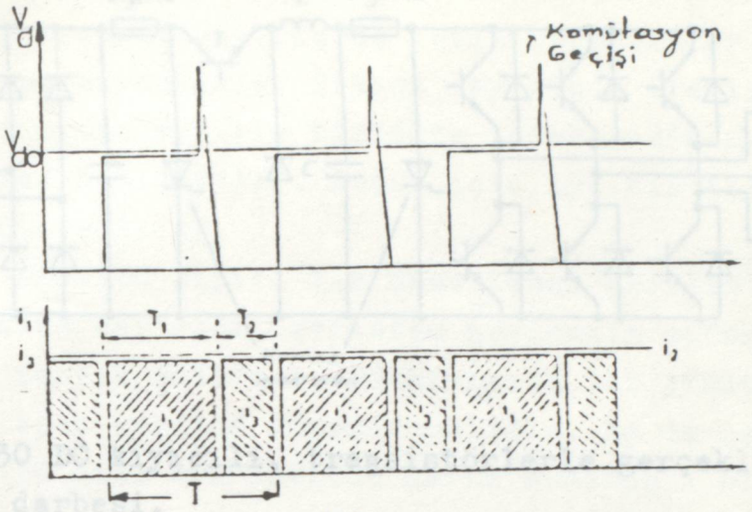
Bunların yanında değişik kombinasyonlar da düşünülebilir. Yani alt ve üst yarı köprüler için müşterek bir komütasyon kondansatörünün kullanıldığı yarı köprü montajı böylece geliştirilmiştir. Sistemlerin avantajları ve dezavantajları bir önceki bölümlerde kısaca verilmiş idi. Ama pratik bakış açısından, ck ve lk'nın boyutlandırılmaları, devrenin güvenilirliği ve hızlılığı gibi hususlarda komütasyon için önem taşır.

3.3.2.5 DOĞRU AKIM KIYICISI İLE DENETLENEN GERİLİM ARA DEVRELİ FREKANS ÇEVİRİCİLER

Frekans çeviriciler ile asenkron motorun hız kontrolunda, frekansla birlikte gerilimin de değiştirmek gerekir. Çevirci çıkış geriliminin, çevirici içinde değilde ara devrede değiştirilmesi istenirse DC kıyıcısı (chopper) kullanılır. Diyotlu doğrultucu tarafından kıyılır. DC kıyıcının açma-kapama süresi değiştirilerek çevirici giriş geriliminin ortalama değeri Vdo, sıfır ile Vd arasında ayarlanabilir. Şekil 3.29 a'da DC kıyıcısının devre şeması ile şekil 3.29 b'de de kıyıcı çıkış gerilim dalga şekli görülmektedir.



(a)



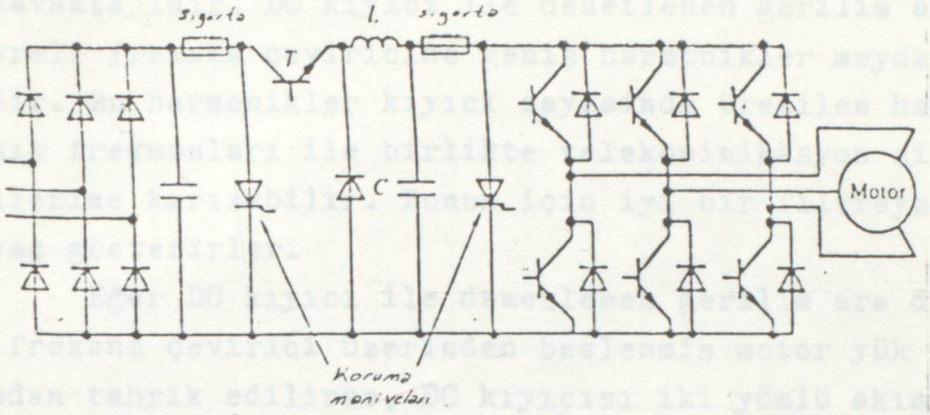
(b)

Şekil 3.29 a) DC kıyıcı devre şeması.

b) Kıyıcı çıkış gerilimi dalga şekli ortalama gerilimin değeri;

$$Vdo = \frac{1}{T}\int_{0}^{T} Vd.dt = \frac{T_1}{T} Vd$$ şeklinde hesaplanır.

DC kıyıcısı kullanılarak yapılan gerilim ara devreli frekans çevirici şeması şekil 3.30'da gösterilmiştir. Bu devrede tristör yerine transistör kullanılmıştır. Fakat tristörlü çevirici ile tristörlü kıyıcıda kullanılabilir. Burada transistör kullanılmasının sebebi ise, transistörlerin LC filtresinin daha iyi süzme yapabilmesi için daha yüksek frekansta açma-kapama yapabilmeleridir. Çeviricide darbe genislik modülasyonu yöntemi kullanılacaksa transistör yerine tristör kullanılabilir. Fakat transistörlerin aşırı yüklenebilirliği tristörlerden belli bir dereceye kadar az olusu, transistörlerin kullanımını sınırlar.



Şekil 3.30 DC kıyıcılı, transistörlerle gerçekleştirilmiş çevirici darbesi.

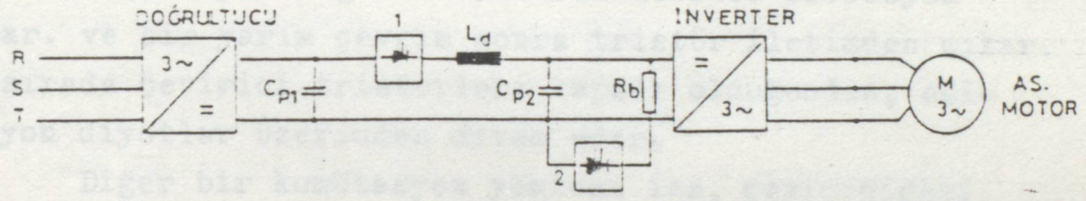
Şekil 3.30'daki devreden de görüleceği gibi bir koruma manivelası (Crowbar Protection) tristörü kullanılarak devredeki transistörler kısa devreye karşı korunmuşlardır. Çeviriciden aşırı akım çekildiği zaman, diyotlu doğrultucunun çıkışına yerleştirilmiş koruyucunun çalışması ve çeviricinin kısa devre olması için tristörler tetiklenir. Böylece sigortalar atarak devrenin bozulmasını önlemiş olurlar. Ya da buna alternatif olarak daha elverişli bir yöntem de esas sürücü transistörlerin baz akımı kesilerek, transistörler iletimden çıkarılır ve aşırı akımdan korunulur.

Tristörlü çevirici ile karşılaştırılırsa, transistörlü çeviricide komütasyon devrelerinin kullanılmaması en büyük avantajdır. Bunun yanında yüksek frekanslarda çalışmada açma-kayıpları daha azdır. Transistörlü çeviricilir küçük ve ağırlıkça tristörlü çeviricilerden daha hafiftirler. Transistörlü çeviricilerin kapama peryodu esnasında baz akımının devamlılık gerektirmesi ise bir dezavantajdır. Fakat darlinkton çifti transistör kullanılarak akım kazancını 400 yapmak mümkündür. Bir başka dezavantajı ise gerilim oranlarının da tristörlerden bir dereceye kadar az oluşudur. Buna karşın güç transistörlerinin, tristörlere göre oldukça sağlam olmaları, nominal değerlerindeki ve fiyatlarındaki düzelme gibi etkenler dolayısıyla eskisinden daha geniş alanda kullanım alanı bulmalarına sebep olmuştur.

Böyle bir çeviricide doğrultucunun kontrolsuz olması yüzünden kumanda reaktif güçü gerektirmemesi ve

böylece iyi bir güç faktörü ($Cos\varphi = 1$) ile çalışma gibi avantajının yanında yüksek değerdeki maliyeti de bir dezavantajıdır. DC kıyıcı ile denetlenen gerilim ara devreli frekans çeviricide geniş harmonikler meydana gelir. Bu harmonikler kıyıcı sayesinde üretilen harmonik frekansları ile birlikte telekominikasyon sinyallerine karışabilir. Bunun için iyi bir filtreye ihtiyaç gösterirler.

Eğer DC kıyıcı ile denetlenen gerilim ara devreli frekans çevirici üzerinden beslenmis motor yük tarafından tahrik edilirse, DC kıyıcısı iki yönlü akımı iletebilecek sekilde düzenlenmelidir. Ya da şekil 3.31'de görüldüğü gibi ara devrede darbe kumandalı bir direnç kullanılarak frenleme enerjisi bu dirençte ısıya dönüştürülebilir. Eğer enerji akış yönü, kısa bir süre için ters çevriliyorsa tahriğin sabit kullanımı için bu devre yaklaşık olarak amaca uygun olur.

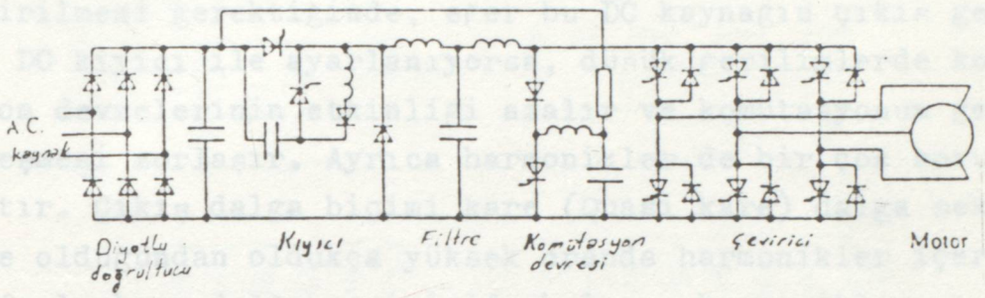


Şekil 3.31 Elektriksel frenleme için DC kıyıcı ile denetlenen gerilim ara devreli frekans çevirici montajı.

DC kıyıcı ile ara devre geriliminin değistirilerek çevirici çıkış geriliminin kumandasında; çevirici çıkış gerilimine ait dalga seklinin, gerilim değişmelerinde sabit kalması ve DC ara devresindeki kaynak geriliminin salınımlarının düzeltilebilmesi de avantajlarındandır. Aynı zamanda DC kıyıcılı frekans çeviricide, diyotlu doğrultucuya çapraz yerleştirilmis batarya kullanılarak kesintisiz güç kaynağı elde edilebilir.

DC kıyıcı ile denetlenen gerilim ara devreli frekans çeviricinin en önemli sakıncası ise; çevirici geriş geriliminin değişken olmasından ve komütasyonu gerçekleştirecek komütasyon kondansatörlerinin belirli bir Vd gerilimi ile şarjlı olması gerektiğinden, komütasyonun rahatça yapılamamasıdır. DC akım ara devresinin relatif olarak küçük gerilimlerinde de yük akımını söndürebilmesi için, komütasyon düzeninin buna göre boyutlandırılması gereklidir. Bu problemi çözmek, için komütasyona katı-

lan kondansatörler, sabit ana giriştен çıkarılmış bir gerilimle şarj edilir. Böyle bir komütasyon devre şeması şekil 3.32'de gösterilmiştir.



Şekil 3.32 Komütasyon kondansatörleri giriştен şarj edilmiş DC kıyıcılı gerilim ara devreli frekans çevirici şeması.

Bu devrede komütasyon kondansatörleri doğrultucu gerilim ile şarj olduktan sonra komütasyon tristörü tetiklenir. Bu sırada çevirici kısa devre olur, self ve kapasiteden meydana gelen rezonans devresi osilasyon yapar. ve bir yarım çevrim sonra tristör iletimden çıkar. Bu sırada çevirici tristörleri kapalı olduğundan, osilasyon diyotlar üzerinden devam eder.

Diğer bir komütasyon yöntemi ise, çeviricideki komütasyon kondansatörlerinin yük akımına bağlı olarak şarj etmek veya DC ara devre geriliminden bağımsız olarak ayrı bir kaynaktan şarj etmektir.

3.3.2.6 DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONLU GERİLİM ARA DEVRELİ FREKANS ÇEVİRİCİLER

Darbe genişlik modülasyonlu, gerilm ara devreli frekans çeviriciler, asenkron motorun hız kontrolunda frekans ile birlikte gerilimi de değiştirmek için en iyi sonuç veren ve oldukça sık kulanılan sistemlerdir. Çünkü bu sistemlerde ara devre gerilimi sabit olduğundan şebekeden yalnızca aktif güç çekilir, yani Cosφ1'dir. DC kıyıcılı frekans çeviriciler hariç, diğer frekans çeviricilerde şebekeden önemli miktarda reaktif güç çekilmektedir.

Darbe genişlik modülasyonlu frekans çeviriciler, esas olarak kısım 3.3.2.4'de anlatılan sisteme benzerler. Fakat bu kısımda anlatılan sistemlerde çıkış gerilimi basamakları kare dalga şeklindedir. Basamaklı kare dalga çeviricilerin çeşitli avantajlarının yanında bazı deza-

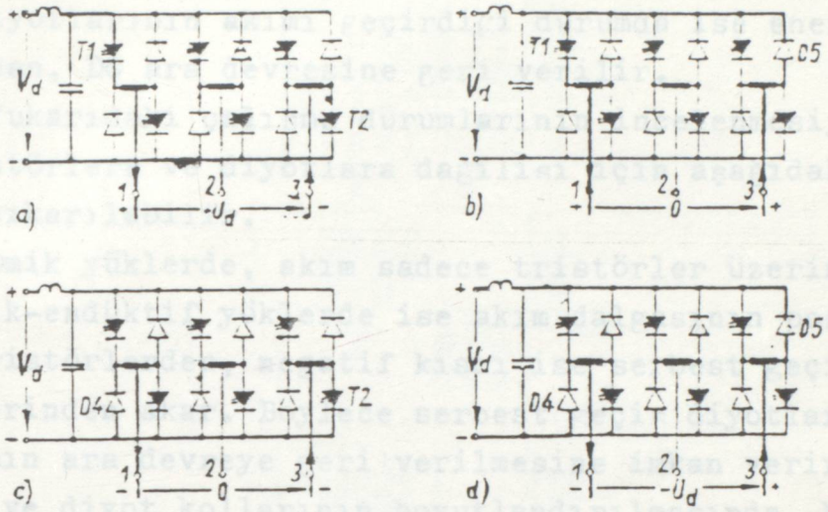
avantajları da bulunmaktadır. Bu tür bir çeviricinin kontrol devresi oldukça basit olup, bir yarım çevrimdeki anahtarlama sayısı az olduğundan anahtarlama kayıpları azdır. Fakat çeviricinin çıkış geriliminin frekansla birlikte değiştirilmesi gerektiğinde, eğer bu DC kaynağın çıkış gerilimi DC kıyıcı ile ayarlanıyorsa, düşük gerilimlerde komütasyon devrelerinin etkinliği azalır ve komütasyonun gerçekleşmesi zorlaşır. Ayrıca harmonikler de bir çok sorun yaratır. Çıkış dalga biçimi kare (Quasi kare) dalga seklinde olduğundan oldukça yüksek oranda harmonikler içerir. (üç fazlı kare dalga çeviricide bulunan harmonikler, n basamak sayısını gösteren bir tam sayı olmak üzere, $6n \pm 1$'inci harmoniklerdir.) Bu harmonikler ise motorda ek ısıl kayıplara ve salınım (vuru) momentlerine neden oldukları için bir çok uygulamalarda bu harmoniklerin belirli bir düzeyin altında tutulmaları gerekir.

Bunu sağlamak için ise harmoniklerin süzülmesi veya düşük harmonik içerecek birdalga sekli oluşturulması yollarından birini seçmek gerekir. Harmoniklerin süzülmesi ancak sabit frekanslı çeviricilerdebaşvurulabilecek yoldur. Çünkü değişken frekans çıkışları için yeterli bir süzme devresi tasarımı oldukça zordur. Sabit frekans uygulamalarında bile harmoniklerin süzülmesi için kullanılacak filtre hem çeviricinin fiziksel boyutlarını büyütür, hem de maliyeti çok yüksek olur. Bu nedenlerle dalga şeklinin mümkün olduğu kadar az harmonik içerecek şekilde oluşturulmasına dikkat etmek gerekir.

Bu saydığımız nedenlerden ötürü, çeviricide Darbe Genişlik modülasyonu (DGM,PWM) yöntemi kullanılarak en iyi sonuca ulaşılır. Çeviricinin şekli aynı kalır, fakat tristörleri tetikleme yöntemi değişir. Bu çevirici yönteminde sabit ara devre gerilimi, çevirici çevirici içinde kıyılarak, çevirici çıkışıgerilimi oluşturulur. Bunun için çevirici kollarındaki tristörler çalışma peryodunun yarısında bir çok defa devreye sokulup-çıkarılır. Böylece üretilen gerilimin ortalama değeri, iletimde kalma oranına bağlı olarak kademesiz bir şekilde ayarlanabilir.

Çeviricinin darbe kumandasının bu prensibi şekil 3.33'de görülen devrelirn yardımıyla kolayca açıklanabilir. Bu şekil, üç fazlı köprü montajında gerçekleştiril-

miş bir çeviricinin değişik anahtarlama durumlarını göstermektedir.



Şekil 3.33 Üç fazlı çeviricinin değişik anahtarlama durumları

a) Normal çalışma durumu.

b ve c) Serbest çalışma durumu.

d) Ters çalışma durumu.

Şekil 3.33 a'daki devrede önce T_1 ve T_2 tristörlerinin tetiklendiği gözönüne alınırsa, DC ara devre gerilimi yükün 1 ve 3 nolu fazları arasında görülür. Şayet T_2 tristörü söndürülürse, endüktif bileşeni olan yük akımı, 1 ve 3 nolu fazlar arasındaki gerilimin sıfır olmasına rağmen, T_1 ve D_5 üzerinden akar. Şekil 3.33 b'de bu durum gösterilmektedir. Şekil 3.33 c'deki durumda olduğu gibi şayet T_1 tristörü söndürülecek olursa yük akımı benzer şekilde serbest olarak T_2 ve D_4 üzerinden akar. Her iki tristör de aynı zamanda söndürülürse yük akımı, ara devre geriliminin polaritesinin aksine ara devreye doğru akacaktır. Bu anda şekil 3.33 d'de gösterildiği gibi 1 ve 3 nolu fazlar arasında-Vd gerilimi meydana getirir.

Bu incelemeye göre yükün uçlarında üç farklı durum meydana gelir. Bunlar ise;

+Vd ..... Normal çalışma

Vd= o ..... Serbest çalışma

-Vd ..... Ters yönlü çalışmadır.

Yükün uçlarında normal çalışma gerilimi mevcut iken, akımı geçirmekte olan her iki tristör enerjiyi, DC taraf-

tan yüke aktarır. Bir diyot ve bir tristörün akımı geçirdiği durumda yük ve DC ara devresi arasında enerji alışverisi olmaksızın serbest çalışma meydana gelir. Serbest geçiş diyotlarının akımı geçirdiği durumda ise enerji yük tarafından, DC ara devresine geri verilir.

Yukarıdaki çalışma durumlarının incelenmesiyle akımın tristörlere ve diyotlara dağılısı için aşağıdaki kurallar çıkarılabilir.

Omik yüklerde, akım sadece tristörler üzerinden akar. Omik-endüktif yüklerde ise akım dalgasının pozitif kısmı tristörlerden, negatif kısmı ise serbest geçiş diyotları üzerinden akar. Böylece serbest geçiş diyotları, reaktif akımın ara devreye geri verilmesine imkan verirler. Tristör ve diyot kollarının boyutlandırılmasında, bu veriler dikkate alınmak zorundadır.

Kendinden denetimli çeviricilerde gerilimin kumandası için değişik darbe kumanda yöntemleri şekil 3.34'de birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Şekil 3.34 a'da gösterilen gerilimin iki durumlu darbe metodunda (+ Vd ve -Vd), çalışma peryodunun bir yarısında pozitif ve negatif gerilim darbeleri yükün uçlarına uygulanır.

Bu kare dalga geriliminin ortalama değeri, bağıl iletimde kalma oranının değiştirilmesi ile kontrol edilir. Bağıl iletimde kalma oranı;

$$\lambda = \frac{T_1}{T_1 + T_2} = \frac{T_1}{T}$$

eşitliği ile verilir.

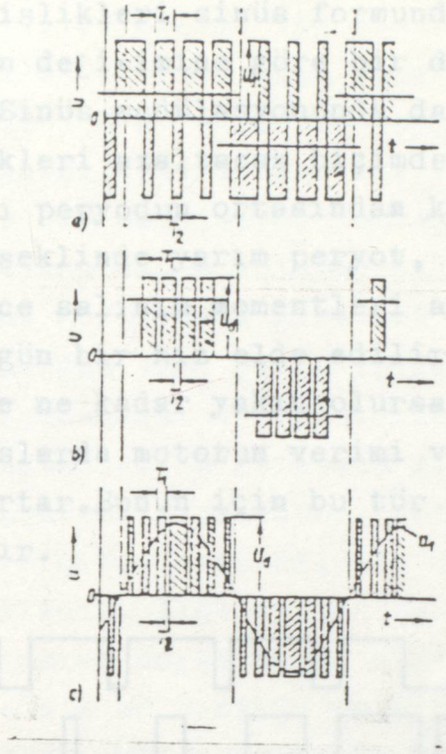
Bu eşitlikte;

T_1 = Tristörlerin iletimde kalma süresi

T_2 = Tristörlerin kesimde kalma süresi

T = Toplam peryodtur.

Şekil 3.34 b'de yükün uçlarındaki + Vd, 0 ve -Vd'den oluşan üç durumlu kumanda yöntemi gösterilmiştir. Burada da AC gerilimin ortalama değeri, bağıl iletimde kalma oranı ile ayarlanır.



Şekil 3.34 Kendinden denetimli bir çeviricide çıkış geriliminin kumandası için darbe kumanda yöntemleri.

a) İki durumlu kumanda (+ Vd ve-Vd)

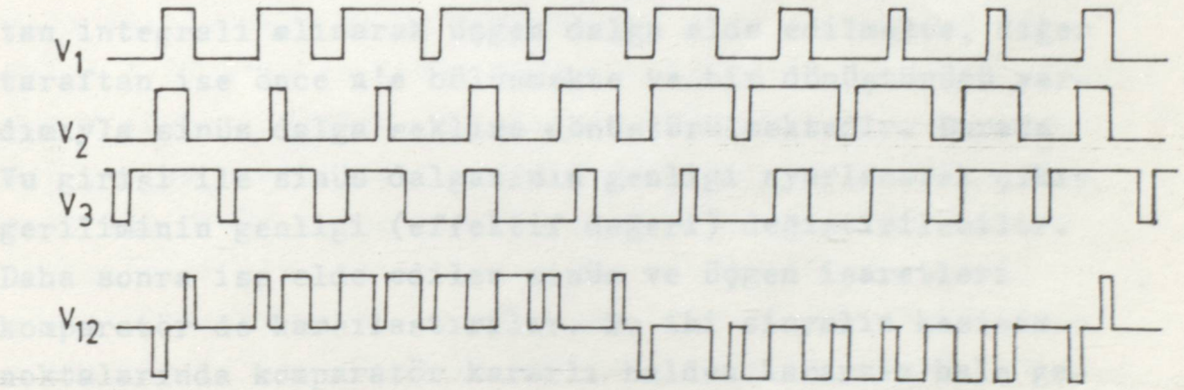
b) Üç durumlu kumanda (+ Vd, O ve -Vd)

c) Sinüs dalga sekline iyi bir yaklaşım için PWM kumanda

Üç durumlu kumanda yöntemi, iki durumlu kumanda yöntemine göre daha avantajlıdır. Çünkü enerjinin yük ile DC ara devresi arasında darbelenmesi istenmez. Ayrıca üç durumlu kumanda yönteminde akım azaldığında, akım değişimleri daha yavaş gerçekleşir. Bu kumanda yönteminde darbelerin genişliği eşit olduğundan, bu yöntemle gerilim elde etme şekli 10 Hz'nin üstündeki frekanslarda elverişlidir. Ancak oldukça yüksek olan 5. ve 7. harmonik bileşenler, motorun besleme frekansının 6 katı frekansta bozucu salınım momentleri oluştururlar. 10 Hz'in altında ve toplam eylemsizlik momentleri düşük olan tahrik sistemlerinde motor hızı bu salınım momentiyle dalgalanmaya başlar. Bu nedenle düşük frekanslarda çalışma ya da yüksek kalkış momenti gerekiyorsa sinüs modülasyonu uygulaması tavsiye edilir.

Sinüş şeklindeki temel harmonige daha iyi bir yaklaşım, şekil 3.34 c'de gösterilmiş olan darbe genişlik

yöntemi ile elde edilir. Bu yöntemde a ve b durumlarındaki sadece sabit iletimde kalma oranı ile çalışılmaz. Gerilim darbelerinin genişlikleri sinüs formundaki gerilimin olması gereken değerinin değişimine göre bir darbe katarı seklinde oluşturulur. Sinüs modülasyonunda darbeler, genellikle 5. ve 7. harmonikleri azaltacak biçimde şekel 3.35'de görüldüğü gibi yarı peryodun ortasından kenarlara doğru azaltılır. Bu dalga şeklinde yarım peryot, 9 darbeden meydana gelmiştir. Böylece salınım momentleri azalacağından düşük frekanslarda düzgün bir hız elde edilir. Motorun akımı sinüs dalga şekline ne kadar yakın olursa, nominal frekansın altındaki frekanslarda motorun verimi ve yükkemebilme kapasitesi o kadar artar.Bunun için bu tür sistemler en rağbet gören sistemlerdir.



Şekil 3.35 Dokuz darbeli bir darbe genişlik modülasyonlu frekans çeviricinin çıkış gerilimi dalga şekli.

3.3.2.6.1 DARBE GENİŞLİK MODÜLÜSYONU YÖNTEMLERİ

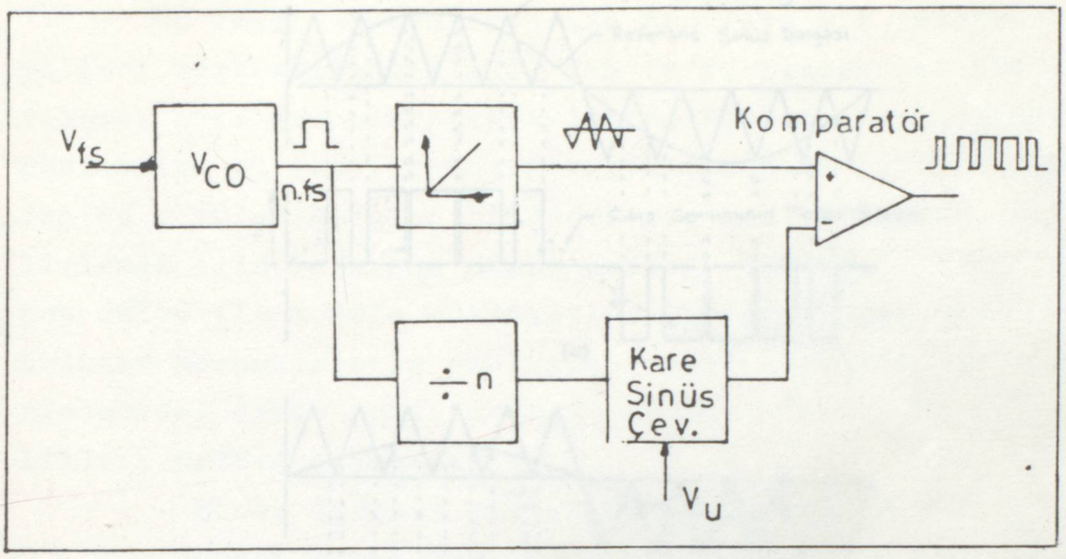
Çevircilerde kullanılan darbe genişlik modülasyonu yöntemleri analoğ ve sayısal olmak üzere başlıca iki grupta toplanabilir. Burada modülasyon tetikleme darbelerinin üretilme tekniğidir. Analoğ yöntemde darbe katarı iki analog referans sinyalin karşılaştırılmasıyla elde edilir. Üçgen ve sinüs sinyallerin karşılaştırılmasıyla çıkışta sinüs dalga şekli elde edilen bu yönteme "Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu SPWM veya SDGM" denir. Sayısal yöntemde ise, mikro işlemci kullanılarak, daha önceden hesaplanan harmoniklerin elemmesi yoluna gidilir. Bu yönteme ise "Harmonik Eliminasyon Yöntemi" denir.

3.3.2.6.1 a) Sinüsoidal darbe genişlik modülasyonu SPWM

Darbe genişlik modülasyonlu frekans çeviricilerde

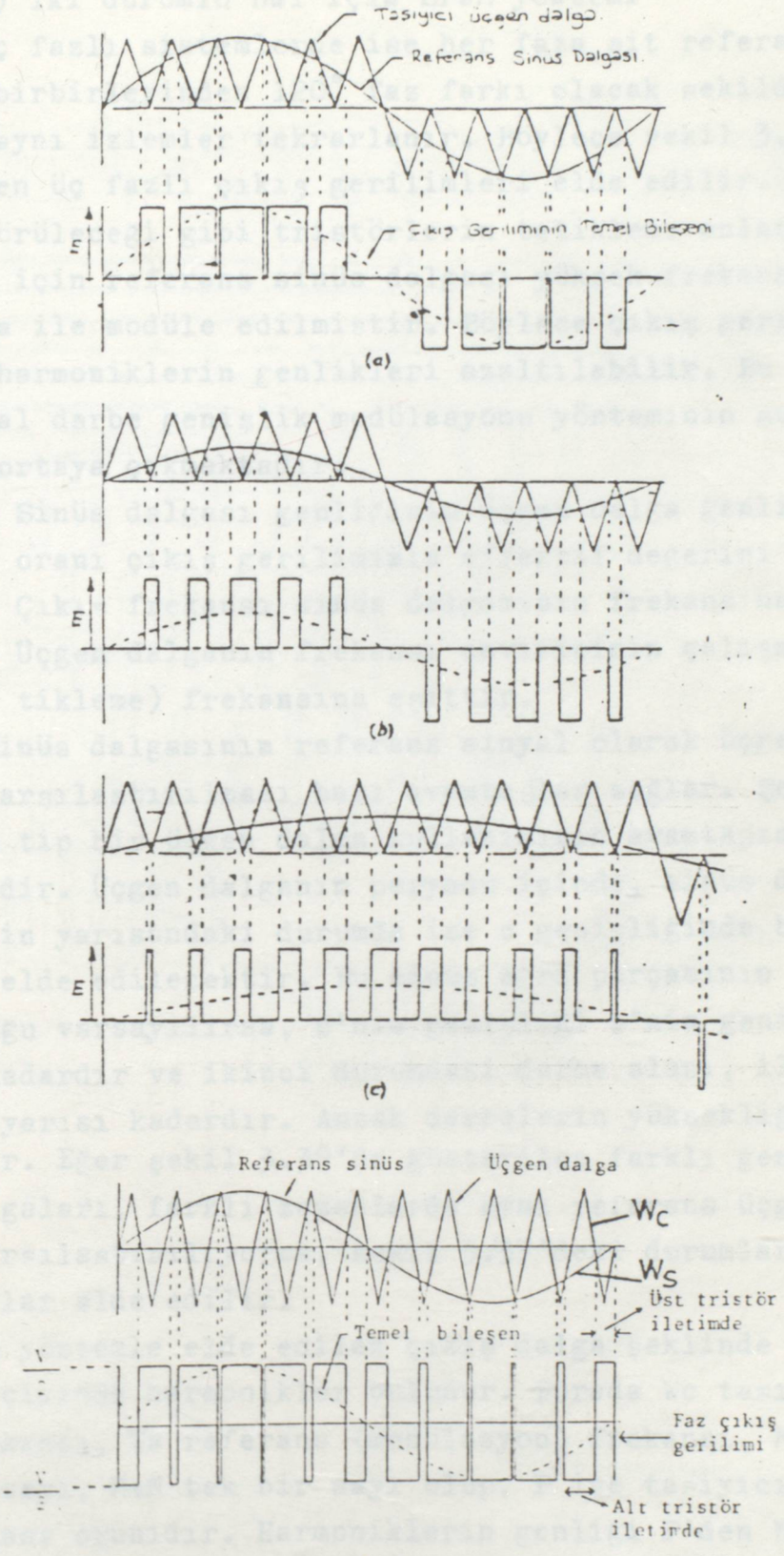
bir peryod içindeki darbeleri elde etmek için iki analog yöntem vardır. Bunlardan birincisi sinüs-üçgen dalgaların karşılaştırılması ile, diğeri ise basamaklı kare dalga-üçgen dalga karşılaştırılması ile yapılan modülasyon yöntemidir. Endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılan sinüs-üçgen karşılaştırılması ile yapılan modülasyon yöntemidir. Böyle bir modülasyon yöntemi, şekil 3.36'da gösterilen blok diyagramdan kolayca anlaşılabilir. Bu blok diyagramdan da görüleceği gibi iki ayrı referans girisi vardır. Bunlardan VFS, çıkış frekansını ve tristörlerin tetikleme frekansını ve tristörlerin tetikleme frekansını belirlemektedir. Bu referans girişle kontrol edilen bir gerilim kontrollu osilatör, tetikleme frekansını ve tristörlerin ve çıkış frekansı ile çıkış frekansının n katını oluşturmaktadır. Elde edilen kare dalga bir taraftan integrali alınarak üçgen dalga elde edilmekte, diğer taraftan ise önce n'e bölünmekte ve bir dönüştürücü yardımıyla sinüs dalga sekline dönüstürülmektedir. Burada Vu girisi ile sinüs dalgasının genliği ayarlanarak çıkış geriliminin genliği (effektif değeri) değiştirilebilir. Daha sonra ise elde edilen sinüs ve üçgen işaretleri komparatör de karşılaştırılır. Bu iki sinyalin kesişim noktalarında komparatör kararlı halden kararsız hale geçer ve çıkısında bir darbe maydana getirir. Bu darbelerin sayısı, bir peryottaki kesim noktalarının fazla olmasıyla orantılı olarak artar.

Elde edilen bu darbeler çevirici kollarındaki tristörlerin (örneğin sekil 3.33'de T_1 ve T_4'ün) tetiklenmesinde kullanılarak, farklı genislikte darbelerden olusan darbe katarı meydana getirilir. Bu darbelerin başlangıç ve bitim noktaları tamamen sinüs dalgasının frekansına bağlı olacaktır. Referans sinüs ve üçgen dalgalarının aralarındaki faz farkı sabit olması gerekmektedir. Bu sağlanmaz ise dalgalar birbirlerine senkron olmadığından, çevirici çıkış işaretinin her yarım peryodunun içindeki darbe şekilleri devamlı değişeceği için, harmoniklerin genliklerinin sabit olmamasına sebep olacaktır.



Şekil 3.36 SPWM yönteminin blok diyagramı

Şekil 3.37'de gerilimin ve frekansın nasıl ayarlandığı iki durumlu ve üç durumlu hal için gösterilmiştir. Şekil 3.37 a'da çevirici çıkış geriliminin maksimum olduğu durum gösterilmiştir. Bu çıkış geriliminin maksimum değerden yapıya azaltılması şekil 3.37 b'de gösterildiği gibi referans sinüs dalgasına ait gerilimin genliğinin yarıya indirilmesi ile yapılabilir. Bu yönteme "Doğal örnekleme yöntemi" denir. Şekil 3.37 c ise üçgen dalga frekansının arttırılması ile (örneğin iki katına çıkarılması) çıkış sinüs dalga frekansının azaltılmasını göstermektedir. Şekil 3.37 d'de ise iki durumlu hal için sinüsoidal darbe genişlik modülasyonu dalga şekli gösterilmiştir.



Şekil 3.37 Sinüs ve üçgen dalga referans sinyallerinin karşılaştırılması yöntemi ile PWM darbe kumanda metodu

a) Çıkış geriliminin max olduğu durum

b) Çıkış geriliminin yarıya düşürülmesi

c) Çıkış gerilimi ile birlikte çıkış frekansının-da yarıya düşürülmesi

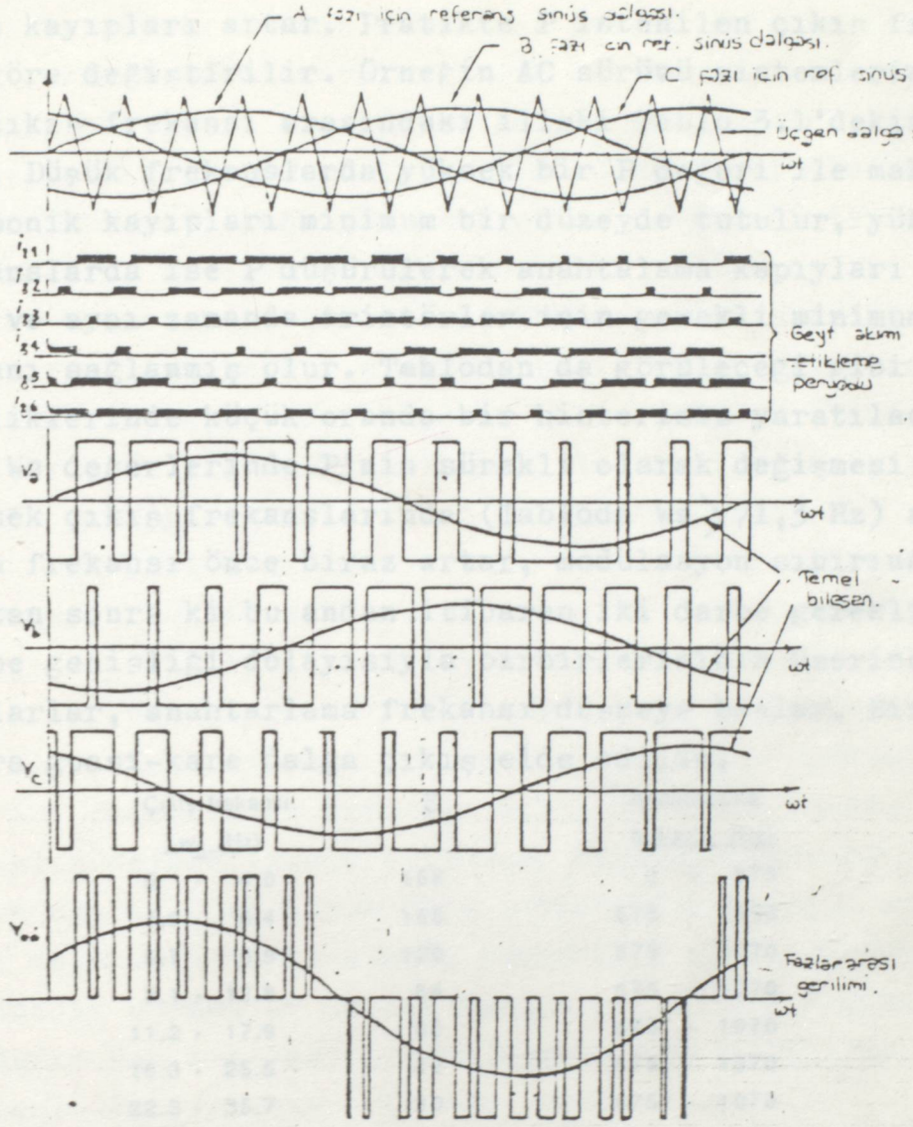
d) İki durumlu hal için SPWM yöntemi

Üç fazlı sistemlerde ise her faza ait referans sinyalleri birbirlerinden 120° faz farkı olacak sekilde üretilerek aynı izlemler tekrarlanır. Böylece şekil 3.38'de gösterilen üç fazlı çıkış gerilimleri elde edilir. Şekilden de görüleceği gibi tristörlerin tetikleme anlarını belirlemek için referans sinüs dalgası yüksek frekanslı üçgen dalga ile modüle edilmistir. Böylece çıkış geriliminde bulunan harmoniklerin genlikleri azaltılabilir. Bu durumda sinüsoidal darbe genişlik modülasyonu yönteminin şu özellikleri ortaya çıkmaktadır.

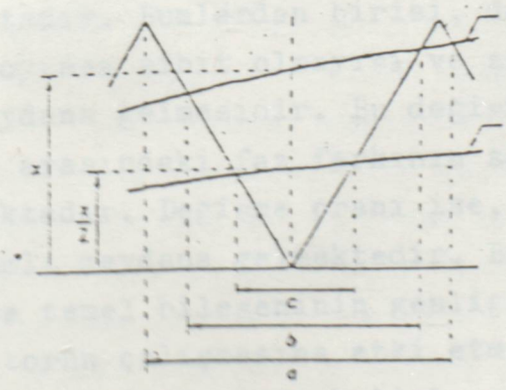
- Sinüs dalgası genliğinin üçgen dalga genliğine oranı çıkış gerilimimin effektif değerini belirler.
- Çıkış frekansı sinüs dalgasının frekansına esittir.
- Üçgen dalganın frekansı çeviricinin çalışma (tetikleme) frekansına eşittir.

Sinüs dalgasının referans sinyal olarak üçgen dalga ile karsılaştırılması bazı avantajlar sağlar. Şekil 3.39, bu tip bir üçgen dalga kullanımının avantajını göstermektedir. Üçgen dalganın peryodu içinde, sinüs dalganın genliğinin yarısandaki durumda ise c genisliğinde bir çıkış darbesi elde edilecektir. Bu sinüs eğri parçasının doğrusal olduğu varsayılırsa, c'nin genişliği b'nin genişliğinin yarısı kadardır ve ikinci durumdaki darbe alanı, ilk durumdakinin yarısı kadardır. Ancak darbelerin yüksekliği değişmeyecektir. Eğer şekil 3.39'da gösterilen farklı genlikteki sinüs dalgaları, farklı zamanlarda aynı referans üçgen dalga ile karsılastırılıyorsa, şekil 3.37'deki durumlara benzer sonuçlar elde edilir.

Bu yöntemle elde edilen çıkış dalga şeklinde M.P.Wc + N.Ws biçiminde harmonikler bulunur. Burada Wc tasıyıcı dalga frekansı, Ws referans (modülasyon) frekansı, M ve N birer tamsayı, M+N tek bir sayı olup, P ise tasıyıcı/referans frekans oranıdır. Harmoniklerin genliği P'den bağımsız olup artan M ve N ile azalır. Çeviricinin bir AC motoru sürmesi durumunda da, P'nin yüksek değerleri için harmonikler makinenin kaçak endüktansı tarafın süzülür ve çevirici akımı sinüse yaklasır. P genellikle üçün katı olarak seçilir ve böylece üçün katı olan harmonikler önlenmiş olur. Fakat şunuda unutmamak gerekir ki P arttıkça makinanın harmonik kayıpları azalır, fakat çevirici de bir



Şekil 3.38 Üç fazlı köprü montajındaki bir çevirici için PWM darbe genişlik modülasyonu yapılmış dalga şekilleri



Şekil 3.39 Referans dalga olarak üçgen dalga kullanılmasının avantajı

çevrimde daha fazla komütasyon gerçekleşeceğinden anahtarlama kayıpları artar. Pratikte P istenilen çıkış frekansına göre değiştirilir. Örneğin AC sürücü sistemlerinde P ile çıkış frekansı arasındaki ilişki Tablo 3.1'dekine benzer. Düşük frekanslarda yüksek bir P değeri ile makinenin harmonik kayıpları minimum bir düzeyde tutulur, yüksek frekanslarda ise P düşürülerek anahtalama kapıyları azaltılır ve aynı zamanda tristörler için gerekli minimum susma zamanı sağlanmış olur. Tablodan da görüleceği gibi P değişikliklerinde küçük oranda bir histerisiz yaratılacak sınır Ws değerlerinde P'nin sürekli olarak değişmesi önlenir. Yüksek çıkış frekanslarında (Tabloda Ws $>$ 71,3 Hz) anahtarlama frekansı önce biraz artar, modülasyon sınırına ulaşıldıktan sonra ki bu andan itibaren iki darbe gerekli minimum darbe genisliği dolayısıyla birbirlerininin üzerine binmeye baslarlar, anahtarlama frekansı düşmeye başlar. Bir süre sonra guası-kare dalga çıkış elde edilir.

Çıkış frekansı w_s (Hz)	P	Anahtarlama frekansı (Hz)
0 - 4.0	168	0 - 675
4.0 - 6.4	168	675 - 1070
5.7 - 8.9	120	675 - 1070
8.1 - 12.8	84	675 - 1070
11.2 - 17.9	60	675 - 1070
16.3 - 25.5	42	675 - 1070
22.3 - 35.7	30	675 - 1070
32.5 - 51.0	21	675 - 1070
44.6 - 71.3	15	675 - 1070
71.3 - +	15	metine bakınız

Tablo 3.1 SPWM'de P'nin çıkış frekansına göre değiştirilmesi

Bu avantajlarının yanında bazı dezavantajları da bulunmaktadır. Bunlardan birisi, darbe konumlarının her peryod boyunca sibit olmayışı ve zamanla küçük değişimlerin meydana gelmesidir. Bu değişimler, sinüs ve üçgen dalgalar arasındaki faz farkının sabit olmamasından kaynaklanmaktadır. Değişme oranı ise, sinüs dalga frekansı ile devamlı meydana gelmektedir. Bu olay, darbe sayısının yüksek ve temel bileşeninin genliğinin küçük olduğu hızlarda motorun çalışmasına etki etmektedir. Yüksek hızlarda darbe genisliklerinin haliyle arttırıldığı ve bundan dolayı da büyük gerilimlerin oluştuğu durumlarda, darbelerin çalışma peryodu boyunca konum değişiklikleri, moto-

run çalışma durumunu etkilemektedir. Motor akımı, momenti ve devir sayısı bundan etkilenen ana büyüklüklerdir.

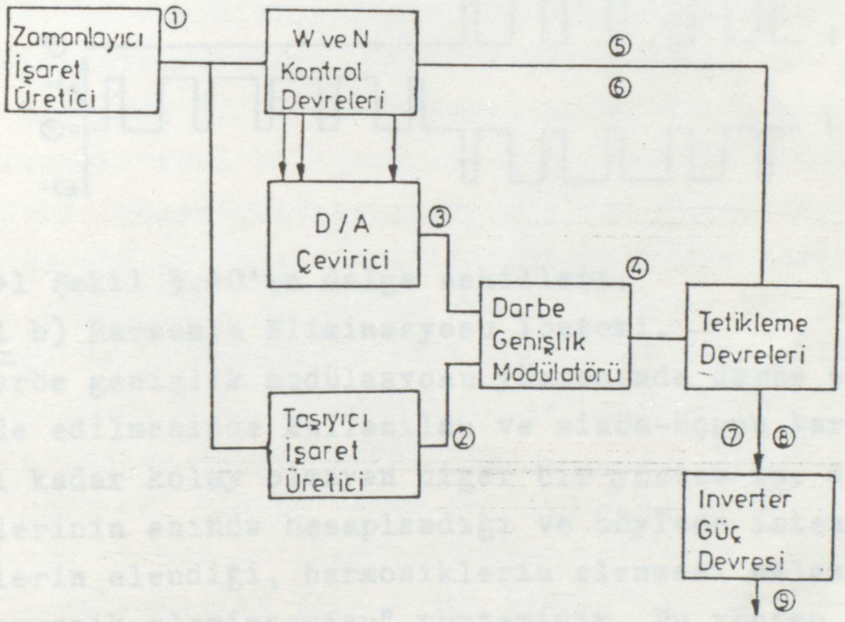
Komütasyon devreleri, güç devrelerinin birer parçası olduğundan, bütün kumanda metodları bu devreler tarafından gerçekleştirilirler. Dolayısıyla kumanda metodlarını sınırlayan faktörler daha çok komütasyon devreleri tarafından belirlenir. Örneğin bu devreler, PWM yöntemine iki önemli etkide bulunurlar. Birincisi, PWM dalgalarının içerdiği darbe frekansının üst sınırını belirlerler. İkincisi ise, güç devresi tarafından meydana gelen etkidir. Yani ana tristörlerin iletime geçtiği an ile komütasyona girerek kesime geçtiği an arasındaki gecikme süresidir.

Birinci sınırlamaya etki eden faktör ısınmadır. Komütasyon kondansatörlerinin şarj ve deşarj esnasındaki enerji değişimleri, komütasyon devresinde joule, dielektirik ve fuko kayıpları şeklinde ısı açığa çıkmasına sebep olur. Komütasyonun hızlanması ile doğru orantılı olarak ısı enerjisi de artacağı için, sistemin müsade edilen sıcaklık derecelerinde tutulması oldukça güçleşir. Buna ilave olarak gücü büyük olan çeviricilerin yapılmasında, akım değerleri doğal olarak büyüyeceği için, bu akımlara dayanacak elemanlar da ısı üretimine katkada bulunurlar. Bu durum hem soğutma problemlerinin doğmasına, hem de sistemin maliyetinin artmasına neden olur.

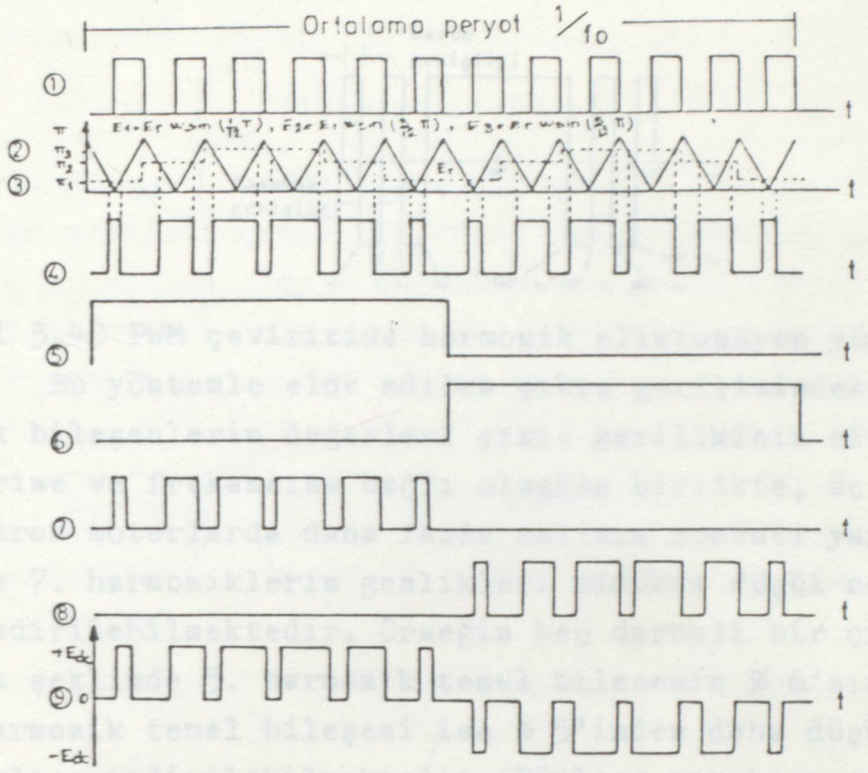
İkinci sınırlama da emniyetli bir çalışma temin etmek için gerekecek en küçük iletim süresinin dikkate alınması gerekir. Komütasyon devresine ait tristörlerin, akımı geçirmekte olan tristörü zamanından önce harekete geçirmeyecek bir kontrol devresi ilave edilir. Bu suretle ana tristörlerin en küçük çalışma süreleri bile garanti altına alınmış olur. Çıkışta üretilen dalganın, temel harmonige daha iyi bir yaklaşımını sağlayabilmek için tristörlerin en küçük çalışma süreleri bile garanti altına alınmış olur. Çıkışta üretilen dalganın, temel harmonige daha iyi bir yaklaşımını sağlayabilmek için tristörlerin iletim sürelerinin minumum yapılmasında yarar vardır. Çünkü bu şartlarda çıkıştaki harmonik oranının daha düşük bir seviyeye indirilmesi mümkün olur. PWM üç çeviricilerde, komütasyon devresinin seçilmesi ve boyutlandırılması sırasında temel alınacak faktör, minumum iletimde kalma süresidir. Pratik-

te kullanılan tahrik sistemlerindeki çeviricilerde bu süre çekilen güce göre değişmektedir. Örneğin 15 HP'lik motorlar için bu süre 200 μs veya daha küçük, 500 HP'e kadar büyüklükteki motorlar için ise bu süre 460 μs'ye kadar çıkabilir.

Darbe genişlik modülasyonu yapmanın diğer analog yöntemi ise basamaklı kare dalga (trapez-oidal) ile üçgen dalga karıştırılarak yapılan modülasyondur. Mikro işlemci kullanılarak kolaylıkla yapılabilecek bu yönteme tek biçimli (uniform) örnekleme yöntemi adı verilir ve harmonikler açısından doğal örnekleme yöntemine göre daha iyi sonuç verir. Böyle bir yöntemin izahı şekil 3.40'daki blok diyagramdan kolayca anlaşılabilir. Yöntemin dalga şekilleri ise şekil 3.41'de gösterilmiştir.



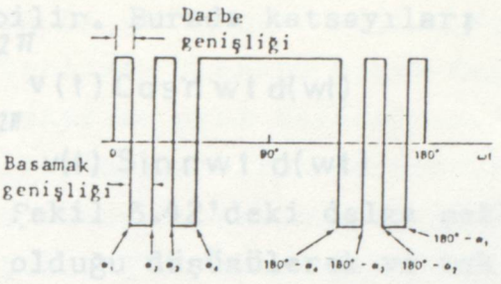
Şekil 3.40 Trapezoidal dalga ile üçgen dalganın karşılaştırılması ile yapılan PWM yönteminin blok diyagramı.



Şekil 3.41 Şekil 3.40'ın dalga şekilleri.

3.3.2.6.1 b) Harmonik Eliminasyonu Yöntemi.

Darbe genişlik modülasyonu yönteminde darbe tatarımlarının elde edilmesinde kullanılan ve sinüs-üçgen karşılaştırılması kadar kolay olmayan diğer bir yöntem ise darbe genişliklerinin anında hesaplandığı ve böylece istenmiyen harmoniklerin elendiği, harmoniklerin elenmesi anlamına gelen "Harmonik eleminasyonu" yöntemidir. Bu yöntem ile çıkış dalga şeklindeki belirli harmonik bileşenler yok edilip, belirli harmonik bileşenler önceden belirlenen değerlere getirilebildiği gibi, çıkış frekansının ve şebeke geriliminin etkisi darbe genişlikleri yansıtılabilir. Böylece çıkış dalga şekli sinüsoidal şekle yaklaştırılabilir. Yöntemin genel ilkesi bir yarım peryod için şekil 3.42'de gösterilmiştir. Burada gösterilen α_1, α_2, α_3 ve α_4 tetikleme açılarının kontrol edilmesi ile çıkış geriliminin temel bileşeninin genliği kontrol edilebiliri. Aynı zamanda ilk üç harmonik elimine edilebilir. Elimine edilebilecek harmonik sayısı hesaplanması gereken α sayısından bir eksiktir. Örneğin sadece 5. ve 7. harmonikler ortadan kaldırılmak istenirse, α_1, α_2 ve α_3 hesaplanır. ve bir yarım peryotta 6 komütasyon gerçeklestirilir.



Şekil 3.42 PWM çeviricide harmonik eliminasyon yöntemi

Bu yöntemle elde edilen çıkış gerilimindeki harmonik bileşenlerin değerleri çıkış geriliminin effektif değerine ve frekansına bağlı olmakla birlikte, üç fazlı asenkron motorlarda daha fazla salınım momenti yaratan 5. ve 7. harmoniklerin genlikleri oldukça düşük seviyeye indirilebilmektedir. Örneğin beş darbeli bir çıkış dalga şeklinde 5. harmonik temel bileşenin % 6'sından, 7. harmonik temel bileşeni ise % 5'inden daha düşük değerlere indirilebilmektedir. Böylece asenkron motorlarda oluşan salınım momentleri azaltılarak kayıplar da azaltılabilir. Bu yüzden küçük hızlarda bir peryod içindeki darbe sayısının yani tetikleme frekansının mümkün olduğu kadar yüksek tutulması toplam harmonik distorsiyonunu da azaltacaktır.

Sayısal olarak darbe katarının elde edilmesi için, ele alınan tetikleme frekansındaki kare dalga işaretinin yükselen veya düşen kenarları önceden belirlenmiş değerler kadar kaydırılarak modüle edilir. Bu tip bir modülasyonda kare dalga işaretin ya yalnız bir kenarı veya iki kenarı birden modüle edilebilir. Çıkış geriliminin effektif değerini değiştirmek için ise modülasyon derinliği yani kenarların kaydırılma değerleri belli bir metot altında değiştirilir. İki kenarı birden modüle etmenin avantajı, dalga şeklinin $\frac{\pi}{2}$'ye göre simetrikliğini sağlayarak üç ve üçün katları olan harmonik bileşenleri yok etmektir.

Şekil 3.42'deki dalga şekli fourier serisine açılarak harmonik analizi yapılabilir.

Burada elde edilecek gerilim zamanın fonksiyonu olduğundan;

$$v(t)=\sum_{n=1}^{\infty}\left(a_n \mathrm{Cos}nwt + b_n \mathrm{Sin}nwt\right) \qquad (3.11)$$

şeklinde yazılabilir. Burada katsayılar;

$$a_n=\frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v(t)\,\mathrm{Cos}nwt\,d(wt)$$

$$b_n=\frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} v(t)\,\mathrm{Sin}nwt\,d(wt)$$

olarak verilir. Şekil 3.42'deki dalga şeklinin çeyrek dalga simetrisi olduğu düşünülerek ve tek sayılı harmonik değerleri için sinüs bileşeni olacağından, bu dalga şeklinin fourier katsayıları;

$$a_n=0 \qquad (3.12)$$

$$b_n=\frac{4}{\pi}\int_0^{\pi/2} v(t)\,\mathrm{Sin}nwt\,d(wt) \qquad (3.13)$$

Dalganın genliğinin $v(t)=\mp 1$ olduğu düşünülerek bn genişletilirse;

$$b_n=\frac{4}{\pi}\left[\int_0^{\alpha_1}(+1)\mathrm{Sin}nwt\,d(wt)+\int_{\alpha_1}^{\alpha_2}(-1)\,\mathrm{Sin}nwt\,d(wt)+\right.$$

$$\left.+\int_{\alpha_2}^{\alpha_3}(+1)\mathrm{Sin}nwt\,d(wt)+\cdots+\int_{\alpha_{K-1}}^{\alpha_K}(-1)\mathrm{Sin}nwt\,d(wt)+\int_{\alpha_K}^{\pi/2}(+1)\mathrm{Sin}nwt\,d(wt)\right] \qquad (3.14)$$

bulunur. Burada aşağıdaki şu bağıntı kullanılarak;

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2}\mathrm{Sin}nwt\,d(wt)=\frac{1}{n}\left(\mathrm{Cos}n\theta_1-\mathrm{Cos}n\theta_2\right)$$

ilk ve son terimler ise;

$$\int_0^{\alpha_1}(+1)\,\mathrm{Sin}nwt\,d(wt)=\frac{1}{n}\left(1-\mathrm{Cos}n\alpha_1\right) \qquad (3.15)$$

$$\int_{\alpha_K}^{\pi/2}(+1)\,\mathrm{Sin}nwt\,d(wt)=\frac{1}{n}\,\mathrm{Cos}n\alpha_K \qquad (3.16)$$

şeklinde olacaktır.

(3.14) eşitliğinin diğer kısımlarının integralleri alınıp, (3.15) ve (3.16) eşitlikleriyerine konursa;

$$b_n=\frac{4}{n\pi}\left[1+2(-\mathrm{Cos}n\alpha_1+\mathrm{Cos}n\alpha_2-\cdots+\mathrm{Cos}n\alpha_K\right] \qquad (3.17)$$

bulunur ve toplam şeklinde yazılırsa;

$$b_n=\frac{4}{n\pi}\left[1+2\sum_{K=1}^{K}(-1)^K\mathrm{Cos}n\alpha_K\right] \qquad (3.18)$$

bulunur. (3.18) eşitliğinde K değişkenleri $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ ve α_K'nın indislerini gösterir ve onların değerlerini çözmek için kullanılır. K değişkenleri değiştirilerek temel bileşenin genliği değiştirilebilir ve (K-1) numaralı harmonikler elimine edilir ve temel bileşenin genliği kontrol edilir. α_1, α_2 ve α_3 ile 5.ve 7. harmonikler elimine edilir.

(3.18) formülünden bn katsayılarına ilişkin iki önemli sonuç çıkarılabilir. Bunlardan birincisi bn'in çıkış frekansından bağımsız olmasıdır. α_k açısal değerleri sabit tutulmak koşuluyla frekans hangi değerde olursa olsun harmonik spektrumu aynı kalacaktır. Bu sonuç teorik olarak geçerli olmakla birlikte pratikte α_k açısal değerlerini bütün frekans bandında sibit tutmak tetikleme frekansını çok değiştirmeyi gerektireceğinden mümkün olmamaktadır.

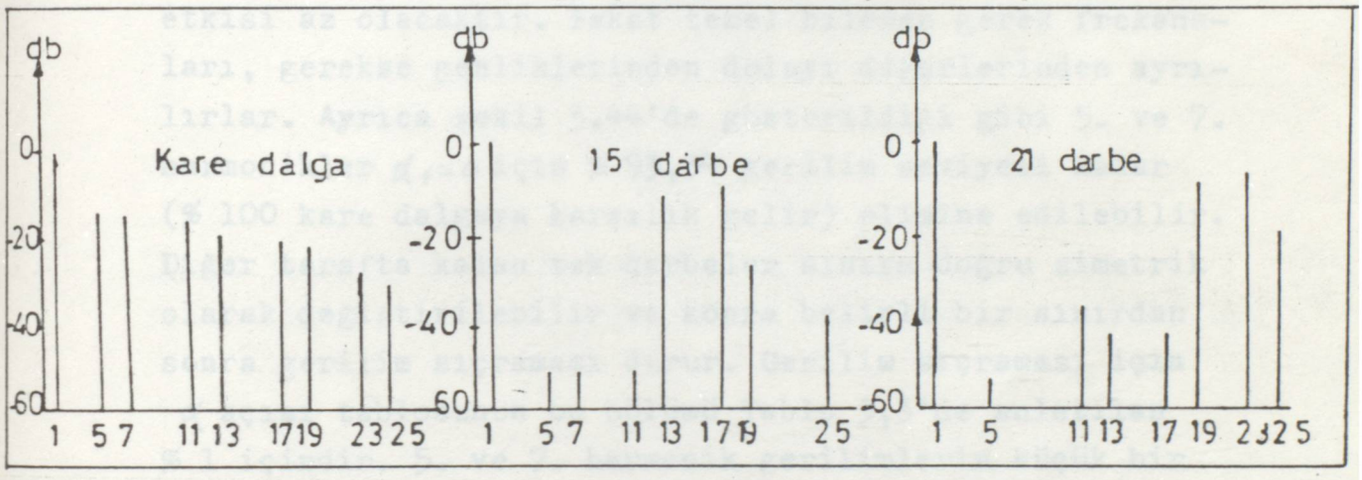
Formülden çıkan ikinci önemli sonuç ise darbe kenarı sayısı kadar bn'ni , α_k'lar uygun seçilmek yoluyla istenen değere getirmek mümkün olur. Görüldüğü gibi yarım peryod içindeki darbe sayısını mümkün olduğu kadar arttırmakla çıkış geriliminin dolayısıyla asenkron motorun faz akımının dalga şeklinin sinüse yaklaşması sağlanır. Pratikte tetikleme frekansı çevirici tarafından belirlenir. Çevirici devresinde bulunan güç elemanlarının çalışma frekanslarının düşük olması, tetikleme frekansının düşük tutulmasını gerektirmektedir.

Günümüzde, darbe genişlik modülasyonlu çeviricilerde genellikle tetikleme frekansının düşük tutulmasını gerektirmektedir. Böylece çıkış frekansının düşük değerlerinde, yarım peryod içindeki darbe sayısı oldukça yüksek olacağından çıkış geriliminde salınım momentleri yaratan harmonik bileşenler mümkün olduğu kadar bastırılır. Daha yüksek çıkış frekanslarında ise yarım peryod içindeki darbe sayısı nisbeten daha az olacağı için çıkış gerilimindeki harmonik bileşenlerin genlikleri artacaktır. Fakat yüksek çıkış frekanslarına gidildikçe asenkron motorun faz sargılarındaki kaçak endüktanslar etkili olmaya başlayacağından salınım momentleri atmayacaktır. Ayrıca çalışma koşulları içinde hız kontrolu yapılan asenkron motorun faz sargıları dengeli ise, sargılar yıldız bağlanarak nötr noktasından yalıtılır. ve böylece üç ve üçün katı olan harmonik bileşenler motor akımında bulunmaz.

Pratikte darbe genişlik modülasyonlu frekans çeviricilerde tetikleme frekansı çok değiştirilmeden yarım peryoddaki darbe sayısı belirli aralıklarda sabit tutulur ve çıkış frekansına bağlı olarak kademeli olarak çeşitli değerlere ayarlanır. Böylece darbe sayısının sabit tutulduğu aralıkta harmonik bileşenlerin genlikleri değişmez. Darbe genişlik modülasyonunda kademeli olarak darbe sayısının değiştirildiği sistemlerde genellikle aşağıdaki sekiz ayrı darbe sayısı (m) kullanılır.

m: 15,21,30,42,60,84,120,168

Aşağıdaki şekilde ve tabloda harmonik spektrumu bakımından blok kare dalga ile 15 ve 21 darbeli genişlik modülasyonlu dalga şekli karşılaştırılmıştır.



Şekil 3.43 Kare dalga ile 15 ve 21 darbeli dalgaların harmonik spekturumu bakımından karşılaştırılması.

Harmonik numarası	b_1	b_5	b_7	b_{11}	b_{13}	b_{17}	b_{19}	b_{23}
Kare dalga	1,103	0,221	0,157	0,1	0,085	0,065	0,058	0,048
15 darbeli dalga	0,881	0,002	0,007	0,009	0,248	0,305	0,038	0,001
21 darbeli dalga	0,881	0,003	0,001	0,014	0,005	0,006	0,257	0,295

Tablo 3.2 Kare dalga ile 15 ve 21 darbeli dalgaların fourier katsayılarının aldığı değerler.

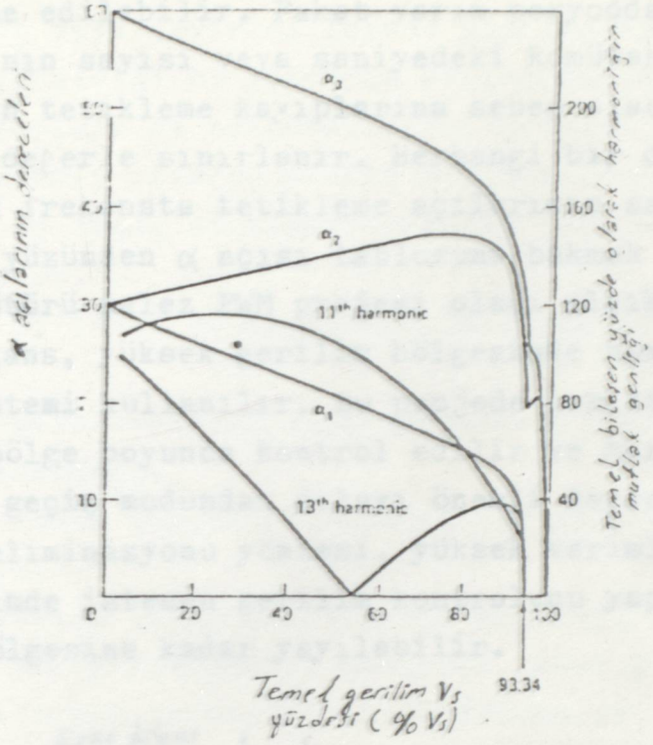
Şekil 3.42'de gösterilen dalga şekli için K:3 olduğu düşünülerek ve (3,18) eşitliğinden faydalanarak harmonik değerleri bulunabilir.

Temel bileşen; $b_1 = \frac{4}{\pi}\left[1 - 2\cos\alpha_1 + 2\cos\alpha_2 - 2\cos\alpha_3\right]$ (3.19)

5. Harmonik; $b_5 = \frac{4}{5\pi}\left[1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 - 2\cos 5\alpha_3\right]$ (3.20)

7. Harmonik; $b_7 = \frac{4}{7\pi}\left[1 - 2\cos 7\alpha_1 + 2\cos 7\alpha_2 - 2\cos 7\alpha_3\right]$ (3.21)

Burada görülen aşırı derecede nonlineer denklem takımı, belirli temel genlikler için nümerik olarak çözülebilir. Ayrıca α_1, α_2 ve α_3 belirlenebilir. α açıları farklı çıkış gerilimleri için hesaplanarak şekil 3.44'de görüldüğü gibi karekteristikleri çıkarılabilir. Şekilde ayrıca önemli düşük seviyeli harmoniklerin (5. ve 7. harmonikler) eliminasyonunun sonucu olarak dikkati değer bir yükselme gözlenir. Bununla beraber bu harmoniklerin etkisi az olacaktır. Fakat temel bileşen gerek frekansları, gerekse genliklerinden dolayı diğerlerinden ayrılırlar. Ayrıca şekil 3.44'de gösterildiği gibi 5. ve 7. harmonikler $\alpha_1 = o$ için % 93,34 gerilim seviyesi kadar (% 100 kare dalgaya karşılık gelir) elimine edilebilir. Diğer tarafta kalan tek darbeler sınıra doğru simetrik olarak değiştirilebilir ve sonra belirli bir sınırdan sonra gerilim sıçraması durur. Gerilim sıçraması için α açısı tablosunun bu bölümü Tablo 3,3'de anlatılan % 1 içindir. 5. ve 7. harmonik gerilimlerin küçük bir miktarı bu bölgede tekrar görünür. Fakat gerilim sıçramasına sebep olmazlar.



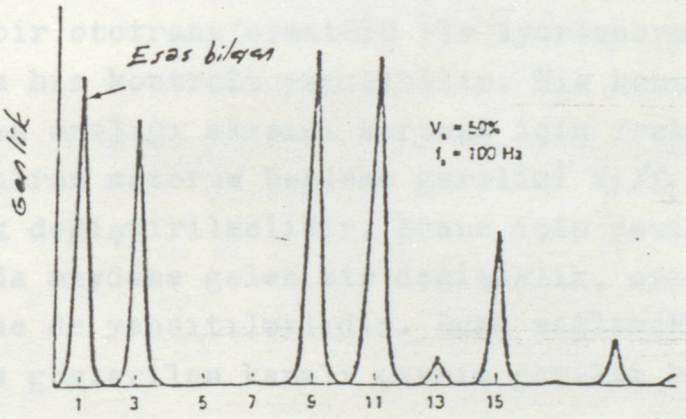
Şekil 3.44 5. ve 7. harmoniklerin eliminasyonu için temel çıkış geriliminin tetikleme açısıyla olan ilişkileri.

V_s	α_1	α_2	α_3
93	0	15.94	22.03
94	0	16.27	21.56
95	0	16.41	20.86
96	0	16.88	20.39
97	0	17.34	19.92
98	0	11.02	13.59
99	0	4.69	7.27
100 (square wave)	0	0	0

Tablo 3.3 Vs'in % 93'den % 100'e kadar olan kısımda α açısı tablosu

Harmonik eliminasyon yöntemi, tetikleme açılarının tablosundan yararlanarak çalışan bir mikro işlemci kullanılarak rahatça yapılabilir. Belirli bir Vs kumanda geriliminde, açılar, bir tabloya bakılarak uygun gelen darbe genişlikleri alınır ve geri sayıcılar yardımıyla zaman domeninde üretilir. Şekil 3.45, Vs=%50 vefs=100 Hz'de ana modülatör, mikro işlemci çıkış spekturumu analizini gösterir. Burada açılar iki ondalık depoda saklanır.

Temel frekans azaltılırken, tetikleme açılarının sayısı arttırılabilir. Böylece yüksek numaralı harmonikler elimine edilebilir. Fakat yarım peryoddaki tetikleme açılarının sayısı veya saniyedeki komütasyon sayısı çeviricinin tetikleme kayıplarına sebep olacağından belirli bir değerle sınırlanır. Herhangi bir dalga örneği için alçak frekansta tetikleme açılarının sayısının fazla olması yüzünden α açısı tablosuna bakmak zorlaşır. Bu sebepten ötürü melez PWM projesi olanı alçık gerilim, alçak frekans, yüksek gerilim bölgesinde harmonik eliminasyon yöntemi kullanılır. Bu projede gerilim sıçramaları bütün bölge boyunca kontrol edilir ve harmonik kayıpları SPWM geçiş modundan dolayı önemli derecede düşer. Harmonik eliminasyonu yöntemi, yüksek verimli tahrik sistemlerinde istenen gerilim kontrolunu yapabilen sabit güç bölgesine kadar yayılabilir.



Şekil 3.45 5. ve 7. harmoniklerin eliminasyonu ile çıkış geriliminin spektrum analizi.

3.3.3 ÇEVİRİCİ ÇIKIŞ GERİLİMİNİN KONTROLU

Çeviricinin çıkış geriliminin kontrolunun çevirici girişinde veya çevirici içinde yapılmayıpta, çevirici çıkışında yapıldığı bu yöntemin avantajların yanında bazı dezavantajları da bulunmaktadır. Çevrici çıkış geriliminin kontrolu için üç yöntem bulunmaktadır. Bunlar;

1-) Üç fazlı ototransformatörü ile çıkış geriliminin kontrolu.

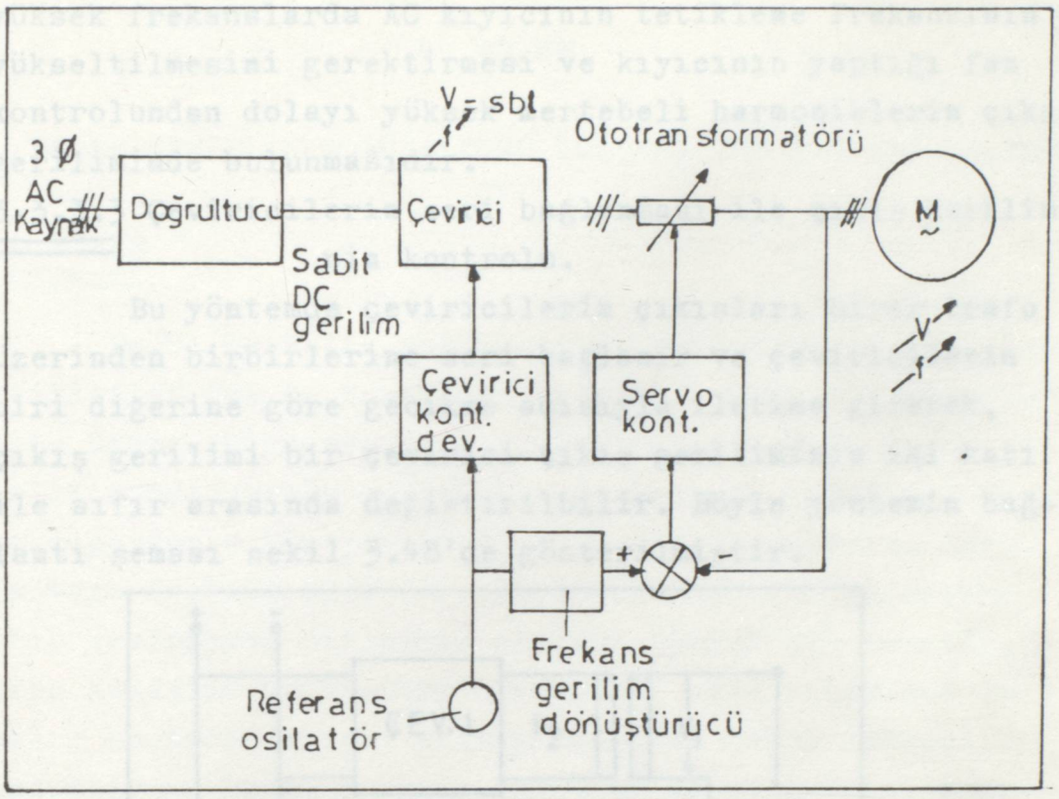
2-) Üç fazlı AC kıyıcısı ile çıkış geriliminin kontrolu.

3-) Çeviricilerin seri bağlanması ile çıkış geriliminin kontrolu.

3.3.3.1 Üç fazlı ototransformatörü ile çıkış gerilimimin kontrolu.

Bu yöntem çıkış geriliminin kontrolu için kullanılan en basit yöntemdir. Çevirici sabit çıkış gerilimi, bir ototransformatörü ile ayarlanarak, asenkron motorun hız kontrolu yapılabilir. Hız kontrolu yapılırken hava aralığı akısını korumak için frekansla birlikte asenkron motorun besleme gerilimi V_1/f_1 oranına bağlı kalarak değiştirilmelidir. Bunun için çeviricinin frekansında meydana gelen bir değişiklik, anında çıkış gerilimine de yansıtılmalıdır. Bunu sağlamak için şekil 3.46'da gösterilen kapalı çevrim gerilim kontrolu kullanılır.

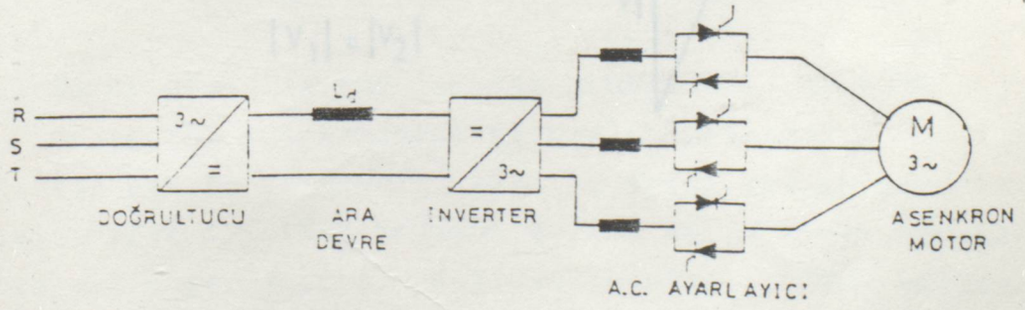
Bu kontrol sisteminin avantajı çevirici çıkış dalga şeklinin çalışma frekansı aralığında değişmemesidir. Bunun yanında ototransformatör, değişken frekans bandında çalışmaya uygun olarak dizayn edilmiş olması ve gerektiğinden, her ototrinsformatörünün kullanılamaması da dezavantjıdır. Eğer çevirici frekansı azaltılırsa magnetik doymadan ötürü çıkış gerilimi istenildiği gibi kontrol edilemez. Bunun için ototransformatörü, özel ferrit nüve üzerine sarılmalıdır. Bu ise ototransformatörünün boyutlarını ve maliyetini büyütür. Bunun sonucu olarak en düşük çalışma frekansı genellikle 10÷15 Hz olmaktadır.



Şekil 3.46 Ototransformatörü ile çıkış geriliminin kontrolu

3.3.3.2 Üç fazlı AC kıyıcısı ile çıkış geriliminin kontrolu

Bu yöntemde çevirici çıkışının her bir fazına ters paralel bağlı iki tristör bağlanarak, sabit olan çıkış gerilimi, belirli sınırlariçinde ayarlanır. Burada ters paralel bağlı tristörler yerine, triyak da kullanılabilir. Fakat triyakların gerek hızlarının küçük oluşu, gerekse güçlerinin düşük olması nedeniyle, yüksek frekanslı ve büyük güçlü çeviricilerde kullanılması mümkün olmaz. Bu yöntemin bağlantı şeması şekil 3.47'de gösterilmiştir.

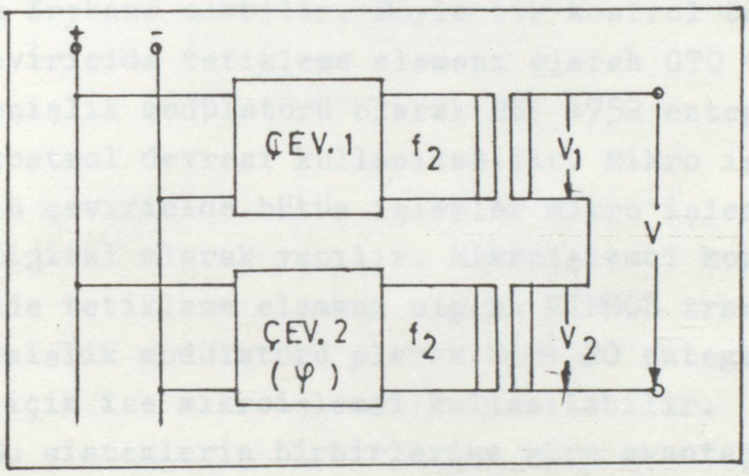


Şekil 3.37 Üç fazlı AC kıyıcısı ile çıkış geriliminin kontrolu

Böyle bir kontrolun sakıncaları, gerilimin kontrolu için, yüksek frekanslarda AC kıyıcının tetikleme frekansının da yükseltilmesini gerektirmesi ve kıyıcının yaptığı faz kontrolundan dolayı yüksek mertebeli harmoniklerin çıkış geriliminde bulunmasıdır.

3.3.3.3 Çeviricilerin seri bağlanması ile çıkış gerilimi-nin kontrolu.

Bu yöntemde çeviricilerin çıkışları birer trafo üzerinden birbirlerine seri bağlanır ve çeviricilerin biri diğerine göre gecikme açısıyla iletime girerek, çıkış gerilimi bir çevirici çıkış geriliminin iki katı ile sıfır arasında değiştirilbilir. Böyle yöntemin bağlantı şeması sekil 3.48'de gösterilmiştir.

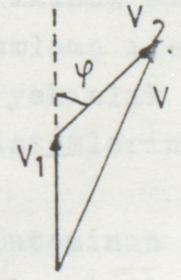


Şekil 3.48 Çeviricilerin seri bağlanması ile çıkış gerilimimin kontrolu,

φ = Gecikme açısı

φ // $\quad 0 \leqslant V \leqslant 2V_1$

$|V_1| = |V_2|$



4. BÖLÜM

4. DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU YÖNTEMİ İLE ÇALIŞAN ÇEVİRİCİLER

4.1 GİRİŞ

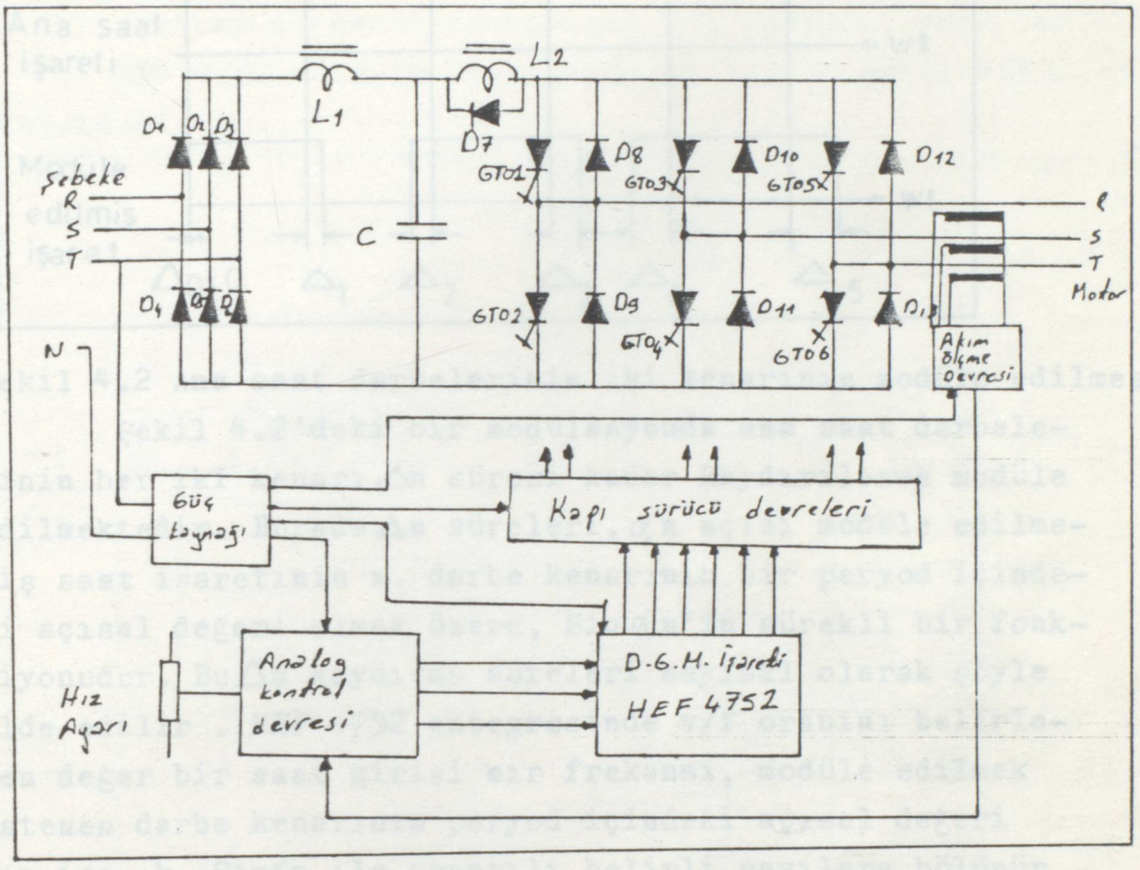
Darbe genişlik modülasyonu yöntemi ile çalışan çeçeviriciler analog kontrollu ve mikro işlemci kontrollu olmak üzere ikiye ayrılırlar. Analog kontrollu darbe genişlik modülasyonlu çeviricilerde kontrol işlemleri analog değerlerle kontrol edilir. Bu analog değerler gerilim veya frekans olabilir. Böyle bir kontrol ünitesine sahip çeviricide tetikleme elemanı olarak GTO tristör, darbe genişlik modülatörü olarak HEF 4752 entegresi ve analog kontrol devresi kullanılabilir. Mikro işlemci kontrollü çeviricide bütün işlemler mikro işlemci tarafından dijital olarak yapılır. Mikroişlemci kontrollu çeviricide tetikleme elemanı olarak SİPMOS transistör darbe genişlik modülatörü olarak SLE4520 entegresi ve kontrol için ise mikroişlemci kullanılabilir.

Bu sistemlerin birbirlerine göre avantajları ve dezavantajları bulunmaktadır. Birinci sistemde yapılması gereken değişikliğin devrenin değiştirilmesi ile gerçekleştirilmesi, ikinci sistemin ise maliyetinin fazla oluşu dezavantajlarıdır. Bunun yanında birinci sistemin ikinciye göre basit ve ucuz oluşu, ikinci sistemde, yapılması gereken değişikliğin proğramlama ile yapılabilmesi, sinüs dalga sekline maksimum yakınlık ve harmoniklerin en iyi şekilde elenmesi bu sistemlerin avantajlarıdır.

4.1.1 Darbe genişlik modülasyonu yönteminin HEF 4752 entegresi kullanılarak gerçekleştirilmesi.

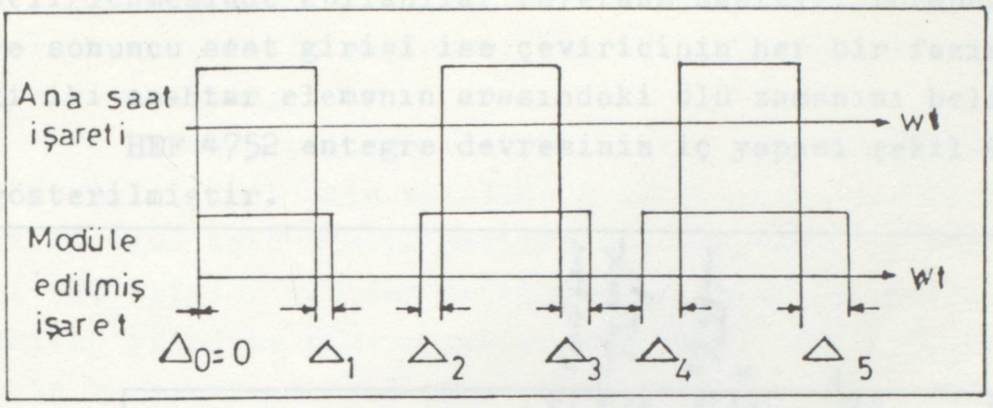
Şekil 4.1'den de görüleceği gibi üç fazlı şebeke gerilimi, altı adet diyottan meydana gelmiş köprü montajındaki kontrolsuz doğrultucu ile doğrultulmaktadır. Elde edilen bu DC gerilim L ve C'den meydana gelmiş filtre devresi vasıtasıyla süzülür ve GTO tristörler vasıtasıyla PWM kontrol işaretleri ise, sayısal olarak, Phillips firma-

sının bu amaç için geliştirdiği, geniş ölçüde tümleştirilmiş entegre devresi HEF 4752'den elde edilir. Sistemin basit olarak yapısı şekil 4.1'de gösterilmiştir.



Şekil 4.1 HEF 4752 entegresiyle gerçekleştirilmiş PWM'lu çeviricinin basit devre şeması.

Darbe genişlik modülasyonlu kontrol işaretlerini sayısal olarak elde eden HEF 4752 entegre devresi, çıkış geriliminin bir yarım peryodu içerisindeki darbe sayısını, bütün frekans bandı içerisinde sekiz defa değiştirir. Böylece belirli frekans aralığında harmonik spektrumunun aynı kalmasını sağlar. Ayrıca darbe boşluk.orana % 50 olan ana saat işaretindeki darbelerin düşen ve yükselen kenarlarının her ikisinde birden modülasyon uygulayarak çift sayılı harmonik bileşenleri yok etmektedir. Bu tür modülasyon basit olarak şekil 4.2'de gösterilmiştir.



Şekil 4.2 Ana saat darbelerinin iki kenarının modüle edilmesi

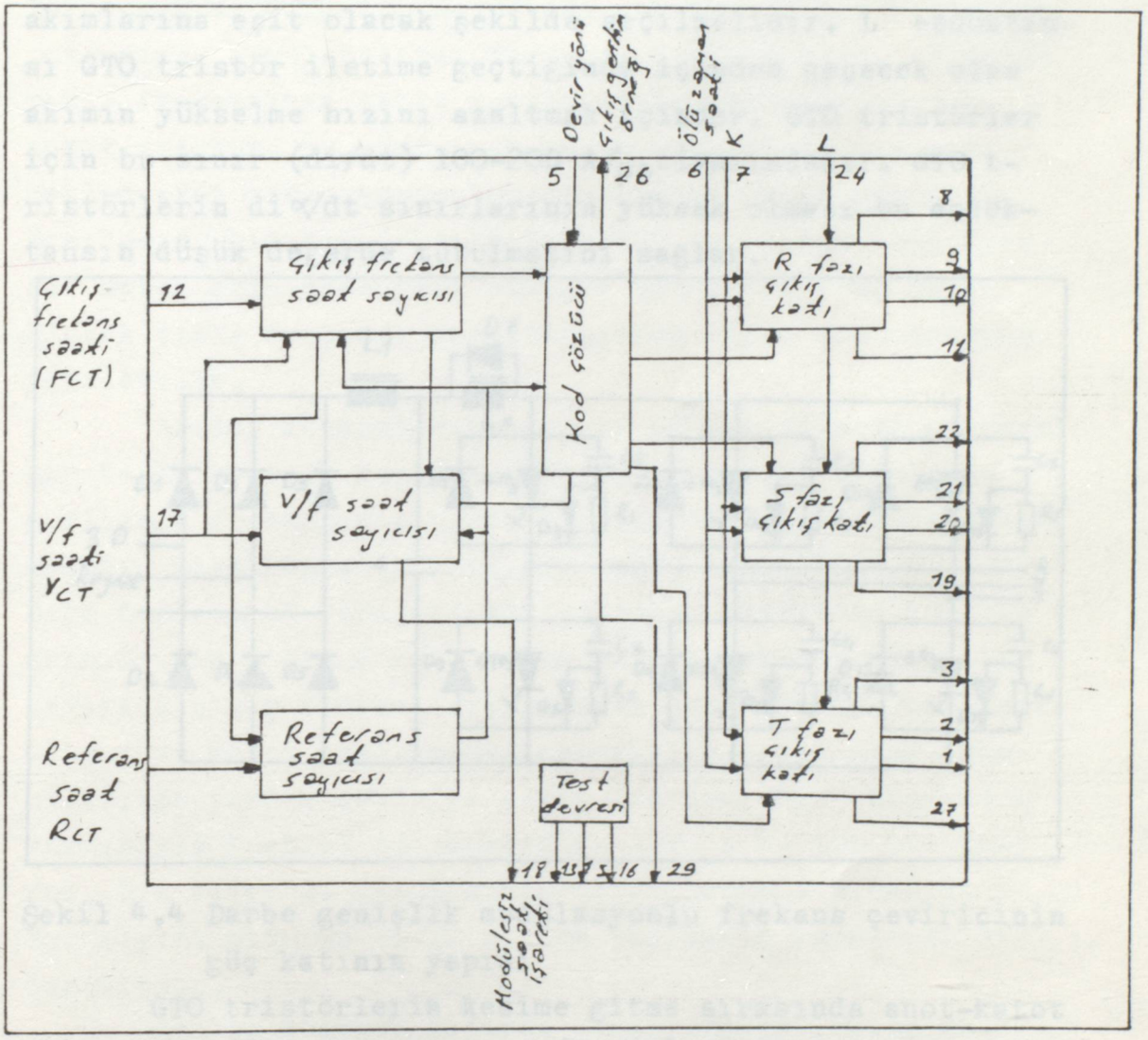
Şekil 4.2'deki bir modülasyonda ana saat darbelerinin her iki kenarı Δn süresi kadar kaydırılarak modüle edilmektedir. Burada Δn süreleri, αn açısı modüle edilmemiş saat işaretinin n. darbe kenarının bir peryod içindeki açısal değeri olmak üzere, $\sin \alpha n$'in sürekli bir fonksiyonudur. Bu Δn kaydırma süreleri sayısal olarak şöyle elde edilir . HEF 4752 entegresinde v/f oranını belirleyen değer bir saat girişi nır frekansı, modüle edilmek istenen darbe kenarının peryod içindeki açısal değeri αn ise, k. $\sin \alpha n$ ile orantılı belirli sayılara bölünür ve Δn süreleri elde edilir. Burada k katsayısı $\frac{\Pi}{2}$'de bulunan darbe kenarının kaydırılma miktarını elde etmek için v/f saat girişinin bölünmesi gerekli değeridir. Daha sonra darbe kenarları Δn'ler kadar ileriye veya geriye kaydırılır.

HEF 4752 entegre devresi çeviricinin her bir fazındaki iki tetikleme elemanı (transistör, tristör veya GTO tristör olabilir) için ayrı ayrı çıkışlar verebilmekte ve bu iki elemanın iletimde kalma süreleri arasında bir ölü zaman yaratarak aynı çıkış fazında oluşacak kısa devreyi önlemektir. Fakat bu ölü zaman nedeniyle çıkış geriliminin harmonik spektrumu bozulabilmektedir.

HEF 4752 entegre devresinin dört ayrı saat girisi bulunmaktadır. Bunlardan birincisi çıkış geriliminin frekansını tayin etmekte kullanılır. Bu saat girişine uygulanacak değişken frekanslı bir işaret ile çıkışta istenen frekansta gerilim elde edilebilir. İkinci saat girişi çıkış geriliminin effektif değerinin çıkış frekansına oranını (v/f oranını) belirler. Üçüncü saat gi-

rişi bir peryod içindeki darbe sayısının doğru olarak belirlenmesinde kullanılar referans saattır. Dördüncü ve sonuncu saat girişi ise çeviricinin her bir fazındaki iki anahtar elemanın arasındaki ölü zamanını belirler.

HEF 4752 entegre devresinin iç yapısı şekil 4.3'de gösterilmiştir.



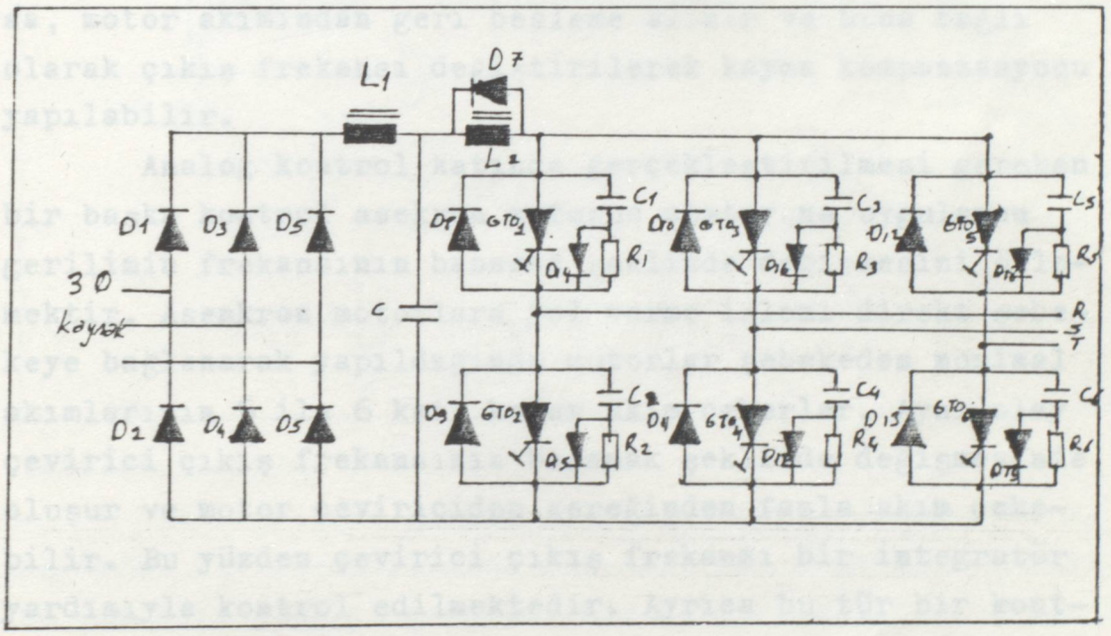
Şekil 4.3 HEF 4752 entegresinin iç yapısı.

4.1.1.1 Güç katının yapısı

Şekil 4.4'deki devrede ara devre gerilimi kontrol suz doğrultucu ile elde edilir ve L_1 C_1 filtresi ile süzülür. Daha sonra PWM yöntemiyle GTO tristörler ile yükün uçlarına aktırılır. Burada normal tristör veya transistörde kullanılabilir. Fakat GTO tristörlerinin herhangi bir komütasyon devresine gerek duymamalarından dolayı basit bir yapıya sahip gidilmesini ve küçük hacimlerde yer kaplamaları yüzünden tercih edilmişlerdir. Buna karşılık normal tristörlerin güçlerine erişememeleri yüzünden büyük güçlü çeviricilerde kullanılamamaları ise

bir dezavantajıdır. Birinci bölümde anlatıldığı gibi GTO tristörün kapama akımı, ortalama akımından yüksek olması gerekmektedir. Bu saglanmaz ise GTO tristör kapanmaz (kesime gitmez)

Devrede bulunan ve GTO tristör uçlarına ters paralel bağlı diyotların ortalama akımları GTO tristörlerin akımlarına eşit olacak şekilde seçilmelidir. L endüktansı GTO tristör iletime geçtiğinde içinden geçecek olan akımın yükselme hızını azaltmak içinder. GTO tristörler için bu sınır (di∝/dt) 100-200 A/μs civarındadır. GTO tristörlerin di∝/dt sınırlarının yüksek olması bu endüktansın düşük değerde tutulmasını sağlar.



Şekil 4.4 Darbe genişlik modülasyonlu frekans çeviricinin güç katının yapısı

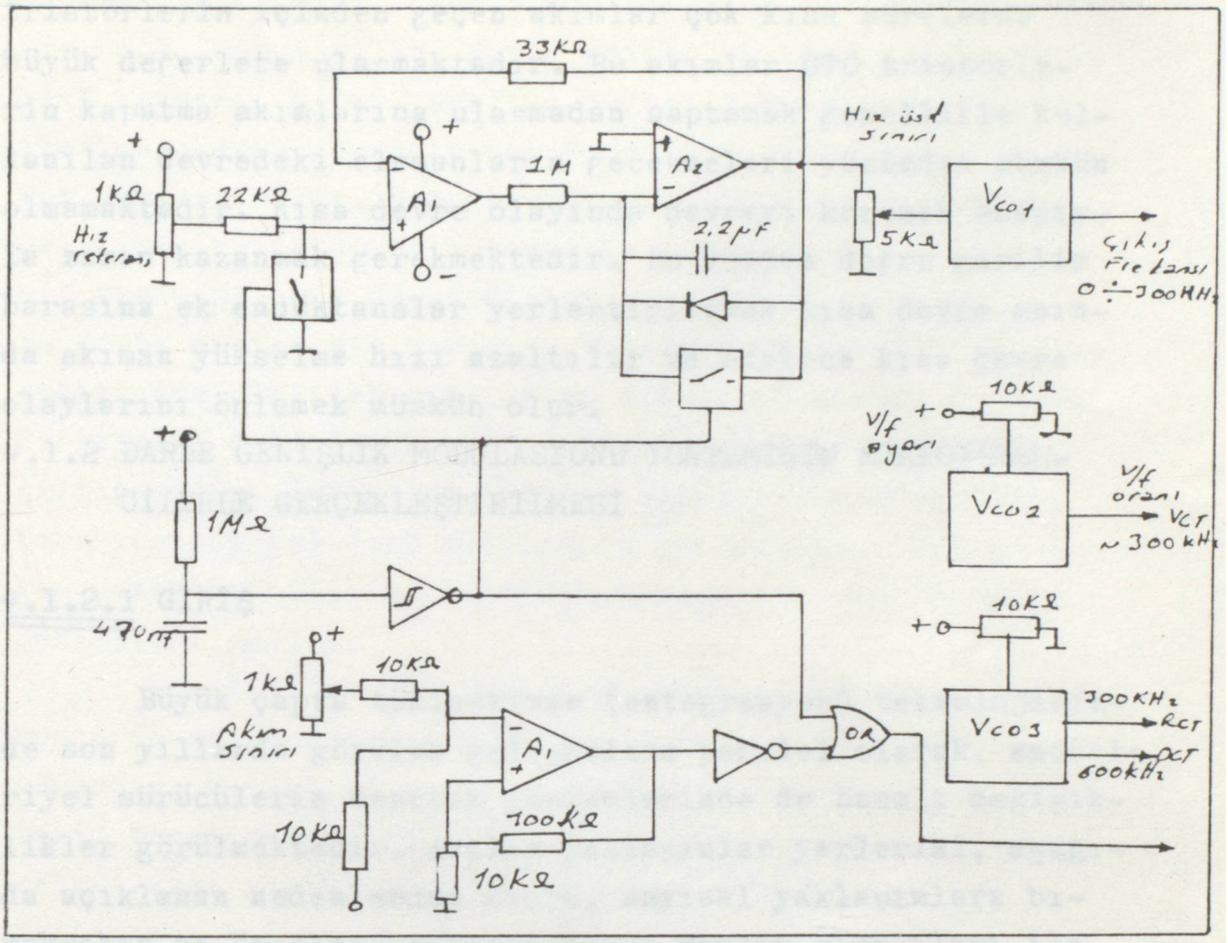
GTO tristörlerin kesime gitme sırasında anot-katot geriliminin yükselme hızının (dv/dt) düşük tutulması bu tristörlerin emniyetli çalışabilmesi açısından önemlidir. dv/dt'nin yüksek değerler alması kapatma sırasında oluşacak kayıpların tepe değerini arttıracaktır. Bu yüzden dv/dt değerini düşünmek için GTO tristörlere paralel olarak kondansatörler bağlanmaktadır. Yukarıdaki devrede kullanılan C_2 ve C_3 kondansatörleri GTO tristörlerin kapatma sırasındaki akımlarını D_{14} ve D_{15} üzerinden akıtacakları için dv/dt değerini oldukça düşük değerlere indireceklerdir.

4.1.1.2 Kontrol katının yapısı

Endüstride asenkron motorun hızının çok hassas olarak kontrol edilmesini gerektiren uygulamalar dışında darbe genişlik modülasyonlu hız kontrol sisteminin analog kontrol katı oldukça basit tutulabilir. Bilindiği gibi asenkron motorların hızları yük momentine bağlı olarak çok az değişir. Bu yüzden çok hassas hız kontrolu istenmiyen uygulamalarda asenkron motorun hızı, çevirici çıkış frekansının sabit tutulmasıyla yaklaşık olarak sabit tutulur. Bu yüzden asenkron motorlarda hız geri beslemesini tako generatöründen almaya gerek yoktur. Eğer motor hızının daha fazla sabit tutulması isteniyorsa, motor akımından geri besleme alınır ve buna bağlı olarak çıkış frekansı değiştirilerek kayma kompanzasyonu yapılabilir.

Analog kontrol katında gerçekleştirilmesi gereken bir başka kontrol asekron motorun statoruna uygulanan gerilimin frekansının basamak şeklinde değişmesini önlemektir. Asenkron motorlara yol verme işlemi direkt şebekeye bağlanarak yapıldığında motorlar şebekeden nominal akımlarının 5 ila 6 katı kadar akım çekerler. Aynı olay çevirici çıkış frekansının basamak şeklinde değişmesinde oluşur ve motor çeviriciden gereğinden fazla akım çekebilir. Bu yüzden çevirici çıkış frekansı bir integratör yardımıyla kontrol edilmektedir. Ayrıca bu tür bir kontrol, hız referans geriliminin sıfır konumda olmadığı durumlarda motorun sıfır hızdan başlangıç yapmasını sağlamaktadır.

Analog kontrol katında gerçekleştirilebilecek diğer iki kontrol, asenkron motorda hızlı bir şekilde dönüş yönünün ters çevrilmesi ve frenlemedir. Asenkron motorun dönüş yönünün ters çevrilmesi HEF 4752 entegre devresinde R ve S fazındaki darbelerin yerlerini değiştirilerek yapılmaktadır. Darbe genişlik modülasyonlu frekans çeviricilerde asenkron motorların frenlenmesi çevirici çıkış frekansının, asenkron motorun akımı kontrol edilerek düşürülmesiyle gerçekleştirilebilir.
Şekil 4.5'de analog kontrol devresi görülmektedir.



Şekil 4.5 Analog kontrol devresi

Şekil 4.5'de görülen analog kontrol devresinde A işlemsel kuvvetlendiricisi (Op-Amp) hız referansı gerilimi ile hıza ilişkin gerilimi karsılaştırmaktadır. Devrede bulunan gerilim kontrollu osilatörler HEF 4752 için gerekli saat işaretlerini üretmektedir. Ayrıca devrede bir aşırı akım koruması bulunmaktadır.

Kapısından tıkanabilen (GTO) tristörlerle yapılan frekans çeviricilerde çevirici katında ve çıkışta oluşabilecek kısa devrelere karşı sistemi koruyabilmek için sağlıklı bir çalışma açısından önem kazanmaktadır. Kısa devrelerde oluşacak yüksek akımlar daha GTO tristörlerin kapatma akımına ulaşmadan sezilebilmeli ve GTO tristörler tıkanarak kısa devre akımlar önlenmelidir. GTO tristörlerin I^2 karekteristiklerinin yüksek değerlerde olmaması herhangi bir kısa devre durumunda sigortalar vasıtasıyla koruma yapılmasını önlemektedir.

Çevirici katında üç ayrı kısa devre durumuna rastlanmaktadır. Bunlar fazlar arası kısa devreler, faz-nötr kısa devresi ve aynı fazdaki iki GTO tristör üzerinden

olan kısa kol devresidir. Bu üç tip kısa devrede GTO tristörlerin içinden geçen akımlar çok kısa sürelerde büyük değerlere ulaşmaktadır. Bu akımlar GTO tristörlerin kapatma akımlarına ulaşmadan saptamak genellikle kullanılan devredeki elemanların gecekmeleri yüzünden mümkün olmamaktadır. Kısa devre olayında devreyi korumak amacıyla zaman kazanmak gerekmektedir. Bu yüzden doğru gerilim barasına ek endüktanslar yerleştirilerek kısa devre anında akımın yükselme hızı azaltılır ve böylece kısa devre olaylarını önlemek mümkün olur.

4.1.2 DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU YÖNTEMİNİN MİKROİŞLEMCİLERLE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

4.1.2.1 GİRİŞ

Büyük çapta tümleştirme (entegrasyon) teknolojisinde son yıllarda görülen gelişmelere paralel olarak, endüstriyel sürücülerin denetim yöntemlerinde de önemli değişiklikler görülmektedir. Analog yaklaşımlar yerlerini, aşağıda açıklanan nedenlerden ötürü, sayısal yaklaşımlara bırakmakta ve önceleri entegre devre mantık elemanları ile gerçekleştirilen işlevlerin özel amaçlı yongalarla veya mikroişlemcilerler gerçekleştirilmesi gittikçe yaygınlaşmaktadır.

Analog denetim elemanları ve bunlarla gerçekleştirilen denetim yöntemleri; eleman yaşlanması ile özelliklerinin değişmesi, ısı ile ortaya çıkan değişiklikler, kayma, bozucu etkenlere karşı duyarlılık, işaret iletimindeki güçlükler, hız değişkeninin yeterli bir doğrulukla ölçülememesi gibi sorunları ortaya çıkarırlar. Sayısal eleman ve yöntemlerin kullanımı ile bütün bu sorunlar ortadan kaldırılabilir. Alışılagelmiş hız kontrol sistemlerinde analog yöntemlerden yararlanılmaktadır. Örneğin hız ve akım denetleyicileri oransal veya, daha genellikle, oransal-tümlevsel türdendirler ve birer işlemsel kuvvetlendirici ile gerçekleştirilirler. Motor hızı ile istenilen hız arasındaki farkın bulunmasında ve tristörlerin tetiklenme anlarının belirlenmesinde yine analog karşılaştırıcılar kullanılır.

Sayısal bir yaklaşımda ise hız bir optik mil kodlayıcı ile ölçülür. Çevresinde bir dizi delikler bulunan bir disk, motor miline kuple edilir ve bir tarafına bir ışık kaynağı, diğer tarafına da ışığa duyarlı bir yarıiletken eleman, örneğin bir fototransistör veya foto diyot yerleştirilir. Motorun dönmesi ile disk üzerindeki delikler, ışığa duyarlı elemanın motor hızına orantılı bir frekansta bir darbe dizisi üretmesine neden olur. Bu darbe dizisi bir sayıcıya verilirse belirli bir zaman aralığında ulaşılan sayı, hıza orantılı olacaktır. Disk üzerindeki deliklerin arttırılması ile ölçüm süresi kısaltılabilir. İstenilen hız ile ölçülen hız arasındaki fark ise sayısal fark alıcılarla bulunabilir. Hız ve akım denetleyicilerin işlevleri benzer bir şekilde gerçekleştirilebilir.

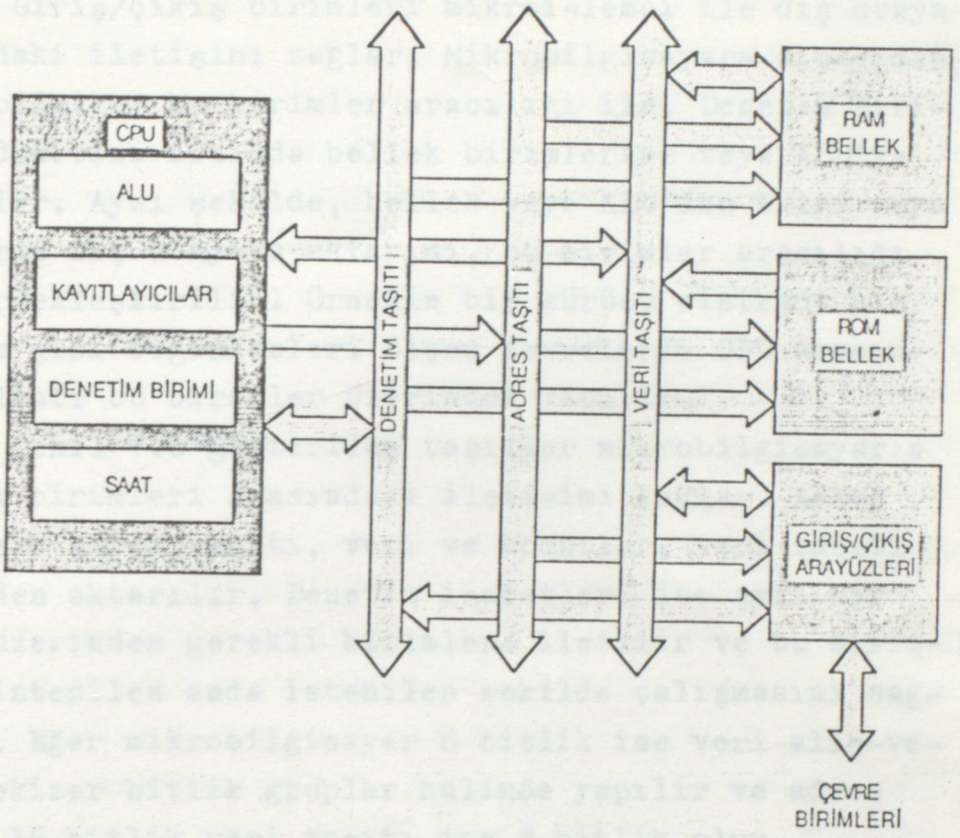
Denetim işlevlerinin çok karmaşık olmadığı durumlarda sayısal entegre devreler ve manlık (lojik) elemanları kullanımı yeterli olabilir. Fakat sürücü sistemin denetlenmesinde değişik bir dizi işlevin yerine getirilmesi gerekiyorsa bir mikroişlemci ve çevre birimlerinin kullanımı daha yerinde olur. Örneğin akü ile beslenen sürücülerde (elektrikli arabalarda) momentin en iyibbir şekilde denetimi, mekanik frenlame ile birlikte rejeneratif (faydalı) frenleme, ivmenin ve frenlemenin yolcuları rahatsız etmeyecek bir şekilde gerçekleştirilmesi, programlı akü şarjı, sistem hatalarının ve nedenlerinin otomatik olarak bulunması gibi bazı karmaşık ve ileri düzeyde işlevler gerekebilir. Demir-çelik ve kağıt endüstrisi gibi bazı uygulamalarda ise hız regülasyonu, doğruluk ve duyarlılık gereksinimleri oldukça katı, olup, dinamik cevap süresinin çok kısa olması istenir. Bu gibi durumlarda mikrobilgisayarların kullanımı kaçınılmaz olur. Böylece hem istenilen gereksinimler karşılanabilir, hem de sistemden istenen özelliklerin değişmesi durumunda bütün denetim sisteminin yeniden tasarlanması ve imal edilmesi yerine yalnız bir yeniden programlama gerekir. Şimdi de mikro bilgisayarların yapısını basitçe inceliyelim.

4.1.2.2 MİKRO BİLGİSAYARLARIN TEMEL YAPISI

Bir mikrobilgisayar, şekil 4.1'de gösterildiği gibi, çeşitli büyük çapta tümleşik (LSI) ve çok büyük çapta tümleşik (C.L.S.I) devrelerin, "taşıt" (bus) adı verilen çeşitli yollar üzerinden birbirleriyle bağlanması ile oluşturulur. Mikrobilgisayarların kalbi mikro işlemci olup, çeşitle aritmatik mantık ve denetim işlevlerini yerine getirir. Merkezi İşlem Birimi (CPU: Central Processing Unit) olarak da adlandırılan bu yonga içerisinde şekil 4.6'da belirtilen çeşitli birimler bulunur.

Aritmatik Mantık Birimi (ALU: Arithmetic Logic Unit): Veri üzerinde toplama ve çıkartma gibi aritmetik işlemlerle mantık işlemlerinin gerçekleştirildiği birimdir. Bütün bilgisayarlar içinde olduğu gibi burada da veriler ikili tabana göre birler ve sıfırlarla simgelenirler. Bu birler ve sıfırların herbirine bit adı verilir. Dört bitten oluşan bir grup bayt (bite), sekiz bitten oluşan bir grup ise sözcük olarak adlandırılır.

Kayıt ediciler (registers); Mikroişlemci içinde veriler üzerinde işlemler yapılırken, bunların kısa bir süre içinde olsa bir yerde saklanmaları gerekir. Bunun için çeşitli kayıt ediciler kullanılır. Dış belleklerle CPU arasındaki veri alış-verişi de bu birimler üzerinden gerçekleştirilir. Bazı kayıt ediciler özel amaçlarla kullanılırlar. Örneğin veri alış-verişi yapılacak belleğin adresinin saklandığı yere adres kayıt edici (memory address register), komutların saklandığı yere komut kayıt edici (instruction register) özel adları verilir. Bir başka kayıt edici ise, proğram kayıt edicisi (program register) olarak bilinir ve yerine getirilecek bir sonraki komutun adresini içerir.



Şekil 4.6 Mikrobilgisayarların temel yapısı

Denetim birimi: Mikroişlemci içinde işlemlerin istenilen şekilde ve sırada yapılmasını sağlayan birimdir. Gerekli denetim işaretlerini üretir ve gerekli birimlere gönderir.

Saat: Mikroişlemcinin çalışma hızını belirler ve çeşitli işlemler için bir dayanak noktası oluşturur.

Bir bilgisayarın oluşturulabilmesi için gerekli ilk dış birim veri ve komutların saklanabileceği bir bellek olup, rastgele erişimli bellek (RAM: Random access memory) ve salt okunur bellek (ROM: Read only memory) olmak üzere iki genel türü vardır. Salt okunur bellekteki bilgiler devamlı olarak saklı olup, değiştirilemez veya silinemezler. Burada mikroişlemcinin istenilen bir şekilde çalışmasını sağlayacak temel bir program saklanır. Ayrıca çeşitli sabitler ve başvurma tabloları da burada yer alır. Bu bilgiler belleğe imalat sırasında kazınırlar.

Rastgele erişimli belleğe veri, CPU'nun denetimi altında yazılabilir veya okunabilir. Programın yürütülmesi sırasında elde edilen değişkenler, çeşitli aritme-

tik işlemlerin sonuçları v.b burada saklanır ve gerektiğinde okunarak CPU içine alınır.

Giriş/çıkış birimleri mikroişlemci ile dış dünya arasındaki iletişimi sağlar. Mikrobilgisayara dışarıdan gelen bilgiler bu birimler aracılığı ile, Denetim Biriminin denetimi altında bellek birimlerine veya ALU'ya aktarılır. Aynı şekilde, bellek veya ALU'dan bilgi veya verilerin dış dünyaya aktarımı, bu birimler aracılığı ile gerçekleştirilir. Örneğin bir sürücü sistemde hız ve akım gibi değişkenleri ölçen devrelerle CPU arasında bağlantı bu birimler üzerinden yapılır.

Şekil 4.6'gösterilen taşıtlar mikrobilgisayarın çeşitli birimleri arasındaki iletişimi sağlar. Adres bilgileri adres taşıtı, veri ve komutlar, veri taşıtı üzerinden aktarılır. Denetim işaretleri ise ayrı bir taşıt üzerinden gerekli birimlere iletilir ve bu birimlerin istenilen anda istenilen şekilde çalışmasını sağlarlar. Eğer mikrobilgisayar 8 bitlik ise veri alış-verişi sekizer bitlik gruplar halinde yapılır ve adres taşıtı 16 bitlik veri taşıtı ise 8 bitlik olur.

Özetliyecek olursak bir mikrobilgisayar, yukarıda açıklanan bir mikroişlemci (CPU) ile bellek ve giriş/çıkış biriklerini taşıtlarla birleştirilerek oluşturulur. Bununla birlikte mikroişlemci sözcügü, sık sık, bir mikrobilgisayar anlamına kullanılmaktadır. Günümüzde bellek ve giriş/çıkış birimlerinin tek yonga üzerinde birleştirildiği çok bacaklı bir entegre devre görünümünde mikrobilgisayarlar da imal edilmektedir.

Mikrobilgisayarların yukarıda tanıtılan elektronik birimlerinin tümüne birden donanım (hardware) adı verilir. Mikrobilgisayarın istenilen işlevleri yerine getirebilmesi için program adı verilen bir komutlar dizisine gereksinim vardır. Mikrobilgisayarın bütün diğer bilgisayarlar gibi, yalnız birler ve sıfırlardan oluşan makine (machine language) adı verilen bir biçimde yazılmış komutları anlıyabilir. Bir programın makine dilinde yazılması uygun bir dilde, genellikle çevirici dilinde yazılması uygun bir dilde, genellikle çevirici dilinde (assembly language) yazılır. Bu şekilde bir program yazımında birler ve sıfırlar yerine simgesel (symbolic) veya nümcik (mnemonic) kodlar kullanılır. Her mikrobilgisayarın kendine özgü bir çevirici dili vardır. Örne-

için 6800 türü mikrobilgisayarlarda ADD nümoniği toplama işlemleri için kullanılır. Çevirici dilinde yazılmış bir program mikrobilgisayar tarafından anlaşılamayacağı için çevirici program adı verilen bir programla simgesel program mikroislemcinin anlayıp yürütebileceği bir ikili (binary) programa dönüştürülür. Simgesel program kaynak (source) program, ikili program ise amaç (object) program olarak da bilinir.

Eğer bir program değistirilebilin ve yeniden yüklenebilen türden ise buna yazılım (software) denir. Sürücü denetiminde mikrobilgisayar kullanımının en büyük avantajı donanımda herhangi bir değişiklik yapmadan, yazılımda (veya bellenimde) değişiklikler yaparak, istenilen durumlarda sürücü özelliklerinin kolaylıkla değiştirilebilmesi veya yeni işlemler eklenebilmesidir.

Mikroislemcilerin güç elektroniğinde kullanımının yarattığı devrimin ana nedenlerinden bir tanesi, modern denetim kuramlarının ve ileri düzeyde denetim yöntemlerinin kullanılabilmesidir. Analoğ devrelerin alışılagelmiş oransal-tümlevsel denetleyicileri yerine, daha iyi sonuçlar vrebilecek ve analog yöntemlerle gerçekleştirilebilmeliri olanaksız olan çeşitli denetim yasaları, mikroişlemci içindi sayısal olarak kolayca gerçekleştirilebilirler. Örnek olarak adaptif ve model izleyici sistemler sayılabilir.

Mikroislemcilerin sürücü sistem tasarımı üzerinde yaptığı etkilere diğer bir örnek alternatif akım motorları ile ilgili olarak verilebilir. 1970'li yılların başlarında bu tür motorların denetimi için yeni bir denetim yöntemi önerilmiştir. Transvektör veya alan yönlendirilmeli (fieldoriented) denetim olarak adlandırılan bu denetim yöntemi, senkron veya asenkron motorlara uygulanabilecek nitelikte olup, stator akımının moment oluşturan ve akı oluşturan olmak üzere iki bileşene ayrılması ve ayrı ayrı denetlenmesi temeline dayanıyordu. Böylece, çok sağlam yapılı ve endüstriyel koşullara uygun sincap kafesli bir asenkron motorun bir DC motoruna benzer ve onunki kadar kolay bir şekilde denetlenebilmesi mümkün olmuştu. Fakat önerilen denetim yönteminin analog elemanlarla gerçeklestirilmesindeki karmaşıklık ve yüksek maliyet uygulama alanlarını çok kısıtlamıştı. Mikro

işlemcilerin sürücü sistemlerinde kullanımının yaygınlaşması ile yöntem tekrar gündeme gelmiş ve yüksek başarı gerektiren sürücü sistemlerde yaygın olarak kullanılmaya başlamıştır. Yakın gelecekte alan yönlendirmeli denetimle daha sık karşılacağı muhakkaktır.

Mikro işlemcilerin yarattığı diğer bir olanak, sürücü sistemlerde ölçümü zor parametrelerin (moment ve mağnetik akı gibi) kullanımı ile bulunabilmesidir.(gözlemci ile)

Sonuç olarak, mikroişlemcilerin sürücü denetim sistemlerinin ufuklarını büyük oranda genişlettiğini ve yakın gelecekte, yüksek başarımlı sürücü sistemler gerektiren uygulamalarda, yalnız modern denetim kuramları içeren mikroişlemci temelli denetim devrelerini göreceğimizi söyleyebiliriz.

4.1.2.3 DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONLU FREKANS ÇEVİRİCİLERİN PWM SLE 4520 VE SAB 8051/SAB80515 MİKRO İŞLEMCİLERİ İLE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Siemens firmasının üretmiş olduğu darbe genişlik modülatörü SLE 4520 entegresi, üç fazlı asenkron motorları darbe genişlik modülasyonlu çeviriciler ile sürmek için en ideal bir elemandır. Yine Siemens firmasının ürettiği SAB 8051/SAB 80515 v.b mikro işlemciler PWM SLE 4520 entegresi ile kullanıldığında uygulayıcıya bir çok avantajın yanında uygulama esnekliği vermesi yüzünden günümüze darbe genişlik modülatörlerinin vazgeçilmez elemanlarıdır. Darbe genişlik modülasyonlu çeviricilerde mikroişlemciler, darbe genişlik modülatörü ve SİPMOS güç transistörleri kullanılarak asenkron motorlara DC motor karekteristikleri kazandırılır. Mikroişlemcinin yazılımı (software) ile çevirici dizaynında yüksek derecede esneklik elde edilir.

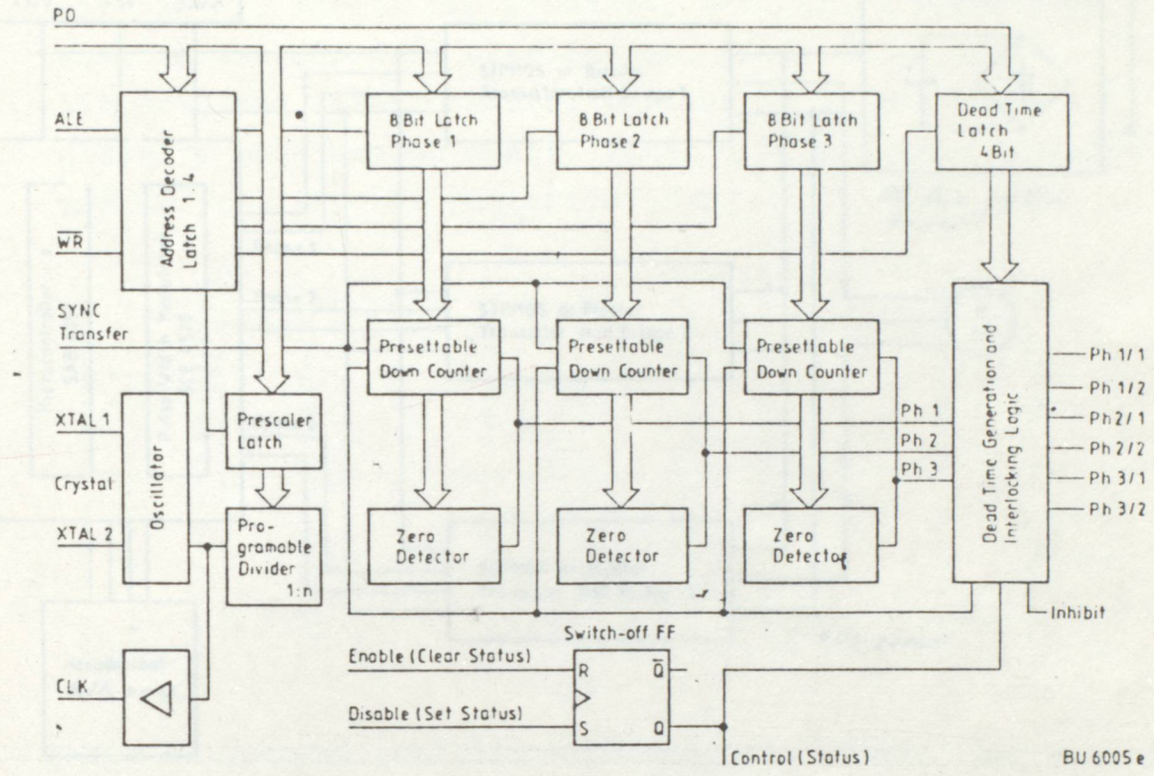
PWM SLE 4520 ile 8 bit'lik bir veri (data) sözcüğünü uygun genişlikte dikdörtgen sinyale dönüştürmek mümkündür. Bu amaç için hafızalı bağımsız üç işlem kanalı programlanabilir. Sayıcı ve sıfır dedektörleri kullanılır. Bir mikroişlemci (örneğin SAB 8051 veya SAB 80515) ve uygun yazılımın kombinasyonu ile herhangi faz farkına sahip olabilen, yaklaşık olarak sınırsız dalga şekillerini (sinüsoidal, üçgen vb) üç fazlı frekans çeviricileri sürmek için kolayca üretilebilir. Alet ayrıca DC konvertör-

lerde de kullanılabilir.

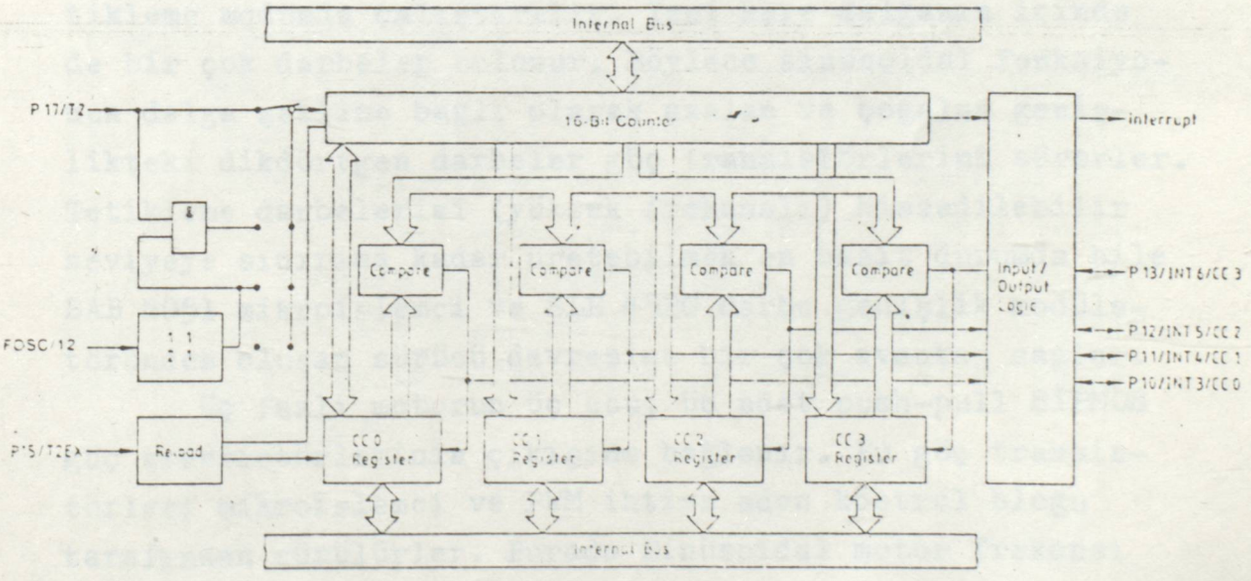
Saat çıkışlı osilatör tetikleme frekansını çıkış katının gereksinmelerine uyduran programlanabilir prescaler (önölçeklendirici), sabit bir flip-flop'lu iç tetiklemekatı ve ölü zamanı, ayarlama kabiliyeti, SLE 4520 entegresinin üç fazlı asenkron motorlar, tahrik eden frekans çeviricilerde kullanılmasının en önemli nedenleridir. Şekil 4.7'de PWM SLE 4520'nin blok diyagramı gösterilmiştir. Şekil 4.8'de ise SAB 80515 mikroislemcisininde iki zamanlayıcının blok diyagrami gösterilmiştir. Bu şekilden de görüleceği gibi 16 bit'lik iki adet zamanlayıcı bulunmaktadır. Ayrıca dört adet kayıt edici ve karşılaştırıcıda bulunmaktadır.

4.1.2.3.1 Çalışma Prensibi

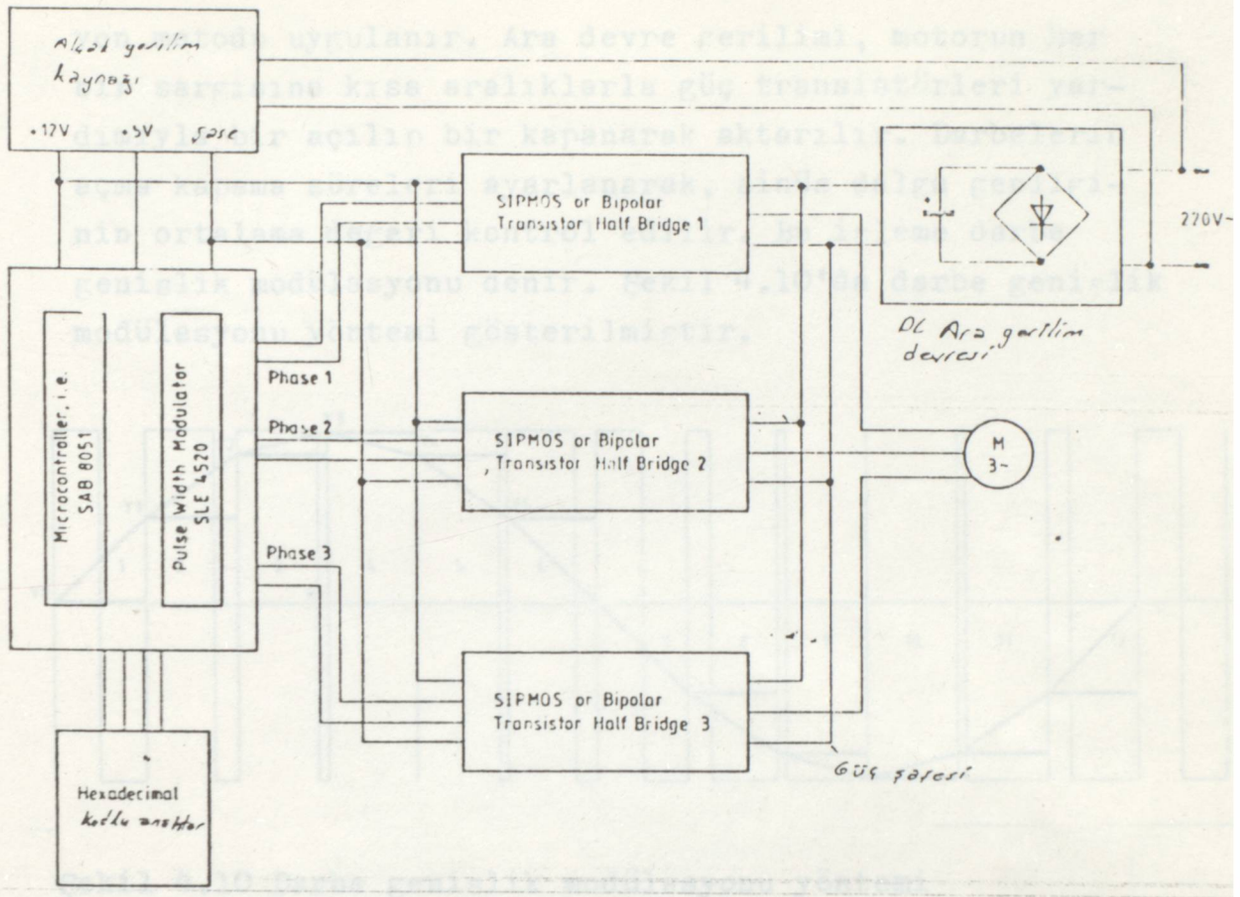
Üç fazlı gerilimle beslenen asenkron motorun hız kontrolu, değişen frekansla birlikte v/f oranını yaklaşık olarak sabit tutarak kolayca yapılabilir. Bu ise darbe genişlik modülasyonlu çeviriciler ile yapılırsa bir çok avantaj sağlar. Darbe genişlik modülasyonlu çeviricilerde AC gerilim doğrultulup, filtre edildikten sonra sürücü devresi ve üç adet güç yarı köprüsü ile farklı frekanslı AC gerilime çevrilerek, asenkron motorun sargılarına uygulanır. Şekil 4.9'da üç fazlı çeviricinin blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 4.7 Darbe genişlik modülatörü SLE 4520'nin blok diyagramı



Şekil 4.8 SAB 80515'de iki zamanlayıcısının blok diyagramı

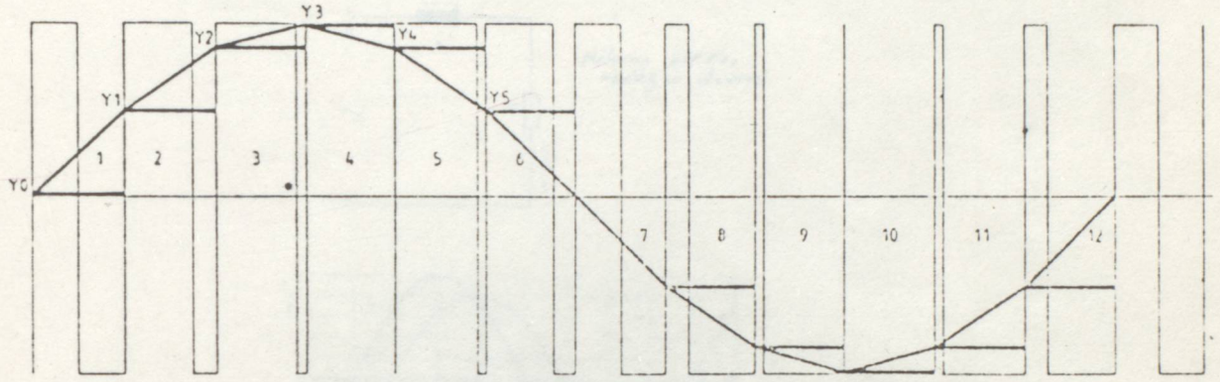


Şekil 4,9 Üç fazlı çeviricinin blok diyagramı

Yüksek kayıplardan kaçınmak için çıkış katları tetikleme modunda çalıştırılır. Yani kare dalganın içinde de bir çok darbeler bulunur. Böylece sinüsoidal fonksiyonun dalga şekline bağlı olarak azalan ve çoğalan genişlikteki dikdörtgen darbeler güç transistörlerini sürerler. Tetikleme darbelerini (yüksek frekanslı) hissedilebilir seviyeye sınırına kadar üretebilmek en basit durumda bile SAB 8051 mikroişlemci ve SLE 4520 darbe genişlik modülatöründen oluşan sürücü devresine bir çok avantaj sağlar.

Üç fazlı motorun üç ucu, üç adet push-pull SİPMOS güç transistörlerinin çıkışına bağlanır. Bu güç transistörleri mikroislemci ve PWM ihtiva eden kontrol bloğu tarafından sürülürler. Burada Sinüsoidal motor frekansı meydana gelir. Motor hızı sinüsoidal gerilimin frekansı ile birlikte gerilimi de değiştirerek geniş bölgede ayar yapılabilir. Çeviriciden motora aktarılan gerilim tam sinüsoidal değildir. Çünkü sinüsoidal gerilim, çeviricide kabul edilemez güç kaybına ve böylece verimde azalmaya sebep olur. Bundan dolayı, burada yarım modülas-

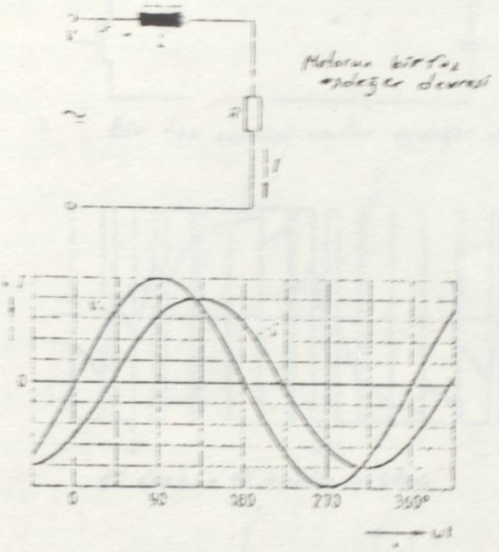
yon metodu uygulanır. Ara devre gerilimi, motorun her bir sargısına kısa aralıklarla güç transistörleri yardımıyla bir açılıp bir kapanarak aktarılır. Darbelerin açma kapama süreleri ayarlanarak, sinüs dalga genliğinin ortalama değeri kontrol edilir. Bu işleme darbe genişlik modülasyonu denir. Şekil 4.10'da darbe genişlik modülasyonu yöntemi gösterilmiştir.



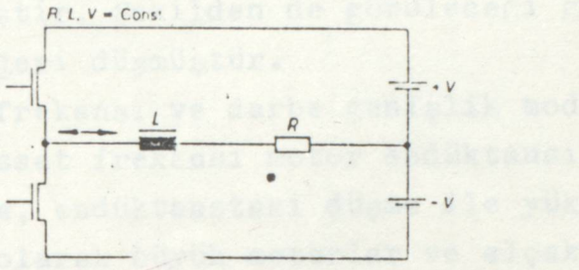
Şekil 4.10 Darbe genişlik modülasyonu yöntemi

Motorun çalışması motor akımının şekline bağlıdır. Motora uygulanan gerilimin şekline bağlı değildir. Akım motor endüktansının enerji depolama etkisinden dolayı sinüs şeklindedir. Darbelerin boşluğunda, bu depolanan enerji akımı devam ettirir.

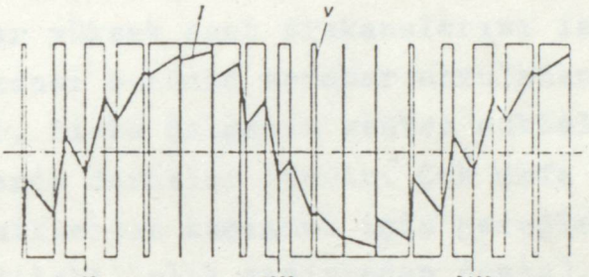
Şekil 4.11'de bir faz için saf sinüsoidal gerilimde akım ve gerilim karekteristikleri gösterilmiştir. Şekil 4.12'de darbe genişlik modülasyonlu gerilim kaynağı ve sentezlemeden dolayı aynı yükten geçen akım şekli gösterilmiştir. Buradan da görüleceği gibi sinüs dalga meydana getirmek için kullanılan darbelerin sayısının (sentez noktasının) çoğalmasından dolayı akım ideal sinüs dalga şekline yaklaşır.



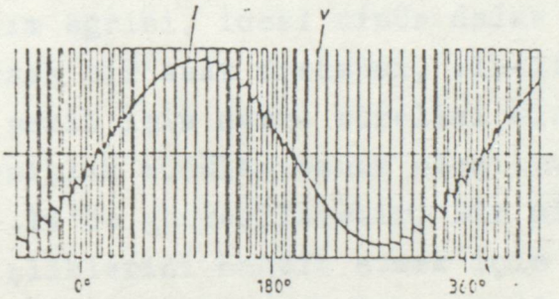
Şekil 4.11 Saf Sinüsoidal gerilimde omik-endüktif yükün gerilim ve akımı



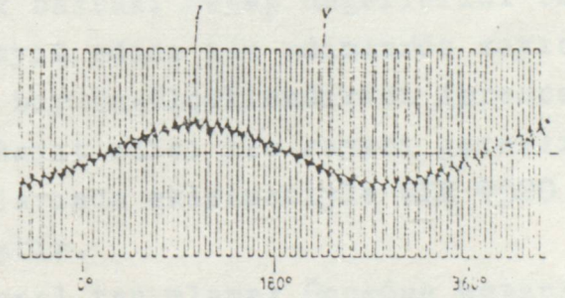
a Bir faz çevirici-motor eşdeğer devresi



b 12 darbe = 12 sentez noktası



c 36 darbe = 36 sentez noktası



d 36 darbe = 0,33 genlik faktörlü 36 sentez noktası (genlik faktörü ayarlanabilir).

Şekil 4.12 Darbe genişlik modülasyonu yönteminde farklı darbe sayılarında akım ve gerilim dalga şekilleri

Halbuki darbelerin genişliği gerilimin genliğini belirler. Sinüs işaretin pozitif alternansındaki bütün darbe genişliklerindeki azalma, aynı faktörden ötürü

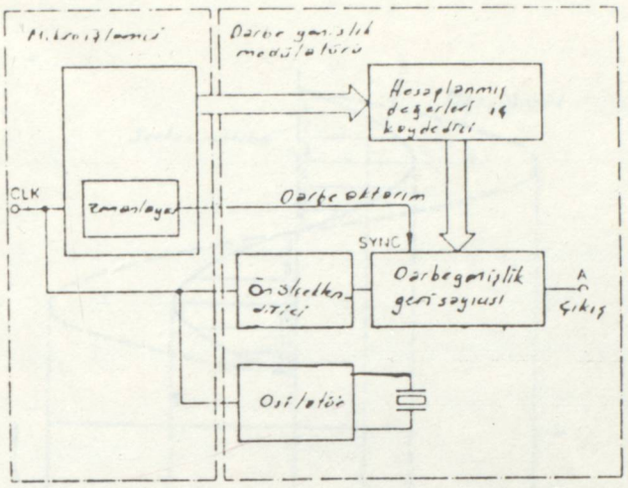
sentezlenmiş sinüs dalga gerilimin genliğini düşürür. Aynı yüke uygulanan gerilimin sinüsoidal olmaması halinde akım şekli Şekil 4.12 c'de gösterilmiştir. Aynı darbe sayısında fakat sinüs dalganın pozitif kısmındaki darbelerin genişliklerinin daha az olması halinde akım şekli, şekil 4.12 d'de gösterilmiştir. Şekilden de görüleceği gibi gerilimin effektif değeri düşmüştür.

4.1.2.3.2 Saat frekansı ve darbe genişlik modülasyonu

Minumum saat frekansı motor endüktansına bağlıdır. Saat frekansının, endüktanstaki düşme ile yükseltilmesi istenir. Sonuç olarak büyük motorlar ve alçak döner hızlar, alçak saat frekanslarını, isterken, küçük motorlar ve yüksek hızlar yüksek saat frekanslarını isterler. Seçilen saat frekansı bununla beraber arzulanan minumum sınırını aşabilir. Sinüs dalganın sentez noktalarının biri çeşitli biçimlerde darbeler içerir. Çok defa saat frekansı fazla harmoniklerden kaçınmak için gereğinden yüksek tutulur (hissedilebilirlik sınırından sonra). Harmonikler öncelikle akım karekteristiğine bağlıdır. Harmoniksiz üretilmiş bir akım eğrisi, ideal sinüs dalga şekline yaklaşır. Daha yüksek bir saat frekansı, elbetteki optimum bir sinüsoidal şekil için darbe sürelini sınırlayacaktır.

Darbe genişlik modülasyonunu oluşturma prensibi şekil 4.13 ve 4.14'de gösterilmiştir. Bir mikro işlemcinin, darbe genişliklerini modüle etmek için bir zamanlayıcı (timer) ve geri sayıcıya ihtiyacı vardır. Bir başka isteği ise, ilk bastaki hesap değerlerini önceden yüklemek için bir kayıt edici ile adımlarda sayıcı frekansını ayarlamak için bir ön-ölçeklendirici (prescaler). Her faz için ayrı bir kayıt edici ile sayıcı gerekli olduğundan bazı fonksiyonlarında eklenmesiyle SLE 4520 entegresine yerleştirilimiştir.

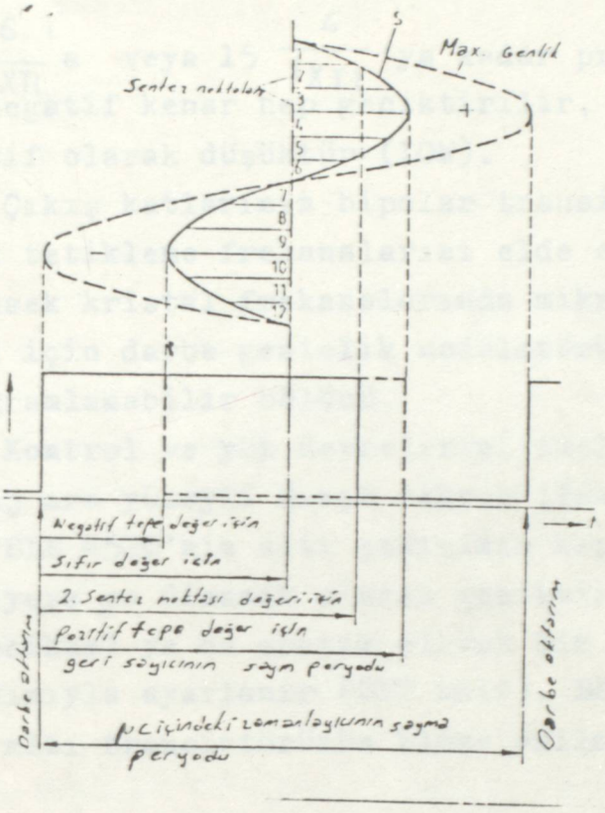
Fonksiyonel tanımlama: Önceden hesaplanmış değerler mikroişlemciden geri sayıcıya, kayıt edici üzerinden yüklenir. Geri sayısı, önceden bölümmüş saat (CLK) frekansını kullanarak sıfıra doğru geri sayar (count clock) Bu peryodda A çıkışında negatif sinyal üretmek mümkündür. Şekil 4.13 darbe genişlik modülatörünün esas kısımlarını göstermektedir.



Şekil 4.13 Darbe genişlik modülatörünün esas kısımları

Bir zaman işareti, mikroişlemcinin zamanlayısında, benzer şekilde üretilir. Sonra bu sırada geçirilmiş olan transfer darbesi (Senkronizasyon darbesi) kayıt ediciden, ilk değerden bir başka geri saymayı başlatmak için geri sayıcıya aktarılır.

Bu sırada eğer mikrokontrolör (μC) kayıt ediciye yeni değerler aktırırsa, A çıkışında üretilen darbe genişlikleri değişir. Uygun darbe genişlik modülasyonu elde etmek için, geri sayıcının peryodu zamanlayıcı (timer) tarafından başlatılan transfer frekansının altında veya eşit olacak şekilde yapılır. Zamanlayıcı saat veya tetikleme frekansını belirler ve geri sayıcının peryodu, darbe genişliğini oluşturur. Şekil 4.14'de sinüs dalga şekli için darbe genişlik modülasyonu yöntemi gösterilmiştir.



Şekil 4.14 Sinüs dalga şekli için darbe genişlik modülasyonu yönteminin grafik olarak anlatılması.

Sinüs dalga şekli birçok sentez noktasına bölünür. Herbir noktanın genliğine uygun olarak darbe genişlikleri ayarlanır. Ortalama gerilim % 50 darbe genişliği için sıfır (şekil 4.12'ye bakınız), % 100'de maksimum pozitif gerilim ve % 0'da maksimum negatif gerilim olur. Tetikleme frekansı (15 kHz), belirli sinüs dalganın frekanslarını üretmek için genellikle sabit tutulur, halbuki darbe genişlikleri bir sentez noktasından diğerine değişir. Değerler mikroişlemcinin içinde bir bir tabloda depolanır. Devamlı değişen frekans, tetikleme frekansını veya başka bir deyişle ara zamanlayıcı frekansının peryodunu uygun bir şekilde düşürerek veya büyüterek elde edilir.

4.1.2.3.3 SAB 8051/ SLE 4520 entegresinin kombinasyonundan oluşan sistemin teknik avantajları.

1-) PWM'lu dikdörtgen darbelerin üç çiftinin üretimi (bir faz ile diğer faz arasındaki faz açısı örneğin 120°) çevirici güç katının altı adet transistörünü sürmek içindir.

2-) Yarı köprünün güç transistörlerinin her ikisini güvenli olarak sürmek için 15 adımda,

0'dan 15 $\frac{6}{f_{XTL}}$ a veya 15 $\frac{4}{f_{XTL}}$ 'ya kadar programlanabilir. ölü zaman negatif kenar hep geciktirilir, çünkü çıkış sinyali aktif olarak düşüktür (LOW).

3-) Çıkış katlarının bipolar transistörlerini süren alçak tetikleme frekanslarını elde etmek ve aynı zamanda yüksek kristal frekanslarında mikro işlemciyi çalıştırmak için darbe genişlik modülatörüne yerleştirilmiş proğramlanabilir bölücü.

4-) Kontrol ve yük devrelerini izole etmek için optik kuplaj ara yüzeyli direk tahrik (Imax 20mA).

5-) SLE 4520'nin altı çıkışının hepsi yüksek (High) seviyeye ya dinamik olarak geciktirici bir sinyal ile (gecikme) ya da statik olarak bir R-S flip-floplu yardımıyla ayarlanır (SET hali). Böylece güç devresinin altı transistörünün bloke edilmesi mümkün olur.

6-) Üç çıkış çiftinde sabit işletme frekansını farkli seçerek DC frenleme mümkün olur.

7-) Dönüş yönü, yazılım ile iki fazın yeri değiştirilerek ters çevrilebilir.

8-) Yaklaşık 0'Hz ile 2600 Hz arasında sinüs dalga frekans bölgesine sahiptir.

9-) 1 kHz ile 20 kHz arasında tetikleme frekansı bölgesine sahiptir.

10-) İstenen sinüs dalga fonksiyonun sınırlaması $\frac{f_{XTL}}{6.2^8}$ tetikleme frekansı için 8 bit veya $\frac{f_{XTL}}{6.2^7}$ tetikleme frekansı için 7 bit'tir.
Örneğin; Kristal frekansı 12 MHz ve 7 bit'lik sınırlama sonucunda tetikleme frekansı 15,6 kHz olur.

11-) fxTL 12 MHz ve 1:4 bölüm oranı için darbe genişliğindeki en küçük değişme 333 ns'dir.

12-) Tetikleme frekansının peryodundaki değişiklik 1 NS'lik adımlarda bir sinüs dalga frekansından diğerine geçişin hemen hemen kesizsiz olmasına müsade eder. (Gerçekte analog)

13-) Tasarlanan bit örneği SAB 8051'in bir bölümünde değerlendirilmesi ile en çok (256) değişik hız kontrolu proğramının seçilmesine olanak tanınır.

14-) Çıkış frekansının değerleri, programda uygun bir tabloya doldurularak (Tablo boyutu Adım sayısıx3) veya A/D çeviricinin çıkış değerlerini bir tabloya bağlanarak değiştirilir.

15-) ACMOS teknolojisinden dolayı darbe genişlik modülatörünün akım tüketimi azdır.

4.1.2.3.4 Çevirici üzerinden beslenen asenkron motorların avantajları.

Eğer motor gerilimi, üç fazlı darbe genişlik modülasyonlu çevirici tarafından sağlanıyorsa, motor karekteristikleri uygun olarak geniş bir bölgede kontrol edilebilir. İşletme frekansı bazı özel hallerde 600 Hz'e kadar çıkarılabilir. Bu frekansta iki kutuplu motorun devir sayısı 36000 d/d olur. Motor serbestçe seçilen frekans ile kontrol edilebilir, bir başka deyişle kalkışta kayma frekansı düşük olur ve böylece büyük olan kalkış akımı nominal değerine düşürülebilir. Ayrıca sınırlı olan kalkış akımı nominal değerine düşürülebilir. Ayrıca sınırlı olan kalkış momenti ve kararlı halde frenleme momenti arttırılabilir. Dönme yönü mikroişmecinin yazılımının değiştirilmesi ile kolayca ters çevrilebilir.

Bu avantajlar asenkron motorların olduğu gibi senkron motorlar içinde geçerlidir. Çevirici üzerden beslenmiş üç fazlı motorlar aşağıdaki sebeplerden ötürü tahrik sistemleri için idealdir.

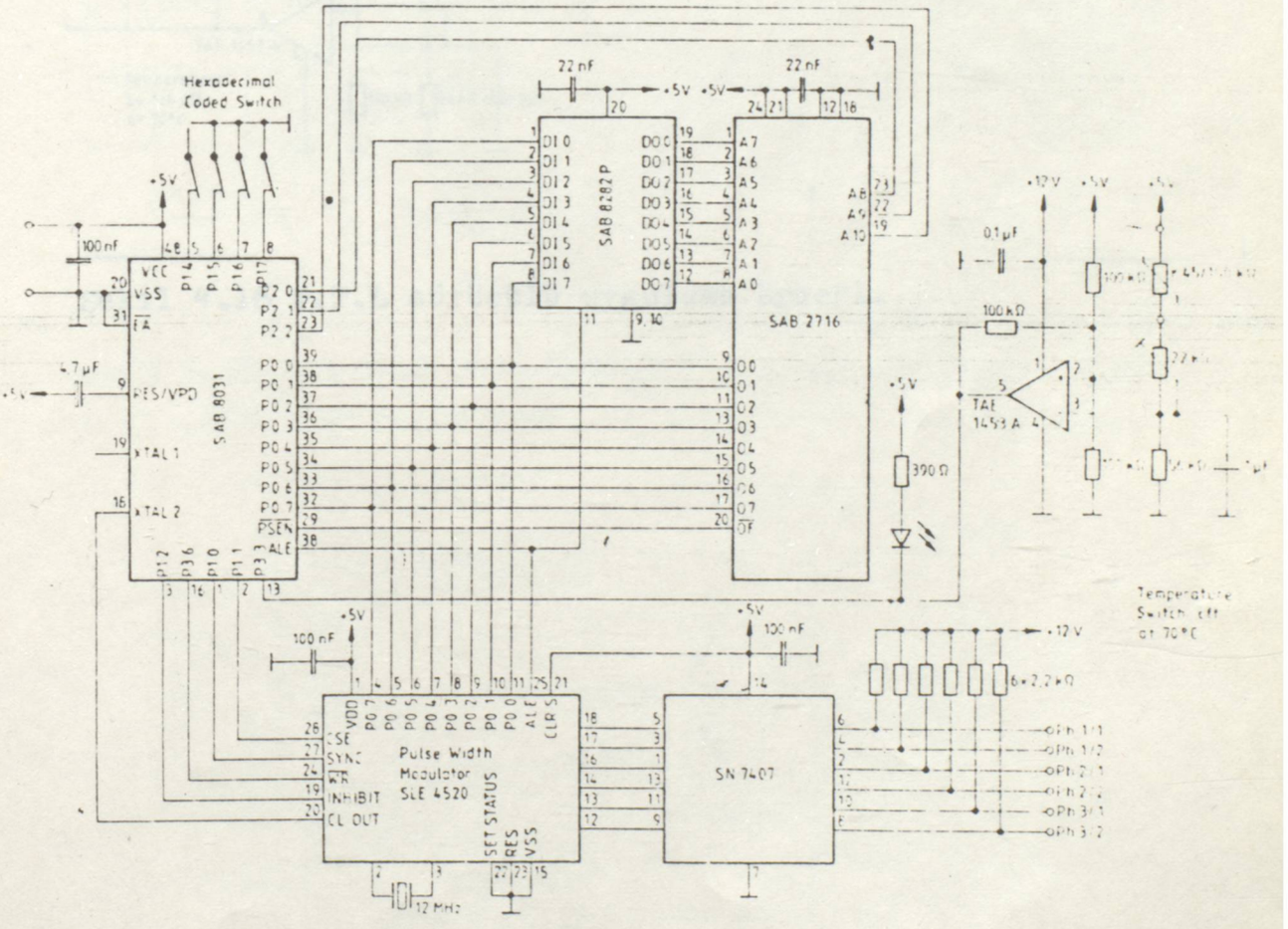
- Uzun çalışma ömrü
- Yüksek hız
- Değişebilir hız
- Peryodları sık sık ters çevirebilme
- Az harmonik ve bakım gerektirmeyen çalışma

Tipik değişken frekanslı AC çevirici uygulamaları pompalar, fanlar, el aletleri, robotlar, sarım makineleri, taşıtlar ve yıkama makineleri.

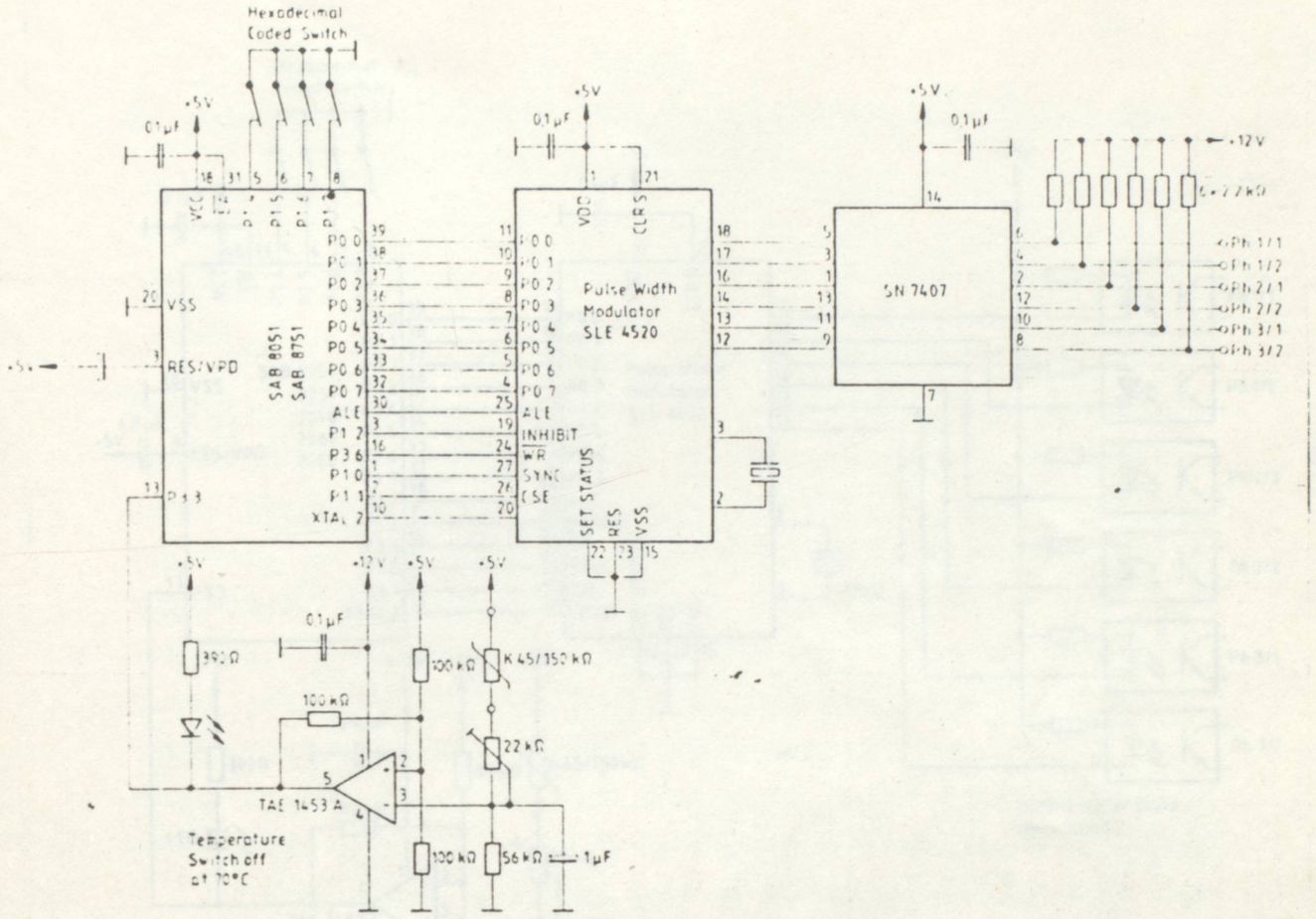
4.1.2.3.5 PWM SLE 4520 uygulamaları

Siemens firmasının üretmiş olduğu darbe genişlik modülatörü SLE 4520 entegresi ve SAB serisi mikroişlemciler kullanılarak frekans çeviricilerin kontrol katı kolaylıkla yapılabilir. Motor hız kontrolu donanım (hardware) ve yazılım (software) esnekliği sayesinde geniş bir bölgede yapılabilir.

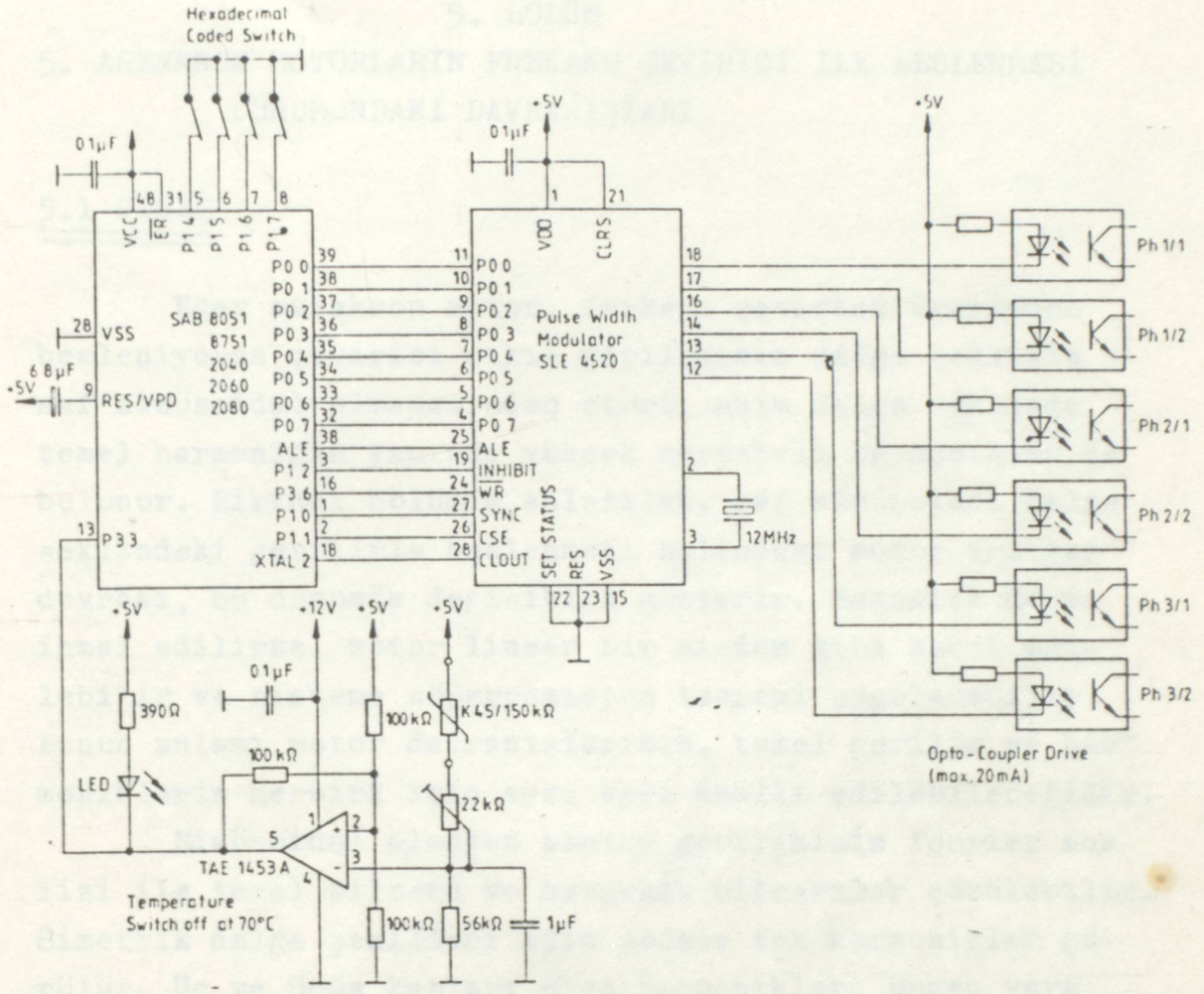
Motorda meydana gelebilecek aşırı ısınmalardan korunmak için, motor sargılarına yerleştirilen termistör ve TAE 1453 A işlemsel kuvvetlendiricisinden olusan termik salterden yararlanılır. Motor sıcaklığı 70° c'ye yükseldiğinde işlemsel kuvvetlendirici çıkışında düşük gerilim (LOW) oluşur. Böylece ikazledi yanar, aynı zamanda kontrol ünitesi güç transistörlerine gösterilen tetikleme darbelerini keser ve motorun daha fazla ısınması önlenir. Motorda meydana gelebilcek aşırı akım, aşırı gerilim, fazlararası kısa devreler ve aşırı momentler gözlemleyiciler (sensör)ile hissedilip, lojik devreler yardımıyla termik şalterin çıkısıyla birleştirilerek mikroişlemcinin ilgili girişine uygulanabilir. Şekil 4.15, 4.16 ve 4.17 değişik kontrol ünitelerini göstermektedir. Şekil 4.18'de SİPMOS yarı köprü transistörlerinin devreye bağlamış şekli



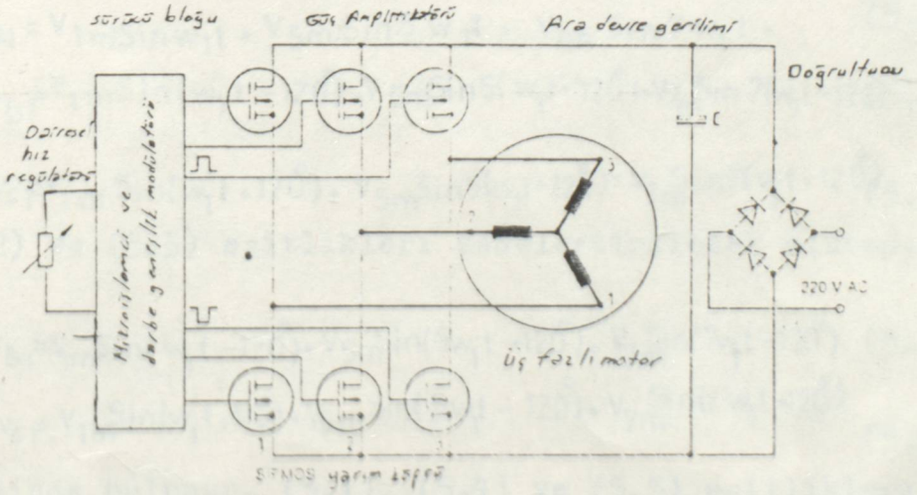
Şekil 4.15 Harici EPROM ve SAB 8031 mikroişlemcisi kullanılarak yapılan çevirici kontrol katı.



Şekil 4.16 T.T.L sürücülü uygulama örneği.



Şekil 4.17 SAB 8051 veya SAB 8751 mikroislemcileri kullanılmış SLE 4520 darbe genislik modülatörlü kontrol katı.



Şekil 4.18 SİPMOS Yarı köprü transistörlerin devreye bağlanısı.

5. BÖLÜM

5. ASENKRON MOTORLARIN FREKANS ÇEVİRİCİ İLE BESLENMESİ DURUMUNDAKİ DAVRANIŞLARI

5.1 GİRİŞ

Eğer asenkron motor, frekans çevirici üzerinden besleniyorsa çevirici çıkış geriliminin dalga şeklinin saf sinüsoidal olmamasından ötürü, akım dalga şeklinde temel harmoniğin yanında yüksek mertebeli harmonikler de bulunur. Birinci bölümde anlatılan, saf sinüsoidal dalga şeklindeki gerilimle beslenmesi halindeki motor eşdeğer devresi, bu durumda değişiklik gösterir. Magnetik doğma ihmal edilirse, motor lineer bir sistem gibi kabul edilebilir ve sisteme süperpozisyon teoremi uygulanabilir. Bunun anlamı motor davranışlarının, temel gerilim ve harmoniklerin herbiri için ayrı ayrı analiz edilebileceğidir.

Sinüsoidal olmayan stator geriliminin fourier analizi ile temel bileşen ve harmonik bileşenler çözülebilir. Simetrik dalga şekilleri için sadece tek harmonikler görülür. Üç ve üçün katları olan harmonikler, üçgen veya nötr bağlantısız yıldız yüklerde herhangi bir akıma sebep olmazlar. Düşük seviyeli harmoniklerin faz gerilimlerinin fourier serisine açılımı ise;

$$v_{a1} = V_{1m}\sin w_1 t + V_{5m}\sin 5 w_1 t + V_{7m}\sin 7 w_1 t + \qquad (5.1)$$

$$v_{b1} = V_{1m}\sin(w_1 t - 120^\circ) + V_{5m}\sin 5(w_1 t - 120^\circ) + V_{7m}\sin 7(w_1 t - 120^\circ) \qquad (5.2)$$

$$v_{c1} = V_{1m}\sin(w_1 t + 120^\circ) + V_{5m}\sin 5(w_1 t + 120^\circ) + V_{7m}\sin 7(w_1 t + 120^\circ) \qquad (5.3)$$

(5.2) ve (5.3) eşitlikleri sadeleştirilecek olursa;

$$v_{b1} = V_{1m}\sin(w_1 t - 120^\circ) + V_{5m}\sin(5w_1 t + 120^\circ) + V_{7m}\sin(7w_1 t - 120^\circ) \qquad (5.4)$$

$$v_{c1} = V_{1m}\sin(w_1 t + 120^\circ) + V_{5m}\sin(5w_1 t - 120^\circ) + V_{7m}\sin(7w_1 t + 120^\circ) \qquad (5.5)$$

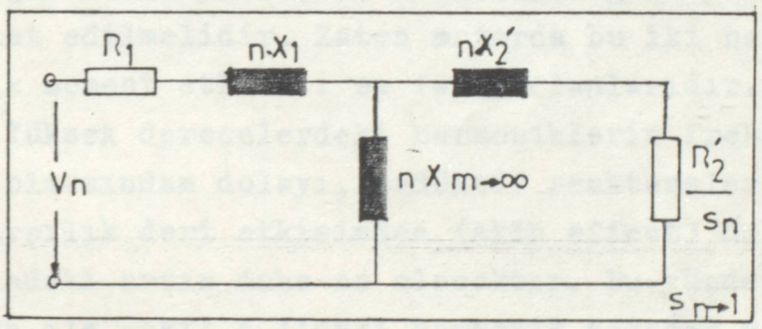
şeklinde bulunur. (5.1), (5.4) ve (5.5) eşitliklerinde ikinci sıradaki 5. harmoniğin gerilimi Vsm negatif fazda olduğundan dolayı $5.W_1$ frekansında geri yönde döner magnetik alanlar meydana gelir. Bu eşitliklerde 7. harmonik magnetik alanının 7. W_1 frekansında, ileri yönde olduğu

bilinir. Çünkü motor hızı sadece temel frekansın ürünüdür, rotor harmonik alana gelince pratik olarak sabit görünür. ($S_n \cong 1,0$).

Sinüsoidal olmayan gerilime devrenin gösterdiği toplam empedans, devrenin her bir harmoniğe göstermiş olduğu empedansların toplamı olarak alınabilir. Bundan dolayı motor akım ve momenti, besleme geriliminin harmonik bileşenlerin meydana getirdiği akım veya momentlerin karesel toplamına eşittirler.

5.2 Motorun harmonik eşdeğer devresi

Birinci bölümde anlatılan motorun tek faz eşdeğer devresinde, devre reaktanslarının, yüksek mertebeli harmonik frekanslar yüzünden artması sonucu değişiklik meydana gelir. Harmonik eşdeğer devrede demir kayıplarına sebep olan RFE direnci ihmal edilebilir. Çünkü stator faydalı reaktansı Xm yüksek harmonik frekansından olayı daha büyük değerler alır. ($n.X_m \to \infty$). Harmonik eşdeğer devre şekil 5.1'de gösterilmiştir.



Şekil 5.1 Asenkron motorun bir faz n. harmonik eşdeğer devresi.

Bu devrede çekirdek kayıpları ve doyma etkisi ihmal edildiğinden devre daha basitleşmiştir. Harmonik eşdeğer devrede, rotor ve stator reaktansları, her bir harmonik frekansa farklı direnç gösterdiklerinden ötürü n. çarpanı ile gösterilmiştir. Burada n sayısı aynı zamanda harmonik numarasıdır. Devrede rotor direncinin (R_2) değişmesine sebep olan Sn kayması ise, n. harmonikteki kayma değeridir. Bu kayma değerinin matematiksel ifadesi ise;

$$S_n = \frac{n w_1 \mp w}{n w_1} \qquad (5.6)$$

şeklinde verilebilir. Burada pozitif ve negatif işaretler ileri veya geri yöndeki döner alanlar içindir. (5.6) eşitliğinde;

$\frac{w}{w_1} = 1 - s_1$ yazılıp sadeleştirilirse;

$$s_n = \frac{(n \mp 1) \pm s_1}{n} \simeq 1,0 \qquad (5.7)$$

eşitliği bulunur. Geri yönde döner alan için Sn kayması;

$$s_n = \frac{(n+1) - s_1}{n} \qquad (5.8)$$

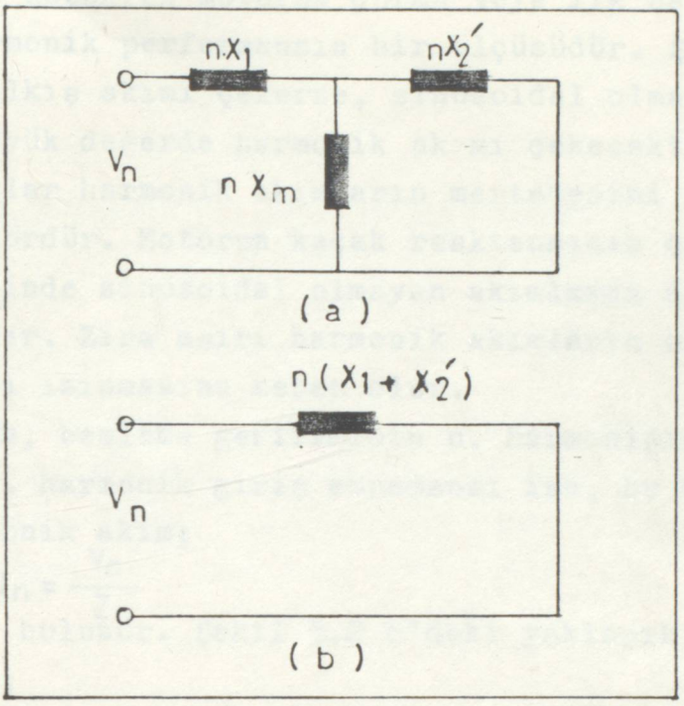
ileri yönde döner alan için Sn kayması;

$$s_n = \frac{(n-1) - s_1}{n} \qquad (5.9)$$

şeklinde olacaktır.

Burada S_1 kayması, temel harmonik frekans kaymasıdır. Örneğin (5.7) eşitliğinde temel kayma S_1, 0 ila 1 arasında değişirken; 5, 1.2'den 1.0'e kadar ve 87, 0, 857'den 1.0'e kadar değişebilir ve daha yüksek harmoniklerin 1'e daha yakın olduğu görülebilir. Burada 5. harmoniğin ileri yönde, 7. harmoniğin geri yönde olduğuna dikkat edilmelidir. Zaten motorda bu iki harmoniklerin harmonik moment etkileri en fazla olanlarıdır.

Yüksek derecelerdeki harmoniklerin frekanslarının yüksel olmasından dolayı, endüktif reaktanslar artacak, buna karşılık deri etkisinden (skin effect) dolayı rotor direncindeki artış daha az olacaktır. Bu yüzden küçük bir hata ile şekil 5.1'deki harmonik eşdeğer devredeki dirençler kaldırılabilir. Böylece şekil 5.2'a da gösterilen basitleştirilmiş harmonik eşdeğer devre elde edilir.



Şekil 5.2 Motorun basitleştirilmiş harmonik eşdeğer devresi

Sn yaklaşık olarak 1 olduğundan ve stator faydalı reaktansının büyük değerli olmasından ötürü ($n\,x_m \to \infty$), stator ve rotor harmonik reaktansına göre ihmal edilebilir. Bu halde elde edilen eşdeğer devre şekil 5.2 b'de gösterilmiştir. Stator ve rotor reaktansları yeni eşdeğer devrede $n.(x_1 + x_2')$ şeklinde tek bir reaktans şeklinde gösterilebilir. Fakat düşük harmonik frekanslarda sargı empedansları farklı olacaklarından bu basitleştirme de 10 Hz' in altında kullanılmaz.

5.3 HARMONİK AKIMLAR

Sn değeri durma halinden, senkron hiza 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 durumuna göre daha fazladır. Bu normal sinüsoidal gerilimle çalışma durumuna göre kıyaslandığında motor yüksüz kaybında önemli artışa sebep olur.

Şekil 5.2 b'de yaklaşık eşdeğer devresi normal sinüsoidal gerilimle beslenen asenkron motorun kısa devre halindeki motor akımının kaçak reaktans ($X_1 + X_2'$) sınır-

landırılması 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 değerde harmonik akımı çekecektir. Kaçak reaktanslar harmonik akımların mertebesini belirliyen bir faktördür. Motorun kaçak reaktansının çok küçük olması halinde sinüsoidal olmayan akımlarda dikkatli kullanılmadır. Zira aşırı harmonik akımların olması, motorun aşırı ısınmasına sebep olur.

Vn, besleme geriliminin n. harmoniğinin bileşeni ve Zn, n. harmonik giriş empedansı ise, bu devreden akacak harmonik akım;

$$I_n = \frac{V_n}{Z_n} \qquad (5.10)$$

şeklinde bulunur. Şekil 5.2 b'deki yaklaşık esdeğer devreden;

$Z_n = n(X_1 + X_2')$ eşitliği yazılabilir. Buradan harmonik akım;

$$I_n = \frac{V_n}{n(X_1 + X_2')} \qquad (5.11)$$

şeklinde bulunur.

Sıfır harmonik bileşeni;

$$Z_n = n X_0 \qquad (5.12)$$

Sıfır harmonik bileşeni;

$$I_n = \frac{V_n}{n \cdot X_0} \qquad (5.13)$$

şeklinde olur.

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

$$I_h = \sqrt{I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + \cdots + I_n^2} \qquad (5.14)$$

$$I_h = \sqrt{\sum_{n=5,7} I_n^2} \qquad (5.15)$$

toplam şeklinde yazılabilir.

Motorun toplam effektif akımı ise;

$$I_{1eff} = \sqrt{I_1^2 + I_h^2} \qquad (5.16)$$

şeklinde olur.

Burada I_5 ve I_7 ve diğerleri akımın effektif harmonik bileşenleridir. Toplam stator ve rotor bakır kayıp-

ları buradan hesaplanabilir. Stator kaybı

$$P_1 = 3\, I_{1eff}^2\, R_1 \qquad (5.17)$$

buradan

$$P_1 = 3\,(I_1^2 + I_h^2)\,R_1 \qquad (5.18)$$

seklinde bulunabilir. Rotor kaybı ise;

$$P_2 = 3\, I_{2eff}^2\, R_2 \qquad (5.19)$$

$$P_2 = 3\,(I_2^2 + I_h^2)\,R_2 \qquad (5.20)$$

şeklinde olacaktır. Burada I_1, ve I_2 temel harmonik effektif akımlarıdır. Harmonikler demir kayıplarını da çoğaltırlar. Fakat bunun değeri, bakır kayıpları ile karsılastırılanıyacak kadar küçüktür.

SONUÇLAR:

Kısa devre rotorlu asenkron motorların hız kontrol sistemleri bu tezde anlatılmaya çalışılmıştır. Aynı zamanda konunun daha iyi anlaşılması için, birinci bölümde asenkron motor, tristör ve GTO tristörlerin yapısı ve çalışması hakkında kısaca bilgiler verilmiştir. Kısa devre rotorlu asenkron motorun nominal karekteristikleri fazla değiştirilmeden geniş bir hız bölgesinde, hız kontrolu yapılmak istenir. Bu ise gerilimin kontrolu ile yapılabilir. Sabit moment bölgesinde gerilim ile birlikte frekansında değistirilmesi gereklidir. Böylece V/f oranı korunarak motorun maksimum momenti nominal değerinde tutulabilir. Bu özellik PWM'lu çeviricilerde en verimli bir şekilde yapılabilir.

Motor besleme geriliminin mümkün olduğu kadar sinüscidal dalga seklinde olmasına dikkat edilmelidir. Fakat bu özellik, PWM yöntemi dısındaki yöntemlerde fazla mümkün olmaz. Diğer yöntemlerde fazla olan harmonik içeriği PWM yöntemi kullanılarak minumuma indirilebilir veya tamamen ortadan kaldırılabilir. Böylece motorlardaki ısı kayıplarından ve salınım momentlerinden kaçınılmış olur.

Frekans çeviricilerde kontrol sisteminin seçimi tahrik edilecek sisteme, bu tahriği gerçeklestirecek asenkron motorun özelliklerine ve çalıştırılacak şebeke şartlarına göre yapılır. Bu yöntemler ile oluşan olumsuz etkiler, yok tarafında bulunan frekans çeviricinin uygun kumandasıyla, şebeke tarafında ise iyi bir sekilde boyutlandırılmış filtre devreleri yardımıyle kompanze edilirler. Böylece yük ve şebeke tarafında meydana gelen olumsuz etkiler minumuma indirilmiş olur.

Kısa devre rotorlu asenkron motorun frekans çeviriciler ile beslenmesinde su sonuçlar çıkarılmıştır.

1-) Bu sistemlerin boyutları, ağırlıkları ve hacimleri diğer sistemlere göre daha azdır.

2-) İşletme ve yatırım maliyetleri açısından diğer sistemlere göre ucuzdurlar.

3-) Bu sistemler hız ayarının yanında motorlara çabuk kalkış imkanı da sağlarlar. Yani cevap süreleri kısadır.

4-) Bu sistemler sayesinde asenkron motorların hız kontrolunun, % 0,1 hassasiyetle yapılması mümkün olur.

5-) Çeviricilerin randımanları, sinüsoidal gerilim üreten döner alanlı sistemlere (senkron generatörlere) göre daha yüksektir.

6-) Gerilim ara devreli frekans çeviriciler sayesinde aynı anda bir çok motorun sürekli hız kontrolu yapılabilir.

7-) Çeviricide PWM yöntemi kullanılarak harmonik içeriği minumuma indirilebilir veya bazı harmonikler tamamen ortadan kaldırılabilir.

8-) PWM yöntemi ile çıkış geriliminin kumandası da yapılabildiğinden, gerilim kumandasının doğrultucuda veya ara devrede yapılmasına gerek kalmaz.

9-) Mikroişlemciler kullanarak yazılımın değiştirilmesi ile uygulama esnekliği sağlanır. Böylece donanımı değiştirmeye gerek kalmadan geniş bir hız sahası elde edilir.

10-) Frekans çevirici ile beslenen asenkron motor hemen hemen bütün hız kontrol sahasında yüksek bir güç faktörü ile çalışır.

11-) Asenkron motorun momentini sabit tutmak için sabit moment bölgesinde v/f oranının korunması gerekir.

12-) Çevirici üzerinden beslemede harmonik gerilimler harmonik akımları meydana getirir ve böylece kayıplara ve salınım momentlerine sebep olurlar.

13-) Frekans çeviricilerde erişilen frekans sahası 0 Hz'den 1000 Hz'e kadardır. Ancak bu sınırlar kullanılan çevirici cinsine göre değişebilir.

14-) Bu sistemler dört bölgeli hız kontrolunu mümkün kılar.

15-) Bu sistemin kontrol devresinde harcanan güç, relatif olarak çok düşüktür. Hatta teorik olarak güç harcanmadığını da söyleyebiliriz.

16-) Bu sistemler sayesinde asenkron motorlara DC motor özellikleri kazandırılır.

17-) Çeviricinin yapısına göre değişmekle birlikte, faydalı frenleme mümkün olur. Bazı Çeviricilerde frenleme faydalı güçü şebekeye reğeneratif çevirici (faydalı) ile aktarılır. Bazı çeviricilerde faydalı frenleme gücü kontrollu doğrultucunun faz açısına kumanda ederek şebekeye

geri verilir. Bazı çeviricilerde ise bu güç ara devre de depo edilip, tekrar sisteme verilir. Aynı zamanda bazı çeviricilerde dinamik frenleme ile frenleme faydalı gücü ısı olarak harcanır.

18-) Mikroişlemci kullanılan çeviricilerde DC frenleme yapmak da mümkündür. Bu çevirici frekansının sıfır yapılmasıyla mümkün olur.

19-) Tristörler sayesinde oldukça büyük güçteki motorların hız kontrolu yapılabilir. Bunun yanında GTO tristörlerin komütasyon devrelerini gerektirmemesi, güç transistörlerinin hızlarının büyük olması çevirici dizayn edenlere bir çok avantajlar sağlar

YARARLANILAN KAYNAKLAR

1-) POWER ELECTRONİCS AND AL DRİVES
B.K BOSE Prentice Hall 1986

2-)POWER ELECTRONİCS
C.W. Cyril LANDER
Mc Graw Hill Book Company U.K. 1981

3-)IEEE İNOUSTRİAL ELECTRONİCS
February Vol 35 No 1 1989
August Vol 36 No 3 1989
November Vol 37 No 4 1989

4-) a) PULSE WIDTH MODULATOR ICSLE 4520
APPLİCATİON NOTE
b)MİCROCONTROLLERS SAB 80515 AND SAB 8051
WİTH PULSE WİDTH MODULATOR SLE 4520
(CONVERTER TECHNOLOGY)
Siemens Germany 1982

5-)GÜÇ ELEKTRONİĞİ
Prof. Dr. M. Okyay KAYNAK
B. Ü. Müh. Fak. Agustos 1988

6-) ELEKTRİK MAKİNALARI TEMELLERİ
Kemal SARIOĞLU İTÜ. 1977

7-) TRİSTÖRLÜ FAZ KONTROLLU FREKANS ÇEVİRİCİLERİN ELEKTRONİK HESAP MAKİNASINDA ANALİZİ VE FREKANS ÇEVİRİCİNİN ÇIKIŞ GERİLİMİNİN HARMONİK DİSTORSİYONUNUN OPTİMİZASYONU
Y. Elk. Müh. Uğur ÇELTEKLİGİL 1977

8-) GÜÇ ELEKTRONİĞİNE GİRİŞ
Prof. Y. Müh. Remzi GÜLGÜN
İSTANBUL 1987

9-) ASENKRON MAKİNALARIN VEKTÖR KONTROLU İLE DENETİMİ
Elk. Müh. Tarık DURU
Yüksek Lisans Tezi Haziran 1989

10-) KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAKLARI
Elk. Müh. Hakan ŞENTÜRK
İ.T.Ü Y.L.Tezi Ocak 1987

11-) ÜÇ FAZLI KISA DEVRE ROTORLU ALTERNATİF AKIM MAKİNALARININ GÜÇ ELEKTRONİĞİ İLE KONTROL OLANAKLARININ ARAŞTIRILMASI

Elk. Müh. Cemalettin SOMUNCU
Y.Ü Y.L Tezi Haziran 1989

12-) ASENKRON MOTORLARDA BESLEME GERİLİMİ FREKANS DEĞİŞİMİ İLE DEVRİR SAYISININ ETÜTÜ
Y.Ü ELK. Müh. Mahmut KÖROĞLU
İstanbul Haziran 1986

13-) LİNEER KONTROL SİSTEMLERİ DERS NOTLARI
Prof. Kemal Halıcı 1988-1989

14-) ASENKRON MOTOR TAHRİĞİ
Bitirme Ödevi
Selim SEHMEN. Nihat TUNCAY
İstanbul Haziran 1987

15-) SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MOTORLARIN DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONLU FREKANS ÇEVİRİCİLERLE HIZ KONTROLU
EKA yayınları Tamer KUTMAN

16-) AC MAKİNALARIN GÜÇ ELEKTRONİĞİ SİSTEMLER İLE HIZ KONTROLU DERS NOTLARI
YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
ELEKTRİK YÜKSEK LİSANS 1988-1989
Prof. Y. Müh. Remzi GÜLGÜN

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ 1937 KÜTÜPHANESİ

00941600