

M.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü  
Elektrik-Elektronik Yüksek Lisans Tezi

# EVİRİCİLERLE ASENKRON MOTORLARIN DEVİR AYARI

Yöneten : Prof. Dr. Atıf URAL  
Hazırlayan : Bilal SARAÇOĞLU

İstanbul - Ekim 1984

DEĞERLENDİRME KURULU ÜYELERİ

Tarih

...../...../.....

Başkan

Üye

Üye

.....

.....

.....

.....

.....

.....

## Ö N S Ö Z

Günümüzde asenkron motorlar çok yaygın olarak kullanıldığından bunların, iş makinalarının ihtiyaçlarını giderebilecek şekilde sürekli ve hassas devir ayarları artık zorunlu hale gelmiştir. Şimdiye kadar uygulanmakta olan bütün devir ayar yöntemleri bazı dezavantajları nedeniyle geçerliliğini kaybedip yerlerini yavaş yavaş eviricilerle frekans değiştirerek devir ayarına bırakmaktadır. Hemen hemen bütün Avrupa ve bazı Amerika ülkelerinde çok yaygın olarak kullanılan bu devir ayar yöntemi, ülkemizde daha yeni benimsenmeye başlanmış olup yapılan çalışmalar hızla artmaktadır. Bu konuda istenilen seviyeye gelemeyişimizin nedeni ülkemizde bu konu hakkındaki kaynakların az ve yetersiz oluşlarını gösterebiliriz. Ben de bu eksikliği anlayarak hemen çalışmaya başladım, birçok yerli ve yabancı kaynakları ve birkaç tezi inceledim, sonunda bu boşluğu doldurmağa yardımcı olmak amacıyla bu tezi yazdım. Bilerek veya bilmeyerek yapılan bütün hatalardan dolayı okurlardan özür diler, tavsiyelerini rica ederim.

Bu tez esas itibariyle altı bölümden meydana gelmektedir. Birinci bölümde devir ayarı hakkında genel kısa bilgi, ikinci bölümde frekans değiştirerek devir ayarı, üçüncü bölümde eviriciler ve eviricilerle devir ayarı, dördüncü bölümde modülasyon, beşinci bölümde eviricilerle frekans değiştirerek devir ayarına ait bir fazlı uygulama örneği, altıncı bölümde ise sonuç yer almaktadır.

Bütün bölümlerde konular: önce tanımlanıp sonra çalışması prensip şema veya blok diyagramı ile yeterince açıklanarak konuların önemine göre özellikleri belirtilmiş, gerektiğinde ise uygun örnekler verilmiştir. Kullanılan sembollerin anlamları yerlerinde belirtilmiş olup ayrıca toplu olarak başta verilmiştir.

Şimdiye kadar bilgilerinden çok istifade ettiğim ve bu tezin hazırlanmasında büyük emeği geçen sayın hocam: Prof. Dr. Atif URAL' a içten teşekkür ve saygılarımı sunarım.

İstanbul, Ekim 1984

Bilal SARAÇOĞLU

## KULLANILAN SEMBOLLER ve ANLAMLARI

$M, M_d$	:	Motorun momenti
$M_k, M_{max}$	:	Maksimum moment (Devrilme momenti)
$X_m$	:	Mıknatıslama reaktansı
$X_1$	:	Stator kaçak akı reaktansı
$X_2$	:	Rotor kaçak akı reaktansı
$X_m'$	:	Statora indirgenmiş mıknatıslama reaktansı
$X_2'$	:	Statora indirgenmiş rotor kaçak akı reaktansı
$U_1$	:	Statora uygulanan faz gerilimi
$U_2, E_2$	:	Rotorda indüklenen faz gerilimi
$E_1$	:	Statorun bir fazında endüklenen gerilim
$L_1$	:	Eviriciye ait endüktans
$C$	:	Eviriciye ait kondansatör
$L$	:	Komütasyon endüktansı
$TH_1, TH$	:	Ana tristörler
$TH_{11}, T_{1Y}$	:	Yardımcı tristörler
$I_L$	:	Yük akımı
$V$	:	Gerilimin genliği
$V_{AB}, V_{BC}$ $V_{CA}$	:	Fazlar arası gerilimler
$V_d, V_{dc}$ $E_b$	:	Evirici girişinde doğru gerilimin ortalama değeri
$V_1, V_n$	:	I inci ve n inci harmoniklerin gerilimlerinin efektif değeri
$P_w$	:	Darbe süresi (ms)
$T,$	:	Periyod, Yarı periyod (ms)
$a_0$	:	Fourier serisinde sabit terim
$a_n$	:	Fourier serisinde cosinüslü terimin katsayısı
$b_n$	:	Fourier serisinde sinüslü terimin katsayısı
$M, N_{pw}$	:	Darbe sayısı

$T_{sp}, t_o$	: Tristörün kesime gitmesi için gereken süre
$V_R$	: Referans dalga genliği
$V_T$	: Taşıyıcı dalga genliği
$V_{A0}, V_{B0}, V_{C0}$	: Eviricinin faz gerilimleri
$L_1, L_2$	: Stator ve rotor endüktansları
$I_1, I_2$	: Stator ve rotor akımları
$I_2'$	: Statora indirgenmiş rotor akımı
$I_m$	: Mıknatıslanma akımı
$Z_1, Z_2, Z_m$	: Stator, rotor ve mıknatıslama empedansları
$R_1, R_2, R_m$	: Stator, rotor ve mıknatıslama dirençleri
$V_{1w}, V_{2w}$	: 1 inci ve 2 inci DGM dalgasının efektif değeri
DGM	: Dalga genişliği modülasyonu
$f, f_1$	: İşletme ve stator frekansları
$F_R$	: Referans dalga frekansı
$F_T$	: Taşıyıcı dalga frekansı
$S$	: Yüzde kayma
$n_s$	: Senkron devir sayısı
$n_r$	: Rotor devir sayısı
$n$	: Kayma devir sayısı
$f, f_n$	: Rotor frekansı, nominal rotor frekansı
$n$	: Zaman harmoniği mertebesi
$k$	: Sabit sayı
$m$	: Faz sayısı
$\lambda$	: Frekans aralığı
$I_{ort}$	: Ortalama akım
$I_{(scr)}$	: Tristörün ortalama akımı
SCR	: Tristör
$I_{(pk)}$	: Akımın tepe değeri
$P$	: Çift kutup sayısı
$E_c$	: Minimum eviruci besleme gerilimi
$P_{mek}, P_{hav}$	: Hava aralığındaki güç
$P$	: Güç

$N_1, N_2$	: Primer ve sekonder sarım sayıları
B	: Sacın manyetik indüksiyonu (Gaus)
C	: Trafo nüve hesabı için seçilen sabit sayı
$\omega_s$	: Hava aralığındaki manyetik akının değişme hızı (rad/s)
$U_s$	: Sekonder gerilimi
$\theta, \omega t, \alpha_1, \alpha_2$	: Tetikleme açıları
$S_n$	: Nüve kesiti (cm <sup>2</sup> )
$I_c$	: Kondansatör akımı
$\star$	: Yıldız bağlantı
$\Delta$	: Üçgen bağlantı
mmk, MMK	: Manyeto motor kuvveti
$U_{dc}$	: Redresör çıkış gerilimi
D.g	: Doğru gerilim
DB	: Köprü bağlantılı redresör
$f_0$	: Temel frekans
$D_1, D_2, D_3$	: Diodlar
$\Phi$	: Manyetik akı (Flüks)
LC	: Filtre elemanı
n	: Harmonikler
$I_s$	: Sekonder akımı
RC	: Akım sınırlayıcı elemanlar
$\mu h$	: Mikro henri
$\mu f$	: Mikro farad
H	: Henri
F	: Farad
$\phi$	: Çap (mm)
$d_1, d$	: İletken çapı
$S_1, S$	: İletken kesitleri (mm <sup>2</sup> )
W	: Vat
V	: Volt
j	: Akım yoğunluğu, Kompleks sayılarda operatör

## İ Ç İ N D E K İ L E R

	Sayfa
I. Asenkron Motorların Devir Ayarı	
I.I. Giriş .....	I - 2
2. Asenkron Motorların Besleme Gerilim Frekansını Değiştirerek Devir Ayarı	
2.I. Giriş .....	3 - 5
2.2. Asenkron motorun değişken kaynaklı kaynakla beslenmesinde pratikte kullanılan formüllerin çıkarılması .....	6 - II
3. Eviriciler	
3.I. Giriş .....	I2 - I3
3.2. Evirme ve scr seçimi .....	I3- I6
3.3. Eviricide komütasyon prensipleri .....	I6
3.3.I. Kondansatör ile zorlanmış komütasyon .....	I6 - I7
3.3.2. Yardımcı tristör ile zorlanmış komütasyon .....	I7 - I8
3.4. Kontrol devreleri ve görevleri .....	I8
3.4.I. Frekans üreticisi .....	I8 - I9
3.4.2. Sıralama ünitesi .....	I9 - 20
3.4.3. Ana kontrol ünitesi .....	20
3.5. Değişik kontrol yöntemleri .....	20
3.5.I. Açık çevrim motor kontrolü .....	20 - 2I
3.5.2. Kapalı çevrim motor kontrolü .....	2I -
3.5.3. Kayma frekansı ile motor kontrolü .....	2I - 23
3.6. Kontrol devreleri .....	23
3.6.I. Frekans kontrolü .....	23 - 24
3.6.2. Gerilim kontrolü .....	24 - 3I
3.7. Üç fazlı yarım dalga evirici .....	32 - 33
3.8. Üç fazlı tam dalga evirici .....	33 - 36

3.9.	DGM evirici ile hız ayarında sistemin özellikleri .....	35 - 36
3.10.	Giriş gerilimi ayarlanabilen eviricilerle dgm eviricileri ar arasındaki farklar .....	36
3.II.	Özel bir fazlı eviriciler .....	36
3.II.1.	Mc- Murray evirici .....	36 - 38
3.II.2.	Mc Murray - Bedford evirici .....	38 - 39
4.	Modülasyon	
4.1.	Giriş .....	40
4.2.	Basamak (adım) modülasyonu .....	40
4.2.1.	Darbe sayısı tek sayı olan dalgalar .....	41 - 44
4.2.2.	Darbe sayısı çift sayı olan dalgalar .....	44 - 45
4.3.	Taşıyıcı dalgalarla modülasyon .....	45
4.3.1.	Üçgen ve sinüs dalgaları ile modülasyon .....	45 - 48
4.3.2.	Doğru gerilim referansı ile üçgen dalga modülasyonu .....	48 - 49
4.3.3.	Değişken oran modülasyonu .....	49 - 51
4.3.4.	Seçici oran modülasyonu .....	51 - 52
4.4.	Güç devresinin modülasyona yaptığı etkiler .....	52
4.5.	Harmonik eliminasyonu .....	52 - 53
4.5.1.	Çoklu dalga genişliği .....	53 - 54
4.5.2.	Seçilmiş harmonik küçültme .....	54 - 55
4.5.3.	Dalga sentezi ile harmonik nötrelizasyonu .....	56
5.	Bir Fazlı Asenkron Motorun Evirici ile Devir Kontrolü Uygula Uygulaması	
5.1.	Giriş .....	57
5.2.	Kullanılan elemanların özellikleri .....	57 - 64
6.	Sonuç .....	- 65



I.

## ASENKRON MOTORLARIN DEVİR AYARI

### I.I. Giriş

Bilindiği gibi rotoru sincap kafesli ve rotoru sargılı asenkron motorlar 1981 yılından bu yana sanayide hizmet vermektedirler. Asenkron motorların basit ve dayanıklı oluşları sanayide daha fazla kullanılmalarına neden olmuştur. Bugün sanayideki motorların %90 nını asenkron motorlar teşkil etmektedir. Bu motorların da %90 nını sincap kafesli asenkron motorlar oluşturmaktadır. Sincap kafesli asenkron motorların basit ve kolay oluşları, üzerinde daha fazla araştırma yapılmasına neden olmuştur. Her iki motorun çalışma karakteristikleri hemen hemen aynı olduğundan ayrı ayrı bahsedilmeyip asenkron motorlar olarak geçilecek, farklı özellikleri yeri geldiğinde belirtilecektir.

Asenkron motorlar üzerinde yapılan araştırmalar neticesinde çalışma karakteristikleri çıkarılmış ve neticede motorun devir sayısı kendine akuple olan iş makinasının moment ihtiyacı ile fazla değişmemekte hatta pratik olarak sabit olduğu kabul edilmektedir. Bu nedenle şimdiye kadar devir sayısı az değişen işletmelerde kullanılmakta idi. Devir sayısı ayarı gerektiğinde basit mekanik yöntemlerle (kayış - kasnak ve şanzıman) devir istenilen belirli değerlere getirilebiliyordu. Daha sonraları yapılan çalışmalar neticesinde devir sayısı ayarı için bir çok yöntemler geliştirilmiştir. Bunları kısaca şöyle sıralayabiliriz:

1. Kutup sayısının değiştirilmesi ile
2. Kaymanın değiştirilmesi ile
3. Kaskat bağlı sistemler ile
4. Çift rotorlu ( mekanik kaskat ) motorlar ile
5. Besleme gerilimi frekansının değiştirilmesi ile

Bütün bu devir ayar yöntemlerinde amaç , devir sayısına iş makinasının ihtiyaç duyduğu devire ayar ederken çalışma karakteristikleri ve parametrelerinin mümkün olduğu kadar az değişmesidir. Şimdi sırası ile dört yöntemden kısaca bahsedilip , tezin de ana konusu olan beşinci yöntem üzerinde geniş olarak durulacaktır.

1. Kutup sayısının değiştirilmesi ile devir ayarı. Statora birden fazla sargının yerleştirilmesi ile, sabit frekanslı şebekelerde kullanılan bir yöntemdir. Bu yöntemde devir sayısı kademeli ve sargı sayısı ile sınırlı olup sürekli devir sayısı ayarı mümkün değildir.

2. Kaymanın değiştirilmesi ile devir ayarı. İki şekilde gerçekleştirilmektedir. Birincisi, statora uygulanan gerilimin kontrolü ile; bu yöntemde statora uygulanan gerilimin genliğinin değişmesi üretilen moment açısından sakıncalıdır. Çünkü moment gerilimin karesi ile orantılı olduğundan düşük hızlarda moment nominal momentin altına düşmektedir ( 2.29 ).

İkinci yöntemde ise , üç değişik şekilde rotorun dışında rotorda üretilen gücü kontrol ederek devir sayısını ayarlamak mümkündür: bileziklere seri direnç, seri transdüktör bağlamak ve kayma frekansında motora gerilim uygulamaktır. Rotor devresinde yapılan değişikliklerle sağlanan bu devir ayar yönteminde sürekli devir sayısı ayarı yapılmasına rağmen (devir - moment) karakteristiğinin her devir sayısı için değişmesi ve güç kaybının fazla olması bu yöntemin önemini yitirmesine neden olmuştur. Bu şekilde devir ayarı yalnız rotoru sargılı asenkron motorlar için geçerlidir.

3. Kaskat bağlı sistemlerle devir ayarı. Bu yöntemle devir ayarında motorların genellikle bilezikli olmaları şartı aranır. Sincap kafesli asenkron motorlarda uygulanan kaskat türü ise : mevcut iki motorda alan yönlerinin birbirine ters alınması ve bir tanesinin stator geriliminin değiştirilmesi esasına dayanır. Kaskat bağlı sistemlerde birden fazla motor kullanıldığı için fazla yer işgal eder ve aynı zamanda sistemin verimi de çok düşüktür.

4. Çift rotorlu motorlar ile devir ayarı. Stator ile rotor arasına ikinci bir rotor yerleştirilir. Devir sayısı kademeli olarak ayarlanabilir. Tandem motoru bu sisteme bir örnek olarak verilebilir. Konstrüksiyon itibari ile iki adet stator yan yana yerleştirildiği için sistemin hacmi büyüktür. Devir sayısı kademeli olarak ayarlanabilir.

5. Besleme gerilimi frekansının değiştirilmesi ile devir ayarı. Sincap kafesli ve bilezikli asenkron motorlara uygulanan bu yöntem, sabit kutup sayısında frekansa bağlı olarak devir sayısının sıfırdan maksimum değere kadar sürekli ayarlanmasını sağlar. Tezin ana konusu olan bu devir ayar yöntemi ikinci bölümden itibaren köple bir sistem olarak ele alınacaktır.

Uyarı: Asenkron motorlarda devir sayısı,

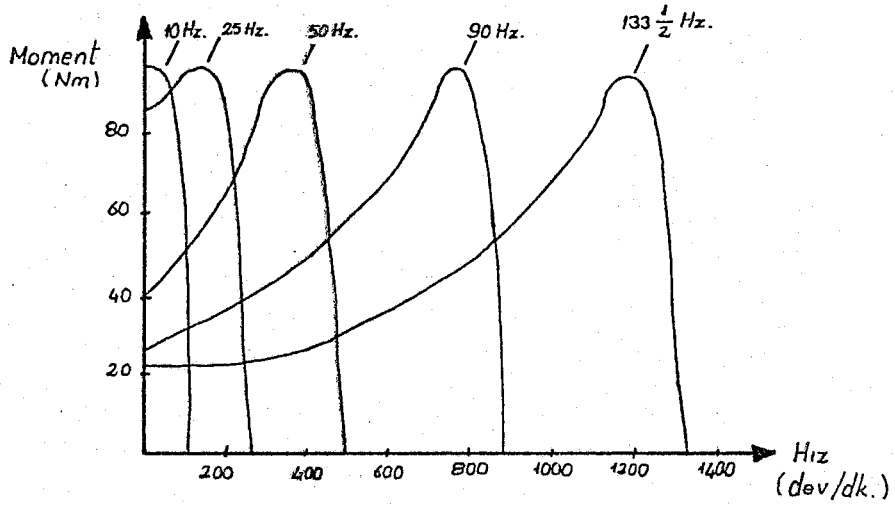
$$n_r = \frac{f_1 \cdot 60}{p} (1-s) \quad (I.I)$$

dir. Burada,  $f_1$ : stator frekansı,  $p$ : çift kutup sayısı,  $s$ : % kaymadır. Formül- den anlaşıldığı gibi devir sayısı; frekansla doğru, kayma ve kutup sayısı ile ters orantılıdır.

## 2. ASENKRON MOTORLARIN BESLEME GERİLİM FREKANSINI DEĞİŞTİREREK DEVİR AYARI

### 2.I. Giriş

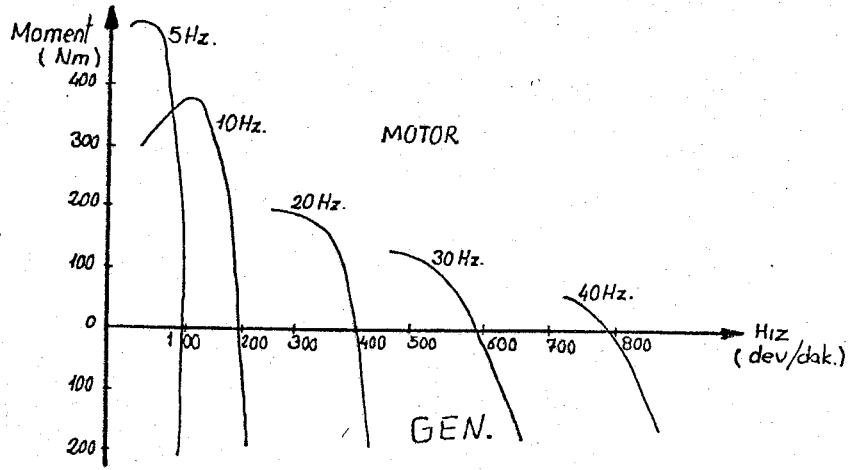
Sincap kafesli ve bilezikli asenkron motorlarda uygulanan bu yöntemde, sabit kutup sayısında frekansın değiştirilmesi halinde devir sayısı frekansla orantılı olarak değişir. Değişen frekans kaynağı gerek stator gerekse rotor uçlarına uygulanabilir. Değişen frekans kaynağının statora uygulanması sonucu elde edilen (moment-hız) eğrileri Şekil.2.I de gösterilmiştir. Bu eğriler stator geriliminin frekansla orantılı olarak değiştirildiği var sayılarak çizilmiştir.



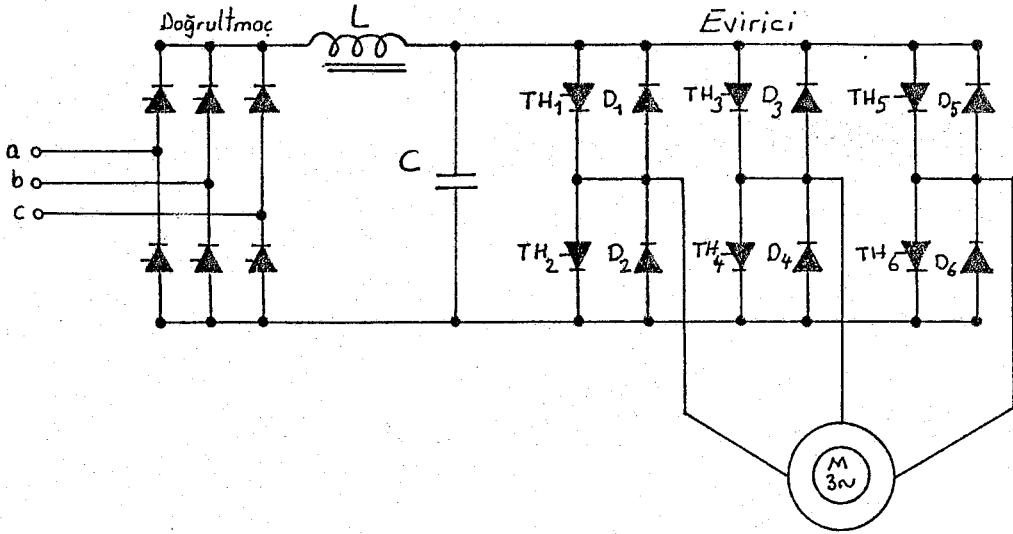
Şekil. 2.I Değişken frekans kaynağından beslenen üç fazlı asenkron motorun (moment-hız) eğrileri; ( $\frac{M}{f} = \text{Sabit}$ ).

Asenkron motorun frekansı değiştiğinde empedansı da değişir. Şayet gerilim sabit kalırsa motorun akımı ve elde edilen moment de değişir. Yüksek hızlarda moment, nominal momentin çok altına düşecektir. Bu nedenle gerilimin frekansla orantılı olarak aynı oranda değiştirilmesi gerekir. Bu şekilde yapılan devir ayarı çok önemli avantajlar sağlar. Her frekans için değişen senkron hız elde edileceğinden (devir-moment) karakteristiklerinde önemli bir değişiklik meydana gelmeyeceğinden devrilme momenti Şekil. 2.2 de görüldüğü gibi her devir için hemen hemen sabit kalacaktır. Böylece sürekli devir sayısı ayarı imkanı doğacaktır.

Besleme frekansının değiştirilmesi statordan yapılabildiği gibi rotordan da yapılabilir. Besleme frekansı statordan değiştirilerek yapılan devir ayar şeması Şekil. 2.3 de verilmiştir. Rotordan besleme yalnız bilezikli asenkron motorlar için geçerli olup literatürde çift taraflı besleme adı ile anılır. Şekil. 2.4 de görüldüğü gibi bu sistemde bilezikli motorun statoru sabit frekanslı kaynağa, rotoru ise frekansı değiştirilen bir kaynağa bağlanır.



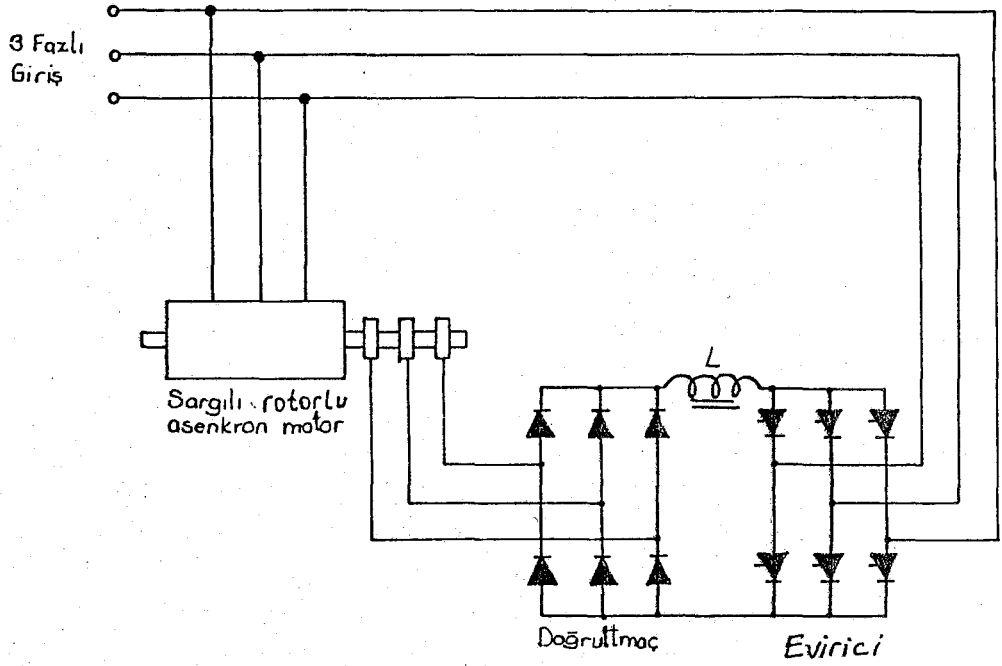
Şekil. 2.2 Değişken frekans kaynağından beslenen üç fazlı asenkron motorun (moment-hız) eğrileri; ( $U = \text{sabit}$ ).



Şekil. 2.3 Besleme frekansı statorun değişen üç fazlı sincap kafesli asenkron motor şeması (açık çevrim).

Stator frekansının değiştirilmesi için gerilimi ve frekansı birbirinden bağımsız kaynağa ihtiyaç vardır. Çünkü, motorun üreteceği moment uygulanan gerilim ve frekansın kareleri ile orantılıdır (2.29). Bu durumda motorun momentinde kayıp meydana gelmemelidir. Bunu gerçekleştirebilmek için motora uygulanan gerilimin frekansla orantılı olarak değiştirilmesi gerekir.

Günümüzde stator geriliminin sinüzoidal olarak beslenmesinin tek yolu senkron generatörlerdir. Devir sayısının tahrik makinası vasıtası ile ayar edilmesi sonucu generatörün çıkış frekansı ayarlanır. Generatörden frekans değiştirerek asenkron motorun devir ayarı uygulama şeması son bölümde yer almaktadır. Generatörden beslemede asenkron motor sinüzoidal gerilimle beslendiğinden kayıplar enaz olup; motor düzgün kolay hesaplanabilen karakteristikleri verir. Ancak iki ayrı makina gerektirdiğinden pahalı ve kullanışsız bir çözümdür. Diğer bir çözüm ise asenkron motorun, frekansı değişebilen fakat sinüzoidal olmayan gerilim dalgaları ile bes-



Şekil. 2.4 Besleme frekansı rotordan değişen üç fazlı bilezikli asenkron motor şeması; (çift taraflı besleme).

lenmesidir. Bu gerilim dalgalarını üreten eviriciler güç elektronığının bir uygulamasıdır. Motor bu dalgalarla beslendiğinde ek kayıplar oluşacak ve motorun karakteristiğinde değişimler olacaktır. Ancak son yıllarda eviriciler geliştirilerek; oluşan ek kayıplar ve karakteristikte meydana gelen değişimler en aza indirilmiştir. Eviricilerin dönen parçasının olmayışı, az yer işgal etmesi ve verimlerinin yüksek olması bunları çok cazip hale getirmiştir. Sincap kafesli asenkron motorun konstrüksiyon itibari ile daha basit ve daha kolay imal edilmesinden dolayı bilezikli motor daha az rağbet görmüş ve bu nedenle çift taraflı besleme önemi kaybederek yerini statordan beslemeli sincap kafesli motorlara bırakmıştır.

Asenkron motorlarda statora uygulanan gerilim, indüklenen zıt emk'e eşit kabul edilirse;

$$U_f = 4,44 \cdot f_1 \cdot \phi \cdot N_f \cdot 10^{-8} \quad (2.1)$$

yazılabilir. Formülde  $(4,44 \cdot N_f \cdot 10^{-8} = k_1)$  dersek, ifade  $U = k_1 \cdot f_1 \cdot \phi$  haline gelir. buradan,

$$U/f = k_1 \cdot \phi \quad (2.2)$$

elde edilir. Bütün devirlerde devrilme momentinin sabit kalabilmesi için  $\phi$  akısının sabit tutulması gerekir. Bu da ancak  $(U/f)$  oranının sabit tutulması ile olur. Ancak düşük frekanslarda statordaki gerilim düşümünün artmasından dolayı manyetik akıda bir azalma olur. Bunun önüne geçmek için gerilim frekansa göre daha az oranda düşürülür.

2.2. Asenkron motorun değişken frekanslı kaynakla beslenmesinde pratikte kullanılan formüllerin çıkarılması

$(R_1, R_2', X_1, X_2', X_m)$  Şekil. 2.5 deki motorun eşdeğer devre büyüklükleri olsun.

$$\lambda = \frac{\text{Çalışma frekansı}}{\text{Temel frekans}} = \frac{f_1}{f_0} \quad (2.3)$$

$n$  : rotor hızı ,  $n_s$  : senkron hız olduğuna göre ;

Kayma :

$$S = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (2.4)$$

Döner alanın hızı :

$$n_s = \frac{f_1 \cdot 60}{P} \quad (2.5)$$

Rotor hızı :

$$n = \frac{f \cdot 60}{P} \quad (2.6)$$

(2.5) ve (2.6) ifadelerini formül (2.4) de yerine koyarsak

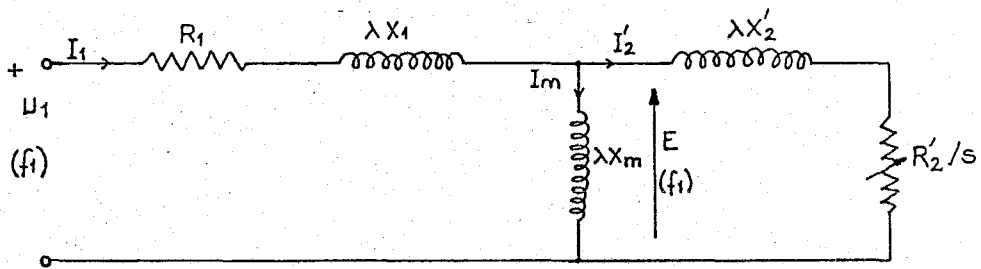
$$S = \frac{f_1 \cdot 60/P - f \cdot 60/P}{f_1 \cdot 60/P} = \frac{60 \cdot (f_1 - f)/P}{f_1 \cdot 60/P} = \frac{f_1 - f}{f_1}$$

$(f_1 - f)$  = Rotor frekansı olduğundan ; (2.7)

kayma ;

$$S = \frac{f_2}{f_1} \quad (2.8)$$

bulunur.



Şekil. 2.5. Asenkron motorun eşdeğer devresi (Demir kayıpları ihmal edilmiştir).

Hava aralığındaki gerilim :

$$U_1 = I_2' \cdot (R_2'/s + jX_2') = I_2' \cdot (R_2' \cdot f_1/f_2 + jX_2' \cdot f_1/f_0) \quad (2.9)$$

Hava aralığı akısı ( $U_1 / f_1$ ) ile orantılıdır (2.2). O halde :

$$\frac{U_1}{f_1} = I_2' \cdot (R_2' / f_2 + j X_2' / f_0)$$

ve  $X_2' = 2 \pi f_0 L_2$  olduğundan ;

$$\frac{U_1}{f_1} = I_2' \cdot (R_2' / f_2 + j 2 \pi L_2) \quad (2.10)$$

bulunur.

$\phi$  akısı sabit tutulduğunda ;

Kaymanın sabit değerinde  $f_2$  sabit olduğundan, rotor akımı  $I_2$  de sabit olacaktır. Hava aralığındaki güç ( $P_{mek} = P_{hava}$ ) :

$$P_{mek} = \omega_s \cdot M_d \quad (2.11)$$

Burada,  $\omega_s$  : Döner alan hızı,  $M_d$  : Döndürme momenti,  $m$  : Statorun faz sayısıdır.

$$P_{mek} = m \cdot (I_2')^2 \cdot \frac{R_2'}{S} \quad (2.12)$$

(2.5) deki eşdeğer devreden yazılabilir. (2.11) deki ifadeden yararlanarak

$$M_d = \frac{P_{mek}}{\omega_s} = m \cdot (I_2')^2 \cdot \frac{R_2'}{S} \cdot \frac{1}{2 \pi n_s / 60}$$

yazılabilir. Formülü sadeleştirirsek, moment ifadesi :

$$M_d = m \cdot (I_2')^2 \cdot \frac{R_2'}{S} \cdot \frac{1}{2 \pi f_1 \cdot 60 / P \cdot 60} = \frac{m \cdot (I_2')^2 \cdot R_2'}{2 \pi \cdot f_1 \cdot S \cdot P}$$

olur.  $f_1 \cdot S = f_2$  olduğundan döndürme momenti ifadesi :

$$M_d = \frac{m \cdot (l_2')^2 \cdot R_2'}{2 \pi f_2^2 P} \quad (2.13)$$

bulunur. Sabit akı durumunda, moment de sabit rotor akımı frekansında sabit olacaktır. Yani benzer (moment - hız) eğrileri elde edilecektir.  $\phi$  akısını sabit tutmak için uç gerilimin değiştirilmesi gerekir. Şekil. 2.5 deki eşdeğer devre uyarınca

$$\bar{U}_1 = \bar{E} + \bar{I}_1 (R_1 + j X_1) \quad (2.14)$$

yazılabilir.  $X_1 = 2 \pi f_0 \cdot L_1$  değerini, (2.14) de yerine koyarsak;

$$\bar{U}_1 = (k \cdot \bar{\phi} \cdot f_1) + \bar{I}_1 \cdot (R_1 + j 2 \pi f_1 \cdot L_1) \quad (2.15)$$

yazılabilir. Burada stator direnci ( $R_1$ ) ihmal edilirse, ( $U_1/f_1$ ) oranı sabit kalacaktır.  $U_1$  gerilimini  $f_1$  ile orantılı olarak değiştirebilmek, ancak stator direncini ihmal etmekle mümkündür. Küçük frekans değerlerinde ( $k \cdot \phi \cdot f_1$ ) ve ( $2 \pi f_1 \cdot L_1$ ) in önemi azalacak, ( $\bar{I}_1 \cdot R_1$ ) in etkinliği artacaktır. (2.15) deki  $^1$  ifade ( $U_1/f_1$ )<sup>1</sup> şeklinde yazılırsa;

$$\frac{U_1}{f_1} = k \cdot \bar{\phi} + \bar{I}_1 \cdot (R_1/f_1 + 2 \pi L_1) = \text{sabit}$$

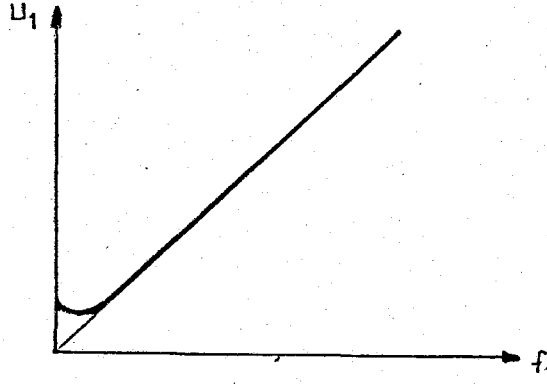
olacak ve  $R_1$  değeri etkin olarak  $R_1/\lambda$  şeklinde düşünüleceğinden, ( $f_1/f_0$ ) (2.3) formülünde  $f_1$  azaldığında  $\lambda$  küçülür,  $R_1/\lambda$  büyür. Buradan :

$$\frac{U_1}{f_1} \cdot f_0 = k \cdot \bar{\phi} \cdot f_0 \cdot \bar{I}_1 \left( \frac{R_1}{f_1/f_0} + 2 \pi L_1 \cdot f_0 \right) = \text{sabit} \quad (2.16)$$

bulunur.  $R_1$  direncinden dolayı oluşan gerilim düşümü nedeni ile ( $U_1/f_1$ ) sabit tutulduğunda, kaynak frekansının azalması ile  $\phi$  akısındaki azalma belirgin hale gelir. Bu azalma küçük güçlü makinalarda daha da önem kazanır. Akıyı sabit tutabilmek için Şekil. 2.6 da görüldüğü gibi bir miktar artış gerekmektedir.

$U_1$  için yazılan bağıntıdan ( $U - f$ ) bağıntısının,  $I_1$  akımının genlik ve fazına bağlı olarak değişmesi gerektiği görülür. Bunu sağlamak çok güç olduğundan, bağıntı, akımın nominal değeri için bulunur. Aynı değer de sabit tutulur veya birkaç yük durumu için ayar yapılır.  $f_1$  ve  $I_1$ 'e bağlı olarak  $\phi$  akısını,  $U_1$  gerilimini değiştirerek sabit tutulduğunu varsayalım. Bu durumda kayma frekansının  $f_2$  değerinde gerçek rotor gerilimi bulunabilir.





Şekil. 2.6  $\phi$  akısının sabit kalması için gereken  $(U_1/f_1)$  bağıntısı,

$$U_2 = S \cdot U_1 = \frac{f_1}{f_2} \cdot (k \cdot \phi \cdot f_1) = k \cdot \phi \cdot f_2 \quad (2.17)$$

Statora indirgenmiş rotor empedansı :

$$Z'_2 = R'_2 + j \lambda_2^1 \cdot S = R'_2 + j 2 \pi f_2 \cdot L'_2 \quad (2.18)$$

Rotor akımı :

$$I_2 = \frac{k \cdot \phi \cdot f_2}{R'_2 + j 2 \pi f_2 \cdot L'_2 \cdot S} \quad (2.19)$$

Verilen bir kayma frekansı için : rotor; akımı, gerilimi, ve empedansı sabittir. (2.19) daki formül başka bir ifade ile :

$$I_2 = \frac{S \cdot U_1}{\sqrt{R_2^2 + (S \cdot X_2)^2}} \quad (2.20)$$

dir.  $S$ 'nin çok küçük olması halinde  $S \cdot X_2$ ,  $R_2$  den çok küçük olduğundan ihmal edilirse, (2.20) deki ifade :

$$I_2 = \frac{S \cdot U_1}{R_2}$$

haline gelir. (2.8) deki kayma değeri yukarıdaki ifade de yerine konursa

$$I_2 = \frac{f_2}{f_1} \cdot \frac{U_1}{U_2} = \frac{U_1}{f_1} \cdot \frac{f_2}{U_2} \quad (2.21)$$

olur. Hava aralığındaki manyetik akı  $(U_1/f_1)$  ile orantılı olduğundan,

$$I_2 = k_1 \cdot \phi \cdot f_2 \quad (2.22)$$

Moment :

$$M = k \cdot \phi \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_2 \quad (2.23)$$

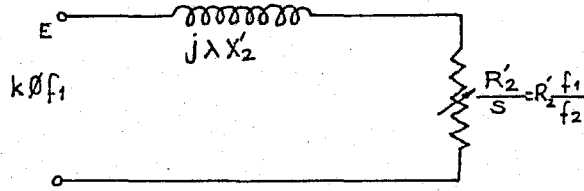
olduğundan, (2.22) deki akım ifadesini (2.23) de yerine koyarsak, moment ifadesi:

$$M = k_2 \cdot \phi^2 \cdot f_2 \quad (2.24)$$

haline gelir. (2.24) deki ifade den görüleceği gibi; sabit manyetik akı ile çalışma durumunda moment frekansla orantılı olarak değişecektir. Bu da hızın gerçekte değerinin moment üzerinde, sürtünme momentinin değişmesi dışında hiç bir etkisi olmadığını göstermektedir.

Maksimum moment :

Stator frekansı na indirgenmiş rotor devresi Şekil. 2.7 de görülmektedir.



Şekil. 2.7 Stator frekansına indirgenmiş rotor eşdeğer devresi

$$\frac{R_2'}{s} = \lambda \cdot X_2' \quad (2.25)$$

olduğunda maksimum moment oluşur.

$$\frac{R_2' \cdot f_1}{f_2} = \frac{f_1}{f_0} \cdot X_2'$$

buradan

$$f_2 = \frac{f_0 \cdot R_2'}{X_2'} \quad (2.26)$$

bulunur. (2.13) deki moment ifadesinde (2.22) ve (2.26)'yı yerlerine koyarsak, maksimum moment ifadesi.

$$M_{\max} = \frac{m \cdot (k \cdot \phi \cdot f_2)^2 \cdot R_2'}{(2\pi/P) [2 \lambda^2 \cdot (X_2')^2] \cdot f_2} = \frac{m \cdot (k \cdot \phi)^2 \cdot f_0}{2\pi/P \cdot 2 X_2'} \quad (2.27)$$

haline gelir. Burada maksimum momentin değişken kaynak frekansına bağlı olmadığı anlaşılmaktadır.

Devrilme momenti :

$$M_k = \frac{3}{2 \cdot \omega_0} \cdot \frac{U^2}{R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_k^2}} \quad (2.28)$$

$X_k = X_1 + X_2^*$  dir. Yüksek frekanslarda  $R_1, X_k$  ya nazaran çok küçük olduğundan yaklaşık bağıntı ile;

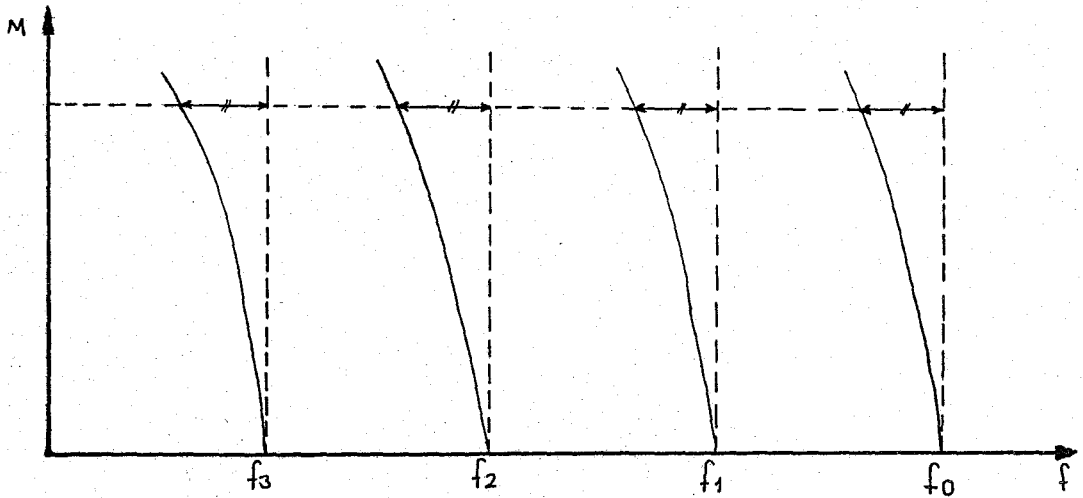
$$M_k = \frac{3 \cdot U_f^2}{2 \cdot \omega_0 \cdot X_k}$$

ve  $X_k = k_1 \cdot f_1$  ,  $\omega_0 = k_2 \cdot f_1$  olduğundan , devrilme moment ifadesi :

$$M_k = k_3 \cdot \frac{U_f^2}{f_1^2} \quad (2.29)$$

haline gelir. ifadeden anlaşıldığı gibi devrilme momenti, stator frekansı ve gerilimin karesi ile orantılıdır. Devir sayısı ayarında  $(U/f)$  oranı sabit tutulursa devrilme momenti her devirde aynı kalır. Ancak frekansın çok düşürülmesi halinde devrilme momentinde de azalma görülür. çünkü  $X_k$  (kaçak reaktans),  $R_1$  (stator direnci) değerine iner. Hatta  $R_1$  den daha küçük olur ve statordeki gerilim düşümü, te-  
sirini daha kuvvetli olarak gösterir. Sonuç olarak da devrilme momentinin düşmesine neden olur. Bu nedenle düşük frekanslarda motorun yüklenebilirliğini muhafaza edebilmek için gerilim, frekansa nazaran daha küçük kademeler halinde küçültülür ( Şekil. 2.6).

Şekil. 2.8 deki eğrilere dikkat edilirse, (moment - hız) eğrileri değişim aralıklarının sabit kaldığı görülür.



Şekil. 2.8 Sabit  $\phi$  akısında (moment - hız) eğrileri

## 3.I. Giriş

Tanım : Doğru gerilimi alternatif gerilime çeviren, çıkışında frekansı ve gerilimi ayarlanabilen ünitelere evirici denir.

Bir fazlı eviricilerde en az iki, üç fazlı eviricilerde ise altı adet ana-tristör mevcuttur. Tristör sayısı, komütasyon metoduna bağlıdır. Komütasyonda kullanılan tristörlere komütasyon tristörleri denir. Gücü ileten ve üzerinden yük akımı geçen tristörlere ana tristör denir. Küçük güçlü eviricilerde (700V - 300A kadar) tranzistör, büyük güçlü eviricilerde ise (1500V - 1000A'e kadar) tristörler kullanılır.

Evirişinin üreteceği dalganın şekli ve frekansı, kullanılacak tristör elemanının karakteristiğine, iletim ve kesim sürelerine bağlıdır. Dalganın temelini oluşturan iletim ve kesim süreleri, tristörlerin uygun zamanda komütasyona girip çıkmasına bağlıdır. Burada önemli olan husus, eviricilerin komütasyonu temin eden kısmıdır. Bu nedenle çeşitli modülasyon şekilleri uygulanmakta olup, bunlar dalganın karakterinde önemli rol oynar. Eviricilerde dalga şekillerini iki grupta incelemek mümkündür.

1. Darbe genlik modülasyonu ile elde edilen dalgalar. Darbe genliğinin değiştirilmesi için, evirici girişine uygulanan gerilimin uygun zamanlarda dalganın yapısına göre değiştirilmesi gerekmektedir. Bu sistemde gerilim ayarı : trafo, doğrultucu ve faz kaydırma ile yapılmaktadır.

2. Darbe genişlik modülasyonu (D.G.M) ile elde edilen dalgalar. D.G.M ile üretilen dalgalarda evirici giriş gerilimi genliğinin değişmesine gerek yoktur. Darbenin süresinin değiştirilmesi ile gerilim kontrolü gerçekleştirilir. D.G.M ile üretilen dalgalar genel olarak darbe süresinin frekansa göre değişip değişmesine göre ikiye ayrılır.

Darbe süresi sabit olan dalgalarda frekansın değişimi ile dalganın temel bileşeninin genliği değişir, buna bağlı olarak da harmonik genlikleri değişir.

Darbe süresi değişken olması halinde frekans ve gerilim kontrolü bağımsız olarak gerçekleştirilir. Ayrıca D.G.M ile üretilen dalgalar, dalga genliği ile üretilen dalgalardan küçük frekans ve gerilim değerlerinde harmonikler açısından iyi netice verir.

Asenkron motorlar sinüs olmayan dalgalarla beslendiğinde, ilave kayıplar meydana gelir. Sincap kafesli motorlarda harmonik frekansının yüksek olmasından dolayı kafes direnci, deri olayı nedeni ile artar. Oluk çevresindeki kaçak akı değişir. Normal gerilim uygulanması halinde ihmal edilen ilave kayıplar artar. Meydana gelen harmonik momentler düşük devirlerde motor momentinde titreşimler meydana getirir.

Asenkron motorların evirici ile beslenmesinde şu kabüller yapılır.

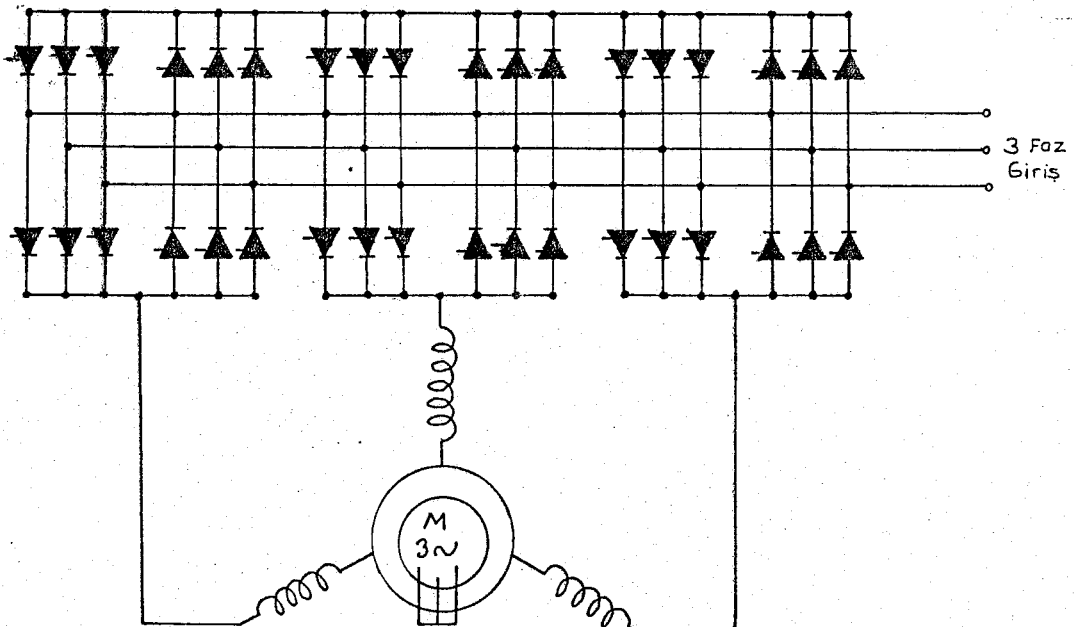
1. Manyetik devrenin doymadığı
2. Stator sargı direncinin, (bilezikli motorlarda rotor direnci de dahil) frekans ile değişmediği
3. Sargıların simetrik ve uygulanan gerilimin üç fazda da simetriktir.

Asenkron motorun frekans değiştirerek devir ayarında, değişen karakteristiklerin düzeltilmesi için iki ayrı yol vardır.

Birincisi, motoru besleyen dalganın harmonik içeriğinin evirici kanalı ile en aza indirilmesi. İkincisi, motorun konstrüksiyonunun bu faktörleri göz önüne alarak yeniden düzenlenmesidir. Bunlardan birinci yöntem daha fazla kullanılmaktadır.

Asenkron motorların devir ayarında kullanılan eviriciler besleme bakımından üç sınıfa ayrılır.

1. AC/AC Eviriciler (Dalgali akım kısıyıcısı, çevirici) Şekil. 3.1
2. AC/DC/AC Eviriciler (Doğrultucu - Evirici) , Şekil. 2.4 ve 3.7
3. DC/AC Eviriciler (İnverterler) , Şekil. 3.5 ve 3.8

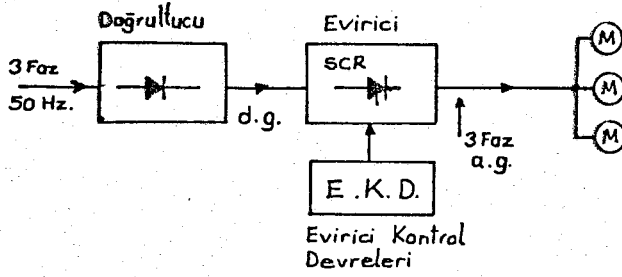


Şekil. 3.1 Çevirici ile sürülen üç fazlı sincap kafesli asenkron motor şeması

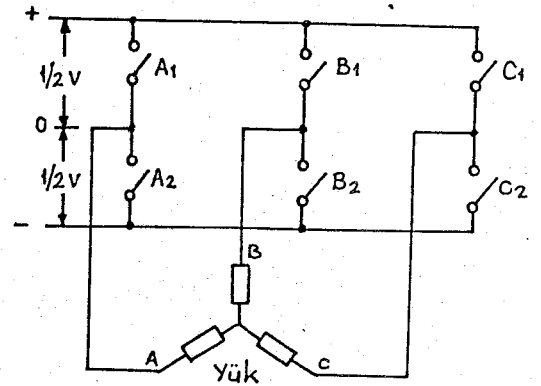
### 3.2. Evirme ve scr seçimi

Şekil. 3.2 de frekans değiştiricinin blok şeması, Şekil. 3.3 de ise eviricinin anahtarlar ile temsili şeması verilmiştir.

Şekil. 3.3 de anahtarlar  $180^\circ$  de (yarım periyod) sıra ile kapatılmaktadır. Anahtarların kapatılması için takip edilecek sıra değişmeyip, frekansın değişmesi için kapalı kaldığı süre değişmektedir. Doğru gerilim kaynağının pozitif ve negatif baralarının arası, sıfır (0) referans noktası olsun. A1 anahtarının kapatılması ile A fazı d.g kaynağının pozitif barasına bağlı olduğundan sıfır nok-

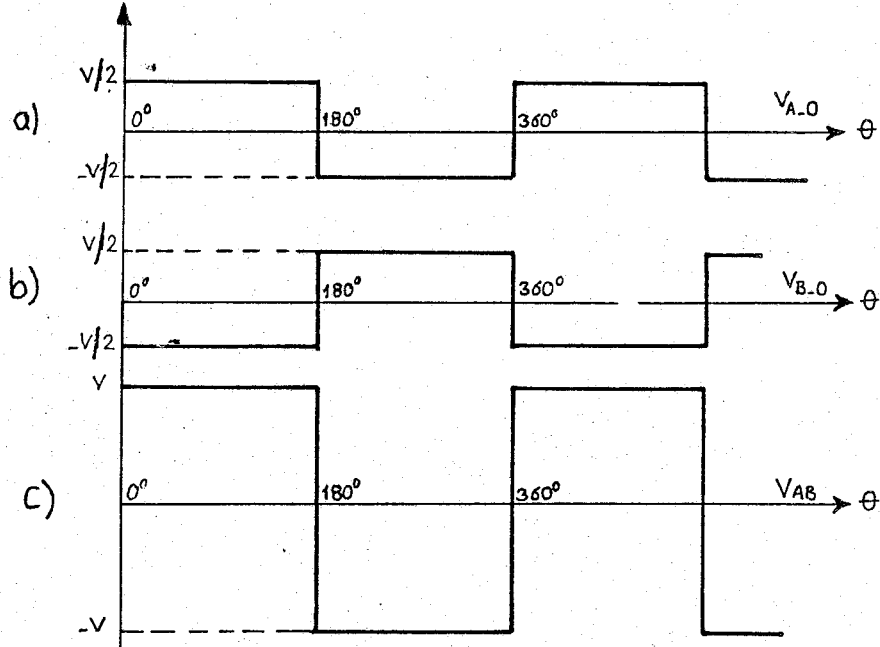


Şekil.3.2 Frekans değiştiricinin blok şeması



Şekil.3.3 Üç fazlı eviricinin anahtarlar ile temsili

noktasına göre  $+I/2V$  gerilimine sahip olacaktır.  $A_2$  anahtarı kapatıldığı zaman A fazı polarite değiştirerek  $-I/2V$  geriliminde olacaktır. Aynı şekilde  $B_1, B_2$  ve  $C_1, C_2$  anahtarları kapatıldığında B ve C fazları da  $+I/2V$  gerilimine sahip olacaktır. Şekil. 3.4 de A, B faz gerilimleri ile A, B fazlar arası gerilim şekilleri görülmektedir.

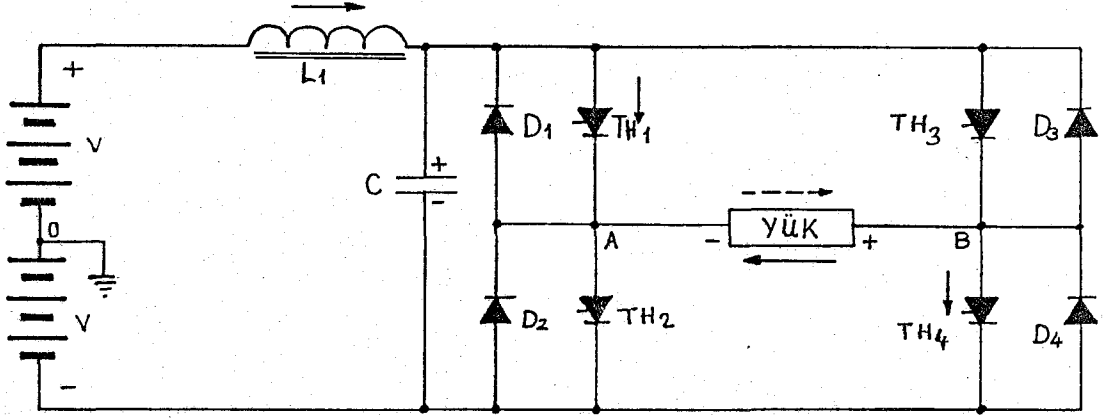


Şekil. 3.4 Üç fazlı eviricide  $180^\circ$  iletim ile elde edilen faz ve yük gerilim dalga şekilleri

$0^\circ - 180^\circ$  arası,  $A_1, C_1$  ve  $B_2$  anahtarları kapatılırsa, A ve C fazları giriş, B fazı çıkış olacak şekildedir.

$180^\circ - 360^\circ$  arası  $B_1, A_2$  ve  $C_2$  kapatılırsa B fazı giriş, A ve C fazları çıkış olacaktır. Böylece A, B, C fazlarından geçen akımlar  $180^\circ$  aralıklarla yön değiştirmektedir. Fazlar arası gerilimler :  $V_{AB} = V_{AO} - V_{BO}$ ,  $V_{BC} = V_{BO} - V_{CO}$  ve  $V_{CA} = V_{CO} - V_{AO}$  dır. Fazlar arası gerilimler arasında  $120^\circ$  faz farkı vardır, faz ve fazlar arası gerilimler kare dalgadır.

Şekil. 3.5 de anahtar yerine tristör yerleştirilmiş bir fazlı evirici görülmektedir. Tristörlere ters paralel bağlı diodlar tristörü korumayı ve geri beslemeyi sağlar. Tristörlerin iletimde olan komütasyon devresi tarafından ani kesime geçmesi anında endüktif yük (motor), tristör uçlarında ters yönde büyük gerilim endükler. İşte bu koruma diodları tristörün ters yönde ters yönde ilettime geçmesini önleyerek akımın yükten akmasını sağlar.



Şekil. 3.5 Bir fazlı evirici şeması

Eviricilerde tristörün ilettime geçmesi öyle ayarlanmalıdır ki, yük uçlarında gerilim periyodik olarak pozitif ve negatif alternanslarda değişsin. Bunun için TH<sub>1</sub>, TH<sub>4</sub> ile TH<sub>2</sub>, TH<sub>3</sub> ile aynı anda ilettime geçirilmelidir. TH<sub>1</sub>, TH<sub>2</sub> ve TH<sub>3</sub>, TH<sub>4</sub> ün aynı anda ilettime geçmesi halinde kaynak kısa devre olacaktır. Bunu önlemek için gerekli tedbirler alınmalıdır. TH<sub>1</sub>, TH<sub>4</sub> tristörleri akımı bir yönde, TH<sub>2</sub>, TH<sub>3</sub> tristörleri de diğer yönde geçirerek yükten alternatif akımın geçmesini sağlar.

Eviricinin uçlarına endüktif bir yük bağlandığını düşünelim, TH<sub>1</sub>, TH<sub>4</sub> ilettime de olsun. Bu durumda akım A dan B ye doğru olacaktır. TH<sub>2</sub>'nin, TH<sub>1</sub>'in susturulmasından sonra ilettime geçmesi halinde, yükte depo edilen enerjiden dolayı meydana gelen akım D<sub>2</sub> diodundan akacaktır. Bu hal TH<sub>2</sub>'nin ilettime geçmesi ile yük uçlarında gerilimin polaritesinin ters edilmesine kadar devam edecektir. TH<sub>1</sub>'e ilave olarak TH<sub>4</sub>'ün de susması halinde depo edilen enerji D<sub>2</sub> ve D<sub>3</sub> diodlarından geçerek C kondansatörünü yükleyecektir.

Tristörlerin kapılarına gönderilen tetikleme işaretlerinin geciktirilmesi halinde TH<sub>1</sub>, TH<sub>2</sub>, TH<sub>3</sub> ve TH<sub>4</sub> tristörleri daha geç ilettime girecek ve yük uçlarında değişik dalga şekilleri elde edilecektir.

L<sub>1</sub> ile gösterilen bobin, tristörlerin ilettime veya kesime geçme anlarında oluşması mümkün olan akım darbelerini bastırması için kullanılır. Aynı zamanda tristörlerin kesime geçmesi için gereken zamanın artmasına yol açar.

Yukarıda verilen izahlardan anlaşıldığı üzere evirici devrelerinde gerilim alternansının değişim veya darbenin genişliğinin süresi ani olarak meydana gelmekte, keza darbe başlangıcı için pratikte zaman kaybı olmadan istenilen tepe değerine varması istenmektedir. Bu durumda evirici devrelerinde kullanılacak tristör elemanlarının yapı itibari ile diğer amaçlar için kullanılan tristörlerden farklı olmalıdır.

Evirici tristörlerinin en önemli karakteristik değerlerini şöyle sıralamak mümkündür.

1. Kesim halinde uçlarında bulunması gereken gerilim
2. Tristörün uçlarına gelen ters yönlü gerilim
3. Sinüzoidal gerilimin tepe değeri
4. Doğru akım değerleri
5. Sürekli yük halinde doğru akımın efektif değerleri
6. Sürekli yük halinde 20ms süre için doğru akımın ortalama değeri
7. Darbe yük akımının yarı periyodtaki tepe değeri
8. Tristör iletme geçtikten sonra birim zamandaki (di/dt) akım artışı

Buradan anlaşıldığı üzere tristörlerin süratli olmaları yani ani olarak iletme ve kesime geçebilmeleri gerekmektedir. Ayrıca periyodik açma kapama esnasında akım ve gerilim darbelerine dayanıklı olması gerekir. Bugün için tristörün iletimden kesime geçebilme zamanı 10ms'nin altına inmiştir. Eviricilerin içinde en kompleks yapıya sahip olanı DGM eviricileri olup, bu eviricilerde geniş frekans bandında kaliteli ve temiz dalga üretebilmek için hızlı kesime ve iletme geçen tristörler kullanılır. Tristörlerin yüksek frekanslarda çalışmasından başka, güç devrelerindeki kayıpların az ve çıkış empedansının küçük olması gerekir.

### 3.3. Eviricide komütasyon prensipleri

Tristörlerin anodları pozitif olduğunda geytine sinyal verilmedikçe iletme geçemezler. Geyte uygulanacak sinyalin pozitif olması gerekir. Bu tetikleme sinyali ile tristör iletme geçtikten sonra artık geyt fonksiyonunu yitirir. Geyt gerilimi sıfır olsa dahi tristör iletimine, anod gerilimi sıfır oluncaya veya tristörün anod-katod uçlarına ters gerilim uygulanıncaya kadar devam eder. Tristörden geçen akımın sıfıra düşmesi devrenin doğal sonucu ise buna Tabii komütasyon denir. Evirici devrelerinde SCR den akan doğru akım olduğu için tristörün tabii komütasyon ile kesime gitmesi düşünülemez. O halde tristörlerin yardımcı elemanlarla kesime geçmesi sağlanır. Bu tür komütasyona Zorlanmış komütasyon adı verilir. Komütasyon esnasında kesime götürülecek tristörün yüke vermekte olduğu akım kesileceğinden, komütasyon devre elemanlarının bu boşluğu doldurması gerekir.

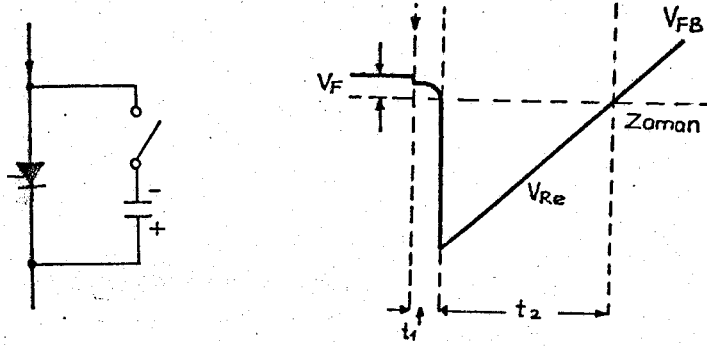
#### 3.3.I. Kondansatör ile zorlanmış komütasyon

Şekil. 3.6 a ve b de görüldüğü gibi, tristöre ters paralel bağlı (daha önceden yeterli potansiyel değerine kadar sarj edilmiş) bir kondansatörün ani olarak tristörün (anod-katod) uçlarına ters polariteli bir gerilim uygulanması ile komütasyon gerçekleşir.

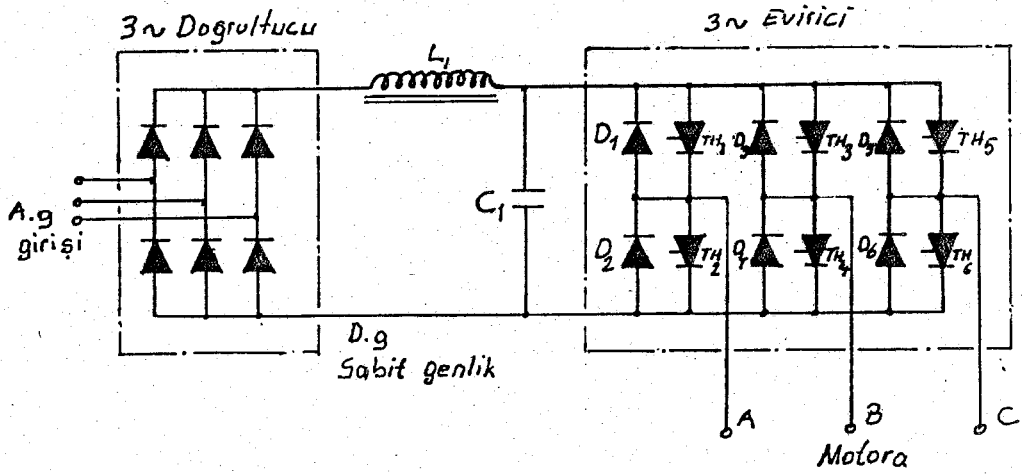
Zorlanmış komütasyon sistemine sahip eviricilerde Şekil. 3.7 de görüldüğü gibi kondansatör ile yük paralel bağlı durumdadır.

Şekil. 3.7 deki devrenin çalışması. Tristörlerden TH<sub>1</sub> ve TH<sub>4</sub> yarı periyod boyunca iletimde olsunlar. C kondansatörünün üst plakasının pozitif yüklendiğini var sayalım. TH<sub>2</sub> ve TH<sub>3</sub> tetiklenerek iletme geçtiği anda C kondansatörü üzerindeki bu yük TH<sub>1</sub> ve TH<sub>4</sub>'ün uçlarına ters polariteli bir gerilim uygulayacaktır. C'nin deşarj süresi tristörlerin kesime geçme zamanına eşit veya daha uzun süre-





Şekil. 3.6 Kondansatör ile zorlanmış komütasyon, a) Tristörün uçlarına ters paralel bağlı şarjlı kondansatör b) Kondansatörün tristör uçlarına boşalması halindeki durumu görülmektedir.



Şekil. 3.7 Kondansatör ile zorlanmış komütasyona sahip üç fazlı DGM evirici

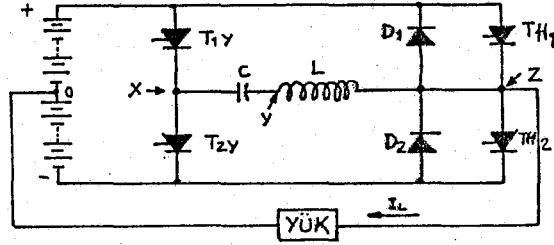
kadar ise, tristörler kesime giderler. Bu sırada  $TH_2$  ve  $TH_3$  iletimde oldukları için kondansatör bu sefer aksi istikamette pozitif yük ile şarj olur. Böylelikle tristörlerin kesime götürülerek, yük üzerinde periyodik ve değişken alternanslı bir gerilim elde edilir. Yükün endüktif karakterli olması halinde, reaktif enerji yük uçlarında gerilimin artmasına ve hatta eviriciyi besleyen d.g kaynağının değeri bile aşmasına, dolayısı ile tristörlerin uçlarında aşırı gerilimlerin meydana gelmesine neden olur. Fakat uçlara ters paralel bağlı geri besleme diodları ile bu sorun ortadan kalkar, reaktif enerji diodlar aracılığı ile d.g şebekesine iade olunur.

### 3.3.2. Yardımcı tristör ile zorlanmış komütasyon

Şekil. 3.8 de yüke akım taşıyan ana tristörler  $TH_1$  ve  $TH_2$  ile, yardımcı tristörler ise  $T_{1Y}$  ve  $T_{2Y}$  ile gösterilmiştir.  $D_1$ ,  $D_2$  diodları yükün endüktif olması halinde meydana gelen reaktif gücün d.g şebekesine iadesi için kullanılır. Eviricide komütasyonu  $T_{1Y}$  ve  $T_{2Y}$  tristörleri ile bunlara yardımcı kondansatör ve bobin sağlamaktadır. Tristörlerin geitlerine gönderilen tetikleme darbelerini üreten devre bu şemada gösterilmemiştir.

$TH_1$  ana tristörü d.g kaynağının pozitif barasından yüke akım akıttığını ve

C kondansatörünün Y plakasının X'e göre pozitif yük ile şarj edildiğini kabul edelim. TH<sub>1</sub> tristörünü kesime götürmek için T<sub>1Y</sub>'nin tetiklenmesi gerekmektedir. T<sub>1Y</sub>'nin tetiklenmesi ile bu tristörün verdiği akım C ve L üzerinden geçerek IL yük akımından büyük bir değer alır. Böylece Z noktasında TH<sub>1</sub>'in akıttığı akım - dan daha büyük olunca TH<sub>1</sub>'in akımı sıfıra düşerek kesime geçer. Bu durumda IL yük akımının üzerine ilave olan komütasyon akımı (I<sub>c</sub>), D<sub>1</sub> geri besleme diodundan akar. Kondansatörün temin ettiği bu akım C'nin deşarj olmasına kadar sürer. Kondansatörün plakaları önceki durumun tersi olarak dolmaya başlar. I<sub>c</sub> akımının diod üzerinden d.g barasına akması esnasında D<sub>1</sub> üzerinde TH<sub>1</sub>'in anod-katod gerilimine ters polariteli bir gerilim düşümü olur.



Şekil. 3.8 Yardımcı tristör ile zorlanmış komütasyonlu bir fazlı evirici

İkinci ana tristörün (TH<sub>2</sub>) tetiklenmesi, kondansatör akımının sıfıra yaklaştığı veya sıfır olduğu anda gerçekleştirilir. Bu durumda TH<sub>1</sub>'in anod-katod gerilimi eskiden olduğu gibi pozitif polariteye döner. Kondansatörün X plakasının Y plakasına göre pozitif olmasından sonra T<sub>1Y</sub> üzerindeki gerilim polaritesi değişmiş olduğundan iletimi durdurur. Artık bu durumda TH<sub>2</sub>'nin komütasyonu için kondansatör hazırdır. T<sub>2Y</sub>'nin tetiklenerek, TH<sub>2</sub>'nin yarım periyod sonra kesime götürülmesi ve bunun aynen tekrarlanması gerekir. Bu komütasyon olayını üç ana kısma ayırabiliriz.

1. Yardımcı tristör tetiklenerek yük akımının, iletimdeki ana tristör üzerinden alınıp kesime götürülerek tekrar ilettime geçecek duruma gelmesini sağlayan süre

2. Kesimde olan ikinci ana tristörün ilettime geçirildiği ve kondansatörün ters polariteli yük ile şarj edildiği süre

3. Kondansatör üzerinde birikmiş aşırı yükün d.g şebekesine verilmesi ve yardımcı tristörün, kesime geçtikten sonra tekrar ilettime geçebilecek duruma gelmesi için geçen süre.

### 3.4. Kontrol devreleri ve görevleri

Eviricilerde tristörün kullanılması ve bu yarı iletken elemanlarının kullanılması ve bunların özellikleri icabı tetiklenerek ilettime geçirilmesi ve zorlanmış komütasyon ile kesime götürülmesi, sistemin çalışmasını temin edecek ve yapılacak işlemleri sıraya koyacak kontrol devrelerine ihtiyaç vardır.

#### 3.4.I. Frekans üreticisi

Eviricinin çıkış frekansının isteğe bağlı olarak değiştirilebilmesi gerekir. Bu nedenle frekans üreticisine ihtiyaç vardır. Frekans üreticisi, evirici frekan

sına göre darbelerin sayısını ayar edebilmesi için gereken işaret, eviricinin çıkışından alınıp girişine verilir. Bu işlemin gerçekleşmesi için iki yöntem kullanılır. Bunlar mekanik ve elektronik yöntemlerdir.

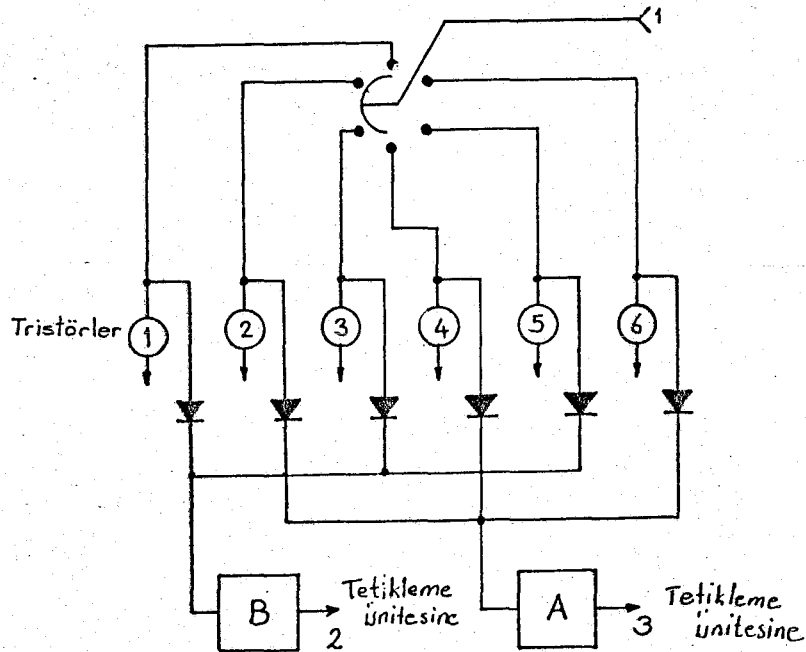
Elektronik yöntemde kontrol işaretleri, değişken doğru akım veya gerilim şeklinde olup frekans üreticisinin girişine verilir. Bu ünite, giren doğru akım veya gerilimi darbe haline getirir. Bu darbeler ünitenin çıkışından seri darbeler halinde alınır. Darbelerin sayısı üniteye giren doğru akım işareti ile orantılıdır. Giriş işaretinin artan genliği darbe sayısının artmasına yol açar. Bazı devir ayar sistemlerinde frekans üreticisinin girişine uygulanan işaretler darbeler halinde olabilir. Bu durumda ünitenin görevi, darbelerle sıralama ünitesini çalıştıracak biçimde şekil vermektir. Sıralama ünitesinin, tristörlerin tetikleme darbelerinin sıraya konması açısından önemi büyüktür.

İkinci yöntem ise darbelerin mekanik yoldan üretimidir. Frekans üreticisinde, dönen ve çevresinin üzerinde işaretler bulunan bir disk vardır. Bu diskin her dönüşünde işaretler bir probun önünden geçerler. Böylece prob bu işaretleri çıkış işareti haline getirir. Çıkıştaki bu işaretler seri darbeler haline dönüştürülerek ünitenin çıkışından alınırlar.

### 3.4.2. Sıralama ünitesi

Frekans üreticisi sıralama ünitesini çalıştırır. Sıralama ünitesi içindeki ring devresi, tristörlerin geytlerine gönderilmesi gereken tetikleme darbelerini uygun zaman ve doğru sıralar halinde dağıtılmasını temin eder.

Tetikleme ünitesine giren işaret darbe halinde doğru akımdır. Bu işaret alternatif akımın kare dalga şekline dönüştürülerek ünitenin içinde bulunan yalıtım trafosunun girişine uygulanır. Trafonun birçok çıkışı olup, çıkıştan alınan alternatif kare dalga tam dalga doğrultucularında doğrultulduktan sonra tristörlerin geytlerine gönderilir. Her tristör iletimde olduğu müddetçe bu işareti devamlı alır.



Şekil. 3.9 Ring ve tetikleme devrelerinin bağlantı şeması

Şekil. 3.9 da altı tristörlü bir evirici için blok diyagramı görülmektedir. Altılı daire, yarı iletkenli bir ring devresi olup iki kutuplu dekatron prensibi esasına göre çalışır. Frekans üreticisi üniteden gelen bir işaret altılı ringi bir pozisyona getirir. Böylece komütasyonda bulunan tristörün çalışması sağlanır. Her komütasyon devresi için bir tetikleme ünitesi gerekir. Böylece her bir ünite ring devrelerinin uygun olan üç çıkışına bağlanır. Ring devresinin bütün çıkışları aynı üniteye bağlanamaz. Diod kullanılmasının nedeni yalıtımı temin etmektir. Faz sırasının değiştirilmesi için ring devresinin çalışma yönünün değiştirilmesi gerekir. Böylece, eviriciden beslenen motorlarda herhangi bir değişiklik yapmaya gerek yoktur. Ayrıca eviricinin kontrol devresinden değiştirilebilir.

### 3.4.3. Ana kontrol ünitesi

Bu ünite evirici çıkışından aldığı işaretleri kendi programına göre değerlendirerek frekans üreticisine gönderir. Aynı zamanda kontrol devresinin en önemli görevini üstlenmektedir.

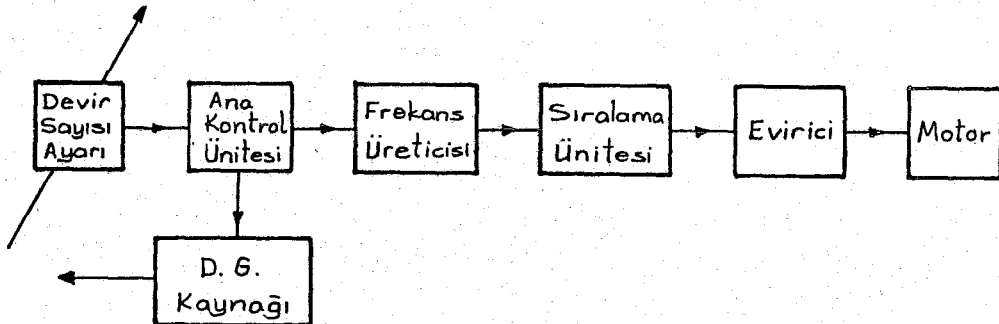
Evirici bir motoru beslediğinde ana kontrol ünitesinde şu kısımların bulunması gerekir. Doğru akım, doğru gerilim, doğru gerilim kaynağına geri verilen doğru akım, motorun hızı gibi büyüklüklere hassas ve bu değerlerden aldığı işaretleri, tahrik sisteminin önceden programladığı yapısına göre değiştirerek evirici çıkışını ayar eden devreler bulunur. Yukarıda adı geçen muhtelif işaretlerin değerlendirilmesi için ayrı ayrı devreler vardır. Bunlar tahrik sisteminin programa göre yürütmesine yardımcı olur. Ana kontrol ünitesi, sistemin bütün ayrıntılarını ihtiva eden özelliğe sahiptir.

### 3.5. Değişik kontrol yöntemleri

Motor evirici sistemlerin aşağıda belirtilen çevrim yöntemlerinin birbirlerine göre; gerilim, güç olarak uyumu sağlanıp motora ait karakteristikler elde edilebilir. Bu çevrim yöntemlerine üç açıdan bakmak ve mukayese etmek mümkündür. Yöntemlerden birinin basitliği, diğerinin karmaşıklığının tahrik sistemindeki etkinliğinden bahsedilecektir.

#### 3.5.1. Açık çevrim motor kontrolü

Yükün bütünü ile motor hızına bağlı olduğu; pompa, vantilatör vb. yerlerde kullanılan en basit tahrik sistemidir. Şekil. 3.10 da sistemin blok şeması verilmiştir.



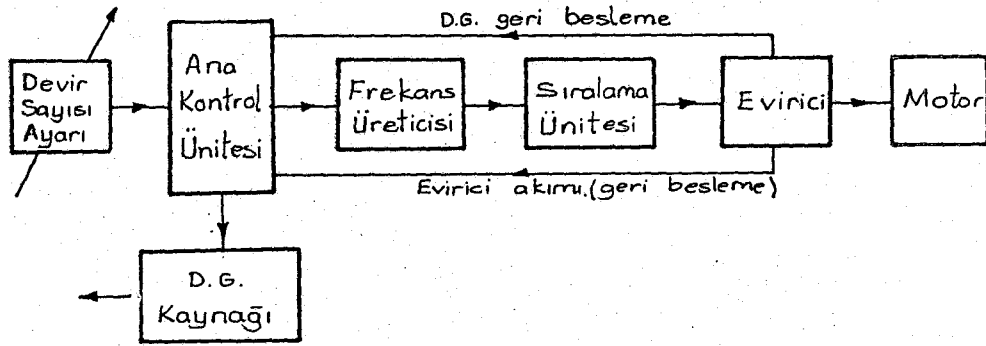
Şekil. 3.10 Açık çevrim motor kontrolünün blok şeması

Bu yöntemde kullanılan eviricide motorun hızını tayin etmek için eviricinin çıkış frekansının ayar edilmesi el kumandasına bırakılmıştır. Motorun hızı eviricinin çıkış frekansından bağımsızdır. Ana kontrol ünitesi eviricinin frekansında herhangi bir nedenle meydana gelebilecek değişmelere engel olacak yapıya sahiptir. Ayrıca motor hızına bağlı olarak gerekli işaretleri d.g kaynağına verir.

Sistemde temel esas, her hızda motordan maksimum gücün alınması ve ana kontrol ünitesinde tesbit edildiği gibi sistemin hızlanmasıdır. Yükteki değişme anında motor hızına intikal eder ve kayma frekansı değişir. Bu durumda motorun kayması devrilme kayması değerine hiç bir zaman erişemez. Bu şekildeki hız kontrol sistemi basit olmasından dolayı çok kullanılır.

### 3.5.2. Kapalı çevrim motor kontrolü

Açık çevrim yönteminden tamamı ile farklıdır. Yük tarafından motora uygulanan en ağır çalışma şartının motorda meydana getireceği ivmeleme hareketinin en düşük olması şartı yoktur. Motorun sabit moment üretmesine ve yükün müsadese oranında ivmelenecek hızlanmasına imkan verir. Sistemin blok şeması Şekil. 3.II de verilmiştir.



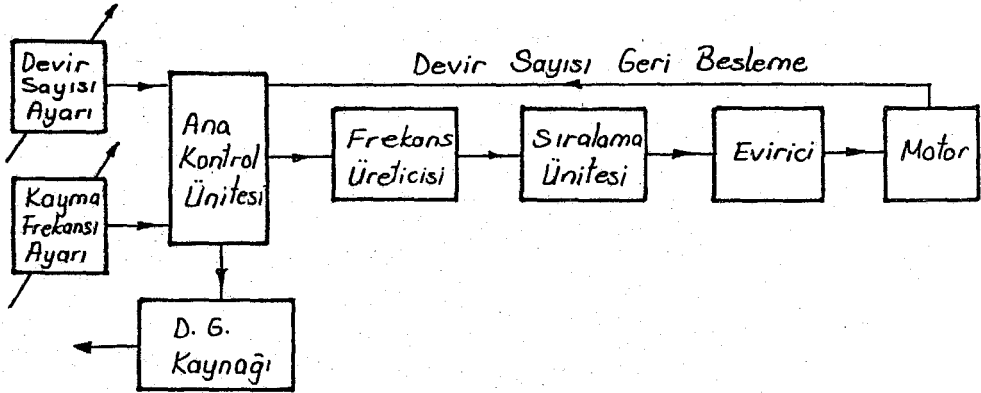
Şekil. 3.II Kapalı çevrim motor kontrolünün blok şeması

Frekans üreticisi, bir (analog-dijital) çeviricidir. Çıkış darbeleri giriş işaretleri ile orantılıdır. Sistemi devreye aldıktan sonra frekans, motorun boştaki çalışma hızına tekabül eden değere kadar yükselir. Ana kontrol devresi tahrik sisteminin özelliklerine uygun olarak frekans değişimlerine karşı koymaya çalışır. Birincisi akım sınırlayıcısı olup, frekansın artışına mani olacak şekilde çalışır. İkincisi, devir sayısı sınırlayıcısıdır; görevi istenilen hıza erişince eviricinin frekansının daha fazla artmasına mani olur. Üçüncüsü ise rejenerasyon sınırlayıcı devre olup, eviriciyi besleyen doğru gerilimin artmasına mani olur. Motorun ağır yük şartları altında, düşen devir sayısını kompanze etmek için frekansın artmasına veya el ile devir sayısının bizzat düşürülmesi halinde, frekansın azalma hızının ayarlanmasına etkili olur.

### 3.5.3. Kayma frekansı ile motor kontrolü

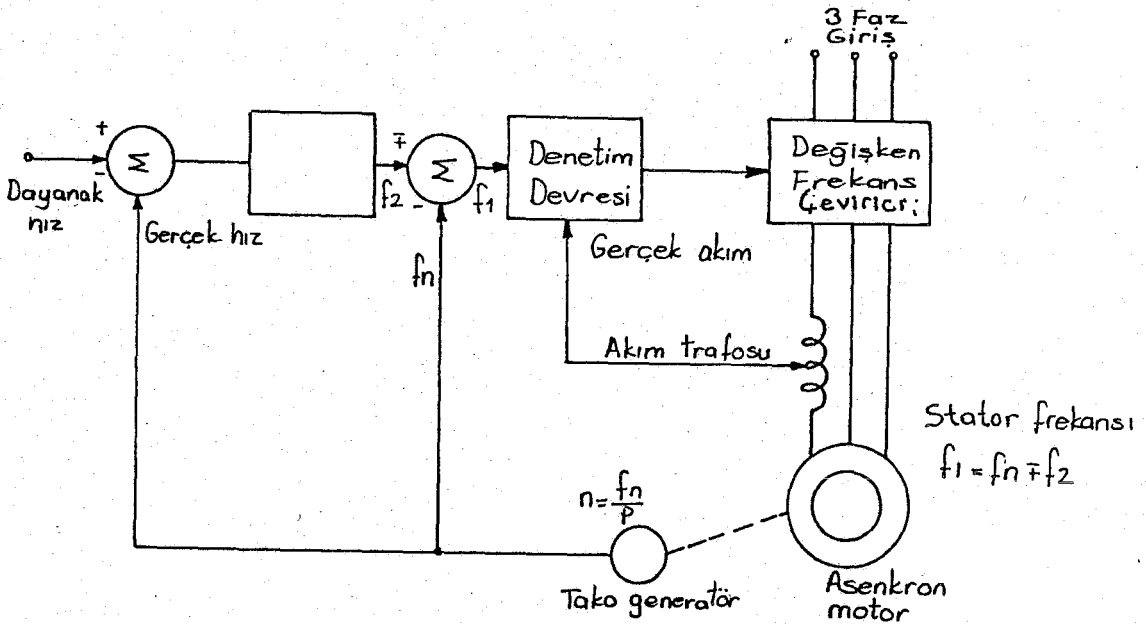
Bu yöntemde, motor hızının artması veya azalması halinde kayma frekansının sabit bir değerde kalması muhafaza edilir.

Ana kontrol ünitesine motorun hızını sürekli olarak ölçen bir ölçü aleti bağlanır. Motorun nominal kayma frekansı ana kontrol ünitesine verilir. Ünite bu iki değeri toplayarak işaret halinde frekans üretici üniteye verir. Şekil. 3.12 de sistemin blok şeması, Şekil. 3.13 de ise bu yöntemle çalışan kayma denetimli asenkron motor sürücü şeması verilmiştir. Böylece eviricinin frekansı tesbit edildiğinden, motor sabit kayma frekansı ile çalışır.



Şekil. 3.12 Kayma frekansı ile motor kontrolü blok şeması

Motorun hızı referans alınarak ana kontrol ünitesine verilir. Motor yük grubu nominal hızına erişinceye kadar sistemin frekansı değiştirilir. Eğer motor aşırı yüklendiyse hızı kendisine tatbik olunan frekans hemen düşecektir. Aşırı yük kalkınca motor tekrar nominal hızına erişecek ve kayma frekansı da arzu edilen değere gelecektir.



Şekil. 3.13 Kayma denetimli asenkron motor sürücü şeması

Görüldüğü gibi kayma frekansı ile yapılan devir sayısı ayarında moment ve hız bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir.

Stator frekansını bulabilmek için, istenen kayma frekansı tako-generatörün dönme frekansı ile toplanır. Eğer gerçek hız istenen hızdan düşük ise;  $f_1 = f_n + f_2$  olacak ve motor daha büyük bir değerde moment üreterek hızlanacaktır. Eğer gerçek hız istenen hızdan büyük ise;  $f_1 = f_n - f_2$  olacak ve motor yavaşlayacaktır. Bu yavaşlama sürecinde asenkron motor generatör olarak çalışıp üç fazlı kaynağa enerji verecektir. Akımdan alınan işaret denetim devresinde değerlendirilerek gerektiği durumlarda rotor akımına gerekli kısıtlama konulacaktır.

Kayma denetimli asenkron motor sürücülerinin avantajları şunlardır.

1. Denetim çok hassastır
2. Denetim aralığı geniştir
3. Sistemin verimi yüksektir
4. Kayma kısıtı kemularak dengeli çalışma kolay sağlanabilir.

Bu üç metod birbirilerinden farklı olmalarına rağmen; tahrik sisteminin karakteristiği analog ve kayma frekanslı kontrol sistemleri için aynıdır. Analog sistem, kayma frekansı kontrol yönteminin tatbikati olmayan veya uygulanması çok zor olan sistemlerde tercih edilir.

### 3.6 Kontrol devreleri

Eviricilerde tristörün kullanılması ve bu yarı iletken elemanlarının özellikleri icabı tetiklenerek ilettime geçirilebilmesi ve zorlanmış komütasyon ile kesime götürülebilmesi, sistemin çalışmasını temin edecek ve yapılacak fonksiyonları sıraya koyacak kontrol devrelerine ihtiyaç vardır. Bu bölümde bir veya üç fazlı eviricilerde kullanılan kontrol ünitelerinden bahsedilecektir.

#### 3.6.I. Frekans kontrolü

Eviriciler genel olarak iki amaç için yapılır. Birincisi; elektriklerin sık kesildiği yerlerde sabit frekansla çalışantüketicilerin beslenmesinde, çelik endüstrisinde metal eritmek için kullanılan endüksiyon fırınlarının beslenmesinde kullanılmaktadır. Bu amaçla kullanılan eviricilerin frekansı sabit olduğu için yapıları çok basittir. İkincisi ise; devir sayısı kontrolünün gerektiği yerlerde (günümüzde asenkron motorların devir ayarında) kullanılmaktadır. Bu tip eviricinin frekansı ve gerilimi değiştiğinden yapısı çok kompleks ve zordur.

Asenkron motorların devir ayarında momenti sabit tutmak için frekansın değişmesi gerekmektedir (I.I). Eviricilerde frekansın değiştirilmesi işlemi, akımın yarı periyodunda görevlendirilen tristörlerin tetiklenme sureti ile ilettime girme sayısı ile değişir. Evirici çıkışında üretilen dalga şeklinin değişmediğini varsayacak olursak, bir yarı periyod boyunca kesim sürelerini kısaltarak frekansını değiştirebiliriz. Tristörleri tetikleyen özel devre geytlere yeterli gücü, tetiklenecek tristörlerin sırasını bilerek uygun olarak vermelidir. Bu işlem bir frekans üreticisi tarafından yapılır. Eviricinin daha ucuz ve basit olması için motor kontrolleri açık çevrim olarak gerçekleştirilir. Bu durumda frekans üreticisinin çıkardığı kontrol işaretleri yükten bağımsızdır. Gerilim şebekesinde meydana gelecek gerilim değişmesinden de etkilenmemesi şarttır. Osilatör devresinde mühim bir husus, üretilen frekansın değerinin osilatörün yapısından dolayı % 0,1 den fazla hata yapmamasıdır. Bu nedenle osilatör devresinin RC elemanlarının sı-

çaklığı kontrol altında tutulmalıdır.

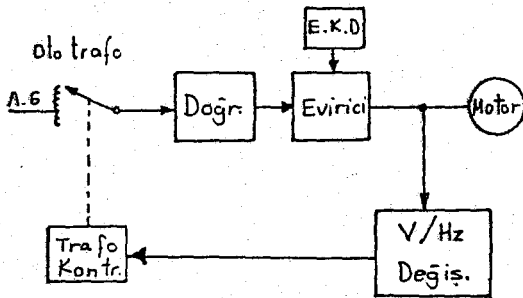
Frekansın değişimini temin eden frekans üreticisi, kontrol işaretini ana kontrol ünitesinden almaktadır (Şekil. 3.10). Eviricide frekansın değişimi osilatör devresinde bulunan bir potansiyometrenin konumunun değiştirilmesine bağlı olduğu halde, tahrik sisteminin sınırlayacağı devir sayısının değişme hızı belli bir hızın üzerine çıkmamalıdır. Frekansın değiştirilme işleminde potansiyometreye el ile verilen kumanda devir sayısının istenilenden daha hızlı artmasına veya azalmasına sebep olacak şekilde olabilir. Bunu önlemek amacı ile, devir sayısı ile doğru orantılı olan evirici çıkış frekansının değişme hızını sınırlayabilecek sınırlayıcı devre yerleştirilir. Bu durumda el kumandası ile evirici frekansının değiştirebilme hızı bu sınır değerinin üzerine çıkamaz.

### 3.6.2. Gerilim kontrolü

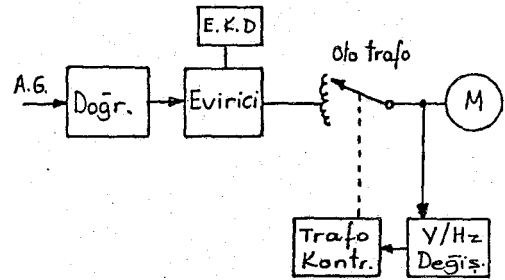
Sistemin sıhhatli çalışabilmesi için, üreticinin ürettiği gerilim kontrol altında olmalıdır. Gerilim kontrolü dört şekilde gerçekleştirilir.

1. Transformator ile gerilim kontrolü
2. Evirici ile gerilim kontrolü
3. Faz kaydırma ile gerilim kontrolü
4. Darbe genişliği modülasyonu ile gerilim kontrolü

1. Transformator ile gerilim kontrolü. Bu metot da transformatörün kullanıldığı yer önem taşır. Şekil. 3.14 de görüldüğü gibi transformator doğrultucunun A.A şebekesinden beslendiği yere yerleştirilir. Böylece eviriciyi besleyen d. gerilimin genliğinin değiştirilmesi sağlanır. Bu tip gerilim ayarı evirici çıkışında dalga şeklinin değişmediği ve doğrultucunun çıkış geriliminin sabit genlikte



Şekil. 3.14 Doğrultucuya ait giriş geriliminin trafo ile ayarlanması



Şekil. 3.15 Evirici çıkış geriliminin trafo ile ayarlanması

olduğu hallerde kullanılır. Bunun yanında şu mahsurları da şu mahsurları vardır Gerilim değişmesi trafonun fırçalarının kaydırılması gerektirir. Bu hareketin mekanik yoldan yapılması, gerilim değişiminin evirici çıkışına ve motor kontrolüne geç intikal etmesine neden olur ve komütasyon da güçleşir.

Transformatörün kullanıldığı diğer bir yöntem ise, transformator eviricinin çıkışından sonra motordan önce kullanılır (Şekil. 3.15). Giriş frekans bandında çalışma imkanı tanınmasına rağmen trafo dizaynı açısından dezavantajlar doğurur. Primitifin sabit frekansla beslenmesi, sekonder devrenin çalışma frekansının geniş olması demir kesitinin küçük olmasını gerektirir. Ayrıca gerilim ayar yönteminin

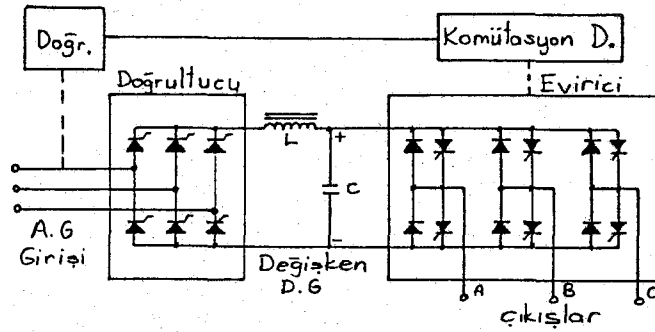


fırça sistemine bağlı olması ve bu sisteme kumanda edecek motorun kontrol işaretini frekans üreticisinden alması kontrol devresinin hızının düşmesine yol açar.

2. Doğrultucu ile gerilim kontrolü. Eviricinin giriş geriliminin ayar edilmesi prensibine göre çalışan bu yöntem : "Giriş gerilimi ayarlanan evirici" adı ile anılır. Bu yöntemde sistem üç ana devreden oluşur.

1. Gerilim ayarı için kullanılan faz kontrollü devre
2. Frekansın ayar edilmesi amacı güden evirici
3. Komütasyon şartlarının değişmesini engellemek amacı ile sabit doğru gerilim ara bağlantısı.

Şekil. 3.16 da faz kontrollü devre görülmektedir. Düşük gerilimlerde güç faktörünün küçük olmasına rağmen, tam dalga kontrollü üç fazlı doğrultucularda güç faktörü çıkış gerilimi ile lineer değişme gösterir. LC filtre elemanı, doğrultul-



Şekil. 3.16 Faz kontrollü doğrultucu ile evirici giriş geriliminin ayarlanması

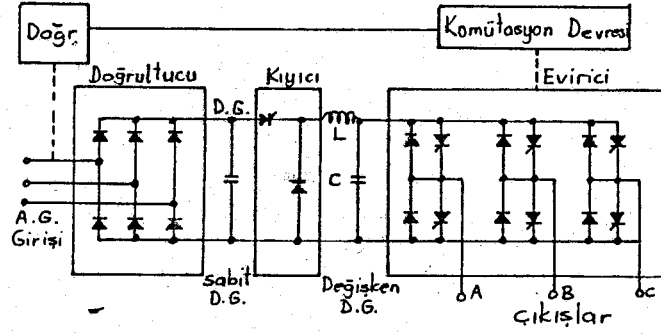
muş gerilimin titreşim frekansı ile evirici çıkış frekansının farklı olmasından motor akımının yapacağı darbelerin minimuma indirilmesini sağlar. Çıkış geriliminin sifıra yakın olduğu genliklerde, eğer yükün doğrultucudan çektiği doğru akım sabit genlikte ise akımın üzerinde oluşan titreşim genlikleri maksimum değerini alır. Bu durum ise doğrultucu iletimde değil anlamını taşır. Vakıtle iletimde olmayan grup yük akımını diğer gurubun üzerine bırakmaz. LC filtresine verilen akım darbe şeklinde oluşur. Bu nedenle filtre kondansatörü devamlı komütasyon temin eden DCM eviricisinin kondansatöründen daha büyük olur. Bu kondansatörün seçiminde rol oynayan faktörler şunlardır.

1. Eviricinin doğrultucudan çektiği doğru akım
2. Doğru gerilim barasında genliğin değişme miktarı
3. Motorun eviriciden çektiği reaktif akım kondansatörün kapasitesi üzerine direkt etkir.
4. Kondansatörün yük akımını, yüke aktığı süre.

Evirici motora güç verdiği gibi, motorun generatör olarak çalışması halinde d.g şebekesine güç iade eder. Altı tristörden oluşan devre üç tane tristör pozitif üç tanesi de negatif baraya bağlıdır. Her bir tristörün  $180^\circ$  iletimde kalması esasına göre çalışan eviriciden üç fazlı gerilim dalgası elde edilir.

Frekansın ayar edilmesi amacı güden evirici şeması Şekil. 3.17 de görülmektedir. Diodlardan yapılmış tam dalga doğrultucudan alınan sabit genlikli doğru

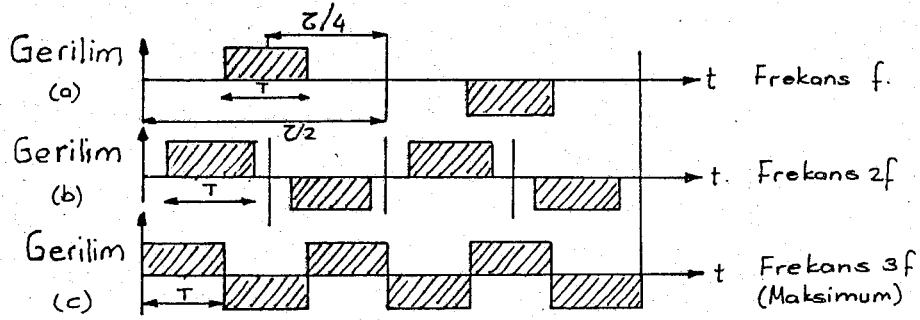
gerilim kıyıcı üzerinden geçirilerek doğru gerilimin ortalama değeri ayarlanır. Böylece evirici girişinde kontrolü mümkün bir doğru gerilim elde edilmiş olur.



Şekil. 3.17 Doğrultucusu kıyıcı ile takviye edilmiş eviricide giriş geriliminin kontrolü

Devrenin güç faktörünün yüksek olması ve LC elemanının (filtresinin) zaman sabitesinin küçük olmasından gerilim ayarında daha hızlı hareket sağlanır. Buna mukabil dezavantajı da; kıyıcı ve eviricinin birarada olması ile komütasyon kondansatörünün ayrı olmasıdır.

Doğrultucu ile gerilim kontrolünde, doğru akım sabit giriş gerilimi ayarlanır. Motor ile evirici arasında gerilim değiştiren transformatöre gerek yoktur. Evirici çıkış geriliminin frekansla orantılı olması dalga genişliği modülasyonu ile sağlanır. Şekil. 3.18 de DGM ile sabit manyetik akı altında elde edilen gerilim şekilleri görülmektedir.



Şekil. 3.18 DGM eviricide sabit manyetik akı altında elde edilen gerilim şekilleri

Evirici sabit doğru akım girişinden kare dalga üretir ve kondansatör vasıtasıyla sinüzoidal olarak yaklaştırılır. Burada çıkış geriliminin frekansı, tristörleri tetikleyen kontrol devrelerine bağlıdır. Akının sabit olması için gerilim amplitüdü ve dalga genişliği sabit olmalıdır. Bu dalga modülasyonu üç farklı frekans için Şekil. 3.18 de gösterilmiştir.

Manyetik akı :

$$\phi = \int_0^{T/a} v \cdot dt = V \cdot T \text{ (sabit)} \quad (3.1)$$

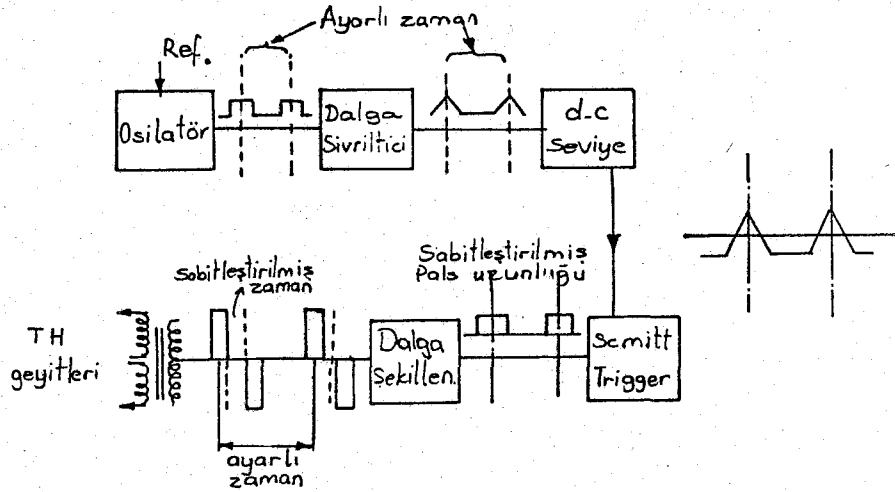
$T$  : Dalga genişliği

Gerilim frekansı :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2.T} \quad (3.2)$$

Tristörleri doğru, ardışksal sıklıkta tetiklemek için referans olarak çalışacak, ayarlanabilir sıklıkta bir osilatör gereklidir. Bu osilatör aynı zamanda Şekil. 3.18 de görüldüğü gibi dalga şeklinin uzunluğunun sabit ve simetrik olarak tanzim edilmesine müsade eden bir sinyal gibi kullanılabilir. Şekil. 3.19 da tetikleme devresinin akış diyagramı gösterilmektedir.

Üçgen yarım dalgalar gerilim yarım periyodunun orta noktasında bir peak değere sahiptir. Doğru gerilimin seviyesi scmitt tetiğinin iki tarafta da aynı seviyede açılıp kapanması ile, sabit uzunlukta değişen sıklıkta dalga elde edilmesini sağlar. A ve B ye gelen pulsalar aynı tristörü biri açar diğeri kapar.



Şekil. 3.19 Sabitleştirilmiş zaman almasında tristör tetiklemesi genel düzenlenmesi, ayarlı frekanslı gerilim

Şekil. 3.20, üretilen genel puls dalga şeklini gösterir. Bu dikdörtgen dalga şekli fourier serileri ile analiz edilir.

$$\gamma .(w.t) = \frac{a_0}{2} + a_1 . \cos wt + a_2 . \cos 2wt + \dots + a_n . \cos nwt$$

$$+ b_1 \sin wt + b_2 \sin 2wt + b_3 \sin 3wt + \dots + b_n \sin nwt \quad (3.3)$$

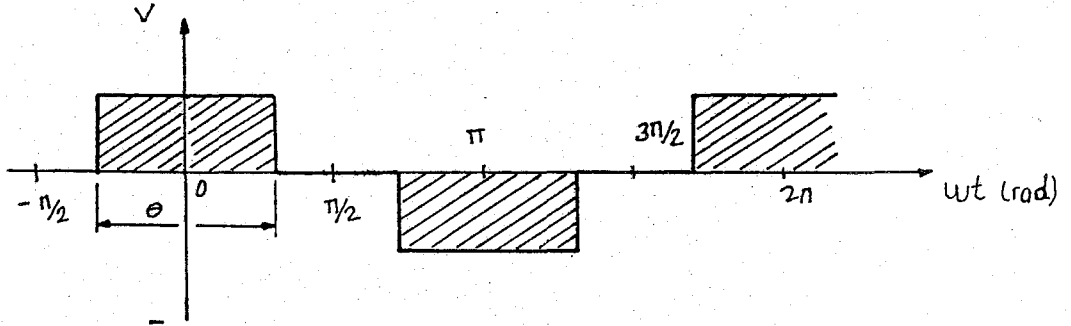
Sabitler :

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \gamma.(\omega.t) \cdot \cos n\omega t d(\omega.t) \quad (3.4)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \gamma.(\omega.t) \sin n(\omega.t) d(\omega.t) \quad (3.5)$$

Burada,

$n = 1, 2, 3, 4, \dots$  harmonik dereceleri. Şekil.3.20 de verilen dalga şekli çift fonksiyon olup,  $b_n = 0$  dır. Dalga takribi olarak apsis ekseninde simetrik olduğundan d.c seviyesi yoktur.  $a_0 = 0$  ve dalga şekli takribi olarak yarım periyodun herbirinde simetriye sahiptir. Böylece çift harmonikler yoktur.



Şekil.3.20 Eviricide çıkış dalga şekli

$$a_2 = a_4 = a_6 = \dots = 0 \quad (3.6)$$

Bundan başka;

$$\gamma.(\omega.t) = V \quad (3.7)$$

ve

$$-\frac{\theta}{2} \leq \omega t \leq \frac{\theta}{2}$$

için

$$\gamma.(\omega t) = 0 \quad \text{olur.} \quad (3.8)$$

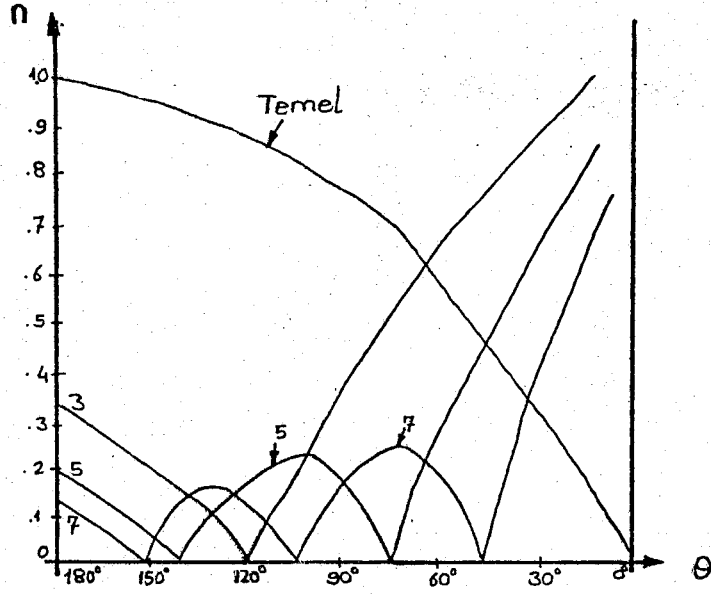
bundan dolayı,

$$a_n = \frac{4V}{\pi} \int_0^{\frac{\theta}{2}} \cos n\omega t d(\omega t) \quad (3.9)$$

ve böylece ;

$$\gamma.(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V}{n\pi} \left( \sin \frac{n\theta}{2} \right) (\cos n\omega t) \quad \text{olur.} \quad (3.10)$$

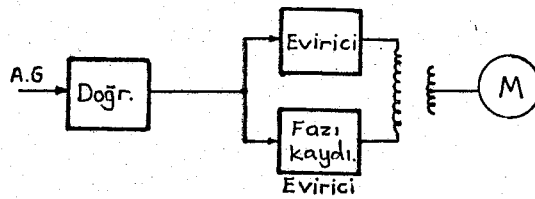
$4V/\pi$  birim sistem için baz gerilimi olsun. Bu durumda  $\theta$  nin aynı değerinde esas bileşenin oranı şeklindeki harmonik değişimi Şekil. 3.21 de görülmektedir.



Şekil. 3.2I Dikdörtgen dalga şeklinin harmonik muhtevası

Bu,  $\theta$  nın değişimi ile ilgili harmoniklerin önemini belirtir. Kostant fluks prensibine rağmen özellikle düşük güçlerde harmoniklerin yok edilmesinde bir çok yöntemler vardır. Her sistem, ekonomik olduğunda diğerine tercih edilir. Harmoniklerin ve oluşturdukları kayıpların yok edilmesinin yaklaşık çözüm yolları da vardır.

3. Faz kaydırma ile gerilim ayarı. Şekil. 3.22 de görüldüğü gibi sistem, iki veya daha fazla faz açıları farklı eviricinin paralel çalışması ile elde edilir. Her iki evirici yükü beslerken aynı çıkış frekansında çalışırlar. Eviricilerden birinin tristörlerinin tetiklenmesi, diğer gurubunkine mukayese ile belli bir faz farkı ile gerçekleştirilir.



Şekil. 3.22 Faz kaydırma yöntemi ile gerilim ayarı

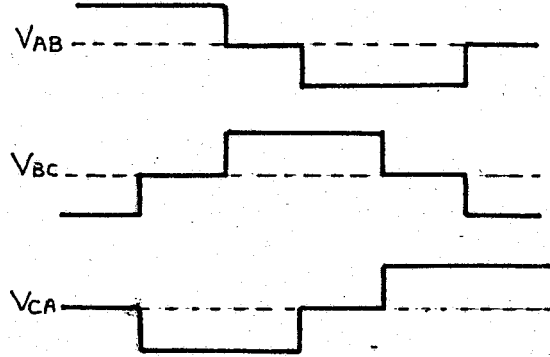
Böylece faz farkları aynı olan iki gerilim dalgasının toplamından oluşan birleşke dalga motora uygulanır. Kullanılan trafo zigzag bağlıdır. Çıkışların birleştirilmesi ile gerilim dalgası oniki basamaklı olur. Harmonik içeriğinin azalmasına rağmen çok pahalıdır. Bu bölümde adı geçen gerilim ayarları endüstride kullanılırsa da ancak motora yapılması gereken müdahalenin, kontrol sistemi icabı vakti alması, evirici ünitelerin pahalı olması bu eviricilerin yaygın kullanılmasını engellemiştir. Son yıllarda yaygın bir biçimde kullanılan DGM eviricileridir.

4. Dalga genişliği modülasyonu ile gerilim ayarı. Hız ayarında kullanılan statik eviricilerin bütün karmaşıklığı frekans ve gerilim ayarını gerçekleştiren kontrol devrelerinde yatar. Eviricilerin geri kalan kısmı ise güç devresinden oluşur. Güç devresini iki bölümde incelemek mümkündür. Bunlar; bir ve üç fazlı eviricilerdir.

DGM eviricilerinin güç devrelerinde transformator, kıyıcı ve faz kontrollü devreler bulunmaz. (Şekil. 3.7 ve Şekil. 2.3 de DGM eviricilerin güç devreleri görülmektedir.) Şimdiye kadar anlatılan eviriciler genlik modülasyonu ile çalışan eviricilerdir. Buradan itibaren DGM eviricilerinden sözedilecektir.

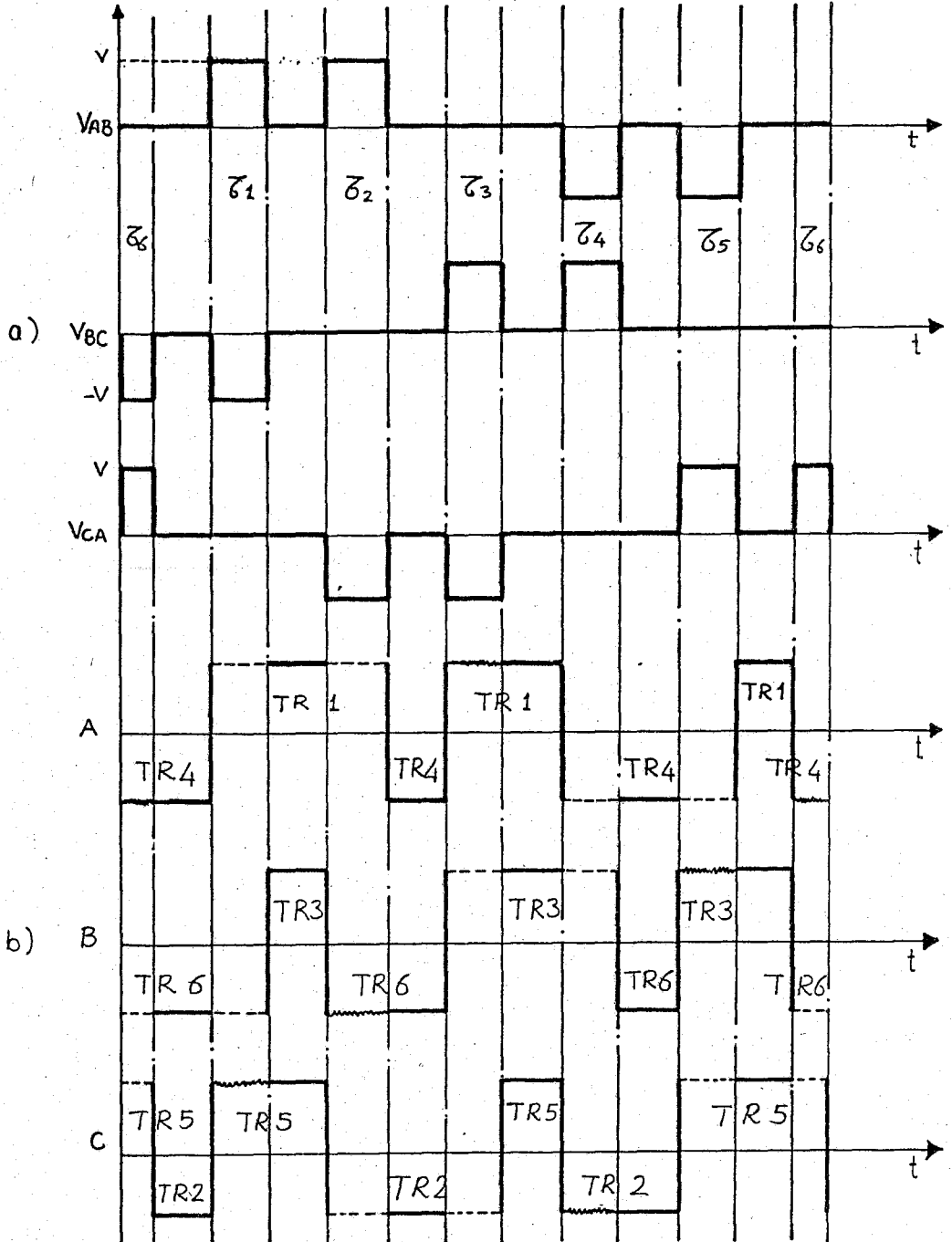
Tristörlerin bulunduğu kısma tristör köprüsü denir. Köprüye gelen doğru akım tristörlerin tetiklenmesine göre eviricinin çıkışındaki fazlarda meydana getireceği fazlar arası gerilimlerin zamana göre değerleri  $+V$ ,  $-V$  veya sıfır olurlar.

Şekil. 3.23 de altı basamaklı standart bir dalganın üretilişi gösterilmektedir. A fazı d.g kaynağının pozitif barasına bağlı olup  $180^\circ$  iletimde kaldıktan sonra negatif baraya bağlanmaktadır. B fazı aynen A fazı gibi hareket etmekle beraber aralarında  $120^\circ$  faz farkı vardır. C fazı da aynı şekilde B fazından  $120^\circ$  geridedir. Bunların toplamı  $V_{AB}$ ,  $V_{BC}$ ,  $V_{CA}$  gerilimlerini vermektedir. Her tristörün periyodik olarak iletme geçirilip sonra kesime götürülmesi ile üç fazlı gerilim dalgaları elde edilir. Tristörlerin daha hızlı veya daha yavaş kumanda edilmesinde eviricinin frekansı değişir. D.g kaynağının geriliminin genliği sabit olduğu için üretilen darbelerin genliği kaynağın genliğine eşit olacaktır.



Şekil. 3.23 Altı basamaklı gerilim dalgasının elde edilişi

Şekil. 3.24 de görülen gerilim dalgalarının elde edilmesi için aynı şekildeki tristörlerin tetikleme sıralarına uyulması gerekir. Aynı baraya bağlı tristörlerin tetiklenmesi halinde  $V_{AB}$  gerilimi sıfır olur.  $V_{AB}$  pozitif olabilmesi için  $TH_1$  ve  $TH_6$ 'nın, negatif olması için ise  $TH_3$ ,  $TH_4$ 'ün iletimde olmaları gerekir. Aynı fazda olan iki tristörün kesimde olmaları halinde her faza ait bir tristörün iletimde olması gerekir. Tristörleri tetikleyen kontrol devresinin periyodik olarak tristörleri iletime sokup çıkarmaları ve her iletim süresinin  $180^\circ$  olması hem frekans hem de gerilim ayarının yapılmasını sağlar. Şekil. 3.24 b de her üç fazda bulunan tristörlerin tetiklenmeleri ile en basit DGM dalgasının üretilişi görülmektedir. Tristörlerin d.g kaynağına bağlı buldukları sürenin değiştirilmesi ile dalga şeklinin basamaklı dalga şekline dönüşebileceği açık olarak görülmektedir.



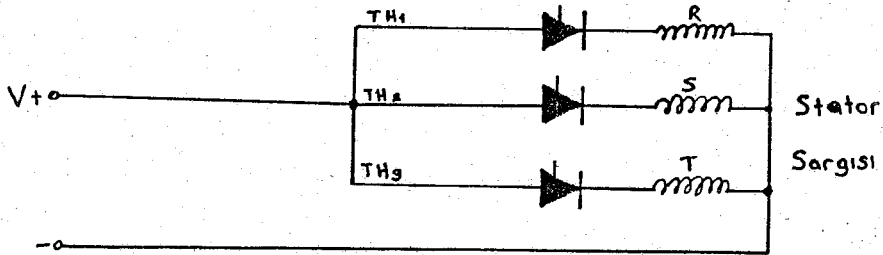
Şekil. 3.24 Üç fazlı eviricide gerilim şekilleri ve tristörlerin tetikleme sıraları

Bu basit DGM gerilim dalgasının modülasyon frekansı, küçük ve yüksek dereceli harmonikler ihtiva etmesi bakımından mahsurludur.

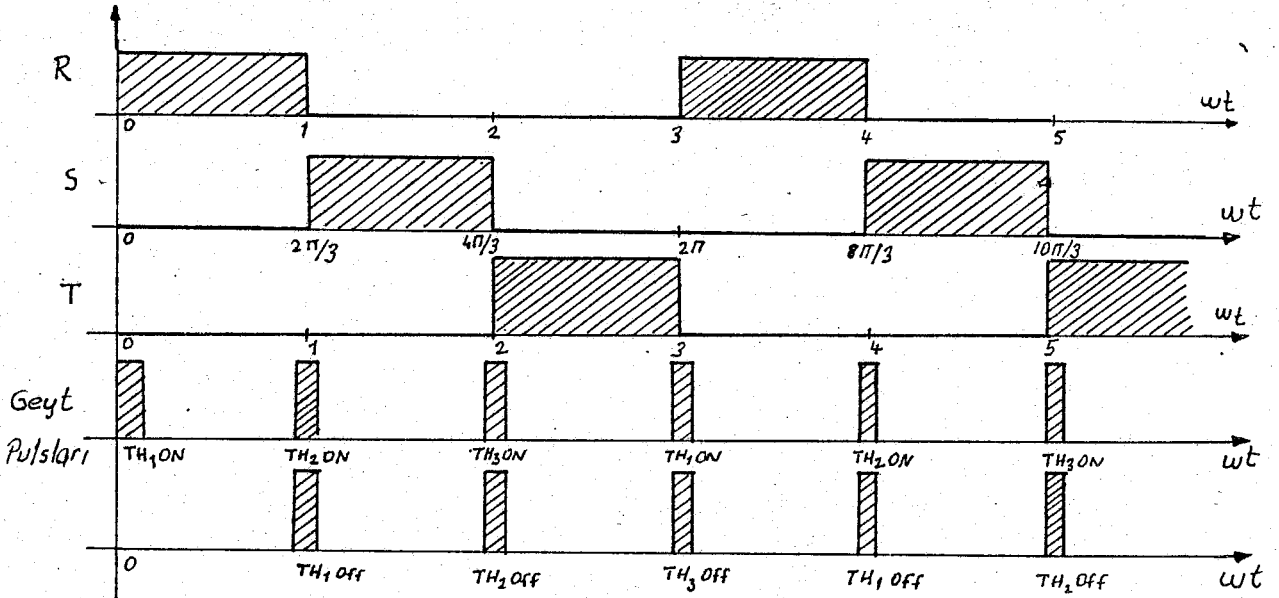
DGM için kullanılan bir diğer yöntem, frekansı sabit olan taşıyıcı bir dalga ile frekansı değiştirilebilen sinüs şeklindeki dalganın üst üste yüklenmesi ile elde olunur. Bu konu hakkında geniş açıklama modülasyon kısmında yapılacaktır.

### 3.7. Üç fazlı yarım dalga evirici

Besleme doğru akım olduğunda, tristörün hat üzerinde yüke uyguladığı gerilim şekli dikdörtgendir. Sargılar arasında gerilim alternansları  $120^\circ$  lik faz açısı ya üç fazlı endüksiyon motoru için,  $120^\circ$  lik faz kaymalı üç faz akımı meydana getirecek şekilde düzenlenmiş tetikleme devresi gereklidir. Şekil. 3.25 de üç fazda  $120^\circ$  faz farkı oluşturacak yarım dalga eviricinin güç devresi verilmektedir. Üç fazlı besleme, tristörleri birbiri ardına ve üst üste gelme zamanı ayarlı veya sabit tetikleme devresi ile elde edilir. Üst üste gelme zamanı olmayan üç fazlı beslemenin tetikleme sinyalleri ile, yük üzerine uygulanan gerilim eğrileri Şekil. 3.26 da verilmiştir.



Şekil. 3.25 Yarım dalga eviricinin üç faz sargısına uygulanması

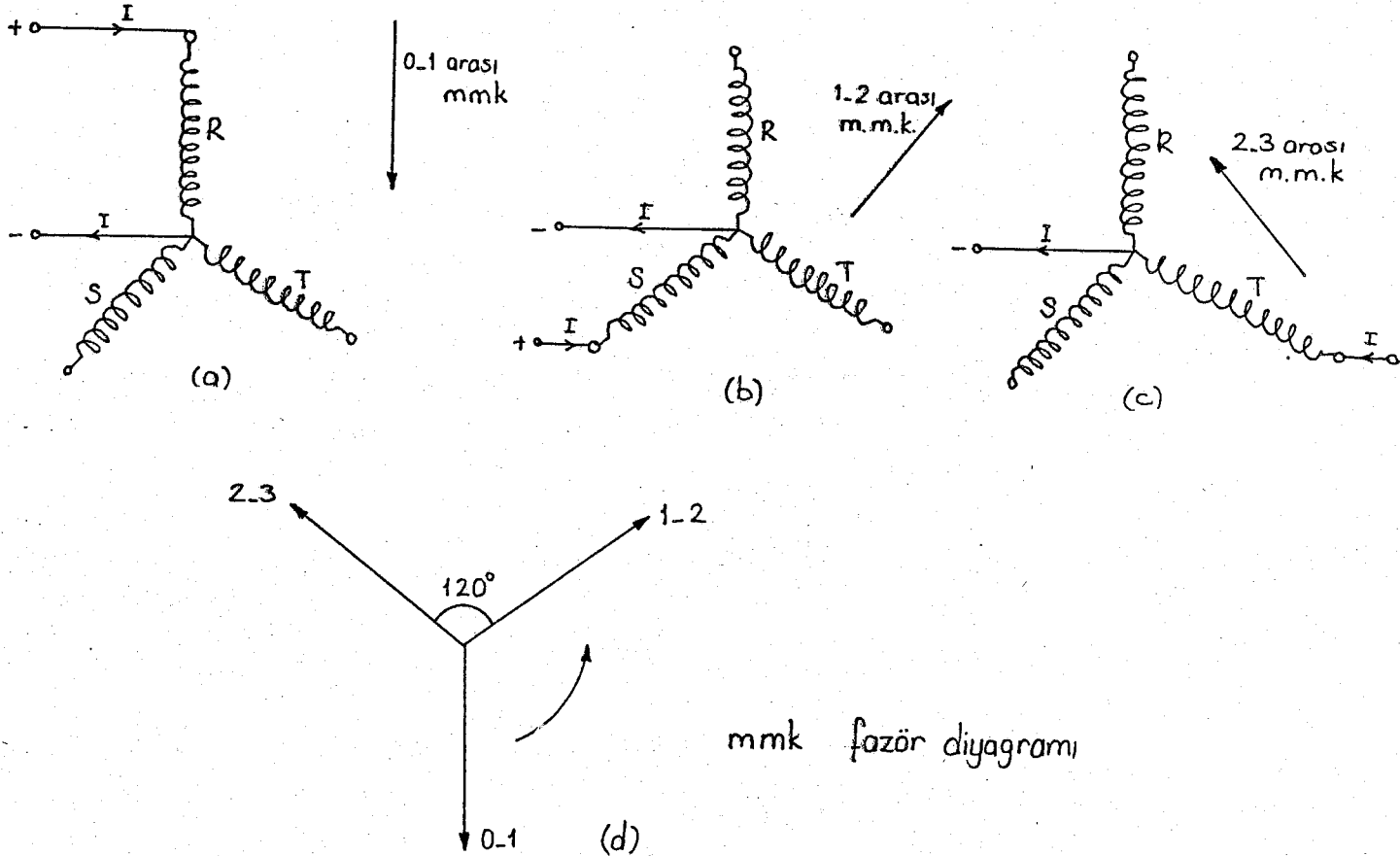


Şekil.3.26 Üç fazlı yarım dalga eviricide yük gerilimi dalga şekli ve ateşleme sıraları

Zamanın fonksiyonu olarak motor hava aralığındaki manyetik akının durumu Şekil. 3.27 de gösterilmiştir. Şekil. 3.26 a da 0 ile I arasındaki akım yalnız R fazından geçer. Sargılardaki MMK ise Şekil. 3.27 a daki gibidir. İkinci sıradaki I ile 2 arasındaki akım ise S fazından geçer. Sargılardaki MMK ise Şekil. 3.27 b de-



2 ile 3 arasındaki akım T fazından geçmektedir. Sargılardaki MMK ise Şekil.3.27 deki gibidir. Bütün bunlardan anlaşıldığı gibi fazlar  $120^\circ$  aralıklarla değişmesine rağmen mmk'in değişmesi aynı kalır. Bu magneto motor kuvvet kademeleri endüksiyon motorunun çalışması için istenen bir yarı döner magnetik akı meydana getirir. Zamanın aralıkları büyüklüğünün değişimi, frekansı değiştirecek ve bundan dolayı da motorun hızı değişecektir.



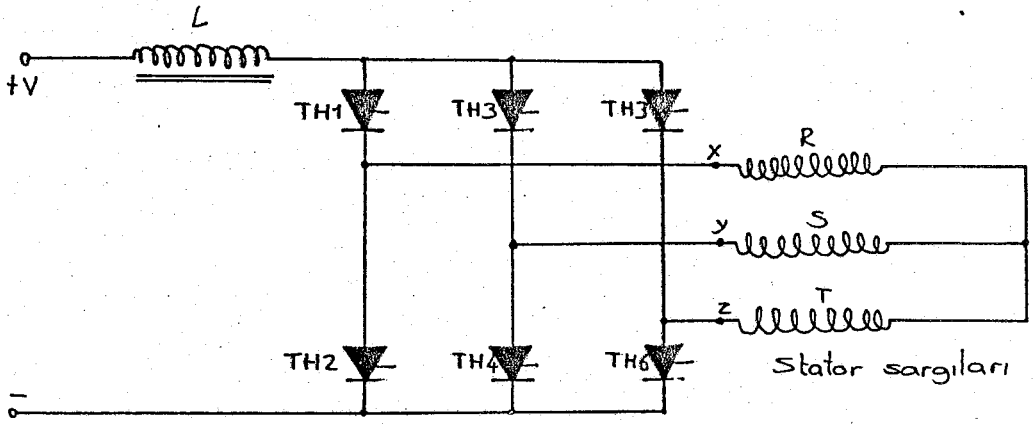
Şekil.3.27 Üç fazlı asenkron motor sargılarında oluşan mmk ti ve fazör diyagramı

Motorun en verimli şekilde çalışabilmesi için : sargıların üç fazlı sinüzoidal gerilimle beslenmesi gerekir. Bunu yaklaşık olarak sağlayacak evirici tam dalga evirici olmalıdır. Şekil. 3.28 de üç fazlı tam dalga evirici şeması verilmiştir. Bu şekilde sargılardan geçen akım yön değiştirebilir.

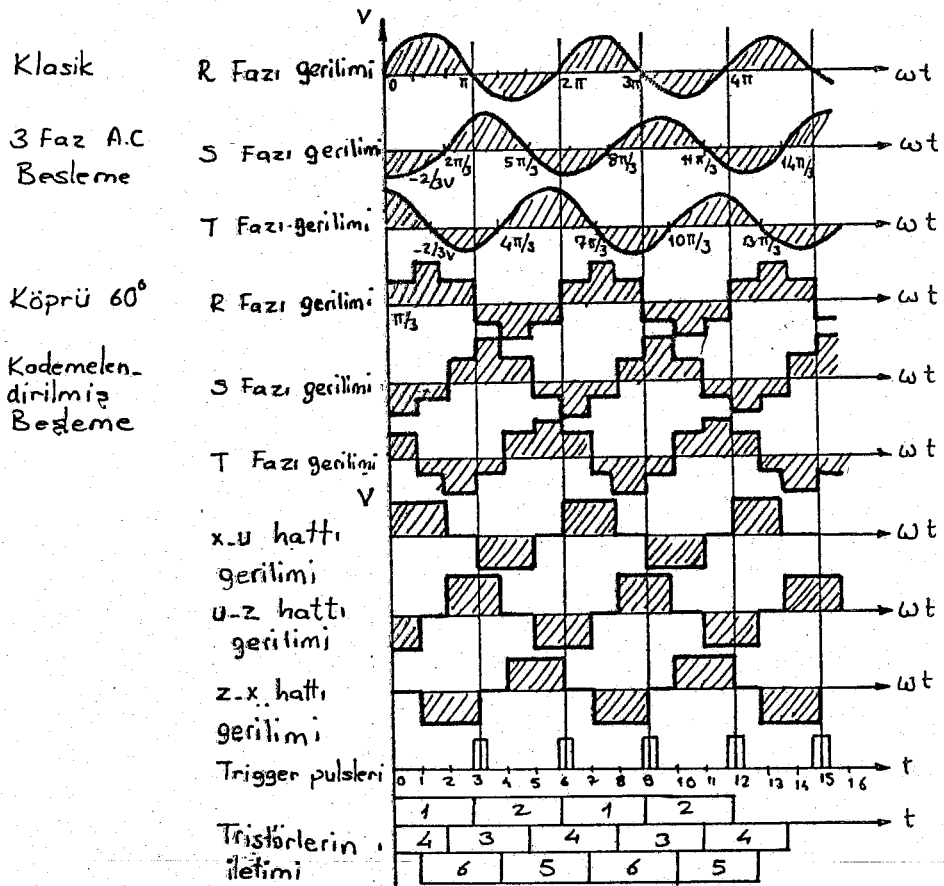
### 3.8. Üç fazlı tam dalga evirici

Bu eviricide tristör sayısı üçden altıya çıkmıştır. Sargılardan geçen akım ise alternatif kare dalgadır. Şekil. 3.29 da üç fazlı sargı gerilimleri ve Şekil. 3.30 da ise mmk'nin  $60^\circ$  dönüşü için kademelendirilmiş mmk akıları gösterilmiştir.

Dikdörtgen gerilim dalgası çift yönlü ideal sabit akım meydana getirir. Şekil. 3.29 da görüleceği gibi motorun faz gerilimleri sinüs dalga şekline çok yakındır. Üçüncü harmonik ve katları yoktur. Yalnız 5,7 ve 11'ci harmonikler vardır. Aynı şekilde her yarı periyot tristörün açık ve kapalı periyotları

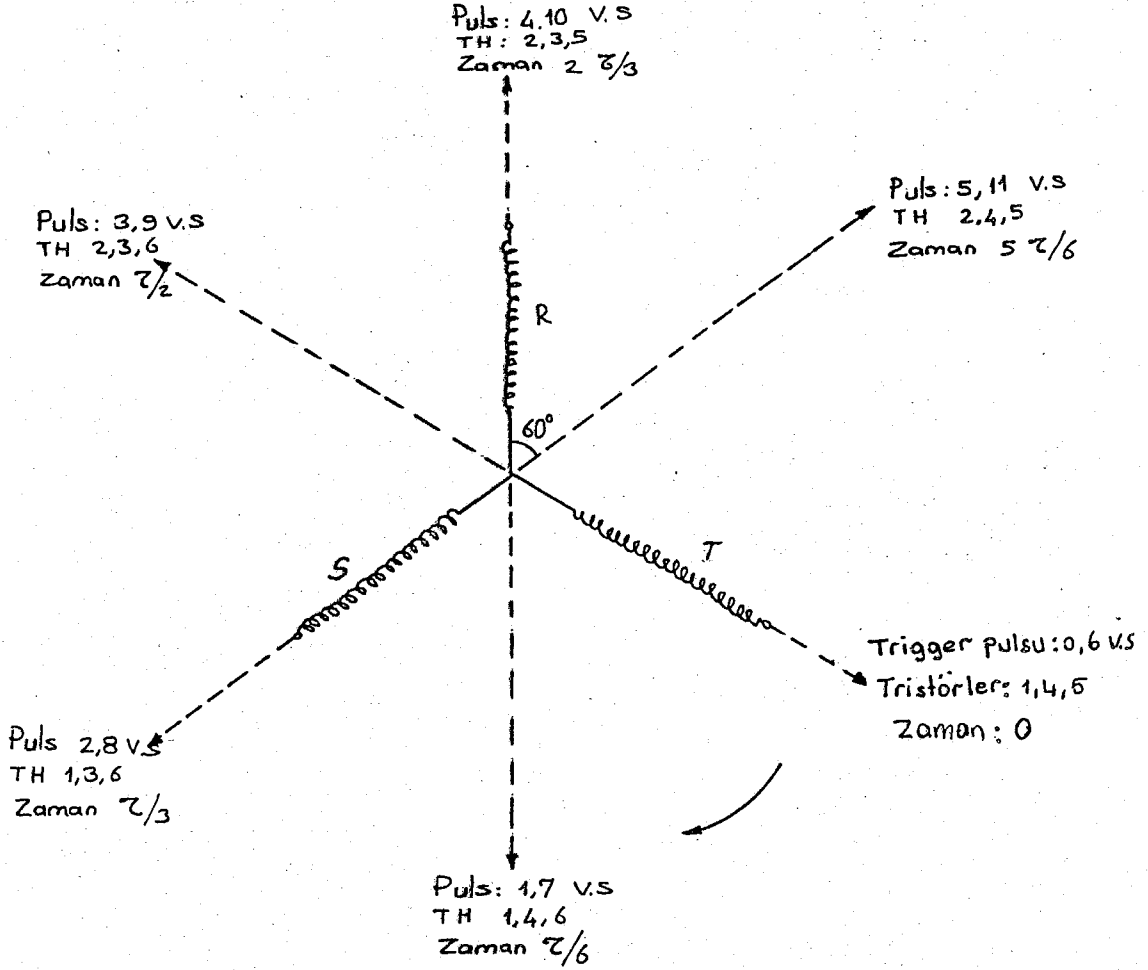


Şekil. 3.28 Üç fazlı tam dalga köprü evirici



Şekil. 3.29 Üç fazlı eviricinin dalga şekilleri ve iletim periyotları

gösterilmiştir. Altı adım uzayda ve zamanda ( $\pi/3$ ) radyanlık açı yapacak şekilde (yani  $\theta$  ve  $\omega t$ ) frekansı:  $1/\varphi$  olarak ayarlanmıştır.



Şekil. 3.30 MMK'nin 60° dönüşü için kademelendirilmiş vektör diyagramı

### 3.9. DGM evirici ile hız ayarında sistemin özellikleri

1. (20/I) oranında hız ayarı yapılabilir (150 - 3000 d/d)
  2. Devir ayarının değişimi motordan olmayıp, evicinin tristörleri tetiklemelerini sağlayan kontrol devresinden yapılır.
  3. Yük, rotorun dönme hızının üzerine çıkacak olursa motor asenkron generatör olarak çalışır. Eğer aynı şebekede birden fazla evirici var ise; bu enerji eviricilerde kanalize olur. Aksi halde, doğrultucu şebekeyi geri besleme özelliğine sahip ise şebekeye iade eder.
  4. 350 KVA güce kadar eviriciler yapılmış olup, bunların besleme gerilimleri 450V doğru akımdır. Daha büyük güçlerde ise eviricileri paralel bağlamak mümkündür.
  5. Evirici frekansının değiştirilmesi ile, motor hızı da çok kısa zaman içinde değişecektir.
  6. Hız, pozisyon ve moment gibi büyüklükler kontrollü geri besleme ile DGM eviricisine aktarılabilir.
- (.): Yük, rotorun hızını senkron hızın üzerine çıkaracak olursa motor asenkron generatör olarak çalışır.

### 3.IO. Giriş gerilimi ayarlanabilen eviricilerle DGM eviricileri arasındaki farklar

1. DGM eviricisinde güç ve kontrol devreleri daha basittir. DGM eviricisinde bir güç üretici ünite vardır. AC veya DC ile beslenebilir ve gerilim ayar hızı darbe genişliğinin ayar hızına eşittir.
2. DGM eviricisinde kullanılan tristörlerin çalışma frekansları çok yüksektir. Ancak bu sayede gerekli modülasyon yapılabilmektedir. Ayrıca transformator, kıyıcı veya paralel evirici görevlendirmek söz konusu değildir.
3. Aynı işi gören diğer eviricilerden iki kat daha ucuzdur.
4. Tesiste kapladığı yer, diğerlerine nazaran 2-3 kat daha azdır.
5. Sistemin verimi, transformatorlü eviricilere nazaran %5-7 daha fazladır.
6. Her motora bir DGM eviricisinin bağlanması, fakat tüm eviricilerin bir doğrultucudan beslenmesi ile motorlar üzerinde birbirinden bağımsız işletme şartlarını uygulamak mümkündür. Halbuki giriş gerilimi ayarlanabilen eviricilerde motor ile evirici arasındaki enerji kablosundaki gerilim düşümü motor karakteristiklerinin değişmesine neden olabilir. Bunun için kablo ve boylarının uygun olması veya dengeleyici dirençlerin kullanılması gerekir. Bu ise sistemin verimini düşürür. Bunun uygulaması : bilhassa kağıt ve plastik endüstrisinde görülür. İstenilenden farklı hızda dönmesi ile üretimin aksamasına neden olduğundan son derece hassas senkronizasyon gereklidir.

### 3.II. Özel bir fazlı eviriciler

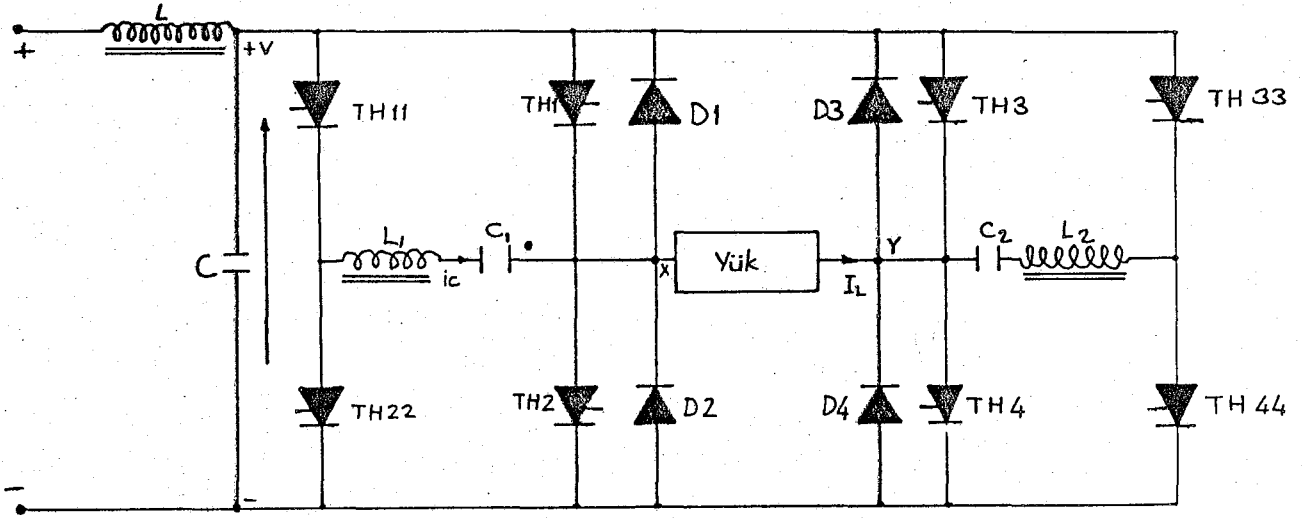
Motorun hız kontrolünde kullanılan eviriciler genel olarak aynı olmakla beraber komütasyon devresindeki bazı değişiklikler nedeni ile birbirlerinden biraz farklı yapıya sahip olabilir. Şimdi bunlardan birkaçına görelim.

#### 3.II.I. Mc - Murray evirici

Bu evirici, yük devresi içindeki komütasyon için LC devresi ve yardımcı tristör ile işleyen bir impuls değiştiricidir. Şekil. 3.31 de eviriciye ait devre görülmektedir.

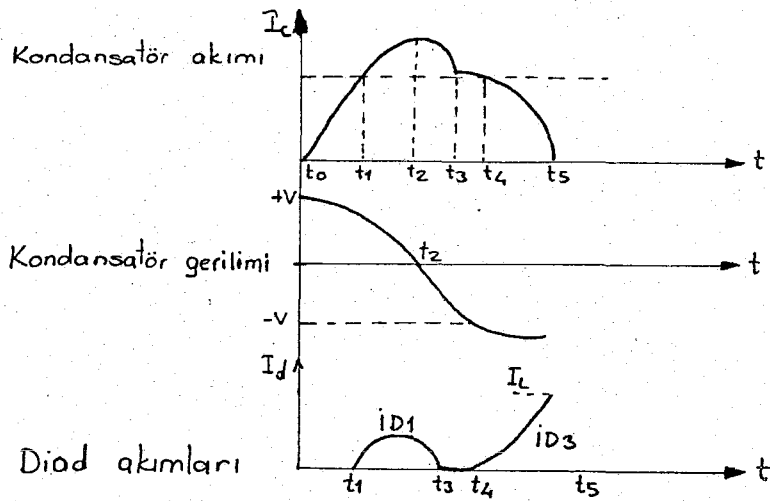
Gerekli impuls LC devresinden üretilir ve yük akımı yönünün değiştirilebilmesi için tristöre tatbik edilir. TH<sub>1</sub> ve TH<sub>4</sub> iletime geçtiğinde TH<sub>2</sub> ve TH<sub>3</sub> ise kesimdedir. Komütasyon gerçekleşip TH<sub>1</sub> ve TH<sub>4</sub> kesime geçtikten sonra TH<sub>2</sub> ve TH<sub>3</sub> aynı anda iletime geçerek yük üzerinden alternatif akımın geçmesini sağlar. İşaretlenmiş elemanların hepsi iyi bir şekilde akımın yön değiştirmesini temin etmektedir. Eğer yük tepkin ise diodlar her yarım periyodun bir parçasında gücün besleme kaynağına geri gönderilmesini sağlar (Bkz. 3.3).

TH<sub>1</sub> ve TH<sub>4</sub> iletimde iken C kondansatörünün sağ plakası +V ile şarj olur. TH<sub>1</sub> te zamanında komütasyonun başlaması için açılır. TH<sub>1</sub> açılınca (C) deşarj olur. TH<sub>4</sub> den. Ic akımı geçer. (t<sub>1</sub>) zamanında, yük akımından daha büyük olan kondansatörün akımı akmaya başlar. Şekil. 3.32 de akım ve gerilim eğrileri verilmiştir. Kondansatör akımı ve yük akımı arasındaki fark D<sub>1</sub> diodundan akar. TH<sub>1</sub> ters polarımlanır, I<sub>L</sub> TH<sub>1</sub> in komütasyonundan sonra akmaya devam eder. Kondansatör akımı t<sub>2</sub> zamanından itibaren azalmaya başlar, biraz sonra da polaritesi değişerek tekrar şarj olur.



Şekil. 3.31 Yardımcı tristörleri ile impuls değıştiren Mc-Murray evirici

Kondansatör akımı yük akımına eşit olduğu  $t_3$  anında,  $D_1$  diodu içindeki akım akışa durur.  $X$ de  $-V$  ucuna  $D_2$  diodu ile yük bağlanıncaya kadar  $I_L$  (yük) akımını destekler.  $L$  selfi içinde depo edilen enerji, aşırı şarj halinde yük akımı ile orantılı olarak  $L, C, \text{yük}, D_3$  ve  $TH_{11}$  içinden  $C$  kondansatörüne transfer edilir.  $I_c$  sıfıra doğru azaldığı zaman yük endüktansı içinde depo edilen enerji de sıfıra doğru azaltıldığında  $TH_2$  ve  $TH_3$  tristörleri ateşlenebilir. Kondansatör akımı yük akımının altına düştüğü zaman,  $D_2$  diodu bu fazlalığı geri dönen enerji olarak kaynağa verir. Yük akımının emniyetli komütasyonu yardımcı ile kondansatör şarjı artar.



Şekil. 3.32 Komütasyon dalga şekilleri

Bu devrenin bir dezavantajı ise, kondansatör akımı yük akımının altına düştüğü zaman, değıştirici tristöre tatbik edilen yüksek  $(dv/dt)$  dir. Akımdaki besleme noksanlığında  $D_1$  bloke,  $D_3$  iletim durumunda olduğundan  $(dv/dt)$  çok büyük ise tristörler çok iyi korunmalıdır.

Örnek. 3.II.I. 220/380V, 3/I, 78A  $\Delta / \star$  IKW, I435d/d, olan bir asenkron motor

Mc-Murray eviricisi ile beslenecektir. Eviricinin komütasyon devresi için kullanılacak kondansatör ve bobinin değerlerini hesaplayalım.

Çözüm: Şebeke gerilimi 380V olduğuna göre motor yıldız bağlanacaktır. Motor yol alma anında fazla akım çekeceği için tristör, akımının IOA geriliminin de 500V olması gerekir. Ayrıca kapama zamanının çok kısa olması gerektiğinden tristörlerin bu zamana uygun hızlı tristörler olması gerekir. Geri besleme diodları I2A 500V olabilir, çünkü komütasyon akımı ile yük akımının toplamı diodlardan geçmektedir. Komütasyon akımı yaklaşık olarak 7,5A olduğu kabul edilirse; diod akımının enaz I2A olması gerekir.

I. Kondansatör hesabı.

$$C \leq 0,893 \cdot \frac{I_L \cdot t_o}{E_c} \quad (\text{farad}) \quad (3.II)$$

Burada; Maksimum yük akımı,  $t_o$  = tristörün ters gerilim altında bulunduğu komütasyon zamanı,  $E_c$  = Minumum besleme gerilimi. Besleme geriliminin minumum değeri 20V,  $t_o = 20 \mu s$  ve  $I_L = 5A$  alınırsa;

$$C = 0,893 \cdot \frac{5 \cdot 20 \cdot 10^{-6}}{20 \cdot 10^{-6}} = 4,46 \mu f$$

bulunur.

2. Bobinin hesabı.

$$L = 0,397 \cdot \frac{E_c \cdot t_o}{I_L} \quad (\text{henri}) \quad (3.I2)$$

Yukarıdaki değerler(3.I2) deki ifadede yerine konursa;

$$L = 0,397 \cdot \frac{20 \cdot 20 \cdot 10^{-6}}{5 \cdot 10^{-6}} = 31,76 \mu H \quad (\text{mikro henri})$$

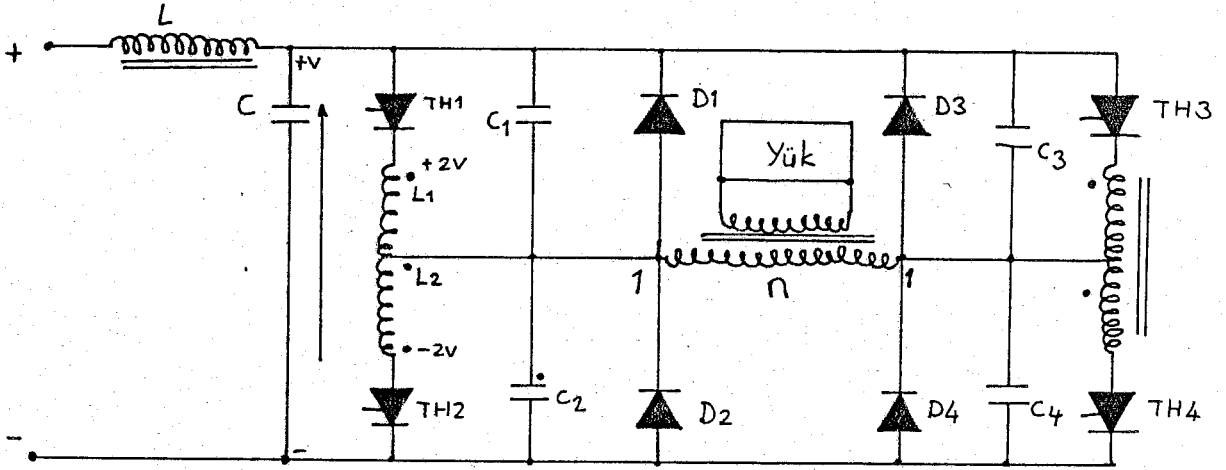
Tristörlerin herbiri hızlı gerilim değişmesi (dv/dt) ne uygun RC elemanları ile donatılmalıdır. Bunlar: 220 ohmluk direnç ile 0,1  $\mu f$ , RC elemanları olabilir.

3.II.2. Mc Murray- Bedford evirici

Şekil. 3.3I deki Mc Murray eviride görüldüğü gibi bir çok tristöre ihtiyaç vardır. Halbuki Şekil. 3.33 deki Mc Murray- Bedford eviricide görüldüğü gibi bir fazlı için 4, üç fazlı için ise 6 adet tristöre ihtiyaç vardır.

TH<sub>1</sub> ve TH<sub>4</sub> ile, C kondansatörü pozitif olarak şarj olur. Ateşleme yalnız TH<sub>2</sub> üzerinde, müstakil gösterilişte, L<sub>1</sub> ve TH<sub>2</sub> anodunda gerilim hemen hemen sıfır olur.

C kondansatörü noktalı kısmı pozitif olarak şarj olur. Eğer  $L_1$  ve  $L_2$  arasında kapalı kuplaj varsa ve  $L_1$  ve  $L_2$  eşdeğer ise trafo ile  $L_1$  üzerinde (V) gerilimi endüklenecektir.  $L_1$  ve  $L_2$  nin birleştiği noktada (V) geriliminden dolayı 2 volt oluşur ve TH1 ters polarmalanarak kesime geçer. Enerji, transformatörün primeri üzerindeki kademelere bağlanan diodlar vasıtası ile geri beslenir. Komütasyon esnasında, yük endüktansı kondansatörden beslenen sabit akımı muhafaza eder. C,  $L_2$  ve TH2 içersinde de akım meydana getirir.  $L_2$  karşısında gerilim sıfırken akım maksimum değerdedir. Kademe noktası negatif bara potansiyeline ulaştığında  $D_2$ ,  $L_2$  nin akımını taşır ve böylece bu enerjiyi kaynağa geri vermiş olur.  $D_2$  nin, ana primer sargısını negatif baraya kenetlemesinden oto trafosu diodlar vasıtası ile enerjiyi kaynağa geri transfer eder.  $L_2$  içindeki enerji sıfıra doğru azaldığında  $D_2$ , yük akımını üzerinden akıtarak iletimi devam ettirerek enerji  $D_3$  diodu ile kaynağa geri gönderilir. Bu esnada kapanan ve geyt sinyali (trigger pulsleri) olmadıkça kapalı kalan TH2 karşısında ters gerilim gibi transformator sargısının ucunda görülen gerilim endüklenir.



Şekil. 3.33 Mc Murray-Bedford impuls komütasyon evirici

## 4.1. Giriş

DGM\* u ile çalışan eviriciler tek seçenek haline gelmiştir. Çünkü, bu tip eviricilerde gerilim ve çıkış frekansının birlikte kontrolü mümkündür. İstenilen gerilim dalgalarının elde edilebilmesi için çeşitli modülasyon teknikleri kullanılmaktadır. Modülasyon tekniğinde esas, üretilen dalgaların mümkün olduğu kadar sinüs dalgalarına yakın olması ve harmonik genliklerinin minimuma indirilmesidir. Bunu sağlayabilecek iki değişik türde modülasyon tekniği vardır. Birincisi: Basamak (adım) Modülasyonu, ikincisi ise: Taşıyıcı Dalgalar İle Modülasyon dur.

## 4.2. Basamak (Adım) Modülasyonu

Yapı itibarı ile çok basit olmakla birlikte sinüs dalgası üretmek için referans ve taşıyıcı dalgalara ihtiyaç yoktur. Esas olarak, tristörlerin iletim zamanlarının uygun biçimde ve senkronize olarak tayini kabul edilmiştir. Bu şekilde her tür dalga üretmek mümkündür. Yalnız burada çok dikkat edilmesi gereken bir husus: tristörlerin ateşleme sıraları aynı olmakla beraber aralarındaki zaman farkı bozulmayarak aynı anda aynı faza ait tristörlerin iletime geçmemesi gerekir. Burada yapılacak en küçük bir aksama kısa devreye sebep olacaktır. Zamanların çok hassas, giriş ve çıkışın senkronize olması gerekir. Şekil. 3.29 da basamak dalga şekilleri verilmiştir. Toplam iletim sürelerinin  $180^\circ$  olması halinde tristörlerden birinin bu iletim süresini dolduracak şekilde iletim ve kesim durumlarına arka arkaya girip çıkması ile değişik fazlar arası gerilim dalgaları elde edilir.

Şekil. 3.7 deki üç fazlı eviricide tristörlerin tetikleme sıraları şöyledir.

A Fazı : TH<sub>1</sub> - TH<sub>1</sub> - TH<sub>1</sub> - TH<sub>4</sub> - TH<sub>4</sub> - TH<sub>4</sub>

B Fazı : TH<sub>6</sub> - TH<sub>6</sub> - TH<sub>3</sub> - TH<sub>3</sub> - TH<sub>3</sub> - TH<sub>6</sub>

C Fazı : TH<sub>5</sub> - TH<sub>2</sub> - TH<sub>2</sub> - TH<sub>2</sub> - TH<sub>5</sub> - TH<sub>5</sub>

İletimde bulunan tristörler öyle ayarlanmalıdır ki üç fazın gerilimlerinin toplamı her an sıfır olmalıdır. Fazlararası gerilim, üç faz geriliminden ters polariteli ikisinin yardımı ile belirlenip, bu sırada üçüncü faz gerilimi sıfır olacaktır.

Basamak modülasyonu ile üretilen dalgalar iki sınıfa ayrılır. Bunlar: yarı periyod süresince üretilen darbe sayısının tek veya çift olması ve darbe genişliğinin yarı periyod içinde bulunan bütün darbelerde ve darbelerin arasında yer alan boşluk genişliğinin tüm yarı periyod boyunca birbirine eşit olan ve olmayan dalgalarıdır. Her iki yöntemde de sonuç aynı olduğundan birinci metod tercih edilir.



#### 4.2.I. Darbe sayısı tek sayı olan dalgalar

Bu dalgaların darbe sayısı:1,3,5,7 gibi tek sayılardır. Bir alternansın altında bulunan darbenin genişliği, diğer yan darbelere göre fazladır. Tristörlerin tetiklenmeleri şu şekilde ayar edilir:örneğin üç dalgalı bir darbe düşünelim,arka arkaya gelen iki darbe arasındaki boşluk ikinci faza ait darbenin genişliğine uygun olmalı ve üçüncü fazın gerilim dalgasındaki darbenin genişliği ise birinci faz gerilimine ait boşluk ile ikinci faz gerilimine ait darbenin toplamına eşit olmalıdır. $(\pi/2)$  ekseninde meydana getirilecek simetri ile dalganın yalnız sinüslü olan terimlerinin tek sayılı harmoniklerini kapsayacağı doğaldır.

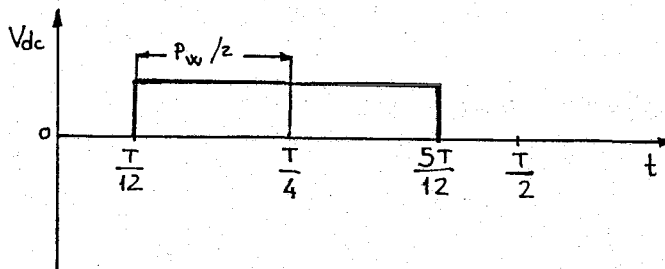
Bu yöntemde darbeleri istenildiği gibi yarı periyod içinde dağıtmak ve köpürünün kısa devre olmadan çalışmasını sağlamak için şunlara dikkat edilir.

1. Orta darbenin genişliği yarı periyod içindeki yan darbelerin genişlikleri toplamına eşit olmalıdır.
2. Dalganın $(\pi/2)$  ve  $\lambda$  eksenleri için simetriliklerinin sağlanması veya hiç olmazsa eksenine göre simetri olması gerekir.
3. Faz gerilimleri arasında bulunan  $120^\circ$  lik faz farkının genişliği, yarı periyodun ilk yarısındaki ve ikinci yarısındaki darbeleri ile bunların toplamına uygun gelen orta darbenin bir kısmı ile doldurulur.

Dalgaların açı eksenine dayalı yerleştirilmeleri, frekansın değişmesi halinde darbelerin genişliklerinin değişmesini gerektirir. Çünkü 50 Hz de,  $120^\circ = (0,02/3)$  saniye iken 25 Hz de,  $120^\circ = (0,04/3)$  saniyedir. O halde dalga şekillerinin derece taksimatlı eksen takımı üzerinde verilmesi, harmonik içeriğinin frekans ne olursa olsun değişmeyeceğini gösterir. Ancak darbe genişliğinin zaman olarak bildirilmesi, frekansın değişimi halinde dalga yapısının tamamı ile değişeceğini ortaya koyar. Örneğin 1 ohmluk darbe, 50 frekansta  $180^\circ$  kaparken 25 frekansta  $90^\circ$  kapayabilir. Dolayısı ile darbe genişliği sıra itibarı ile sabit tutulan ve frekansı değişen sistemlerde dalganın harmonik içeriği de değişecektir.

Darbe sayısı bir olan dalgada bu durumu açık olarak görebiliriz. Şekil. 4.I deki bu dalgaya kare dalga da denir. Bu dalganın harmonik analizi yapıldığında elde olunacak tüm harmonikleri şu (4.I) deki denklemle ifade etmek mümkündür.

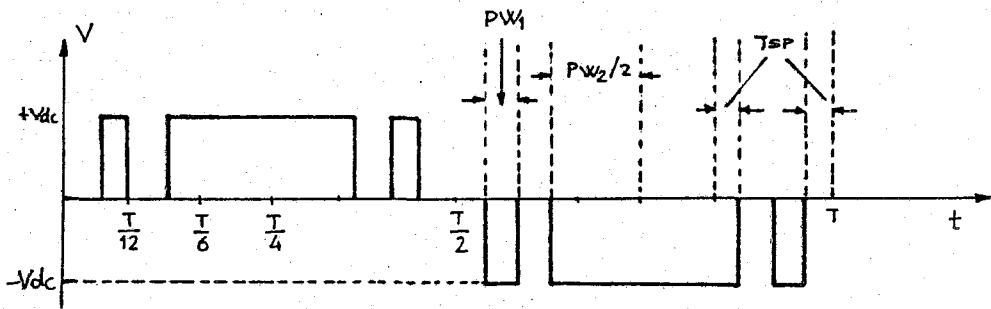
$$V_n = \frac{8 \cdot V_{dc}}{n \cdot n \cdot \sqrt{2}} \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi \cdot f \cdot P_w}{1000}\right) \quad (4.I)$$



Şekil. 4.I I darbeleri kare dalganın zaman ekseninde yarı periyodu

(4.1) deki ifadede:  $V_{dc}$  = eviriciyi besleyen doğru gerilimin genliğini,  $n$  = harmonik katsayısını,  $f$  = dalganın frekansını,  $P_w$  = darbe genişliği (mili saniye olarak)  $V_n$  = harmonik gerilimin genliğini vermektedir.

Üç darbeleri dalgada darbelerin toplam genişliğinin, ortada bulunan darbenin genişliğine uyması şartı aranmaz. Fakat  $(\pi/2)$  eksenini boyunca simetrik olması gerekir. Dalganın birinci darbesi orjinden başlamak mecburiyetinde ise, bir tristörün kesime geçme süresi ile diğerinin iletme geçmesi için gereken toplam zamanın yarısı kadar orjinden uzakta başlamak zorundadır. Aksi halde kısa devreye sebep olur. Darbe süresinin sabit kalması ve frekansın artması halinde, tristörlerin kesim ve iletim durumlarının değiştirilmesi için gereken zaman, derece ekseninde büyük farklar doğuracağından dalganın harmonik içeriği de değişmek zorunda kalacaktır. Şekil. 4.2 de bu durum görülmektedir.

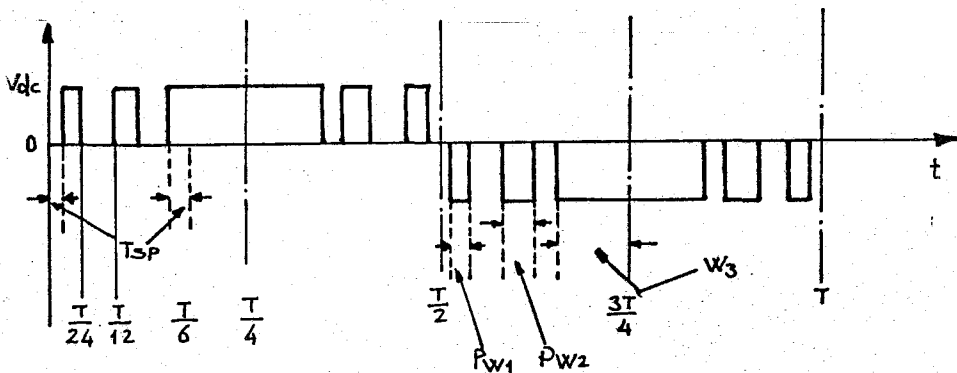


Şekil. 4.2 3 darbeleri DGM dalgasının zaman ekseninde yarım periyodu

Şekil. 4.1 de görüldüğü gibi darbelerin genişlikleri  $P_{w1}$  ve  $P_w$  olarak alınırsa, harmonik geriliminin efektif değerini (4.2) deki denklemden elde edebiliriz.

$$V_n = \frac{4 \cdot V_{dc}}{\pi \cdot n \cdot \sqrt{2}} \left[ \cos \left\{ \frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T} (T/12 - P_{w1}) \right\} - \cos (\pi \cdot n / 6) + \cos \left\{ \frac{2 \cdot \pi \cdot n}{T} (T/4 - P_{w2}) \right\} - \cos (\pi \cdot n / 2) \right] \quad (4.2)$$

Benzer yollardan elde edilen 5 ve 7 darbeleri dalgalar Şekil. 4.3 ve 4.4 de verilmiştir.



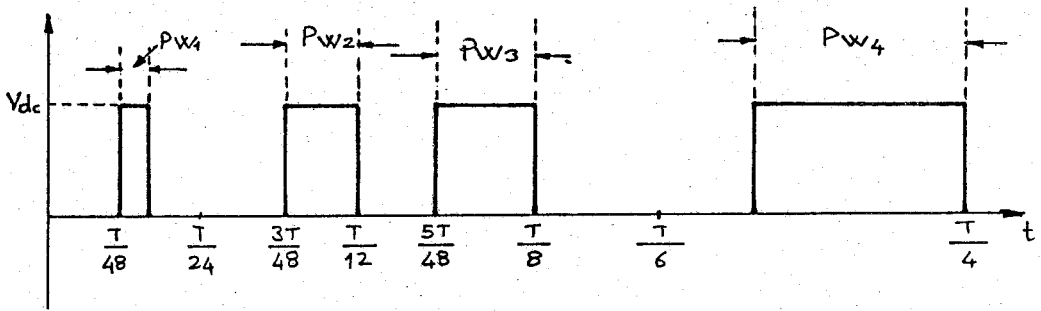
Şekil. 4.3 5 darbeleri DGM dalgasının zaman ekseninde yarım periyodu

Şekil. 4.3 deki 5 darbeli dalganın harmonik genliği,

$$V_n = \frac{4.V_{dc}}{\pi \cdot n \cdot \sqrt{2}} \left[ \cos \left\{ \omega \left( \frac{T}{24} - P_{w1} \right) \right\} - \cos \left( \omega \frac{T}{24} \right) + \cos \left( \omega \frac{T}{12} \right) - \cos \left\{ \omega \left( \frac{T}{12} + P_{w2} \right) \right\} \right. \\ \left. + \cos \left\{ \omega \left( \frac{T}{4} - P_{w3} \right) \right\} - \cos \left( \omega \frac{T}{4} \right) \right] \quad (4.3)$$

Yedi darbeli dalga için ise şu bağıntılar geçerlidir.

$$P_{w4} = P_{w1} + P_{w2} + P_{w3} \quad (4.4)$$



Şekil. 4.4 7 Darbeli DGM dalgasının zaman ekseninde çeyrek periyodu

$$P_{w3} = T/12 - P_{w2} - (T/48 + P_{w1}) \quad (4.5)$$

$$P_{w2} = T/48 \quad (4.6)$$

olarak alındığı takdirde, yukarıdaki ifadelerde gerekli işlemler yapılarak

$$P_{w3} = T/24 - P_{w1} \quad (4.7)$$

$$P_{w4} = 3T/48 \quad (4.8)$$

olarak bulunur. Bunların esas denklemde yerine konması ile

$$V_n = \frac{8.V_{dc}}{\pi \cdot n \cdot \sqrt{2}} \left[ \cos \left( \omega \frac{T}{12} \right) \cos \left\{ \omega \left( \frac{T}{6} - P_{w1} \right) \right\} - \sin \left( 5\omega \frac{T}{96} \right) \sin \left( \omega \frac{T}{32} \right) \right. \\ \left. + \cos \left( \omega \frac{T}{16} \right) - \sin \left( 3\omega \frac{T}{32} \right) \sin \left( \omega \frac{T}{96} \right) \right] \quad (4.9)$$

elde edilir. Bu denklemlerde  $\omega = 2\pi n/T$  olarak alınmıştır.

İfadelerden görüldüğü gibi darbe sayısının artması ile harmonik gerilimlerin efektif değerlerini veren denklemlerin karmaşıklığı artmaktadır. Fakat 1,2,3 ve 9 nolu denklemlerin inverslerinin yardımıyla darbe genişliklerini de hesaplamak mümkündür.

#### 4.2.2. Darbe sayısı çift sayı olan dalgalar

Yarı periyottaki darbe sayısı çift sayı olan dalgalardır. DGM'nin sayısını ifade eder. Yani yarı periyottaki darbe sayısı 4 ise 4 DGM'lu dalga adını alır. Dalga genişliğinin yarı periyod boyunca tüm darbelerde eşit olması şartı aranmaz. Ancak darbelerin periyod içinde buldukları yerler harmonik muhteviyatı yönünden önemlidir. Bu nedenle darbelerin mümkün olduğunca sinüs formuna yakın bir şekilde düzenli yerleştirilmesi ve tristörlerin buna göre tetiklenmeleri gerekir.

Harmonikler analizinde kullanılan fourier serisinin özelliklerini hatırlayacak olursak, arzu edilmeyen harmoniklerin elemine edilmeleri için başlangıçta büyük bir adım atmış oluruz. Bu şartları şöyle sıralayabiliriz:

1.  $A_0 = 0$  olması için, pozitif ve negatif alternansların alanları birbirine eşit olmalıdır.
2.  $\pi$  ekseninde simetri gösteren fonksiyonlar çift terimli harmonikleri ihtiva etmezler.
3. Orjine göre simetri mevcut ise,  $A_n = 0$ ; cosinüslü terimler ortadan kalırlar.
4.  $f(-\theta) = -f(\theta)$  şartının sağlandığı fonksiyonda yalnız sinüslü terimler vardır.

İşte daha başlangıçta bu şartlara uymakla harmoniklerin büyük bir çoğunluğu ortadan kalkar. Kaldı ki darbe sayısı çift olan dalgalarda bu dört şart yerine geldiği için sinüs terimlerinin yalnız tek harmoniklerini ihtiva eder. Mevcut olan bu harmoniklerin genliklerinin küçülmesi için darbe dizisinin periyod içinde derece ekseni üzerinde, 30 ile 120 derecelerde ve 210 ile 330 derecelerde zıt polariteli alternanslara havi olması gerekir. Diğer dikkat edilmesi gereken bir husus ise, darbeler arasındaki sürenin tristörlerin kesime ve ilettime geçmeleri için gereken sürelerin toplamından küçük olmaması için azami gayretin harcanmasıdır. Kesime geçiş zamanı, ilettime geçmek için gereken süreden çok daha uzundur., dolayısıyla toplam süreyi emniyet faktörünü de katarak kesime geçiş süresinin iki katı olarak almakta yarar vardır. Bu süreyi bundan sonra  $2T_{sp}$  ile göstereceğiz. Bundan yararlanarak darbe genişliği ve modülasyon sayısını elde etmek mümkün olur.

Darbe sayısını tayin etmek için yarı periyod içinde bulunan tüm darbelerin genişliklerinin eşit olduğunu kabul edelim ve bunların  $(1/3)$  periyodu işgal edeceklerini bildiğimize göre aşağıdaki şu ifadeden istifade etmek mümkün olur. Darbe sayısını  $N_{pw}$  ile gösterelim.

$$N_{pw} = \frac{T}{3(P_w + 2T_{sp})} \quad (4.10)$$

Bu denklemlerden elde edilen sayı ondalıklı ise, virgülden sonra gelen rakamların ihmalıyla elde edilen tam sayı: yarı periyotta bulunması gereken darbe ve modülasyon sayılarını verir. Bu sayının bir büyüğünü almak köprü tristörlerinin kısa devre olmasına sebep olur. O halde seçilen tristörlerin  $2T_{sp}$  zamanına göre kullanılacak en büyük modülasyon sayısı, belli bir frekans için bulunmuş olur. Eğer evirici tristörleri bütün frekans bandı içinde aynı dalgayı üretecek ise, modülasyon sayısının periyodunun en küçük olduğu frekans değerine göre tesbit edilmesi şarttır.

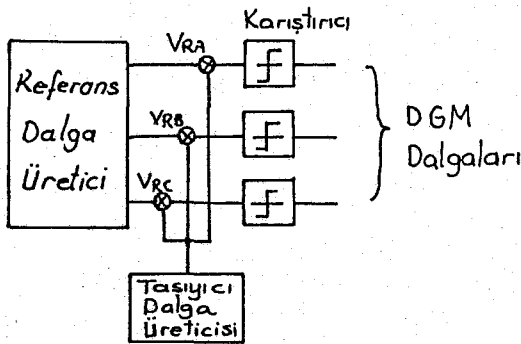
#### 4.3. Taşıyıcı dalgalar ile modülasyon

Taşıyıcı dalgalar ile yapılan modülasyon, darbe genişliği modülasyonlu dalgaları üretmek için kullanılan diğer bir metottür. Literatürde genellikle sinüs zarfı modülasyonu adı ile geçen bu yöntem, iki değişik yapıdaki dalganın birleşiminden meydana gelir. Genel olarak, kullanılan bu iki dalgaya: taşıyıcı ve referans dalgalar adı verilir. Taşıyıcı dalga, genellikle üçgen şeklinde ve frekansı yüksektir, referans dalga ise, frekansı değişen ve böylece eviricinin çıkış frekansını tayin eden sinüs veya kare dalgadır. Fakat pratikte kullanılan daha çok sinüs dalgasıdır. Bunun haricinde kare dalga da kullanılmaktadır, ancak üretilen dalganın darbelerinin genişlikleri birbirine eşit olmaktadır. Halbuki sinüs dalgasında darbe genişliği, yarı periyodun ortasına doğru artmakta ve  $\pi$  eksenine göre tekrar azalmaktadır. Böylece görünüm sinüzoid dalganın bir yarı periyod boyunca taradığı alana doğru yaklaştığından, yukarıda belirtilen sinüs zarfı modülasyonu adı daha yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak unutulmaması gereken bir gerçek daha vardır ki, bu tekniğin uygulamasının taşıyıcı dalga olmadan yapılamamasıdır. Bu nedenle, bu modülasyon türüne taşıyıcı dalgalarla yapılan modülasyon denilebilir.

Referans dalga frekansının ve genliğinin birbirinden bağımsız olarak değiştirilebilmesi, evirici çıkışında üretilen dalganın sinüs dalgasına daha yakın olmasına yardım eder. Gerilim ayarı, eviricinin gerilim kontrolünü yapmasına yol açar. Bu bölümde bu modülasyon yöntemini çeşitleriyle inceleyeceğiz.

##### 4.3.I. Üçgen ve sinüs dalgaları ile modülasyon

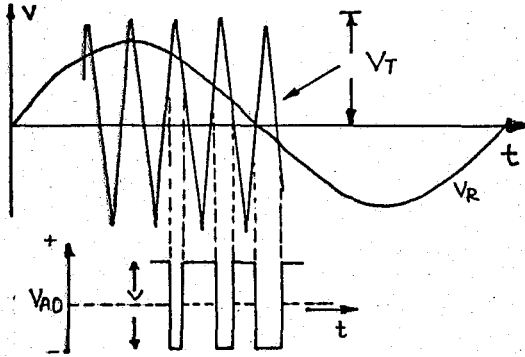
Şekil. 4.5 de, üçgen dalga yardımıyla modülasyon yapan bir modülatörün blok diyagramı görülmektedir.



Şekil.4.5 Üçgen dalga kullanan modülatörün blok şeması

Üç fazlı simetrik dalgalar:  $V_{RA}, V_{RB}, V_{RC}$  referans dalga üreticisi tarafından üretilmektedir. Bu dalgalar,  $120^\circ$  faz farklı sinüs dalgalarıdır. Evvelce belirtildiği gibi frekans ve gerilimin ayarı birbirinden bağımsız yapılabilen bu dalgalarda, frekans aynı zamanda evirici çıkış frekansını tayin etmektedir. Referans dalgaları, taşıyıcı dalga üreticisinin her faza gönderdiği değişmeyen frekans ve genliğe sahip üçgen dalgalarla her faza ait karıştırıcıda işleme girer. Şekil. 4.6 da gösterilen dalgaların üretimi böylece sağlanmış olur.

Şekil. 4.6 da gösterilen dalgaların üretimi böylece sağlanmış olur. Bu dalgalar köprünün ayaklarında bulunan ana tristörlere ve varsa komütasyon tristörlerine tetikleme darbelerini gönderecek devreye gönderilerek Şekil. 4.7 de gösterilen dalgaların üretimini sağlar. Referans dalgalarının arasında bulunan I20 derece faz farkı olmadan uygulanmasıyla çıkış dalgası DGM şeklinde elde olunur. Bu metod ile elde olunan faz gerilimi dalgasının frekansı ve faz açısı, kendini meydana getiren referans dalgasının büyüklüklerine eşittir. Bu gerilimin genliği ise modülasyon oranı ile doğru orantılıdır.



$$V_1 = \frac{V_{dc} \cdot V_R}{2 \cdot V_T} \quad (4.II)$$

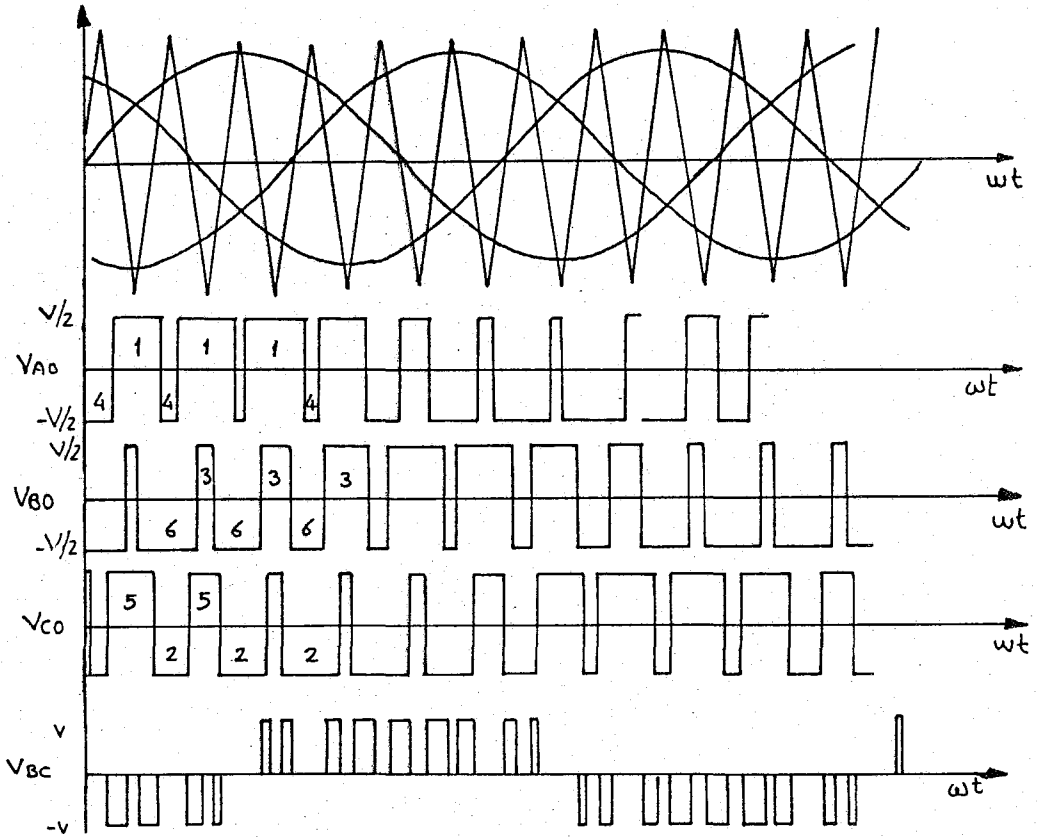
Burada  $V_{dc}$ ,  $V_R$ ,  $V_T$  sırasıyla evircinin besleme gerilimi, referans ve taşıyıcı dalgaların genlikleridir. Eğer taşıyıcı ve referans dalgalarının frekansları arasındaki oran büyük ise, sinüzoidal referans kullanılması halinde harmonikler azalır. Bu durumda motora etkiyebilecek, kalan etkin harmonikler yüksek mertebeli oldukları için motorun kendisi tara-

Şekil.4.6 Üçgen ve sinüs dalgaları yardımıyla DGM dalgasının üretilmesi

fından filtre edilirler, diğer anlamda çalışmaya etkimezler. Bu durum ise referans dalga frekansının düşük olduğu, motorun dönüş hızının küçük olmasının gerektiği durumlarda küçük harmonik muhteviyatı ile ideale yakın çalışma ortamı meydana getirir. Eğer referans dalgası sinüzoid değilse, kare dalga kullanıldıysa, çıkış dalgasında harmonikler meydana gelir. Faz arası gerilimde darbe sayısının yüksek olması, motorun çektiği akımda referans dalga şeklinin belirmesine sebep olur. Bu nedenle, bu tip modülasyon tekniğinde sinüs dalgasının kullanılması motor akımının sinüs biçiminde değişmesine neden olduğu için tercih edilir. Sinüs dalgası haricinde kullanılan dalga şekillerinin akımın dalga şeklini bozması, motorun düşük frekanslarda çalışması halinde harmonik momentlerinin artmasına ve bu nedenle düzgün çalışmasına engel teşkil eder.

Motorun dönüş hızının artması için gereken evirci frekansının yükselmesi, taşıyıcı dalga frekansı ile referans dalga frekansı arasındaki,  $(f_T / f_R)$  oranının düşmesine yol açacağından, evircinin çıkışında üretilen darbe sayısı azalacak fakat darbe süresi artacaktır. Bu durum dalganın harmonik muhteviyatının artmasına yol açacaktır. Buna engel olmak için taşıyıcı dalga frekansının artırılması ve böylece darbe sayısının büyümesi ve genişliğinin azalması ile harmonik içeriğinin küçültülmesi mümkün olabilir. Bu durumda yapılan değişikliklerin evircinin bünyesinde yapacağı değişmeler, komütasyon hızının ve ısınmanın artması, azalan harmonik muhteviyatının tahrik sistemine getireceği üstünlükler ile mukayese edilmesi gerekir. Yapılan incelemeler harmoniklerin azaltılması, motorun çalışmasında meydana getirdiği düzelmenin, evircinin bünyesinde oluşan hızlı komütasyon ve ısınmanın meydana getireceği dezavantajları yeterince karşılayamadığı ortaya çıkmıştır. Bu nedenle  $(f_T / f_R)$  oranının küçük olması sistemin verimi açısından daha faydalı olduğu benimsenmiştir.

Bu metodun yan mahsurlarından biri ise, darbe yerleşim konumlarının her periyod boyunca sabit olmaması ve zamanla küçük değişmeler yapmasıdır. Bu değişmeler referans ve taşıyıcı dalgalar arasındaki faz farkının sabit olmamasından kaynaklanmakta, değişme oranı ise taşıyıcı dalganın frekansı ile referans dalga frekansının çeşitli katları arasındaki fark ile devamlı tekerrür edilmektedir. Darbe sayısının yüksek ve temel bileşen gerilim genliğinin küçük olduğu düşük hızlarda motorun çalışmasına etki etmektedir. Yüksek hızlarda darbe genişliğinin arttığı ve haliyle yüksek gerilim gereken durumlarda darbelerin periyod boyunca konum değişimi motorun çalışmasını rahatsız etmektedir. Motorun akımı, devir ve momentini bu değişmelerden etkilenen ana büyüklüklerdir. Bu değişmeleri belirli sınırlar dahilinde tutmak için  $(f_r / f_p)$  oranı dokuz civarında seçilir.



Şekil. 4.7 Üç fazlı eviricide üçgen ve sinüs dalgalar yardımıyla DGM dalgasının elde edilmesi

Bu metodun esas mahsuru frekansının sınırlandırılmış olmasıdır. Teorik olarak modülasyon oranı  $(V_p / V_T)$  nin sıfır ile bir arasında ve  $f_r / f_p < 9$  olması gerekir. Maksimum faz gerilimi  $(V_d/2)$  genliğindedir. Eğer modülasyon yapılmadan sistem üç fazlı 120 derece faz farklı kare dalga üreten evirici ise, bir fazın temel bileşen geriliminin genliği,  $V_1 = 2V_{dc}/\pi$  olur. Böylece bu metod evirici girişine uygulanan gerilimden yaklaşık %30 kayıp olduğunu gösterir.

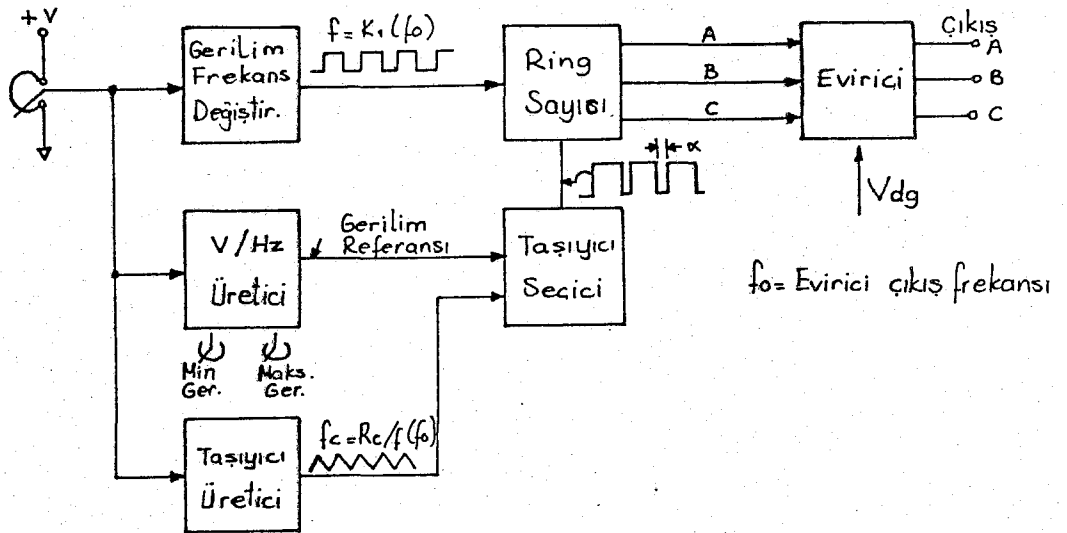
Referans dalga genliği kritik bir yüzdenin üzerinde taşıyıcı dalganın tepe değerini aşacak olursa, iki darbe genişliği arasında minimum açıklık elde olunur.

Bu durumda bu genişliğin hiç olmazsa en küçük iletim zamanına eşit olması gerekir. Bu kritik değer gücü temin eden devrenin karakterine bağlıdır. Ayrıca eviriciden elde edilecek (V/Hz) oranı ve taşıyıcı dalganın frekansı ile orantılıdır.

Minimum sıfır gerilim genliğinin meydana getirilmesi halinde iki durum ortaya çıkar. Birincisi, eviricinin çıkışı ile referans dalga arasında lineer bağ ortadan kalkarak daha küçük gerilim elde edilmesine neden olur. İkincisi, darbe konumlarının değişmesi sorunu tekrar ortaya çıkarak motorun, normal çalışması bozulur.

#### 4.3.2. Doğru gerilim referansı ile üçgen dalga modülasyonu

Şekil. 4.8 de DGM'lu bir eviricinin modülatör devresinin blok diyagramı görülmektedir. Evirici frekansının potansiyometre aracılığı ile ayar edilebileceğini kabul ederken (gerilim-frekans) dönüştürücüsüne doğru gerilim girdiği takdirde, çıkışının ise evirici çıkış frekansının tam sayı katları halinde olabilen sabit bir değerde olduğu var sayılsın. Tristörleri uyararak için birbirinden  $120^\circ$  faz farklı tetikleme darbeleri gönderen, Şekil. 4.9 c, ring devresinin girişine kare



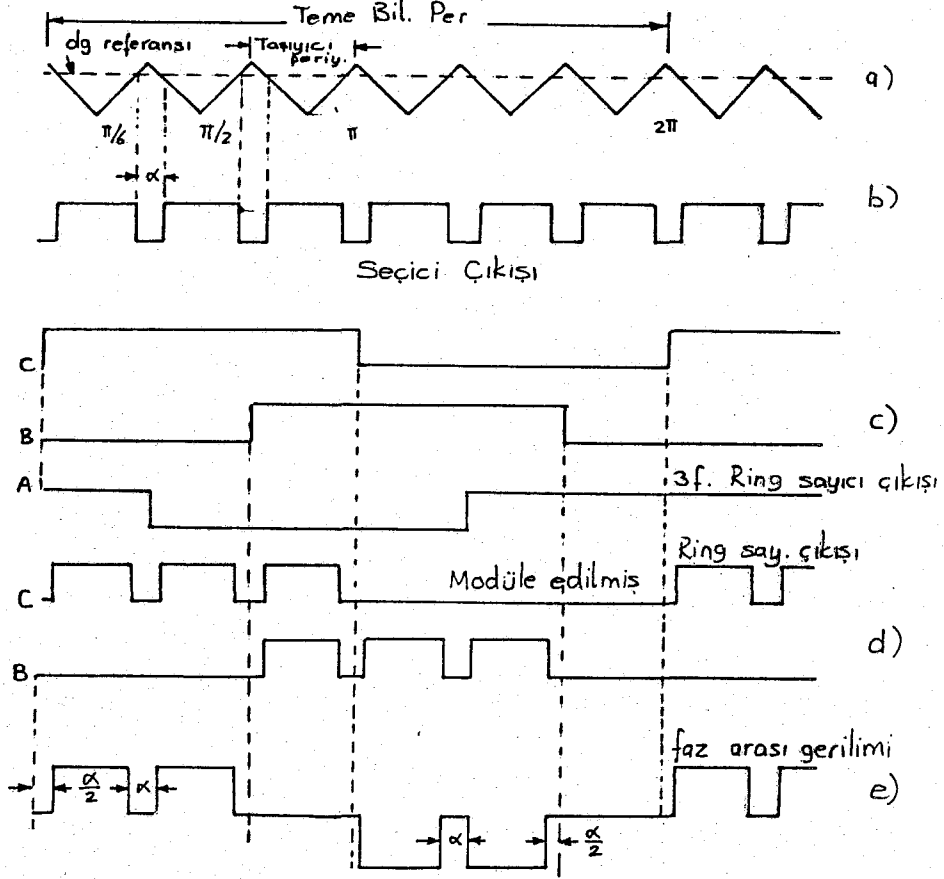
Şekil. 4.8 Doğru gerilim ve üçgen dalga yardımıyla DGM dalgası üreten eviricinin modülatör devresi

dalga uygulanır. Eviricinin frekans kontrolü böylece gerçekleştirilmiş olur. Frekansın potansiyometre ile değiştirilmesi, taşıyıcı ve referans gerilim üreticilerinin çalışmasına üretim yönünden etki eder. Taşıyıcı dalga üreticisinin çıkışında frekansı, evirici frekansının 3, 6, 9, 12 gibi katlarında ve genliği sabit üçgen gerilim dalgaları elde olunur. Referans dalga üreticisi ise, (gerilim/frekans) üreticisi olup, çıkışında evirici çıkış gerilimine göre genliği ayar edilebilen doğru gerilim vardır. Gerilim, frekans oranının evirici çıkışında lineer olabilmesi maksadıyla gerekli kontrolü mevcuttur.

Üçgen dalga ve doğru gerilim taşıyıcı devresine girerek Şekil. 4.9 b deki kare dalgalı çıkış elde edilir. Bu dalganın frekansı evirici çıkış frekansında-



dır ve ring devresinden çıkış alabilmek için, sayıcı içinde modülatör dalgası olarak (gerilim-frekans) dönüştürücüsünden gelen kare dalga ile modülasyona girer. Çıkış dalgasının şekli Şekil. 4.9 d de görülmektedir. Buna bağlı olarak eviricinin faz arası gerilimi de Şekil. 4.9 e de gösterilmiştir.



Şekil. 4.9 Modülatör devresine ilişkin ünitelerde çıkış dalgaları

Motor tahrikinde kullanılacak, sabit modülasyon oranı olan bir eviricide sınırlayıcı mühim bir faktör vardır. Mevcut olan sabit frekans oranı (taşıyıcı frekansı/evirici çıkış frekansı), eviricinin çıkış frekansının düşmesi halinde azalmak zorunda kalacağından, (gerilim/frekans) oranının sabit değerde kalabilmesi için sıfır gerilim süresinin büyümesine ve dolayısıyla dalganın harmoniklerinden düşük mertebeli olanlarının yüzdelere büyüyerek motor akımının artmasına ve ısınmanın yükselmesine sebep olacaktır.

Bu nedenlerden dolayı taşıyıcı frekansının mümkün olduğu kadar yüksek seçilmesi ve dalga şeklinin tüm frekans bandında bozulmadan kalabilmesi için değişken oran modülasyonunun kullanılması gerekir.

#### 4.3.3. Değişken oran modülasyonu

Eviricilerin yapımında kullanılan direnç, self, kapasite, diod ve tristör elemanları üretilmesi düşünülen DGM dalgaları üzerinde sınırlayıcı faktörler ortaya

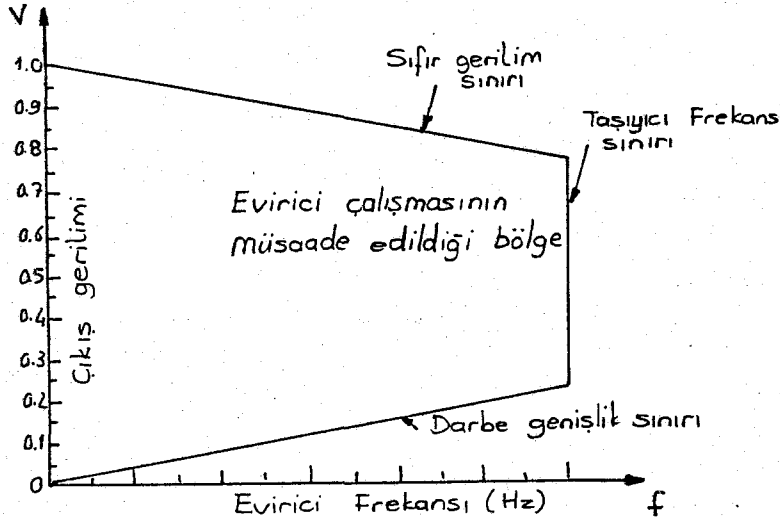
koyarlar. Sıfır gerilim süresinin alt ve üst sınırları modülasyon oranına ve tristörlerin çalışma frekanslarına bağlıdır. Alt ve üst sınırlar olarak ard arda gelen iki darbe arasında kalan sıfır gerilim süresinin zaman eşdeğeri, tristörlerin iletme geçmesi veya kesime geçmesi için gereken süreye bağlıdır.

Temelde sıfır gerilim süresinin değişmesi ile elde edilecek neticeleri şu iki temel maddede toplayabiliriz.

1. Modülasyon frekansı sabit iken elde edilebilecek maksimum gerilim, eviricinin çıkış frekansı ile ters orantılıdır.
2. Eviricinin çıkış frekansı ile artan, sabit modülasyon frekansı ve çalışma frekansına göre seçilmiş bir minimum çıkış gerilimi vardır.

Diğer bir husus, ancak yukarıdakilere yardımcı mahiyette alınabilir ki buda tristörlerin periyod başına yapabilecekleri açıp kapama ile ilgilidir.

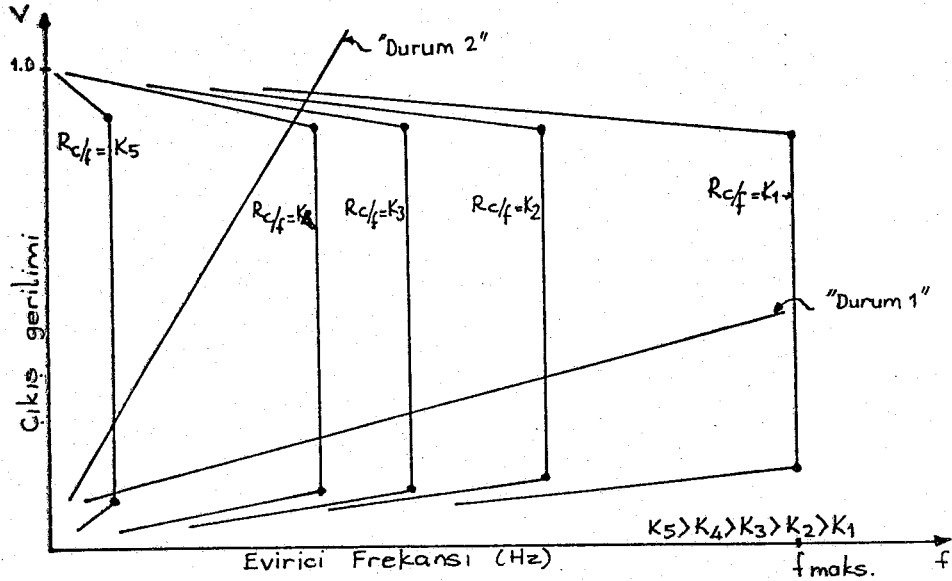
Evirici çıkışında dalgaların bünyesinde bulunan sıfır gerilim, darbe süreleri ve modülasyon frekansı oranının tesirlerini incelemek amacıyla Şekil. 4.IO da gösterilen yamuk biçiminde içi taralı alan, üç ayrı sınır ile tesbit edilmiştir.



Şekil. 4.IO Sabit modülasyon oranı ile eviricinin çıkış karakteristiklerinin saptanması

Taralı alan dahilinde bulunan sahada evirici arzu edilen  $(V/Hz)$  oranını sağlayacak şekilde çalışır. Şekil. 4.II de muhtelif modülasyon frekans oranları için hazırlanmış eviricinin istendiği gibi çalışmasını temin edecek bölgeler sınırlarla tahdid edilmiştir. Her sınır bir modülasyon frekans oranının minimum ve maksimum frekanslar arasında ard arda gelen zarf sınırlarında arttığı görülmektedir. Böylece taşıyıcı frekansının yükseltilmesi ile düşük çalışma frekanslarında daha fazla darbe ve az miktarda sıfır gerilim elde edilmesine yol açılır. Neticede düşük mertebeli harmonikler üzerinde geniş bir frekans bandında gerekli kontrol sağlanmış olur. "Durum I" eğrisi ile maksimum taşıyıcı frekansı sınır çizgilerinin kesişme noktalarında, modülasyon frekans oranı, evirici çıkış frekansına göre kontrol edilerek mahsur ortadan kaldırılır. Eğer "Durum 2" de görüldüğü gibi  $(V/Hz)$

eğrisi maksimum frekansa erişmeden sıfır gerilim süre sınırına erişirse, eğrinin taşıyıcı frekansı limit çizgisine gelecek şekilde ayar edilmesi gerekir.



Şekil. 4.II Değişken modülasyon oranı ile eviricinin çıkış karakteristiklerinin saptanması

#### 4.3.4. Seçici oran modülasyonu

Değişken oran modülasyonunun uygulandığı gibi, seçici oran modülasyonu da sabit modülasyon oranına yakın olan değerlerde, eviricinin harmonik içeriği az olan dalgalar üretmesi için kullanılır. Bu metod için kullanılan seçici devre eviricinin çıkış büyüklüklerinin geri beslemesi ile uyarılır. Çıkış frekansına bağlı olarak değişen parametreler, sıfır gerilim süresi, darbe genişliği ölçülerek, darbe süresi eviricinin çıkışında bulunan her üç fazda  $120^\circ$  lik faz farkları itibare alınarak hemen gerçekleştirilir.

Seçici devre, evirici çıkışında seçilen ( $V/Hz$ ) oranını her çalışma şartında uygulamak için önceden programlanmış çalışma şartlarını otomatik olarak tatbik eder. Öncelikle harmonikleri minimum değerde tutmak için taşıyıcı frekansın çalışma frekansına olan oranını en büyük değerde muhafaza etmeye çalışır. Aynı zamanda yük değişmelerinden doğabilecek geçici durumlarda, darbe süresinin değişmemesi için otomatik olarak önlemler alır veya değişen süreyi yine aynı duruma getirir. Örneğin, belirli bir taşıyıcı dalga için eviricinin sıfır gerilim sınır çizgisinin altında bulunan bir gerilim ve frekans değerinde çalıştığını düşünelim. Doğru gerilim genliğinde meydana gelebilecek bir düşme aniden sıfır gerilim süresinin azalmasına yol açacaktır. Arzu edilmeyen ve dalgaının harmonik içeriğinin tamamıyla değişmemesine ve ( $V/Hz$ ) oranının bozulmasına sebep olan bu durum, seçici devrenin modülasyon frekansı oranını hemen bir alt değere düşürmesi ile o çalışmaya uygun olan sıfır gerilim süresine ayar edilir. Anında yapılan müdahaleler ile evirici çıkışından elde edilen DGM dalgalarının ( $V/Hz$ ) oranı ile darbe sürelerinin çalışma frekansına göre minimum harmonik ihtiva edecek şekilde kontrolü müm-

kün olur. Bunun neticesinde doğal olarak küçülmüş olan harmoniklerin motorun çalışmasına yapacağı olumsuz etkiler de azalmış olur. Örneğin, harmoniklerin oluşturacağı harmonik momentler de dalganın yapısına göre küçülmüş olurlar.

1960 senelerindeki tristörlerin çalışma frekansları bugünün şartlarına göre çok gerideydi. 720 Hz maksimum frekansı olduğundan elde edilen evirici çıkış frekansı 6 adım dalga şekli için 120 Hz, 12 adım için ise 60 Hz idi. Adım sayısının küçük olması dalganın harmonik muhteviyatının büyük olmasına sebep olduğu bilinen bir gerçektir. Harmoniklerin düşürülmesi için daha yüksek sayılara çıkmak, eviricinin çalışma frekansını şebeke frekansının altına düşmesine neden olduğu için, bu yoldan, tristörlerin çalışma frekansı, teknolojinin gelişmesi ile büyüye ne kadar, kaçınılmıştır. 1972 yıllarında 6 adım 200 Hz çalışma frekansına erişilmiştir. 1977 senelerinde eviricilerde kullanılan tristörlerin kesim süresi 50 mikro saniye ve 1981 yılında da 10 mikro saniyenin altına inmiştir.

#### 4.4. Güç devresinin modülasyona yaptığı etkiler

Bütün bilinen komütasyon devreleri, güç devrelerinin bir parçası olmasından dolayı modülasyon tekniğine etki edecek iki önemli etkide bulunur. Birincisi, DGM dalgasının yapısında bulunan darbe sayısı frekansın üst sınırını tahdit eder. İkincisi ise, güç devresi tarafından oluşacak etkidir. Tristörlerin iletme geçtiği an ile komütasyona girerek kesime geçtiği an arasındaki gecikme süresidir.

Birinci sınırlamaya etki eden faktör ısınmadır. Komütasyon kondansatörleri her yarı periyod içinde depo ettikleri yükleri deşarj ederler ve ters polarite ile tekrar yüklenirler. Bu esnada joule, dielektrik ve fuko kayıpları meydana gelerek, komütasyon devresinde ısı üretimine sebep olurlar. Komütasyonun hızlanmasıyla doğru orantılı olarak ısı enerjisi de artacağı için, sistemin müsaade edilen sıcaklık derecelerinde tutulması oldukça müşkül olur. Bilhassa kapalı olan sistemlerde üretilen bu ısı büyük problemler oluşturur. Buna ilave olarak gücü büyük olan eviricilerin yapılmasında, akım değerleri kendiliğinden büyük değerlere varacağı için, bu akımlara dayanacak elemanlarda ısı üretimine katkıda bulunacağı gibi fiyatların da yüksek olması sistemin daha pahalı olmasına sebep olacaktır.

İkinci sınırlamada, emniyetli çalışmayı temin etmek için gerekecek en küçük iletim zamanının dikkate alınması gerekir. Komütasyon devresinin tristörün iletimi esnasında zamanı gelmeden tristörü kesime geçirmemesi icap eder. Bunun gerçekleşmesi için, tetikleme devresine iletimdeki tristörü en küçük iletim süresinden önce komütasyona sokup, kesime götüreceği olan komütasyon devresini harekete geçirmeyecek bir kontrol devresi ilave edilir. Böylelikle tristörlerin en küçük çalışma süreleri garanti altına alınmış olur. Üretilen dalganın iyilik derecesini artırmak için minimum iletim süresinin küçültülmesinde her zaman yarar vardır. Çünkü bu şartlarda harmonik içeriğinin daha düşük bir seviyeye inmesi mümkün olur. Komütasyon devresinin seçilmesi ve hesaplanması esnasında temel alınacak faktör, minimum iletim süresidir.

#### 4.5. Harmonik eliminasyonu

Düzenli bir şekilde evirici çıkış dalga şeklinin iyileştirilmesinde dalga

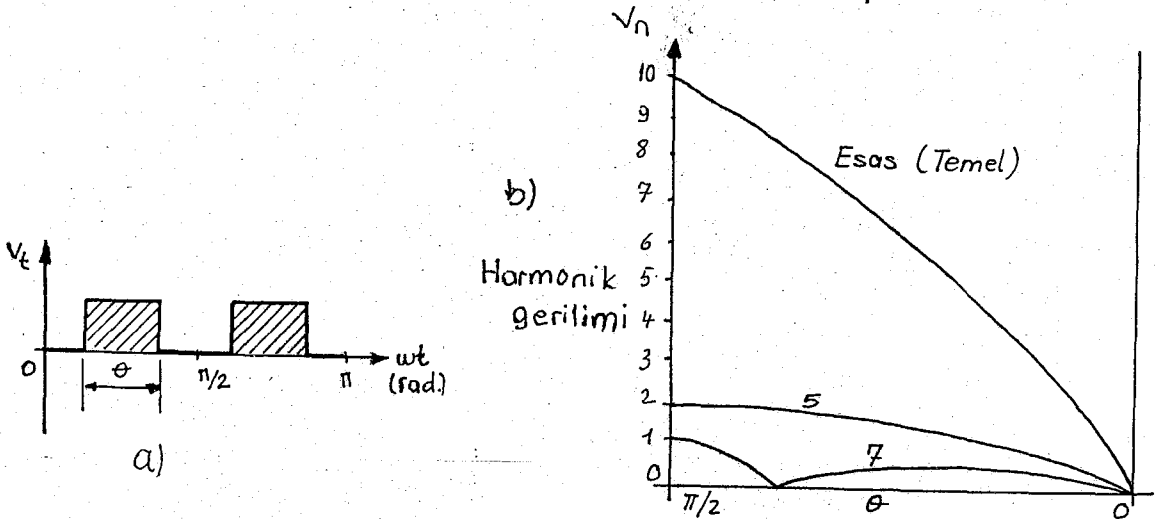
şekline uygun şekil verilmesi gerekir. Bunun için dalga şekli mümkün olduğu kadar sinüs dalga şekline yakın yapılır. Bu görevi eviriciyle yük arasındaki bir filtre yapabilir. Büyük güçler için filtre hacimce büyük ve pahalı olur. Ayarlı filtreler için LC filtreler limitlenir. Bir eviriciden basit kademeli dalga çıkışı tekrar çok uçlu transformatör kullanılmasıyla beslenebilir, öyle ki ayarlı gerilim dalga sentezi yapılabilir. Konjonktör periyod başına kademelerin büyük sayıları sinüzoidal dalgadır. Bu ekipmanda büyük ve pahalıdır. Gerilim büyüklüğünde olduğu gibi gerilim şekli bir şekle modüle edilebilir (şayet iyi sinüzoidal değilse). Modülasyon tristör tetikleme devrelerinin kontrolüyle sağlanır. En iyi şekilde puls (dalga) genişlik modülasyonunun değiştirilmesi şeklinde bilinen modülasyonun 3 türü vardır.

1. Çoklu dalga (puls) genişliği
2. Seçilmiş harmonik küçültme
3. Harmonik nötrelizasyonu

Şimdi bunları sırasıyla görelim:

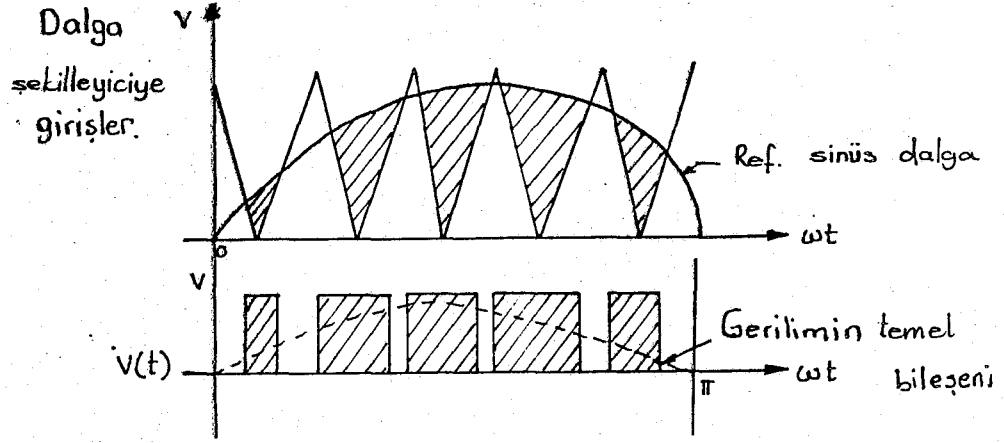
#### 4.5.I. Çoklu dalga genişliği

Şekil. 3.20 de gösterilen gerilimin tek pulsu özellikle düşük güçlerde yüksek olan üçüncü harmeniğe sahiptir. Dalgaların sayılarının artması ile iki yarım periyod başında, Şekil. 4.I2 a daki gibi üçüncü harmonik elimine (yok) edilir. O nun değişimi için fourier analizi Şekil. 4.I2 b deki gibi düşük harmonikler meydana getirir. Diğer harmonikler dalga sayılarının artmasıyla elimine edilir. Çek-

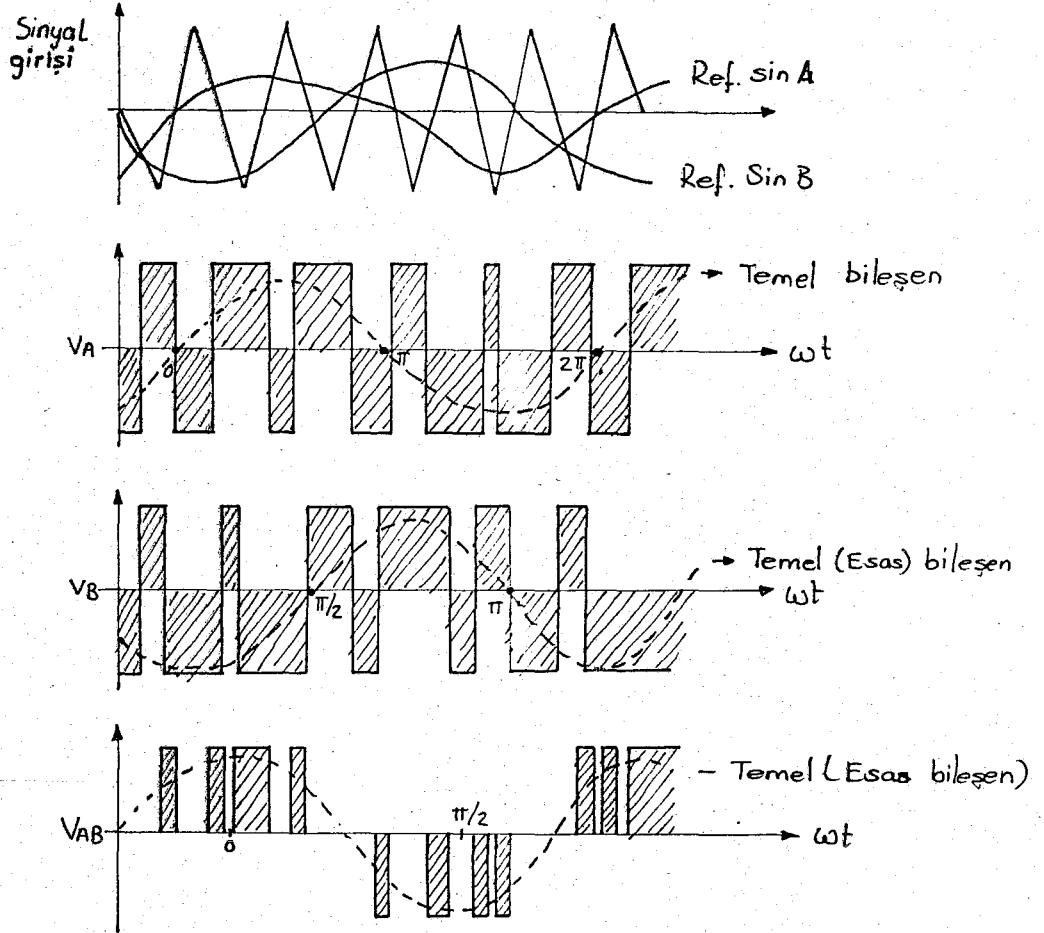


Şekil. 4.I2 a) Çift sayılı dalga b) Dalga içindeki tek sayılı harmonik genlikleri

lu dalgaların seçiminin bir metodu Şekil. 4.I3 deki gibi bir sinüs dalga referansı ile karıştırılmış bir testere dişi dalga ile tetiklenen tristörün açılması ve kapanması için beslemeye dalga şekil verme devresidir. Daha sadeleştirilmiş Şekil 4.I4 deki gibi ayarlı faz değiştirici ile çift sinüs dalga referansıdır. Bu haller içerisinde yarım periyod başına dalgaların toplam sahası sabit kalır.



Şekil. 4.I3 Karışık sinyalleri ile çoklu dalgalar

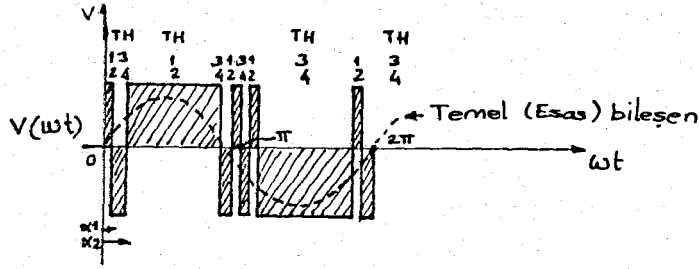


Şekil. 4.I4 Kompleks karıştırıcı ile çoklu dalgalar

#### 4.5.2. Seçilmiş harmonik küçültme

Çoklu dalga genişlik kontrolü ile periyod başına mukayese edildiğinde komütasyonlar daha az elabilir. Bir fazlı eviricide 3ve 5'inci harmonikler elimine

edilebilir. Aynı yöntemle üç fazlı eviricide de birinci harmonik olan II' nolu harmonik elimine edilebilir. Şekil. 3.20 de gösterilen dikdörtgen dalga içindeki tek sayılı harmonik gerilimi:



Şekil. 4.15 Seçilmiş harmonik küçültme

$$\gamma \cdot (n \cdot \omega t) = \frac{4V}{n \cdot \pi} \left( \sin n \frac{\theta}{2} \right) \left( \cos n \cdot \omega t \right) \quad (4.12)$$

ifadesiyle bulunur. Şekil. 4.15 deki dalga için benzer analizle harmonik gerilimi:

$$\gamma \cdot (n \cdot \omega t) = \frac{4V}{n \cdot \pi} \left( 1 - 2 \cos n \alpha_1 + 2 \cos n \alpha_2 \right) \left( \cos n \frac{\theta}{2} \right) \left( \sin n \omega t \right) \quad (4.13)$$

olur.

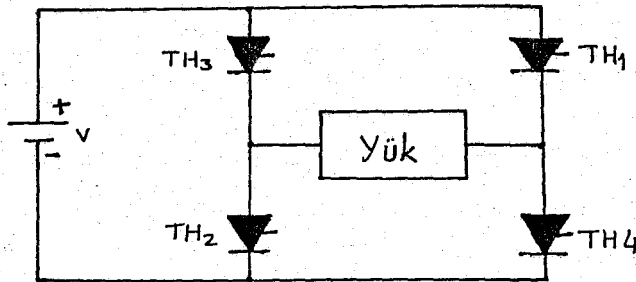
Şekil. 4.16 daki bir fazlı eviricide TH<sub>1</sub>, TH<sub>2</sub> ve TH<sub>3</sub>, TH<sub>4</sub> arasındaki faz değiştirilmediyse, sonra tristör tetiklenmesi Şekil. 4.15 deki gibi maksimum frekansa maksimum gerilimin temsiliyle olacaktır.  $\theta$ , sıfır ile (4.13) deki eşitlikten, iki harmoniğin yok edilebilmesinden  $\alpha_1$  ve  $\alpha_2$  terimler gösterilir ve (4.13) ile (4.14) benzer eşitliklerin çözümünden  $\alpha_1$  ve  $\alpha_2$  bulunur.

$$\gamma \cdot (n_1 \omega t) = 0 = 1 - 2 \cos n_1 \alpha_1 + 2 \cos n_1 \alpha_2 \quad (4.14)$$

$$\gamma \cdot (n_2 \omega t) = 0 = 1 - 2 \cos n_2 \alpha_1 + 2 \cos n_2 \alpha_2 \quad (4.15)$$

$n_1$  ve  $n_2$  sıfıra eşit olan iki harmoniktir.

3 ve 5' nci harmoniklerin ( $n_1=3$ ,  $n_2=5$ ) sıfır olması için  $\alpha_1=23,6^\circ$  ve  $\alpha_2=33,3^\circ$  olmalıdır.



Şekil. 4.16 Bir fazlı köprü evirici prensip şeması

#### 4.5.3. Dalga sentezi ile harmonik nötrelizasyonu

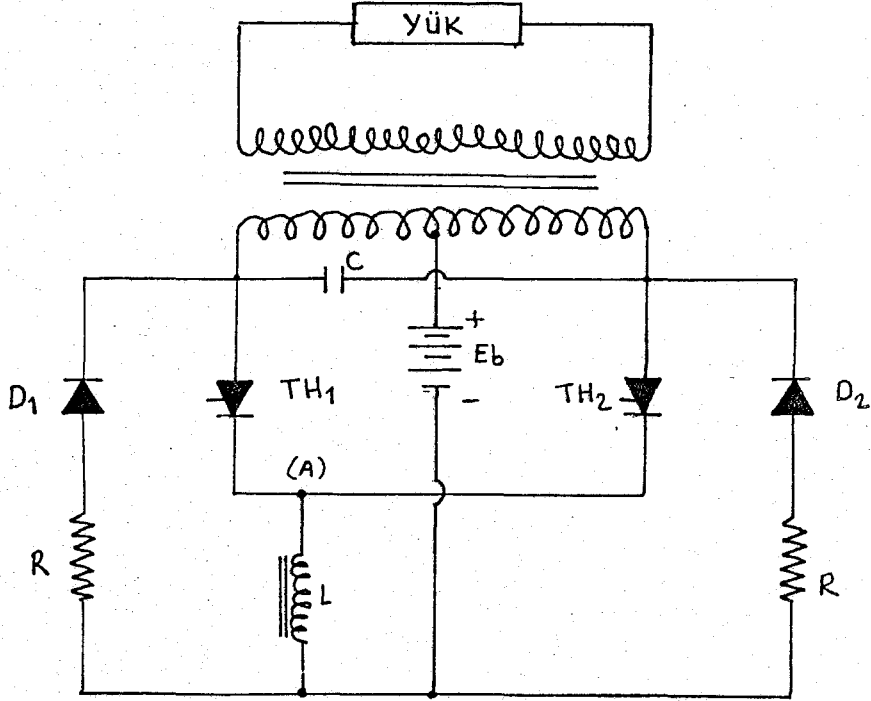
Dalga sentezi düşük harmoniklerin berteraf edilmesinden dolayı caziptir. Fakat tristöre ihtiyaç duyulduğundan cazipliğini kaybetmektedir. Bu metod yaklaşık 20 KVA nın üstündeki gclerde daha ekonomiktir. Prensi olarak birek bir fazlı evirici beraber akuple edilmiştir. Çıkışların sonuçlarının toplamı yaklaşık olarak sinüzoid bir dalgadır.



## 5. BİR FAZLI ASEKRON MOTORUN EVİRİCİ İLE DEVİR KONTROLÜ UYGULAMASI

### 5.1. Giriş

Devir ayarında kullanılan "Mc Murray-Bedford" eviricinin çalışmasını kısaca özetleyelim: TH<sub>1</sub> iletim TH<sub>2</sub> kesim durumunda olsun, akım kaynaktan transformatörün primer sargısının sol tarafından akarak TH<sub>2</sub>'nin anodunda ve şarj kondansatöründe 2E<sub>b</sub> gerilimi oluşturur. TH<sub>2</sub> ateşlendiğinde ise A noktasında 2E<sub>b</sub> gerilimi doğar ve TH<sub>1</sub> ters polarmalanarak kesime geçer. Kondansatör istenen kapama zamanı için TH<sub>1</sub>'i ters polarmada tutar. TH<sub>1</sub> tekrar ateşlendiğinde evirici ilk haline



Şekil. 5.1 Bir fazlı Mc Murray - Bedford evirici şeması

döner. Doğru besleme akımı alternatif olarak transformatör primer sargılarının her birinden akıtıldığından transformatörün sekonderinde kare dalga gerilim meydana gelir. D<sub>1</sub> ve D<sub>2</sub> diodları transformatör sargılarında oluşan reaktif gücü doğru gerilim kaynağına geri verir.

### 5.2. Kullanılan elemanların özellikleri

I. Variak. Gerçekleştirilen sisteme uygun olarak laboratuvarından seçilmiş olup, şebeke ile besleme trafosu arasına bağlanmıştır. Frekansın değişmesi ile birlikte doğru orantılı olarak gerilimin ayarlanmasını sağlar, yani  $(U/f)$  oranını

sabit tutar. Değerlerini kısaca şöyle yazabiliriz: Giriş 380V 3~ 10A 50Hz 6 KVA, Çıkış 0 - 190 - 380V 10A(mak.) 5,6 KVA 。

2. Besleme trafosu. Eviricinin giriş gerilimi 100V olduğundan, redresör çıkışı da 100V olacaktır. Redresör: üç fazlı tam dalga köprü (DB) bağlantılıdır. Redresörü besleyen besleme trafosunun sekonder gerilimi:

$$U_s = 0,74.U_{dc} = 0,74.100 = 74V \quad (5.1)$$

bulunur. Motorun gücü 750 W olduğundan eviricinin giriş gücü, % 80 verimle yaklaşık olarak 1000W alındı. Eviricinin çektiği akım:

$$I_d = \frac{P}{U} = \frac{1000}{100} = 10 \text{ A (dc)}$$

Transformatörün sekonder akımı :

$$I_s = I_d \cdot 0,82 = 8,2 \text{ A} \quad (5.2)$$

bulunur. Trafonun gücü:

$$P = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos \phi = 1,73 \cdot 74 \cdot 8,2 \cdot 1 = 1050 \text{ W} \quad (5.3)$$

verimi de dikkate alarak trafonun gücü 1200 W alındı.

Trafo hesabı. Trafonun değerleri : üç fazlı 380/74 V 50 Hz 1260 W seçilen değerler: J (Akım yoğunluğu) = Her iki sargı için 2 (A/mm<sup>2</sup>), B (sacın geçirgenlik değeri) = 10000 gauss, C (şekil faktörü) = 1,12 alınmıştır (Turgut B. - doroğlu cilt I) . Demir nüve kesiti (Sn) :

$$S_n = C \cdot \sqrt{2/3 \cdot P_1} = 1,12 \cdot \sqrt{2/3 \cdot 1200} = 31,67 \text{ cm}^2 \quad (5.4)$$

$S_n = a \cdot b \Rightarrow a = 5 \text{ cm}$  alınır,  $b$  kabarma payıyla birlikte 7 cm olur. Buna göre primer faz gerilimi  $380/\sqrt{3} = 220 \text{ V}$  olduğundan primer siper sayısı :

$$N_1 = \frac{U_1 \cdot 10^8}{4,44 \cdot f \cdot B \cdot S_n} = \frac{220 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 50 \cdot 10 \cdot 31,67} = 314 \text{ (siper/faz)} \quad (5.5)$$

bulunur.  $314/220 = 1,427 \text{ (siper/volt)}$  olduğundan, sekonder siper sayısı % 5 regülasyonla birlikte :

$$74/\sqrt{3} \cdot 1,427 \cdot 1,05 = 64 \text{ (siper/faz)}$$

bulunur. Sekonder akımı:

$$I_2 = \frac{P_2}{\sqrt{3} \cdot U_2} = \frac{1200}{1,73 \cdot 74} = 9,37 \text{ A}$$

Sekonder iletken kesiti :

$$S_2 = \frac{I_2}{J} = \frac{9,37}{2} = 4,686 \text{ mm}^2 \quad (5.6)$$

$$d_2 = \sqrt{\frac{4 \cdot S_2}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 4,686}{3,14}} = 2,45 \text{ mm } \phi \text{ (emaye)}$$

bulunur. Primer, akımı :

$$I_1 = \frac{P_1}{\sqrt{3} \cdot U_1} = \frac{I_{200}}{1,73 \cdot 380} = 1,83 \text{ A}$$

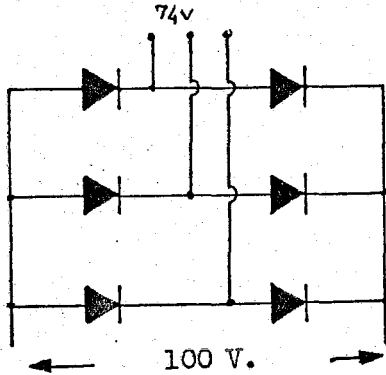
İletken kesiti ve çap:

$$S_1 = \frac{I_1}{J} = \frac{1,83}{2} = 0,913 \text{ mm}^2$$

$$d_1 = \sqrt{\frac{4 \cdot S_1}{\pi}} = \frac{4 \cdot 0,913}{3,14} = 1 \text{ mm } \phi \text{ (emaye)}$$

bulunur.

3.Redresör. Üç fazlı tam dalga köprü (DB) siliken diodlardan yapılmış olup çıkışı filtre edilmiştir.



Tristörler 6A/800V.

Şekil. 5.2 Tam dalga köprü (DB) redresör

4. Evirici .

Evirici besleme gerilimi :100 V (Dc)

Evirici çıkış gerilimi : 220 V (Ac dikdörtgen dalga)

Çıkış trafosu dönüştürme oranı: 220/100 = 2,2

Eviricinin giriş gücü % 85 verimle 1000 W alınmış idi.

Tristörün ortalama akımı :

$$I_{(or)} = \frac{P}{2 \cdot E_b} = \frac{750}{2 \cdot 100} = 3,75 \text{ A} \quad (5.7)$$

Tristörün tepe gerilimi :

$$U_{(pk)} = 2,5 \cdot E_b = 2,5 \cdot 100 = 250 \text{ V} \quad (5.8)$$

Komütasyon elemanları . C I4I evirici tristörünü seçersek maksimum kapalı kalma zamanı  $10 \mu\text{s}$  alınabilir. maksimum komütasyon hızı :

$$dv/dt = 200 \text{ V}/\mu\text{s}$$

olur.  $t_c = 12 \mu\text{s}$  (tristörün kesimde kalma zamanı). Tristörün tepe (peak) akımı :

$$I_{(pk)} = 14 \text{ A}$$

alınabilir. Bobinin endüktansı ise :

$$L = \frac{6 \cdot E_b \cdot t_c}{\pi \cdot I_{pk}} = \frac{6 \cdot 100 \cdot 12 \cdot 10^{-6}}{\pi \cdot 14} = 163,78 \cdot 10^{-6} \text{ H} \quad (5.9)$$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{3,44 \cdot E_b}{L \cdot I_{pk}} = \frac{3,44 \cdot 100}{163,78 \cdot 10^{-6} \cdot 14} = 15 \text{ V}/\mu\text{s} \quad (5.10)$$

Kondansatörün değeri :

$$C = \frac{3 \cdot t_c \cdot I_{pk}}{8 \cdot \pi \cdot E_b} = \frac{3 \cdot 12 \cdot 10^{-6} \cdot 14}{8 \cdot \pi \cdot 100} = 0,20 \cdot 10^{-6} \text{ f} \quad (5.11)$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{2 \cdot E_b}{L} = \frac{2 \cdot 100}{163,78} = 1,22 \text{ A}/\mu\text{s} \quad (5.12)$$

5. Çıkış trafosu hesabı. Trafo gücü 1000 W, Sekonder gerilimi 220 V (AC dikdörtgen dalga). Diğer bütün değerler önceki değerlerin aynısıdır.

Nüve kesiti :

$$S_n = 1,12 \sqrt{2/3 \cdot 1000} = 35,41 \text{ cm}^2$$

$S_n = a \cdot b$  olduğundan,  $a = 6 \text{ cm}$  alınırsa  $b$ , kabarma payı ile birlikte  $6,5 \text{ cm}$  alınır.

Primer siper sayısı :

$$N_1 = \frac{220 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 50 \cdot 10^4 \cdot 35,41} = 256 \text{ siper}$$

bulunur. trafo orta uçlu olduğuna göre sargı :  $I_{28} + I_{28} = 256$  (sipir) olur. Sekonder gerilimi de 220(V) olduğundan % 5 regülasyonla birlikte sipir sayısı,

$$N_2 = 256 \cdot 1,05 = 296$$

olur.

Primer akımı ve iletken kesiti :

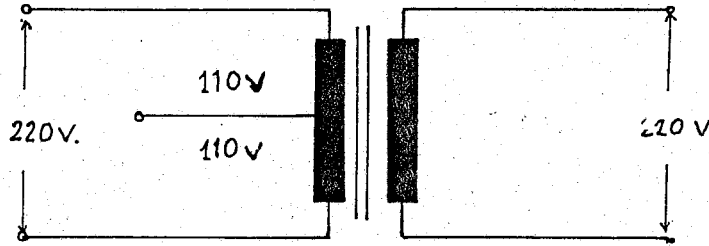
$$I_1 = \frac{P_1}{U_1} = \frac{1000}{220} = 4,55 \text{ A}$$

$$S_1 = \frac{I_1}{j} = \frac{4,55}{2} = 2,275 \text{ mm}^2 \text{ ve çapı } d_1 = \sqrt{\frac{4 \cdot 2,275}{\pi}} = 1,75 \text{ mm } \phi \text{ (pamuk izole)}$$

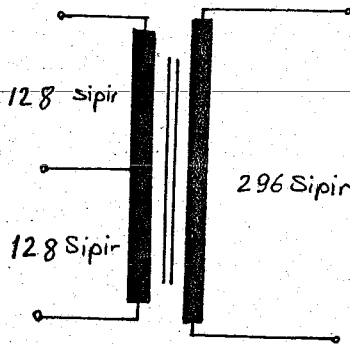
Sekonder akımı ve iletken kesiti :

$$I_2 = \frac{P_2}{U_2} = \frac{1000}{220} = 4,55 \text{ A} \quad \text{ve} \quad S_2 = \frac{I_2}{j} = \frac{4,55}{2} = 2,275 \text{ mm}^2$$

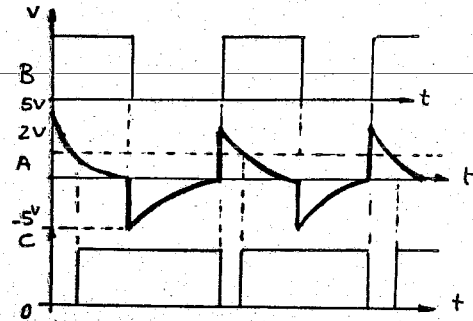
$$\text{iletken çapı ise, } d_2 = \sqrt{\frac{4 \cdot 2,275}{\pi}} = 1,75 \text{ mm } \phi \text{ (pamuk izole)}$$



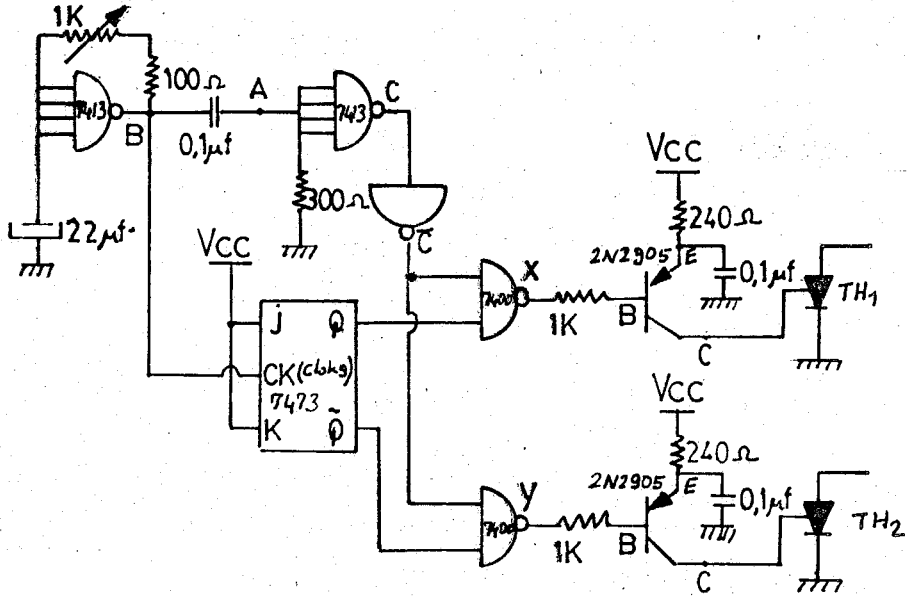
Şekil. 5.3 Evirici çıkış trafosu



Şekil.5.4 Çıkış trafosu sarım sayısı

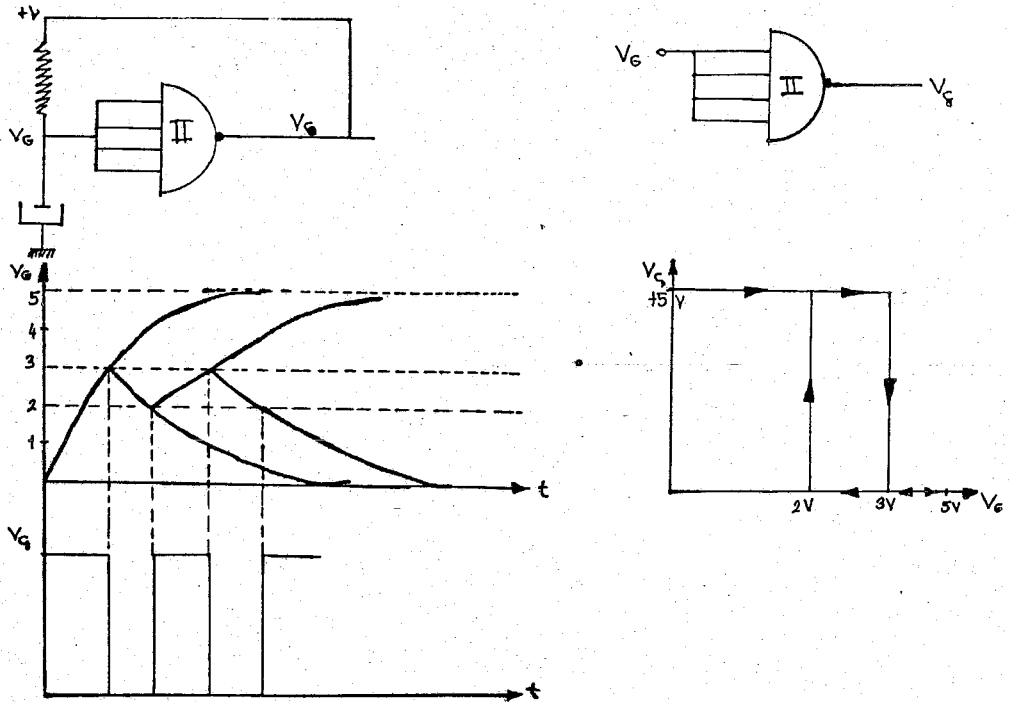


Şekil.5.5. Tristörün tetikleme darbeleri ve geçen akım



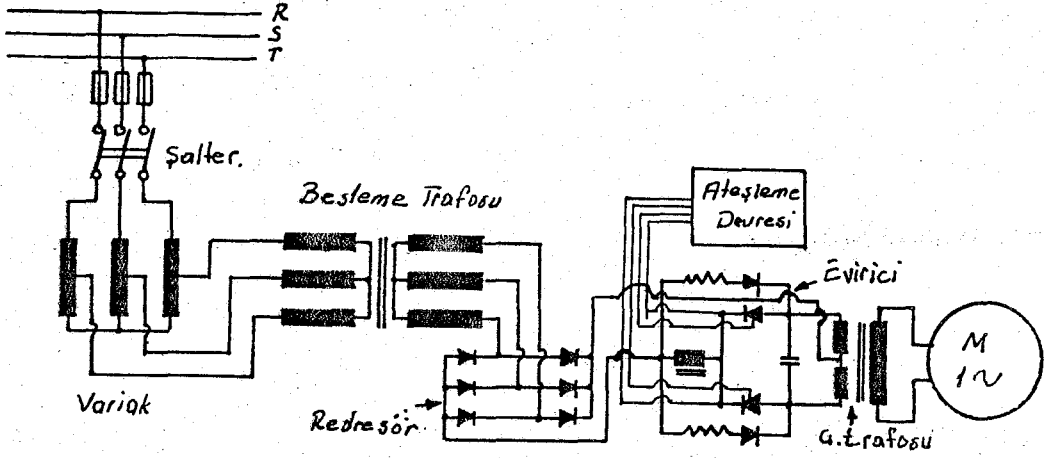
Şekil. 5.6 Tristörün ateşleme devresi

Şekil.5.6 da,  $X$ 'de 5(V)varken B-E arası gerilim eşit ve tranzistörler kesimdedir. Bu nedenle 240 ohmluk direnç üzerinden kondansatör şarj oluyor.  $X$ 'de gerilim sıfır olduğunda B-E arasında gerilim 0 ile 5(volt)arasında olur. Böylece tranzistör doyuma geleceğinden  $0,1\mu f$ 'lık kondansatör tristörün geytini tetikleyerek ilettime geçirir. Tetikleme devresinin çalışması Şekil. 5.6, Schmitt-Triggerin çalışması ise Şekil. 5.7 de gösterilmektedir.



Şekil. 5.7 Schmitt-Triggerin çalışması

Giriş sıfır iken çıkış bir volt, bu esnada kondansatör şarj olacaktır.  
 Giriş üç volt olduğunda kondansatör deşarj olmaya başlayacak ve çıkış sıfır olacaktır.  
 Giriş iki volt olduğunda çıkış bir olacak ve kondansatör tekrar şarj olacaktır.



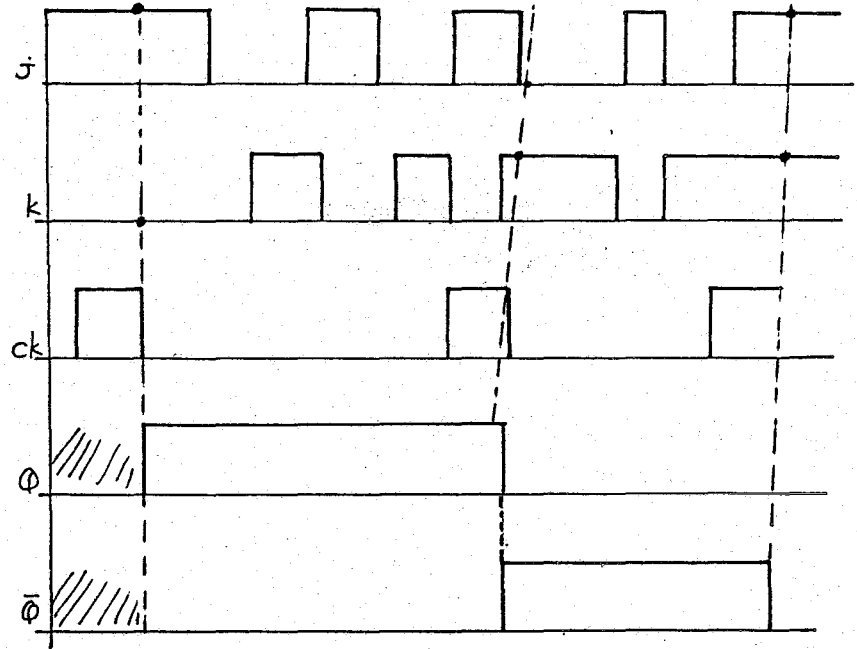
Şekil. 5.8 Mc Murray - Bedford evirici ile bir fazlı yardımcı sargılı asenkron motorun devir sayısı ayarı uygulaması

J-k nin çalışması

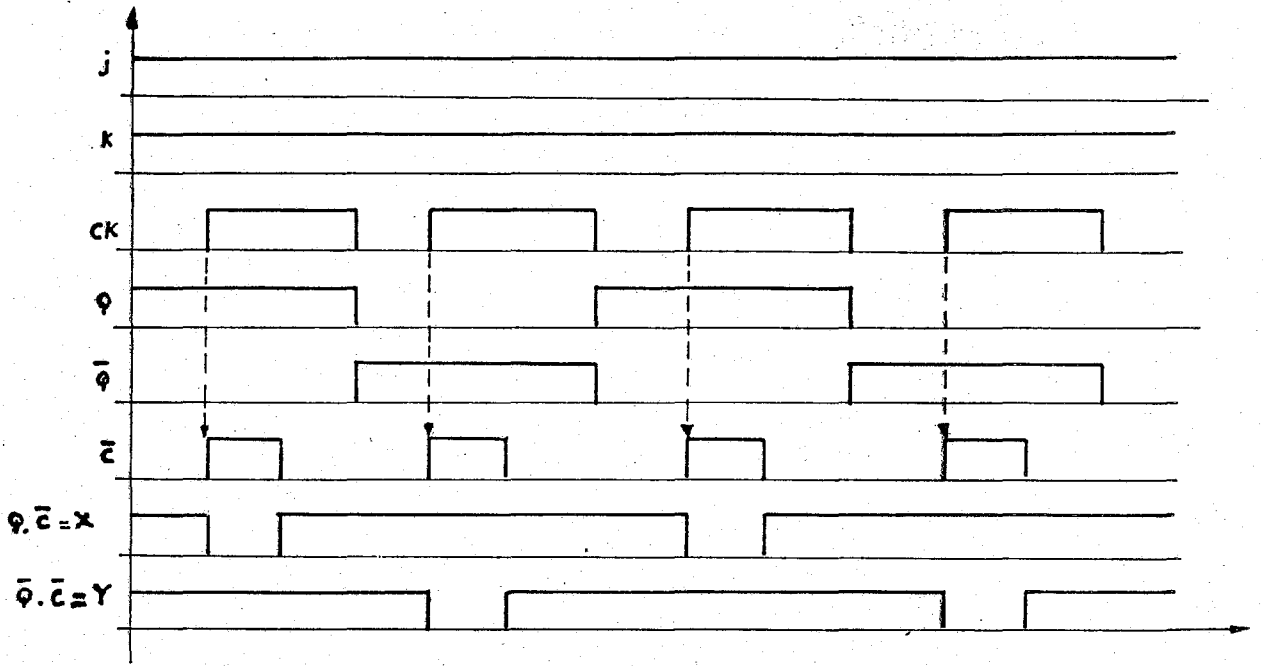
a)

J	k	$\phi$	$\bar{\phi}$
0	0	$\phi$	$\bar{\phi}$
1	0	1	0
0	1	0	1
1	1	$\bar{\phi}$	$\phi$

b)



Şekil. 5.9 a) Flip - flop çalışma program kartı b) Flip - flopun iletim ve kesim süreleri



Şekil. 5.10 Ateşleme devresinin tristörlere gönderdiği tetikleme darbeleri



## SONUÇ

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

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

Bunun yanında bilezikli motorun tanıdığı imkandan yararlanarak, makinaya statorundan sabit frekanslı gerilim ve rotorundan da değişen frekanslı bir gerilim uygulanarak, devir sayısı kontrolünün gerçekleştirilmesi, motorun eşdeğer ve diğer çalışma karakteristiklerinin tesbiti ile rotordan besleme durumu da kısaca incelenmiştir.

Tezde ana konu olarak daha çok eviricilere yer verilmiş olup, çalışma prensipleri, elemanların özellikleri ve değerlerinin hesaplanması, bir ve üç fazlı eviriciler ile elde edilen gerilim şekilleri ve modülasyon şekilleri etraflıca incelenmiştir. Sinüzoidal olmayan gerilimlerin motorda oluşturduğu olumsuz etkiler evirici devresinde alınacak bazı önlemlerle asgariye indirilebildiğinden motorun normal çalışmasını etkileyemediği için üzerinde fazla durulmamıştır. Tezin son bölümünde bir fazlı motora ait devir sayısı ayarı uygulama örneği verilmiştir.

Böylelikle herhangi bir asenkron motorda besleme frekansının değiştirilmesi ile devir sayısı ayarı geniş olarak incelenmiş olmaktadır.

## K A Y N A K L A R

1. ARIKAN, C. : Tristörlerle motor denetimi, (Seminer notu), 1980, İzmit
2. BODUROĞLU, T. : Asenkron makinalar, (Teorik bilgi), Cilt 2, Kısım 2  
İ.T.Ü. Kütüphanesi, sayı II99, 1981
3. ÇELTEKLİGİL, U. : Güç elektroniği devreleri, (Ders notları), İ.T.Ü.  
Elek.Fak., ofset baskı atölyesi, 1988I
4. GÖNENÇ, B. : Tristör ve triyak uygulamaları, 1980, Ankara
5. GÜLGÜN, R. : Güç elektroniğine giriş, İ.D.M.M. kütüphanesi, 1980
6. MERGEN, F. : Asenkron motorun eviricilerle frekans değiştirerek devir  
ayarı, (Doktora tezi), İ.T.Ü. kütüphanesi, 1982
7. PANAYIRCI, E. : Modülasyon teorisi, (Ders notları), kısım I, İ.T.Ü. ,  
Elk.Fak. ofset baskı atölyesi, 1978
8. BROPHY, J.J. : Fenciler için temel elektronik, A.Ü. Fen Fak. yayınları  
sayı I32, 1980
9. Elektronik Components and Applications, Vol 2, No 2, February  
1981, Vol 2, No 3, Mayıs 1980, Vol 2, No 4, August 1980