

4704

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**TRİSTÖRLÜ İNVERTERLERLE
KISA DEVRE ROTORLU ASENKRON MOTOR
KONTROLUNUN İNCELENMESİ VE DENEYSEL
OLARAK GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Elektrik Müh. Hüseyin TEMÜR

**F.B.E. Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalında
hazırlanan**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Hacı BODUR

İSTANBUL, 1995

İÇİNDEKİLER

SAYFA

İÇİNDEKİLER	i
ÖZET	ii
İNGİLİZCE ÖZET	iii
1.GİRİŞ	
1.1. Hız kontrolü, yarı iletkenler ile kontrol ve asenkron motorlar senkron motorların genel ifadeleri	1 2
1.2.1 Giriş	2
1.2.2 Moment ifadesi ve bu ifadenin irdelenmesi	5
1.2.3 Güçler ve güç akış diyagramı	8
1.3. Asenkron motorlarda hız kontrol yöntemleri	12
1.3.1 Giriş	12
1.3.2 Stator gerilimini değiştirerek asenkron motorlarda hız kontrolü	12
1.3.3 Stator gerilim ve frekansını birlikte değiştirerek asenkron motorlarda hız kontrolü	14
1.4. Doğrultucular	21
1.4.1 Giriş	21
1.4.2 Doğrultucularda harmonikler	21
1.4.3 Üç fazlı tam dalga kontrolsüz doğrultucular	22
2.İNVERTERLER	23
2.1. Giriş	23
2.1.1 Üç fazlı köprü tipi inverterin prensibi	23
2.2. İnverterin kendi içinde gerilim ayarı	24
2.2.1. Kesme kumandası	24
2.2.2 Üç fazlı köprü PWM inverter	24
2.3. Faz söndürme montajlı inverterler	31
2.3.1. Faz söndürme montajlı inverterin çalışması	31
2.3.2. Faz söndürme montajlı inverterde komütasyon hesabı	33
3. "KONTROLSUZ DOĞRULTUCU-TRİSTÖRLÜ İNVERTER" GRUBU İLE KISA DEVRE ROTORLU ASENKRON MOTOR HIZ KONTROLU UYGULAMASI	37
3.1. Giriş	37
3.2.Konrol devresinin çalışması	37
3.3. Uygulama devresinde alınan değişimler	44
YARARLANILAN KAYNAKLAR	49
ÖZGEÇMİŞ	50

ÖZET

Hızla ilerleyen teknoloji, insanların refah düzeyindeki artış, yavaş yavaş insanların mekanize işlerden soyutlanması, 20.yüzyılın önemli gelişmelerindendir. İşyerlerinden, atölye,fabrika yada tezgahlardan uzaklaşan insanlar, bilgisayarlar,lojik kontrol cihazları ve benzeri sistemlerle, yapılan iş konusunda büyük bir kontrol gücüne ulaşmışlardır.Bilgi toplumuna doğru hızla ilerleyen günümüz insanı için otomasyon tartışılmaz bir konudur.Bu sayede üretimin geliştirilmesi, verimliliğin artırılması ve insan hatasından doğan kazaların en aza indirilmesinde büyük mesafeler katedilmiştir.

Bu tezde, hakkında detaylı bilgi verilen tristörlü inverterlerle kısa devre rotorlu asenkron motor kontrolü, fabrika otomasyonunda büyük ölçüde kullanılmaktadır. Günümüzde,maliyeti ucuz, konstrüksiyonu basit ve kullanma alanı çok geniş olan kısa devre rotorlu asenkron motorlarda, yük altında maksimum momentle yol verme ve hız kontrolü büyük bir öneme sahiptir.Bunun sağlanması için, gerilim/frekans oranı sabit olmak üzere, motor stator gerilim ve frekansının birlikte değiştirilmesi veya ayarlanması gerekmektedir.

Bu sistem Güç Elektronikinde büyük atılımlardan biridir. Bu sistem sayesinde önceleri devir kontrolünün dc motorlarla yapıldığı makinalar tarihe karışmış, dc makinaların hantal ve arızaya çok müsait yapılarının yerini asenkron motorlar almıştır.

Tezin ilk bölümünde, asenkron motorlar, kontrolsüz doğrultucular ve doğru gerilimin alternatif gerilime çevrilme yöntemleri anlatılmıştır. İkinci bölümde, doğru gerilimin alternatif gerilime çevrilmesinde kullanılan inverterlerin çalışması ve komütasyon hesabı anlatılmıştır.Tezin üçüncü bölümünde ise laboratuvar da uygulaması gerçekleştirilen inverter anlatılmış ve inverterle ilgili bazı değişimler verilmiştir.

Bu tezin hazırlanmasında kıymetli görüşleri ile yönlendiren, teşvik ve yardımlarını esirgemeyen, sayın tez yöneticisi ve hocam Doç.Dr.Hacı BODUR'a şükranlarımı sunarım. Ayrıca laboratuvar çalışmalarında yardımlarını gördüğüm Arş. Grv. Sayın A.Faruk BAKAN'a teşekkür ederim.

SUMMARY

The most important developments in the 20th century are fast progressing technology, the increment in the life standards of the human and becoming a stranger of human to mechanical works. People leaving factories, work sites and work-shops reached to a large control power which is made by means of computers, logic controllers and similar systems.

Automation is an indispensable subject for today's human who is in advance towards information society. On account of this the improvement of production, increment in productivity and minimization of human based errors had been possible.

Squirrel-cage induction motor driven by thyristors has been explained explicitly in this thesis. Today in squirrel cage induction motor which has a low, simple construction and large operating field, speed control and driving with maximum torque under load is very important. To provide this it is necessary to adjust the stator voltage and the frequency together.

The method mentioned above is one of the most important improvements of Power Electronics. Due to this method induction motor has taken the place of dc motor and speed control made by very big and easily damaged dc motors has been a thing of the past.

In the first part of thesis induction motors, rectifiers and methods for converting dc voltage to ac voltage was introduced. In the second part operating principles of the inverters used for converting dc voltage was introduced. In the third part inverter implemented in the laboratory is introduced and some waveforms of the inverter is given.

I want to give special thanks to my dear teacher Doç. Dr. Hacı BODUR who encouraged, helped and guided me with precious ideas. I also want to thank Assist. A. Faruk Bakan who helped me in my laboratory studies.

1.GİRİŞ

1.1 HIZ KONTROLÜ, YARI İLETKENLER İLE KONTROL ve ASENKRON MOTORLAR

Modern endüstride, devir sayısı ayarının kullanıldığı pek çok iş makinası ve tesis olup, bunlardan en önemli olanlar aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- Kağıt endüstrisi,
- Tekstil endüstrisi,
- Demir-çelik endüstrisi,
- Kömür işletmeleri,
- Ulaşım tesisleri,
- Haddeme tezgahları,
- Kaldırma sistemleri, v.b.

Devir sayısı ayarının sağladığı faydalar şu şekilde özetlenebilir.

- İş hacmi yükselir,
- Verim artar,
- Kalite yükselir, v.b.

Genel olarak kontrol sistemlerinden istenilen özellikler ise aşağıdaki gibi sayılabilir.

- Verim yüksek olmalı,
- Güç faktörü yüksek olmalı,
- Devir sayısı ayar sahası geniş olmalı,
- Devir sayısı ayarı kademesiz,hassas ve hızlı olmalı,
- Şebeke mümkün mertebe olumsuz etki yapmamalı,
- Gürültü yapmamalı,etrafı rahatsız etmemeli,
- Kapladığı yer ve ağırlığı az olmalı,
- Soğutulması kolay olmalı,
- Sıcak,soğuk,gazlı gibi çevre şartlarına uyum göstermeli, v.b.

Yukarıdaki istenilen özelliklere en uyumlu cevabı, yarı iletkenlerle yapılan kontrol sistemleri verip, asenkron motorların yarı iletkenler ile kontrolü bu özelliklerin hemen hemen hepsine sahiptir.

DC motorların en önemli tercih edilme sebebi olan, yük altında yüksek kalkış momenti ile kalkabilme özelliğine, yarı iletkenler ile kontrol sayesinde, asenkron motorlarda da erişilmiştir. Kaldırma ve cer gibi, dc motorların özellikle kullanıldıkları yerlerde bile, asenkron motorların kullanılmasına başlanmıştır. [1]

Asenkron motorlar, stator ve rotor olarak adlandırılan iki kısımdan oluşur. Motorun sabit olan kısmı stator ve hareketli olan kısmı ise rotordur. Üç fazlı asenkron motorlarda stator yapısı değişmediği halde rotor biri kafes, diğeri sargılı olmak üzere, başlıca iki tipte yapılır. Asenkron motorun birçok özel yapım türü de vardır. Rotoru dışarda, statoru içeride bulunan dış rotorlu asenkron motor, doğrusal hareket sağlayan doğrusal asenkron motor, ayrıca rotor sargısı bulunmayan kütleli rotorlu asenkron motor, iki fazlı asenkron motor, iki fazlı servo motor, eylemsizlik momentinin çok küçük olması istenen hallerde kullanılan ve rotoru alüminyum veya bakırdan boş bir silindir olan ferraris motoru v.b. [2]

1.2. ASENKRON MOTORLARIN GENEL İFADELERİ

1.2.1. Giriş

Asenkron motor stator sargılarına f_1 frekanslı u_1 gerilimi uygulandığında, n_s devir sayısı ile dönen ϕ döner alanı oluşur. Bu alanın stator ve rotor sargılarını kesmesiyle, bu sargılarda E_1 ve E_2 elektromotor kuvvetleri endüklenir. Bu değerler,

$$n_s = 60 \cdot f_1 / p \quad (1.1)$$

$$E_1 = 4,44 \cdot f_1 \cdot N_1 \cdot k_1 \cdot \phi \quad (1.2)$$

$$E_2 = 4,44 \cdot f_2 \cdot N_2 \cdot k_2 \cdot \phi \quad (1.3)$$

şeklindedir. ϕ döner alanı ve E_2 elektromotor kuvvetinin geçirdiği I_2 rotor akımının oluşturduğu, M_d döndürme momenti ile rotor n devir sayısı ile döner. Normal çalışmada döner alan ile rotor devir sayıları arasında bir fark meydana gelir. Bu farka kayma devir sayısı ve bunun döner alan veya senkron devir sayısına oranına da bağlı kayma denilip,

$$n_K = n_s - n \quad (1.4)$$

$$s = n_K / n_s \quad (1.5)$$

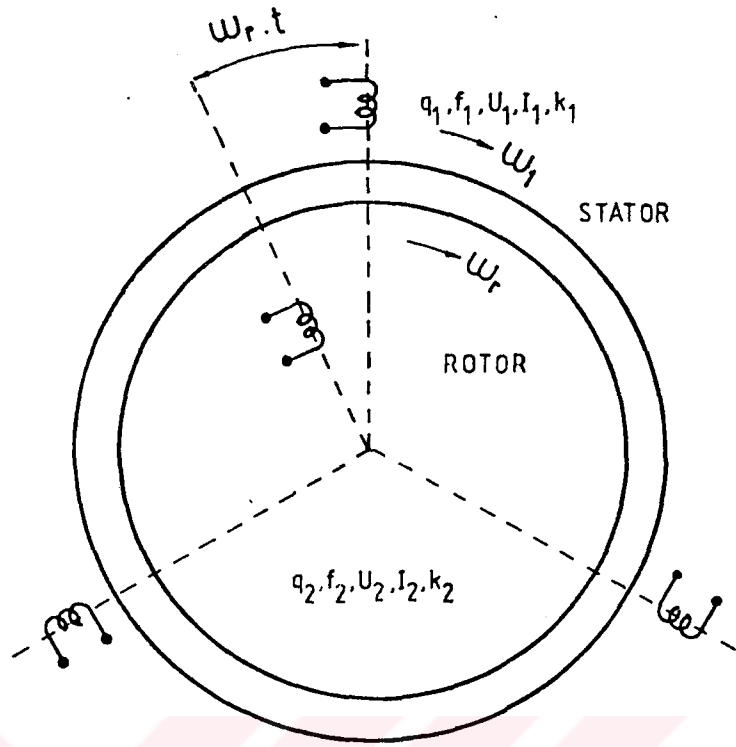
olarak ifade edilir. Rotorun mekaniksel hızı ω ve elektriksel hızı ω_r olduğuna göre,

$$\omega_r = p \cdot \omega \quad (1.6)$$

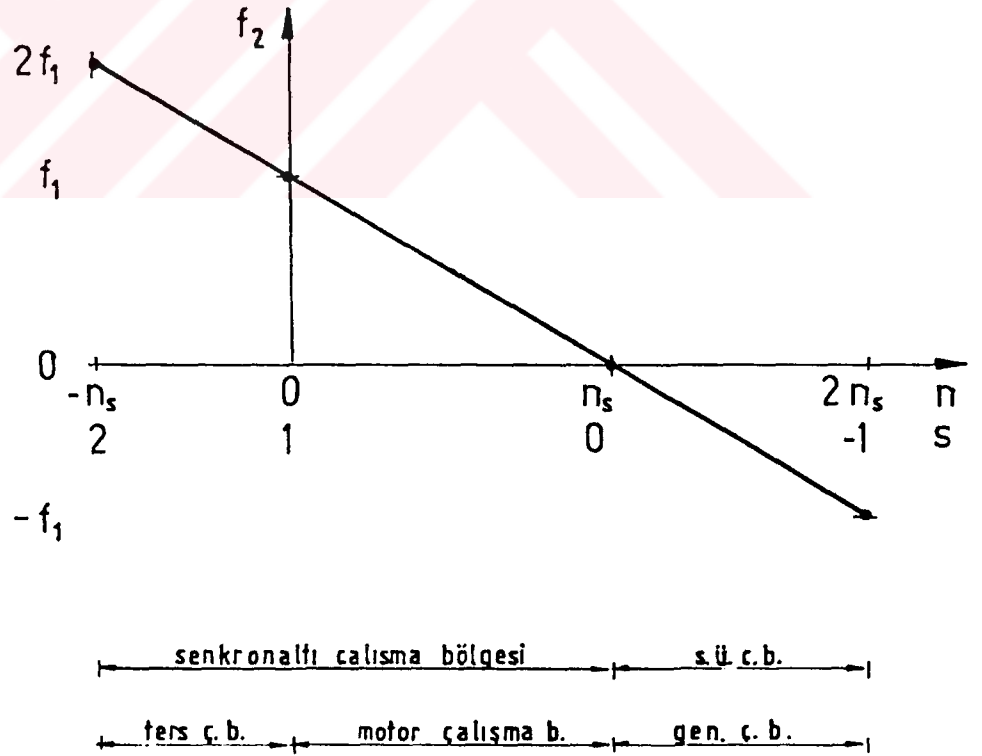
$$s = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = \frac{\omega_1 - \omega_r}{\omega_1} \quad (1.7)$$

$$f_2 = s \cdot f_1 \quad (1.8)$$

eşitlikleri yazılabilir. Asenkron motorun prensip olarak gösterilişi Şekil 1.1 ve rotor frekansının rotor devir sayısı veya kaymaya göre değişimi Şekil 1.2'de görülmektedir.



Şekil 1.1. Asenkron motorun yapısı



Şekil 1.2. Rotor frekansının rotor devir sayısı veya kaymaya göre değişimi

(1.2), (1.3) ve (1.8) eşitlikleri yardımıyla ve $s=1$ için $E_2=E_{20}$ olmak üzere,

$$E_{20} = \frac{N_2 \cdot k_2}{N_1 \cdot k_1} \cdot E_1 \quad (1.9)$$

alınarak,

$$E_2 = s \cdot E_{20} \quad (1.10)$$

bulunur. Benzer şekilde $s=1$ için $X_2=X_{20}$ olmak üzere,

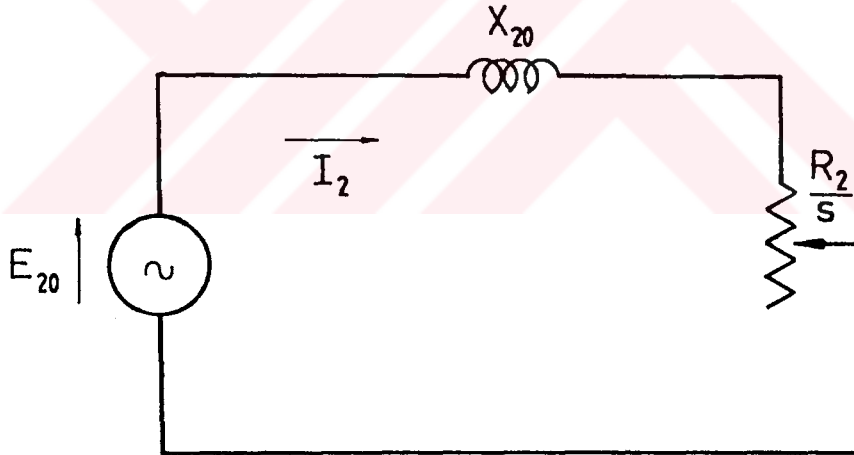
$$X_{20} = \omega_1 \cdot L_2 \quad (1.11)$$

$$X_2 = S \cdot X_{20} \quad (1.12)$$

elde edilir. (1.10) ve (1.12) elitliklerinden rotor akımı,

$$I_2 = \frac{E_{20}}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{S}\right)^2 + X_{20}^2}} \quad (1.13)$$

olarak bulunur. Bu ifadeye göre çizilen rotor eşdeğer devresi Şekil 1.3'de görülmektedir.



Şekil 1.3. Rotor eşdeğer devresi

Giriş ve çıkıştaki magnetomotor kuvvet farkı, boştaki magnetomotor kuvveti vereceğine göre,

$$\overline{\Phi}_{10} = \overline{\Phi}_1 - \overline{\Phi}_2$$

$$q_1 \cdot N_1 \cdot k_1 \cdot \bar{I}_{10} = q_1 \cdot N_1 \cdot k_1 \cdot \bar{I}_1 - q_2 \cdot N_2 \cdot k_2 \cdot \bar{I}_2$$

ifadeleri yazılabilir. Her bir terim $(q_1 \cdot N_1 \cdot k_1)$ 'e bölünüp,

$$I_2' = \frac{q_2 \cdot N_2 \cdot k_2}{q_1 \cdot N_1 \cdot k_1} \cdot I_2 \quad (1.14)$$

olarak tarif edilirse,

$$\bar{I}_{10} = \bar{I}_1 - \bar{I}_2' \quad (1.15)$$

bulunur. Anlaşılabileceği üzere, transformatör gibi asenkron motorlarda boşa çalışırken kayıplarını karşılamak için I_{10} akımını çeker. Rotor devresi bir çevirme oranıyla statora indirgenebilir. Statoya indirgenmiş asenkron motor eşdeğer devresi Şekil 1.4 ve $E_1=U_1$ kabul edilerek basitleştirilen eşdeğer devre Şekil 1.5'te görülmektedir.

1.2.2. Moment ifadesi ve bu ifadenin iredelenmesi

Rotordan elektriksel bir güç (P_2) alınmadığı ve sürtünme ile vantilasyon kayıplarının (P_{s2}) ihmal edildiği kabul edilirse, döner alan vasıtasıyla statordan rotora intikal eden güçten (P_{d1}) rotorun bakır kayıpları (P_{k2}) çıkarıldığında, rotor milinden alınan mekaniksel güç (P_{m2}) bulunur.

$$P_{m2} = P_{d1} - P_{k2}$$

olup, şekil 1.5'deki eşdeğer devreden q_2 faz için,

$$P_{d1} = q_2 \cdot I_2'^2 \cdot R_2' / s$$

$$P_{k2} = q_2 \cdot I_2'^2 \cdot R_2'$$

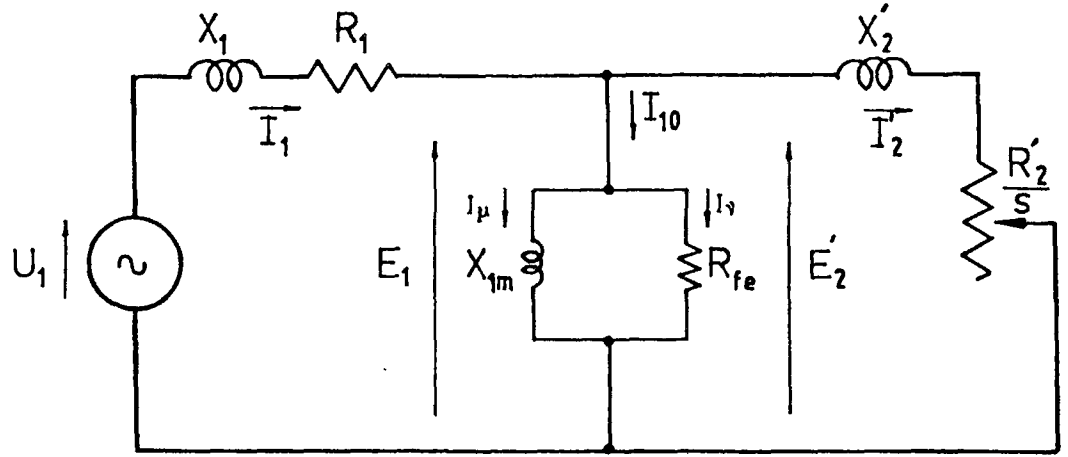
$$I_2'^2 = \frac{U_1^2}{(R_1 + R_2' / s)^2 + (X_1 + X_2')^2}$$

eşitlikleri yazılabilir. Burada,

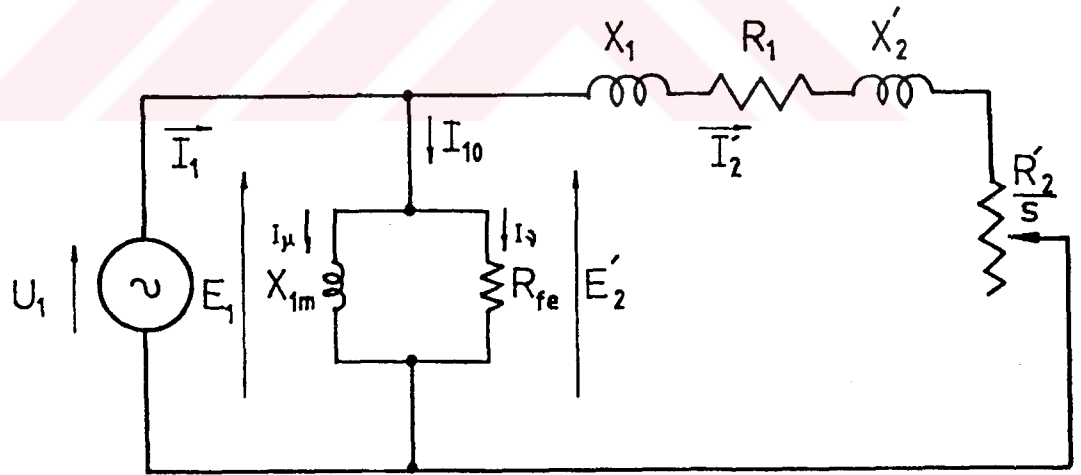
$$P_{m2} = \omega \cdot M_d$$

$$\omega = \omega_r / p$$

$$q_2 = 3$$



Şekil 1.4. Asenkron motorun statora indirgenmiş eşdeğer devresi

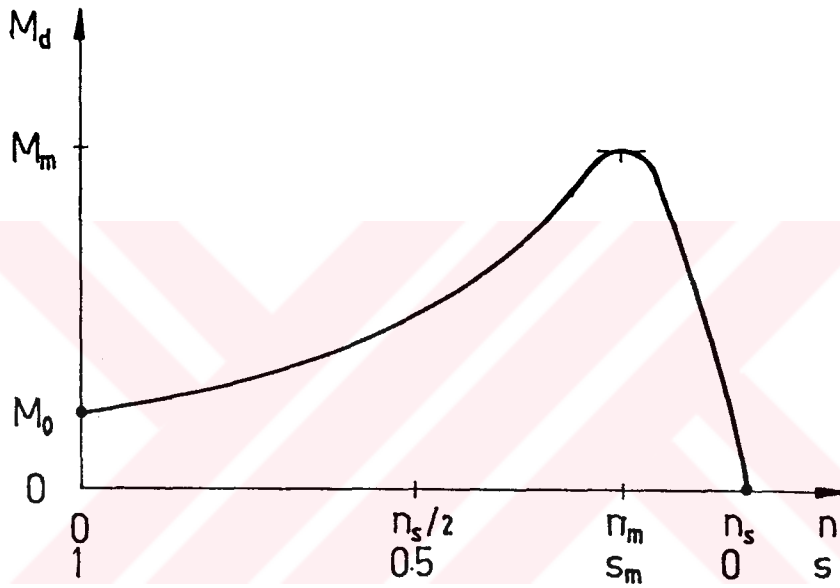


Şekil 1.5. Asekron motorun statora indirgenmiş ve basitleştirilmiş eşdeğer devresi

olduğuna göre, bu eşitliklerden yararlanarak,

$$M_d = \frac{3 \cdot p}{\omega_1} \cdot \frac{R_2'}{s} \cdot \frac{U_1^2}{(R_1 + R_2'/s)^2 + (X_1 + X_2')^2} \quad (1.16)$$

sonucu elde edilir. Bu genel ifadeye göre çizilen moment karakteristiği Şekil 1.6'da görülmektedir.



Şekil 1.6 Asenkron motorun moment karakteristiği

Asenkron motorun (1.16)'daki genel moment ifadesi, aşağıdaki belli şartlar altında irdelenmiştir.

1-Kaymanın sıfıra yakın olduğu bölgede ($s = 0$), çok büyük olan R_2'/s 'in yanında R_1 , X_1 ve X_2 ihmal edilirse, moment ifadesi,

$$M_d = \frac{3 \cdot p}{\omega_1} \cdot \frac{U_1^2}{R_2'} \cdot s \quad (1.17)$$

şeklini alır. Bu bölgede stator gerilim ve frekansının sabit olduğu düşünülürse, moment değişiminin lineer olduğu görülür.

2-Kaymanın bir olduğu noktadaki ($s=1$) momente kalkış momenti denilir ve bu moment,

$$M_0 = \frac{3 \cdot P}{\omega_1} \cdot R_2' \cdot \frac{U_1^2}{(R_1 + R_2')^2 + (X_1 + X_2')^2} \quad (1.18)$$

bulunur,

3-Momentin maksimum olduğu noktada ($s=s_m$), $R_1 < R_2'/s$ olduğundan $R_1=0$ kabülü yapılp işlemler kolaylaştırılarak, momentin s' e göre türevinin sıfıra eşitlenmesiyle, kayma,

$$s_m = R_2' / (X_1 + X_2') \quad (1.19)$$

bulunur, Bu değer (1,16)'da yerine konularak,

$$M_m = \frac{3 \cdot P}{2 \cdot \omega_1} \cdot \frac{U_1^2}{X_1 + X_2'} \quad (1.20)$$

elde edilir. $\omega_1 = f(f_1)$ ve $(x_1 + x_2') = f(f_1)$ olduğuna göre, moment,

$$M_m = K \cdot (U_1 / f_1)^2 \quad (1.21)$$

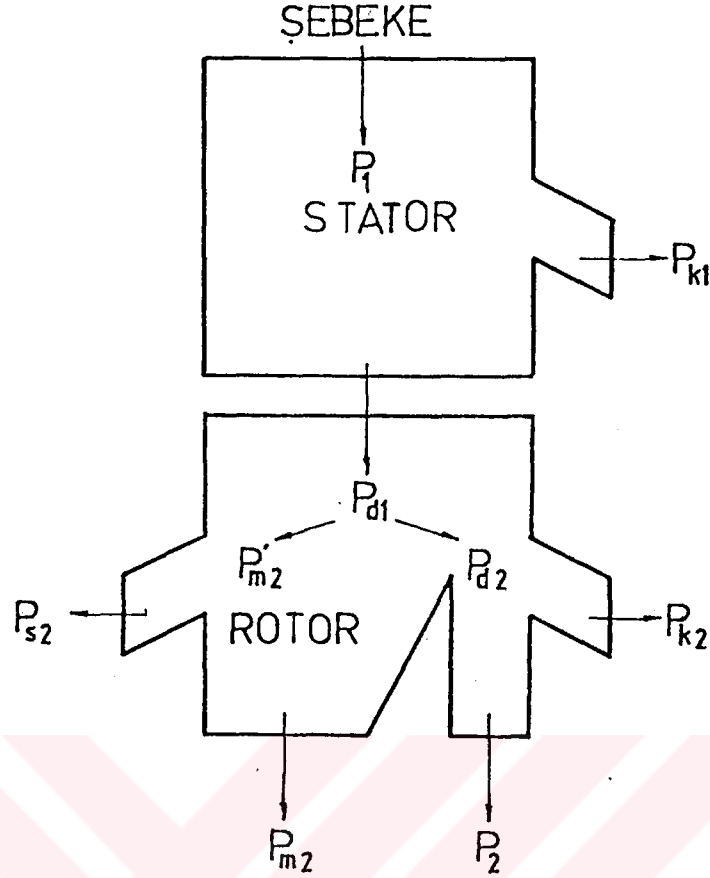
şeklinde ifade edilebilir. Bu ifadeden, (U_1/f_1) oranı sabit tutulmak üzere stator gerilim ve frekansın birlikte değiştirilmesi durumunda, maksimum momentin sabit kaldığı görülmektedir. [1]

Asenkron makinalar için yukarıda yazılmış olan ifadeler aşağıdaki kabullerin yapılması durumunda geçerlidir.

- a)Uygulanan gerilim dengeli ve sinüsoidaldir.
- b)İlave kayıplar ve harmonik momentler ihmal edilmiştir.
- c)Makinada doyma olmadığı kabul edilmiştir.[3]

1.2.3 Güçler ve güç akış diyagramı

Asenkron motorun güç akış diyagramı Şekil 1.7'de görülmekte olup, buradaki sembollerin anlamları aşağıda verilmiştir.



Şekil 1.7. Asenkron motorun güç akış diyagramı

P_1 şebekeden çekilen toplam güç

P_{d1} statordan rotora intikal eden döner alan elektriksel gücü,

P_{d2}, P_{m2}' Rotor elektriksel ve mekaniksel gücü,

P_{k1}, P_{k2} Stator ve rotor, bakır ve demir kayıp gücü,

P_{s2} Rotor sürtünme ve vantilasyon kayıp gücü,

P_2, P_{m2} Rotordan alınan elektriksel ve mekaniksel güç.

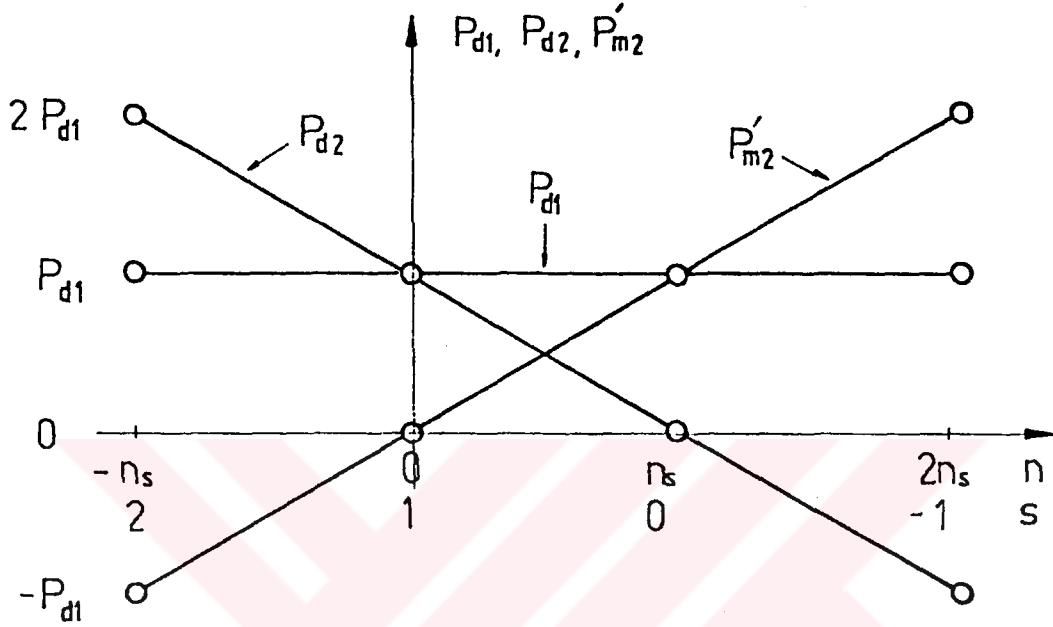
Şekil 1.7'deki güç akış diyagramına göre

$$P_1 = P_{d1} + P_{k1} \quad (1.22)$$

$$P_{d1} = P_{d2} + P_{m2}' \quad (1.23)$$

$$P_{d2} = P_2 + P_{k2} \quad (1.24)$$

$$P_{m2}' = P_{m2} + P_{s2} \quad (1.25)$$



Şekil 1.8. Asenkron motorda güçlerin kaymaya göre değişimi.

eşitlikleri yazılabilir. Momente bağlı olarak güçler,

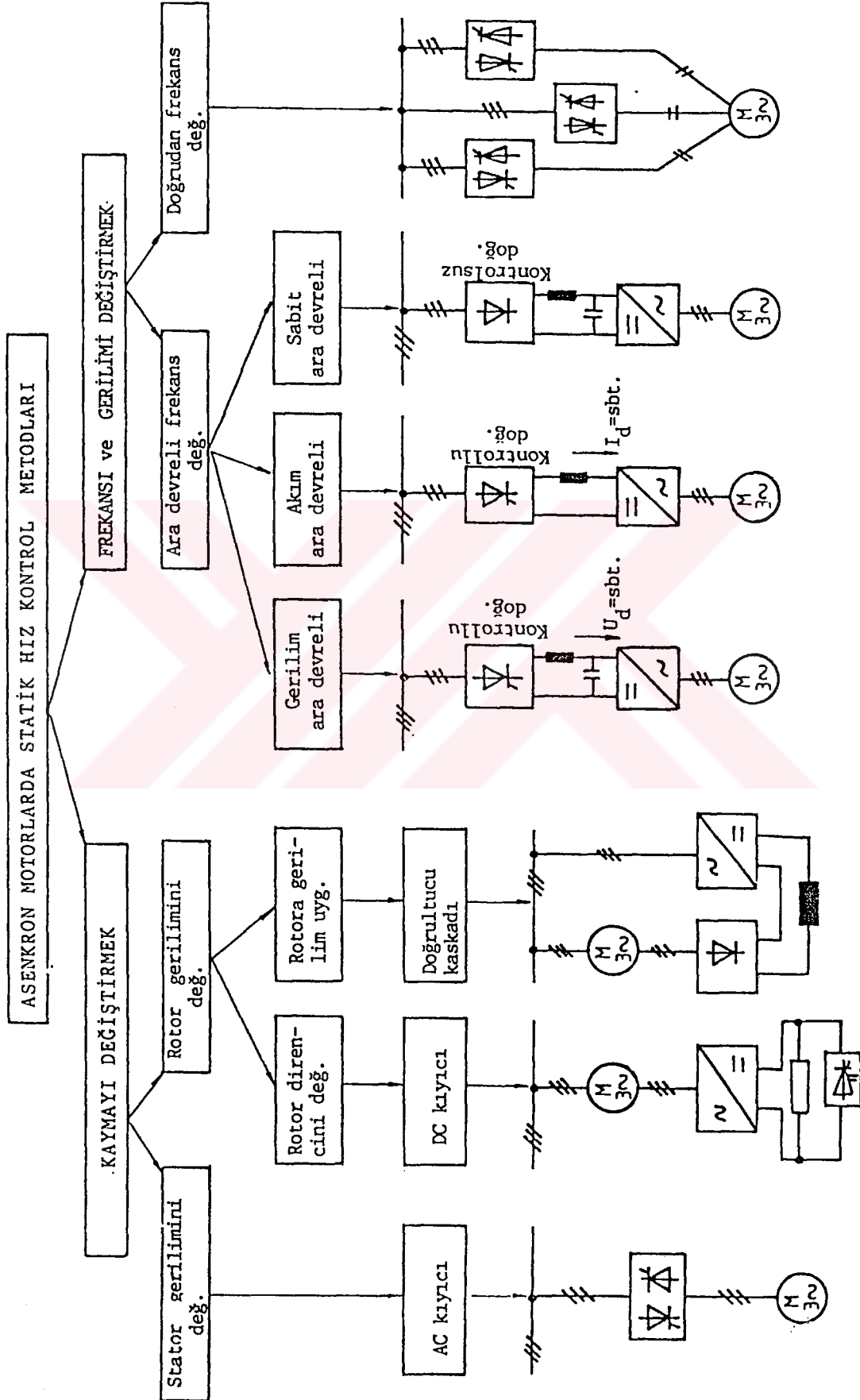
$$P_{m2}' = \omega \cdot M_d \quad (1.26)$$

$$P_{d1} = \omega_s \cdot M_d \quad (1.27)$$

olduğuna göre, kaymaya bağlı olarak güçler,

$$P_{d2} = s \cdot P_{d1} \quad (1.28)$$

$$P_{m2}' = (1-s) \cdot P_{d1} \quad (1.29)$$



Şekil 1.9. Yarı iletkenlerle yapılabilen asenkron motor hız kontrol metodları

şeklinde yazılabilir. P_{d1} , P_{d2} ve P_{m2}' güçlerinin kaymaya göre değişimi Şekil 1.8'de görülmektedir.

1.3 ASENKRON MOTORLARDA HIZ KONTROL YÖNTEMLERİ

1.3.1 Giriş

Asenkron motorlarda devir sayısı ifadesi,

$$n = (1-s) \cdot f_1 / p \quad (1.30)$$

dir. Devir sayısının ayarlanabilmesi için, kaymayı, stator frekansını veya kutup sayısını değiştirmek gerekir. Kaymanın değiştirilebilmesi için de, stator gerilimi veya rotor direncinin ayarlanması ya da rotora dışardan ayarlı bir gerilim uygulanması olarak üç imkan vardır.

Asenkron motorlarda yarı iletkenlerle yapılabilen hız kontrol metodları, Şekil 1.9'da toplu ve etraflıca görülmektedir. Bu şekilden anlaşılacağı gibi, kısa devre rotorlu asenkron motorlarda hız kontrolü,

1-Stator gerilimini değiştirerek

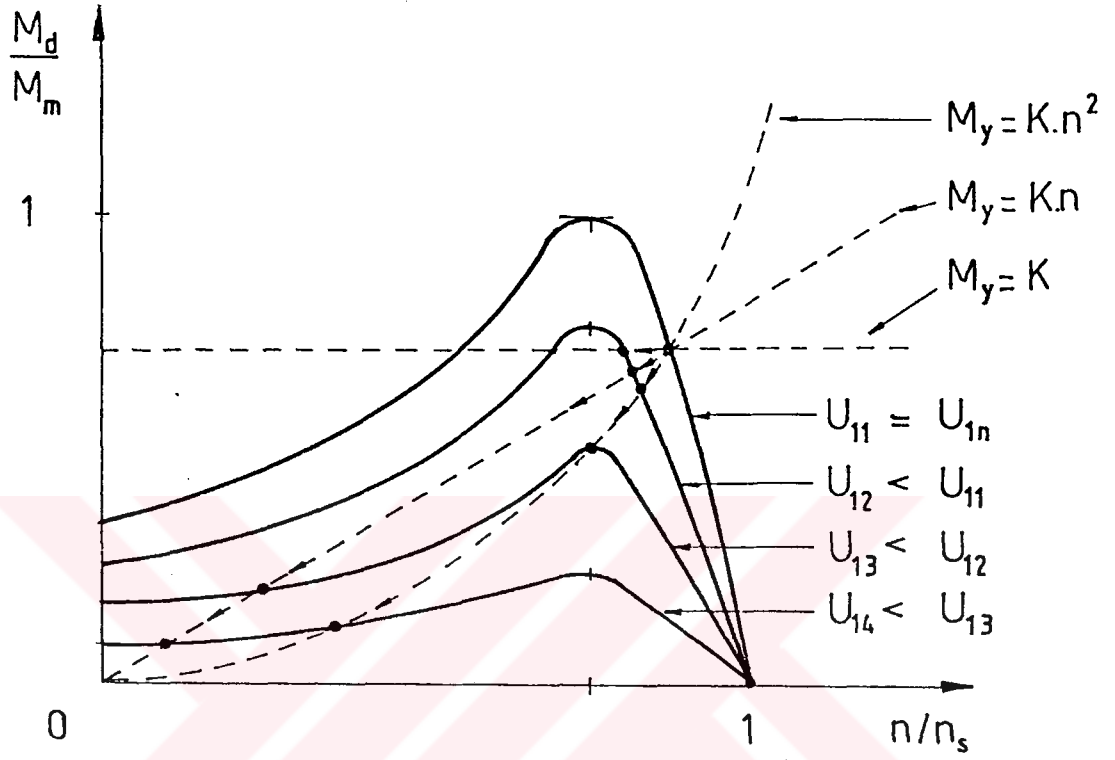
2-Stator gerilim ve frekansını birlikte değiştirerek, olmak üzere iki şekilde yapılabilir.

1.3.2. Stator gerilimini değiştirerek asenkron motorlarda hız kontrolü

Frekans sabit tutulduğunda, (1.16)'daki moment ifadesi,

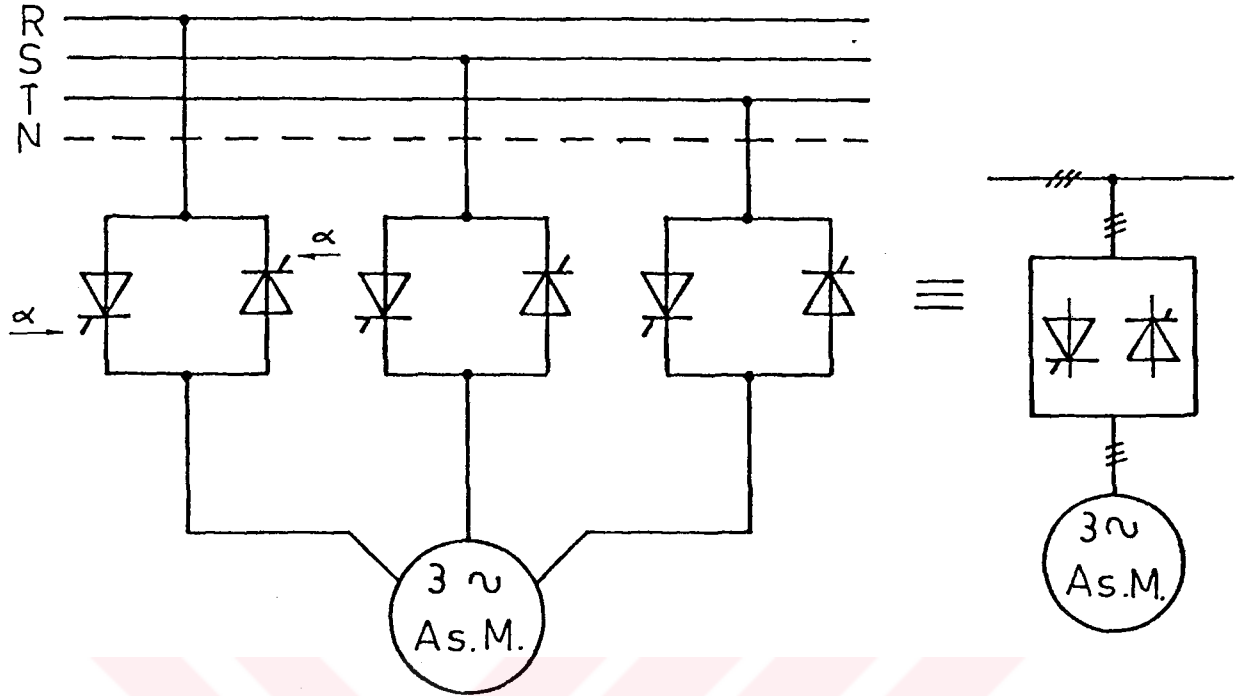
$$M_d = K \cdot U_1^2 \quad (1.31)$$

şeklinde düşünülebilir. Bu ifadeye göre, stator gerilimini değiştirerek yapılan hız kontrolü ile ilgili değişimler, değişik yük momentleri için Şekil 1.10'da görülmektedir. Burada devir sayısı ayar sahası yük momentinin değişimine bağlı olup, genel olarak dardır, Fan, pompa gibi vantilatör karakteristikli yüklerde bu kontrol kullanılabilir.



Şekil 1.10. Stator gerilimini değiştirerek asenkron motorlarda hız kontrolü ile ilgili değişimler

Stator geriliminin yarı iletkenlerle ayarlanması, Şekil 1.11’de görüldüğü gibi, prensip olarak her faz kolu için ters paralel bağlı iki tristör veya bir triyak bağlanıp, faz kesme metoduyla α kesme açısını değiştirerek yapılır.



Şekil 1.11. Faz kesme metodu ile stator gerilimini değiştirerek, asenkron motorlarda hız kontrolu devresi

Stator devresi omik-endüktüf bir yük olduğuna göre, faz kontrolunda bir faz kolu için çizilen değişimler Şekil 1.12'de görülmektedir.

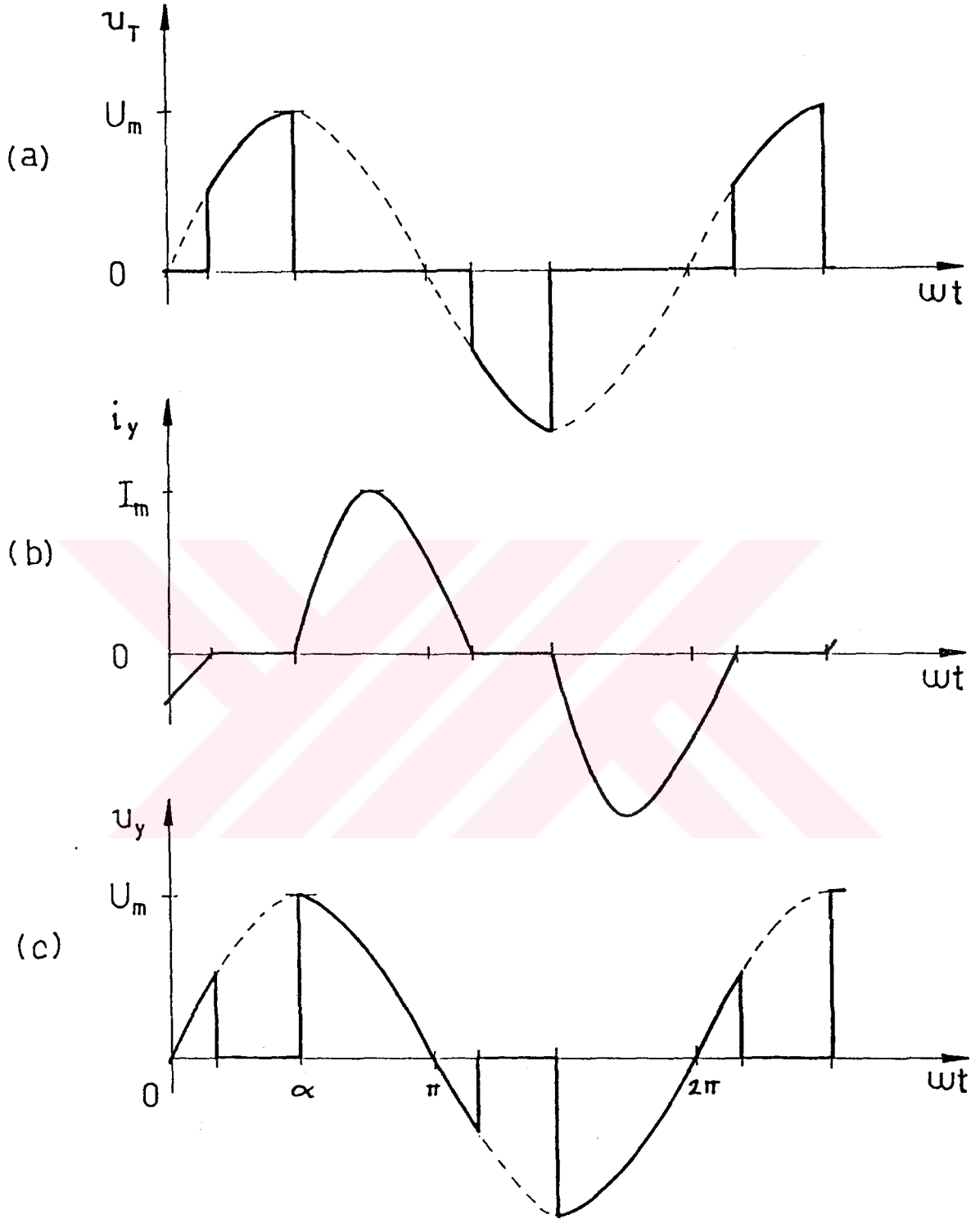
1.3.3. Stator gerilim ve frekansını birlikte değiştirerek asenkron motorlarda hız kontrolu

U_1/f_1 oranı sabit tutulmak üzere stator gerilim ve frekansının değiştirilmesi durumunda, maksimum momentin sabit kaldığı, (1.21) eşitliği ile,

$$M_m = K \cdot (U_1 / f_1)^2$$

şeklinde verilmiştir. Bu özellik, asenkron motorlarda yüksek momentle yol verme ve hız kontrolunun temelini teşkil eder.

Değişken stator frekansında motorun davranışını hava aralığı magnetik akısı belirler. Stator sargısının direnç ve kaçak reaktansı ihmal edilirse, gerilim formülüne göre magnetik akı bütün yüklerde gerilimle doğru, frekansla ters orantılıdır.



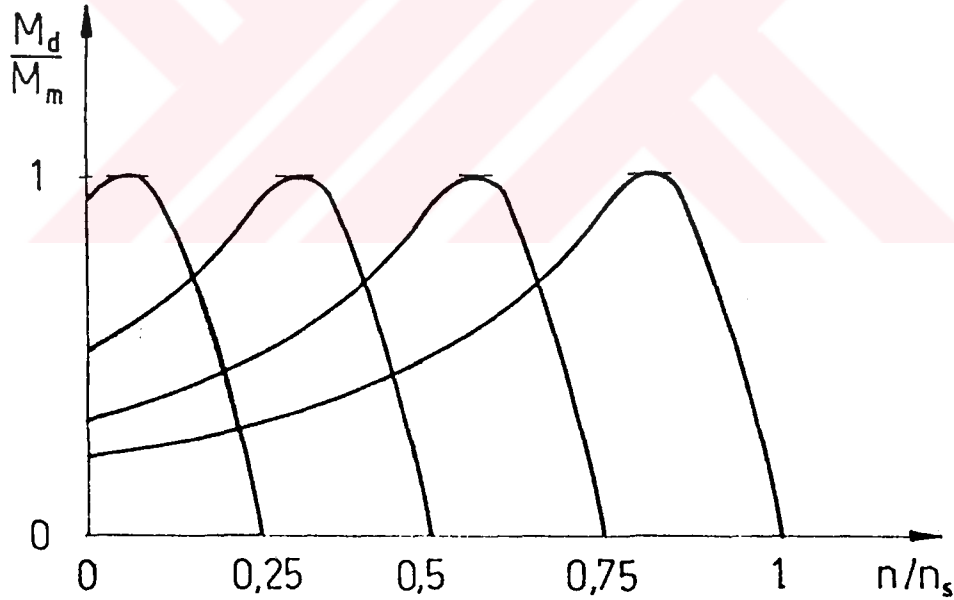
Şekil 1.12. Faz kesme metoduyla stator geriliminin değiştirilmesinde, bir faz kolu için, (a) ayarlayıcı uçlarındaki gerilim, (b) yükten geçen akım ve (c) yük uçlarındaki gerilim değişimleri.

$$\phi = \frac{U_1}{4,44 \cdot k_1 \cdot f_1 \cdot N_1} \approx K \cdot \frac{U_1}{f_1}$$

Gerilim sabit tutularak frekans azaltılırsa, makine büyük doymaya girer. Bu nedenle frekansla beraber gerilim de düşürülmek zorundadır. Genelde asenkron makinelerin döndürme momenti faydalı akı ile rotor akımının çarpımı veya faydalı akının karesi ile orantılıdır. Makine manyetik devresinin en iyi kullanımını sağlayabilmek ve istenen bir döndürme momentini en küçük bir akımla elde edebilmek için akıyı doymanın altındaki en iyi değerde tutmak çok önemlidir. Değişik devirlerde anma momenti ile çalışma ancak motor anma akısında çalıştırılırsa mümkündür. [2]

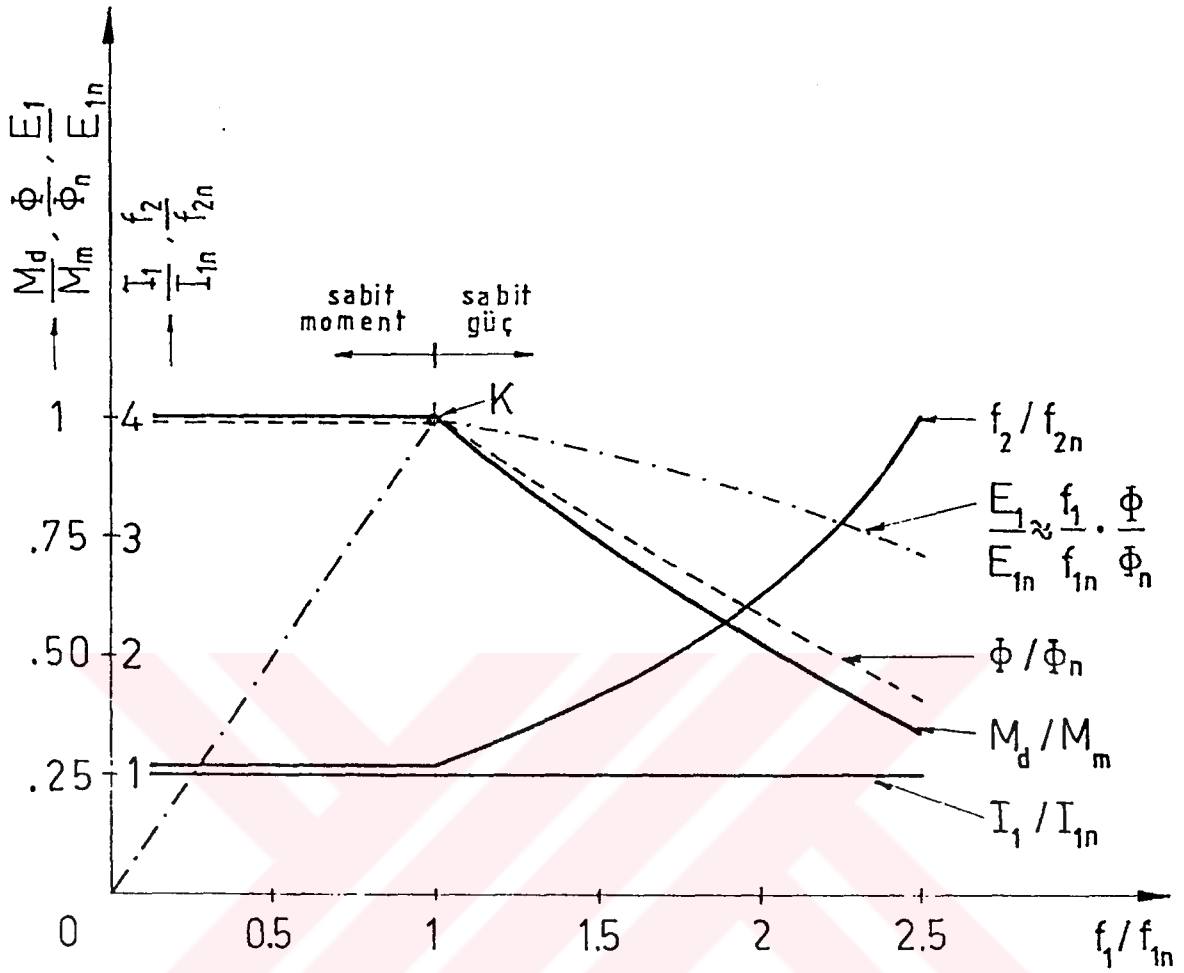
Pratik olarak U_1/f_1 oranı sabit tutularak yapılan hız kontrolünde, f_1 frekansı 3Hz'in altına indiğinde, maksimum momentin düştüğü bilinmektedir. Bundan dolayı kontrole 3Hz'den itibaren başlanması veya bu frekansın altında U_1/f_1 oranına göre U_1 geriliminin biraz yüksek tutulması gerekir. [1]

U_1/f_1 oranı sabit ve f_1 frekansı parametre olmak üzere çizilen asenkron moment karakteristiği Şekil 1.13'te verilmiştir. Bu karakteristikten, frekansın düşmesiyle maksimum momentin değişmediği ve kalkış momentinin arttığı görülmektedir.



Şekil 1.13. U_1/f_1 oranı sabit ve f_1 parametre olmak üzere çizilen asenkron motor moment karakteristiği.

U_1/f_1 oranı sabit olmak üzere yapılan asenkron motor hız kontroluyla ilgili değişimler, Şekil 1.14'de daha etraflı olarak görülmektedir.



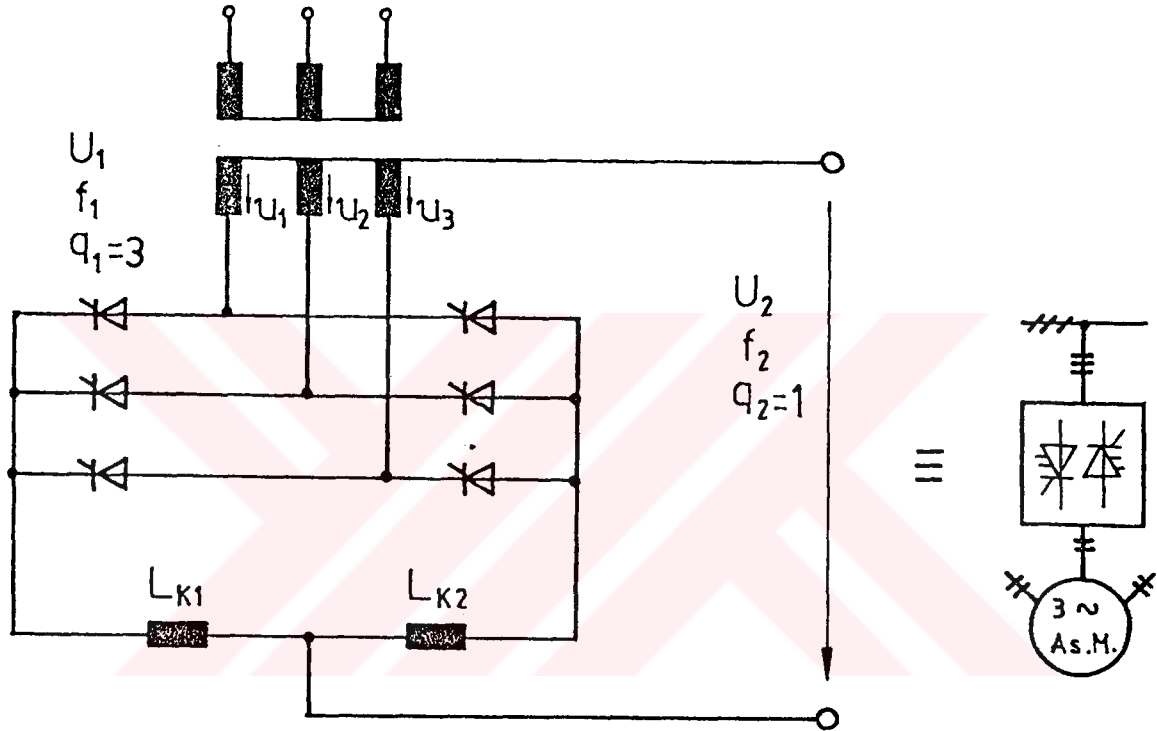
Şekil 1.14. U_1/f_1 oranı sabit olmak üzere yapılan asenkron motor hız kontrolü ile ilgili değişimler.

Şekil 1.14'te, karakteristik nokta denen K noktası U_1 ve f_1 değerlerinin nominalesiye eriştiği noktadır. Şekildeki değişimler, K noktasına kadar U_1/f_1 sabit tutularak U_1 ile f_1 değerlerinin arttırılması ve K noktasından sonra $U_1 = U_{1n}$ olarak sabit tutulup f_1 değerinin arttırılmasıyla elde edilmiştir. K noktasına kadar, M_d ve f_2 değerleri sabit kalır, E_1 ve n değerleri lineer olarak artar. K noktasından sonra, alanı hiperbolik olarak azalır motor zayıflamış alanla çalışır. E_1 'in düşürülmesiyle I_2 'nin azalması, momenti hızlıca düşürür. Ayrıca, K noktasına kadar moment daha sonra güç sabit kalır ve stator akımı sürekli olarak sabittir.

Asenkron motorlarda U_1/f_1 sabit oranı ile yapılan hız kontrolünde, stator gerilim ve frekansının değiştirilmesi, şekil 1.9'dan da görüldüğü gibi, doğrudan veya ara devreli frekans değiştiricilerle yapılabilir.

1-Doğrudan Frekans Değiştiriciler.

"Doğrudan Frekans Değiştiriciler" belirli frekanstaki bir alternatif akımı, daha düşük frekanslı bir alternatif akıma dönüştürürler. Doğru akımlı bir ara devreyi ihtiva etmezler. Doğru akıma geçmeden frekansı değıştirikleri için "Doğrudan Frekans Değıştirciler" adını alırlar. Trapez ve kumanda frekans değıştirciler olarak iki sınıfa ayrılırlar. Her ikisinde de aynı olan ana akım devresi Şekil 1.15 ve çalışma prensiplerini gösteren değışimler Şekil 1.16'da görölmektedir.[4]



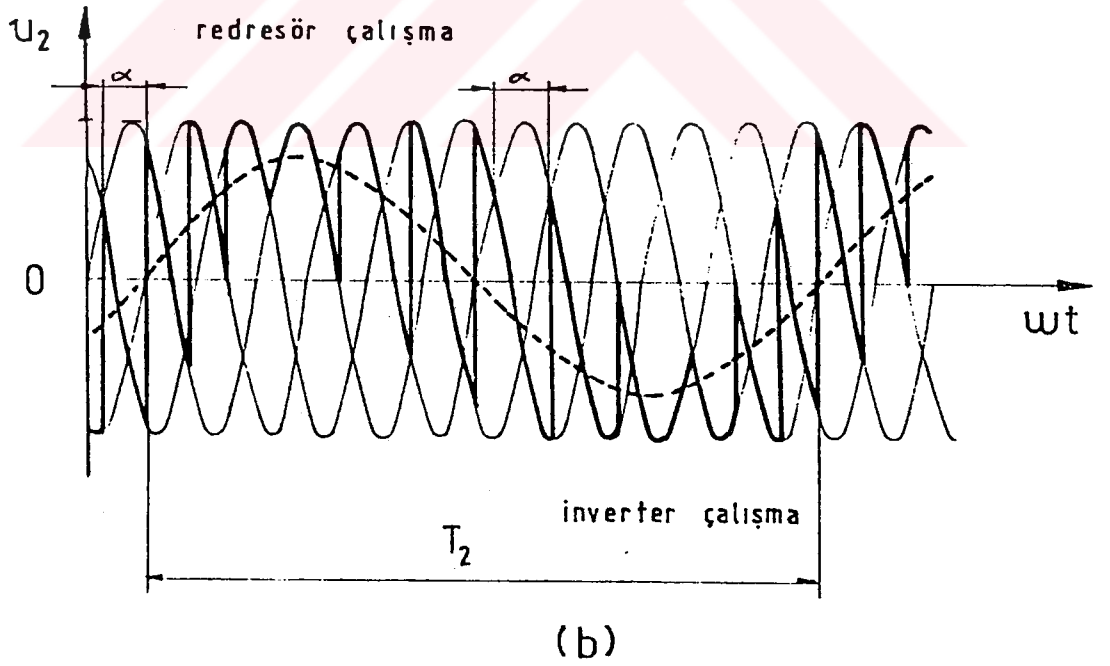
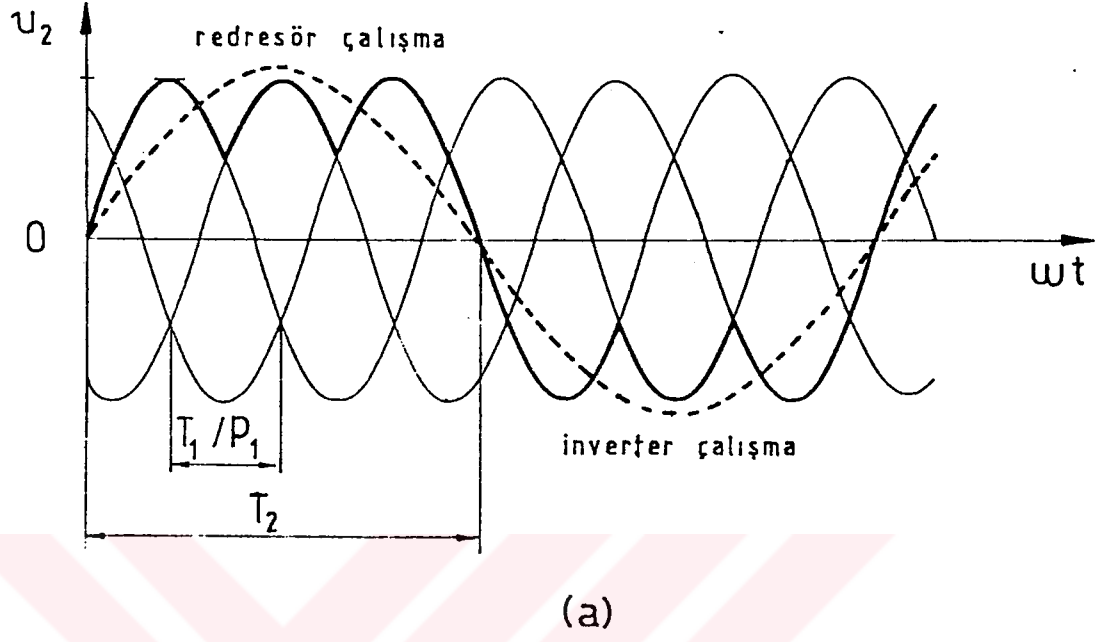
Şekil 1.15. Doğrudan frekans değıştirici devresi.

Trapez frekans değıştircilerde,

$$f_2 = \frac{p_1}{p_1 + 2 \cdot (n-1)} \cdot f_1 \quad (1.32)$$

olup, giriş frekansına kadar çıkabilen kademeli frekanslar elde edilir. Frekans kademeleri arasındaki farklar, frekansa göre hızlı bir şekilde arttığı için ancak düşük frekans değerlerinde sıhhatli bir ayar sağlanabilir. Gerilim bir oto transformatörü ile ayarlanabilir. Bu frekans değıştirciler, düşük hız istenen ve kademeli hızden etkilenmeyen yerlerde kullanılabilir.

Kumanda frekans değıştircilerde,



Şekil 1.16. (a) Trapez ve (b) kumanda frekans değıştircilerin, frekans değıştirme prensibini gösteren çıkış gerilimi dalga şekilleri.

$$0 \leq f_2 \leq 12 \cdot p_1 / f_1 \quad (1.33)$$

olup giriş frekansının çok altında ve kademesiz frekanslar elde edilir. Gerilim ayarı, kesilme açısı ile dönüştürücü içersinde veya yine bir oto transformatörü yardımıyla yapılabilir. Yüksek güçlü ve düşük hız istenen yerlerde kullanılıp, motor kontrolü için trapez frekans değıştircilerden daha uygundur.

Yukarıdaki ifadelerde,

P1 giriş darbe sayısı

n 1,2,3,... gibi tam sayılar, anlamındadır.

Doğrudan frekans değıştircilerde, üç fazlı giriş geriliminden bir fazlı çıkış geriliminin elde edilmesi için 6 adet, dolayısıyla üç fazlı çıkış geriliminin elde edilebilmesi için 18 adet tristör kullanılır. Düşük frekansların elde edilebilmesi, çok sayıda tristör kullanılması ve şebekeyi çok bozmaları, bu frekans değıştircilerin kullanma alanını sınırlamaktadır. 4

2-Ara Devreli Frekans Değıştirciler:

Ara devreli frekans değıştirciler, genel olarak

- 1-Gerilim ara devreli,
- 2- Akım ara devreli,
- 3- Sabit ara devreli,

olarak üç grupta toplanır ve yaygın olarak kullanılır.

Gerilim ara devreli frekans değıştircilerde, ara devrede sabit tutulan gerilim referans alınarak, gerilim kontrollü doğrultucu veya dc kıyıcı vasıtasıyla, frekans ise sabit gerilim altında çalışan inverterle değıştirilir.

Akım ara devreli frekans değıştircilerde, ara devrede sabit tutulan akım referans alınarak, gerilim yine kontrollü doğrultucu veya dc kıyıcı ile, frekans sabit akım altında çalışan inverterlerle değıştirilir.

Sabit ara devreli frekans değıştircilerde ise, hem gerilim hem de frekans, sabit gerilim altında çalışan inverter içersinde darbe genişlik modülasyonu (PWM) yardımıyla değıştirilir.

İnverterler, bir doğru akım veya gerilimi, istenen faz sayısında ve frekansı kademesiz olarak geniş sınırlar içersinde ayarlanabilen bir alternatif gerilime çevirir.

- 1-Gerilim beslemeli,

2-Akım beslemeli ,

olmak üzere iki gruba ayrılır.

Gerilim beslemeli inverterler sabit gerilim ve akım beslemeli olanlar sabit akım altında çalışır.

Yukarıdaki açıklamalardan da anlaşılacağı gibi, gerilim ayarı, α kesme açısı değiştirilerek kontrollü doğrultucularda veya (T_1/T) bağıl geçirme süresi değiştirilerek dc kıyıcılar yardımıyla ya da darbe genişliklerini değiştirmek (PWM) suretiyle inverterin içinde yapılabilir. İnverterin kendi içinde gerilim ayarı bölüm 2'de ayrıntılı olarak incelenmiştir.

1.4. DOĞRULTUCULAR

1.4.1. Giriş

Alternatif akımı doğru akıma çeviren devrelere doğrultucu adı verilir. Elde edilen doğru akım, bir doğru akım güç kaynağındaki gibi değişmez olmayıp ortalama bir değer üzerinde bindirilmiş alternatif akım bileşenler (harmonikler) içerir.

Dönüştürücü bağlantıları "Tek yöllü bağlantılar" ve "İki yöllü bağlantılar" olmak üzere iki gruba ayrılır. Tek yöllü bağlantılara yarım dalga bağlantılar da denir. Belirgin özellikleri dönüştürücünün alternatif akım tarafındaki akımın sadece bir yönde olmasıdır. Tek yöllü bağlantıda doğru gerilimin bir periyodundaki tepe sayısı, faz sayısına ve doğrultucunun sahip olduğu kol sayısına eşittir.

Tam dalga doğrultucuya genellikle "köprü doğrultucu" adı verilir. Dönüştürücünün alternatif akım tarafından akımın hem pozitif hem de negatif yarım dalgası geçer. Böylece faz gerilimlerinin hem pozitif hem de negatif yarım periyotlarından yararlanılır. Elde edilen doğru gerilimin ortalama değeri, tek yöllü bağlantıdakinin iki katı olur. Tek yöllü bağlantıda belirli bir doğru akım için gerekli olan doğrultucu sayısı, köprü montajındaki yarısı kadardır. Buna karşılık kapama gerilimi iki misli olan doğrultucuların kullanılması gerekir.

Denetim şekline göre doğrultucular, kontrolsüz, yarı kontrollü ve tam kontrollü olmak üzere üçe ayrılırlar. Kontrolsüz doğrultucular yalnız diyotlardan oluşurlar ve çıkış gerilimleri değişmez. Yarı kontrollü doğrultucuda hem diyotlar hem de tristörler beraber kullanılır. Tam kontrollü doğrultucuda ise bütün elemanlar tristörler, transistörler gibi denetlenebilen elemanlardan oluşur.

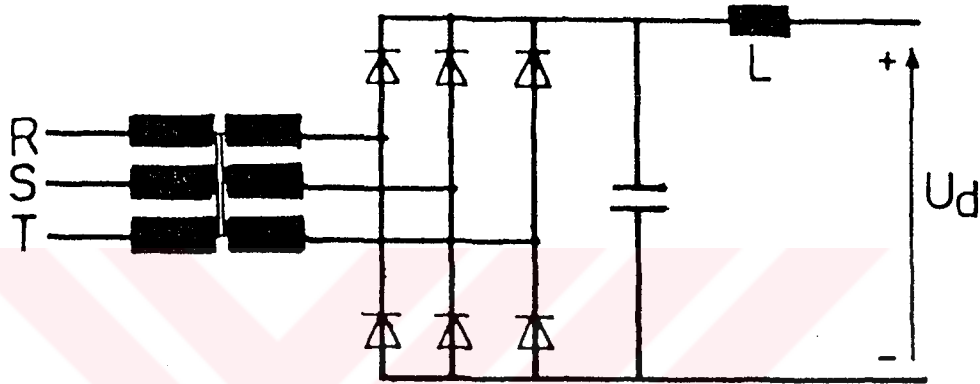
1.4.2. Doğrultucularda harmonikler

Doğrultucuların iletim ve kapama fonksiyonları nedeni ile dönüştürücülerin hem doğru hem de alternatif akım tarafında akım ve gerilimde harmonikler oluşur. Bunun sebebi doğrultucu elemanların fonksiyonunun lineer olmaması ve enerji depolama

özelliklerinin olmamasıdır. Elektriksel ve magnetik enerji depolama özelliği olan kondansatör ve bobinlerle gerçekleştirilen filtre ve düzeltme düzeneklerinden bu amaçla yararlanılır.

1.4.3. Üç fazlı tam dalga kontrolsüz doğrultucular

Bu tip doğrultucular yüksek çıkış gerilimi istenen yerlerde kullanılır. Şebekenin üç fazının her iki alternansını da doğrultmaktadır. Şekil 1.17'de transformatör çıkışına bağlı tam dalga kontrolsüz doğrultucu montajı görülmektedir.



Şekil 1.17. Uygulama devresinde kullanılan tam dalga kontrolsüz doğrultucu devresi.

Kontrolsüz doğrultucularda çıkış gerilimine ilişkin ifade aşağıda verilmiştir.

$$U_{di} = s \cdot \frac{q}{\pi} \sqrt{2} \cdot U \cdot \sin \frac{\pi}{q}$$

$$U_d = U_{di} - \Delta U$$

s=yol sayısı

q=faz sayısı

u=faz gerilimi

U_{di}=ideal çıkış gerilimi

U_d=yüke verilen gerilim

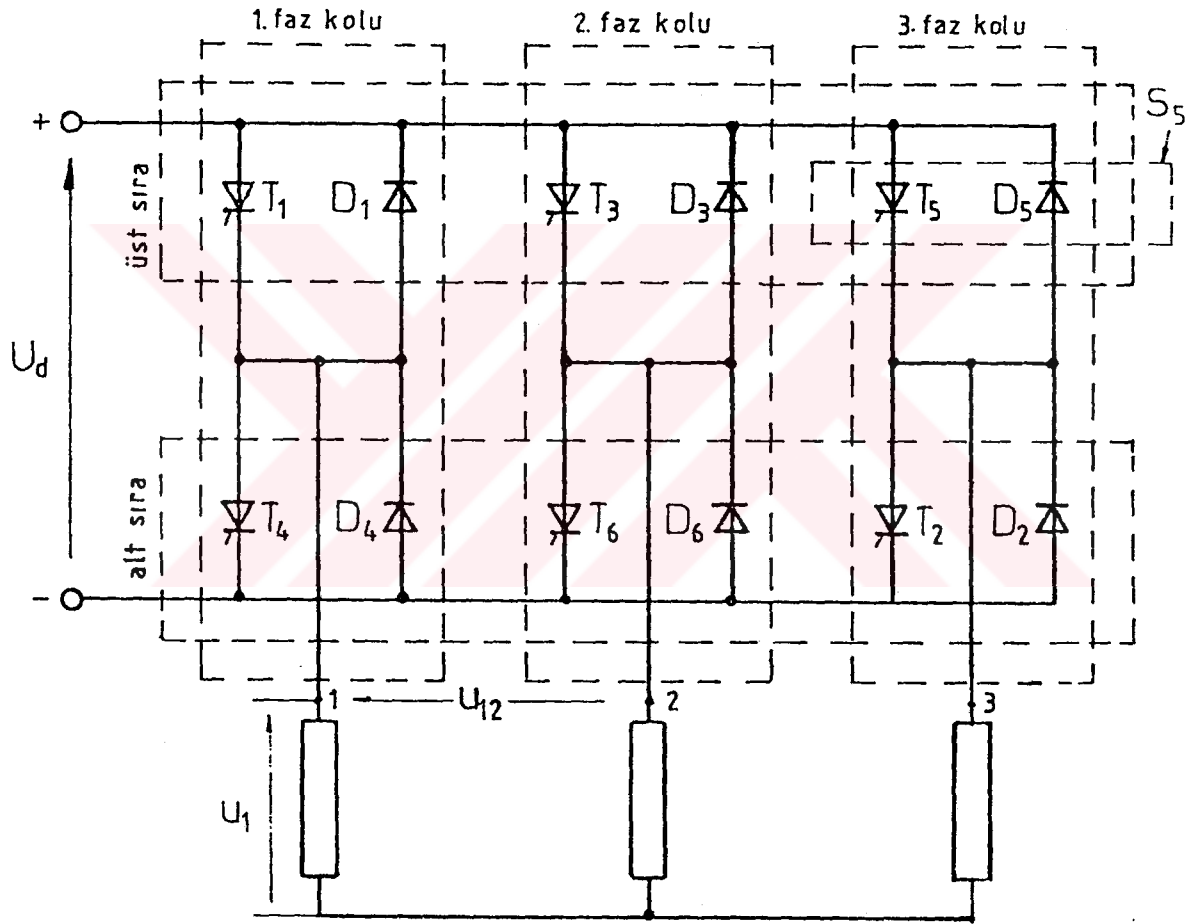
ΔU=gerilim düşümü. [5],[4].

2.İNVERTERLER

2.1. GİRİŞ

2.1.1. Üç fazlı köprü tipi inverterin prensibi

İnverterler genel olarak yarı iletken elemanların uygun şekilde iletimde tutulmasıyla dc gerilimi ac gerilime çeviren sistemlerdir. Gerilim veya akım beslemeli ve zorlamalı veya doğal komütasyonlu, olabilirler. Bu bölümde, gerilim beslemeli, zorlamalı komütasyonlu, üç fazlı köprü tipi inverterler incelenmiştir.



Şekil 2.1. Gerilim beslemeli üç fazlı köprü tipi inverterlerin prensip bağlantı şeması.

Prensip devre şeması şekil 2.1'de verilen bu inverterler 120° veya 180° iletimde olup, iletim durumuna göre çıkış gerilimini dalga şekilleri şekil 2.2 ve 2.3'te görülmektedir. [1]

Şekil 2.1'de verilen inverter devresinin 120° iletimli olması durumunda, bir faz koluna ait üst veya alt sıra S grubu, yarım peryot içerisinde 120° iletimde ve 60° kesimdedir. Bu S grubunun kesimde olduğu 60° 'lik sürelerde çıkış geriliminin dalga şekli, tamamen yükün özelliğine bağlıdır. Şekil 2.2'de verilen çıkış gerilimi dalga şekilleri omik yük için geçerlidir.

Aynı inverter devresinin 180° iletimli olması halinde ise, bir yarım peryot içerisinde bir faza ait üst veya alt sıra S gruplarından birisi tam iletimdedir. Bu durumda çıkış gerilimini dalga şekli, yükün özelliğine bağlı olmaksızın şekil 2.3'te verildiği gibidir. 180° iletimli inverterin en önemli avantajı, çıkış gerilimi dalga şeklinin yükün özelliğine bağlı olmaksızın belirli oluşudur.

2.2. INVERTERİN KENDİ İÇİNDE GERİLİM AYARI

2.2.1. Kesme Kumandası

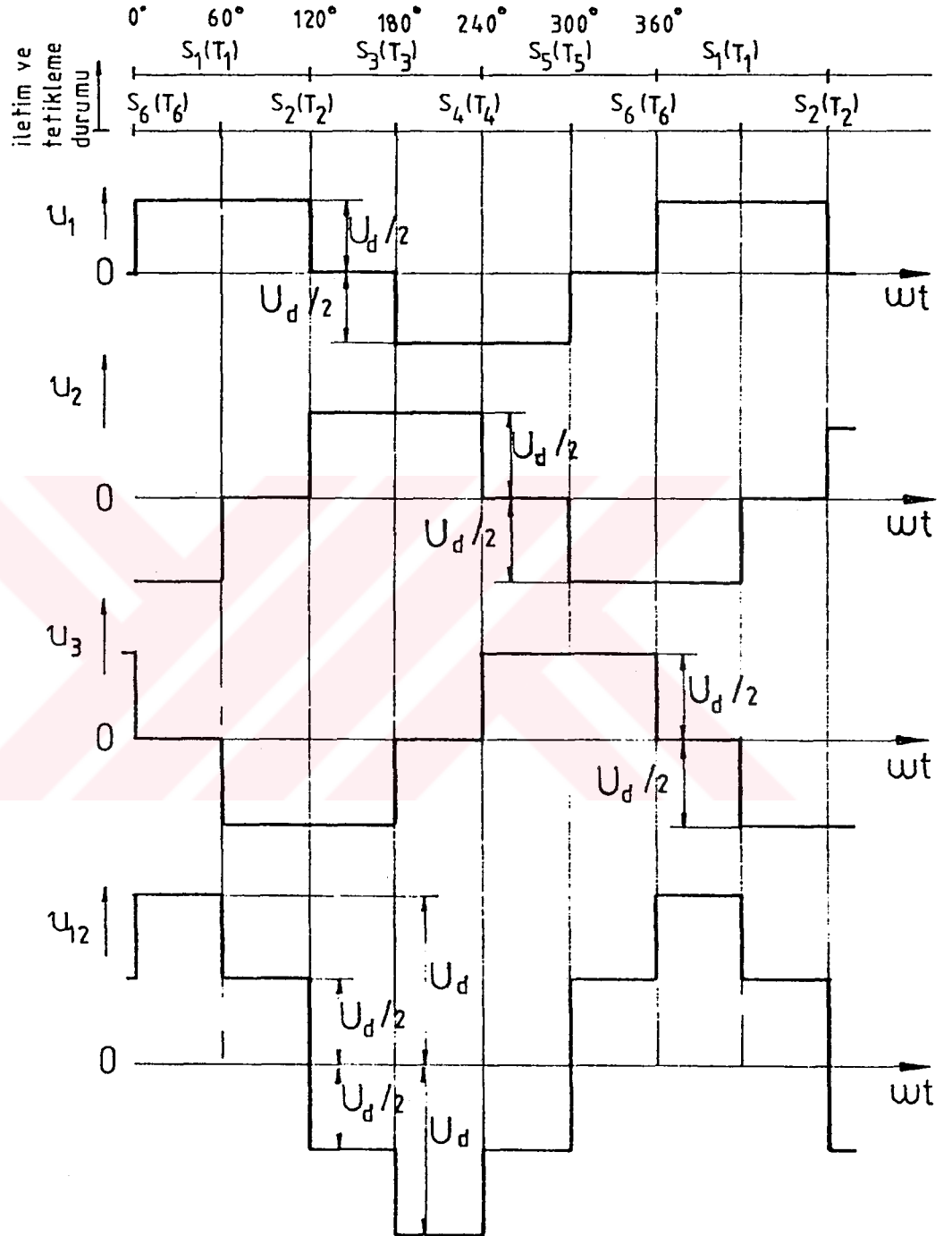
Zorlamalı komutasyonlu bir inverter tarafından üretilen kare dalga gerilim bloklarının genişliği, uygun inverter kollarının iletimde kalma sürelerinin kısaltılması veya faz kaymalı olarak tetiklenmesi ile değiştirilebilir. Üç fazlı köprü tipi inverterlerde 180° iletimli durumda inverter çıkış geriliminin değişimi şekil 2.3'teki gibidir. Bir köprü koluna ait tristörün iletimde kalma süresinin 180° 'den küçük olması halinde, bazı aralıklarda bir faza ait iki tristör de kesimde olacaktır. Bu taktirde faz gerilimi faz akımına ve onun yönüne bağlıdır.

Yükün omik olması halinde meydana gelen gerilimin değişimi kolaylıkla belirlenebilir. Endüktif yük durumunda, üç fazlı köprü montajında tristörlerin iletimde kalma zamanlarının kısaltılması halinde, akımın ters akım diyotları tarafından geçirildiği zaman aralıklarında gerilim bağlantıları karmaşıktır.

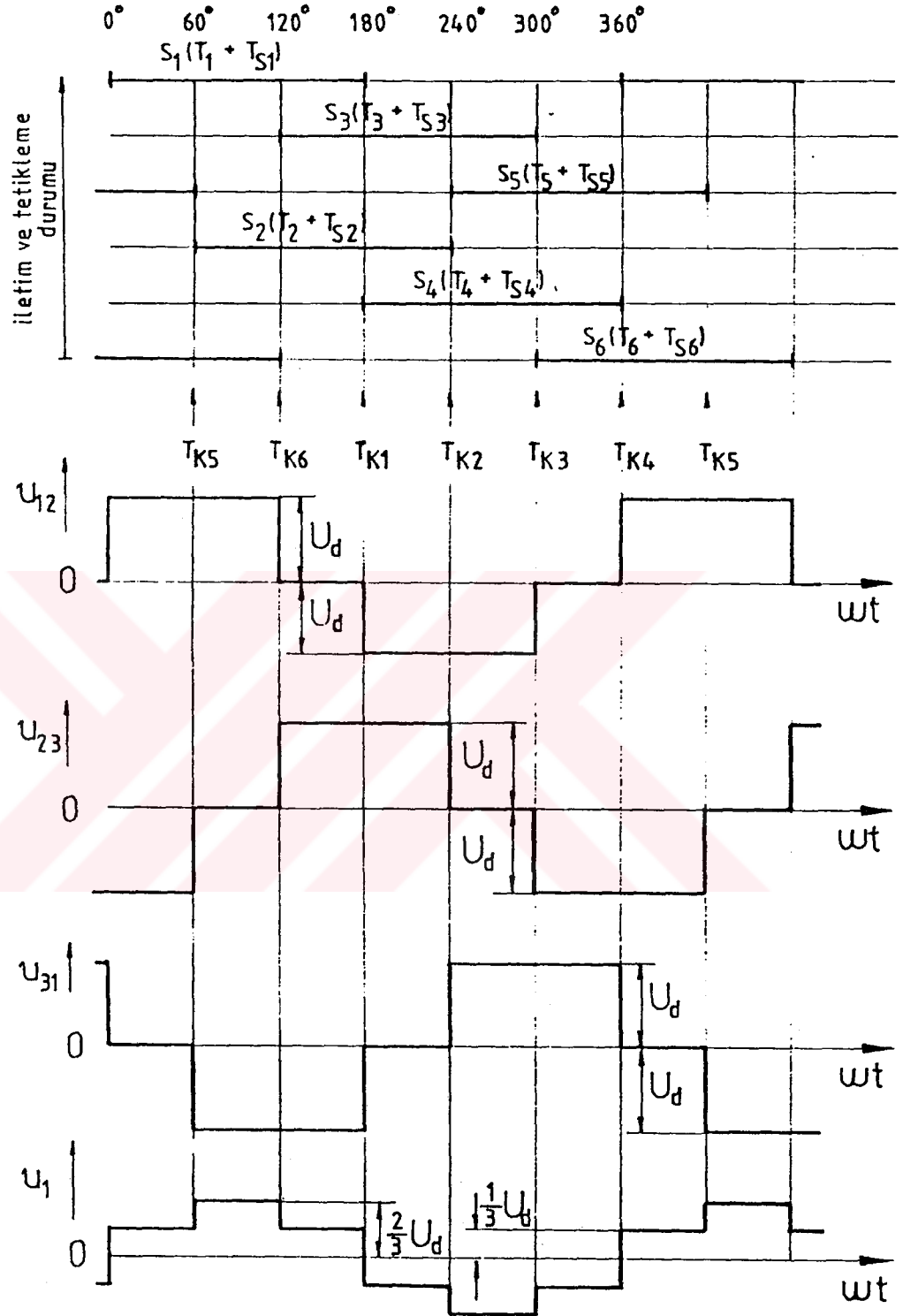
2.2.2 Üç Fazlı Köprü PWM Inverter.

Şekil 2.1'de verilen üç fazlı köprü montajlı inverter devresi PWM dalga şekli elde edilmesinde kullanılabilir. Çıkış gerilimi dalga şekli değiştirilmek suretiyle gerilim kontrolü inverterin kendi içinde gerçekleştirilir. Inverter dc giriş gerilimi diyot köprüsünden oluşan kontrolsüz doğrultucudan sağlanır. PWM inverterlerde anahtarlama elemanı olarak, güç transistörleri, hızlı tristörler, IGBT, GTO, güç MOSFET'leri, MCT gibi yarı iletken güç elemanları kullanılabilir.

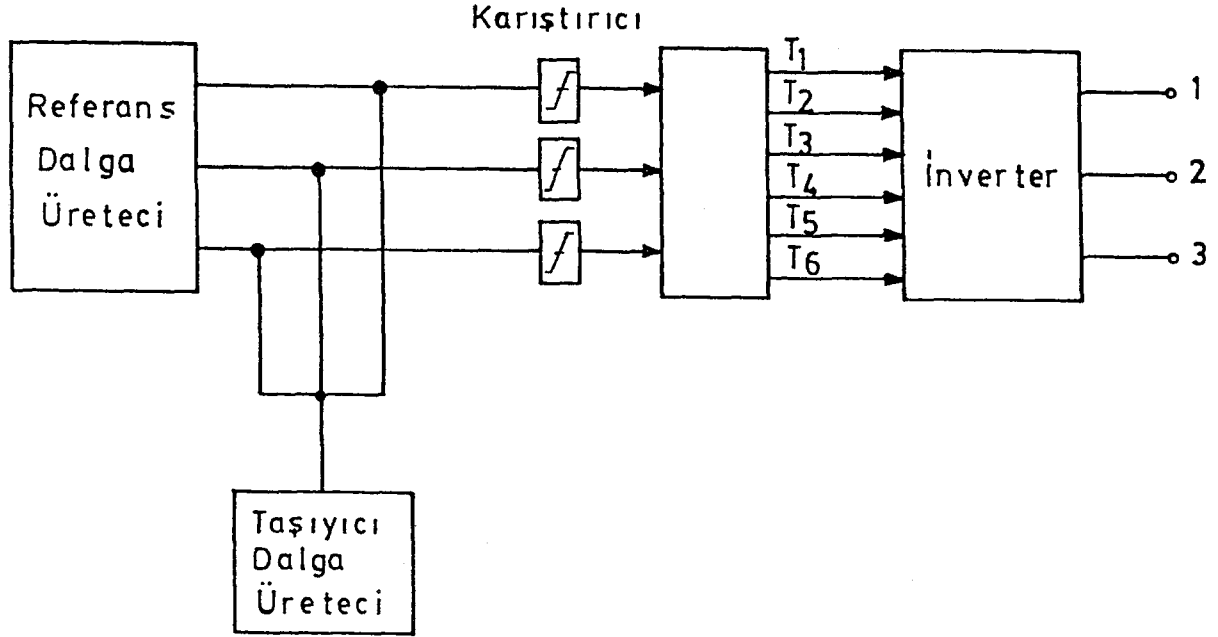
Inverterler çıkış frekansının kontrolü, anahtarlama elemanlarının iletimde kalma süreleri uygun şekilde değiştirilerek gerçekleştirilir.



Şekil 2.2. 120° iletimli gerilim beslemeli üç fazlı köprü tipi inverterlerde tristörlerin iletim ve tetikleme durumları ile omik yük için çıkış gerilimi dalga şekilleri.



Şekil 2.3. 180° iletimli gerilim beslemeli üç fazlı köprü tipi inverterlerde tristörlerin iletim ve tetikleme durumları ile omik yük için çıkış gerilimi dalga şekilleri.



Şekil 2.4. Referans gerilimi ve taşıyıcı dalganın karşılaştırılması ile gerçekleştirilen PWM inverterin blok diyagramı.

Üç fazlı inverterlerin, dalga şekilleri birbirinin aynı olan ve aralarında 120° faz farkı bulunan üç fazlı dengeli bir kaynak meydana getirmesi istenir. Bu nedenle her inverter koluna veya yarı köprüsüne ait tetikleme sinyalleri birbirinin aynı olmalı ve aralarında 120° faz farkı bulunmalıdır. Genel olarak çıkış geriliminin şeklini belirleyen tetikleme sinyalleri, örneğin yüksek frekanslı bir referans dalgası ile karşılaştırılmasıyla elde edilebilir.

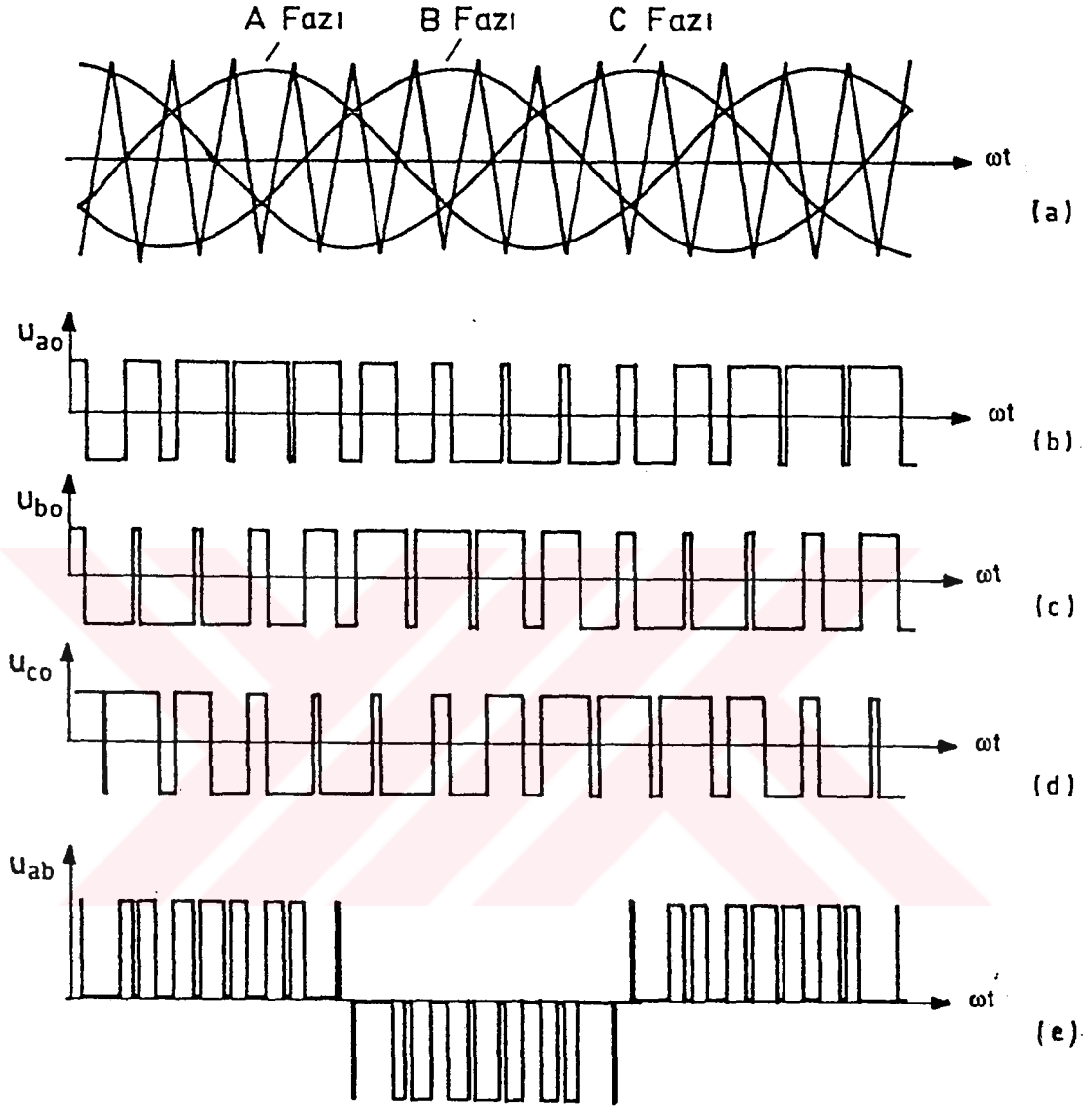
Şekil 2.4'de referans gerilimi ve taşıyıcı dalganın karşılaştırılması ile gerçekleştirilen PWM inverterin blok diyagramı görülmektedir. Üç fazlı simetrik aralarında 120° faz farkı olan referans dalgalar, referans dalga üreticisi tarafından üretilmektedir. Frekans ve genliği sabit olan üçgen dalgalar ise, taşıyıcı dalga üretici tarafından sağlanır. Referans dalgası olarak kare, trapez veya sinüs dalgası kullanılabilir.

Birbirinden çok farklı üç fazlı PWM yöntemleri geliştirilmiştir. Burada konuyu tamamlamak açısından sadece en önemli olanları kısaca ele alınacaktır.

a) Sinüsoidal PWM

Referans dalga olarak sinüs dalgası kullanılması durumundaki modülasyon, sinüsoidal darbe genişlik modülasyonu olarak adlandırılır. Şekil 2-5'de sinüsoidal PWM'e

ait referans gerilimleri ve fazlara ait uç gerilimleri ile U_{ab} fazlar arası geriliminin değişimi görülmektedir.



Şekil.2.5.Üç fazlı sinüsoidal PWM a)Komparatör giriş gerilimleri (b),(c),(d)inverter uç gerilimleri; (e) fazlararası gerilim.

Çıkış geriliminin kontrolü, sinüs dalga genliğinin değiştirilmesi ile çıkış gerilimi dalga şeklindeki darbe genişlikleri değiştirilerek gerçekleştirilebilir. Sinüsoidal PWM inverterin değişken frekansla çalışabilmesi için ayarlanabilir genlik ve frekansı üç fazlı sinüs dalga referans gerilimine ihtiyaç vardır.

Büyük taşıyıcı oranlarındaki sinüsoidal PWM inverterlerde en etkili harmonikler yüksek mertebededir ve taşıyıcı dalga frekansının referans dalga frekansına oranı olan p taşıyıcı oranına bağlıdır. Bu harmonikleri fourier açılımı ile bulmak mümkündür.

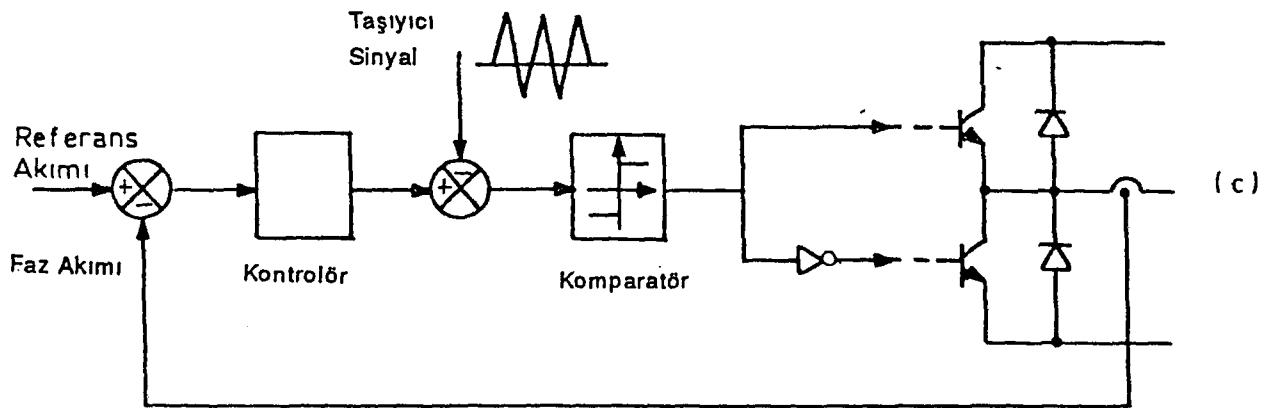
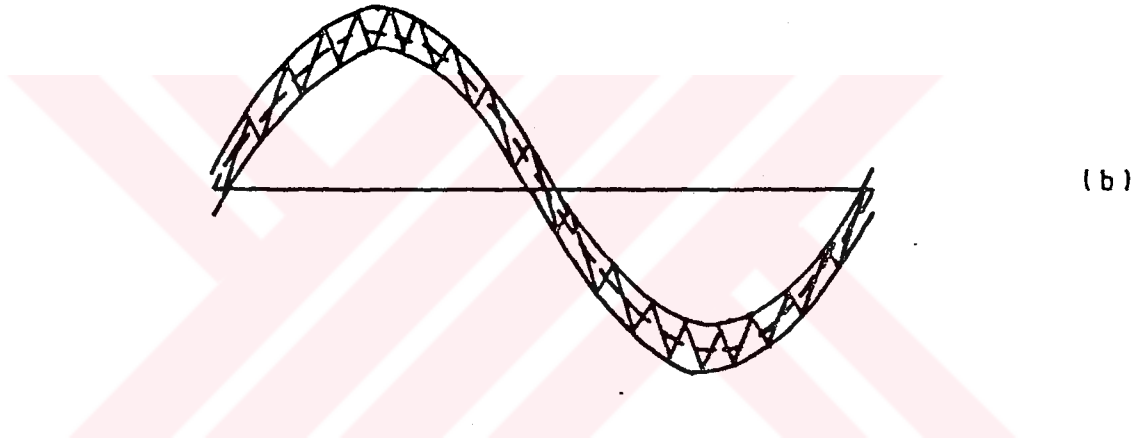
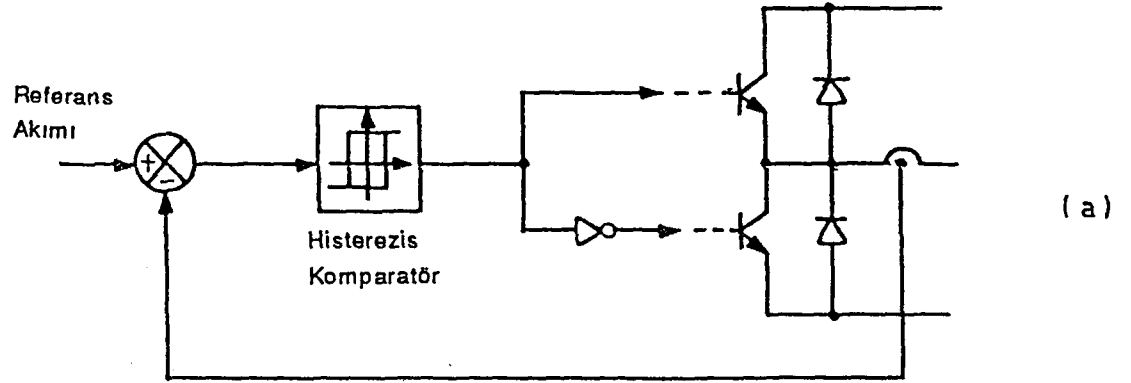
İnverterden alınabilecek çıkış gerilimi, sinüsoidal olmayan bir referans gerilimi kullanmak sureti ile de artırılabilir. Örneğin bir trapez referans gerilimi kare dalga referans gerilimine kıyasla daha az düşük mertebeden harmonikler verir. Bir diğer çözüm olarak sinüs dalgasının tepelerini düzlemek için sinüs dalga referansa, bir üçüncü harmonik bileşeni eklenebilir. Bu değiştirilmiş dalga ana dalga çıkış geriliminin bir miktar artmasını sağlar. Üçüncü harmonik bileşeni üçle bölünebilir harmonik uç gerilim bileşenleri meydana getirir. Bu harmonikler üç fazlı sistemde yükün uçlarında görülmediğinden, harmonik içeriğinde bir artış olmaz. Kare dalga PWM ve altı basamaklı inverterli tahrike nazaran sinüsoidal PWM inverterli tahrik düşük hızlarda iyi bir performans sağlar. Sinüsoidal ve kare dalga PWM inverterler sabit bir dc ara devre gerilimi ile çalıştığından, ana dalga güç faktörü yüksektir. Sabit gerilimli bir dc ara devrenin bulunması, birbirinden bağımsız muhtelif PWM ünitelerinin paralel çalışmasına imkan verir.

b) Akım Kontrollü PWM

Gerilim ara devreli bir inverter ile kontrollü bir akım çıkışı sağlamak için, akım ayar ilavesiyle gerçekleştirilen inverterler akım kontrollü inverterler olarak adlandırılır. Akım kontrollü çeşili şekillerde gerçekleştirilebilir. Şekil 2.6'da bir inverter kolunun kontrolü görülmektedir. Burada bir referans sinüsoidal akım dalgası üretilir ve bir komparatöre uygulanır. Komparatör hatası inverter kollarındaki elemanları anahtarlama kullanılır. Böylece akım hatasının ani değeri sınırlanır. Eğer motorun faz akımı, referans akım değerinden daha büyükse, üstteki eleman iletimden çıkarılarak alttaki eleman iletime sokulur.

Böylece motorun akımının azalması temin edilir. Eğer akım küçükse tersi yapılır. Üç fazlı sistemde her inverter kolu için bağımsız bir akım denetleyici vardır. Şekil 2.6 (b)'de basit histerizis veya açık/kapalı denetleyici ile elde edilen dalga şekli görülmektedir.

Şekil 2.6(c)'de ise en yaygın olarak kullanılan akım kontrol yöntemi görülmektedir. Burada akım hatası sabit frekanslı bir üçgen taşıyıcı dalga ile karşılaşmaktadır. Eğer referans akımı gerçek akımdan daha büyükse, elde edilen hata pozitifdir ve üstteki elemanın iletimde kalma süresi alttaki elemanınkini aşar. Sonuç olarak ac hat akımını arttırmak için inverter kolu daha uzun süre pozitif yönde anahtarlınır. Akım hatası negatif ise inverter kolu daha uzun süre negatif yönde anahtarlınır. Üç fazlı sistemde üç tane akım denetleyici ve yüksek frekanslı müşterek taşıyıcı dalgaya ihtiyaç vardır. Her inverter kolu taşıyıcı dalga frekansında anahtarlınır. [1,3]



Şekil 2.6. Akım kontrollü PWM (a) Bir inverter kolunun kontrolü
(b) Çıkış akımı dalga şekilleri (c) Akım kontrol yöntemi

c) Kare Dalga PWM

Kare dalga inverterlerin kontrol devresinde yüksek frekanslı simetrik taşıyıcı bir dalga, arzu edilen çıkış frekansındaki referans kare dalga ile karşılaştırılır. Güç yarı iletkenlerinin anahtarlama zamanları ihmal edilirse, komparatör gerilimi inverter çıkış gerilimine benzer inverter çıkış gerilimi istendiği gibi boşluklardan oluşan ve frekansı referans dalganın referansına eşit gerilimdedir. Bir yarı dalgadaki boşlukların sayısını p taşıyıcı oranı belirler.

Şekil 2.7'de üç fazlı kare dalga PWM inverter gerilim dalga şekilleri görülmektedir. Şekil 2.7(a)'da taşıyıcı oranının 6 olması halinde a, b ve c fazları için kare referans dalgaları ile müşterek taşıyıcı dalga görülmektedir. Referans dalgalarla müşterek taşıyıcı dalganın kesim noktaları anahtarlama anlarını belirler. U_{ao} , U_{bo} ve U_{co} ile gösterilen uç gerilimleri Şekil 2.7(d),(e),(f)'de, $U_{ab}=U_{ao}-U_{bo}$ 'a eşit hat gerilimi Şekil 2.7(g)'de olması durumunda ilgili faz gerilimlerinin değişimi görülmektedir. Referans dalga genliği U_R 'nin, taşıyıcı dalga genliği U_T 'ye oranı M modülasyon indeksi olarak tarif edilir. Genellikle üçgen taşıyıcı dalga genliği sabit olduğundan, modülasyon indeksi ve çıkış geriliminin genliği kontrol eder.

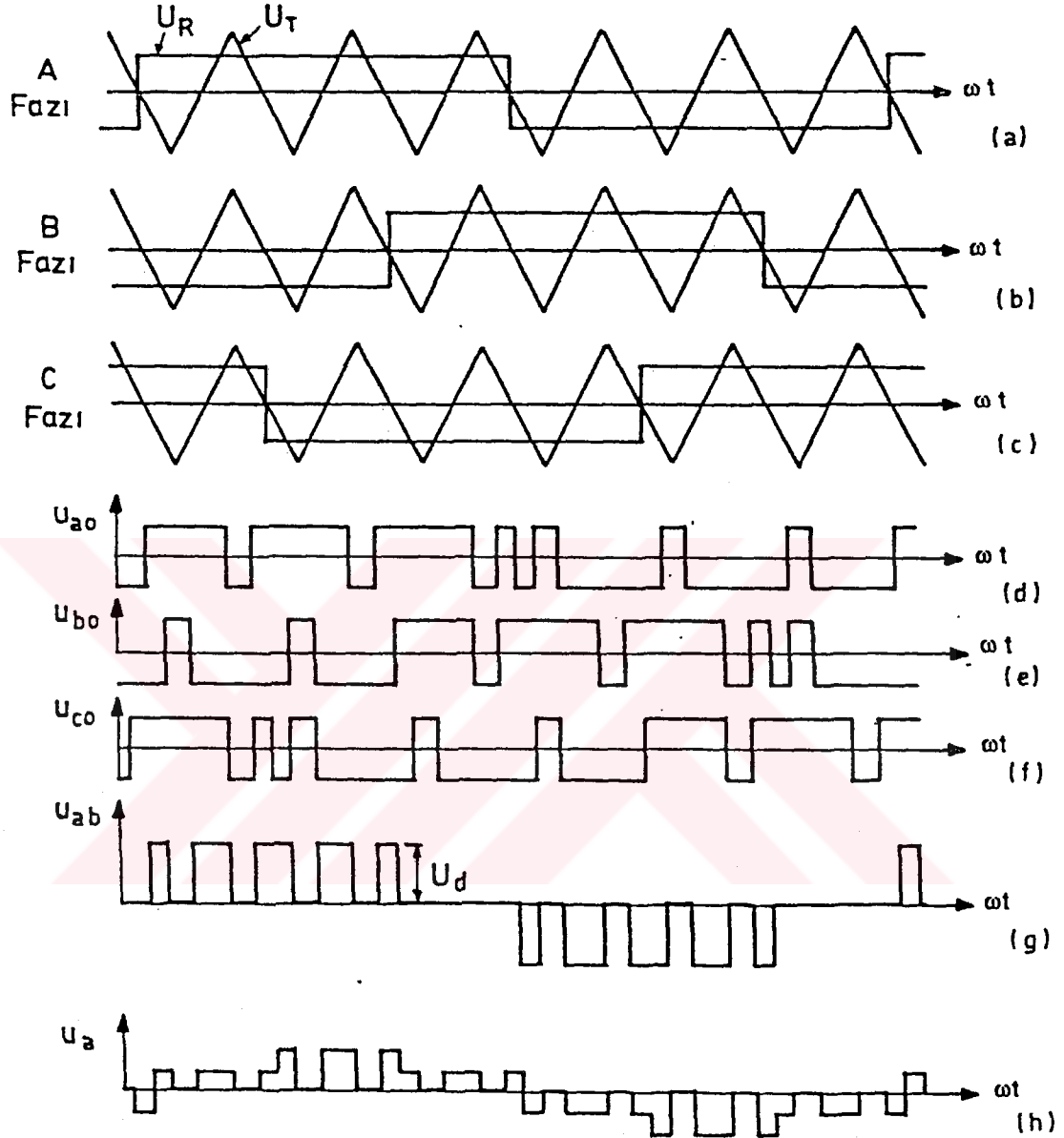
2.3. FAZ SÖNDÜRME MONTAJLI İNVERTER

2.3.1 Faz Söndürme Montajlı Inverterin Çalışması

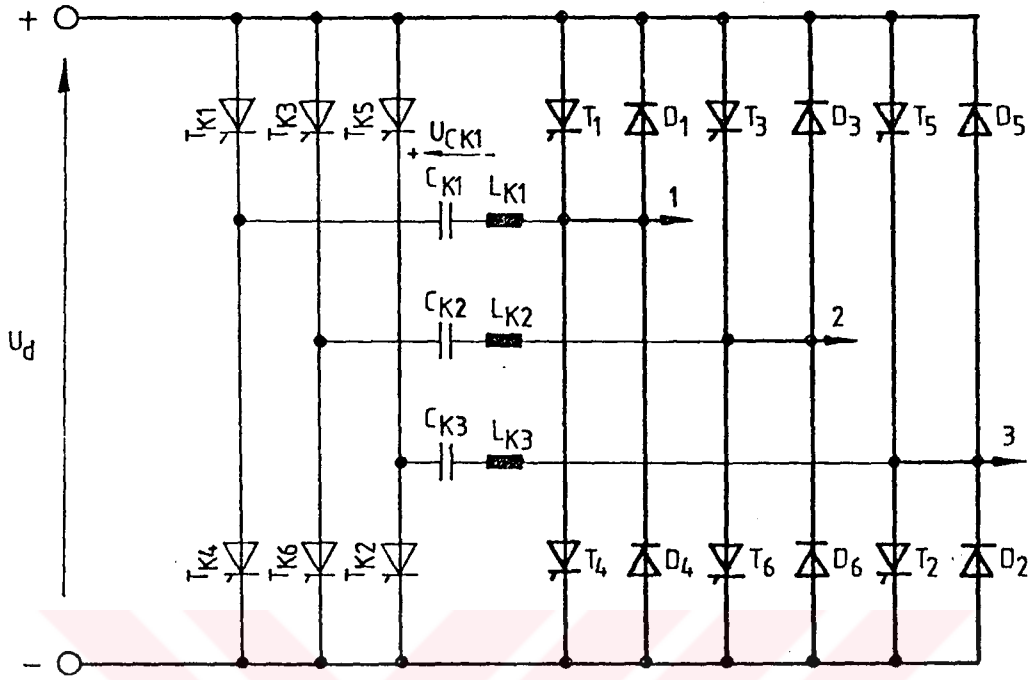
Kısa devre rotorlu asenkron motor kontrolu uygulamasında kullanılan inverter faz söndürme uygulamasında kullanılan inverterleridir. Faz söndürme montajlı inverter Şekil 2.8'da ve bu inverterin çalışmasıyla ilgili değişimler Şekil 2.9'da görülmektedir.

Şekil 2.8'da görülen inverter devresinde, üç faz kolu için üç komütasyon kolu mevcut olup, herhangi bir T ana tristörü, aynı numaralı T_K komütasyon tristörünün tetiklenmesiyle, aynı faza ait C_K komütasyon kondansatörü vasıtasıyla söner. Bir faza ait bir tristörü söndüren C_K kondansatörü, komütasyon olayı sonunda, aynı faza ait diğer tristörü söndürecek yönde dolar, L_K endüktansları, yine C_K kondansatörlerinin komütasyon esnasında bir anda boşalmaması için konulmuştur. Bu devrede 180 iletimli olarak da çalışabilir.

Örneğin, I_y yük akımını geçirmekte olan T_1 tristörünü söndürmek üzere T_{K1} tristörü tetiklendiğinde, $T_1-L_{K1}-C_{K1}-T_{K1}-T_1$ kapalı çevresi üzerinden, kondansatörün $|-U_{co}| > |U_d|$ ilk gerilimi ile kayıplı $L_{K1}-C_{K1}$ seri rezonans devresi salınmaya başlar. Rezonans devresi akımın yük akımına erişmesiyle, T_1 tristörü iletimden çıkarak D_1 diyodu iletime girer. Rezonans devresi akımının yük akımından büyük kısmını geçiren D_1 diyodu, rezonans devresi akımının yük akımına düşmesiyle iletimden çıkar. D_1 diyodu iletimde olduğu sürece,



Şekil 2.7. Üç fazlı dalga PWM inverterin gerilim dalga şekilleri (a),(b),(c) Komparatör giriş gerilimleri; (d),(e),(f) İnverterin uç gerilimleri (g) Hat gerilimi; (h) Faz nötr gerilimi.

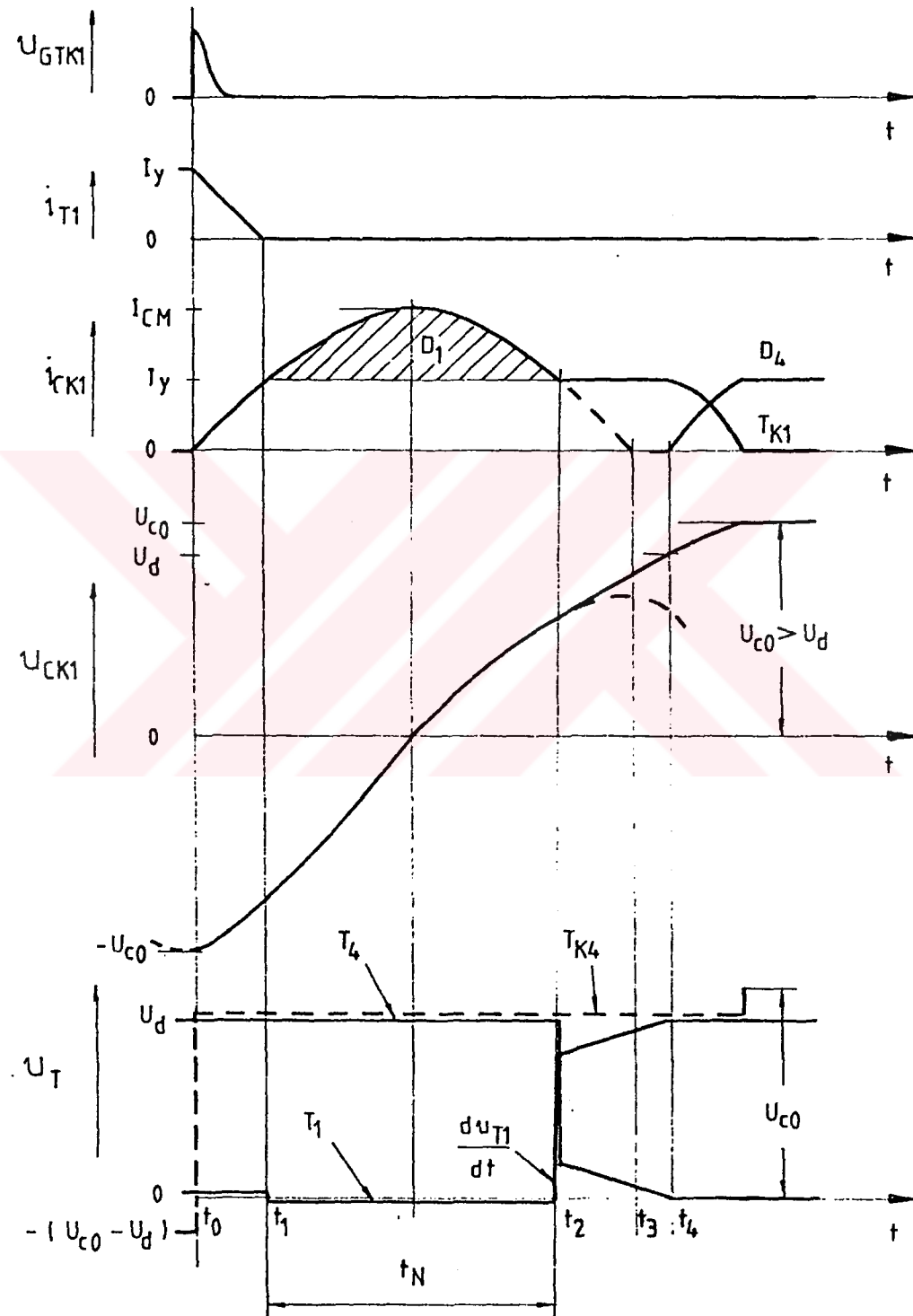


Şekil 2.8. Faz söndürme montajlı inverter devresi prensip bağlantı şeması.

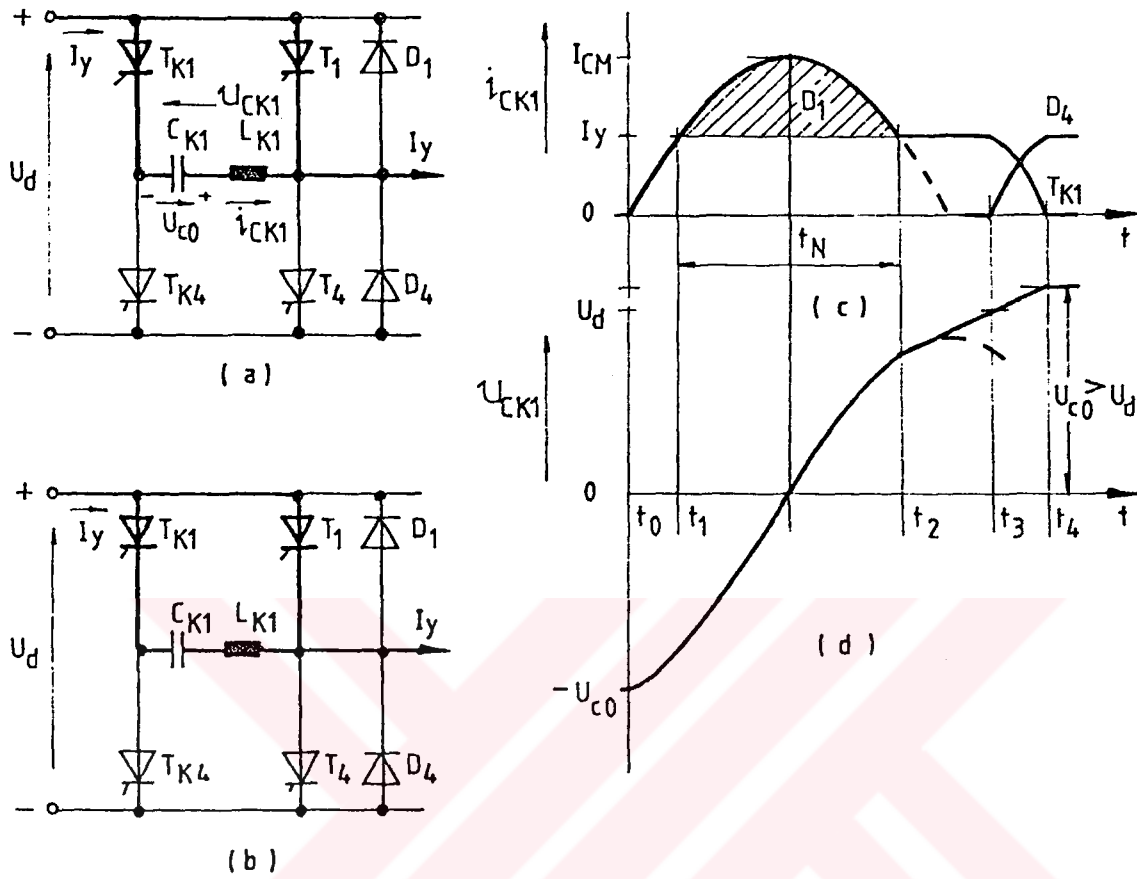
T_1 tristörü negatif gerilime maruz kalır. Rezonans devresi akımı geçen C_{K1} kondansatöründen, D_1 diyodunun tıkanmasıyla sadece yük akımı geçer. L_{K1} endüktansının etkisiyle kondansatör geriliminin U_d kaynak geriliminden büyük bir U_{co} değerine erişmesi ve yük akımını D_4 diyodunun üstlenmesiyle T_{K1} tristörü söner. Böylece, C_{K1} kondansatörü, T_4 tristörünü söndürecek yönde dolmuş olup söndürme işlemine kadar dolu kalır.

2.3.2. Faz söndürme montajlı inverterde komütasyon hesabı

Bu komütasyon türünde, I_y yük akımını geçirmekte olan tristör üzerinden seri rezonans devresi oluşmakta, rezonans devresi akımının yük akımına erişmesiyle tristör iletimden çıkarak, rezonans devresi ters akım diyodu üzerinden devam etmektedir. Rezonans devresi akımının tekrar yük akımına düşmesiyle diyot da iletimden çıkmakta ve daha sonra yük akımının etkisiyle komütasyon kondansatörü U_d 'den daha büyük bir değere kadar dolmaktadır. İletimden çıkan tristör, ters akım diyodu iletimde olduğu sürece, negatif bir gerilime maruz kalmaktadır. Komütasyon olayı esnasında, bir faz koluna ait eşdeğer devreler ve bu devrelerle ilgili değişimler Şekil 2.10 'da görülmektedir.



Şekil 2.9. Faz söndürme montajlı inverter devresi ile ilgili değişimler.



Şekil 2.10. Faz söndürme montajlı inverter devresinde komütasyon olayı esnasında, (a),(b) bir faz koluna ait eşdeğer devreler (c) kondansatör akımı ve (d) kondansatör uçlarındaki gerilimin değişimleri

Şekil 2.10. (a) ve (b) ' deki eşdeğer devrelerin çözümünden, rezonans devresi kayıpları ihmal edilerek, kondansatörden geçen akımın değişimi,

$$i_{CK1} = U_{c0} \cdot \sqrt{C_K/L_K} \cdot \sin \omega_0 t \quad (2.1)$$

Şeklinde elde edilir. Şekil 2.10.(b) ' ye göre,

$$t_N = 2 \cdot \sqrt{L_K C_K} \cdot \arccos \frac{I_y}{U_{c0} \cdot \sqrt{C_K/L_K}} \quad (2.2)$$

olarak bulunur. Daha öncekine benzer bir şekilde,

$$I_{cmax} = U_{c0} \cdot \sqrt{C_K/L_K} \quad (2.3)$$

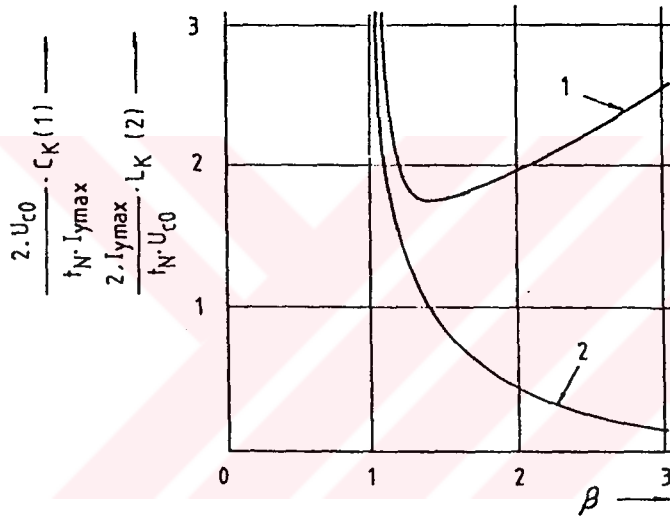
$$\beta = I_{cmax}/I_{ymax} \quad (2.4)$$

tarifleri yapılarak,

$$\frac{2 \cdot U_{c0}}{t_N \cdot I_{ymax}} \cdot C_K = \frac{\beta}{\arccos(1/\beta)} \quad (2.5)$$

$$\frac{2 \cdot I_{ymax}}{t_N \cdot U_{c0}} \cdot L_K = \frac{1}{\beta \cdot \arccos(1/\beta)} \quad (2.6)$$

bağıntıları elde edilir..



3. "KONTROLSUZ DOĞRULTUCU-TRİSTÖRLÜ İNVERTER" GRUBU İLE KISA DEVRE ROTORLU ASENKRON MOTOR HIZ KONTROLU UYGULAMASI

3.1. GİRİŞ

Bu bölümde, önce Şekil 3.1'de " Kontrolsuz doğrultucu - Tristörlü inverter " grubu ile asenkron motor hız kontrolü kontrolü sisteminin ana akım devresi blok diyagramı, Şekil 3.2'de kontrol devresi blok diyagramı, Şekil 3.3'de laboratuvar da gerçekleştirilen uygulama devresi verilmiştir. Bu sistemde, U_1/f_1 oranı sabit kalmak üzere, stator gerilimi ile frekansı değiştirilerek asenkron motorlarda hız kontrolü yapılmaktadır. Şekil 3.3'den de görüldüğü gibi , önce tam dalga kontrolsuz doğrultucu ile üç fazlı alternatif gerilim doğrultulur ve C_S kondansatörü ile filtre edilir. İnverter olarak faz söndürme montajlı inverter kullanılmış olup inverterin çalışması bölüm 2'de anlatılmıştır.

3.2. Kontrol Devresinin Çalışması

Kontrol devresi ile U/f oranı takriben sabit kalmak üzere gerilim ve frekans birlikte değiştirilerek motor hız kontrolü gerçekleştirilir. Şekil 3.2'de kontrol devresine ait blok diyagram görülmektedir. Sistemin emniyetli bir şekilde çalışabilmesi için referans gerilimi basamak fonksiyonu şeklinde değil zamana göre lineer olarak değişmeli ve değişme hızı motorun ataleti ile uyum içinde olmalıdır. Bunun için kontrol devresinde referans ayarı geriliminin için bir rampa generatörü kullanılmıştır. Bu referans gerilimi ile bir kondansatörde testere dişi dalga elde edilir. Referans gerilimi ile bu testere dişi bir komparatörde karşılaştırılır. Referans gerilimi arttığı zaman kondansatör daha çabuk şarj olacağı için testere dişinin frekansı artar ve referans ile karşılaştırılması sonucu elde edilen kare dalgaların bir öncekine göre frekansı daha büyük olur ve darbe boşluk oranı daha da artar. Bu şekilde elde edilen kare dalgaların periyodu 20° ye eşdeğerdir. Maximum referans geriliminde bu kare dalgaların periyodu 1,1 ms'dir. Darbenin uzunluğu 1 ms'dir. Referans minimum yapıldığında kare dalgaların periyodu 37 ms'dir ve darbenin uzunluğu 5 ms'dir. Testere dişi ile referansın komparatörde karşılaştırılması sonucu elde edilen kare dalga Şekil.3.4(a) ve (b)'de görülmektedir. Bu kare dalga bir 3'e sayıcıya clock olarak verilir ve elektriksel değeri 60° olan darbeler elde edilir. Bu değişimler Şekil 3.4(c),(d) ve (e)'de görülmektedir. Bu elde edilen kare dalgalar ikinci bir sayıcıya verilir ve 6'ya saydırılır. Bu sayıcı çıkışlarından birbirleri ile 60° faz farklı 6 adet farklı kare dalga grupları elde edilir. Bu kare dalgalar Şekil 3.4(f),(g),(h),(i),(j) ve (k) 'da görülmektedir. Bu kare dalgaların uygun şekilde toplanması sonucu 180° 'lik darbeler elde edilir. Örneğin sayıcının Q_0 , Q_1 ve Q_2 çıkışı bir OR kapısından geçirilerek toplanır ve T_1 tristörünün darbelerinin bir önceki durumu elde edilir. T_3 tristörü için Q_2 , Q_3 ve Q_4 çıkışları bir OR kapısından geçirilerek elde edilir. Elde edilen kare dalgalar arasında T_1 ve T_3 için 120° 'lik faz farkı vardır. Bu şekilde 6 tristör için 6 darbe grubu elde edilir. Daha sonra herbir darbe grubu komparatör çıkışında elde ettiğimiz darbelerle bir AND kapısında karşılaştırılır ve 9'a bölünmüş ana tristör darbeleri elde edilir. Bu tristör darbeleri Şekil.2.5'te görülmektedir. Yardımcı tristör darbeleri de ana tristörü iletimden

çıkarmak şekilde elde edilir.Şekil 2.5'de invertere omik yük bağlanması durumunda elde edilen fazlar arası ve faz nötr gerilimleri görülmektedir.Inverter kontrol devresinde lojik elemanlarla bir start - stop butonu oluşturulmuştur.Bu start - stop butonunun özelliği, start edildiğinde T_1 tristörünün ilk darbesinin başında dolayısı ile U_1 fazının ilk darbesinin başında inverter çalışmaya başlar, stop edildiğinde ise T_1 tritörünün son darbesinin sonunda bir başka deyişle U_1 fazının sonunda inverter çalışmasına son verir. İnverter çıkışında bir peryodunda 18 darbe bulunan gerilim değişimi elde edilmektedir.Darbelerden birinin peryodu maximum referans geriliminde 1.1 ms idi, 18 tanesi 19.8 ms' dir ve 19.8 ms'de yaklaşık 50 Hz ' eşdeğerdir.Referas gerilimi minimum olduğunda , kare dalgaların her birinin peryodu 37 ms'dir, 18 tanesi 666 ms' dir ve bu zamanın frekans eşdeğeri 1.5 Hz ' dir.Bu sonuçtan da anlaşıldığı gibi inverter 1.5 Hz ile50 Hz arasında frekans ayarı yapmaktadır.

Şekil 3.3'de verilen laboratuvarı gerçekteştirilen uygulama devresinde kullanılan elemanların listesi aşağıda verilmiştir.

$D_{K1}, \dots, D_{K6}$: BBC DSDİ 12 - 06

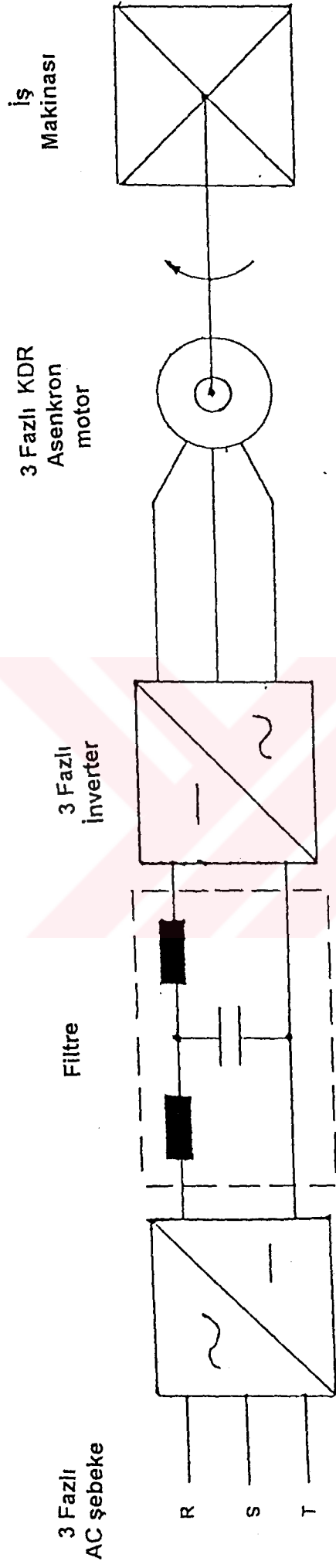
D_S : 1 N 4007

$T_{K1}, \dots, T_{K6}$: IXYS CS 8 - 12 İ₀₂

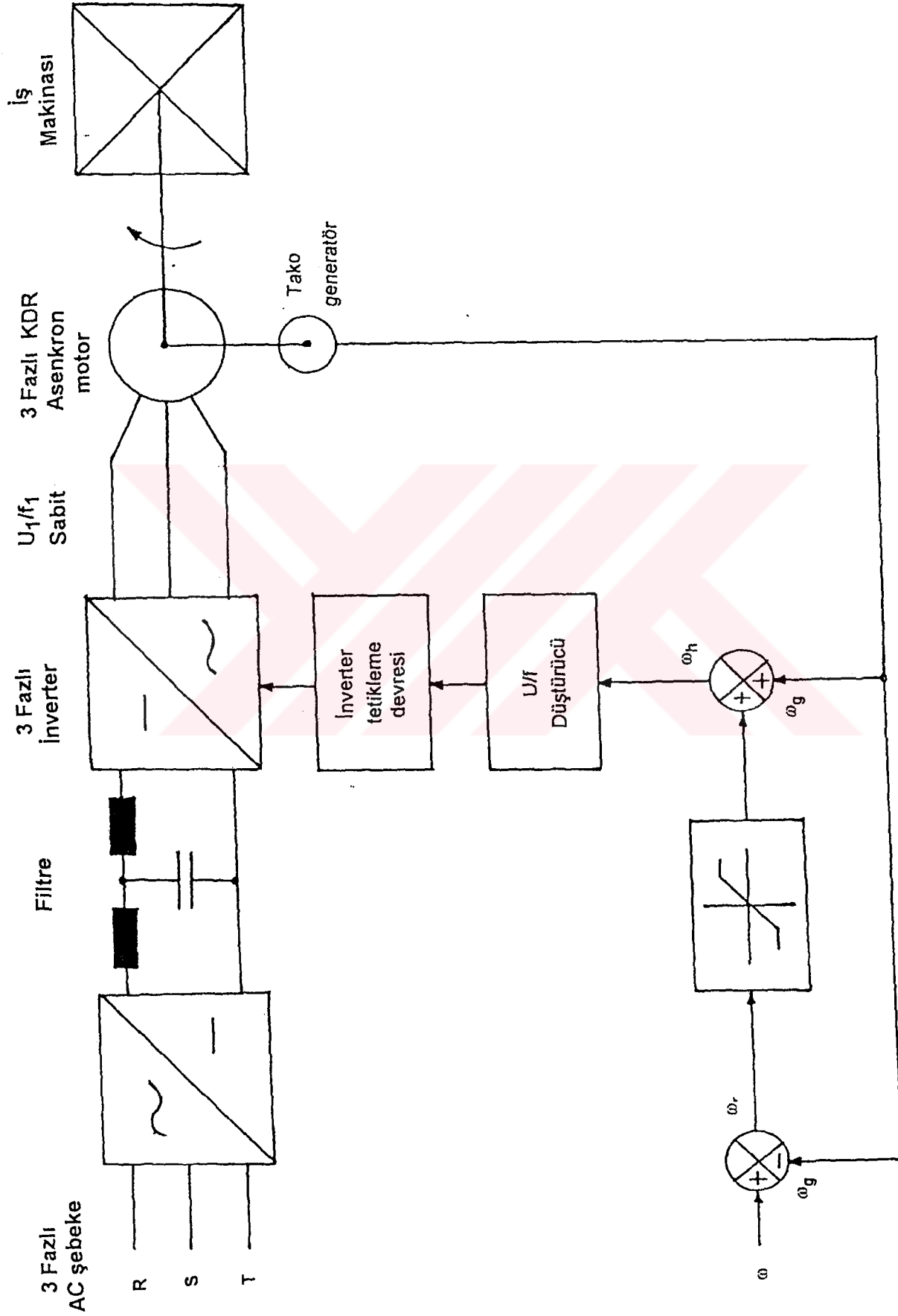
$T_1, \dots, T_6$: BBC CS 15,9 - 08 hu2

CS : 1100 μ F

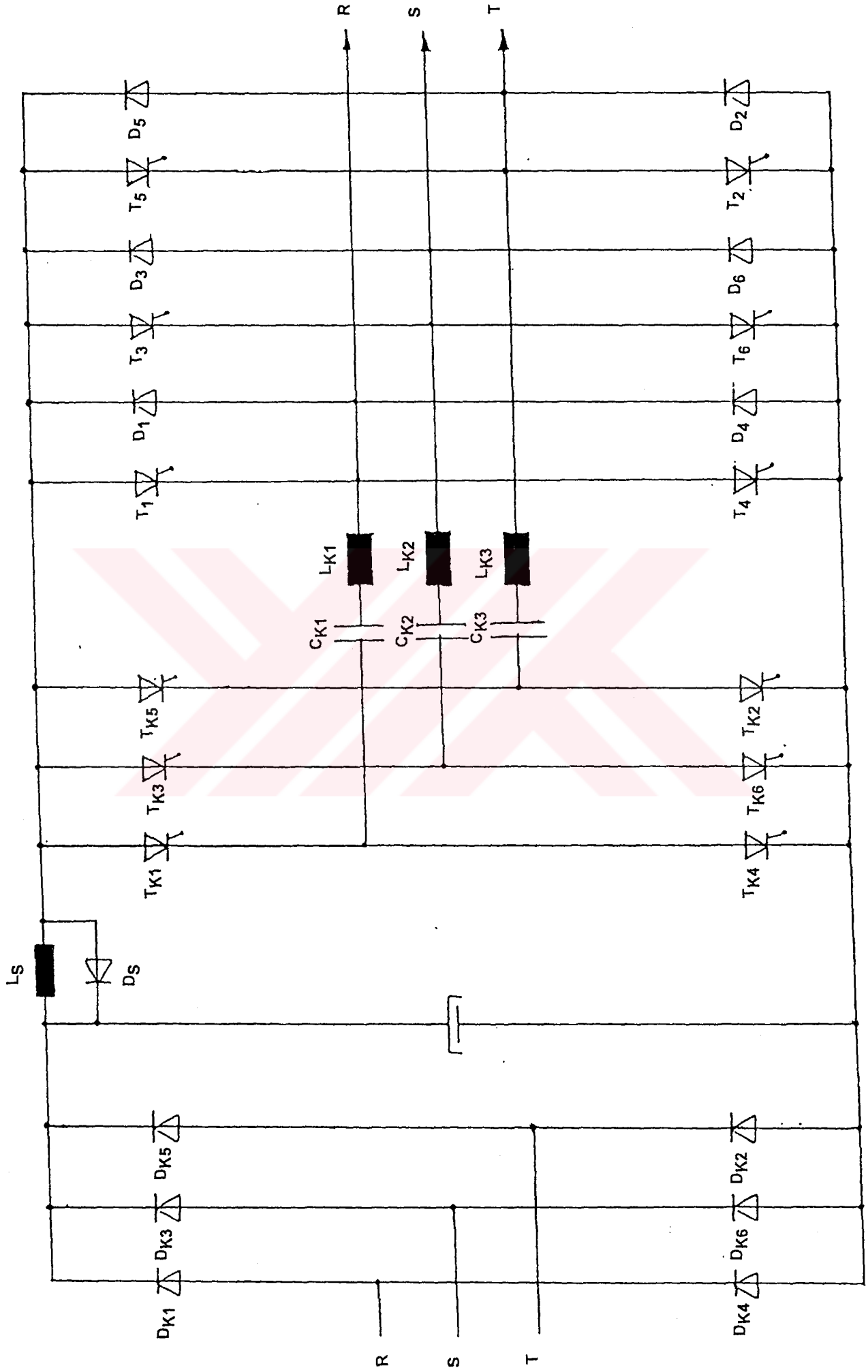
L_{K1}, L_{K2}, L_{K3} : 150 μ H



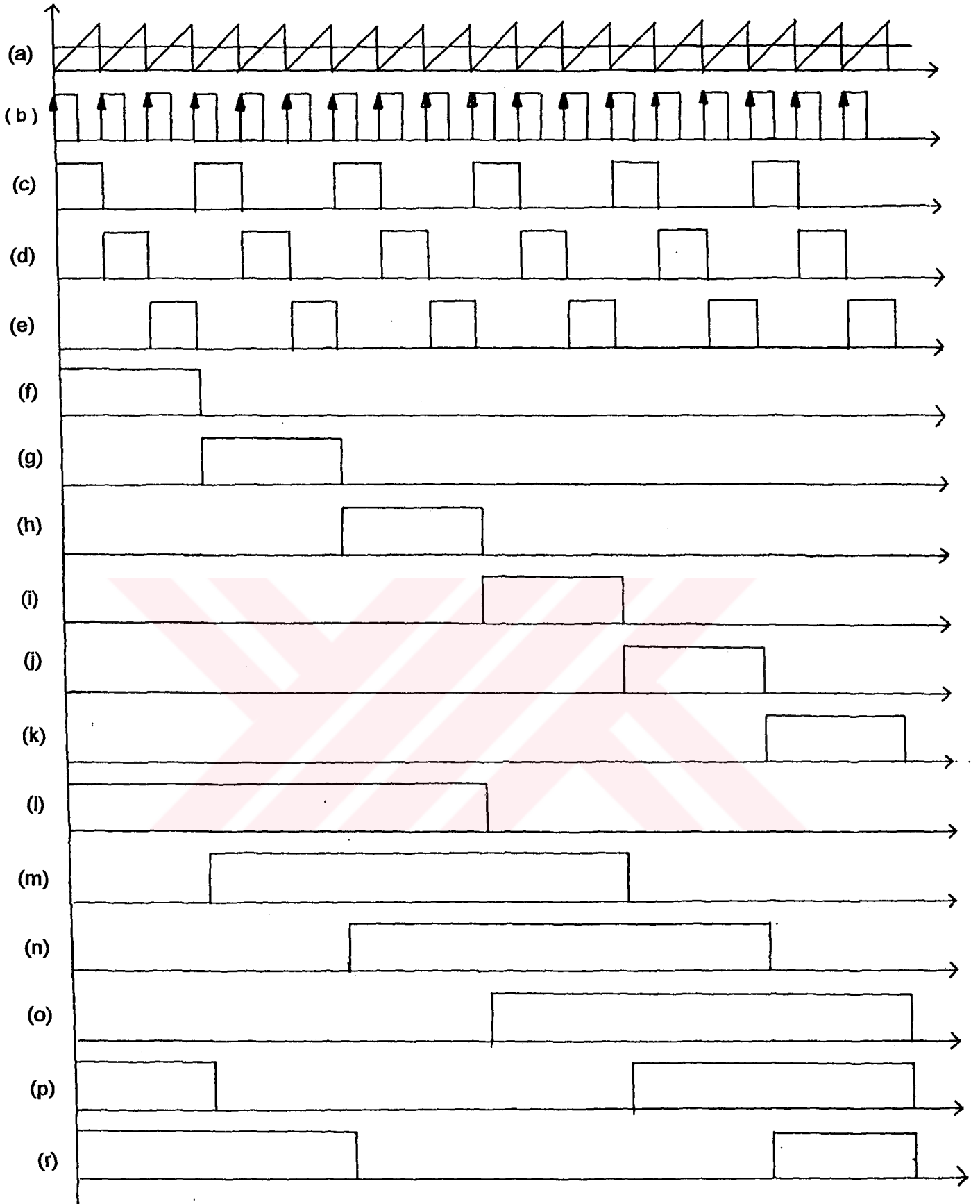
Şekil 3.1. "Kontrolsüz doğrultucu - Tristörlü inverter" grubu ile asenkron motor hız kontrolü sisteminin ana akım devresi blok diyagramı.



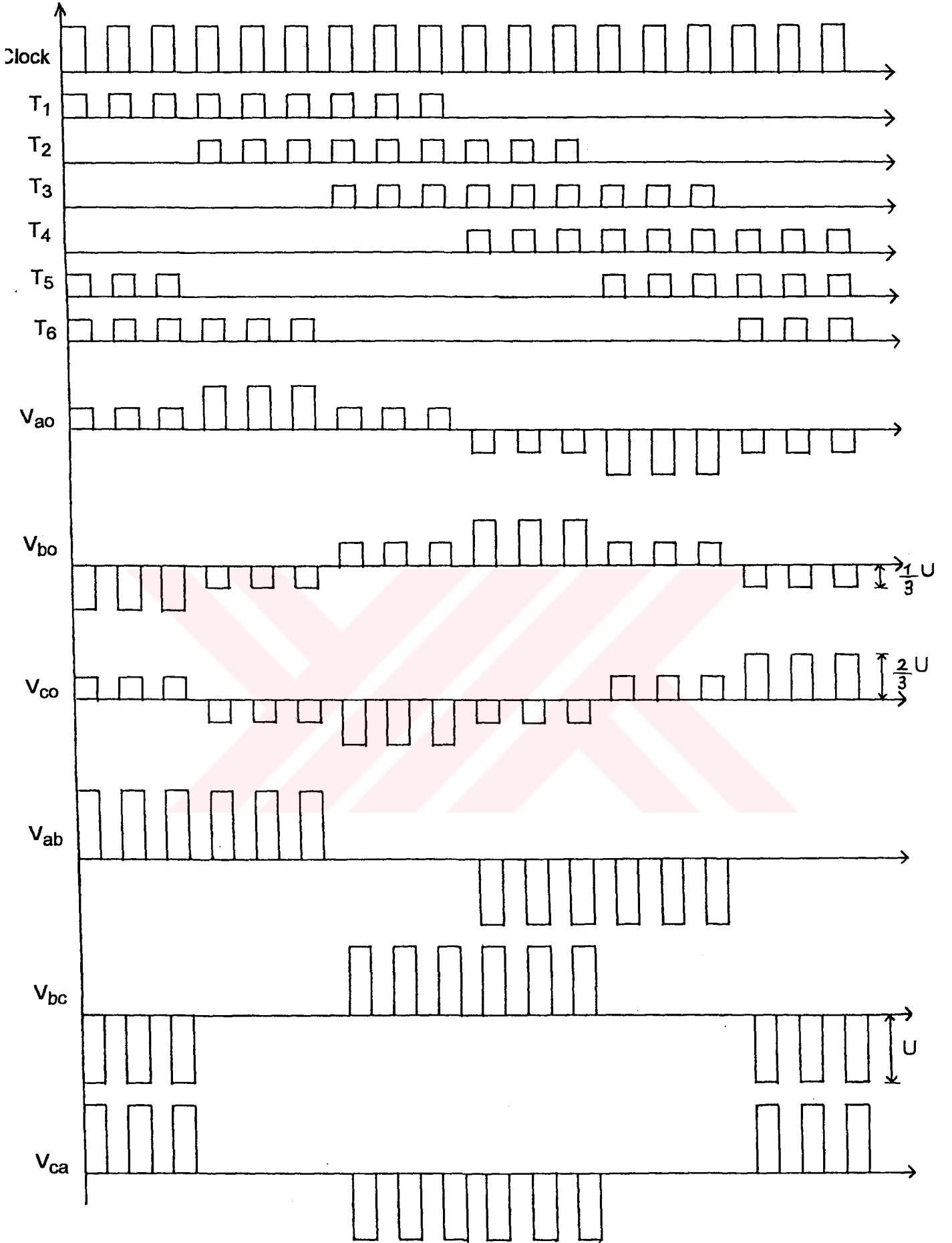
Şekil 3.2. "Kontrolsüz doğrultucu - Tristörlü inverter" grubu ile asenkron motor hız kontrolü sisteminin, kontrol devresi blok diyagramı.



Şekil 3.3. Laboratuvarda gerçekleştirilen uygulama devresi.

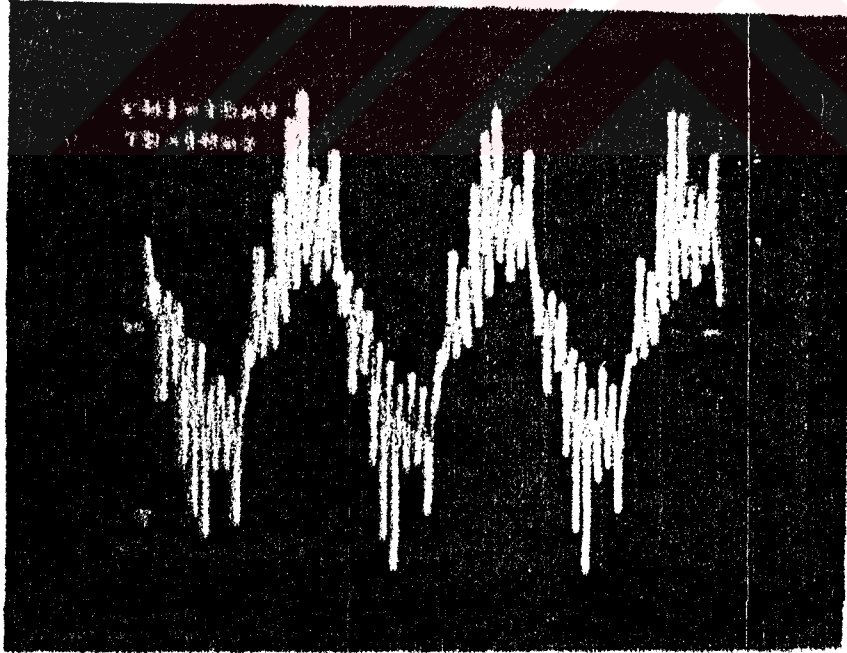
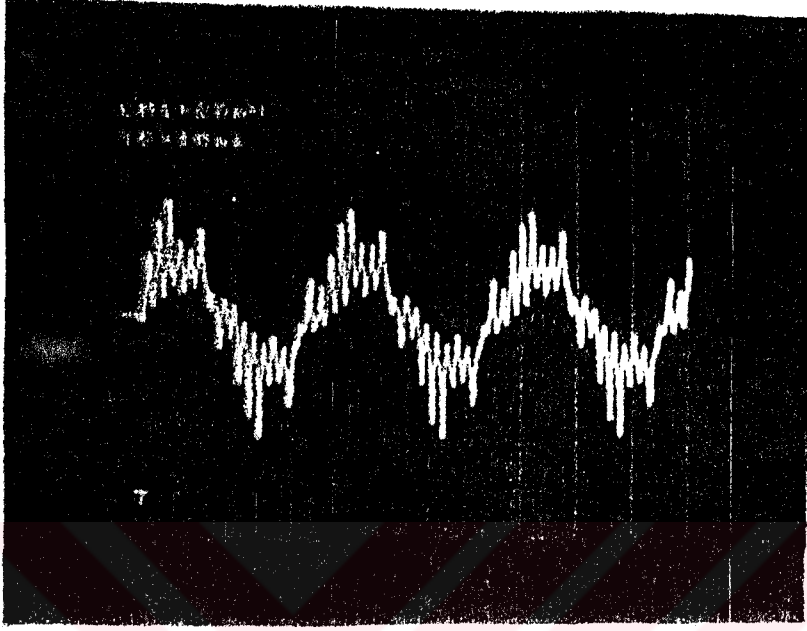


**Şekil 3.4. (a),(b) Komparatörde testere dişi - referans karşılaştırılması ,
(c),(d),(e),(f),(g),(h),(i),(j),(k) Sayıcı çıkışları,
(l),(m),(n),(o),(p),(r) Toplayıcı çıkışları.**

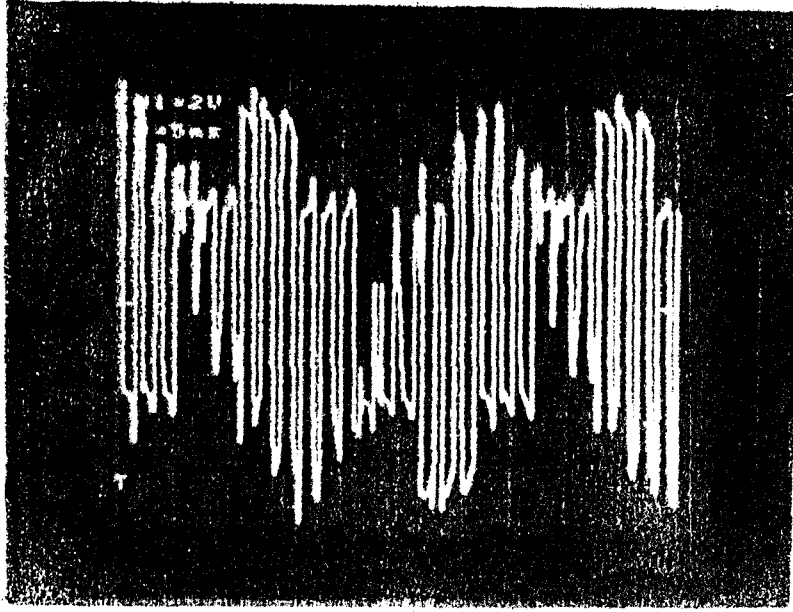


Şekil 3.5. Ana tristör tetikleme darbeleri. Omik yük için, yük uçlarındaki faz-nötr ve faz-faz gerilimleri

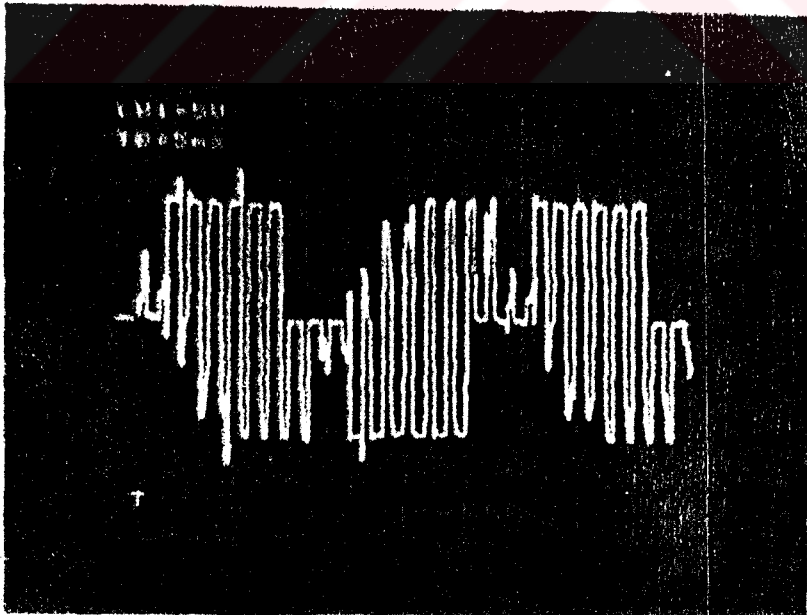
3.3. Uygulama Devresinden Alınan Değişimler



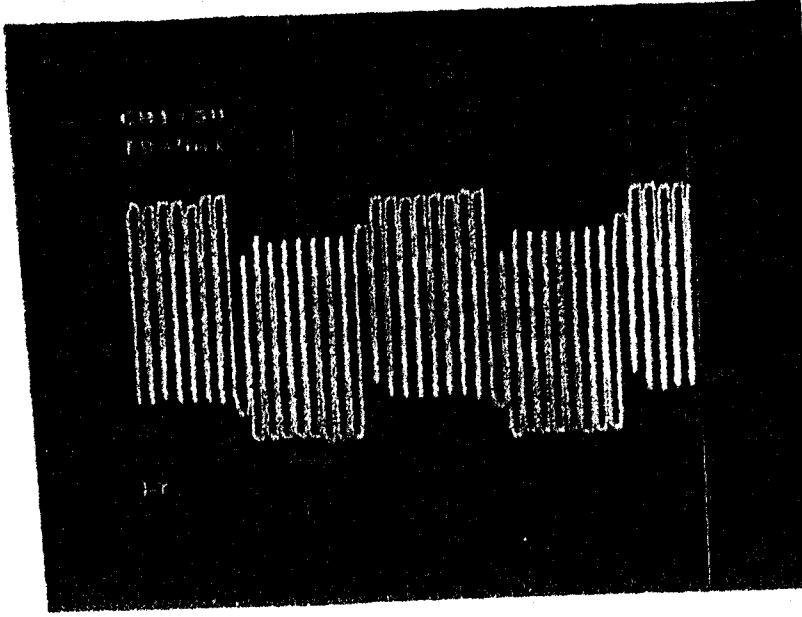
Şekil 3.6. 33 Hz Frekans için motor yük akımı.



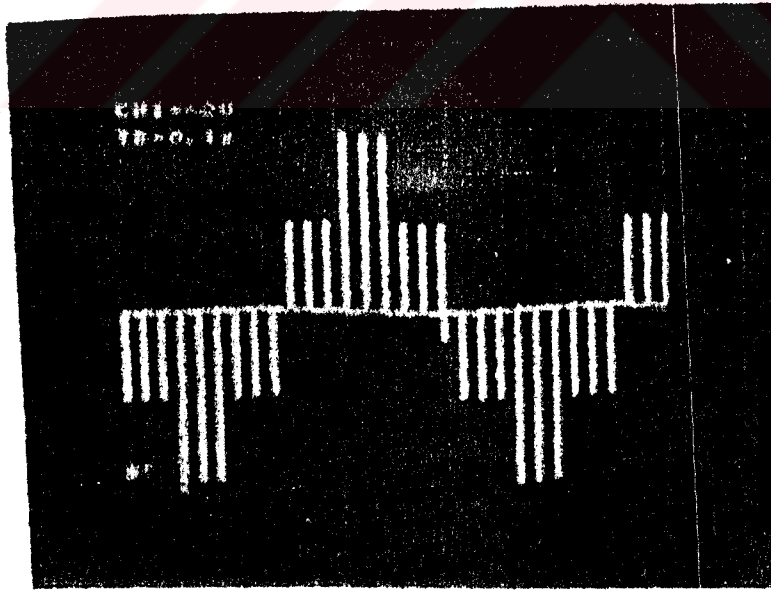
Şekil 3.7. Motor Faz - Nötr Gerilimi.



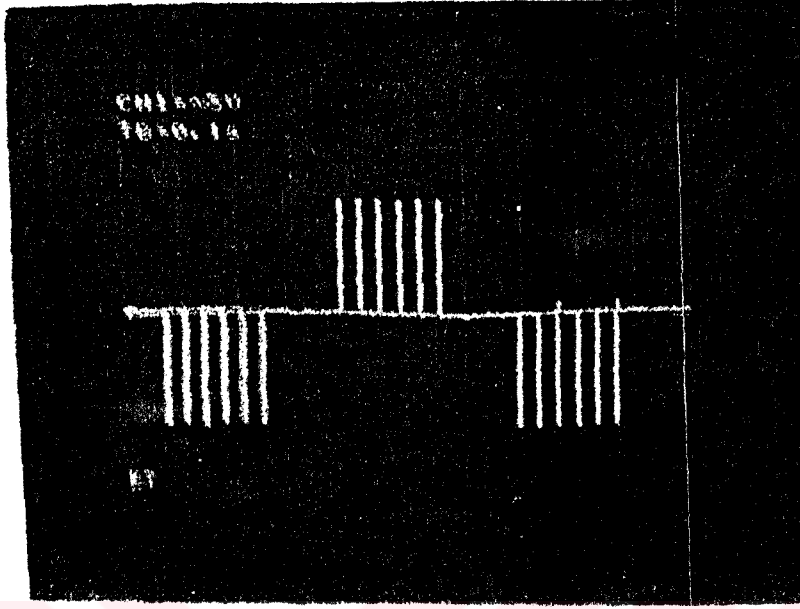
Şekil 3.8. Motor Faz - Faz Gerilimi.



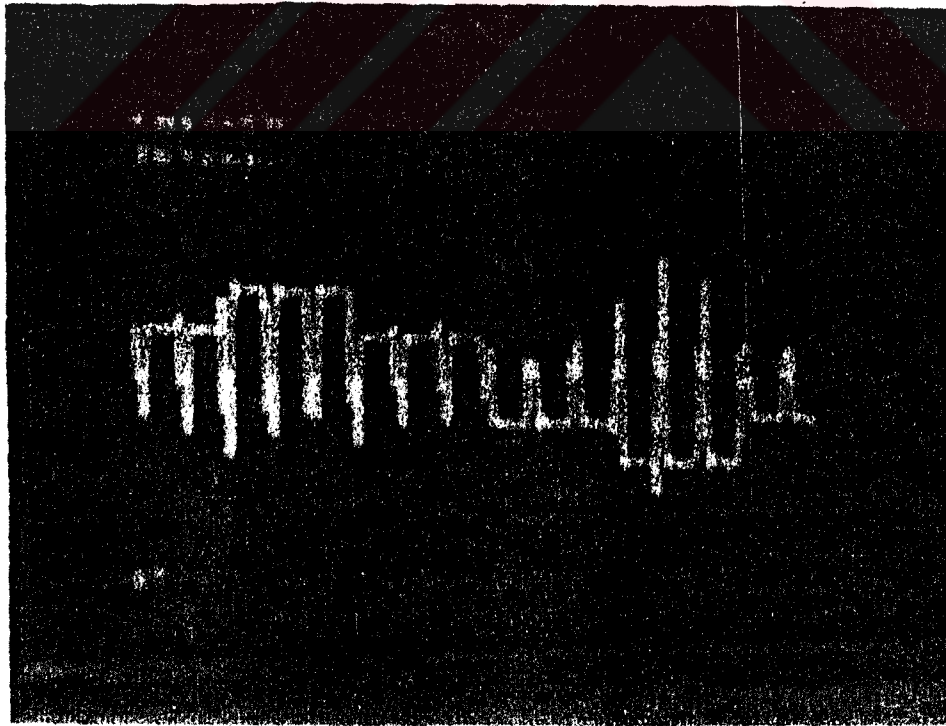
Şekil 3.9. C_K Komütasyon Kondansatörü Gerilimi.



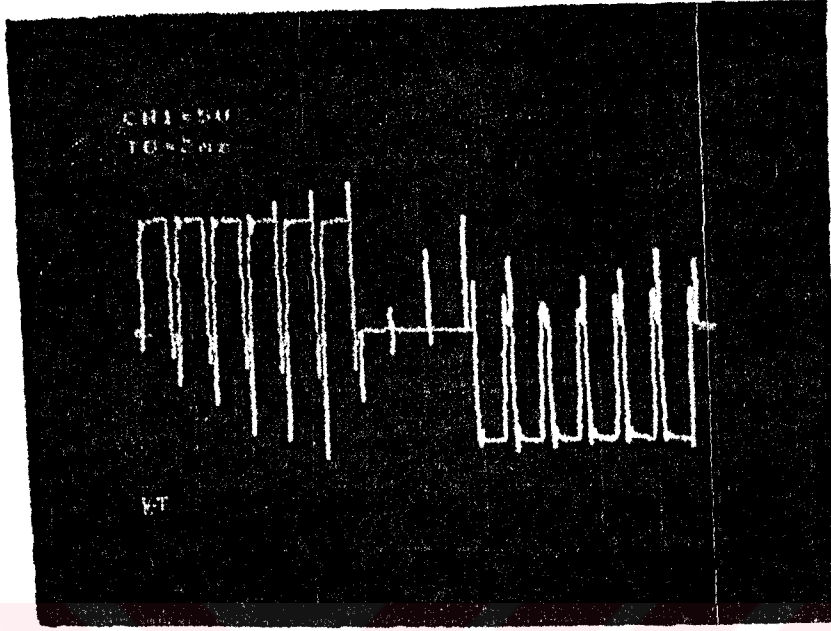
Şekil 3.10. 1.5 Hz'de Yıldız Bağlı Omik İçin Yük Faz - Nötr Gerilimi.



Şekil 3.11. 1.5 Hz'de Yıldız Bağlı Omik İçin Yük Faz - Faz Gerilimi.



Şekil 3.12. 45 Hz'de Yıldız Bağlı Omik İçin Yük Faz - Nötr Gerilimi.



Şekil 3.13. 45 Hz'de Yıldız Bağlı Omik İçin Yük Faz - Faz Gerilimi.

YARARLANILAN KAYNAKLAR

- [1] BODUR ,H., 1990 , " Kontrolsuz doğrultucu - dc kıyıcı - inverter " grubu ile asenkron motor hız kontrolunda komütasyon şartlarının iyileştirilmesi ve sistemin şebeke etkisinin incelenmesi , Doktora Tezi , Y.T.Ü.
- [2] ÇETİN , İ. , 1989, Elektrik motörleri (1. Kısım), İstanbul
- [3] SARUL, H., 1993, Tristörlü bir inverterde komütasyon şartlarının iyileştirilmesi ve bu inverterle asenkron motorun sürülmesinde harmonik kayıplarının incelenmesi ,Doktora Tezi , Y.T.Ü.
- [4] GÜLGÜN ,R., 1983 , Güç elektroniğıne giriş , İstanbul
- [5] TEMÜR , H., 1993, Asenkron motor devir kontrol ünitesi tasarımı, Lisans tezi , Y.T.Ü.



ÖZGEÇMİŞ**Hüseyin TEMÜR****Elektrik Mühendisi
(Yıldız Teknik Üniversitesi)****Doğum Tarihi ve Yeri****24.07.1971, Giresun****1978 - 1983****Giresun 23 Nisan İlkokulu****1983 - 1986****Giresun Atatürk Lisesi (Orta kısmı)****1986 - 1989****Giresun Endüstri Meslek Lisesi****1989 - 1993****Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektrik - Elektronik Fakültesi
Elektrik Mühendisliği Bölümü****1993 - 1995****SEKA İzmit Müessesesi
Bakım ve Atölyeler Kısım Müdürlüğü
Elektrik Bakım Şefliği****1995****Araştırma Görevlisi
Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektrik - Elektronik Fakültesi
Elektrik Mühendisliği Bölümü**