

25274

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

TRİSTÖRLÜ BİR İNVERTERDE KOMÜTASYON
ŞARTLARININ İYİLEŞTİRİLMESİ VE BU İNVERTERLE
ASENKRON MOTORUN SÜRÜLMESİNDE HARMONİK
KAYIPLARIN İNCELENMESİ

DOKTORA TEZİ

Y.MÜH. M. HADİ SARUL

T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
KOMÜTASYON MERKEZİ

İSTANBUL 1993



ÖNSÖZ

Bu tezin hazırlanmasında kıymetli görüşleri ile beni yönlendiren, teşvik ve yardımlarını esirgemiyen, sayın tez yöneticisi ve hocam Prof. Remzi GÜLGÜN'e şükranlarımı sunarım.

Ayrıca laboratuvar çalışmalarında çok yardımlarını gördüğüm Sayın Y.Doç.Dr. Hacı BODUR'a teşekkür ederim.

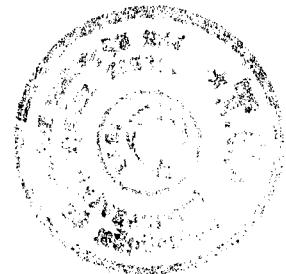


İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ	I
İÇİNDEKİLER	II
SEMBOL LİSTESİ	V
ÖZET	XI
SUMMARY	XII

BÖLÜM 1. ASENKRON MOTORLARIN GÜÇ ELEKTRONİĞİ

İLE HIZ AYARI	1
1.1. Giriş	1
1.2. Asenkron Motorun Temel Büyüklükleri ve Eşdeğer Devresi	2
1.2.1. Eşdeğer Devre	2
1.2.2. Moment ve Güç İfadeleri	2
1.3. Üç Fazlı Asenkron Motorun Hava Aralığı mmk Harmonikleri	5
1.3.1. Zaman Harmoniği mmk Dalgaları	6
1.3.2. Uzay Harmoniği mmk Dalgaları	7
1.3.3. mmk Harmoniklerinin Genliği	10
1.3.4. Zaman Harmoniklerinin Eşdeğer Devresi ...	11
1.3.5. Üç Fazlı Asenkron Makinanın Yaklaşık Eşdeğer Devresi Kullanılarak Akım ve Moment Harmoniklerinin Hesaplanması	13
1.4. İnverterden Beslenen Asenkron Motorlarda Kayıplar	16
1.4.1. Bakır Kayıpları	16
1.4.2. Demir Kayıpları	18
1.5. Kısa Devre Rotorlu Asenkron Motorlarda Statik Hız Kontrol Yöntemleri	22
BÖLÜM 2. ÜÇ FAZLI KÖPRÜ TİPİ İNVERTERLER	25
2.1. Giriş	25
2.2. Üç Fazlı Köprü Tipi İnverterlerin Prensibi	25
2.3. Üç Fazlı Köprü Tipi İnverter Devreleri	29



2.3.1. Faz Sırası İle Söndürme Montajı	29
2.3.2. Faz Söndürme Montajı	30
2.3.3. Münferit Söndürme Montajı	33
2.3.4. Komütasyon Şartları İyileştirilmiş İnverter Devresi	33
2.3.5. Geliştirilmiş İnverter Devresi	36
2.4. Üç Fazlı Köprü Tipi İnverter Devrelerinde Komütasyon Hesabı	41
2.4.1. Faz Sırası ile Söndürme ve Münferit Söndürme montajlı İnverter Devrelerinde Komütasyon Hesabı	41
2.4.2. Geliştirilmiş İnverter Devresinde Komütasyon Olayının İncelenmesi	46
2.5. Geliştirilmiş İnverterin Çıkış Geriliminin Harmonikleri	54
2.6. Geliştirilmiş İnverterin Çıkış Geriliminin Statoru Üçgen Bağlı Asenkron Motora Uygulandığında Hat ve Sargı Akımlarının Değişimi	56
BÖLÜM 3. ÜÇ FAZLI KISA DEVRE ROTORLU ASENKRON MOTORLARIN HIZ AYARINDA KULLANILAN İNVERTERLERİN ÇIKIŞ GERİLİMİNİN DEĞİŞTİRİLMESİ	59
3.1. Giriş	59
3.2. Doğru Akım Tarafında Gerilim Ayarı	59
3.2.1. Kontrollü Doğrultucu ile Yapılan Gerilim Ayarı	60
3.2.2. DC Kiyıcı ile Yapılan Gerilim Ayarı	61
3.2.3. Uygulama Devresinde Kullanılan dc Kiyıcının Çalışma Prensibi	67
3.3. İnverterin Kendi İçinde Gerilim Ayarı	72
3.3.1. Kesme Kumandası	72
3.3.2. Üç Fazlı Köprü PWM İnverterler	73
3.4. İnverter Çıkış Gerilimindeki Harmoniklerin Elimine Edilmesi	83

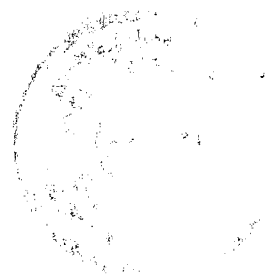
3.4.1. İverter Çıkış Geriliminde Harmonik Distorsiyon	83
3.4.2. Basamaklı Dalga Çıkışlı İverterlerde Harmonik Distorsiyonun Azaltılması	84
3.4.3. Darbe Genişlik Modülasyonlu İverterlerde Harmoniklerin Elimine Edilmesi	91
BÖLÜM 4. GELİŞTİRİLMİŞ İNVERTERLE UYGULAMA DEVRESİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ	95
4.1. Giriş	95
4.2. Sisteme Ait Kontrol Devresinin Çalışması	95
4.3. Uygulama Devresi	97
4.4. Uygulama Devresi ile İlgili Hesaplamalar	100
4.4.1. Geliştirilmiş İverterin Komütasyon Devresinin Hesaplanması	100
4.4.2. Uygulama Devresinde Kullanılan Asenkron Motorun Eşdeğer Devresi	102
4.4.3. İverterden Beslenen Stator Sargıları Üçgen Bağlı Asenkron Motorun Sargı ve Hat Akımlarının Hesabı	105
4.4.4. Harmonik Momentlerinin Hesaplanması	108
4.5. Uygulama Devresinden Alınan Değişimler	109
4.6. Kayıplar	122
4.6.1. Motorun Sinüsoidal Şebekeden Beslenmesi	122
4.6.2. Motorun İverterden Beslenmesi	122
4.6.3. Sinüsoidal Şebekeden ve İverterden Beslenen Asenkron Motorun Kayıplarının Mukayesesi	123
BÖLÜM 5. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME	130
YARARLANILAN KAYNAKLAR	135
ÖZGEÇMİŞ	140

SEMBOL LİSTESİ

A	: Motorun ısı yayma sabiti
a_0	: Fourier serisinde sabit terim katsayısı
a_n	: Fourier serisinde sinüslü terim katsayısı
B	: Magnetik alan yoğunluğu
B_m	: Magnetik alan yoğunluğunun maksimum değeri
B_v	: Magnetik alanın v. harmoniği
b	: İletken genişliği
b_{oluk}	: Oluğun genişliği
C_n	: Fourier serisinde genlik
C	: Kapasite
C_k	: Komütasyon kapasitesi
C_F	: Filtre kapasitesi
d	: Distorsiyon oranı
e	: Endüklenen emk'nın ani değeri
E_{sm}	: Statorun bir fazında endüklenen gerilim
E_r	: Rotorun bir fazında endüklenen gerilim
f_s	: Stator frekansı
f_r	: Rotor frekansı
f	: mmk'nın ani değeri
f_p	: Darbe frekansı
h	: İletken yüksekliği
I	: Efektif akım



I_y	: Efektif yük akımı
$I_{y\max}$	: Yük akımının maksimum değeri
I_m	: Akımın maksimum değeri
I_o	: Efektif boşa çalışma akımı
I_d	: Doğru akım, ortalama doğru akım
$I_{c\max}$	: Maksimum kondansatör akımı
I_{comax}	: Boşa maksimum kondansatör akımı
I_s	: Stator akımı
I_r	: Rotor akımı
I_{sm}	: Manyatısınma akımı
I_n	: n. zaman harmoniğinin akımı
I_{rv}	: v. uzay harmoniğinin akımı
I_{Fe}	: Demir kayıplarına tekabül eden akım
I_{s1}, I_{s2}, I_{s3}	: Stator sargı akımlarının ani değerleri
I_{H1}, I_{H2}, I_{H3}	: Hat akımlarının ani değerleri
I_g	: Tristor kapı akımı
I_{sn}	: n. zaman harmoniğinin stator akımı
I_{rn}	: n. zaman harmoniğinin rotor akımı
k_s	: Stator sargı faktörü
k_r	: Rotor sargı faktörü
k_{sv}	: v. uzay harmoniğinin sargı faktörü
k_e	: Üstel zayıflama faktörü
k_{rd}	: Deri olayını içeren direnç faktörü
k_x	: Deri olayını içeren reaktans faktörü
k_h	: Histerezis kaybı faktörü
k_f	: Fuko kaybı faktörü



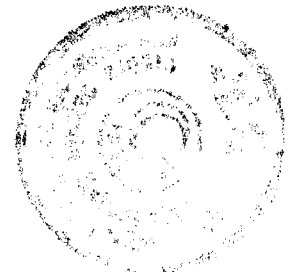
VII

L	: Endüktivite
L_F	: Filtre endüktivitesi
L_k	: Komütasyon endüktivitesi
L_{sl}	: Stator kaçak endüktivitesi
L_{rl}	: Rotor kaçak endüktivitesi
L_s	: Stator sargısı endüktivitesi
L_r	: Rotor sargısı endüktivitesi
L_{sm}	: Stator faydalı endüktivitesi
L_H	: Doğal endüktivite
M	: Performans indeksi, darbe sayısı, basamak sayısı
M_d	: Döndürme momenti
M_k	: Devrilme momenti
M_o	: Kalkış momenti
M_n	: Harmonik moment
M_N	: Nominal moment
N_s	: Stator sarım sayısı
N_r	: Rotor sarım sayısı
n	: Devir sayısı, zaman harmoniği mertebesi
n_s	: Senkron devir sayısı
n_k	: Maksimum momentteki devir sayısı
P	: Aktif güç
P_{se}	: Motorun sinüsoidal şebekeden beslenmesinde çektiği güç
P_{si}	: Motorun inverterden beslenmesinde çektiği güç
P_{sg}	: Motorun sinüsoidal şebekeden beslenmesinde, generatörün endüvi ve sürtünme vantilasyon kayıp gücü
P_{ig}	: Motorun inverterden beslenmesinde, generatörün endüvi ve sürtünme vantilasyon kayıp gücü



VIII

P_{sfg}	: Motorun sinüsoidal şebekeden beslenmesinde genera-törden alınan faydalı güç
P_{lfg}	: Motorun inverterden beslenmesinde genera-törden alınan faydalı güç
P_{sk}	: Motorun sinüsoidal şebekeden beslenmesinde toplam kayıp güç
P_{lk}	: Motorun inverterden beslenmesinde toplam kayıp güç
P_{Feh}	: Histerezis kaybı
P_{Fef}	: Fuko kaybı
$P_{(Feh)k}$	: Yarı kare dalga histerezis kaybı
$P_{(Fef)k}$	: Yarı kare dalga fuko kaybı
P_{cu}	: Bakır kaybı
P_{dkm}	: D_c güç
p	: Kutup sayısı, taşıyıcı oranı
q	: Faz sayısı
R	: Direnç
R_a	: Generatörün endüvi direnci
R_s	: Stator sargı direnci
R_r	: Rotor sargı direnci
R_{rn}	: n. harmoniğin rotor direnci
R_L	: Komütasyon devresinde kullanılan doğal selfin direnci
R_{Fe}	: Demir kayıplarına tekabül eden direnç
R_y	: Yük direnci
R_k	: Komütasyon direnci, rezonans devresi kayıp direnci
R_θ	: θ °C'da direnç
R_{20}	: 20°C'da direnç
s	: Kayma



s_n	: Harmonik kayma
s_k	: Maksimum momentteki kayma
T	: Peryot, motorun zaman sabiti
T_1	: Geçirme süresi
T_p	: Darbe peryodu
t	: Zaman, süre
t_q	: Serbest kalma zamanı
t_N	: Negatif gerilimle tutulma süresi
t_β	: Avans süresi
t_R	: Rezonans peryodunun yarısına tekabül eden süre
t_{R0}	: Kayıpsız rezonans devresinde rezonans peryodunun yarısına tekabül eden süre
t_k	: Komütasyon süresi
U	: Efektif gerilim, faz gerilimi, faz - nötr gerilimi,
U_y	: Efektif yük gerilimi
u_a, u_b, u_c	: Faz gerilimlerinin ani değerleri
u_{ab}, u_{bc}, u_{ca}	: Fazlar arası gerilimlerin ani değerleri
u_{a0}, u_{b0}, u_{c0}	: İnverter uç gerilimleri
U_R	: Referans dalga genliği
u_r	: Referans dalga
U_T	: Taşıyıcı dalga genliği
U_{hef}	: Temel bileşen dışındaki harmonik gerilimlerin efektif değeri
U_m	: Gerilimin maksimum değeri
U_G	: Tristör kapı gerilimi
U_A	: Tristör anot gerilimi
u	: Değişken gerilim, gerilimin ani değeri

U_d	: Doğru gerilim, Ortalama doğru gerilim
U_{di}	: İdeal doğru gerilim
$U_{di\alpha}$	: α için ideal doğru gerilim
α	: Kesme açısı, anahtarlama açısı
β	: Avans açısı, Aşınım faktörü
β_0	: Boşta aşınım faktörü
γ	: Sönme açısı
δ	: İletken meteryalin özgül direnci
ε	: Sargı faktörü
η	: Verim
η_s	: Sinüsoidal şebekeden beslenen motorun verimi
η_i	: İnverterden beslenen motorun verimi
θ	: Açısal yol, sıcaklık
θ_s	: Sinüsoidal şebekeden beslenen motorun sıcaklık derecesi
θ_i	: İnverterden beslenen motorun sıcaklık derecesi
χ	: Sabit bir sayı
λ	: Lagrange çarpanları, Bağıl geçirme süresi
ν	: Uzay harmoniği mertebesi
σ_s	: Emniyet faktörü
σ_h	: Histerezis kaybı faktörü
σ_f	: Fuko kaybı faktörü
Φ	: Magnetik akı
φ	: Faz açısı
ω	: Açısal hız
ω_s	: Senkron açısal hız
ω_r	: Rotor akımlarının açısal hızı



ÖZET

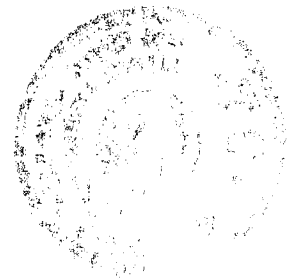
Üç fazlı kısa devre rotorlu asenkron motorun gerilim / frekans oranı sabit tutulmak suretiyle yapılan hız ayarında, en çok kullanılan dc kıyıcılar ile inverter devreleri literatür bilgilerine dayanarak incelenmiş ve komütasyon şartları iyileştirilerek gerçekleştirilen üç fazlı köprü montajlı tristörlü inverter devresi teorik etüdleri ile birlikte gerçekleştirilmiştir.

Tristörlü inverterlerde U_d giriş geriliminin ayarlı olmasından dolayı meydana gelen komütasyon güçlüklerini önlemek amacıyla U_d geriliminden bağımsız olarak söndürme kondansatörlerini şarj etmek üzere iki adet dc gerilim kaynağı ilave edilmiştir. Bu sayede U_d gerilimi ne olursa olsun komütasyonun en az kaynak geriliminde meydana gelmesi sağlanmıştır. Böylece gerçekleştirilen inverter devresinin giriş geriliminden ve yükün özelliklerinden etkilenmeden çalıştığı gözlenmiştir.

Komütasyon şartları iyileştirilerek gerçekleştirilen üç fazlı köprü tipi inverter devresinin kullanıldığı kontrolsüz doğrultucu - dc kıyıcı - inverter grubu ile kısa devre rotorlu asenkron motor hız kontrol sisteminin laboratuarda uygulaması yapılmıştır. Teorik olarak yapılan hesap ve incelemelerle uygulama devresinden ölçü aletleri ve osiloskop ile alınan sonuçların uyum içinde oldukları görülmüştür.

Asenkron motorun, statorunun sargı dağılımının sinüsoidal olmamasından dolayı meydana gelen mmk uzay harmonikleri ve sinüsoidal olmayan bir gerilimle beslenmesinde aynı anda meydana gelen uzay ve zaman harmonikleri teorik olarak incelenmiştir. Inverter devreleri sinüsoidal olmayan gerilim ürettiklerinden, inverterle beslenen asenkron motorlarda uzay harmonikleri ihmal edilerek, zaman harmoniklerinin meydana getirdiği ilave kayıplar ile harmonik momentlerin ifadeleri çıkarılmıştır.

Asenkron motor nominal değerlerinde inverterden ve sinüsoidal şebekeden beslenerek ölçü aletlerinden ölçülen değerler yardımıyla inverterle beslemedeki ilave kayıplar hesaplanmıştır. Ölçü aletleri ile harmonik büyüklükler yeterince hassas olarak ölçülemediğinden, yukarıda belirtilen iki farklı çalışma durumu için motorun ısınma eğrileri yardımıyla inverter çalışmadaki ilave kayıplar hesaplanmış ve motorun verimi bulunmuştur.



SUMMARY

Inverter circuits and those dc choppers which are most widely used in the constant voltage / frequency ratio speed control of the three - phase squirrel cage induction motor have been analysed through related literature. A three - phase bridge type thyristor inverter circuit which is realised by improving the commutation conditions has been constructed, along with its theoretical analysis.

In order to eliminate the commutation difficulties that arise in thyristor inverters because of the input voltage U_d being adjustable, the commutation capacitors had to be charged independently from the voltage U_d , and for this purpose two dc voltage sources are added. Thus, the commutation is arranged to occur at least at the source voltage, whatever the value of the voltage U_d might be. The inverter circuit so devised is observed to operate without being influenced by the input voltage and the load characteristics.

The squirrel cage induction motor speed control system comprising an uncontrolled rectifier - dc chopper - inverter set is implemented in the laboratory, using the three phase bridge type inverter circuit devised by improving the commutation conditions. It is observed that the results obtained through the measuring instruments and oscilloscope during the experiments are in accord with the theoretical calculations and analyses conducted.

The mmf space harmonics due to the nonsinusoidal distribution of the induction motor stator winding and the space and time harmonics produced simultaneously when the supply voltage is nonsinusoidal voltages, mathematical expressions are developed for the additional losses and harmonic torques caused by the time harmonics in inverter - fed induction motors, neglecting the space harmonics.

The induction motor is supplied on one operation from the inverter and on another from the sinusoidal supply network, and by means of the measurements taken the additional losses occurring in the case of the inverter - supplied operation are calculated. Since, however, harmonic quantities can not be measured with sufficient accuracy by measuring instruments, the additional losses in the case of the inverter - supplied operation are then calculated, and the efficiency of the motor determined, using the temperature rise curves of the motor plotted during the two different cases of operation mentioned above.



BÖLÜM I

ASENKRON MOTORLARIN GÜÇ ELEKTRONİĞİ İLE HIZ AYARI

1.1. Giriş

Alternatif akım makinalarında hız ayarı, doğru akım makinalarına göre biraz daha karmaşık ve sınırlı olmaktadır. Buna karşın yapım ve kullanım kolaylıkları nedeniyle bu makinalar daha yaygın bir kullanım alanı bulmuştur. Güç elektroniğinde son yıllarda meydana gelen gelişmelere paralel olarak gerçekleştirilen alternatif akım motor kontrolü, mekanik sistemlerin ve dc motorlarla yapılmaya çalışılan hız kontrolünün yerine endüstride yaygın olarak kullanılmaya başlamıştır. Mekanik sistemlerin sınırlı bir hız-ayar sahasına sahip olması ve bakımlarının güçlüğü, dc motorların ise pahalı, zor bulunur olması ve de fırça, kollektör gibi parçalarının bakım güçlükleri, ac motor hız kontrolünü daha kullanılır hale getirmiştir. Ac motorların güç elektroniği sistemleri ile kontrolünün sağladığı faydalar şu şekilde sıralanabilir:

- a) Sistemin verimi ve güç faktörü yüksektir.
- b) Sistemin boyutları mekanik elemanlar yerine, statik elemanlar kullanılarak küçültülmüştür.
- c) Sistemin cevap verme süresi kısa ve devir sayısı ayar alanı geniştir.
- d) Çevre şartlarına rahatlıkla uyum gösterebilir.
- e) Sessiz çalışma ve kolay soğutulma imkanlarına sahiptir.

Yukarıda belirtilen yararları nedeniyle ac motor hız kontrol sistemleri bugün endüstride geniş ölçüde kullanılmaktadır. Sakınca olarak ortaya çıkan anahtarlama elemanlarının alternatif akım şebekesine olumsuz etkisi muhtelif önlemlerle azaltılabilir.



1.2. Asenkron Motorun Temel Büyüklükleri Ve Eşdeğer Devresi

Üç fazlı asenkron motorun statoruna dengeli üç fazlı bir gerilim uygulandığında, statorda meydana gelen döner alan, fazları kısa devre edilmiş rotor sargısında bir gerilim ve akım endükler. Akımın meydana getirdiği momentle dönmeye başlayan rotor, uygulanan frekansla doğru orantılı ve kutup sayısı ile ters orantılı olan senkron hıza yakın bir değere kadar ulaşır. n_s senkron hızla çalışma devir sayısı arasındaki farkın senkron hıza göre yüzdesi s kaymasını tanımlar.

$$n_s = \frac{60 f_s}{p} \quad (1.1)$$

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (1.2)$$

$$s = \frac{f_r}{f_s} \text{ veya } f_r = s \cdot f_s \quad (1.3)$$

olarak gösterebiliriz.

Asenkron motorun stator ve rotor reaktansları,

$$x_s = \omega_s L_s = 2\pi f_s L_s \quad (1.4)$$

$$x_r = \omega_r L_r = 2\pi f_r L_r \quad (1.5)$$

ile gösterelim. Burada L_s ve L_r , stator ve rotor endüktivitelerini göstermektedir. Stator ve rotor kaçak reaktansları,

$$x_{sl} = \omega_s L_{sl} = 2\pi f_s L_{sl} \quad (1.6)$$

$$x_{rl} = \omega_r L_{rl} = 2\pi f_r L_{rl} \quad (1.7)$$

şeklinde yazılabilir. Burada L_{sl} ve L_{rl} ,

$$L_{sl} = L_{sm} - L_s \quad (1.8)$$

$$L_{rl} = L_{sm} - L_r \quad (1.9)$$



olup, stator ve rotor kaçakendüktivite göstermektedir. Burada L_{sm} statorun faydalı endüktivitesidir.

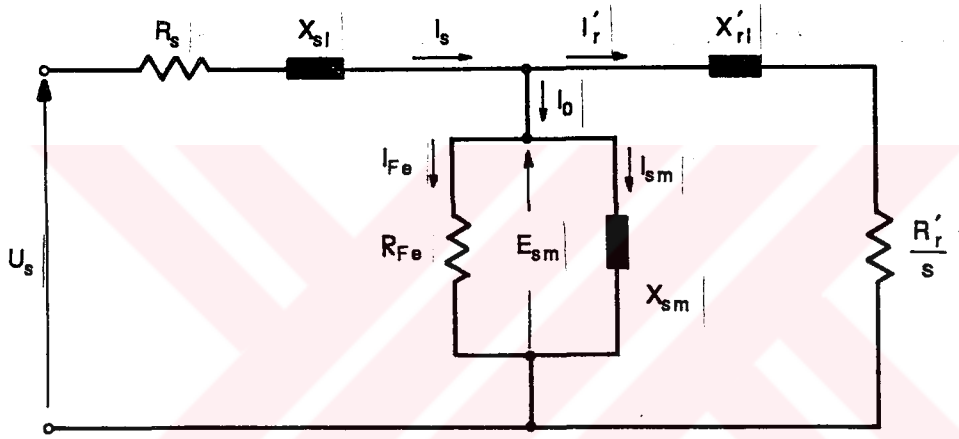
Stator ve rotorda endüklenen gerilimler,

$$E_{sm} = 4.44 \cdot k_s \cdot f_s \cdot N_s \cdot \Phi \quad (1.10)$$

$$E_r = 4.44 \cdot k_r \cdot f_r \cdot N_r \cdot \Phi \quad (1.11)$$

şeklinde yazılabilir.

1.2.1. Eşdeğer Devre



Şekil 1.1. Asenkron motorun statora indirgenmiş eşdeğer devresi.

Şekil 1.1. de asenkron motorun statora indirgenmiş eşdeğer devresi görülmektedir.

1.2.2. Moment ve Güç İfadeleri

Üç fazlı asenkron motorlarda moment ifadesi

$$M = \frac{3p}{s\omega_s} \frac{E_{sm}^2}{(R_s + R_r/s)^2 + (X_{sl} + X_{rl})^2} \cdot \frac{R_r}{s} \quad (1.12)$$

şeklindedir.

(1.12) denkleminde yaklaşık hesaplar için $E_{sm} \cong U_s$ olarak alınabilir. Moment ifadeleri önemli kayma değerleri için aşağıdaki şekilde bulunabilir.

1. Kaymanın sıfıra yakın olduğu bölgede ($s \approx 0$), çok büyük olan R'_r/s yanında R_s , x_{sl} , x_{rl} ihmal edilirse moment ifadesi,

$$M_d = \frac{3 \cdot p \cdot U_s^2}{\omega_s R'_r} \cdot s \quad (1.13)$$

şeklini alır. Stator gerilim ve frekansının sabit olduğu düşünülürse, bu bölgede moment değişiminin lineer olduğu görülür.

2. Kaymanın $s=1$ olduğu noktadaki momente kalkış momenti denir ve,

$$M_0 = \frac{3p}{\omega_s} R'_r \frac{U_s^2}{(R_s + R'_r)^2 + (x_{sl} + x_{rl})^2} \quad (1.14)$$

bulunur.

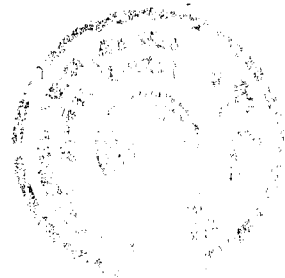
3. Momentin maksimum olduğu noktada ($s=s_k$), $R_s \ll \frac{R'_r}{s}$ olduğundan $R_s = 0$ alınıp gerekli sadeleştirmeler yapılarak, momentin s 'e göre türevinin sıfıra eşitlenmesiyle maksimum momenti veren kayma değeri,

$$s_k = \frac{R'_r}{x_{sl} + x_{rl}} \quad (1.15)$$

şeklinde bulunur.

Bu değer (1.12)'deki moment ifadesinde yerine yazılırsa maksimum moment,

$$M = \frac{3p \cdot U_s}{2 \omega_s (x_{sl} + x_{rl})^2} \quad (1.16)$$



şeklinde ifade edilebilir. ω_s ve $(x_{s1} + x'_{r1})$ değerleri f_s ile orantılı olduğuna göre maksimum moment,

$$M_k = K \left(\frac{U_s}{f_s} \right)^2 \quad (1.17)$$

şeklinde ifade edilir. Bu ifadeden U_s/f_s sabit tutulmak üzere stator gerilim ve frekansının birlikte değiştirilmesi durumunda, maksimum momentin sabit kaldığı görülmektedir [1],[2],[4].

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

- a) Uygulanan gerilim dengeli ve sinüsoidaldir.
- b) Makinanın hava aralığında, sargı dağılımı neticesinde oluşan uzay harmoniklerinin temel bileşeni dışındakiler ihmal edilmiştir.
- c) İlave kayıplar ve harmonik momentler ihmal edilmiştir.
- d) Makinada doyma olmadığı kabul edilmiştir.

1.3. Üç Fazlı Asenkron Motorun Hava Aralığı mmk Harmonikleri

Üç fazlı iki kutuplu bir asenkron motorun statorunda, uzayda 120° aralıklarla yerleştirilmiş bobinlerden geçen akımlar alternatif magnetik alan, veya mmk meydana getirir. Her bir fazın mmk dalgasının hava aralığında diğer iki fazdan bağımsız olarak meydana geldiği kabul edilebilir. Faz sargılarının herbiri normal olarak belli sayıda oluklara dağıtıldığından, mmk 'in uzayda dağılışı sinüsoidal değildir. Ancak bu mmk dağılışı bir temel bileşen ile tek mertebeli uzay harmoniklerine ayrıştırılabilir. Temel bileşen dikkate alındığında, makinanın hava aralığında uzayda 120° aralıkla sıralanmış üç tane sinüsoidal dağılışı mmk bulunduğunu kabul edelim. Her bir fazın akımı değişirken ona tekabül eden mmk dalgasının büyüklüğü alternatif olarak değişir. Fakat uzay içindeki sinüsoidal dağılışı muhafaza eder.

Herhangi bir anda (1) bobine ait mmk dalgasının genliği F_1 olsun. Bu bobinin mmk uzay dağılışı



$$f_1 = F_1 \cos \theta \quad (1.18)$$

dır.

Burada θ , (1) bobini eksenini orijin olmak üzere stator çevresi üzerinde elektriksel radyan cinsinden uzaklığı gösterir. Bobin akımı, ω açısal frekansı ile sinüsoidal olarak değişmekte iken, F_1 genliği de orantılı olarak değişirse duran bir mmk dalgası meydana gelir. Ani genlik,

$$F_1 = F_{1m} \sin \omega t \quad (1.19)$$

olur. Burada F_{1m} bobin akımının maksimum değerine tekabül eden maksimum F_1 olup, zaman başlangıcı olarak (1) Nolu bobindeki akımın sıfır olduğu an seçilmiştir. (1.18) ve (1.19) nolu denklemlerden, mmk ifadesi,

$$f_1 = F_{1m} \cos \theta \sin \omega t \quad (1.20)$$

elde edilir. Aynı şekilde (2) ve (3) nolu bobinler için mmk ifadeleri yazılarak elde edilen üç ifadenin toplanması ile bütün sargının sağlayacağı hava aralığı bileşke mmk'i, gerekli kısaltmalar yapılarak,

$$f = \frac{3}{2} F_{1m} \sin (\omega t - \theta) \quad (1.21)$$

şeklinde elde edilir. Böylece dengeli sinüsoidal akımlarla beslenen sargılar senkron hızda dönen bir temel mmk dalgası meydana getirir.

1.3.1. Zaman Harmoniği mmk Dalgaları

Faz sargıları akımlarının harmonikleri tarafından zaman harmoniği mmk dalgaları üretilir. Faz akımının 5. harmoniğinin bulunduğunu kabul edelim. Her bir faz, temel dalga ile aynı faz dağılışına sahip fakat besleme frekansının 5 katı ile salınan bir duran mmk dalgası üretecektir. Buna göre (1) nolu bobinin 5. harmonik mmk'i

$$f_1 = F_{(1,5)m} \cos \theta \sin 5 \omega t \quad (1.22)$$

dir. Burada $F_{(1,5)m}$ akımın 5. harmoniğinden dolayı meydana gelen temel uzay mmk dalgasının maksimum genliğidir. Benzer şekilde (2) ve

(3) no'lu bobinler için mmk ifadeleri yazılarak elde edilen toplam bileşke mmk,

$$f = \frac{3}{2} F_{(1,5)m} \sin(5\omega t + \theta) \quad (1.23)$$

şeklinde elde edilir. Böylece 5. harmonik akımları da dönme hızı - 5ω olan bir döner alan meydana getirir. 5. harmonik mmk dalgası, senkron hızın 5 katı hızla temel mmk dalgasına göre ters yönde dönmektedir. Benzer şekilde 7. harmonik akımları senkron hızın 7. katı hızda temel dalga ile aynı yönde hareket eden bir döner mmk üretirler. Genelleştirme yapılırsa, $n = 3k + 1$ mertebeli akım harmonikleri doğru yönde dönen mmk dalgalar, $n = 3k - 1$ mertebeli harmonikler, ters yönde dönen mmk dalgaları üretirler. Burada $k = 1, 2, \dots$ olmak üzere tam sayıları gösterir. Zaman harmoniğinin dönme hızları, mertebesinin senkron hızla çarpılması ile bulunur.

1.3.2. Uzak harmonikleri mmk Dalgaları

Zaman harmoniklerinin incelenmesinde her bir faz akımının bir temel uzak mmk dalgası meydana getirdiği ve yüksek mertebeli uzak harmoniklerinin ihmal edilebileceği düşünülmüştür. Aslında çok fazla sargının sinüsoidal akımlar ile beslenmesi halinde bile, ayrı fazlara ait uzak harmonik mmk dalgaları birleşerek, döner harmonik mmk dalgaları üretirler. O halde (1) nolu bobindeki akımın temel dalgası tarafından üretilen 5. uzak harmonik mmk'sı,

$$f_1 = F_{5,1} \cos 5\theta \sin \omega t \quad (1.24)$$

şeklinde yazılabilir. (2) ve (3) no'lu bobinlerin 5. uzak harmonik mmk'i yazılarak bileşke mmk,

$$f = \frac{3}{2} F_{5,1} \sin(\omega t + 5\theta) \quad (1.25)$$

şeklinde elde edilir.

Böylece 5. uzak harmoniği mmk'i, senkron hızın beşte biri hızda ve temel bileşen mmk'sına göre ters yönde döner. Benzer şekilde 7.

uzay harmoniğinin de senkron hızın yedide bir hızla doğru yönde döndüğü gösterilebilir. Bunlar, dengeli sinüsoidal akımlarla üretilen bilinen uzay harmonik dalgalarıdır.

Tam sayı oluklu bir sargının fazlarında akım harmonikleri mevcut ise, yukarıda belirtilen zaman ve uzay harmonikleri aynı anda mevcuttur. Faz akımlarındaki zaman harmoniklerinin ortaya çıkardığı mmk uzay harmoniği dağılışları tarafından ilave döner mmk dalgaları üretilir. Örneğin üç fazın herbirindeki 5. harmonik akımları, 7. Harmonik uzay mmk'larını üretir.

$$\left. \begin{aligned} f_1 &= F_{(7.5)m} \cos 7 \theta \sin 5 \omega t \\ f_2 &= F_{(7.5)m} \cos 7 \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \sin 5 \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ f_3 &= F_{(7.5)m} \cos 7 \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \sin 5 \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \right\} \quad (1.26)$$

Bu üç bileşenin toplanmasıyla bileşke mmk,

$$f = \frac{3}{2} F_{(7.5)m} \sin (5 \omega t + 7 \theta) \quad (1.27)$$

şeklinde elde edilir.

Bütün bu sonuçların tamamı Tablo 1.1'de özetlenmiştir. Burada bütün hızlar senkron hızın katları olarak ifade edilmiş olup, senkron hızın kendisi +1 ile gösterilmiştir. Pozitif işaret temel dalga ile aynı yönde dönen bir dalgayı, negatif işaret ise ters yönde dönen bir dalgayı göstermektedir.

Tablo 1.1'in ilk satırı mmk zaman harmonik dalgalarını göstermektedir. Birinci sütunda ise faz akımlarının temel dalgalarından ötürü meydana gelen uzay harmonik dalgaları görülmektedir.

Tablo 1.1.: Üç fazlı bir stator sargısının mmk bileşenleri

UZAY HARMONİĞİ MERTEBESİ (v)	ZAMAN HARMONİĞİ MERTEBESİ (n)					
	1	3	5	7	9	11
1	+ 1	-	- 5	+ 7	-	- 11
3	-	± 1	-	-	+ 3	-
5	$-\frac{1}{5}$	-	+ 1	$-\frac{7}{5}$	-	$+\frac{11}{5}$
7	$\frac{1}{7}$	-	$-\frac{5}{7}$	+ 1	-	$-\frac{11}{7}$
9	-	$\pm 1/3$	-	-	± 1	-
11	$-\frac{1}{11}$	-	$+\frac{5}{11}$	$-\frac{7}{11}$	-	+ 1
13	$\frac{1}{13}$	-	$-\frac{5}{13}$	$+\frac{7}{13}$	-	$-\frac{11}{13}$

Tablonun diğer sütun ve satırlarında 11'inci mertebeye kadarki zaman harmonikleri ile 13'üncü mertebeye kadar olan uzay harmoniklerinin birlikte meydana getirdiği harmoniklerin hızı ve dönüş yönü görülmektedir. İnverter devreleri çoğunlukla çift mertebeli zaman harmonikleri üretmediğinden, bunlar tabloda dikkate alınmamıştır.

Tablo 1.1'in birinci satırında görüldüğü gibi $n = 6k + 1$ 'inci mertebeden harmonik akımların meydana getirdiği zaman harmonik dalgaları esas alanla aynı yönde dönmektedir. Buna karşılık $6k - 1$ 'inci mertebeden harmonik akımlar ters yönde dönen mmk dalgaları üretmektedir. Burada $k = 1, 2, \dots$ olmak üzere tam sayıları göstermektedir. Genel halde, harmonik alanının dönüş yönünü harmonik akımların faz sırası tayin eder. $6k - 3$ 'üncü mertebeden akım harmonikleri herhangi bir temel hava aralığı mmk dalgası üretmezler. Çünkü bu harmonikler üç fazın herbirinde aynı zaman fazındadırlar.



1.3.3. mmk Harmoniklerinin Genliği

Belirli bir stotar akım dalga şekli için, temel dalgaya oranlanmış olarak harmonik mmk genlikleri, kullanılan sargı düzenine bağlıdır. Üç fazlı bir sargı için akımın n'inci mertebeden zaman harmoniğinden ötürü meydana gelen v'inci mertebeden uzay harmoniği döner mmk'sinin genliği kutup başına amper-sarım olarak,

$$F_{v,n} = 1,35 \cdot k_{sv} \cdot \frac{1}{n} \cdot \frac{N_{pv}}{p} I_n \quad (1.28)$$

şeklinde yazılabilir. [41],[43]. Burada; k_{sv} , v'inci uzay harmoniğinin, sargı faktörü, N_{pv} faz başına seri sarım sayısı p çift kutup sayısı, I_n faz akımı n'inci harmoniğinin efektif değeridir.

Temel döner mmk dalgası için $v = n = 1$ olduğundan kutup başına amper sarım olarak genlik,

$$F_{1,1} = 1,35 k_s \cdot \frac{N_{pv}}{p} I_1 \quad (1.29)$$

bulunur. Burada k_s temel dalga sargı faktörü, I_1 faz akımı temel dalga efektif değeridir.

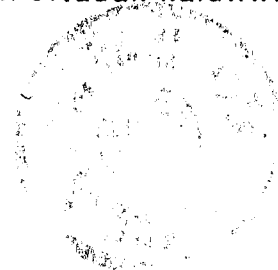
Harmonik mmk genliği, temel dalga genliğine oranlanırsa,

$$\frac{F_{v,n}}{F_{1,1}} = \frac{k_{sv}}{k_{s1}} \cdot \frac{1}{n} \cdot \frac{I_n}{I_1} \quad (1.30)$$

dır. İyi tasarlanmış 3 fazlı motorlar için $k_{sv} \ll k_s$ olduğundan uzay harmoniği mmk genlikleri ihmal edilebilir ölçüdedir. Dolayısıyla bundan sonraki incelemelerimizde uzay harmonik mmk dalgaları ihmal edilecektir.

1.3.4. Zaman Harmonikleri Eşdeğer Devresi

Zaman harmonikleri, sinüs şeklinde olmayan dalga şekillerinin fourier serisine açınımı ile elde edilebilir. Bu yüzden her bir harmonik için ayrı bir eşdeğer devre düşünmek gerekir. Bu harmoniklerin frekansının farklı olması doğal olarak farklı mertebeli harmoniklerin aynı fazör diyagramı üstünde gösterilebilme imkanını ortadan kaldırır.



Fakat müşterek etkileri süperpozisyon yöntemi ile bulunabilir. Reaktans frekansla orantılı olduğundan harmonik mertebesinin katı kadar artar. Frekansın yükselmesi akım taşıyan iletkenlerde akım yığılmasına neden olduğundan, rotor iletkenleri bakır ve alüminyum çubuktan yapıldığı için, kısa devre rotorlu asenkron motorlarda akım yığılmasının büyük frekanslarda kendini daha fazla göstermesine yol açacaktır.

Asenkron motorun sinüsoidal olmayan gerilimle beslenmesinde motor parametrelerinin tayini iki metodla yapılabilir. Bu metodlardan birincisinde, makinaya uygulanan gerilimin her harmoniği için makina iki uçlu olarak düşünülür. İkinci metod ise, bilinen eşdeğer devrede herbir parametrenin harmonik frekanslardaki değerlerini tayin için deri olayını gözönüne almaktır.

Birinci metodda makinanın sinüs olmayan gerilim dalgasına gösterdiği empedans bulunur. Burada her harmonik tek başına düşünülür. Motora uygulanan gerilimin efektif değeri, her harmoniğin efektif değerlerinin karelerinin toplamının kareköküdür.

$$U = \sqrt{U_1^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2} \quad (1.31)$$

Aynı şekilde akımlar için,

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2} \quad (1.32)$$

yazılabilir.

Buna göre toplam empedans

$$Z = \frac{U}{I} = \sqrt{\frac{U_1^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}{I_1^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}} \quad (1.33)$$

elde edilir. n. harmonik için empedans,

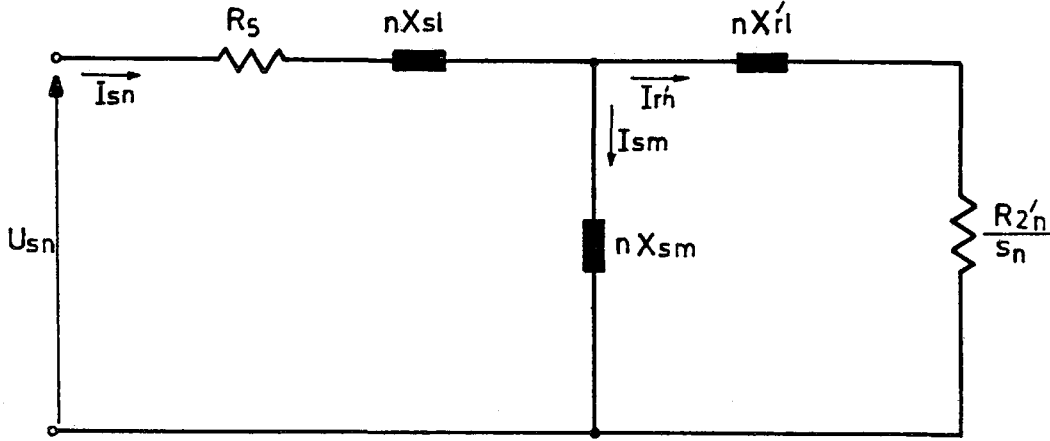
$$Z_n = \sqrt{R^2 + (n X_L)^2} \quad (1.34)$$

şeklinde yazılır.

İkinci metodda ise her parametrenin harmonik mertebesine göre eşdeğeri hesap edilir.



Şekil 1.2'de uzay harmonikleri ihmal edilmiş bir asenkron motorun n . zaman harmoniğine ait eşdeğer devresi görülmektedir.



Şekil 1.2. Asenkron motorun n zaman harmoniğine ait eşdeğer devresi.

Eşdeğer devrede mıknatıslanma reaktansı x_{sm} 'in aşırı derecede büyüdüğü görülmektedir. Harmonik gerilimin küçük olması harmonik akıların küçülmesine ve dolayısıyla temel bileşenin meydana getirdiği demir kayıplarına mukayese ile frekans arttığı halde daha az demir kaybı oluşmasına neden olur.

Harmoniklerin frekansının yüksek olması, motora yalnız uygulanmaları halinde senkron hızın harmonik mertebesinde artmasına neden olur.

Makinanın harmonikler için kayması, rotorun sabit hızla döndüğü varsayılarak, temel bileşenin kaymasından gidilerek hesaplanabilir. Harmonik kayma en genel halde,

$$S_n = (n \cdot n_s \pm n_r) / n \cdot n_s \quad (1.35)$$

$$S_n = \frac{(n \pm 1) \pm s_1}{n} \quad (1.36)$$

şeklinde yazılabilir. Burada s_1 temel bileşene ait kaymayı gösterir. Negatif ve pozitif işaretler sırasıyla ileri ve geri yönde dönen alanları göstermektedir.

(1.36) denkleminde mertebesi yüksek harmoniklerin kaymalarının 1'e yakın olduğu görülür. Bu nedenle harmonik bileşenler için makinanın $s = 1$ durumunda çalıştığı kabul edilebilir. Mıknatıslanma reaktansı çok büyük olduğundan $U_n \cong E_{sm}$ yazılabilir. Bu şekilde eşdeğer devrede hesap yapmak kolaylaşır.

1.3.5. Üç Fazlı Asenkron Makinanın Yaklaşık Eşdeğer Devresi Kullanılarak Akım Ve Moment Harmoniklerinin Hesaplanması

Üç fazlı kısa devre rotorlu asenkron motorların hız ayarında kullanılan inverterlerin çıkış gerilimi sinüsoidal olmadığından, motorun ısınmasına ve harmonik momentlere neden olurlar. Sinüsoidal olmayan stator gerilimi fourier analizi ile temel ve harmonik bileşenlere ayrılarak incelenebilir. Simetrik bir dalga şekli için sadece tek harmonikler mevcut olacaktır. Sinüsoidal olmayan simetrik bir dalga şekli ile beslenen asenkron motorun faz gerilimlerinin fourier açınımları,

$$\begin{aligned} u_a &= U_1 \sin \omega t + U_3 \sin 3\omega t + U_5 \sin 5\omega t + \\ u_b &= U_1 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + U_3 \sin 3\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + U_5 \sin 5\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_c &= U_1 \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + U_3 \sin 3\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + U_5 \sin 5\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} u_a &= U_1 \sin \omega t + U_3 \sin 3\omega t + U_5 \sin 5\omega t + \\ u_b &= U_1 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + U_3 \sin 3\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + U_5 \sin 5\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_c &= U_1 \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + U_3 \sin 3\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + U_5 \sin 5\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned}} \right\} 1.37$$

şeklinde yazılabilir. Yukarıdaki denklemlerde gerekli sadeleştirmeler yapılarak faz gerilimleri,

$$\begin{aligned} u_a &= U_1 \sin \omega t + U_3 \sin 3\omega t + U_5 \sin 5\omega t + U_7 \sin 7\omega t + \dots \\ u_b &= U_1 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + U_3 \sin 3\omega t + U_5 \sin\left(5\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ &\quad + U_7 \sin\left(7\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \dots \\ u_c &= U_1 \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + U_3 \sin 3\omega t + U_5 \sin\left(5\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ &\quad + U_7 \sin\left(7\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \dots \end{aligned} \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} u_a &= U_1 \sin \omega t + U_3 \sin 3\omega t + U_5 \sin 5\omega t + U_7 \sin 7\omega t + \dots \\ u_b &= U_1 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + U_3 \sin 3\omega t + U_5 \sin\left(5\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ &\quad + U_7 \sin\left(7\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \dots \\ u_c &= U_1 \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + U_3 \sin 3\omega t + U_5 \sin\left(5\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ &\quad + U_7 \sin\left(7\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \dots \end{aligned}} \right\} (1.38)$$

Harmonik kaymalar yaklaşık olarak 1'e eşit olduğundan, Şekil 1.2'de verilen eşdeğer devre basit bir eşdeğer devreye dönüşür. Bu durumda; $n x_{sm} \rightarrow \infty$, $(n x_{sl} + n x_{rl}') \gg (R_s + R_r')$ olur. Üç fazlı bir asenkron motorun çıkış geriliminde 3 ve 3'ün katları olan harmoniklerin bulunmadığını kabul edelim.

Harmonik akımlar,

$$I_n = \frac{U_1}{n^2 (x_{sl} + x_{rl}')} \quad (n > 1) \quad (1.39)$$

bağıntısından hesaplanabilir. Akımın efektif değerinin karesi,

$$I^2 = I_1^2 + \sum_{n=5}^{\infty} I_n^2$$

$$I^2 = I_1^2 + \frac{U_1^2}{(x_{sl} + x_{rl}')^2} \left(\frac{1}{5^4} + \frac{1}{7^4} + \dots \right) \quad (1.40)$$

$$I^2 = I_1^2 + \frac{0,0022 U_1^2}{(x_{sl} + x_{rl}')^2} \quad (1.41)$$

şeklinde yazılabilir. Motorun inverterden çektiği güç,

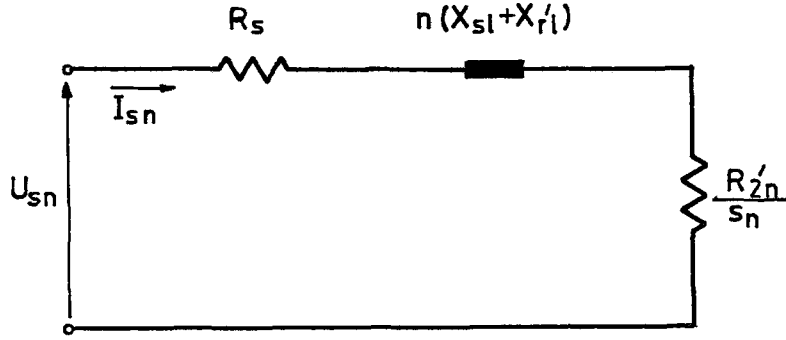
$$P_e = 3 (U_1 I_1 \cos \phi_1 + U_5 I_5 \cos \phi_5 + \dots) \quad (1.42)$$

olur. Gerekli ifadeler yazılarak çekilen güç için,

$$P_e = 3 U_1 \left[I_1 \cos \phi_1 + \frac{0,014 U_1}{(x_{sl} + x_{rl}')} \right] \quad (1.43)$$

yazılabilir.

(1.38) eşitliklerinden görüldüğü gibi 3 ve 3'ün katları olan harmonikler döner olan meydana getirmedikleri için moment meydana getirmezler. 5. harmonik gibi temel bileşene ters yönde dönen harmonikler negatif moment meydana getirirler. Buna karşılık 7. harmonik gibi temel bileşenle aynı yönde dönenler ise motoru temel bileşen yönünde döndürmeye çalışırlar. Motorun harmonik momentler için yaklaşık eşdeğer devresi Şekil 1.3'de görülmektedir [43].



Şekil 1.3. Harmonik momentler için eşdeğer devre.

Salınım momentleri olarak da adlandırılan harmonik momentleri,

$$M_n = \frac{3}{n \cdot \omega_s} I_n^2 \frac{R'_{rn}}{s_n} \quad (1.44)$$

şeklindedir. Harmonik kaymanın,

$$s_n = \frac{n \cdot \omega_s \pm \omega_r}{n \omega_s} \quad (1.45)$$

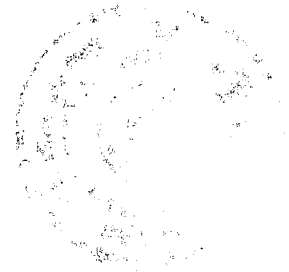
ifadesini (1.44) denkleminde yerine yazarsak, harmonik moment

$$M_n = \frac{3 I_n^2 R'_{rn}}{n \omega_s \pm \omega_r} \quad (1.46)$$

ifadesi elde edilir. I_n harmonik akımının (1.39)'daki ifadesi yukarıdaki denklemde yazılırsa harmonik moment,

$$M_n = \frac{3 U_1^2 R'_{rn}}{n^4 (x_{sl} + x'_{rl})^2 (n \omega_s \pm \omega_r)} \quad (1.47)$$

şeklinde elde edilir. Burada (-) işareti temel bileşen momentine ters yöndeki, (+) işareti ise temel bileşenle aynı yöndeki harmonik momenti gösterir. Harmonik momentlerin aritmetiksel olarak toplamının temel bileşen momente ilavesi ile bileşke moment elde edilir. (1.47) denklemi yardımıyla 5 ve 7. harmonik momentlerin ifadeleri,



$$M_5 = \frac{3 U_1^2 R'_{r,5}}{5^4 \cdot (x_{sl} + x'_{rl})^2 (5\omega_s - \omega_r)} \quad (1.48)$$

$$M_7 = \frac{3 U_1^2 R'_{r,7}}{7^4 \cdot (x_{sl} + x'_{rl})^2 (7\omega_s + \omega_r)} \quad (1.49)$$

olarak bulunur. 5 ve 7. harmonik momentlerin dışındakiler ihmal edilirse bileşke moment,

$$M = M_1 - M_5 + M_7 \quad (1.50)$$

olur. Harmoniklerin meydana getirdiği momentlerin temel bileşene eklenmesi ve çıkarılması ile motor miline fren etkisi ve takviye edici etkilerinin değişimi motorun düzgün dönmesini engeller [3],[14],[17],[22],[23],[25].

1.4. İnverterden Beslenen Asenkron Makinalarda Kayıplar

Asenkron makinalarda kayıplar en genel anlamda bakır ve demir kayıpları olarak iki bölümde incelenebilir.

1.4.1. Bakır Kayıpları

Joule kayıpları olarak da adlandırılan bakır kayıpları asenkron makinalarda rotor ve stator bakır kayıpları olmak üzere iki bölümde incelenir. Statorda kullanılan iletkenler genelde küçük çaplı olduklarından, zaman harmoniklerinin büyük frekansında meydana gelecek deri olayının etkisi ihmal edilebilir. Stator iletkenini etkileyecek tek unsur sıcaklıktır. Dolayısıyla stator sargılarının sıcaklığının artması, stator direncinin ve dolayısıyla kayıpların da artmasına neden olacaktır. Herhangi bir θ sıcaklığındaki direnç değeri,

$$R_\theta = R_{20} (234.4 + \theta) / 254.4 \quad (1.51)$$

Burada R_{20} 20°C'daki sargının direnç değeridir [41]. Asenkron makinanın rotorunda meydana gelen bakır kayıpları deri olayı da dikkate alınarak hesaplanmalıdır. Kısa devre rotorlu asenkron makinalarda kafesin doğru akım direnci akım yığılma faktörü ile çalışma frekansına göre hesaplanır. Elde edilen direnç değeri, sıcaklığın değişimi de dikkate alınarak,

$$R_{r20} = R_{dc} \cdot k_{rd} \quad (1.52)$$



$$R_{r0} = R_{r20}(234,4 + \theta) / 254,4 \quad (1.53)$$

şeklinde bulunur. Burada k_{rd} akım yığılma faktörüdür.

Akım yığılması olarak da adlandırılan deri olayı kısa devre rotorlu asenkron motorların rotorunda oluşan kayma frekanslı akımların oluşturduğu etkidir. Bu olay frekansın artmasıyla akımın rotor yüzeyine doğru yığılmasıdır. Akımın iletkenin dar bir kesitine itilmesi direncinin artmasına neden olur. Motorun kalkışında ($n=0$, $s=1$) $f_r = f_s$ olduğundan deri olayının etkisi büyük olur. Dolayısıyla rotor çubuklarının büyük frekanslı akımlara karşı gösterdiği direnç oldukça yüksektir. Rotorun hızlanması ile frekans düşeceği için, akım yığılması azalacaktır. Senkron devire yakın devirlerde frekans daha da azalacak ve deri olayı ihmal edilebilir bir düzeye inecektir. Yapılan analiz ve incelemeler sonunda dikdörtgen kesitli derin oluk şekli için direnç ve reaktans yığılma faktörleri için,

$$k_{rd} = \varepsilon \frac{\sinh 2\varepsilon + \sin 2\varepsilon}{\cosh 2\varepsilon - \cos 2\varepsilon} \quad (1.54)$$

$$k_x = \frac{3}{2\varepsilon} \frac{\sinh 2\varepsilon - \sin 2\varepsilon}{\cosh 2\varepsilon - \cos 2\varepsilon} \quad (1.55)$$

bağıntıları bulunmuştur [1],[2].

Bu bağıntılarda,

$$\varepsilon = h \sqrt{\pi \mu_0 \frac{b}{b_{oluk}} \cdot \frac{f_r}{\delta}} \quad (1.56)$$

olup burada,

- h : İletken yüksekliği
- b_{oluk} : Oluğun genişliği
- b : İletken genişliği
- f_r : Rotor akımın frekansı
- δ : İletken metaryelinin özgül direnci
- μ_0 : Boşluğun permeabilitesi

dir. Böylece etkin stator ve rotor dirençleri hesaplanabilir.



Zaman harmoniklerinin etkisi süperpozisyon teoremine göre hesaplanırsa, her harmoniğe ait kayıpların toplamı toplam bakır kayıplarını verir. Buna göre, uzay harmoniklerinin temel bileşenine göre, zaman harmoniklerinin meydana getirdiği toplam bakır kaybı,

$$P_{cu} = 3 \left[R_s \sum_{n=1,5,7}^{\infty} I_{sn}^2 + \sum_{n=1,5,7}^{\infty} I_{rn}^2 \cdot R_{rn} \right] \quad (1.57)$$

şeklinde ifade edilir [7],[26].

1.4.2. Demir Kayıpları

Bakır kayıplarında olduğu gibi, beslenme gerilimi dalgasının ana dalga ve harmoniklerinin meydana getirdiği kayıplar, ayrı ayrı bağımsız olarak hesaplanıp toplamaları teşkil edilmek suretiyle toplam demir kayıpları hesaplanabilir.

Demir kayıplarının hesaplanmasında ikinci bir yöntem ise, harmonik etkilerinin ayrı ayrı hesaplaması yerine demir kayıplarını meydana getiren magnetik akının zamana göre değişiminin tesbit edilmesidir. Bu değer gerilim dalgasının zamana göre değişimine bağlıdır. Faraday yasasına göre endüklenen elektromotor kuvvet,

$$e = - N \frac{d\Phi}{dt} \quad (1.58)$$

dir. Burada N elektromagnetik sistemde kullanılan bobinin sarım sayısı, Φ magnetik akıdır. Alternatif magnetik alan içinde bulunan bir ferromagnetik malzemede meydana gelen demir kayıpları, histerezis ve fuko kayıpları olmak üzere iki ana bölümden oluşmaktadır.

Histerezis ve fuko kayıpları,

$$P_{Feh} = \sigma_h \cdot f \cdot B_m^\chi \quad (1.59)$$

$$P_{Fef} = \sigma_f \cdot f^2 \cdot B^2 \quad (1.60)$$

şeklinde yazılabilir. Burada σ_h ve σ_f histerezis ve fuko kayıp katsayılarını, B ve B_m magnetik endüksiyon yoğunluğunun efektif ve maksimum değerlerini, f frekansı göstermektedir. χ değeri 1,2 ila 1,8 arasında olan bir sabittir.



Histerezis ve fuko kayıplarını Φ magnetik akının fonksiyonu olarak,

$$P_{Feh} = k_h \cdot \Phi_m^2 \quad (1.61)$$

$$P_{Fef} = k_f \cdot \Phi^2 \quad (1.62)$$

şeklinde yazabiliriz. Burada k_h ve k_f sabitlerdir.

Motoru önce sinüsoidal bir gerilimle, daha sonra birinci harmoniğinin genliği değiştirilmemiş sinüsoidal olmayan bir gerilimle besleyelim. Sonuçta sinüs olmayan dalgaların birinci harmoniği ve sinüs dalgasının etkileri aynı olacağı için, meydana gelen farklılıkların dalga şeklinin değişiminden kaynaklandığı ortaya çıkacaktır.

Makinaya önce sinüs şeklinde bir gerilim dalgasını uygulayalım ve statorda meydana gelen gerilim düşümünü ihmal edelim. Gerilimin değişimi,

$$u(t) = U_m \cos\left(\frac{2\pi}{T} t\right) \quad (1.63)$$

ise, faraday yasası uygulanarak akı,

$$\Phi(t) = \frac{U_m T}{2\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{T} t\right) \quad (1.64)$$

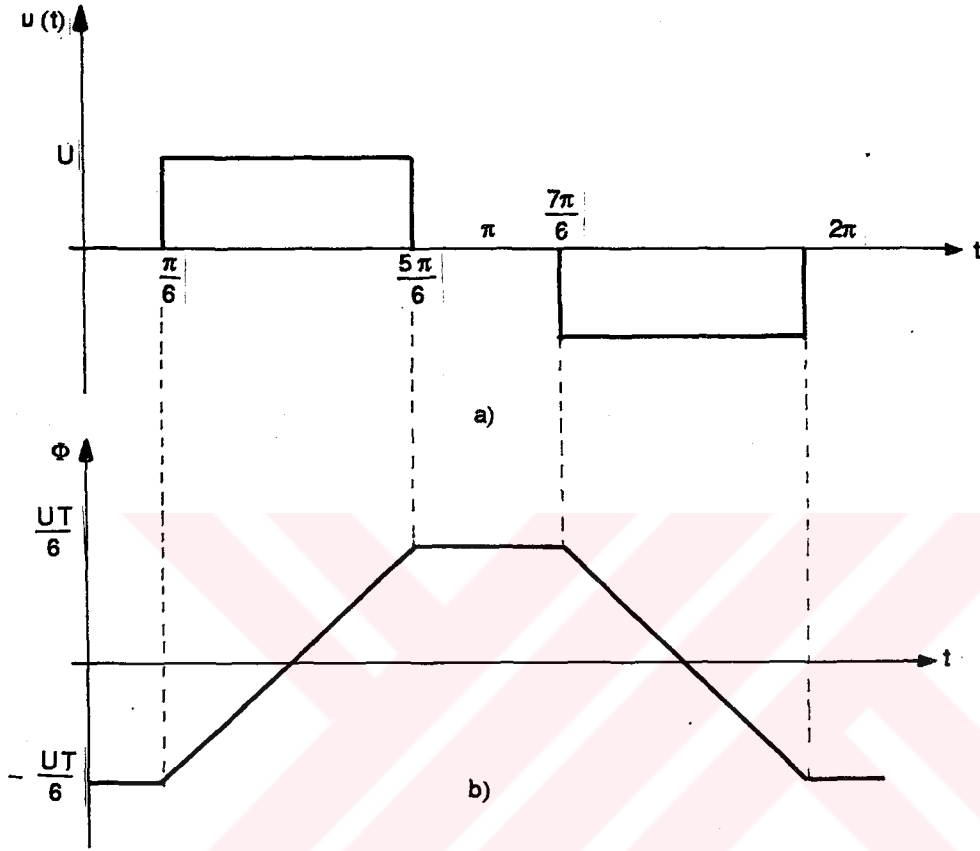
olur. Gerilimin efektif değeri $U = U_m / \sqrt{2}$ alınarak histerezis ve fuko kayıpları,

$$P_{Feh} = k_h \cdot \left(\frac{U \cdot T}{\pi \cdot \sqrt{2}}\right)^{1.5} \quad (1.65)$$

$$P_{Fef} = k_f \cdot \left(\frac{U \cdot T}{\pi \sqrt{2}}\right)^2 \quad (1.66)$$

olarak elde edilir.

Şekil 1.4'de inverter üzerinden beslenen bir motora uygulanan faz geriliminin dalga şekli ve bu dalga şekline göre akının değişimi görülmektedir.



Şekil 1.4. a) İnverter faz geriliminin değişimi
b) Akının değişimi.

Şekil 1.4 a'da görülen gerilimin efektif değeri

$$U_{\text{kef}} = U_d \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (1.67)$$

olarak hesaplanır. Temel bileşenin efektif değeri ise

$$U_{k1} = \frac{U_d \cdot \sqrt{6}}{\pi} \quad (1.68)$$

dir.

Bu dalganın temel bileşeninin ve sinüs dalgasının maksimum değerlerinin eşitlenmesinden,

$$U_d = \frac{U \cdot \pi}{\sqrt{6}} \quad (1.69)$$

elde edilir. Bu gerilimin meydana getirdiği akı genliği,

$$\Phi_k = \frac{U \cdot \pi \cdot T}{6 \sqrt{6}} \quad (1.70)$$

olur. Yukarıdaki eşitlikten motorun yarı kare dalga ile beslenmesinde meydana gelen histerezis kaybını,

$$P_{(Feh)k} = k_h \cdot \left(\frac{U \cdot \pi \cdot T}{6 \sqrt{6}} \right)^{1.5} \quad (1.71)$$

şeklinde elde ederiz. Motorun sinüs dalga şekli ile beslenmesinde ortaya çıkan histerezis kaybı ile yarı kare dalga şeklinde bir gerilimle beslenmesi durumunda meydana gelen histerezis kaybını oranlarsak,

$$\frac{P_{(Feh)k}}{P_{Feh}} = \frac{\pi^2}{6 \sqrt{3}} = 0,95 \quad (1.73)$$

elde edilir. Buradan motora yarı kare dalga uygulanmasında histerezis kaybının sinüs dalga uygulanmasına göre % 5 azaldığı görülmüştür [19],[20],[37].

Motora yarı kare dalga uygulanmasında fuko kaybı,

$$P_{(Fef)k} = k_f \int_0^T \left[\frac{d}{dt} u(t) \right]^2 dt \quad (1.73)$$

dır. Buradan fuko kaybı için,

$$P_{(Fef)k} = k_f \cdot \frac{2}{3} T \cdot U^2 \quad (1.74)$$

Sinüs dalgasına göre oluşan fuko kaybı,

$$P_{Fef} = k_f \int_0^T \left(\frac{U \sqrt{6}}{\pi} \cdot \sqrt{2} \right)^2 \sin^2 \left(\frac{2\pi}{T} t \right) dt \quad (1.75)$$

şeklinde yazılabilir. Buradan fuko kaybı için

$$P_{Fef} = k_f \cdot \frac{6 U^2 T}{\pi^2} \quad (1.76)$$

elde edilir. Kayıpların oranlanması ile,

$$\frac{P_{(Fef)k}}{P_{Fef}} = \frac{\pi}{9} = 1.096 \quad (1.77)$$

elde edilir. Motora şekil 1.4.a'da gösterilen kare dalganın uygulanmasında fuko kayıplarının sinüs dalgasına kıyasla % 9.6 arttığı görülür [41].

1.5. Kısa Devre Rotorlu Asenkron Motorlarda Statik Hız Kontrol Yöntemleri

Asenkron motorlarda devir sayısı ifadesi,

$$n = (1 - s) \frac{60 f_s}{p} \quad (1.78)$$

dır. Yukarıdaki ifadede de görüldüğü gibi devir sayısı, kayma, stator frekansı ve çift kutup sayısı p ile değişmektedir.

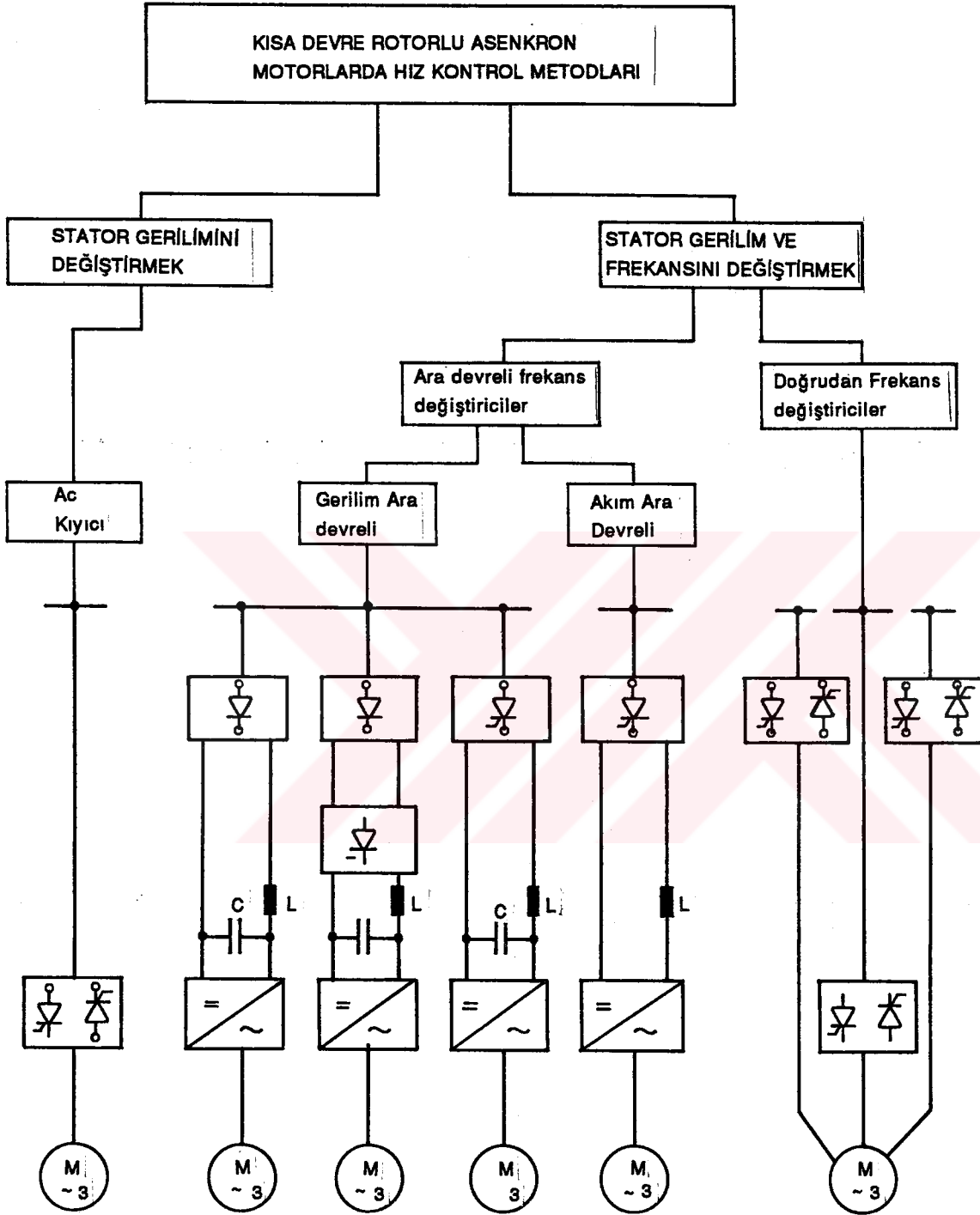
Kısa devre rotorlu asenkron motorlarda güç elektroniği ile hız kontrol yöntemleri Şekil 1.5'de şematik olarak gösterilmiştir. Stator gerilimi değiştirilerek yapılan hız kontrolunda frekansın sabit tutulduğunu kabul edersek moment ifadesi,

$$M_d = K \cdot U_s^2 \quad (1.79)$$

şeklinde yazılabilir.

Bu hız kontrolunda devir sayısı ayar sahası yük momentinin değişimine bağlı olup, genel olarak dardır. Gerilimin düşürülmesi ile motorun maksimum moment ve aynı zamanda kalkış moment de azalacağından bu metod vantilatör moment karakteristiğine sahip iş makinaları için elverişlidir. Sabit momentli yüklerde ancak stator gerilim ve frekansını birlikte değiştirerek asenkron motorda hız kontrolunda, U_s / f_s oranı sabit tutulmak üzere moment ifadesi,

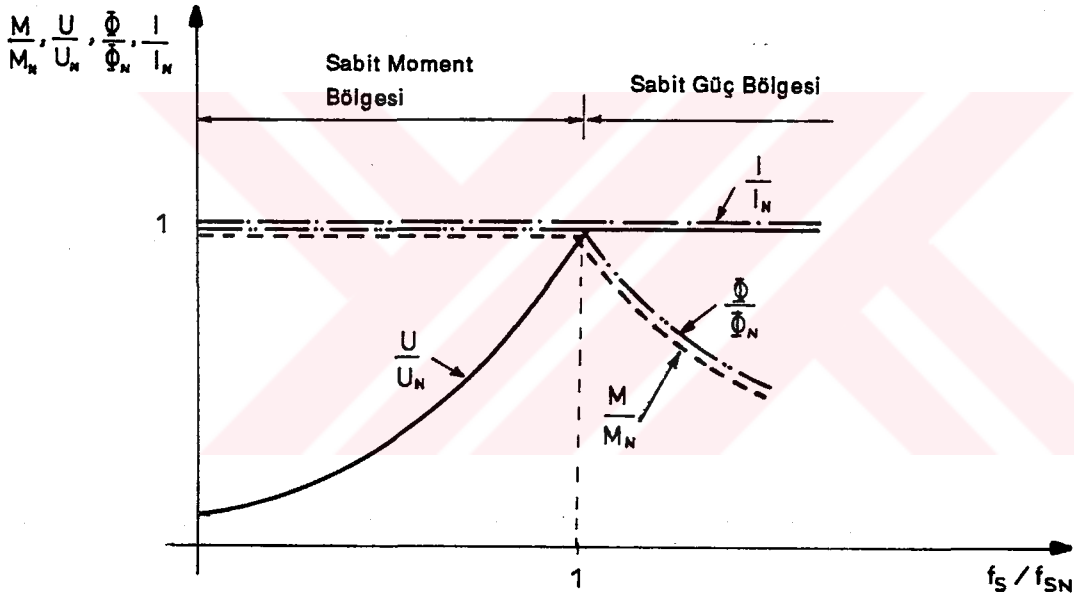
$$M_d = K \cdot (U_s / f_s)^2 \quad (1.80)$$



Şekil 1.5. Kısa devre rotorlu asenkron motorlarda hız kontrol metodları.

şeklinde yazılabilir. Bu bağıntı, asenkron motorlarda yüksek bir momentle yol verme ve hız kontrolünün temelini teşkil eder. Stator sargısındaki omik gerilim düşümü dikkate alınmazsa, U gerilimi f_s frekansı ile orantılıdır. Devir sayısı azaldıkça omik gerilim düşümü kendini daha fazla hissettirir. Döndürme momenti ve dolayısıyla stator akımı yükseldikçe, omik gerilim düşümünü karşılamak için gerilim gereksinimi artar.

U_s/f_s oranının sabit tutulması ile yapılan hız kontrol metodu ile ilgili değişimler Şekil 1.6'da görülmektedir [17],[24],[27],[34],[36],[38].



Şekil 1.6. Asenkron motorda U_s/f_s oranının sabit tutulması ile yapılan hız ayarında değişimler.

BÖLÜM 2

ÜÇ FAZLI KÖPRÜ TİPİ İNVERTERLER

2.1. Giriş

Bu bölümde şimdiye kadar gerçekleştirilmiş olan çeşitli gerilim beslemeli üç fazlı köprü tipi inverter devrelerinin çalışma prensipleri ve komütasyon olayları incelenmiştir. Daha sonra da literatürde raslanmayan ve komütasyon şartlarının iyileştirilmesiyle giriş geriliminin değişiminden ve yükün özelliklerinden etkilenmeden çalışan gerilim beslemeli üç fazlı köprü tipi bir inverter devresi geliştirilmiştir.

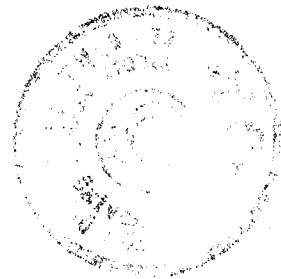
2.2. Üç Fazlı Köprü Tipi İnverterlerin Prensibi

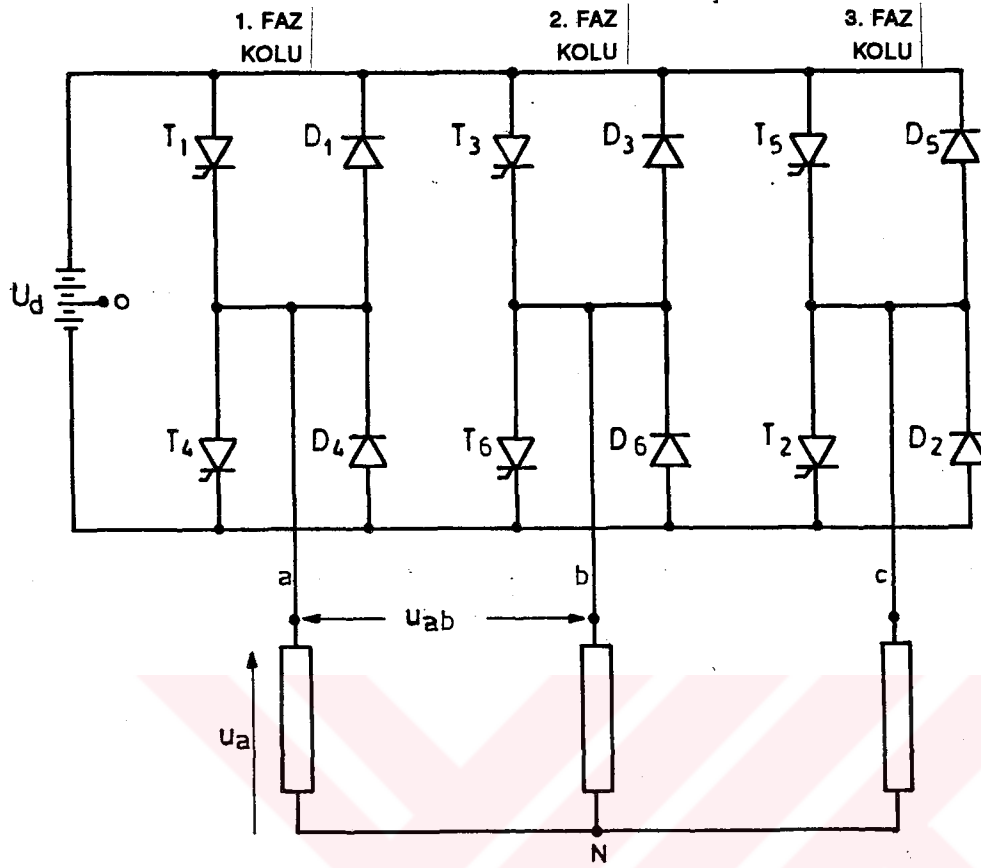
İnverterler, gerilim veya akım beslemeli ve zorlamalı veya doğal komütasyonlu olabilirler. Şekil 2.1'de tristörlü üç fazlı gerilim beslemeli köprü tipi inverter devresi verilmiştir. Bu devrede, $T_1 \dots T_6$ tristörleri sıra ile her biri 120° veya 180° iletimde kalacak biçimde tetiklenmektedir. İnverter çıkış dalga biçimleri bu iletim sürelerine göre değişmektedir.

Bu iki çalışma durumunu ayrı ayrı inceleyelim.

a) 120° iletim durumu

Şekil 2.1 de verilen inverter devresinin 120° iletimli olması durumunda, bir faz koluna ait üst veya alt sıradaki anahtarlama elemanları 120° iletimde ve 60° kesimdedir. Anahtarlama elemanlarının kesimde olduğu 60° lik sürelerde çıkış geriliminin dalga şekli yükün özelliğine bağlıdır. Şekil 2.2'de omik yük için çıkış gerilimi dalga şekilleri verilmiştir.



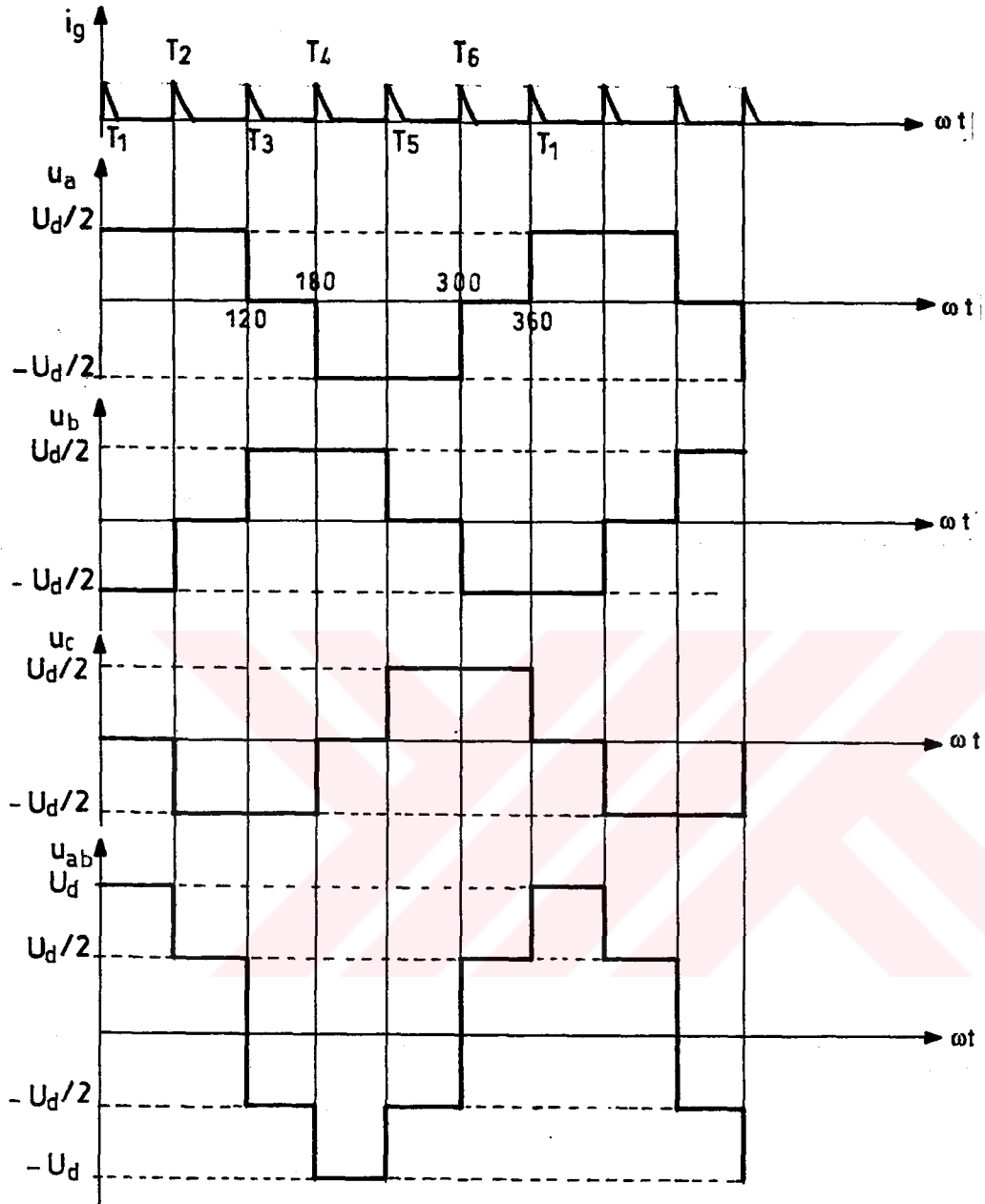


Şekil 2.1 Gerilim Beslemeli Üç Fazlı Köprü Tipi İnverterlerin Prensip Bağlantı Şeması.

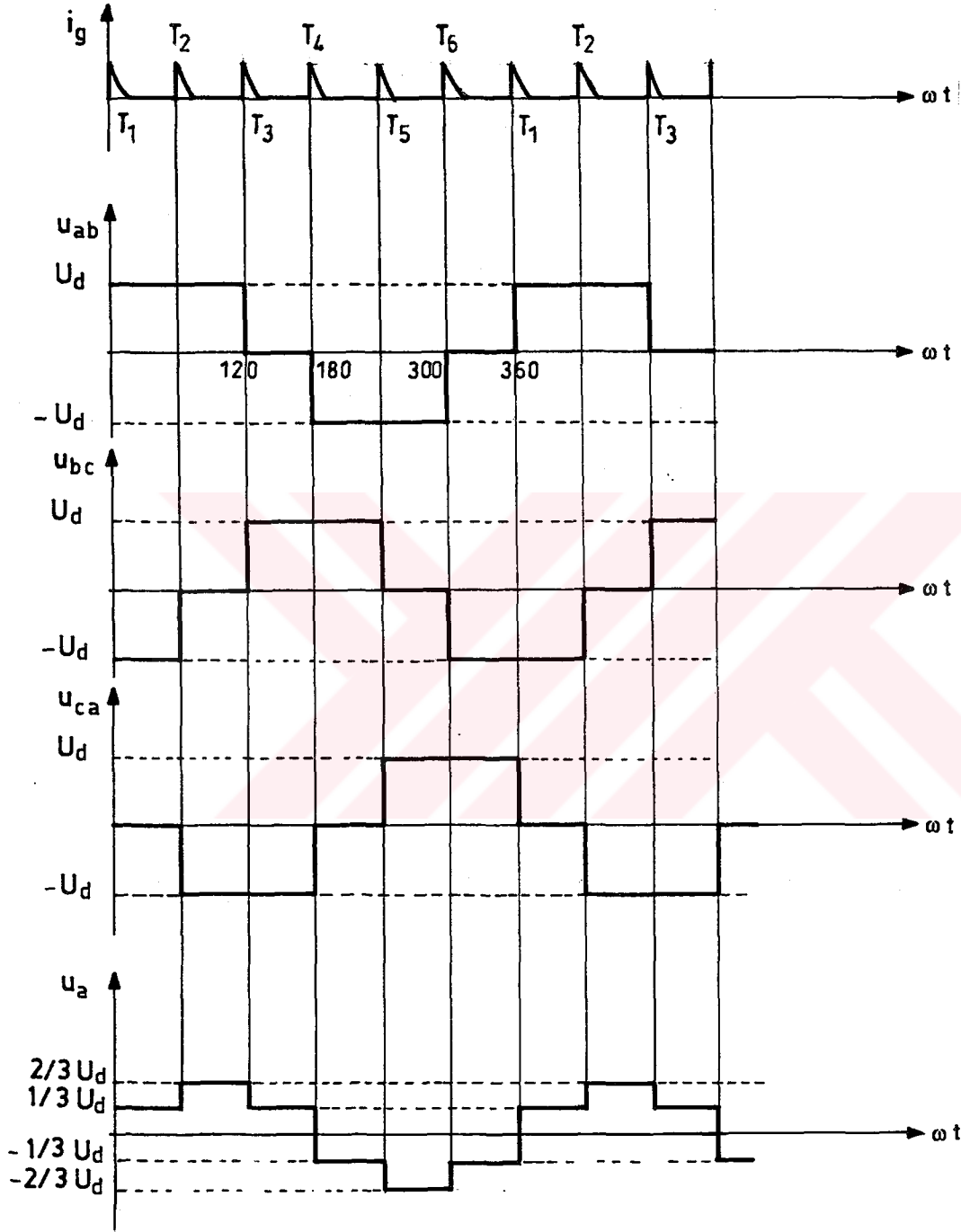
b) 180° İletim durumu

Şekil 2.1'de verilen inverter devresinin 180° iletimli olması halinde, bir yarım periyot içerisinde bir faza ait üst veya alt sıradaki anahtarlama elemanlarından birisi tam iletimdedir. 180° iletimli durumdaki çıkış gerilimi dalga şekli şekil 2.3'de görülmektedir. 180° iletimli inverterlerin en önemli avantajı, çıkış gerilimi dalga şeklinin yükün özelliğine bağlı olmamasıdır [9],[10],[12].





Şekil 2.2. 120° İletimli Gerilim Beslemeli Üç Fazlı Köprü Tipi İnverterlerde Omik Yük İçin Çıkış Gerilimi Dalga Şekilleri.



Şekil 2.3. 180° İletim Durumunda Çıkış gerilimleri Dalga Biçimleri.

2.3. Üç Fazlı Köprü Tipli İnverter Devreleri

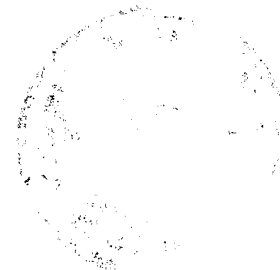
Köprü montajında gerçekleştirilen tristörlü inverterler birbirlerinden komütasyon devrelerinin farklı oluşu ile ayrılırlar. Ortak yanları ise her kolda ana eleman olarak bir tristör ile ona ters paralel bağlı olan bir ters akım diyodunun bulunmasıdır.

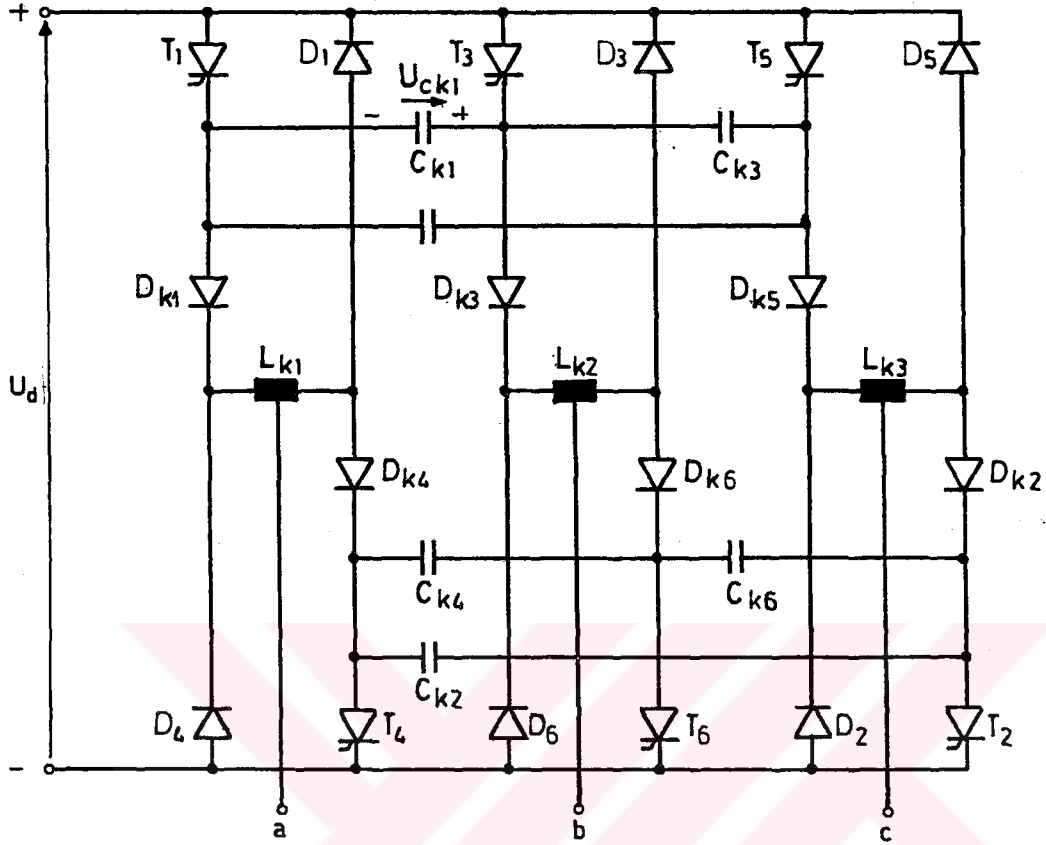
2.3.1. Faz Sırası İle Söndürme Montajı

Faz sırası ile söndürme montajlı üç fazlı köprü inverter devresi Şekil 2.4'de görülmektedir. Böyle bir montajda köprü kolunda bulunan altı tristör köprü kolları arasına yerleştirilmiş C_k komütasyon kondansatörleriyle söndürülürler. Bu kondansatörlerin yükteki gerilim değişimlerine bağlı olarak boşalmasını önlemek için, tristör kollarına seri olarak kapama diyotları konur. Tristörlere ters paralel bağlı diyotlar ise akımın iki yönlü akışını temin etmek için kullanılmıştır. Bu diyotlar, tristörlerden L_k komütasyon bobini vasıtasıyla ayrılmıştır.

Devrede bir T tristörü tetiklendiğinde, ilgili C_k komütasyon kondansatörü vasıtasıyla aynı sıraya ait bir önceki tristör hemen söner. Tetiklenen tristörü söndürecek olan C_k kondansatörü, uygun yönde dolar ve ilgili D_k diyodu sayesinde söndürme işlemine kadar dolu kalır. L_k endüktiviteleri, komütasyon esnasında C_k kondansatörlerinin bir anda boşalmasına mani oldukları gibi, akım sınırlandırma görevini de yaparlar. Bu devre sadece 120° iletimli olarak çalışabilir.

Saf omik yükte çıkış gerilimin dalga şekilleri kolaylıkla bulunabilir. İnverterin bir asenkron motoru beslemesi durumunda, çıkış geriliminin tesbiti çok güçleşir. Yükün endüktif bileşininden dolayı, çıkış gerilimlerinin dalga şekilleri güç faktörüne bağlı olur. Yani iletimde olan bir fazın devreden çıkarılması için bir sonraki fazın tetiklenmesinden sonra, yükün güç faktörüne bağlı olarak akım bir süre daha ilgili ters akım diyodundan geçebilir.





Şekil 2.4. Faz sırası ile söndürme montajı.

Her faza ait tristör kendinden sonraki tristörün ilettime sokulması ile söndürüldüğünden, gerilim darbelerinin genişliği ve dolayısıyla çıkış geriliminin ortalama değeri bu montajda ayarlanamaz. Fakat motorun dönüş yönü, tristörlerin tetikleme sırasına etkimek suretiyle değiştirilebilir [9],[10],[14].

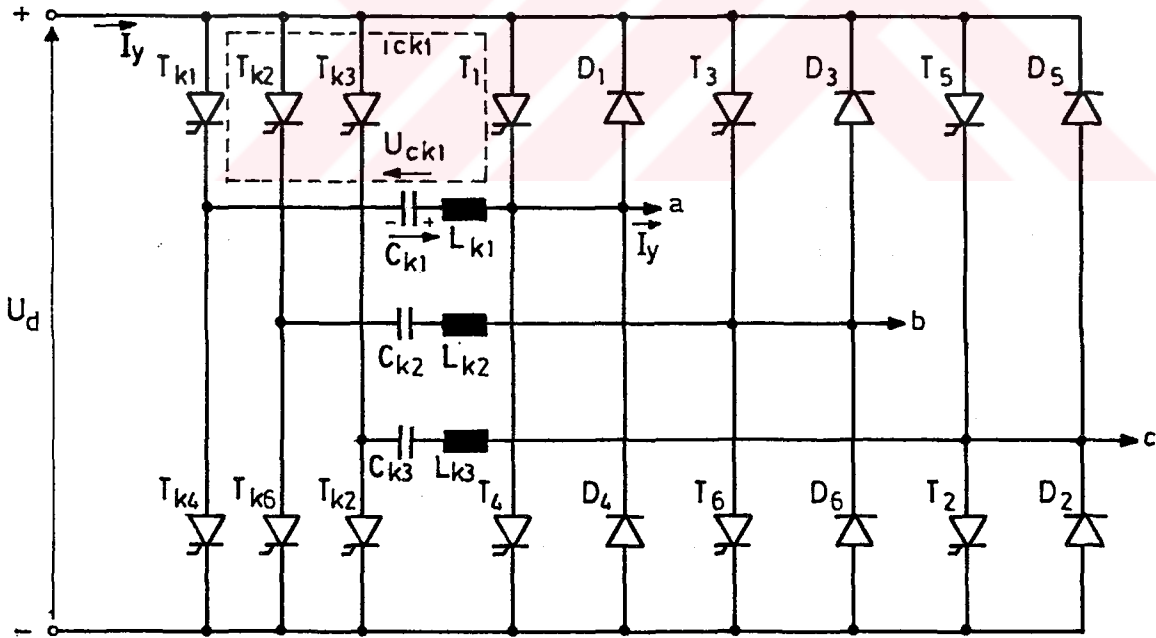
2.3.2 Faz Söndürme Montajı

Şekil 2.5'de faz söndürme montajlı bir inverter devresi görülmektedir. Fazlara ait tristörleri söndürmek için, her fazda bir C_k kondansatörü kullanıldığından, bu montaja faz söndürme montajı denir. Bu kondansatörler bağlı bulundukları fazın alt ve üst

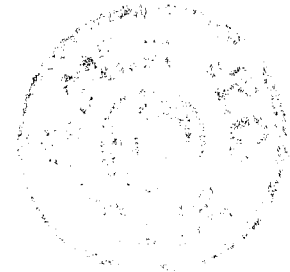
kollarındaki ana tristörlerin akımını sıra ile kesmeye yarar. Devrede $T_1, \dots, T_6$ ana tristörleri, $T_{k1} \dots T_{k6}$ yardımcı tristörleri gösterir. Bu devre 120° ve 180° iletimli olarak çalışabilir. Devrenin çalışması ile ilgili değişimler Şekil 2.6'da gösterilmiştir.

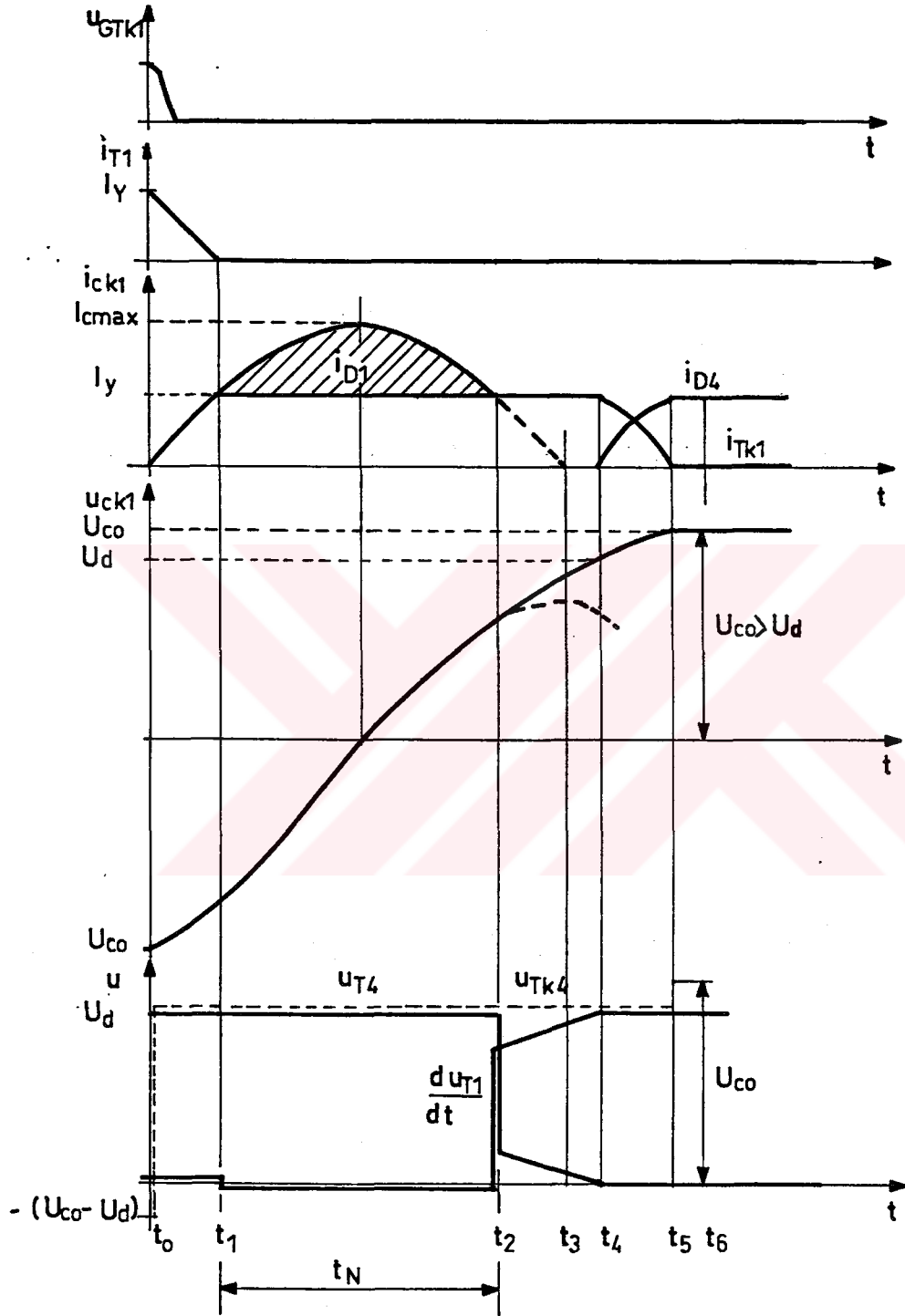
Devrenin çalışması;

T_1 tristörü iletimde iken I_y yük akımını geçirmekte olsun. 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 gerilimiyle seri rezonans devresi salınmaya başlar. Rezonans devresi akımının yük akımına düşmesiyle D_1 diyodu iletimden çıkar. D_1 diyodu iletimde kaldığı sürece T_1 tristörü negatif gerilime maruz kalır. L_{k1} endüktivitesinin etkisiyle kondansatör gerilimini 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 dolar ve söndürme işlemine kadar dolu kalır.



Şekil 2.5. Faz söndürme montajı.

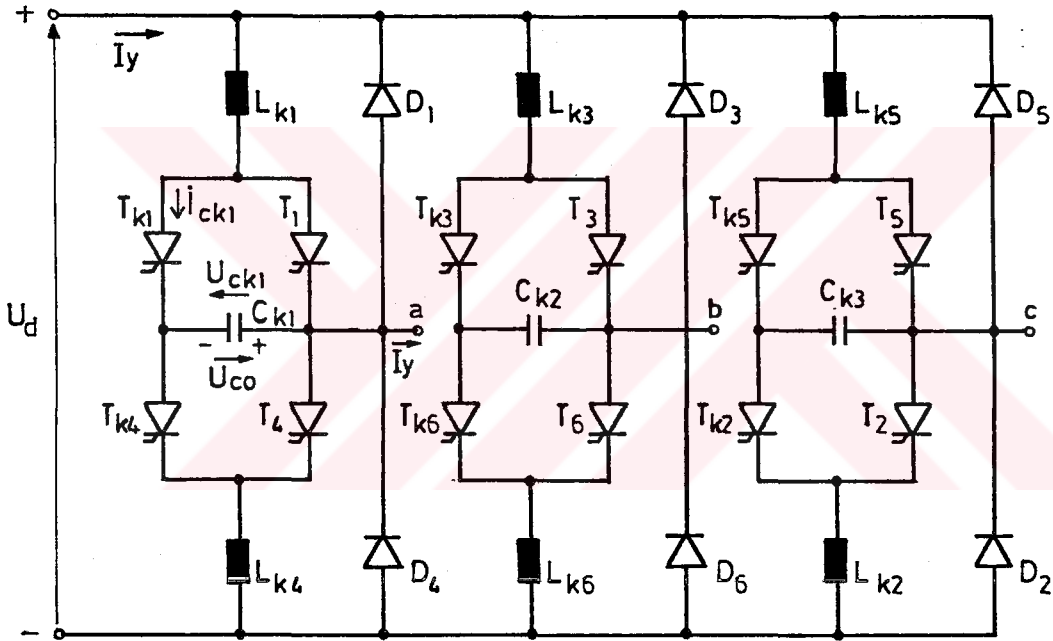




Şekil 2.6. Faz söndürme montajlı inverter devresi ile ilgili değişimler.

2.3.3. Münferit Söndürme Montajı

Şekil 2.7'de münferit söndürme montajlı bir inverter devresi görülmektedir. Inverter devresinde üç faz kolu birbirinden tamamen bağımsız olup, bir faz kolunda yük akımını geçiren bir T ana tristörü, aynı numaralı T_k komütasyon tristörünün tetiklenmesiyle söner. Komütasyon olayı sonunda, C_k kondansatörü aynı faz koluna ait diğ r T tristörünü söndürecek yönde dolar ve söndürme işlemine kadar dolu kalır. Inverter 120° ve 180° iletimli olarak çalıştırılabilir. Münferit söndürme montajlı inverter devresi ile ilgili değişimler  ekil 2.8'de görülmektedir.

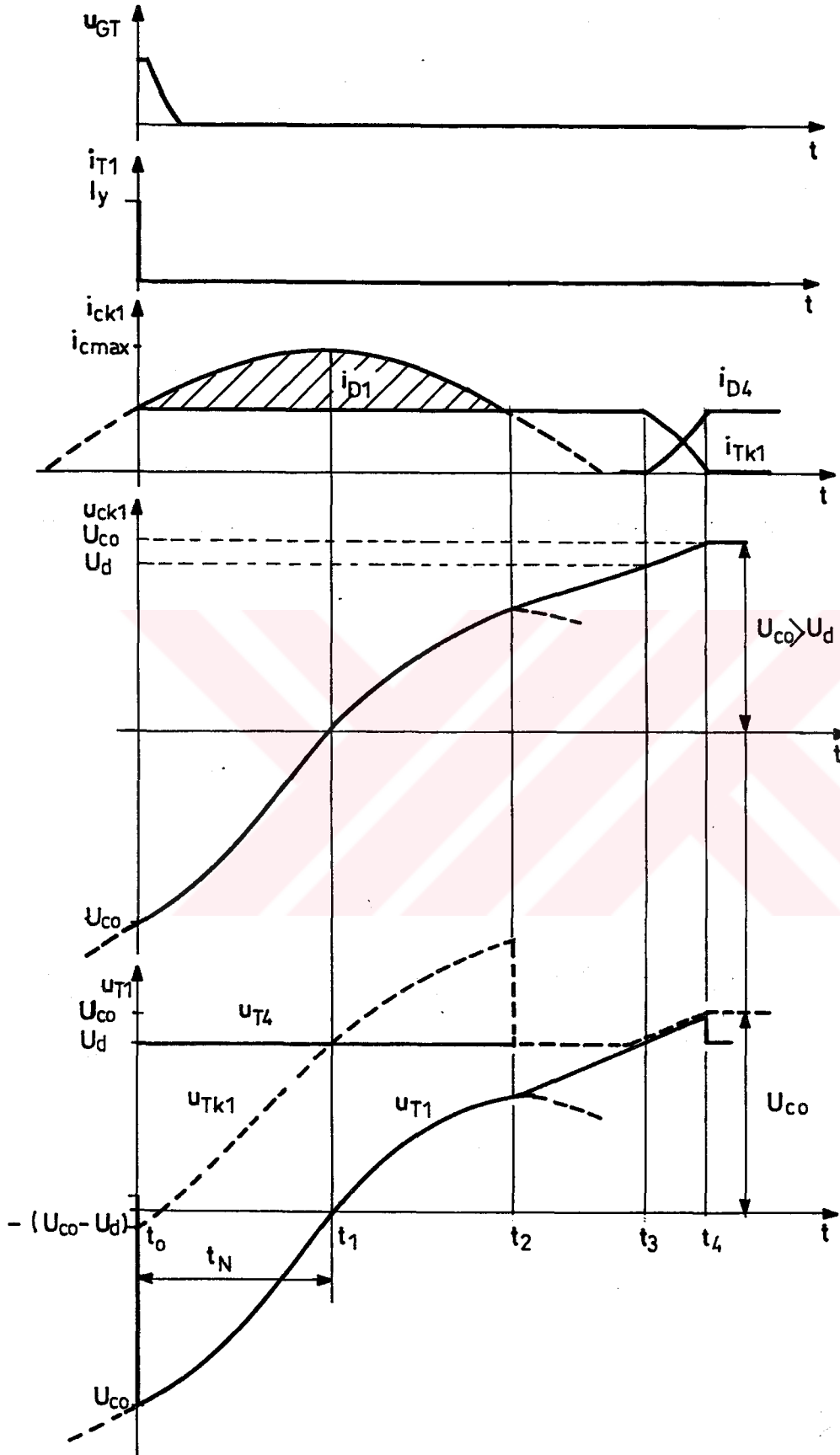


Şekil 2.7. Münferit söndürme montajlı Inverter devresi.

2.3.4 Komütasyon  artları İyileştirilmiş Inverter Devresi

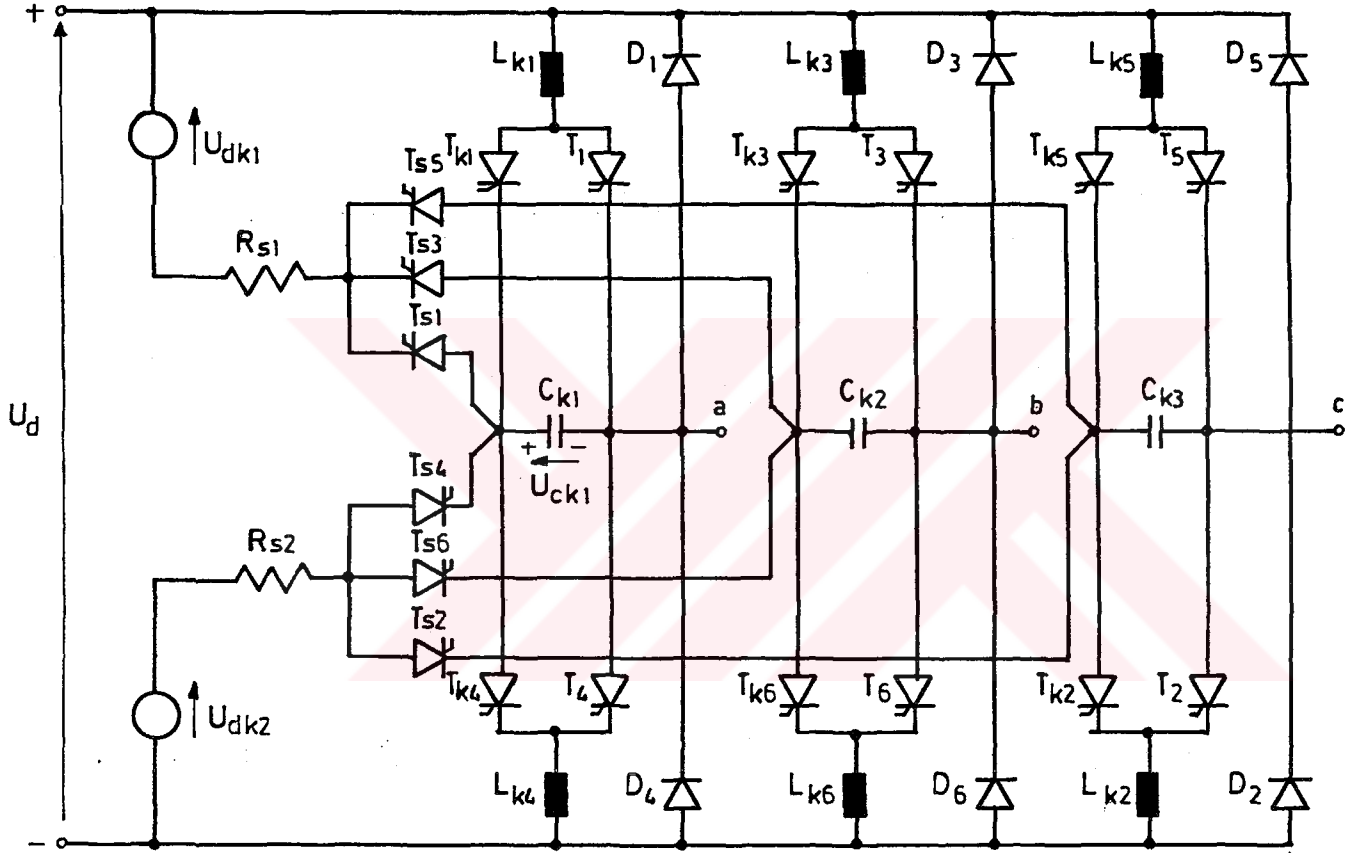
Şekil 2.9'da üç fazlı gerilim beslemeli komütasyon şartları iyileştirilmiş bir inverter devresi görülmektedir [10]. Inverter, giriş geriliminin geniş sınırlar arasında değişmesinden ve yükün özelliklerinden etkilenmeden çalışır.





Şekil 2.8. Münferit söndürme montajlı inverter ile ilgili değişimler.

Devrenin çalışması ile ilgili değişimler Şekil 2.8'de verildiği gibidir. Şekil 2.7'de verilen inverter devresinden farklı olarak bu devrede C_k komütasyon kondansatörlerinin U_d giriş gerilimi ve yükten bağımsız olarak dolmasını sağlayan birbirine eşdeğer iki adet U_{dk} dc gerilim kaynağı ve iki adet R_s direnciyle altı adet T_s tristorü mevcuttur. 180° iletimli olması durumunda çıkış gerilimi dalga şekilleri Şekil 2.3'de görüldüğü gibidir.



Şekil 2.9. Komütasyon şartları iyileştirilmiş inverter devresi.

Bu inverter devresinde, T ana tristorleriyle birlikte T_s tristorü de tetiklendiğinde, kondansatör ilk gerilimleri uygun yönde ve en az U_{dk} değerinde değilse, bu kondansatörler en az U_{dk} değerine kadar uygun yönde dolar ve T_s tristorleri tetiklendiğinde, T tristorleri hemen sönüp, kondansatör akımlarının sıfır olmasıyla T_k tristorü kendiliğinden söner.

Asenkron motor hız kontrolunda, inverterin U_d giriş gerilimi f_s çalışma frekansıyla takriben lineer olarak değiştirilmektedir. Motorun nominal çalışma durumu olan 50 Hz'de inverter giriş gerilimi maksimumdur ve U_{dm} ile gösterilir. $U_d < U_{dk}$ olması durumunda, C_k kondansatörlerinin herbiri komütasyonda R_s dirençleri üzerinden U_d değerinden U_{dk} değerine kadar dolduğu kabul edilirse, bir U_{dk} gerilim kaynağından çekilen dc gücün maksimum değeri,

$$P_{dkm} = 37.5 \cdot C \cdot \frac{U_{dk}^3}{U_{dm}} \quad (2.1)$$

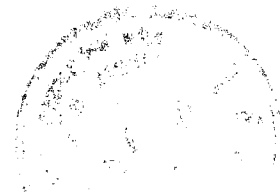
şeklinde bulunur [10],[11].

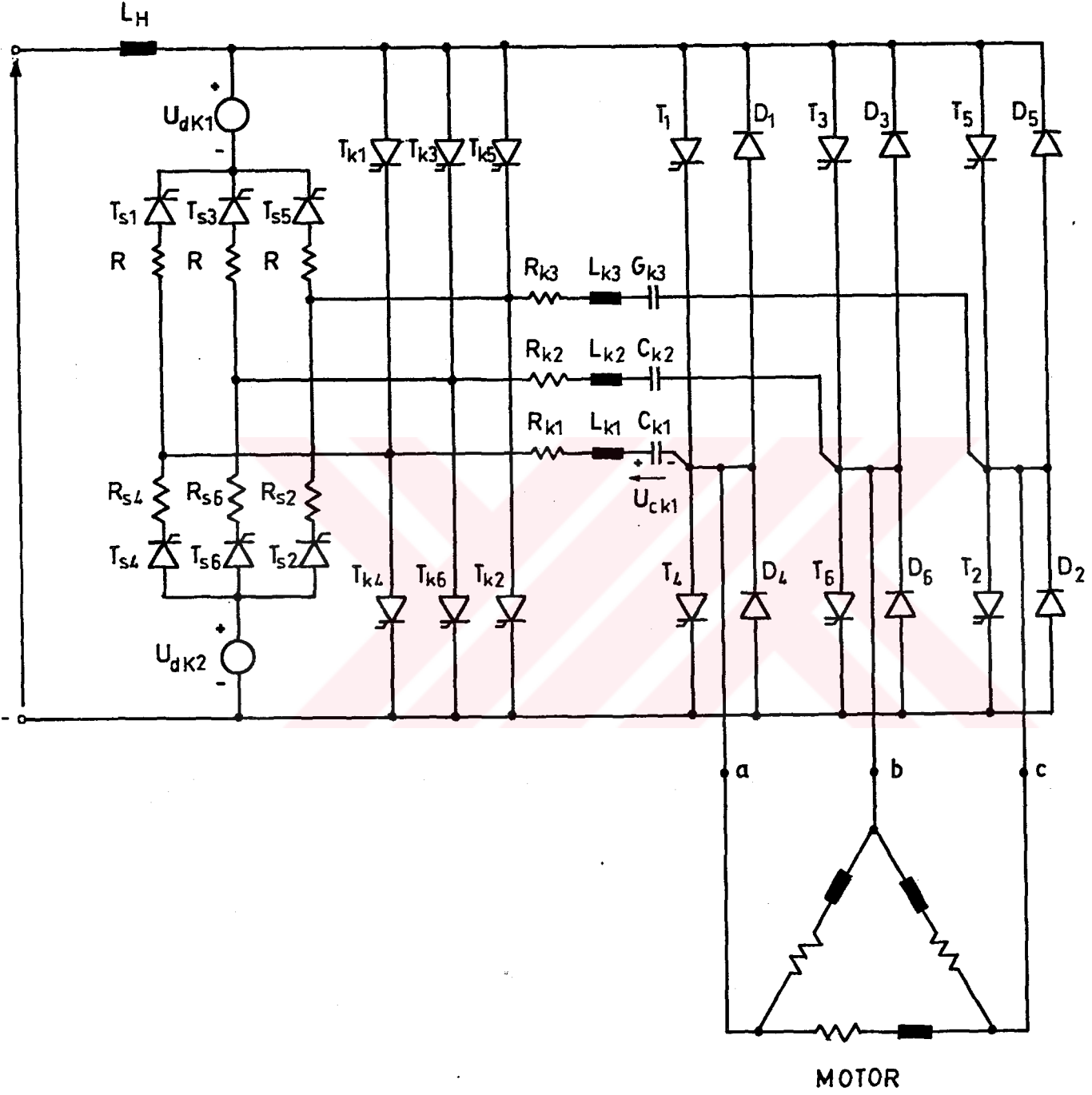
2.3.5. Geliştirilmiş İnverter Devresi

Şekil 2.10'da literatürlerde rastlanmayan geliştirilmiş gerilim beslemeli üç fazlı köprü tipi inverter devresi görülmektedir. Komütasyon şartları iyileştirilerek geliştirilen bu devre, giriş geriliminin geniş sınırlar içinde değişmesinden ve yükün özelliklerinden etkilenmeden çalışabilir. 120 veya 180 derece iletimli olarak çalışabilen devrenin çalışması ve komütasyon olayına ilişkin değişimler Şekil 2.11 ve Şekil 2.12'de görülmektedir.

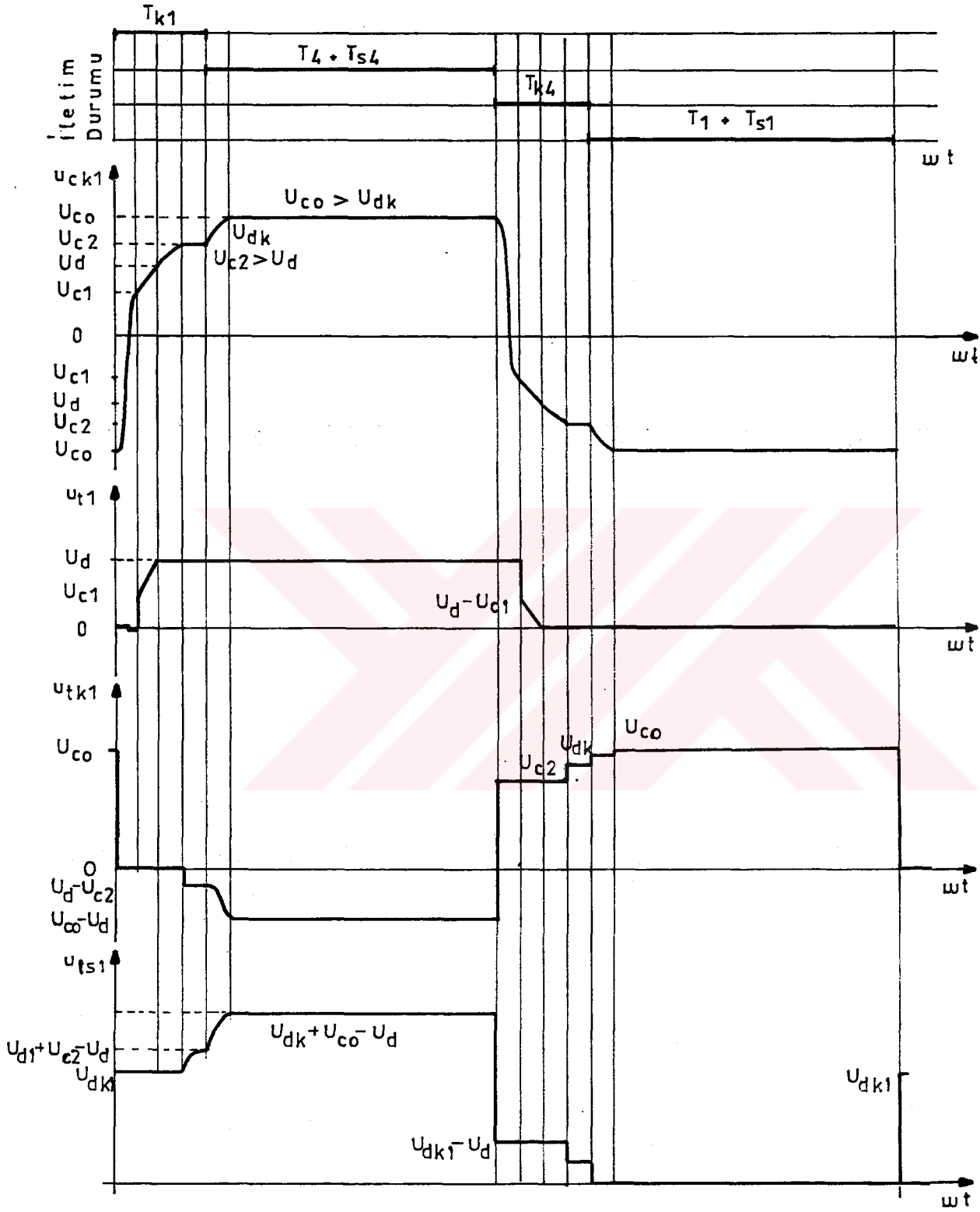
Geliştirilmiş inverter devresinde, C_k komütasyon kondansatörlerinin herbir komütasyon olayında inverter çıkış gerilimi ve yükün özelliklerine bağlı olmaksızın, uygun yönde ve en az U_{dk} gerilimine kadar dolmasını sağlayan, iki adet U_{dk} dc gerilim kaynağı, altı adet T_s tristörü ve altı adet R_s direnci mevcuttur.

Örnek olarak T_1 tristörünün komütasyon olayı ile ilgili değişimler Şekil 2.12'de verilmiştir. T_1 tristörü iletimde iken, onunla birlikte T_{s1} tristörü de tetiklendiğinden, C_{k1} kondansatörünün gerilimi U_{dk} değerinden düşük ise, $T_1 - C_{k1} - L_{k1} - R_{k1} - T_{s1} - U_{dk} - T_1$ yolu ile C_{k1} kondansatörü T_1 tristörünü söndürecek yönde ve en az U_{dk} değerine kadar dolar. t_1 anında I_y yük akımını geçirmekte olan T_1 tristörü söndürülmek üzere T_{k1} tristörü tetiklendiğinde, $T_1 - T_{k1} - R_{k1} - L_{k1} - C_{k1} - T_1$ kapalı çevresi üzerinden kayıplı $L_{k1} - C_{k1}$ salınım devresi oluşur.

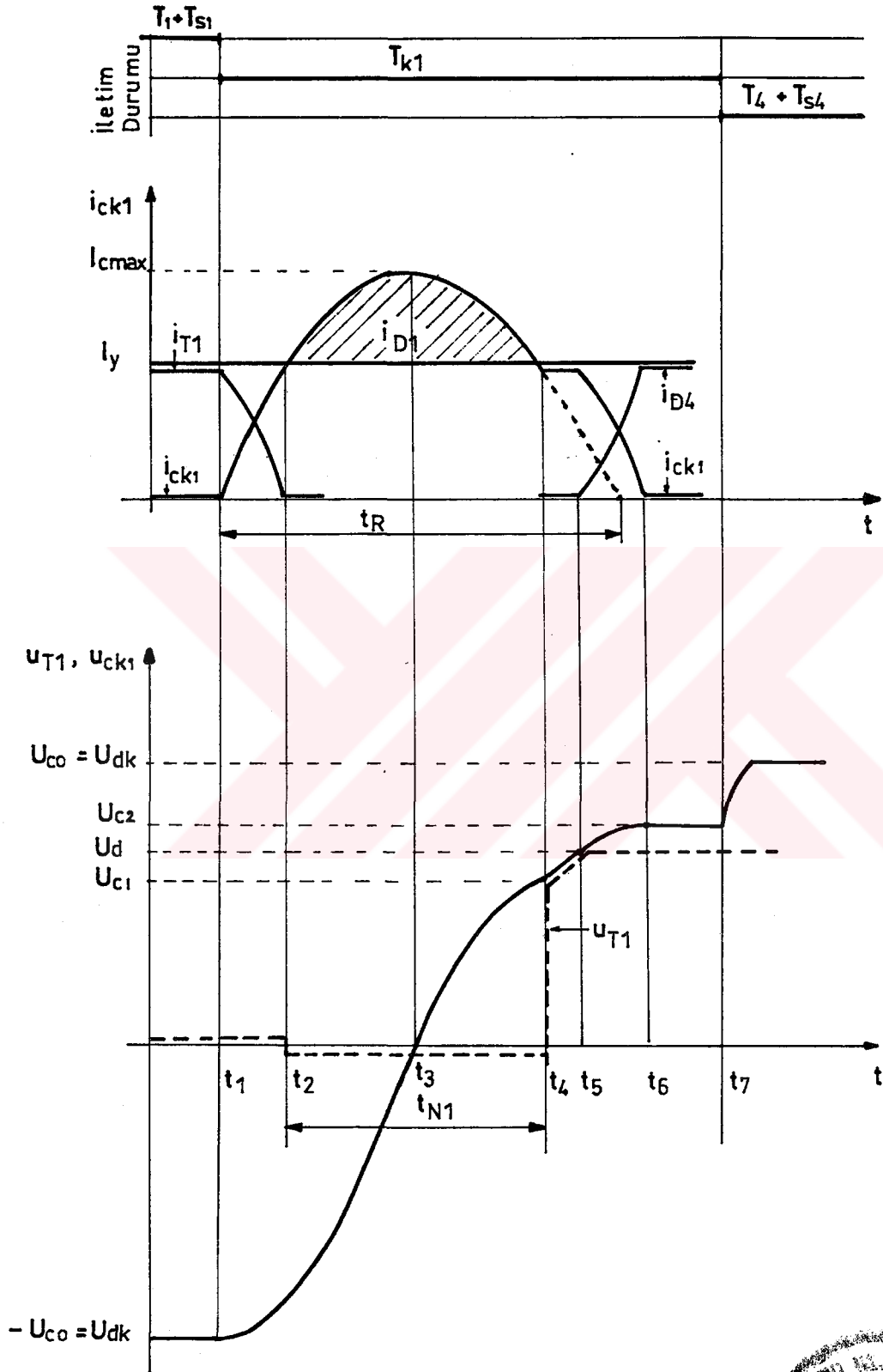




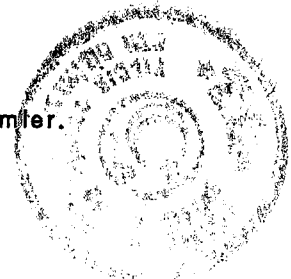
Şekil 2.10. Geliştirilmiş üç fazlı köprü tipi inverter devresi.



Şekil 2.11. Geliştirilmiş İnverter devresinde Tristörlerin gerilimlerinin değişimi.



Şekil 2.12. Geliştirilmiş inverter devresindeki değişimler.



t_2 anında salınım devresi akımı yük akımı I_y 'ye eriştiğinde, içinden geçen akımın sıfır olmasıyla T_1 tristörü söner. Salınım akımının yük akımı I_y den fazla kısmını D_1 diyodunun üstlenmesiyle, salınım devresi salınmaya devam eder. t_4 anında salınım akımı yük akımı I_y değerine düştüğünde, içinden geçen akımın sıfır olmasıyla D_1 diyodu da iletimden çıkar. D_1 diyodu iletimden çıktığında, yön değiştirmiş C_{k1} kondansatörünün gerilim değeri D_4 'ün katod gerilimi negatif bara geriliminin altına düşecek kadar büyük değilse sabit yük akımı I_y ile bu kondansatör takriben U_d değerine kadar lineer olarak dolar. (t_4 ile t_5 arasında). C_{k1} kondansatör gerilimi U_d kaynak gerilimini aştığında, D_4 diyoduna pozitif gerilim geleceğinden, yük akımı I_y 'yi T_{k1} tristöründen bu diyot devralır (t_5 ile t_6 arasında). t_5 ile t_6 arasındaki sürede yük akımı I_y 'nin tamamını D_4 diyodu üzerine alıncaya kadar U_{ck1} kondansatör gerilimi U_d kaynak gerilimini bir miktar aşar ve sonunda t_6 anında içinden geçen akımın sıfır olmasıyla T_{k1} tristörü iletimden çıkar. Bu durumda, komütasyon olayı tamamlanmış olup C_{k1} kondansatörü aynı faza ait diğer tristör olan T_4 'ü söndürecek yönde ve U_d geriliminin üzerinde dolmuş olur. Daha sonra, t_7 anında T_4 tristörü tetiklendiğinde, onunla birlikte T_{s4} tristörü de tetiklendiğinden, C_{k1} kondansatör gerilimi U_{dk} gerilim değerinden düşük ise, bu kondansatör $T_4 - U_{dk2} - T_{s4} - R_{s4} - R_{k1} - L_{k1} - C_{k1} - T_4$ yolu ile en az U_{kd} gerilim değerine kadar dolar. T_4 tristörünün komütasyon olayı, T_1 tristörünün komütasyon olayının tamamen benzeridir.

Komütasyon olayında, Şekil 2.12'den ve yukarıdaki açıklamalardan anlaşıldığı gibi, iletimden çıkan tristör kendisine ters paralel bağlı diyodun iletimde kaldığı süre kadar negatif gerilime maruz kalmaktadır. Dolayısıyla, diyodun iletimde kalma süresi tristörün kataloğunda verilen t_q sönme süresinden büyük olmalıdır. Komütasyon endüktivitesi L_k ve kapasitesi C_k bir defa seçildiğine göre, iletimden çıkan tristörün negatif gerilime maruz kalma süresi t_N , maksimum salınım akımı I_{cm} 'in yük akımı I_y 'ye göre büyüklüğüne, dolayısıyla komütasyon gerilimi U_{co} 'a bağlıdır. Geliştirilmiş olan bu devrede, giriş gerilimi ve yükün özelliklerine bağlı olmaksızın, komütasyon en az C_k kondansatörlerinin U_{dk} gerilimiyle meydana gelmektedir. Komütasyon için ilave elemanlar konulmamış olsaydı, komütasyon olayları yaklaşık kaynak gerilimi ile meydana gelirdi.

Bu durumda, geniş sınırlar içerisinde değişen bir giriş gerilimi ile bu devrenin düzenli çalışabilmesi mümkün olmazdı.

O halde geliştirilmiş inverter devresi, giriş geriliminin geniş sınırlar içerisinde değiştirilebilmesine ve değişken yük şartlarına imkan sağlar.

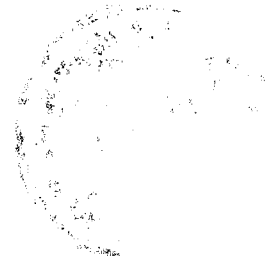
Devrenin girişindeki çok küçük değerli endüktivitenin amacı, yarı iletkenleri akım ve gerilim yükselme hızına karşı korumaktır. Örneğin, T_1 tetiklendiğinde T_4 tristörünün gerilim yükselme hızı yüksek olup T_4 kendiliğinden ilettime geçebilirdi. Ana akım kolları üzerinde komütasyon endüktiviteleri bulunduran inverterlerin çıkış geriliminde büyük dalgalanmaların veya ilave bozulmaların olduğu bilinmektedir. Geliştirilmiş inverter devresinde, ana akım yolları üzerinde komütasyon endüktivitelerinin bulunmaması, diğer önemli bir avantajdır. Bu inverterin çıkış gerilimi Bölüm 4'de görüleceği gibi oldukça düzgündür.

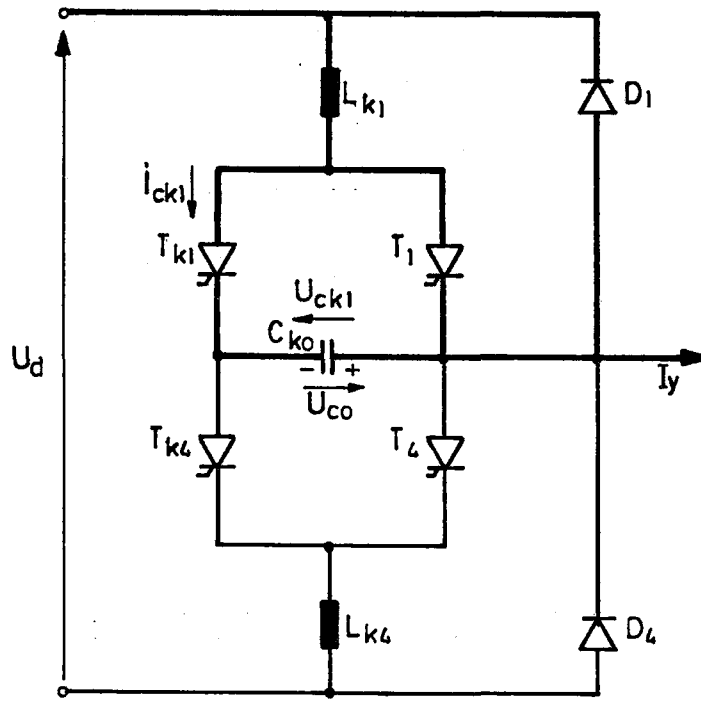
2.4. Üç Fazlı Köprü Tipli İnverter Devrelerinde Komütasyon Hesabı

2.4.1. Faz Sırasıyla Söndürme ve Münferit Söndürme Montajlı İnverter Devrelerinde Komütasyon Hesabı

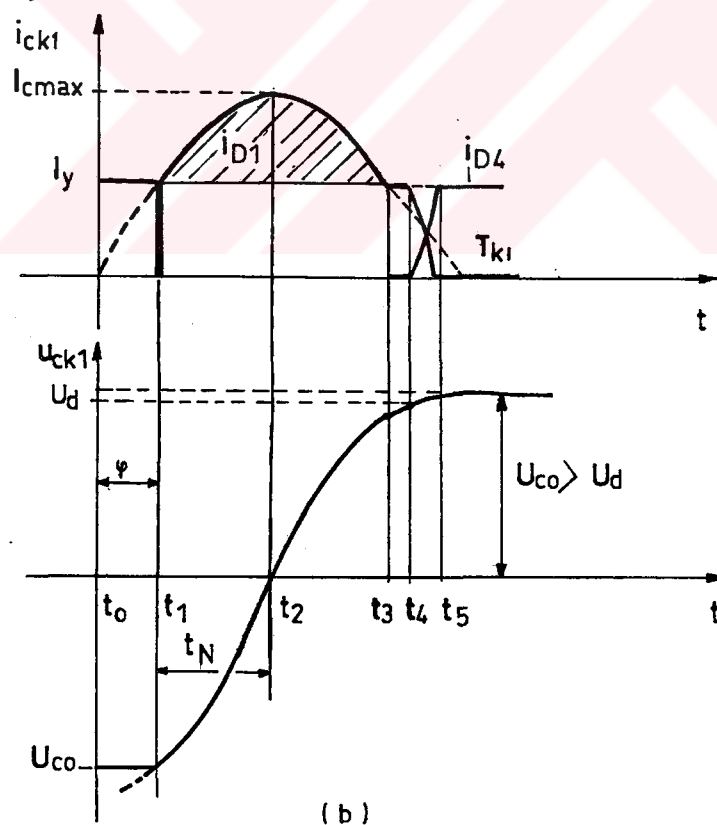
Faz sırası ile söndürme ve münferit söndürme montajlı inverter devrelerindeki komütasyon olayı prensip olarak birbirine benzer. Şekil 2.13'de münferit söndürme montajlı inverterin bir faz koluna ait eşdeğer devresi ile komütasyon kondansatörünün akım ve geriliminin değişimi görülmektedir.

t_1 anında, I_y yük akımını geçiren T_1 tristörünü söndürmek için T_{k1} tristörü tetiklenir. T_1 'in iletimden çıkması ile $T_k - C_{k1} - D_1 - L_{k1} - T_{k1}$ kapalı çevresi üzerinden C_{k1} kondansatörü U_{co} ilk gerilimiyle seri rezonans devresi salınmaya başlar. T_{k1} tristörünün iletime geçirilmesiyle yük ve rezonans devresi akımını taşıyan C_{k1} kondansatörü, t_3 anında D_1 diyodunun iletimden çıkmasından sonra, sadece yük akımını taşır.





(a)



(b)

Şekil 2.13. Münferit söndürme montajlı devrede a) Bir faz koluna ait eşdeğer devre b) Kondansatör akım ve gerilimin değişimleri.

Bu yük akımının etkisiyle komütasyon kondansatörünün gerilimi U_d , yi aştığında, D_4 diyodu akımı üzerine alır. L_{k1} endüktivitesinin etkisi ile U_{ck} gerilimi U_d 'den daha büyük olan bir U_{co} değerine yükselir. Yük akımını D_4 diydunun üstlenmesi ile T_{k1} tristörü söner. Bu komütasyonda T_1 tristörü, kondansatör gerilimi sıfır oluncaya kadar negatif gerilime maruz kalır.

$t = t_1$ anında T_1 tristörünün sönmesiyle $L_{k1} - T_{k1} - C_{k1} - D_1 - L_{k1}$ kapalı seri rezonans devresi akımı,

$$i_c = I_y \cdot \cos \omega_o t + U_{co} \sqrt{C_k/L_k} \sin \omega_o t \quad (2.2)$$

olarak elde edilir. Burada,

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}} \quad (2.3)$$

dır. (2.2) ifadesi $t_1 \neq 0$ için,

$$i_c = \frac{I_y}{\sin \phi_i} \sin [\omega_o (t - t_1) + \phi_i] \quad (2.4)$$

şeklinde elde edilebilir. Burada ϕ_i açısı salınımın t_1 anına göre faz kaymasını gösterir ve

$$\phi_i = \arctan \frac{I_y}{U_{co}} \sqrt{L_k/C_k} \quad (2.5)$$

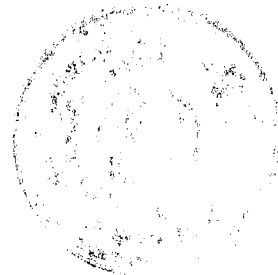
şeklinde hesaplanır. Kondansatör akımının maksimum değeri,

$$I_{cmax} = \frac{I_y}{\sin \phi_i} = I_y \sqrt{1 + \left(\frac{U_{co}}{I_y} \right)^2 \frac{C_k}{L_k}} \quad (2.6)$$

olarak elde edilir.

Söndürme kondansatöründeki U_c gerilimi,

$$u_c = \frac{1}{C_k} \int i_c dt = - \sqrt{\frac{L_k/C_k}{\sin \phi_i}} \cos [\omega_o (t - t_1) + \phi_i] \quad (2.7)$$



olur. Komütasyon olayı esnasında Şekil 2.13. b'den görüleceği gibi, kondansatör gerilimi negatif değerde kaldıkça, iletimden çıkan T_1 tristörünün anot gerilimi de negatiftir. (2.7) denkleminin sıfıra eşitlenmesiyle koruma zamanı,

$$t_N = \sqrt{L_k C_k} \arctan \left(\sqrt{\frac{C_k}{L_k}} \cdot \frac{U_{co}}{I_y} \right) \quad (2.8)$$

elde edilir.

Yük akımının maksimum değeri $I_{y\max}$ ve söndürme kondansatörü gerilimi U_{co} için C_k ve L_k değerleri (2.6) ve (2.8) denklemlerinden hesaplanabilir.

Kondansatör akımının maksimum değeri boşa çalışmada (2.6) denkleminde $I_2 = 0$ yapılarak,

$$I_{com} = U_o \sqrt{C_k/L_k} \quad (2.9)$$

elde edilir. Yük akımının maksimum değerine bağlı olarak boşa aşınım faktörünü,

$$\beta_o = \frac{I_{com}}{I_{y\max}} \quad (2.10)$$

şeklinde tanımlayalım. Buna göre (2.6) ve (2.8) denklemleri,

$$I_{c\max} = I_y \sqrt{1 + \beta_o \left(I_{y\max}/I_y \right)^2} \quad (2.11)$$

$$t_N = \sqrt{L_k C_k} \arctan \frac{\beta_o \cdot I_{y\max}}{I_y} \quad (2.12)$$

şeklinde yazılabilir. En küçük koruma süresi yük akımının maksimum değerinde ortaya çıktığından, (2.11) ve (2.12) denklemlerinde $I_y = I_{y\max}$ alınarak minimum koruma zamanı için,

$$t_{N\min} = \sqrt{L_k C_k} \arctan \beta_o \quad (2.13)$$



$$t_{Nmin} = C_k \cdot \frac{U_{co}}{\beta_0 I_{ymax}} \arctan \beta_0 \quad (2.14)$$

$$t_{Nmin} = L_k \cdot \frac{\beta_0 I_{ymax}}{U_{co}} \arctan \beta_0 \quad (2.15)$$

bağıntıları yazılabilir. Yukarıdaki bağıntılar kullanılarak gerekli L_k ve C_k değerleri için,

$$C_k = \frac{\beta_0 I_{ymax} t_{Nmin}}{U_{co} \arctan \beta_0} \quad (2.16)$$

$$L_k = \frac{U_{co} \cdot t_{Nmin}}{\beta_0 I_{ymax} \arctan \beta_0} \quad (2.17)$$

bağıntıları elde edilir.

(2.16) denkleminde sabit değerler dikkate alınarak,

$$\frac{U_{co}}{t_{Nmin} I_{ymax}} = K_1 = \text{sabit} \quad (2.18)$$

olarak tanımlanırsa,

$$C_k \cdot K_1 = \frac{\beta_0}{\arctan \beta_0} \quad (2.19)$$

elde edilir. Aynı şekilde (2.17) denkleminde

$$\frac{I_{ymax}}{U_{co} t_{Nmin}} = K_2 = \text{sabit} \quad (2.20)$$

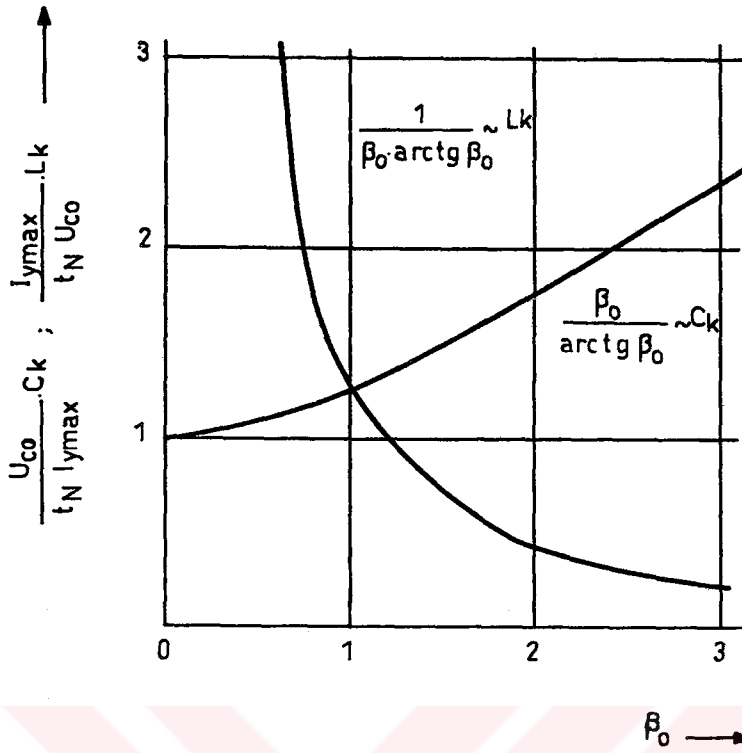
olarak tanımlanırsa,

$$L_k \cdot K_2 = \frac{1}{\beta_0 \arctan \beta_0} \quad (2.21)$$

elde edilir.

Boşta çalışma aşınım faktörü β_0 bağımsız değişken alınmak suretiyle (2.16) ve (2.17) ifadelerinin verdiği değerler Şekil 2.14'de görülmektedir. Şekil 2.14'deki eğrilerden görüldüğü gibi β_0 boşta çalışma aşınım faktörü büyüdükçe, C_k nisbeten yavaş yükseldiği halde, L_k β ile çok hızlı düşmektedir. Eğer β_0 için 1 değeri seçilirse L_k ve C_k için optimum değerler elde edilebilir.



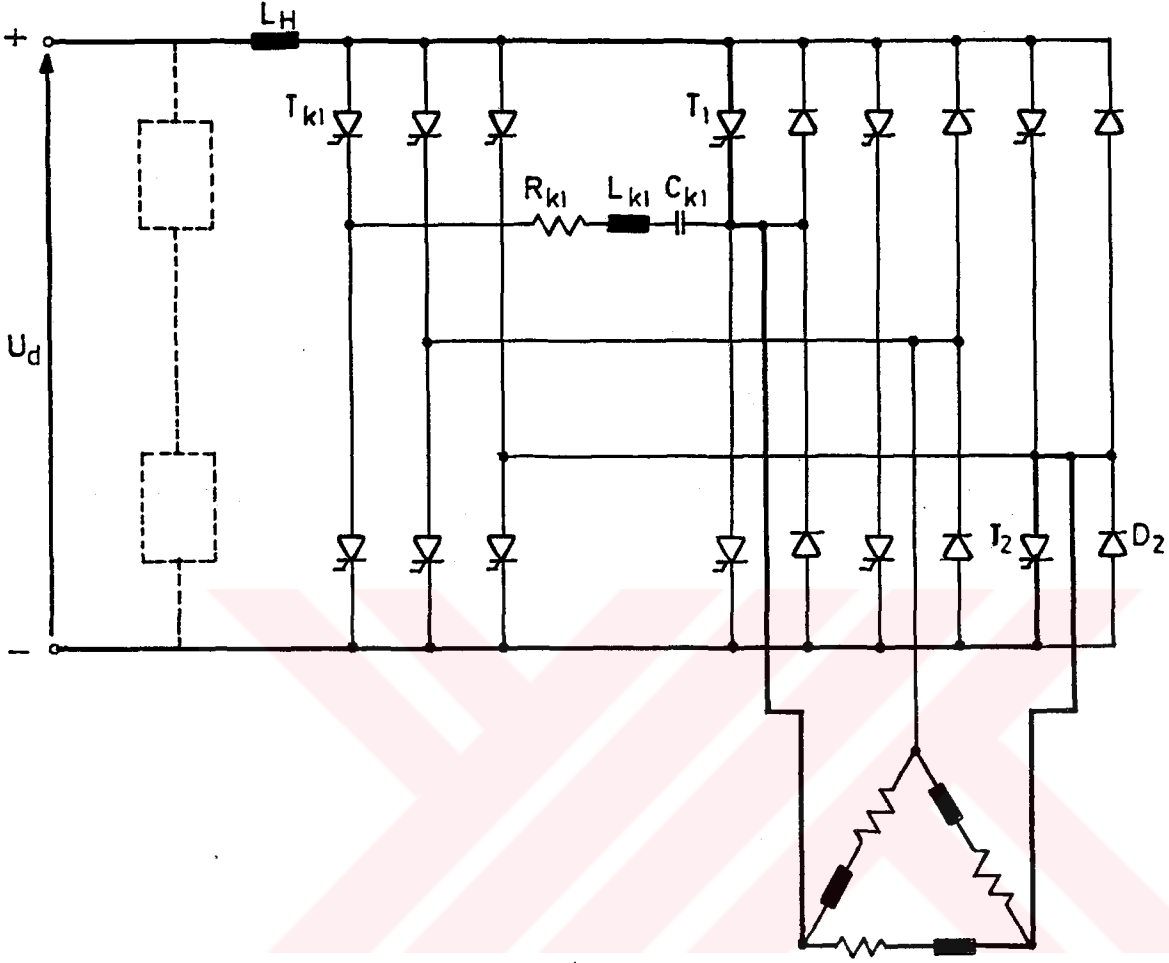


Şekil 2.14. Boşta çalışma aşını m faktörü β_0 'a bağlı olarak gerekli söndürme kondansatör ve bobinin belirlenmesi.

2.4.2 Geliştirilmiş İnverter Devresinde Komütasyon Olayının İncelenmesi

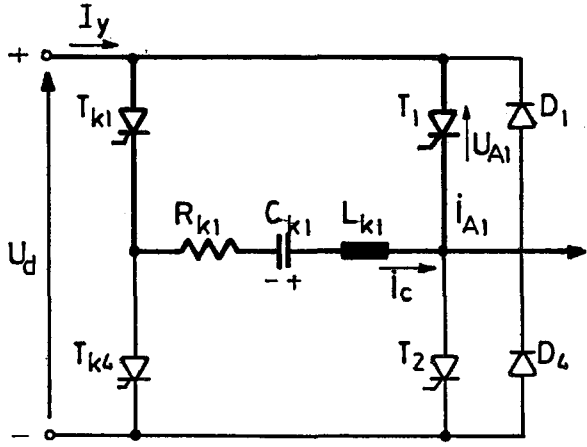
Komütasyon bobini L_k 'nin söndürme kondansatörü C_k ile seri bağlı olduğu durumdaki komütasyon, faz söndürme montajlı inverter devreleri için geçerlidir.

Geliştirilmiş inverter devresinde komütasyon öncesi yük akımının geçtiği yol Şekil 2.15'de kalın çizgilerle gösterilmiştir.

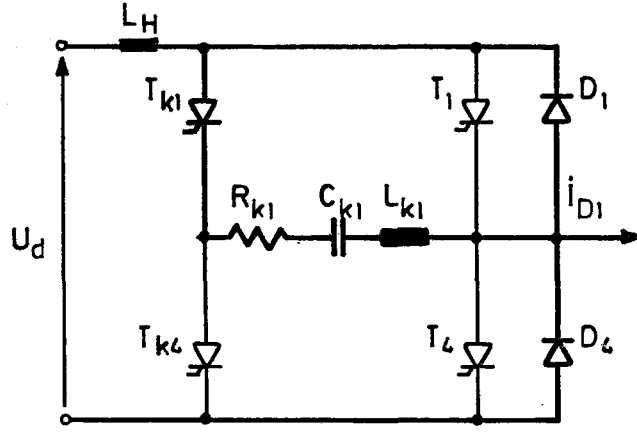


Şekil 2.15. Geliştirilmiş inverter devresinde komütasyon öncesi yük akımı yolu.

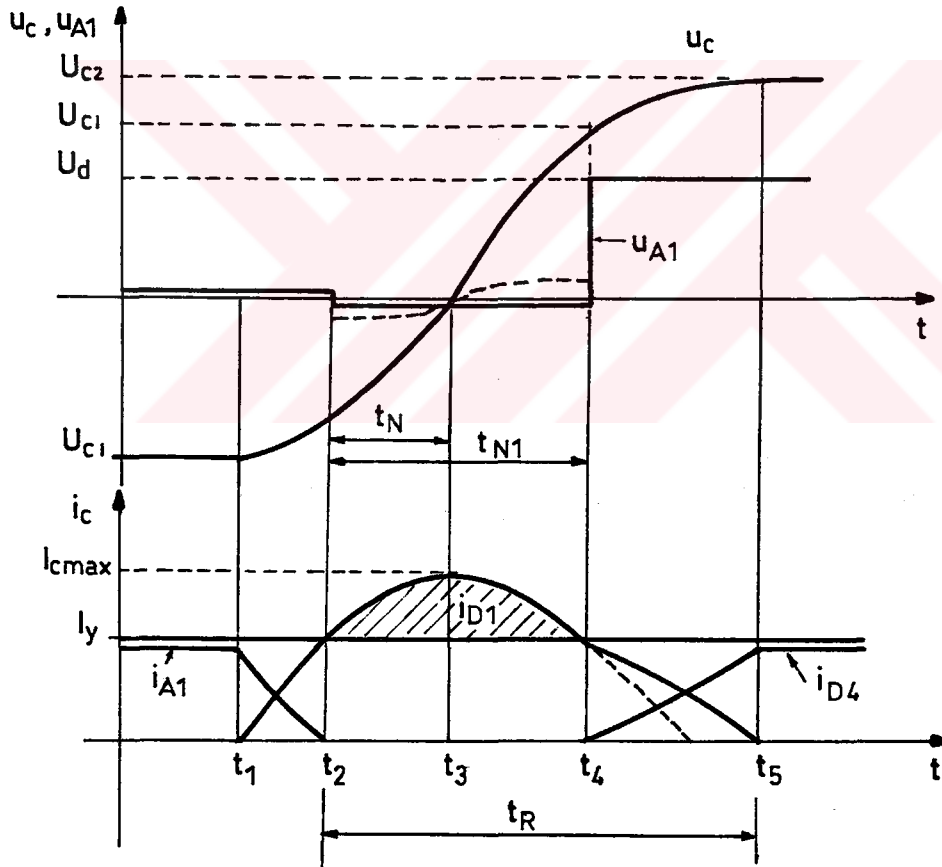
Söndürme olayının incelenmesinde, T_1 ve T_2 tristörlerinin akım geçirmekte olduklarını ve T_{k1} söndürme tristörünün tetiklenmesi ile T_1 'in söndürüleceği komütasyonu ele alalım. T_1 tristörünün anot akımı sıfır olduktan sonra, kondansatör akımı D_1 diyodu üzerinden akmaya devam eder. Kondansatör akımı kesildikten ve C_k kondansatörü şarj yönünün tam olarak değişmesinden sonra D_4 ters akım diyodu akımı üzerine alır.



(a)



(b)



(c)

Şekil 2.16 Komütasyon olayı esnasında, a), b) Bir faz koluna ait eşdeğer devreler
c) Akım ve gerilimlerin değişimleri.

Şekil 2.16 a ve b'deki sadeleştirilmiş komütasyon devresinde, komütasyon olayı sırasında akım geçen devreler gösterilmiştir. Bu sadeleştirilmiş komütasyon devreleri yardımıyla komütasyon olayı hesaplanacaktır.

Komütasyon olayı sırasında akım ve gerilimlerin değişimi Şekil 2.1.6. c'de gösterilmiştir.

Önce $t = t_1$ anında T_{k1} tristörünün ilettime geçirilmesi ile oluşan R - L - C devresindeki kondansatör akımını hesaplayalım. Başlangıç şartları olarak $u_c(t_1) = -U_{c1}$ ve $i_y = I_y = \text{sbt. olsun}$. Burada yük devresindeki L endüktivitesinin yeteri kadar büyük olduğu varsayılarak yük akımının sabit olduğu kabul edilmiştir.

T_1 'in iletimden çıkmasından sonra komütasyon devresindeki kondansatör akımı,

$$i_c = I_y + i_{D1} \quad (2.22)$$

dir. Burada i_{D1} D_1 diyodundan geçen akımdır. Şekil 2.16 b'deki basitleştirilmiş R-L-C devresinden kondansatör akımı,

$$i_c(t) = \frac{U_{co}}{\sqrt{\frac{L_k}{C_k} - \frac{R_k^2}{4}}} \cdot e^{-\frac{R_k}{2L_k}(t-t_1)} \cdot \sin \sqrt{\frac{1}{L_k C_k} - \left(\frac{R_k}{2L_k}\right)^2} \cdot (t-t_1) \quad (2.23)$$

elde edilir. Burada,

$$\sqrt{\frac{1}{L_k C_k} - \left(\frac{R_k}{2L_k}\right)^2} = \omega \quad (2.24)$$

şeklinde tanımlanır ve yukarıdaki ifadede yerine yazılırsa, kondansatör akımını,

$$i_c(t) = \frac{U_{co}}{\sqrt{\frac{L_k}{C_k} - \frac{R_k^2}{4}}} \cdot e^{-\frac{R_k}{2L_k}(t-t_1)} \cdot \sin \omega (t-t_1) \quad (2.25)$$

şeklinde buluruz.

Komütasyon devresindeki R_k direnci ihmal edilirse, kondansatörden geçen akımın değişimi,



$$i_c(t) = U_{co} \sqrt{C_k/L_k} \sin \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}} \cdot (t - t_1) \quad (2.26)$$

elde edilir. Burada da,

$$\frac{1}{\sqrt{L_k C_k}} = \omega_0 \quad (2.27)$$

tanımı yapılırsa, kondansatör akımının değişimi için,

$$i_c(t) = U_{co} \sqrt{C_k/L_k} \sin \omega_0 (t - t_1) \quad (2.28)$$

elde edilir.

Kondansatör akımının maksimum değeri

$$I_{cmax} = \frac{U_{co}}{\sqrt{L_k/C_k}} \quad (2.29)$$

olur. Bu durumda söndürme kondansatöründeki akım sinüsoidal olarak yükselir ve t_2 anında I_y yük akımının değerine erişir. Böylece T_1 tristörünün akımı kesilmiş olur. (2.15) denkleminde $i_c(t_2) = I_y$ yazılmak suretiyle t_2 anı hesaplanabilir.

$$t_2 - t_1 = \sqrt{L_k C_k} \cdot \arcsin \left(\frac{\sqrt{L_k/C_k}}{U_{co}} \cdot I_y \right) \quad (2.30)$$

olarak bulunur.

$t = t_3$ anında $i_c = I_{cmax}$ dir.

$$t_3 - t_1 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_k C_k} \quad (2.31)$$

bulunur. T_1 tristöründe meydana gelen t_N koruma süresini belirleyebilmek için akımı kesildikten sonra bu tristörün anot gerilimi değişiminin incelenmesi gerekir. T_1 tristörünün iletimden çıkması ile uçlarındaki negatif gerilim D_1 diyodunun iletimdeki gerilim düşümüne eşit olup takriben 1 Volt'tur. Bu zaman aralığı Şekil 2.16. c'de D_1 diyodunun iletimde olduğu t_4 ile t_2 arasındaki zamana tekabül etmektedir. Fakat pratikte D_1 diyodunun devresindeki kaçak endüktiviteden dolayı T_1 tristöründe Şekil 2.16 c'de yaklaşık değişimi kesik çizgilerle gösterilen bir kapama gerilimi oluşur. Bu gerilimin değişimi önemli ölçüde kaçak endüktiviteye bağlıdır.

t_N koruma zamanının hesabı için tristördeki kapama geriliminin t_3 anında yön değiştirdiğini kabul edelim. t_N koruma zamanı için,

$$t_N = t_3 - t_2 = \sqrt{L_k C_k} \arccos \left(\frac{\sqrt{L_k C_k}}{U_{co}} \cdot I_y \right) \quad (2.32)$$

elde edilir. D_1 diyodu devresindeki kaçak indüktivite nedeniyle gerçekte t_3 'ten daha sonra yön değiştireceğinden yukarıdaki denklemlerle bulunan koruma zamanı yeterince emniyetli olacaktır.

$$\beta = \frac{I_{cmax}}{I_{ymax}} \quad (2.33)$$

şeklinde olmak üzere bir aşınım faktörü tanımlayalım. Buna göre koruma süresi için,

$$t_N = \sqrt{L_k C_k} \cdot \arccos \frac{I_y}{\beta \cdot I_{ymax}} \quad (2.34)$$

bağıntısı elde edilir.

Yük akımının maksimum değeri I_{ymax} 'in kesilebilmesi için, söndürme kondansatörünün maksimum akımı I_{cmax} 'in bu değerden büyük olması lazımdır. Dolayısıyla aşınım faktörü $\beta > 1$ olmalıdır. koruma zamanı t_N 'in minimum değeri, $I_y = I_{ymax}$ olması halinde ortaya çıkar.

$$t_{Nmin} = \sqrt{L_k C_k} \arccos \frac{1}{\beta} \quad (2.35)$$

$$t_{Nmin} = C_k \cdot \frac{U_{co}}{\beta \cdot I_{ymax}} \arccos \frac{1}{\beta} \quad (2.36)$$

$$t_{Nmin} = L_k \cdot \frac{\beta \cdot I_{ymax}}{U_{co}} \arccos \frac{1}{\beta} \quad (2.37)$$

şeklinde yazılabilir. Bu denklemlerden komütasyon kondansatörünün kapasitesi için,



$$C_k = \frac{\beta \cdot I_{y\max} \cdot t_{N\min}}{U_{co} \arccos \frac{1}{\beta}} \quad (2.38)$$

ve seri komütasyon bobininin endüktivitesi için,

$$L_k = \frac{U_{co} \cdot t_{N\min}}{\beta I_{y\max} \arccos (1/\beta)} \quad (2.39)$$

bulunur.

(2.38) denkleminde sabit olan değerler dikkate alınarak

$$\frac{U_{co}}{t_{N\min} \cdot I_{y\max}} = K_1 = \text{sabit} \quad (2.40)$$

olarak tanımlanırsa,

$$C_k \cdot K_1 = \frac{\beta}{\arccos \frac{1}{\beta}} \quad (2.41)$$

elde edilir. Aynı şekilde (2.39) denkleminde sabit olan değerler dikkate alınarak,

$$\frac{I_{y\max}}{t_{N\min} \cdot U_{co}} = K_2 = \text{sabit} \quad (2.42)$$

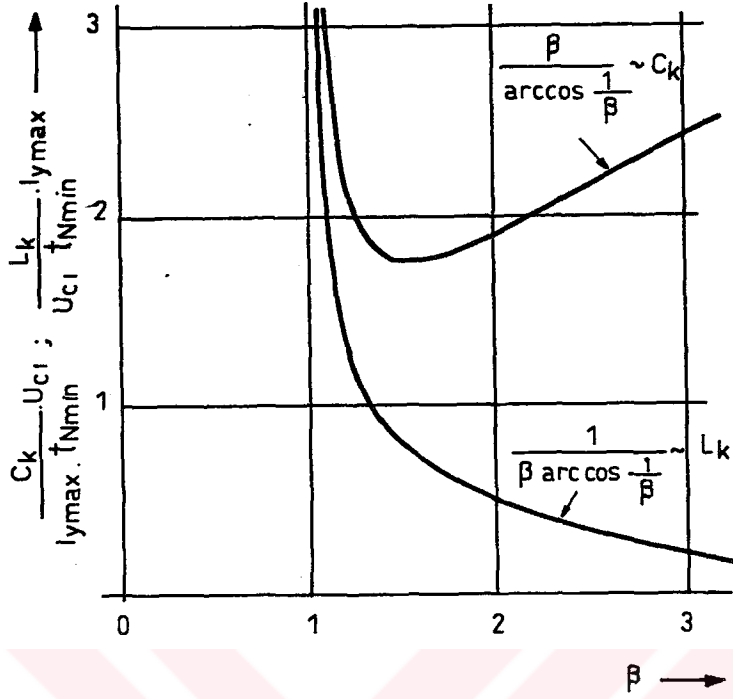
olarak tanımlanırsa,

$$L_k K_2 = \frac{1}{\beta \cdot \arccos \frac{1}{\beta}} \quad (2.43)$$

elde edilir.

(2.38) ve (2.39) denklemlerinin vermiş olduğu sonuçlar Şekil 2.17'de gösterilmiştir. Bu değerler yardımıyla belirli akım ve gerilim değerleri için seri komütasyon bobinli montajda gerekli kondansatör ve komütasyon bobini hesaplanabilir. t_4 anında söndürme kondansatöründeki akım I_y yük akımından küçük olur olmaz, D_1 diyodunun akımı sıfır olur. Bu andan itibaren D_4 diyodu yük akımının bir kısmını geçirir. t_5 anında yük akımı D_4 üzerine geçerek komütasyon tamamlanmış olur.





Şekil 2.17. L_k ve C_k 'nin β 'ya göre değişimi.

Bazı uygulamalarda, D_1 diyodunun devresindeki kaçak endüktivitenin tristör kapama gerilimine etkisi ihmal edilebilir. Bu durumda koruma zamanı olarak,

$$t_{N1} = t_4 - t_2 = 2 \cdot \sqrt{L_k C_k} \arccos \left(\frac{\sqrt{L_k C_k}}{U_{co}} \cdot I_y \right) \quad (2.44)$$

elde edilir. Daha öncekine benzer bir şekilde,

$$\frac{2 \cdot U_{co}}{t_{N1} \cdot I_{ymax}} \cdot L_k = \frac{1}{\beta \arccos \frac{1}{\beta}} \quad (2.46)$$

bağıntıları elde edilir.

Geliştirilmiş inverterde, D_1 diyodunun devresindeki kaçak endüktivitenin tristör kapama gerilimi üzerinde bir etkisi olmadığı gözlenmiştir. Bundan dolayı, geliştirilmiş inverterlerin Bölüm 4'de verilen komütasyon devresi hesaplarında (2.34) ve (2.35) bağıntıları kullanılmıştır [5],[6],[8],[11],[13].

2.5 Geliştirilmiş İnverterin Çıkış Geriliminin Harmonikleri

Geliştirilmiş inverter devresi 180 derece iletimli olup çıkış geriliminin değişimi Şekil 2.3'de verilen değişimlerin aynısıdır.

Blok genişliği 180 - ϕ olan fazlar arası gerilim fourier serisine açılırsa,

$$u_{ab}(\omega t) = \frac{4}{\pi} U_d \left(\cos \frac{\phi}{2} \sin \omega t + \frac{1}{3} \cos 3 \frac{\phi}{2} \sin 3 \omega t + \dots \right) \quad (2.47)$$

elde edilir. İnverter çıkış fazlar arası gerilimin blok genişliği 120° olduğundan, yukarıdaki denklemde $\phi = 60$ derece yazılarak,

$$u_{ab}(\omega t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_d \left[\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5 \omega t - \frac{1}{7} \sin 7 \omega t + \frac{1}{11} \sin 11 \omega t + \frac{1}{13} \sin 13 \omega t - \dots \right] \quad (2.48)$$

elde edilir.

Fazlar arası gerilimin efektif değeri,

$$U_{abef} = \sqrt{2/3} U_d = 0,8165 U_d \quad (2.49)$$

olarak elde edilir.

Fazlar arası gerilimin 1. harmoniğinin maksimum değeri,

$$U_{m1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_d = 1,1 U_d \quad (2.50)$$

efektif değeri ise,

$$U_{1ef} = \frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} U_d = 0,7797 U_d \quad (2.51)$$

olarak elde edilir.

5. Harmoniğin maksimum ve efektif değerleri,

$$U_{m5} = \frac{2\sqrt{3}}{5\pi} U_d = \frac{1,1}{5} U_d = 0,22 U_d \quad (2.52)$$

$$U_{\text{sef}} = \frac{2}{5\pi} \sqrt{\frac{3}{2}} U_d = 0,7797 \frac{1}{5} U_d = 0,15594 U_d \quad (2.53)$$

şeklinde bulunur.

Şekil 2.3'de görülen 180° iletimli durumdaki çıkış faz geriliminin fourier serisine açılımı,

$$u_a(\omega t) = \frac{2}{\pi} U_d \left(\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \dots \right) \quad (2.54)$$

dir.

Faz geriliminin efektif değeri

$$U_{\text{ef}} = \frac{\sqrt{2}}{3} U_d = 0,4714 U_d \quad (2.55)$$

olarak bulunur.

Faz geriliminin 1. harmoniğinin maksimum ve efektif değerleri,

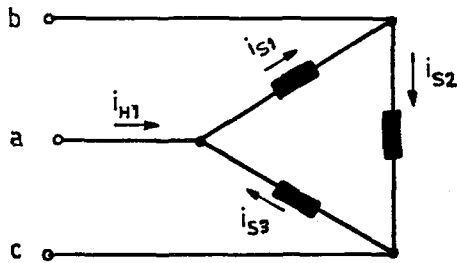
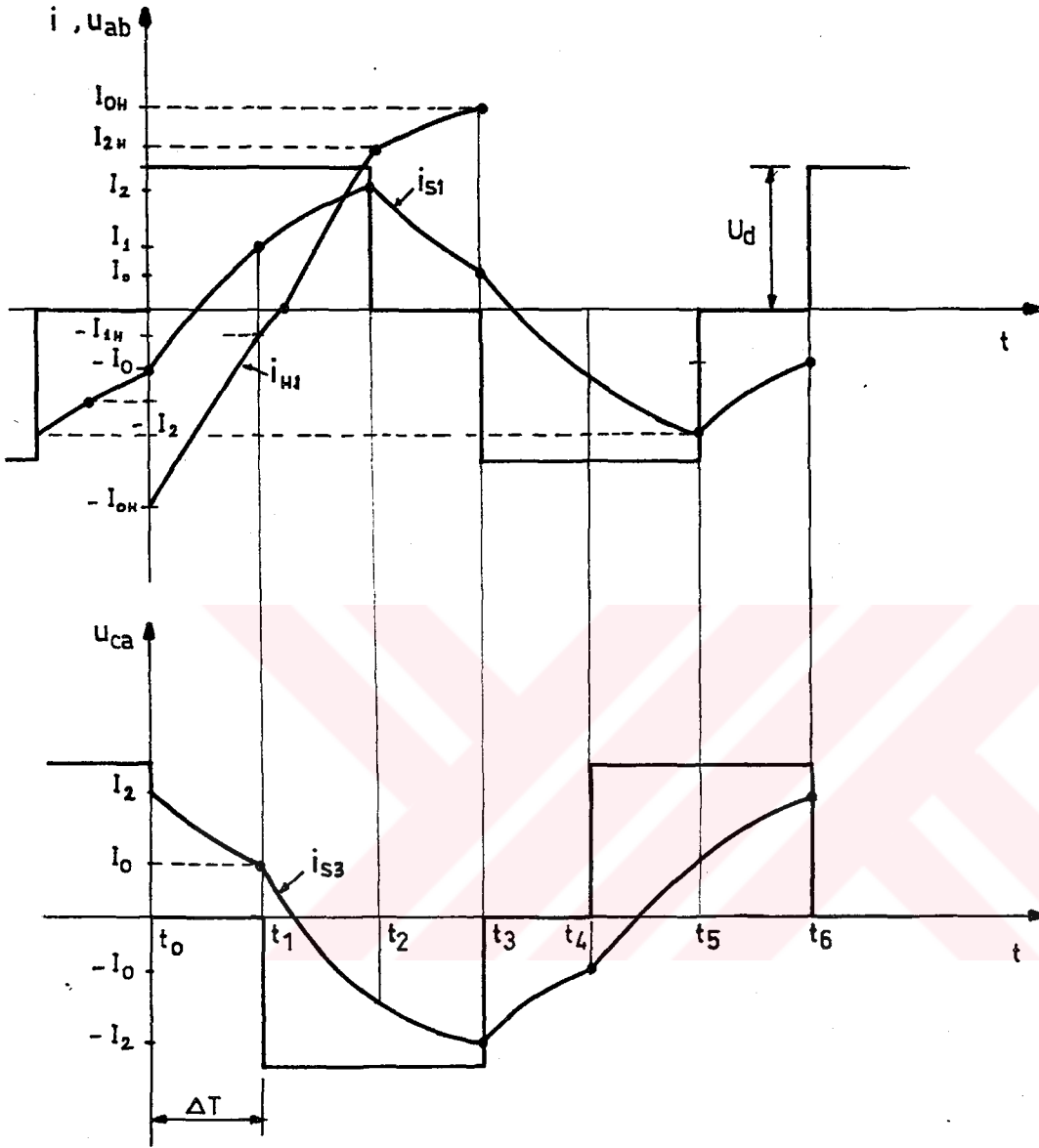
$$U_{1m} = \frac{2}{\pi} U_d = 0,6366 \cdot U_d \quad (2.56)$$

$$U_{1\text{ef}} = \frac{2}{\pi\sqrt{2}} U_d = 0,4502 \cdot U_d \quad (2.57)$$

şeklinde bulunur [9],[18],[21],[30],[35].



2.6 Geliştirilmiş İnverterin Çıkış Geriliminin Stator Üçgen Bağlı Asenkron Motora Uygulandığında Hat ve Sargı Akımlarının Değişimi



Şekil 2.18. Motora uygulanan gerilim ve akımların değişimleri.



Şekil 2.18'de inverter çıkış gerilimi üçgen bağlı bir asenkron motora uygulandığında, motor eşdeğer devresinden yararlanarak bulunan sargı ve hat akımlarının değişimleri görülmektedir.

Hat akımı,

$$i_{H1} = i_{s1} - i_{s3} \quad (2.58)$$

dir. Burada i_{H1} hat akımının ani değerini, i_{s1} ve i_{s3} 1. ve 3. Stator faz sargısından geçen akımların ani değerlerini göstermektedir.

Sargı akımlarının belirli zamanlardaki değerleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$i_0 = \frac{U_d}{R} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{R}{L} 2\Delta t}}{1 + e^{-\frac{R}{L} 3\Delta t}} \cdot e^{-\frac{R}{L} \Delta t} \quad (2.59)$$

$$i_1 = \frac{U_d}{R} - \left(\frac{U_d}{R} + i_0 \right) e^{-\frac{R}{L} \Delta t} \quad (2.60)$$

$$i_2 = \frac{U_d}{R} - \left(\frac{U_d}{R} + i_0 \right) e^{-\frac{R}{L} 2\Delta t} \quad (2.61)$$

Akımların belirli zaman aralıklarındaki değişimleri ise,

$$i(t) = \frac{U_d}{R} - \left(\frac{U_d}{R} + i_0 \right) e^{-\frac{R}{L} t} \quad t_0 < t < t_2 \quad (2.62)$$

$$i(t) = i_2 e^{-\frac{R}{L} (t - 2\Delta t)} \quad t_2 < t < t_3 \quad (2.63)$$

şeklinde yazılabilir.

Hat akımlarının belirli zamanlardaki değerleri,

$$I_{0H} = - (I_0 + I_2) \quad (2.64)$$

$$I_{1H} = I_1 - I_0 \quad (2.65)$$

$$I_{2H} = I_1 + I_2 \quad (2.66)$$

şeklinde yazılabilir.

Hat akımların belirli zaman aralıklarında değişimleri,

$$i_H(t) = \frac{U_d}{R} - \left(\frac{U_d}{R} + I_0 + I_2 \right) e^{-\frac{R}{L}t} \quad t_0 < t < t_1 \quad (2.67)$$

$$i_H(t) = \frac{2U_d}{R} - \left(\frac{2U_d}{R} + I_0 + I_1 \right) e^{-\frac{R}{L}(t-\Delta t)} \quad t_1 < t < t_2 \quad (2.68)$$

$$i_H(t) = \frac{U_d}{R} - \left(\frac{U_d}{R} + I_1 + I_2 \right) e^{-\frac{R}{L}(t-2\Delta t)} \quad t_2 < t < t_3 \quad (2.69)$$

şeklinde bulunur [12],[28],[29],[31],[32].

BÖLÜM 3

ÜÇ FAZLI KISA DEVRE ROTORLU ASENKRON MOTORLARIN HIZ AYARINDA KULLANILAN İNVERTERLERİN ÇIKIŞ GERİLİMİNİN DEĞİŞTİRİLMESİ

3.1. Giriş

Üç fazlı asenkron makinaların değişken frekanslı inverterler üzerinden beslenmesinde, makina uçlarında frekansla yaklaşık lineer şekilde değişen bir gerilim istenir. Zorlamalı komütasyonlu inverterler tarafından üretilen alternatif gerilimin kontrolü için değişik metodlar kullanılabilir. Genel olarak gerilim ayarı,

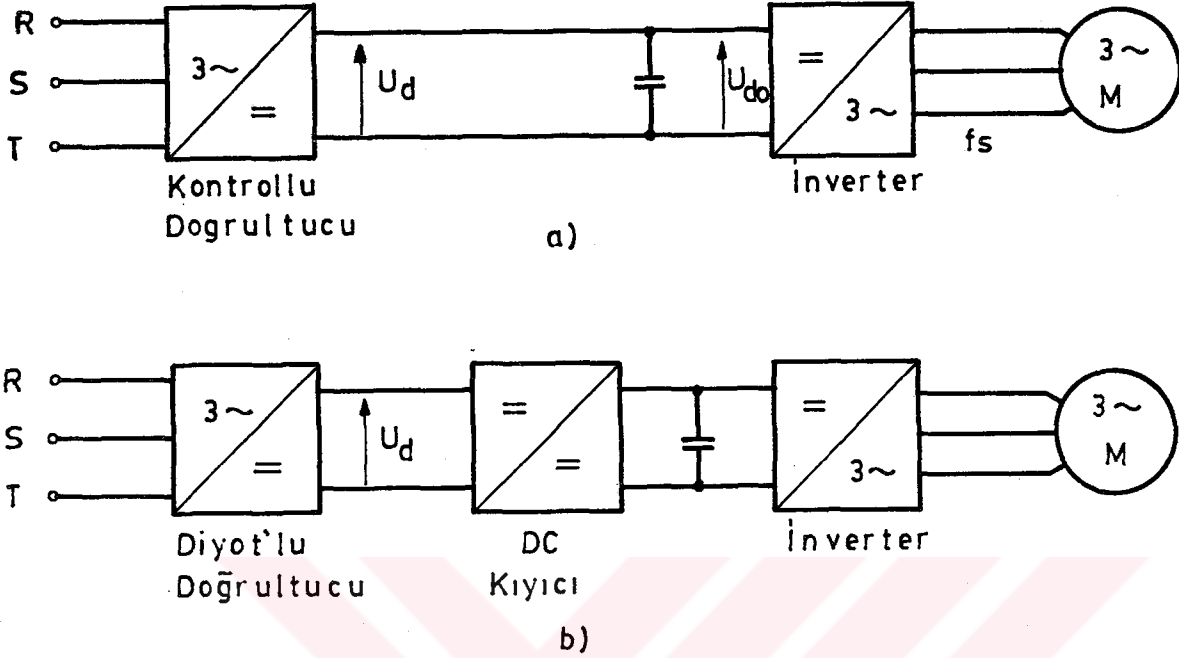
1. Doğru akım tarafında kontrollü doğrultucu kullanarak
2. İnverterin kendi içinde,
3. Alternatif akım tarafında,

yapılabilir.

3.2. Doğru Akım Tarafında Gerilim Ayarı

Doğru akım tarafında gerilim ayarı, kontrollü doğrultucu veya dc kıyıcı kullanmak suretiyle iki şekilde yapılabilir.

Şekil 3.1 a'da kontrollü doğrultucu ile, Şekil 3.1 b'de ise dc kıyıcı ile yapılan gerilim ayarının blok şemaları verilmiştir.



Şekil 3.1. DC gerilim kaynaklı asenkron motorlu tahrik sisteminin blok şeması.

3.2.1. Kontrollü Doğrultucu İle Yapılan Gerilim Ayarı

Şekil 3.1.a' daki kombinasyonda kontrollü doğrultucu, inverterin çıkışında istenen frekansa göre inverterin giriş gerilimini değiştirir. Sistem şebekeye enerji dönüşü yapamaz. Şebekeye enerji dönüşü ancak mevcut faz kontrollü doğrultucuya gerektiğinde şebeke denetimli inverter olarak çalışmak üzere yeni bir dönüştürücünün ters paralel bağlanması ile sağlanabilir. Pek çok uygulamalarda enerjinin geri verilmesi geçici olarak ve kısa bir zaman aralığı için söz konusudur. Bundan dolayı şebeke denetimli inverter sadece işletme şartlarına bağlı olarak nominal gücün belirli bir yüzdesi için boyutlandırılır [11],[12],[28].

Genel olarak doğru akım tarafında yapılan inverter çıkış gerilimi ayarının başlıca iki yararı vardır. Bunlardan ilki inverter çıkış gerilimi ayarlanırken dalga şeklinin değişmemesi, diğeri ise, enerji temin edilen üç fazlı şebekede meydana gelebilecek gerilim dalgalanmalarının doğru akım ara devresinde kompanse edilebilmesidir.

Diğer taraftan U_d geriliminin ayarlı olması inverter komütasyon devresi bakımından sakıncalıdır. Zira inverter komütasyon devresinde komütasyon kondansatörünün şarj olduğu gerilim mevcut U_d doğru gerilimine bağlıdır. U_d 'nin azaltılması inverterde komütasyon güçlükleri yaratır. Bu mahzur Bölüm 2.'de açıklanan geliştirilmiş inverter devreleri vasıtasıyla ortadan kaldırılmıştır.

Kontrollü doğrultucu ile gerilim ayarının diğer bir sakıncası da, şebeke denetimli doğrultucuya α geçikme açısıyla kumanda edilmesidir. Enerjinin alındığı üç fazlı şebekenin güç faktörü kötüleşir ve doğru akım ara devresinde yüksek mertebeli harmonikler meydana gelir. Bu harmoniklerin kompanzasyonu için dc ara devresinde kullanılan süzme kondansatörü ve bobininin değerlerinin arttırılması gerekir [14],[15].

3.2.2. Dc Kıyıcı İle Yapılan Gerilim Ayarı

DC kıyıcılar, uygun denetim yöntemleriyle belli bir dc giriş geriliminden ayarlanabilir bir çıkış gerilimi elde etmek için kullanılır. Bölüm 4'deki uygulama devresinde gerilim ayarı dc kıyıcı vasıtasıyla gerçekleştirilmiştir.

DC kıyıcı devresinin gerçekleştirilmesi, kullanılan anahtarlama elemanının özelliklerine bağlıdır. Muhtelif anahtarlama elemanlarından yararlanılabilir. Anahtarlama elemanı olarak tristör kullanılması durumunda akım ve gerilimlerin doğal değişimleri ile tristörlerin kesime geçme koşullarının sağlanması mümkün olmadığından, yeni elemanlar eklenerek komütasyon devrelerinin oluşturulması gerekir. Tristörlerin iletimden çıkarılmasında karşılaşılan güçlükler gözönüne alındığında, transistörlü dc kıyıcıların diğerlerinden daha üstün olduğu söylenebilir. Yalnız günümüzde güç tranzistörleriyle, tristörlerde olduğu gibi çok yüksek güçlere çıkmak olanaksızdır.

DC kıyıcıların prensip devre şeması Şekil 3.2'de görülmektedir. t_0 anında ilettime geçirilmesiyle dc kıyıcı sabit kabul edilen yük akımını üzerine alır. Kıyıcıya t_1 anında iletimden çıkarma kumandası verilir ve D serbest geçiş diyodunun I_d akımını üstlenmesiyle t_k komütasyon süresi kadar gecikme ile t_2 anında iletimden çıkar. t_3 anında tekrar tetiklenen dc kıyıcı D diyodunun geçirmekte olduğu yük akımını üstlenerek ilettime geçer ve olay periyodik olarak devam eder. Komütasyon olayının aksamaması için U_{d2} çıkış gerilimini ayarlamak üzere λ bağıl geçirme süresi değiştirilirken, periyodun başında ve sonunda $t_{\beta 1}$ ve $t_{\beta 2}$ avans sürelerinin bırakılması gerekir.

Şekil 3.2'ye göre, f_p anahtarlama frekansı ile çalışan dc kıyıcılar için,

$$T_p = \frac{1}{f_p} \quad (3.1)$$

$$\lambda = \frac{T_1}{T_p} \quad (3.2)$$

$$U_{d2} = \lambda \cdot U_{d1} \quad (3.3)$$

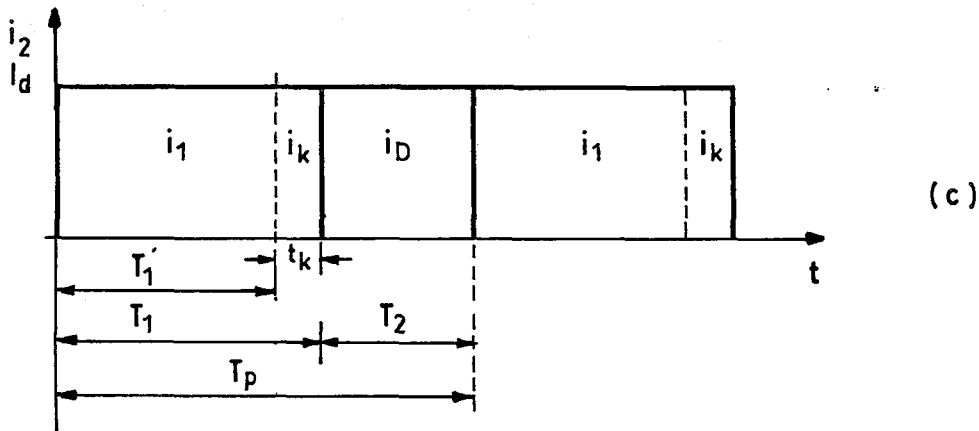
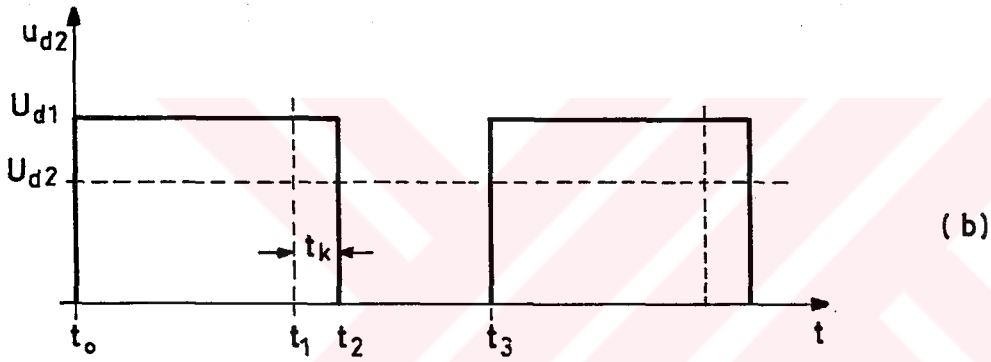
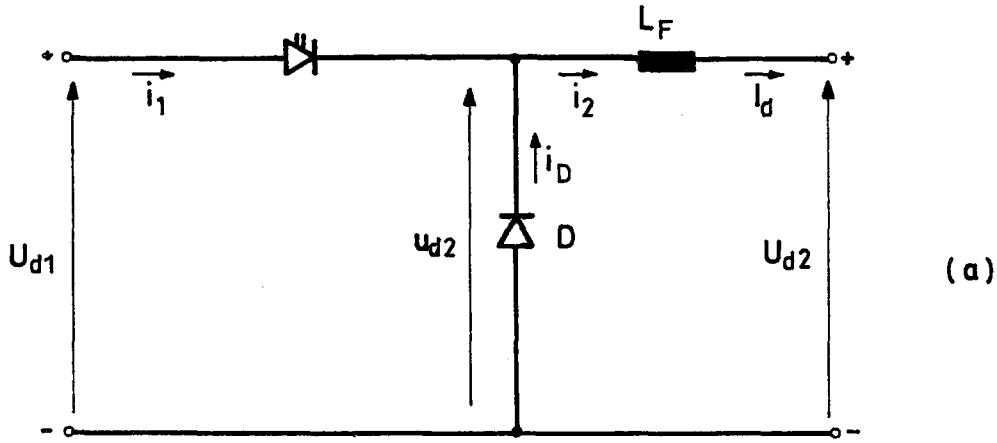
$$T_{1min} = t_{\beta 1} \quad (3.4)$$

$$T_{1max} = T_p - t_{\beta 2} \quad (3.5)$$

$$T_1 = T_1' + t_k \quad (3.6)$$

eşitlikleri yazılabilir.



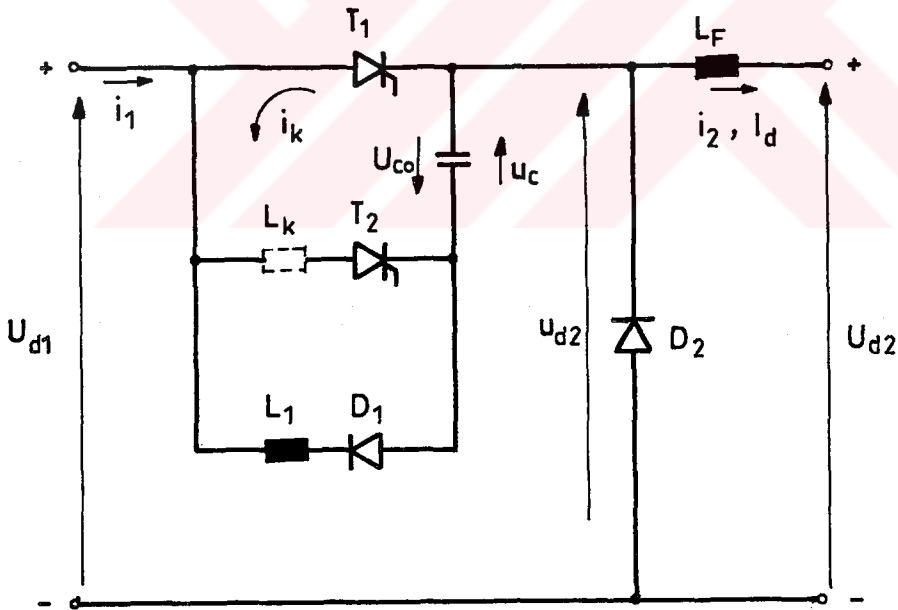


Şekil 3.2. DC kıyıcılarında; a) Prensiş devre şeması b) Çıkış gerilimi
c) Akımların değışimleri.



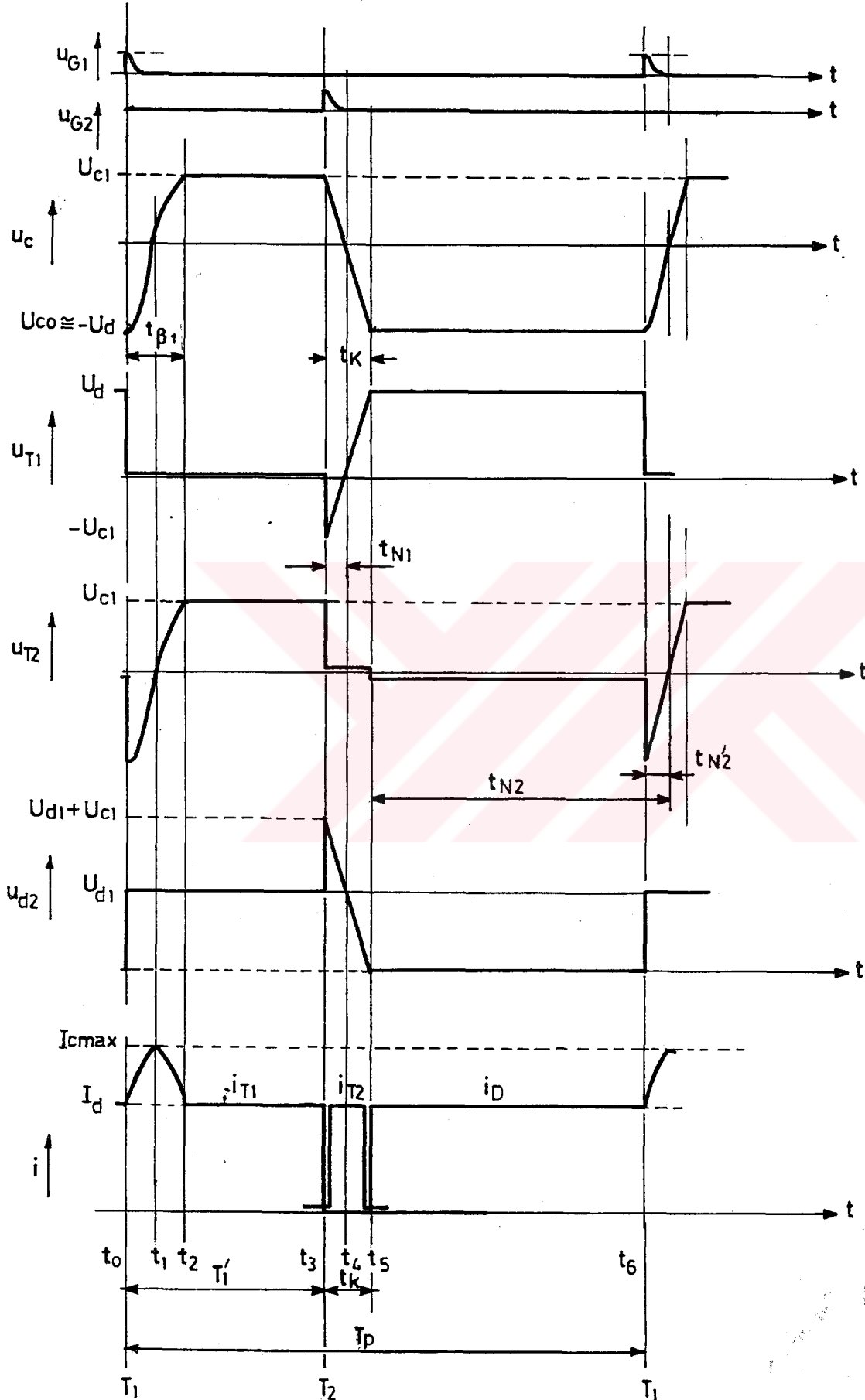
Şekil 3.3'de LC komütasyonlu bir dc kıyıcı devresi görülmektedir. Devrenin çalışması ile ilgili değişimler ise Şekil 3.4'de görülmektedir.

T_1 tristörü tetiklendiğinde, I_d yük akımını T_1 tristörü üzerine alır ve $T_1 - C - D_1 - L_1 - T_1$ kapalı çevresi üzerinden kondansatör - $U_{c0} \cong -U_{d1}$ ilk gerilimiyle L_1 C seri rezonans devresi salınmaya başlar. Yarım rezonans periyodu sonunda kondansatör gerilimi U_{c1} olur ve D_1 diyodunun tıkanması ile rezonans devresi son bulur. Kondansatör gerilimi sıfır oluncaya kadar T_2 tristörü negatif gerilime maruz kaldığından, T_1 tetiklendiğinde en az rezonans devresi ile kondansatör gerilimi sıfır oluncaya kadar T_2 tristörü negatif gerilime maruz kaldığından, T_1 tetiklendiğinde en az rezonans devresi ile kondansatör gerilimi yön değiştirinceye kadar beklenir ve istendiği zaman T_1 tristörünü söndürmek üzere T_2 tetiklenir.



Şekil 3.3. Seri LC komütasyonlu dc kıyıcı devresi.





Şekil 3.4. Seri LC komütasyonlu dc kıyıcı ile ilgili değişimler.

T_2 tetiklendiğinde I_d yük akımını üzerine almasıyla T_1 tristör sönür. I_d akımıyla, kondansatör geriliminin önce sıfır olup sonra yaklaşık U_d değerine erişmesiyle yük akımını D_2 diyoduna devrederek T_2 tristör kendiliğinden iletimden çıkar. T_1 tristörünün uçlarındaki gerilim, kondansatör gerilimi sıfır oluncaya kadar negatiftir.

T_1 tristörünün tekrar tetiklenmesi ile devrenin çalışması periyodik olarak devam eder.

Şekil 3.3'deki dc kıyıcı devresinde T_1 tristör tetiklendiğinde LC seri rezonans devresinden geçen akım ve kondansatör gerilimi,

$$i_c(t) = \frac{U_{co}}{\omega L_1} e^{-\frac{R}{2L}t} \sin \omega t \quad (3.7)$$

$$u_c(t) = -U_{co} + U_{co} \left(1 - e^{-\frac{R}{2L}t} \cos \omega t \right) \quad (3.8)$$

bulunur. Burada,

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_1 C} - \left(\frac{R}{2L} \right)^2} \quad (3.9)$$

R salınım devresinin doğal direncini gösterir.

ω ifadesinde R direnci ihmal edilirse

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_1 C} \quad (3.10)$$

elde edilir.

Rezonans devresi salınımı D_1 diyodunun tıkanmasıyla yarım periyot sonra son bulur.

Bu durumda $t = \frac{T_0}{2} = \pi \sqrt{L_1 C}$ için k_e üstel zayıflama sabiti,

$$k_e = e^{-\frac{\pi}{2} \cdot R \cdot \sqrt{C/L}} < 1 \quad (3.11)$$

olarak alındığında, (3.8) ifadesinden bu andaki kondansatör gerilimi,

$$U_{c1} = k_e \cdot U_{co} \quad (3.12)$$

şeklinde yazılabilir. Komütasyon, kondansatör geriliminin U_{ci} değerinde oluştuğuna ve t_1 tristörünün serbest kalma zamanı t_{q1} olduğuna göre kondansatör kapasitesi C , emniyet faktörü hesaba katılarak,

$$C = \frac{\sigma_s \cdot t_{q1} \cdot I_d}{k_e U_{co}} \quad (3.13)$$

bulunur. Komütasyon süresi,

$$t_k = C \cdot \frac{U_{co} + U_{ci}}{I_d} = C \cdot (1 + k_e) \frac{U_{co}}{I_d} \quad (3.14)$$

bulunur. Baştan avans süresi,

$$t_{\beta 1} = \pi \sqrt{L_1 \cdot C} \quad (3.15)$$

olarak elde edilir.

Şekil 3.4'deki t_{N2}' süresi,

$$t_{N2}' = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_1 C} \quad (3.16)$$

olarak bulunur. T_2 tristörünün serbest kalma zaman t_{q2} ve $t_{N2}' \geq t_{q2}$ ise, sondan avans süresi,

$$t_{\beta 2} = t_k \quad (3.17)$$

olup, $t_{N2}' < t_{q2}$ ise,

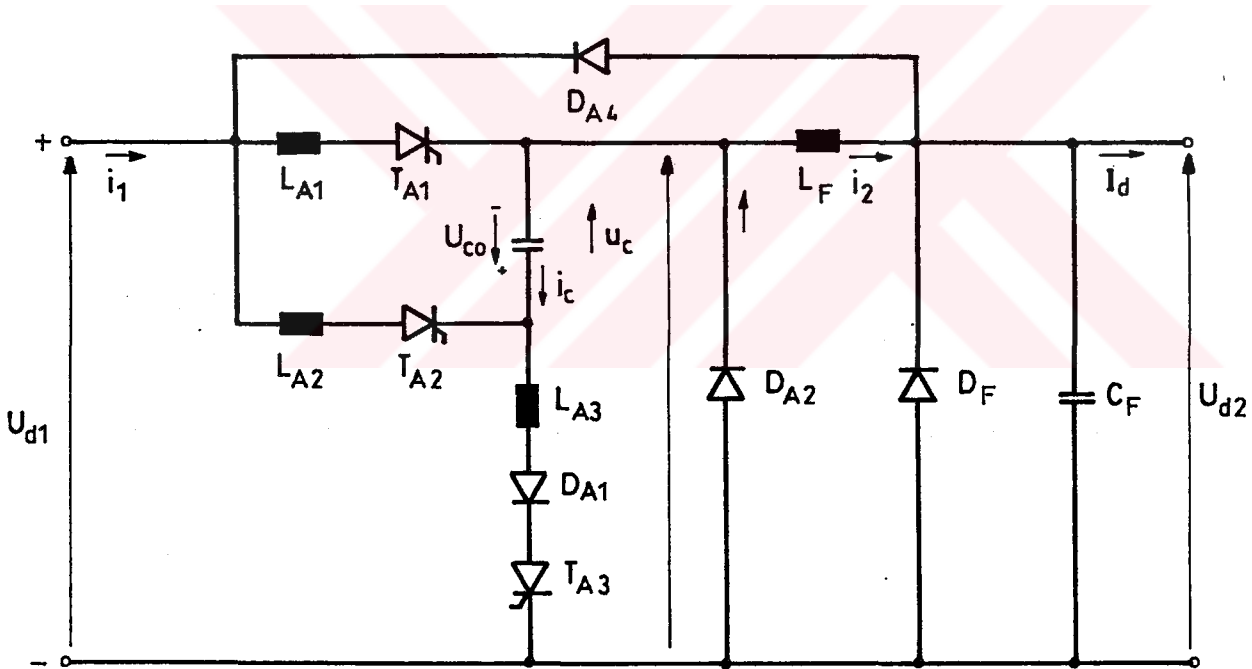
$$t_{\beta 2} = t_k + (t_{q2} - t_{N2}') \quad (3.18)$$

olur.

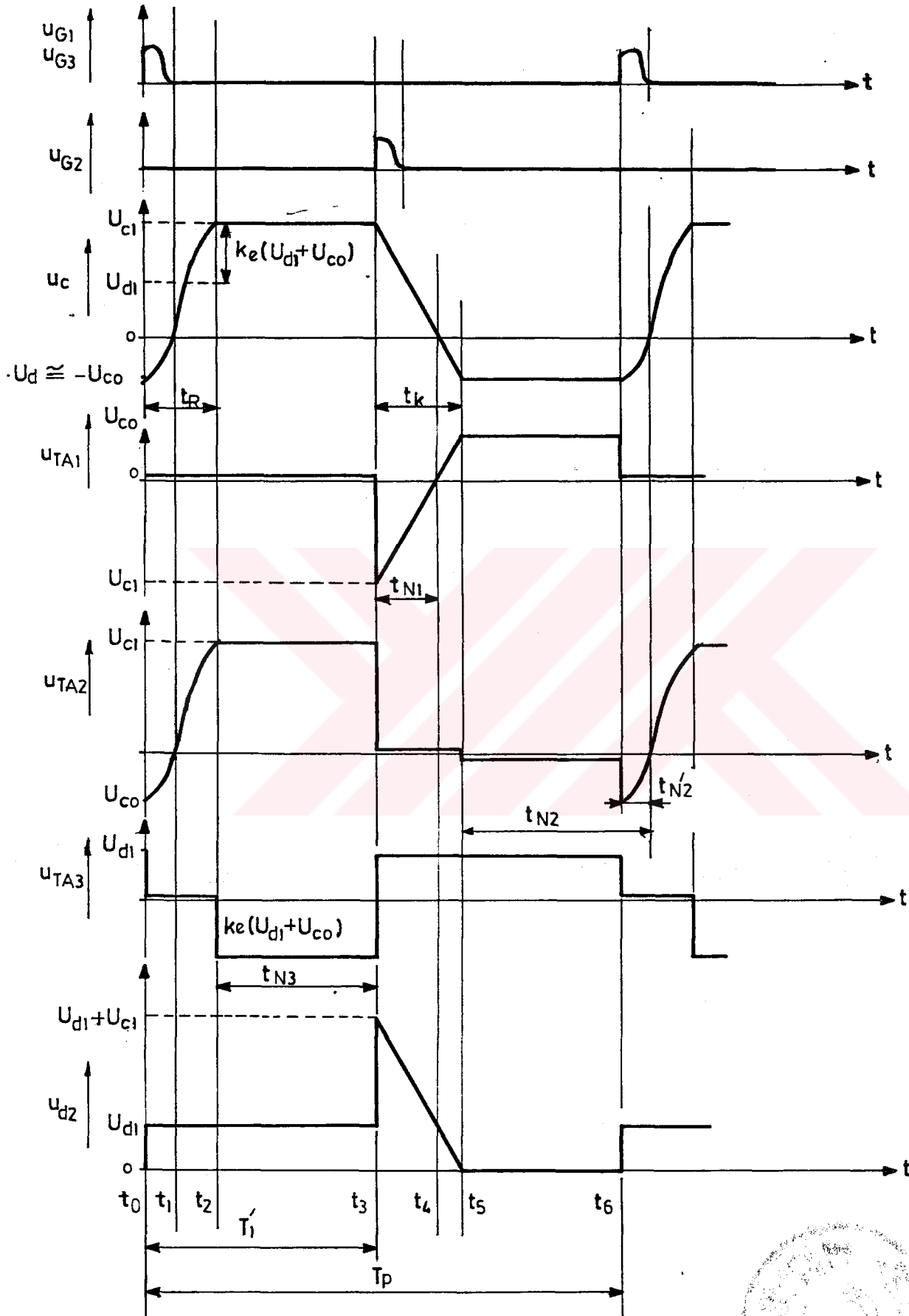
3.2.3. Uygulama Devresinde Kullanılan dc Kiyıcının Çalışma Prensipli

Şekil 3.5'te, uygulama devresinde kullanılan seri rezonans komütasyonlu bir dc kiyıcı devresi görülmektedir [10]. Bu devrenin çalışması ile ilgili değişimler Şekil 3.6'da verilmiştir.

Bu devrede T_{A1} ve T_{A3} tristörleri tetiklendiğinde, D_2 diyodunun geçirmekte olduğu I_d akımını T_1 tristörü üzerine alır ve dc kaynak - L_{A1} - T_{A1} - C - L_{A1} - D_{A1} - T_{A3} - dc kaynak kapalı çevresi üzerinden, $U_{d1} + U_{co}$ gerilimiyle L_{A3} - C seri rezonans devresi salınmaya başlar. Yarım rezonans periyodu sonunda, $U_{co} \cong -U_d$ ilk gerilimine sahip kondansatörün gerilimi U_{c1} değerine erişir ve D_{A1} diyodu ile T_{A3} tristörünün tıkanmasıyla rezonans devresinin salınması durur. Bu andan itibaren istenen çıkış gerilimine göre en az, T_{A3} tristörünü t_{q3} serbest kalma zamanı kadar beklenmesi koşuluyla, belirli bir zaman sonra T_{A2} tristörü tetiklenir. Burada kondansatör gerilimi sıfır oluncaya kadar, T_{A2} tristörünün uçlarına negatif gerilim gelir. T_{A3} tristörünün paralel R-C elemanı üzerinden oluşacak ters rezonans devresi akımı T_{A1} tristörünün sönmemesi için D_{A1} diyodu konmuştur.



Şekil 3.5. DC Kiyıcı devresi.



Şekil 3.6. DC Kırıcı devresi ile ilgili Değişimler.

T_{A2} tristörü tetiklendiğinde, T_{A1} in sönmesi ile I_d akımını hemen bu tristör üzerine alır. Bu akımla kondansatör geriliminin önce sıfır olup sonra yaklaşık $-U_{d1}$ gerilimine erişmesiyle I_d akımını D_{A2} diyoduna aktararak T_{A2} tristörü kendiliğinden iletimden çıkar. İletimden çıkan T_{A1} tristörü, kondansatör gerilimi sıfır oluncaya kadar negatif gerilimde tutulmuş olur. D_{A3} diyodu C_F filtre kondansatörünün ters olarak dolmaması, D_{A4} diyodu ise bu kondansatörün gerilim değerinin U_d kaynak gerilimini aşmaması için konmuştur. T_{A1} ve T_{A3} tristörlerinin tekrar tetiklenmeleriyle devrenin çalışması periyodik olarak devam eder.

Şekil 3.5 de görülen DC kıyıcının $L_{A3} - C$ seri rezonans devresinde, kondansatörden geçen akım ve kondansatör uçlarındaki gerilimin ifadeleri

$$i_c = \frac{U_{d1} + U_{co}}{\omega L} e^{-\frac{R}{2L}t} \sin \omega t \quad (3.19)$$

$$U_c = -U_{co} + (U_{d1} + U_{co}) (1 - e^{-\frac{R}{2L}t} \cos \omega_0 t) \quad (3.20)$$

olarak elde edilir. Burada $L = L_{A1} + L_{A3}$, olup R salınım devresi doğal direnci,

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} \quad (3.21)$$

dir. Salınım devresi R direnci ihmal edilirse,

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC} \quad (3.22)$$

olarak yazılabilir.

Kayıpsız durumda, yani $R=0$ için bu değerler,

$$i_c = \frac{U_{d1} + U_{co}}{\omega_0 L} \sin \omega_0 t \quad (3.23)$$

$$U_c = -U_{co} + (U_{d1} + U_{co}) (1 - \cos \omega_0 t) \quad (3.24)$$

olur. Bu rezonans devresinin salınımı yarım periyot sonunda D_1 diyodunun tıkanmasıyla son bulur. Yarım periyot sonunda $t = t_2$ anında,



$$\frac{T_0}{2} = \frac{\pi}{\omega_0} = \pi \sqrt{LC} \quad (3.25)$$

ve bu durumdaki üstel zayıflama sabiti,

$$k_e = e^{-\frac{\pi}{2} R \sqrt{C/L}} \leq 1 \quad (3.26)$$

olarak alındığında bu andaki kondansatör gerilimi, $\omega_0 t = \pi$ alınarak (3.20) ifadesinden,

$$U_{c1} = U_{d1} + k_e (U_{d1} + U_{co}) \quad (3.27)$$

elde edilir.

Komütasyon, kondansatör gerilimin U_{c1} değerinde oluştuğuna ve T_1 tristörünün serbest kalma zamanı t_{q1} olduğuna göre, σ_s emniyet faktörü dikkate alınarak kondansatör kapasitesi,

$$C = \sigma_s \cdot t_{q1} \cdot I_d / U_{c1} \quad (3.28)$$

yazılabilir. Yukarıdaki denklemde U_{c1} 'in (3.27) deki değeri yazılırsa, kondansatörün kapasitesi

$$C = \frac{\sigma_s \cdot t_{q1} \cdot I_d}{U_{d1} + k_e (U_{d1} + U_{co})} \quad (3.29)$$

bulunur.

Komütasyon süresi,

$$t_k = C (1 + k_e) (U_{d1} + U_{co}) / I_d \quad (3.30)$$

bulunur. $L_{A1} \ll L_{A3}$ olduğundan baştan avans süresi,

$$t_{\beta 1} = \pi \sqrt{L_{A3} C} + t_{q3} \quad (3.31)$$

şeklinde yazılabilir.

Rezonans devresi kayıpsız kabul edildiğine göre ve $L_{A1} \ll L_{A3}$ olduğundan, kondansatör geriliminin değişiminden gidilerek,

$$t'_{N2} = \sqrt{L_{A3} C} \arccos \left(U_{d1} / (U_{d1} + U_{co}) \right) \quad (3.32)$$



bulunur. Sondan avans süresi, $t'_{N2} \geq t_{q2}$ ise,

$$t_{\beta 2} = t_k \quad (3.33)$$

olup, $t'_{N2} < t_{q2}$ ise,

$$t_{\beta 2} = t_k + (t_{q2} - t'_{N2}) \quad (3.34)$$

olur. Tristörlerin negatif gerilimde tutulma süreleri,

$$t_{N1} = C \left[U_d + k_\theta (U_d + U_{co}) \right] / I_d \quad (3.35)$$

$$t_{N2} = T_p - (T_1' + t_k) + t'_{N2} \quad (3.36)$$

olarak bulunur.

I_d akımının sabitliği, L_F filtre ve yük endüktivitesinin değerine bağlıdır. Süzme amacıyla kullanılan L_F endüktivitesinin büyük değerli olması sistemi dinamik olarak yavaşlatacağından en iyi yol, mümkün olduğu kadar endüktivite değerinin düşük ve dc kırıyıcı çalışma frekansının yüksek seçilmesidir [8], [10],[12],[14].

3.3 İnverterin Kendi İçinde Gerilim Ayarı

3.3.1. Kesme Kumandası

Zorlamalı komütasyonlu 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 Bölüm 2 Şekil 2.3'deki 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 takdirde faz gerilimi faz akımına ve onun yönüne bağlıdır.

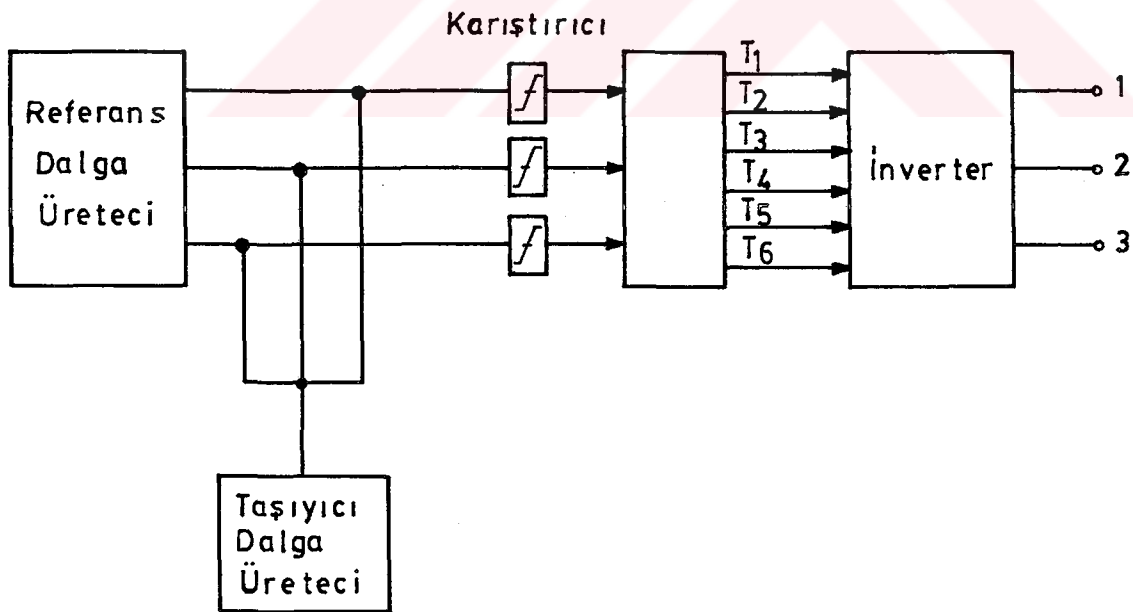
Yükün omik olması halinde meydana gelen gerilimin değişimi kolaylıkla belirlenebilir. Endüktif yük durumunda, üç fazlı köprü montajında tristörlerin iletimde kalma sürelerinin kısaltılması halinde, akımın ters akım diyotları tarafından geçirildiği zaman aralıklarında gerilim bağıntıları karmaşıktır.

3.3.2. Üç Fazlı Köprü PWM İnverterler

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. İnverter giriş dc gerilimi diyot köprüsünden oluşan kontrolsüz doğrultucudan sağlanır. PWM inverterlerde anahtarlama elemanı olarak, güç tranzistörleri, hızlı tristörler, IGBT, GTO, güç MOSFET'leri MCT gibi yarı iletken güç elemanları kullanılabilir.

İnverter çıkış frekansının kontrolü, anahtarlama elemanlarının iletimde kalma süreleri uygun şekilde değiştirilmek suretiyle gerçekleştirilir.

Üç fazlı inverterin, 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 üçgen taşıyıcı dalganın düşük frekanslı bir referans dalgası ile karşılaştırılması ile elde edilebilir.



Şekil 3.7. Referans gerilimi ve taşıyıcı dalganın karşılaştırılması ile gerçekleştirilen PWM inverterin blok diyagramı.

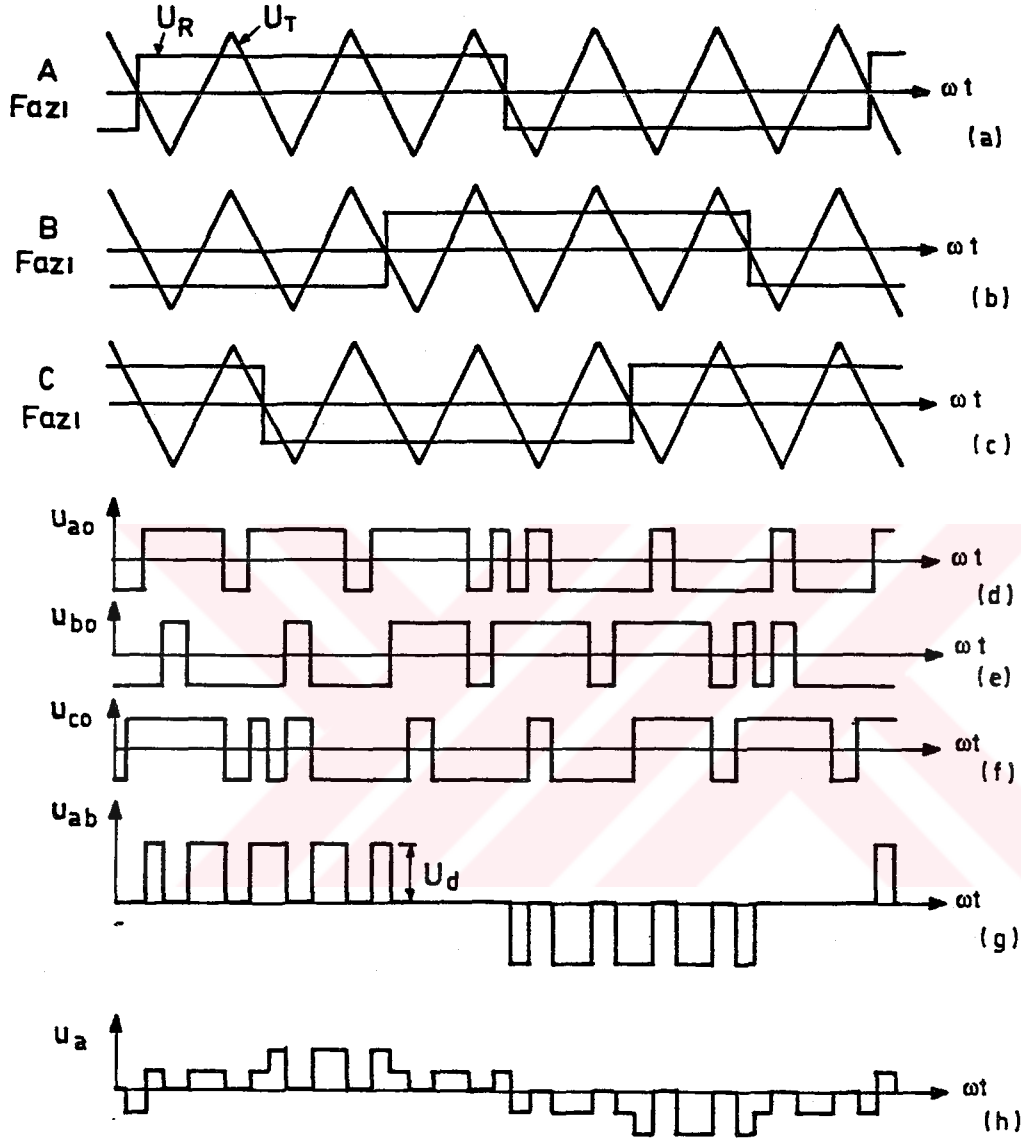
Şekil 3.7'de referans gerilimi ve taşıyıcı dalganın karşılaştırılması ile gerçekleştirilen PWM inverterin blok diyagramı görülmektedir. Üç fazlı simetrik aralarında 120° faz farkı olan referans dalgalar, referans dalga üreticisi tarafından üretilmektedir. Frekans ve genliği sabit olan üçgen dalgalar 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) Kare Dalga PWM

Kare dalga inverterin 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. İnverter çıkış gerilimi istendiği gibi boşluklardan oluşan ve frekansı referans dalganın frekansına eşit gerilimindir. Bir yarı dalgaadaki boşlukların sayısını, taşıyıcı dalga frekansının referans dalga frekansına oranı olan p taşıyıcı oranı belirler.

Şekil 3.8 da üç fazlı kare dalga PWM inverterin gerilim dalga şekilleri görülmektedir. Şekil 3.8 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 onlarını belirler. u_{a0} , u_{b0} ve u_{c0} ile gösterilen uç gerilimleri Şekil 3.8'd, e, f'de, $u_{ab} = u_{a0} - u_{b0}$ 'a eşit hat gerilimi Şekil 3.8' g de görülmektedir. Şekil 3.8 h'de ise yükün yıldız bağlı olması durumunda ilgili faz geriliminin 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.

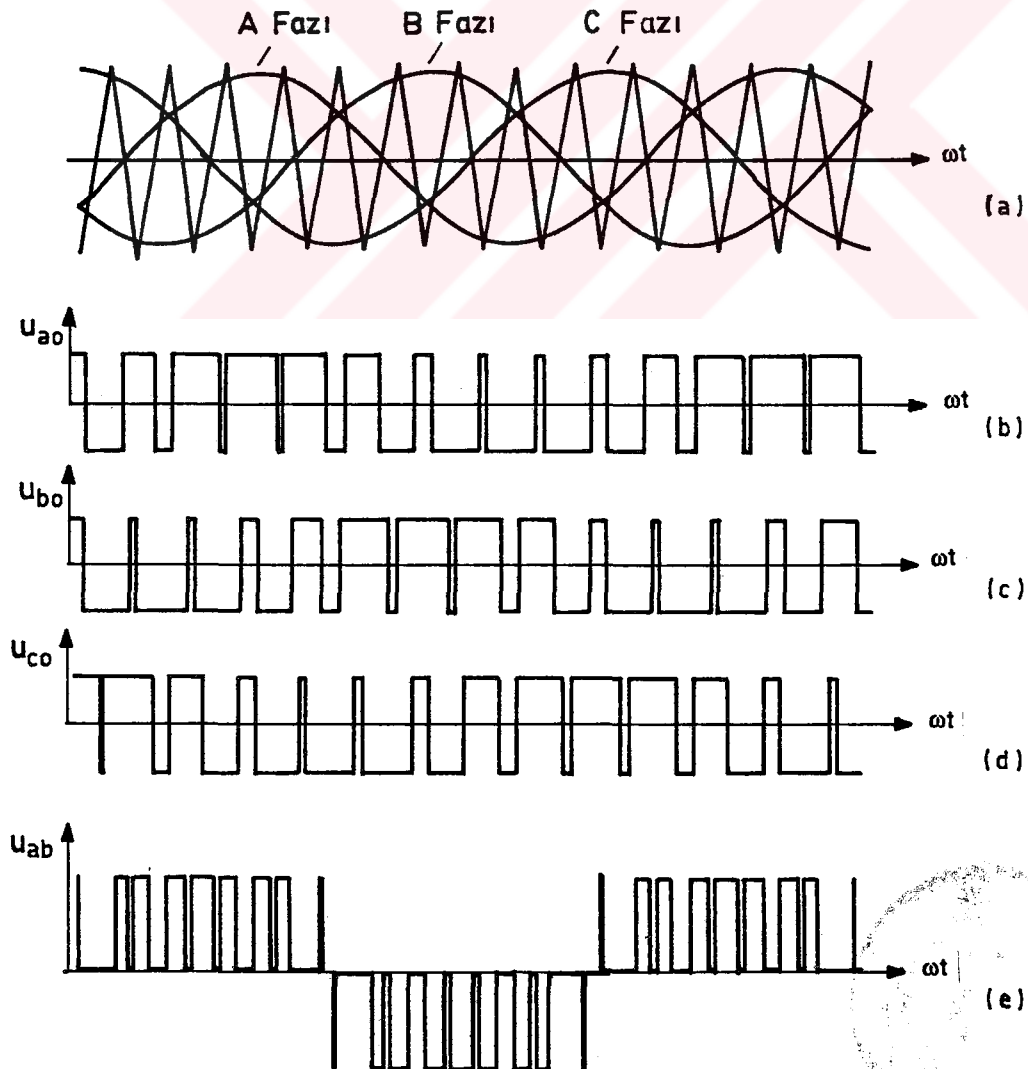


Şekil 3.8. Üç Fazlı kare dalga PWM inverterin gerilim dalga şekilleri (a),(b),(c) Komparatör giriş gerilimleri; (d),(e),(f), inverterin uç gerilimleri; (g) Hat gerilimi; (h), faz nötr gerilimi.

Harmonik içeriğinin artması yüzünden kare dalga PWM'de motor kayıpları altı basamaklı dalga şekline göre daha büyüktür. Bir kare dalga PWM inverterde taşıyıcı oranının yüksek olmasının avantajı en önemli anahtarlama harmoniklerinin büyük frekanslı olmasıdır. Meydana gelen büyük frekanslı akım harmonikleri motor kaçak endüktansı vasıtasıyla daha iyi süzülür. Fakat yüksek taşıyıcı oranları ile bile harmonik içeriği en iyi halde altı basamaklı dalganinkine yaklaşır.

b) Sinüsoidal PWM

Referans dalga olarak sinüs dalgası kullanılması durumundaki modülasyon, sinüsoidal darbe genişlik modülasyonu olarak adlandırılır. Şekil 3-9'da sinüsoidal PWM'e ait referans gerilimleri ve fazlara ait uç gerilimleri ile u_{ab} fazlar arası gerilimin değişimi görülmektedir. Burada modülasyon oranı 9 ve modülasyon indeksi yaklaşık olarak 1'dir.

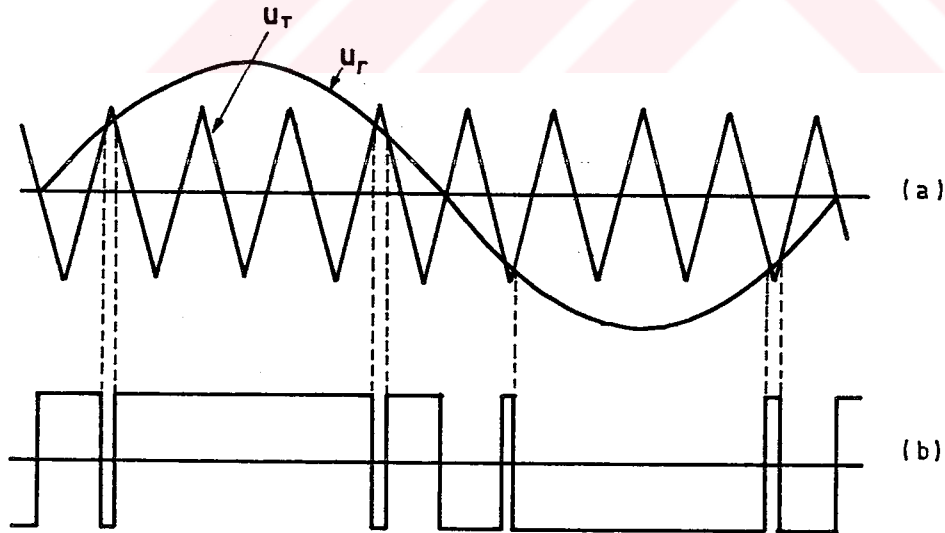


Şekil 3.9. Üç fazlı sinüsoidal PWM (a) Komparatör giriş gerilimleri; (b),(c),(d) inverter uç gerilimleri; (e) fazlar arası gerilim.

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

Büyük taşıyıcı oranlarındaki sinüsoidal PWM inverterde en etkili harmonikler yüksek mertebededir ve p taşıyıcı oranına bağlıdır. Bu harmonikleri fourier açılımı ile bulmak mümkündür.

Sinüsoidal PWM inverterlerin ana dalga çıkış gerilimi, modülasyon indeksi 1 değerine çıkarılmak suretiyle maksimum değerine yükseltilir. Verilen bir dc ara devre gerilimi için, sinüs dalga PWM inverterle elde edilebilecek en büyük ana dalga gerilimi, altı basamaklı inverterdekinin % 78'idir. Şekil 3.10'da görüldüğü gibi M 1'in üzerine çıkarıldığında, bir sinüs dalga PWM inverterde mevcut dc ara devre geriliminden daha iyi yararlanmak mümkündür. M 'in 1'den



Şekil 3.10. Aşırı modülasyonlu sinüsoidal PWM (a) Komparatör giriş gerilimleri, (b) komparatör çıkış gerilimi ve uç gerilimi.

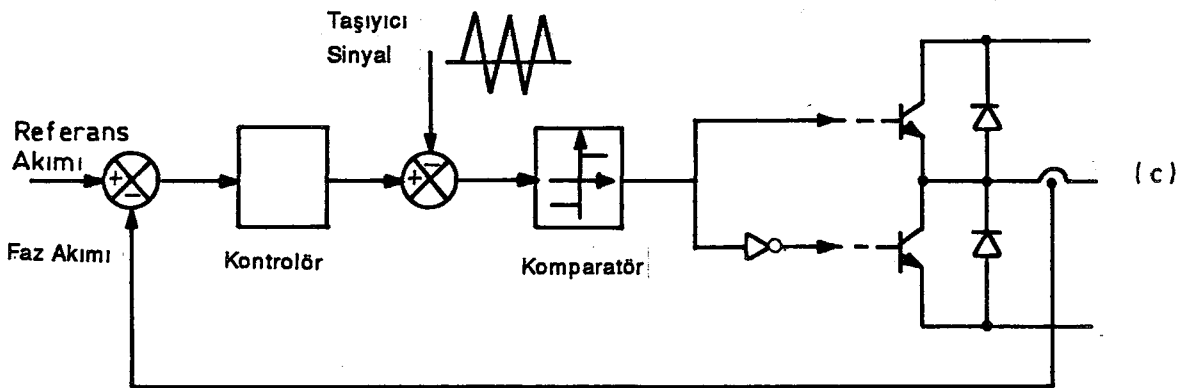
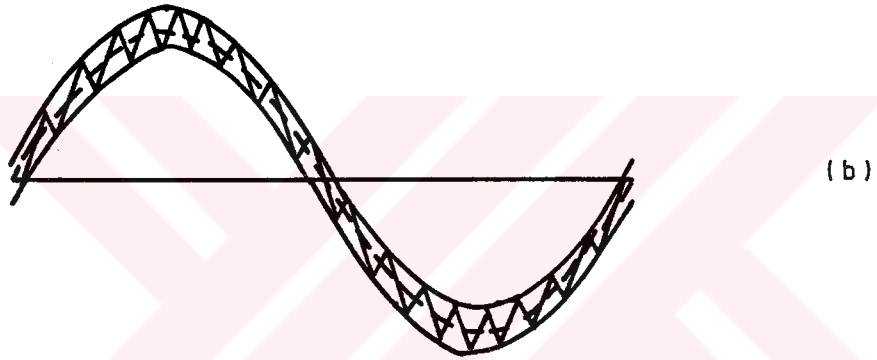
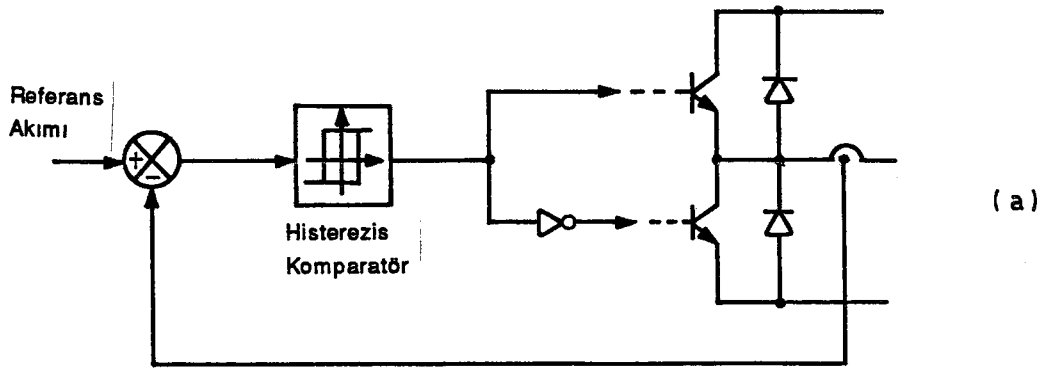
büyük değerleri için gerçekleştirilen bu tip PWM aşırı modülasyonlu sinüsoidal PWM olarak adlandırılır. Bu durumda referans ve taşıyıcı dalgaların bazı kesim noktaları kaybolur ve sonuç olarak çıkış gerilim dalgasındaki bunlara ait darbeler ortadan kalkar. Aşırı sinüsoidal modülasyonun sakıncası ise çıkış gerilimi dalga şeklinde yeniden düşük mertebeli harmoniklerin ortaya çıkmasıdır.

İnverterden alınabilecek çıkış gerilimi, sinüsoidal olmayan bir referans gerilimi kullanmak suretiyle de arttırılabilir. 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 üçe 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 devresinin bulunması, birbirinden bağımsız muhtelif PWM ünitelerinin paralel çalışmasına imkan verir.

c) Akım Kontrollü PWM

Gerilim ara devreli bir inverter ile kontrollü bir akım çıkışı sağlamak için, akım ayar ilavesiyle gerçekleştirilen inverterler akım kontrollü PWM inverter olarak adlandırılır. Akım kontrolü çeşitli şekillerde gerçekleştirilebilir. Şekil 3.11'de 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 sınırlandırılır. 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 3.11 b'de basit hizterezis veya açık / kapalı denetleyici ile elde edilen dalga şekli görülmektedir.



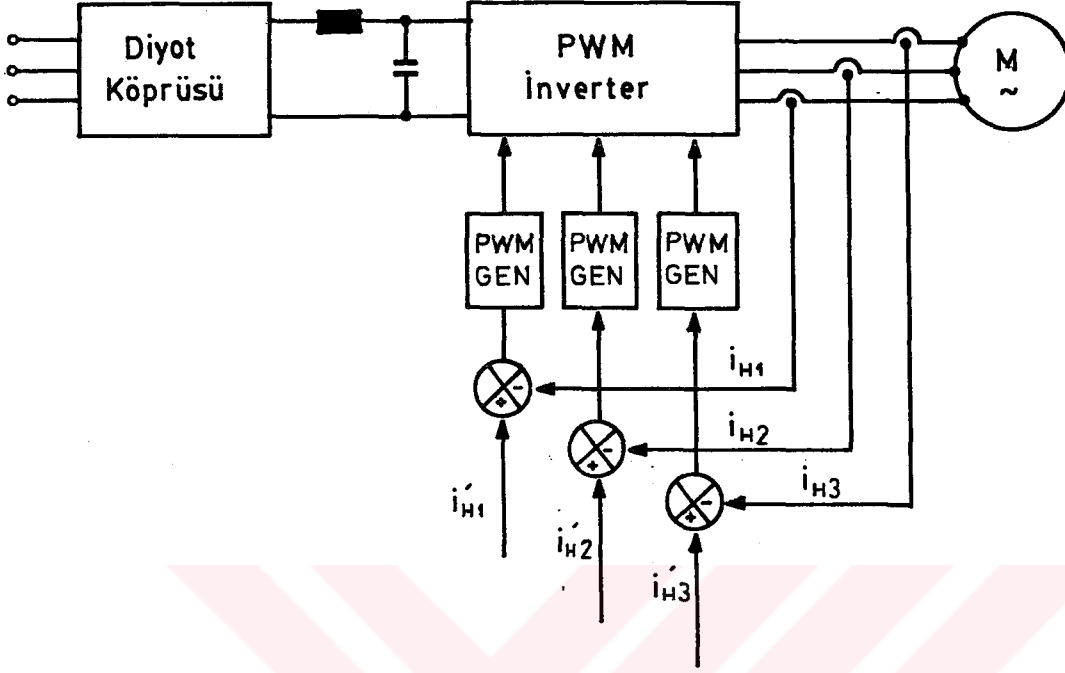


**Şekil 3.11. Akım kontrollü PWM (a) Bir inverter kolunun kontrolü
 (b) Çıkış akımı dalga şeklini değişimi
 (c) Akım kontrol yöntemi**

Şekil 3.11 c'de ise en yaygın olarak kullanılan akım kontrol yöntemi görülmektedir. Burada akım hatası sabit frekanslı bir üçgen taşıyıcı dalga ile karşılaştırılmaktadır. Eğer referans akımı gerçek akımdan daha büyükse, elde edilen hata pozitif ve üstteki elemanın iletimde kalma süresi alttaki elemanınıkini aşar. Sonuç olarak ac hat akımını arttırmak için inverter kolu daha uzun süre pozitif yönde anahtarlanır. Akım hatası negatif ise inverter kolu daha uzun süre negatif yönde anahtarlanır. Üç fazlı bir sistemde üç tane akım denetleyici ve yüksek frekanslı müşterek taşıyıcı dalgaya ihtiyaç vardır. Her inverter kolu taşıyıcı dalga frekansında anahtarlanır.

Sabit frekanslı veya açık/kapalı PWM akım kontrol yöntemleriyle yüksek kalitede akım kontrollu bir ac kaynak elde edilebilir. Hızlı akım kontrol çevrimli ve anahtarlama frekansı yüksek olan bir inverter ile, motor akımının genlik ve faz bakımından hızlı olarak ayarı sağlanabilir. Akım kontrollu inverterler, dinamik cevap ve sıfıra kadar devir sayılarında düzenli çalışmaya elverişli olduklarından servo tahriklerde önemli ölçüde kullanılırlar.

Şekil 3.12'da akım kontrollu PWM ile ac servo motorun beslenmesine ilişkin blok şeması gösterilmiştir. Burada, i_{H1} , i_{H2} , ve i_{H3} gerçek hat akımlarının, i_{HF1} , i_{HF2} , i_{HF3} referans akımlarını izlemesini sağlayan üç fazlı ayar çevrimi görülmektedir. PWM generatör blokları, inverter için PWM tetikleme sinyallerini üreten histerezis denetleyici veya sabit frekanslı modülatörü göstermektedir. Kontrol edilebilir akım kaynağı olarak iyi bir çalışma için ac hat akımı gerektiği gibi değiştirilebilmelidir. Bunun için dc ara devre geriliminin yeteri kadar büyük olması zorunludur.



Şekil 3.12 Akım kontrollu PWM ile beslenen ac motor tahrik sisteminin blok şeması.

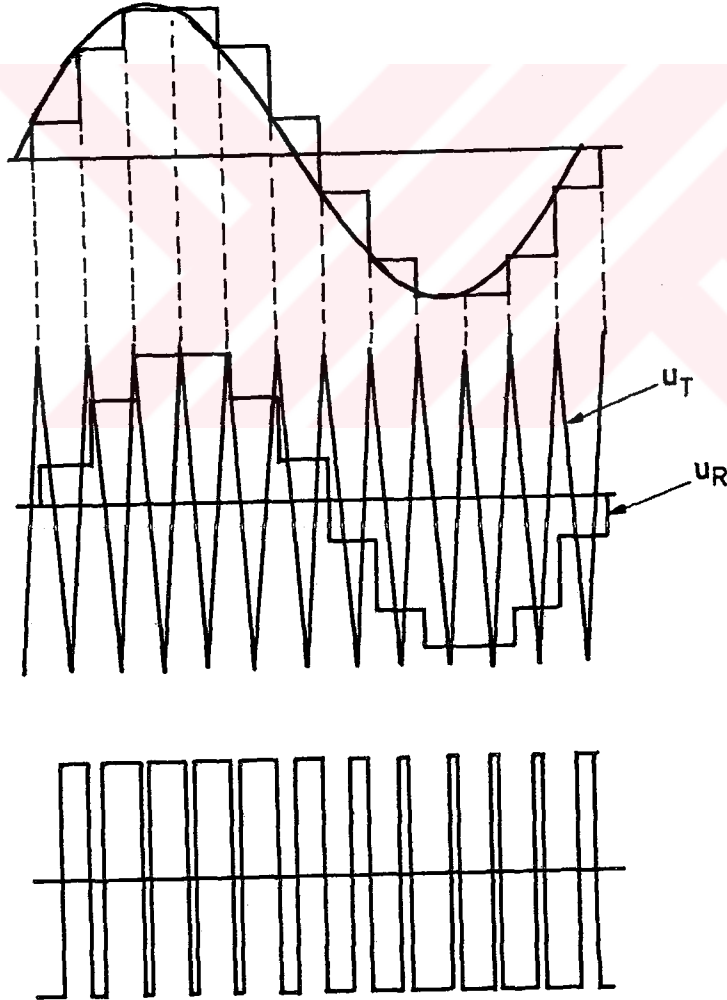
d) Diğer PWM Teknikleri

Ac motor kontrolunda kullanılan gerilim kaynaklı PWM inverterlerde genel olarak kare dalga veya sinüsoidal PWM yöntemleri tercih edilir. Ana dalga gerilim çıkışı kontrol edilirken PWM yönteminde ek olarak harmonik bileşenler ortaya çıkar.

Üç fazlı köprü montajlı PWM inverterlerde, ana dalga gerilimini bazı özel değerlere ayarlamak ve aynı zamanda belirli seçilmiş harmonikleri elimine etmek için gerekli anahtarlama açıları hesaplanabilir. Bu metoda PWM yöntemi ile seçilmiş harmoniklerin yok edilmesi metodu denir. Örneğin, PWM inverterlerde etkili olan en önemli en düşük mertebeden dört harmonik 5,7,11,13 üncü mertebededir. Bu dört harmonik elimine edilirse, 17. mertebeden daha küçük mertebeli harmonikleri içermeyen bir dalga şekli elde edilir.

Bir diğerk yaklaşımda harmoniklerin istenmeyen etkilerine bağılı olarak bir performans indeksi tarif etmektir. Ana dalga gerilimi kontrol edilecek ve performans indeksi minimum olacak şekilde anahtarlama açılarını seçmektir. Buna "programlanmış dalga şekli" veya "distorsiyon minimizasyonu" denir.

Son yıllarda PWM dalga şekillerinin üretilmesi için sayısal ve mikroişlemciye dayalı tekniklerin kullanılması gittikçe daha fazla önem kazanmaktadır. Özellikleri itibariyle mikroişlemci uygulaması daha yaygın olan muntazam örneklenmiş PWM Şekil 3.13'de gösterilmiştir. Burada sinüsoidal modülasyon dalgası, senkronize taşıyıcı dalganın pozitif veya hem pozitif hem negatif tepelerine uygun olarak muntazam aralıklarda örneklenmiştir.



Şekil 3.13. Muntazam örneklenmiş PWM.

Yeni bir örnek alınıncaya kadar, "örnekle ve tut" devresi sabit seviyesini muhafaza eder. Bu işlemle referans dalga şekli basamak veya genlik bakımından modüle edilmiş hale dönüşür. Bu basamaklı dalga şekli, üçgen taşıyıcı dalga ile karşılaştırılır ve kesim noktaları inverter anahtarlama anlarını belirler. Büyük boyutlu sayısal entegre devre tekniğindeki son gelişmeler düzenli örneklemeye dayalı sayısal PWM modülatörünün geliştirilmesini sağlamıştır. Bu modülatör bir tek gövde içinde gerçekleştirilmiş bir entegre devre olup, asenkron motorlu bir tahrikte gerekli olan bütün frekans sahasını kapsamaktadır.

3.4. İnverter Çıkış Gerilimindeki Harmoniklerin Elimine Edilmesi

3.4.1. İnverter Çıkış Geriliminde Harmonik Distorsiyon

İnverter devrelerinde anahtarlama elemanı olarak kullanılan yarı iletken elemanlardan tristörler, lineer olmayan çalışma karakteristiğine sahiptirler. Tristörler, ya küçük bir direnç göstererek iletim durumunda, ya da büyük bir iç direnç göstererek kesim durumunda bulunurlar. Tristörlü inverter devreleri prensip olarak, dikdörtgen şeklinde değişen alternatif çıkış dalgaları üretir.

İnverterler günümüzde en yaygın olarak asenkron motor hız kontrolunda, frekansı değiştirilebilen gerilim kaynağı olarak kullanıldığından, bunların ürettiği alternatif gerilimin sinüsoidal biçimde olması istenir. Bu yüzden inverter devrelerinin çıkışında, temel bileşenin yanında ortaya çıkan harmoniklerin azaltılmasına çalışılır. Bu amaçla çeşitli metodlar geliştirilmiştir. Bu metodlardan birisi de, farklı genlik veya genişlikte birden fazla dikdörtgen dalga üreterek çıkış dalgasını bunların uygun bir senteziyle oluşturmaya dayanır.

Harmonik distorsiyon,

$$d = \frac{U_{\text{hef}}}{U} \quad (3.37)$$

şeklinde tanımlanır. Burada U çıkış dalgasının efektif değeri, U_{hef} ise aynı büyüklüğün temel bileşen dışındaki harmoniklerin toplam efektif değeridir.

Çıkışı tam kare dalga olan inverterlerde harmonik distorsiyon $d = 0,435$ dir. Çıkış geriliminin değişimi Bölüm 2 Şekil 2.3'de verilen inverterde harmonik distorsiyon $d = 0,297$ dir.

Toplam harmonik distorsiyonunu küçültmek ve temel bileşene yakın harmonikleri yok etmek için aşağıdaki iki yoldan biri izlenebilir:

1. Birden fazla inverter katı kullanarak, bunların ürettiği aynı genişlikli, farklı genlikli darbeleri, çıkışta basamaklı bir dalga elde edecek şekilde toplamak.
2. Bir inverter katı kullanarak genlikleri eşit, genişlikleri farklı darbeler üretmek ve çıkış dalgasını bunların kombinasyonu şeklinde oluşturmak.

3.4.2. Basamaklı Dalga Çıkışlı İnverterlerde Harmonik Distorsiyonun Azaltılması

Darbe genlik bindirimli inverterler olarak da adlandırılan bu tip inverterler, birden fazla inverterin çıkışlarının doğrudan veya transformatör yardımıyla toplanmasıyla elde edilir. Şekil 3.14'de böyle basamaklı dalga biçiminin iki ayrı inverter çıkışıyla nasıl elde edilebileceği gösterilmiştir.

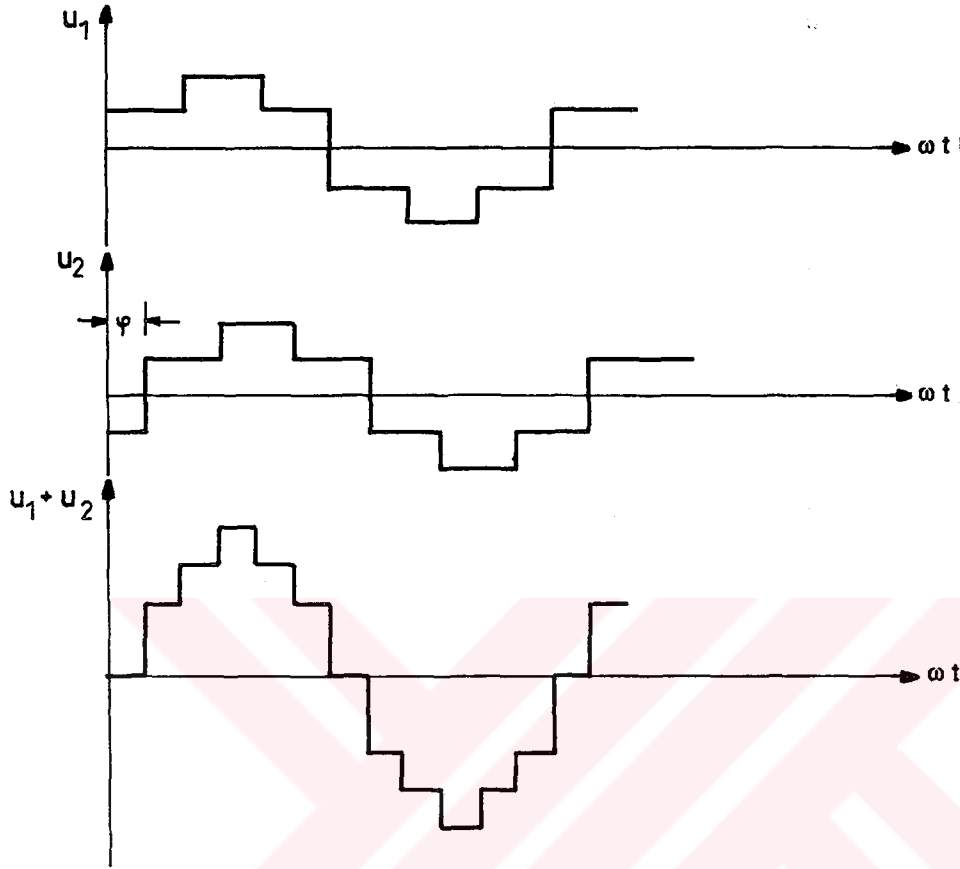
Basamaklı çıkış dalgası için değişik harmonik eliminasyonu ve toplam distorsiyonu küçültme çalışmaları yapılmıştır.

Bu tip basamaklı çıkış dalgasının harmoniklerini azaltmak için başlıca üç metod kullanılabilir:

- a) Basamak genişliklerini eşit veya belirli bir açının katları kabul ederek, basamak genliklerini değişken alarak,
- b) Basamak genliklerini eşit kabul ederek, basamak genişlikleri değişken alarak,
- c) Hem basamak genliklerini, hem de basamak genişliklerini değişken alarak,

harmonik eliminasyonu yapılabilir.



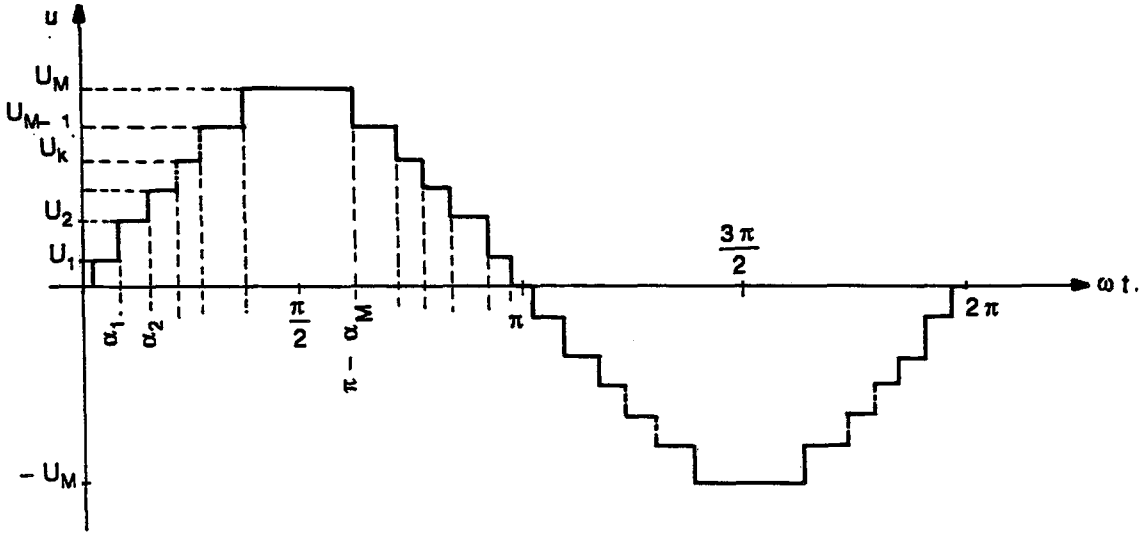


Şekil 3.14. Darbe genlik bindirimli dalga biçiminin elde edilmesi.

Genelde basamakların genlikleri değişken alındığında optimumlaştırma sonunda bulunan değerleri gerçekleştirme problemleri vardır.

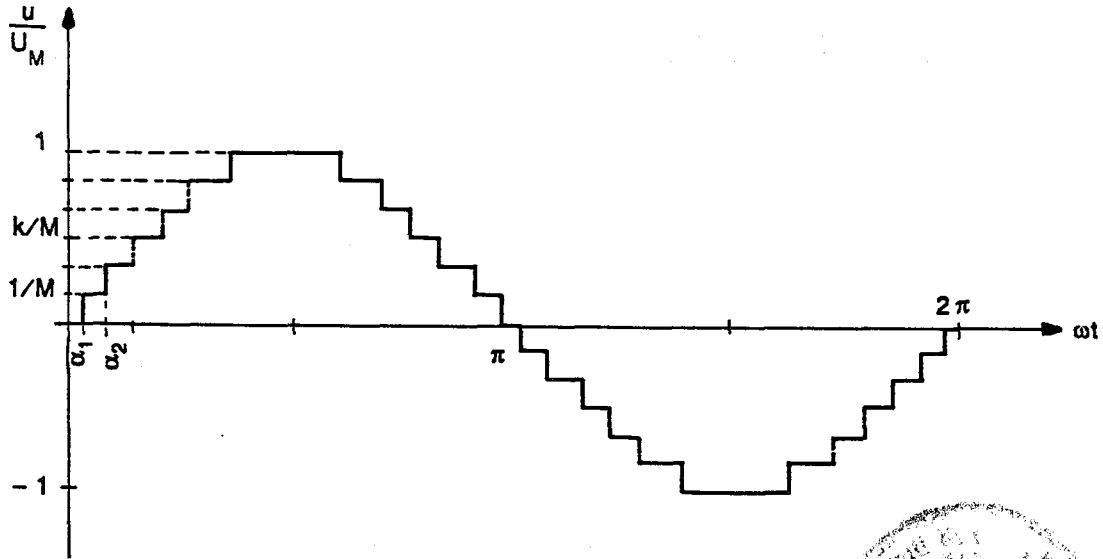
Şekil 3.5'de M basamaklı bir çıkış dalgasının genel şekli görülmektedir. Genel olarak basamaklı bir çıkış dalgasında, basamakların başlangıç ve bitişlerini belirleyen α_k açıları arasında ve basamakların genlikleri olan U_d değerleri arasında bir bağıntı yoktur.

Burada basamak sayısı kadar inverter katı kullanma zorunluluğu vardır. M basamaklı dalgada genlikler belirli bir U_0 değerinin tam katları şeklinde seçilirse, o zaman inverter, çıkışındaki bu basamaklar uygun transformatör düzenleriyle ve daha az sayıda inverter katı kullanarak gerçekleştirilebilir.



Şekil 3.15. M. Basamaklı bir çıkış dalgasının şekli.

M basamaklı dalganın basamak genlikleri için $U_k = k \cdot U_0$; $k = 1, 2, \dots, M$, matematiksel bağıntısının geçerli olduğu varsayılır ve harmonik distorsiyon bakımından α_k açıları optimum olarak hesaplanabilir. Bu varsayıma göre hareket edilerek, M basamağın genliğine eşit olan $M U_0$ değeri normalize edilecek olursa, Şekil 3.16'daki değişim elde edilir [15],[16],[42].



Şekil 3.16. M Basamaklı bir çıkış dalgasının normalize edilmiş şekli.

Fourier serisinin,

$$u(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n\omega t + b_n \cos n\omega t \quad (3.38)$$

şeklinde yazılan ifadesindeki a_n ve b_n katsayıları,

$$a_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} u(\omega t) \sin n\omega t d(\omega t) \quad (3.39)$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} u(\omega t) \cos n\omega t d(\omega t) \quad (3.40)$$

dir. Şekil 3.16'daki dalga şeklinin fourier serisine açılımında, bütün n değerleri için $b_n = 0$, $n = 2, 4, 6$ için $a_n = 0$, $n = 1, 3, 5$ için,

$$a_n = \frac{4}{\pi n \cdot M} \sum_{k=1}^M \cos n\alpha_k ; \quad (3.41)$$

şeklinde bulunur. Burada n harmoniğin numarasıdır. Elde edilen (3.41) nolu denklemde n yerine uygun değerler konarak istenen harmoniklerin genlikleri α_k açıları cinsinden bulunabilir. Yok edilmesi istenen harmoniklerin genlik ifadeleri (3.41) nolu denklemden çıkartılarak sıfıra eşitlenir ve bir denklem sistemi elde edilir. Bu denklem sistemini sağlayacak şekilde α_k değerleri çözülür. Genelde temel bileşen genliğinin arzu edilen değerde olması ve α_k değişkenlerinin uygun seçilerek M adet harmoniğin sıfır yapılması istendiğinden problemin çözümü güçleşir. Bu işlemin matematiksel olarak gerçekleştirilmesi için "varyasyon hesabı" ve "Laprange çarpanları" yardımıyla çözüme gidilir.

Problemde M adet bağımsız değişken olduğundan varyasyon hesabı ile çözümde $(M-1)$ adet koşul denklemi konabilir. Temel bileşene yakın olan harmoniklerin yok edilmesi uygun olacağından (3.41) bağıntısı yardımıyla koşul denklemleri olarak,



$$\begin{aligned}
\Psi_1(\alpha) &= a_3 = \frac{4}{3\pi M} (\cos 3\alpha_1 + \cos 3\alpha_2 + \dots + \cos 3\alpha_M) = 0 \\
\Psi_2(\alpha) &= a_5 = \frac{4}{5\pi M} (\cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 + \dots + \cos 5\alpha_M) = 0 \\
&\vdots \\
\Psi_{(M-1)}(\alpha) &= a_{2M-1} = \frac{4}{(2M-1)\pi M} [\cos(2M-1)\alpha_1 + \cos(2M-1)\alpha_2 \\
&\quad + \dots + \cos(2M-1)\alpha_M] = 0
\end{aligned} \quad (3.42)$$

denklemler seçilmiştir. Bu denklemlerin sağ tarafı sıfıra eşit olduğundan baştaki katsayıları atılarak,

$$\begin{aligned}
\emptyset_1(\alpha) &= \cos 3\alpha_1 + \cos 3\alpha_2 + \dots + \cos 3\alpha_M = 0 \\
\emptyset_2(\alpha) &= \cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 + \dots + \cos 5\alpha_M = 0 \\
\emptyset_{(M-1)}(\alpha) &= \cos(2M-1)\alpha_1 + \cos(2M-1)\alpha_2 + \dots + \cos(2M-1)\alpha_M = 0
\end{aligned} \quad (3.43)$$

şeklinde yazılabilir. Burada temel bileşen genliğinin arzu edilen değeri istendiğinden gözönüne alınacak fonksiyon (3.41) bağıntısı yardımıyla,

$$F(\alpha) = a_1 = \frac{4}{\pi M} (\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 + \dots + \cos \alpha_M) \quad (3.44)$$

şeklinde bulunabilir. (3.44) denklemi,

$$f(\alpha) = \cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 + \dots + \cos \alpha_M \quad (3.45)$$

şeklinde ele alınabilir.

$f(\alpha)$ 'nın mutlak değerce maksimumu, Lagrange çarpanları yardımıyla,

$$\begin{aligned}
g_1(\alpha, \lambda) &= \frac{\partial f}{\partial \alpha_1} + \lambda_1 \frac{\partial \emptyset_1}{\partial \alpha_1} + \dots + \lambda_{m-1} \frac{\partial \emptyset_{m-1}}{\partial \alpha_1} = 0 \\
g_2(\alpha, \lambda) &= \frac{\partial f}{\partial \alpha_2} + \lambda_1 \frac{\partial \emptyset_1}{\partial \alpha_2} + \dots + \lambda_{m-1} \frac{\partial \emptyset_{m-1}}{\partial \alpha_2} = 0 \\
&\vdots \\
g_M(\alpha, \lambda) &= \frac{\partial f}{\partial \alpha_M} + \lambda_1 \frac{\partial \emptyset_1}{\partial \alpha_M} + \dots + \lambda_{m-1} \frac{\partial \emptyset_{m-1}}{\partial \alpha_M} = 0
\end{aligned} \quad (3.46)$$

denklemleri elde edilir [14],[15]. Burada λ 'lar Lagrange çarpanlarıdır. (3.46) denklemlerinde λ değişkeni ile bilinmeyen sayısı $2M-1$ olmaktadır. (3.46) eşitliğinde verilen denklem takımları lineer olmadıklarından, bilinmeyenler için seçilen belirli bir değer takımı civarında sistem lineerleştirilip Newton - Rapson metoduyla çözüm elde edilebilir.

Burada,

$$\alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \alpha_3 \leq \dots \leq \alpha_M \leq \frac{\pi}{2} \quad (3.47)$$

eşitsizliğini sağlayan çözüm takımının seçilmesi gerekir.

$$[G(\alpha)] = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial g_1}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial g_1}{\partial \alpha_M} \\ \frac{\partial g_2}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial g_2}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial g_2}{\partial \alpha_M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial g_M}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial g_M}{\partial \alpha_2} & \dots & \frac{\partial g_M}{\partial \alpha_M} \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

matrisinin, bulunan çözüm takımı için, kesin pozitif veya kesin negatif olup olmadığına bakılır. (3.43) ve (3.45) denklemlerinden elde edilen çözüm takımı için (3.48) matrisi kesin pozitif veya kesin negatif oluyorsa ve aynı çözüm takımındaki α_k 'lar $\alpha_1 \leq \alpha_2 \dots \leq \alpha_k \leq \dots \leq \alpha_M \leq \frac{\pi}{2}$ şartını sağlıyorsa istenen bir çözüme erişilmiş olur.

Newton-Rapson yöntemiyle çözümde (3.42) ve (3.45) denklemlerini

$$[Y] = \begin{bmatrix} \emptyset_1 \\ \emptyset_2 \\ \vdots \\ \emptyset_{M-1} \\ g_1 \\ g_2 \\ \vdots \\ g_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_{M-1} \\ y_M \\ y_{M+1} \\ \vdots \\ y_{2M-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

vektörü şeklinde, değişkenler ise,

$$[X] = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \alpha_M \\ \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \vdots \\ \lambda_{M-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_M \\ \vdots \\ x_{2M-1} \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

vektörü şeklinde ele alınır. Çözümde, değişkenler için keyfi seçilen bir,

$$[X_0]^T = [X_{10} \ X_{20} \ \dots \ X_{(2M-1)0}] \quad (3.51)$$

değer takımı ile başlanır. Burada T harfi transpozu gösterir. Daha sonra Y vektörünün seçilen X_0 için

$$[Y_0]^T = [y_{10} \ y_{20} \ \dots \ y_{(2M-1)0}] \quad (3.52)$$

şeklinde değerleri bulunur. bundan sonraki adımda Y vektörel bağıntısı,

$$[Y_0] + \left[\frac{\partial Y}{\partial X} \right]_0 [dx] = 0 \quad (3.53)$$

biçiminde, seçilen X_0 civarında lineerleştirilir. Burada,

$$\left[\frac{\partial y}{\partial x} \right]_0 = \begin{bmatrix} \frac{\partial y_1}{\partial x_1} & \frac{\partial y_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial y_1}{\partial x_{2M-1}} \\ \frac{\partial y_2}{\partial x_1} & \frac{\partial y_2}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial y_2}{\partial x_{2M-1}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial y_{2M-1}}{\partial x_1} & \frac{\partial y_{2M-1}}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial y_{2M-1}}{\partial x_{2M-1}} \end{bmatrix}_{x=X_0} \quad (3.54)$$

ve

$$[dx] = [dx_1, dx_2, \dots, dx_{2M-1}]^T \quad (3.55)$$

dir. Daha sonra (3.53) matrisel bağıntısı çözülerek dx 'in değerleri saptanır. Değişkenler için $X = X_0 + dX$ bağıntısından bulunan yeni değerlerle, istenen hata toleransına inene kadar işlemler tekrarlanır.

Basamak sayısı M parametre olarak yapılan çözümlerde temel bileşene en yakın harmonikler ve α_k açıları hesaplanabilir. Buna göre örneğin, iki basamaklı dalga şekli için elde edilen toplam harmonik distorsiyonu %29,7, üç basamaklı için %19,2, dört basamaklı için %13, beş basamaklı için %10,3 ve altı basamaklı için %8,2'e kadar düşürülmüştür. Basamakların genlikleri farklı seçilmek suretiyle distorsiyon oranını daha da düşürmek ve müsaade edilen % 5 sınırına yaklaştırmak mümkündür [15],[16],[33],[42].

3.4.3. Darbe Genişlik Modülasyonlu İnverterlerde Harmoniklerin Elimine Edilmesi

Üç fazlı köprü montajlı inverterlerde çalışma frekansının yarım periyodu içinde munavebe ile yüke sadece $+U_d$ ve $-U_d$ olmak üzere pozitif ve negatif gerilim blokları uygulanabilir. İki durumlu darbe metodu olarak adlandırılan bu metodla elde edilen genelleştirilmiş çıkış gerilimi dalga şekillerinin değişimi Şekil 3.17'de verilmiştir.

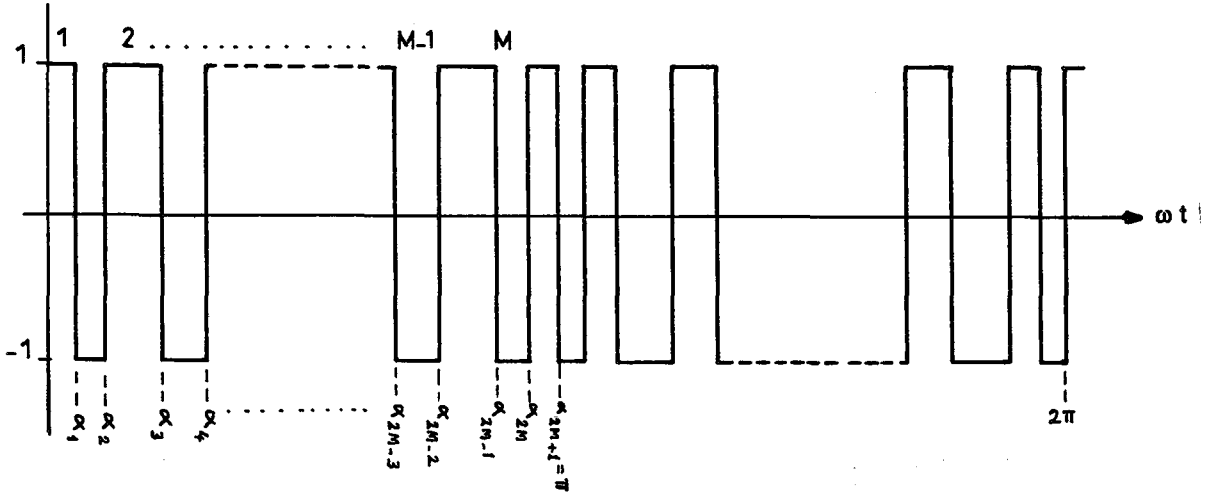
Yüke $+U_d$, 0, $-U_d$ olmak üzere üç farklı gerilimin uygulandığı üç durumlu darbe metodu ile elde edilen genelleştirilmiş çıkış gerilimi değişimi ise Şekil 3.18'de verilmiştir.

İki ve üç durumlu PWM dalga şekilleri, Bölüm 3.2.2'de açıklanan çeşitli PWM metodları yardımıyla elde edilebilir.

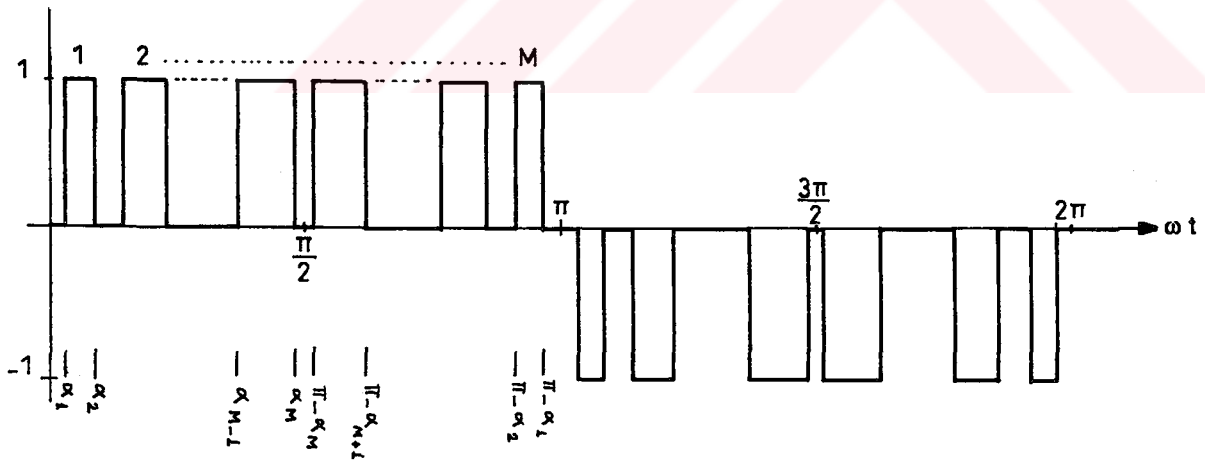
Burada $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k, \dots, \alpha_M$ anahtarlama açılarıdır. M , darbe sayısını gösterir. Çıkış gerilimi dc gerilim ve α açıları cinsinden ifade edilebilir. Bu amaçla çıkış gerilimi fourier serisine açılabilir. Şekil 3.17'de gösterilen iki durumlu PWM inverterin genelleştirilmiş çıkış dalga şekli simetri özellikleri de dikkate alınarak fourier serisine açılırsa a_n katsayısı,

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left\{ 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n \alpha_k \right\} \quad (3.56)$$

elde edilir. Fourier açılımında n 'in bütün değerleri için $b_n = 0$, n 'in çift değerleri için $a_n = 0$ dir.



Şekil 3.17. M darbesi olan iki durumlu PWM inverterlerin genelleştirilmiş çıkış dalga biçimi.



Şekil 3.18. M darbesi olan üç durumlu PWM inverterin genelleştirilmiş çıkış dalga biçimi.

Üç durumlu PWM inverter çıkış gerilimi fourier serisine açılırsa,

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left\{ \sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \cos n \alpha_k \right\} \quad (3.97)$$

elde edilir. (3.56) ve (3.57) denklemlerinde n harmonik numarasını göstermektedir.

Üç fazlı sistemde faz gerilimleri,

$$\left. \begin{aligned} u_a &= \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n \omega t \\ u_b &= \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ u_c &= \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \right\} \quad (3.59)$$

dir. (3.59) eşitliklerinden fazlar arası gerilim için,

$$u_{ab} = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \left[\sin n \omega t - \sin n \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (3.60)$$

ifadesi yazılabilir. $\sin C - \sin D = 2 \sin \left(C - \frac{D}{2} \right) \cos \left(C + \frac{D}{2} \right)$ trigonometrik bağıntısı dikkate alınarak fazlar arası gerilim,

$$u_{ab} = \sum_{n=1}^{\infty} 2 a_n \sin \frac{n\pi}{3} \cos n \left(\omega t - \frac{\pi}{3} \right) \quad (3.61)$$

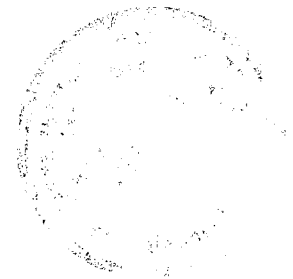
olarak bulunur. Fourier serisi katsayıları tanımından harmoniklerin genlikleri için,

$$C_n = 2 a_n \sin \frac{n\pi}{3} \quad (3.62)$$

bulunur. (3.62) eşitliğinde a_n değeri yazılarak harmonik genlikleri iki durumlu PWM için,

$$C_n = 2 \cdot \frac{4}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{3} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n \alpha_k \right] \quad (3.63)$$

bulunur.



Denklem (3.63)'den görüldüğü gibi, üç fazlı sistemde fazlar arası gerilimde üç ve üçün katları olan harmonikler yok olmaktadır. Bu şekilde $n=5,7,9,11....$ gibi tek harmonikler mevcuttur.

Şekil 3.18'de görülen ve çeyrek dalga simetrisine sahip iki durumlu PWM dalga şeklinin fourier katsayıları denklem (3.56) da verilmiştir. Burada temel bileşen genliğini arzu edilen değerde elde eden ve $M-1$ harmoniği elemine eden M adet denklem sistemi,

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \frac{4}{\pi} [1 - 2 \cos \alpha_1 + \dots - 2 \cos \alpha_M] \\ a_5 &= \frac{4}{\pi} [1 - 2 \cos 5 \alpha_1 + \dots - 2 \cos 5 \alpha_M] \\ a_7 &= \frac{4}{\pi} [1 - 2 \cos 7 \alpha_1 + \dots - 2 \cos 7 \alpha_M] \\ &\vdots \\ a_M &= \frac{4}{\pi} [1 - 2 \cos M \alpha_1 + \dots - 2 \cos M \alpha_M] \end{aligned} \right\} \quad (3.64)$$

şeklinde yazılabilir.

Örneğin, 5,7,11,13 nolu harmonikleri yok etmek isteyelim. Eliminasyonda temel bileşenin genliğinin arzu edilen değerde olması istendiğinden, 5,7,11,13 Nolu harmonikleri elemine eden denklem sistemi,

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= 1 - 2 \cos \alpha_1 + \dots + 2 \cos \alpha_5 \\ a_5 &= 1 - 2 \cos 5 \alpha_1 + \dots - 2 \cos 5 \alpha_5 = 0 \\ a_7 &= 1 - 2 \cos 7 \alpha_1 + \dots - 2 \cos 7 \alpha_5 = 0 \\ a_{11} &= 1 - 2 \cos 11 \alpha_1 + \dots - 2 \cos 11 \alpha_5 = 0 \\ a_{13} &= 1 - 2 \cos 13 \alpha_1 + \dots - 2 \cos 13 \alpha_5 = 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.65)$$

şeklinde elde edilir. Yukarıdaki denklem sisteminin uygun bir nümerik metotla çözümünden elde edilen $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_5$ açı değerleri, 5,7,11,13 nolu harmonikleri elemine eden ve arzu edilen temel bileşen genliğini veren değerlerdir [12],[14],[15],[16],[17].



BÖLÜM 4

GELİŞTİRİLMİŞ İNVERTERLE UYGULAMA DEVRESİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

4.1. Giriş

Bu bölümde, asenkron motorun, kontrolsüz doğrultucu -dc kıyıcı- inverter gurubu ile yapılan hız kontrolünün laboratuarda gerçekleştirilen uygulama devresi incelenmiştir.

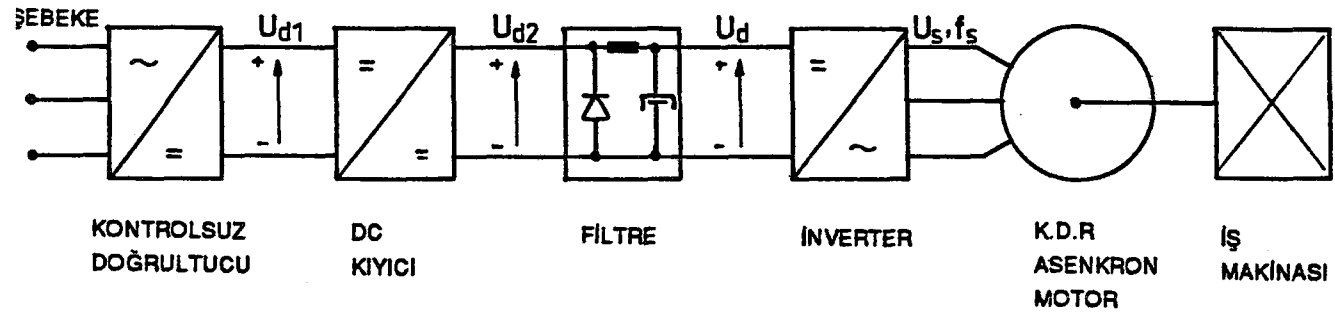
Bölüm 2'de ele alınan geliştirilmiş inverter devresinin kullanıldığı bu sistemin, değişken yüklerde ve boşa sıhhatli bir şekilde çalıştığı gözlenmiştir. Asenkron motorun hız kontrolü için laboratuarda gerçekleştirilen sistemin ana akım devresi blok diyagramı Şekil 4.1'de görülmektedir. Sistemin kontrol devresi ise Şekil 4.2'de verilmiştir.

Kontrolsüz doğrultucu - dc kıyıcı - inverter gurubu ile asenkron motor hız kontrol sisteminde, kontrolsüz doğrultucu ile elde edilen sabit doğru gerilimin değeri dc kıyıcı tarafından değiştirilir. Dc kıyıcı çıkış gerilimi, kıyıcının çıkışındaki filtre devresi vasıtasıyla süzülür. Süzülen bu dc gerilim geliştirilmiş inverter vasıtasıyla üç fazlı ac gerilime dönüştürülerek kısa devre rotorlu asenkron motor beslenir. Stator sargı direncindeki gerilim düşümü dikkate alınarak gerilim / frekans oranı takriben sabit kalmak üzere dc kıyıcı ile gerilimin değeri ve inverterle frekans değeri değiştirilmek suretiyle kısa devre rotorlu asenkron motorda hız kontrolü yapılır.

4.2. Sisteme Alt Kontrol Devresinin Çalışması

Kontrol devresi ile U/f oranı takriben sabit kalmak üzere gerilim ve frekans birlikte değiştirilerek motorun hız kontrolü gerçekleştirilir. Şekil 4.2'de kontrol devresine ait blok diyagramı görülmektedir. Sis-



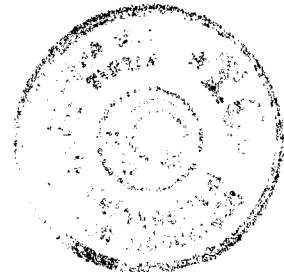


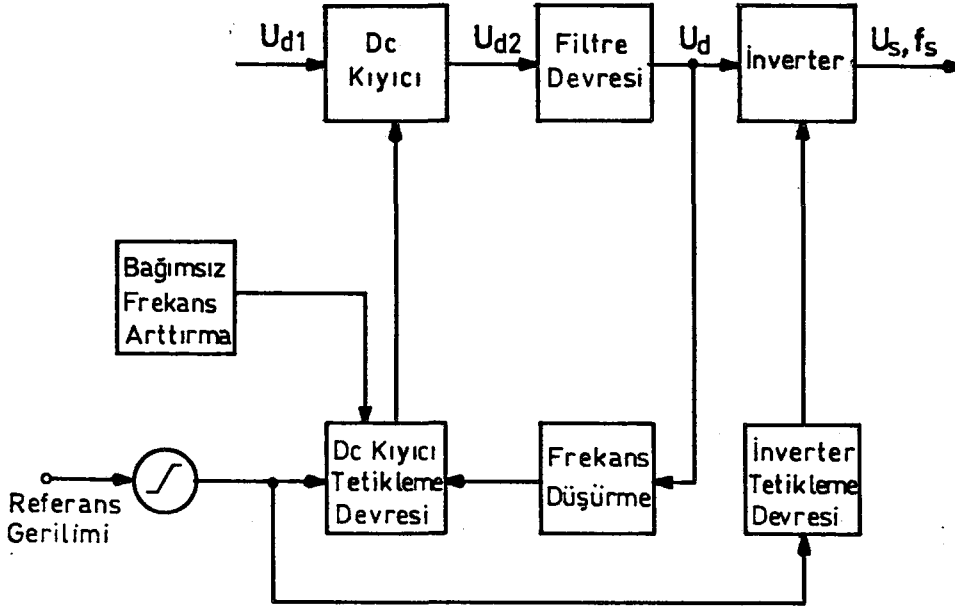
Şekil 4.1. Kontrolsüz doğrultucu - dc kıyıcı - inverter gurubu ile hız kontrolünün ana akım devresinin blok diyagramı.

temin 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.

Blok diyagramında görülen dc kıyıcı tetikleme devresi, dc kıyıcıyı normal olarak sabit bir darbe frekansı ile ve referans gerilimine göre bir bağıl geçirme süresiyle çalıştırmak üzere gerekli tetikleme sinyallerini üretir. Yani dc kıyıcı normal çalışmada sabit darbe frekansı ile çalışır ve bağıl geçirme süresini değiştirerek dc gerilim değerini kontrol eder. Sistem çalışmaya yeni başladığında dc kıyıcı gerekli yük akımını hemen veremez. Filtre devresindeki endüktivitenin değerine bağlı olan dinamik cevap verme süresi sonunda, dc kıyıcı akımı nominal değere erişir. Bu çalışma sırasında dc kıyıcı darbe frekansını bağımsız frekans arttırma katı belirler.

Bağımsız frekans arttırma katı, referans geriliminden bağımsız olarak, sistem çalışmaya yeni başladığında dc kıyıcıyı en düşük darbe frekansı ile çalıştırır. Akım arttıkça frekansı arttırır, akım normale eriştiğinde frekansı nominale çıkararak devre dışı kalır ve dc kıyıcı nominal darbe frekansında çalışmasına devam eder. Dc kıyıcı nominal frekansla çalışmakta iken motor yükünün azalması, boşa çalışması, devir sayısının düşürülmesi gibi herhangi bir sebeple dc kıyıcıdan çekilen akım azalabilir. Akım düştüğünde bağıl geçirme süresi minimum olduğu halde komütasyon olayının etkisiyle çıkış gerilimi referans



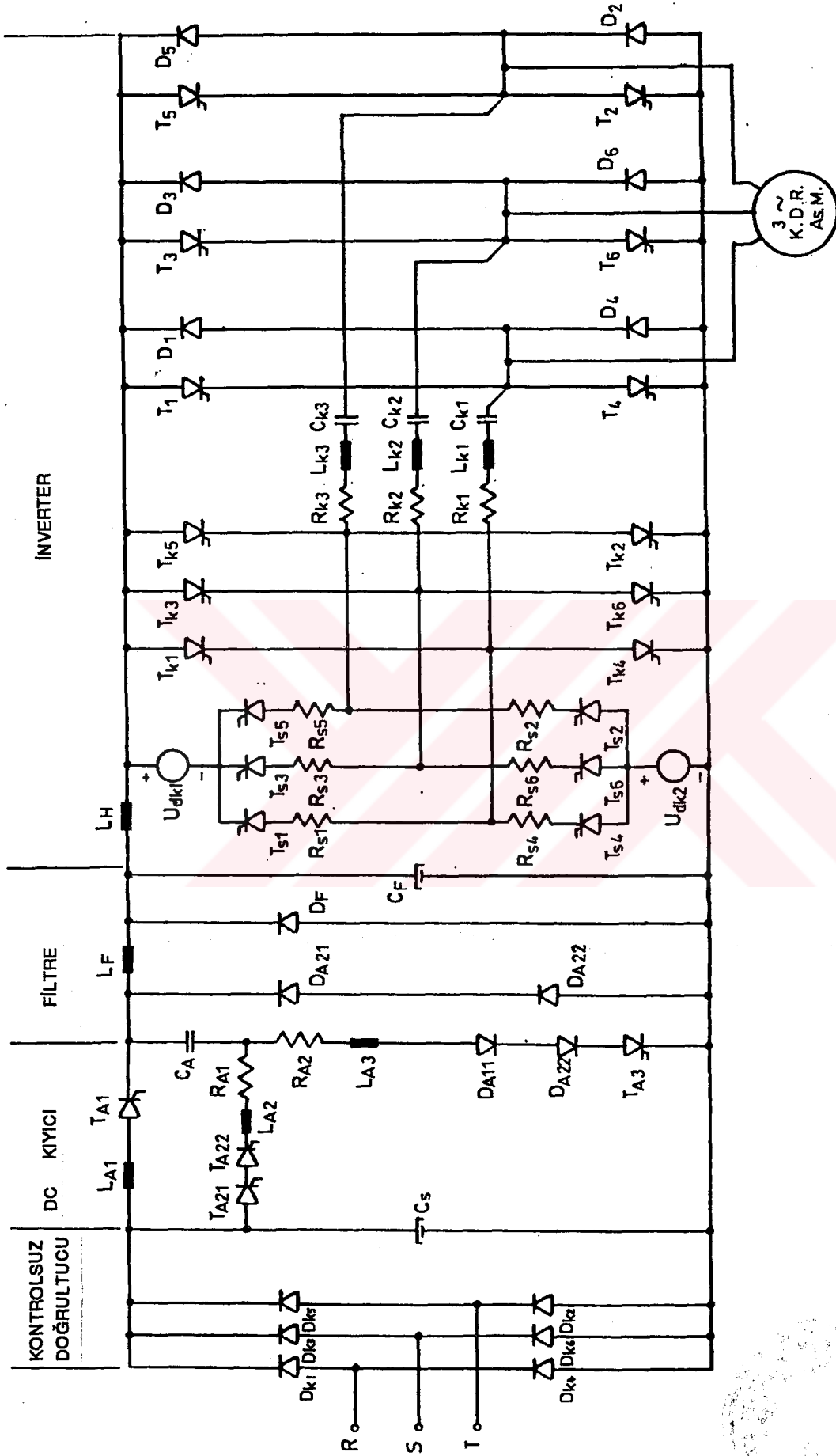


Şekil 4.2. Kontrolsüz doğrultucu - dc kıyıcı - inverter gurubu ile asenkron motor hız kontrol sisteminin blok diyagramı.

gerilimine göre yüksek ise istenen gerilimi verebilmek üzere frekans düşürme katı dc kıyıcı darbe frekansını düşürür. İnverter tetikleme devresi, gerilim / frekans dönüştürücüsü yardımıyla, referans gerilimine uygun frekans ile inverterin çalışması için gerekli sinyalleri üretir.

4.3. Uygulama Devresi

Şekil 4.3'te laboratuarda gerçekleştirilen uygulama devresi görülmektedir. Montajdaki dc kıyıcı ve geliştirilmiş inverterin çalışma prensibi Bölüm 2 ve Bölüm 3'de verilmiştir. Uygulama devresinde, kontrolsüz doğrultucu tarafından elde edilen dc gerilim, dc kıyıcı vasıtasıyla ayarlanır ve geliştirilmiş inverter devresi yardımıyla üç fazlı ac gerilimine çevrilir. Değeri dc kıyıcı tarafından, frekansı ise inverter tarafından ayarlanabilen bu ac gerilim ile üç fazlı kısa devre rotorlu asenkron motor beslenir.



Şekil 4.3. Labaratuarda gerçekleştirilen uygulama devresi.

Uygulama devresinde kullanılan elemanlar;

$D_{K1}, \dots, D_{K6}$	: MR 2006 S, MR 2006 R
$D_s, D_{A11}, D_{A22}, D_F$	: MR 2006 S, MR 2006 R
$D_1, D_2, \dots, D_6$	: MR 2006 S, MR 2006 R
D_{A21}, D_{A22}	: BYT 65 - 1000 R M
$T_{A1}, T_{A21}, T_{A22}, T_{A3}$	: BBC CS 15,9 - 10 hu 2
$T_1, T_2, \dots, T_6$	: BBC CS 15,9 - 10 hu 2
$T_{K1}, T_{K2}, \dots, T_{K6}$	: BBC CS 8-12 10 2
$T_{S1}, T_{S2}, \dots, T_{S6}$	: BBC CS 8-12 10 2
R_{A1}, R_{A2}	: 5 Ω , 10 W
$R_{S1}, R_{S2}, \dots, R_{S6}$	: 5 Ω , 10 W
$R_{K1}, R_{K2}, \dots, R_{K3}$	: 1 Ω , 11 W
L_s	: 40 μ H
L_{A1}, L_{A2}	: 20 μ H
L_{A3}	: 300 μ H
L_F	: 30 μ H
$L_{K1}, \dots, L_{K3}$	: 134 μ H
C_s	: 100 μ F - 990 V DC
C_A	: 0,5 μ F - 200 V - AC
C_F	: 1100 μ F - 700 V - DC
L_K	: 49.2 μ H
R_H	: 0,038 Ω
C_{K1}, C_{K2}, C_{K3}	: 2.2 μ F - 600 V - AC
U_{dk1}, U_{dk2}	: 290 V, DC
Motor	: 3 Fazlı kısa devre Rotorlu Asenkron motor. Δ/Y 220 / 380 V, 6,4 / 3,7 A, 50 Hz, $\cos \phi = 0,82$, $n_n = 1405$ d/d.

4.4. Uygulama Devresi İle İlgili Hesaplamalar

4.4.1. Geliştirilmiş İnverterin Komütasyon Devresinin Hesaplanması

İnverter komütasyon devresinde kullanılan elemanların değerleri,

$$R_{k1} = R_{k2} = R_{k3} = R_k = 1 \, \Omega$$

$$L_{k1} = L_{k2} = L_{k3} = L_k = 134 \, \mu H$$

$$C_{k1} = C_{k2} = C_{k3} = C_k = 2.2 \, \mu F$$

dir.

Uygulama devresinde kullanılan üç fazlı kısa devre motorunun stator sargıları üçgen olarak bağlandığından, yük akımının maksimum değeri,

$$I_{y\max} = \sqrt{2} \cdot 6.4 = 9.05 \, A$$

olarak bulunur.

Şekil 4.3'de verilen geliştirilmiş inverter devresinde, T_1 tristörü iletimde iken T_{s1} tristörü de iletimde olduğundan, C_k kondansatörünün gerilimi U_{dk} değerinden düşük ise, $T_1 - C_{k1} - L_{k1} - R_{k1} - R_{s1} - T_{s1} - U_{dk1} - T_1$ yolu ile C_{k1} kondansatörü T_1 tristörünü söndürecek yönde ve en az U_{dk} değerine kadar dolar. Geliştirilmiş inverter devresinde giriş gerilimi ve yükün özelliklerine bağlı olmaksızın komütasyon en az U_{dk} gerilimiyle gerçekleşir.

Kondansatör komütasyon başlangıcında yaklaşık U_{dk} gerilimiyle şarjlı olduğundan,

$$U_{co} \cong U_{dk} = 287 \, V$$

dur. Komütasyon devresinde kullanılan bobinlerin omik direnci

$$R_L = 0.063 \, \Omega$$

dur. Buna göre rezonans devresinin toplam direnci,



$$R = R_L + R_k = 1 + 0,063 = 1,063 \Omega$$

olur.

Geliştirilmiş inverter devresinde komütasyon olayına ilişkin değişimler Şekil 2.12'de verilmiştir.

$t=t_1$ anında T_1 tristörünü söndürmek için T_{k1} tristörü tetiklendiğinde oluşan seri R - L - C rezonans devresinden geçen akımın ifadesi (2.23) denkleminde verilmiştir. Yarım rezonans periyodu sonunda geçen t_R süresi, (2.24) denklemi dikkate alınarak,

$$t_R = \frac{T}{2} = \frac{\pi}{\omega} = \frac{\pi}{\sqrt{\frac{1}{L_k C_k} - \left(\frac{R}{2L_k}\right)^2}}$$

olarak yazılabilir. Yukarıdaki değerler yerine yazılırsa

$$t_R = \frac{\pi}{\sqrt{\frac{1}{134 \cdot 10^{-6} \cdot 2,2 \cdot 10^{-6}} - \left(\frac{1,063}{2 \cdot 134 \cdot 10^{-6}}\right)^2}}$$

$$t_R = 54.06 \mu s$$

bulunur.

Komütasyon devresinin kayıpları ihmal edilirse, yarım rezonans periyoduna karşılık gelen süre,

$$t_{RO} = \frac{\pi}{\sqrt{\frac{1}{L_k C_k}}} = \pi \cdot \sqrt{2,2 \cdot 10^{-6} \cdot 134 \cdot 10^{-6}}$$

$$t_{RO} = 53.94 \mu s$$

olarak bulunur.

Komütasyon devresinde kondansatörden geçen akımın maksimum değeri (2.23) Nolu denklem yardımıyla,

$$I_{cmax} = \frac{287}{\sqrt{\frac{134 \cdot 10^{-6}}{2.2 \cdot 10^{-6}} - \frac{(1,063)^2}{4}}} e^{-\frac{1,063}{2.134 \cdot 10^{-6}} \cdot 27.03 \cdot 10^{-6}}$$

$$I_{cmax} \approx 33.1 \text{ A}$$

olarak bulunur. Burada kondansatör akımının maksimum değerinin

$$\frac{t_R}{2} = 27,03 \mu s \text{ 'de meydana geldiği kabul edilmiştir.}$$

T_1 tristörünün iletimden çıkması ile uçlarındaki negatif gerilim, D_1 diyodunun iletimdeki gerilim düşümüne eşit olup takriben 1 volt'tur. Bu zaman aralığı Şekil 2.16 c'de D_1 diyodunun iletimde olduğu t_4 ile t_2 arasındaki zamana tekabül etmektedir.

T_1 tristörünün anod geriliminin negatif kalma zamanı rezonans devresi direnci ihmal edilerek, (2.44) Nolu denklem yardımıyla,

$$t_{N1} = \sqrt{134 \cdot 10^{-6} \cdot 2,2 \cdot 10^{-6}} \arccos \frac{\sqrt{134/2,2}}{287} \cdot 9.05$$

$$t_{N1} = 45,4 \mu s$$

olarak bulunur. Uygulama devresinde kullanılan ana tristörlerin serbest kalma zamanı $20 \mu s$ olduğundan komütasyon devresinde kullanılan elemanların değerleri yeterince emniyetli seçilmiş olur.

4.4.2. Uygulama Devresinde Kullanılan Asenkron Motorun Eşdeğer Devresi

Asenkron makinanın eşdeğer devresinin bilinmesi, makinanın güç, döndürme momenti, güç katsayısı ve kayıplarının hesaplanmasında büyük kolaylıklar sağlar.

Şekil 1.1'de verilen asenkron makinanın bir fazına ait eşdeğer devresinin parametreleri, motorun boşa ve kısa devre deneyleri yardımıyla tesbit edilebilir.



Uygulama devresinde kullanılan ve Bölüm 4.4.2'de nominal değerleri verilen asenkron motorun sinüsoidal şebekeden boşa çalışmasında ölçülen değerler,

$$U_0 = 220 \text{ V}$$

$$I_0 = 5,35 \text{ A}$$

$$P_0 = 270 \text{ W}$$

dır. Boşa çalışmada asenkron motorun kayması çok küçük olduğundan rotor demir ve bakır kayıpları ihmal edilebilecek kadar küçüktür. Dolayısıyla makinanın boşa çektiği güç stator bakır kayıpları ile demir ve sürtünme kayıplarının toplamına eşittir.

Asenkron makinanın demir kayıplarını meydana getiren R_{Fe} direnci, $U_s \cong E_{sm}$ yaklaşık ifadesi dikkate alınarak

$$P_0 = 3 R_s I_{s0}^2 + 3 \frac{U_s^2}{R_{Fe}}$$

$$270 = 3 \left[5,7 \cdot \left(\frac{5,35}{\sqrt{3}} \right)^2 + \frac{220^2}{R_{Fe}} \right]$$

$$R_{Fe} = 1359 \Omega$$

bulunur. Demir kayıpların ilişkin I_{Fe} akımı,

$$I_{Fe} = \frac{U_s}{R_{Fe}} = \frac{220}{1359} = 0,16 \text{ A}$$

Mıknatıslanma akımı,

$$I_{sm} = \sqrt{I_{s0}^2 - I_{Fe}^2} = \sqrt{\left(\frac{5,35}{\sqrt{3}} \right)^2 - (0,16)^2}$$

$$I_{sm} = 3,08 \text{ A}$$

bulunur. Mıknatıslanma reaktansı,

$$X_{sm} = \frac{U_s}{I_{sm}} = \frac{220}{3,08} = 71,4 \Omega$$

bulunur.



Asenkron motorun mili bloke edilerek yapılan kısa devre deneyinde, stator sargılarından nominal akım geçiren gerilim ve gücün ölçülen değerleri,

$$U_k = 44 \text{ V}$$

$$I_k = 6,4 \text{ A}$$

$$P_k = 395 \text{ W}$$

dır. Kısa devre deneyinde R_{Fs} , X_{sm} paralel devresini ihmal ederek, rotorun statora indirgenmiş direnci,

$$P_k = (R_s + R'_r) (I'_r)^2$$

$$395 = 3 (5,7 + R'_r) \left(\frac{6,4}{\sqrt{3}} \right)^2$$

$$R'_r = 3,94 \text{ } \Omega$$

bulunur. Rotor direncinin sıcaklıkla değişimi dikkate alınarak

$$R'_r = 3,94 \cdot 1,14 = 4,5 \text{ } \Omega$$

ve stator ile rotorun kaçak reaktansları toplamı,

$$X_{sl} + X'_{rl} = \sqrt{\left(\frac{U_k}{I_k \sqrt{3}} \right)^2 - (R_s + R'_r)^2}$$

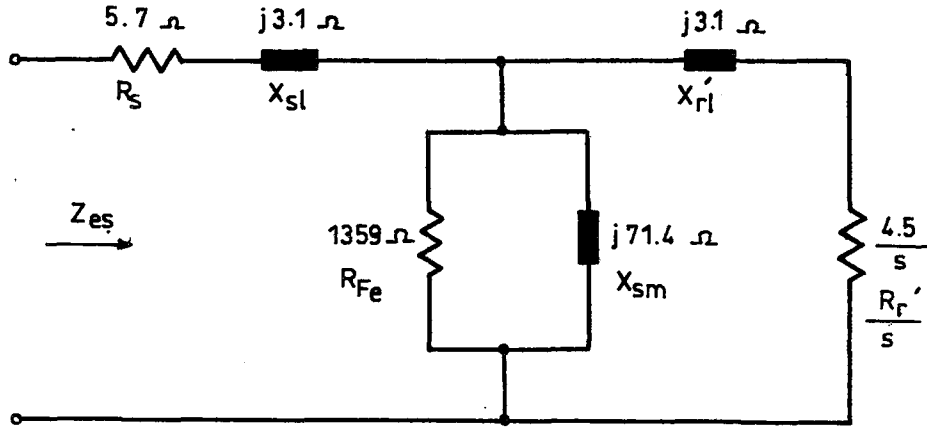
$$\begin{aligned} X_{sl} + X'_{rl} &= \sqrt{\left(\frac{44}{6,4 \sqrt{3}} \right)^2 - (5,7 + 4,5)^2} \\ &= 6,2 \text{ } \Omega \end{aligned}$$

bulunur.

Normal kısa devre rotorlu asenkron motorlarda $X_{sl} \cong X'_{rl}$ alınabilir. Buna göre stator ve rotor kaçak reaktansları

$$X_{sl} \cong X'_{rl} \cong \frac{6,2}{2} \cong 3,1 \text{ } \Omega$$

dur. Yukarıdaki değerler kullanılarak elde edilen motorun eşdeğer devresi Şekil 4.4'de görülmektedir.



Şekil 4.4. Uygulama devresinde kullanılan eşenkron motorun eşdeğer devre parametreleri.

Eşdeğer devreden yararlanılarak motorun eşdeğer empedansı bulunabilir; eşdeğer empedans,

$$\dot{Z}_{es} = 39,6 + j 44,6 \quad \Omega$$

bulunur.

4.4.3. İnverterden Beslenen Stator Sargıları Üçgen Bağlı Asenkron Motorun Sargı ve Hat Akımlarının Hesabı

Nominal değerleri,

$$P_N = 1.5 \text{ kW},$$

$$U_N = 220 \text{ V} - \Delta,$$

$$n_N = 1405 \text{ d/d},$$

$$I_N = 6.4 \text{ A}$$

$$\cos \phi = 0,82$$

olan, kısa devre rotorlu asenkron motorun beslenmesinde üç fazlı köprü montajlı geliştirilmiş inverter devresi kullanılmıştır. $220\sqrt{3}$

voltluk faz gerilimin elde edilebilmesi için, inverter girişindeki dc gerilimin alacağı maksimum değer, (2.57) denklemi kullanılarak

$$220/\sqrt{3} = \frac{2}{\pi \sqrt{2}} U_d$$

$$U_d = 282 \text{ V}$$

bulunur. Asenkron makinanın gücünün dc kıyıcının gücüne eşitliğinden, dc kıyıcıdan çekilen akım,

$$\frac{1.5 \cdot 10^3}{0.75} = 282 \cdot I_d$$

$$I_d = 7.092 \text{ A}$$

olarak bulunur.

Asenkron motorun statordan görülen eşdeğer empedansı bölüm 4.2.2 den,

$$\dot{Z}_{es} = 39.6 + j 44.6 \quad \Omega$$

dir. Buradan,

$$R = 39.6 \quad \Omega$$

$$L = 142 \text{ mH}$$

bulunur.

Statoru üçgen bağlı asenkron motorun bir fazına ait gerilim ve akımın değişimleri Şekil 2.18'de verilmiştir. Motorun nominal çalışmasında 50 Hz'lik frekans için Şekil 2.18'de belirtilen ve $\frac{\pi}{6}$ radyana eşit olan Δt süresi,

$$\Delta t = \left(\frac{1}{50} \right) / 6 = 3.3333 \text{ ms}$$

dir. Şekil 2.18'de görülen akım değerleri (2.59), (2.60), (2.61) ifadeleri kullanılarak,



$$I_0 = \frac{282}{39.6} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{39.6}{142} \cdot 2.3,3333}}{1 + e^{-\frac{39.6}{142} \cdot 3.3,3333}} \cdot e^{-\frac{39.6}{142} \cdot 3,3333}$$

$$I_0 = 2,235 \text{ A}$$

$$I_1 = \frac{282}{39.6} - \left(\frac{282}{39.6} + 2,235 \right) e^{-\frac{39.6}{142} \cdot 3,3333}$$

$$I_1 = 7,12 - 3,74 = 3.38 \text{ A}$$

$$I_2 = \frac{282}{39.6} - \left(\frac{282}{39.6} + 2.335 \right) e^{-\frac{39.6}{142} \cdot 2.3,3333}$$

$$I_2 = 7,12 - 1,46 = 5,66 \text{ A}$$

bulunur. Sargı akımlarının belirli zaman aralıklarındaki değişimleri (2.62) ve (2.63) ifadeleri yardımıyla,

$$0 < t < 6,666 \text{ aralığında,}$$

$$i_{s1}(t) = 7,12 - 9.55 e^{-0,28 t}$$

$$6,666 < t < 10 \text{ aralığında,}$$

$$i_{s1}(t) = 5,66 e^{-\frac{39.6}{142} (t - 2.3,3333)}$$

$$i_{s1}(t) = 5,66 e^{-0,28 t + 1.86}$$

elde edilir.

Hat akımlarının belirli zamanlardaki değerleri (2.64), (2.65) ve (2.66) denklemleri kullanılarak,

$$I_{0H} = - (I_0 + I_2) = - (2.235 + 5,66) = - 7,9 \text{ A}$$

$$I_{1H} = - I_1 + I_0 = 3.38 - 2,235 = 1,145 \text{ A}$$

$$I_{2H} = - I_1 + I_2 = 3.38 + 5,66 = 9,04 \text{ A}$$

bulunur. Sargı akımının efektif değeri,

$$I_{Tef}^2 = \frac{2}{20} \left[\int_0^{6,666} (7,12 - 9,55 e^{-0,28t})^2 dt \right] + \left[\int_{6,666}^{10} (5,66 e^{-0,28t} + 1,862)^2 dt \right]$$

$$I_{Tef}^2 = 13,3 A^2$$

$$I_{Tef} \cong 3,7 A$$

bulunur.

4.4.4. Harmonik Momentlerinin Hesaplanması

Uygulama devresinde kullanılan asenkron motorun nominal momenti,

$$M_N = \frac{P}{\omega} = \frac{1500}{2\pi \cdot 1420/60} = 10,087 \text{ Nm.}$$

bulunur. 5. Harmonik momenti (1.48) denklemi kullanılarak ,

$$M_5 = \frac{3 \cdot (220)^2 \cdot 5}{5^4 (6,2) (5 \cdot 1500 + 1420) \frac{2\pi}{60}} = 0,0035 \text{ Nm}$$

7. Harmonik momenti (1.49) denklemi kullanılarak,

$$M_7 = \frac{3 (220)^2 \cdot 5}{7^4 \cdot 7^2 (7 \cdot 1500 - 1420) \frac{2\pi}{60}} = 0,000536 \text{ Nm}$$

bulunur. 5 ve 7. harmonik momentlerin dışındaki harmonik momentler ihmal edilerek bileşke moment,

$$M = M_N - M_5 + M_7 = 10,087 - 0,0035 + 0,000536$$

$$M \cong 10 \text{ Nm}$$

bulunur.



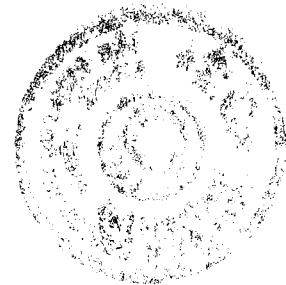
4.5. Uygulama Devresinden Alınan Değişimler

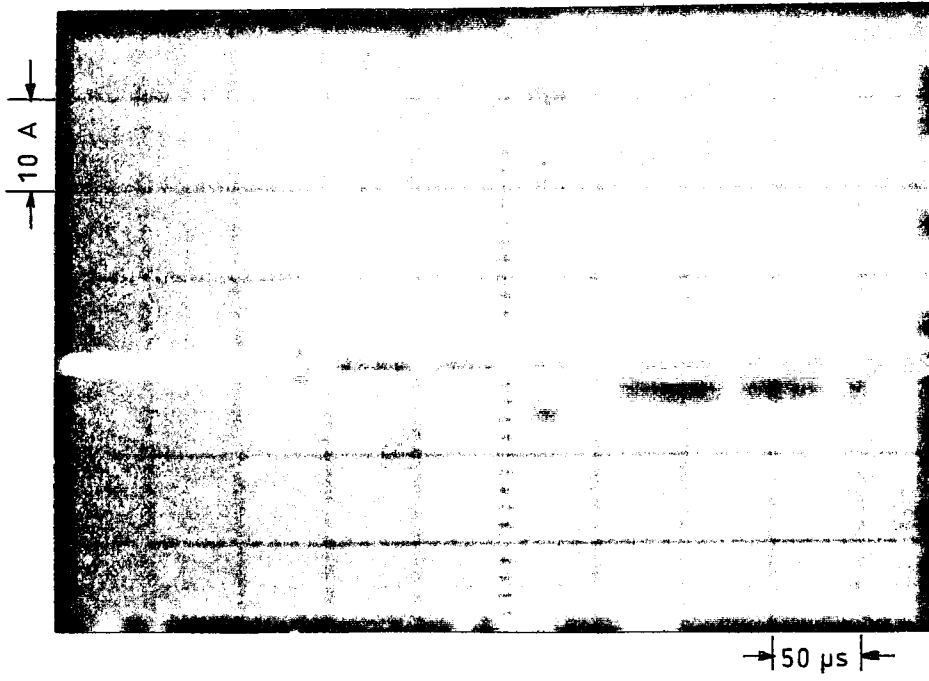
Bölüm 2'de inverter komütasyon devresine ait teorik etüdler yapılmış ve değişimler geniş bir şekilde incelenmiştir. Bölüm 4.4.1'de $R_k = 1 \Omega$, $L_k = 134 \text{ mH}$ ve $C_k = 2,2 \mu\text{F}$ değerleri için komütasyon olayında kondansatör akımının maksimum değeri, salınım periyodu ve ana tristörün negatif kalma zamanı hesaplanmıştır. Bu bölümde R_k , L_k ve C_k 'nin iki farklı değeri için komütasyon olayındaki değişimleri kıyaslamak amacıyla osiloskopa alınan değişimler verilmiştir.

Şekil 4.5'de $R_k = 1 \Omega$, $L_k = 134 \text{ mH}$ ve $C_k = 2,2 \mu\text{F}$ değerleri için komütasyon sırasında kondansatörden geçen akımın değişimi görülmektedir. Şekil 4.5'deki değişimden kondansatör akımının maksimum değerinin $I_{c\max} \cong 33 \text{ A}$ ve salınım periyodunun $t_R \cong 52 \mu\text{s}$ olduğu görülmektedir. Bölüm 4.4.1'de teorik olarak kondansatör akımının maksimum değeri $I_{c\max} = 33,01 \text{ A}$ salınım periyodu $t_R = 54 \mu\text{s}$ hesaplanmış olup, uygulama devresindeki değerlere yaklaşık olarak eşittir. Şekil 4.6 ve Şekil 4.7'de komütasyon kondansatörünün geriliminin değişimi değişik zaman ölçekleri için verilmiştir.

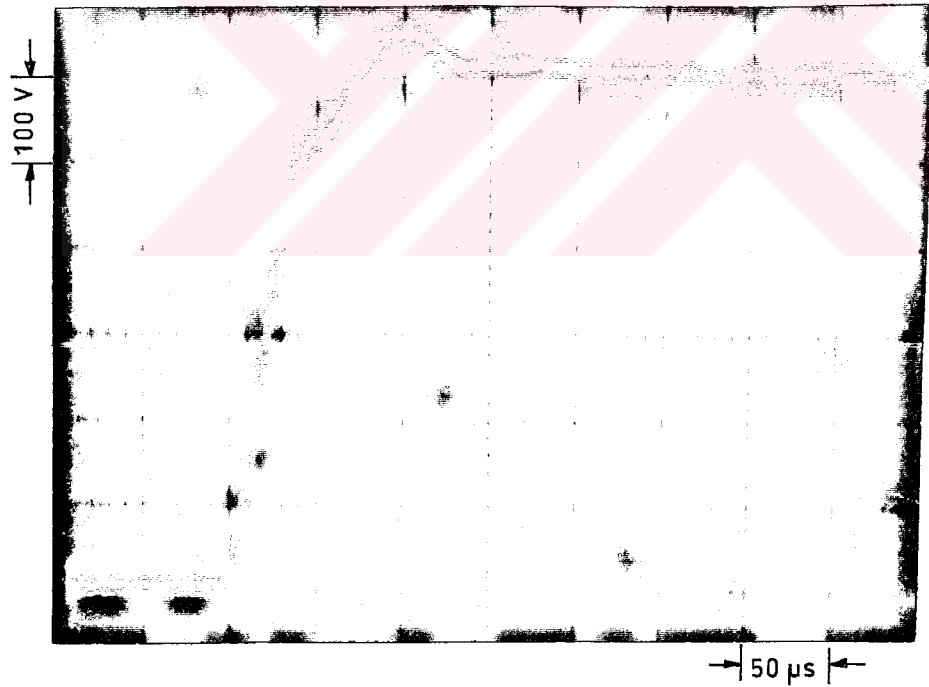
Şekil 4.8 ve 4.9 'da tristör anot geriliminin osiloskoptan alınan değişimi görülmektedir. Şekil 4.9'dan tristör anot geriliminin negatif kalma zamanı $t_{N1} \cong 43 \mu\text{s}$ dir. Bölüm 4.4.1 de ana tristörün negatif kalma zamanı $t_{N1} = 45,4 \mu\text{s}$ olarak hesaplanmış olup uygulama devresinden alınan değere yaklaşık olarak eşittir.

Şekil 4.10 ve 4.11'da T_k komütasyon tristörü anot geriliminin, Şekil 4.12 ve 4.13 'de direnç, self ve kondansatörden oluşan seri devrenin uçlarındaki gerilimin değişik zaman ölçeklerinde osiloskoptan alınan değişimleri görülmektedir. Şekil 4.14'de ise T ana tristöründen geçen akımın değişimi verilmiştir.



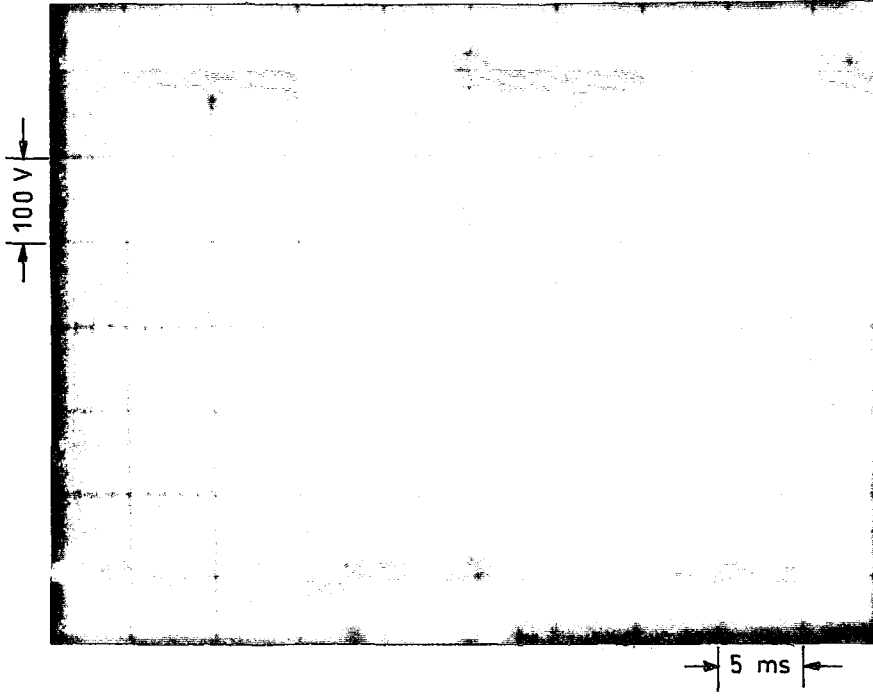


Şekil 4.5. Motorun nominal çalışmasında komütasyon kondansatöründen geçen akımın değişimi
 $(R_k = 1 \, \Omega, L_k = 134 \, \text{mH}, C_k = 2,2 \, \mu\text{F})$

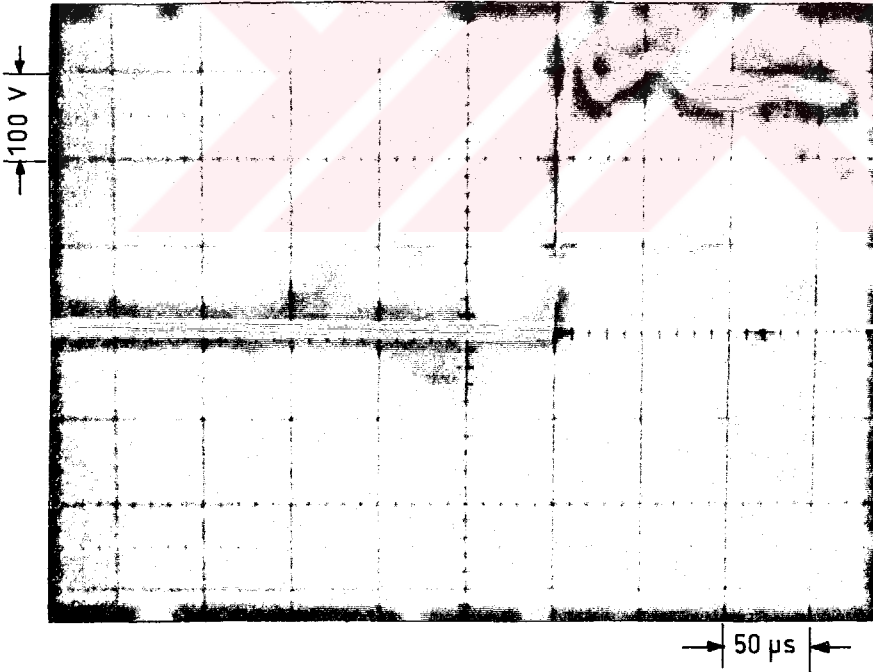


Şekil 4.6. Komütasyon sırasında kondansatör geriliminin değişimi
 $(R_k = 1 \, \Omega, L_k = 134 \, \text{mH}, C_k = 2,2 \, \mu\text{F})$



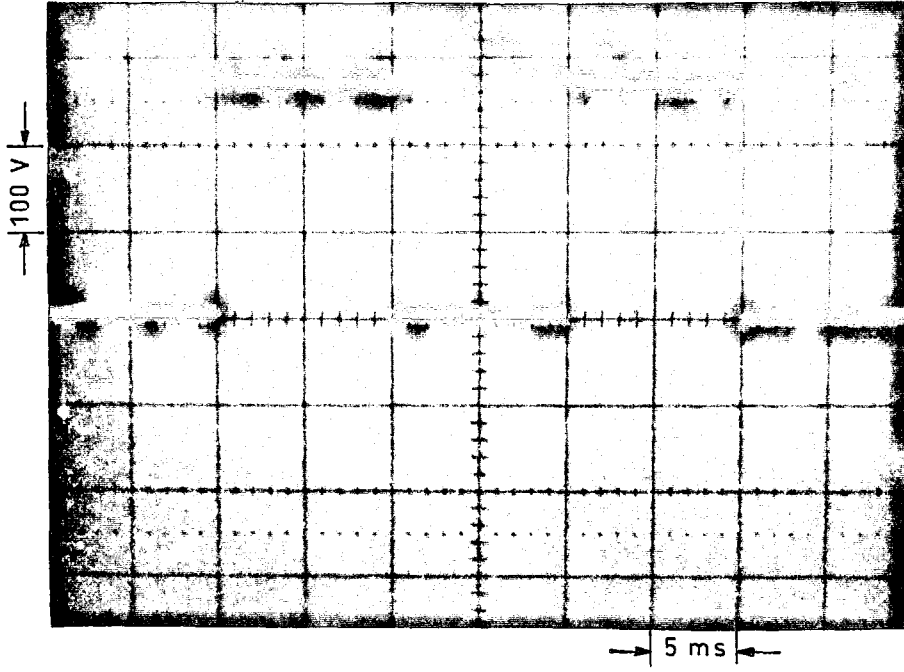


Şekil 4.7. Kondansatör geriliminin değişimi
 $(R_k = 1 \Omega, L_k = 134 \text{ mH}, C_k = 2,2 \mu\text{F})$



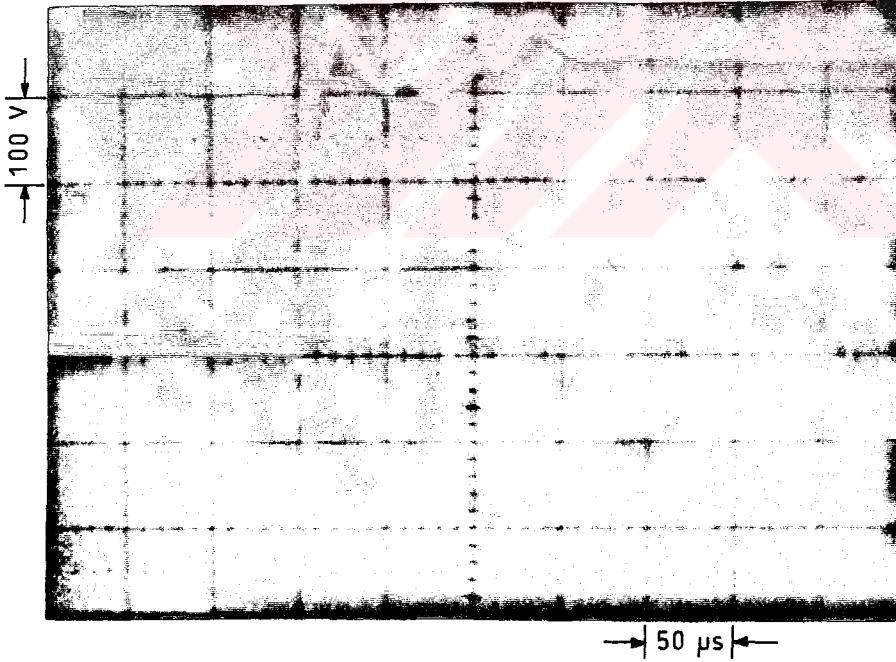
Şekil 4.8. T ana tristörün anot geriliminin değişimi
 $(R_k = 1 \Omega, L_k = 134 \text{ mH}, C_k = 2,2 \mu\text{F})$





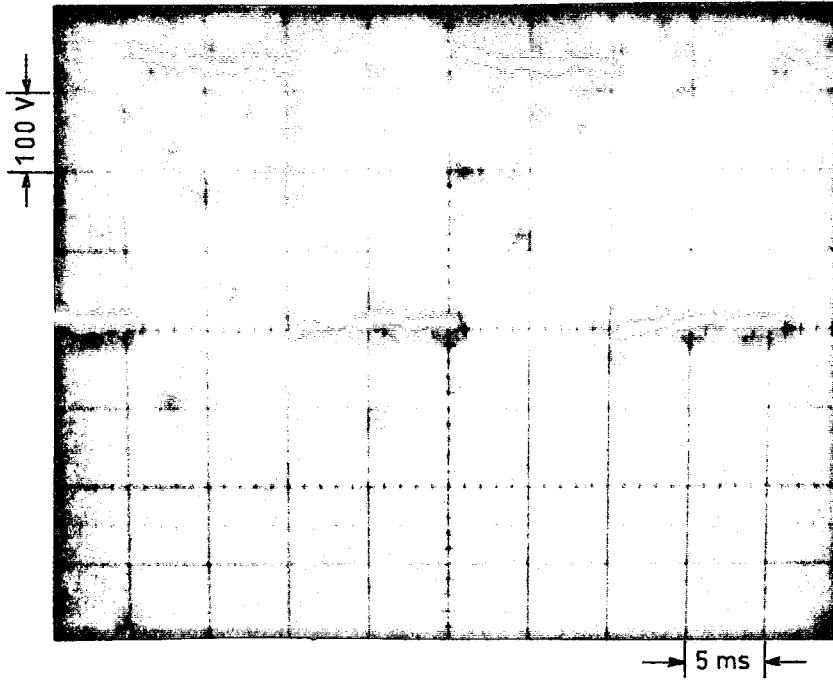
Şekil 4.9. T ana tristörün anot geriliminin değişimi.

($R_k = 1 \Omega$, $L_k = 134 \text{ mH}$, $C_k = 2,2 \mu\text{F}$)

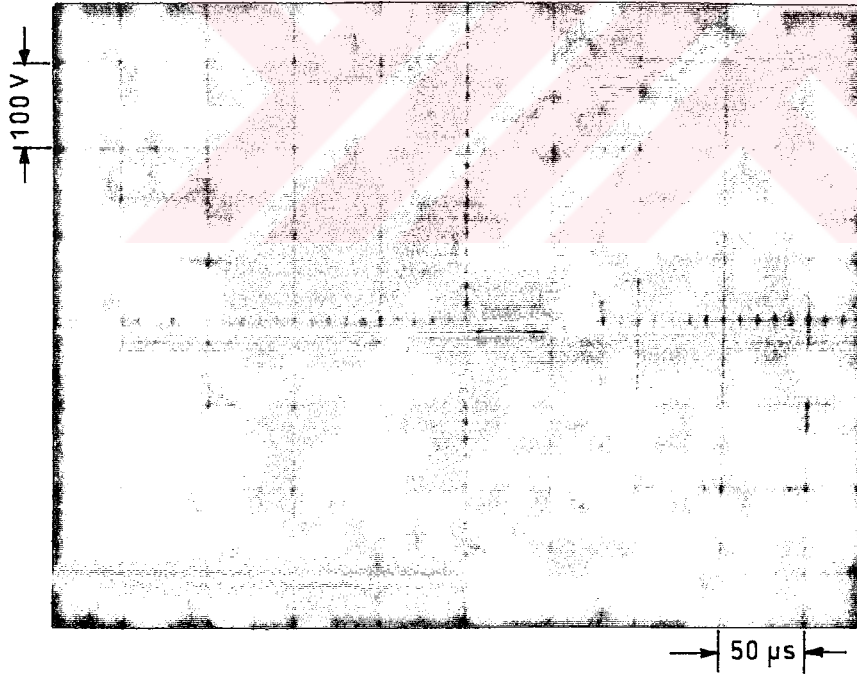


Şekil 4.10. T_k komütasyon tristörünün anot geriliminin değişimi.

($R_k = 1 \Omega$, $L_k = 134 \text{ mH}$, $C_k = 2,2 \mu\text{F}$)

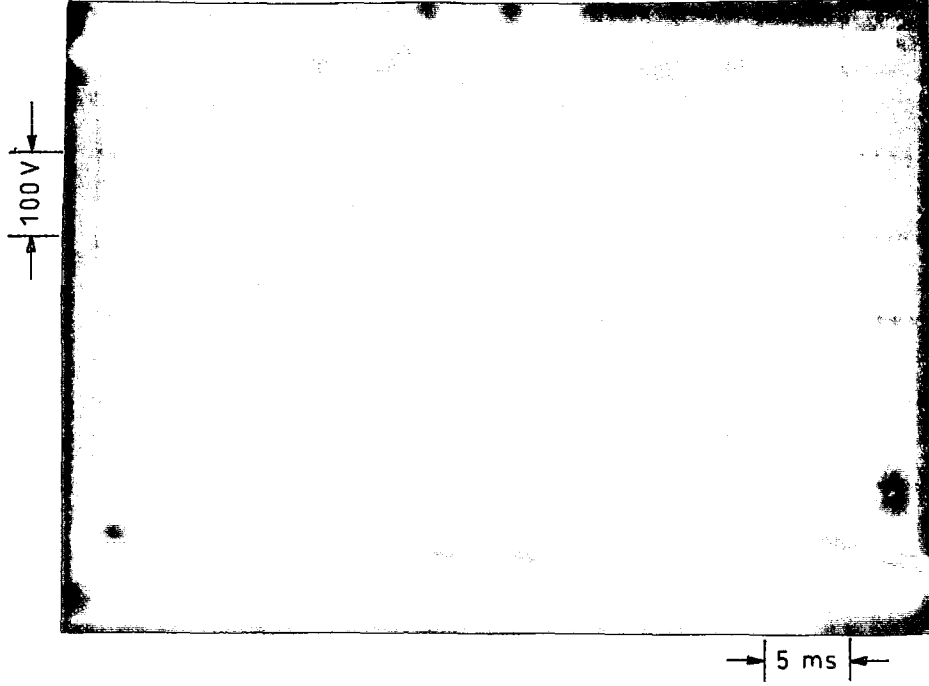


Şekil 4.11. T_k komütasyon tristörünün anot geriliminin değişimi.
 $(R_k = 1 \Omega, L_k = 134 \text{ mH}, C_k = 2,2 \mu\text{F})$

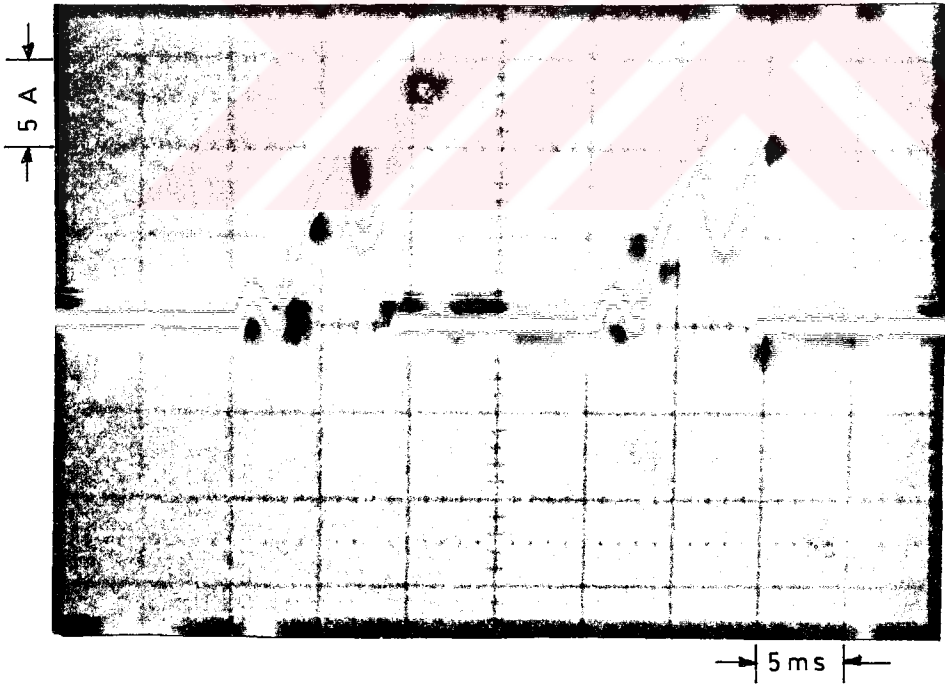


Şekil 4.12. Direnç, kondansatör ve selften meydana gelen seri devre uçlarındaki gerilimin değişimi
 $(R_k = 1 \Omega, L_k = 134 \text{ mH}, C_k = 2,2 \mu\text{F})$

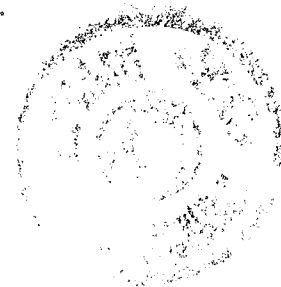




Şekil 4.13. Direnç, kondansatör ve seft'ten meydana gelen seri devre uçlarındaki gerilimin değişimi



Şekil 4.14. T ana tristörlerinden geçen akımın değişimi.



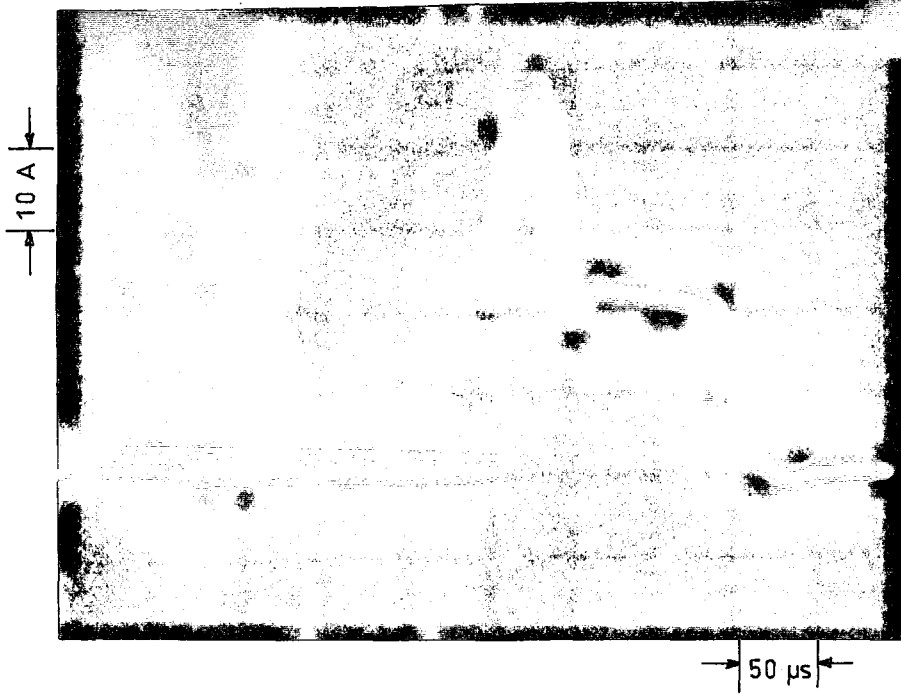
Aynı şekilde $R_k = 5.3 \Omega$, $L_k = 196 \text{ mH}$ ve $C_k = 3.3 \mu\text{F}$ değerleri için komütasyon devresinden alınan değişimler ise sırasıyla Şekil 4.15, 4.16, 4.17, 4.18, 4.19, 4.20, 4.21, 4.22'de görülmektedir. R_k , L_k ve C_k 'nin belirlenmesinde en önemli faktörler ana tristörün serbest kalma zamanı ile yük akımının maksimum değeridir. R_k direnci kondansatörün şarj gerilimini ve salınım devresinden geçen akımının sınırlandırılması için kullanılmıştır.

Bölüm 4.4.1'de yapılan hesaplamalarda R_k direncinin salınım peryoduna olan etkisinin ihmal edilebileceği görülmektedir. Dolayısıyla salınım peryodunu L_k ve C_k değerleri belirler. R_k direncinin arttırılması komütasyon kayıplarının artmasına neden olur. R_k , L_k ve C_k 'nin artması maliyetin artmasına ve komütasyon süresinin gereğinden fazla uzamasına sebep olur. Şekil 4.15 ve 4.16'dan görüldüğü gibi, Şekil 2.12'deki teorik incelemeye paralel olarak salınım sonunda C_k kondansatörü yeteri kadar dolmamakta ve takriben sabit olan yük akımı ile şarj olmaya devam etmektedir. Uygulama devresinin $R_k = 1 \Omega$; $L_k = 134 \text{ mH}$ ve $C_k = 2.2 \mu\text{F}$ değerleri için daha uygun çalıştığı görülmüştür.

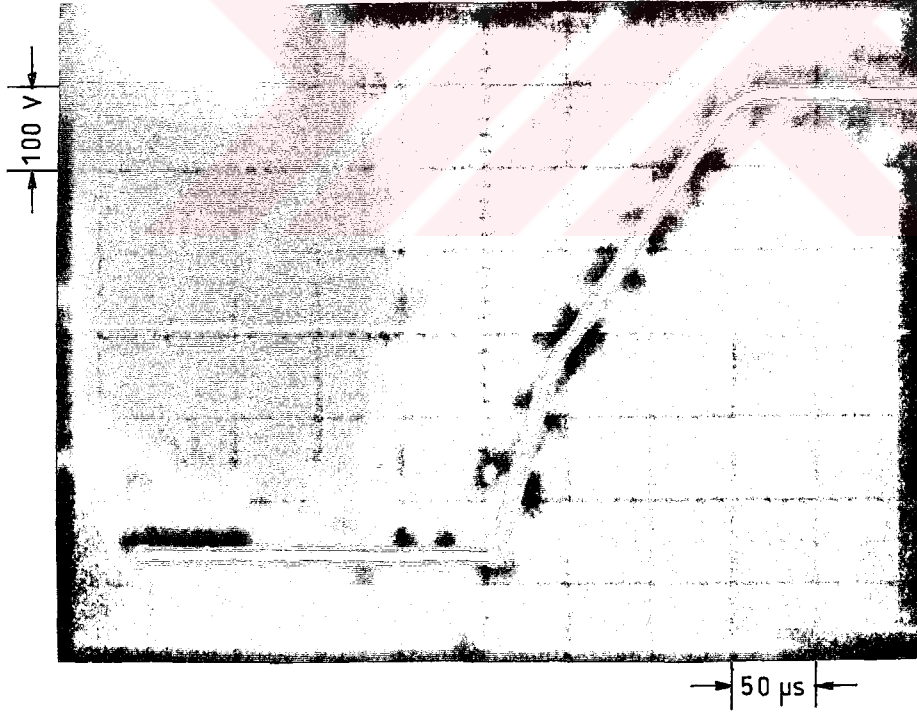
Şekil 4.23'de inverterin çıkış geriliminin Şekil 4.24'de inverterin çektiği akımın, Şekil 4.25'de motorun hat akımının, Şekil 4.26'da ise motorun sargı akımının osiloskop ile alınan değişimleri görülmektedir.

Sonuçta teorik olarak yapılan hesap ve incelemelerle uygulama devresinden ölçü aletleri ve osiloskop ile alınan sonuçların uyum içinde oldukları görülmüştür.

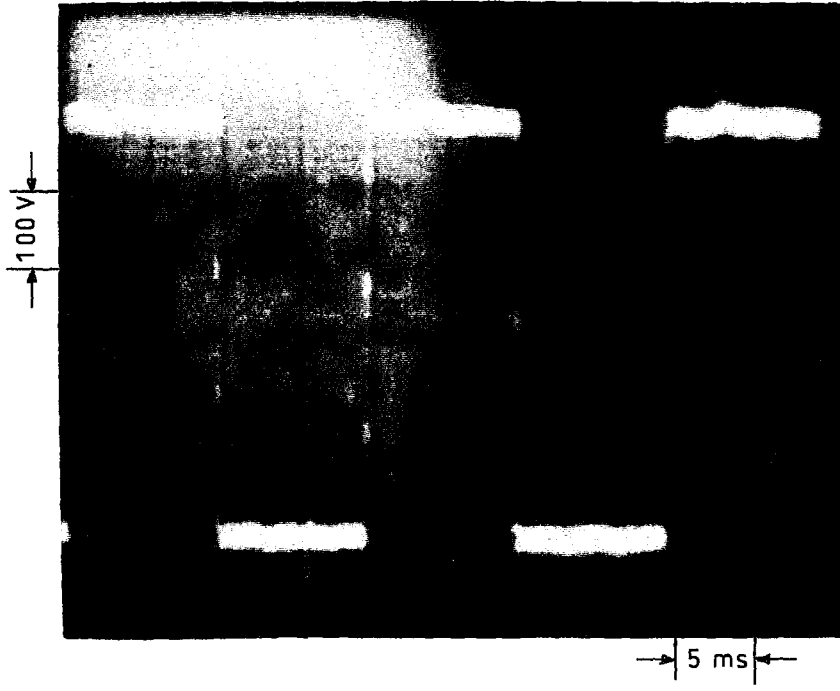




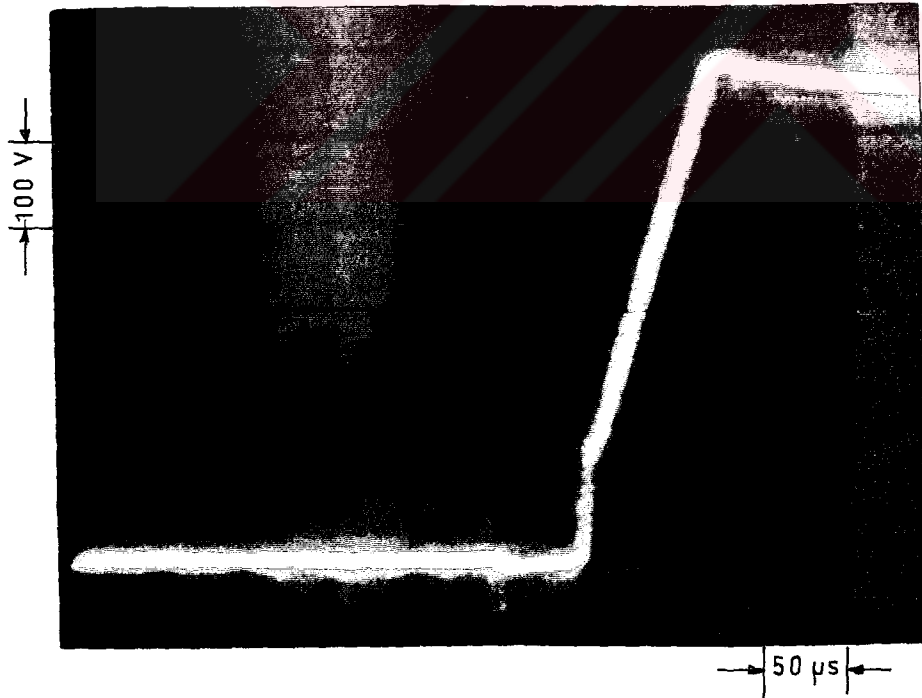
Şekil 4.15. Motorun nominal çalışmasında komütasyon kondansatöründen geçen akımın değişimi



Şekil 4.16. Komütasyon sırasında kondansatör geriliminin değişimi.

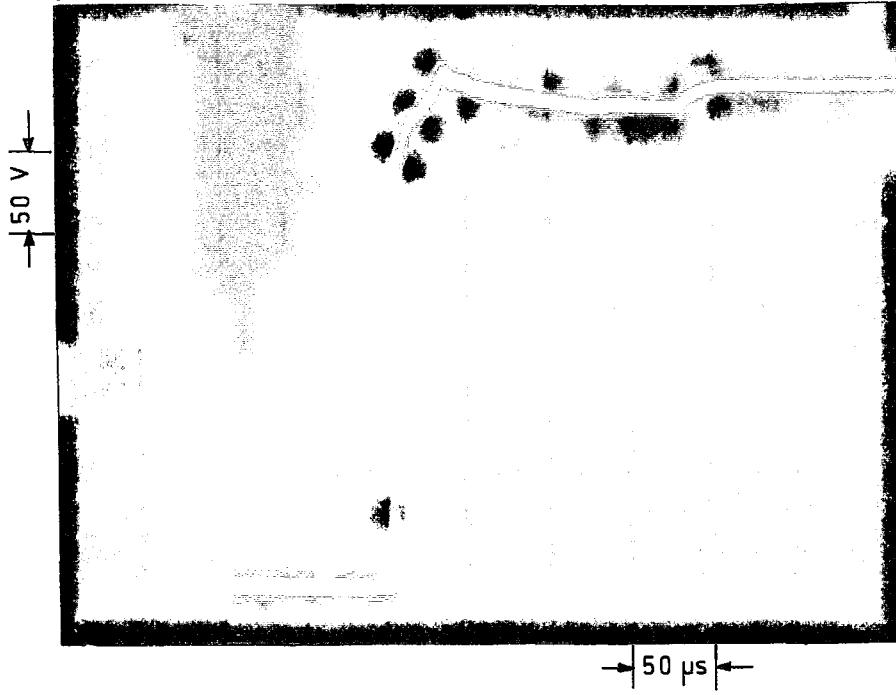


Şekil 4.17. Kondansatör geriliminin değişimi

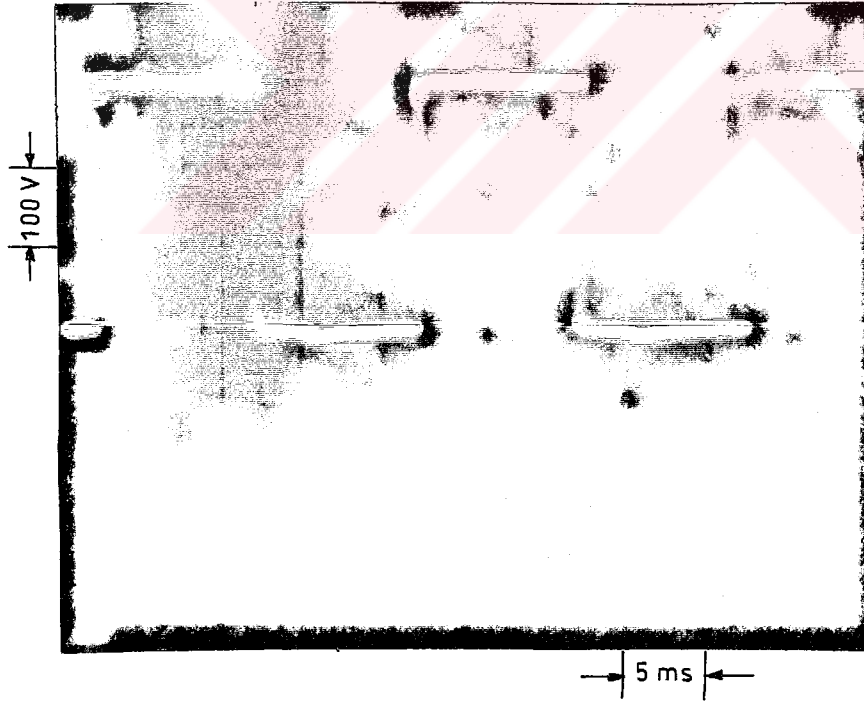


Şekil 4.18. T_1 ana tristörünün anot geriliminin değişimi.

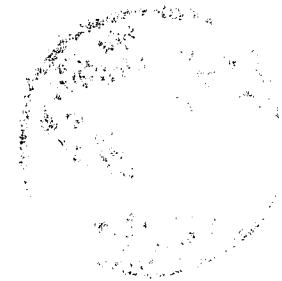


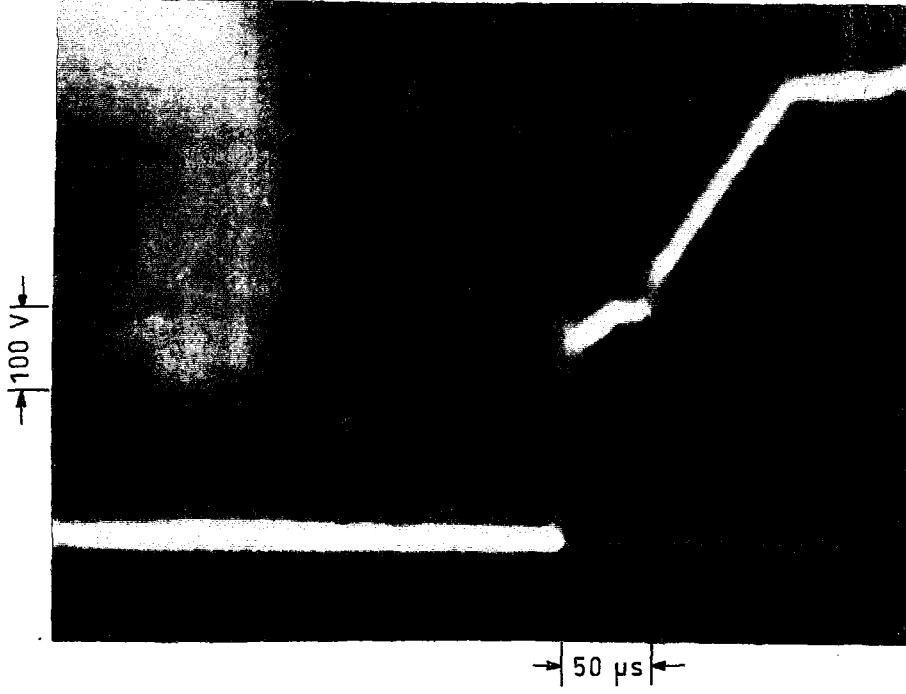


Şekil 4.19. T_K yardımcı tristörün anot gerilimi.

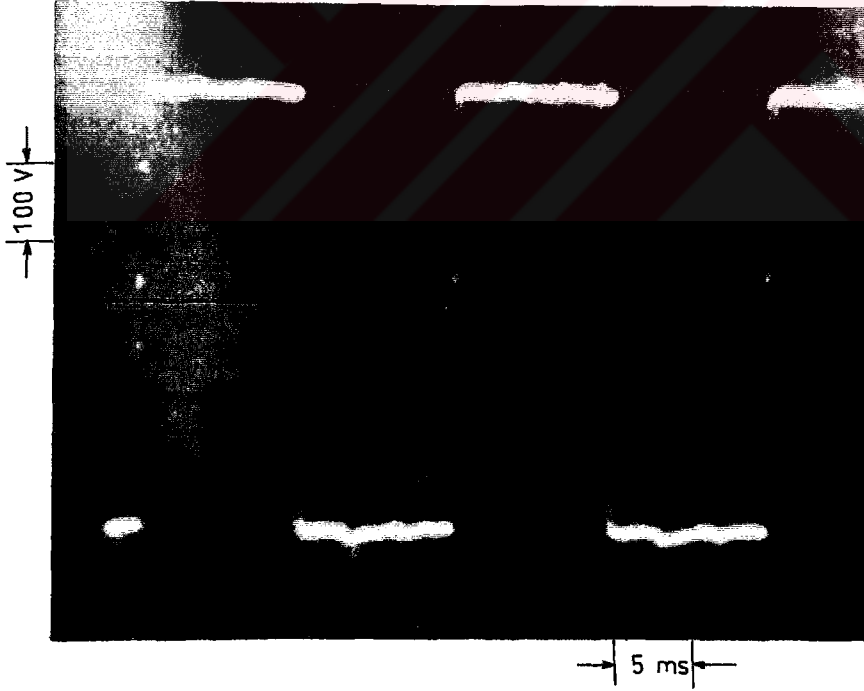


Şekil 4.20. T_K yardımcı tristörün anot gerilimi



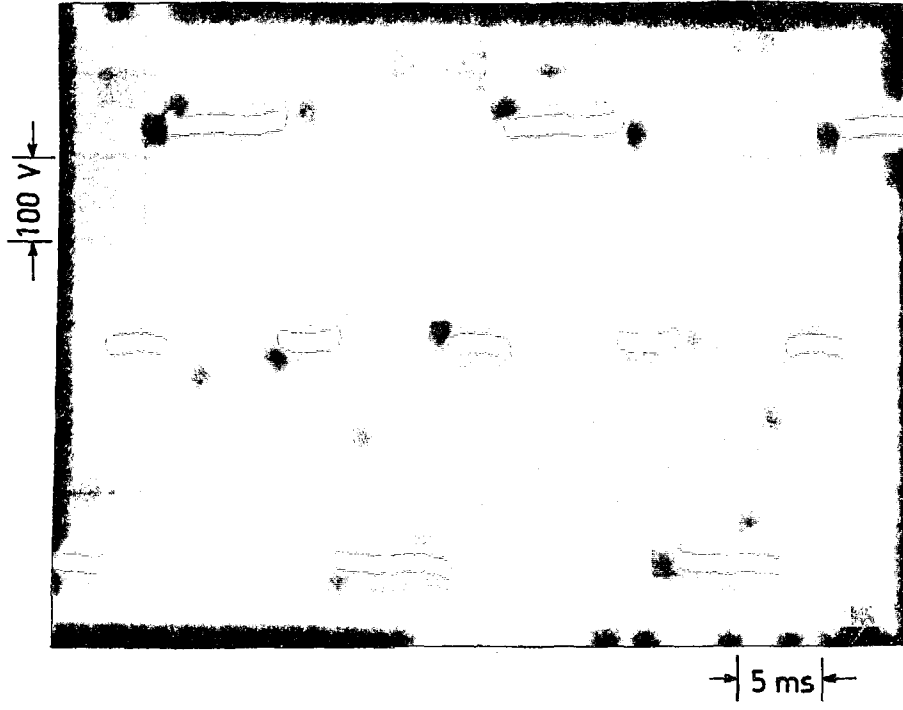


Şekil 4.21. Direnç, self ve kondansatörden meydana gelen seri devrenin uçlarındaki gerilimin değişimi

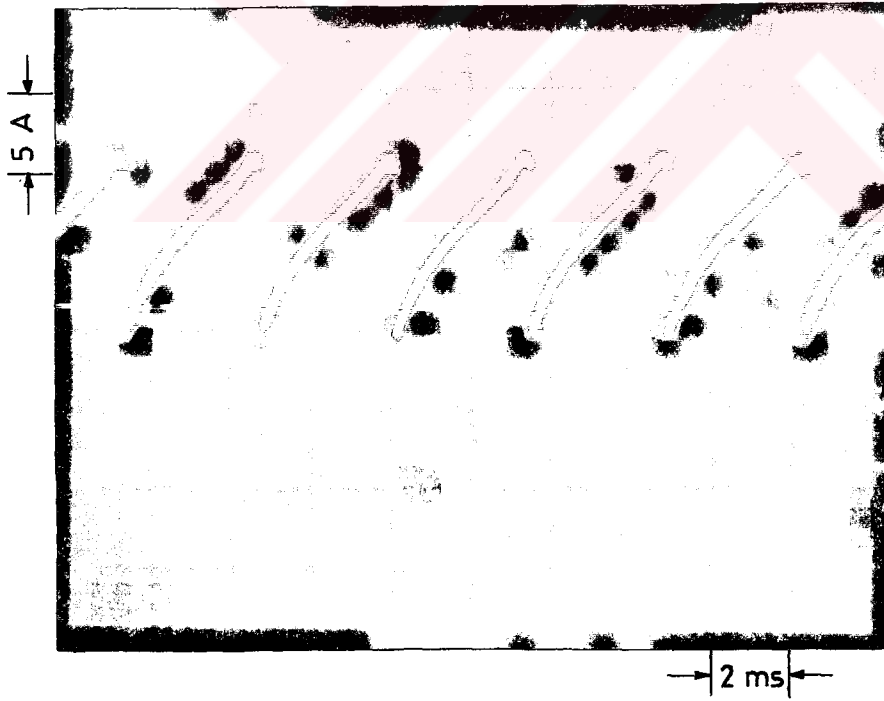


Şekil 4.22. Direnç, self ve kondansatörden meydana gelen seri devrenin uçlarındaki gerilimin değişimi



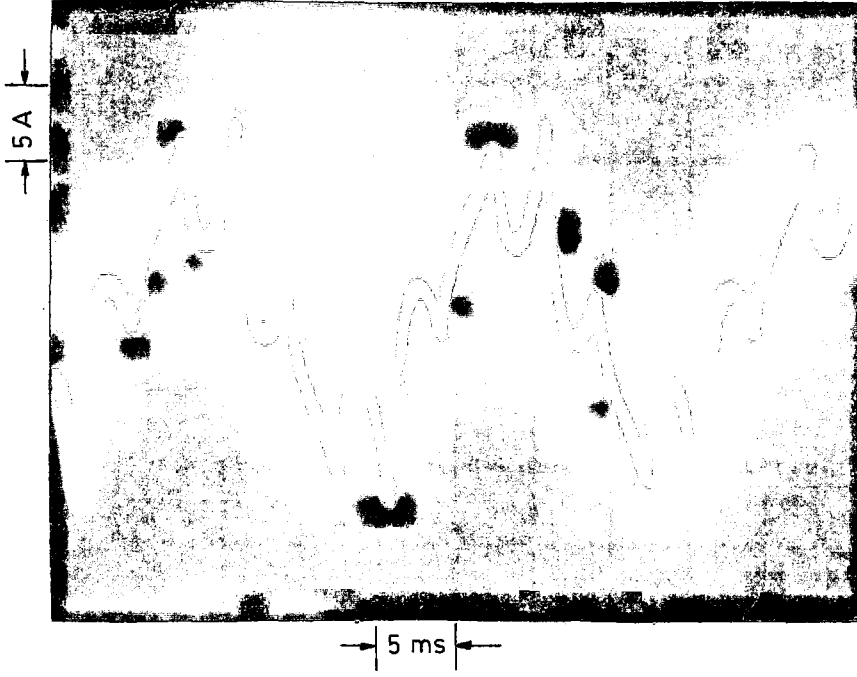


Şekil 4.23. İnverter çıkış geriliminin değişimi

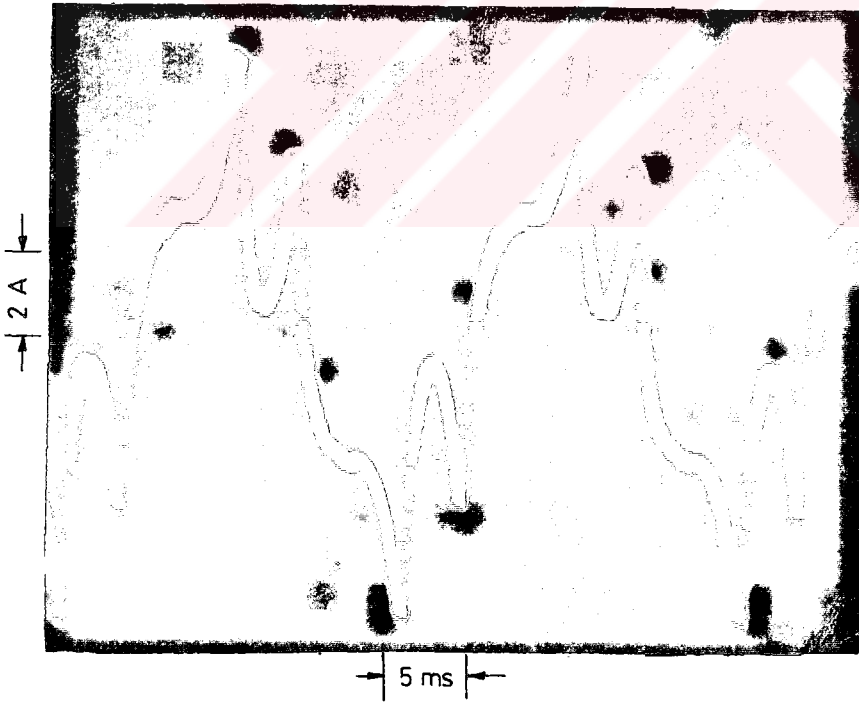


Şekil 4.24. İnverter giriş akımının değişimi

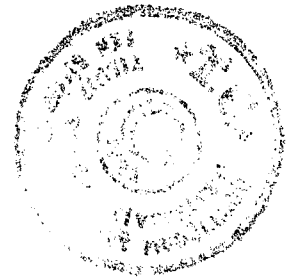




Şekil 4.25. Motorun hat akımının değişimi.



Şekil 4.26. Motorun sargı akımının değişimi.



4.6. Kayıplar

4.6.1. Motorun Sinüsoidal Şebekeden Beslenmesi

Uygulama devresinde kullanılan stator sargıları üçgen bağlı kısa devre rotorlu asenkron motorun sinüsoidal şebekeden beslenmesinde ölçülen ve hesaplanan değerler Tablo 4.1'de verilmiştir.

Tablo 4.1. Üç fazlı asenkron motorun sinüsoidal şebekeden beslenmesinde ölçü aletleri ölçülen ve hesaplanan değerler.

ÇALIŞMA ŞEKLİ	MOTOR							GENERATÖR			
	Besleme Gerilimi (V)	Hat Akımı (A)	Giriş Gücü (W)	Faydalı Güç (W)	Verim η (%)	Devir Sayısı (d/d)	Motorun Üst Sıcaklık Değeri ($^{\circ}\text{C}$)	Gen. Kayıp. (W)	Yük Gerilimi (V)	Yük Akımı (A)	Gen. Faydalı Gücü (W)
Motorun Boşta Çalışması	220	5,35	270	-	-	1496	22,9	-	-	-	-
Motor+ Gen. Boşta Çalışması	220	5,5	370	-	-	1496	25,8	100	-	-	-
Motor+ Gen. Nominal Yükte çalışması	220	6,4	1730	1370,4	79.2	1420	38,8	222	174	6,6	1148,4

4.6.2. Motorun İnverterden Beslenmesi

Uygulama devresinde kullanılan motorun inverterden beslenmesinde ölçülen ve hesaplanan değerler ise Tablo 4.2'de toplanmıştır. Motorun nominal değerleri ile çalışmasında, sinüsoidal şebekeden beslemede olduğu gibi frekans 50 Hz ve çalışma süresi 60 dakika alınmıştır.

Tablo 4.2. Üç fazlı asenkron motorun inverterden beslenmesinde ölçü aletleri ile ölçülen ve hesaplanan değerler.

ÇALIŞMA ŞEKLİ	MOTOR							GENERATÖR			
	Besleme Gerilimi (v)	Hat Akımı (A)	Giriş Gücü (W)	Faydalı Güç (W)	Verim η (%)	Devir Sayısı (d/d)	Motor Üst Sıcaklık Değeri ($^{\circ}\text{C}$)	Gen. Kayıp. (w)	Yük Gerilimi (v)	Yük Akımı (A)	Gen. Faydalı Gücü (W)
Motorun Boşta Çalışması	220	5,55	295	-	-	1496	24,5	-	-	-	-
Motor+ Gen. Boşta Çalışması	220	5,45	395	-	-	1496	27,7	100	-	-	-
Motor+ Gen. Nominal Yükte çalışması	220	6,4	1720	1227,56	71,37	1420	42,5	192,56	180	5,75	10.35

4.6.3. Sinüsoidal Şebekeden ve İnverterden Beslenen Asenkron Motorun Kayıplarının Mukayesesi

Asenkron motor nominal değerlerinde sinüsoidal şebekeden ve geliştirilmiş inverterin kullanıldığı uygulama devresinden beslenmiş ve her iki durumda motordan alınan faydalı güç ile şebekeden çekilen güçler karşılaştırılmıştır. Bu iki çalışma durumuna ait ölçülen ve hesaplanan değerler Tablo 4.1 ve Tablo 4.2'de gösterilmiştir. Burada motor, miline bağlanan serbet ikazlı doğru akım generatörü yardımıyla yüklendiğinden, motorun verimi hesaplanırken generatörün sürtünme ve endüvi bakır kayıplarının faydalı güç olarak motordan çekildiğine dikkat edilmelidir.

Motorun sinüsoidal şebekeden beslenmesi durumunda şebekeden çekilen ve generatörden alınan güçler, Tablo 4.1'den,

$$P_{se} = 1730 \text{ W}$$

$$P_{sfg} = 1148,4 \text{ W}$$

dır.

Sinüsoidal çalışmada generatör sürtünme ve endüvi kayıpları,

$$P_{sg(sürt+Cu)} = 100 + R_a I_y^2 = 100 + 2.8 (6,6)^2 = 222 \text{ W}$$

Bu güç motorun verimi hesaplanırken faydalı güç olarak alınır.
Generatörden alınan faydalı güç,

$$P_{sf} = 1148,4 \text{ W}$$

dır. Motor milinden alınan faydalı güç,

$$P_{st} = 1148,4 + 222 = 1370,4 \text{ W}$$

dır. Motorun verimi,

$$\eta_s = \frac{P_{st}}{P_{se}} = \frac{1370,4}{1730} = \% 79.21$$

olarak bulunur.

Motorun inverterle beslenmesi durumunda inverterden çekilen güç ve generatörden alınan faydalı güçler Tablo 4.2'den,

$$P_{ie} = 1720 \text{ W}$$

$$P_{igt} = 1035$$

dır. Generatör sürtünme ve endüvi kayıpları,

$$P_{ig(sürt+Cu)} = 100 + 2.8 \cdot (5,75)^2 = 192.56 \text{ W}$$

dır.

İnverterle çalışmada toplam faydalı güç,

$$P_{if} = 10,35 + 192,56 = 1227,56 \text{ W}$$

İnverterle çalışmada motorun verimi,

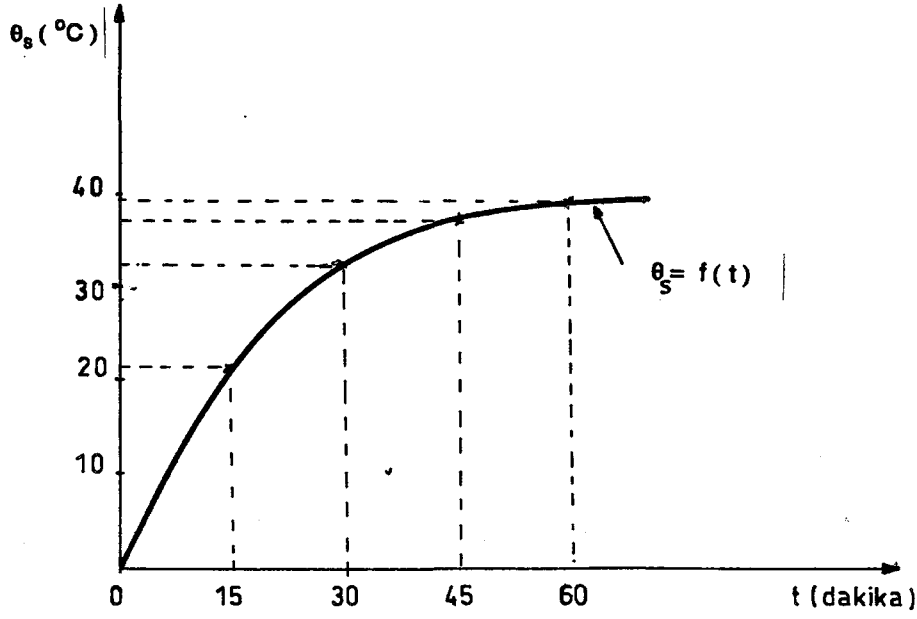
$$\eta_i = \frac{1227,56}{1720} = \% 71.37$$

dır.

Motorun inverterle beslenmesinde inverter çıkış gerilimi ve akımı sinüsoidal olmadığından, ölçü aletleri ile alınan bu değerlere tam olarak güvenilememiştir. Bu nedenle asenkron motorun inverterle beslenmesi durumunda meydana gelen kayıplar motorun ısınma eğrisi yardımıyla hesaplanmıştır. Motor önce belirli sürelerde sinüsoidal şebekeden beslenmiş ve motorun sıcaklığı ölçülerek üst sıcaklığının zamana bağlı değişimi çizilmiştir. Tablo 4.3'de motorun sinüsoidal şebekeden beslenmesinde ölçülen elektriksel büyüklükleri ile sıcaklık değerleri Şekil 4.27'de ise üst sıcaklığının zamana bağlı değişimi verilmiştir. Aynı şekilde motorun inverterle beslenmesi durumunda ölçülen büyüklükler Tablo 4.4'de, üst sıcaklığın zamana bağlı değişimi ise, Şekil 4.28'de verilmiştir. Her iki çalışma durumu için üst sıcaklığın zamana bağlı değişimleri ele alınarak kayıplar arasında bir bağlantı bulunabilir.

Tablo 4.3. Motorun sinüsoidal şebekeden beslenmesinde sıcaklık değerleri

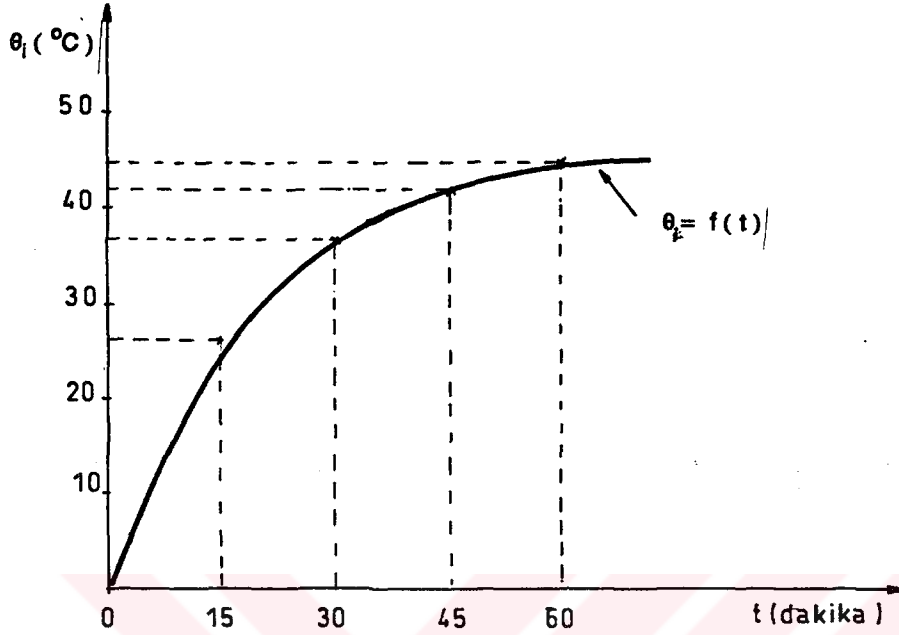
Çalışma Süresi (dk)	Motorun Besleme Gerilimi (v)	Motorun Hat Akımı (A)	Şebekeden Çekilen Güç (W)	Çevre Sıcaklığı θ_c ($^{\circ}\text{C}$)	Motor Sıcaklığı θ_m ($^{\circ}\text{C}$)	Motorun Üst sıcaklık derecesi $\theta_s = \theta_m - \theta_c$	Generatör-den Alınan Faydalı güç (w)	Motorun devir sayısı (d/d)
15	220	6.4	1730	21.4	43.1	21.7	1148.4	1420
30	220	6.4	1730	21.4	54.4	33	1148.4	1420
45	220	6.4	1730	21.4	59.1	37.7	1148.4	1420
60	220	6.4	1730	21.4	60.2	38.8	1148.4	1420



Şekil 4.27. Motorun sinüsoidal şebekeden beslenmesinde üst sıcaklık derecesinin değişimi.

Tablo 4.4. Motorun İnverterle beslenmesinde sıcaklık değerleri

Çalışma Süresi (dk)	Motorun Besleme Gerilimi (v)	Motorun Hat Akımı (A)	Şebekeden Çekilen Güç (W)	Çevre Sıcaklığı θ_c (°C)	Motor Sıcaklığı θ_m (°C)	Motorun Üst sıcaklık derecesi $\theta_i = \theta_m - \theta_c$	Generatörden Alınan Faydalı güç (w)	Motorun devir sayısı (d/d)
15	215	6.55	1770	22.7	48.8	26.1	1148.4	1420
30	215	6.55	1770	22.7	60	37.3	1148.4	1420
45	215	6.55	1770	22.7	65	42.3	1148.4	1420
60	215	6.55	1770	22.7	67	44.3	1148.4	1420



Şekil 4.28. Motorun inverterden beslenmesinde üst sıcaklığın değişimi.

Asenkron motorda üst sıcaklığın zamana bağlı değişimi,

$$\theta = \theta_0 + \frac{P_k}{A} \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right)$$

dır. Burada; P_k kayıp güç, A motorun ısı yayma katsayısı, T de motorun zaman sabitini gösterir. θ_0 motorun ilk sıcaklık derecesi, motorun sıcaklığı ile çevre sıcaklığı arasındaki farka eşittir. Yapılan deneylerde motor sıcaklığı ile çevre sıcaklığı başlangıçta eşit olduğundan $\theta_0 = 0$ alınmıştır.

Motorun sinüsoidal şebekeden ve inverterden beslenmesi durumunda üst sıcaklık dereceleri yazılıp oranlanırsa,



$$\frac{\theta_s}{\theta_l} = \frac{P_{sk}/A \left(1 - e^{-\frac{1}{T}}\right)}{P_{ik}/A \left(1 - e^{-\frac{1}{T}}\right)}$$

elde edilir. Motorun A ve T değerleri sabit ve deney süresi aynı olduğuna göre,

$$\frac{\theta_s}{\theta_l} = \frac{P_{sk}}{P_{ik}}$$

bağıntısı elde edilir. Eğer sinüsoidal çalışmada toplam kayıplar bilinirse yukarıdaki bağıntı yardımıyla motorun inverterle beslenmesi durumundaki kayıplar hesaplanabilir.

Motorun sinüsoidal çalışmada şebekeden çektiği güç,

$$P_{se} = 1730 \text{ W dir.}$$

Generatörden alınan faydalı güç,

$$P_{fg} = 1148,4 \text{ W}$$

dir. Generatör sürtünme ve endüvi bakır kaybı,

$$P_{g(sürt+Cu)} = 222 \text{ W}$$

Motorun milinden alınan faydalı güç,

$$P_{sf} = 1148,4 + 241 = 1370,4 \text{ W}$$

Bu durumda motorun toplam kayıpları,

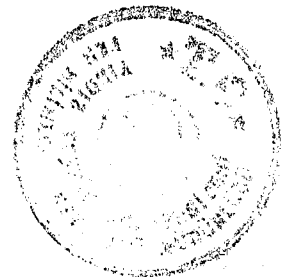
$$P_{sk} = P_{se} - P_{sf} = 1730,4 \text{ W}$$

olarak bulunur.

İnverterden beslemede toplam kayıplar,

$$\frac{38.8}{44.3} = \frac{359,6}{P_{ik}}$$

$$P_{ik} = \frac{359,6}{38.8} \cdot 44.3 = 410.57 \text{ W}$$



olarak bulunur. Bu şekilde inverterle motorun çalışmasında ilave kayıplar $P_{ilave} = 50,97 \text{ W}$ olarak elde edilir.

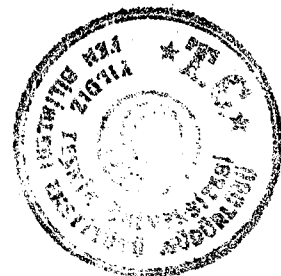
Bu durumda sinüsoidal çalışmada motorun verimi,

$$\eta_g = \% 79.2$$

Inverterle çalışmada motor verimi,

$$\eta_i = \frac{1370.4}{1370.4 + 410.57} = \% 76,95$$

olarak bulunur.



BÖLÜM 5

SONUÇ VE DEĞERLENDİRME

Tezde asenkron makinaların uzay ve zaman harmonikleri ele alınmış ve uzay harmonikleri ihmal edilerek zaman harmoniklerinin makinanın çalışmasına yapmış olduğu olumsuz etkiler incelenmiştir. Daha sonra kısa devre rotorlu asenkron motorun, gerilim / frekans oranı yaklaşık sabit kalacak şekilde frekans ve gerilimin birlikte değiştirilerek yapılan hız ayarında kullanılan inverter devreleri ile en çok kullanılan dc kıyıcı devreleri tanıtılmıştır.

Sonuç olarak literatürde raslanmayan üç fazlı köprü tipi bir inverter devresi geliştirilmiştir. Çalışma prensibi geniş bir şekilde incelenen bu devre laboratuarda gerçekleştirilerek, kontrolsüz doğrultucu -dc kıyıcı- inverter sistemi ile asenkron motorun hız ayarı yapılmıştır. Laboratuarda gerçekleştirilen bu asenkron makina hız ayar sisteminde gerilim dc kıyıcı yardımıyla, frekans ise inverter yardımıyla değiştirilerek gerilim / frekans oranı takriben sabit tutulmuştur.

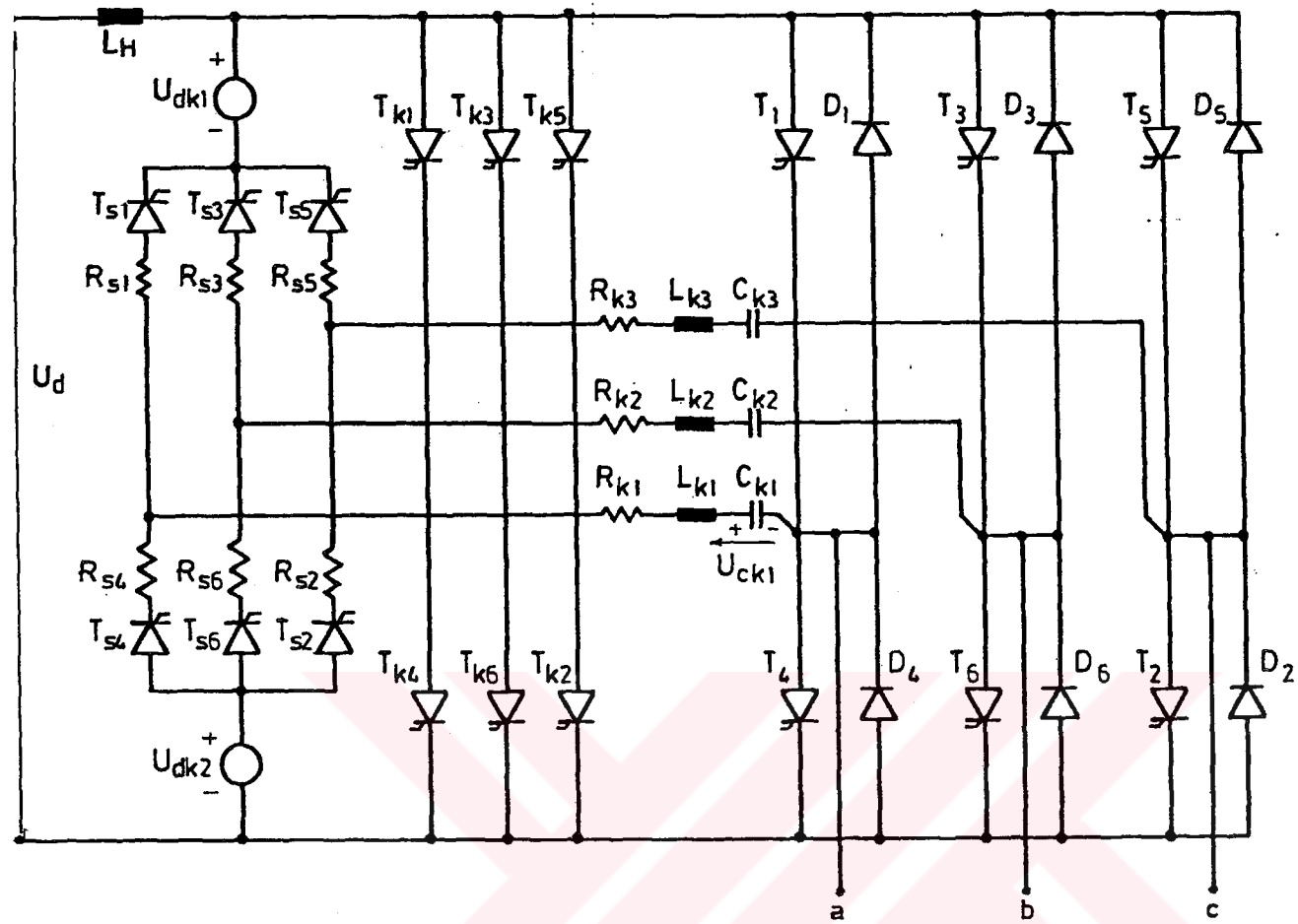
Bölüm 3'te üç fazlı asenkron motorların hız ayarında kullanılan inverterlerin çıkış geriliminin ayarı için kullanılan metodlar kıyaslama yapmak amacıyla geniş bir şekilde incelenmiştir. Doğru akım ara devresinde gerilim değiştirilmek suretiyle çıkış geriliminin ayarında, inverter çıkış geriliminin şekli değişmez ve enerji temin edilen üç fazlı şebekede meydana gelebilecek gerilimin dalgalanmaları doğru akım ara devresinde kompanse edilebilir. Bu metodla U_d geriliminin ayarlı olması tristörlü inverterlerde komütasyon güçlükleri yaratır. Genellikle tristörlü inverter montajlarında komütasyon olayı için söndürme kondansatörlerinin şarj olduğu gerilim U_d gerilimi ile orantılıdır. Bu sebeple U_d doğru geriliminin düşük değerlerinde inverterde komütasyon güçlükleri ortaya çıkar. Doğru akım ara devresinin çok

küçük gerilimlerinde bile tam yük akımını söndürebilmek için, komütasyon düzeninin gereğinden büyük planlanması zorunlu hale gelir. Bu mahzuru ortadan kaldırmak için, söndürme kondansatörlerini doğru akım ara devresinden bağımsız olarak şarj etmek üzere tristörlü inverter devresine iki adet dc gerilim kaynağı ilave edilmiştir. Bu şekilde komütasyon olayının giriş geriliminden bağımsız olarak dc kaynak geriliminde gerçekleşmesi sağlanmıştır. Böylece komütasyon şartları iyileştirilen bir üç fazlı köprü tipi inverter devresi gerçekleştirilmiştir.

Şekil 5.1.'de komütasyon şartları iyileştirilerek gerçekleştirilen üç fazlı köprü tipi inverter devresi görülmektedir.

Komütasyon şartları iyileştirilerek geliştirilen gerilim beslemeli üç fazlı inverter devresinde, T ana tristörleri ile birlikte T_s tristörleri de tetiklendiğinden kondansatör ilk gerilimleri uygun yönde ve en az U_{dk} değerine kadar dolar ve T_s tristörleri kendiliğinden iletimden çıkar. T tristörlerini söndürmek üzere T_k tristörleri tetiklendiğinde oluşan seri R - L - C rezonans devresi akımı yük akımına eriştiğinde, anot akımlarının sıfır olmasıyla T tristörleri söner. Inverter girişindeki dc gerilim değeri U_{dk} geriliminden küçük bile olsa, komütasyon olayları kondansatörün en az U_{dk} gerilim değerinde meydana gelir. Geliştirilmiş inverter devresi giriş geriliminin geniş sınırlar arasında değişmesinde ve yükün özelliklerinden etkilenmeden çalışır. Geliştirilmiş inverter devresinde kullanılan L_H doğal endüktivitesinin görevi yarıiletken elemanların akım ve gerilim yükselme hızlarını sınırlandırmaktadır. Komütasyon devresinde bulunan R_k dirençleri kondansatör gerilimi ve rezonans devresi akımını sınırlandırmak amacıyla konmuştur. Komütasyon anında rezonans devresinden geçen akımın ani değeri,

$$i_c(t) = \frac{U_{co}}{\sqrt{\frac{L_k}{C_k} - \frac{R_k^2}{4}}} \cdot e^{-\frac{R_k}{2L_k} t} \sin \sqrt{\frac{1}{L_k C_k} - \left(\frac{R_k}{2L_k}\right)^2} \cdot t$$



Şekil 5.1. Geliştirilmiş üç fazlı köprü tipi inverter devresi.

şeklinde elde edilmiştir. Bölüm 4.4.1. de komütasyon devresi ile ilgili yapılan hesaplamalardan görüleceği gibi R_k direncinin salınım periyoduna olan etkisi ihmal edilebilecek derecede azdır. Bu yüzden ana tristörün negatif kalma zamanı hesaplanırken bu direnç ihmal edilmiştir. Böylece ana tristörün negatif kalma zamanı için,

$$t_{N1} = 2 \cdot \sqrt{L_k C_k} \arccos \frac{\sqrt{L_k / C_k}}{U_{co}} \cdot I_y$$

ifadesi çıkarılmıştır. Burada D_1 diyodunun devresindeki kaçak endüktivitenin Bölüm 2'de açıklanan tristör kapama gerilimine olan etkisi, Şekil 4.8'deki tristör anot geriliminin değişiminde görülmediğinden ihmal edilmiştir.

Bölüm 4'de uygulama devresinden ölçü aletleri ve osiloskoplara alınan sonuçların teorik olarak yapılan hesap ve incelemelerle uyum içinde oldukları görülmüştür.

Geliştirilmiş inverter devresi, ana akım devresinde büyük değerli endüktiviteler içeren münferit söndürme montajlı inverterlere göre daha ekonomik ve çıkış gerilimi daha düzgündür. Bölüm 2.2'de verilen komütasyon şartları iyileştirilmiş inverter devresinde, komütasyon sırasında çıkış geriliminde görülen kırılmalar bu montajda ortadan kaldırılmıştır [10].

Gerilim ve frekansın düşük değerlerinde motor nominal yükte yolalırken zaman harmoniklerinden dolayı meydana gelen harmonik momentlerinin etkisi ile meydana gelen titreşimlerin son derece az olduğu gözlenmiştir. Teorik açılmalarda da belirtildiği gibi, uzay harmoniklerinin de meydana getirdiği harmonik momentleri vardır. Bunlar kalkışta çok hissedilir ve motor hızlandıktan sonra etkileri ihmal edilebilecek kadar azalır. Özellikleri itibariyle geliştirilmiş inverter devresi, diğer bütün üç fazlı köprü tipi tristörlü inverterlere göre daha ekonomik ve üç fazlı kısa devre rotorlu asenkron motorların hız ayarı için son derece uygundur.

Asenkron motorun inverterli tahrik sistemleriyle hız ayarında sinüsoidal olmayan gerilimle beslendiğinden, meydana gelen harmoniklerin yaptığı etkilerin incelenmesi için, eşdeğer devresine ait parametrelerin bilinmesi gerekir. Bu amaçla asenkron motor önce sinüsoidal şebekeden beslenmek suretiyle, yapılan boşa çalışma, kısa devre ve devamlı yük deneylerinden yararlanarak eşdeğer devresine ait değerler ve kayıpları hesaplanmıştır. Aynı şekilde motor, inverterli uygulama devresinden beslenmiş ve iki farklı çalışma durumu için ölçülen ve hesaplanan değerler Tablo 4.1 ve 4.2'de verilmiştir. Motorun inverterli sistemden beslenmesinde, sinüsoidal olmayan gerilim ve akım değerlerinin yeterince hassas olarak ölçülememesinden dolayı, ilave kayıpları hesaplamak için ayrıca motorun ısınma eğrilerinden yararlanılmıştır.

Motorun inverterli uygulama devresinden beslenmesi durumunda ilave kayıpları hesaplamak amacıyla motor sinüsoidal şebekeden ve inverterli uygulama devresinden beslenmiştir. Bu iki farklı çalışma durumuna ait ölçü aletleri ile ölçülen ve hesaplanan değerler Tablo 4.3 ve 4.4'te verilmiştir. Bu iki çalışma durumunu kıyaslamak amacıyla motorun milinden alınan faydalı güç sabit tutulmuştur. Bu iki çalışma durumu için motorun sıcaklığının zamana bağlı değişimi Şekil 4.27 ve 4.28'de görülmektedir. Motorun sinüsoidal çalışmadaki kayıpları bilinirken, inverterli uygulama devresinden beslenmesinde meydana gelen kayıplar Bölüm 4'de verilen,

$$\frac{\theta_s}{\theta_i} = \frac{P_{sk}/A \left(1 - e^{-\frac{1}{T}}\right)}{P_{ik}/A \left(1 - e^{-\frac{1}{T}}\right)}$$

ifadesi yardımıyla hesaplanmıştır. Yapılan hesaplamalarda motorun sinüsoidal şebekeden beslenmesinde veriminin %79.2 inverterli uygulama devresinden beslenmesindeki veriminin % 76.95 olduğu görülmüştür.

Zaman harmoniklerinden dolayı meydana gelen 5 ve 7. harmonik momentleri Bölüm 1. de çıkarılan ifadeler yardımıyla hesaplanmıştır. Sonuç olarak 5 ve 7. harmonik moment değerlerinin temel bileşen momentinin yanında çok küçük olduğu ve ihmal edilebileceği görülmüştür.

YARARLANILAN KAYNAKLAR

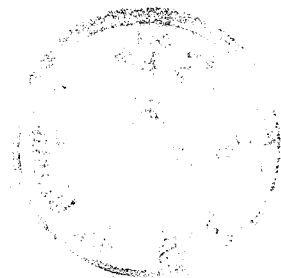
- [1] RICHTER, R., Elektrische Maschinen Band IV Die Induktionsmaschinen, Verlag Birkhauser, Basel / Stuttgart, 1954.
- [2] BÖDEFELD, T., SEQUENZ, H., Elektrische Maschinen, Springer-verlag, Wien/New York, 1971.
- [3] BODUROĞLU, T., Elektrik Makinaları Dersleri, Döner Alternatif Akım Makinalarına Giriş, Cilt II, Kısım I, İTÜ Matbaası, İstanbul, 1964.
- [4] MÜLLER, G., Elektrische Maschinen, VEB Verlag Technik, Berlin, Heidelberg, 1985.
- [5] LEONARD, W., Control of Electrical Drives, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, 1985.
- [6] SCR MANUAL, General Electric Company, Syracuse, New York, 1972.
- [7] HALICI, K., Elektriğin Sanayide Uygulanması, II. Kısım, Doğan Matbaası, İstanbul, 1988.
- [8] GÜLGÜN, R., Güç Elektroniğine Giriş, Doyuran Matbaası, İstanbul, 1983.
- [9] GÜLGÜN, R., Alternatif Akım Makinalarının Güç Elektroniği Sistemleri ile Kontrolü, Y.T.Ü., L.Ü. Ders Notları, 1988.
- [10] BODUR, H., "Kontrolsüz Doğrultucu -dc kıyıcı- Inverter" Gurubu ile Asenkron Motor Hız Kontrolunda Komütasyon Şartlarının İyileştirilmesi ve Sistemin Şebeke Etkisinin İncelenmesi, Doktora Tezi, Yıldız Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 1990.

- [11] MÖLTGEN, G., *Netzgeführte Stromrichter mit Thyristoren Einführung in Wirkungsweise und Theorie*, Siemens Aktiengesellschaft, Berlin - München, 1974.
- [12] DEWAN, S.B., SLEMON, G.R., STRAGHEN, A., *Power Semiconductor Drives*, Wiley, New York, 1984.
- [13] MEYER, M., *Sebstgeführte Thyristor - Stromrichter* Siemens Aktiengesellschaft, Berlin und München, 1974.
- [14] ZACH, F., *Leistungselekttronik, Bauelemente, Leistungskreise Steuerungs kreise, Beeinflussungen*, Springer - Verlag Wien, New-York, 1979.
- [15] PATEL, H.S., HOFT, R.G., *Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thristor Inverters, Part I, Harmonic Elimination*, IEEE Trans. Ind. App. vol. IA - 9, No. 5, pp. 310-317, 1973.
- [16] PATEL, H.S., HOFT, R.G., *Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thristor Inverters Part II. Voltage Control Techniques*, IEEE Trans. Ind. App. vol. IA - 10, No.5, pp. 666-673, 1974.
- [17] BUDIG, P.K., *Drehzahlvariable Drehstromantriebe mit Asynchronmotoren*, VDE - Verlag GmbH, Berlin/Offenbach, 1988.
- [18] SHEPHERD, W., HULLEY, L.N., *Power Electronics and Motor Control*, Cambridge University Press, 1987.
- [19] MERGEN, A.F., "Minimisation of Inverter - Fed Inductron - Motor Losses by Optimisation of PWM Voltage Waveform" Loughborough Universtiy of Technology, U.K., 1977.

- [20] MERGEN, A.F., Effects Of Supply Voltage Waweforms upon Iron Losses in an Induction Motor, Bülletin of the Technical University of Istanbul, vol.43, No.1, pp.9-21, 1990.
- [21] SPÄTH, H., Elektrische Maschinen und Stromrichter, Grundlagen und Einführung, G. Braun, Karlsruhe, 1986.
- [22] HUSSELS, P., Ein Beitrag zu Verfahren Der Führung von Drehmoment und Fluss bei Umrichter gespeisten Drehstrommaschinen, Dissertation, Berlin, 1984.
- [23] BIENIEK, K., Untersuchung der Asynchronmaschine mit drei und sechs Wicklungsträngen am stromeinprägenden Wechselrichter, Dissertation, 1983.
- [24] BUDIG, P.K., Der Einfluss der Verluste auf das zulässige Drehmoment stromrichtergespeister Asynchron maschinen, Elektrie, Berlin 40, s. 454-456, 1986.
- [25] RUSEK, J., Drehmoment und Strom einer über stromeinprägenden Wechselrichter gespeisten Asynchronmaschine im stationären Betriebszustand, A f E, 67, s. 151 - 160, 1984.
- [26] BROSCHE, F.P., TIEBE, J., SHUSDZIARRA, W., Erwärmung kleiner Asynchronmaschinen bei Betrieb mit Frequenzumrichtern, etz - A, Bd 7, s. 351 - 355, 1985.
- [27] TAEGEN, F., WALCZAK, R., Theoretische und experimentelle Untersuchung der Läuferoberfeder, A f E 67, s. 169-178, 1984.
- [28] DEPENBROCK, M., KLAES, N., Zusammenhänge zwischen Schaltfrequenz Taktverfahren, Momentpulsation und Stromverzerrung bei Induktionsmaschinen am Pulswechselrichter, etz - A, Bd.10 s. 131 - 134, 1988.



- [29] ALEXA, D., TURİC, L., Statische Frequenzumrichter für Speisung von Wechselstrommotoren mit Ausgangsspannungen in Treppenform mit 12 Pulsen, etz - A, Bd. 2, s. 291-293, 1980.
- [30] ANDRESEN, Ch, E., BIENIEK, K., PFEIFFER, R., Pendelmomente und Wellenbeanspruchungen von Drehstrom - Käfigläufermotoren bei Frequenzumrichterspeisung, etz-A, Bd 4, s. 25-33, 1982.
- [31] ALEXA, D., Umrichtersystem mit Pulswechselrichter und einem höheren Grundswingungsgehalt der Ausgangsspannung etz - A, Bd.3, S.433-436, 1981.
- [32] KLEINRATH, H., Stromrichtergespeiste Drehstrommaschinen, Wien, Springer - Verlag, 1980.
- [33] ALEXA D., Eine andere Variante des Umrichtersystems mit Gleichspannungs - Zwischenkreis und einem höheren Grundswingungsgehalt der Ausgangsspannung, etz-A, Bd.5.
- [34] BUDİG, P.K., Drehzahlvariable Drehstromantriebe Elektrie, Berlin 42, s. 100 - 108, 1988.
- [35] BUDİG, P.K., Der Einfluss der Verluste auf das zulässige Drehmoment stromrichtergespeicher Asynchronmaschinen, Elektrie, Berlin 40, s. 454 - 456, 1986.
- [36] BUDİG, P.K., Drehzahlgestellte Drehstromasynchronmaschinen Elektrie, Berlin 39, s. 416-419, 1985.
- [37] MİSHEL, M., WILLEMS, M., Brechnung der Oberschwingungsspektren von Strömen und Spannungen bei einem Netzkupplung - Umrichter, A f E s. 147 - 151, 1984.



- [38] WENİGER, R., Einfluss der Maschinenparameter auf Zusatzverluste, Momentüberschwingungen und Kommutierung bei der Umrichterspeisung von Asynchronmaschinen A.f.E. 63, s. 19-28, 1981.
- [39] BRANDES, J., Beanspruchungen des Wellenstranges bei umrichtergespeisten Asynchronmaschinen, AfE 73, s. 115-130, 1990.
- [40] LEWANDOWSKI, M., SZELAG, A., Minimizing Harmaics of the Output Voltage of the Chopper - Inverter, A f E, 69, s. 223-226, 1986.
- [41] MERGEN, A.F., Asenkron Motorda Besleme Gerilimi Frekansının Değiştirilmesi ile Devir Sayısı Ayar Yöntemlerinin Kritik Etüdü, Doçentlik Tezi, İTÜ, İstanbul, 1982.
- [42] KUTMAN, T., Güç Elektroniği Devrelerinde Genel Bir Analiz Yöntemi ve Küçük Distorsiyonlu Yeni Bir İnverter, Doktora Tezi, İ.T.Ü., İstanbul, 1976.
- [43] MURPHY, J.M.D., TURNBULL, F.G., Power Electronic Control of AC Motors, Pergamon Press, 1988.

ÖZGEÇMİŞ

M.Hadi SARUL, 1956 yılında Kastamonu ili Doğanyurt ilçesinde doğdu. Doğanyurt İlkokulunu bitirdikten sonra orta öğretim için İstanbul'a geldi. Gelenbevi Ortaokulu ve Vefa Lisesini bitirdikten sonra İstanbul Devlet Mühendislik ve Mimarlık Akademisine girdi ve 1979 da mühendis oldu.

İstanbul Devlet Mühendislik ve Mimarlık Akademisinde 1979'da Lisansüstü eğitime başladı. 1981'de Lisansüstü eğitimini tamamlayarak aynı yıl Elektriğin Endüstriye Uygulanması Kürsüsü'ne asistan olarak girdi. Asistanlığı (ve sonra Araştırma Görevliliği) süresince Elektriğin Sanayiye Uygulanması, Tesis Organizasyonu, Güç Elektroniği, Güç Elektroniği Laboratuvarı ve Devre Teorisi Laboratuvarı gibi derslerin yürütülmesinde yardımcı oldu. 1982 yılında doktora öğrenimine başladı.

1993 yılında Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü Elektrik Makinaları Anabilim dalında öğretim görevliliğine yükseltildi. Halen bu Bölüm içinde Elektriğin Sanayiye Uygulanması 2 ve Tesis Organizasyonu derslerini yürütmektedir. Evli ve bir çocuk babası olan M. Hadi SARUL, Almanca ve İngilizce bilmektedir.

