

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Statik Ward Leonard Sistemi

Yüksek Lisans Tezi

Halit Becerir

1988

Ref
ELK
71
988

152
96

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

STATİK WARD LEONARD
SİSTEMİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELK. MÜHENDİSİ HALİT BECERİR

İSTANBUL 1988

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
GENEL KİTAPLIĞI

R 152

96

Kot :
Alındığı Yer : Fen Bilimleri Enst.
Tarih : 13/05/1991
Fatura :
Fiatı : 4000 TL
Ayniyat No : 1/3
Kayıt No : 47646
UDC : 621.3 378:242
Ek :



YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ



1. Giriş 1
2. Doğru akım motorları 1
2.1. Doğru akım motorlarının kontrolü 2
3. Fabrik ve kontrol sistemlerinin gerçekleştirilmesi
ve sonuçları 4
3.1. Yapı - Leonard Sistemi 4
3.2. Statik Sistemler 5
3.3. Statik Sistemlerin uygulanabilirliği 5
4. Tristörler 10
5. Tarih dalga derinliği kontrolü 15
6. Dc fazla çekimleri 18
6.1. Fazla çekimlerin önlenmesi 18
6.2. Fazla çekimlerin önlenmesi 18
7. Sonuçlar 24

STATİK WARD - LEONARD SİSTEMİ

TEZİ VEREN : Prof.Dr. ATIF URAL

TEZİ HAZIRLAYAN : Elk.Müh.

HALİT BECERİR



İÇİNDEKİLER

BÖLÜM 1

| | |
|-------------------------------------------------------------------------|----|
| DOĞRU AKIM MOTOR KONTROLÜ | 1 |
| 2. Doğru akım motorları | 1 |
| 2. Doğru akım motorlarının hız kontrolü | 2 |
| 3. Tahrik ve kontrol sistemlerinin karşılaştırılması ve seçimi | 4 |
| 3.a) Ward - Leonard Sistemi | 4 |
| 3.b) Statik Sistemler | 6 |
| 3.c) Statik Sistemlerin uygulanabilirliği | 9 |
| 4. Tristörlü Konverter devre ve çalışma prensipleri ... | 10 |
| 5. Yarım dalga doğrultucu kontrollü d.a. motor | 15 |
| 6. Üç fazlı tahrikler | 18 |
| 6.a) Yarı konverter çalışma | 18 |
| 6.b) Tam konverter çalışma | 21 |
| UYGULAMA 1 | 24 |

BÖLÜM 2

| | |
|-------------------------------------------------------|----|
| DOĞRU AKIM MOTORLARININ KAPALI ÇEVİRİM KONTROLÜ | 28 |
| 1.Yabancı uyarımlı d.a. tahrikleri | 29 |
| 1.a) Motor transfer fonksiyonu | 29 |
| 1.b) Kapalı çevrim hız kontrolü | 32 |
| 2. Kontrolörler | 33 |
| 2.1 Oransal (Pve PI) kontrolörler | 33 |
| 2.1a) Akım kontrolörü | 35 |
| 2.1b) Yük momentindeki düzensizlikler | 40 |
| a) P kontrolör için | 40 |
| b) PI kontrolör için | 43 |
| 2.2 Akımın sınırlanması | 45 |
| 3. Dizayn yöntemi ve uygulama 2 | 47 |

BÖLÜM 3

| | |
|----------------------------------------------------|----|
| MİKROKOMPÜTER KONTROL | 50 |
| 1. Mikroişlemci ve mikrokomputerin temelleri | 51 |
| 1.a) Mikroişlemci | 51 |
| 1.b) Hafıza : Rom ve Ram | 52 |
| 1.c) Giriş - Çıkış yüzeyi | 53 |

2. Tersine çalışan tahriklerin mikrokomputer kontr... 54
3. Mikroişlem teknolojisinin durumu 55

BÖLÜM 4

- TETİKLEME DEVRELERİ..... 59
1. Tetikleme açısının lineer kontrolü 59
 2. Tetikleme açısının kosinüs kontrolü 60
 3. Darbe Yükseltici 63
 4. Açık ve kapalı çevrim kontrolü 64
 5. Aşırı akım koruması 66
 6. SEKA Kâğıt Fabrikasının tahrik kontrol sistemi
tetikleme ve yükseltici devreleri 68

ÖZET

Dünyada ve ülkemizde, elektrik mühendisliği, tristörlerin teknolojiye girmesiyle değişik bir karakter kazanmış ve güçlü yarı iletkenlerin geliştirilmesi de uygulanabilirliği sağlamıştır. Örneğin, tristörlü dönüştürücüler, d.a. tahrik sistemlerinde yaygın bir şekilde kullanılırken, diğer taraftan, kontaktörlerin kullanıldığı kontrol panellerinin yerine, yarı iletkenlerden yararlanılmış statik lojik devreler ve mikroişlemciler büyük ölçüde yerleşmişlerdir. Böylece, hızlı cevap kabiliyeti, iyi hız regülasyonu ve çalışma esnekliği sağlanabilmiştir.

Bu tez çalışmasında, doğru akım motorlarının kontrolünde kullanılan denetli silisyum doğrultuculu dönüştürücülerin performans karakteristikleri incelenmiş ve pratikte uygulanan alternatif yöntemlerle karşılaştırılmıştır.

Üç fazlı tam kontrollu doğru akım motor yüklü tristörlü dönüştürücünün bir benzeşim modeli geliştirilmiştir. Bu modelin türetilmesi, genel denklemlerinin yazılması ve bilgisayarda uygulaması verilmiştir.

Serbest uyartımlı bir doğru akım motoru için denetimli silisyum doğrultmaçlardan oluşan üç fazlı hız kontrol ünitesinin tasarımı, uygulaması yapılmış ve deneysel sonuçları verilmiştir.

ABSTRACT

In the world and our country, electrical engineering acquired a different character, when thyristors to be interior in the technology, and development of power semi conductors, obtained their applicable. The other side, control panel that used contactors left its place to static logic circuit and microprocessor controller. Thus, fast response, good speed regulation, and operation flexibility are obtained.

The object of the thesis is to study the performance characteristics of solid state thyristor converters used in the control of direct current motors and compare alternative methods applied in practice.

An efficient model for computer simulation of a three phase fully controlled thyristor converter with dc motor load is developed. The derivation of this model, formulation of generalized equations and application of the simulation in a digital computer program is presented.

The design, construction and testing of a three phase thyristorized speed control unit for a separately excited dc motor is demonstrated and experimental results are given. Operation, control, protection and limiting circuits are considered.

ABSTRACT

In the world and our country, electrical engineering acquired a different character, when thyristors to be interior in the technology, and development of power semi conductors, obtained their applicable. The other side, control panel that used contactors left its place to static logic circuit and microprocessor controller. Thus, fast response, good speed regulation, and operation flexibility are obtained.

The object of the thesis is to study the performance characteristics of solid state thyristor converters used in the control of direct current motors and compare alternative methods applied in practice.

An efficient model for computer simulation of a three phase fully controlled thyristor converter with dc motor load is developed. The derivation of this model, formulation of generalized equations and application of the simulation in a digital computer program is presented.

The design, construction and testing of a three phase thyristorized speed control unit for a separately excited dc motor is demonstrated and experimental results are given. Operation, control, protection and limiting circuits are considered.

KULLANILAN TERİMLER VE SEMBOLLER

V_a : Besleme gerilimi (volt)

E_b : Armatürde indüklenen e.m.k. (volt)

I_a : Armatür akımı (amper)

R_a : Armatür direnci (ohm)

k_a : Armatür gerilim sabiti

ϕ_f : Uyarma alan akısı

n : Rotor devir sayısı (dev./dk.)

M : Üretilen moment (kgm^2)

k_m : Moment sabiti

P : Aktif güç (watt)

S : Görünür güç (vA)

I_f : Uyarma akımı (A)

V_f : Uyarma gerilimi (v)

V : Motorun uçlarındaki gerilim (v)

α : Tetikleme açısı

φ : Açık farkı

I_A : Sebekeden çekilen akım (A)

V : Sebeke gerilimi (v)

w : Açısal hız (rad/s)

w_n : Doğal frekans

E_c : Kontrol gerilimi (v)

J : Atalet momenti

T_a : Elektrik zaman sabiti

T_m : Mekanik zaman sabiti

k : Kazanç

BÖLÜM 1

DOĞRU AKIM MOTOR KONTROLÜ

Doğru akım motorları, iyi hız ayar kabiliyetleri, aşırı yük kapasiteleri ve dayanıklılıkları ile sanayide kullanılan döner mekanik sistemlerin tahriki ve kontrolünde önemli avantajlar sağlamaktadır. Motorun sürekli durum karakteristikleri, motorun nasıl kontrol edilebileceğini, dinamik karakteristikleri ise, bir kontrol sisteminin istenen çıkışı vermesi için nasıl dizayn edilmesi gerektiğini tayin eder. Aşağıdaki bölümde kısaca, doğru akım motorunun karakteristiklerine ve davranışlarına değinilmiştir.

1. DOĞRU AKIM MOTORLARI

Doğru akım makinası, ilk olarak, bu yüzyılın başlangıcından önce, henüz kullanılabilen güç kaynakları doğru akım olduğu zaman yapılmaya başlanmıştır. Günümüzde, bir çok hız tahrik sisteminde kullanılmaktadırlar ve iyi sonuçlar veren karakteristikleri nedeniyle, çok sayıda üretilmektedir.

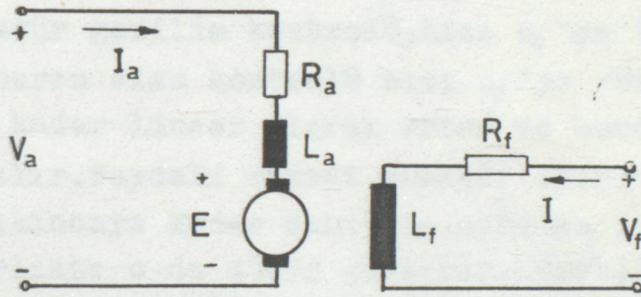
Doğru akım motorlarıyla çalışmanın bazı sakıncaları vardır. Özel de kaynaklar gerektirirler, aynı güçteki indüksiyon motorlarına göre daha büyük ve daha pahalıdır. Doğru akım motorları, kalkış anındaki sıçrama akımını sınırlamak için bazı özel kontrollere ihtiyaçları vardır. Kollektörleri nedeniyle, indüksiyon motorlarından daha fazla bakıma gerek gösterirler. Kollektör, ayrıca birtakım sınırlamalar da getirmektedir. İyi ve faydalı bir komütasyon için kollektör dilimleri arasındaki maximum gerilim, 20 volt olmalıdır.

Bunların yanında d.a. motorlar ile çalışmanın bazı avantajları vardır. Karakteristikleri özellikle çekişli tahrikler için onlara yüksek kalkış momentleri sağlar. Aşağı ve yukarı hız ayar menzili daha büyüktür. Sonuç olarak, aynı performansa elde etmek üzere d.a. motoru kontrol metodları alternatif akım motorları kontrol sistemlerine nazaran daha basit ve daha ucuzdur denilebilir. Bu avantajlar, dezavantajları önemsiz kılabilir ve tercih sebebi olabilirler.

2. DOĞRU AKIM MOTORLARININ HIZ KONTROLÜ

Motorun sürekli durum çalışması, üç denklem ile ifade edilebilir. Böyle bir motorun eşdeğer devresi şekil 1. l'de görülmektedir.

Burada tüm devre gerilimi; $V_a = E_b + I_a R_a$ (1)



Şekil 1.1. Yabancı uyarımlı bir d.a. şönt motor eşdeğer devresi
Endüklenen e.m.k.

$$E_b = k_a \cdot \phi_f \cdot n \quad (2)$$

Momenti ise

$$M = k_m \phi_f I_a \quad (3)$$

Bu üç denklemden devre parametrelerine bağlı olarak hız fonksiyonu

$$n = \frac{E_a}{k_a \phi_f} - \frac{I_a R_a}{k_a \phi_f} \quad (4)$$

Burada;

V_a : Besleme gerilimi

E_b : Armatürde indüklenen e.m.k.

I_a : Armatür akımı

R_a : Armatür direnci

k_a : Armatür gerilim sabiti

ϕ_f : Uyarma alanı akısı

n : Rotor devir sayısı

M : Üretilen moment

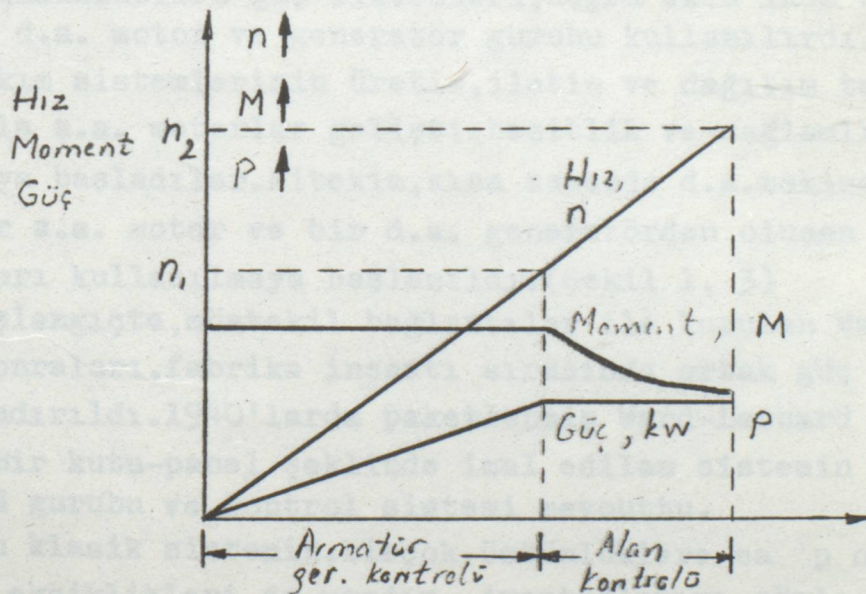
k_m : Moment sabiti

Son ifadedeki ikinci terim genellikle küçüktür ve ihmal edilebilir. Bu hız denklemi, gösteriyor ki, motor hızı üç yolla kontrol edilebilir.

- 1; Hız ile yakalaşık orantılı olan armatür gerilimi, V_a ile
- 2; hız ile ters orantılı olan mag. alan akısı ϕ_f ile
- 3; hızı azaltıcı yönde doğru orantılı olan armatür direnci R_a ile ,

Armatür gerilim kontrolü denilen ,armatür devre gerilimi ile hızın kontrolü, bunların içinde en kullanışlı ve cazip olanıdır. Alan kontrolünde, tam genlikte magnetik alan doyduğunda, moment arttırılabilir ve bu da yüksek armatür akımına neden olur. Alan kontrolü uyartım alanını azaltmak suretiyle gerçekleştirilebilir ve hızı max. armatür geriliminde daha yükseltmek için kullanılır. Faydalı moment azalır. Nihayet, endüvi devresi resistansı ile kontrol ise küçük motorlar dışında güç kayıpları nedeniyle pratik değildir.

Tümüyle bir hız ayarı için karakteristikler, Şekil 1.2'de gösterilmiştir. Armatür gerilim kontrolü, hızı n_1 'ye kadar yükseltir; buradan itibaren alan kontrolü hızı n_2 'ye yükseltir. Makinanın gücü n_1 'e kadar lineer olarak artar ve bundan sonra n_2 'ye kadar sabit kalır. Faydalı moment, armatür akımına bağlı olarak hız max. n_1 'e çıkıncaya kadar sabittir. Buradan itibaren alanın azalması ile birlikte o da düşüş gösterir. Sürekli çalışmada, motor, her endüvi (armatür) gerilim ayarı için sabit bir çıkış gücü verir.



Şekil 1.2. Yabancı uyardımlı motor için hız kontrol eğrisi.

3.TAHRİK VE KONTROL SİSTEMLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI VE SEÇİMİ:

Kontrol sistemi, çıkışları bir d.a. motorunu besleyen bir tristörlü dönüştürücü olabilir, ya da bir motor-generatör gurubu, olan klasik Ward-Leonard sistemi ile d.a. tahrik yapılabilir. Bir motor-generatör gurubu ile statik konverteri (Dönüştürücü) karşılaştırmak oldukça güç bir olaydır. Bunlar, benzer fonksiyonlar göstermelerine rağmen, işleyiş temel prensipleri bakımından pek çok farklılıklar gösterirler. Birbirlerine göre avantajları ve dezavantajları vardır. Aşağıda, öncelikle klasik Ward-Leonard Sistemine kısaca değinilmiştir.

3 a. WARD-LEONARD SİSTEMİ

1890'larda üretilen Ward-Leonard sisteminin gelişmesiyle doğru akım ile tahriklerde önemli bir adım atılmıştır. Sistem, bir d.a. tahrik motorunun bir motor-generatör gurubu ile beslenmesi ve kontrolünden ibarettir. M-G gurubu sabit bir hız ile çalışır. Generatör uyarma alanı ile oynanarak, generatörün ürettiği gerilim değiştirilir. Böylece, tahrik motorunun hızı geniş bir sahada değiştirilebilir. Daha önce incelendiği gibi, Şekil 2.1'deki hız kontrol eğrisine uygun bir davranış gösterir. Max. gerilimde alan akısı azaltılarak devir sayısı arttırılırken, max. hızda moment %50'ye kadar düşebilir.

Kullanılabilen güç sistemleri, doğru akım iken Ward-Leonard sisteminde d.a. motor ve generatör gurubu kullanılırdı. Ancak alternatif akım sistemlerinin üretim, iletim ve dağıtım tekniklerinin gelişmesiyle a.a. motorlar gelişti, başitlik ve sağlamlıklarıyla cazip olmaya başladılar. Nitekim, kısa zamanda d.a. makinalarının tahrikinde bir a.a. motor ve bir d.a. generatörden oluşan Ward-Leonard M-G gurubları kullanılmaya başlandı. (Şekil 1, 3)

Başlangıçta, müstakil bağlantılar ile kurulan Ward-Leonard sistemi, sonraları, fabrika inşaatı sırasında ortak güç sistemine irtibatlandırıldı. 1940'larda paketlenmiş Ward-Leonard sistemleri üretildi. Bir kutu-panel şeklinde imal edilen sistemin içinde monte edilmiş M-G gurubu ve kontrol sistemi mevcuttu.

Bu klasik sistemin, birçok üstünlüklere sahip olmakla birlikte bazı eksiklikleri de vardır. Avantajlarını şöyle sıralayabiliriz:

1. Dört bölgede de çalışarak, iki yönlü hız ayarı yapılabilir.

2. Frenleme sırasında, hız düşerken M-G gurubundan a.a.

hatta otomatik olarak enerji transferi olur.

3. Ani aşırı yük kapasiteleri büyüktür.

4. Motorun armatür akımı pürüzsüz bir doğru akımdır.

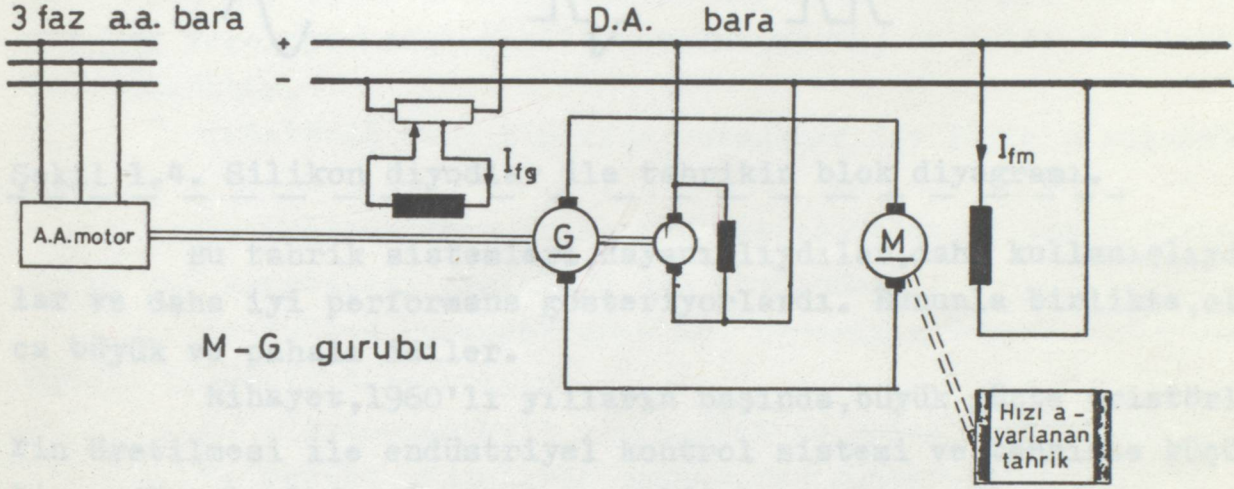
Sistemin dezavantajları ise;

1. Maliyeti yüksektir.

2. verimi düşüktür.%'de seksenden az.

3. Büyük bir yer kaplar.

4. Peryodik olarak bakım ve yağlama gerektirir.

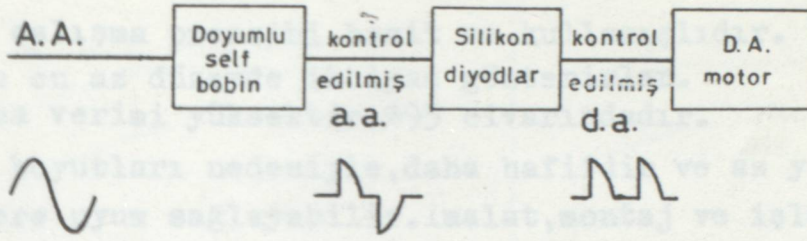


Şekil 1.3. A.a. motor ve d.a. generatörlü Ward-Leonard sistemi

Ward-Leonard sisteminin otomatik kontrolü, başlangıçta, önce el ile sonraları elektro-mekanik kontrol sistemleriyle yapılmaktaydı. 1940'ların sonunda ve 1950'lerin başında geliştirilen elektronik kontrol, d.a. tahrik sistemlerinde önemli ilerlemeler getirdi. İlk etapta, endüstriyel tip gaz doldurulmuş doğrultucular ve kumandalı doğrultucu tüpleri (thraton), M-G gurubunun ikâz ve regülatöründe kullanıldı. Bu sistem, doğru bir cevap ve daha iyi bir hassasiyet sağladı. Elektro-mekanik kontrol sistemlerinin yerine kullanılmaya başlandı. Daha sonraları, yüksek akımda kullanılabilen bu tüpler tahrik motorlarının hız kontrolü için a.a-d.a. dönüştürücü olarak doğrultucu devrelerde kullanıldı. Tüp tipi doğrultucular kullanılan, tek faz doğrultucu devreler, küçük güçlü tahriklerde kullanıldı. Nominal 10 HP güçler için, bu sistem güvenli bulunmadı.

1950'li yılların sonlarında, katı elektronik malzemeleri; silikon diyodlar ve silikon kontrollü doğrultucular (SCR-tristörler) piyasada ekonomik fiatlarla kullanılabilir hale gelmişti. Bu cihazlar, önceleri, düşük nominal güçlerde kullanılabilirdi ve bundan dolayı tüp-tip regülatörlerin yerine generatör alan regülatörü olarak kullanıldılar. Daha sonra, silikon diyodlar ve tristörler

geliştirildi ve tahrik motorunun doğrudan kontrolü için a.a. gücü d.a. güce dönüştürmekte kullanıldılar. Önce, yüksek güçte silikon diyodlar geliştirildi ve doyumlu self bobinlerle birlikte d.a. tahriklerde kullanıldılar. (Şekil 1.4.)



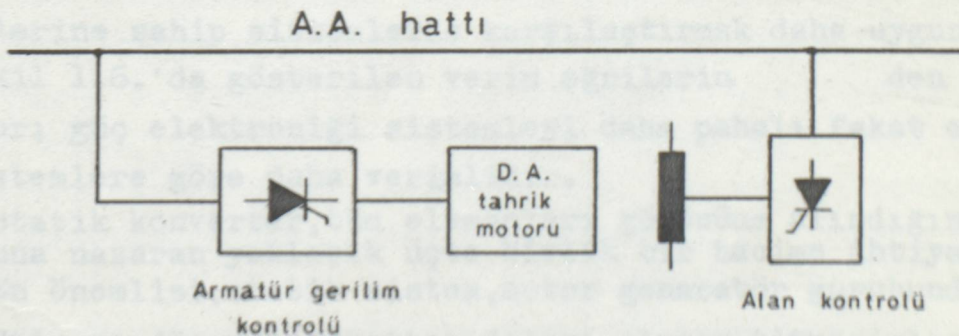
Şekil 1.4. Silikon diyodlar ile tahrikin blok diyagramı.

Bu tahrik sistemleri, dayanıklıydılar, daha kullanışlıydılar ve daha iyi performans gösteriyorlardı. Bununla birlikte, oldukça büyük ve pahalı idiler.

Nihayet, 1960'lı yılların başında, büyük güçte tristörlerin üretilmesi ile endüstriyel kontrol sistemi ve tahrikte küçük bir endüstriyel devrim meydana geldi.

3b. STATİK SİSTEMLER

1960'ların izleyen 10 yılda, yüksek kapasiteli ayarlanabilir gerilimli da. besleme sistemleri dizaynı geliştirildikçe, mühendisler ilgi ve dikkatlerini M-G gurubu ile güç elde etmekten, tristör ile güç dönüştürmeye yönelttiler. Şekil 1.5'de tristör kontrolü da. tahriki blok prensip şeması görülmektedir.



Şekil 1.5. Tristörlü dönüştürücüler ile kontrol blok şeması.

Artık, çoğu yeni hız ayarlamalı da. tahriklerde konverter denilen tristörlü dönüştürücüler kullanılmaktadır. 50 yıldan fazla bir zamandır hız ayarlı tahrik sistemlerinde kullanılan M-G gurubu büyük ölçüde yerlerini tristörlü dönüştürücülere bırakmıştır.

Tristörlü tahrikin avantajları;

1. Tristörlü sistem, generatör armatüründe ve uyarma alanındaki gecikmeleri ortadan kaldırmıştır. Bundan dolayı ,cevap zamanı daha kısadır ve motorun atalet ve komütasyon kabiliyetlerine kalmıştır.
2. Temel çalışma prensibi basit ve kullanışlıdır.
3. Bakıma en az düzeyde ihtiyaç gösterirler.
4. Çalışma verimi yüksektir.%95 civarındadır.
5. küçük boyutları nedeniyle ,daha hafifdir ve az yer kapladığından her yere uyum sağlayabilir.İmalat,montaj ve işletme maliyeti daha düşüktür.

Tristörlü tahrikin dezavantajları ise şöyle sıralanabilir:

1. Tristörlerin düşük ısıl kapasitelerine uygun olarak aşırı yük kapasitesi eksikliği söz konusudur.
2. yüksek harmonik akımları nedeniyle kaynak sisteminde oluşan harmonik distorsiyonu.
3. Elektromanyetik girişimler ve parazit etkileri.
4. Geçici rejimlerde hassasiyet göstermesi.
5. Yüksek rejenerasyon maliyeti.
6. Güç faktörünün çıkış gerilimi ile orantılı olması.
7. Cihazdaki gerilim düşümleri ve kaçak akımlar.

Güç elektroniği sistemleri ile da. tahrik motorunun beslemek ve kontrol etmek aa. motorlarını kontrol etmekten daha basit ve ucuzdur. Ancak, uçaklar ve madenler gibi fırça ve kollektörlerin kullanılmasının sakıncalı olduğu yerlerde, inverterli aa. motorlar kullanılır.

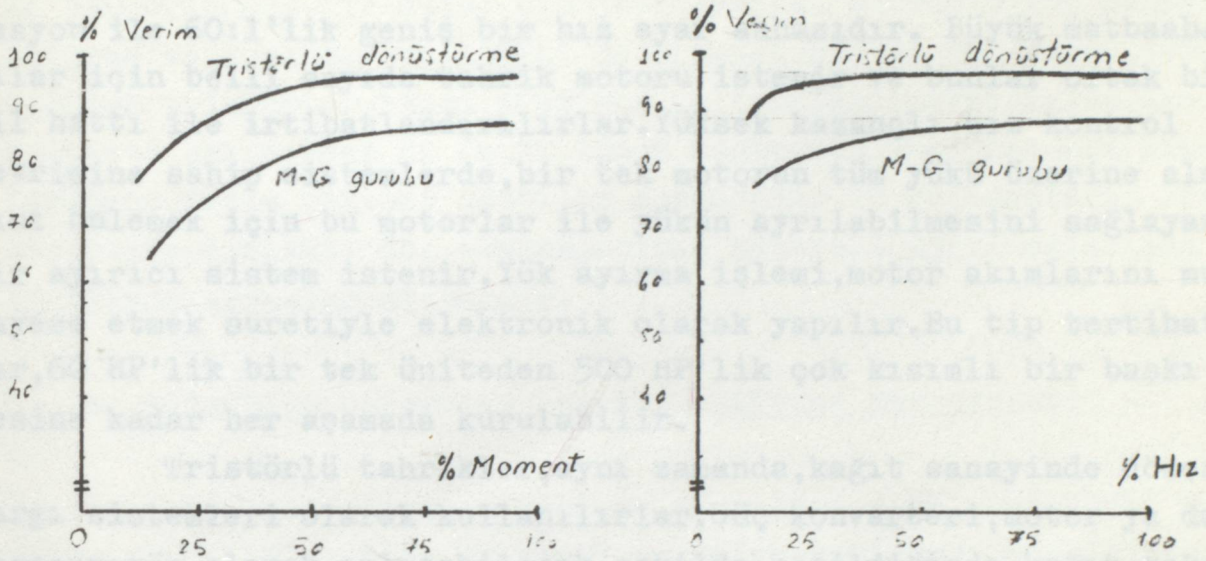
Güç elektroniği sistemlerini, diğer aynı hız ayarlama kabiliyetlerine sahip sistemlerle karşılaştırmak daha uygun olacaktır. Şekil 1.6.'da gösterilen verim eğrilerinin den çıkan sonuç şudur; güç elektroniği sistemleri daha pahalı fakat eski klasik sistemlere göre daha verimlidir.

Statik konverter, tüm elamanları gözönüne alındığında, M-G gurubuna nazaran yaklaşık üçte birlik bir hacime ihtiyaç gösterirler. En önemlisi, statik sistem, motor genaratör gurubundan daha hafiftir ve döner hareketten dolayı oluşan titreşimler ve giderilmesi gereken salınımları yoktur, dolayısıyla sessiz çalışırlar.

Bir Ward-Leonard M-G gurubunun ortalama verimi yaklaşık %70-80 iken, bir konverter, %85-95'lik bir verimle çalışabilir. Böylece, boşa çalışma kayıpları önemsizdir ve ihmal edilebilir.

Statik cihazların korunması ve bakımı, havalandırma filt-

relerinin ve kontaktör uçlarının temizlenmesi ile sınırlıdır. Bir arıza olayında ,generatörde büyük bir onarım ,mesala bobin sarma haftalar alırken, statik sistemde az bir zaman durumu düzeltmeğe yeterlidir.



Şekil 1.6. Tipik dönüştürme cihazlarının verimleri.

Konverterin dayanıklılığı, temel dizaynın hacimsel dayanıklılığına ve konverteri oluşturan elamanların her birinin başlıbaşına dayanıklılığına bağlıdır. Yatakları, fırçaları, yıpranmaya neden olan salınımları ve güç kayıpları nedeniyle dahili ısınmaya yol açan kısımları olmadığı için de çok daha fazla dayanıklıdır.

Statik konverterin avantajlarından birisi de yumuşak kalkış karakteristiğidir. Bu ise, kalkış anında kapalı durumdan tam güç durumuna, girişten aşırı akımlar çekmeden geçmesi demektir. Diğer taraftan motor genaratör grubu düşük başlangıç gerilimi ile kalkış yapmasına rağmen, bu esnada daima tam yük gücünü aşar. Bu durum da kaynak transformatörünün seçimi ve tashihi konusunda statik konverterli sistemlere bir rahatlık sağlar. Bu ise, yük kapasiteleri belli bir kVA ile sınırlanmış imalathanelerde büyük ölçüde önemli bir avantajdır.

Konvanterler, aşırı yüklere karşı milisaniyeler mertebesinde kendini devre dışı bırakacak şekilde, aşırı akım korumaları ile üretilirler.

Faydalı güç ve hız sınırlamaları yarı iletken statik cihazlar ile değil, tahrik motorunun yapısı ile sınırlıdır. SCR-Tristörler daha fazla akım ve gerilim sağlamak için seri ve paralel bağlanabilirler. Armatür akım ve momenti ise motor ısısının yükselmesi ile sınırlıdır.

STATİK KONVERTERLERİN UYGULANABİLİRLİĞİ

Statik konverterli-tristör kontrollü- da. tahrikler, yaygın bir şekilde Matbaa Endüstrisi'nde komütatör motorların yerine kullanılır. Burada istenenler, minimum hızda %10 civarında bir regülasyon ile 60:1'lik geniş bir hız ayar sahasıdır. Büyük matbaabaskılar için belli sayıda tahrik motoru istenir ve bunlar ortak bir mil hattı ile irtibatlandırılırlar. Yüksek kazançlı hız kontrol çevrimine sahip sistemlerde, bir tek motorun tüm yükü üzerine almasını önlemek için bu motorlar ile yükün ayrılabilmesini sağlayan bir ayırıcı sistem istenir. Yük ayırma işlemi, motor akımlarını mukayese etmek suretiyle elektronik olarak yapılır. Bu tip tertibatlar, 60 HP'lik bir tek üniteden 500 HP'lik çok kısımlı bir baskı ünitesine kadar her aşamada kurulabilir.

Tristörlü tahrikler, aynı zamanda, kağıt sanayinde dönen sargı sistemleri olarak kullanılırlar. Güç konverteri, motor ya da regenaratör olarak çalışabilecek şekilde seçildiğinde, kağıt makarası da ileri veya geri çalıştırılabilir. Belirli çalışma şartları altında, örneği n, düz sargı çalışma da moment aşırı düştüğünde, moment frenlemesi gerektiği zaman ya da geri sarma durumunda büyük ataletli bir çıkışın çok çabuk durması esnasında, bu yük değişimleri için bir çalışma tertibatı ve metoduna ihtiyaç olabilir. Sargının gerginliği ise normal olarak gerilmeyi hissedici kollar ile kontrol edilir.

Genel olarak, tahrik miline tesbit edilmiş bir takogeneratörden elde edilen sinyalden faydalanılarak kontrol edilen tristör kontrollü motorlar, yardımcı tahrik gerektiren çeşitli düzeneklerde ve gerilmeli çalışan bazı sargı uygulamalarında, daha ziyade motor armatür akımı kontrol edilerek moment kontrolü altında çalıştırılırlar.

Birçok düzenekler için, standart tristörlü tahrikler, armatür akımları kontrol edilerek ortak hız sinyalleri üretilmek suretiyle, birlikte çalışma sistemine adapte edilebilirler. Bu, Ward-Leonard sisteminde her bölüm için ayrı bir generatöre karşılıktır. Daha az hassas çalışmalarda, paralel motorları kontrol etmek için alan kontrolü ile ortak hız sinyali üreten bir güç konverteri kullanılabilir.

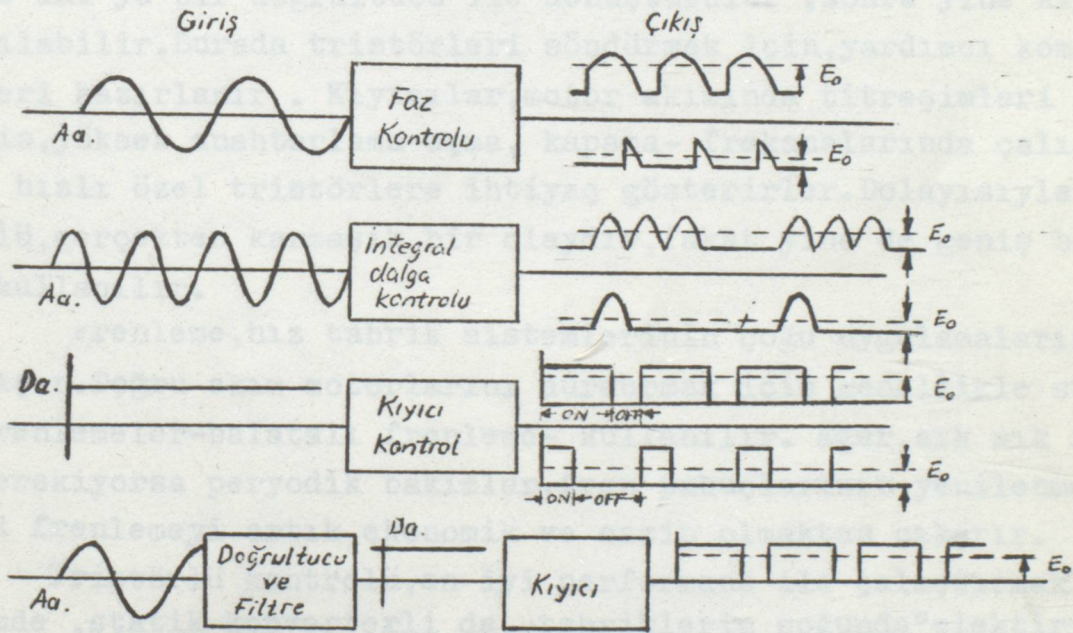
150 n' nin yukarısındaki tristör kontrollü tahrikler, Plastik ve kavuçok sanayinde, çekicilerde kullanılmaktadır. Tristörlü tahrikler, buradaki gibi, hassas hız ayarı ve pürüssüz bir sürekli çalışma kontrolü istendiğinde, Ward-Leonard ve komitatör tahriklerinin yerine geçerler. Sanayideki artan ihtiyaçlara bağlı olarak,

hassas ve doğru plastik filim kalınlığı elde edebilmek için ,iyi bir sıcaklık kontrolü ile birlikte maximum %1 hata ile sabit hız kontrolü gereklidir.

Bununla birlikte kullanımın artması ve büyük güç tristörlerinin geliştirilmesiyle,son beş yıldan fazla bir süredir,maliyette %10 oranında bir düşüş olmuştur.Ayrıca, sistemin güç bakımından işletme ve kumanda kabiliyeti de artmaktadır ve 900 amper,3400 voltluk tristörler,şimdi pratikte kullanılabilirler.Ekonomik maliyeti bakımından üç fazlı köprü kontrollü,Ward-Leonard sistemi ile daha fazla rekabet edebilir durumdadır.Bu gelişmelerin devam etmesiyle birlikte da. makinalarının kontrolü uygulamalarında önemli ölçüde artışlar olacaktır.

4. TRİSTÖRLÜ KONVERTER DEVRE VE ÇALIŞMA PRENSİPLERİ

Da. motorlarının besleme devreleri olan, tristörlü devreler,şekill.7.de blok şemaları ve dalga şekilleri gösterilen üç basit metoda göre kurulabilirler.Bunlar; faz kontrolü ,integral ile dalga kontrolü ve kıyıcı kontrolüdür.



Şekil 1.7. Sabit gerilim besleme girişinden ayarlanabilir gerilim çıkışı elde etmek için geçerli başlıca kontrol teknikleri.

Motor,uçlarında bu cevapların ortalama değerlerini hissedecektir.

Faz ve dalga kontrol şemalarında Aa,'dan Da.'ya dönüştürme,doğrultma ile aynı zamanda ayarlanarak gerçekleşmektedir.Faz kontrolünde,tristör,her yarım periyodda besleme hattı ile motoru irtibatlar ve aynı periyodda da keser.Kıyıcı kontrollü sistemde

ise, tristör, aldığı sabit da. gerilimi çok hızlı bir şekilde motora irtibatlar ve keser. Burada elektronik anahtar, hızla açma-kapama çalışması yapmaktadır. İşte, bu çalışma sırasında, motorun kaynak ile irtibatlı ve irtibatsız olduğu sürelerin oranı da. gerilimin ortalama değerini belirler ve bu oran değiştirilerek tahrik makinasının hızı ayarlanabilir.

Faz kontrolü ve integral kontrolünde, tristörü söndürmek için bir komütasyon devresine gerek yoktur, bunlar akım sıfıra eriştiğinde doğal olarak sönecektir. Bunlara, "Doğal komütasyonu" dönüştürücüler denilir.

Kıyıcılar için ise, bir komütasyon devresine gerek vardır. Bunlar, "Zorlamalı komütasyonlu" dönüştürücülerdir.

Faz kontrolü, yaygın bir şekilde kullanılır ve çıkış gerilimi, geniş bir sahada düzgün bir şekilde kontrol edilebilir. Bununla beraber, düşük çıkış gerilimlerinde girişteki aa. beslemenin güç faktörü düşer.

Integral dalga kontrolü, kaynak frekansı yüksek ise, iyi sonuç verir. Aksi halde motor salınarak çalışır. Bu sistem motorların hız kontrolü için uygun bulunmamıştır.

Eğer, besleme da. ise kıyıcılar (Chopper) kullanılır. Aa. ise de önce da. ya bir doğrultucu ile dönüştürülür, sonra yine kıyıcı kullanılabilir. Burada tristörleri söndürmek için, yardımcı komütasyon devreleri hazırlanır. Kıyıcılar, motor akımında titreşimleri gidermek için, yüksek anahtarlama-açma, kapama- frekanslarında çalışırlar. Yüksek hızlı özel tristörlere ihtiyaç gösterirler. Dolayısıyla, kıyıcı kontrolü, gerçekten karmaşık bir olaydır, fakat yine de geniş bir şekilde kullanılır.

Frenleme, hız tahrik sistemlerinin çoğu uygulamalarında önem taşır. Doğru akım motorlarını durdurmak için genellikle sürtünmeli frenlemeler-balatalı frenleme- kullanılır. Eğer, sık sık frenleme gerekiyorsa periyodik bakımlar, fren pabuçlarının yenilenmesi mekanik frenlemeyi artık ekonomik ve cazip olmaktan çıkarır.

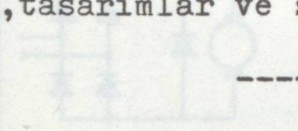
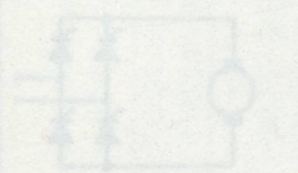
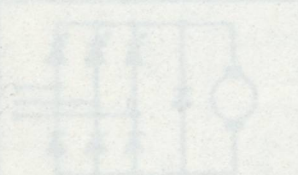
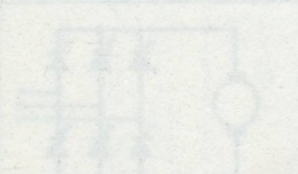

Tristörlü kontrolü, en iyi performans ile çalıştırmak için, günümüzde, statik konverterli da. tahriklerin çoğunda "elektirik ve etkili" frenleme kullanılır. Elektrik frenlemede, sistemdeki mekanik enerji, elektrik enerjisine dönüştürülür. Dnamik frenlemede, sistemdeki elektrik enerjisi tekrar kaynağa verilir, böylece sistem daha verimli hale gelir. Böyle tahriklere, tersine (Reversing) tahrikler denir ve tablo 2'de açıklanmıştır. Çoğunlukla, taşıtlarda ya da akü ile çalışan elektrikli arabalarda, çekiş gücü, tristörlü konverterler ile sağlanır ve etkili frenleme kullanılır.

Tristörlü da. tahrikler, akıllı kontrol sistemlerine ihtiyaç gösterirler. Bunun için, dijital ve analog geri beslemeli kontrol-

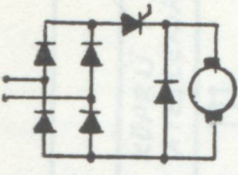
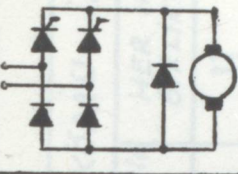
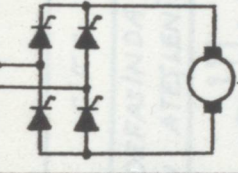
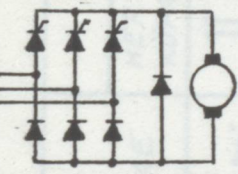
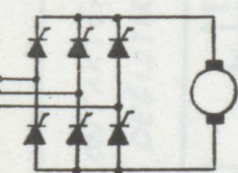
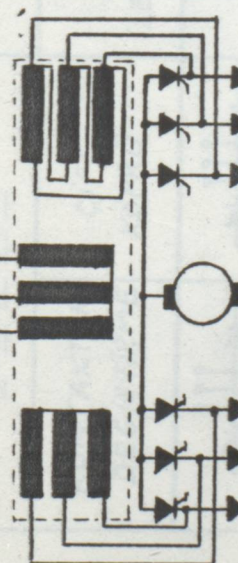
ların her ikisi de kullanılır. Faz kilitlemeli çevrim kontrol teknikleri (PLL), tam hassas hız kontrolü ve sıfır hız regülasyonu için, bazı da. tahriklerde kullanılır. Karmaşık tahrik sistemlerinin mikro işlemci ile kontrolü ise, büyük işletme kolaylıkları sağlar.

Daha sonraki bölümlerde, faz kontrol teorisi incelenirken, önce yarım dalga doğrultucu ile kontrol ele alınmış ve tablo 1'de gösterilen üç fazlı tahriklerden en yaygın olarak kullanılan "Üç fazlı köprü kontrolü ile tahrik", etraflıca incelenmiştir. Ayrıca, bu tam dönüştürücü de denilen üç fazlı tristör köprüsünün otomatik kontrolü için, tasarımlar ve simülasyonlar yapılmıştır.

-----"o"-----

| | | | |
|-------------------------------------------------------------------------------------|-----------------|------|------|
|  | 1-20 100 | 2.65 | 2.65 |
|  | 1-20 100 | 0 | 5.3 |
|  | 15-150 150 | 2.18 | 2.18 |
|  | 100-350 300 | 0 | 4.36 |
|  | 300-2000 600 | 0 | 4.36 |

TABLO 1 - TRİSTÖRLÜ KONVERTER GÜÇ DEĞERLERİ

| DEVRE | TİPİK GÜÇLERİ HP | DALGA FREKANSI $f = 50 \text{ Hz}$ için | DİODLARIN V.A. | TRİSTÖRÜN V.A. | |
|-----------------|-------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------|------------------------------|------------------------------|------|
| | | | MOTORUN V.A. KABUL EDİLEN | MOTORUN V.A. EMNİYET FAK. | |
| TEK FAZ BESLEME |  | $\frac{1}{4} - 1$ | 100 | 7.17 | 1.87 |
| |  | 1-20 | 100 | 2.65 | 2.65 |
| |  | $\frac{1}{4} - 20$ regenerasyon istenilen yerde | 100 | 0 | 5.3 |
| ÜÇ FAZ BESLEME |  | 15-150 Yarı konverter | 150 | 2.18 | 2.18 |
| |  | 100-350 Full konverter | 300 | 0 | 4.36 |
| |  | 300-2000 Dual Konverter | 600 | 0 | 4.36 |

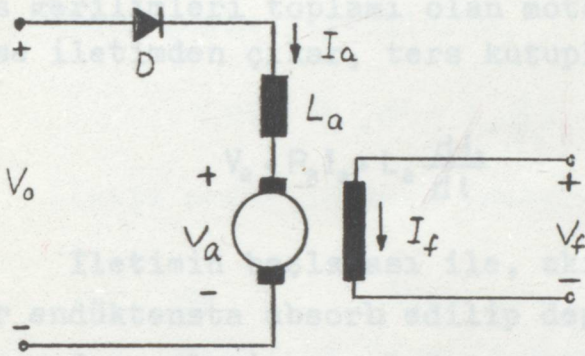
TABLO I - TRİSTÖRLÜ KONVERTER GÜÇ DEVRELERİ

| TERSİNE ÇEVİRME TİPİ | TERSİNE ÇEVİRME METODU | DEVRE DIAGRAMI | NOT |
|-------------------------|---------------------------------------------------------|----------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| ARMATÜR AKIMINI ÇEVİRME | ÇİFT KÖPRÜ İLE HER İKİ KÖPRÜ BİRLİKTE ATEŞLENİR | | EN HIZLI CEVABI VERİR. ANCAK, KÖPRÜLER ARASINDAKİ SİRKÜLASYON AKIMLARINI SINIRLAMA İÇİN D.A. SINIRLAYICILAR GEREKİR. |
| | ÇİFT KÖPRÜ İLE HER DEFASSINDA BİR KÖPRÜ ATEŞLENİR | | HIZLI CEVAP VERİR D.A. SINIRLAYICIYA İHTİYAÇ YOKTUR, FAKAT, İKİ KÖPRÜNÜN BİRLİKTE TETİKLENMESİNİ ÖNLEMELİK İÇİN AKIM DEDEKTÖRÜ VEYA GECİKTİRME GEREKİR. |
| | KONTAKTÖR İLE DEĞİŞTİRME | | İYİ BİR CEVAP VERİR ARMATÜR AKIMI AKARKEN BİR DEĞİŞTİRMİYİ ÖNLEMELİK İÇİN AKIM DEDEKTÖRÜNE İHTİYAÇ VARDIR. |
| ALAN AKIMINI ÇEVİRME | ÇİFT KÖPRÜ | | CEVAP, ALAN İKAZININ DERESESİNE BAĞLIDIR. |
| | KONTAKTÖR DEĞİŞTİRME | | |

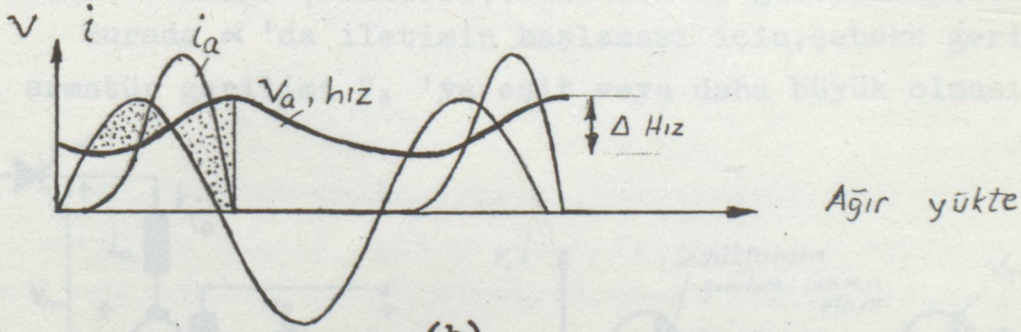
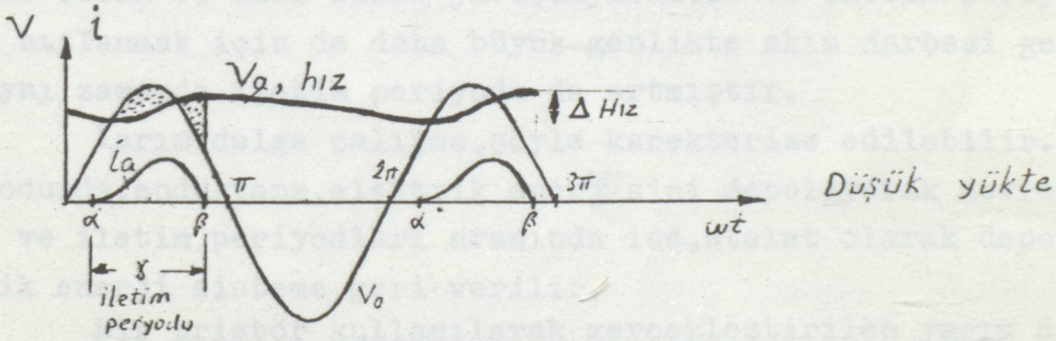
TABLO II - REVERSİNG TAHRİKLER İÇİN GÜÇ DEVRELERİ
(Tersine çevrilebilir)

5. YARIM DALGA DOĞRULTUCU KONTROLLÜ D.A. MOTOR

Yarım dalga tahrik devresinin diyod ve motordan ibaret olan en basit şekli şekil 2.1a'da gösterilmiştir. Armatür tek bir diyoddan ve uyarma alan sargısı da bağımsız bir doğrultucudan beslenir. Yarım dalga tahrik sisteminin çalışma prensiplerini açıklayan dalga şekilleri, şekil 2.1b'de, bir diyod için gösterilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 2.1. Diyodlu yarım dalga tahrik. (a) devresi (b) dalga şekilleri

Armatür akımı i_a , her periyod için pozitif darbeler de $wt: \alpha$ ile β arasında akmaya devam eder. Akım akışı esnasında, üretilen moment motoru hızlandırır. Motor ve yükün hızı, akım iletimi sona erdiğinde alt sınıra doğru düşmeye başlar ve diğer periyotta iletim başlar.

layana kadar bu düşüş sürer. Daha sonra ,tekrar yükselmeğe başlar. Bu periyor esnasında,kayıplar ve yük momentleri atalet azalmasından karşılanır.

$$M_m = -J \frac{dw}{dt} \quad (5)$$

Belirlenmiş alan akımında,armatür gerilimi V_a , hız ile orantılıdır.Şebeke gerilimi,aniden yükselerek armatür gerilimini aştığı anda diyod iletme geçer. Diyod, şebeke gerilimi, armatür ve empedans gerilimleri toplamı olan motor geriliminden aşağı düştüğünde ise iletimden çıkar, ters kutuplanmış olur.

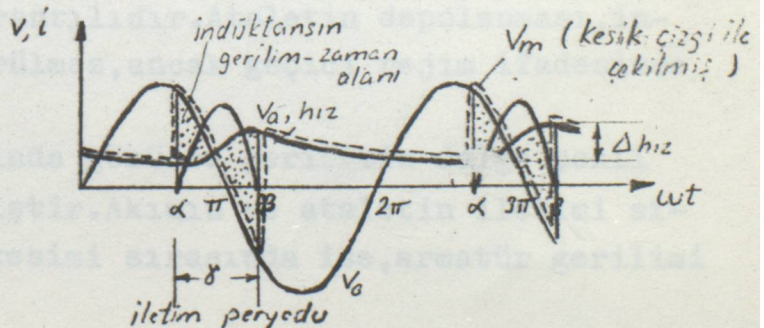
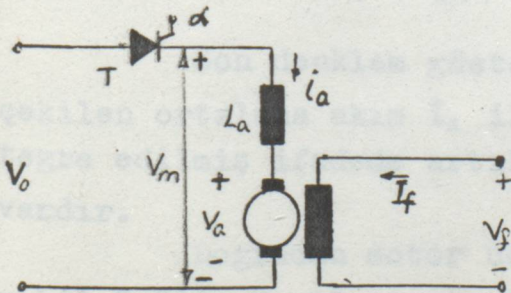
$$V_a + R_a I_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (6)$$

İletimin başlaması ile, akımın maximum değerine ulaşınca-ya kadar endüktansta absorbe edilip depolanan enerji,akım maximum değerden sıfıra ulaşincaya kadar armatüre geri verilir. Bu iş,iletim periyodu sınırları içindedir ve diyod iletimde olduğu süre gerçekleşir.Motorun yükü ne kadar fazla ise,motor akım çekmediği zaman o kadar çabuk ve daha fazla yavaşlayacaktır ve iletim periyodu sırasında hızlanmak için de daha büyük genlikte akım darbesi gerekecektir.Aynı zamanda iletim periyodu da artmıştır.

Yarım dalga çalışma,şöyle karakterize edilebilir.İletim periyodunda,endüktans,elektrik enerjisini depolayarak devreye geri verir ve iletim periyodları arasında ise,atalet olarak depolanan mekanik enerji sisteme geri verilir.

Bir tristör kullanılarak gerçekleştirilen yarım dalga tahrik devresi ve dalga şekilleri,şekil 2.2'de gösterilmiştir.

Burada α 'da iletimin başlaması için,şebeke geriliminin (V_0 'ın), armatür gerilimi V_a 'ya eşit veya daha büyük olması gereklidir.



Şekil 2.2. Tristörlü yarım dalga tahrik ve dalga şekilleri .

Bir tristörlü çalışma ,indüktans ve ataletin göstereceği enerji depolama fonksiyonları bakımından,bir diyod ile çalışmaya benzer.Ataşleme açısını geciktirmek suretiyle hız ve gerilim V_a , düşürülür.Böylece,şebekeden aynı ortalama akım çekilir ve aynı moment üretilir.Endüktans,enerjisini boşaltıp akım da sıfıra düştüğünde,tristör tekrar kesim durumuna döner.

İletim sırasında motor devre denklemi;

$$V_o = i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} + V_a \quad (7)$$

Bunu şöyle yazabiliriz,

$$V_o dt = R_a i_a dt + L_a \frac{di_a}{dt} + V_a \quad (8)$$

İletim periyodu için integre edilirse;

$$\int_{\alpha/\omega}^{\beta/\omega} V_o dt = R_a \int_{\alpha/\omega}^{\beta/\omega} i_a dt + L_a \int_{i_a}^{i_a} di_a + \int_{\alpha/\omega}^{\beta/\omega} V_a dt \quad (9)$$

$$V_m' = R_a I_a' + V_a' = R_a I_a' + k_a \phi_f N' \quad (10)$$

Denklemdaki ortalama değerler,yalnızca iletim periyodu üzerinde alınır,tam bir periyod üzerinden alınan ve ölçülerek bulunan değerler değildir.

Mekanik sistem için moment denklemi;

$$M_m = k_m \phi_f i_a = T_1 + J \frac{dw_m}{dt} \quad (11)$$

Bu denklem tam bir periyod için integre edilebilir,

$$k_m \phi_f \int_0^{2\pi} i_a dt = \int_0^{2\pi} T_1 dt + J \int_{w_m} dw_m \quad (12)$$

$$T_1 = k_m \phi_f I_a \quad (13)$$

Son denklem gösteriyor ki,yük momentini, tam periyod için çekilen ortalama akım I_a ile orantılıdır.Ataletin depolanması,integre edilmiş ifadede artık görülmez,ancak geçici rejim ifadesinde vardır.

Doğrudan motor uçlarında görülen gerilimin dalga şekli şekil 2.2'de V_m ile işaretlenmiştir.Akımın ve ataletin iletimi sırasında şebeke gerilimi V_o ve kesimi sırasında ise,armatür gerilimi V_a 'dır.

Bir tristörlü çalışma ,indüktans ve ataletin göstereceği enerji depolama fonksiyonları bakımından,bir diyod ile çalışmaya benzer.Ataşleme açısını geciktirmek suretiyle hız ve gerilim V_a , düşürülür.Böylece,şebekeden aynı ortalama akım çekilir ve aynı moment üretilir.Endüktans,enerjisini boşaltıp akım da sıfıra düştüğünde,tristör tekrar kesim durumuna döner.

İletim sırasında motor devre denklemleri;

$$V_o = i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} + V_a \quad (7)$$

Bunu şöyle yazabiliriz,

$$V_o dt = R_a i_a dt + L_a \frac{di_a}{dt} + V_a \quad (8)$$

İletim periyodu için integre edilirse;

$$\int_{\alpha/\omega}^{\beta/\omega} V_o dt = R_a \int_{\alpha/\omega}^{\beta/\omega} i_a dt + L_a \int_{i_a}^{i_a} di_a + \int_{\alpha/\omega}^{\beta/\omega} V_a dt \quad (9)$$

$$V_m' = R_a I_a' + V_a' = R_a I_a' + k_a \phi_f N' \quad (10)$$

Denklemdaki ortalama değerler,yalnızca iletim periyodu üzerinde alınır,tam bir periyod üzerinden alınan ve ölçülerek bulunan değerler değildir.

Mekanik sistem için moment denklemleri;

$$M_m = k_m \phi_f i_a = T_1 + J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (11)$$

Bu denklem tam bir periyod için integre edilebilir,

$$k_m \phi_f \int_0^{2\pi} i_a dt = \int_0^{2\pi} T_1 dt + J \int_{\omega_m} d\omega_m \quad (12)$$

$$T_1 = k_m \phi_f I_a \quad (13)$$

Son denklem gösteriyor ki,yük momenti, tam periyod için çekilen ortalama akım I_a ile orantılıdır.Ataletin depolanması,integre edilmiş ifadede artık görülmez,ancak geçici rejim ifadesinde vardır.

Doğrudan motor uçlarında görülen gerilimin dağ şekli şekil 2.2'de V_m ile işaretlenmiştir.Akımın ve ataletin iletimi sırasında şebeke gerilimi V_o ve kesimi sırasında ise,armatür gerilimi V_a 'dır.

6. ÜÇ FAZLI TAHRIKLER

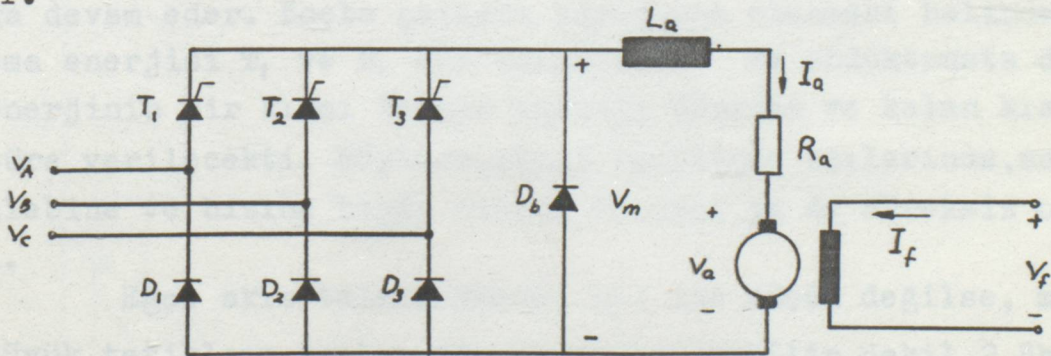
Büyük güç isteyen da. tahrik sistemleri, üç fazlı kaynaklar ile beslenirler. Böyle durumlarda tahrik motoru üç fazlı fazlar arası kontrollü konverterler ile kontrol edilir. Bu dönüştürücü devrelerden bazıları, tablo 1'de ve reversing tahrikler tablo 2'de gösterilmiştir. Motor uçlarındaki tepe frekansı, tek fazlı konverterlerden daha yüksektir. Bu yüzden, motor akımının düzeltmek için gerekli filtreleme cihazları daha azdır. Motor akımı, çoğunlukla süreklidir. dolayısıyla tek fazlılarla karşılaştırıldıklarında performansları daha iyidir.

Üç faz yarım dalga dönüştürücü, besleme akımları da. bağlantılar gerektirdiğinden, çoğu amaçlar için elverişli değildir. Yarı konverter ve tam konverter üç faz tristör köprüleri, genellikle pratikte daha çok kullanılırlar. Dual konverterler, birkaç megawatt gibi yüksek güç değerleri elde etmek için iki yönlü tahriklerde kullanılır.

Üç fazlı konverterlerin çalışması özellikler arzeder. Bir periyotta birkaç tristör tetiklenir ve çeşitli kombinasyon çalışmalarına girerler.

6.a. YARI KONVERTER ÇALIŞMA

Yarı konverter çalışma için kurulan üç fazlı basit köprü devresi, tam bir menzilde kontrol sağlamak için, yalnızca üç tristöre ihtiyaç gösterdiğinden, çoğunlukla da. motor tahriklerinde kullanılır. Köprüyü tamamlayan üç diyod, şekil 2.3a'da görüldüğü gibi bağlanır. Ayrıca, düşük hız ve yüksek akımla çalışılırken, akımın açısını arttırmak için basit köprü genellikle boşa çalışmadıyodu ile çalıştırılır.



Şekil 2.3a. Üç fazlı yarı konverter kontrollü da. motor güç devresi.

Armatüre uygulanan gerilim, 1, 2 ve 3 nolu tristörlerin tetik-

lar ve negatif uç olarak görev görürler. Motora uygulanan ani gerilim V_m ile armatür gerilimi V_a arasındaki fark, ilk olarak armatür devresi indükdansı ve ikinci olarak da direnç tarafından absorbe edilir. Devrenin çalışmasını ve zamanlamaları açıklayan dalga şekilleri, şekil 2.3b'de görülmektedir.

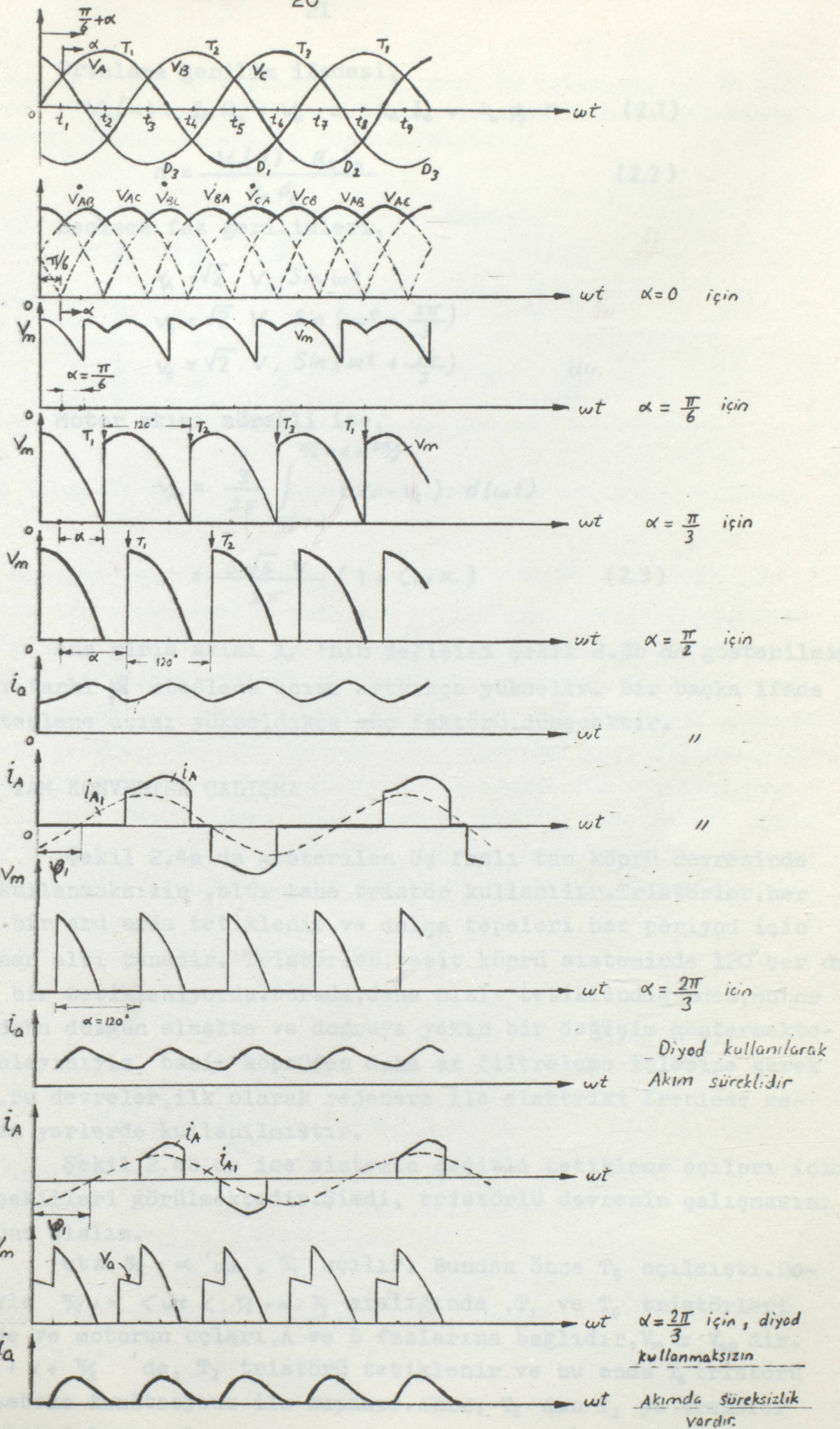
Sıfır ateşleme açısı için motor gerilimi doğrultucu çıkışında her periyotta yaklaşık 6 tepe görecektir. Ateşleme açısı 30° 'ye ayarlandığında, geri dönüş diyodlarının değil tristörlerin ateşlemeleri geciktiğinden, yalnız beslemenin pozitif darbeleri etkilenir. Ateşleme açısı 60° 'ye çıktığında, akım bir diyoddan her defasında 120° 'ye iletim zamanında geçer.

Güç devresinin ve dalga şekillerinin göz önüne alırsak, çalışma sırası şöyle izlenebilir. D_1, D_2 ve D_3 diyodları sırasıyla t_4 ile t_6, t_6 ile t_8 ve t_8 ile t_9 arasında iletimdedir. T_1, T_2 ve T_3 tristörlerinin iletim sahaları da sırasıyla, t_1 ile t_3, t_3 ile t_5 ve t_5 ile t_7 arasındadır. Bundan dolayı bu tristörlerin tetikleme açıları sırasıyla, t_1, t_3 ve t_5 anlarından itibaren ayarlanmıştır. Bu anlar, faz gerilimleri v_A, v_B ve v_C 'nin giriştiği noktalardır. Bunlar $\alpha = 0^\circ$ 'den 120° 'ye kadar ayarlanmış olarak tetikleme anları dalgesemasında işaret edilmiştir. Aynı zamanda, burada tristörlerin her 120° 'de bir sırasıyla tetiklendiği de görülmektedir.

Üç fazlı konverterlerde, tristörler, tek fazlıya göre daha hızlı periyod ile çalışırlar ve bu nedenle akımın akmadığı zamanlar azdır. Bu da motor akımının sürekli olmasını sağlar.

$(\pi/6 + \alpha) < \omega t < \omega t_4$; aralığında, T_1 ve D_3 iletimdedir. Dolayısıyla, motorun X ucu A fazına ve Y ucu C fazına irtibatlıdır. Böylece, bu periyod anında motor uçlarındaki gerilim, $V_m = V_A - V_C = V_{AC}$ dir. ωt_4 'de V_m sıfırdır ve bu andan itibaren negatif olmak ister. Boşta çalışma diyodu D_6 , ωt_4 anında iletime geçer ve motor akımı, diğer tristör T_2 , $\pi/6 + \alpha + 2\pi/3$ 'de açılana kadar bu diyoddan akmağa devam eder. Boşta çalışma diyodunun olmaması halinde, boşta çalışma enerjisi T_1 ve D_1 den alınacaktı ve endüktansta depolanmış enerjinin bir kısmı tekrar kaynağa dönecek ve kalan kısmı da armatüre verilecekti. Böylece, büyük tetikleme açılarında, motor akımı, talebine ve hızına bağlı olarak sürekli ya da süreksiz olabilecekti.

Eğer akım talebi düşük, hız ise düşük değilse, motor akımı, büyük tetikleme açılarında süreksiz olabilir. Şeki' 2.3b de, $\alpha = 120^\circ$ için sürekli ve süreksiz durumlar için gerilim ve akımların dalga şekilleri gösterilmiştir.



Sekil 2.3b Üç fazlı yarı konverter sistemin dalgı sekilleri

Ortalama gerilim ifadesi,

$$V_m(\alpha) = I_a R_a + V_a = R_a I_a + k_a \phi_f \cdot n \quad (2.1)$$

$$n = \frac{V_m(\alpha) - R_a I_a}{k_a \phi_f} \quad (2.2)$$

Besleme faz gerilimleri,

$$V_A = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin \omega t$$

$$V_B = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$V_C = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \quad \text{dir.}$$

Motor akımı sürekli ise,

$$V_m = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6 + \alpha}^{\pi/6 + \alpha + 2\pi/3} (V_A - V_C) \cdot d(\omega t)$$

$$= \frac{3\sqrt{6} \cdot V}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (2.3)$$

Ana giriş akımı i_A 'nın değişimi şekil 2.3b de gösterilmiştir. Açılı farkı ϕ ateşleme açısı arttıkça yükselir. Bir başka ifade ile ,ateşleme açısı yükseldikçe güç faktörü düşecektir.

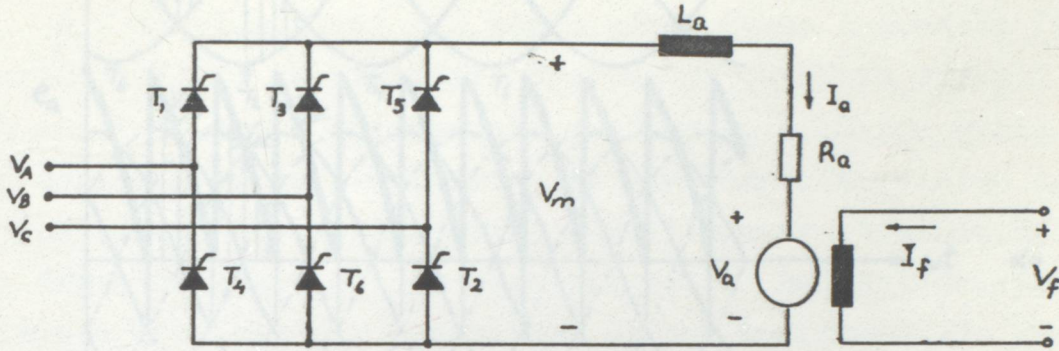
6b. TAM KONVERTER ÇALIŞMA

Şekil 2.4a da gösterilen üç fazlı tam köprü devresinde diyod kullanmaksızın ,altı tane tristör kullanılır. Tristörler, her 60° de bir ard arda tetiklenir ve dalga tepeleri her periyod için her zaman altı tanedir. Tristörler, basit köprü sisteminde 120° şer de recede bir tetikleniyordu. Burada, daha hızlı tetiklendiğinden, motor akımı daha düzgün olmakta ve doğruya yakın bir değişim göstermektedir. Dolayısıyla, basit köprüden daha az filtreleme işlemine gerek vardır. Bu devreler, ilk olarak rejener ile elektrikli frenleme gerektiren yerlerde kullanılmıştır.

Şekil 2.4b de ise sistemin çeşitli tetikleme açıları için dalga şekilleri görülmektedir. Şimdi, tristörlü devrenin çalışmasını göz önüne alalım.

$\omega t = \pi/6 + \alpha$ 'da , T_1 açılır. Bundan önce T_6 açılmıştı. Dolayısıyla $\pi/6 + \alpha < \omega t < \pi/6 + \alpha + \pi/3$ aralığında , T_1 ve T_6 tristörleri iletimde ve motorun uçları, A ve B fazlarına bağlıdır, $V_m = V_{AB}$ dir. $\omega t = \pi/6 + \alpha + \pi/3$ 'de, T_2 tristörü tetiklenir ve bu anda T_6 tristörü doğal şebeke komütasyonu ile kapanır. Akım, T_6 dan T_2 ye transfer edilmiştir. Dolayısıyla, motorun uçları T_1 tristöründen A fazına, T_2

üzerinden de C fazına bağlanır. $V_m = V_{AC}$ dir. Bu işlem, her 60° de bir tristörün tetiklenmesiyle tekrarlanır. Tristörlerin hangilerinin tetikleneceği şemada sırasıyla gösterilmiştir.



Şekil 2.4a. Üç fazlı tam konverter kontrollü da. motor sistemi güç devresi.

Motorun uçlarındaki gerilim, Şekil 2.4b de görüldüğü gibi, $\alpha, 90^\circ$ ile 120° arasındaki durumlarda ($\alpha=120^\circ$ gibi), negatif olabilmektedir. Bu, konverterin ters yönde çalışmasıdır. Eğer, bir "değiştirme kontaktörü" ile motor geriliminin veya akımının yönü "tersine" çevrilirse (reversing), bu kez, motordan aa. kaynağa bir güç akışı sağlanarak konverter, şebekeye aa. güç sağlayan bir inverter gibi çalıştırılabilir (bak. reversing tahrikler-Tablo2). Bu, çoğunlukla regenerasyon olarak bilinir. Motor, uygun geri besleme gücünde yavaşladığı zaman motorun gerilimi azalır. Dolayısıyla, motorun yavaşlamasıyla konverterin tetiklenme açıları, akımı korumak ve regene gücünü karşılamak üzere ayarlanmalıdır.

Ortalama motor terminal gerilimi;

$$V_m(\alpha) = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6 + \alpha}^{\pi/2 + \alpha + \pi/3} (V_A - V_B) d(\omega t)$$

$$V_m(\alpha) = \frac{3\sqrt{6} \cdot V}{\pi} \cdot \cos \alpha \quad (2.4)$$

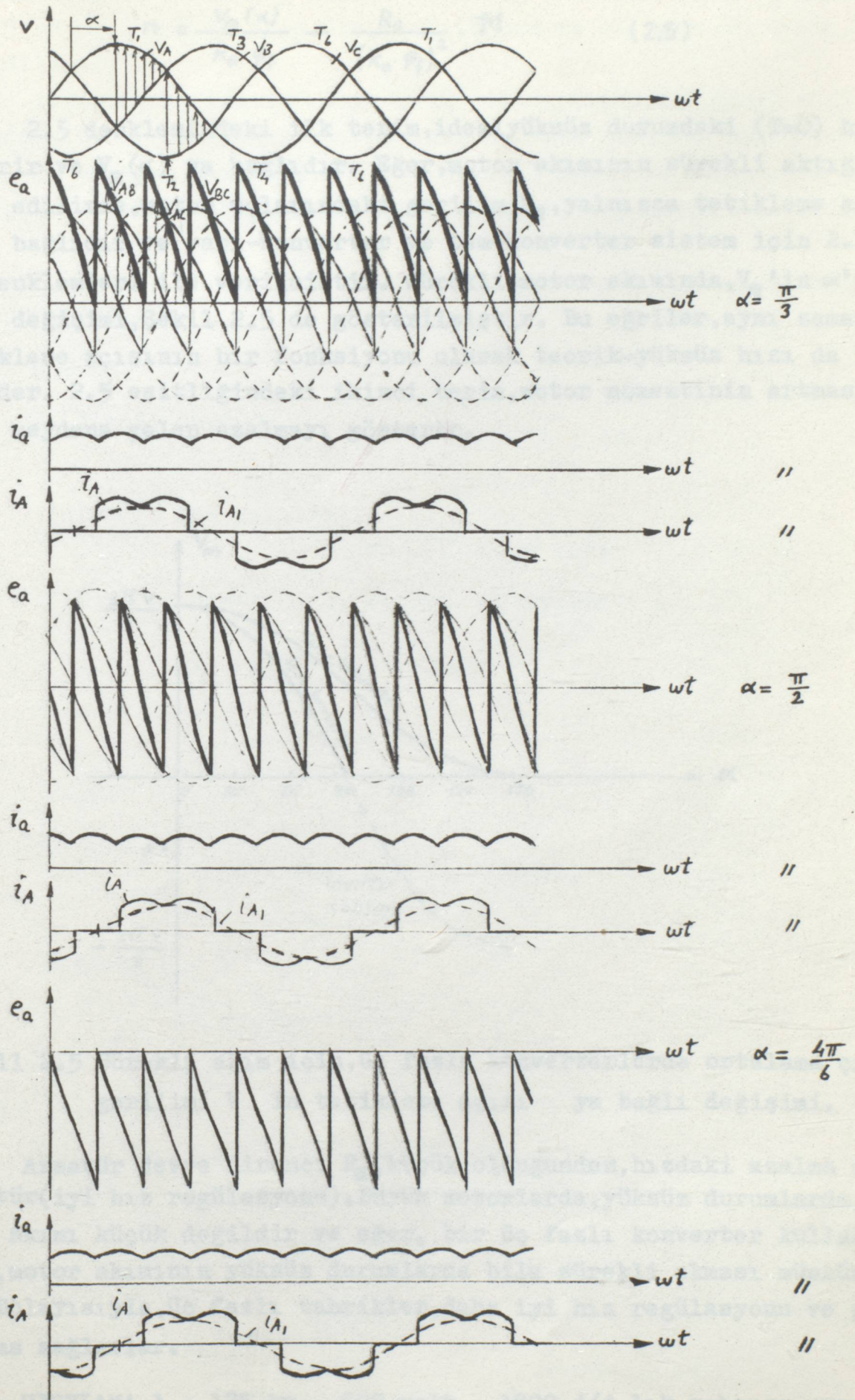
Ortalama hız;

$$n = \frac{V_m(\alpha) - R_a I_a}{k_a \cdot \phi_f}$$

Yabancı uyarımlı bir motor için, moment

$$M = k_a \cdot \phi_f \cdot I_a$$

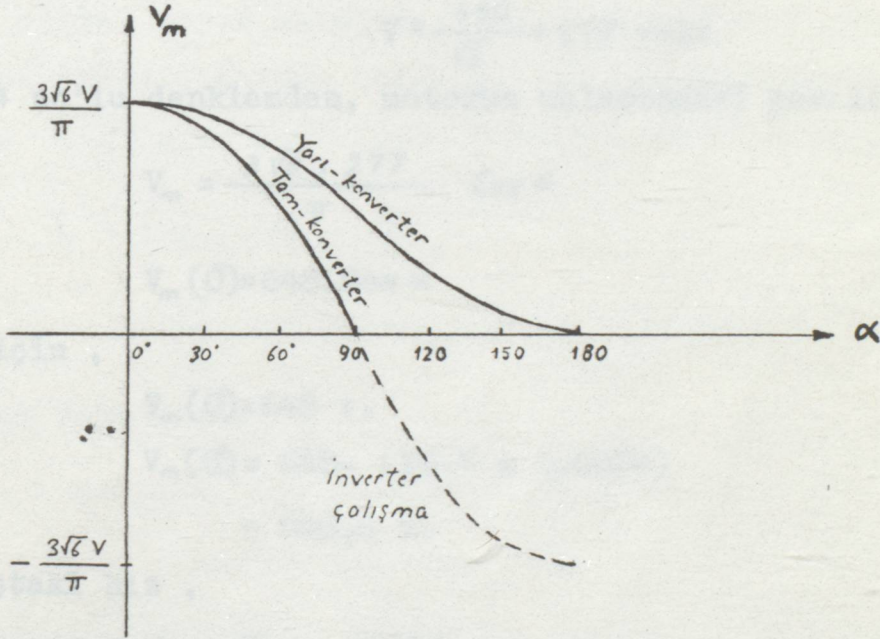
Dolayısıyla,



Şekil 2.4b Üç fazlı tam konverter sistemin farklı tetikleme açıları için dalga şekilleri.

$$n = \frac{V_m(\alpha)}{k_a \cdot \phi_f} - \frac{R_a}{(k_a \cdot \phi_f)^2} \cdot M \quad (2.5)$$

2.5 denklemindeki ilk terim, idealyüksüz durumdaki ($T \approx 0$) hızı gösterir ve $V_m(\alpha)$ ya bağlıdır. Eğer, motor akımının sürekli aktığı kabul edilirse, motor uçlarındaki gerilim V_m , yalnızca tetikleme açısı α 'ya bağlıdır ve yarı-konverter ve tam-konverter sistem için 2.1 ve 2.4 denklemleri ile verilmiştir. Sürekli motor akımında, V_m 'in α 'ya bağlı değişimi, Şekil 2.5 de gösterilmiştir. Bu eğriler, aynı zamanda tetikleme açısının bir fonksiyonu olarak teorik-yüksüz hızı da temsil eder. 2.5 eşitliğindeki ikinci terim, motor momentinin artmasıyla hızda meydana gelen azalmayı gösterir.



Şekil 2.5 Sürekli akım için, üç fazlı konverterlerde ortalama çıkış gerilimi V in tetikleme açısı α ya bağlı değişimi.

Armatür devre direnci R_a , küçük olduğunda, hızdaki azalma da küçüktür (iyi hız regülasyonu). Büyük motorlarda, yüksüz durumlarda, motor akımı küçük değildir ve eğer, bir üç fazlı konverter kullanılırsa, motor akımının yüksüz durumlarda bile sürekli akması mümkün olur. Dolayısıyla, üç fazlı tahrikler, daha iyi hız regülasyonu ve performans sağlarlar.

UYGULAMA 1. 125 hp , 600 volt , 1800 d/d lık yabancı uyartımlı bir da. motor, bir tam-konverter ile kontrol edilmektedir ve konverter, 3 faz , 480 volt ve 60 Hz. lik bir besleme ile çalışmaktadır.

Motorun nominal akımı 165 amperdir. Motor parametreleri, $R_a = 0.0874 \Omega$, $L_a = 6.5 \text{ mH}$ ve $k_a \phi = 0.33 \text{ v/dd}$. Dönüştürücü ve aa. kaynağı ideal kabul edilirse,

1. Tetikleme açısı $\alpha = 0^\circ$ ve $\alpha = 30^\circ$ için, yüksüz durumdaki hızlar bulunacak. Bu durumda, armatür akımının sürekli olduğunu kabul edelim.

2. Nominal hız, 1800 d/d yı, nominal motor akımında elde etmek için, gerekli tetikleme açısı bulunacak, güç faktörü hesaplanacak.

3. İkinci şıkta elde edilen tetikleme açısı için, hız regülasyonu hesaplanacak.

ÇÖZÜM :

1- Yüksüz durumda ,
$$I_a = \frac{165}{10} = 16,5 \text{ amp.}$$

Kaynağın faz gerilimi,

$$V = \frac{480}{\sqrt{3}} = 277 \text{ volt}$$

2.4 no'lu denklemden, motorun uçlarındaki gerilim,

$$V_m = \frac{3\sqrt{6} \cdot 277}{\pi} \cdot \cos \alpha$$

$$V_m(0^\circ) = 648 \cdot \cos \alpha$$

0 için ,

$$V_m(0^\circ) = 648 \text{ v.}$$

$$\begin{aligned} V_m(0^\circ) &= 648 - (16,5 \times 0,0874) \\ &= 646,6 \text{ v.} \end{aligned}$$

Boştaki hız ,

$$n_o = \frac{V_a}{k_a \phi_f} = \frac{646,6}{0,33}$$

$$n_o(0^\circ) = 1959 \text{ d/d}$$

$\alpha = 30^\circ$ için ,

$$V_m(30^\circ) = 648 \cdot \cos 30 = 561,2 \text{ v.}$$

$$\begin{aligned} V_a(30^\circ) &= 561,2 - (16,5 \times 0,0874) \\ &= 559,8 \text{ v.} \end{aligned}$$

Boştaki hız ,

$$n_o(30^\circ) = \frac{559,8}{0,33}$$

$$n_o(30^\circ) = 1696 \text{ d/d} \quad \text{dır.}$$

2 - Tam yükte ,

$$V_m = 648 \cdot \cos \alpha \quad ; \quad n = 1800 \text{ d/d} \quad ; \quad I_a = 165 \text{ amper.}$$

$$V_a = V_m - I_a R_a = 648 \times \cos \alpha - 165 \times 0,0874$$

$$V_a = 648 \times \cos \alpha - 14,421$$

$$1800 = \frac{648}{0,33} \cdot \cos \alpha - \frac{14,421}{0,33}$$

$$1800 = 1963,63 \times \cos \alpha - 43,7$$

$$\cos \alpha = \frac{1843,7}{1963,63}$$

$$\alpha = 20,13^\circ$$

Güç faktörü ;

Tam yükte, motor akımındaki salınımlar ihmal edilebilir. Şekil 2.4 den dolayı, kaynak akımı I_a , 165 A. genliğinde ve 120° genişliğinde bir dalga serisidir. O halde, akımın ortalama değeri;

$$I_a = \left(\frac{1}{\pi} \cdot 165^2 \cdot \frac{2\pi}{3} \right)^{1/2}$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \times 165 = 134,64 \text{ A.} \quad \text{dir.}$$

Kaynak Volt-Amperi ;

$$S = 3 \cdot V \cdot I_a = 3 \times 277 \times 134,64$$

$$S = 111885,8 \text{ VA.}$$

Kayıpsız konverterde, kaynaktan çekilen güç; P_s , motorun giriş gücü kadardır. Buradan;

$$P_s = V_m \cdot I_a = 608,4 \times 165$$

$$P_s = 100.386 \text{ W.}$$

Dolayısıyla, kaynağın güç faktörü;

$$\cos \varphi = \frac{P_s}{S} = \frac{100.386}{111885,8} = 0,9$$

veya,

$$\cos \varphi = 0,9549 \times \cos \alpha \quad \text{denkleminden,}$$

$$\cos \varphi = 0,9549 \times \cos(20,1) = 0,9 \quad \text{bulunur.}$$

3 - Hız Regülasyonu ;

Tam yükte , motor akımı 165 A. ve hız 1800 d/d dır. Aynı $= 20.1^\circ$ tetikleme açısında, yük üzerinden atılırsa, motor akımı $I_a = 16,5$ ampere düşer. Dolayısıyla,

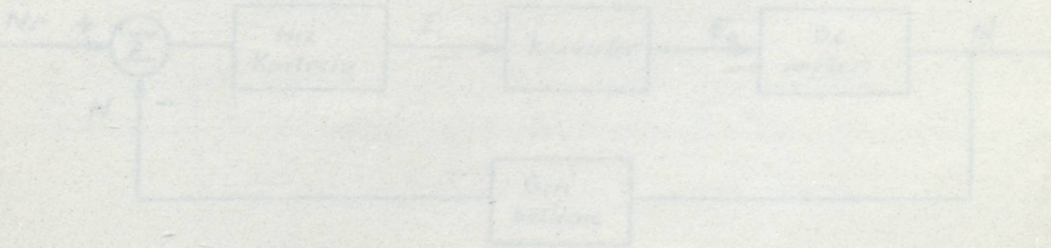
$$\begin{aligned} V_a &= 608.4 - (16,5 \times 0,0874) \\ &= 606,96 \text{ v.} \end{aligned}$$

ve yüksüz hız ,

$$n_0 = \frac{606,96}{0,33} = 1839,3 \text{ d/d} \quad \text{olur.}$$

% hız reg.

$$\begin{aligned} n_{reg} &= \frac{1839,3 - 1800}{1800} \times 100 \% \\ &= \% 2,18 \end{aligned}$$



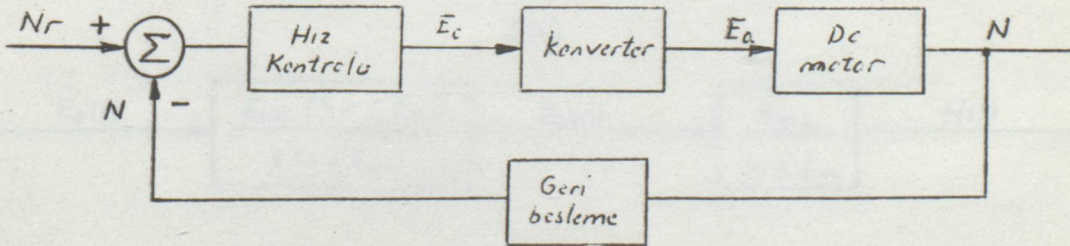
Şekil 3.1 Kapalı çevre hız kontrol sisteminin temel blok diyagramı

BÖLÜM 2

DOĞRU AKIM MOTORLARININ KAPALI ÇEVİRİM KONTROLÜ

Doğru akım motorlarının açık çevrim çalışmaları, çoğu uygulamalarda tatmin edici olamamaktadır. Örneğin, Moment-Hız karakteristiklerinde, tetikleme açısı sabit tutulursa, da. motora fazladan moment uygulandığı zaman, hızın değiştiği görülür. Yani, eğer tahrik sisteminin sabit bir hızda çalışması isteniyorsa, hızı sabit tutmak için tetikleme açısının değişmesi gerekecektir. Bu ise, kapalı çevrim kontrol sisteminde sağlanabilir. Böyle bir sistemin temel blok diyagramı Şekil 3.1 de gösterilmiştir. Eğer, motor hızı, uygulanan momentin artmasına göre uygun olarak azalır, hız hatası artar, kontrol sinyali E_c artar. Bu da, konverterin tetiklenme açısını değiştirir ve böylece, armatür gerilimi E_a yı arttırır. Motor gerilimindeki bir artış, tahrik sisteminin hızını dengelemek için momentini daha fazla arttırır. Sistem, böylece arttırılan moment uygulanan moment ile eşit oluncaya kadar geçici bir çalışma rejimine maruz kalır.

Bir kapalı çevrim sistemi, dinamik cevaplar verir ve daha büyük bir hassasiyet sağlar.



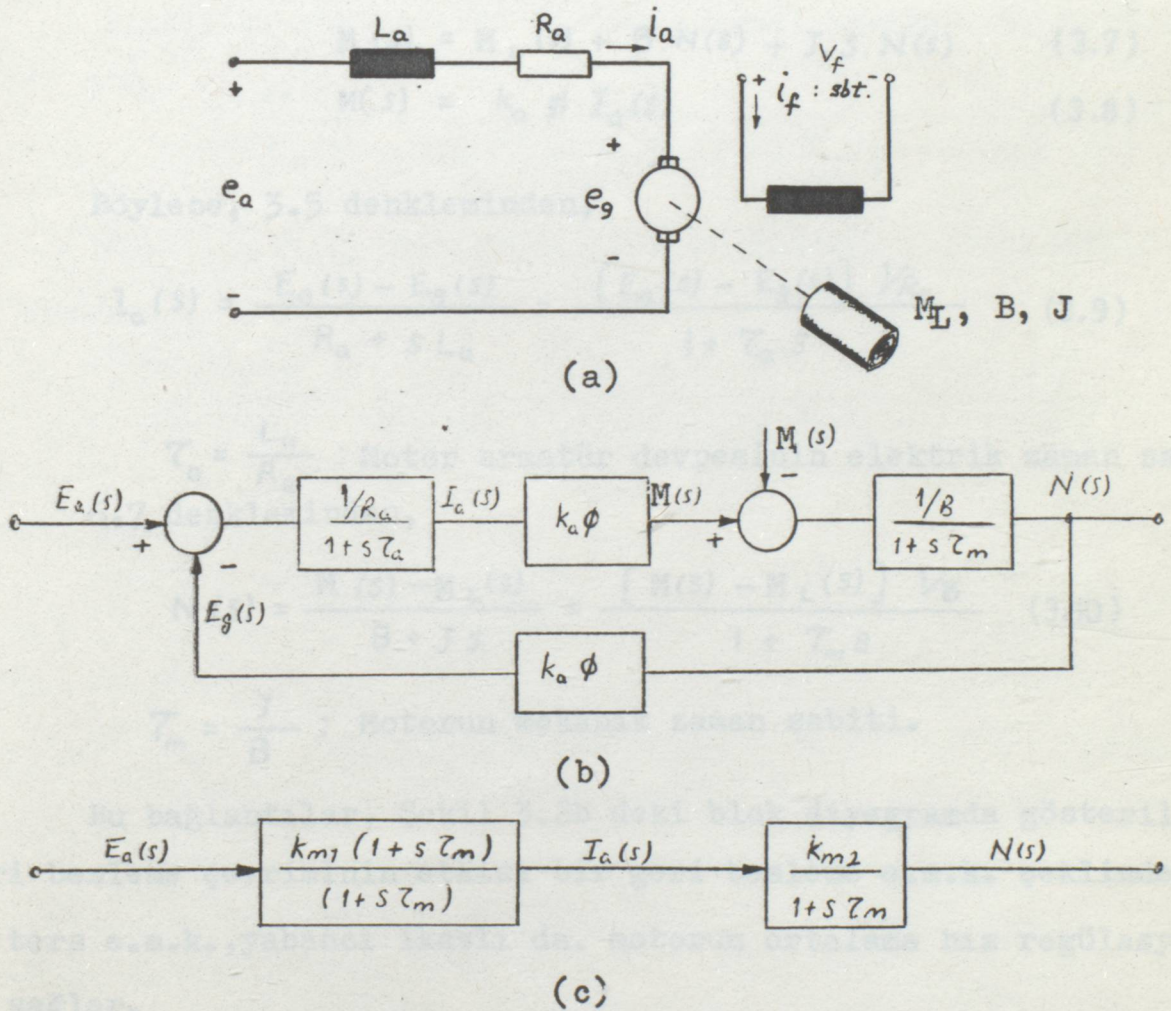
Şekil 3.1 Kapalı çevrim hız kontrol sisteminin temel blok diyagramı.

1. YABANCI UYARTIMLI D.A. MOTOR TAHRİKLERİ

Bu tip motorlardaki müstakil uyarma, motor hız kontrolunu nispeten kolaylaştırır. Çoğu uygulamalarda, motorun armatür gerilimi, kapalı çevrim geri besleme sistemleri içinde kontrol edilir (Şekil 3.1). Bir akım sınırlama gibi diğer korumalar da kapalı çevrim sistemi içinde mevcuttur. Sistemin cevabı, aşağıdaki bölümlerde incelenecektir. Dinamik cevabı tayin etmek için, motor ve ona bağlı kontrol bağlantılarının ve tüm sistemin transfer fonksiyonu çıkartılır.

1.a MOTOR TRANSFER FONKSİYONU

Şekil 3.2a da gösterilen bir yabancı uyartımlı armatür gerilim kontrollü da. motorunu gözönüne alalım.



Şekil 3.2 Motor transfer fonksiyonunun gelişimi (a)Yabancı uyartımlı da. motor modeli (b)Fonksiyonel blok diyagramı (c)Basitleştirilmiş fonksiyonel blok diyagramı.

Çevrimin gerilim denklemi ;

$$e_a = e_g + R_a I_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (3.1)$$

İndüklenen gerilim ,

$$e_g = k_a \cdot \phi \cdot n \quad (3.2)$$

Moment denklemi ,

$$m = M_L + B_n + J \frac{dn}{dt} \quad (3.3)$$

Üretilen moment ,

$$m = k_a \cdot \phi \cdot i_a \quad (3.4)$$

3.1 ile 3.4 arasındaki denklemler Laplace denkleminde şöyle yazılabilir ;

$$E_a(s) = E_g(s) + R_a I_a(s) + L_a \cdot s \cdot I_a(s) \quad (3.5)$$

$$E_g(s) = k_a \phi N(s) \quad (3.6)$$

$$M(s) = M_L(s) + B \cdot N(s) + J \cdot s \cdot N(s) \quad (3.7)$$

$$M(s) = k_a \phi I_a(s) \quad (3.8)$$

Böylece, 3.5 denkleminde,

$$I_a(s) = \frac{E_a(s) - E_g(s)}{R_a + s \cdot L_a} = \frac{[E_a(s) - E_g(s)] \frac{1}{R_a}}{1 + \tau_a \cdot s} \quad (3.9)$$

$\tau_a = \frac{L_a}{R_a}$: Motor armatür devresinin elektrik zaman sabiti.
6.7 denkleminde,

$$N(s) = \frac{M(s) - M_L(s)}{B + J s} = \frac{[M(s) - M_L(s)] \frac{1}{B}}{1 + \tau_m s} \quad (3.10)$$

$\tau_m = \frac{J}{B}$: Motorun mekanik zaman sabiti.

Bu bağlantılar, Şekil 3.2b deki blok diyagramda gösterilmiştir. geri besleme çevriminin etkisi bir geri besleme e.m.k. şeklindedir. Bu ters e.m.k., yabancı ikazlı da. motorun ortalama hız regülasyonunu sağlar.

Şekil 3.2b den , uygulanan gerilim ve yük momenti cinsinden hızın değişimini veren bir denklem çıkartılabilir.

$$N(s) = \frac{G_1(s)}{1 + G_1(s) \cdot H_1(s)} \cdot E_a(s) + \frac{G_2(s)}{1 + G_2(s) \cdot H_2(s)} \cdot M_L(s) \quad (3.11)$$

$$G_1(s) = \frac{1/R_a}{1 + s \tau_a} \cdot (k_a \phi) \cdot \frac{1/B}{1 + s \tau_m} \quad (3.11a)$$

$$H_1(s) = k_a \cdot \phi \quad (3.11b)$$

$$G_2(s) = \frac{-(1/B)}{1 + s \tau_m} \quad (3.11c)$$

$$H_2(s) = \frac{-(k_a \phi)^2 / R_a}{1 + s \tau_a} \quad (3.11d)$$

Şimdilik, yük momenti terimini ihmal edersek, 3.11, 3.11a ve 3.11b den ,

$$\frac{N(s)}{E_a(s)} = \frac{k_a \phi}{(k_a \phi)^2 + R_a B (1 + s \tau_a) (1 + s \tau_m)} \quad (3.12)$$

Eğer, $\tau_a \ll \tau_m$ ise (genellikle böyledir), ihmal edilebilir ve denklem ,

$$\frac{N(s)}{E_a(s)} = \frac{k_a \phi}{(k_a \phi)^2 + R_a B + s R_a B \tau_m} = \frac{k_m}{1 + s \tau_{m1}} \quad (3.12a)$$

Burada ,

$$\tau_{m1} = \frac{R_a B}{(k_a \phi)^2 + R_a B} \quad (3.12b)$$

$$k_m = \frac{k_a \phi}{(k_a \phi)^2 + R_a B} \quad (3.12c)$$

$$\tau_{m1} < \tau_m$$

Şekil 3.2b den,

$$\frac{N(s)}{I_a(s)} = \frac{k_a \phi / B}{1 + s \tau_m} = \frac{k_{m2}}{1 + s \tau_m} \quad (3.13)$$

Dolayısıyla, 3.12 ve 3.13 denklemlerinden,

$$\begin{aligned} \frac{I_a}{E_a} &= \frac{N(s)}{E_a(s)} \cdot \frac{I_a(s)}{N(s)} = \frac{k_m \cdot B (1 + s T_m)}{k_a \phi \cdot (1 + s T_{m1})} \\ &= \frac{k_{m1} (1 + s T_m)}{1 + s T_{m1}} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Motor, gerilim kontrolü bakımından analiz etmek için, Şekil 3.2c deki gibi iki blok ile temsil edilebilir. Kullanılacak sabitler k_{m1} , k_{m2} ve k_m ;

$$k_{m1} = \frac{B}{(k_a \phi)^2 + R_a B} = \frac{k_m}{k_a \phi / B} \quad (3.14a)$$

$$k_{m2} = \frac{k_a \phi}{B} \quad (3.14b)$$

$$k_m = k_{m1} \cdot k_{m2} \quad (3.14c)$$

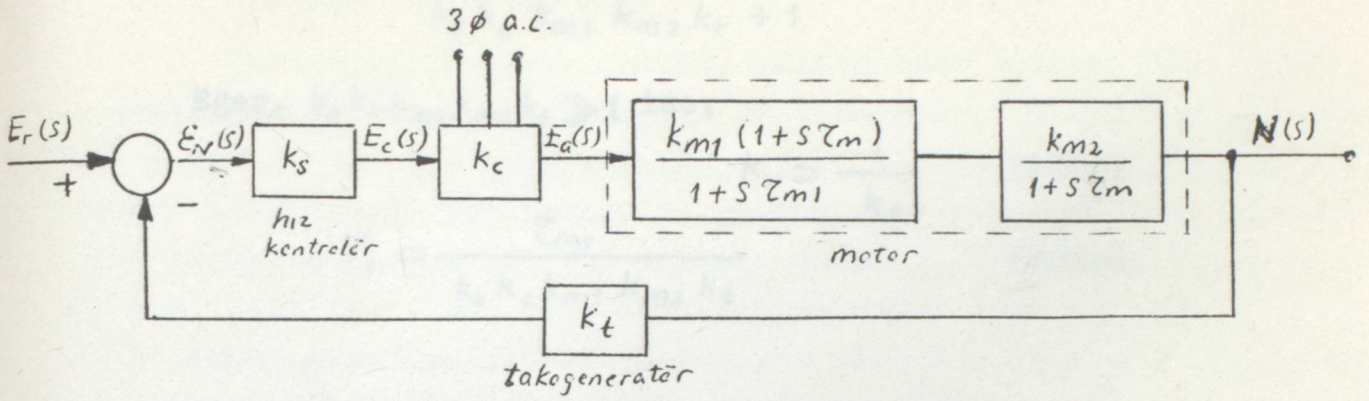
1.b KAPALI ÇEVİRİM HIZ KONTROLÜ

Motorun miline bir da. takogeneratör bağlanırsa, bir referans gerilimi ile karşılaştırılmak üzere bir geri besleme sinyali üretilebilir ve $\xi_N(s)$ hatası armatür geriliminin kontrolü için kullanılır. Buşema, Şekil 3.3 de gösterilmiştir.

Uygulanan armatür gerilimi üç fazlı tam konverter ile kontrol edilebilir. Kosinüs tetikleme şeması kullanılarak, kontrol gerilimi E ile armatür gerilimi E arasında lineer bir bağlantı sağlanabilir. Konverter içindeki küçük zaman gecikmeleri ihmal edildiğinde,

$$\frac{E_a(s)}{E_c(s)} = k_c = \frac{3\sqrt{2} \cdot V_{LL}}{\pi \cdot \hat{E}_c}$$

Burada, \hat{E}_c , 0° tetikleme açısına karşılık gelir ve V_{LL} , aa. fazlararası gerilimidir.



Şekil 3.3 Hız kontrol çevrimi.

2. KONTROLÖRLER

Belirlenmiş referans değeri ile geri besleme arasındaki hata faktörünü (ϵ_N), uygun bir oranda ve karakterde E_c kontrol gerilimine dönüştürür.

2.1 ORANSAL KONTROLÖRLER

Çeşitli hız kontrol tipleri mevcuttur. En çok kullanılanlar - dan ikisi, oransal (P) kontrolör ve oransal-integral (PI) kontrolördür. Önce, bir oransal-P- kontrolörü gözönüne alalım.

Şekil 3.3 den,

$$\frac{N(s)}{E_r(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s) \cdot H(s)} \quad (3.15)$$

Burada,

$$G(s) = \frac{k_s \cdot k_c \cdot k_{m1} \cdot k_{m2}}{1 + s T_{m1}} \quad (3.15a)$$

$$H(s) = k_t \quad (3.15b)$$

6.15, 6.15a ve 6.15b denklemlerinden

$$\frac{N(s)}{E_r(s)} = \frac{k_1}{1 + s T_1} \quad (3.16)$$

Burada,

$$k_1 = \frac{k_s \cdot k_c \cdot k_{m1} \cdot k_{m2}}{k_s \cdot k_c \cdot k_{m1} \cdot k_{m2} \cdot k_t + 1} \quad (3.16a)$$

$$\tau_1 = \frac{\tau_{m1}}{k_s k_c k_{m1} k_{m2} k_t + 1} \quad (3.16b)$$

Eğer, $k_s k_c k_{m1} k_{m2} k_t \gg 1$ ise,

$$k_1 \approx \frac{1}{k_t} \quad (3.16c)$$

$$\tau_1 \approx \frac{\tau_{m1}}{k_s k_c k_{m1} k_{m2} k_t} \quad (3.16d)$$

3.16 ve 3.13 denklemlerinden,

$$\frac{I_a(s)}{E_r(s)} = \left[\frac{N(s)}{E_r(s)} \right] \left[\frac{I_a(s)}{N(s)} \right] = \frac{k_1}{k_{m2}} \left(\frac{1 + \tau_m s}{1 + \tau_1 s} \right) \quad (3.17)$$

E_r girişi cinsinden akım cevabı;

$$I_a(s) = \frac{k_1 \cdot E_r}{k_{m2}} \left(\frac{1 + \tau_m s}{1 + \tau_1 s} \right) = \frac{A_1}{s} + \frac{A_2}{s + 1/\tau_1} \quad (3.18)$$

Burada,

$$A_1 = \frac{k_1 E_r}{k_{m2}} \quad (3.18a)$$

$$A_2 = \frac{k_1 E_r}{k_{m2}} \left(\frac{\tau_m}{\tau_1} - 1 \right) \quad (3.18b)$$

3.18a ve 3.18b denklemlerinden, zaman domeninde, $I_a(t)$ akımı,

$$I_a(t) = \frac{E_r k_1}{k_{m2}} \left[1 + \frac{(\tau_m - \tau_1)}{\tau_1} \cdot e^{-t/\tau_1} \right] \quad (3.19)$$

$\tau_m \gg \tau_1$, olduğunda, ihmal edilebilir. Kararlı durum değişimi ile normalize edilmiş akım;

$$\frac{I_a(t)}{I_a(\infty)} \approx 1 + \frac{\tau_m}{\tau_1} \cdot e^{-t/\tau_1} \quad (3.20)$$

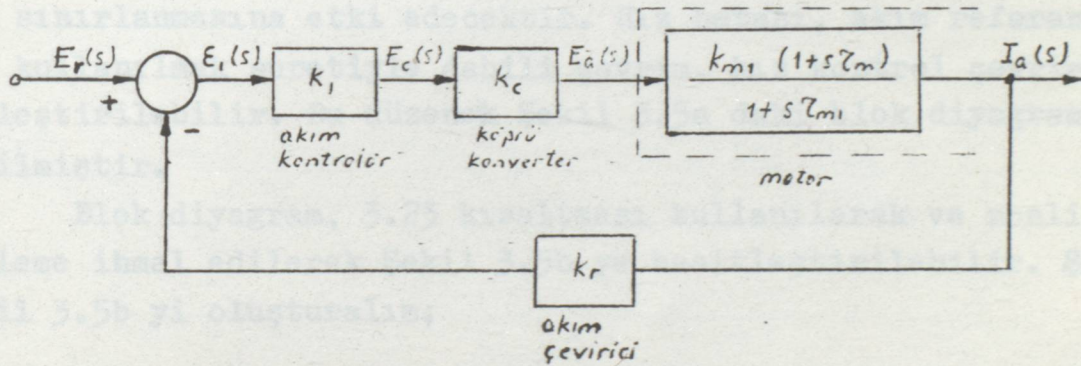
3.20 denklemi, E_r 'de bir giriş değişikliğinin akımda yavaşça sönen ani değişimlere neden olduğunu gösterir. Bu geçici aşırı akım konverterin işlevi ve korunması bakımından istenmeyen bir durumdur. Bu durum, ilkstart anında ve çalışmakta iken meydana gelebilecek diğer büyük değişikliklerde meydana gelir.

2.1a AKIM KONTROLÜ

Bundan önceki incelemeler, akımın bazı maximum değerlerde sınırlandırılmasının faydalı olacağını göstermiştir. Bu sınırlama, Şekil 3.3 deki düzenek ile gerçekleştirilemez. Burada motor gerilimi hız hatası ile kontrol edilmektedir. Bu hız hatasını belli bir değerde sınırlamak, motor gerilimini sınırlayacaktır. Eğer, armatür kayıpları ihmal edilirse, hız hatasını kontrol etmek hızı sınırlayacaktır fakat akımı sınırlamayacaktır. Bununla beraber, evvelce sınırlanmış hız hatası gibi, bir akım referansı kullanılarak dahili bir akım çevrimi oluşturulmak isteniyorsa, bir akım sınırı belirlenmelidir. Burada, P kontrolörlerin her ikisi de -P ve PI- incelenmiştir.

1 - P KONTROLÖR

Şekil 3.4 de bir dahili akım kontrol çevrimi gösterilmiştir. Şekildeki k_r , akım dönüştürme kazancıdır. Bu, basitçe, armatür devresindeki bir direnç olabilir. Akım kontrolörünün kazancı k_i dir.



Şekil 3.4 Akım kontrol çevrimi.

$$\frac{I_a(s)}{E_r(s)} = \frac{k_i k_c k_{m1} \frac{1 + \tau_m s}{1 + \tau_{m1} s}}{1 + k_r k_i k_c k_{m1} \frac{1 + \tau_m s}{1 + \tau_{m1} s}} = k_{1c} \frac{1 + \tau_m s}{1 + \tau_{m2} s} \quad (3.21)$$

Burada,

$$k_{1c} = \frac{k_i k_c k_{m1}}{1 + k_r k_i k_c k_{m1}} \quad (3.21a)$$

$$\tau_{m2} = \frac{\tau_m k_r k_i k_c k_{m1} + \tau_{m1}}{1 + k_r k_i k_c k_{m1}} \quad (3.21b)$$

$k_r k_1 k_c k_{m1} \gg 1$ olduğunda,

$$k_{1c} \approx \frac{1}{k_r} \quad (3.22)$$

$$\tau_{m2} \approx \tau_m + \frac{\tau_{m1}}{k_r k_1 k_c k_{m1}} \quad (3.22a)$$

Aynı zamanda $\tau_m \gg \tau_{m1}$ olursa,

$$\tau_{m2} \approx \tau_m \quad (3.22b)$$

3.21 ve 3.22b denklemlerinden, bir kutup sıfırını iptal etmenin mümkün olduğu görülür. Burada zaman kaybı görünmese de, pratikte motorun elektrik zaman sabitine ve konverter gecikmelerine bağlı olarak bir gecikme vardır. Bu iki gecikme de genellikle burada yapıldığı gibi ihmal edilebilirler.

$$\frac{I_a(s)}{E_r(s)} = k_{1c} \approx \frac{1}{k_r} \quad (3.23)$$

I_a , doğrudan E_r 'e bağlı olduğundan, E_r deki bir sınırlama akımın sınırlanmasına etki edecektir. Hız hatası, akım referansı E_r olarak kullanılmak suretiyle dahili çevrim, hız kontrol çevrimiyle bütünleştirilebilir. Bu düzenek Şekil 3.5a daki blok diyagramında gösterilmiştir.

Blok diyagram, 3.23 kısaltması kullanılarak ve nonlinear kitleme ihmal edilerek Şekil 3.5b ye basitleştirilebilir. Şimdi, Şekil 3.5b yi oluşturalım;

$$\frac{N(s)}{E_r(s)} = \frac{k_s k_{m2} k_{1c} \frac{1}{1 + \tau_m s}}{1 + \frac{k_1 k_s k_{m2} k_{1c}}{1 + \tau_m s}} = \frac{k_2}{1 + \tau_2 s} \quad (3.24)$$

Burada,

$$k_2 = \frac{k_s k_{m2} k_{1c}}{1 + k_t k_s k_{m2} k_{1c}} \quad (3.24a)$$

$$\tau_2 = \frac{\tau_m}{1 + k_t k_s k_{m2} k_{1c}} \quad (3.24b)$$

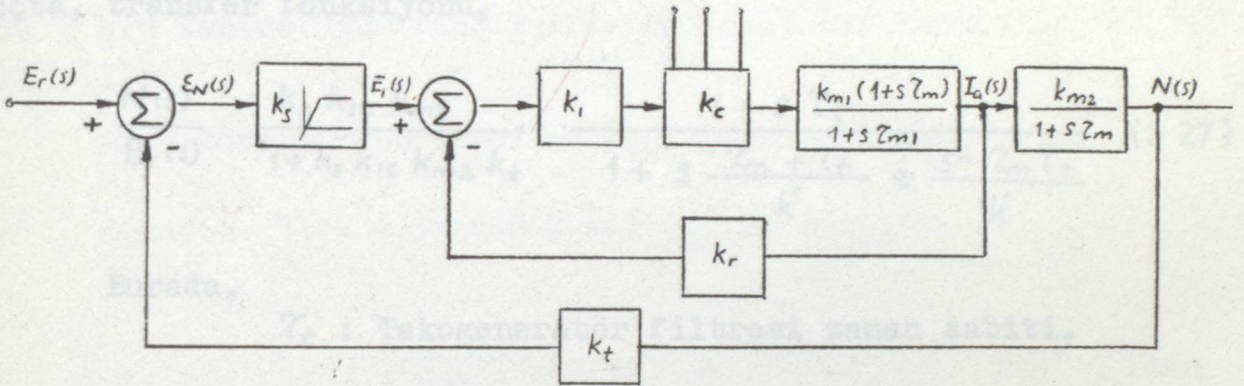
$k_1 k_s k_{1c} k_{m2} \gg 1$ için,

$$k_2 \approx \frac{1}{k_t} = k_1 \quad (3.16 \text{ denkleminde})$$

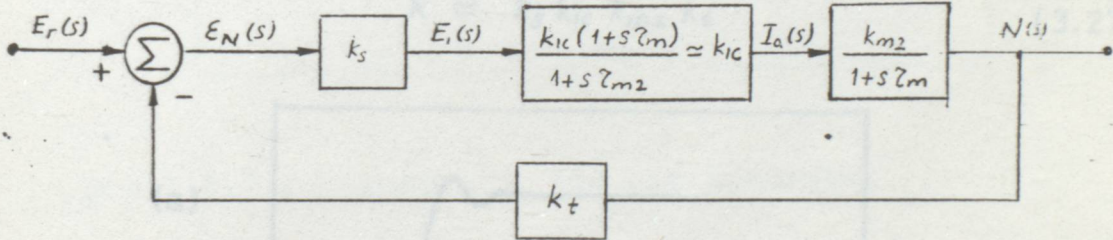
$$\text{ve,} \quad \tau_2 \approx \frac{\tau_m}{k_t k_s k_{m2} k_{ic}}$$

Aynı zamanda 3.24 ve 3.13 denklemlerinden,

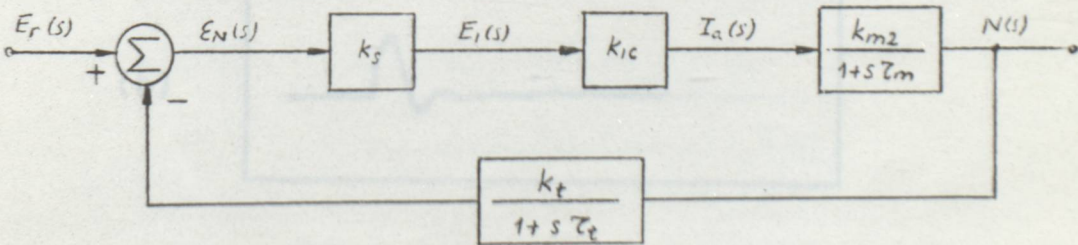
$$\frac{I_a(s)}{E_r(s)} = \left[\frac{N(s)}{E_r(s)} \right] \cdot \left[\frac{I_a(s)}{N(s)} \right] = \frac{k_2}{k_{m2}} \cdot \frac{(1 + \tau_m s)}{(1 + \tau_2 s)} \quad (3.25)$$



(a)



(b)



(c)

Şekil 3.5 Dahili akım çevrimli hız kontrolü. (a)Fonksiyonel blok diyagramı (b)Basitleştirilmiş fonks. blok diyagramı (c)Tako generatör filtreli fonksiyonel blok diyagramı.

3.25 denklemi 3.17 denkleminde çok farklı değilken, önceki ifade yalnızca, I_a sınırlanmış değerden az ise doğrudur. Eğer, yol alma veya yük değişimi sırasında, örneğin, E_1 , maximum gerilim \hat{E}_1 de akım, maximum değer $\hat{I}_a = k_{ic} \hat{E}_1$ de kesilmiş ise hız hatası büyüktür. Şekil 3.5b den hız şöyle ifade edilebilir.

$$N(s) = I_a(s) \frac{k_{m2}}{1 + \tau_m s} = \frac{I_a}{s} \cdot \frac{k_{m2}}{1 + \tau_m s} \quad (3.26)$$

Burada, I , başlangıçtaki değerinden maximum değere kadar değişir. Bazen, takogeneratörün çıkışındaki dalgalanmaları gidermek için Şekil 3.5c de gösterildiği gibi bir filtreye ihtiyaç vardır. Sonuçta, transfer fonksiyonu,

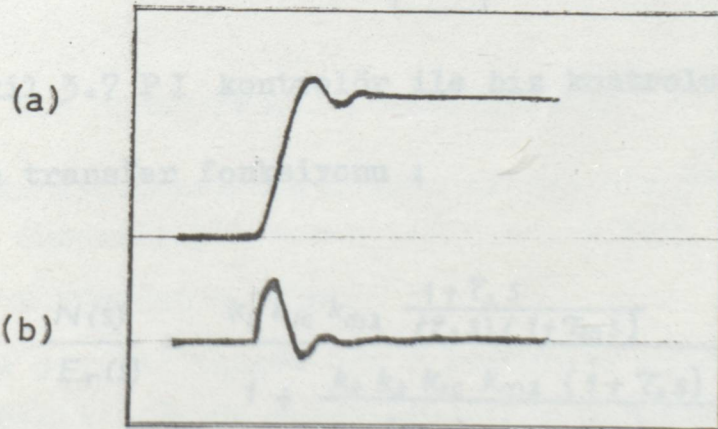
$$\frac{N(s)}{E_r(s)} = \frac{k_s k_{ic} k_{m2}}{1 + k_s k_{ic} k_{m2} k_t} \cdot \frac{1 + s \tau_t}{1 + s \frac{\tau_m + \tau_t}{k'} + \frac{s^2 \tau_m \tau_t}{k'}} \quad (3.27)$$

Burada,

τ_t : Takogeneratör filtresi zaman sabiti.

$$k' = (1 + k_s k_{ic} k_{m2} k_t) \quad (3.27a)$$

$$k' \approx k_s k_{ic} k_{m2} k_t \quad (3.27b)$$



Şekil 3.6 Hız referansı bir kademe değiştirildiğinde P kontrol cevabı (a) Hız cevabı (b) Akım cevabı.

3.27 ve 3.13 denklemlerinden,

$$\frac{I_a(s)}{E_r(s)} = \left[\frac{N(s)}{E_r(s)} \right] \left[\frac{I_a(s)}{N(s)} \right] \quad (3.28)$$

$$= \frac{k_s k_{ic}}{1 + k_s k_{ic} k_{m2} k_t} \cdot \frac{(1 + s\tau_t)(1 + s\tau_m)}{\left(1 + s \frac{\tau_m + \tau_t}{k'} + \frac{s^2 \tau_m \tau_t}{k'}\right)} \quad (3.27c)$$

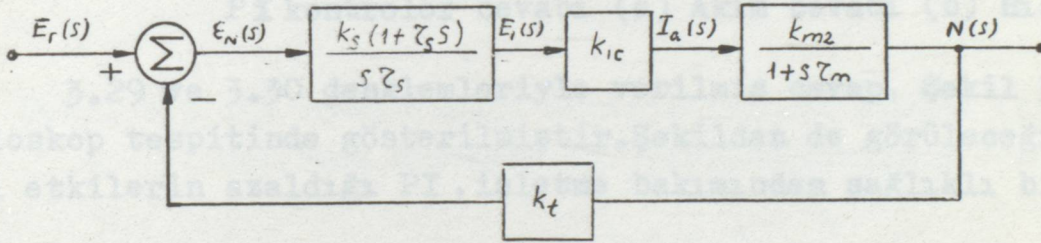
3.27 ve 3.27c denklemleriyle verilen cevap ifadeleri Şekil 3.6 da osiloskop ile tespit edilmiş olan ve hız referansının bir kademe değişmesi ile alınan cevabı doğrulamaktadır.

2 - ORANSAL İNTEGRAL (P I) KONTROLÖR

İntegral geri beslemesinin ilâvesi ile, mevcut kararlı ve geçici rejim hataları giderilebilir. Bu integral bağlantısını sağlamak için P hız kontrolörü Oransal-integral (PI) tip kontrolör ile yer değiştirilir.

Yeni kontrolörün transfer fonksiyonu $\frac{1 + \tau_s s}{\tau_s s}$ dir.

Sonuçta, blok diyagram Şekil 6.7 ye dönüşür.



Şekil 3.7 PI kontrolör ile hız kontrolü.

Tüm transfer fonksiyonu ;

$$\frac{N(s)}{E_r(s)} = \frac{k_s k_{ic} k_{m2} \frac{1 + \tau_2 s}{(\tau_2 s)(1 + \tau_m s)}}{1 + \frac{k_t k_s k_{ic} k_{m2} (1 + \tau_2 s)}{(\tau_2 s)(1 + \tau_m s)}} \quad (3.28)$$

$k_i k_s k_{ic} k_{m2} \gg 1$ için,

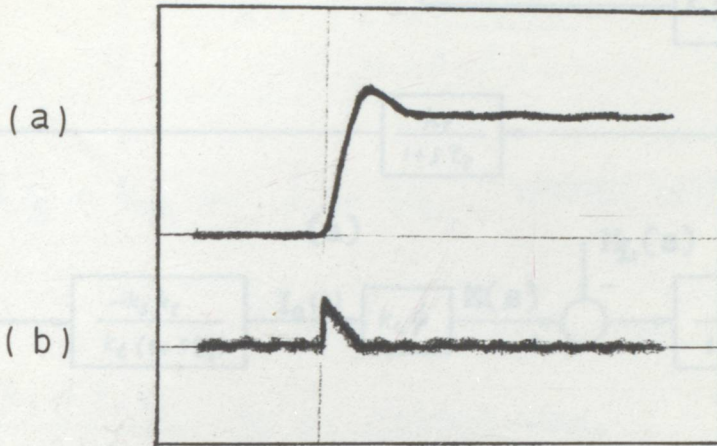
$$\frac{N(s)}{E_r(s)} = \frac{1}{k_t} \cdot \frac{1 + \tau_2 s}{1 + \tau_2 s + \tau_s \tau_2 s^2} \quad (3.29)$$

Burada,

$$\tau_2 = \frac{\tau_m}{k_t k_s k_{ic} k_{m2}} \quad (3.29a)$$

ve 3.29 ve 3.13 denklemlerinden,

$$\frac{I_a(s)}{E_r(s)} = \frac{N(s)}{E_r(s)} \cdot \frac{I_a(s)}{N(s)} = \left(\frac{1}{k, k_{m2}} \right) \cdot \frac{(1 + \tau_s s) \cdot (1 + s \tau_m)}{1 + \tau_s s + \tau_s \tau_2 s^2} \quad (3.30)$$



Şekil 3.8 Hız referansının bir kademe değiştirilmesi halinde PI kontrolör cevabı (a) Akım cevabı (b) Hız cevabı.

3.29 ve 3.30 denklemleriyle verilmiş cevap, Şekil 3.8 deki osiloskop tespitinde gösterilmiştir. Şekilden de görüleceği gibi geçici etkilerin azaldığı PI, işletme bakımından sağlıklı bir kontrolördür.

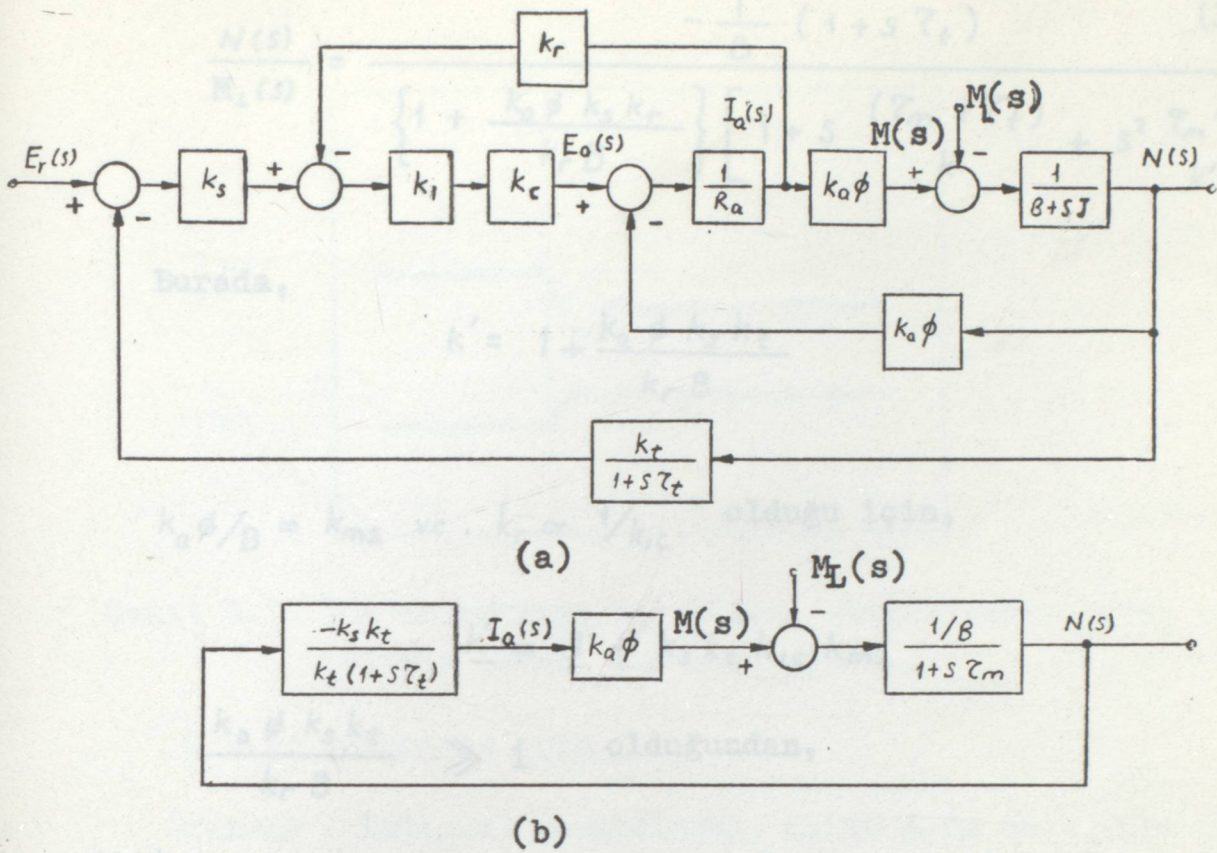
2.1b YÜK MOMENTİNDEKİ DÜZENSİZLİKLER

Bazı uygulamalarda motora aniden bir yük uygulanır. Bu bölümde, böyle düzensiz yük momentlerinin etkileri incelenmiştir.

a - P KONTROLÖR İÇİN ;

Hız çevrimi içinde bir P kontrolör kullanılmış komple bir blok diyagram Şekil 3.9a da gösterilmiştir. Hız referansı E_r 'deki değişimler ihmal edilirse, akım için hız değişim terimleri, $N(s)$ cinsinden bir ifadeyle yazılabilir. Şekil 6.9a dan;

$$I_a(s) = \frac{1}{R_a} \left\{ -k_a \phi N(s) + k_1 k_c \left[-\tau_r I_a(s) + k_s \left(\frac{-k N(s)}{1 + s \tau_1} \right) \right] \right\} \quad (3.31)$$



Şekil 3.9 Yük momentindeki değişikliklerin etkisi (a) Fonksiyonel blok diyagram (b) Basitleştirilmiş fonk. blok diyagram

$$I_a(s) = - \left[\frac{k_a\phi + \frac{k_i k_c k_s k_t}{1+s\tau_t}}{R_a + k_r k_c k_r} \right] \cdot N(s) \quad (3.32)$$

$k_i k_c k_s k_t \gg k_a\phi$ ve $k_r k_c k_r \gg R_a$ olduğundan,

$$I_a(s) \approx - \frac{k_s k_t}{k_r (1+s\tau_t)} \cdot N(s) \quad (3.33)$$

Böylece blok diyagram Şekil 3.9b de görüldüğü gibi basitleşir. Dolayısıyla,

$$\frac{N(s)}{M_L(s)} = \frac{-\frac{1}{B+sJ}}{1 + \frac{k_a\phi k_s k_t}{k_r (1+s\tau_t)} \left(\frac{1}{B+sJ} \right)}$$

$$\frac{N(s)}{M_L(s)} = \frac{-\frac{1}{B} \cdot (1 + s \tau_t)}{\left\{ 1 + \frac{k_a \phi k_s k_t}{k_r B} \right\} \left[1 + s \frac{(\tau_m + \tau_t)}{k'} + s^2 \frac{\tau_m \tau_t}{k'} \right]} \quad (3.34)$$

Burada,

$$k' = 1 + \frac{k_a \phi k_s k_t}{k_r B}$$

$k_a \phi / B = k_{m2}$ ve $k_r \approx 1/k_{1c}$ olduğu için,

$$k' = 1 + k_s k_t k_{1c} k_{m2}$$

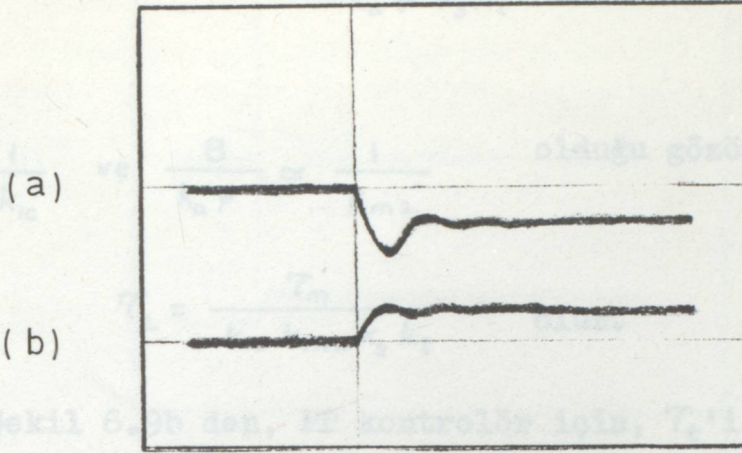
$$\frac{k_a \phi k_s k_t}{k_r B} \gg 1 \quad \text{olduğundan,}$$

$$\frac{N(s)}{M_L(s)} \approx \frac{-1}{\frac{k_a \phi k_s k_t}{k_r}} \cdot \frac{1 + s \tau_t}{1 + s \left(\frac{\tau_m + \tau_t}{k'} \right) + s^2 \left(\frac{\tau_m \tau_t}{k'} \right)} \quad (3.35)$$

3.35 denklemi, 3.27 ile kazançtaki değişiklik dışında aynıdır. Dolayısıyla, kutuplar, 3.27 ile aynı olacaktır. Yük momentinin bir kademe değişmesi sonucunda, iki durumdaki cevap Şekil 3.10 ve 3.6 da açıkça görülmektedir.

3.33 ve 3.35 denklemlerinden akım cevabı ;

$$\begin{aligned} \frac{I_a(s)}{M_L(s)} &= \frac{I_a(s)}{N(s)} \cdot \frac{N(s)}{L(s)} \\ &= \frac{1}{k_a \phi \left[1 + s \left(\frac{\tau_m + \tau_t}{k'} \right) + s^2 \frac{\tau_m \tau_t}{k'} \right]} \end{aligned} \quad (3.36)$$



Şekil 3.10 Yük momentinin bir kademe artmasındaki cevap -P için-
(a) Hız cevabı (b) Akım cevabı.

b - PI KONTROLÖR İÇİN

Oransal - İntegral kontrolünde, Şekil 3.9a da k_s ile dizayn edilmiş kontrolör bloku, PI transferfonksiyonu $k_s \left[\frac{1+\tau_s s}{\tau_s s} \right]$ ile yer değiştirir. PI kontrolörü, filtrelemeyi sağladığı için takogeneratör çıkışında ayrıca bir filtrelemeye gerek yoktur. Dolayısıyla, ihmal edilerek Şekil 3.9b den PI kontrolör için,

$$\begin{aligned} \frac{N(s)}{M_L(s)} &= \frac{-\frac{1}{B+Js}}{1 + \left(\frac{k_a \phi k_s k_t}{k_r} \right) \left(\frac{1 + \tau_s s}{\tau_s s} \right) \left(\frac{1}{B+Js} \right)} \\ &= \frac{-\tau_s k_r}{k_a \phi k_s k_t} \frac{s}{1 + \tau_s \left(1 + \frac{B k_r}{k_a \phi k_s k_t} \right) s + \frac{\tau_s \tau_m B k_r}{k_a \phi k_s k_t} s^2} \end{aligned} \quad (3.37)$$

$$\frac{k_a \phi k_s k_t}{B k_r} \gg 1 \quad \text{olduğu için,}$$

$$\frac{N(s)}{M_L(s)} \approx \frac{-\tau_s k_r}{k_a \phi k_s k_t} \frac{s}{1 + \tau_s s + \tau_s \tau_2 s^2} \quad (3.38)$$

Burada,

$$\tau_2 = \frac{\tau_m k_r B}{k_a \phi k_s k_t}$$

$k_r \approx \frac{1}{k_{ic}}$ ve $\frac{B}{k_a \phi} \approx \frac{1}{k_{m2}}$ olduğu gözönüne alınırsa,

$$(b) \quad \tau_2 = \frac{\tau_m}{k_{ic} k_{m2} k_s k_t} \text{ olur.}$$

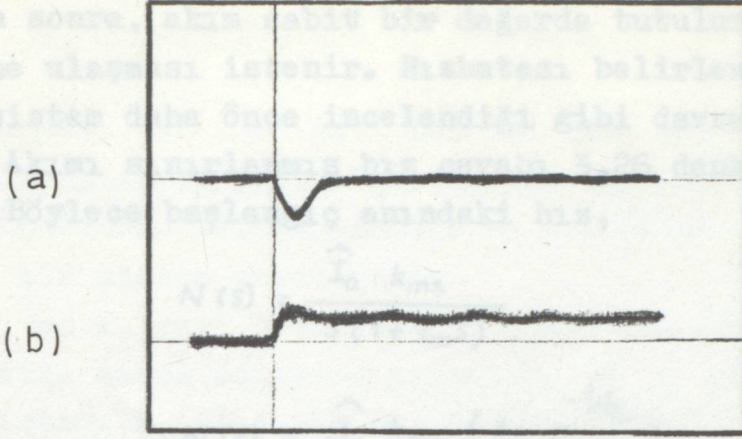
Şekil 6.9b den, PP kontrolör için, τ_t 'i ihmal ederek,

$$\frac{I_a(s)}{N(s)} = \frac{-k_s k_t (1 + \tau_3 s)}{k_r s \tau_3} \quad (3.39)$$

3.38 ve 3.39 denklemlerinden,

$$\frac{I_a(s)}{M_I(s)} = \left[\frac{I_a(s)}{N(s)} \right] \left[\frac{N(s)}{T_L(s)} \right] = \frac{1}{k_a \phi} \frac{1 + \tau_3 s}{1 + \tau_3 s + \tau_3 \tau_2 s^2} \quad (3.40)$$

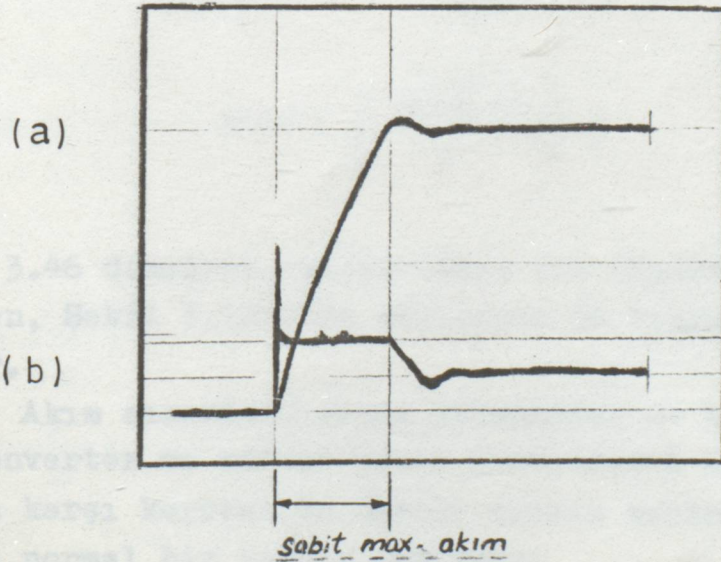
Momentteki bir kademe değişiklik için 3.38 ve 3.40 denklemlerinin kutupları, hızdaki bir kademe değişiklik için 3.29 ve 3.30 denklemleri ile aynıdır. Kutuplar, giriş sinyallerinin değil sistemin karakteristikleri olduğu için böyle düşünülebilir. PI kontrolör için momentteki bir kademe değişiklik için 3.39 ve 3.40 'lardaki cevabın şekli Şekil 3.11 de gösterilmiştir. 3.38 denklemindeki transfer fonksiyonu, orijinde bir "sıfıra" sahiptir. Dolayısıyla, momentteki bir değişiklikte, kararlı durumda hızda bir farklılık olmaz. Bu, Şekil.11a'daki değişim diyagramında gösterilmiştir.



Şekil 3.11 PI kontrolörü ile yük momentindeki bir kademe değişikliği için cevap (a) Hız cevabı (b) Akım cevabı.

2.2 AKIMIN SINIRLANMASI

Akım sınırlama bu tahrikin belirli bir özelliğidir. Bu önceki bölümlerde lineer sistem analizlerinde dikkate alınmamıştı. Akımın sınırlanması, daha önce açıklandığı gibi bir akım kontrolörü kullanılarak sağlanabilir. Sonuçtaki etkisi, start anındaki akım ve hızın değişiminin osiloskoptaki görüntüsü olan Şekil 3.12 de görülmektedir.



Şekil 3.12 Kalkış esnasındaki akım sınırlamanın etkisi (a) Hız (b) Akım etkisi.

Kontrolördeki zaman gecikmesi nedeniyle meydana gelen bir sıçramadan sonra, akım sabit bir değerde tutulur. Bir kez, hızın nominal değerine ulaşması istenir. Hızhatası belirlenmiş değerden daha küçüktür vesistem daha önce incelendiği gibi davranır.

Akımı sınırlanmış hız cevabı 3.26 denklemi ile belirlenir.

Böylece başlangıç anındaki hız,

$$N(s) = \frac{\hat{I}_a \cdot k_{m2}}{s(1 + \tau_m s)} \quad (3.41)$$

$$N(t) = \hat{I}_a k_{m2} (1 - e^{-t/\tau_m}) \quad (3.42)$$

denklemleri ile tanımlanır. Bu sonuç 3.3 ve 3.4 moment denge denklemlerinden de çıkartılabilir. Yüksüz bir kalkışı gözönüne alalım.

$$k_a \phi \hat{I}_a = J \frac{dN}{dt} + B.N \quad (3.43)$$

$$N(t) = \frac{k_a \phi \hat{I}_a}{B} (1 - e^{-t/\tau_m})$$

$$= \hat{I}_a \cdot k_{m2} (1 - e^{-t/\tau_m}) \quad (3.44)$$

B, çok küçük ise,

$$k_a \phi I_a = J \frac{dN}{dt} \quad (3.45)$$

$$N(t) = \left(\frac{k_a \phi I_a}{J} \right) \cdot t \quad (3.46)$$

3.46 denklemi, hızın zaman ile lineer değiştiğini gösterir. Gerçekten, Şekil 3.12 deki osilogram da hızdaki lineer artışı göstermektedir.

Akım sınırlandırıldığında tristörler de kendiliğinden korunmuş olur. Konverter ve motora hasar verebilecek sıçrama akımları aşırı akımlara karşı korunan bu kapalı çevrim kontrol sisteminde giderilebilir ve normal bir kalkış sağlanır.

3. DİZAYN YONTEMİ VE UYGULAMA

Burada, bir 110 volt, 2.5 hp, 1800 d/d lık yabancı uyartımlı motor kullanılarak, kapalı çevrim hız kontrol sistemi için bir dizayn metodu düşünülmüştür. Değişkenler ve sabitler tanımlanarak Tablo 3. de deneysel bir sistem verilmiştir.

k_t ve k_r geri besleme kazançlarının, Tablo 3. de verilen değerlerde belirlendiği kabul edilerek yalnız k_f ve k_s kazançları hesaplamaya bırakılmıştır. E_b 'in sınırlama değeri de seçilmiş olmalıdır.

TABLO 3 : Yabancı uyartımlı bir da. motor için bir kapalı çevrim sisteminin parametreleri ve sabitleri.

Deneysel düzenekte bir tahrik motoru ve bir de yük için iki adet benzer makine kullanılır.

D.A. motor ; 110 volt , 2.5 hp , 1800 d/d

$$R_a = 1$$

Armatür devre direnci. Tahrik motoruna seri bağlı 0.4 luk harici direnci dahil.

$$L_a = 46 \text{ mH}$$

Armatür devre indüktansı. Seri bağlı 40 mH lik selfi de içermektedir.

$$J = 0.093 \text{ kgm}$$

Birbirine akuple edilmiş iki makina için atalet momenti.

$$B = 0.008 \text{ Nms/rad}$$

iki makina için.

$$I_a = 20 \text{ Amper}$$

Nominal motor akımı.

$$k_a \phi = 0.55 \text{ vs/rad}$$

Geri e.m.k. ve moment sabiti.

Hesaplamalar :

$$\tau_a = \frac{L_a}{R_a} = 46 \text{ ms}$$

$$k_{m1} = \frac{B}{(k_a \phi)^2 + R_a B} = 0.0258 \text{ A/v}$$

$$\tau_m = \frac{J}{B} = 11.63 \text{ s}$$

$$k_{m2} = \frac{k_a \phi}{B} = 68.75 \text{ rad/sA}$$

$$\tau_t = 0.1 \text{ s}$$

$$k_f = 0.057 \text{ vs/rad}$$

$$k_r = 0.5 \text{ v/A}$$

$$\tau_{m1} = \frac{\tau_m R_a B}{(k_a \phi)^2 + R_a B} = 0.3 \text{ s}$$

$$k_{tc} = \frac{1}{k} = 2$$

Akım kontrolör kazancı, k_1 ;

Kazançlar, hata gözönüne alınarak, kararlı durum temel alınarak seçilebilirler.

$$\varepsilon_1(\alpha) = \frac{1}{1 \cdot G(S) \cdot H(S)} \Big|_{s=0} \quad (3.47)$$

Şekil 3.4 den akım kontrol çevrimi için,

$$G(S) \Big|_{s=0} = k_1 k_c k_m \quad (3.48)$$

ve

$$H(S) \Big|_{s=0} = k_r \quad \text{olur.} \quad (3.49)$$

Dolayısıyla,

$$\varepsilon_1(\alpha) = \frac{1}{1 + k_1 k_c k_m k_r} \quad (3.50)$$

veya

$$k_1 = \frac{\frac{1}{\varepsilon_1(\alpha)} - 1}{k_c k_m k_r} \quad (3.51)$$

Burada, $\varepsilon_1(\alpha)$ istenen kararlı durum hatasıdır. Akım hatası kritik durumda olmadığı zaman, $\varepsilon_1(\alpha)$ çok büyük olmamalıdır. Pratik değer %10 olur.

$\varepsilon_1(\alpha) = 0.1$ için,

$$k_1 = \frac{10 - 1}{(25)(0,0258)(0,5)} \cong 28$$

Akım sınır referansı, \hat{E}_1 ;

3.23 denkleminde, akım $\hat{I}_a = \frac{\hat{E}_1}{k_r}$ değerinde sınırlanmış olacaktır. 25 A. lik bir akım sınırı için , referans ;

$$\hat{E}_1 = \hat{I}_a \cdot k_r = 12.5 \text{ volt} \quad \text{olur.} \quad (3.25)$$

Hız kontrolör kazancı, k_s ;

Hız kontrolör kazancı k_s , akım kontrolör kazancı k_1 gibi, aynı yöntemle bulunur.

$$\xi_N(\alpha) = \frac{1}{1+G(S)H(S)} \Big|_{s=0} \quad (3.53)$$

a) P kontrolör için

Şekil 3.5c den

$$G(S) \Big|_{s=0} = k_s k_{1c} k_{m2} \quad (3.54)$$

$$H(S) \Big|_{s=0} = k_t \quad (3.55)$$

Böylece,

$$\xi_N(\alpha) = \frac{1}{1 + k_s k_{1c} k_{m2} k_t} \quad (3.56)$$

Dolayısıyla,

$$k_s = \frac{\frac{1}{\xi_N(\alpha)} - 1}{k_{1c} k_{m2} k_t} = \frac{400 - 1}{(2)(68,75)(0,057)} = 51 \quad (3.57)$$

Burada, $\xi_N(\alpha)$, istenen kararlı durum hatasıdır. 3.56 denkleminde, bu hata, kontrolör kazancı k_s ve onun kutbu ($1/\tau_s$) sönümlü ve doğal frekans gözönüne alınabilir, ve düzenlenebilir.

3.29 eşitliğinden sistemin karakteristik denklemi, PI için;

$$1 + s \tau_s + s^2 \tau_s \tau_2 = 0 \quad \text{dir.} \quad (3.58)$$

Kutuplar,

$$s = \frac{1}{2 \tau_s} \left[-1 \pm j \sqrt{\frac{4 \tau_2}{\tau_s} - 1} \right] \quad (3.59)$$

Bir genel kabul olarak sönüm oranı $1/\sqrt{2}$ dir ve bu sönüm oranı için

$$\tau_s = 2 \tau_2 \quad (3.60)$$

Doğal frekans,

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{2} \tau_2} \quad (3.61)$$

3.29 denkleminde kontrolör kazancı ,

$$k_s = \frac{\tau_m}{k_t k_{1c} k_m \tau_2} \quad (3.62)$$

$\omega_n = 10$ rad/s lik bir doğal frekans seçilir. Böylece, 3.61 ve 3.60 denklemlerinden,

$$\tau_2 = \frac{1}{(\sqrt{2})10} = 0.071 \text{ s}$$

ve

$$\tau_s = 0.142 \text{ s}$$

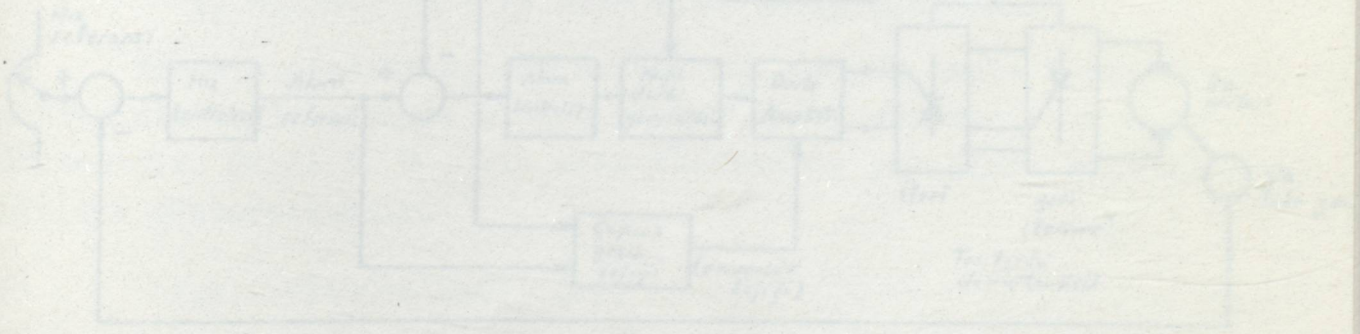
Aynı zamanda 3.62 denkleminde,

$$k_g \cong 21$$

Burada, değişik kazançlar ve parametreler deneysel düzenek kullanılarak hesaplanmıştır. Şekil 3.6 ve 3.8 de gösterilmiş olan hız cevabı ve akım cevabına ait osilogramlar sırasıyla P ve PI kontrolörler içindir. Teori ve dizayn yönteminde söylenen iyi sönüm bu osilogramlardan kolayca anlaşılır.

Bu bölümde, kapalı çevrim kontrol sistemi kavramları sistematik olarak geliştirilmiştir. Bu 2,5 hp lik tahrik motorunun kapalı çevrim kontrol sistemi, diğer kompleks tahrik sistemlerinin dizaynı için yol gösterici temel durumundadır.

...../.....



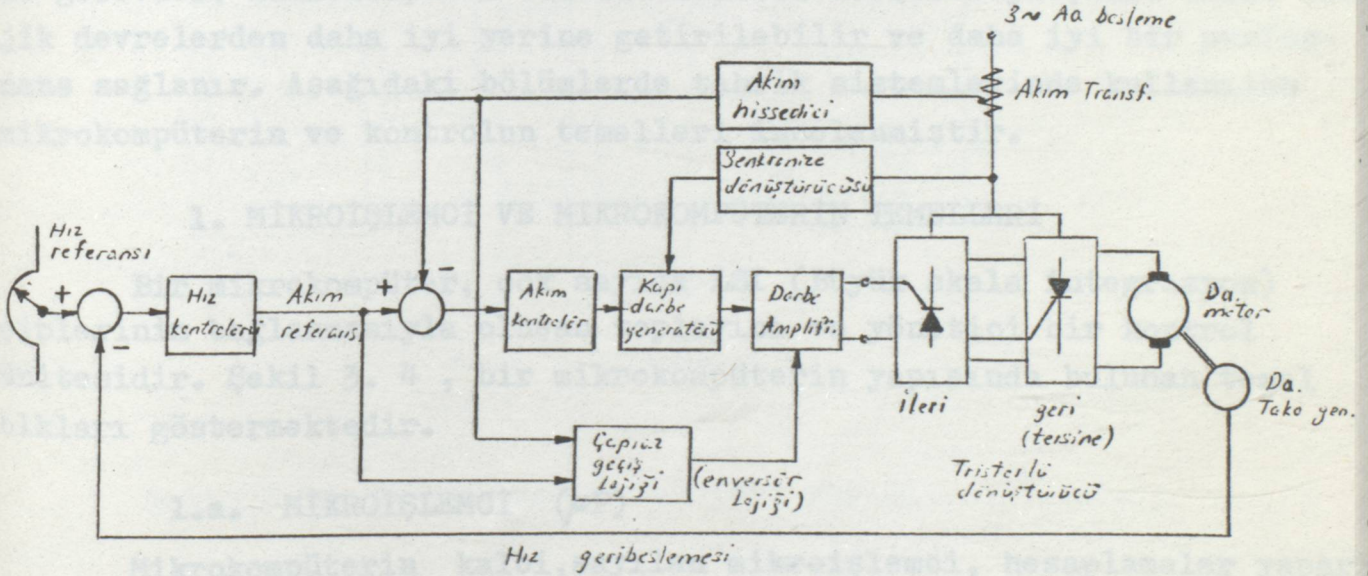
Şekil 3.13 Bir analog kontrol çeması kullanılarak, tersine çalıştırılan bir motorün blok diyagramı.

Diğer taraftan, bir dijital kontrol sistemi bu parametrelere göre tasarlanabilir. Şekil 3.13 de gösterilen kontrol blokları, dijital çevriller ile gerçekleştirilebilir. Örneğin, hız kontrolünde analog içindeki bir referans bir potansiyometre ile sağlanır ve hız kontrol bloktaki operasyonel amplifikatörün bir P veya PI KONTROLÖRüdür. Dijital tarafta, bir dijital tahrik frekansı motor hızına bağlı olan bir

BÖLÜM 3

MIKROKOMPÜTER KONTROL

Klasik bir analog kontrol şeması, doğru akım tahriklerinde, dış çevrimde hız kontrolü ve iç çevrimde akım kontrolü olarak gerçekleştirilir. Bu çevrimlerin anlamı ve önemi daha önce belirtilmişti. Şekil 3.13, analog hız regülasyonlu bir tersine d.a. tahrik ifade eden blok diyagramını göstermektedir. Analog kontrol metodunun birçok dezavantajları vardır. Bunlar, analog hız değişimindeki lineersizlik, analog sinyalin dönüştürülmesindeki güçlük, elemanların eskimeleri, analog bağlantıların kopabilmeleri, ısınma ile hataların meydana gelmesi, fazladan oluşan parazitler gibi şeylerdir.



Şekil 3.13 Bir analog kontrol şeması kullanılarak, tersine çalışabilen da. tahrikin blok diyagramı.

Diğer taraftan, bir dijital kontrol sistemi bu dezavantajları göstermez. Şekil 3.13 de gösterilen kontrol blokları, dijital devreler ile gerçekleştirilebilir. Örneğin, hız kontrolörünün analog imalatında, hız referansı bir potansiyometre ile sağlanır ve hız kontrolü operasyonel amplifikatörlü bir P veya P I KONTROLÖR dür. Dijital imalatında, bir dijital takometre frekansı motor hızına bağlı olan bir

darbe treni üretir. Darbe treni, bir dijital sayıcıyı besler ve böylece hız bir dijital sayıcı olarak algılanır. Aynı zamanda referans hızı da osilatörden elde edilen bir darbe dizisi ile temsil edilebilir ve bir dijital sayıya dönüştürülür. İki hız daha sonra, bir komparator ile karşılaştırılır. Komparator çıkışı, hız farklarıyla orantılı olarak aşağı veya yukarı tahrik eden bir sayıcıyı besler. Orantı sabiti, dijital hız kontrolünün kazancını belirler ve sistem cevabı üzerinde önemli bir etkisi vardır.

Kontrol devresi, klasik olarak sert telli lojik devrelerden yapılmıştır. Eğer gereken kontrol basit ise bu yeterli olur. Ancak, kontrol sistemi çok karışık ise ve çalışma esnekliği isteniyorsa, sert telli lojik devreler, istenen performansa ulaşamayabilir. Örneğin, batarya beslemeli elektrikli taşıtlar, optimum moment kontrolü, yumuşak kalkış ve frenleme, batarya şarjı ve çeşitli monitör kontrolleri gibi sistem emniyeti, verimliliği ve yolcuların rahatı bakımından gerekli olan çok akıllı ve kompleks kontrol sistemlerine ihtiyaç gösterirler. Hadde ve kâğıt fabrikaları gibi yüksek performanslı endüstriyel tahrikler, yüksek doğruluk, iyi hız regülasyonu ve hızlı cevap gerektirir. Bu görevler, mikrokomputer temelli kontrol devreleriyle, sert telli lojik devrelerden daha iyi yerine getirilebilir ve daha iyi bir performans sağlanır. Aşağıdaki bölümlerde tahrik sistemlerinde kullanılan mikrokomputerin ve kontrolün temelleri incelenmiştir.

1. MİKROİŞLEMCI VE MİKROKOMPÜTERİN TEMELLERİ

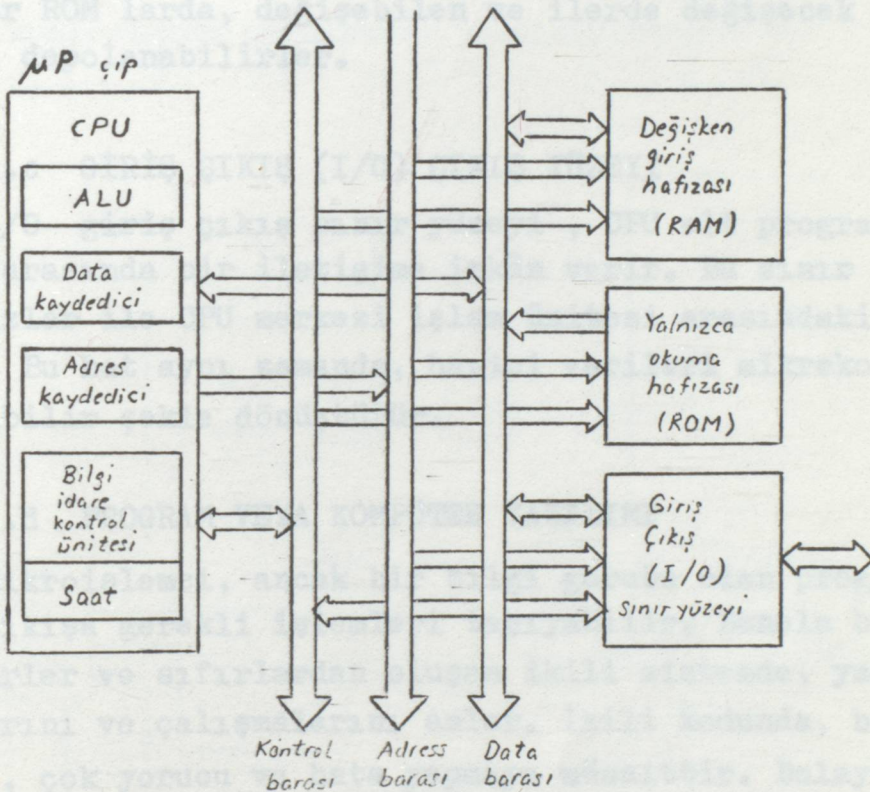
Bir mikrokomputer, çok sayıda LSI (Büyük skala integrasyon) çiplerinin bağlanmasıyla oluşan toplayıcı ve yönetici bir kontrol ünitesidir. Şekil 3.4, bir mikrokomputerin yapısında bulunan temel blokları göstermektedir.

1.a. MİKROİŞLEMCI (μP)

Mikrokomputerin kalbi, sayılan mikroişlemci, hesaplamalar yapar ve değişik fonksiyonlarının kontrolünü sağlar. Bu merkezi çip, aynı zamanda, merkezi işlem ünitesi (CPU) veya mikroişlem ünitesi (MPU) olarak da bilinir. Mikroişlemci, elektronik endüstrisinde son yıllarda görülen en önemli gelişmedir. Bu çip, universal LSI devreleri için, ihtiyacı karşılamak üzere üretilmişlerdi. Mikroişlemcilerden önce, LSI çipleri, daha çok özel bir uygulama için imal edilirdi.

Şekil 3.4 de μP çipin basitleştirilmiş blok diyagramında mikroişlemcinin içindeki çeşitli elemanlar gösterilmiştir. Aritmetik lojik ünitesi (ALU), toplama, çıkarma ve bit idaresi gibi aritmetik ve lojik işlemlerin yapıldığı işlem ünitesidir. Data kaydedicisi, ara verilerin kontrolü ve depolanması için...

sayı kayıt etmek veya hafızadan sayı almak ve onlara kumanda etmek için kullanılır. Bunlar aynı zamanda, CPU nun içine bilgi alıp dışarı bilgi transfer ederler. Adres kaydedici, hafıza adreslerinin depolanması için kullanılır. Ayrıca, data ile irtibatlandırılarak, giriş ve çıkışı ayıran hafızadan hafızaya data transferi için kullanılır. Kontrol ünitesi, bilgilerin doğru idare edilmesini sağlar ve kontrol eder. Saat veya CPU tarama generatörü, kontrol ünitesindedir. Saatin frekansı, mikroişlemcinin temel çalışma hızını belirler.



Şekil 3.14 Mikrokomputerin temel yapısı.

1.b. HAFIZA : ROM VE RAM

Hafıza, bilgi ve verilerin (data) depolandığı bir ünedir. Hafıza, çok sayıda odacık ya da hücreden oluşur. Boyutları da içindeki oda sayısı ile ifade edilir.

Yalnızca okuma hafızası olan ROM sürekli depolanır. Bunlar, yalnızca okuyabilirler ve silinemezler. Mikrokomputerlerin çoğu, yalnız bir amaç için kullanılır. Bu belirlenmiş kullanım alanı, hafızada depolanmak üzere sınırlı sayıda programa gerek olduğu anlamına gelir. Dolayısıyla, birçok mikrokomputer, hiçbir zaman değiştirilemez bilgi

listeleri gibi, programlarını, silinmez ROM hafızalarına depolarlar. İstenen program, imalât sırasında içine işlenir. Aynı zamanda, data sabitleri de ROM larda depolanır.

Değişken giriş hafızası, RAM da bilgiler okunabildiği gibi aynı zamanda yazılabilir ve depolanabilir. Data veya değişebilen bilgiler RAM da depolanabilir.

CPU alt program kontrolü okunabilir ve RAM odacıklarındaki bilgiler istenildiği gibi değiştirilebilirler.

Bir mikrokompüter sistemi ROM lara ve RAM lara sahip olmakla önemli avantajlar elde eder. Sabitler, tablolar ve sürekli kalacak programlar ROM larda, değişebilen ve ilerde değişecek programlar ise RAM larda depolanabilirler.

1.c GİRİŞ ÇIKIŞ (I/O) ÇIKIŞ YÜZEYİ

I/O- giriş çıkış sınır yüzeyi-, CPU alt program kontrolü ile dışarıyı arasında bir iletişime imkân verir. Bu sınır devreleri, harici cihazlar ile CPU merkezi işlem ünitesi arasındaki verileri transfer eder. Bu hat aynı zamanda, harici verileri mikrokompüter içinde kullanılabilir şekle dönüştürür.

1.d PROGRAM VEYA KOMPÜTER YAZILIMI

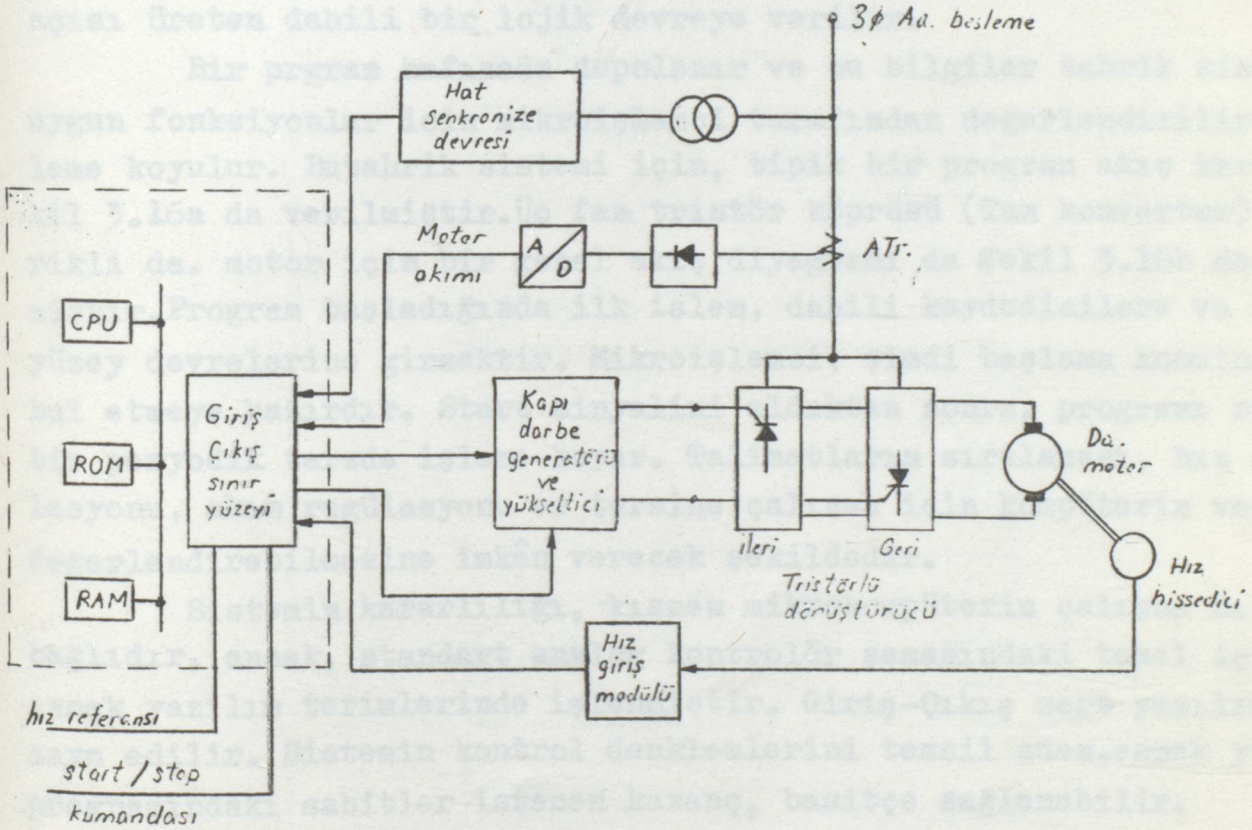
Mikroişlemci, ancak bir bilgi gurubu olan program ile donatıldığında çıkışa gerekli işlemleri taşıyabilir. Bununla beraber, mikroişlemci, birler ve sıfırlardan oluşan ikili sistemde, yalnız ikili sistem kodlarını ve çalışmalarını anlar. İkili kodunda, bir programın yazılması, çok yorucu ve hata yapmaya müsaittir. Dolayısıyla, bir programcı bilgileri yazmak için kullanışlı bir dil kullanmalıdır. Mikroişlemci için en temel dil "Toplama dil - ortak dil -" diye bilinir ve burada sembolik kodlar uygulanır. Her mikroişlemcinin kendi dili vardır. Bu kodlama sisteminde bilgi, fonksiyona uygun olarak seçilmiş üç veya dört harflik bir gurup ile verilir. Örneğin, MC6800 mikroişlemcisi toplama işlemini belirtmek için ADD ifadesini kullanır ve yük akümülatör toplayıcı B, LDAB ile ifade edilir. Bilgilerin sembolik kodlanması, yalnız ikili bilgiler ile çalışan mikroişlemci tarafından algılanamaz. Toplayıcı program denilen program, sembolik olarak aldığı kaynak programını, ikili programa dönüştürür (nesnel program).

Eğer, program değiştirilebilir ve iptal edilebilirse buna "Esnek Yazılım" denir. Kullanıcı tarafından değiştirilemeyen ve daima ROM dakalan program "Sabit Yazılım" diye bilinir ve mikrokompüter sisteminin elektronik kısımları ve devresine ise "Sert Yazılım"

denir. Tahrik sistemini kontrol eden mikrokomputerin en büyük avantajı esnekliğidir. Sert yazılım programı hiç değiştirilmeden ya da çok az değiştirilerek, komputer esnek yazılımı ise kolayca değiştirilerek tahrik karakteristikleri gerektiğinde istenildiğinde gerektiği gibi değiştirilebilir veya yeni fonksiyonlar ilâve edilebilir.

2. TERSİNE ÇALIŞAN TAHRIKLERİN MİKROKOMPÜTER KONTROLÜ

Daha önceki bölümde incelenmiş olan bir mikrokomputer kontrol ünitesinin temel yapısına dair son yıllarda çok sayıda kitap yayınlanmıştır. Bu bölümde, tersine çalışabilen tahrik sistemlerinde mikrokomputer kontrolünün uygulaması incelenmiştir.



Şekil 3.15 Mikrokomputer kontrol sisteminin kullanıldığı tersine da. tahrikin blok diyagramı.

Baskı fabrikaları gibi tersine tahrik kullanılan yüksek performanslı tahrikler, büyük hassasiyet, hızlı cevap ve başka karmaşık kontrollere ihtiyaç gösterirler. Şekil 3.3 de gösterilmiş olan analog kontrol şeması, böyle tahriklerde bir dereceye kadar başarılı olur. Böyle olmakla birlikte, mikrokomputer kontrolü, esneklik performansı verimi ve ekonomik geçerlilik bakımından daha caziptir.

Hız bilgileri kompütere, bir dijital takometre ve bir Analog/Dijital (A/D) çevirici ya da bir dijital takometre ve bir dijital sayıcı vasıtasıyla verilir. Motor akımı verisi, kompütere genellikle hızlı bir A/D çevirici ile verilir. Mikroişlemcinin tetikleme darbelerini güç beslemeli hat frekansı ile senkronize (eş zamanlı) olarak üretebilmesi için bir senkronizasyon devresine ihtiyaç vardır. Kapı darbe generatörünün, tetikleme sinyalini mikrokomputerden aldığı görülmektedir. Bugeneratör, yükseltici ile birlikte mikrokomputere dahil edilebilir ve onun bir parçası olabilirdi. Böyle olmakla beraber, günümüzde, çoğu mikroişlemci, kapı darbelerinin zamanlama açısından esnek yazılım ile üretilmeye imkân verecek kadar hızlı değildir. Aslında, veri olarak istenen bir tetikleme açısı, uygun periyotta tetikleme açısı üreten dahili bir lojik devreye verilir.

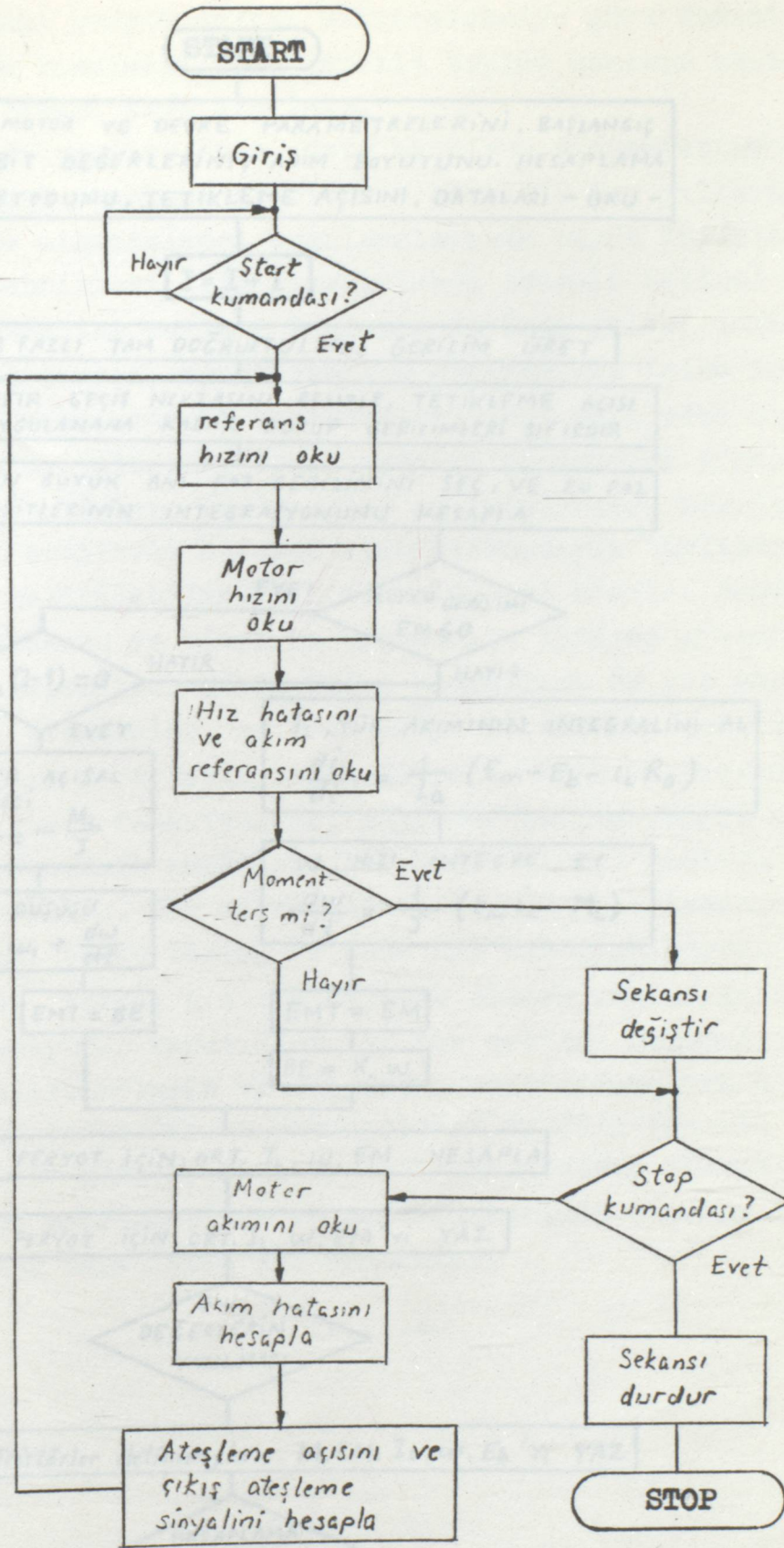
Bir program hafızada depolanır ve bu bilgiler tahrik sistemine uygun fonksiyonlar için mikroişlemci tarafından değerlendirilir ve işleme koyulur. Butahrik sistemi için, tipik bir program akış kartı Şekil 3.16a da verilmiştir. Üç faz tristör köprüsü (Tam konverter) tahrikli da. motor için bir genel akış diyagramı da Şekil 3.16b de verilmiştir. Program başladığında ilk işlem, dahili kaydedicilere ve sınır yüzey devrelerine girmektir. Mikroişlemci, şimdi başlama komutunu kabul etmeye hazırdır. Start sinyalini aldıktan sonra, programı sürekli bir periyodik tarzda işleme koyar. Talimatların sıralaması, hız regülasyonu, akım regülasyonu ve tersine çalışma için kompüterin verileri değerlendirebilmesine imkân verecek şekildedir.

Sistemin kararlılığı, kısmen mikrokomputerin çalışma hızına bağlıdır, ancak, standart analog kontrolör şemasındaki temel işlemler esnek yazılım terimlerinde işlenmiştir. Giriş-Çıkış sert yazılımı dizayn edilir. Sistemin kontrol denklemlerini temsil eden, esnek yazılım programındaki sabitler istenen kazanç, basitçe sağlanabilir.

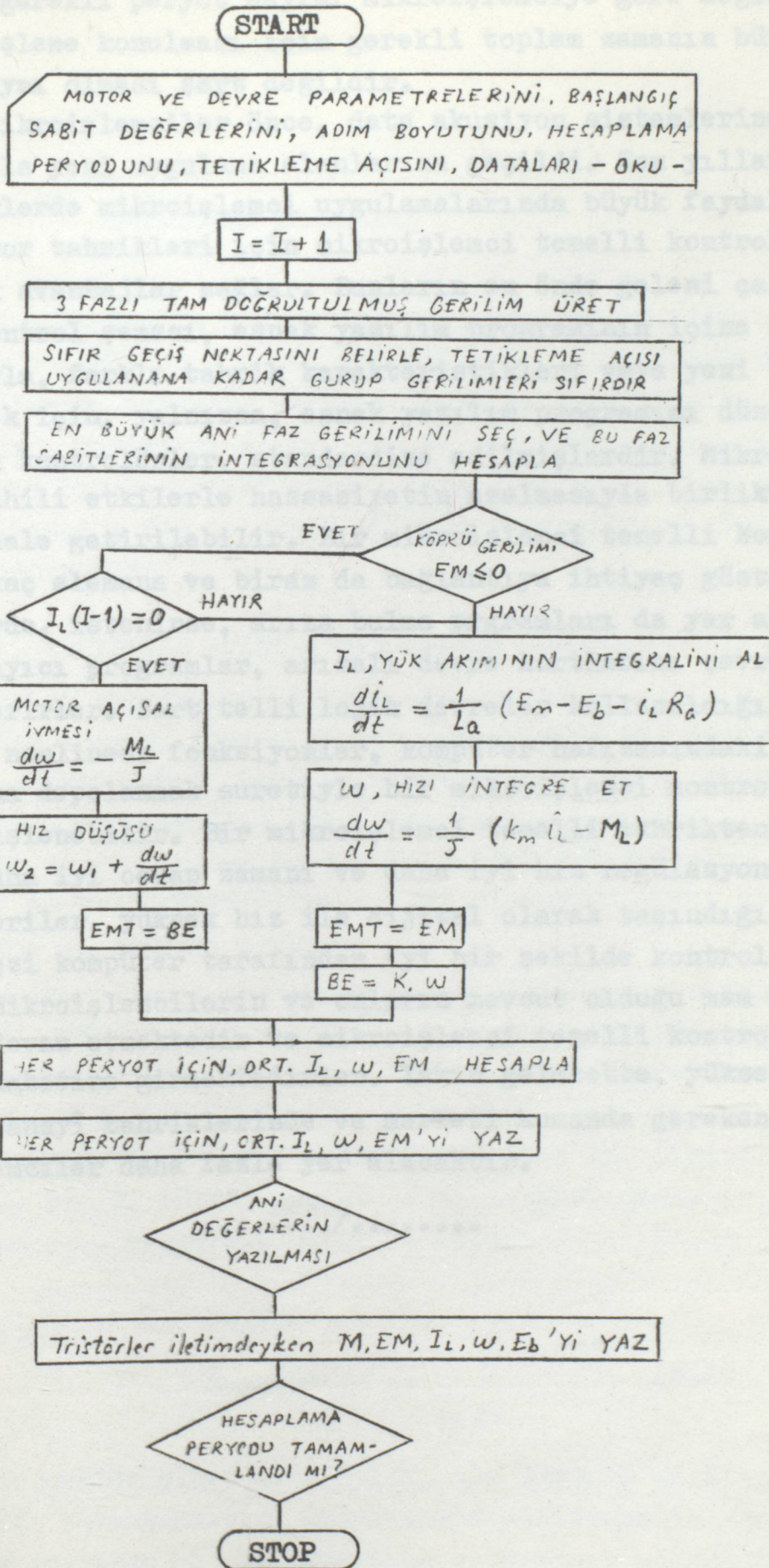
3. MİKROİŞLEM TEKNOLOJİSİNİN DURUMU

İlk defa, 1971 de Intel, mikroişlemcilerin mevcudiyetini duyurdu. Bundan sonra birçok yarımiletken üreticileri pazar rekabetine girdiler. Genel olarak en çok kullanılan mikroişlemciler Intel 8080, Motorola 6800, Fairchild F-8, Texas Instrument 9980, RCA 1802, Rockwell RPS-8, Signetics 2650, Zilog Z08 ve bunlar gibi 8 bitlik mikroişlemcilerdir.

Mikroişlemcilerin hızlarını belirleyen, mikroişlemci saatinin frekansı 0.1 ile 10 MHz arasında değişir. Bir talimatı yerine getir-



Şekil 3.16a Mikrokomputerin kullanıldığı tersine çalışabilen da. tahrik için program akış kartı.



Şekil 3.16b Mikrokomputerli üç faz tristör köprüsü tahrikli da. motor için genel program akış diyagramı.

mek için gerekli peryot sayısı mikroişlemciye göre değişir ve bir talimatın işleme konulması için gerekli toplam zamanın bütün mikroişlemcilerde aynı olması şart değildir.

Mikroişlemciler önce, data akusiyon sistemlerine uygulandı, ancak hızla yeni uygulama alanlarına geçildi. Son yıllarda, endüstriyel tahriklerde mikroişlemci uygulamalarında büyük faydalar sağlanmıştır. Motor tahrikleri için mikroişlemci temelli kontrol sistemi, farklı birçok avantajlar sağlar. Bunların en önde geleni çalışma esnekliğidir. Kontrol şeması, esnek yazılım programının içine işlenmiştir. Dolayısıyla, farklı tahrik karakteristikleri veya yeni bir fonksiyon elde etmek için, yalnızca, esnek yazılım programını düzenlemek yeterlidir. Bu kontrolörler, standardize edilmişlerdir. Mikroişlemci kontrolü, dahili etkilerle hassasiyetin azalmasıyla birlikte, tamamen dijital hale getirilebilir. Bir mikroişlemci temelli kontrol sistemi, ayrı birkaç elemana ve biraz da bağlantıya ihtiyaç gösterir. Böyle tahriklerde, istenirse, arıza bulma programları da yer alabilir. Bu arıza arayıcı programlar, arızalı devre kartlarını çevrimden ayırma imkânı verirler. Sert telli lojik devreler kullanıldığında, işlenmesi güç olan nonlinear fonksiyonlar, kompüter hafızasındaki bir Look-up Tablo'suna depolanmak suretiyle bir mikroişlemci kontrol sistemine kolayca işlenebilir. Bir mikroişlemci temelli tahrikten, yüksek doğruluk, daha iyi cevap zamanı ve daha iyi hız regülasyonu vermesi beklenir. Veriler, yüksek hız ile dijital olarak taşındığı için, tahrik, bir merkezi kompüter tarafından iyi bir şekilde kontrol edilebilir.

Mikroişlemcilerin ve onların mevcut olduğu mamûllerin fiyatı düşmeye devam etmektedir ve mikroişlemci temelli kontrol sistemleri, fiyat rekabetine girmektedirler. Yakın gelecekte, yüksek performans gereken sanayi tahriklerinde ve merkezi kumanda gereken tahriklerde mikroişlemciler daha fazla yer alacaktır.

...../.....

(4.1)

(4.2)

BÖLÜM 4

TETİKLEME DEVRELERİ

Faz kontrollu konverterlerde, tristörler, bir referans noktasına göre belirlenen α tetikleme açısıyla tetiklenirler. Tek fazlı konverterlerde, referans noktası, besleme geriliminin sıfırdan geçtiği noktadır. Tetikleme açısı, bir da. motorun hızını kontrol edebilen da. gerilim çıkışını değiştirmek için ayarlanır. Bunu sağlayan iki temel yaklaşım ; faz açısının "Lineer Kontrolü" ve "Faz açısının "Kosinüs" kontrolüdür.

1. TETİKLEME AÇISI α 'NIN LINEER KONTROLÜ

Şekil 4.1 de gösterilmiş olan bu şemada, bir E_c kontrol gerilimi, α faz açısını lineer olarak değiştirir. Bir düşürücü senkronizasyon transformatörü, besleme gerilimini v_1 ve v_2 düşürülmüş gerilimlere çevirir. v_1 gerilimi önce, bir kare dalga olan e_1 gerilimine dönüştürülür ve daha sonra E_c ile karşılaştırılacak olan, bir rampa gerilimi e_2 ye dönüştürülür. e_2 , E_c yi aştığı anda, komparatörün çıkışında bir e_a sinyali oluşur.

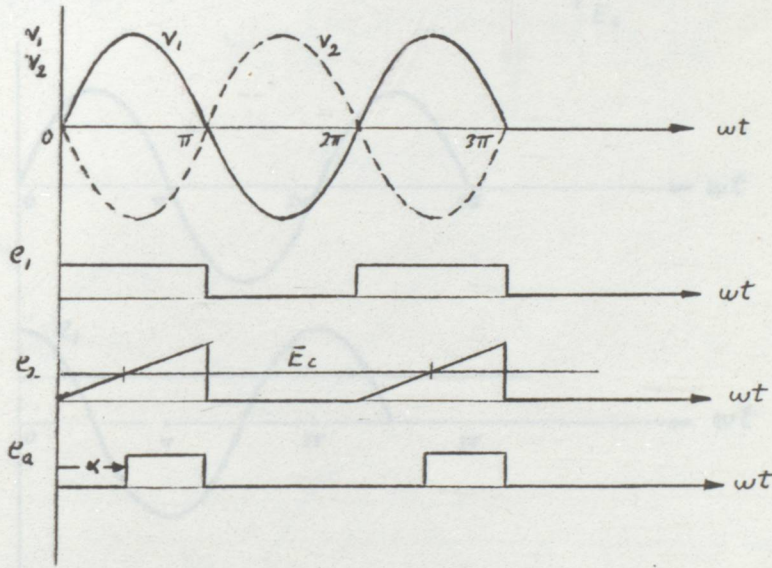
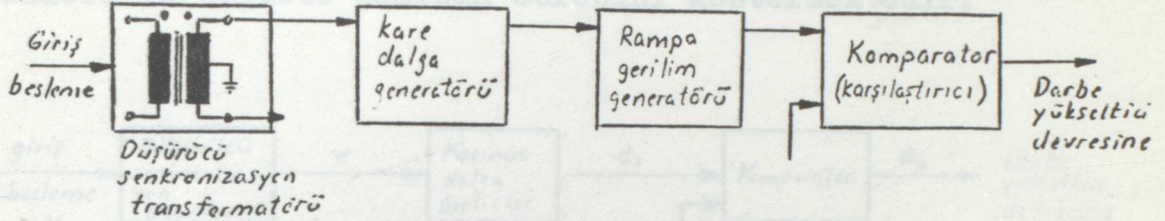
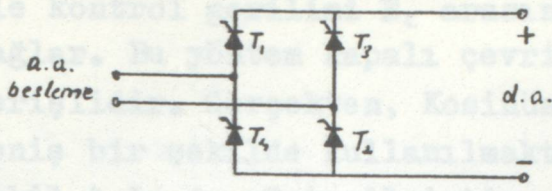
e_a 'nın sinyal göstermeye başladığı an ile sıfır geçiş noktası arasındaki zaman, E_c ile orantılıdır ve aynı zamanda, tetikleme açısı α 'yı da tanımlar. Bu e_a sinyali, bir darbe yükseltici devreyi besleyerek T_1 ve T_2 tristörlerini ateşlemek için kullanılır. v_2 girişi için de benzer bir devre kurularak, besleme geriliminin negatif periyodunda T_3 ve T_4 tristörlerinin tetiklenmesi sağlanır.

$$\text{Böylece tetikleme açısı, } \alpha = k_1 E_c \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned} E_o &= E_{\max} \cos \alpha \\ &= E_{\max} \cos(k_1 E_c) \end{aligned} \quad (4.2)$$

olur.

Konverter çıkış gerilimi, E_o ile kontrol gerilimi E_c arasındaki transfer karakteristiği dolayısıyla nonlineerdir. Bununla beraber, tetikleme açısında $\pm 1^\circ$ lik doğruluk elde etmek mümkündür.



Şekil 4.1 Faz açısının lineer kontrolü.

2. TETIKLEME AÇISININ KOSİNÜS KONTROLÜ

Bu düzende, bir E_c kontrol gerilimi, kaynak geriliminden türetilen bir kosinüs voltajı kontrol gerilimi seviyesinden geçtiği nokta da tetikleme darbeleri üretir. Temel düzenek, Şekil 4.2 de gösterilmiştir. Böylece faz açısı,

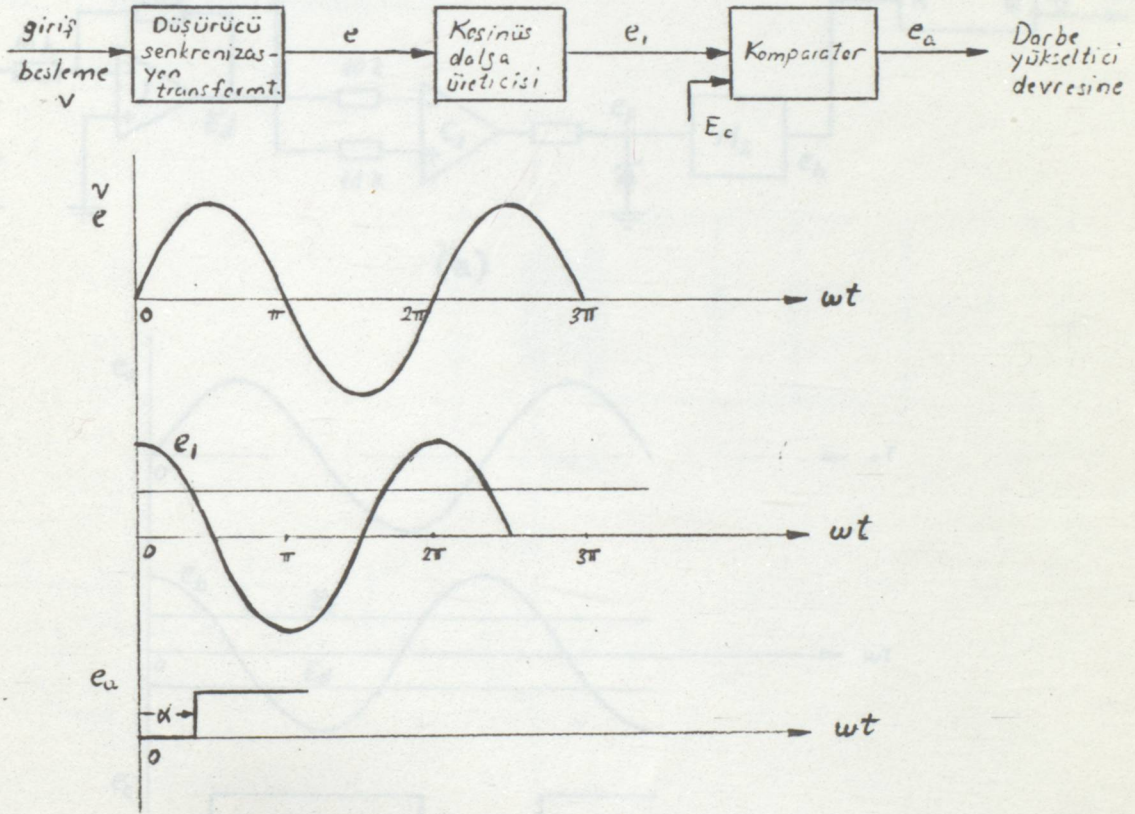
$$\alpha = \cos^{-1} \left[\frac{E_c}{e_{max}} \right] \quad (4.3)$$

Konverter çıkış gerilimi,

$$E_o = E_{max} \cdot \cos \alpha = E_{max} \cdot \cos \left(\cos^{-1} \frac{E_c}{e_{max}} \right)$$

$$= \frac{E_{max}}{e_{max}} \cdot E_c = k_2 E_c \quad (4.4)$$

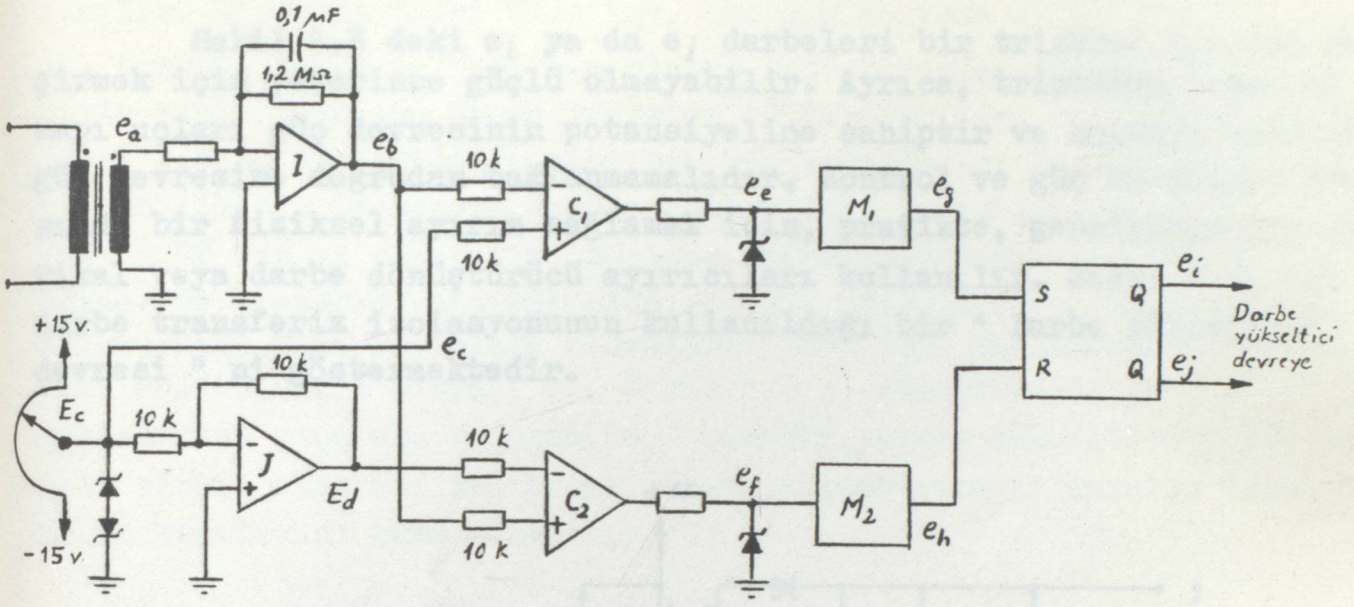
Dolayısıyla, kosinüs tetikleme düzeneği, çıkış gerilimi E_o ile kontrol gerilimi E_c arasında lineer bir transfer karakteristiği sağlar. Bu yöntem kapalı çevrim kontrollu tahriklerde uygulamaya elverişlidir. Gerçekten, Kosinüs tetikleme tertibatı sanayide oldukça geniş bir şekilde kullanılmaktadır. Bu yöntem ile kurulmuş bir devre, Şekil 4.3a da gösterilmiştir. Zamanlama diyagramı değişik aşamalarda sinyalleri ve böylece çalışma sürecini göstermektedir.



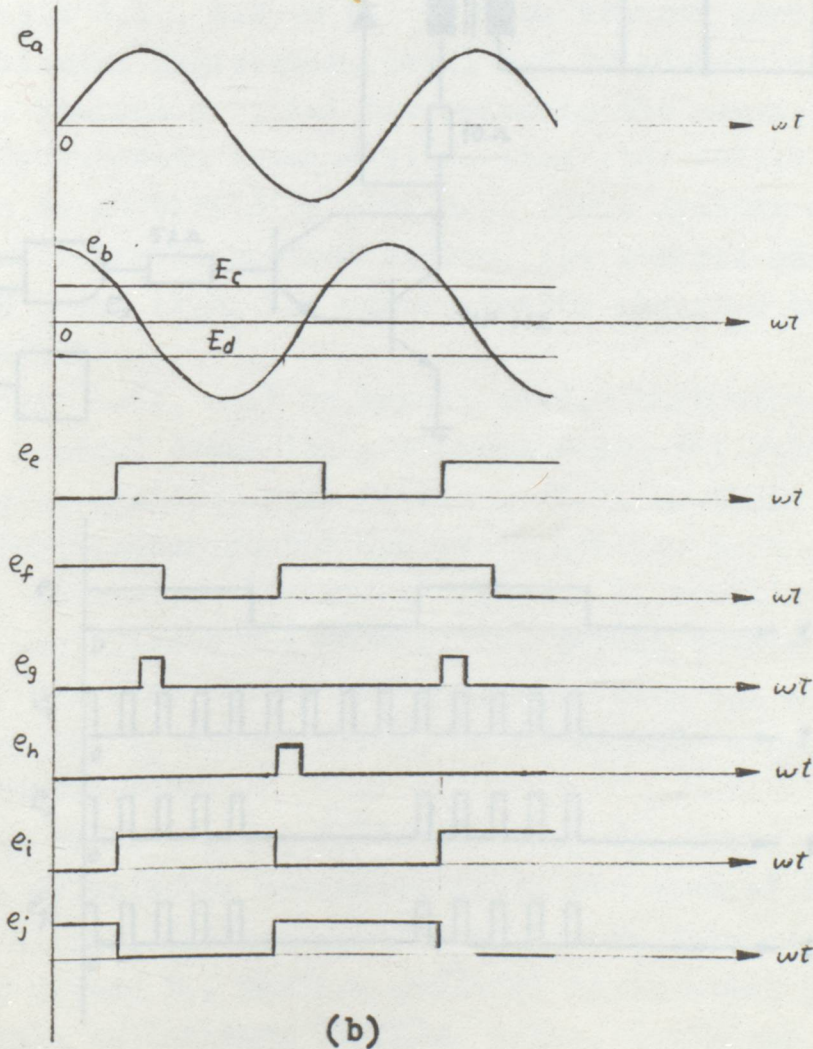
Şekil 4.2 Faz açısının kosinüs kontrolü.

e_a sinyali, konverterin giriş besleme gerilimi v nin belli bir kademe düşürülmüş şeklidir. İntegratör dönüştürücü I, onu kosinüs sinyali e_b 'ye dönüştürür. Ters bağlanmış iki zener diyod, E_c kontrol gerilimini kosinüs gerilimi e_b 'nin maximum değerini aşmaması için sınırlar. Kontrol gerilimi E_c ve onun tersi E_d , e_c ve e_f sinyallerini üretmek üzere Kosinüs sinyali e_b ile c_1 ve c_2 komparatorlarında karşılaştırılırlar. Bunlar, e_g ve e_h sinyallerini üretmek üzere, M_1 ve M_2 tek yönlü darbe üreticilerini beslerler. Bu e_g ve e_h sinyalleri, e_i ve e_j sinyallerini üretmek için bir Set-Reset FLİP-FLOP (F-F) tetikleyiciye gönderilirler. e_i sinyali, tristörleri pozitif yarım dalgada tetiklemek için ve e_j de negatif yarım dalgada tetikle-

mek için kullanılırlar.



(a)

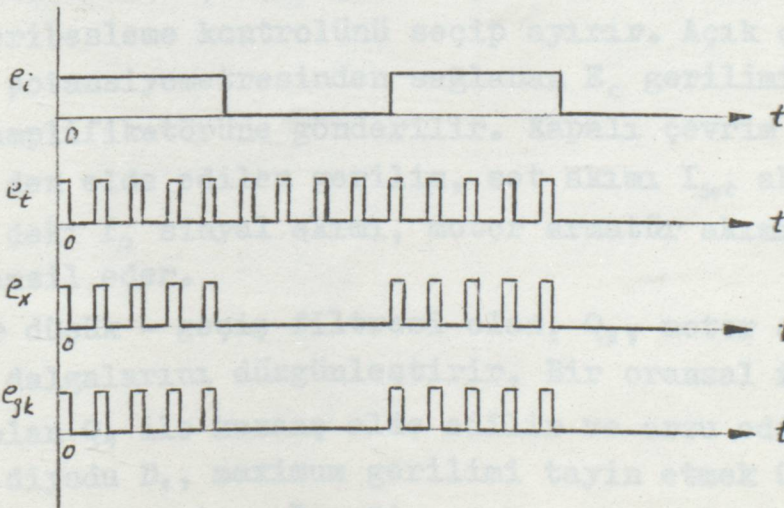
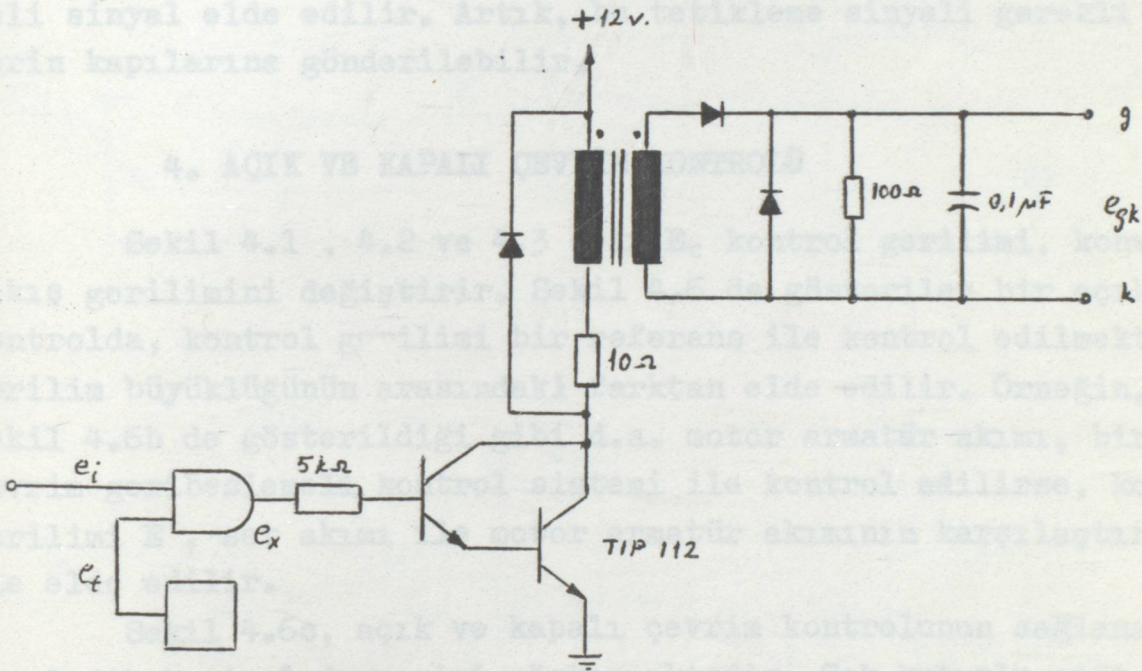


(b)

Sekil 4.3 Faz kontrollu konverterlerde bir kosinüs tetikleme devre düzeni (a) Devre (b) Zamanlama diyagramı.

3. DARBE YÜKSELTİCİ

Sekil 4.3 deki e_i ya da e_j darbeleri bir tristörü ilettime geçirmek için yeterince güçlü olmayabilir. Ayrıca, tristörün katod ve kapı uçları güç devresinin potansiyeline sahiptir ve kontrol devresi güç devresine doğrudan bağlanmamalıdır. Kontrol ve güç devreleri arasında bir fiziksel ayırım sağlamak için, pratikte, genellikle bir optikal veya darbe dönüştürücü ayırıcıları kullanılır. Sekil 4.4, bir darbe transferiz izolasyonunun kullanıldığı bir " Darbe yükseltici devresi " ni göstermektedir.



Sekil 4.4 Tipik bir darbe yükseltici devresi.

Darbeleri, bütün kapalı çevrim sistemleri için değil, özel bir kontrol sistemi Darbeli akımı yükseltmek için, bir Darlington transistörü kullanılır. Eğer, darbeler uzun ise, örneğin e_i veya e_j 180° genişlikteyse, transformatör darbeyi tam olarak transfer edemeden doyabilir ve böyle genişlikte bir darbe transfer edilemeyebilir. Bu durumda, darbe Sekil 4.4 de gösterildiği gibi bir 555 zamanlayıcı kullanılarak, 10-30 kHz lik bir frekansta modüle edilebilir. Zamanlayıcının iletim periyodu % 50 den az olmalıdır. Böylece transformatörde magnetik akı geri dönmez ve transfer sağlıklı olur. Modüle edilmiş darbe aynı zamanda, tristördeki kapı kayıpları nedeniyle, zayıflar. Tetikleme devresinden elde edilen darbe sinyali e_i , Sekil 4.4 de gösterildiği gibi çeşitli aşamalardan geçerek, sonuçta, e_{gk} sinyali olarak yükseltilmiş bir darbeleri sinyal elde edilir. Artık, bu tetikleme sinyali gerekli tristörlerin kapılarına gönderilebilir.

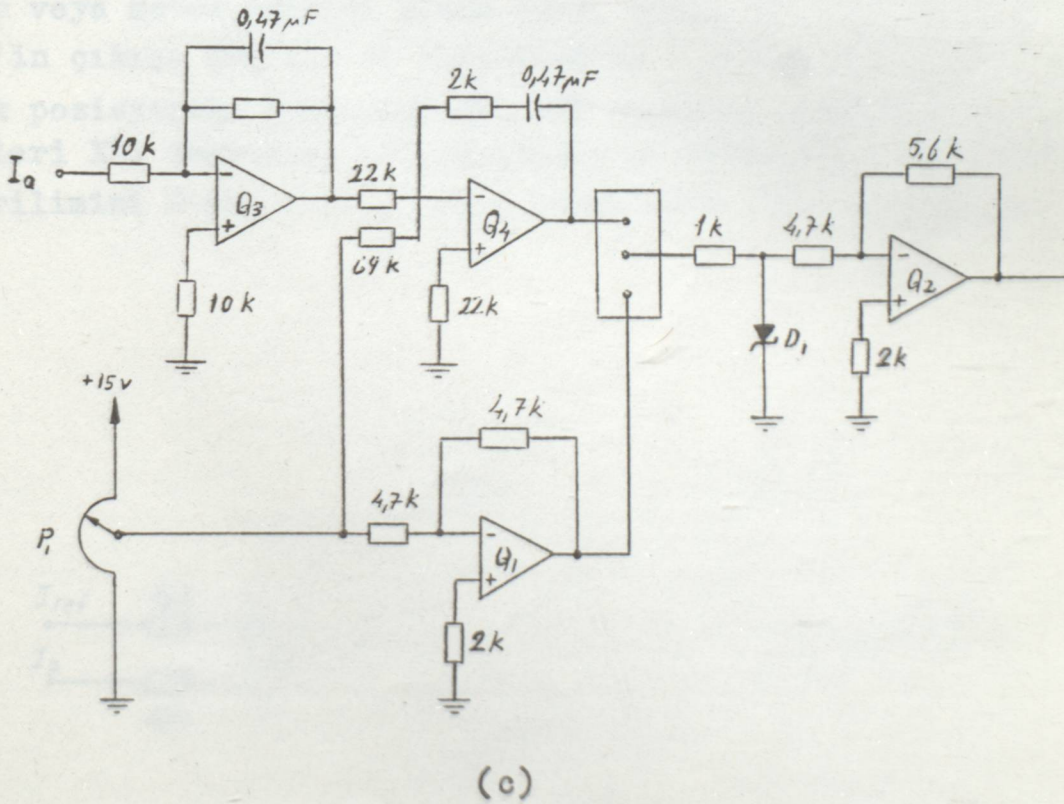
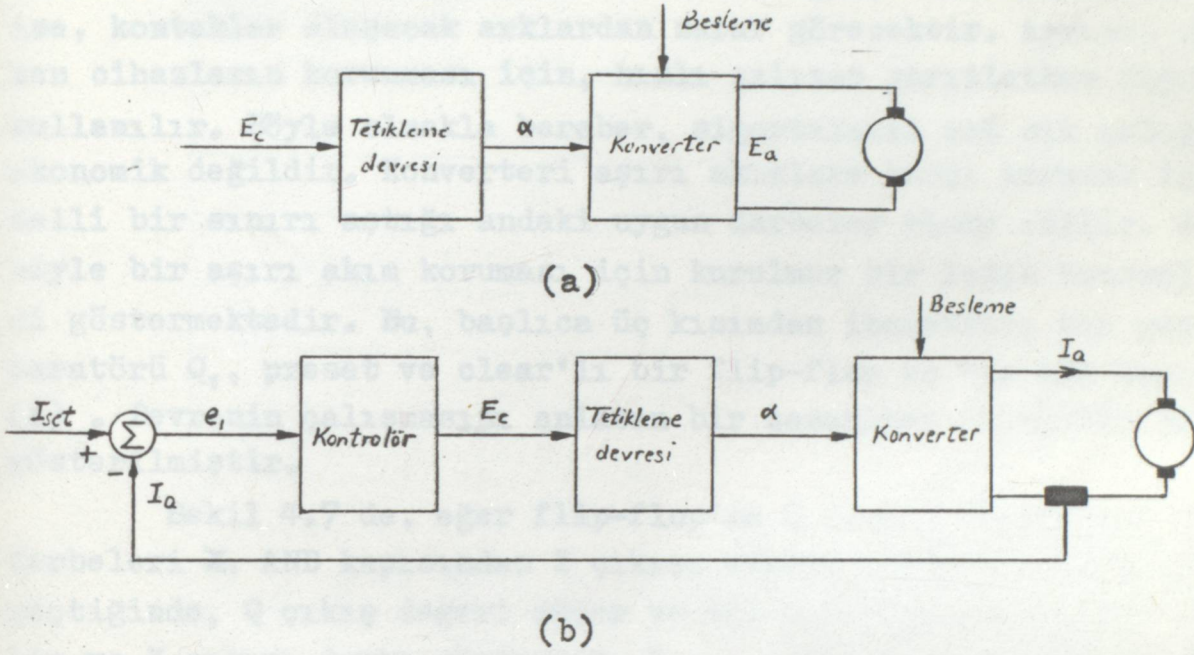
4. AÇIK VE KAPALI ÇEVİRİM KONTROLÜ

Sekil 4.1 , 4.2 ve 4.3 deki E_c kontrol gerilimi, konverterin çıkış gerilimini değiştirir. Sekil 4.6 da gösterilen bir açık çevrim kontrolde, kontrol gerilimi bir referans ile kontrol edilmekte olan gerilim büyüklüğünün arasındaki farktan elde edilir. Örneğin, eğer Sekil 4.6b de gösterildiği gibi d.a. motor armatür akımı, bir kapalı çevrim geribeslemeli kontrol sistemi ile kontrol edilirse, kontrol gerilimi E , set akımı ile motor armatür akımının karşılaştırılması ile elde edilir.

Sekil 4.6c, açık ve kapalı çevrim kontrolunun sağlanabildiği bir lojik kontrol devresini göstermektedir. Tek kutuplu-çift geçişli (SPDT) seçici anahtar, açık çevrim gerilim kontrolünü veya kapalı çevrim akım geribesleme kontrolünü seçip ayırır. Açık çevrim kontrol sisteminde P_1 potansiyometresinden sağlanan E_c gerilimi Q_1 e ve çıkışından da Q_2 amplifikatörüne gönderilir. Kapalı çevrim kontrol sistemlerinde, P_1 den elde edilen gerilim, set akımı I_{set} akımını temsil eder. Sekil 4.6c deki I_a sinyal akımı, motor armatür akımı ile orantılı bir gerilimi temsil eder.

Bir düşük - geçiş filtresi olan, Q_3 , motor akım sinyalindeki (I_a) çıkış dalgalarını düzgünleştirir. Bir oransal integral (PI) kontrolör olan Q_4 ile kazanç elde edilir ve arzu edilen cevap sağlanır. Zener diyodu D_1 , maximum gerilimi tayin etmek üzere Q_4 'nun çıkışı sağlamak için kullanılır. Örneğin, çıkış, tetikleme devresinde 13.5 voltluk bir testere ağzı dalga ile karşılaştırılacaksa, max.gerilim değeri, 13 volt ile sınırlandırılır. Sekil 4.6 da belirtilmiş elman

değerleri, bütün kapalı çevrim sistemleri için değil, özel bir tahrik sistemi için geçerlidir. Kazançların ve zaman sabitlerinin seçimi önemlidir ve devreyi dizayn eden kişiye aittir.

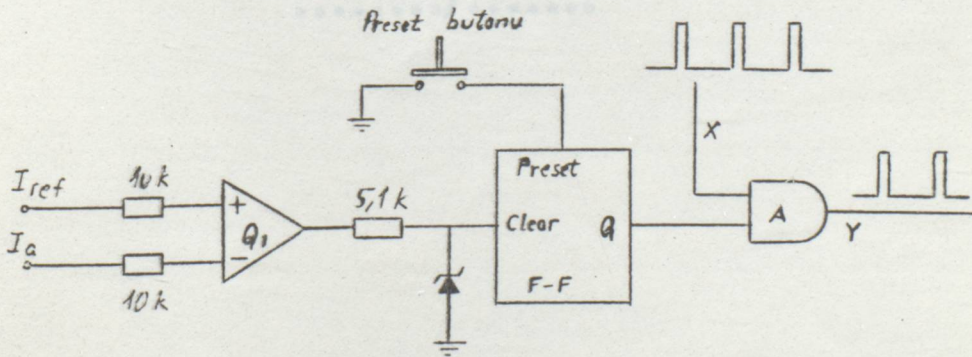


Sekil 4.6 Açık ve kapalı çevrim kontrol (a) Açık çevrim blok dy. (b) Kapalı çevrim blok dy. (c) Lojik kontrol devresi.

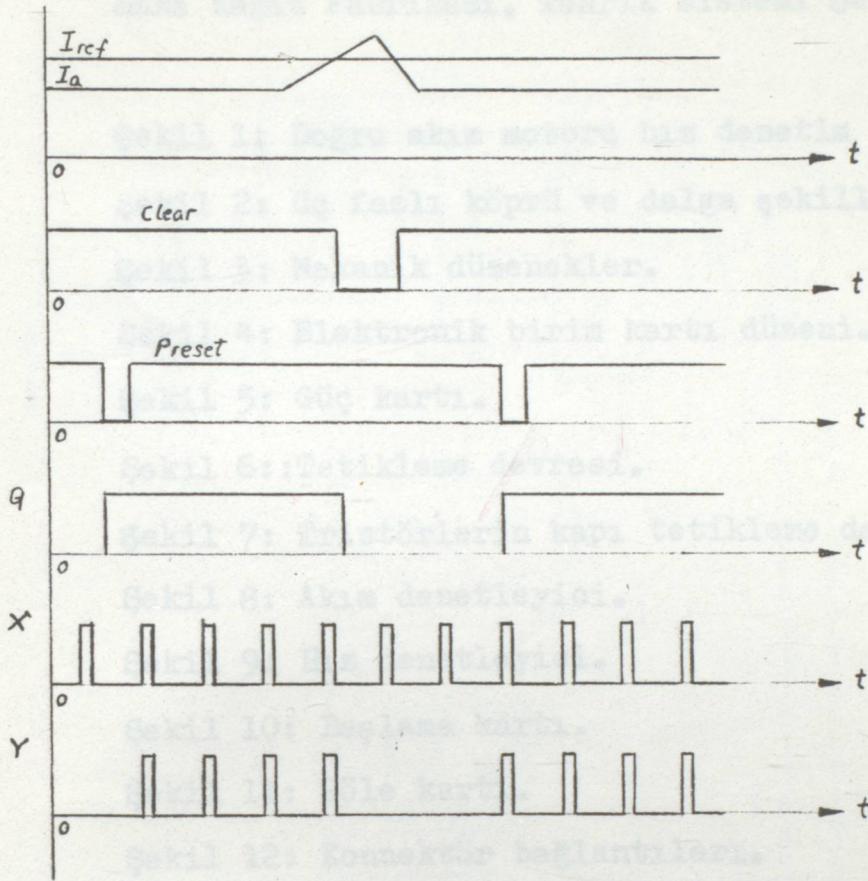
5. AŞIRI AKIM KORUMASI

Bir konverterin giriş devresi anahtarı ve tüm cihazlar aşırı akımlara karşı bir kontrol ile korunur. Eğer, anahtarın darbeleri sık ise, kontaklar oluşacak arklardan zarar görecektir. Ayrıca, yarı iletken cihazların korunması için, hızlı çalışan yarıiletken sigortalar kullanılır. Böyle olmakla beraber, sigortaların çok sık çalışmaları ekonomik değildir. Konverteri aşırı akımlara karşı korumak için akımın belli bir sınırı aştığı andaki uygun darbeler bloke edilir. Sekil 4.7a böyle bir aşırı akım koruması için kurulmuş bir lojik kontrol düzenini göstermektedir. Bu, başlıca üç kısımdan ibarettir; bir gerilim komparatörü Q_1 , preset ve clear'lı bir flip-flop ve bir AND kapısıdır (A). Devrenin çalışmasını anlatan bir zamanlama diyagramı Sekil 4.7b gösterilmiştir.

Sekil 4.7 de, eğer flip-flop'un Q çıkışı yüksek ise tetikleme darbeleri X, AND kapısından Y çıkışı olarak iletilir. Bir aşırı akım geçtiğinde, Q çıkış değeri düşer ve AND kapısıyla X sinyali bloke edilir ve Y çıkışı darbe göstermez. I_{ref} , akım sınırını ve I_o ise konverter veya motor akımını ifade eder. Eğer, I_o , I_{ref} 'i aşarsa komparatör Q_1 'in çıkışı değişir ve flip-flop'un "clear" girişi ve Q çıkışı düşük pozisyonunu gösterir. Bu, AND kapısına etki ederek tetikleme darbeleri X'i durdurur. AND kapısının bu davranışı, flip-flop'un giriş gerilimini 0 dan 5 v. a kadar sınırlamak için kullanılır.



Sekil 4.7a Aşırı akımdan koruma devre tasarımı .



Sekil 4.7b Aşırı akımdan koruma zamanlama diyagramı.

...../.....

SEKA Kâğıt Fabrikası, Tahrik sistemi Şemaları :

Şekil 1: Doğru akım motoru hız denetim devresi.

Şekil 2: üç fazlı köprü ve dalga şekilleri.

Şekil 3: Mekanik düzenekler.

Şekil 4: Elektronik birim kartı düzeni.

Şekil 5: Güç kartı.

Şekil 6::Tetikleme devresi.

Şekil 7: Tristörlerin kapı tetikleme darbeleri.

Şekil 8: Akım denetleyici.

Şekil 9: Hız denetleyici.

Şekil 10: Başlama kartı.

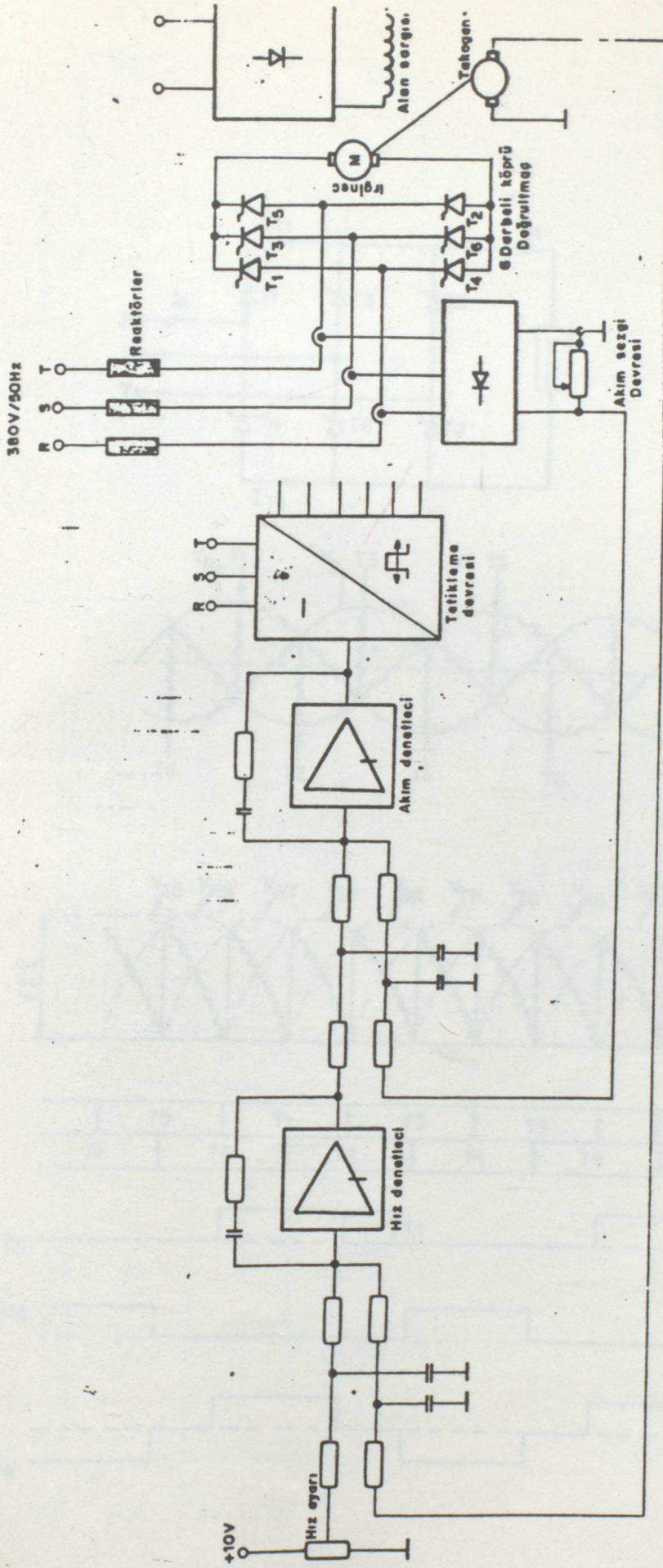
Şekil 11: Röle kartı.

Şekil 12: Konnektör bağlantıları.

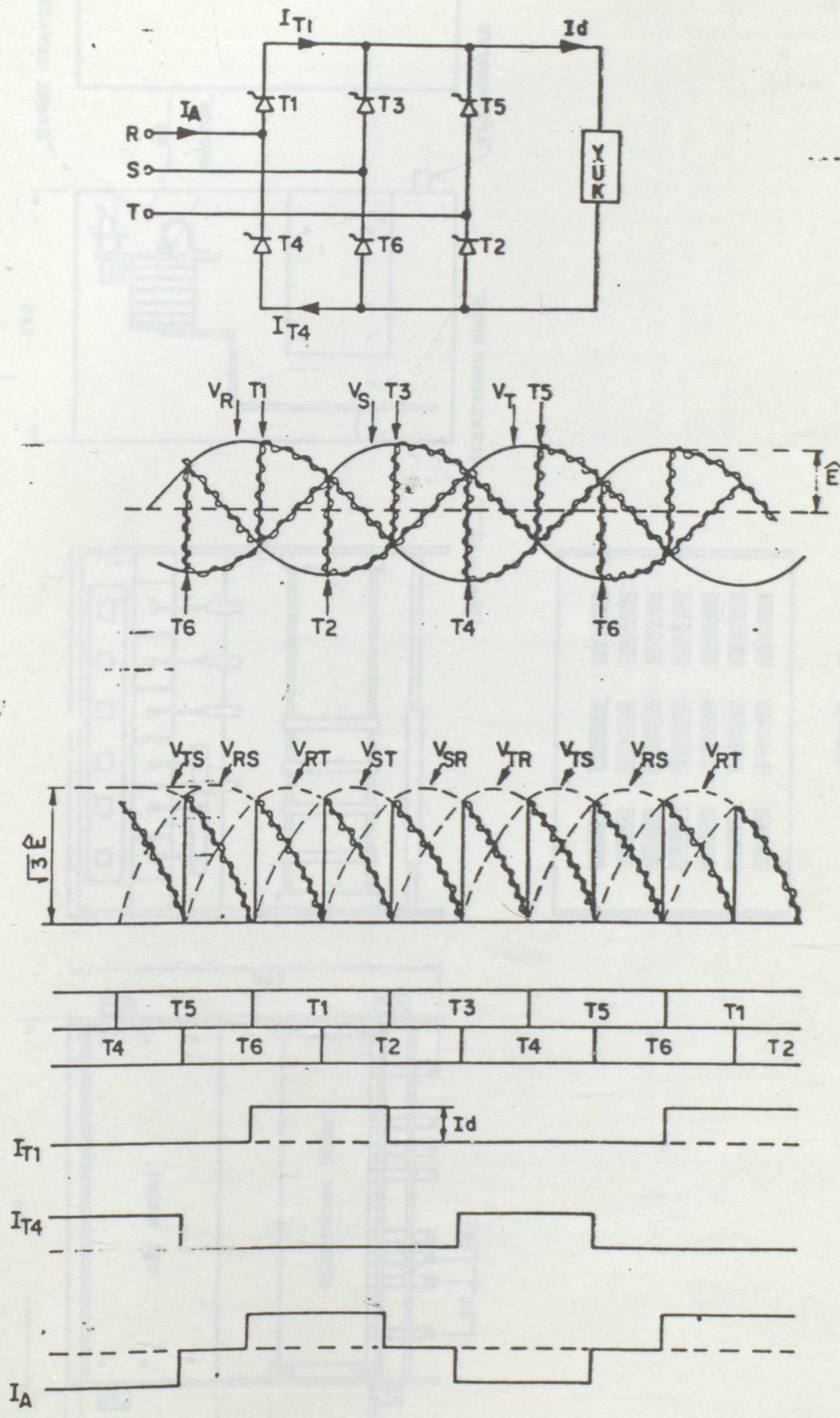
Şekil 13: Klemens bağlantıları.

Şekil 14: Güç devresi bağlantı şeması.

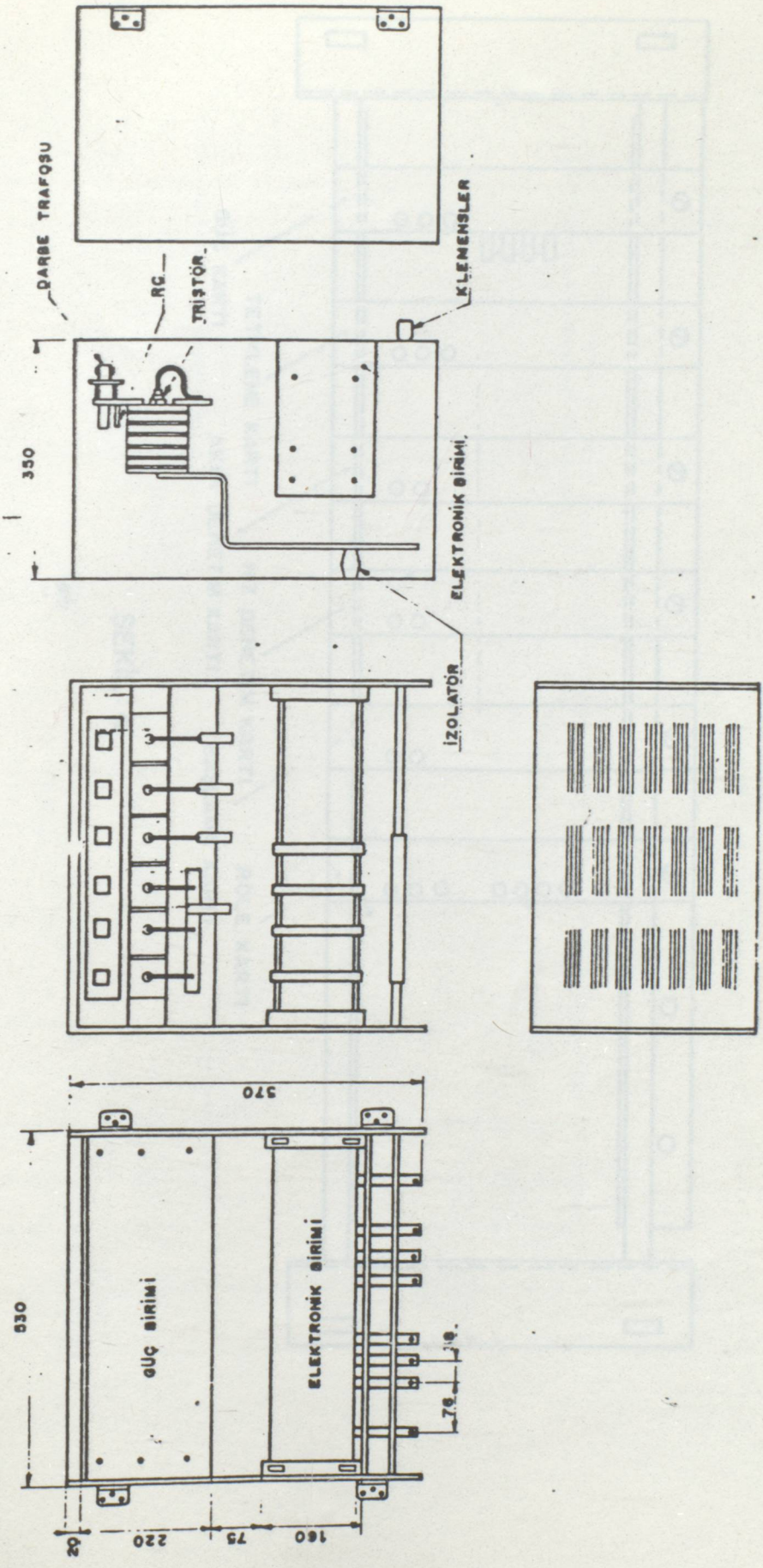
Table 2 : Test noktaları.



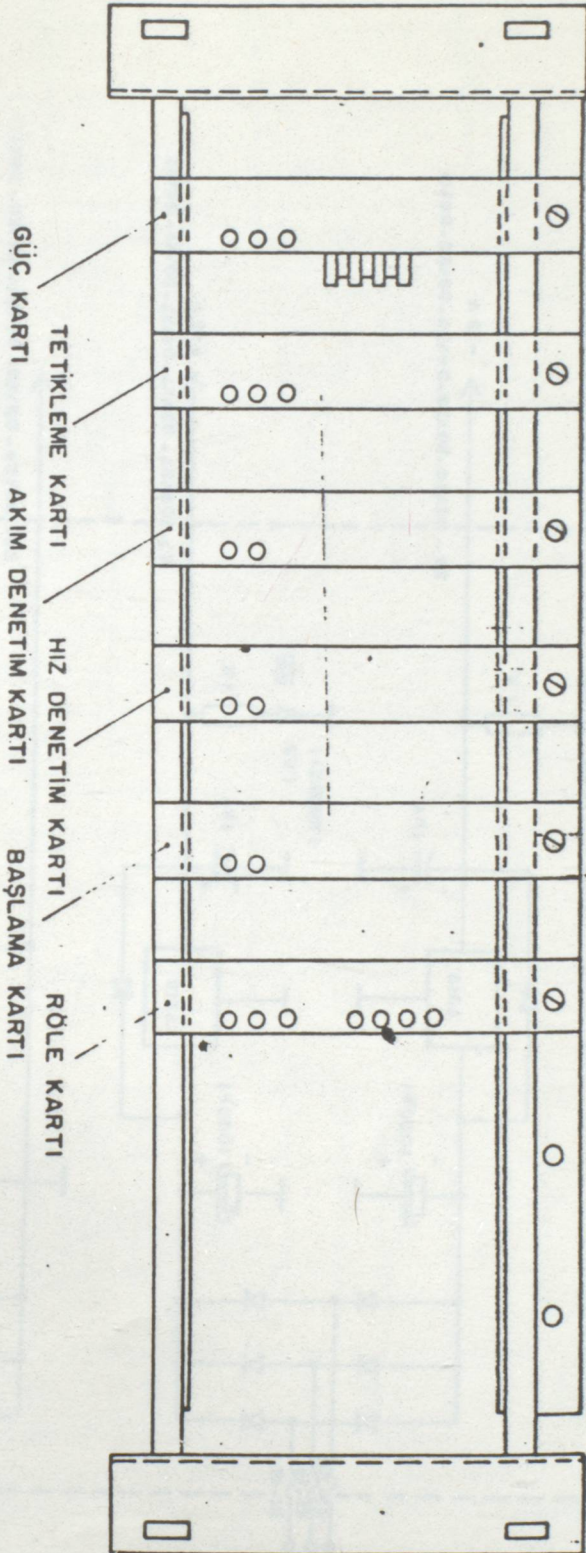
SEKİL : 1



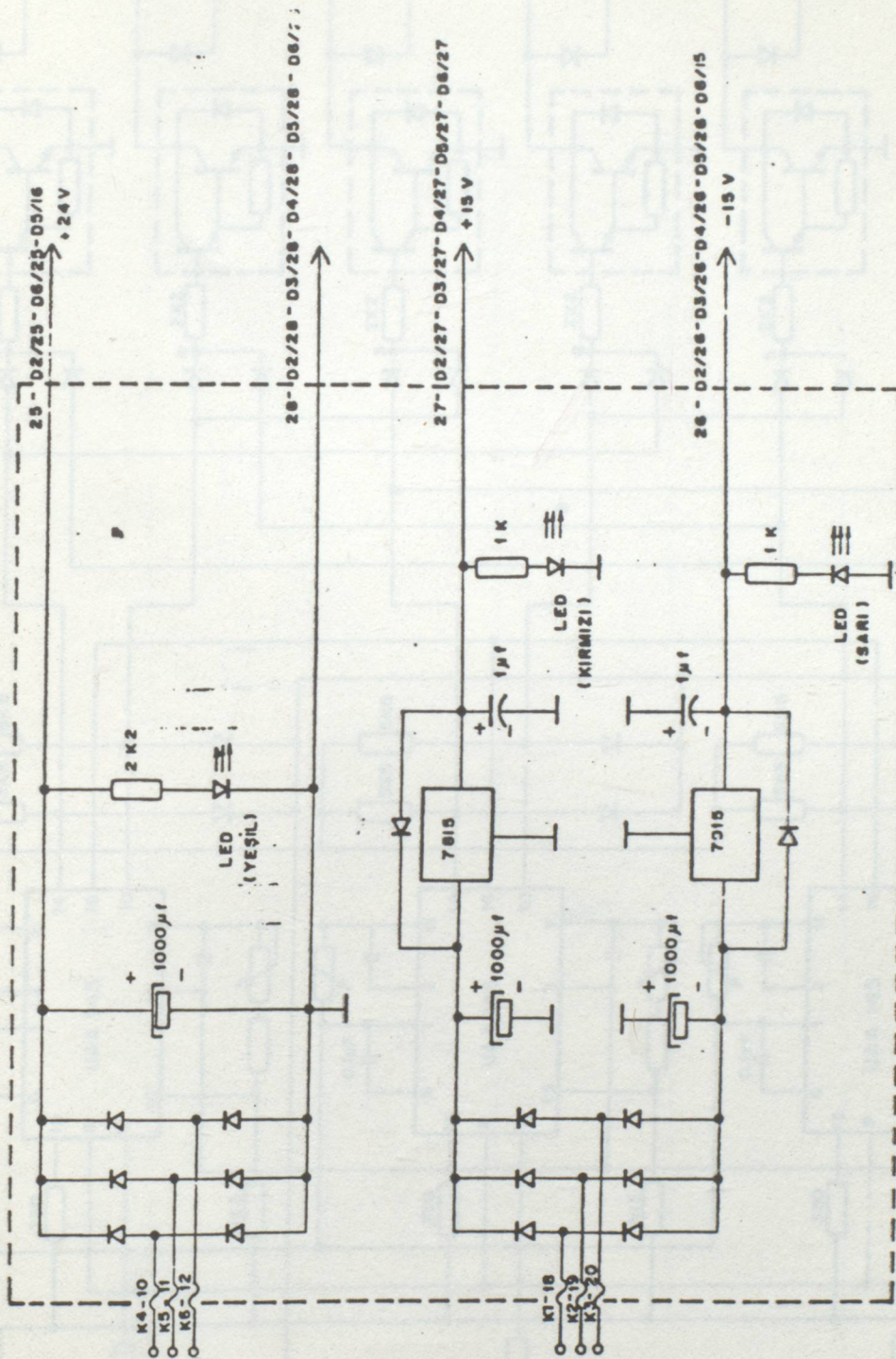
ŞEKİL : 2



ŞEKİL : 3

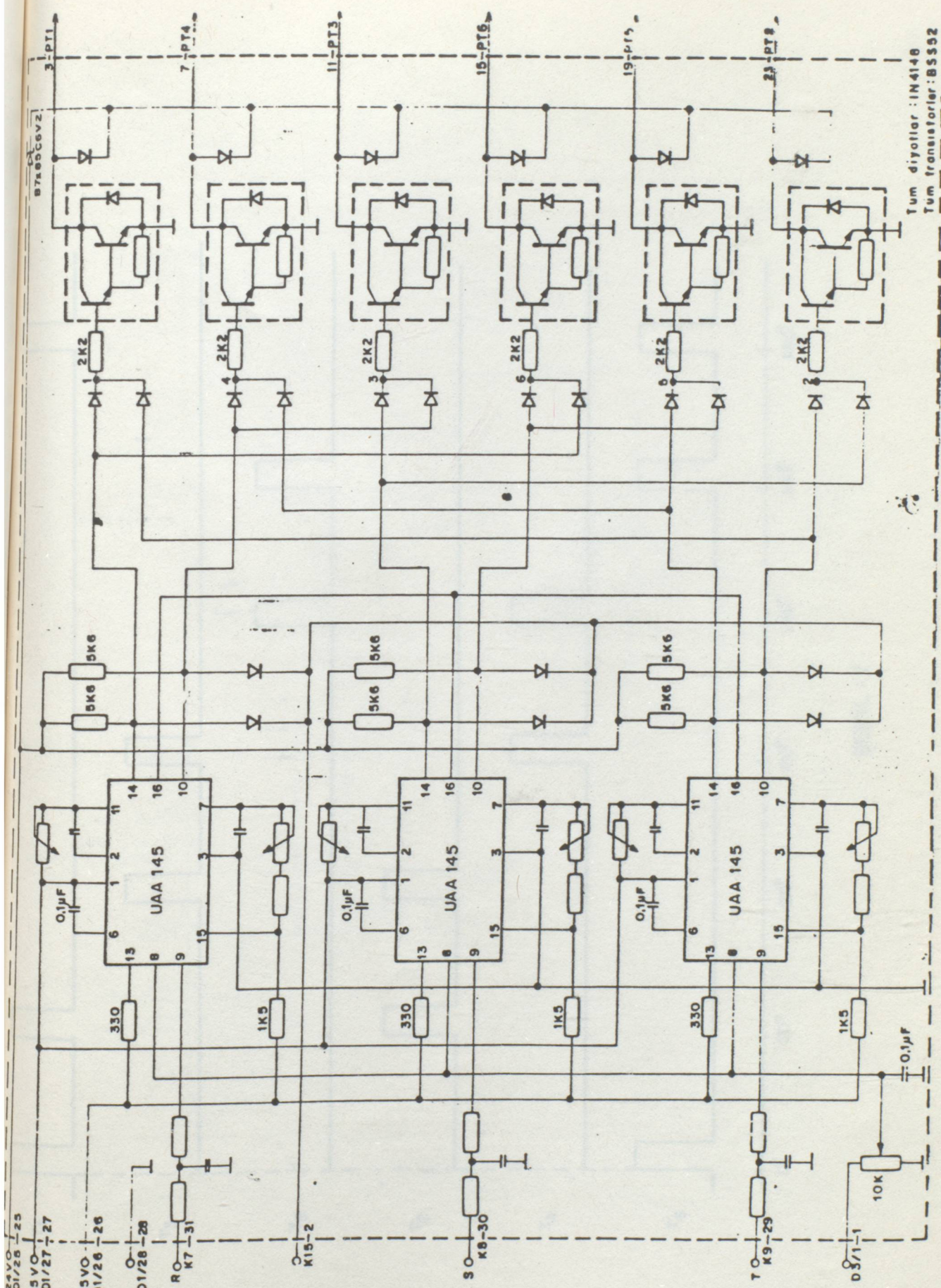


SEKİL : 4



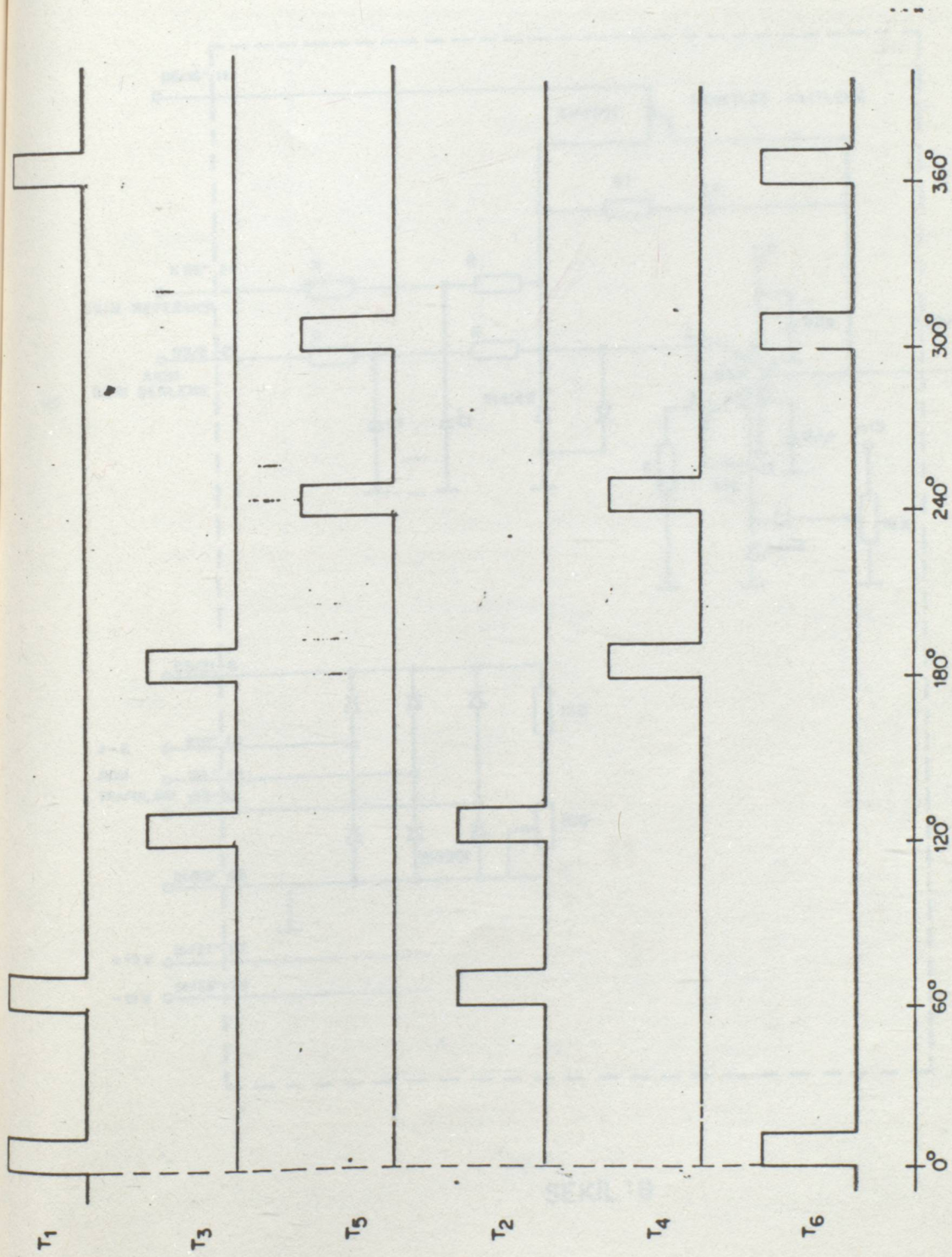
TÜM DİYOTLAR 1N4001

ŞEKİL : 5

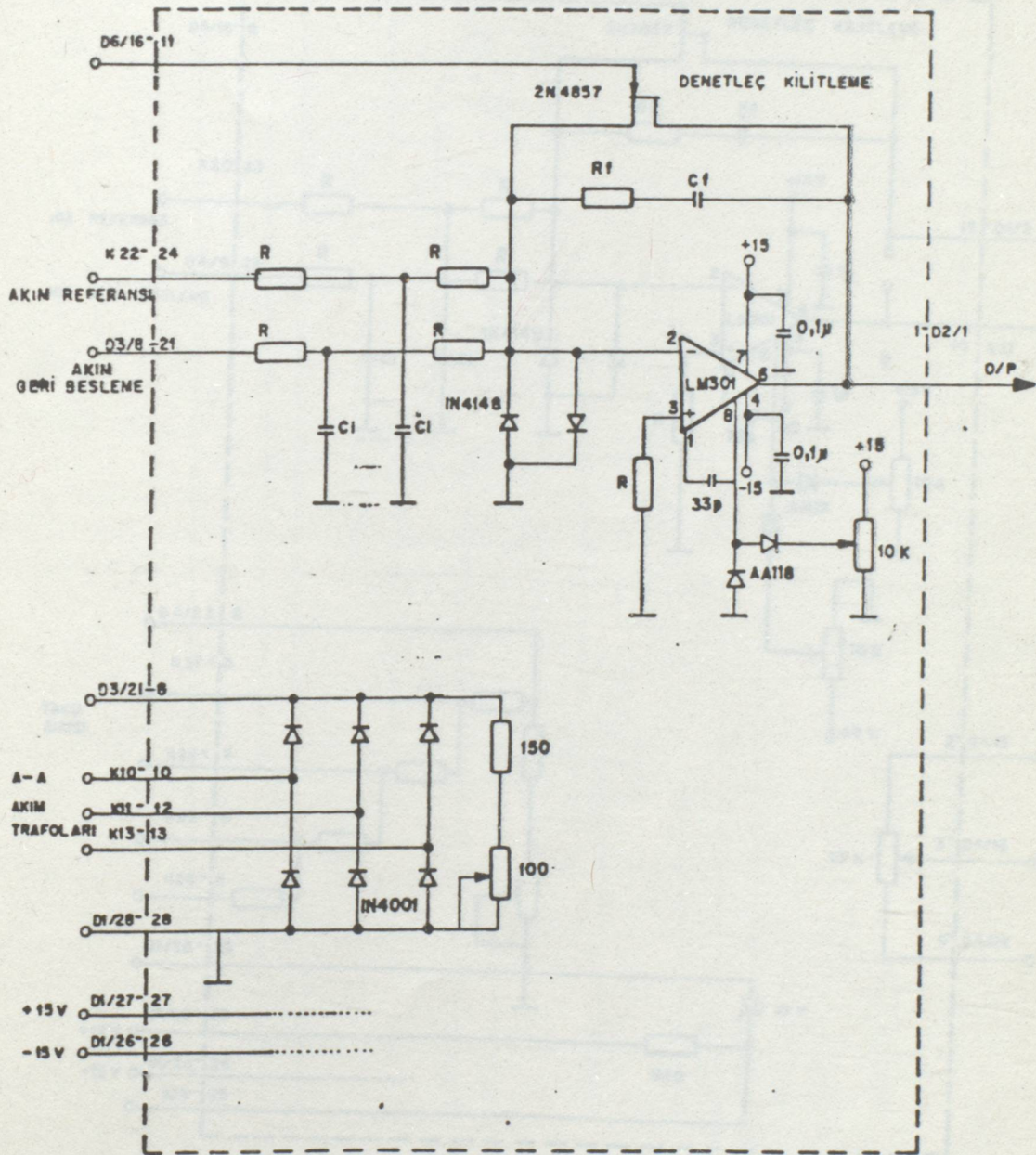


Tüm diyotlar : IN4148
 Tüm transistörler : BS52

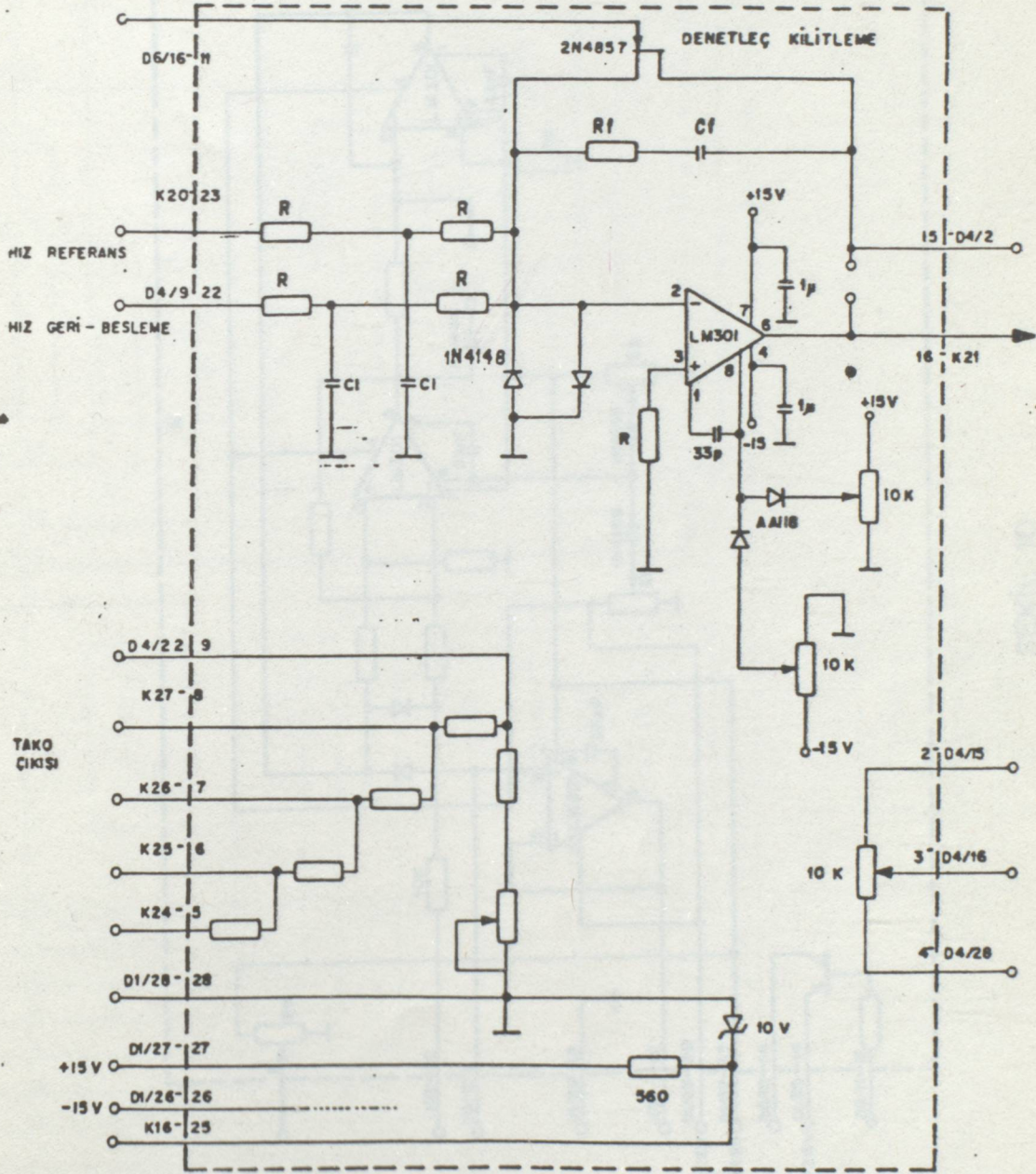
ŞEKİL : 6



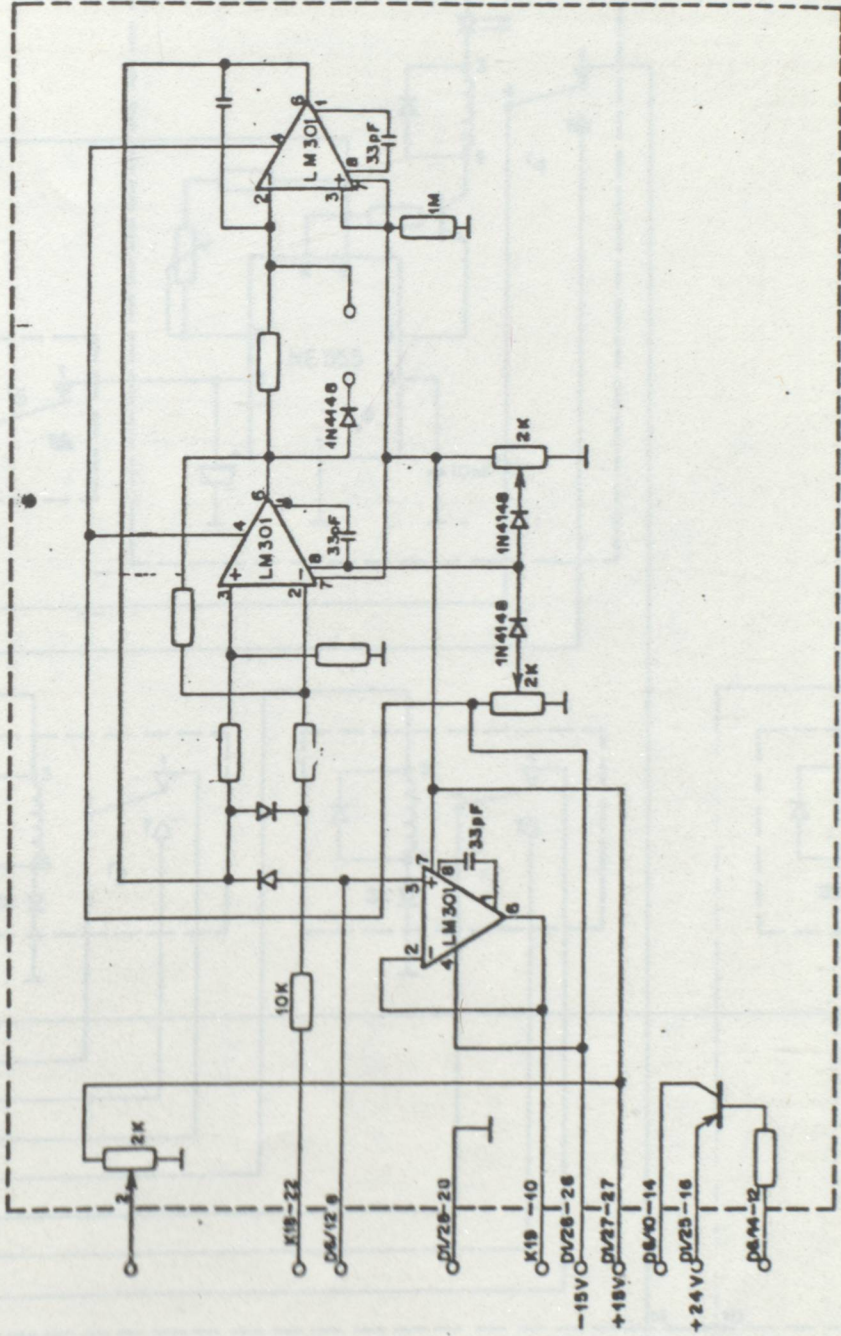
ŞEKİL : 7



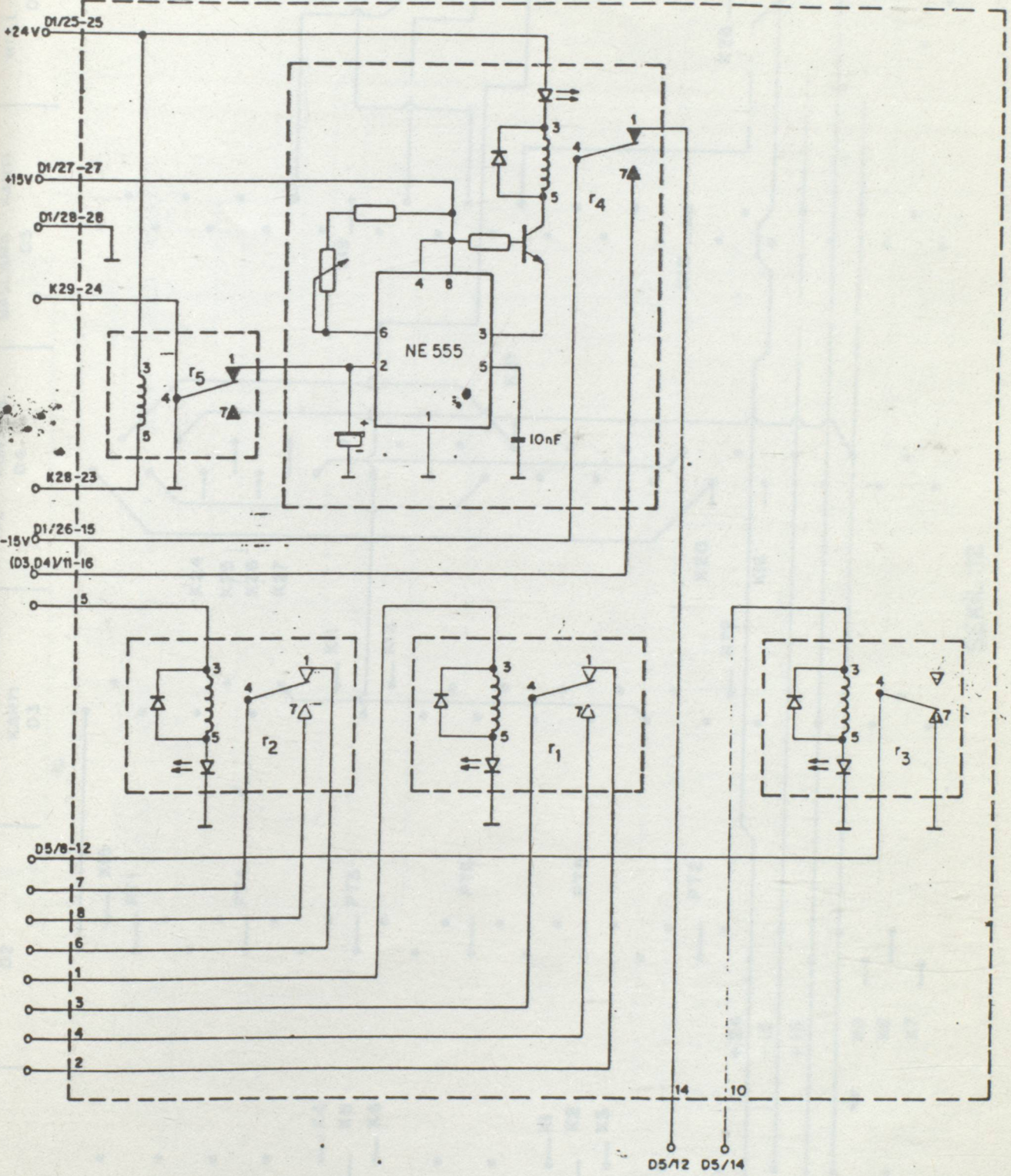
ŞEKİL : 8



ŞEKİL:9



ŞEKİL: 10



ŞEKİL:11

GÜÇ KARTI
D1

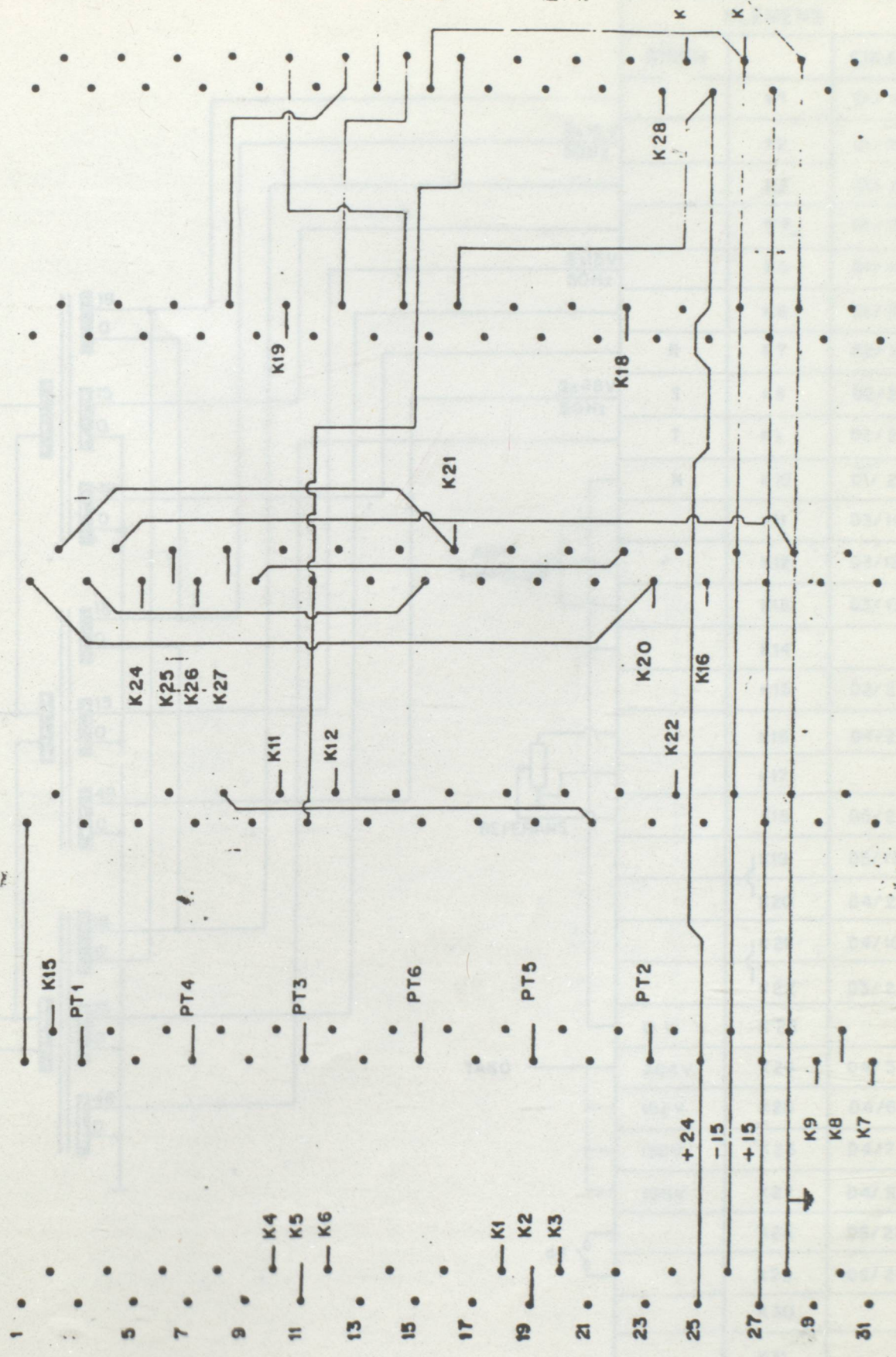
TETİKLEME KARTI
D2

AKIM KARTI
D3

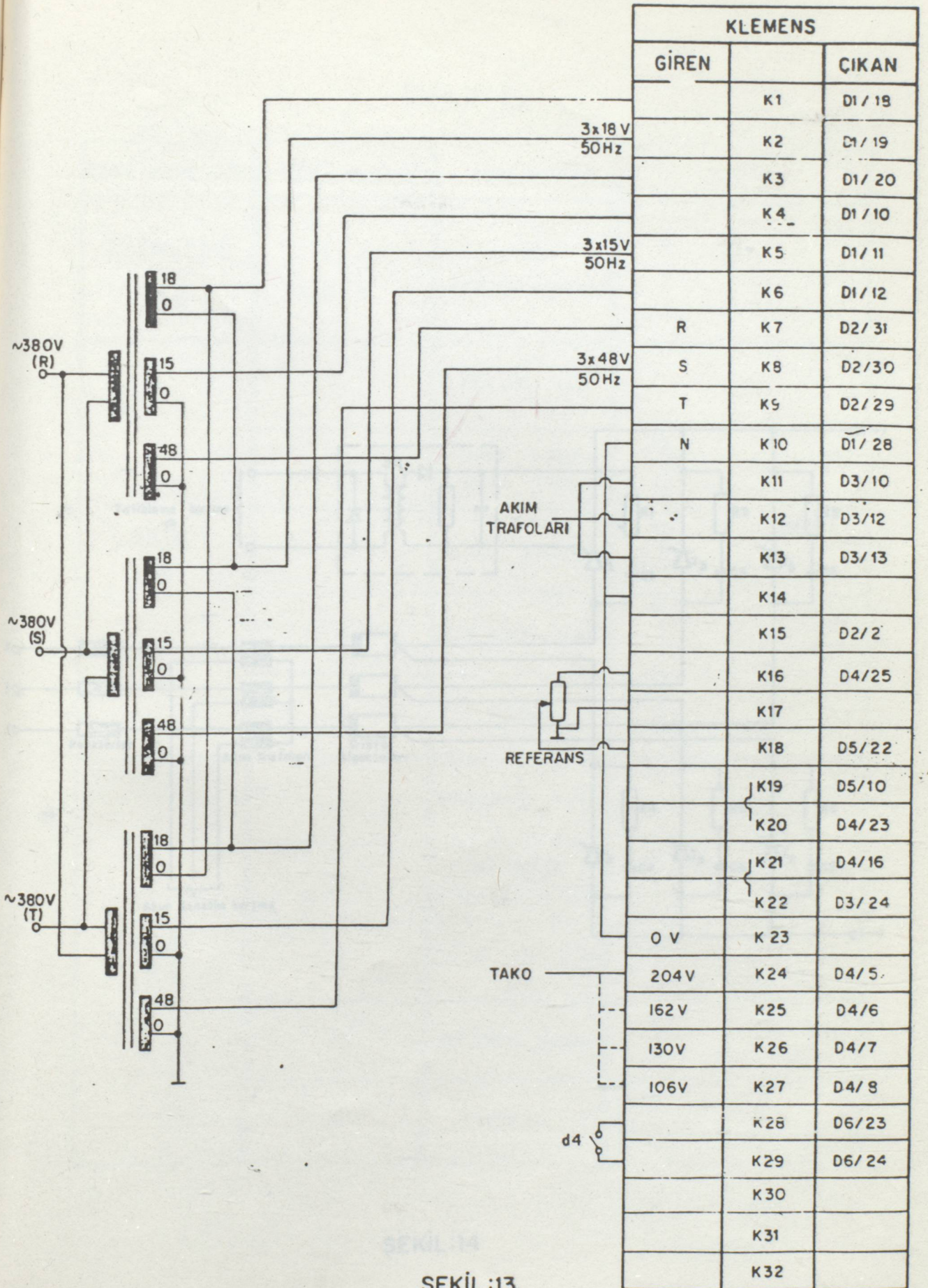
HIZ KONTROL
D4

BAŞLAMA KARTI
D5

KULL KARTI
D6

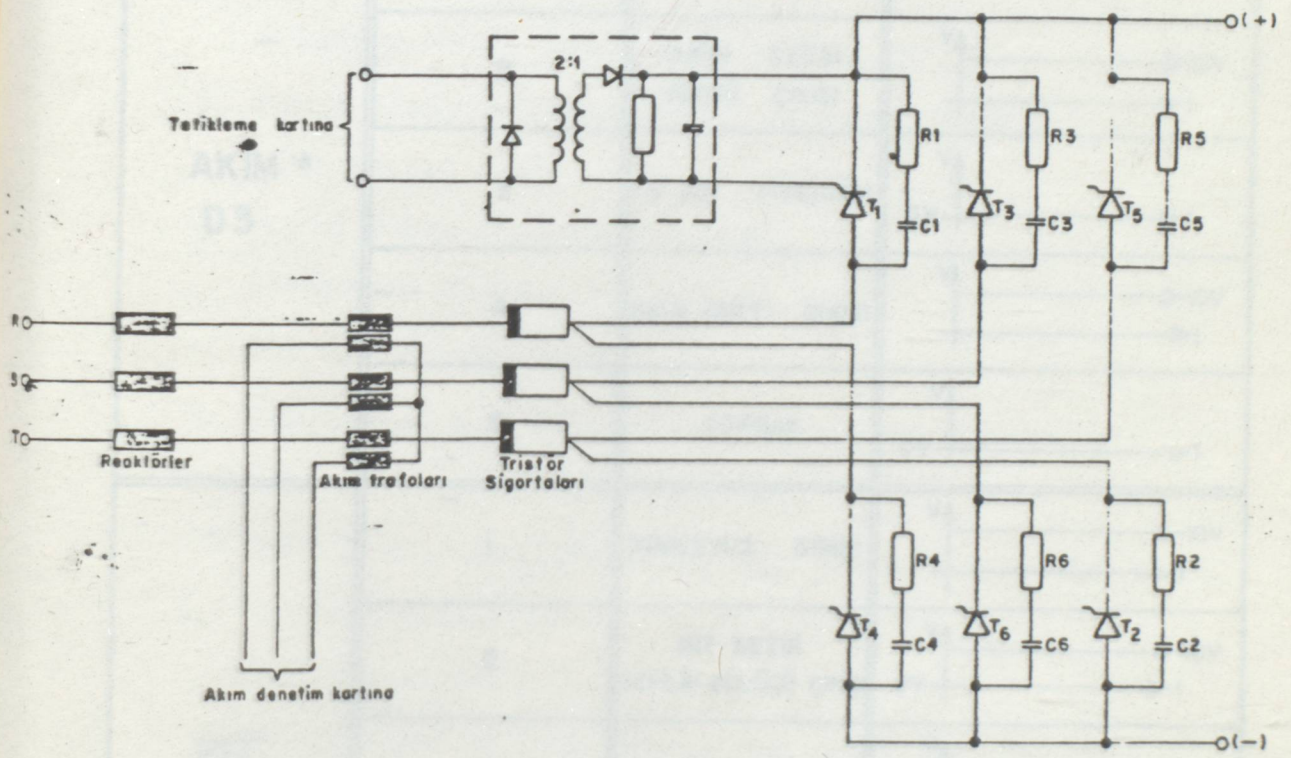


ŞEKİL:12



| KLEMENS | | |
|---------|-------|------------|
| GİREN | | ÇIKAN |
| | K1 | D1 / 18 |
| | K2 | D1 / 19 |
| | K3 | D1 / 20 |
| | K4 | D1 / 10 |
| | K5 | D1 / 11 |
| | K6 | D1 / 12 |
| R | K7 | D2 / 31 |
| S | K8 | D2 / 30 |
| T | K9 | D2 / 29 |
| N | K10 | D1 / 28 |
| | K11 | D3 / 10 |
| | K12 | D3 / 12 |
| | K13 | D3 / 13 |
| | K14 | |
| | K15 | D2 / 2 |
| | K16 | D4 / 25 |
| | K17 | |
| | K18 | D5 / 22 |
| | K19 | D5 / 10 |
| | K20 | D4 / 23 |
| | K21 | D4 / 16 |
| | K22 | D3 / 24 |
| 0 V | K 23 | |
| TAKO | 204 V | K24 D4 / 5 |
| | 162 V | K25 D4 / 6 |
| | 130 V | K26 D4 / 7 |
| | 106 V | K27 D4 / 8 |
| | K28 | D6 / 23 |
| d4 | K29 | D6 / 24 |
| | K30 | |
| | K31 | |
| | K32 | |

ŞEKİL :13



ŞEKİL:14

TABLO:2

| BASKI DEVRE KARTI | TEST NOKTASI | AÇIKLAMALAR | ŞEKİL |
|-------------------|--------------------|------------------------------------|-------|
| TETİKLEME D 2 | 1, 2, 3 4, 5, 6 | 3 FAZLI TETİKLEME DARBELERİ | |
| AKIM D3 | 1 | BAĞLANTI YOK | |
| | 2 | AKIM SEZGİ KÖPRÜ ÇIKIŞI | |
| | 3 | LM 301 (-) GİRİŞİ | |
| | 4 | AKIM KARTI ÇIKIŞI | |
| | 5 | TOPRAK | |
| HIZ D4 | 1 | TÜMLEYİCİ GİRİŞİ | |
| | 2 | HIZ SEZGİ GERİLİM BÖLÜCÜ ÇIKIŞI | |
| | 3 | LM 301 (-) GİRİŞİ | |
| | 4 | HIZ KARTI ÇIKIŞI | |
| | 5 | TOPRAK | |

KAYNAK YAYINLAR

1. Thyristorized DC Drives with Regenerative Braking and Speed Reversal.
P.C. Sen and M.L. Mac Donald ,
IEEE Trans. on Ind. Elec. and Cont. Instr. November 1978 .
2. Modern Control Engineering,
K. Ogata ,
Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1970 .
3. Power Semiconductor Applications Volume I and II
IEEE Press, 1972 .
4. Solid State DC Motor Drives,
Alexander Kusko,
The MIT Press, 1969
5. Simulation and Control of Thyristor Drives,
K.M. Abbott and J.D. Wheeler,
IEEE Trans. on Ind. Elec. and Cont. Inst. May 1978.
6. Computer Analysis of SCR Circuits
G.N. Revankar,
IEEE Trans. on Ind. Elec. and Cont. Instr. February 1975.
7. Microcomputer-Based Design,
McGraw-Hill Book Company, John Peatman,
New York, 1978.
8. A Microprocessor-Based Real Time Feedback Controller for Electric Vehicle Drive System, M.Yamazoe, Naka
IEEE Conference Record, IAS-79, New York, 1979.

ÖZGEÇMİŞİM

İstanbul 1964 doğumluyum. İlk ve orta öğrenimimi İstanbulda yaptım. Lise öğrenimime, Sultanahmet Endüstri ve Meslek Lisesi Elektrik Bölümünde başladım. İlk sene burada öğrenim gördükten sonra, Maçka Teknik Lisesi Elektrik Bölümü'ne geçmeye imkân buldum. Bu okulda, iki sene öğrenim yaptım. Yüksek öğrenimime, Yıldız Üniv. Elektrik Fak. Gece bölümünde başladım. 1985 senesinde buradan mezun oldum. Yüksek Lisans programına 1986 'da katıldım.

