

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Kıyıcılarda Doğ. Akım Mot. hız Kont.

Yüksek Lisans Tezi

Ramazan Akkaya

1988

ef
LK
86
98
1

152
98

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
Demirbaş No:.....

KIYICILARLA
DOĞRU AKIM MOTORLARINDA
HIZ KONTROLÜ

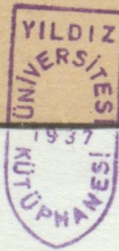
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ARŞ. GRV. MÜH. RAMAZAN AKKAYA

İSTANBUL 1988

YILDIZ UNİVERSİTESİ
GENEL KİTAPLIĞI

R 152

Kot : 98
Alındığı Yer : ~~Fen Bilimleri Enst.~~
Tarih : 14/05/1991
Fatura :
Fiatı : 8000 TL
Ayniyat No : 1/3
Kayıt No : 47-684
UDC : 621.3 378.242
Ek :



ELK/586

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ

D.B. No 162675

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ

Demirbaş No: 913703

KIYICILARLA
DOĞRU AKIM MOTORLARINDA
HIZ KONTROLÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ARŞ. GRV. MÜH. RAMAZAN AKKAYA



İSTANBUL 1988

ÖZET

Bir çok durumlarda, DC gerilim kaynağının farklı seviyelere dönüştürülmesi gerekir. Kıyıcılar direkt olarak doğru akımı doğru akıma dönüştürürler ve nisbeten yeni bir teknolojidir. Tristörleri iletimden çıkarmak için yardımcı devreler gerekir.

Doğru akım motorları, hız ve momentin geniş sınırlar arasında hassas olarak kontrolünü gerektiren uygulamalarda kullanılır.

Genel kontrol yollarından birisi, sabit alanlı serbest ikazlı doğru akım motorlarının kullanılmasıdır. Hız, endüi uçlarına uygulanan gerilimin değiştirilmesiyle kontroledilir.

Endüi gerilim kontrolü sabit bir alanla kullanıldığı zaman, hız ve momentin hızlı bir şekilde değişimine izin verir.

Hız kontrolü, doğru akım motorunun endüisi için sabit gerilimli bir dc kaynağın, değişebilen gerilimli bir dc kaynağa dönüşümünü gerektirir. Bir dc motorun endüisine uygulanan gerilimin kontrolü için ekseriyetle kıyıcı devreler, kullanılır. Kıyıcılar, motor akımındaki dalgalanmaları azaltmak için yüksek bir darbeleme frekansında çalıştırılırlar.

Kıyıcılar, dc motorların hız kontrolü için endüiyle seri olarak kullanılan yolverme dirençlerinin yerini alır. Bu yüzden, enerji tasarrufunun önemli olduğu yer olan aküyle çalıştırılan cihazlarda kullanılabilir. Kıyıcılar motorun faydalı frenleme yapmasını sağlayarak enerjiyi kaynağa geri gönderir. Bu sık sık duran taşıma sistemleri için enerji tasarrufu ile sonuçlanır. Bu yüzden kıyıcılar bütün dünyada cer sistemlerinde geniş bir uygulama alanı bulmuşlardır.

Kıyıcılı kontrolün en iyi özelliklerinden bir kaçı, düzgün kontrol, yüksek verim, hızlı cevap ve faydalı frenleme ile birlikte ekonomiklik'tir.

İÇİNDEKİLER

1.	GİRİŞ	1
2.	DOĞRU AKIM MOTORLARI	2
2.1.	Doğru akım motorlarının Özellikleri	2
2.2.	Serbest İkazlı Doğru Akım Motorları	3
2.2.1.	Elektriksel ve Dinamik Eşitlikler	4
2.2.2.	Serbest İkazlı DC Motorların Karakteristikleri ..	6
3.	KOMUTASYON OLAYI VE ZORLAMALI KOMUTASYON	
3.1.	Komutasyonun Tanımı	8
3.2.	Zorlamalı Komutasyon	8
3.2.1.	Zorlamalı Komutasyonun Prensipleri	8
4.	DOĞRU AKIM KIYICILARI	
4.1.	Kıyıcıların Tanımı ve Genel Özellikleri	12
4.2.	Kıyıcıların temel Prensipleri	13
4.3.	Kumanda Metodları	15
4.4.	Tek tristörlü Kıyıcılar	17
4.5.	İki tristörlü Kıyıcılar	19
4.6.	Kıyıcılarla Ayarlanabilen Çıkış Geriliminin elde edilmesi	24
4.7.	Komutasyon devresinin hesabı	27
4.7.1.	Komutasyon kondansatörünün hesabı	29
4.7.2.	Komutasyon devresi endüktansının hesabı	29
4.8.	Doğru akım kaynağına enerjinin geri verilmesi ..	31
4.9.	DC kıyıcıların sınıflandırılması	32
4.10.	Kıyıcı Kaynak Filtrelerinin Hesabı	36
4.11.	Şok bobininin hesabı	37
5.	KIYICILARLA DC MOTOR HIZ KONTROLÜ	
5.1.	DC Motorlarda Hız Kontrolü	39
5.2.	Kıyıcılı hız kontrol sisteminin Prensipleri ...	41
5.3.	Kıyıcı ile Kontrol Edilen Serbest İkazlı Bir DC Motorun Sürekli İşletme Analizi	43

5.4.	Kıyıcı-motor grubu elektriksel devre süşeksizlilerinin incelenmesi	49
5.4.1.	Motor Çalışma	49
5.4.2.	Generatör çalışma	50
5.4.3.	Akım sınırları arısında hızlandırma ve yavaşlama	51
5.5.	Kıyıcılı DC Motor Otomatik hız kontrol sistemi	52
6.	TETİKLEME DEVRESİ	55
6.1.	555 entegre Devresinin incelenmesi	55
6.1.2.	Monostable Çalışma	58
6.1.3.	Astable Çalışma	60
6.2.	Tetikleme Devresinin Dizaynı	64
7.	LABORATUVAR ÇALIŞMASI	
7.1.	DC Gerilimin elde edilmesi	68
7.2.	DC motor	68
7.3.	Tristörlerin seçimi	68
7.4.	Diyotların seçimi	69
7.5.	Komutasyon devresi elemanlarının hesabı	69
7.6.	Deneyisel sonuçlar	69
8.	SONUÇLAR	72
	FAYDALANILAN KAYNAKLAR	74
	ÖZGEÇMİŞ	75

SEMBOLLER

α	Kıyıcı kontrol faktörü
C	Kondansatör
D	Diyot
Df	Ters akım diyodu
Do	Monostable multivibratör darbe oranı
E	DC kaynak gerilim
Ea	Zıt emf veya endüide üreyen gerilim
Ef	Motor alan ikaz gerilim
eo	Kıyıcı çıkış gerilimi
Eo	Ortalama kıyıcı çıkış gerilimi
f	Kıyıcının darbe frekansı
fr	Rezonans frekansı
i	Kaynak akımı
Iav	Ortalama kaynak akımı
İa	Motor endüi akımı
Ia	ortalama endüi akımı
İc	Komutasyon esnasındaki kondansatör akımı
If	Ters akım diyodundan geçen akım
If	Sabit motor alan akımı
İo	Kıyıcı çıkış akımı
Io	Sabit kıyıcı çıkış akımı
Iy	Yük akımı
J	Motor ve mekanik yükün toplam atalet momenti
$K=2\pi.k\phi/60$	Zıt emf sabiti
K ϕ	Elektromekanik dönüşüm sabiti
L	endüktans
La	Endüi devresi endüktansı
n	motor hızı
N	ortalama motor hızı
no	Yüksüz haldeki hız
$N_e = E_a/K$	
N/N_e	Hız faktörü
P	güç
R	Direnç
Ra	Endüi devresi direnci
Rf	Motor alan direnci

S Kıyıcı (Tristör şalter)

Th Ana tristör

Thy Yardımcı tristör

t zaman

T Kıyıcı darbe periyodu

T₁ Kıyıcının iletim aralığı

T₂ Kıyıcının kesim aralığı

Ta monostable multivibratör darbe süresi

Th Astable multivibratör darbe süresi

TL " " Boşluk "

Te Motorun ürettiği elektromagnetik moment $(60 \cdot K \cdot I_a) / 2 \cdot \pi$

Tm Toplam mekanik moment

tk Devre kapanma zamanı

tc kondansatörün şarj yönünü değiştirme süresi

tq Tristörün serbest kalma zamanı

Z zaman sabiti

Za Endüi devresi zaman sabiti

Ua Motor uç gerilimi

Uy Yük gerilimi

Vc Kondansatör gerilimi

W açısal frekans

Wm Mekanik açısal dönüş hızı

SUMMARY

In most cases, conversion of dc source voltage to different levels is required. The choppers convert directly from dc to dc and is a relatively new technology. Auxiliary circuits are required to turn-off the thyristors.

Dc motors are often used in application requiring precise control of speed and torque output over a wide range.

One of the common ways of control is the use of separately excited dc motors with constant field excitation. The speed is controlled by variation of voltage applied to the armature terminals.

Armature voltage control when used with a fixed field allows very rapid changes of speed and torque to take place.

Speed control is required conversion of a fixed-voltage dc source to a variable-voltage dc source for the armature of the dc motors. For the control of the voltage applied to the armature of a dc motor, CHOPPER circuits are frequently used. Choppers are operated at a higher pulsing frequency to reduce ripple in the motor current.

The chopper can replace the resistor commonly used in series with the armature of dc motor for speed control. Therefore it can be used in battery operated vehicles where energy saving is a prime consideration. Choppers can provide regenerative braking of the motor and return the energy back to the supply. This result is energy saving for transportation systems with frequent stop. Chopper therefore, find wide application in traction systems all over world.

A few of good features of chopper drives are, smooth control , high efficiency , fast response and regeneration.

1. GİRİŞ

Endüstride mekanik güç kaynakları olarak kullanılan elektrik motorları, bir çok uygulamalarda, kaynağa direkt olarak bağlanırlar ve kendi hız- moment özdeşliklerinin ve mekanik yükün özelliklerinin belirlediği bir çalışma noktasında, yükün gerektirdiği momenti kararlaştırılan bir hızda üretirler. Eğer yük momenti değişirse, hız-moment özdeşliği üzerinde başka bir çalışma noktasına geçilir. Diğer bazı uygulamalarda ise motoru kendi iç özellikleri altında çalıştırmak yerine, yükün gerektirdiği uygun bir şekilde çalışmasını sağlamak amacıyla kontrol devreleri kullanılır. En yaygın olarak kontrol edilen değişken hızdır, fakat moment ve ivmesinde kontrol edilmesi gerekir.

Genel olarak sanayide yaygın biçimde kullanılan motorlar, asenkron motorlar ve doğru akım motorlarıdır. ikisi arasında yapılacak seçim maliyet, güvenilirlik, verimlilik ve bakım kolaylığı gibi faktörlere bağlıdır.

Aynı güç için dc motorlar, asenkron motorlardan boyut-bakımından daha büyük, ağır ve pahalıdır. Fakat onlara nazaran birim hacim için daha fazla güç verebilirler. Ayrıca devir sayılarının frekansa bağlı olamayışı, devir sayısının geniş sınırlar arasında ve yüksek değerlerde olmasını sağlar. Devir sayılarının kolaylıkla ayar edilebilmesi en büyük üstünlüğüdür.

Aynı işletme kesimlerindeki pek çok uygulamalar için dc motor kontrolü, güç elektroniği tekniği kullanılması halinde bile asenkron motorlara göre daha basit ve daha ucuzdur. Bilhassa kıyıcılar kullanılması durumunda dc motorlarının kontrolü oldukça kolay ve ekonomiktir.

Burada, alan akımı sabit tutulan serbest ikazlı bir doğru akım motorunun, endüstri gerilimi değiştirilerek hızının kıyıcılarla kontrolü anlatılmış, ayrıca pratik olarak laboratuvarında gerçekleştirilmiştir.

2. DOĞRU AKIM MOTORLARI

2.1. Doğru Akım Motorlarının Özellikleri

Doğru akım motorları bazı tahrik sistemlerinin gerektirdiği özel isteklere en uygun motorlardır. Devir sayılarının kolaylıkla ayarlanabilmesi, çeşitli bağlantı değişimleriyle farklı karakteristikler elde edilebilmesi, doğru akım motorlarının en önemli özellikleridir.

Doğru akım motorları, sargılarının beslenme şekline göre, serbest ikazlı, şönt, seri ve kompozit motorlar olarak sınıflandırılırlar. Diğerlerine oranla serbest ikazlı, ve seri ikazlı doğru akım motorları daha çok kullanılırlar.

Bir uygulama için kullanılacak motorun seçimi direkt olarak yükün ihtiyacına, hız-moment durumuna, ters yönde hız ve momentin gerekli olup olmadığına, hız sınırı ya da moment kontrolüne bağlıdır. Motor seçiminde ayrıca devir yönünün değiştirilmesi ve faydalı frenleme de gözönünde tutulur. Seri motorların devir yönünü değiştirmek için alan akımının değiştirilmesi gerekir. Faydalı frenleme yapabilmek için alan bağlantısında önemli değişiklikler gerektirir. Ayrıca, seri motorlarda hız kontrolü çok zordur. Çünkü, yük akımındaki herhangi bir değişim hemen hızın değişimine yansır.

Bunun yanında, serbest ikazlı dc motor çok daha esnek- tir. Ters dönme yönü ve moment, alan (eğer yavaş de-ğişim istenirse) veya endüi (hızlı dönüş yönü değişimleri için) kullanılarak sağlanabilir.

Bütün bunlardan dolayı hız kontrol sistemlerinin ço-ğunda, serbest ikazlı dc motorlar kullanılmaktadır.

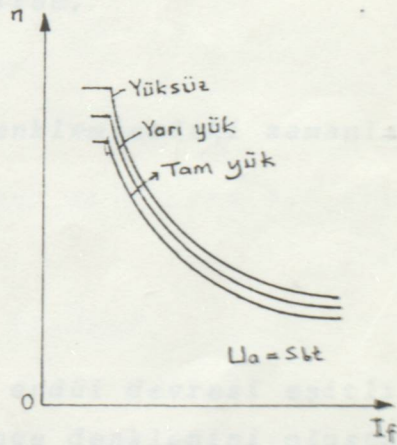
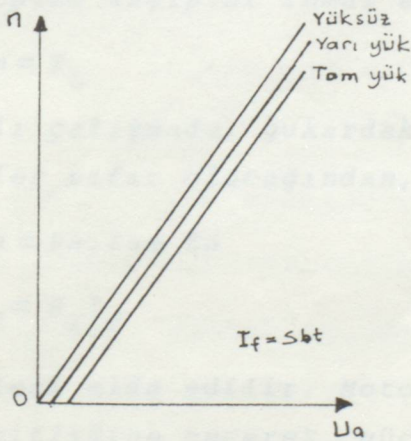
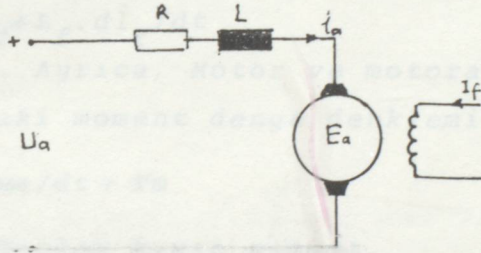
Bundan sonra ele alacağımız bütün dc motor hız kontrol sistemlerinde, hızı kontrol edilecek motor serbest ikazlı doğru akım motorları olacak ve ifadeler ona göre ele alına- rak çözüme gidilecektir

2.2. Serbest İkazlı Doğru Akım Motorları

Serbest ikazlı dc motorlar, hem alan akımı ve hem de endüi gerilimiyle kontrol edilebilirler. Alan akımı ile kontrol sınırlıdır. Alan akımındaki azalma (hızı artırmak için), momenti düşürür ve ilave olarak alan akımı, alan sargılarının yüksek endüktansı sebebiyle çok çabuk değişmez. Böylece alan kontrolü, alan akımının nispeten yavaş olarak değiştiği yerlerdeki yükler ve hızı artırmaya yeterli olan sabit gücün bulunduğu yerlerdeki yüklerle sınırlanmıştır.

Endüi gerilimi ile kontrolde, bu sınırlamalar yoktur. Sabit bir alanla kullanıldığı zaman, hız ve momentin çok hızlı bir şekilde değişmesine müsaade eder.

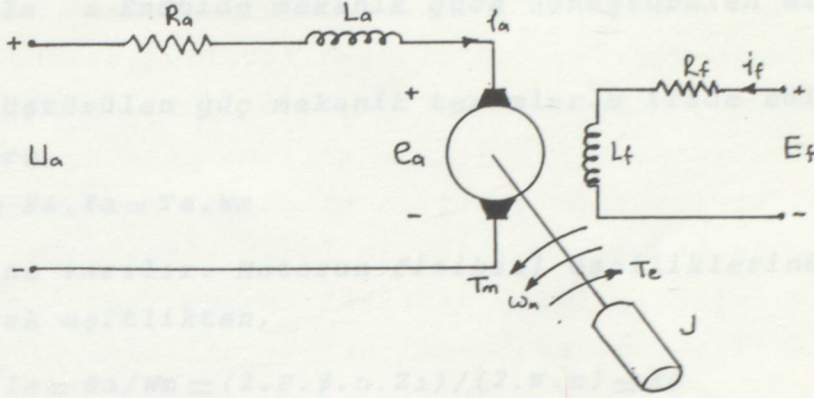
Yük gereği bazı durumlarda çalışma noktasını sabit tutmak için, yavaş alan akımı kontrolü ve hızlı değişimler için, yüksek hızlı endüi gerilimi kontrolü kullanılarak yüksek hızda oldukça çok ekonomiklik sağlanabilir



Şekil 2.1 Serbest ikazlı dc motor eşdeğer devresi ve $n=f(U_a)$ ve $n=f(I_f)$ eğrilerinin değişimi

2.2. 1. Elektriksel ve Dinamik Eşitlikler

Bir dc akım makinasının özelliklerini belirleyen eşitlikler, şekil 2.2'deki eşdeğer devreden kolaylıkla elde edilebilirler.



Şekil 2.2 Serbest ikazlı bir dc motorun eşdeğer devresi

Endüi devresi için,

$$U_a = R_a \cdot i_a + L_a \cdot di_a/dt \quad (2-1)$$

Alan devresi için,

$$E_f = R_f \cdot i_f + L_f \cdot di_f/dt \quad (2-2)$$

yazılabilir. Ayrıca, Motor ve motora bağlı bir mekanik yük için aşağıdaki moment denge denklemi yazılabilir.

$$T_e = J \cdot d\omega_m/dt + T_m \quad (2-3)$$

$$T_m = T_L + \text{Toplam kayıp moment} \quad (2-4)$$

Toplam kayıplar ihmal edilirse,

$$T_m = T_L \quad (2-5)$$

Kararlı çalışmada, yukardaki denklemlerdeki zamanla ilgili terimler sıfır olacağından,

$$U_a = R_a \cdot I_a + E_a \quad (2-6)$$

$$U_f = R_f \cdot I_f \quad (2-7)$$

İfadeleri elde edilir. Motorun endüi devresi eşitliğinden güç eşitliğine geçerek, güç denge denklemini oluşturalım. (2-6) ifadesini I_a ile çarparsak,

$$U_a \cdot I_a = R_a \cdot I_a^2 + E_a \cdot I_a \quad (2-8)$$

elde edilir.

Burada,

$U_a \cdot I_a$: Endüi devresine verilen elektriksel güç

$R_a \cdot I_a^2$: Elektriksel kayıplar

$E_a \cdot I_a$: Endüide mekanik güce dönüştürülen elektriksel güç

Dönüştürülen güç mekanik terimlerle ifade edilebilir.

Buna göre,

$$P_m = E_a \cdot I_a = T_e \cdot \omega_m \quad (2-9)$$

ifadesine varılır. Motorun fiziksel özelliklerinden faydalanılarak eşitlikten,

$$T_e / I_a = E_a / \omega_m = (2 \cdot P \cdot \phi \cdot n \cdot Z_1) / (2 \cdot \pi \cdot n) = k\phi \quad (2-10)$$

gibi bir sabit elde edilir. Elektromekanik dönüşüm sabiti olarak isimlendirilen $k\phi$, bazen uygun birimler kullanılması halinde, hız sabiti ya da moment sabiti olarak isimlendirilebilir.. Son devrede $k\phi$ aynı değerlere sahip olduğundan ,

$$E_a = k\phi \cdot \omega_m \quad (2-11)$$

$$T_e = k\phi \cdot I_a \quad (2-12)$$

motorun ürettiği moment ve zıt emk ifadeleri elde edilir. Burada.

$$k\phi = k_f \cdot I_f \quad (2-13)$$

$$I_f = s_{bt} \text{ olursa } k\phi = s_{bt} \text{ olur.} \quad (2-14)$$

$$\omega_m = (2 \cdot \pi \cdot n) / 60 \quad (2-15)$$

(2-6, 2-11, 2-12) denklemlerinden gidilerek hız ifadesi,

$$\omega_m = E_a / k\phi = (U_a - R_a \cdot I_a) / k\phi \quad (2-16)$$

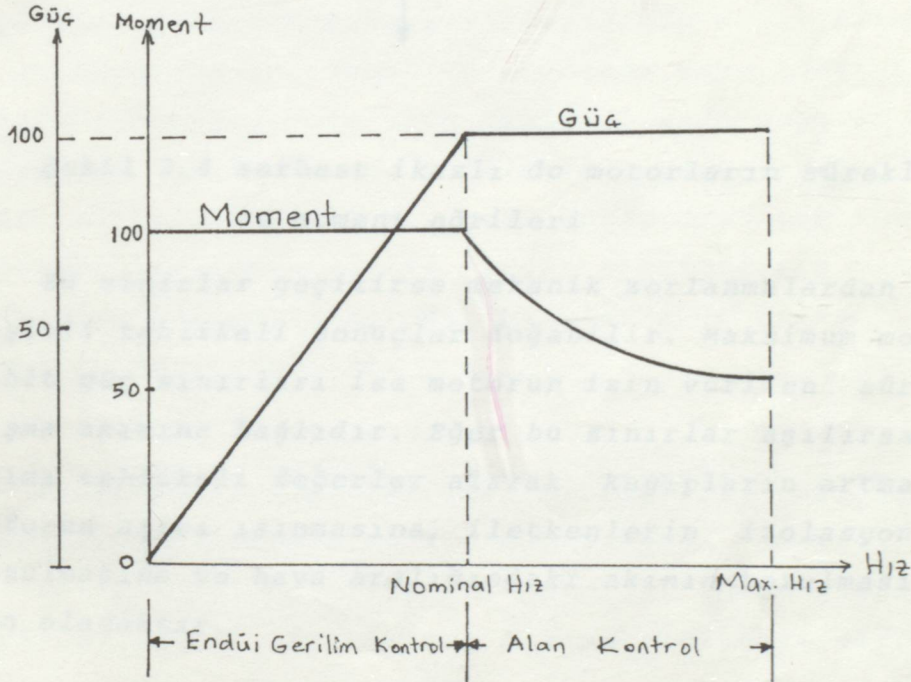
ve hıza bağlı olarak ta moment ifadesi,

$$T_e = (U_a - \omega_m \cdot k\phi) \cdot k\phi / R_a \quad (2-17)$$

elde edilir.

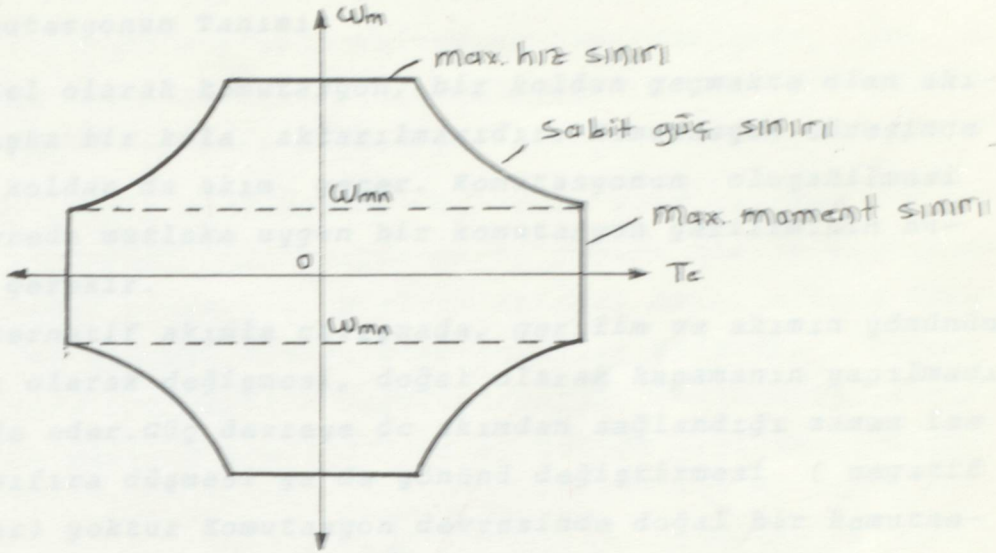
2.2.2 Serbest ikazlı DC motorun karakteristikleri

Serbest ikazlı dc motorlar sayesinde, oldukça esnek kontroller elde edilir. Alan ve endüi devresinin ayrı kaynaklardan beslenmesiyle, motorun hız moment karakteristiği ideale yaklaştırılarak faydalı bir çalışma düzeni oluşturulur. Şekil 2.1'deki $n=f(U_a)$ eğrilerinden görüldüğü gibi endüiye uygulanan gerilim arttıkça hız artmaktadır. Fakat üretilen moment $T_e = k\phi \cdot I_a$ eşitliği dolayısıyla sabit kalacaktır. Eğer endüi gerilimi sabit tutulursa ve alan akımı değiştirilirse, moment azalacak fakat hız aynı oranda artacağından üretilen güç değişmeyecektir. (Şekil 2.3)



Şekil 2.3 Serbest ikazlı bir dc motorda sabit moment, güç üretme durumu

Dört ayrı bölgede çalışabilen serbest ikazlı bir dc motorun izin verilen hız-moment karakteristik sınırları Şekil 2.4 'de görülmektedir. Gerçekte bu karakteristik teorik olup, pratik sınırlar daha içerdedir. Bu sınırlar motorun dizaynına ve komutasyonuna bağlı olan maksimum hız için geçerlidir.



Şekil 2.4 serbest ikazlı dc motorların sürekli hız ve moment eğrileri

Bu sınırlar geçilirse mekanik zorlanmalardan dolayı çeşitli tehlikeli sonuçlar doğabilir. Maksimum moment ve sabit güç sınırları ise motorun izin verilen sürekli çalışma akımına bağlıdır. Eğer bu sınırlar aşılsa endüü akımı tehlikeli değerler olarak kayıpların artmasına, motorun aşırı ısınmasına, iletkenlerin izolasyonlarının bozulmasına ve hava aralığındaki akının bozulmasına neden olacaktır.

3. KOMUTASYON OLAYI VE ZORLAMALI KOMUTASYON

3.1. Komutasyonun Tanımı

Genel olarak komutasyon, bir koldan geçmekte olan akımın, başka bir kola aktarılmasıdır. Komutasyon süresince her iki koldan da akım geçer. Komutasyonun oluşabilmesi için devrede mutlaka uygun bir komutasyon geriliminin bulunması gerekir.

Alternatif akımla çalışmada, gerilim ve akımın yönünün periyodik olarak değişmesi, doğal olarak kapamanın yapılmasına müsaade eder. Güç devreye dc akımdan sağlandığı zaman ise akımın sıfıra düşmesi ya da yönünü değiştirmesi (negatif periyotlar) yoktur. Komutasyon devresinde doğal bir komutasyon geriliminin bulunmaması durumunda veya komutasyon geriliminin, komutasyonun arzu edildiği anda negatif olması hallerinde, yardımcı bir gerilimden yararlanılır. Bu maksatla komutasyon gerilimi, çoğunlukla özel bir söndürme kondansatörü ile temin edilir. Eğer tristörlerin yanında ilave bileşenler kullanılırsa, dc devrelerde de tristör akımı zorla sıfıra düşürülebilir.

3.2. Zorlamalı Komutasyon

Komutasyon olayı yardımcı bir gerilim kullanılarak zorla gerçekleştirilirse bu tür komutasyona "Zorlamalı Komutasyon" denir. Böylece tristörün periyodik açma-kapama işlemi yapabilen gerçek bir anahtar olarak çalışması sağlanabilir.

3.2.1. Zorlamalı Komutasyonun Prensipleri

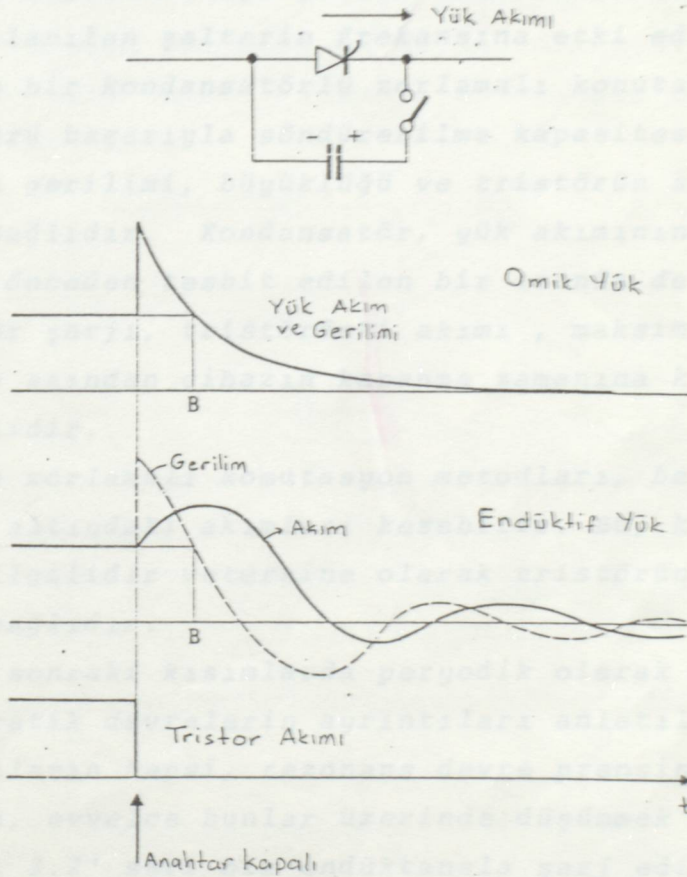
Zorlamalı komutasyonun esası, tristör akımını zorla sıfıra düşürmek için ya yük akımını tercih edilen başka bir kola aktarmak, ya da yük akımını sıfıra düşürmektir. Buna göre, başarılı bir komutasyonun gerçekleştirilebilmesi için ve ayrıca bir tristörün tam olarak iletimden çıkabilmesi için aşağıdaki şartlar yerine getirilmelidir.

- a) Yük akımı sıfıra (tutma akımının altına) düşürülmeli
- b) Tristör uçlarına, serbest kalma zamanından daha uzun bir süre ters bir gerilim uygulanmalıdır.

c) Sonradan tristöre iletim yönünde uygulanan gerilim tristörün kritik gerilim yükselme hızını aşmamalıdır.

d) Endüktif yüklerin bulunduğu uygulamalarda, yük akımı için başka bir yol sağlanmalıdır. (Bunun için yüke paralel bağlı bir ters akım diyodundan yararlanılır.)

Eğer şarjlı kondansatör, bir yüke akım taşıyan bir tristörle paralel bağlanmışsa akım, geçici olarak kondansatöre transfer olacaktır. Böylece tristör akımı sıfıra düşecek ve aynı zamanda kondansatör gerilimi tristöre, tıkama yönünde ters bir gerilim uygulayacaktır. Kondansatör deşarj olurken bu gerilim şekil 3.1'de görüldüğü gibi azalacaktır.



Şekil 3.1 Zorlamalı komutasyonda akım ve gerilimlerin değişimi

Bu zorlamalı komutasyonun çalışma prensibidir ve bazı temel sınırlamalar gösterir. Hatta komutasyonu meydana getirebilmek için daha birçok kompleks devreler kullanılır.

a) Devre cihaza geçirme yönünde gerilim sağlarken B noktasında tristör kapatılmalıdır. Bu nokta yükün cinsi ve yük akımının seviyesi tarafından tayin edilir.

b) Őalterden geçen akımın değişme oranı çok yüksek olacaktır. Bu mekanik Őalterde bir problem olmayabilir. Fakat onun yerine bir tristör konursa (di/dt) akım yükselme hızının sınırlandırılmış olması gerekir.

c) Ana tristörü söndüren kondansatörü istenilen yönde Şarj etmek için ek bileşenler gerekir.

Pratikte, Tristör devrelerinin çoğunun periyodik olarak çalışması gerekir ve kondansatörler, periyodik bir Şarj metoduna gerek duyarlar. Açıkça kondansatörün tekrar Şarj olma süresi kullanılan Şalterin frekansına etki edecektir.

Böyle bir kondansatörlü zorlamalı konutasyon metodunun bir tristörü baŐarıyla sndrebilme kapasitesi doğrudan kondansatörün gerilimi, büyüklüğü ve tristörün serbest kalma zamanına bağlıdır. Kondansatör, yük akımının seviyesine bağlı olarak önceden tesbit edilen bir oranda deşarj olacaktır. Kondansatör Şarjı, tristrdeki akımı, maksimum devre akımında dahi en azından cihazın kapanma zamanına kadar sıfırda tutabilmelidir.

Bütün zorlamalı komutasyon metodları, belirli bir max. seviyenin altındaki akımları kesebilir. Bu, kondansatörün Őarjıyla ilgilidir vetersine olarak tristörün serbest kalma zamanına bağlıdır.

Daha sonraki kısımlarda periyodik olarak değiştirme yapabilen pratik devrelerin ayrıntıları anlatılacaktır. Bunun yanında onların hepsi, rezonans devre prensiplerine bağlı olduğundan, evvelce bunlar üzerinde düŐünmek faydalı olur.

Şekil 3.2' seri bir endüktansla Şarj edilmiş kondansatörü, Şalterleri ve diyotlar ile akım ve gerilimlerin deėiŐimlerini göstermektedir. Eğer S1 buradaki başlangıç durumunda kapatılırsa, kondansatör sinüsoidal olarak akan bir akımla D1 yoluyla deşarj olacaktır. Akım sıfıra ulaŐtıėı zaman kondansatör, ters yönde yeniden Şarj olacaktır.

Kondansatör enerjisi geçiçi olarak endüktansa ($W=(1/2).L.I^2$ olarak) geçer ve daha sonra geri döner. Bu negatif şarj, deşarj yolu olmadığından muhafaza edilir ve S_1 açılabilir.

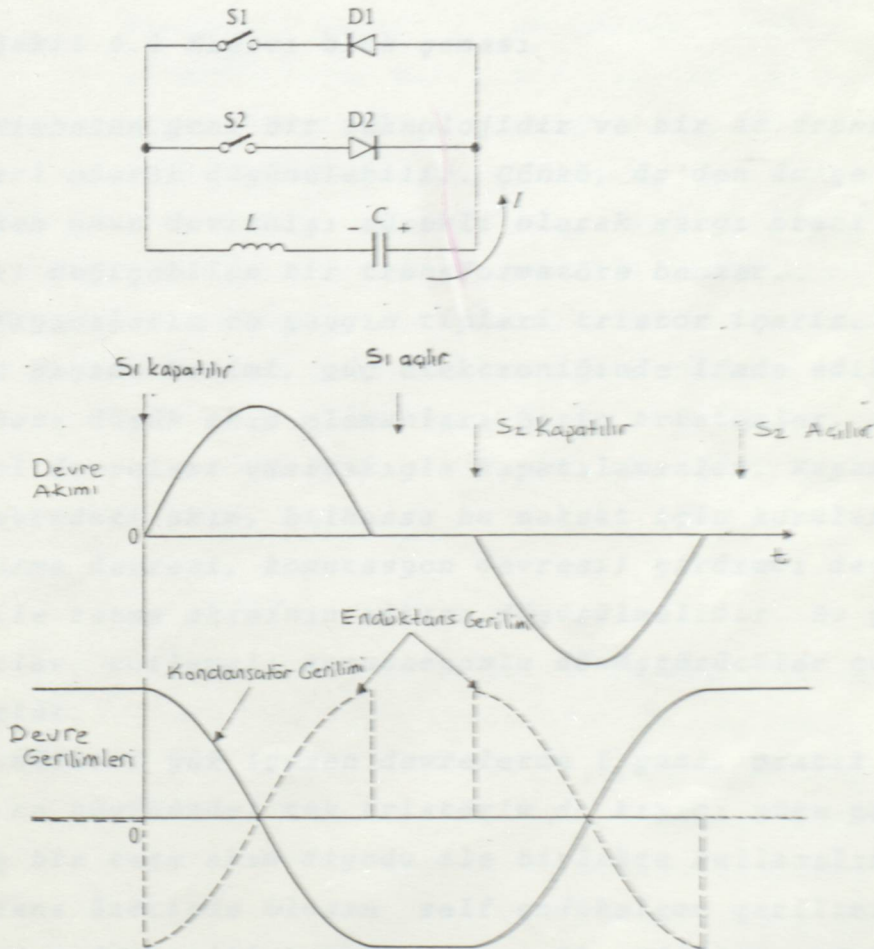
Bu durumda, eğer S_2 kapatılırsa kondansatör bir sinüsoidal akım dalgası şeklinde deşarj olacak ve başlangıç durumuna tekrar dönmek için yeniden şarj olacaktır.

Devre direncini ve diyotlar üzerindeki gerilim düşümünü ihmal edersek, o zaman:

$$\text{Yarım periyotluk süre} = \pi \sqrt{L.C} \quad S_n \quad (3-1)$$

$$\text{Tepe akımı (max akım)} = V_C \sqrt{C/L} \quad A \quad (3-2)$$

S_1 ve S_2 Şalterleri pratik devrelerde özel yardımcı komutasyon içeren tristörlerde normal devre tristörleri olacaktır. Çalışma daima zorlamalı komutasyon devrelerine göre düşünülmelidir.

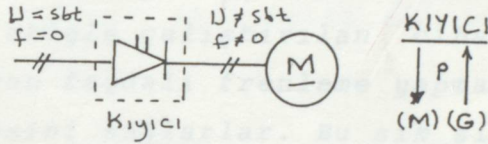


Şekil 3.2 Rezonans devre dalga şekilleri

4. DOĞRU AKIM KIYICILARI

4.1. Kıyıcıların Tanımı ve Genel Özellikleri

Dc kıyıcı terimi, arada hiç bir vasıta olmaksızın tek bir adımda bir dc gerilimden, diğer bir dc gerilime güç dönüşümü yapan cihazları ifade eder. Dc kıyıcı, direkt olarak belirli bir şalt frekansı ile açılıp kapatılmak suretiyle, sabit bir dc gerilimi değiştirebilen bir dc gerilime dönüştürerek, yükün dc kaynaktan çektiği gücü ayarlar. Yük motorsa şekil 4.1'de görüldüğü gibi güç, generatör olarak çalışmaya başlayan motordan, kaynağa geri verilir.



Şekil 4.1 Kıyıcı blok şeması

Nisbeten yeni bir teknolojidir ve bir ac transformatör eşdeğeri olarak düşünülebilir. Çünkü, dc'den dc'ye dönüşüm yaparken onun davranışı sürekli olarak sargı oranı (sarımsayısı) değişebilen bir transformatöre benzer.

Kıyıcıların en yaygın tipleri tristör içerir. Tristörlü bir dc kıyıcı terimi, güç elektroniğinde ifade edilebilir.

Bazı düşük akım elemanları hariç tristörler, sadece kontrol devreleri vasıtasıyla kapatılamazlar. Kapama için ana devredeki akım, bilhassa bu maksat için kurulan bir (söndürme devresi, komutasyon devresi) yardımcı devre vasıtası ile tutma akımının altına düşürülmelidir. Bu yüzden kıyıcılar, zorlamalı komutasyonlu dönüştürücüler gurubunu mensuptur.

Endüktif yük içeren devrelerde (yani, pratik uygulamaların en büyüğünde) tek tristörlü dc kıyıcı yüke paralel bağlanmış bir ters akım diyodu ile birlikte kullanılır. Böylece endüktans üzerinde oluşan self endüksiyon gerilimi bu diyot üzerinden devresini tamamlar. ve yük endüktansındaki magnetik enerjinin tristöre intikal etmesi önlenmiş olur

DC kıyıcıların uygulama alanları çok değişik olup elekt-
rikle tahrikte oldukça yaygın olarak kullanılır. En önemli
uygulamaları arasında, serbest ikazlı dc motorların ve seri
motorların hız kontrol sistemleri sayılabilir.

Kıyıcı, dc motorun hızının kontrolü için endüide seri
olarak kullanılan direnç yerine geçer. DC kıyıcılar düşük
işletme kayıpları ve çıkış darbe genişliğinin değiştirilme-
siyle sabit gerilimli bir dc kaynaktan, beslenen bir dc mo-
torun hızının sürekli olarak kontrolüne imkan verir. yüke
uygulanan gerilimin ortalama değeri yaklaşık olarak sıfırdan
tam besleme gerilimine kadar sürekli olarak ayarlanabilir.
Bunun için kıyıcılar, enerji tasarrufunun çok önemli olduğu
yer olan, aküyle çalıştırılan cihazlarda kullanılır. Kıyıcı-
lar, motorun faydalı frenleme yapmasını ve enerjinin kaynağa
geri dönmesini sağlarlar. Bu sık sık duran taşıma sistemleri
için enerji tasarrufu demektir. Bu yüzden kıyıcılar, bütün
dünyada cer sistemlerinde geniş bir uygulama alanı bulmuşlar-
dır. Ayrıca, kıyıcıların diğer uygulamaları; elektrikli tran-
way, şehirlerarası tip(banliyö)vagonları, trolleybüsler, gemi
yük asansörleri, maden taşıyıcıları, depolarda kullanılan
palet kaldırıcı ve taşıyıcılar, çatallı istif arabaları v.b.

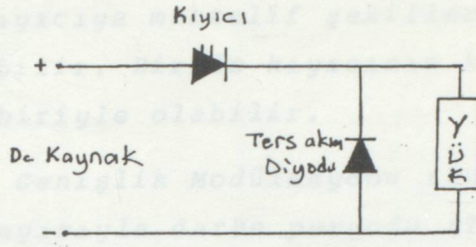
Muhtemelen kıyıcılar, gelecekte elektrikli otomobillerde
hız ayarı ve frenleme için kullanılabilecektir.

Kıyıcılı tahrikin iyi özelliklerinden birkaçı; yüksek
verim ve hızlı cevap, kademesiz ayar ile faydalı frenleme
ve kayıpsız kontroldür.

4.2. Kıyıcıların Temel Prensipleri

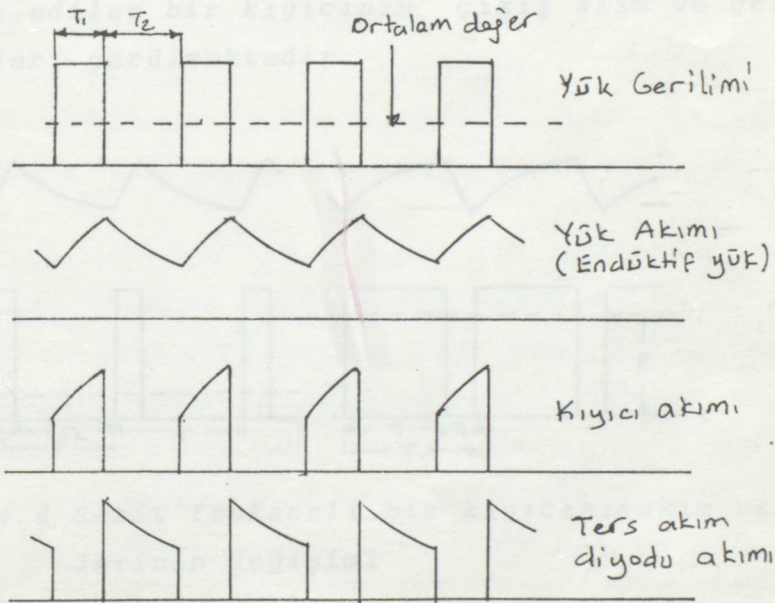
Zorlamalı komutasyonun en basit uygulaması, dc kontrol
ve frekans değiştirmek için kullanılan kıyıcılardır. Kıyıcı
genellikle şekil 4.2'de görüldüğü biçimde kullanılır. Ana
tristör iletimden çıktığı zaman, yük akımının dolaşımını
sağlamak için yük devresine paralel olarak bir ters akım
diyodu bağlanmıştır. Bu diyottan normal çalışmada bir akım
geçmez. Devrenin kesilmesi esnasında azalmağa yüz tutan yük
akımını artıracak yönde oluşan self endüksiyon gerilimi bu
diyot üzerinden devresini tamamlar.

Bu diyot sayesinde, yük endüktansının devrenin kesilmesini engellemesi önlenmiş olur.



Şekil 4.2 Temel kıyıcı devresi

Bir kıyıcı sadece bir dc devreyi statik olarak açmak için kullanılabilir. Fakat, Onun daha faydalı bir maksatla kullanımı, şekil 4.3 te görüldüğü gibi yük devresindeki akım ve gerilimin seviyesini bir periyodik şalter ile kontrol etmektir.



Şekil 4.3 Bir periyodik kıyıcının akım ve gerilimlerinin değişimi

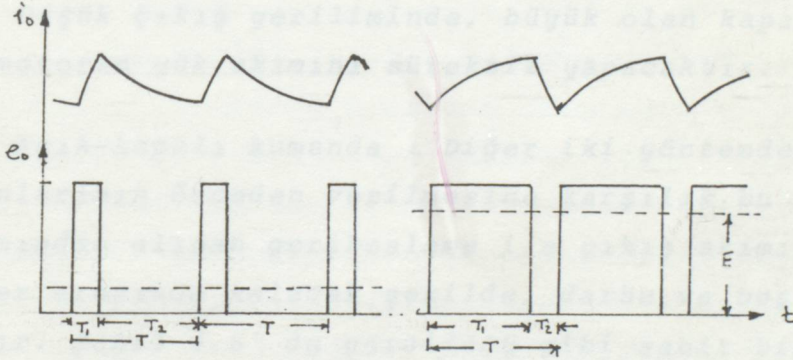
Her ne kadar kıyıcı, yüke uygulanan dc gerilimin seviyesini kontrol edemezse de, ona bağlı olan zamanı kontrol edebilir. Eğer tristör şalter sık sık açılıp kapatılırsa yük akım ve geriliminin ortalama değerleri değiştirilebilir. Yük geriliminin değişimi tristör şalterin açma-kapama oranı değiştirilerek sağlanır.

4.3. Kumanda Metodları

Bir dc kıyıcıya muhtelif şekillerde kumanda edilerek akım ayarlanabilir. Bir dc kıyıcının kumandası aşağıdakilerin herhangi biriyle olabilir.

a) Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) : Bu yöntemde darbe frekansı, dolayısıyla darbe periyodu (T), sabittir. ana tristör ile yardımcı tristörün tetiklenmeleri arasındaki akımın geçme süresi (T_1), değiştirilerek akımın ortalama değeri ve dolayısıyla, yüke uygulanan gerilim kontrol edilir. Eğer yük motor olursa, gerilim kontrolü %20 ile %80 arasında yapılabilir.

Darbe genişlik modülasyonunda, özel bir frekansın harmonikleri olacak ve kolayca süzülecektir. Şekilde bu metoda göre kumanda edilen bir kıyıcının çıkış akım ve gerilim dalga şekilleri görülmektedir.

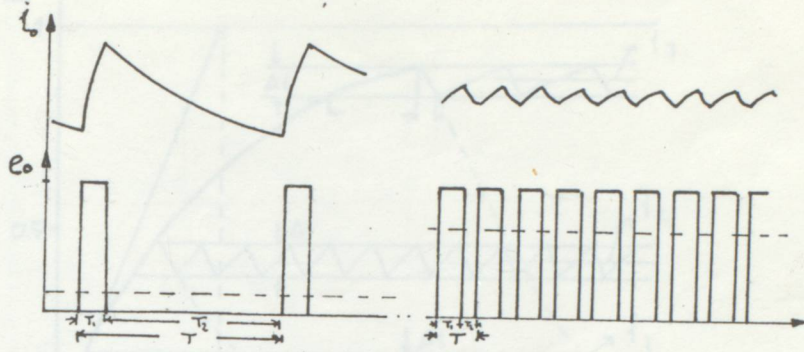


şekil 4.4 Sabit frekanslı bir kıyıcının akım ve gerilimlerinin değişimi

b) Darbe frekans modülasyonu (FM) : Burada, ana tristör ile yardımcı tristörün tetiklenmesi arasında geçen T_1 süresi sabit tutulur, buna karşılık darbe periyodu T değiştirilir.

Yükün motor olması halinde bu sistemde hız %10 ile %90 arasında daha geniş olarak kontrol edilebilir.

Bu yöntem ile dc akım kıyıcısı, sabit darbe genişliği ancak, değiştirilen frekansla çalışır. Şekil 4.5'te darbe frekans modülasyonu yöntemine göre frekansın artırılmasında dc akım kıyıcısının çıkış gerilim ve yük akımı görülmektedir.



Şekil 4.5. Değişken frekanslı bir kıyıcının yük akımı ve geriliminin değişimi

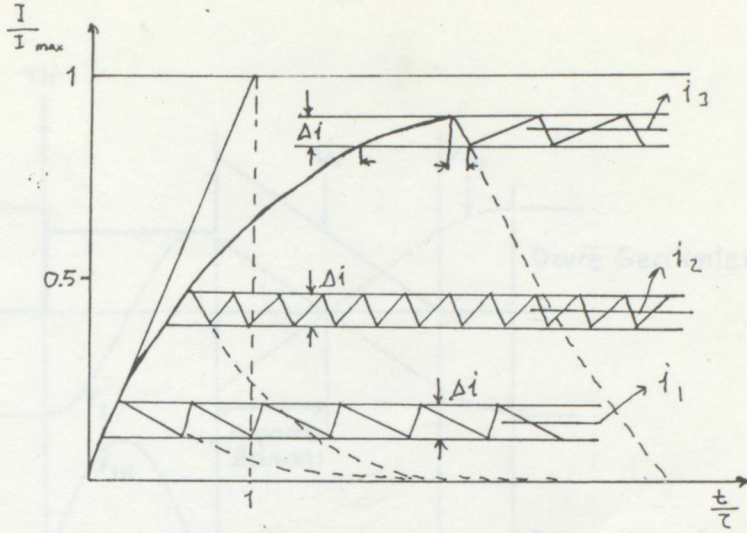
Bu metod şu dezavantajlara sahiptir,

1) Tam çıkış gerilimi elde edilebilmesi için frekans geniş sınırlar arasında değiştirilmelidir. Değişken frekans ile çalışmada filtre dizaynı zordur. Sinyal ve telefon hatlarında parazit olasılığı daha fazladır.

2) Düşük çıkış geriliminde, büyük olan kapama zamanı bir dc motorun yük akımını süreksiz yapacaktır.

c) Açık-kapalı kumanda : Diğer iki yöntemde açıp-kapama zamanlarının önceden verilmesine karşılık bu yöntemde yük akımından alınan geribesleme ile çıkış akımı öngörülen iki değer arasında kalacak şekilde, darbe ve boşluk süreleri ayarlanır. Şekil 4.6' da görüldüğü gibi sabit bir Δi farkı (akımın max ve min değerleri arasındaki fark) ile, akım arttığı zaman T_1 süresinin artacağı, frekansın ise önce ar tarak ara bir akım değerinde maksimuma geçip tekrar azalacağı anlaşılır. Böylece bu yöntemde hem T_1 ve hem de frekans değişmektedir.

Bunların seçimi genellikle akım dalgalanmasını minimum seviyeye indirmek için yapılır. Bazı durumlarda kıyıcı, yük akımıyla doğrudan kontrol edilebilir. Şöyleki, akım üst sınıra erişir erişmez kıyıcı iletimden çıkar ve akım daha düşük bir sınıra eriştiği zaman iletime geçer. Muayyen frekans modelleri ve açma-kapama oranı tamamen yük karakteristiklerine bağlıdır.



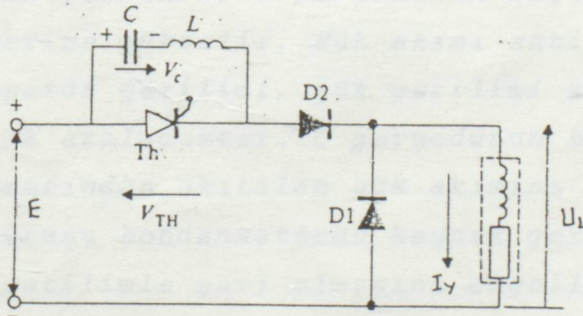
Şekil 4.6. Açık-kapalı kumanda da akımın değişimi

Değişik güç ve kapasiteli dc kıyıcıların birçok dizaynı yapılmıştır. Bundan sonra bunlar hakkında bilgi verilecektir.

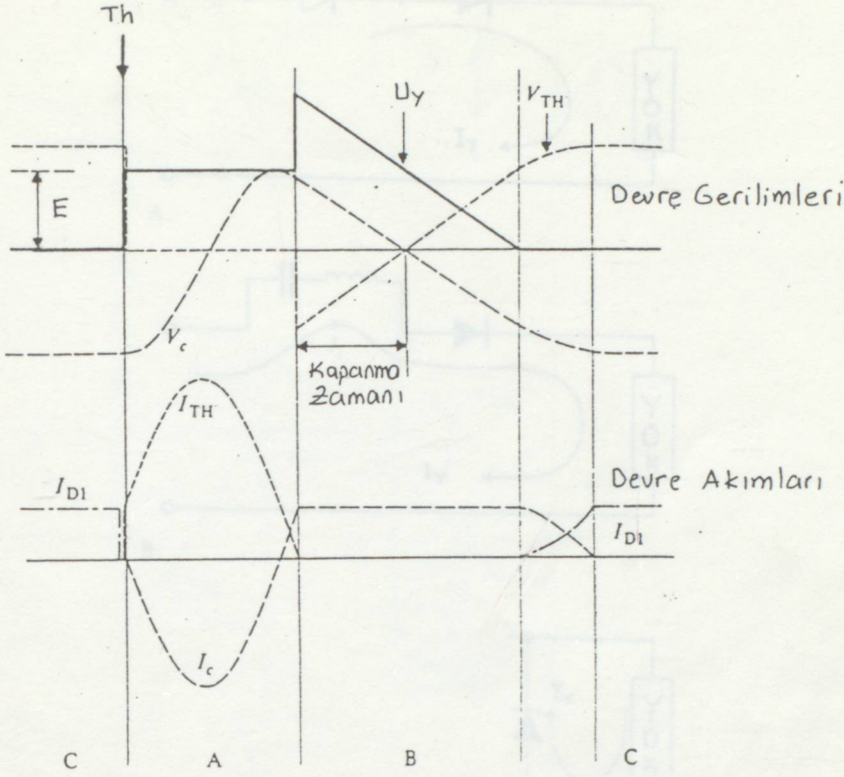
4.4. Tek Tristörlü Kıyıcı

En basit kıyıcı devresi şekil 4.7'de görüldüğü gibi bir tek tristör kullanılarak gerçekleştirilebilir. Şekilde ayrıca geçirme durumunda oluşacak olan akım ve gerilim dalga şekilleride görülmektedir. Bunlar, büyük bir endüktif endüktif yük, yüksek bir dc besleme kapasitesi ve devrede görüldüğü gibi başlangıç şartlarında çizilebilmektedir.

Hemen ardından en basit düzende, tristör iletime geçtiği zaman kontrol edilebilen yegane özellik zamandır. sonra tamamen otomatik olan kapama işlemi sadece bileşenlerin değerlerine bağlıdır.



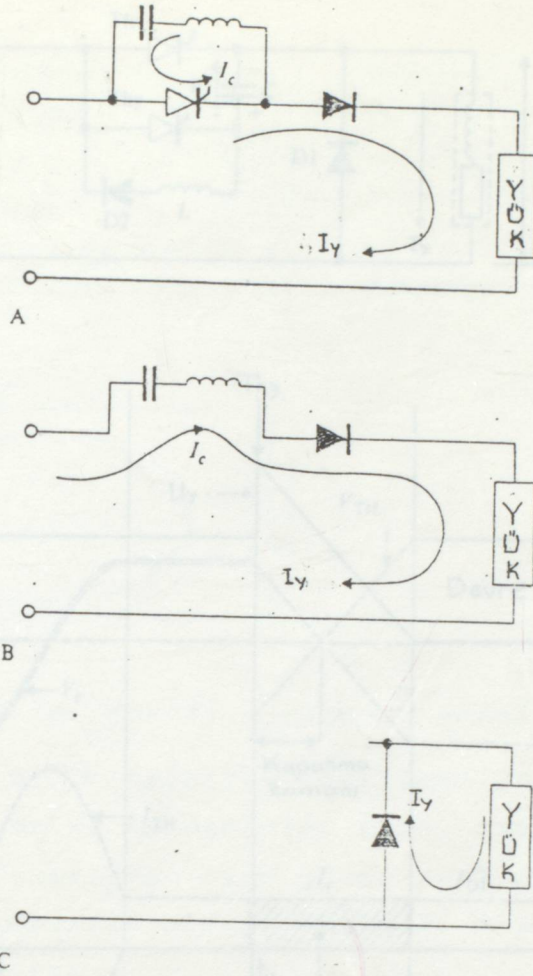
Şekil 4.7. a) Tek tristörlü kıyıcı



Şekil 4.7. b) Akım ve gerilimleri değişimi

Bu devre şekil 4.8'de gösterildiği gibi üç çalışma modeline ayrılır. A periyodu esnasında, hemen tetiklenmeyi takiben tam kaymak gerilimi yüke uygulanır. Kondansatörün şarjı, I. ve C'den geçen bir sirkülasyon akımı tarafından derece derece değiştirilir. Kondansatör ters yönde şarj olur ve bu periyodun sonunda kondansatör akımı ters yöne doğru akar ve kondansatör sonrada kapanan tristörden yük akımının beslemesini üzerine alır. (kapı akımı önceden kesilmiştir.) bu yüzden yük gerilimi, B periyodunun başında birden bire $U_y = E + V_c$ değerine yükselir. Yük akımı sabit kabul edildiği için kondansatör gerilimi, yük gerilimi sıfır olana kadar lineer olarak azalacaktır. C periyodunun başında diyot L endüktansı tarafından akıtılan yük akımını üzerine alır. D_1 diyodunun duruşu kondansatörün kaynak geriliminden daha yüksek bir gerilimle şarj olmasını engeller.

Bundan dolayı devre, yük akımı ve onun doğal (omik veya endüktif) değerinin değiştirilmesinden başka, devre bileşenleri (L ve C)'den dolayı sabit bir açma zamanına sahiptir. Gerçekte açma zamanı yük akımı ile değişecektir-



Şekil 4.8. Tek tristörlü kıyıcının çalışma modelleri

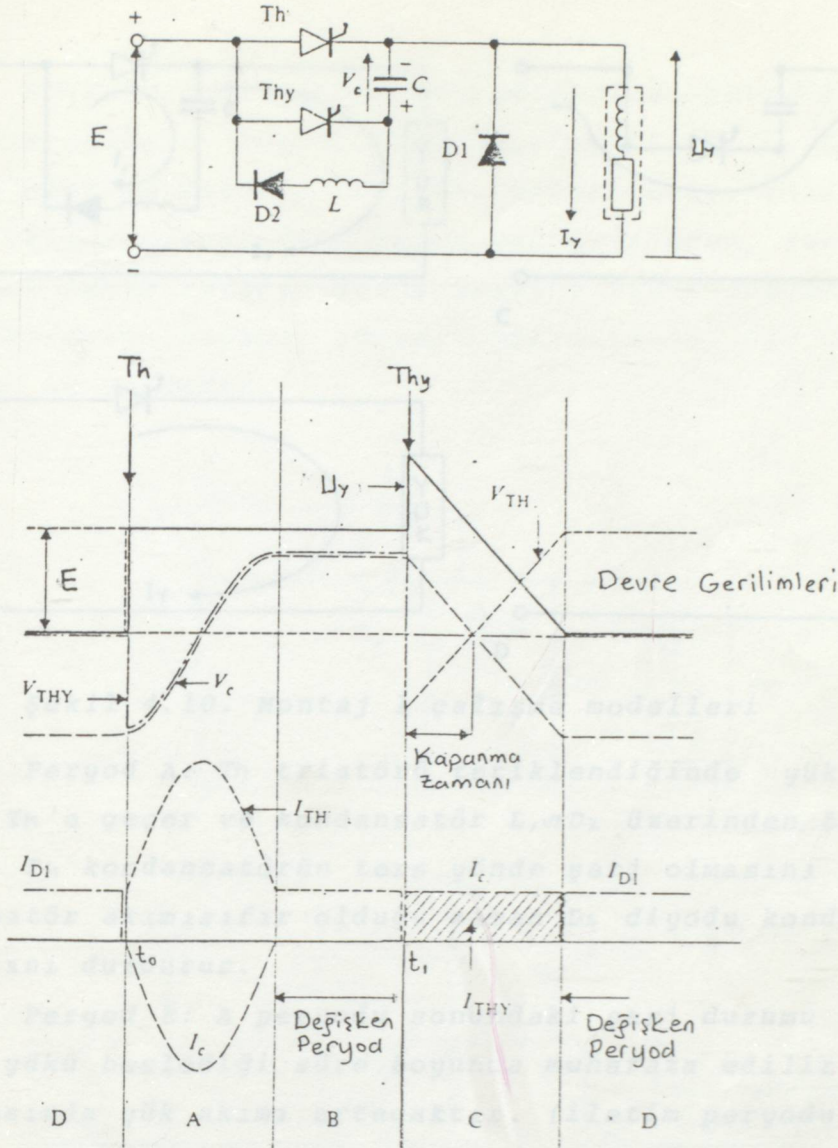
4.5. İki Tristörlü Kıyıcılar

Biri açma kontrolü ve biride ana tristörü söndürmek için iki tristörün kullanılması, daha yüksek derecede bir esneklik ve kontrole izin verir.

Burada açıklayacağımız iki söndürme devresi örneği pek çok devre düzeninde kullanılır. Bir komutasyon kondansatörü ve endüktif devre kullanılan örneklerden birinde, ana tristöre paralel olarak bağlı buna karşın diğeri yüke paralel bağlıdır.

MONTAJ 1. Bu montaja ait devre gerilim ve akım dalga şekilleri ile bağlantısı şekil 4.9'da verilmiştir.

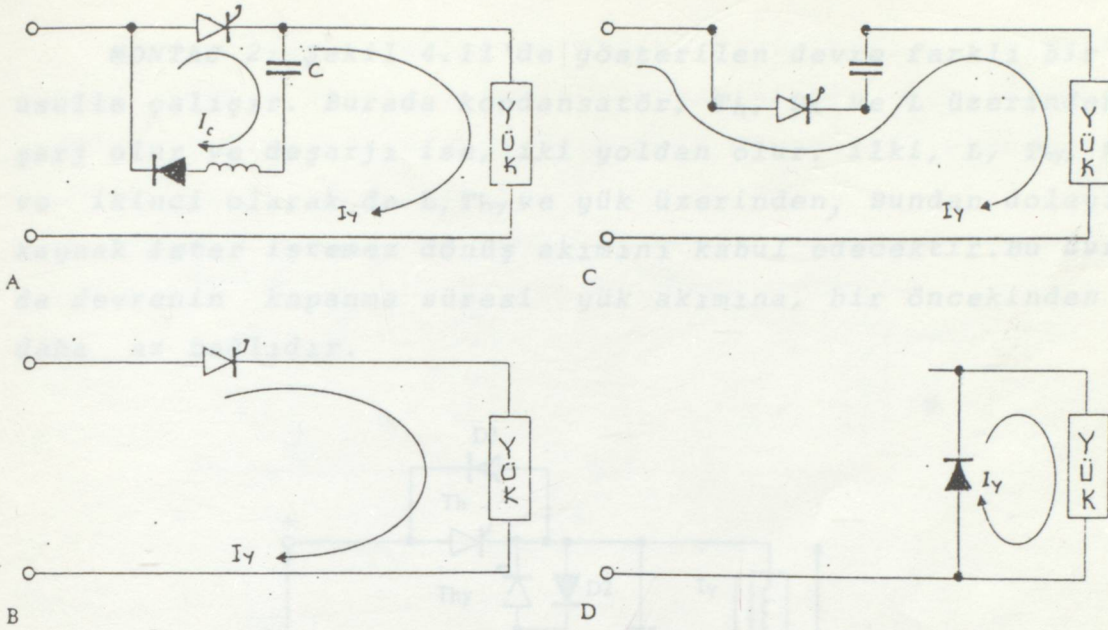
T_h ilettime geçince yükü besler ve ayrıca D_1 ve L yolu ile C komutasyon kondansatörünü uygun pozitif bir değere şarj eder. T_{hy} tetiklenince C deşarj olur ve bu deşarj olayı sırasında T_h iletimden çıkar. Böylece yük akımı kesilmiş olur.



Şekil 4.9. Montaj I bağlantı şeması ve akım ve gerilimlerin değişimi

Ana tristörün söndürülmesi sırasında kondansatör, üst plakası (-) ve alt plakası (+) olmak üzere şarj olmuştur. iki tristörde iletimde olmadığı sürece kondansatör, şarj durumunu korur. Th tetiklendiği zaman L ve D üzerinden boşalır ve ters yönde yeniden şarj olur. Kondansatör ve bobin bir rezonans devresi oluşturur. Devredeki diyot kondansatörün tekrar boşalmasını engeller. Böylece kondansatör ana tristörün söndürülmesi için gerekli olan yönde şarj olur.

Çalışma modelleri şekil 4.10'da gösterilmiştir. bu çalışma modelleri şekillerdende yararlanılarak açık bir şekilde anlatılacaktır.



Şekil 4.10. Montaj 1 çalışma modelleri

Peryod A: T_h tristörü tetiklendiğinde yük akımı derhal T_h 'e geçer ve kondansatör L ve D_1 üzerinden bir akım akıtır. T_h kondansatörün ters yönde şarj olmasını sağlar. Kondansatör akımı sıfır olduğu zaman D_1 diyodu kondansatörün şarjını durdurur.

Peryod B: A peryodu sonundaki şarj durumu T_h tristörünün yükü beslediği süre boyunca muhafaza edilir. Bu peryod esnasında yük akımı artacaktır. (iletim peryodu)

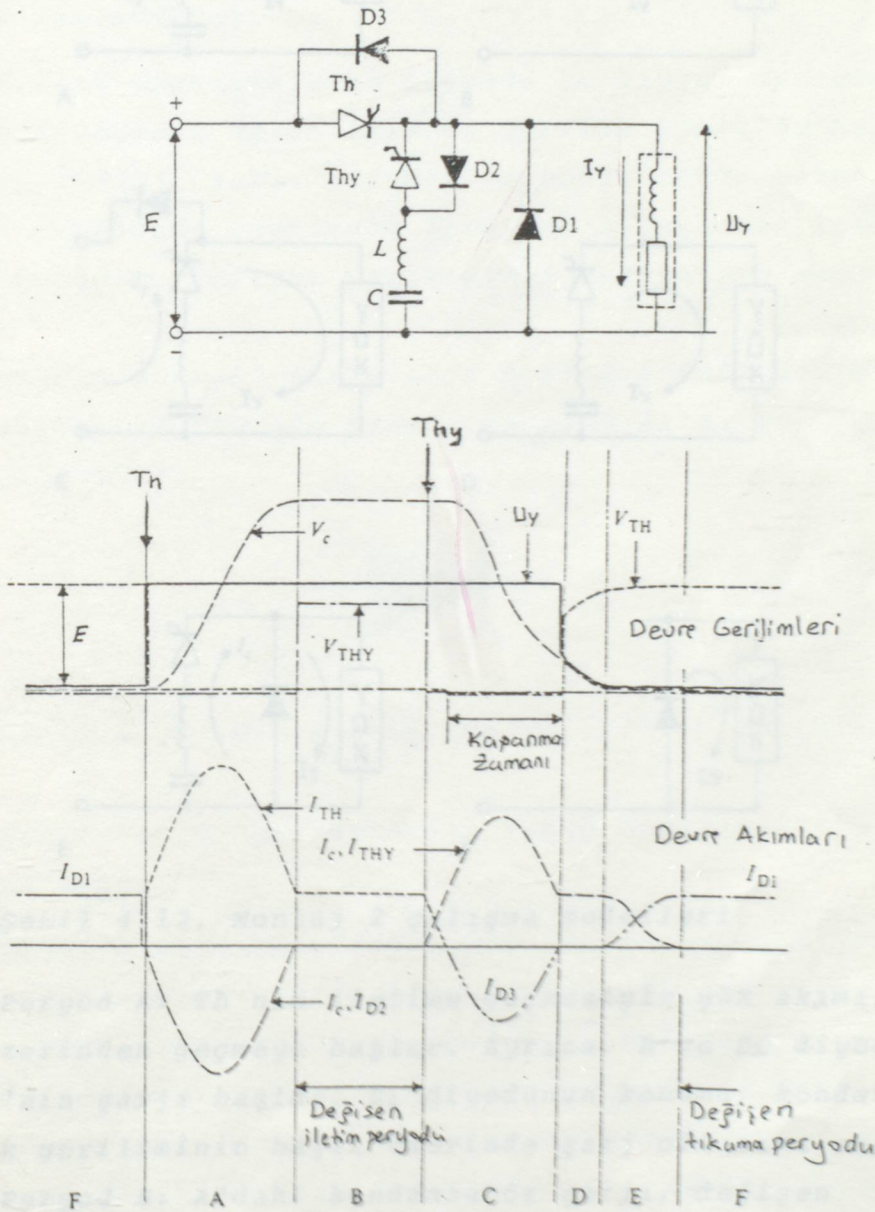
Peryod C: T_{hy} tristörünün tetiklenmesi T_h 'in iletimden çıkarılması olayını başlatır. Bu durumda yük akımı T_{hy} tristörü ve C üzerinden akar. Kondansatör istenen gerilim durumuna erişene kadar lineer bir azalma ile şarj olur. $V_c = E$ iken yük gerilimi sıfırdır ve yük akımı bundan sonra D_1 diyodundan geçer. Çünkü diyoda geçirme yönünde gerilim uygulanmaya başlamıştır.

Peryod D: Akım gerekli olan uzun bir süre için D_1 diyodundan geçecektir. Pratikte, akım bu peryod esnasında azalacaktır. Bu azalma,

$$i = (E/R) \cdot e^{-(t/\tau)}, \quad \tau = L/R \quad (4-1)$$

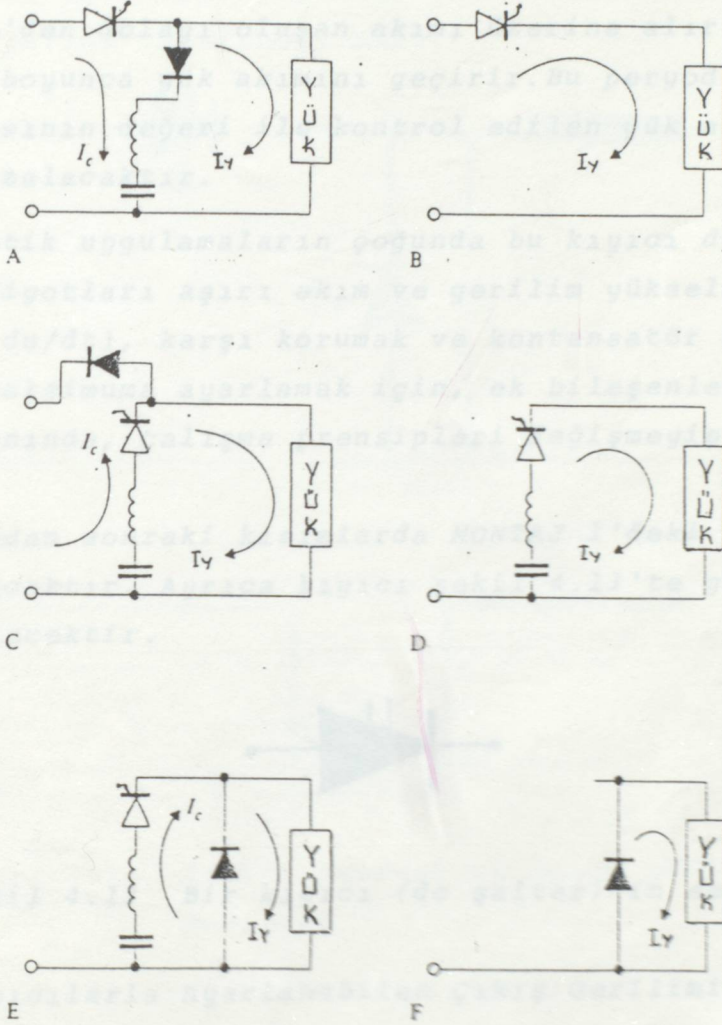
bağıntısına göre olur. Burada yük akımını geçiren sebep E değildir. Bu yükün kendisinde üreyen self emk'tidir.

MONTAJ 2: Şekil 4.11'de gösterilen devre farklı bir usulle çalışır. Burada kondansatör, T_h , D_2 ve L üzerinden şarj olur ve deşarjı ise, iki yoldan olur. ilki, L , T_{hy} , D_3 ve ikinci olarak da L , T_{hy} ve yük üzerinden, Bundan dolayı kaynak ister istemez dönüş akımını kabul edecektir. Bu durumda devrenin kapanma süresi yük akımına, bir öncekinden daha az bağlıdır.



Şekil 4.11. Montaj 2 bağlantı şeması ve akım ve gerilimlerin değişimi

Bu devrede öncekine göre daha fazla çalışma modeli vardır. Bunlar, Şekil 4.12'de gösterilmiştir. Şekildeki başlangıç şartları altında D_1 ters akım diyodu yük akımını taşıyor ve C şarjlı değildir.



Şekil 4.12. Montaj 2 çalışma modelleri

Peryod A: Th 'nin ilettime geçmesiyle yük akımı, Th ve yük üzerinden geçmeye başlar. Ayrıca, L ve D_1 diyodu yolu ile C 'nin şarjı başlar. D_1 diydunun konumu, kondansatörün kaynak geriliminin hayli üzerinde şarj olmasını sağlar.

Peryod B: A'daki kondansatör şarjı, değişen iletim peryodu süresince muhafaza edilir. Genelde yük akımı, yükün endüktansı ve kaynak geriliminin etkisiyle artacaktır.

Peryod C: Thy tristörü tetiklendiği zaman C 'den dolayı yük akımını üzerine alacak ve Th sönecektir. Ayrıca kondansatör, D_3 ve kaynak yoluyla deşarj olacaktır.

Peryod D: D_3 'deki akım sıfır olduğu zaman sadece kondansatör yük akımı ile birlikte hareket eder ve kondansatör gerilimi lineer olarak sıfıra düşünceye kadar yük akımını akıtır.

Peryod E ve F: Yük gerilimi sıfıra eriştiği zaman, D_1 diyodu L 'den dolayı oluşan akımı üzerine alır ve değişken F peryodu boyunca yük akımını geçirir. Bu peryod esnasında yük endüktansının değeri ile kontrol edilen yük akımı derece derece azalacaktır.

Pratik uygulamaların çoğunda bu kıyıcı devreler, tristör ve diyotları aşırı akım ve gerilim yükselme hızlarına (di/dt , du/dt), karşı korumak ve kondansatör kesme kapasitesini maksimuma ayarlamak için, ek bileşenler içerecektir. Bunun yanında, çalışma prensipleri değişmeyip oynı kalacaktır.

Bundan sonraki kısımlarda MONTAJ 1'deki devre üzerinde çalışılacaktır. Ayrıca kıyıcı şekil 4.13'te görüldüğü gibi gösterilecektir.

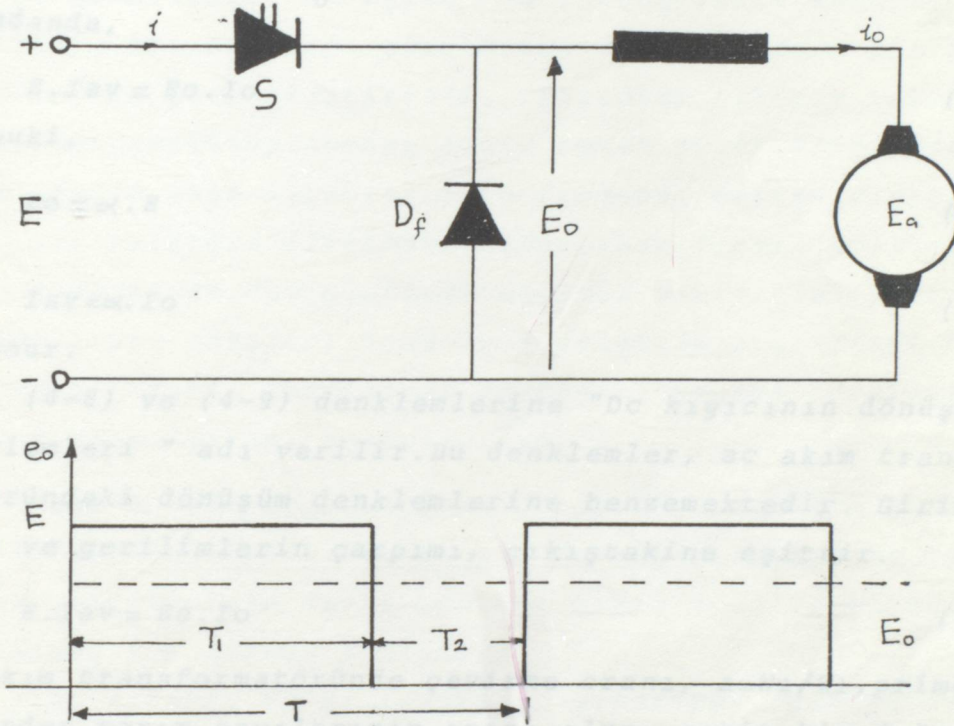


Şekil 4.13 Bir kıyıcı (dc şalter)'in sembolik görünümü

4.6. Kıyıcılarla Ayarlanabilen Çıkış Geriliminin elde edilmesi

Şekil 4.9'da görüldüğü gibi, t_0 anında ana tristör, t_1 anında yardımcı t ristör peryodik olarak tetiklenerek kıyıcının devreyi açıp kapatması sağlanır. Yük tarafında değişimi şekilde görülen darbe biçimli bir gerilim meydana gelir. Ana tristördeki gerilim düşümü ihmal edilebileceğine göre, t_0 ile t_1 zaman aralığında gerilim E 'dir. t_1 anında yardımcı tristörün tetiklenmesi ve ana tristörün sönmesi ile bir an için yük uçlarındaki gerilim $E+V_c$ değerini alır. Zira kaynak ve kondansatör, seri bağlandığından toplam gerilim yükün uçlarına uygulanmıştır.

Şekil 4.14'te görüldüğü gibi, T_1 zaman aralığında yük uçlarındaki gerilim $e_o = E$, T_2 aralığında ise tristör kesimde olduğundan yük akımı ters akım diyodundan akar ve yük uçları kısa devre olur. Bu durumda yük uçlarındaki gerilim doğal olarak sıfırdır. Böylece, darbe şeklinde bir dc gerilim yükün uçlarına uygulanmış olur.



Şekil 4.14 Kırıyıcı devresi ve çıkış geriliminin değişimi

Şekle göre yük uçlarındaki gerilimin ortalama değeri,

$$E_o = 1/T \cdot \int_0^T E \cdot dt$$

$$E_o = T_1 / (T_1 + T_2) \cdot E \quad (4-2)$$

$$T_1 / (T_1 + T_2) = \alpha \quad (4-3)$$

α : Kontrol faktörü ve

$$E_o = \alpha \cdot E \quad (4-4)$$

yazılabilir.

Şalter kayıplarını ihmal etmek suretiyle giriş ve çıkış taraflarındaki enerjilerin eşitliğinden giderek giriş taraflarındaki akımın ortalama değerini hesaplayalım.

$$1/T \int_0^T E.i.dt = 1/T \int_0^T e_o.i.dt \quad (4-5)$$

Yük tarafı self endüksiyon katsayısının yeteri kadar büyük olduğunu farzederek, bu taraftaki akımın $i=I_o$ olarak sabit kaldığını kabul edebiliriz. Buna göre,

$$E/T \int_0^T i.dt = I_o/T \int_0^T e_o.dt \quad (4-6)$$

buradan,

$$E.I_{av} = E_o.I_o \quad (4-7)$$

halbuki,

$$E_o = \alpha.E \quad (4-8)$$

idi.

$$I_{av} = \alpha.I_o \quad (4-9)$$

bulunur.

(4-8) ve (4-9) denklemlerine "Dc kıyıcının dönüşüm denklemleri" adı verilir. Bu denklemler, ac akım transformatöründeki dönüşüm denklemlerine benzemektedir. Girişteki akım ve gerilimlerin çarpımı, çıkıştakine eşittir.

$$E.I_{av} = E_o.I_o \quad (4-10)$$

ac akım transformatöründe çevirme oranı, $a=W_2/W_1$, primer ve sekonder sarım sayılarının oranı olup, sabit bir değerdedir. Ancak, transformatörün kademeli olması halinde değiştirilebilir. Halbuki bir dc kıyıcıda bu oran, ana tristörün iletimde kalma süresini değiştirmek suretiyle 0 ile 1 arasında kademesiz olarak ayarlanabilir. Bu durumda,

$$0 < \alpha < 1 \text{ arasında değişirken, } 0 < e_o < E \text{ arasında değişir.}$$

0 halde bir doğru akım kıyıcısında gerilim ve akımın ortalama değerleri ayarlanmaktadır. Gerilimin daha büyük olduğu taraftaki i akımı darbe şeklinde dikdörtgen biçimli bloklardan oluşmuştur. Diğer tarafta ise E_o gerilimi darbe şeklinde buna karşılık I_o akımı süreklidir. Girişteki i akımının darbeli olabilmesi için, E gerilimli doğru akım kaynağının iç endüktansı çok küçük olmalıdır. Aksi halde, kaynağa paralel olarak bir kondansatör bağlamak gerekir.

4.7. Komutasyon Devresinin Hesabı

Bir kıyıcı gerçekte bir tristör şalter ile birlikte onu iletimden çıkartan bir komutasyon devresinden ibarettir.

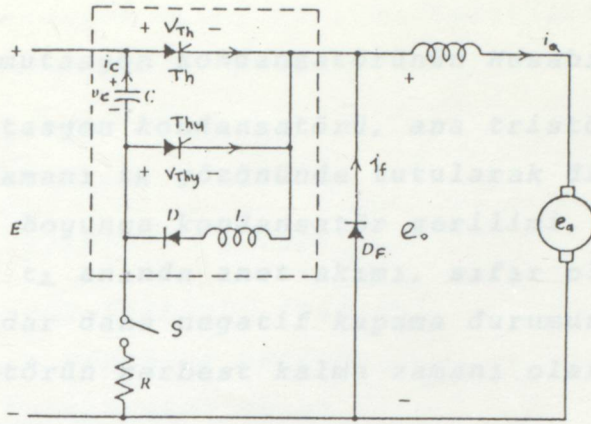
Komutasyon devresi, yük akımını taşıyan ana tristörün akımını tutma akımı değerinin altına düşürerek bu tristörü kesime sakmalıdır. Bu işlem ise , genellikle komutasyon devrelerinin bir özelliği olarak ana tristöre ters bir gerilim uygulamakla gerçekleştirilir. Tristörün tıkanıp tekrar geçirme yönündekutuplanması sonlu zaman gerektirdiğinden bu süre, doğru akım kıyıcısı için frekansı üstten sınırlar.

Bir tristörü iletimden çıkarmanın farklı yolları vardır. Komutasyon devrelerinde sayısız yenilikler bulunmuş., ve bunlardan bazıları daha önce anlatılmıştı. Şimdi burada MONTAJ 1 ' daki Komutasyon devresini yenide inceleyerek L ve C elemanlarını hesaplayalım.

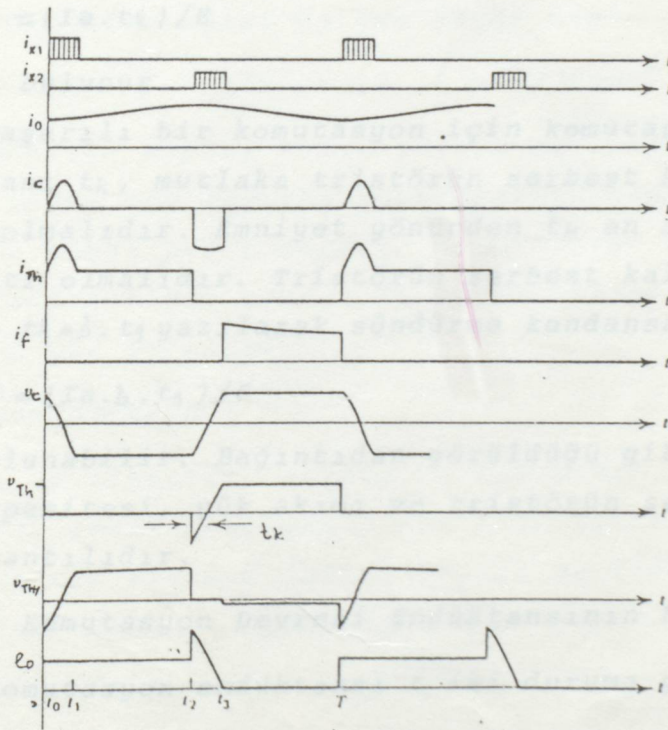
Daha öncede anlattığımız bu devre, pratikte geniş olarak kullanılan basit bir kıyıcı devresidir. Akım ve gerilim dalga şekilleriyle devre montajı şekil 4.15'te görülmektedir. Çalışması ise kısaca şöyledir;

Ana tristör Th 'yi iletimden çıkartmak için yardımcı tristör Thy arzu edilen bir t_2 anında tetiklenir, C kondansatörü, Th 'nin uçlarına ters bir gerilim uygular ve onu iletimden çıkartır. Th iletimden çıktıktan sonra kondansatör, E, C, Thy ve yük üzerinden, yük akımını geçirir. Kondansatör akımı sıfıra düştüğü zaman Thy tristörü, t_3 anında doğal olarak iletimden çıkar. Bu, kondansatör gerilimi kaynak gerilimine eşit olduğu zaman ters akım diyodunun ilettime geçmesiyle olur. Böylece yük akımını ters akım diyonu üzerine alır. $t=T'$ 'de ana tristör tekrar tetiklenir ve periyot tekrarlanır.

Bu montajda kondansatör, ya ilk önce yardımcı tristör tetiklenerek ya da şekilde görüldüğü gibi bir şarj direnci üzerinden, ana tristör tetiklenmeden evvel şekildeki polaritede şarj edilmiş olmalıdır. Komutasyon başladığı zaman yük gerilimi kaynak geriliminin iki katına çıkar.



a) Devre bağlantı şeması



b) Dalga şekilleri

Şekil 4.15. Komutasyon olayı

4.7.1. Komutasyon Kondansatörünün Hesabı

Komutasyon kondansatörü, ana tristör için uygun bir kapanma zamanı t_k gözönünde tutularak dizayn edilebilir. Bu zaman boyunca kondansatör gerilimi, $(-E)$ 'den sıfıra yükselir. t_2 anında anot akımı, sıfır olduktan sonra t_4 zamanı kadar daha negatif kapama durumunda kalır. Koruma veya tristörün serbest kalma zamanı olarak bilinen bu süre:

$$dV_c/dt = I_c/C \quad (4-11)$$

bağıntısından bulunabilir. Komutasyon esnasında yük akımı I_a (veya I_o) sabit kabul edilirse,

$$C.E = I_a.t_k \quad (4-12)$$

$$C = (I_a.t_k)/E \quad (4-13)$$

olarak bulunur.

Başarılı bir komutasyon için komutasyon devresi kapanma zamanı t_k , mutlaka tristörün serbest kalma zamanı t_q 'den büyük olmalıdır. Emniyet yönünden t_k en az t_q 'nün 1,3 ila 1,5 katı olmalıdır. Tristörün serbest kalma zamanı bilindiğinden $t_k = b.t_q$ yazılarak söndürme kondansatörünün kapasitesi,

$$C = (I_a.b.t_q)/E \quad (4-14)$$

den bulunabilir. Bağıntıdan görüldüğü gibi gerekli kondansatör kapasitesi, yük akımı ve tristörün serbest kalma zamanı ile orantılıdır.

4.7.2. Komutasyon Devresi Endüktansının Hesabı

Komutasyon endüktansı L iki duruma göre dizayn edilir:

1) T_h tetiklendiği zaman içinden geçen kondansatör akımı I_c 'nin tepe değeri

2) Kondansatör deşarj akımının aktığı t_1-t_0 süresi

$t_1-t_0 = t_c$; Şalterin minimum kapalı kalma süresi

bu süre kondansatör geriliminin polaritesini değiştirmek için gereklidir ve (3-1) ile hesaplanabilir. T_{hy} tetiklendiği zaman kondansatör, komutasyon için hazır hale gelir.

Kondansatör akımı I_c , T_h tetiklendiği zaman geçen bir LC rezonans devresi akımıdır. ve,

$$I_c = E(C/L)^{1/2} \sin W_r t \quad (4-14)$$

olarak verilebilir. Burada,

$$W_r = (1/LC)^{1/2} \quad 2.\pi / T_r \quad (4-15)$$

W_r : rezonans frekansı (rad/sn)

T_r : $2.t$: rezonans periyodu

maksimum kondansatör akımı,

$$I_{cm} = E(C/L)^{1/2} = E/(W_r.L) \quad (4-16)$$

T_h iletme geçtiği zaman yük akımını ve max. kondansatör akımını taşımak zorundadır. Müsade edilen maksimum I_c yük akımından daha az ya da eşit olabilir. Öyleki T_h 'dan geçen max akım aşırı derece büyük değildir.

$$E(C/L)^{1/2} \leq I_{am} \quad \text{veya} \quad L \geq C(E/I_{am})^2 \quad (4.17)$$

Minimum kapalı kalma süresi t_c , komutasyon endüktansı L 'nin küçük bir değerinde seçilmesiyle azaltılabilir. Bunun yanında küçük bir L değeri, kondansatör akımının max değerini artırır. Diğer yandan t_c büyük olursa ayar sahası azalır. minimum yük gerilimi,

$$U_{amin} = t_c . E / T \quad (4-18)$$

olarak verilebilir. Burada T : kıyıcının darbe periyodudur.

yük gerilimini geniş sınırlar içerisinde değiştirmek için U_a 'nın minimum değeri kaynak gerilimi E 'nin %10'una eşit veya daha az olmalıdır. Bunun için,

$$t_c / T \leq 0.1 \quad \text{veya} \quad \pi \sqrt{L.C} / T \leq 0.1 \quad (4-19)$$

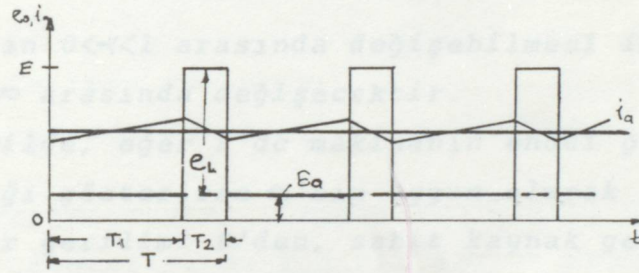
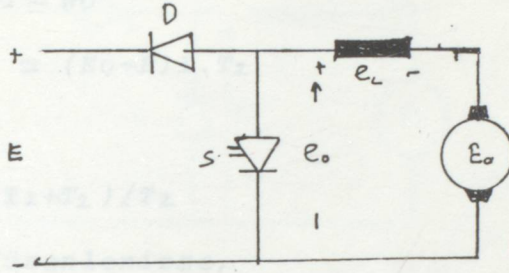
ve buradan da komutasyon devresi endüktansı,

$$L \leq (0.01 T^2) / (\pi^2 . C) \quad (4-20)$$

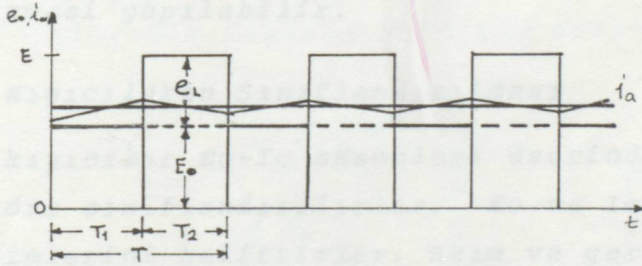
olarak bulunur.

4.8. Kıyıcılarla DC Kaynağa Enerjinin Geri Verilmesi

Şekil 4.16'daki kıyıcı montajı, giriş geriliminden daha az bir çıkış gerilimi üretir. yani $E_o < E$ 'dir. Bu montajda enerji akışı yükten doğru akım kaynağına doğrudur. Kıyıcının bu şekilde çalışmasına Faydalı Fren çalışma denir.



Düşük Hız



Yüksek Hız

Şekil 4.16. Faydalı fren çalışma montajı ve yükün bir motor olması durumunda yük akımı ve geriliminin değişimi

L bobinindeki enerji depolama özelliğinden yararlanarak daha büyük gerilimli bir kaynağa enerji verilebilmektedir. Bu montaj sayesinde doğru akım motorlarının çok küçük devirlerde bile, faydalı fren olarak çalıştırılması mümkün olur.

Eğer, kaynak akımındaki dalgalanma ihmal edilirse kıyıcı iletimde olduğu sürece kaynaktan L bobinine giren enerji ,

$$W_i = E \cdot I \cdot T_1 \quad \text{dir.}$$

(4-21)

Kıyıcının iletimde olmadığı sürede, L bobininden yüke verilen enerji,

$$W_o = (E_o - E) I \cdot T_2' \text{ dir.} \quad (4-22)$$

Kayıpsız bir sistem için sürekli işletmede her iki enerji eşit olacaktır.

$$W_i = W_o \quad (4-23)$$

$$E \cdot I \cdot T_1 = (E_o - E) I \cdot T_2 \quad (4-24)$$

buradan,

$$E_o = E(T_1 + T_2) / T_2 \quad (4-25)$$

budenklem düzenlenirse,

$$E_o = E / (1 - \alpha) \quad (4-26)$$

α 'nın $0 < \alpha < 1$ arasında değişebilmesi için E_o gerilimi $E < E_o < \infty$ arasında değişecektir.

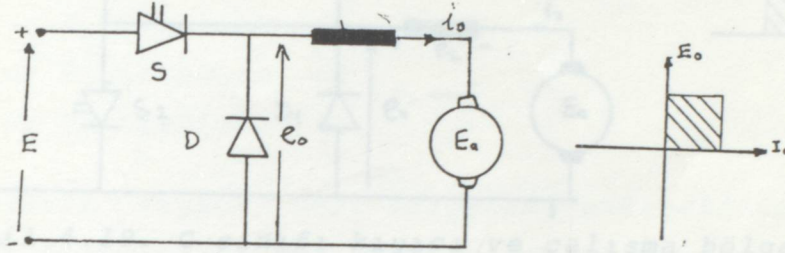
Şekilde, eğer E dc makinanın endüi gerilimini ve E_o da Dc kaynağı gösterirse α 'nın uygun olarak ayarlanmasıyla azalan motor gerilimi E'den, sabit kaynak gerilimi E_o 'a güç geribeslemesi yapılabilir.

4.9. DC Kıyıcıların Sınıflandırılması

DC kıyıcılar E_o - I_o eksenleri üzerinde çalıştıkları bölgelere göre sınıflandırılırlar. E_o ve I_o kıyıcı çıkış akım ve gerilimlerini belirtirler. Akım ve gerilimin pozitif olduğu 1. bölgede çalışan kıyıcı A sınıfı, akımın negatif ve gerilimin pozitif olduğu 2. bölgede çalışan kıyıcı B sınıfı, 1. ve 2. bölgede çalışan kıyıcı C sınıfı, 1. ve 4. bölgede çalışan kıyıcı D sınıfı, dört bölgede çalışan kıyıcı da E sınıfı kıyıcı olarak belirtilir. A ve B sınıfı kıyıcılar daha önce anlatılmıştı. Diğerleride bu kıyıcıların değişik montajlarıyla oluşur.

Kıyıcıların montaj şemaları ile çalışma bölgeleri aşağıdaki şekillerde verilmiştir.

A Sınıfı Kıyıcı: Bu montaj daha önce ayrıntılarıyla anlatılmıştı. Bu tür bir kıyıcıda yüke uygulanan gerilim ve yükten geçen akım, sadece pozitif değerler elebilir. Bu montajda enerji akışı tek yönlüdür. Yük uçlarındaki akım ve gerilimin yönü bellidir ve değiştirilemez. Bu tür çalışmaya "Tek bölgeli çalışma" denir.

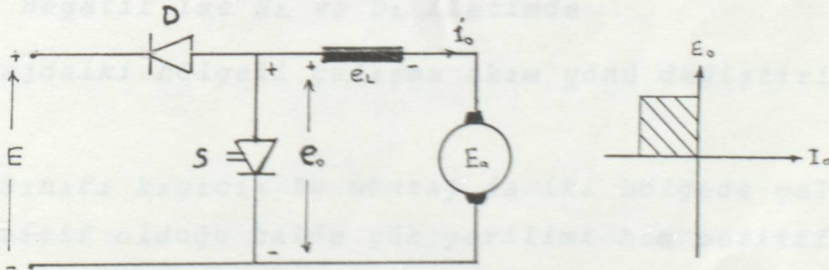


Şekil 4.17. A sınıfı kıyıcı ve çalışma bölgeleri

S iletimde ise $e_o = E$

S tıkamada ise $e_o = 0$ ve D iletimde

B Sınıfı Kıyıcı: Böyle bir kıyıcı devresi şekil 4.18 de gösterilmiştir. Bu tip bir kıyıcı devre daha öncede anlatıldığı gibi bir faydalı frenleme devresidir.



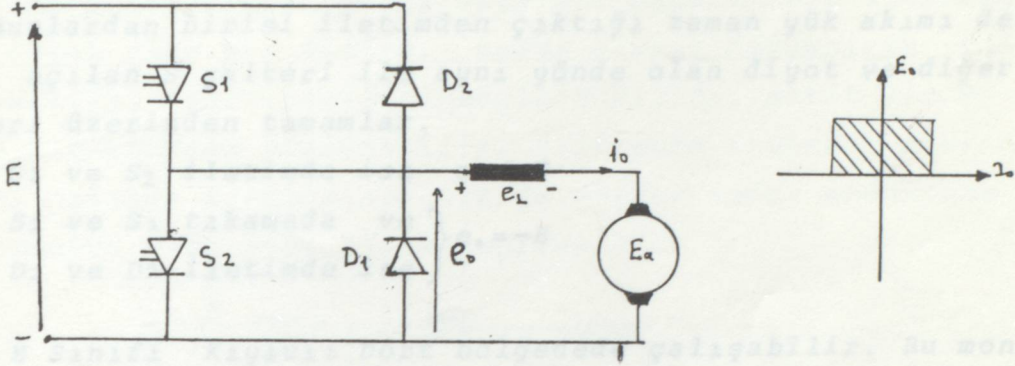
Şekil 4.18 B sınıfı kıyıcı ve çalışma bölgeleri

Bu kıyıcı devresinde tek bölgeli olup, yalnız ikinci bölgede çalışabilir. Ortalama çıkış geriliminin E olabilmesi için S tıkamada, diyot iletimde, sıfır olması için ise s 'in iletimde olması gerekir. Yani,

S iletimde ise $e_o = 0$

S tıkamada ise $e_o = E$ ve D iletimde

C Sınıfı kıyıcı: A ve B sınıfı kıyıcı devrelerin birleşmesi ile elde edilmiştir. Akımın yönünün değiştirilmesi mümkün olduğu için, iki bölgeli bir çalışma sağlar.



Şekil 4.19. C sınıfı kıyıcı ve çalışma bölgeleri

Şekildende görüldüğü gibi i_o 'ın pozitif ve negatif değerler alabileceği, fakat e_o 'ın yalnız pozitif olabileceği bu tür bir kıyıcı enerjiyi kaynağa geri verebilecek yüklerde örneğin; bir dc motorun motor ve generatör olarak çalıştırılmasında kullanılır.

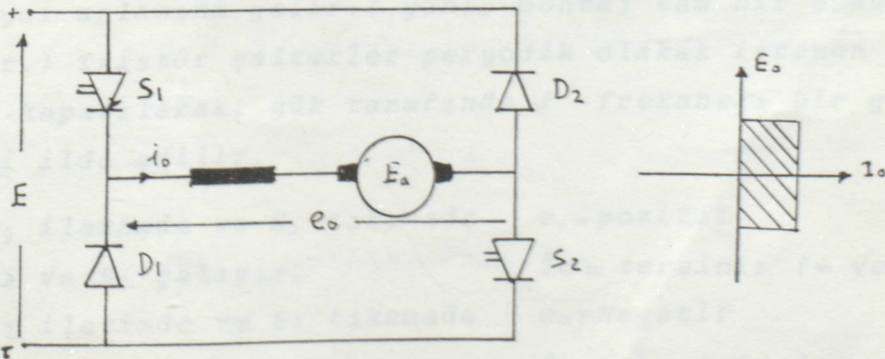
S_1 ve D_2 iletimde ise $e_o = E$
 S_2 ve D_1 iletimde ise $e_o = 0$ } e_o daima pozitif

i_o pozitif ise S_1 ve D_1 iletimde

i_o negatif ise S_2 ve D_2 iletimde

Bu montajdaki bölgeli çalışma akım yönü değiştirilerek sağlanır.

D Sınıfı kıyıcı: Bu montaj da iki bölgede çalışabilir. Akım pozitif olduğu halde yük gerilimi hem pozitif hem de negatif değerler alabilir. Şekil de böyle bir devre görülmektedir.



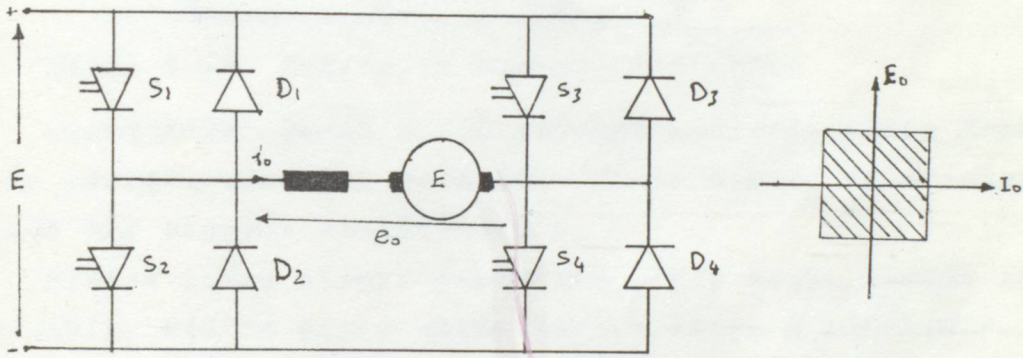
Şekil 4.20. D sınıfı kıyıcı ve çalışma bölgeleri

Bu montaj, yük tarafındaki gerilimin yönünü değiştirmek suretiyle, iki bölgeyi bir çalışma sağlar. S_1 ve S_2 birlikte iletimde iken yükün uçlarına E pozitif gerilimi uygulanmıştır. Bunlardan birisi iletimden çıktığı zaman yük akımı devresini, açılan S şalteri ile aynı yönde olan diyot ve diğer S şalteri üzerinden tamamlar.

S_1 ve S_2 iletimde ise $e_o = +E$

S_1 ve S_2 tıkamada ve D_1 ve D_2 iletimde ise $e_o = -E$

E Sınıfı Kıyıcı: Dört bölgede çalışabilir. Bu montajda yük tarafındaki hem akım ve hem de gerilimin yönleri değiştirilebilir.



Şekil 4 . 21. E sınıfı kıyıcı ve çalışma bölgeleri

Eğer şekildeki devreyi, e_o ve i_o 'ın işaretlerini aynı anda periyodik bir şekilde değiştirecek bir biçimde denétler isek, bu durumda kıyıcı, kare dalga çıkışlı bir ac sistemi olarak diğer bir deyişle, tek-fazlı bir köprü evirici olarak çalışıyor anlamına gelir. (yani, montaj tam bir ondölör montajıdır.) Tristör şalterler periyodik olarak istenen frekansta açılıp kapatılarak, yük tarafında f frekanslı bir gerilim sistemi elde edilir.

S_4 iletimde ve S_3 tıkamada $e_o = \text{pozitif}$

S_1 ve S_2 çalışır.

$i_o = \text{tersinir (+ ve -)}$

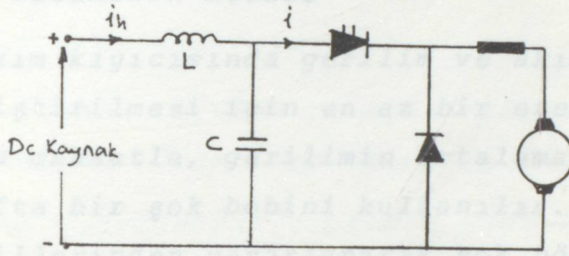
S_2 iletimde ve S_1 tıkamada $e_o = \text{Negatif}$

S_3 ve S_4 çalışır

$i_o = \text{tersinir (+ ve -)}$

4.10. Kıyıcı Kaynak Filtrelerinin Hesabı

Genel olarak şekilde görüldüğü gibi bir hatta, seri bir endüktansla kıyıcının giriş uçlarına paralel bir kondansatörden ibaret olan bir filtre, uygun olarak bağlanırsa hat harmonikleri azaltılabilir. Böylece kıyıcı, sabit bir dc gerilim kaynağından beslenebilir. Filtrenin rezonans frekansı kıyıcı çalışma frekansının altına düşene kadar endüktans ve kondansatör değerleri büyük seçilebilir.



Şekil 4.22. Kıyıcı ve kaynak filtreleri

Harmonikler genel bir filtreden zikzaklı darbe frekansında çalıştırılan iki yada daha fazla kıyıcı tarafından etkili bir biçimde azaltılabilir.

Filtre çıkış akımı, kıyıcının giriş akımı olduğu için önemlidir. Filtre giriş akımı hattın izole edilmelidir.

Eğer, endüi devresi endüktansı yeteri kadar büyük kabul edilirse, endüi akımı i_a 'da sabit kabul edilebilir.

Hattın n'inci harmoniklerinin ve kaynak akımının fazörleri arasındaki oran, Şekildeki devreden yazılabilir.

$$\bar{i}_{hn}/\bar{i}_n = \bar{Z}_L / (\bar{Z}_L + \bar{Z}_C) = \frac{1/(j\omega_o.n.C)}{j\omega_o.n.L + 1/(j\omega_o.n.C)}$$

düzenlenirse,

$$\bar{i}_{hn}/\bar{i}_n = 1/(1 + \omega_o^2.n^2.L.C) \quad (4-27)$$

Burada, $\omega_o = 2\pi/T$ açısal kıyıcı frekansdır ve yukardaki oranın küçük olması için,

$$\omega_o^2.n^2.L.C \gg 1 \text{ yani } \omega_o^2/\omega_f^2 \gg 1 \quad (4-28)$$

olmalıdır.

ω_f : Filtrenin rezonans frekansı

Eğer, rezonans frekansı küçükse, endüktans ve kapasitenin değerleri mümkün olduğunca büyük yapılmalıdır. Endüktans ve kapasitenin büyüklüğü, maliyeti, ağırlığı, büyüklüğü ve kullanım sahası ile sınırlandırılır. Eğer,

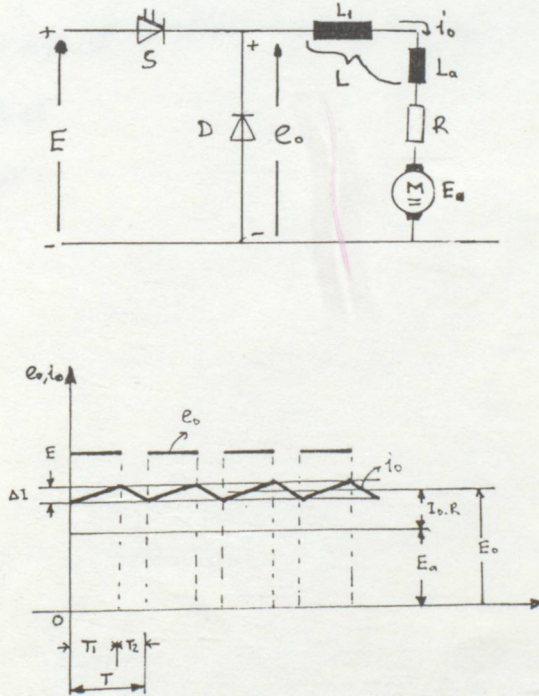
$$\omega_0^2 n^2 LC \gg 1 \text{ ise } (4-27) \text{ ' deki oran;}$$

$$I_{hn}/I_n = 1/(\omega_0^2 n^2 LC) \quad (4-29)$$

şeklinde olur.

4.10. Şok Bobininin Hesabı

DC akım kısıyıcısında gerilim ve akımın ortalama değerlerinin değiştirilmesi için en az bir enerji deposuna ihtiyaç vardır. Bu maksatla, gerilimin ortalama değerinin küçük olduğu tarafta bir şok bobini kullanılır. Şekildeki montaj ve dalga şekillerinden yararlanarak şok bôbininin büyüklüğünü



şekil 4.23. Şok bobinli dc kısıyıcı ve dalga şekli

T_1 ve T_2 sürelerini endüktansa karşı gelen gerilimden hesaplayalım.

$$L \cdot \Delta I / T_1 = E - E_0 \quad \text{ve buradan} \quad T_1 = L \cdot \Delta I / (E - E_0) \quad (4-30)$$

$$-L \cdot \Delta I / T_2 = -E_0 \quad " \quad " \quad T_2 = L \cdot \Delta I / E_0 \quad (4-31)$$

E_0 : kıyıcı çıkış geriliminin ortalama değeridir.

Buradan darbe periyodu ve frekansı,

$$T = T_1 + T_2 = L \cdot \Delta I \left[\frac{1}{E - E_0} + \frac{1}{E_0} \right] \quad (4-32)$$

$$f = 1/T = E_0(E - E_0) / (E_0 L \Delta I) \quad (4-33)$$

f 'in değeri seçilen çalışma noktasının bir fonksiyonudur ve onun maksimum değeri hesaplama yoluyla bulunur.

$\partial f / \partial E_0 = (E - 2E_0) / (E \cdot L \cdot \Delta I) = 0$ olur ve bu bize maksimum çalışma frekansını

$$f_m = f \Big|_{E_0 = E/2} = E / 4L \Delta I \text{ verir ve buradan da,}$$

$$L = E / 4f_m \Delta I \quad (4-34)$$

olarak bulunur.

5. KIYICILARLA DOĞRU AKIM MOTORLARINDA HIZ KONTROLÜ

5.1. DC Motorlarda Hız Kontrolü

DC motorun hız ifadesi (2-16) denkleminde;

$$W_m = (U_a - R_a \cdot I_a) / k\phi$$

olarak bulunmuştur. Bu ifadeye göre bir dc motorun hızı,

- 1) Manyetik akıya (ϕ)
- 2) Endüi akımına (I_a)
- 3) Uç gerilimine (U_a)

bağlı olarak değişir.

Manyetik akının değiştirilmesiyle yapılan hız kontrolünde motor hızı belli bir değerin altına düşürülemez. Motorun hızını yükseltmek için manyetik akının azaltılması gerekeceğinden, motor momenti düşerken endüi akımında yükselir. Akımın yükselmesinin bir sonucu olarak komutasyon bozulur, fırçalar da ark meydana gelir, endüi sargıları ısınır ve motor yükü taşıyamaz.

Endüi gerilimiyle kontrol, en geçerli ve pratik kontrol tipidir. Bu kontrol tipinde alan akımı nominal değerinde sabit tutulur ve böylece hız sıfırdan nominal değere kadar değiştirilir. Motor sabit bir momentle çalışır.

Endüi (uç) gerilimi değiştirilerek yapılan hız kontrolünde çeşitli yöntemler kullanılmaktadır. Bunlardan bazıları dirençle kontrol, motor-generatör grubu (Ward-leonard sistemi ve yarıiletken malzemelerle yapılan statik sistemler örnek olarak gösterilebilir.

Dirençle kontrol metodunda, yük ile sabit gerilimli bir dc kaynak arasında değişken bir direnç kullanılır. Bu metodun motorlarının kontrolünde hala kullanılmaktadır. Fakat dirençteki kayıplar yüzünden pek elverişli değildir.

Motor-generatör grubu ile kontrol metodunda ise, motor-generatör grubunda generatörün alan akımının kontrol edilmesiyle değişken bir dc çıkış gerilimi elde edilir. Bu sistem bazı endüstriyel uygulamalarda hala kullanılmaktadır.

Bu sistemde aynı nominal değerde üç makina birleştirilmiş olduğundan sistem, büyük hacımlı, pahalı, cevap süresi yavaş ve verimi azdır.

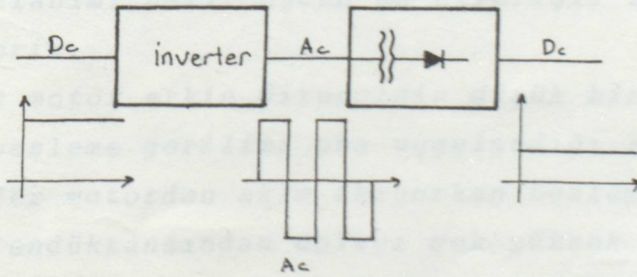
Görüldüğü gibi, elektromekanik sistemlerin ağırlıkları ve hacımları fazla, verimleri düşük ve maliyetleri yüksektir.

Yarıiletken malzemelerle yapılan faz kontrol yöntemi ile ac akım, dc akıma çevrilirken aynı anda tristörün tetikleme açısı değiştirilerek dc gerilimin ortalama değeri ayarlanabilir. Böylece, Değişken uç gerilimi, faz kontrol yöntemiyle elde edilebilir. Ancak bu yöntem şebekenin güç katsayısını etkilemekte ve şebekelerde darbelere sebep olmaktadır. Şebekenin frekansı sabit olduğundan, özellikle küçük tetikleme açılarında ve düşük devirlerde iletim süresi çok küçülmektedir. Bu durum ise motorda, moment salınımlarına ve vurun- tulara sebep olmaktadır.

Uç gerilimini değiştirerek motor hızını ayarlamak için frekansı değişebilen bir dc kıyıcı kullanarak yukarda belirtilen sorunlar ya azaltılır, ya da yok edilir.

Yarıiletken elemanlarla genliği sabit bir dc gerilimden ayarlanabilir bir dc gerilim elde edilmesinde, başlıca iki çalışma modu kullanılır.

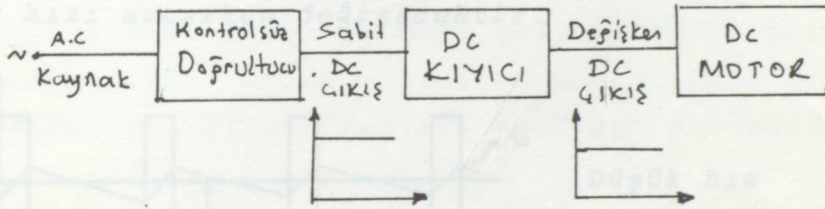
Bunlardan ilki, Şekil 5.1'de görüldüğü gibi, doğru akım önce ac akıma dönüştürülür, daha sonra düşürücü yada yükseltici bir transformatör yardımıyla gerilim istenilen büyüklüğe ayarlanır ve tekrar doğrultularak ayarlı dc gerilim elde edilir.



Şekil 5.1. Evirici-doğrultucu modda çalışma

Dönüşüm iki safhadadır. DC gerilimden ac gerilime ve ac gerilimden dc gerilime ve bu yüzden pahalı, büyük hacımlı ve düşük verimlidir. Bunun yanında transformatör yük ile kaynak arasında izolasyon sağlar.

Şekil 5.2'de gösterilen yöntemde ise dc gerilim kontrolsüz doğrultucularla doğrultularak sabit bir dc gerilim elde edilir. Bu sabit genlikli dc gerilim bir dc kıyıcı vasıtasıyla direkt olarak ayarlanabilen bir dc gerilime dönüştürülür.



Şekil 5.2. Kontrolsüz doğrultucu-kıyıcı modunda çalışma

Günümüzde en yaygın olarak kullanılan yöntem budur. Yüksek verim, hızlı bir cevap ve faydalı frenleme imkanı sağlar.

5.2. Kıyıcılı Hız Kontrol Sisteminin Prensipleri

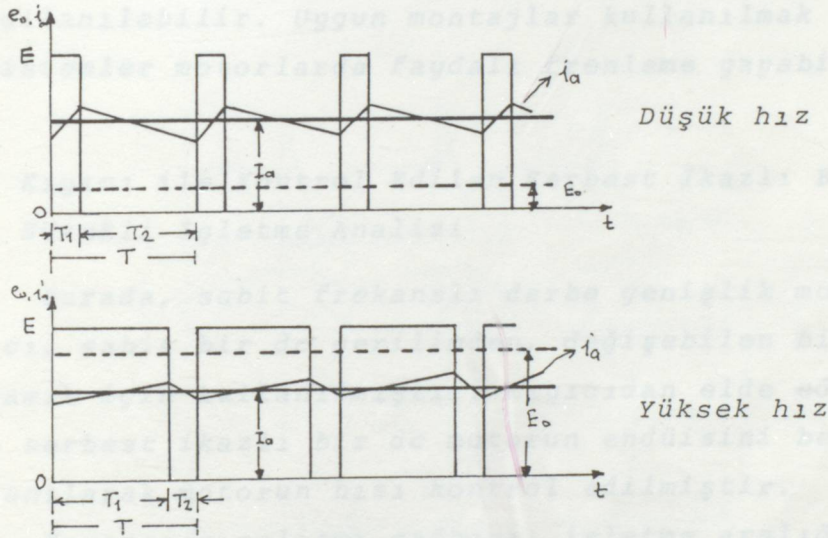
Bu metod sadece mevcut bir dc gerilim kaynağı olduğu zaman dc motorları tahrik ve kontrol etmek için kullanılır. Bu bazı cer sistemlerinde ve akü ile tahrikli taşıtlarda mevcuttur ve sınırlı kapasiteye sahip olan aküler enerji kaynağı olarak kullanıldığı zaman seri regüleli bir kıyıcı devresinin kullanımı hazır gücün en elverişli biçimde kullanımına izin verir.

Bir dc motor etkin direncinin düşük bir değerine sahiptir ve tam besleme gerilimi ona uygulandığı zaman akım hızlıca yükselir. Eğer motordan akım akıyorken besleme devresi kesilirse motor endüktansından dolayı çok yüksek gerilimler oluşur. Bu yüzden motor akımının, dolaşımına devam etmesi için devre bir ters akım yolu içermelidir.

Bu yüzden bir kıyıcılı dc motor sisteminin çalışması sırası ile motoru beslemeye bağlayarak, sadece devre endüktansı tarafından sınırlandırılan akımın yükselmesine izin

vermek ve sonra da beslemeyi keserek ters akım diyodundan akımakta olan akımı, doğal olarak azalmaya bırakmaktır. Daha önce kıyıcılar bahsinde anlattığımız gibi motor akımında daima bir dalgalanma olabilecek ve onun büyüklüğü dc kıyıcının darbe frekansına ve devre endüktansına bağlı olacaktır.

Besleme akımı T_1 peryotlarına karşılık olan darbelerden ibaret olacak ve ayrıca burada besleme, akımda olabilecek hızlı değişimlere izin verebilecek özellikte olmalıdır. Sistemin çalışması ise şöyledir: ortalama kıyıcı çıkış gerilimi, motorun endüklediği zıt emf'yi aşmalıdır. Burada kontrol faktörü α , motor hızı artarken değişecektir.



Şekil 5.3. Kıyıcı ile hız kontrolü

Akım yükselme oranı, besleme ve motor arasındaki gerilim farkına bağlı olacaktır. Bu nedenle düşük hızda akımın değişme oranı yüksek ve yüksek hızda düşük olacaktır. Bu durum Şekil 4.4 ve 4.5'te görülmektedir.

Bir başka kontrol metodu, daha evvel anlatıldığı gibi T_1 'i sabit bir uzunlukta tutmak ve çıkış gerilimini değiştirmek için frekansı değiştirmektir. (Frekans Modülasyonu) Bu kural açma-kapam peryodu otomatik olarak kontrol edilebilirse avantajlı olabilir. Ancak sistem uygun zaman aralıklarında tetikleme gerektirir. Bu durumda frekans ve gerilim artarken dalgalanma oranı azalacaktır.

Kıyıcı sistem, akım darbelerinin kaynaktan motora verilmesiyle çalışır ve sonra motor akımını Serbest geçiş için ters akım diyoduna geçirir. Motor akımı, kaynak akımı ve ters akım diyodunun akımlarının toplamıdır. Bu yüzden kaynak doğal olarak düşük empedanslı olmalı ve hızlı akım darbelerini verme yeteneğine sahip olmalıdır. Pratikte bunu sağlamanın en kolay yolu, daha önce kıyıcılar bahsinde anlatıldığı gibi kıyıcının girişine paralel bir kondansatör ve kondansatöre gelen akım dalgalanmalarına karşı seri bir süzme bobini bağlamaktır. Şekil 4.22'de görüldüğü gibi,

Kıyıcı sistemler, ya seri yada serbest ikazlı motorlarda kullanılabilir. Uygun montajlar kullanılmak suretiyle kıyıcı sistemler motorlarda faydalı frenleme yapabilirler.

5.3. Kıyıcı ile Kontrol Edilen Serbest İkazlı Bir DC Motorun Sürekli İşletme Analizi

Burada, sabit frekanslı darbe genişlik modülasyonlu bir kıyıcı, sabit bir dc gerilimden, değişebilen bir dc gerilim sağlamak için kullanılmıştır. Kıyıcıdan elde edilen dc gerilim, serbest ikazlı bir dc motorun endüisini beslemek için kullanılarak motorun hızı kontrol edilmiştir.

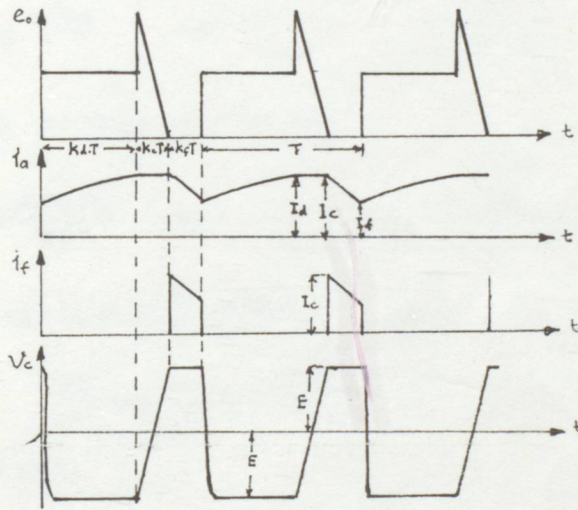
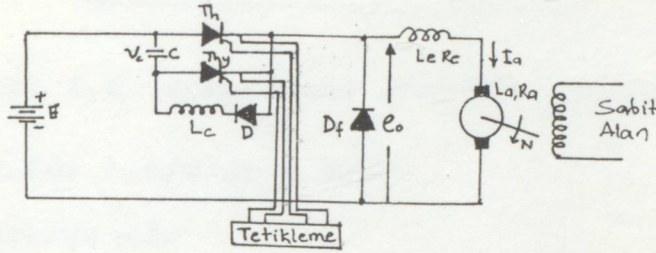
Kıyıcının çalışma safhası, işletme aralığı, komutasyon aralığı ve serbest çalışma aralığını içerir. Bu çalışma safhalarına göre, kıyıcı ile beslenen serbest ikazlı bir dc motorun sürekli işletme performansı, aşağıdaki kabullere dayanılarak dört farklı metod vasıtasıyla analiz edilmiştir.

Analiz maksadıyla aşağıdaki kabuller yapılır.

1. Motorun endüi devresi direnci sabit kabul edilir. ve sıcak dc değeri kullanılır. ($R = s_{bt}$)
2. Endüi devre endüktansı $L = s_{bt}$ olarak kabul edilir ve değeri 50 Hz'de test edilerek ölçülmüştür.
3. Motorun hızı $N = s_{bt}$ kabuledilerek dalgalanmalar ihmal edilmiştir.
4. Yarıiletken elemanların geçirme durumundaki gerilim düşümleri ve kaynak empedansı ihmal edilir.

Çalışma aralığı sonunda endüi akımını I_d , komutasyon ve serbest çalışma aralığında sırası ile I_c ve I_f olarak ifade edelim . N , motor hızına eşit olsun.

Motor alanı, ayrı sabit bir kaynaktan ikaz edilir ve bu yüzden endüklenen zıt emf $\approx KN$, motor hızıyla tam olarak orantılıdır.

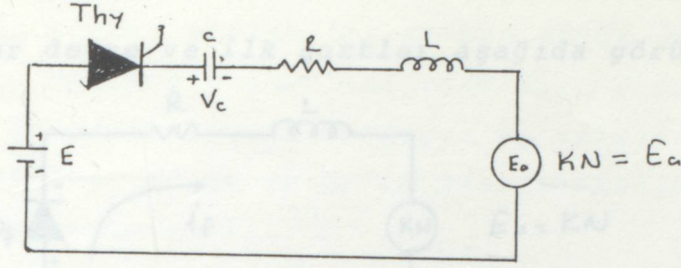


Şekil 5.4. Serbest ikazlı bir dc motoru basleyen kıyıcı Bağlantı şeması ve çıkış dalga şekilleri

Buna göre şekil 5.4'tende yararlanarak kıyıcı-motor grubunun komutasyon çalışma ve serbest çalışma aralıkları için eşdeğer devrelerden de yararlanarak diferansiyel eşitlikleri formüle edelim.

KOMUTASYON ARALIĞI: $0 < t \leq k_c.T$

ilk koşullar, ve şekil 5.6'daki eşdeğer devreden aşağıdaki diferansiyel denklemler elde edilir.



Şekil 5.6. Komutasyon aralığı eşdeğer devresi

$$E = R \cdot i_c + L \cdot di_c/dt + KN + V_c \quad (5-1)$$

$$C \cdot dV_c/dt = i_c \quad (5-2)$$

$$V_c \Big|_{t=0} = -V_d \quad (5-3) \quad V_c \Big|_{t=k_c \cdot T} = V_d \quad (5-5)$$

$$i_c \Big|_{t=0} = I_d \quad (5-4) \quad i_c \Big|_{t=k_c \cdot T} = I_c \quad (5-6)$$

Netice olarak i_c ve V_c ,

$$i_c = \frac{E - KN + V_d}{\omega L} \cdot \exp(-\beta t) \sin \omega t - I_d \cdot \frac{\omega_0}{\omega} \cdot \exp(-\beta t) \sin(\omega t - \phi) \quad (5-7)$$

$$V_c = E - KN - (E - KN + V_d) \frac{\omega_0}{\omega} \cdot \exp(-\beta t) \sin(\omega t + \phi) + \frac{I_d}{\omega C} \exp(-\beta t) \sin \omega t \quad (5-8)$$

bulunur. Burada,

$$\omega_0^2 = 1/LC, \quad \beta = R/2L, \quad \omega^2 = \omega_0^2 - \beta^2, \quad \phi = \arctg(\omega/\beta) \quad (5-9)$$

devre kayıpları nisbeten küçükse, o zaman $\omega_0 \gg \beta$ ve aşağıdaki yaklaşımlar doğrudur.

$$\omega_0 \approx \omega, \quad X = L/C \approx \omega L \approx 1/\omega C, \quad Q = X/R, \quad \phi \approx \pi/2, \quad \beta \approx \omega/2Q \quad (5-10)$$

ve trigonometrik eşitliklerden,

$$\sin(\omega t - \phi) = -\cos \omega t \quad \text{ve} \quad \sin(\omega t + \phi) = \cos \omega t$$

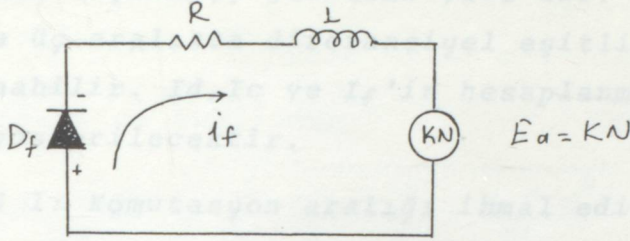
olarak, buradan (5-7 ve 5-8) eşitlikleri aşağıdaki gibi basitleştirilebilir.

$$i_c \approx \left[(E - KN + V_d) \cos \omega t / X + I_d \cdot \cos \omega t \right] \exp(-\omega t / 2Q) \quad (5-11)$$

$$V_c \approx E - KN + (X \cdot I_d \sin \omega t - (E - KN + V_d) \cos \omega t) \exp(-\omega t / 2Q) \quad (5-12)$$

SERBEST ÇALIŞMA ARALIĞI: $kcT < t \leq (kc+k_f)T$

Eşdeğer devre ve ilk şartlar aşağıda görülmektedir.



Şekil 5.7. Serbest çalışma aralığı eşdeğer devresi

Bu aralıkta $V_d = E$ olur ve, (5-13)

$$0 = R \cdot i_f + L \cdot di_f/dt + KN \quad (5-14)$$

$$i_f \Big|_{t=kcT} = I_c, \quad i_f \Big|_{t=(kc+k_f)T} = I_f \quad (5-15)$$

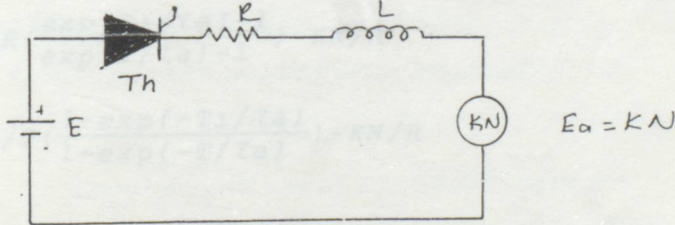
olarak buradan i_f 'in çözümü,

$$i_f = -KN/R(1 - \exp((-t+kcT)/\tau_a)) + I_c \cdot \exp((-t+kcT)/\tau_a) \quad (5-16)$$

Burada $\tau_a = L/R$ 'dir.

ÇALIŞMA ARALIĞI: $(kc+k_f)T < t \leq T$

Eşdeğer devre ve ilk şartlar aşağıda verilmiştir.



Şekil 5.8. Çalışma aralığı eşdeğer devresi devreden.

$$E = R \cdot i_d + L \cdot di_d/dt + KN \quad (5-17)$$

$$i_d \Big|_{t=(kc+k_f)T} = I_f \quad (5-18) \text{ ve } i_d \Big|_{t=T} = I_d \quad (5-19)$$

için devrede sürekli çalışma durumuna erişilir. Ayrıca,

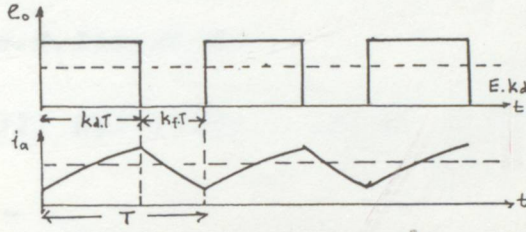
$$kc + k_f + kd = 1 \quad (5-20)$$

ve buradan i_d 'nin çözümü,

$$i_d = \frac{E-KN}{R} (1 - \exp(\frac{-t+(kc+k_f)T}{\tau_a})) - I_f \cdot \exp(\frac{-t+(kc+k_f)T}{\tau_a}) \quad (5-21)$$

Motor akımı, sürekli olduğu zaman kıyıcı-motor grubunun çalışması analiz edilebilir. k_d 'nin düşük değerleri için kondansatörün başlangıç gerilimi $v_d = E$ 'dir. Fakat başlangıç akımı I_d ve üç aralıkta diferansiyel eşitlikler birçok metodla hesaplanabilir. I_d , I_c ve I_f 'in hesaplanması için burada iki metod gösterilecektir.

Metod 1: Komutasyon aralığı ihmal edilirse, şekildeki değişimler elde edilir.



Şekil 5.9. Metod 1 için değişimler

$$k_c = 0, I_c = I_d \text{ ve } k_d T = T_1, k_f T = T_2 \text{ olur.} \quad (5-22)$$

(5-16 ve 5-21-) 'den

$$I_f = -KN/R(1 - \exp(-t/\tau_a)) + I_d \cdot \exp(-t/\tau_a) \quad (5-23)$$

$$I_d = (E - KN)/R(1 - \exp((-t + T_2)/\tau_a)) + I_f \cdot \exp((-t + T_2)/\tau_a) \quad (5-24)$$

$$I_f = E/R \left(\frac{\exp(T_1/\tau_a) - 1}{\exp(T/\tau_a) - 1} \right) - KN/R \quad (5-25)$$

$$I_d = E/R \left(\frac{1 - \exp(-T_1/\tau_a)}{1 - \exp(-T/\tau_a)} \right) - KN/R \quad (5-26)$$

$$I_{av} = (E \cdot k_d - KN)/R \quad (5-27)$$

Motorun meydana getirdiği mamentin ortalama değeri ise,

$$T_e = 60 \cdot K \cdot I_{av} / 2\pi \text{ 'dir.} \quad (5-28)$$

Metod 2: Endüi akımındaki dalgalanma ihmal edilirse komutasyon kondansatörü $k_c T$ aralığı esnasında endüi akımının ortalama değerine eşit olan sabit bir akımla lineer olarak şarj olur. Bundan dolayı,

$$k_c \cdot T = 2 \cdot E \cdot C / I_{av} \text{ 'dır.} \quad (5-29)$$

$$I_c = I_d = I_f = I_{av} \text{ 'dır ayrıca} \quad (5-30)$$

ve ayrıca

$$I_{av} = (E(kd + kc) - KN) / R \quad (5-31)$$

olur . ve (5-28 ve 5-31) 'den

$$I_{av} = \frac{E \cdot kd - KN}{2R} + \sqrt{\left(\frac{E \cdot kd - KN}{2R}\right)^2 + \frac{2 \cdot C \cdot E^2}{RT}} \quad (5-32)$$

ve

$$T_e = 60 \cdot K \cdot I_{av} / 2\pi \text{ 'dir.} \quad (5-33)$$

(5-32 ve 5-33) eşitlikleri sadece $I_{av} = \hat{I}_{av}$ olduğu $\hat{N}$ hızı için geçerlidir.

$$\hat{I}_{av} = (E - K\hat{N}) / R \quad (5-34)$$

$kc = (1 - kd)$ değerine karşılık gelen $\hat{N}$ hızının bu değeri dışında hız-moment bağıntısı,

$$T_e = 60 \cdot K(E - KN) / 2\pi R \quad (5-35)$$

formülüyle verilebilir.

Burada, analiz devresi için,

kdT : Kıyıcının iletim aralığı

kcT : Kıyıcının komutasyon aralığı

k_fT : Kıyıcının serbest çalışma aralığı

$I_c(t)$: Komutasyon aralığındaki akım

$I_f(t)$: serbest çalışma aralığındaki akım

$I_d(t)$: çalışma (iletim) aralığındaki akım

R : Endüi devresi dirençinin toplam değeri

L : " " endüktansının toplam değeri

I_c : Komutasyon aralığı sonundaki akım

I_f : Serbest çalışma aralığı sonundaki akım

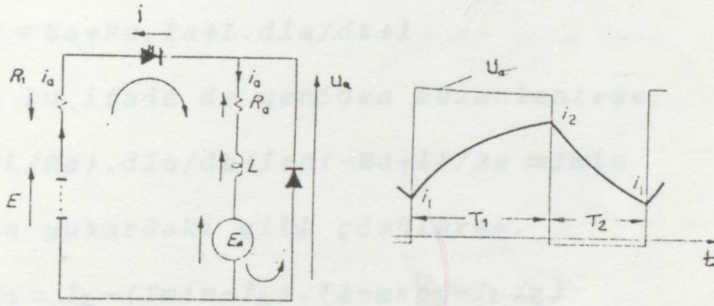
I_d : Çalışma aralığı sonundaki akım

5.4. Kıyıcı-motor Gurubu Elektriksel devre Süreksizliklerinin İncelenmesi

Sistemin motor ve generatör çalışma durumları için akım dalgalanmalarına bağlı olarak hızlanma ve yavaşlama durumlarını eşdeğer devreler ve değişimlerden faydalanarak inceleyeceğiz.

5.4.1. Motor Çalışma

Güç motor çalışma durumu için şekil 5.10'da gösterildiği gibi bir kıyıcı vasıtasıyla kontrol edilir. T_1 aralığında motor endüktansını üzerinden deşarj eden bir ters akım diyodu motordan akan akımı devam ettirir ve kapama süreksizliğini önler.



Şekil 5.10. Motor çalışma

Sabit bir alan akımı için hız, hemen hemen T_1 iletim aralığının T darbe periyoduna oranı olan kontrol faktörü ile orantılıdır. Çünkü ortalama çakış gerilimi bununla belirlenir. Düşük oranlarda akım T_2 aralığında sıfıra düşecek ve akım darbeleri süreksiz olabilecektir. O zaman motor uç gerilimi bu kısa periyot esnasında emf değerine yükselecektir.

Elektriksel devre süreksizlikleri mekanik sistemlerden çok daha hızlıdır. Bunun için tipik olarak 100 Hz'de akım ve moment titreşimlerinden dolayı hızın değişimi çıkarılamaz. Sabit akı için emf periyot süresince sabit kabul edilebilir. Eğer motor seri ikazlı ise o zaman emf değişir.

Yarı iletkenlerdeki gerilim düşümü 1 V (sabit) ve kaynak direnci R_1 olarak T_1 periyodundaki hesaba katılabilir.

EŞİTLİKLER:

T_1 aralığında,

$$E = E_a + (R_a + R_1) i_a + L \cdot di_a/dt + l \quad (5-36)$$

olur. Bu ifade yeniden düzenlenirse,

$$(L/R) \cdot di_a/dt + i_a = (E - E_a - l)/R = I_{max} \quad (5-37)$$

ve bu denklem şeklindeki akım ifadelerine göre çözülürse,

$$i_1 = I_1 - (I_{max} - I_1) \cdot (1 - \exp(-T_1/\tau)) \quad (5-38)$$

elde edilir.

T_2 aralığında,

$$0 = E_a + R_a \cdot i_a + L \cdot di_a/dt + l \quad (5-39)$$

olur ve bu ifade de yeniden düzenlenirse,

$$(L/R_a) \cdot di_a/dt + i_a = (-E_a - l)/R_a = I_{min} \quad (5-40)$$

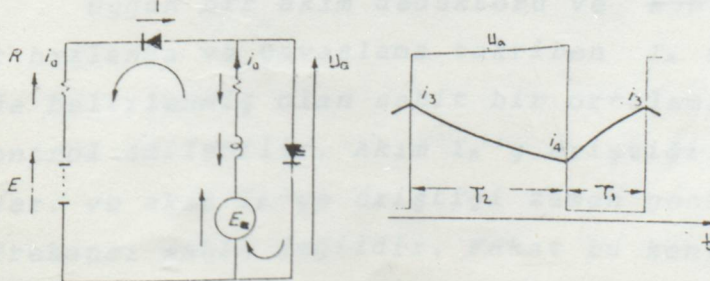
ve bu da yukardaki gibi çözülürse,

$$i_1 = I_2 - (I_{min} - I_2) \cdot (1 - \exp(-T_2/\tau)) \quad (5-41)$$

NOT : T_1 periyodu için $R = R_a - R_1$, T_2 periyodu için $R = R_a$ ve bu yüzden her iki zaman sabiti τ farklıdır.

5.4.2. Generatör Çalışma

Enerji korunumu açısından faydalı frenlemenin mümkün olduğu durumu gözönünde tutmak gerekir. Kırıyıcı devreler bunu kendileri basit olarak verir. Faydalı frenleme durumu için montaj devre şeması ve akım gerilim değişimleri Şekil 5.11'de görülmektedir.



Şekil 5.11. Generatör çalışma

Tristör şalter T_1 peryodu esnasında etkili bir şekilde motoru kısadevre eder. Endüktansın şarjı (enerji depo edebilmesi) için akım çabucak yükselir. Devre kesildiği zaman akım zayıflaması motor emf'sini tamamlamak için endüktif emf'ye sebep olur ve akım kaynağa dönmeye zorlanır. Böylece hız düşmekte iken mekanik sistemler tarafından kazanılan enerji (eksi kayıplar) kaynağa verilir.

EŞİTLİKLER:

T_1 Aralığında,

$$0 = E_a - R_a \cdot i_a + L \cdot di_a/dt - l \quad (5-42)$$

elde edilir. Bu da düzenlenirse,

$$(L/R_a) \cdot di_a/dt + i_a = (E_a - l)/R_a = I_{max} \quad (5-43)$$

ve çözülürse,

$$i_3 = i_4 + (I_{max} - i_4) \cdot (1 - \exp(-T_1/\tau)) \quad (5-44)$$

T_2 Aralığında,

$$E = E_a - (R_a + R_1) \cdot i_a - L \cdot di_a/dt - l \quad (5-45)$$

düzenlenirse,

$$(L/R) \cdot di_a/dt + i_a = (E_a - E - l)/R = I_{min} \quad (5-46)$$

ve sonuçta,

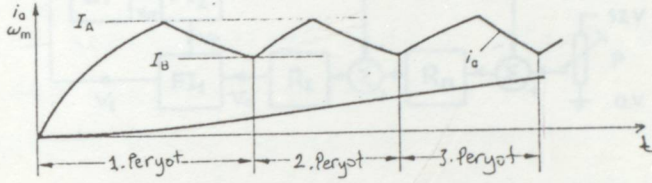
$$i_4 = i_3 + (I_{min} - i_3) \cdot (1 - \exp(-T_2/\tau)) \quad (5-47)$$

Görüldüğü gibi bütün eşitlikler 1. derecedendir ve bu yüzden şekildende görüldüğü gibi exponensiyal formda olacaktır.

5.4.3. Akım Sınırları Arasında Hızlandırma ve Yavaşlatma

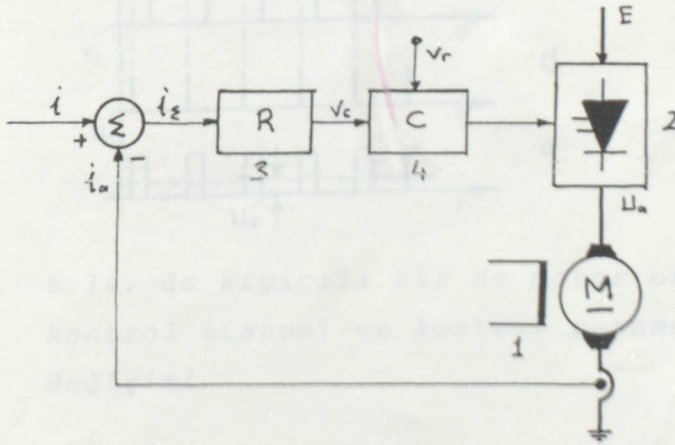
Uygun bir akım dedektörü ve kontrol şeması ile beraber hızlanma ve yavaşlama takriben I_A ve I_B sınırları arasında belirlenmiş olan sabit bir ortalama akım değişimine göre kontrol edilebilir. Akım I_A 'ya eriştiği zaman T_1 peryodu sona erer. ve akım I_B 'ye eriştiği zaman yeniden başlar. Kırıyıcı darbe frekansı sabit değildir. Fakat bu kontrol için sistem cevabı ile belirlenir.

Bir taşıt sürücüsü için frekans tipik olarak 50-500 Hz arasındadır. İlaveten α 'nın ayarı için aralık vardır. Akım bu sınırlar arasında değişmeye devam edecektir. Ortalama moment sabit olduğu zaman hızın değişim oranı sabit olacaktır. Sonra motor sürekli işletme hızına erişene kadar akım düşecek şekil 5.12 böyle bir akım-zaman, hız-zaman değişiminin başlangıç kısmını göstermektedir.



Şekil 5.12 Akım sınırları arasında hızlandırma

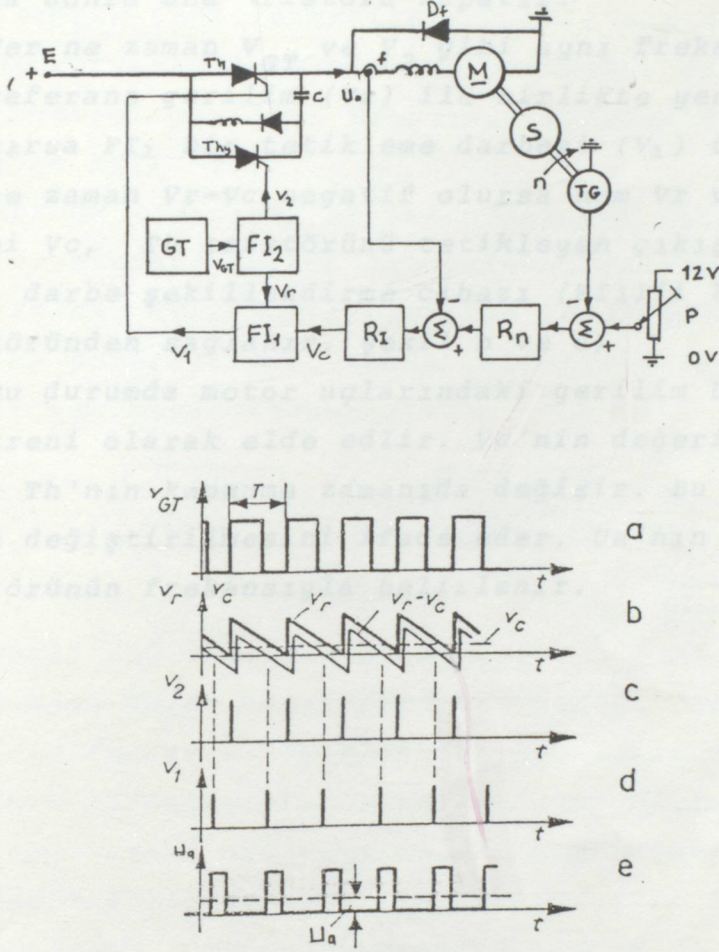
5.5. Kıyıcılı dc Motor Otomatik hız kontrol sistemi



Şekil 5.13 bir dc kıyıcı ile kontrol edilen bir dc motor

Şekilden görüldüğü gibi bir dc motor (1), bir dc kıyıcı (2) vasıtasıyla kontrol edilmektedir. DC kıyıcıya Regülatör-den (3), bir v_c kontrol gerilim alan bir kontrol cihazı (4) bağlıdır. Regülatör akım kontrolünü gerçek değer i_a ve belirli bir i_d değeri arasındaki fark (i_e) vasıtasıyla kontrol eder.

şekil 5.14 daha kompleks ve tam bir kıyıcılı otomatik hız kontrol sisteminin blok diyagramını göstermektedir. Şimdi bu blok diyagramımın çalışmasını inceleyelim.



şekil 5.14. dc kıyıcılı bir dc motor otomatik hız kontrol sistemi ve kontrol parametrelerinin değişimi

Sistem bir takogeneratör (TG) ile geribesleme değerini ve bir potansiyometre (P) ile istenilen değere ayarlanabilen bir hız kontrol regülatörünü (R_n) içerir. Şönt (f) vasıtası ile ölçülen endüi akımı I_a , R_1 regülatörü ile kontrol edilir. Belirlenen son değer hız regülatörünün çıkış gerilimidir. Bu son regülatörün doyumunu, süreksiz çalışma için müade edilen bir değerle sınırlandırılan I_a akımı sağlar.

Darbe generatörü GT sıra ile, yardımcı tristör Thy'nin tetiklenmesini kontrol eden darbe şekillendirme cihazı (FI₂) na uygulanan bir darbe treni (V_{GT}) üretir. (şekil a) son olarak daha sonra ana tristörü kapatır.

Her ne zaman V_{GT} ve V_2 gibi aynı frekanslı bir testere dişi referans gerilim (V_r) ile birlikte yeni bir V_{GT} darbesi uygulanırsa FI₂ bir tetikleme darbesi (V_2) üretir.

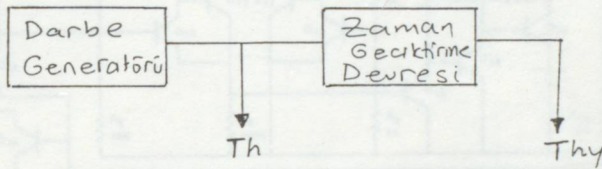
ne zaman $V_r - V_c$ negatif olursa hem V_r ve hem de kontrol gerilimi V_c , Th tristörünü tetikleyen çıkışı (kontrol darbesi V_1), darbe şekillendirme cihazı (FI₁)'i besleyen R₁ akım regülatöründen sağlanır. şekil b ve d,

Bu durumda motor uçlarındaki gerilim U_a , bir dikdörtgen darbe treni olarak elde edilir. V_c 'nin değeri değişirse aynı zamanda Th'nin kapanma zamanı da değişir. Bu U_a 'nın darbe süresinin değiştirilmesini ifade eder. U_a 'nın frekansı darbe generatörünün frekansı ile belirlenir.

6. TETİKLEME DEVRESİ

Kıyıcılar genelde ana tristör ve yardımcı tristörü iletime sokmak için tetikleme darbelerine ihtiyaç duyarlar. Bu iki tristörün tetiklenmesi arasındaki zaman aralığı, işletme frekansını (darbe frekansı) ve buradanda çıkış gerilimini belirler. Kontrol gerilimi kıyıcının işletme frekansını kontrol etmek için kullanılır.

Bir dc kıyıcının tetiklenebilmesi için birçok tetikleme düzeni mevcuttur. Burada laboratuvar çalışmasında kullandığımız tetikleme devresi ise şekilde görüldüğü gibi esas olarak bir darbe generatörü ve zaman geciktirme devresinden ibaret olan bir tetikleme devresidir.



Şekil 6.1 Tetikleme devresi

Burada darbe generatörünün verdiği çıkış darbesizaman geciktirme devresinin çıkışından geciktirilerek alınır. Bu geciktirme süresi ayarlanarak ana akım devresindeki yük uçlarındaki gerilimin ortalama değeri ayarlanabilir. Zaman geciktirme devresi olarak 555 ile gerçekleştirilen bir "monostable multivibratör", darbe generatörü olarak da bir "Astable multivibratör" kullanılmıştır.

6.1. 555 Entegre Devresinin incelenmesi

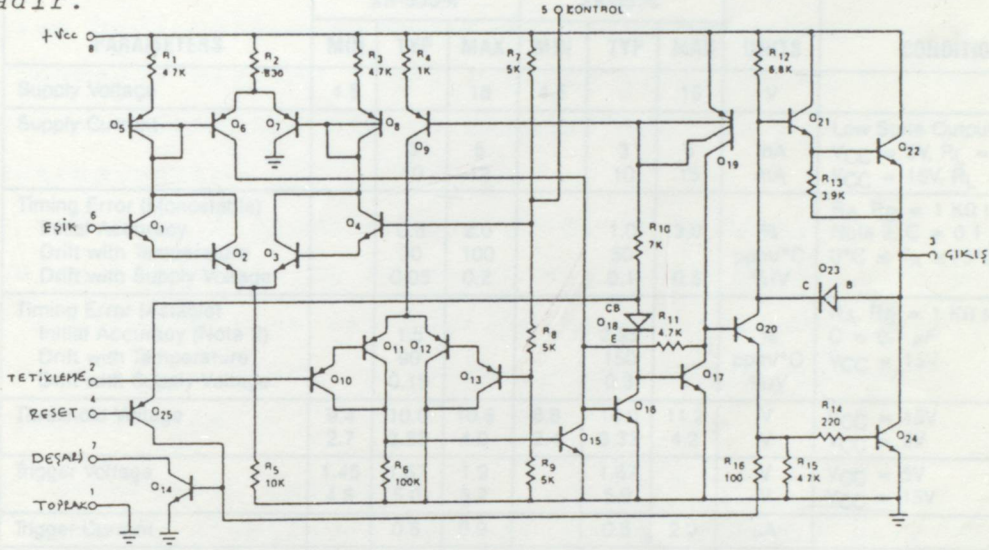
555 entegresi genel amaçlı olup, kullanımı kolay ve ucuz olduğundan çok değişik uygulamaları vardır. En önemli uygulama alanları arasında., darbe genişlik modülatörü, darbe generatörü hata dedektörü, darbe frekans modülatörü, v.s sayılabilir.

monostable çalışmada giriş işareti sıfır seviyesine düşünce çıkış darbesi başlar. ve devre elemanlarına bağlı olarak bir müddet devam eder.

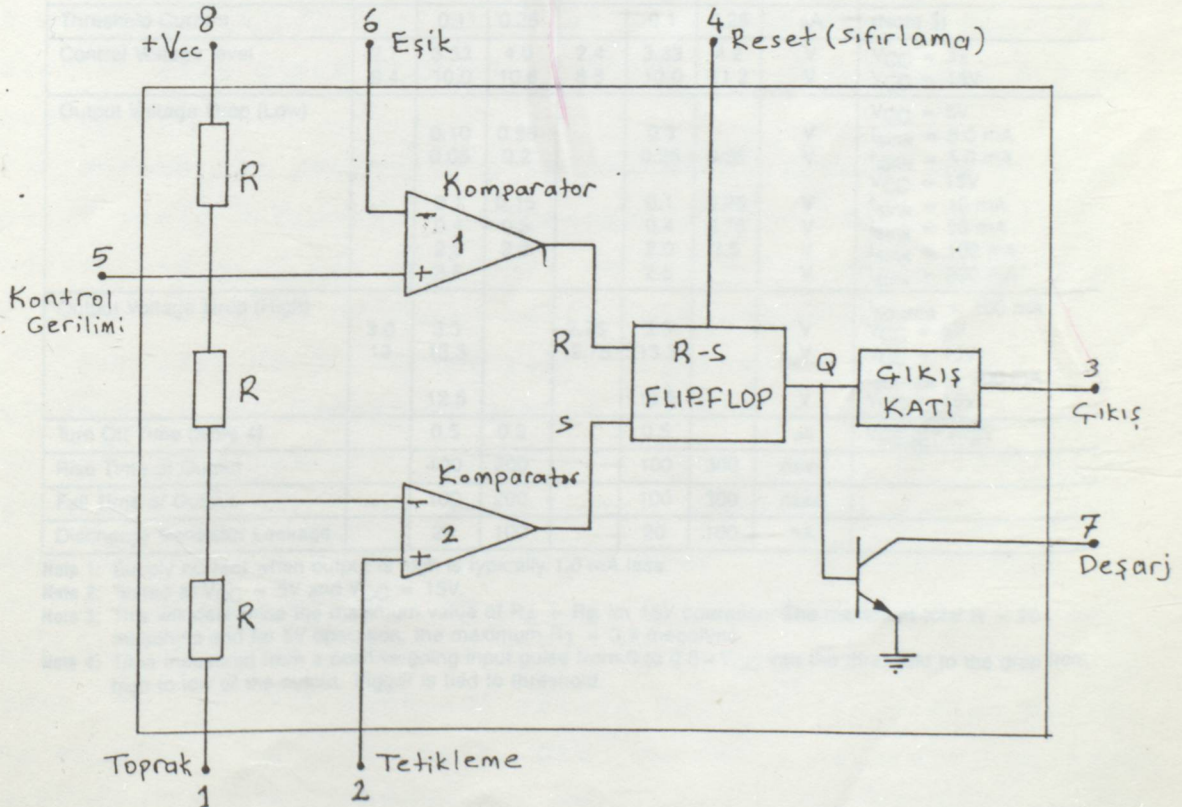
Astable olarak çalışmada çıkış geriliminin iki konumu olup, çıkış işaretinin periyodu, 555'in dışına bağlanan R ve C elemanlarına bağlıdır. İşaretin maksimum değeri V_{cc} 'den biraz küçük, min değeri ise 0.1 V civarındadır.

6.1.1. İç Yapısı

Şekil 6.2'de görüldüğü gibi devre iki gerilim komparatoru, bir R-S flip flop, üç adet 5k değerinde dirençten oluşan bir gerilim bölücü, bir transistör ve birde çıkış katından oluşmuştur. Burada çıkış katı bir inverter olarak çalışmaktadır.



a) şematik diyagram



b) blok diyagramı

Şekil 6.2. 555'in iç yapısı

TABLE 1

555

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to $+15\text{V}$, unless otherwise specified.)

PARAMETERS	XR-555M			XR-555C			UNITS	CONDITIONS
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
Supply Voltage	4.5		18	4.5		16	V	
Supply Current		3 10	5 12		3 10	6 15	mA mA	Low State Output (Note 1) $V_{CC} = 5\text{V}$, $R_L = \infty$ $V_{CC} = 15\text{V}$, $R_L = \infty$
Timing Error (Monostable)								
Initial Accuracy		0.5	2.0		1.0	3.0	%	$R_A, R_B = 1\text{ k}\Omega$ to $100\text{ k}\Omega$
Drift with Temperature		30	100		50		ppm/ $^\circ\text{C}$	Note 2, $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$
Drift with Supply Voltage		0.05	0.2		0.1	0.5	%/V	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 75^\circ\text{C}$
Timing Error (Astable)								
Initial Accuracy (Note 2)		1.5			2.25		%	$R_A, R_B = 1\text{ k}\Omega$ to $100\text{ k}\Omega$
Drift with Temperature		90			150		ppm/ $^\circ\text{C}$	$C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$
Drift with Supply Voltage		0.15			0.3		%/V	$V_{CC} = 15\text{V}$
Threshold Voltage	9.4 2.7	10.0 3.33	10.6 4.0	8.8 2.4	10.0 3.33	11.2 4.2	V V	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$
Trigger Voltage	1.45 4.8	1.67 5.0	1.9 5.2		1.67 5.0		V V	$V_{CC} = 5\text{V}$ $V_{CC} = 15\text{V}$
Trigger Current		0.5	0.9		0.5	2.0	μA	
Reset Voltage	0.4	0.7	1.0	0.4	0.7	1.0	V	Trigger Input High
Reset Current		0.4	1.0		0.4	1.5	mA	
Threshold Current		0.1	0.25		0.1	0.25	μA	(Note 3)
Control Voltage level	2.7 9.4	3.33 10.0	4.0 10.6	2.4 8.8	3.33 10.0	4.2 11.2	V V	$V_{CC} = 5\text{V}$ $V_{CC} = 15\text{V}$
Output Voltage Drop (Low)		0.10 0.05	0.25 0.2		0.3 0.25		V V	$V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{\text{sink}} = 8.0\text{ mA}$ $I_{\text{sink}} = 5.0\text{ mA}$
		0.1 0.4	0.15 0.5		0.1 0.4	0.25 0.75	V V	$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{\text{sink}} = 10\text{ mA}$ $I_{\text{sink}} = 50\text{ mA}$
		2.0 2.5	2.2		2.0 2.5	2.5	V V	$I_{\text{sink}} = 100\text{ mA}$ $I_{\text{sink}} = 200\text{ mA}$
Output Voltage Drop (High)	3.0 13	3.3 13.3		2.75 12.75	3.3 13.3		V V	$I_{\text{source}} = 100\text{ mA}$ $V_{CC} = 5\text{V}$ $V_{CC} = 15\text{V}$
		12.5			12.5		V	$I_{\text{source}} = 200\text{ mA}$ $V_{CC} = 15\text{V}$
Turn Off Time (Note 4)		0.5	0.2		0.5		μs	V_{RESET} High
Rise Time of Output		100	200		100	300	nsec	
Fall Time of Output		100	200		100	300	nsec	
Discharge Transistor Leakage		20	100		20	100	nA	

Note 1: Supply current when output is high is typically 1.0 mA less.

Note 2: Tested at $V_{CC} = 5\text{V}$ and $V_{CC} = 15\text{V}$.Note 3: This will determine the maximum value of $R_A + R_B$ for 15V operation. The maximum total $R = 20$ megohms and for 5V operation, the maximum $R_T = 3.4$ megohms.Note 4: Time measured from a positive-going input pulse from 0 to $0.8 \times V_{CC}$ into the threshold to the drop from high to low of the output. Trigger is tied to threshold.

Gerilim bölücü besleme gerilimi ucu (8) ile toprak ucu (1) arasına yerleştirilmiştir. Böylece elde edilecek olan $2/3 V_{cc}$ ve $1/3 V_{cc}$ gerilimleri K1 ve K2 komparatörleri için referans gerilimi görevi görürler. Bu komparatörlere tetikleme (2) ucu ve eşik (6) uçları üzerinden giriş işareti uygulanmaktadır. Bu işaretin K1'in eşik gerilimini aşması halinde komparatör çıkışına bağlanmış olan R-S flip flop'u sıfırlanır ve Q çıkışı "0" konumunu alır. Bu çıkış, giriş geriliminin, K2'nin konum değiştirme eğrisinin altına düşmesi halinde ise derhal "1" seviyesine gelir.

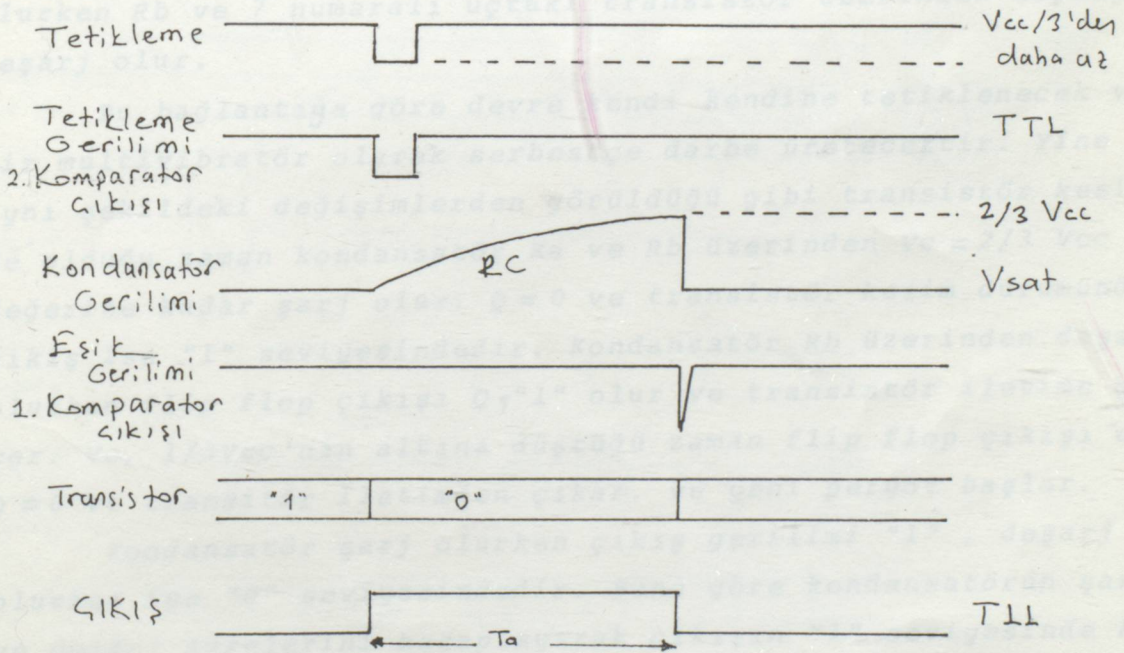
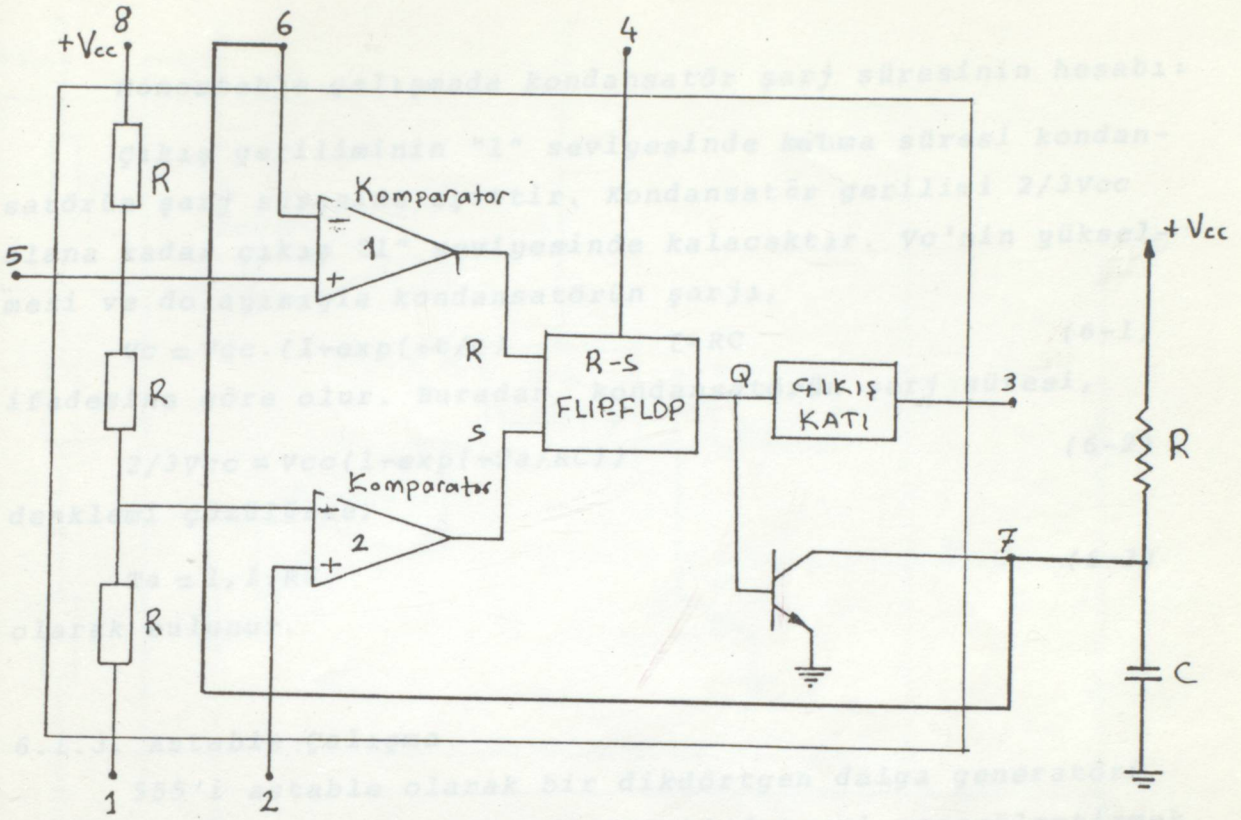
R-S flip flop darbe genişliği veya frekansı belirlemek için dışa ilave edilen RC zaman sabitinin ayarlanmasıyla sırayla kontrol edilen iki gerilim komparatörünün çıkışıyla kontrol edilir. Şimdi Astable ve monostable çalışmaları bir bir inceleyelim.

6.1.2. Monostable Çalışma

Bazı uygulamalarda belirli süreli tek bir kare dalga gereklidir. 555'i monostable multivibratör olarak çalıştırmak suretiyle kontrollu tek dalga veya senkronize periyodik işaretler elde etmek mümkündür. Böyle bir devre şekil 6.3 de gösterilmiştir.

Burada iki numaralı uç tetikleme girişidir. Bu girişe negatif yönlü bir darbe uygulanırsa deşarj olmakta olan C kondansatörü şarj olmaya başlar ve çıkış "1" seviyesine sıçrar. C'deki gerilim RC zaman sabiti ile yükselir.

Şekilden de görüldüğü gibi, başlangıçta flip flop sıfırlanmıştır. ve tetikleme girişi "1" dir. Kondansatör boş iken $Q=1$ ve transistör iletimdedir. 6-7 uçları birleştirilmiş ve K1'in negatif girişi sıfırdır. Tetikleme girişi sıfır olduğu zaman K2'nin çıkışıda sıfır olur. flip flop çıkışı $Q=0$, transistör kesimde ve çıkış "1"dir. Kondansatör direnç üzerinden RC zaman sabitine bağlı olarak V_{cc} 'ye doğru dolmaya başlar. $V_c = 2/3 V_{cc}$ değerini aştığı zaman K1'in çıkışı sıfır olur ve flip flop sıfırlanır. $Q=1$ ve çıkış sıfırdır. ve transistör iletimdedir. Kondansatör gerilimi, 0'dan $2/3 V_{cc}$ değerine ulaşınca kadar çıkış "1" seviyesinde kalacaktır.



Şekil 6.3. Monstable multiyibratör devre şeması ve dalga şekilleri

Monostable çalışmada kondansatör şarj süresinin hesabı:

Çıkış geriliminin "1" seviyesinde kalma süresi kondansatörün şarj süresine eşittir. Kondansatör gerilimi $2/3V_{cc}$ olana kadar çıkış "1" seviyesinde kalacaktır. V_c 'nin yükselmesi ve dolayısıyla kondansatörün şarjı,

$$V_c = V_{cc} \cdot (1 - \exp(-t/\tau)) \quad \tau = RC \quad (6-1)$$

ifadesine göre olur. Buradan, kondansatörün şarj süresi,

$$2/3V_{cc} = V_{cc}(1 - \exp(-T_a/RC)) \quad (6-2)$$

denklemini çözülürse,

$$T_a = 1,1 \cdot RC \quad (6-3)$$

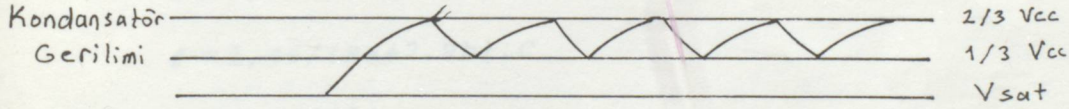
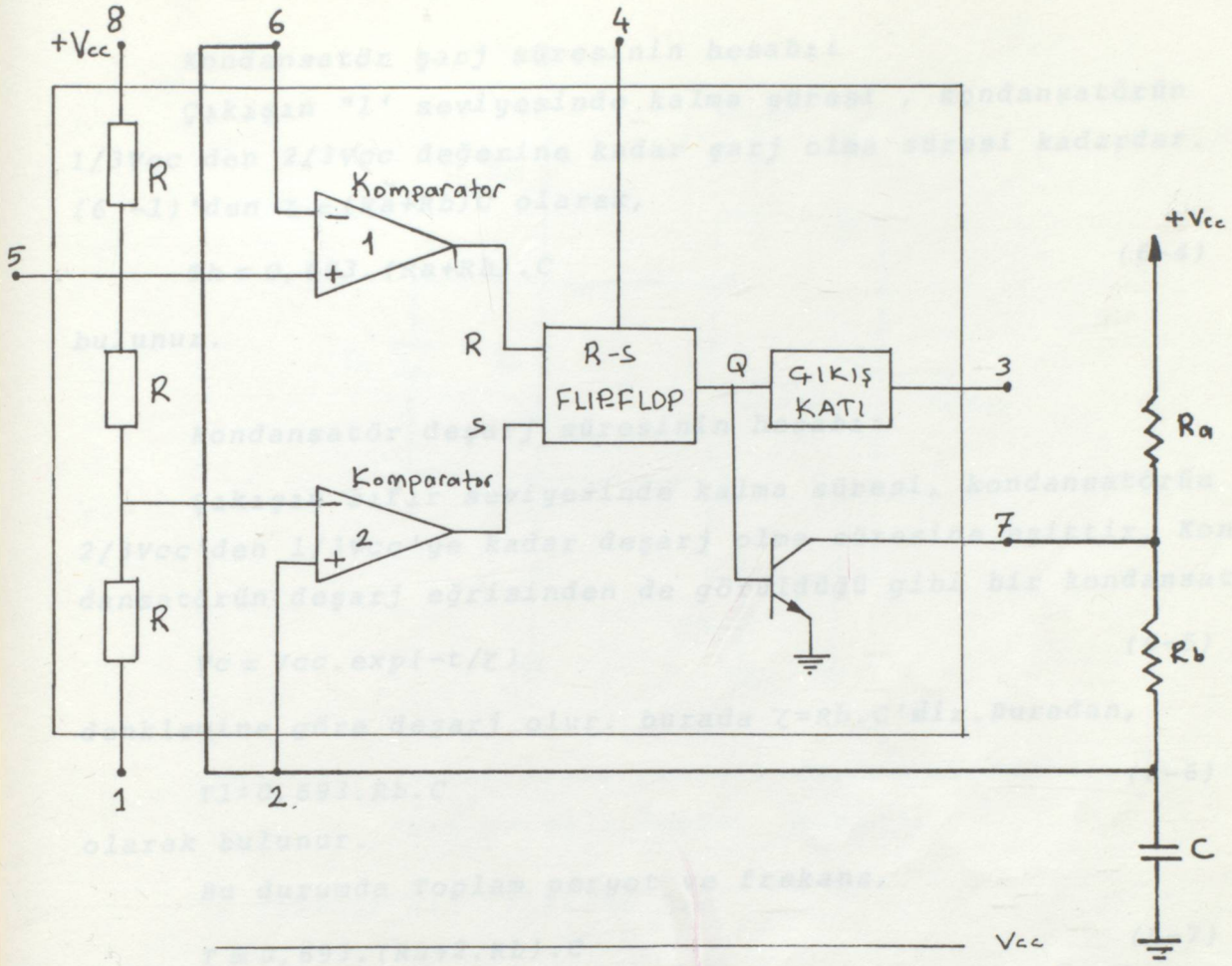
olarak bulunur.

6.1.3. Astable Çalışma

555'i astable olarak bir dikdörtgen dalga generatörü gibi çalıştırmak için Şekil 6.4'deki devreyi gerçekleştirmek gerekir. Bu devrede $C_{kondansatör}$ R_a ve R_b üzerinden şarj olurken R_b ve 7 numaralı uçtaki transistör üzerinden toprağa deşarj olur.

Bu bağlantıya göre devre kendi kendine tetiklenecek ve bir multivibratör olarak serbestçe darbe üretecektir. Yine aynı şekildeki değişimlerden görüldüğü gibi transistör kesimde olduğu zaman kondansatör R_a ve R_b üzerinden $V_c = 2/3 V_{cc}$ değerine kadar şarj olur. $Q = 0$ ve transistör kesim durumunda çıkış ise "1" seviyesindedir. Kondansatör R_b üzerinden deşarj olurken flip flop çıkışı Q , "1" olur ve transistör iletime geçer. V_c , $1/3V_{cc}$ 'nin altına düştüğü zaman flip flop çıkışı "0" $Q = 0$ ve transistör iletimden çıkar. ve yeni periyot başlar.

Kondansatör şarj olurken çıkış gerilimi "1", deşarj olurken ise "0" seviyesindedir. Buna göre kondansatörün şarj ve deşarj sürelerini hesaplayarak çıkışın "1" seviyesinde kalma süresini hesaplayabiliriz.



Reset

Esik Gerilimi

1. Komparator Çıkışı

Tetikleme Gerilimi

2. Komparator Çıkışı

Transistor

ÇIKIŞ

TLL

Şekil 6.4. Astable çalışma devre bağlantısı ve bu çalışmada dalga şekilleri

Kondansatör şarj süresinin hesabı:-

Çıkışın "1" seviyesinde kalma süresi , kondansatörün $1/3V_{cc}$ den $2/3V_{cc}$ değerine kadar şarj olma süresi kadardır. $(6-1)$ 'den $\tau = (R_a + R_b)C$ olarak,

$$T_h = 0,693 \cdot (R_a + R_b) \cdot C \quad (6-4)$$

bulunur.

Kondansatör deşarj süresinin hesabı:-

Çıkışın sıfır seviyesinde kalma süresi, kondansatörün $2/3V_{cc}$ 'den $1/3V_{cc}$ 'ye kadar deşarj olma süresine eşittir. Kondansatörün deşarj eğrisinden de görüldüğü gibi bir kondansatör

$$V_c = V_{cc} \cdot \exp(-t/\tau) \quad (6-5)$$

denkleme göre deşarj olur. burada $\tau = R_b \cdot C$ 'dir. Buradan,

$$T_l = 0,693 \cdot R_b \cdot C \quad (6-6)$$

olarak bulunur.

Bu durumda Toplam peryot ve frekans,

$$T = 0,693 \cdot (R_a + 2 \cdot R_b) \cdot C \quad (6-7)$$

$$f = 1,44 / (R_a + 2 \cdot R_b) \cdot C \quad (6-8)$$

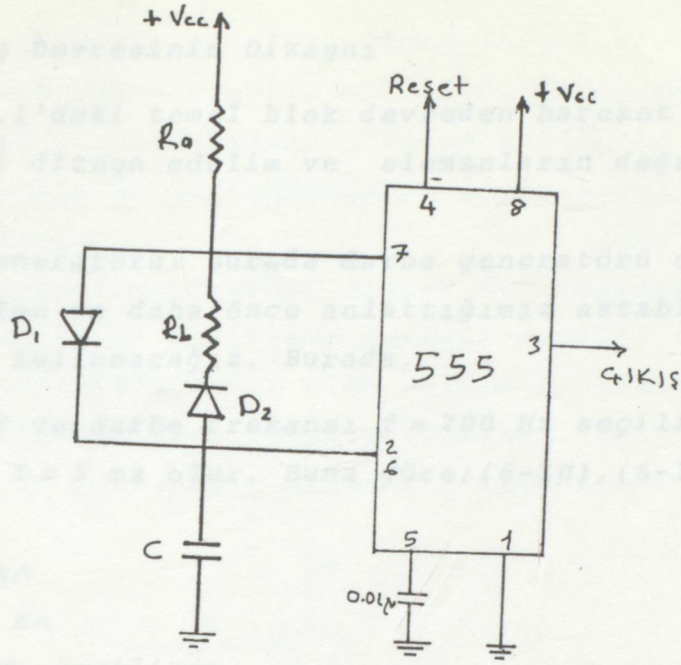
olarak elde edilir.

Çıkışın "1" seviyesinde kalma süresinin peryoda oranı önemli bir ölçü olup "Darbe oranı" adını alır. Bu oran devre elemanlarına bağlı olup

$$D_o = T_h / T = (R_a + R_b) / (R_a + 2R_b) \quad (6-9)$$

şeklinde ifade edilir. ifadeden de görüldüğü gibi kare dalga elde edilemez. Bir kare dalga elde etmek için $R_a = 0$ yapılmalıdır.

D_o 'nin değeri şarj ve deşarj yoluna bağlıdır. bu oranı geniş sınırlar arasında değiştirebilmek için şekil 6.5'teki montaj kullanılır. Burada kondansatör şarj yolu R_b 'ye paralel bağlı ve anodu 7 numaralı uçta olacak şekilde bir diyot (D_1) bağlanarak değiştirilir. Böylece şarj yolu kısaltılır. Ayrıca anodu 2-6 numaralı uçlara gelecek şekilde devreye seri bir diyot D_2 bağlanır. D_2 , şarj ve deşarj yolunu simetrik hale getirir.



Şekil 6.5. Darbe oranı geniş sınırlar içinde değişebilen bir astable devre montajı

Bu devreye ait ifadeler ise

$$T_h = 0,693 \cdot R_a \cdot C \quad (6-10)$$

$$T_L = 0,693 \cdot R_b \cdot C \quad (6-11)$$

$$T = 0,693 \cdot (R_a + R_b) \cdot C \quad (6-12)$$

$$f = 1,44 / (R_a + R_b) \cdot C \quad (6-13)$$

$$D_o = R_a / (R_a + R_b) \quad (6-14)$$

Burada eğer,

$R_a \ll R_b$ seçilirse yaklaşık olarak $D = \%0$

$R_a \gg R_b$ " " " $D = \%100$

$R_a = R_b$ " " " $D = \%50$

olur ve bu son ifadede çıkış işareti tam bir kare dalga olur.

6.2. Tetikleme Devresinin Dizaynı

Şekil 6.1'deki temel blok devreden hareket ederek tetikleme devresini dizayn edelim ve elemanların değerlerini hesaplayalım.

Darbe Generatörü: Burada darbe generatörü olarak 555 ile gerçekleştirilen ve daha önce anlattığımız astable multivibratör devresini kullanacağız. Burada,

$C = 0,1 \mu F$ ve darbe frekansı $f = 200$ Hz seçilirse kare dalganın periyodu $T = 5$ ms olur. Buna göre; (6-10), (6-11) ve (6-12) kullanılarak,

$$R_a = 66 \text{ k}\Omega$$

$$R_b = 6,6 \text{ k}\Omega$$

$$T_h = 10 \cdot T_1 \text{ seçilirse}$$

$$T_h = 4,53 \text{ ms}$$

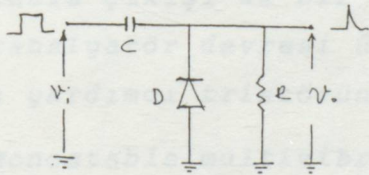
$$T_1 = 0,47 \text{ ms bulunur.}$$

Kullanılan elemanlara bağlı olarak,

$$T = 5,04 \text{ ms}$$

$$f = 198,5 \text{ Hz elde edilir.}$$

Burada astable çıkışında elde edilen kare dalgayı kısa süreli darbe gerilimine çevirmek gerekir. bunun içinde multivibratör çıkışına şekilde görülen bir düzen ilave edilir.



Şekil 6.6. RC diferansiyatör

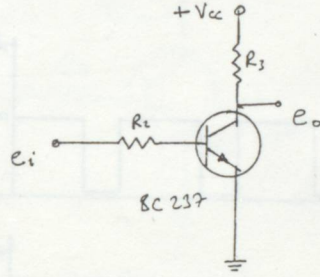
Burada RC zaman sabiti kare dalganın devam süresi olan T_h 'den küçük olmalıdır. Kondansatör R, direnci üzerinden şarj olur ve D diyodu üzerinden deşarj olur. Deşarj esnasında diyot uçlarında gerilim düşümü olmadığı ve deşarj süresinin sıfır olduğu kabul edilir. Çıkıştaki darbe geriminin genişliği RC zaman sabitine bağlı olarak hesaplanabilir. Buna göre,

$$R_1 = 10 \text{ k ve } t = 30 \mu s \text{ seçersek } C = 3 \text{ nF bulunur.}$$

Buradaki darbe gerilimi tristörleri tetikleyemeyebilir.

Bunun yanında bu darbe gerilimlerinin direkt olarak tristörün kapısına uygulanması sakıncalı olabilir. Tetikleme darbesini güçlendirmek ve bu sakıncaları ortadan kaldırmak için bu darbeler bir darbe amplifikatöründen geçirilerek ana tristörün kapısına uygulanır.

Zaman geciktirme devresi olarak kullanılacak olan monostable multivibratörün tetikleme darbesi negatif olmalıdır. Halbuki astable multivibratörden elde edilen ve kısa süreli darbe şekline dönüştürülen kare dalga pozitifdir. burada bir inverter kullanılarak monostable multu'nun tetiklenmesi sağlanır.



şekil 6.7 Transistörlü bir inverter devresi

Gerçekleştirilen tetikleme devresinde burada BC 237 A tipi bir npn transistör kullanılmıştır. Katalog değerlerden de yararlanılarak transistörün yük doğrusu denkleminde,

$$R_2 = 47 \text{ k ve } R_3 = 680 \text{ ohm bulunur.}$$

Monostable çıkışı da bir inverterden geçirilerek yine bir RC diferansiyatör devresi üzerinden darbe amplifikatörü ve oradan da yardımcı tristörün kapısına uygulanır.

Monostable multivibratörde $T_{amin} = 0,5 \text{ ms}$ ve $C = 0,1 \mu F$ Seçilirse buradan,

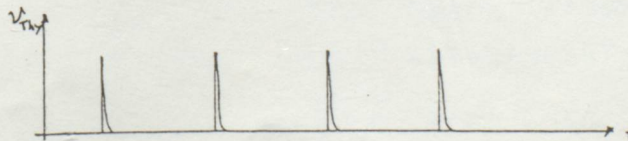
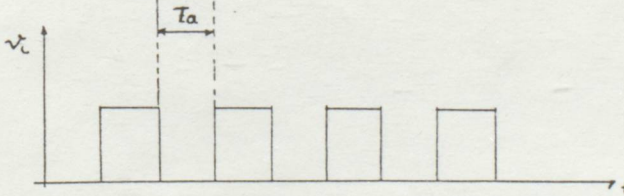
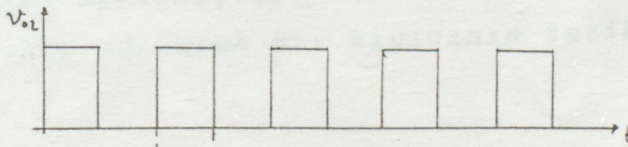
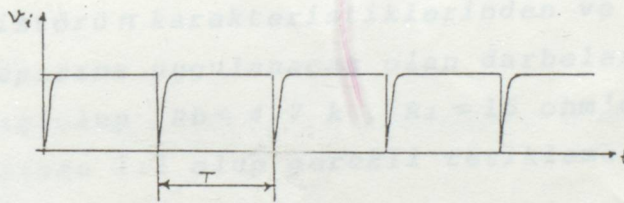
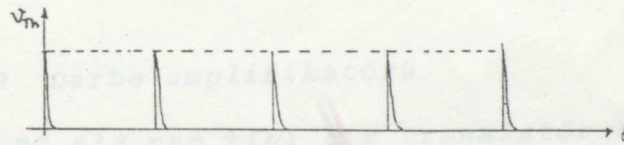
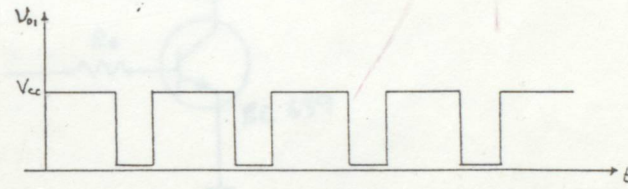
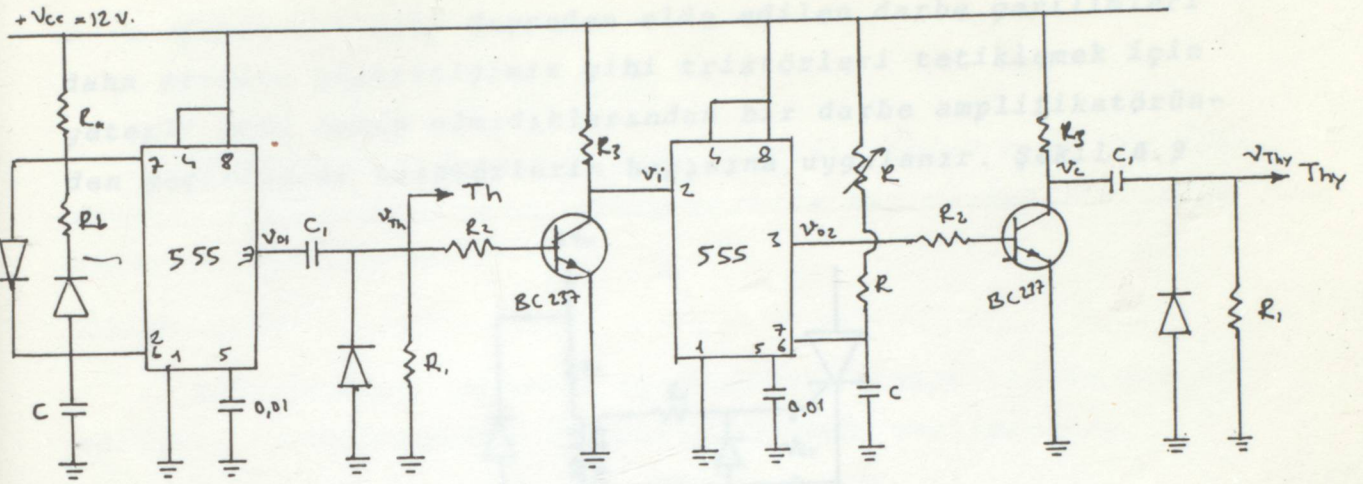
$R_{min} = 4,7 \text{ K'lık}$ sabit bir direnç ve $T_a = T_1 = 4 \text{ ms}$ olmasını istersek;

$R = 37 \text{ k'lık}$ bir potansiyometre gerekir.

burada $T_{amin} > t_c$ olmalı, t_c , (kondansatörün şarj yönünü değiştirme süresi)

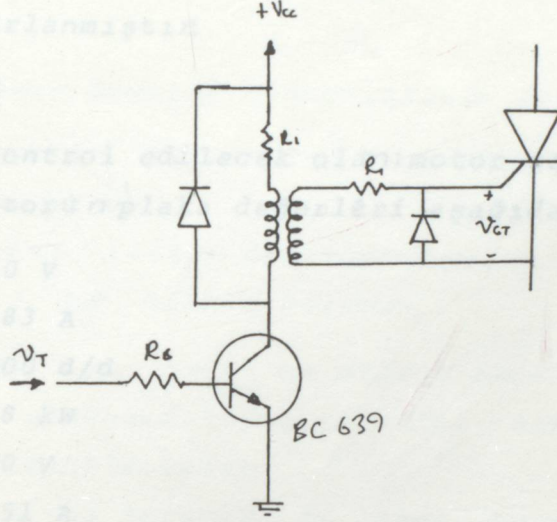
Monostable multivibratörde T_a süresi potansiyometre ile değiştirilerek zaman gecikmesi sağlanır.

Şekil 6.8' tetikleme devresi genel olarak görülmektedir.



Şekil 6.8. Tetikleme devresi ve çıkış dalga şekilleri

Şekil 6.8'deki devreden elde edilen darbe gerilimleri daha evvelde belirttiğimiz gibi tristörleri tetiklemek için yeterli güce sahip olmadıklarından bir darbe amplifikatöründen geçirilerek tristörlerin kapısına uygulanır. Şekil 6.9



Şekil 6.9 Darbe amplifikatörü

montajda BC 639 npn tipi bir transistör kullanılmış ve değerler transistörün karakteristiklerinden ve elde edilerek tristörlerin kapısına uygulanacak olan darbelerin büyüklüğüne göre hesaplanmış olup $R_b = 4,7 \text{ k}$, $R_1 = 15 \text{ ohm}$ 'dur.

Darbe trafosu 1:1 olup gerekli tetikleme darbelerini verebilecek güfte sarılmıştır.

Devre monte edilerek bir kıyıcının tetiklenmesi için kullanılmıştır.

7 LABORATUVAR ÇALIŞMAŞI

7.1. DC Gerilimin Elde Edilmesi

DC gerilim elde etmek için üç fazlı köprü tipi bir doğrultucu kullanılmış olup, çıkış gerilim bir variak ile 220 V değerine ayarlanmıştır.

7.2. DC MOTOR

Hızı kontrol edilecek olan motor serbest ikazlı bir dc motordur. Motorun plaka değerleri aşağıda verilmiştir..

$$U_n = 230 \text{ V}$$

$$I_n = 7,83 \text{ A}$$

$$n_n = 1000 \text{ d/d}$$

$$P_n = 1,8 \text{ kW}$$

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

$$I_f = 0,51 \text{ A}$$

Ölçülen değerler,

$$R_a = 5 \text{ ohm}$$

$$R_f = 380 \text{ ohm}$$

$$L_f = 175 \text{ mH}$$

Nominal değerlere karşılık hesaplanan değerler,

$$E_a = 191 \text{ V}$$

$$I_{dem} = 15,66 \text{ A}$$

$$k\phi = 1,82 \text{ Nm/A}$$

$$K = 0,22 \text{ V/d/d}$$

$$T_e = 14,3 \text{ Nm}$$

$$\omega_m = 104,73 \text{ rad/sn}$$

$$T_a = 35 \text{ ms}$$

7.3. Tristörlerin seçimi

Motorun özelliklerine bağlı olarak 20 A, 800 V değerlerine sahip olan CSF 15,9 08gu4 tipi hızlı tristör kullanılmış olup ayrıca tristörün diğer önemli karakteristik değerleri,

$t_q = 20 \mu s$ $di/dt = 150 \text{ A}/\mu s$ ve $du/dt = 200 \text{ V}/\mu s$ 'dir ve bu değerler montaj için uygundur.

7.4. Diyotların seçimi

Ters akım diyodu, kaynak geriliminin iki katı gerilime maruz kalacağından bu diyot en az 440 V'luk olmalıdır. Burada 600 V gerilim değerine sahip olan BYW 88 600 tipi diyotlar seçilmiştir.

7.5. Komutasyon devresi elemanlarının hesabı

Kondansatör (4-14) denklemler,

$$C = 1,84 \mu F \text{ ve,}$$

Endüktans (4-10) denklemler,

$$L = 13,7 \text{ mH olarak bulunur.}$$

Devrede $C = 1 \mu F$ ve $L = 10 \text{ mH}$ olarak seçilirse, burada kondansatörün şarj yönünün değişme süresini hesaplırsak,

(3-1) denklemler,

$t_c = 0,44 \text{ ms}$ bulunur. Bu değer $t_c < T_{\text{amin}}$ olduğundan komutasyon devresi elemanları, tristorün, T_{amin} değerinden önce, tristorü söndürecek yönde kondansatörün şarjını mümkün kılacaktır.

Yukardaki değerler kullanılarak şekil 4,15'deki montaj gerçekleştirilmiş ve Motor alan akımı nominal değerinde sabit tutularak hızının kontrolü gerçekleştirilmiştir

Motorun hızı ve ona bağlı olarakta motor endüi gerilimi U_a 'nın değiştirilmesiyle Önce boşta ve daha sonra da yükte ölçülmüştür

7.6. Deneysel sonuçlar .

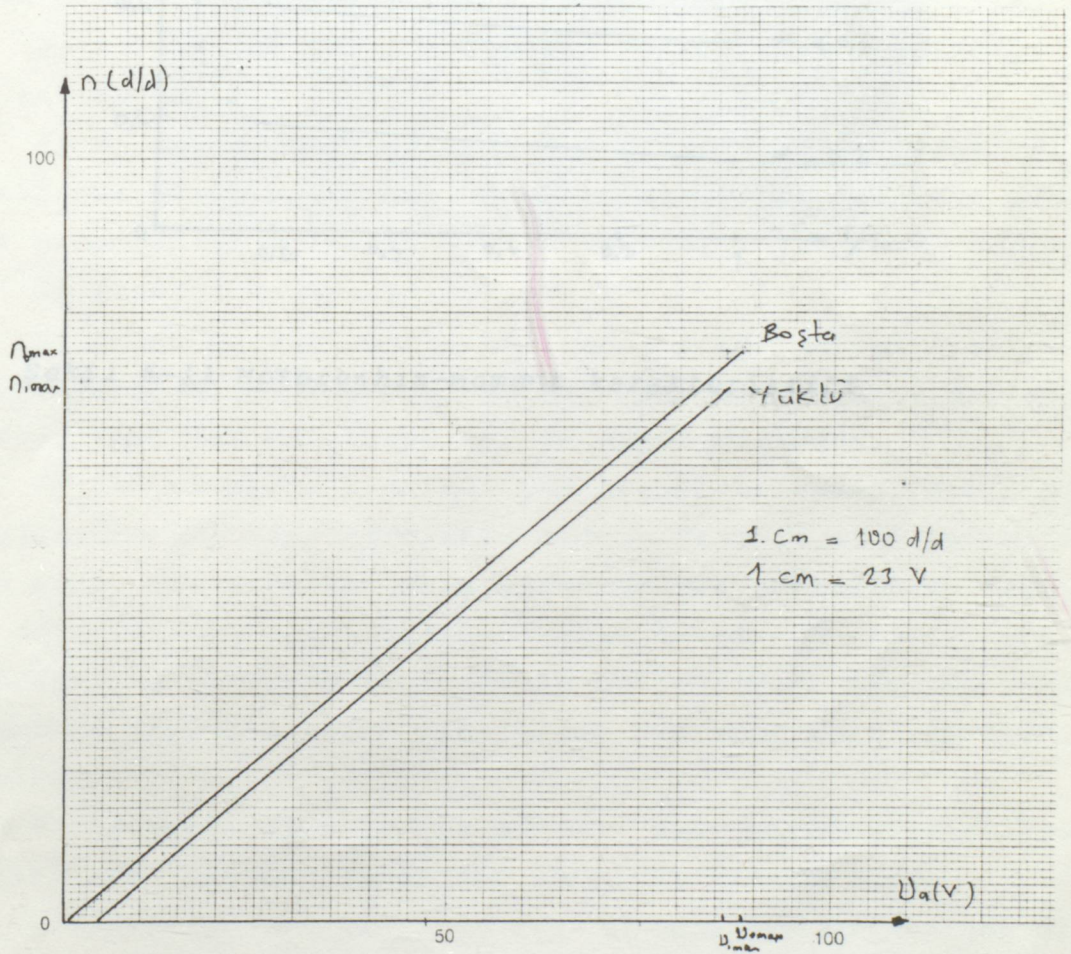
Motor endüi gerilimi ve bununla orantılı olarak hız artarken, dalgalanmalar ihmal edilirse motor endüi akımı sabit denebilecek değerlerde kalmış ve momentte $T_e = k\phi \cdot I_a$ ifadesine göre sabit kalmış. Yük değiştirilince motor endüi akımı değişmiş ve değişik moment değerleri elde edilmiştir

Osiloskopla, tetikleme darbeleri ve T_h , T_{th} , C , uçlarındaki gerilim değişimleriyle, kıyıcı çıkış geriliminin değişimleri gözlenmiş ve bu değişimlerin şekil 4-15'deki değişimlere uygun olduğu görülmüştür.

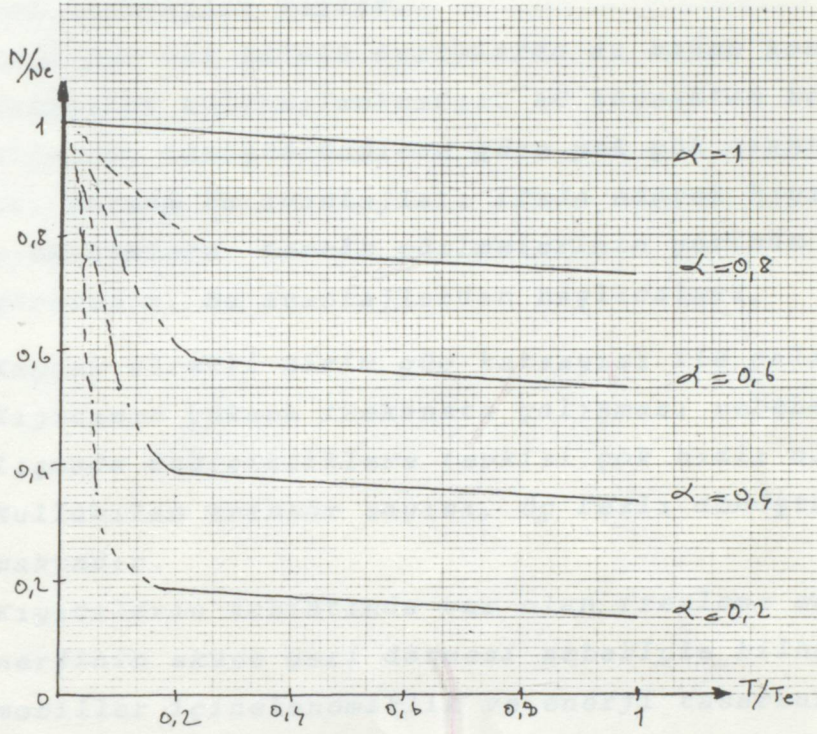
Kontrol faktörünün bazı değerlerinde akım süreksizlikleri oluşmuş, bu değerler bilhassa α 'nın düşük değerlerine karşı gelmektedir. Akım dalgalanmaları arttığında hız ve gerilimde değişimler olmuş ve motorda salınımlar oluşmuş motor akımı, sıfıra düşerek daha sonra belirli bir akım değerine çıkarak bu iki değer arasında gidip gelmiştir. Fakat nominal değere çıkmamıştır.

Endüi akımındaki dalgalanmaların küçük olduğu durumlarda motor hızı belirli bir değerde gerilimele orantılı olarak değişmektedir.

Ölçülen değerlerden faydalanılarak hız-endüi gerilimi ve hız-moment değişimleri yaklaşık değerlere göre ideal karakteristiğe uygun olarak çizilmiştir.



Şekil 6-10 Hızın endüi gerilimine bağlı olarak değişimi



Şekil 6-11 Motorun hız-moment karakteristiği

8. SONUÇLAR

Kıyıcılar, mühim bir güç kaybı olmaksızın motor uçlarına uygulanan ortalama gerilimin sürekli olarak kontrol edilmesi için pek çok avantajlar sağlar.

AC kaynağın var olduğu durumlarda da bazen kontrol gayesiyle dc kıyıcılar kullanılmaktadır. AC kaynaktan beslenen bu tür sistemin ac/dc dönüştürücülere göre pek çok avantajları bulunmaktadır. Burada bu avantajları ifade ederek kıyıcıların sonuçta bu sistemlere tercih edilmelerinin yerinde bir karar olduğunu göreceğiz. Bu avantajlardan başlıcaları,

- 1) Kaynak sürekli birim güç katsayısı ile çalışacaktır.
- 2) Kıyıcının yüksek frekansta çalışması sebebiyle kapalı çevrim çalışmada değişikliklere tepkisi çok hızlı olacaktır.
- 3) Kullanılan tristör sayısı, üç fazlı dönüştürücüye göre azalmaktadır.
- 4) Kıyıcıların tabiatında var olan, frenleme esnasında Kinetik enerjinin aküye geri dönmesi sebebiyle bilhassa, elektrikli otomobiller içine ekonomiklik ve enerji tasarrufu sağlar.
- 5) Kontrol kayıpsızdır.
- 6) Diğer yandan elektrikli cerde yükün yüksek başlama momenti gereksinimi ile dizi dc motorlar kullanılır. Bunların kontrolü için ise dc kıyıcılar en uygun çözümdür.
- 7) Hat ve motor arasında güç transformasyonu, doğru akım motorlarının yol alma süresince hattan daha az akım çekmesine neden olur. Yol almadaki akım yükselmeleri, özellikle doğru akım taşıtlarının güç istasyonlarının hesabında önemli bir faktördür. ve bilhassa kıyıcıların kullanılması ile güç istasyonlarının kapasitelerini daha ileri bir süre için yeterli kılabilir.
- 8) Kademeli ayar yerine sürekli ayar yapılabilirdiği için dc taşıtlarda hareket süresince sarsıntı hissedilmez.
- 9) Gerilim kontrolü için seri dirençlere gereksinme olmadığından, bu dirençlerde kaybolan enerjiden tasarruf sağlanmış olur.

10) Endüi gerilimi hemen hemen sıfır ile kaynak gerilimi arasında sürekli olarak ayarlanabilir. (1977)

11) Hızlanma ve yavaşlamanın kesintisiz olması ve elektriksel büyüklükleri kontrol eden elektronik kontrol sisteminin cevap hızının büyük olması nedeniyle motorlarda ve transmişyonda aşınma ve eskime daha az olur. (1977)

12) Kıyıcıllı devrelerde darbe frekansı yüksek tutulursa akımın oldukça düzgün bir biçimde olması sağlanır. böylece harmoniklerin ortaya çıkarabileceği ısınma sarunları ortadan kalkar. (1980)

Bunların yanında kıyıcılarla kontrol edilen sistemlerde yüksek akımlarda aktarma hatalı olabilir.

7. ELECTRICAL MACHINES AND POWER ELECTRONICS (1981)

R.E. STEVEN

8. ELECTRICAL MACHINES AND DRIVE SYSTEMS (1984)

Alexandre FRANSUA, Răzvan NABUREAU

9. Worked Examples in ELECTRICAL MACHINES AND DRIVES (1982)

John KINCHMARSH

10. S.C.P. MANUAL (1977)

FIFTEENTH EDITION - GENERAL ELECTRIC

11. THE POWER THYRISTOR AND ITS APPLICATIONS (1980)

Mc Graw-Hill

12. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY AND GENERAL APPLICATIONS

JANUARY/FEBRUARY (1977)

13. POWER ELECTRONICS (PROBLEMS MANUAL)

14. POWER DIODE AND THYRISTOR CIRCUITS (1977)

Rev. H. DAVIS

15. SIMULATION OF SEPARATELY EXCITED CHOPPER CONTROLLED DC MACHINE (1987)

Crash Course (tes çalışması)

16. POWER ELECTRONICS (1984)

C.H. LANGE

17. IEE ENTEERS DEVRESİ KATALOGLARI

FAYDALANILAN KAYNAKLAR

1. GÜÇ ELEKTRONİĞİNE GİRİŞ (1987)
Prof. Yük. Müh. Remzi GÜLGÜN
2. GÜÇ ELEKTRONİĞİNİN TEMELLERİ (1983)
Okyay KAYNAK
3. GÜÇ ELEKTRONİĞİ SEMİNER NOTLARI (1979)
Doç. Dr. Tamer KUTMAN
4. SOLID-STATE DC MOTOR DRİVES (1979)
Alexander KUSKO
5. THYRİSTÖR DC DRİVES (1980)
P.C. ŞEN
6. POWER SEMİCONDUCTOR DRİVES (1984)
S.B. DEVAN, G.R. SLEMON, A. STRAUGHEN
7. ELECTRICAL MACİNES AND POWER ELECTRONİCS (1983)
R.E. STEVEN
8. ELECTRICAL MACİNES AND DRİVE SYSTEMS (1984)
Alexandru FRANSUA, Râzvan MĂGUREAU
9. Worked Examples in ELECTRICAL MACİNES AND DRİVES
John HİNDMARSH (1982)
10. S.C.R. MANUAL (1972)
FİFTEENTH EDITION , GENERAL ELECTRIC
11. THE POWER THYRİSTÖR AND İTS APPLICATIONS (1980)
Mc Graw-Hill
12. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY AND GENERAL APPLICATIONS
JANUARY/FEBRUARY (1971)
13. POWER ELECTRONICS (PROBLEMS MANUAL)
14. POWER DIODE AND THYRİSTOR CIRCUITS (1971)
Rex. M. DAVIS
15. SIMULATION OF SEPARATELY EXCİTED CHOPPER CONTROLLED DC
MACHINE (1982)
Osman. ÖNCÜ (Tez Çalışması)
16. POWER ELECTRONICS (1984)
C.W. LANDER
17. 555 ENTEGRE DEVRESİ KATALOGLARI

ÖZGEÇMİŞ

1963 Niğde-AKSARAY doğumluyum. İlk ve orta öğrenimimi Aksarayda tamamladım. 1982 yılında Niğde-Aksaray Ticaret Lisesini bitirdim ve aynı yıl Yıldız Üniversitesi Elektrik Mühendisliği bölümüne kaydoldum. Lisans öğrenimimi 1986 yılı yaz döneminde tamamlayarak Yıldız Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde Lisansüstü eğitime başladım. Halen Yıldız Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü Güç Elektroniği dalında Araştırma Görevlisi olarak çalışmaktayım.

Arş. Grv. Müh. Ramazan AKKAYA

HAZİRAN 1988

YTU Merkez Kütüphane

