

DC/DC CEVİRİCİ YARDIMIYLA

DOĞRU AKIM MOTOR HIZ KONTROLÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

MUH. Haluk TAŞAN

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 3 Eylül 1990

Tezin Savunulduğu Tarih : 4 Ekim 1990

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Nejat TUNÇAY

Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Atilla BİR

Prof. Dr. İlhami ÇETİN

Ekim 1990

ÖNSÖZ

Dc/dc çevirici yardımıyla dc motor hız kontrolü ile tez konusu veren, çalışmalarında hiç bir yardımı esirgemeyen değerli hocam Sayın Prof. Dr. Nejat TUNCAY'a ve çalışmalarında yol gösteren abim, Sayın Yük. Müh. Halil TAŞAN'a teşekkürü bir borç bilirim.



İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	v
SUMMARY	vi
BÖLÜM 1. GİRİŞ	1
BÖLÜM 2. DC/DC ÇEVİRİCİLER HAKKINDA GENEL BİLGİ ..	2
2.1. Kiyıcı Devrelerinin Tipleri	3
2.2. A Tipi Kiyıcı Devresinin Analizi	7
2.2.1. A Tipi Bir Kiyıcının Güç Devresi	7
2.2.2. A Tipi bir kiyıcının Gerilim Komutasyonu	15
2.2.3. Devre Elemanlarının Nominal Değerleri - Gerilim Komutasyonu	29
2.2.4. Gerilim Komutasyonu Devresinin Dizaynı	33
2.2.5. A Tipi Bir Kiyıcının Akım Komutasyonu	35
2.2.6. Devre Elemanlarının Nominal Değerleri	46
2.2.7. Akım Komutasyonu Devresinin Dizaynı .	46
2.3. B Tipi Kiyıcı Analizi	50
2.3.1. B Tipi Kiyıcının Güç Devresi	50
2.3.2. B Tipi Bir Kiyıcının Komutasyonu	56
2.4. Dört Quadrantlı Kiyıcı	67
2.5. Dc Motor Sürücülerini	67
BÖLÜM 3. SİSTEMİN MODELLENMESİ	69
3.1. Darbe Genişlik Modülatörü Blok Diagramı	69
3.2. Sürücü Katı ve Blok Diagramı	70
3.3. Motor Blok Diagramı	70
3.4. Hız Geri Beslemesi Blok Diagramı	71
3.5. Sistemin Blok Diyagramı	71
3.6. Dc Motor Parametrelerinin Belirlenmesi	72
3.7. Sistem'in Transfer Fonksiyonu	77
3.8. Transfer Fonksiyonunun Bode Çizimi ..	78
3.9. Gerçekleştirilen Devrenin Simülasyonu	82

	<u>Sayfa</u>
3.10. Çalışma Öz Karakteristiklerinin Deney İle Belirlenmesi	83
BÖLÜM 4. PROJE KAPSAMINDA YAPILAN ÇALIŞMALAR	86
4.1. Darbe Genişlik Modülatörünün Tasarımı ve İşletimi	86
4.2. Sürücü Katı Tasarımı ve İşletimi	87
SONUÇLAR	91
KAYNAKLAR	92
EKLER	93
ÖZGEÇMİŞ	103



OZET

Bu çalışmada dc/dc çevirici kullanarak doğru akım motor hız kontrolü yapılmıştır. Doğru gerilim şebekeden alınıp dc/dc çeviriciye uygulanmıştır. Bu projede dc/dc çevirme işleminde darbe genişlik modülasyonu ilkesi temel alınmıştır. Kıyıcı, çıkışındaki güç mosfed transistörleri yardımı ile 400 V' da max 13 A' lik akımı motora sağlayabilir. Dc/dc çevirici, anahtarlamalı olarak çalıştırılmaktadır. Bu projede motor'un iki bölgede çalışması gerçekleştirilmiştir. Motor miline bağlı bir takogeneratör yardımı ile sistemin hız geribeslemesi gerçekleştirilmiştir.

YATIRIM BANKASI
YATIRIM MENKUL DEĞERLER A.Ş.



SUMMARY

DC MOTOR SPEED CONTROL BY USING DC/DC CONVERTER

Dc/dc converters, commonly called choppers because of their principle of operation, are employed to vary the average value of the direct voltage applied to a load circuit by introducing one or more thyristor between the load circuit and a dc source. The function of a chopper is illustrated by Fig 1.1a .

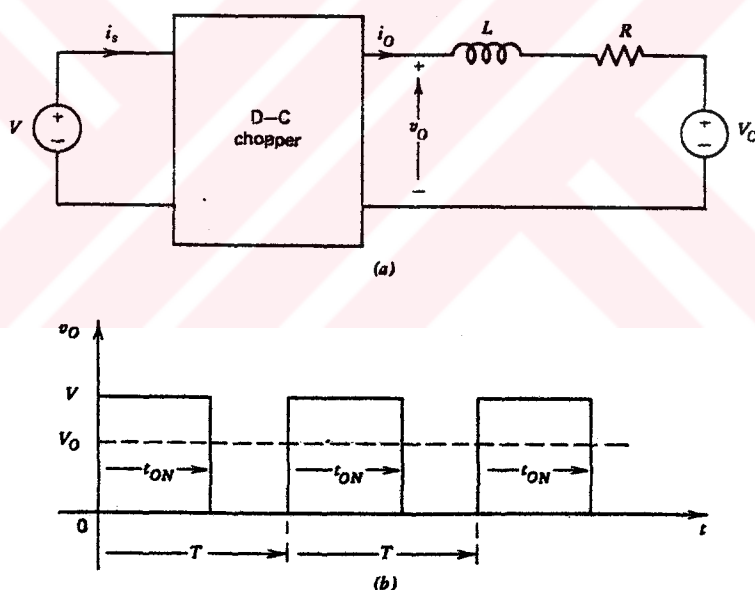


Fig 1.1 Function of a DC Chopper.

The manner in which the average load voltage is reduce below that of the source is illustrated in Fig 1.1b. This shows that the chopper applies a train of unidirectional voltage pulses to the load circuit, the magnitude of these pulses being the same as that of the

source voltage. Load voltage V may be varied in one of these different ways.

1. t_{on} may be varied, while periodic time T is held constant -- pulse width modulation.
2. t_{on} may be kept constant while T is varied -- frequency modulation.
3. Combine pulse-width and frequency modulation.

In practice, all choppers do not maintain the ideal output voltage variation shown in Fig 1.1b, but it is convenient to ignore this possibility while discussing the basic principle of operation of the various types of chopper that may be built. In part 2, therefore, the converters to be analyzed are first briefly explained in terms of a highly simplified and idealized model, and they are then analyzed in the detail required by the circuit designer.

Choppers are employed in variable speed dc drives, where it is desirable to eliminate the waste of energy in the form of heat produced in starting or control resistor, or where the operating characteristics obtained by such methods of control would be unsatisfactory. Thus a chopper may be employed to supply the armature of a separately-excited dc motor, or to supply a series-wound dc motor. It follows that choppers are employed in dc transportation drives of all kinds where the ability of a chopper to impose a current limit on the load circuit is of particular value.

Figure 1.2a illustrates the basic principles of a type A chopper, in which both V_o and I_o can only be positive. $D1$ is a free-wheeling diode. Two possible conditions of operation are illustrated in Figs. 1.2b and c, where it is assumed that the control is by means of frequency modulation. In Fig. 1.2b the load current i_o is discontinuous, so that during the interval for which i is zero, $V_o = V_c$. In Fig. 1.2c, the periodic time T has been reduced to such an extent that i has not ceased to flow $Q1$ is again turned on. As a sequence, the output voltage V_o consists of a train of rectangular pulses of magnitude V_c . An increase of load circuit inductance L or a reduction of V_c would also tend to result in a continuous output current.

Figure 1.3 illustrates a type B chopper, in which I_o may be either positive or negative, but V_o can only be positive. A converter of this type may be employed with a load circuit that is capable of regenerating and returning energy to source V . Here there are two thyristors that can be turned on and commutated. For operation with positive output current, thyristor $Q1$ and diode $D1$ are controlled and function in exactly the same way as do the

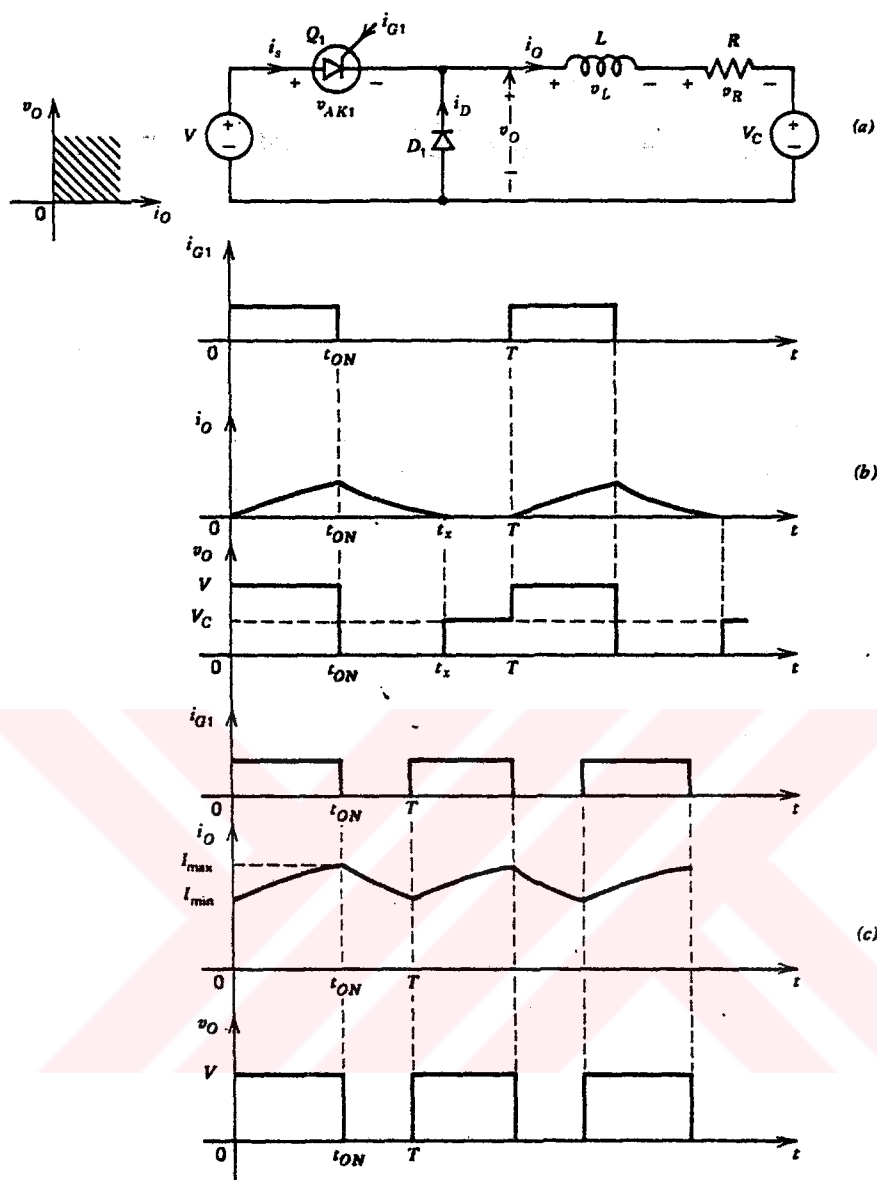


Fig 1.2 Basic Principle Of a Type A Chopper.

thyristor and diode of Fig. 1.2a. For operation with negative output current elements Q2 and D2 are employed, while Q1 is turn off. If $V_c > 0$, and Q2 is turn on, then a negative i_o will flow and energy from source V will be stored in inductance L. If Q2 is then commutated, a positive value of v_L will result and, in conjunction with source voltage V_c , will drive current i_o through diode D2 and the source V, in this way supplying the energy stored in enductance L to source V.

Figure 1.4 illustrates a chopper circuit in which both v_o and i_o may be made positive or negative, separately or simultaneously. A converter of this type can

Provide both regeneration and reversal of the supply to the load circuit. If the control is so arranged that reversal of v and i_o occur cyclically at the same frequency, then the converter is in fact operating as a nonsinusoidal ac system, and functions as a single-phase bridge inverter.

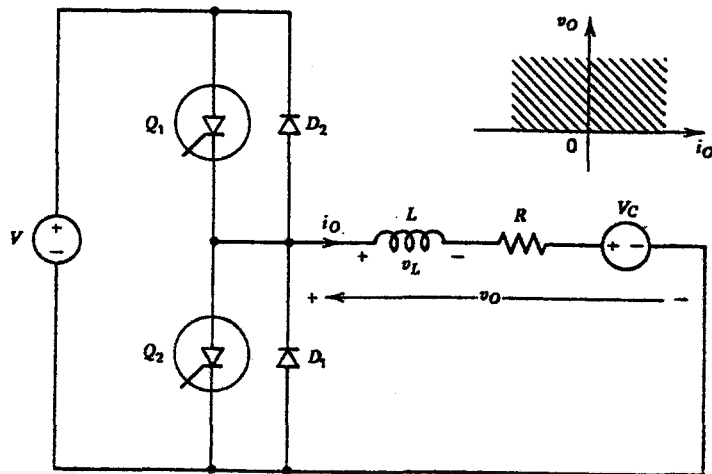


Fig.2.3 Converter Capable Of Regeneration

In practical chopper circuits, both load commutation and forced commutation may be employed, although the latter is much the more common.

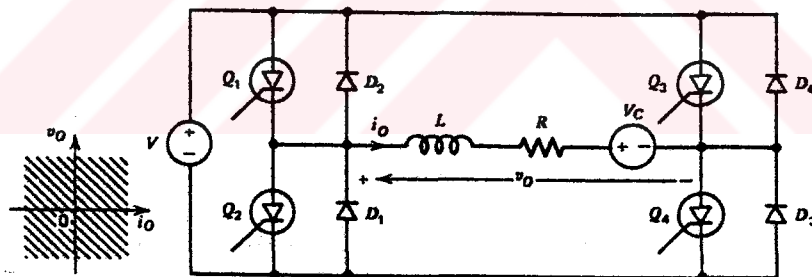


Fig.1.4 Converter Capable Of Reversal and Regeneration

In this project, speed control of the separately excited dc motor has been purposed, dc motor has following ratings 1400 min^{-1} , 220 V, 12 A, 2 kW. Exciting winding of the motor is made by 220 V, 0.8 A. There is no any control in the exciting control. Exciting values were hold constant at rating values.

Dc voltage applied to the motor was realized by the pulse width modulation technique. Drive of motor by switching decreases the power losses in the active elements and increases efficiency of the system.

Dc voltage obtained from the dc tachogenerator is applied to pulse width modulator with negative feedback. When the motor speed decreases voltage coming from tachogenerator decreases. According to this pulse width modulator provide the constant motor speed by increasing pulse widths going to motor. The frequency of dc/dc converter used is 6.7 kHz. Active elements used in output converter are power mosfet transistors. Control part is isolated up to 25 kV by optocoupler. Thus security of the user is provided for the faults for in the power part.

In the project, firstly PWM was made. For the isolation 4N35 optocoupler which has the isolation of 24 kV is used. LM0024 operation amplifier is used a comparator in order to step up output signal of optocoupler. Modulated square wave is applied to mosfet transistors.

PWM has been realized by LM3524 circuit manufacturing by national firm. Modulation ratio is varied by potentiometer by P1. Motor turning at the modulation value rotates dc tachogenerator. The voltage regenerated from the tachogenerator goes to pulse width modulator as negative feedback. If the rotation of the motor is slower than the rotation number obtained by P1, rotation of the motor increased by modulation or by vice versa. Load of the motor can be varied.

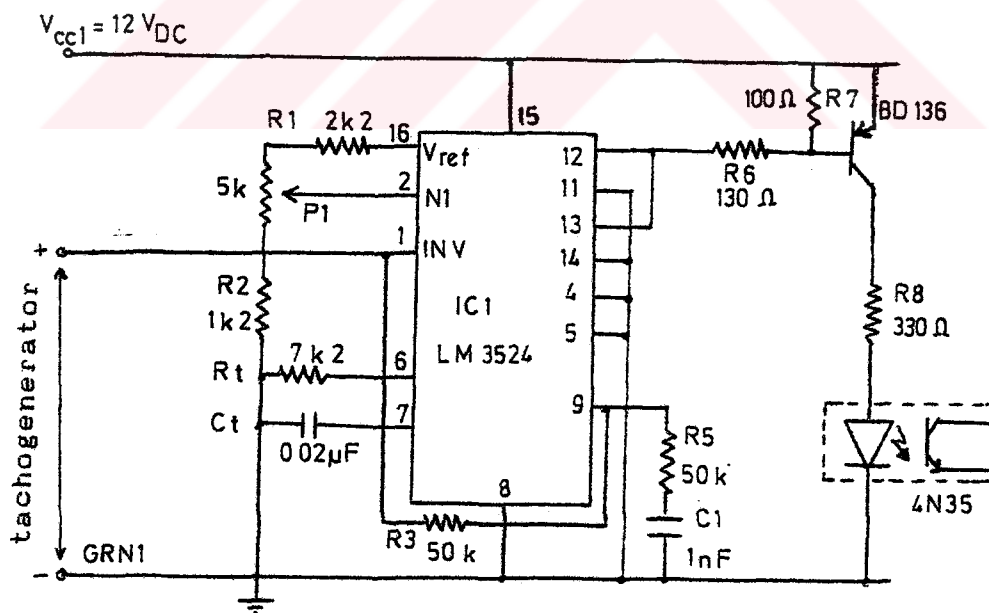


Fig 1.5. Circuit Producing Pulse Width Modulation

Frequency of oscillator can be determined by R and C elements. In this project $R = 7.2 \text{ K}$ and $C = 0.02 \text{ }\mu\text{F}$. According to the period is $150 \text{ }\mu\text{s}$, frequency is 6.7 kHz , resistances $R1$ and $R2$ is used to limit voltage at $P1$. Elements $R5$ and $C1$ filters the output of error amplifier as low pass filter. $R3$ is feedback resistance of error amplifier.

Power transistors are connected in series with motor and operated as a switching. Advantage of this is to decrease the energy converted to heat on power transistors. Thus efficiency increases. Driving part sends pulse width modulator pulses to the motor.



BÖLÜM 1. GİRİŞ

Bu çalışmada nominal değerleri 1400 min^{-1} , 220 V , 12 A , 2 kW olan serbest uyarımalı bir dc motorun hız kontrolünün yapılması amaçlanmıştır. Motor 220 V (dc) , 0.8 A uyarıma değerine sahiptir. Uyarıma devresinde herhangi bir kontrol yapılmamıştır, uyarıma değerleri nominal değerlerinde sabit tutulmuştur.

Motor'a verilen dc gerilim (switching) anahtarlamalı olarak darbe genişlik modülasyonu ile gerçekleştirilir. Motor'un anahtarlamalı olarak sürülmesi, aktif elemanlarda ki güç kayıplarının azaltılması ve sistemin verimi artırma amacını gütmektedir.

Dc tako generatör yardımıyla motor'un dönüş hızına bağlı olarak elde edilen doğru gerilim, negatif geribesleme ile darbe genişlik modülatörüne uygulanır. Bu uygulamaya bağlı olarak motor'un hızı düştüğünde tako generatörden gelen gerilim azalmakta buna bağlı olarak darbe genişlik modülatörü motor'a giden darbelerin genişliklerini artırarak motor hızının sabit kalmasını sağlar. Kullanılan dc/dc çeviricinin frekansı 6.7 kHz , çıkışında kullanılan aktif elemanlar ise güç mosfet tranzistörleridir.

Sistemin güvenliği açısından güç kısmında oluşabilecek hatalara karşı, kullanıcının güvenliği açısından, kontrol kısmı güç kısmından optoküptör yardımıyla 2.5 kV 'a kadar yalıtımı sağlanmıştır.

BÖLÜM 2. DC/DC ÇEVİRİCİLER HAKKINDA GENEL BİLGİLER [1]

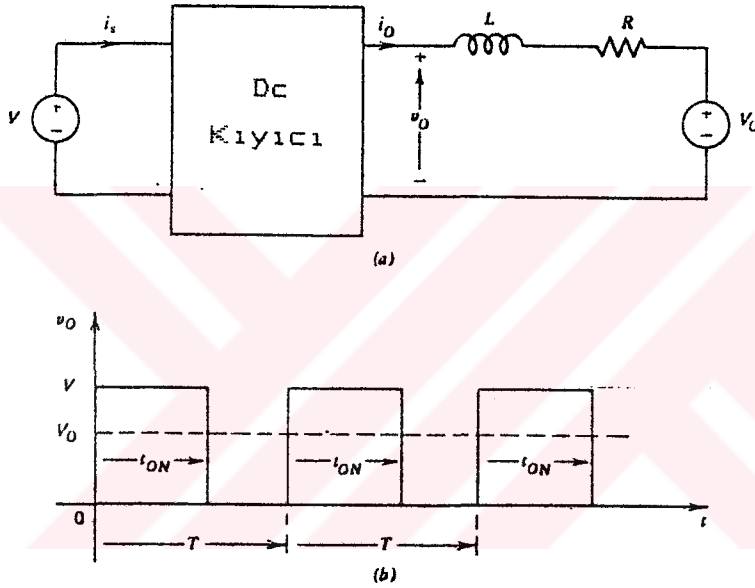
Dc/dc çeviriciler, genellikle kıyıcı olarak adlandırılır. Çünkü işletim ilkesi, bir dc kaynak ve yük devresi arasında bir veya çok ilettime geçirilen tristörler, doğru gerilim çeşitli ortalama değerlerini yüke tatbik etmek için kullanılır. Bir kıyıcı fonksiyonu şekil 2.1a' da gösterilmiştir.

Ortalama yük gerilimindeki usul şekil 1.1b'de gösterildiği gibi kaynak gerilimi altına düşürülür. Bu gösterir ki kıyıcı yük devresi için tek yönlü gerilim darbelerini uygular, bu darbelerin büyüklüğü kaynak gerilimi büyüklüğü ile aynıdır. Yük gerilimi V_o üç farklı yoldan biri ile elde edilebilir.

1. Periyodik zaman sabiti T sabit tutulurken, t_{on} değiştirilebilir - darbe genişlik modülasyonu.
2. T değiştirilirken t_{on} 'un sabit tutulması - frekans modülasyonu.
3. Birleştirilmiş darbe genişliği ve frekans modülasyonu. t_{on} ve T değiştirilebilir.

Pratikte bütün kıyıcılar ideal çıkış gerilimini şekil 1.1b'de gösterildiği gibi muhafaza edemezler, fakat gerçekleştirilen kıyıcının değişik tiplerinin temel kuralları tartışılırken bu olanak hesaba katılmayabilir. Bu bölümde, bu yüzden, çeviriciler analizi için idealleştirilmiş model ve oldukça basitleştirilmiş terimlerle önce kısaca anlatılacaktır ve onlar devre tasarımcıları tarafından gerekli detaylarla analiz edilecektir.

Kıyıcılar, kalkış veya kontrol dirençleri içinde üretilen ısı şeklindeki artık enerjinin ortadan kaldırılması istenen yerde veya işletim karakteristikleri bu gibi tahmin edilmeyen kontrol metodları ile elde edileceği yerde değişebilir hızlı dc sürücüler içinde kullanılır. Böylece bir kıyıcı seri bağlı bir dc motoru beslemek için veya serbest uyarmalı bir dc motorun armatürünü beslemek için kullanılabilir. Bir kıyıcının bir yük devresine



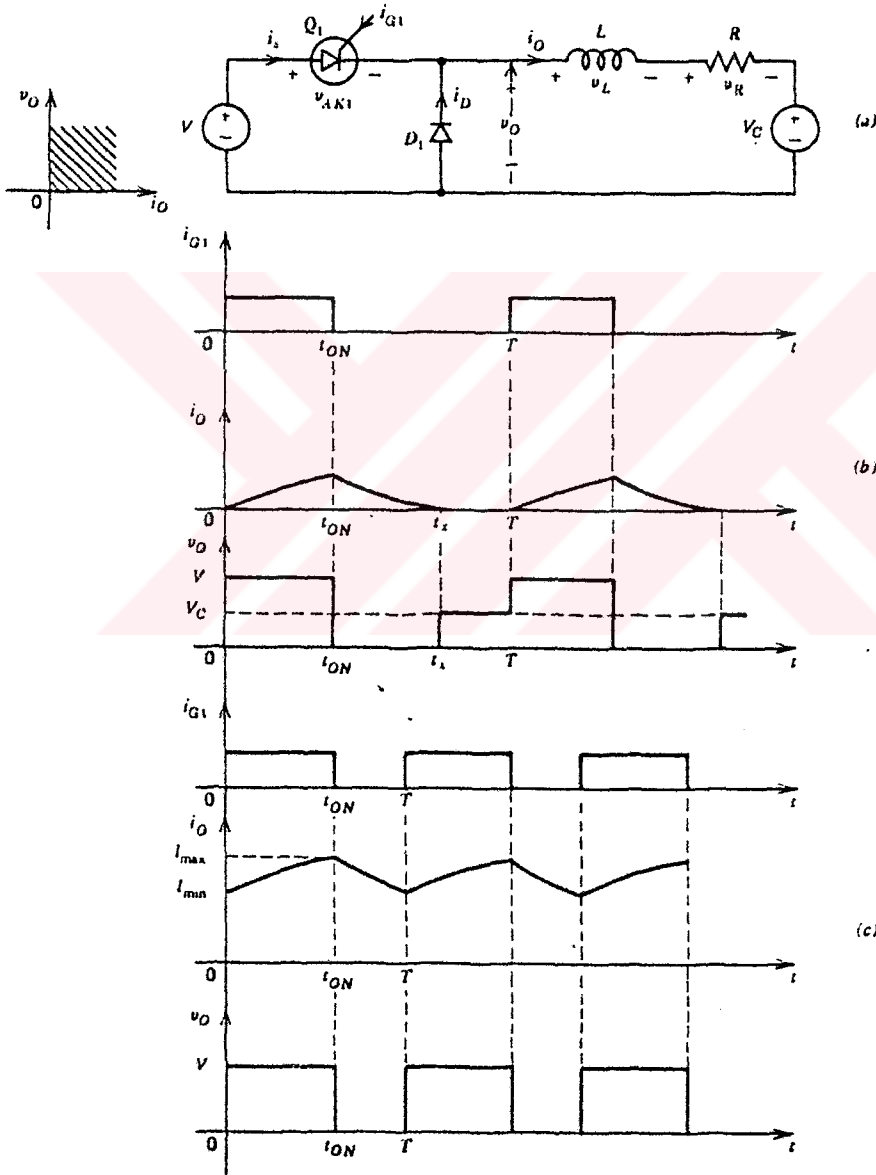
Şekil 2.1. DC Bir Kıyıcının Fonksiyonu

bir akım limiti uygulamasının, özellikle önemli olduğu yerlerde, taşıma sürücülerinin her türünde uygulandığı görülür.

2.1. Kıyıcı Devrelerinin Tipleri

V_o ve I_o 'ın her ikisinde sadece pozitif olduğu yerde A tipi bir kıyıcının temel ilkesi şekil 2-2a'da

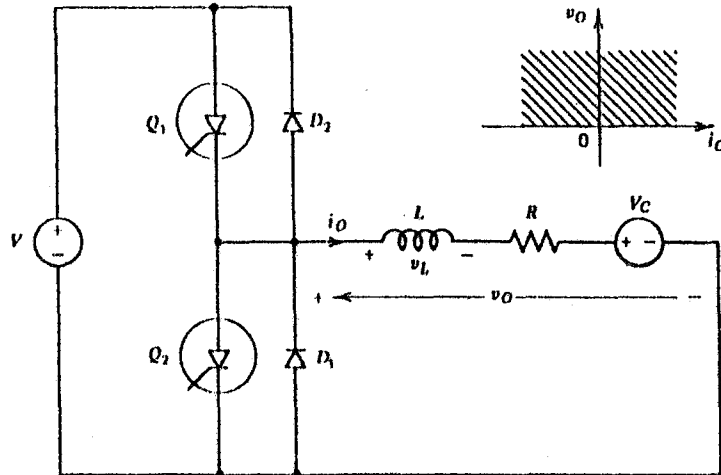
gösterilir. Bu devre diagramında, tristör kapalı bir daire ile gösterilmiştir, tristör'ün açık ve kapalı olma durumunu sağlayan devre elemanları diagrama dahil değildir; D_1 geri besleme diyot'udur. İşletimin mümkün iki durumu şekil 2.2b ve c'de gösterilmiştir, burada kontrol frekans modülasyonu olarak kabul edilir.



Şekil 2.2 A Tipi Bir Kıyıcının Temel İlkesi

Şekil 2.2b'de yük akımı i_o sürekli değildir, bu yüzden, i_o 'ın sıfır olduğu aralıkta $v_o = V_C$ olur. Şekil 2.2cde, T periyodik zamanı öyle bir küçük değere indirilmiştir ki i_o akımı, Q_1 iletime geçmeden akamaz. Sonuç olarak, çıkış gerilimi v_o , V büyüklüğünde ki kare dalga dizilerinden meydana gelir. V_C 'nin büyümesi veya yük devresi endüktansı L 'nin artışı sürekli çıkış akımı sonucuna karşılık gelir.

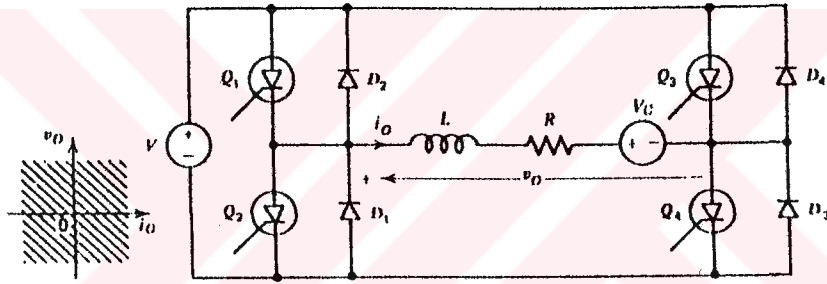
Şekil 2.3'de B tipi bir kıyıcı gösterilir, burada i_o pozitif veya negatif olabilir, fakat V_o sadece pozitif olabilir. Bu tip bir çevirici V kaynağına enerji veren ve yeniden üretebilme kapasitesine sahip olan bir yük devresi ile kullanılabilir. Burada kapatılabilir ve değiştirilebilir iki tristör vardır. Pozitif çıkış akımı ile çalışma için, tristör Q_1 ve diyot D_1 kontrol edilir ve fonksiyon kesin olarak şekil 2.2a'da ki diyot ve tristörün oluşturduğu fonksiyon gibidir. Negatif çıkış akımı ile çalışma için Q_2 veya D_2 , Q_1 açık iken devrededir. Eğer $V_C > 0$ ve Q_2 kapalı ise o zaman negatif bir i_o akacak ve enerji V_C kaynağından L endüktansına depo edilecektir. Q_2 açıldığı zaman pozitif v_L de geri ortaya çıkacaktır ve V_C kaynak gerilimi ile birlikte, V kaynağı ve D_2 diyot'u üzerinden i_o akımı



Şekil 2.3 Yeniden Üretebilme Kapasitesine Sahip Olan Çevirici

akacaktır, bu yolla L endüktansında depo edilen enerji kaynağa geri verilir.

Şekil 2.4'de gösterilen bir kıyıcı devresinde v_o ve i_o ayrı veya beraber, pozitif veya negatif yapılabilir. Bu tip bir çevirici yük devresine giden gücün yeniden üretilmesini ve ters çevrilmesini sağlayabilir. Eğer kontrol iyi düzenlenir ise i_o ve v_o 'ın ters dönme leri aynı frekansta periyodiksel bir şekilde meydana gelir, o zaman çevirici gerçekte sinüzoidal olmayan ac bir sistem gibi çalıştırılır ve çevirici bir fazlı köprü inverter gibi çalışır.



Şekil 2.4 Yeniden Üretebilen ve Ters Çevirme Kapasitesine Sahip Olan Çevirici.

Pratikte yük komutasyonu ve zorlanmış komutasyonun her ikisi içinde kıyıcı devreleri kullanılabilir. Buna rağmen zorlanmış komutasyon daha geneldir. Zorlanmış komutasyon tekrar bölünebilir, a) gerilim komutasyonu ve b) akım komutasyonu. Bu bölümde A tipi kıyıcı kullanılarak zorlanmış komutasyonun bu iki tipi tartışılacaktır. Komutasyon devreleri çeşitli şekillerde tasarlanabilir, fakat onların analiz metodları iki tipik devre yardımıyla yeterli bir şekilde anlatılabilir.

2.2. 'A Tipi Kırıyıcı Devresinin Analizi

Bu bölümde ilk olarak sürekli ve süreksiz akım durumları altında güç devrelerinin çalışması komutasyon devrelerinin analizini izleyerek tartışılır.

2.2.1. A Tipi bir Kırıyıcının Güç devresi

Şekil 2.2c'de açıklanan sürekli akım çalışması göz önüne alınarak başlamak uygundur. Şekil 2.2a devresinde

$$-V_D + V_L + V_R + V_C = 0 \quad [V] \quad (2.1)$$

buradan

$$\frac{di_o}{dt} + \frac{R}{L} i_o = \frac{V_D - V_C}{L} \quad [A/s] \quad (2.2)$$

$t=0$ 'da Q_1 tristörü ilettime geçtiğinde, $t=0^+$ 'da $v_D=V$, ve $i_o = I_{min}$. Eşitlik 2.2 ve ilk koşullardan,

$$i_o = \frac{V-V_C}{R} (1 - e^{-t/\tau}) + I_{min} e^{-t/\tau} \quad [A]; 0 \leq t < t_{on} \quad [s] \quad (2.3)$$

burada

$$\tau = \frac{L}{R} \quad [s] \quad (2.4)$$

$t=t_{on}$ 'da Q_1 , durumunu değiştirdiği zaman,

$$i_o = I_{max} = \frac{V-V_C}{R} (1 - e^{-t_{on}/\tau}) + I_{min} e^{-t_{on}/\tau} \quad [A] \quad (2.5)$$

ve D_1 geribesleme diyot'unun iletimi yüzünden, v_D sıfır olduğu zaman, eşitlik 2.2'den

$$\frac{di_o}{dt} + \frac{R}{L} i_o = - \frac{V_C}{L} \quad [A/s] \quad (2.6)$$

Burada

$$t' = t - t_{on} \quad [s] \quad (2.7)$$

$t' = t_0^+$ 'da, $i_0 = I_{max}$, ve eşitlik 6.6'dan

$$i_0 = \frac{-V_c(1-e^{-t'/\tau})}{R} + I_{max} e^{-t'/\tau} \quad [A]: t_{on} < t \leq T \quad (2.8)$$

$t' = T-t_{on}$ 'da, veya $t = T$, $i_0 = I_{min}$, ve eşitlik 2.8 'den,

$$I_{min} = i_0 = \frac{-V_c(1-e^{-(T-t_{on})/\tau})}{R} + I_{max} e^{-(T-t_{on})/\tau} \quad [A] \quad (2.9)$$

Eşitlik 2.5 ve 2.9 çözülürse

$$I_{max} = \frac{V}{R} \frac{(1-e^{-t_{on}/\tau})}{(1-e^{-T/\tau})} - \frac{V_c}{R} \quad [A] \quad (2.10)$$

$$I_{min} = \frac{V}{R} \frac{(e^{t_{on}/\tau}-1)}{(e^{T/\tau}-1)} - \frac{V_c}{R} \quad [A] \quad (2.11)$$

Q_1 sürekli iletimde olduğu zaman eşitlik 2.10 ve 2.11 geçerlidir, $t_{on} = T$ 'da,

$$I_{max} = I_{min} = \frac{V - V_c}{R} \quad [A] \quad (2.12)$$

Eğer $t_{on} = t_{on}^*$ değerine düştüğünde ($I_{min} = 0$), çevirici sürekli akım çalışmasından başka bir durumda şekil 2.2c'de gösterilen şekilde kullanılır, bu süreksiz akım çalışması şekil 2.2b'de gösterilmiştir. Bu sınır koşulları için, denklem 2.11'den

$$\frac{V_c}{V} = \frac{(e^{(t_{on}^*/\tau)(T/\tau)} - 1)}{e^{T/\tau} - 1} \quad (2.13)$$

veya

$$m = \frac{V_C}{V} \quad (2.15)$$

$$\rho = \frac{t_{on}}{T} \quad (2.16)$$

$$\sigma = \frac{T}{\tau} \quad \text{ile} \quad (2.17)$$

$$m = \frac{e^{\rho\sigma} - 1}{e^{\sigma} - 1} \quad \text{elde edilir.} \quad (2.14)$$

Denklem 2.14'den, σ parametre alınarak, ρ 'ya karşı m 'nin grafiği çizilebilir. σ 'nın kısmi bir değeri için eğri altına uzanan bir $[\rho, m]$ noktası T/τ 'nin bir oranı ile bir devrede sürekli akım çalışmasını belirtir. Eğri üzerinde ki bir nokta süreksiz akım çalışmasını belirtir. Bir $[\rho, m]$ noktasındaki çalışma $\sigma = 0$ olarak işaretlenmiş doğru üzerinde mümkündür. Çünkü bu doğru saf endüktif bir yük devresi için uygundur.

Sınır koşulları ve ötesinde sürekli akım çalışmasını şekil 2.5 eğrileri belirler, $I_{min}=0$, ve eşitlik 2.5'den

$$I_{max} = \frac{V-V_C}{R} [1 - e^{-(t_{on}/\tau)}] \quad [A]: \quad 0 < t_{on} < t_{on}^* \quad [s] \quad (2.18)$$

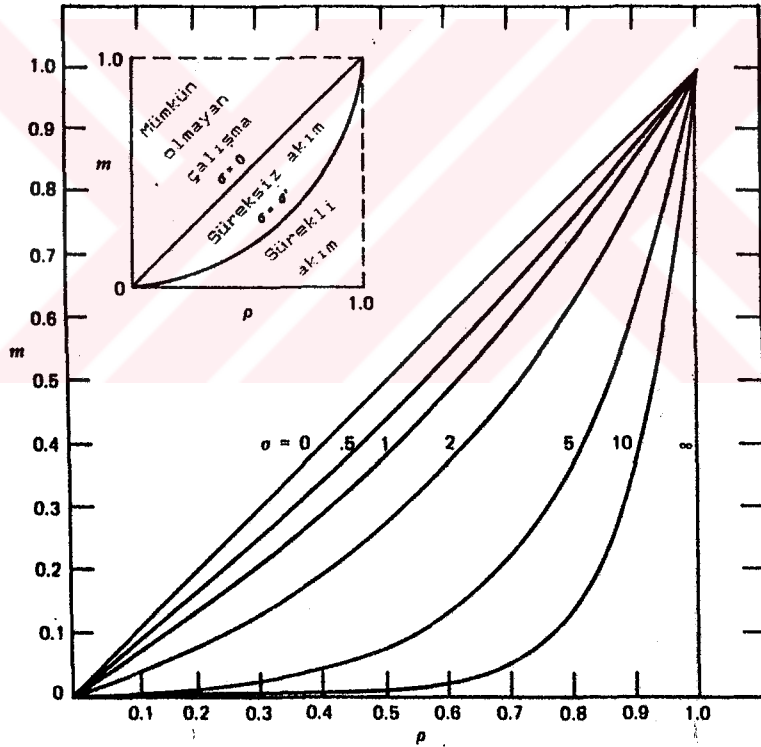
ve eşitlik 2.8 ve 2.18'den

$$i_o = \frac{-V_C(1 - e^{-t'/\tau})}{R} + \frac{V-V_C(1 - e^{-t_{on}/\tau})}{R} e^{-t'/\tau} \quad [A]: \quad 0 < t_{on} < t_{on}^* \quad (2.19)$$

Bu akım $t = t_x$ veya $t' = t_x - t_{on}$ 'da sıfır olacaktır, ve eşitlik 2.19'da bu son koşullar yerine konursa

$$t_x = \tau \ln \left\{ e^{t_{on}/\tau} \left[1 + \frac{V - V_C}{V_C} (1 - e^{-t_{on}/\tau}) \right] \right\} \quad (2.20)$$

Bir çok durumda, yük gerilimi V_0 'ın zaman değişimi, şekil 2.2b ve c de gösterilen ideal dalga şekilleri nin biri için, bir yaklaşım ile bulunabilir. Böyle olduğu zaman, i_0 hazır olarak Fourier analizi yardımı ile saptanabilir. Böylece V_0 'ın zamana göre değişimi seriler tarafından gösterilebilir.



Şekil 2.5 Sürekli ve Süreksiz Akım İşletimi Arasındaki Sınırlar.

$$v_o = V_o + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos n\omega t \quad [V]$$

$$= V_o + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad [V] \quad (2.21)$$

Burada ω , $\omega = \frac{2\pi}{T}$ [rad/s] (2.22)

olarak tanımlanan kıyıcı açısal frekansdır.

Denklem 2.21'de ki serileri saptamak için, şekil 6.2 'de gösterilen süreksiz akım modunu genel olarak almak daha uygundur. V_o, c_n, θ_n için elde edilen ifadelerden sürekli akım moduna denk gelen ifadelerin aşağıdaki şekilde olduğu görülür.

Böylece,

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_o dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_{on}} V dt + \int_{t_x}^T V_c dt \right]$$

$$= \frac{t_{on}}{T} V + \frac{(T-t_x)}{T} V_c \quad [V] \quad (2.23)$$

$t_x = T$ olduğu zaman, yani, sürekli akım işletiminin başlangıcında, bu ifade basit bir şekle dönüşür.

$$V_o = \frac{t_{on}}{T} \quad [V] \quad (2.24)$$

Esitlik 2.21'den

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T v_o \sin n\omega t dt$$

$$= \frac{2}{T} \left[\int_0^{t_{on}} V \sin \frac{2n\pi t}{T} dt + \int_{t_x}^T V_c \sin \frac{2n\pi t}{T} dt \right]$$

$$= \frac{V}{n\pi} [1 - \cos n\omega t_{on}] - \frac{V_c}{n\pi} [1 - \cos n\omega t_x] \quad [V] \quad (2.25)$$

$t_x = T$ olduğu zaman

$$a_n = \frac{V}{n\pi} [1 - \cos n\omega t_{on}] \quad [V] \quad (2.26)$$

eşitlik 2.21'den benzer şekilde

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{2}{T} \int_0^T v_o \cos n\omega t \, dt \\ &= \frac{V}{n\pi} \sin n\omega t_{on} - \frac{V_c}{n\pi} \sin n\omega t_x \quad [V] \quad (2.27) \end{aligned}$$

$t_x = T$ olduğu zaman

$$b_n = \frac{V}{n\pi} \sin n\omega t_{on} \quad [V] \quad (2.28)$$

bulunur. Ayrıca,

$$c_n = [a_n^2 + b_n^2]^{1/2} \quad [V] \quad (2.29)$$

ve

$$\theta_n = \tan^{-1} \frac{b_n}{a_n} \quad (2.30)$$

ilişkisi geçerlidir ve $t_x = T$ olduğu zaman, 2.26 ve 2.28 denklemlerini, son iki terimde yerine koyarsak

$$c_n = \frac{\sqrt{2}V}{n\pi} (1 - \cos n\omega t_{on})^{1/2} \quad [V] \quad (2.31)$$

$$\theta_n = \tan^{-1} \left[\frac{\sin n\omega t_{on}}{1 - \cos n\omega t_{on}} \right] \quad (2.32)$$

Şimdi, efektif harmonik değerler ve dalgalanma faktörleri gibi i_D akımı ve V_D çıkış geriliminin efektif değerleri saptanabilir.

Tristör efektif akımları ve maksimum ortalama değerleri aynıdır ve $t_{on} = T$ olduğu zaman meydana gelir,

$$I_{Q_{max}} = I_{QR_{max}} = \frac{V - V_C}{R} \quad [A] \quad (2.33)$$

Eşitlik 2.10 eşitlik 2.8'de yerine konursa, i_D diyot akımı için bir ifade elde edilir ve bu ortalama ve efektif diyot akımlarının hesaplanmasında kullanılabilir. Bu efektif diyot akımını elde etmenin kaba bir yöntemidir, fakat ortalama diyot akımı elde edilmesinde kullanılırsa bu kadar hantal değildir. Ana tristör ve diyot'u test etmede, efektif akımlardan daha ziyade ortalama akım sap-tayıcı bir faktördür. Bu yolla ortalama diyot akımını hesaplamak belki faydalıdır. Yaklaşık bir oran verilen sabit bir değerde i_D 'ı aynı seviyede tutmak için yük devresi endüktansının yeterince büyük olduğu farz edile-rek elde edilebilir.

$$I_D = \frac{t_{on}}{T} \frac{V - V_C}{R} \quad [A] \quad (2.34)$$

Yaklaşık olarak, ortalama diyot akımı

$$I_D = \frac{T - t_{on}}{T} \frac{t_{on}}{T} \frac{V - V_C}{R} = (1 - \rho) \rho \frac{V - V_C}{R} \quad [A] \quad (2.35)$$

ve maksimum değer için

$$\frac{dI_D}{d\rho} = (1 - 2\rho) \frac{V - V_C}{R} = 0 \rightarrow \rho = \frac{1}{2} \quad (2.36)$$

$$I_{D_{max}} = 0.25 \frac{V - V_C}{R} \quad [A] \quad (2.37)$$

yaklaşık olarak efektif diyot akımı

$$I_{DR} = \left[\frac{1}{T} \int_{t_{on}}^T I_D dt \right]^{1/2} = \left[\frac{T-t_{on}}{T} \right]^{1/2} \frac{t_{on}}{T} \frac{V-V_C}{R}$$

$$= [1-f]^{1/2} \int \frac{V-V_C}{R} \quad [A] \quad (2.38)$$

ve maksimum değeri

$$\frac{dI_{DR}}{df} = \left[(1-f)^{1/2} - \frac{1}{2} (1-f)^{-1/2} f \right] \frac{V-V_C}{R} = 0 \quad (2.39)$$

$f = \frac{2}{3}$ eşitlik 2.38'de yerine konurlursa

$$I_{DRmax} = \sqrt{\frac{4}{27}} \frac{V - V_C}{R} \quad [A] \quad (2.40)$$

Tristör ve diyot akım oranını belirleyen yük devresi açık olarak belirlenir, ve R, L ve V_C parametreleri üzerinde sınırlamalar konmamalıdır. Böylece eğer R küçük ise V_C pozitif veya negatif olabilir, eğer yük devresi bir dc makinayı kontrol ederse bu durum olabilir, o zaman çok büyük akım değerleri 2.33, 2.37, 2.40 eşitliklerinde verilen ifadelerle hesaplanabilir. Ancak, bu ifadelerin türetimi sistem tarafında çeviricinin kullanımı üzerinde hesap içine dış sınırlamalar yerleştirilerek kavramak mümkündür ki bu durumda ifadelerin türetimi ve yük devresi şekillendirilebilir. Çok genel bir uygulamayar, örnek olarak, geribesleme çevrimi dahil böyle bir sistemde, güç devresinin önceki analizinde denklemlerden elde edilen maksimum değerlerden, kesin belirtilmiş bir değer için daha düşük çıkış akımı sınırlanabilir. Sistem için elemanlar seçildiği zaman, böyle dış sınırlamalar hesap içine alınabilir.

Güç sistem analizininin temeli üzerinde ve sistem değişkenleri üzerinde dış sınırlamaların ışığı altında, elemanlar seçilir. Cevirici tasarımıındaki bir sonraki safha elemanların imalatçı özellikleri göz önünde bulun durularak komutasyon devresi türetimine geçilir.

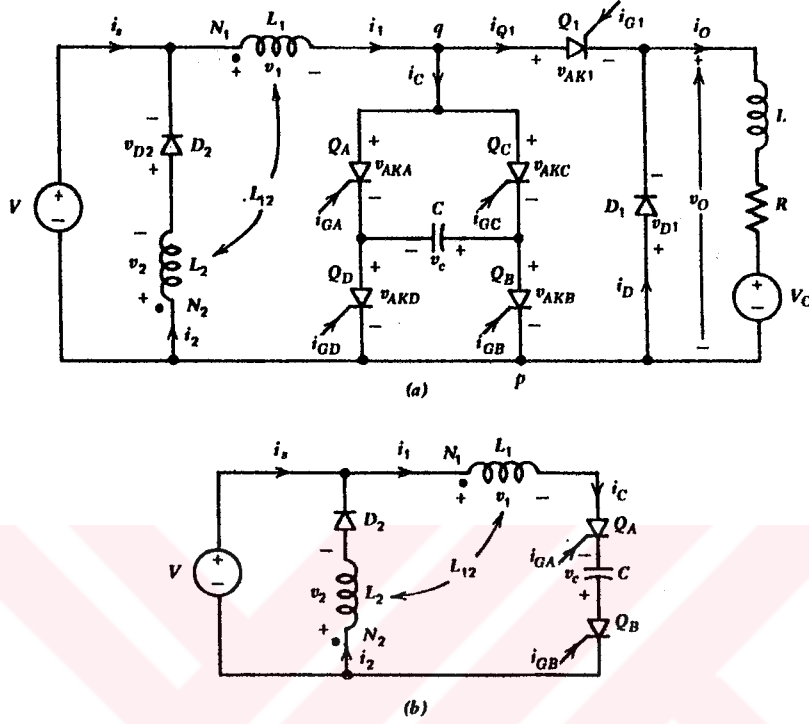
2.2.2 A Tipi Bir Kıyıcının Gerilim Komutasyonu

Gerilim komutasyonlu A tipi bir kıyıcının eşdeğer devresi şekil 2.6a'da gösterilmiştir. Bu gerçek devrenin bir idealleştirilmiştir, sadece tristörleri korumak için gerekli elemanların ihmal edildiği aynı zamanda, kuplajlı lineer L1 ve L2 endüktanslarından oluşan bir transformator'un, mıknatıslanma akımına gereksiniminden ziyade ideal olduğu kabul edilir. Diğer bir deyişle, L1 ve L2 endüktansları ideal olarak kuplajlıdır ve dirençleri ihmal edilir. Yük akımını taşıyan ana elemanlar D1 diyotu ve Q1 tristörü olarak şekil 2.2a'nın temel devresi ile karşılaştırılarak görülebilir. Şekil 2.2a'da gösterilmeyen toplam elemanlar gerilim komutasyonu için gereklidir. Kısmen, C kapasitesi şarj edilir ve v_{AK1} 'in negatif olması sebebi ile D1 diyot'u üzerinden Q1 ana tristörünün değiştirilmesi için kullanılır. Böylece eğer $v_c > 0$ ise, tristör QA ve QB Q1'i değiştirmek için kapalı olmalıdır. Diğer yandan $v_c < 0$ ise, o zaman QC ve QD kapanmalıdır. Tristör etrafındaki C kapasitesinin köprü düzenlemesinin amacı kapasitenin nöbetleşe dolması ve boşalmasıdır, ve bundan dolayı uçlarında alternatif gerilim meydana gelir.

Tam devre için işletim sırası aşağıdaki gibidir.

1. Komutasyon devresi v_c 'nin değişiminin bir kaç periyodu içinde devrededir, böyleki sürekli bir değişen durum elde edilir.
2. $t=0$ 'da, şekil 2.2a'da gösterilen polariteye sahip bir

V_C gerilimi bulunduğu zaman Q1 tristörü kapalıdır ve i yük akımı sıfırdan başlayarak eksponansiyel olarak artar.



Şekil 2.6 A Tipi Çevirici - Gerilim Komutasyonu

3. $t=t_{on}$ anında, QA ve QB tristörleri kapanır, değişti-
rici Q1 ve saptırılan akım i_{Q1} , i_C gibi, C içinden akar
4. $t_{on} < t < T$ aralığı esnasında, Q1 ile ayrılan dev-
renin iki kısmı birbirinden bağımsız olarak aşağıdaki gi-
bi ayrılır:

a. i_O , D1 diyot'u içinden eksponansiyel olarak aza-
lır.

b. L ve C'de depo edilen enerji bir osilasyonla so-
nuşlanır, bu durumda $|V_C| > V$ olur. Bundan sonra devre-
nin bu kısmındaki başlangıç enerjisinin C'de depo edilme-
yen kısmı kaynak V'ye L2 endüktansı tarafından geri gön-
derilir.

5. Bütün enerji transformatör'e depolandığı zaman L2 tarafından V kaynağına geri döner, Q1 triistörü t=t₁'de tekrar kapalı durumdadır.
6. Yük akımı i_o'ın sürekli veya süreksiz olması V_o, R, L, t_{on} ve I'nin değerlerine bağlıdır. Eğer i_o süreksiz ise, o zaman $T < t < T+t_{on}$ sınırları arasında sıfırdan başlayarak eksponansiyel olarak tekrar artar. Eğer i_o sürekli ise o zaman I_{min1}'in ilk değerinden artabilecektir. İşletimin bir kaç periyodu sonra sürekli akım I_{min} meydana gelir, şekil 2.2c' de gösterildiği gibi elde edilecektir ve bu değer T, t_{on} veya her ikisinde değişene kadar aynı seviyede tutulacaktır.

Şimdi, şekil 2.6a'nın komutasyon devresinin detaylı analizine başlanabilir. Transformator sargılarının self endüktansları L1 ve L2, sarım sayıları sırasıyla N₁ ve N₂'dir. Böylece

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{V_2} = n \quad (2.41)$$

farz edilebilirki, ilk ayar periyod'unun sonunda adım 1'de tanımlanan, bir alternatif gerilim C kapasitesi terminalinde üretilir, bu durum işletimin her periyodu sonunda böyledir.

$$V = v_1 + v_c = -nv_2 + v_c = -nV + v_c \\ v_c = \pm V(1+n) \quad [V] \quad (2.42)$$

Değişkenler komutasyon devresinin tipik bir sürekli periyodu esnasında şimdi saptanabilir, ilk olarak, yüksüz işletim göz önünde bulundurulur:

Yüksüz komutasyon (Şekil 2.6a),

$$v_c = V(1+n) \quad [V]: \quad t=0 \quad [s] \quad (2.43)$$

Dyleki, bir peryodun sonunda, bu aynı büyüklüğün ters işaretli bir kapasite gerilimi olduğu tahmin edilebilir. QA ve QB tristörleri t=0'da kapatılır. Bu durumda, eşdeğer devreler şekil 2.6b'de görüldüğü gibidir.

$$V = v_1 - v_c = L_1 \frac{di_c}{dt} + \frac{1}{C_1} \int i_c dt - V(1+n) \quad [V] \quad (2.44)$$

Buradan, türev alınarak

$$\frac{d^2 i_c}{dt^2} + \frac{1}{L_1 C} i_c = 0 \quad [A/s^2] \quad (2.45)$$

ilişkisi elde edilir. Eşitlik 2.44'den $v_1 = V + V_c$

$$v_1 = L_1 \frac{di_c}{dt} = V + V(1+n) \quad V: t=0 \quad [s] \quad (2.46)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{V(2+n)}{L_1}$$

2.45'in çözümü için ilk koşul

$$i_c = 0 \quad [A]: \quad \frac{di_c}{dt} = \frac{V(2+n)}{L_1} \quad [A/s]: \quad t=0 \quad [s] \quad (2.47)$$

olarak bulunur. Eşitlik 2.45'in çözümünü

$$i_c = \frac{V(2+n)}{\omega_r L_1} \sin \omega_r t \quad [A] \quad (2.48)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} \quad [\text{rad/s}] \quad (2.49)$$

ve $L_1 C$ devresinin işaretleme frekansı (ringing frequency) dir. Eşitlik 2.48'den

$$v = L_1 \frac{di_c}{dt} = V(2+n) \cos \omega_r t \quad [V] \quad (2.50)$$

ve

$$v_2 = \frac{v_1}{n} = \frac{V(2+n)}{n} \cos \omega_r t \quad [V] \quad (2.51)$$

bulunur. Eşitlik 2.44 ve 2.50'den

$$v_c = v_1 - V = V(2+n) \cos \omega_r t - V \quad [V] \quad (2.52)$$

2.48, 2.50 ve 2.52 eşitlikleri ile verilmiş i_c akımı ve v_1 ile v_c gerilimlerinin değişimleri komutasyon komutasyon aralığının periyod I esnasında devam eder ve şekil 2.7'de gösterilir, burada $n=1$ olduğu kabul edilmiştir. Periyod I v_2 'nin negatif ve büyüklüğü V 'ye eşit olduğu zamanki $t=t_1$ anında sona erer. Bu duruma ulaşıldığı zaman, D2 iletime geçer, v_2 , v_1 ve v_c tutulur, i_c sıfır olur ve tristör QA ve QB kesime geçer, bu anda

$$v_1 = nv_2 = -nV \quad [V]: \quad t=t_1 \quad [s] \quad (2.53)$$

ve

$$v_c = v_1 - V = -V(n+1) \quad [V]: \quad t=t_1 \quad [s] \quad (2.54)$$

v_c 'nin değeri denklem 2.42'de tahmini yapılarak doğrulanan eşitlik 2.54 ile verilebilir, çünkü kapasite gerilimi $t=0$ anında ters polariteli bir genliğe eşit olur. Eşitlik 2.51'de v_2 ve t yerine konursa, $v_2=-V$ olur.

$$t_1 = \frac{1}{\omega_r} \cos^{-1} \left(\frac{-n}{2+n} \right) \quad [s] \quad (2.55)$$

ve şekil 2.7'den görülebilir ki $\omega_r t_1$ ikinci quadrant

açılıdır.

Komutasyon aralığının periyod II 'si $t' = 0$ 'da başlar, burada

$$t' = t - t_1 \quad [s] \quad (2.56)$$

$t' = 0^-$ 'de

$$i_1 = i_c = \frac{V(2+n)}{\omega_r L_1} \sin \omega_r t_1 \triangleq I_{o2} \quad [A] \quad (2.57)$$

$t = 0^+$ 'da, i_c sıfır olur, L_1 endüktansı içindeki I_{o2} akımı, L_2 endüktansı içindeki nI_{o2} akımı olur, D2 diyodu $t' = t_1$ anına kadar iletimde kalır. Transformatör'de depo edilmiş enerji V kaynağına geri döner. Periyot II esnasında

$$V = -L_2 \frac{di_2}{dt} \quad [V]: \quad 0 < t' < t_1 \quad [s] \quad (2.58)$$

ve ilk koşullar yardımıyla

$$i_2 = nI_{o2} \quad [A]: \quad t' = 0^+ \quad [s] \quad (2.59)$$

2.58 eşitliğinin çözümünden

$$i_2 = nI_{o2} - \frac{V}{L_2} t' \quad [A] \quad (2.60)$$

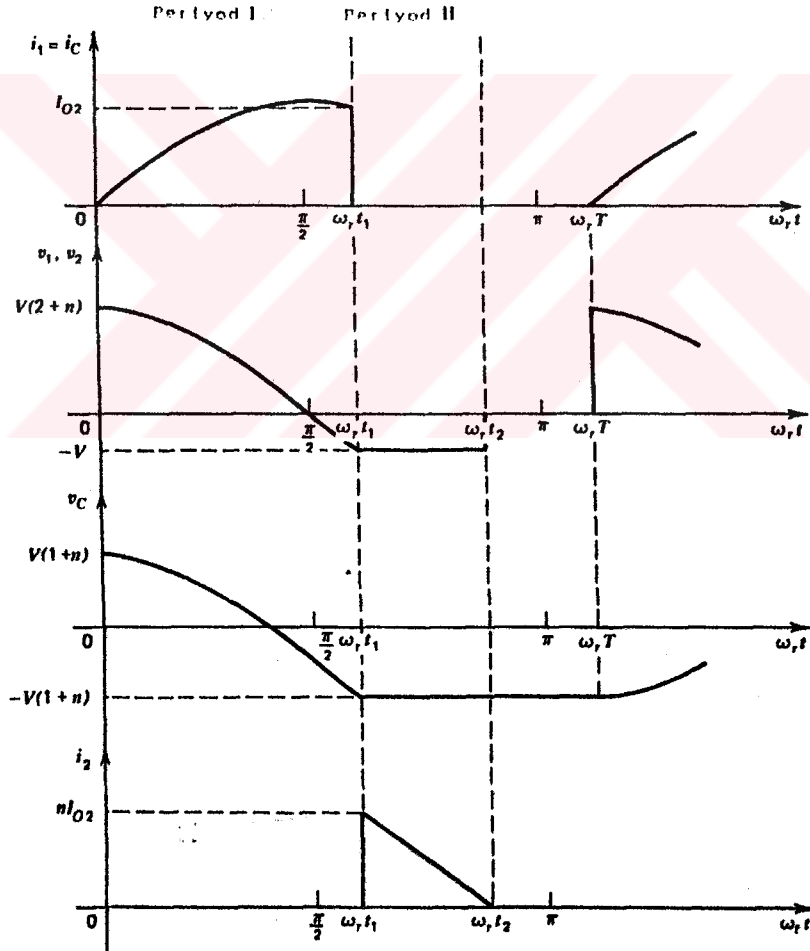
Böylece transformatör'deki tüm enerji V kaynağına depo edilir ve i_2 sıfır olur,

$$t' = t_1' = \frac{nI_{o2} L_2}{V} \quad [s] \quad (2.61)$$

Periyot II şekil 2.7'de gösterilir, sonunda

$$t_2 = t_1 + t_1' \quad [s] \quad (2.62)$$

Komutasyon sınırları şimdi tamamlanmıştır ve komutasyon devresi değişkenlerinin yeni bir periyodu QD ve QC tristörlerinin iletme geçmesiyle başlayabilir. Bu ikinci periyot'un sonunda, v_C tekrar eşitlik 2.43'den verilen degere sahip olduğunda bulunabilecektir.



Şekil 2.7 Gerilim Komutasyon Devresinin Yüksüz İşletimi ($n = 1$)

Yükli Komutasyon Şekil 2.6a, yüksüz işletim için,

$$v_c = V(1+n) \quad [V]: \quad t = 0 \quad [s] \quad (2.63)$$

Komutasyon aralığının periyot I 'sı Q1 tristörünün izin verilmeyen sinyalinin hareketi ve QA ve QB tristörleri için izin verilmeyen sinyallerin beraber uygulanması ile t=0 'da başlar. Kapasite gerilimi p ve q noktaları arasında şekil 2.6a'da görülür, öyle ki Q1 değiştirilmiştir ve D1 iletme başlamıştır, bu anda

$$i_o = I_{o1} \quad [A]: \quad t=0 \quad [s] \quad (2.64)$$

ve D1 diyot'u aracılığı ile yük akımı I_{o1} ilk değerinden başlayarak azalır. Bu özel durumda $I_{o1}=I_{max}$ 'dır; ancak bu mümkün bütün yük değerleri için doğru değildir. Başlangıç kapasite akımı için diğer sembolleri kullanmak daha iyidir. Eşitlik 2.44 ve 2.45 komutasyon devresi çalışması için tekrar tatbik edilir. Ancak ilk durumlar şöyledir

$$i_c = i_l = I_{o1} \quad [A]; \quad \frac{di_c}{dt} = \frac{V(2+n)}{L_1} \quad [A/s]; \quad t=0 \quad [s] \quad (2.65)$$

ve bu durumda eşitlik 2.65'in çözümü

$$i_c = I_{o1} \cos \omega_r t + \frac{V(2+n)}{\omega_r L_1} \sin \omega_r t \quad [A] \quad (2.66)$$

i_c için bu denklem eşitlik 2.48 ile karşılaştırılabilir. Hemde, eşitlik 2.66'dan

$$v_1 = L_1 \frac{di_c}{dt} = -\omega_r L_1 I_{o1} \sin \omega_r t + V(2+n) \cos \omega_r t \quad [V] \quad (2.67)$$

ve

$$v_2 = \frac{v_1}{n} = \frac{-w_r L_1 I_{01} \sin w_r t}{n} + \frac{V(2+n) \cos w_r t}{n} [V]$$

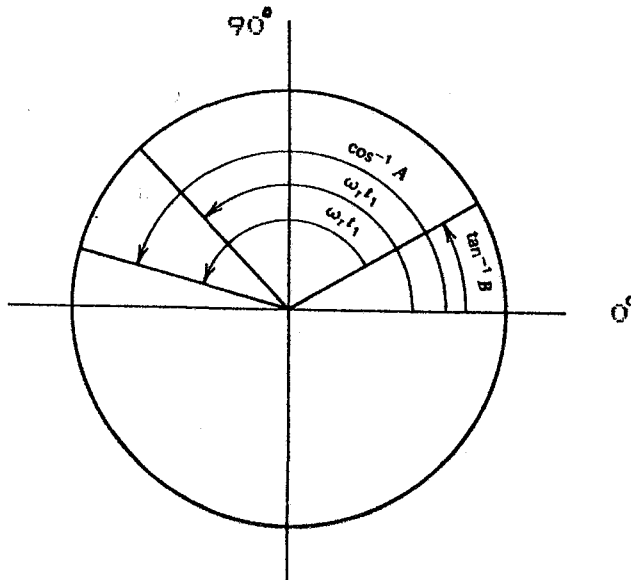
(2.68)

eşitlik 2.44'den

$$v_c = v_1 - V = -w_r L_1 I_{01} \sin w_r t + V(2+n) \cos w_r t - V [V] \quad (2.69)$$

$n=1$ farz edilen yerde, gerilim ve akım değişimleri komutasyon sınırının periyot I esnasında süren 2.66 ve 2.69 eşitlikleriyle tanımlanır, ve şekil 2.9'da gösterilir. Sonuçlar şimdiye kadar yüksüz durumda tanımlanmakla birlikte $v_2 = -V$ olduğu zaman $t=t_1$ 'de, yüksüz durumda periyot I 'da sona erer. Eşitlik 2.53 ve 2.54 tekrar uygulanırsa ve eşitlik 2.68'de t_2 ve v_2 yerine konursa, $t=t_1$, $v_2=-V$, $A=\cos(w_r t_1+B)$

$$t_1 = \frac{1}{w_r} [\cos^{-1} A - \tan^{-1} B] [s] \quad (2.70)$$



Şekil 2.8 Eşitlik 2.70'de ki Mümkün Açılar

2.70 eşitliğinde,

$$A = \frac{-nV}{[(w_r L_1 I_{o1})^2 + V^2 (2+n)^2]^{1/2}} \quad (2.71)$$

$$B = \frac{w_r L_1 I_{o1}}{V(2+n)} \quad (2.72)$$

Şu da varki $\tan^{-1}B$ birinci quadrant açısıdır, o zaman $\cos^{-1}A$ ikinci quadrant açısı olmalıdır. Bu açılarının muhtemel değerleri şekil 2.8'de gösterilmiştir.

Eşitlik 2.56'ya tekrar başvurursak, $t'=0$ 'da komutasyon sınırının periyot II 'si başlar. Eşitlik 2.66'dan, $t'=0$ 'de

$$i_1 = i_c = I_{o1} \cos w_r t_1 + \frac{V(2+n)}{w_r L_1} \sin w_r t_1 = I_{o2} \quad [A] \quad (2.73)$$

ve bu eşitlik, denklem 2.57 ile verilen yüksüz durumda ki I_{o1} değeri ile karşılaştırılabilir. Eşitlik 2.57'yi takip eden tartışma ve denklemler tekrar tatbik edilebilir ve burada kolaylık için 2.61 denklemini tekrar edilebilir, yani,

$$t_1 = \frac{n I_{o2} L_2}{V} \quad [s] \quad (2.74)$$

t_1 anında $t'=0$ 'da transformator çekirdeğinde depo edilen enerjinin hepsi V kaynağına geri döner. I_{o2} 'nin değeri eşitlik 2.74'de yerine konursa, tabi ki, o eşitlik 2.73'den elde edildi. Bir daha tekrar edilirse, komutasyon sınırları eşitlik 2.75 ile verilir:

$$t_2 = t_1 + t_1' \quad [s] \quad (2.75)$$

Gerikalan önemli devre değişkeni v_{AK1} 'dir.
Tristör Q1 ilettime geçtiğinde, ister istemez

$$v_{AK1} = 0 \quad [V]: \quad i_{Q1} \neq 0 \quad [A] \quad (2.76)$$

Hemde, komutasyon sınırının periyot I esnasında

$$v_{AK1} = -v_C \quad [V]: \quad 0 < t < t_1 \quad [s] \quad (2.77)$$

Periyot II esnasında, D1 ve D2'nin her ikisinde iletimde iken,

$$v_O = 0 \quad [V]: \quad v_1 = nv_2 = -nV \quad [V]: \quad t_1 < t < t_2 \quad (2.78)$$

ve

$$v_{AK1} = V - v_1 = V(1+n) \quad [V]: \quad t_1 < t < t_2 \quad (2.79)$$

Komutasyon sonunda bir an için Q1 tekrar iletimde olduğundan, $v_1 = 0$ ve eşitlik 2.79'dan

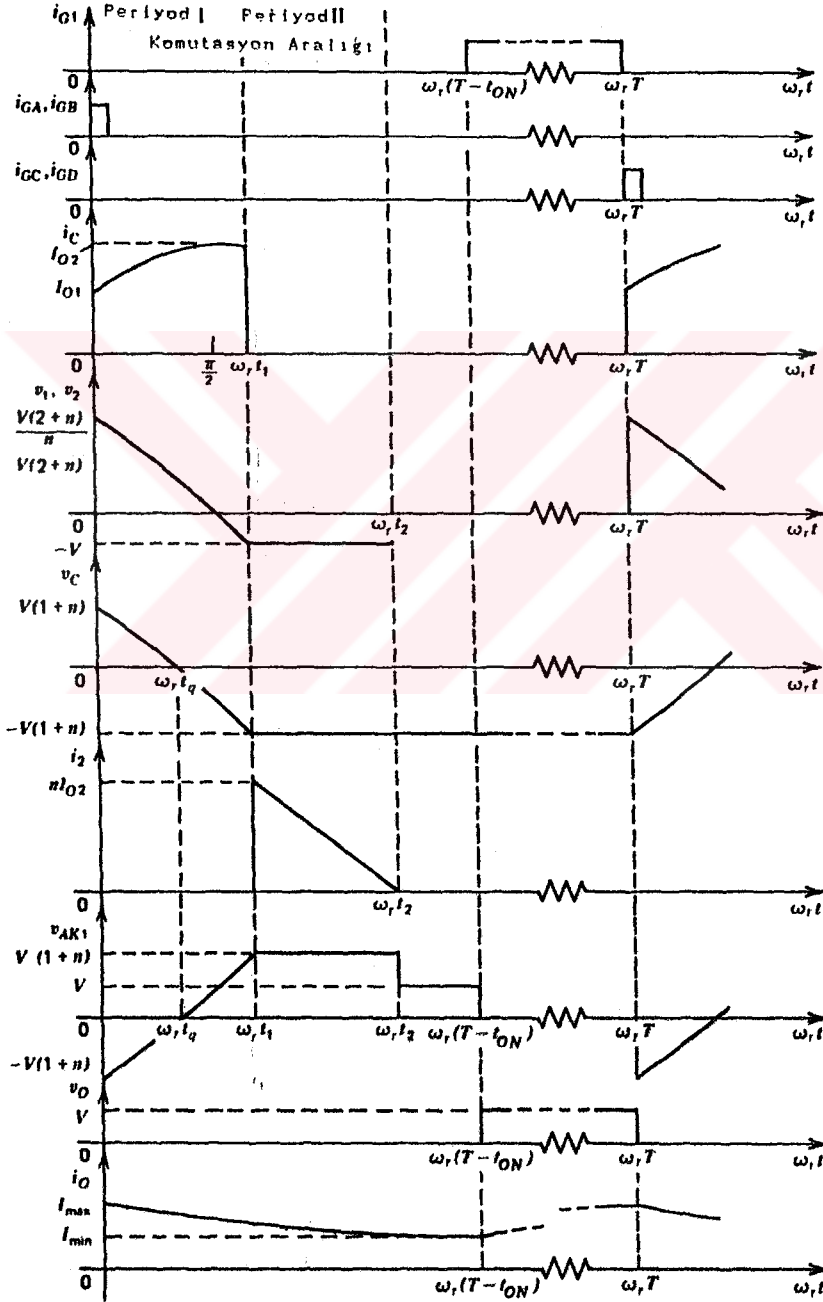
$$v_{AK1} = V \quad [V]: \quad t_2 < t < T-t_{on} \quad [s] \quad (2.80)$$

elde edilir.

Yük devresinin zaman değişkenleri ve komutasyon devresi değişkenleri şekil 2.9'da görülmektedir ve bu diyagram yardımıyla önemli zaman aralıkları saptanabilir.

Sekil 2.9'dan, $v_{AK1} < 0$ esnasında açılal sınırı $w_r t_q$ gösterir. Q1 tristörünün kesimde olması için uygun zaman t_q 'dur. Hemde $w_r t_q$ anında $v_C = 0$ 'dır. Önce $n=1$ kabul edildiğine göre v_C 'nin bileşenleri eşitlik 2.69'da ifade edildiği gibi şekil 2.10'da görüldüğü

gibi çizilebilir. Bu çizimden, $I_{O1} = 0$ olduğu zaman t_q 'nın maksimum bir değere sahip olduğu görülebilir, ve çevirici yüksüz durumda çalışır. I_{O1} 'in çeşitli değerleri için t_q grafiksel olarak şekil 2.10'daki gibi diyagramdan veya denklem 2.69'da $v_c=0$ ve $t=t_q$ değerleri yerine konularak bulunabilir.



Şekil 2.9 Şekil 2.6a'da ki Devreye Ait Gerilim ve Akımın Zaman Değişimi ($n=1$)

$$t_q = \frac{1}{\omega_r} [\cos^{-1}C - \tan^{-1}D] \quad (2.81)$$

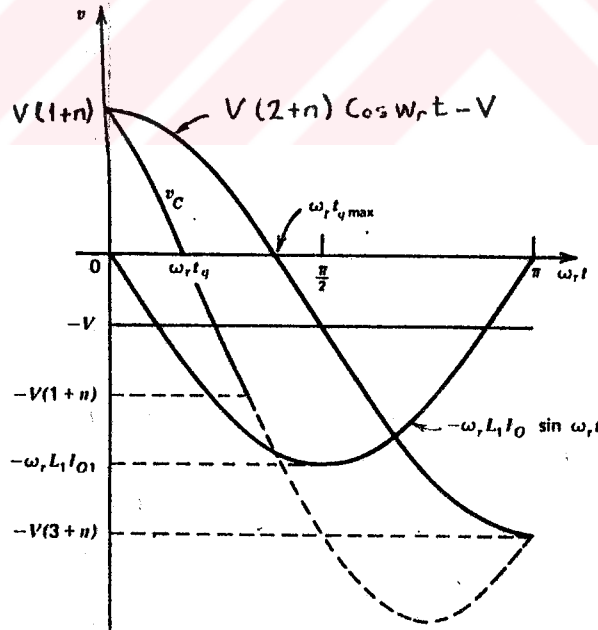
Burada $C = \cos(\omega_r t_q + D)$

$$C = \frac{V}{[(\omega_r L_1 I_{o1})^2 + V^2 (2+n)^2]^{1/2}} \quad (2.82)$$

$$D = \frac{\omega_r L_1 I_{o1}}{V(2+n)} \quad (2.83)$$

$\tan^{-1}D$ ve $\cos^{-1}C$ her ikisi de ilk quadrant açılıdır, o zaman $\omega_r t_q$ ilk quadrant açılı olmalıdır.

Şekil 2.10'nun kontrolü gösterir ki I_{o1} sıfıra yaklaştığında $\omega_r t_q$ maksimum değerine yaklaşır, yani, çeviricinin yüksüz duruma yaklaştığı gibi. Denklem 2.83



Şekil 2.10 Şekil 2.6'daki Q1 Tristörü'nün Kesimi İçin Mevcut Zaman

ve 2.82 denklem 2.81'de yerine konursa, $I_{O1}=0$ için, (2.49) ile

$$t_{qmax} = \frac{1}{\omega_r} \cos^{-1} \frac{1}{2+n} = \sqrt{LC} \cos^{-1} \frac{1}{2+n} \quad [s]$$

elde edilir. (2.84)

Böylece kesim için uygun zaman, I_{O1} 'in arttığında azalacaktır, ve Q1 tristöründen dolayı t_q zamanı $\omega_r t_q = \omega_r t_{off}$ sınırına kadar uzatılabilir. I_{O1} 'in sınır değeri 2.69 eşitliğinde $t=t_{off}$ ve $v_c=0$ durumu vasıtasıyla saptanabilir, I_{O1} 'in limit değeri aşağıdaki gibi verilir:

$$\hat{I}_{O1} = \frac{V(2+n)\cos\omega_r t_{off} - V}{\omega_r L_1 \sin\omega_r t_{off}} \quad [A] \quad (2.85)$$

Q1 tristörü tekrar ilettime geçmeden önce, transformator enerjisi kaynağa geri dönmezse ve yük devresi küçük endüktansa sahipse, yük devresindeki transformator enerjisinin geri kalan kısmının dağıtımı Q1 tristörüne zarar verecek derecede büyük bir akımın tepe değeri tarafından refakat edilebilme ihtimali vardır. Böylece i_2 sıfıra düşmeden önce i_{g1} darbesi görünür. Bu yüzden gerekli bir işletim durumu 2.86 eşitliğidir.

$$T > t_{on} + t_2 \quad [s] \quad (2.86)$$

Sonuç olarak sınırlama eşitlik 2.86'da göz önüne alındı, ortalama çıkış gerilimi daima kaynak geriliminden daha küçük olmalıdır ve ortalama çıkış geriliminin maksimum değeri 2.87 eşitliği ile verilir.

$$\hat{V}_o = \frac{(T - t_2)V}{T} \quad [V] \quad (2.87)$$

2.2.3 Devre Elemanlarının Nominal Değerleri - Gerilim Komutasyonu

Şimdi şekil 2.6'da ki devre analiz edilebilir. Çeviricinin çeşitli bileşenlerinin gerekli analizi yapılabilir, akım ve gerilim nominal değerleri saptanabilir.

Q1 Ana Tristörü: Q1 tristörünün nominal akım değerleri şimdiye kadar bölüm 2.2.1'de açıklanmıştı ve eşitlik 2.33 ile verilmişti. Şekil 2.9'da V_{AK1} eğrisi görünür. 2.88 eşitliği ile verilen Q1 tristörü için tekrarlanan $V_{FB} = V_{RB}$ tepe geriliminin uygulandığı görülebilir.

$$V_{FB} = V_{RB} = V(1+n) \quad [V] \quad (2.88)$$

Serbest Döngü Diyotu: D1 diyot'unun nominal akım değerleri bölüm 2.2.1'de elde edildi ve eşitlik 2.38 ve 2.35 ile verildi. D1 diyot'u için tekrarlayan V_{RB} tepe gerilimi 2.89'da olduğu gibi şekil 2.6a'da görülür.

$$V_{RB} = V \quad [V] \quad (2.89)$$

Komutasyon Tristörü: Komutasyon tristörleri sadece çevirici çalışmasının değişen (alternatif) periyotları (2T) üzerinde iletir. Böylece ortalama I_{AVEC} akımı

$$I_{AVEC} = \frac{1}{2T} \int_0^{t_1} i_c dt \quad [A] \quad (2.90)$$

ve IRMSC efektif akımı

$$I_{RMS} = \left[\frac{1}{2T} \int_0^{t_1} i_c dt \right]^{1/2} [A] \quad (2.91)$$

olarak hesaplanır.

Eşitlik 2.66'da i_c için verilen ifade 2.90 ve 2.91'de

yerine konmalıdır ve I_{ol} değeri tahmin edilen en büyük $\hat{I}_{ol}$ değeri olmalıdır. Ancak t_1 normal olarak T 'den biraz daha küçüktür, tristör seçimi eşitlik 2.92 tarafından eşitlik 2.66 ile verilen tepe akımı yardımı ile sap-
tanabilmesi mümkündür.

$$I_{PEAK} = \left\{ I_{ol}^2 + \left[\frac{V(2+rn)}{w_r L_1} \right]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad [A] \quad (2.92)$$

i_c 'nin zamana göre değişimi bir sinüs dalgasının ilk kısmından meydana gelen bir dikdörtgen dalga olarak şekil 2.9'da gösterilir.

Şekil 2.11'de farklı frekanslar için di/dt 'ye karşı I_{PEAK} 'in bir eğri ailesini gösterir. Bu diagram ile kaydolunan di/dt oranı komutasyon tristörleri ile seri halde yerleştirilen koruma endüktanslarının miktarına bağlıdır ve şekil 2.6'da gösterilir. Şekil 2.11'de ki diagram durumlara uygulanır ki bundan dolayı tristör $t_1/2T$ oranının maksimum değeri tarafından verilen duty cycle'ın kesin (sabit) bir oranı için tepe akımını iletir ve bu durumda tristör kılıfı sıcaklığı T_c sabit bir değeri aşmaz. T_c ve $t_1 / 2T$ 'nin çeşitli bileşimleri için eğri aileleri imalatçılar tarafından yayınlanmıştır. Dyle ki durumların herhangi pratik takımım için yaklaşık olarak bir diagram mevcuttur. Şekil 2.11'de ki frekans eğrileri 2.93'de verildiği gibi kullanılır.

$$f = \frac{1}{2T} \quad [Hz] \quad (2.93)$$

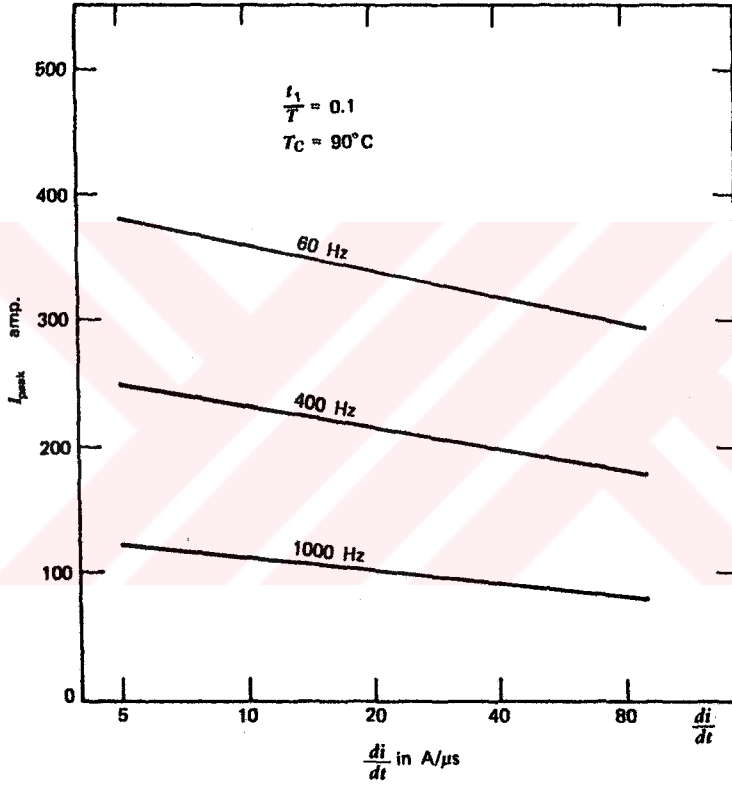
Eğer istenirse 2.93 kullanılarak eğrilerin ara değerleri bulunabilir.

Şekil 2.6a'dan; en büyük gerilimler kapasite C, QA ve QC tristörlerini kapsayan devrenin bir ağı göz

önünde bulundurularak komutasyon tristörleri saptanabilir. Bu çevrim için,

$$V_{AKA} - V_C - V_{AKC} = 0 \quad [V] \quad (2.94)$$

ilişkisi geçerlidir.



Şekil 2.11 Komutasyon Tristörü İçin Dikdörtgen Dalga Verisi

Kapasite geriliminin limit değeri 2.95 tarafından verilir

$$V_C = \frac{1}{2} V(1+n) \quad [V] \quad (2.95)$$

ve iki komutasyon tristörlerinden biri iletimde olduğu

zaman terminaller karşısında ki uçlar sıfır olacak, bu durum tristörler için aşağıdadır

$$V_{FBC} = V_{RBC} = V(1+n) \quad [V] \quad (2.96)$$

Enerji'yi Geri Veren D2 Diyot'u: Eşitlik 2.56 ve 2.60'dan

$$i_2 = n I_{o2} - \frac{V}{L_2} (t-t_1) \quad [A] \quad (2.97)$$

bulunur. Burada I_{o2} eşitlik 2.73'den elde edilir, ve I_{o1} değeri tekrar tahmin edilen en büyük I_{o1} değeri olur. Çünkü D2 çevirici çalışmasının her periyot'unda iletimdedir. Bu nedenle

$$I_{AVE2} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} i_2 dt \quad [A] \quad (2.98)$$

$$I_{RMS2} = \left[\frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} i_2^2 dt \right]^{1/2} \quad [A] \quad (2.99)$$

Bu durumda, 2.100'den (surge current) Sok/dalgı akımı yardımı ile elemanların seçimi yapılabilir.

$$I_{FM2} = \left[\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} i_2^2 dt \right] \quad [A] \quad (2.100)$$

Komutasyon Kapasitesi C: Kapasite için kullanılan tepe gerilimi

$$V_{cmax} = V(1+n) \quad [V] \quad (2.101)$$

şeklindedir.

Çünkü kapasite her periyot'ta şarj edilir, onun ortalama akımı komutasyon tristörlerinden dolayı için iki kere olabilecek ve onun efektif akımı komutasyon tristörlerinden dolayı 2 kat olacaktır. Bu değerler bu yüzden eşitlik 2.90, 2.91 ve 2.92'den elde edilebilir.

Kuplajlı L1 ve L2 Endüktansları: Bu endüktanslar lineer olmalıdır, yani, onların ortak çekirdekleri eşitlik 2.92 tarafından verilen i_1 'in tepe değerinde doyurulmalıdır.

L1 sarımının nominal efektif akım değeri i_1 'in efektif değeri tarafından verilir ve bu

$$I_1 = \left[I_{RMS1}^2 + I_{RMS2}^2 \right]^{1/2} \quad [A] \quad (2.102)$$

mertebesinde. Burada I_{RMS1} eşitlik 2.33'den elde edilen ana tristör akımının maksimum değeridir.

L2 sargısının nominal efektif akım değeri D2 diyot'unda ki gibidir ve eşitlik 2.99 ile belirlenir.

2.2.4 Gerilim Komutasyonu Devresinin Tasarımı

Çeşitli devre elmanlarının akım ve gerilim nominal değerleri saptanmamış devre parametrelerine ait L1, L2, n ve C ifadeleri içinde bölüm 2.2.4'de belirtilmiştir, ve teorik kriterinden ortaya çıkan optimizasyon yöntemlerinin sayısı bu parametrelerin saptanması için önerilebilir, fakat bu problem çok karmaşıktır ki birikmiş dizayn deneyleri üzerine kurulan nokta nokta deneme yöntemi kullanımı tercih edilerek meydana çıkarılır. Önerilen parametrelerin her hangi bir takımı için, ağırlık, büyüklük ve çeviricinin ısı üretimi saptanabilir, ve bunun gibi bir kaç gruptan (takımdan) çevirici dizaynı seçilebilir.

Bir yaklaşımla olarak, eşitlik 2.87'de $I_{01} = I_{01}$ olduğu farz edilebilir. V kaynak gerilimi uygun kullanılabılır bir dc kaynak değeri tarafından veya gerekli çıkış geriliminin maksimum ortalaması tarafından belirlenebilir. V bilindiği zaman n 'nin değeri tristörler ve diyotların gerilimine uygun seçilebilir. Bu durumda kullanım ekonomik olacaktır. Bu noktadan sonra analiz birimsiz (boyutsuz) değişkenlerle yapılabilir.

$$x = \frac{V}{\omega_r L_1 I_{01}} = \frac{V}{(L_1/C)^{1/2} I_{01}} \quad (2.103)$$

empedans tasarım tecrübelerinden bilindiği üzere, I_{01} , tahmin edilen en büyük $\hat{I}_{01}$ değerinde iken, $0.5 < x < 1.5$ olur

Eşitlik 2.83 için 2.81'den,

$$\theta(x) = \omega_r t_q = \cos^{-1} C - \tan^{-1} D \quad [\text{rad}] \quad (2.104)$$

bulunur, burada

$$C = \frac{1}{[x^2 + (2+n)^2]^{1/2}} \quad (2.105)$$

$$D = \frac{1}{x(2+n)} \quad (2.106)$$

şeklindedir. Böyleki $\theta(x)$ 'in değeri x ve n 'in seçilen değerlerinden hesaplanabilir. Bundan başka I_{01} 'in tahmin edilen en büyük değeri ($\hat{I}_{01}$) olarak belirtilen x içinde kullanılır, 2.104 t_q 'nın değeri Q_1 'in kesimi için en elverişli zamanın minimum olması gerekir.

Operasyonun zorunlu bir şartı $t_q \geq t_{off}$ 'dur, t_{off} bir takım tristörler için kesim zamanıdır ki bu durumda uygulanması ekonomik olacaktır. Eğer eşitlik (2.104) yerine eşitlik (2.107)'deki t_q zamanı

$$t_q = t_{off} + \Delta t \quad [s] \quad (2.107)$$

seçilirse, burada Δt çevirici inşasında ki toleranslar ve analiz yaklaşımı için izin verilen bir toleransdır, eşitlik 2.104 ve 2.107'den

$$w_p = \frac{G(x)}{t_{off} + \Delta t} \quad \text{Erad/s} \quad (2.108)$$

bulunur. Eşitlik 2.103 ve 2.108'den,

$$L_1 = \frac{V(t_{off} + \Delta t)}{x G(x) I_{o1}} \quad [H] \quad (2.107)$$

ve

$$C = \frac{1}{w_p L_1} = \frac{x I_{o1} (t_{off} + \Delta t)}{G(x) V} \quad [F] \quad (2.110)$$

elde edilir.

Gerekli parametrelerin hepsi x ve n 'nin yeni değerleri ile ikinci bir iterasyon için ve çevirici dizaynının bir değerlendirmesi için kullanılabilir. Hiç bir şart altında yük akımının ani değeri eşitlik 2.85 ile kesin olarak belirtilmiş limiti aşmayacağı not edilmelidir.

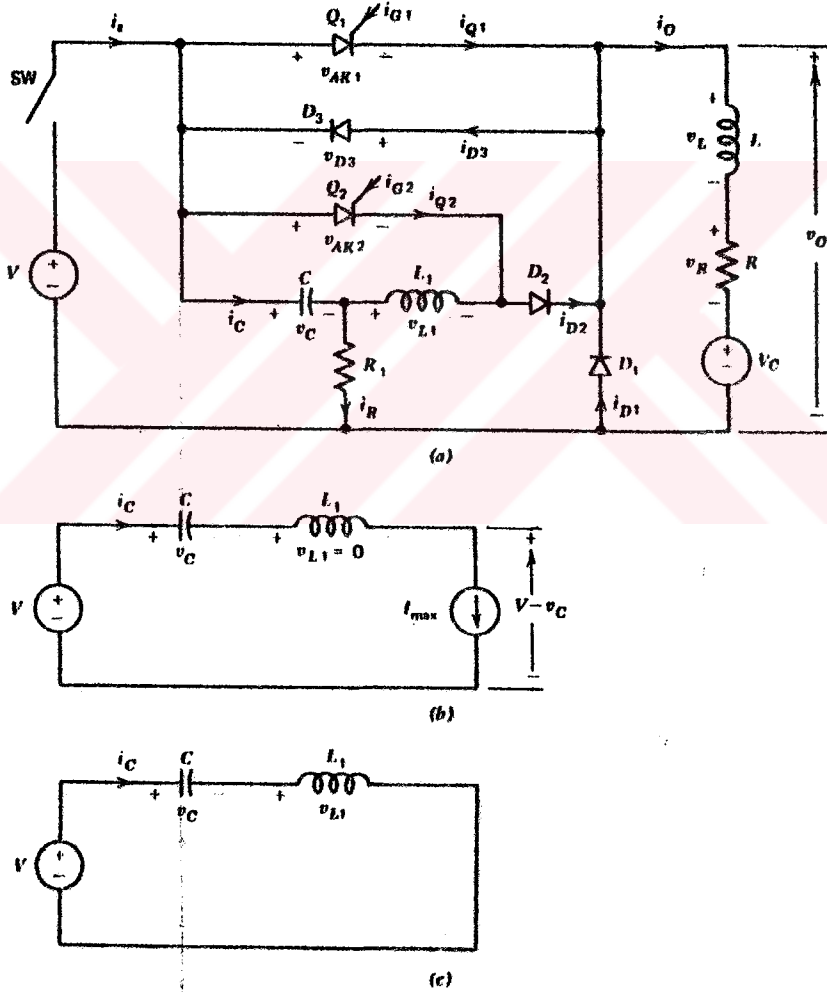
2.2.5 A Tipi Bir Kıyıcının Akım Komutasyonu

A tipi akım komutasyonlu bir kıyıcı devresi şekil 2.12'de görülmektedir. Burada devre elemanlarının korunması anlatılmayacak, ve L endüktansı lineerdir. Yük akımını taşıyan ana elemanlar, bir önceki gibi, tristör Q_1 ve serbest döngü diyot'u D_1 'dir. Şekil 2.2a'da gösterilmeyen ilave elemanlar akım komutasyonu için gereklidir. C kapasitesi şarj edilir ve Q_1 ana tristörünün

komutasyonunu başlatmak için kullanılır.

Devrenin çalışması aşağıdaki gibidir.

1. Çevirici SW anahtarı yardımıyla kaynağa bağlanır, ve C kapasitesi R_1 direnci üzerinden $v_C = V$ volt değerine kadar şarj edilir.



Şekil 2.12 A Tipi Kırıyıcı - Akım Komutasyonu.

2. $t=0$ 'da, kapasite tam dolduğu zaman, Q1 tristörü ilettime geçer, ve yük akımı i_o eksponansiyel olarak sıfırdan I_{max} değerine artar.

3. $t=t_{on}$ 'da, Q2 tristörü iletimdedir, bağlatılan komutasyon periyodu, ve C, L1 ve Q2'yi içine alan çevrimden bir osilasyon akımı akar: i_c ilk olarak negatifdir. Komutasyon aralığı o kadar kısadır ki bütün aralık boyunca i_o 'ın değerinin I_{max} değerinde sabit kaldığı kabul edilir. R1 yeterince büyük olduğundan i_q 'ninde komutasyon devresi analizinde ihmal edilebilir olduğu kabul edilir, fakat bir sonraki komutasyon periyodu başlatılmadan önce R1'in v_c 'nin V değerine azalmasına müsaade edecek kadar küçük olduğu kabul edilir.

4. i_c pozitif olduğu zaman diyot D2 iletimdedir, Q2 kesimdedir ve i_o sabit kabul edildiği zaman, i_c i_{q1} 'e düşer.

5. i_{q1} i_c 'nin artan değeri tarafından sifıra azaldığında D3 diyot'u ilettime başlar ve D3 diyot'u anaındaki doğru gerilim düşüşü Q1 tristörü ile değiştirilir $i_c = I_{max}$ akımı D3 diyot'undan akar.

6. i_c maksimum pozitif değerini geçtikten sonra ve tekrar I_{max} 'dan küçük olduğu zaman, D1 diyot'u iletimdedir. O zaman V kaynağı, D1, D2, L1, C 'yi içine alan yeni bir osilasyon devresi oluşur.

7. i_c 'nin osilasyon periyot'u tamamlanır ve i_c sıfır olur, $v_c > V$.

8. i_o D1 diyot'u üzerinden I_{max} değerinden başlayarak eksponansiyel olarak azalır, ve aynı zamanda v_c R1 üzerinden $v_c = V$ değerinden başlayarak azalır.

9. $t=T$ 'de $i_o = I_{min}$ olduğu zaman, Q1 tekrar ilettime geçer.

Simdi şekil 2.12'de ki komutasyon devresinin detaylı analizi yapılabilir, önceki paragrafta 3. adım sonunda varsayımlar yapıldı. Yeni bir zaman ölçüsü kullanılır öyle ki $t=0$ anında Q2 tristörüne kapı sinyali

uygulanması yardımı ile komutasyon periyodu başlar, böylece C, L1 ve Q2'yi kapsayan devre için

$$\frac{1}{C} \int i_C dt + L_1 \frac{di_C}{dt} = 0 \quad [V] \quad (2.111)$$

2.111'den türev ile

$$\frac{d^2 i_C}{dt^2} + \frac{1}{L_1 C} i_C = 0 \quad [A/s^2] \quad (2.112)$$

2.112 denkleminin çözümü için ilk koşullara derek vardır

$$i_C = 0 \quad A; \quad t=0^+ \quad [s] \quad (2.113)$$

$$v_{AK2} = 0 \quad V; \quad v_C = V \quad V; \quad t=0^+ \quad [s] \quad (2.114)$$

$$v_C + v_{L1} = 0 \quad V; \quad t=0^+ \quad [s] \quad (2.115)$$

böylece eşitlik 2.114 ve 2.115'den

$$\frac{di_C}{dt} = \frac{V}{L_1} \quad A/s; \quad t=0^+ \quad [s] \quad (2.116)$$

Eşitlik 2.112 ve 2.116'dan

$$i_C = - \frac{V}{\omega_r L_1} \sin \omega_r t \quad [A] \quad (2.117)$$

ve eşitlik 2.114 ve 2.117'den,

$$v_C = V \cos \omega_r t \quad [V] \quad (2.118)$$

Eşitlik 2.117 ve 2.118 komutasyon aralığının periyot I'sı boyunca tamamiyle uygulanır. Bu esnada osilasyon elemanları C ve L1 diyot ve tristör dizileri boyunca kısa devre olurlar. $0 < t < t_2$ aralığında v_C ve

i_c 'nin zaman değişimleri saf sinüzoidal'dır ve şekil 2.13'de gösterilir.

$t = \pi/\omega_r$ anında, i_c ters döner ve Q2 kesime girer; i_c D2 diyot'u üzerinden akar ve ana triyot gerilimi $v_{AK1}=0$ olduğu için, osilasyon elemanları kısa devre olmaya devam eder. Periyot 1 'nin bu kısmı için i_c kaynak ve yük devresi içinden alternatif (dalgalı) olarak veya Q1 içinden negatif bir yönde akması göz önünde tutulabilir. Eşit ve ters gerilimlerin olduğu yerde $v_o = V$ ve kaynak gerilimi V , tekrar bir kısa devre için tertip edilir. Her hangi bir noktadan hareket ile

$$i_{Q1} = I_{max} - i_c = I_{o1} - i_c \quad 0: \quad t > \frac{\pi}{\omega_r} \quad [A] \quad (2.119)$$

$t=t_1$ anında, $i_c = I_{max}$, $i_{Q1} = 0$ ve D3 diyot'u ilettime başlar, böylece

$$i_{D3} = i_c - I_{o1} \quad [A] \quad (2.120)$$

$$v_{AK1} = -v_{D3} \quad [V] \quad (2.121)$$

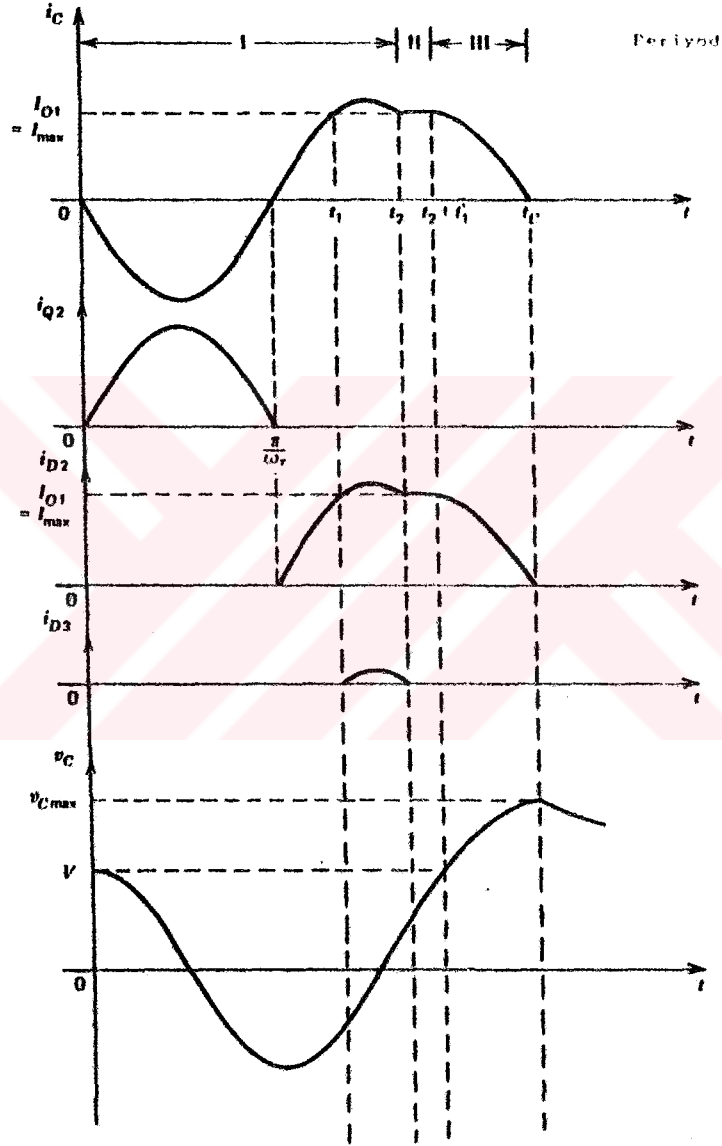
ve Q1 değiştirilir; yani, burada elemanların ideal olmayan durumlarından yararlanılmıştır, burada elemanlar bir iç dirence sahiptir, fakat direnç çok küçük bir değere sahiptir, analizin amacı nedeniyle ihmal edilebilir. Q1 değiştirildiği zaman

$$i_c = I_{o1} = \frac{V}{\omega_r L_1} \sin \omega_r t_1 \quad [A] \quad (2.122)$$

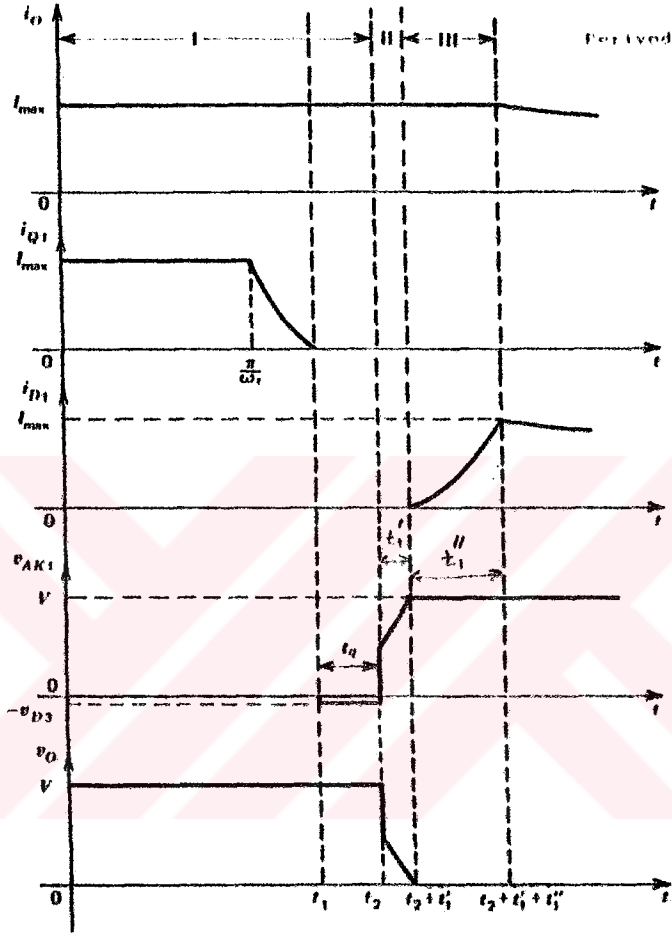
buradan

$$t_1 = \frac{1}{\omega_r} \sin^{-1} \left(\frac{\omega_r L_1 I_{o1}}{V} \right) \frac{\pi}{\omega_r} = \frac{1}{\omega_r} \sin^{-1} \frac{\omega_r L_1 I_{o1}}{V}$$

$$[s] \quad (2.123)$$



Sekil 2.13 Sekil 2.12'de ki Devre İçin Akım ve Gerilimin Zamana Göre Değişimi



Şekil 2.13'ün Devamı

Şekil 2.13'den görülür ki $\omega_r t_1$ üçüncü quadrant açısıdır. $t=t_2$ 'de, i_c pozitif maksimum değerini geçer ve I_{o1} değerine düşer. Böylece

$$t_2 = \frac{2}{\omega_r} \quad \frac{1}{\omega_r} \sin^{-1} \frac{\omega_r L_1 I_{o1}}{V}$$

$$= \frac{2}{\omega_r} - t_1 + \frac{\pi}{\omega_r} = \frac{3\pi}{\omega_r} - t_1 \quad [5] \quad (2.124)$$

Bu anda komutasyon aralığının periyot I 'si sona erer, D1 diyot'u ilettime geçmeye başlar, çünkü i_o sabittir ve i_c azalıyor. D1'in iletimi sonucunda v_o sıfır olur ve $V_c < V$ 'den dolayı i_c yükselmeye başlar, D1 kesimdedir. Tüm komutasyon periyodunda i_o , I_{max} değerinde sabit kalır. $v_c = V$ değerine kadar $I_c = I_{o1}$ sabit akımla kapasite şarj'ının kısa bir aralık meydana geldiği göz önünde tutulmalıdır. Komutasyon aralığının periyot II 'si olarak adlandırılan şarj aralığı esnasında

$$v_o = V - v_c \quad [VI] \quad (2.125)$$

i_o I_{max} değerinden henüz değişmezken L endüktansı karşısında $v_L = -V_c$ gibi bir gerilim görünür.

Hemde $t=t_2$ anında, D3 iletimi keser, öyle ki ters gerilim Q1 tristöründen kaldırılır, ve şekil 2.12' nin dışçevrimi için

$$-V + V_{AK1} + v_o = 0 \quad [VI] \quad (2.126)$$

ve 2.125'de ki v_o burada yerine konulursa

$$V_{AK1} = v_c \quad [VI] \quad (2.127)$$

yani, Q1 tristörüne şekil 2.13'de gösterildiği gibi bir doğru gerilim uygulanır.

Komutasyon aralığının periyot II 'si için eşdeğer devre şekil 2.12b'de gösterilir, i_c sabittir, $v_{L1}=0$ 'dır. Böylece

$$i_c = I_{o1} = C \frac{dv_c}{dt} \quad [AI] \quad (2.128)$$

Burada

$$t' = t - t_2 \quad [s] \quad (2.129)$$

$t=t_2$ 'de, eşitlik 2.118'den

$$v = v_{C2} = V \cos \omega_r t_2 \quad [V] \quad (2.130)$$

Böylece eşitlik 2.128 ve 2.130 'dan

$$v_c = \frac{I_{o1}}{C} t' + v_{C2} \quad [V] \quad (2.131)$$

$t=t'_1$ de,

$$v_c = V = \frac{I_{o1}}{C} t'_1 + v_{C2} \quad [V] \quad (2.132)$$

eşitlik 2.130 ve 2.132'den

$$t'_1 = \frac{CV}{I_{o1}} (1 - \cos \omega_r t_2) \quad [s] \quad (2.133)$$

Bu anda v_o sıfır olur ve D1 iletme geçer: $i_c = i_{o1}$
şimdi şekil 2.12c'de gösterilen C, L, D1 ve kaynak V'yi
ihtiva eden bir osilasyon akımı için ilk adım olur. Bu
devre içindeki akımın D1 içinden ters yönde akabilmesi
göz önünde tutulabilmelidir, yani

$$i_{D1} = i_o - i_c > 0 \quad [A] \quad (2.134)$$

Bu yeni osilasyon devresi için, komutasyon aralığının
periyot II 'si esnasında

$$v_c + v_{L1} - V = 0 \quad (2.135)$$

veya

$$\frac{1}{C} \int i_c dt'' + L_1 \frac{di_c}{dt''} - V = 0 \quad \text{[V]} \quad (2.136)$$

burada

$$t'' = t - t_1 = t - t_2 - t_1 \quad \text{[s]} \quad (2.137)$$

Eşitlik 2.136'dan

$$\frac{d^2 i_c}{(dt'')^2} + \frac{1}{L_1 C} i_c = 0 \quad \text{[A/s}^2\text{]} \quad (2.138)$$

Bu eşitliklerin çözümü için ilk koşullar

$$i_c = I_{01} \quad \text{A}; \quad \frac{di_c}{dt''} \quad \text{[A/s]}; \quad t''=0 \quad \text{[s]} \quad (2.139)$$

eşitlik 2.138 ve 2.139'dan,

$$i_c = I_{01} \cos \omega_p t'' \quad \text{[A]} \quad (2.140)$$

$t''=t_1$ 'de i_c sıfır olduğu zaman ve

$$t_1'' = \frac{\pi}{2\omega_p} \quad \text{[s]} \quad (2.141)$$

Bu anda, $t''=0$ 'da L endüktansında depo edilen enerjinin hepsi C kapasitesine transfer edilir, ve sonuç olarak $v_c > V$ olur. Bu maksimum kapasite gerilimini hesaplamak gereklidir. Böylece 2.140 eşitliğinden

$$v_c = \frac{1}{C} \int I_{01} \cos \omega_p t'' dt'' \quad \text{[V]} \quad (2.142)$$

hemde

$$v_c = V \quad V: \quad t = 0 \quad [s] \quad (2.143)$$

eşitlik 2.142 ve 2.143'den

$$v_c = \frac{I_{01}}{\omega_r C} \sin \omega_r t'' + V \quad [V] \quad (2.144)$$

ve eşitlik 2.141 yerine konursa

$$v_{cmax} = V + \frac{I_{01}}{\omega_r C} \quad [V] \quad (2.145)$$

elde edilir, bu kapasite gerilimi R1 üzerinden $v_c=V$ değerine azalır ve aynı zamanda i_0, I_{max} değerinden eksponansiyel olarak azalır.

Tüm komutasyon aralığının uzunluğu şimdi hesaplanabilir. Tüm komutasyon aralığı

$$t_c = t_2 + t_1' + t_1'' \quad [s] \quad (2.146)$$

ve ifadelerden t_c 'nin parçaları türetildi. Devre parametreleri ve I_{max} 'ın bir fonksiyonu gibi komutasyon aralığı tarif edildiği zaman kaba bir ifade olur, ancak, elde edildiği zaman özellikle faydalı ve aydınlatıcı değildir. Komutasyon aralığının uzunluğu A tipi kıyıcının analizinde önemli bir gelişki değildir. B tipi kıyıcı analizinde komutasyon aralığının uzunluğunun çeviricinin çalışması üzerindeki etkisi göz önünde tutulmalıdır.

Q1 tristörünün komutasyonu için mevcut zaman şekil 2.13'de v_{AK1} 'in egrisinden

$$t_q = t_2 - t_1 \quad [s] \quad (2.147)$$

olarak görülebilir, eşitlik 2.123 ve 2.124'de ki t_1 ve t_2 yerine konursa

$$t_{q1} = \frac{\pi}{\omega_r} - \frac{2}{\omega_r} \sin^{-1} \frac{\omega_r L_1 I_{o1}}{V} \quad (2.148)$$

Eşitlik 2.148 gösterir ki, ana tristörün kesimi için mevcut zaman yük akımının artması ile azalır.

2.2.6 Devre Elemanlarının Nominal Değerleri

Devre bileşenlerinin gerekli nominal değerlerini saptayan method şimdiye kadar gerilim komutasyon devresi için tam olarak açıklandı. Bu yüzden buradaki konunun detaylı bir tartışmasına ihtivaç yoktur. Akılda tutulması gereken önemli nokta şudur, en fazla kullanılan her bileşen çeviricinin çalışma durumuna göre değerlendirilme yapılmalıdır. Örnek olarak D3 diyot'unda ki i_{p3} akımının en yüksek ortalama ve efektif değerinde çalışma koşulu nedir?

Şekil 2.12'deki devrede şimdiye kadar başka yerde karşılaşılmayan sadece bir durum bulunur, ve bu D3 diyot'u ile ters paralel bağlı Q1 tristörünü içerir. Bu tristörün kesime geçme zamanı ona uygulanan ters gerilimin artması ile bir dereceye kadar azaltılır. Bu devrede komutasyon esnasındaki ters gerilim hemen hemen sıfırdır. Bunun nedeni basitçe D3 diyot'u karşısındaki doğru gerilim düşüşüdür. Şekil 2.12'deki devre için kesim zamanı üretici veri (data) tablolarından alabilmek için bazı uygun ifadeler ile veya (geri besleme diyot'lu) kesim zamanı olarak listelenir. Geri besleme diyot'unun varlığı gerekenin % 50'si kadar büyük ters gerilim yardımıyla aşırı durumlarda kesim zamanını arttırabilir.

2.2.7 Akım Komutasyonu Devresinin Analizi

Yine bir kez daha analiz yöntemi tanımlanır,

öyleki, ana elemanlar güç devresi analizinin temeli üzerinde seçildiği zaman, komutasyon devresi analizi ölçüsüz bir büyüklüğün terimleri içinde gerçekleştirilebilir.

$$x = \frac{V}{\omega_r L_1 I_{o1}} = \frac{V}{(L_1/C) I_{o1}} \quad (2.149)$$

Akım komutasyonlu bir çevirici için tipik olarak $1.4 \leq x \leq 3$. x 'in bir ilk değeri verilen devre parametreleri yardımıyla bulunabilir, bu parametreler:

1. Maksimum kapasite gerilimi V_{Cmax} .
2. Komutasyon tristörü tepe akımı I_{PEAK} .
3. R_1 direncinde ki şarj akımı kayıpları.

Eşitlik 2.145 ve 2.149'dan

$$\frac{V_{Cmax}}{V} = 1 + \frac{1}{x} \quad (2.150)$$

Öyle ki, $1/x$ maksimum kapasite gerilimini aştığı zaman tanımlanan bir faktördür, kaynak gerilimi komutasyon periyotunun başlamasında kapasite gerilimi olmalıdır. Eğer bir fonksiyon eşitlik 2.129 ve 2.149 tarafından tanımlanırsa

$$\theta(x) = \omega_r t_q = \pi - 2 \sin^{-1} \frac{1}{x} \quad [\text{rad}] \quad (2.151)$$

burada

$$t_q = t_{off} + \Delta t \quad [s] \quad (2.152)$$

daha sonra bu fonksiyon L_1 ve C 'yi hesaplamak için kullanılır. 2.152 denkleminde t_{off} seçilen ana tristör için kesime geçme zamanı kesinlikle belirtilir ve Δt

çevirici dizaynındaki dizayn yaklaşıklıkları ve toleranslar için izin verilir bir toleranstır.

L_1 ve C için ifadeler gerilim komutasyon devresinden bunların türetmesine göre benzerdir, böyle ki eşitlik 2.109 ve 2.110 ile benzerlik yardımı ile

$$L_1 = \frac{V(t_{off} + \Delta t)}{x G(x) I_{ol}} \quad [H] \quad (2.153)$$

$$C = \frac{x I_{ol} (t_{off} + \Delta t)}{G(x) V} \quad [F] \quad (2.154)$$

olarak bulunur.

Eğer 2.2.5 bölümündeki analiz sistem performansının güvenilebilir tahminlerini vermekte ise, o zaman R_1 direncinin değeri şöyle seçilebilir,

$$T > 3R_1C = 3\zeta \quad [s] \quad (2.155)$$

Eğer böyle bir durum söz konusu değil ise, diğer komutasyon periyodu başlatılmadan önce orada V_{max} 'dan V ye düşen kapasite gerilimi için yetersiz zaman olabilir.

Komutasyon aralığının sonunda kapasitede depolanan enerjinin birazı R_1 direncinde harcanır, birazı V kaynağına geri döner ve birazı bir sonraki komutasyon periyodu için kapasiteye depo edilir. R_1 içinde harcanan miktar diğer dizayn kriteri ile uyum içinde olacak şekilde minimize edilmelidir. Kapasite içine depo edilen kalıntılar (enerji miktarı) W_C 'dir.

$$W_C = \frac{1}{2} CV^2 \quad [J] \quad (2.156)$$

Boşalma periyodu esnasında, kapasite gerilimi V_{Cmax} değerinden V değerine düşer, kapasite akımı

$$i_c = \frac{-(V_{Cmax} - V) e^{-t/\tau}}{R} \quad [A] \quad (2.157)$$

Tahmin üzerine 2.155 eşitsizliği kesinlikle belirtilir ve $T \geq 3R_1 C$, kaynak V 'ye geri dönen enerji olabilecektir, yakın bir yaklaşıklıkla

$$W_S = \int_0^{\infty} -V_{iC} dt = \int_0^{\infty} \frac{V}{R} (V_{Cmax} - V) e^{-t/\tau} dt$$
$$= CV(V_{Cmax} - V) \quad [J] \quad (2.158)$$

Kapasiteye depolanan enerjinin değişimi, şarj edilmeyen periyot esnasında $W_{Cmax} - W_C$ 'dir

$$W_{Cmax} - W_C = \frac{1}{2} CV(V_{Cmax}^2 - V^2) \quad [J] \quad (2.159)$$

R_1 üzerinde harcanan enerji

$$W_R = (W_{Cmax} - W_C) - W_S = \frac{1}{2} CV(V_{Cmax}^2 - V^2) \quad [J] \quad (2.160)$$

2.160 denkleminde 2.159'deki V_{Cmax} yerine konulursa

$$W_R = \frac{1}{2} C \frac{V^2}{x^2} \quad [J] \quad (2.161)$$

ve 2.161 eşitliğine 2.154'deki C yerine konulursa

$$W_R = \frac{V I_{o1} (t_{off} + \Delta t)}{2x[\pi - 2\sin^{-1}(1/x)]} \quad [J] \quad (2.162)$$

Eşitlik 2.162'de, açıktır ki, x mümkün olduğu kadar büyük yapılmalıdır; yani, kapasite geriliminin fazlalığı tepe akım kriterinin tatmini ile uygun mümkün olduğu kadar küçük yapılmalıdır. Müsade edilebilir tepe akımı komütasyon tristörünün seçimini saptayacaktır.

Eşitlik 2.161'den R_1 direncinde harcanan ortalama güç

$$P_R = \frac{1}{2} \frac{C V^2}{x^2 T} \quad (W) \quad (2.163)$$

2.3 B Tipi Kıyıcının Analizi

Bu bölümde güç devresinin çalışması tartışılacak, sonra akım komutasyonunun iki metodu tanımlanacaktır.

2.3.1 B Tipi Kıyıcının Güç Devresi

Şekil 2.3'de gösterilen B tipi bir kıyıcının güç devresi şekil 2.14a'da tekrar gösterilir. Şekil 2.14b'de iki tristörün kapı sinyalleri gösterilir, ve V_C ve V değerleri bu kapı sinyalleri ile ortalama çıkış akımının pozitif olduğu kabul edilir, ve çevirici bu yüzden V_0 I_0 diagramının ilk periyotunda çalışır.

Çevirici devreye sokulduktan kısa bir zaman sonra, devre değişkenlerinin zamana göre değişimleri ile işle- tilebilmesi şekil 1.14b'de gösterildiği gibidir. Şekil 2.14b'deki dalga şekilleri şekil 2.2c ile karşılaştırıl- malıdır. Bu yapıldığı zaman, B tipi bir kıyıcı periyo- tunun parçası için iki çevirici arasındaki esaslı farklar görülebilecektir, $i_0 < 0$, ve bu farklar D2 diyot'u ve Q2 tristörünün varlığından dolayı meydana gelir. Diğer bir değişle, B tipi bir kıyıcı süreksiz yük akımı ile çalıştırılmaz. i_0 'ın B tipi dalga şekli 4 parçaya dağıtılabilir, ve şekil 2.14b'de her hangi bir aralık i- çin i_0 ile aynı(özdeş) yarı iletken alet akımı i_0 dal- ga şekli üzerinde gösterilir. Devrede ki en önemli ba- gımlı değişkenler V_0 , I_0 , I_s , ortalama kaynak akımı ve T , t_{on} , V , V_C bağımlı değişkenleri arasındaki iliş- kinin saptanması gereklidir. Bu çeviricinin süreksiz akım işletimi mümkün olmadığı için, bu güç devresi analizi

amacında, bir kapı sinyalinin sonu ve başlangıcı arasında bir aralığın olmadığı varsayılabilir olduğu bu aşamada not edilmelidir. Buna rağmen komutasyon devresinin geliştirilmesinde böyle bir aralığın gerekliliğine çok büyükte olsa ihtiyaç duyulduğu sonradan gösterilmiştir.

Sürekli akım çalışması için bölüm 2.2.1'de geliştirilen analiz şekil 2.14a'daki devreye direkt olarak uygulanabilir, 2.2, 2.4, 2.8 ve 2.7 eşitliklerinden,

$$i_o = \frac{V - V_c}{R} (1 - e^{-t/\tau}) + I_{min} e^{-t/\tau} \quad [A] \quad 0 \leq t \leq t_{on} \quad [s] \quad (2.164)$$

Burada

$$\tau = \frac{L}{R} \quad [s] \quad (2.165)$$

$$i_o = \frac{-V_c}{R} (1 - e^{-t'/\tau}) + I_{max} e^{-t'/\tau} \quad [A] \quad t_{on} \leq t \leq T \quad [s] \quad (2.166)$$

Burada

$$t' = t - t_{on} \quad [s] \quad (2.167)$$

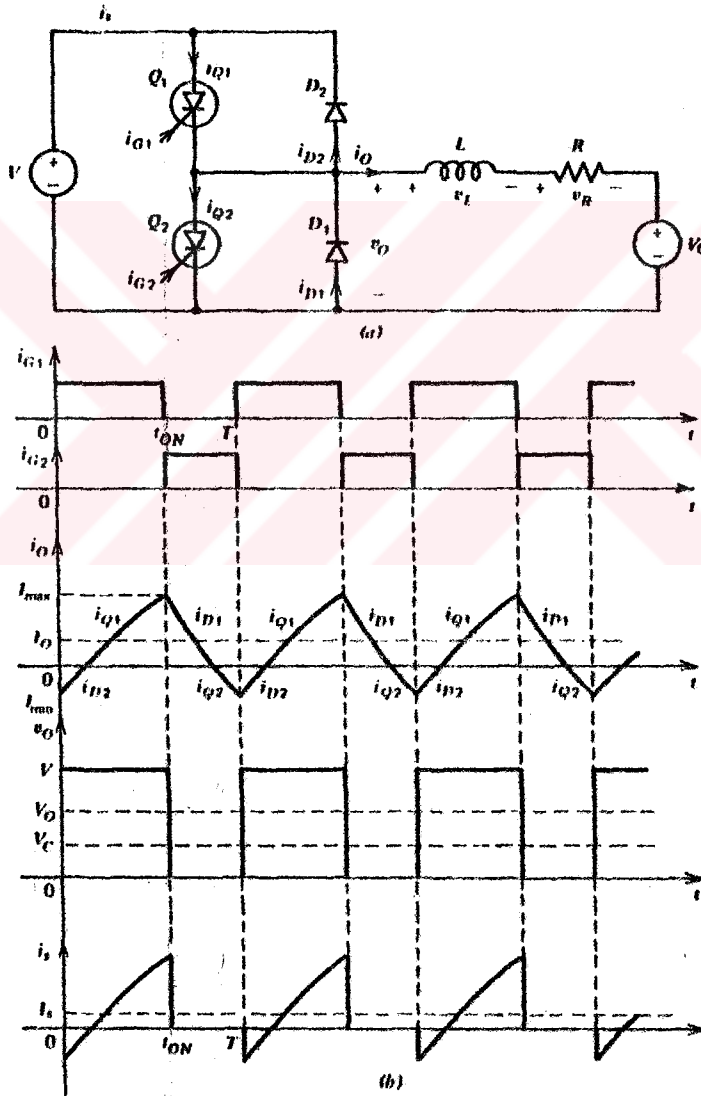
2.164 ve 2.166 eşitliklerinde son durumların yerine konması I_{max} ve I_{min} 'in çözümü eşitlik 2.10 ve 2.11 bu iki akım ifadelerini verir.

$$I_{max} = \frac{V}{R} \frac{[1 - e^{-t_{on}/\tau}]}{[1 - e^{-T/\tau}]} - \frac{V_c}{R} \quad [A] \quad (2.168)$$

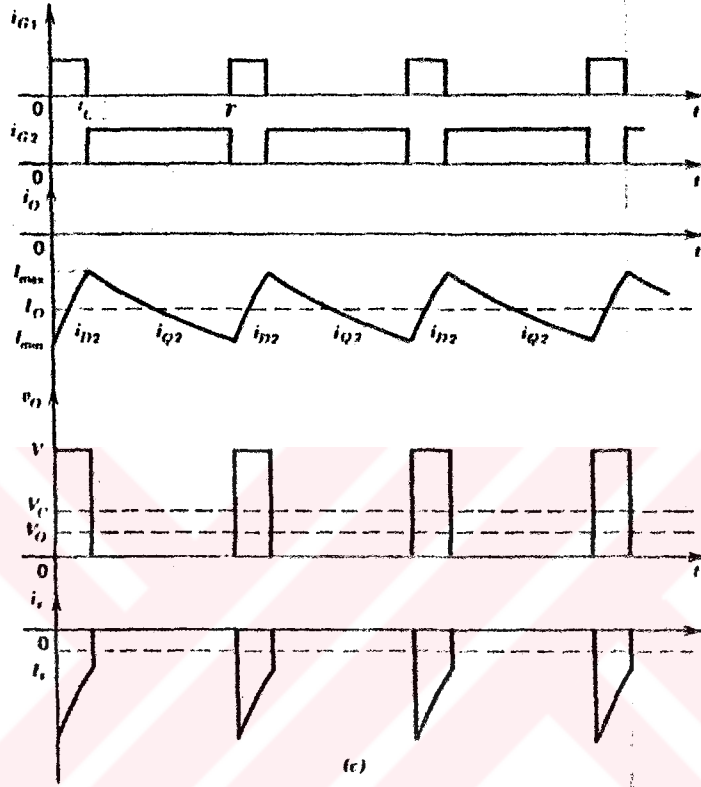
$$I_{min} = \frac{V}{R} \frac{(e^{t_{on}/\tau} - 1)}{(e^{T/\tau} - 1)} - \frac{V_c}{R} \quad [A] \quad (2.169)$$

2.168 ve 2.169 'daki bağımsız değişkenler $\frac{t}{T} > 0$

yapılabilir. Bu durumda çevirici sürekli çıkış akımlı A tipi bir kıyıcı gibi basit bir şekilde çalıştırılır. Q2 tristörünün ve D2 diyotu periyodun herhangi bir parçası esnasında iletimdedir. Bu şekil 2.2c'de gösterilen ilk quadrant çalışmasıdır.



Şekil 2.14 B Tipi Bir Kıyıcının Temel Prensipleri



Şekil 2.14 (Devamı)

Eğer bağımsız değişkenler $I_{max} > 0$ ve $I_{min} > 0$ iseler, o zaman sonuç, $I_0 > 0$ olduğu yerde, şekil 2.14b de açıklandığı gibi ilk quadrant çalışması olabilir. Eğer bağımsız değişkenler şekil 2.14b'de gösterildiği gibi I_{max} küçük bir pozitif değere ve I_{min} büyük bir negatif değere sahip ise, $I_0 < 0$ olursa o zaman sonuç ikinci quadrant çalışması olacaktır.

Sonuç olarak, bağımsız değişkenler dyleki $I_{max} = 0$ olursa, o zaman $I_0 = 0$ ve sonuç ikinci quadrant çalışmasıdır. Bu koşullar altında, Q1 tristörü ve D1 diyot'u periyodun her hangi bir parçası esnasında ilettime geçmezler. Bu durum şekil 2.14c'de gösterilmiştir.

Çeviricinin çalıştığı quadrant yük devresi geriliminden kolayca bulunabilir. A tipi çeviricide, V_0 her zaman tanımlanır, ve eşitlik 2.24'den ortalama yük gerilimi

$$V_0 = \frac{t_{on}}{T} V \quad (VI) \quad (2.170)$$

Eğer $V_0 > V_c$ ise, ortalama güç yük devresine akar, ve çevirici ilk quadrant'da çalışır. Eğer $V_0 < V_c$ ise, ortalama güç yük devresinden V kaynağına akar, ve çevirici ikinci quadrant'da çalışır. Bu şartlar şekil 2.14'de ki gerilim dalga şekillerinde gösterilmiştir.

Q1 sürekli çalışırken, veya $t_{on} = 1$ iken,

$$I_{max} = I_{min} = \frac{V - V_c}{R} \quad (VII) \quad (2.171)$$

Q2 sürekli çalışır iken, veya $t_{on} = 0$ iken

$$I_{max} = I_{min} = - \frac{V_c}{R} \quad (VIII) \quad (2.172)$$

Kullanılan diyot ve tristörün ideal olduğu kabulü ile

$$V_{I_2} = V_0 I_0 \quad (IX) \quad (2.173)$$

Sonuçta A tipi bir kıyıcının sürekli akım altında çalışmasının fourier analizi, doğrudan B tipi bir kıyıcıya uygulanabilir. Böylece 2.21, 2.22, 2.24, 2.31, 2.32 denklemlerinden

$$v_o = V_o + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \sin(n\omega t + \theta_n) \quad [V] \quad (2.174)$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad [\text{rad/s}] \quad (2.175)$$

$$V_o = \frac{t_{on}}{T} V \quad [V] \quad (2.176)$$

$$c_n = \frac{\sqrt{2V}}{n\pi} (1 - \cos n\omega t_{on})^{1/2} \quad [V] \quad (2.177)$$

$$\theta_n = \tan^{-1} \frac{\sin n\omega t_{on}}{1 - \cos n\omega t_{on}} \quad [\text{rad}] \quad (2.178)$$

Q1 tristörünün maksimum ortalama ve efektif akım değerleri aynıdır ve ilk quadrant esnasında meydana gelir, $t_{on} = T$ iken, eşitlik 2.33'e benzer verilir.

$$I_{Q1Rmax} = I_{Q1max} = \frac{V - V_c}{R} \quad [A] \quad (2.179)$$

D1 diyot'u için maksimum değerler ilk quadrant çalışması esnasında meydana gelir ve 2.37 ve 2.40 eşitliklerinden yaklaşık olarak

$$I_{D1max} = 0.25 \frac{V - V_c}{R} \quad [A] \quad (2.180)$$

$$I_{D1Rmax} = \sqrt{\frac{4}{27}} \frac{V - V_c}{R} \quad [A] \quad (2.181)$$

Q2 tristörü'nün maksimum ortalama ve efektif akım değerleri aynı ve ikinci quadrant çalışması esnasında meydana gelir, $t_{on} = 0$ iken,

$$I_{Q2max} = I_{Q2Rmax} = \frac{V_c}{R} \quad [A] \quad (2.182)$$

D2 diyot'u için, yaklaşık nominal değerler, i_o 'ın aşağıda verilen sabit değerde kalması ve yük devresi endüktansının yeterince büyük kabul edilmesiyle elde edilebilir.

$$I_o = - \frac{T - t_{on}}{T} \frac{V_c}{R} \quad [A] \quad (2.183)$$

Ortalama diyot akımı

$$I_{o2} = \frac{t_{on}}{T} \frac{T - t_{on}}{T} \frac{V_c}{R} \quad [A] \quad (2.184)$$

ve eğer bu ifade eşitlik 2.35 ile karşılaştırılırsa, eşitlik 2.37 ve 2.40 ile benzerliği görülebilir.

$$I_{Dmax} = 0.25 \frac{V_c}{R} \quad [A] \quad (2.185)$$

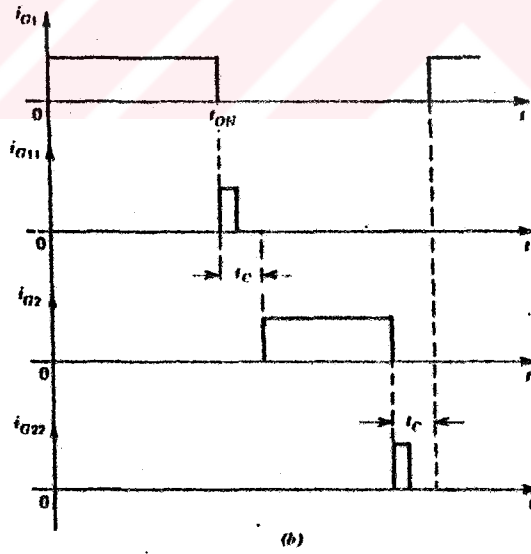
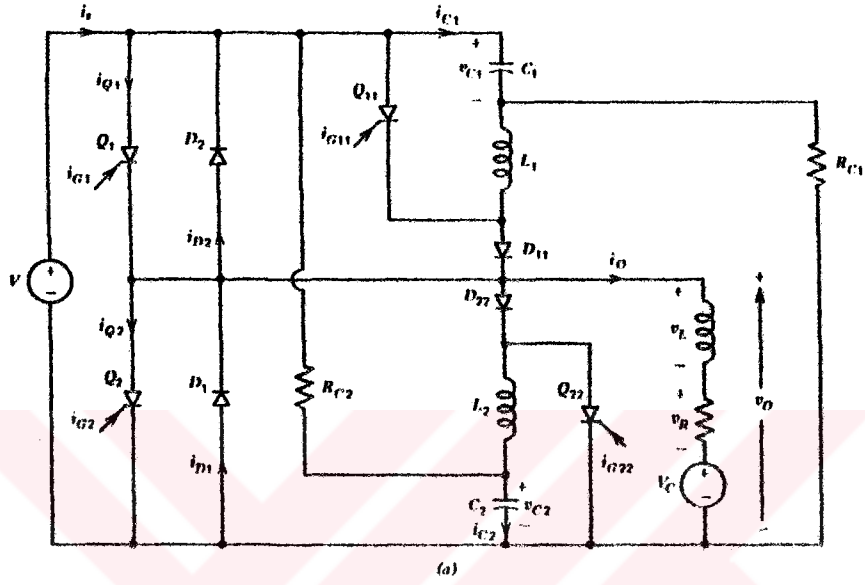
$$I_{D2Rmax} = 0.385 \frac{V_c}{R} \quad [A] \quad (2.186)$$

Önceden bölüm 2.6.1'in sonunda uyarılar verildi, gerçekte, elemanlar içindeki maksimum akımlar akım sınırlayıcı geri besleme çevrimleriyle bir çok durumda sınırlanacaktır.

2.3.2 B Tipi Bir Kıyıcının Komutasyonu

B tipi bir kıyıcının akım komutasyonu iki metodla açıklanır. Benzer şekilde bir çok komutasyon devresi daha önce tasarlanmıştı. Bunlar tipik olarak burada açıklanmıştır.

Tip 1 Akım Komutasyonu: Şekil 2.15a'da tip 1 akım komutasyonlu B tipi bir kıyıcı devresi gösterilmiştir. ilk quadrant için kullanılan devre şekil 2.12a ile aynıdır.



Şekil 2.15 B Tipi Kırıyıcı - Tip 1 Akım Komutasyonlu

aşğıdaki uygunlukların sağlandığı gözlenmiştir:

Şekil 2.15a

Şekil 2.12a

Q ₁	tekabül eder	Q ₁
D ₁		D ₁
Q ₁₁		Q ₂
D ₁₁		D ₂
D ₂		D ₃
C ₁		C
L ₁		L ₁
RC ₁		R ₁

Eğer B tipi bir kıyıcı ilk quadrant'da çalıştırılırsa, ve i_o daima pozitif ise, o zaman komutasyon devresinin açıklanması şekil 2.15a devresine göz önüne alınarak, bölüm 2.2.5'de verildiği gibidir.

İkinci quadrant işletiminde çalıştırılan komutasyon devresi, şekil 2.15a ile aynıdır, aşğıdaki uygunlukların sağlandığı gözlenmiştir:

Şekil 2.15a

Şekil 2.12a

Q ₂	tekabül eder	Q ₁
D ₂		D ₁
Q ₂₂		Q ₂
D ₂₂		D ₂
D ₁		D ₃
C ₂		C
L ₂		L ₁
RC ₂		R ₁

Eğer B tipi bir kıyıcı ikinci quadrant'da çalıştırılırsa ve i_0 'ın daima negatif kalması durumunda, bölüm 2.2.5'teki açıklamalara tekrar bas vurulabilir. Gerçekte bu quadrant için çalışma farklılığı komutasyon devresinin A tipi bir kıyıcı tarafından etkilenmemesidir.

Eğer şekil 2.14b'de $I_{max} > 0$, ve $I_{min} < 0$ şartları altında, birinci veya ikinci quadrant'da çalışan B tipi bir kıyıcı, bir ana tristör için kapı sinyallerinin sonu ile diğerlerinin kapı sinyallerinin başlangıcı arasında bir ara bırakılmalıdır. Bunun sebebi, Q1 tristörünün akım darbesinin sonunda, devrenin çalışması göz önünde tutularak, görülebilir. Kapı sinyali Q1'den kaldırıldığı zaman, Q1 komutasyon periyotunun başında iletmedir. Q1 kesime geçinceye kadar Q2'nin ilettime geçmesine izin verilmez, aksi taktirde V kaynağı kısa devre olabilir. Bu yüzden, şekil 2.13'de gösterilen t_1 - t_2 arında, Q2 ilettime geçmeden önce, Q1 komutasyon periyot'u tamamlanmalıdır. 2.146 denkleminde tanımlandığı gibi diğerlerinin tam komutasyon aralığına kadar ana tristörlerin her biri üzerinde kapı sinyallerinin gecikmesi normal bir uygulamadır. Kapı sinyallerinin gerekli düzenlemesi şekil 2.15b'de gösterilir.

Tip 2 Akım Komutasyonu: İkinci tip akım komutasyonlu B tipi bir kıyıcı devresi şekil 2.16a'da gösterilir. Bu devrenin davranış analizi, birinci tip akım komutasyonu analizinde yapılan tahminlerin buradada yapılması uygundur. Yaklaşımlar şunlardır, i_0 komutasyon aralığında I_{max} değerinde sabit kalır ve R_1 , R_L , L_1 , ve C seri devre parçasında her hangi bir osilasyon eğilimini durdurmak için yeteri derecede büyük bir dirence sahiptir; dolayısıyla, ıř komutasyon aralığı esnasında ihmal edilebilecek kadar yeterince küçüktür.

Daima pozitif i_0 ile beraber i_0 'ın V_0 'a karşı olan diagramının ilk quadrant'ında çeviricinin çalışması aşağıda olduğu gibidir:

1. $t=0$ 'da Q1 ve Q22 tristörleri iletimdedir, bunun sonucu olarak, aynı anda:

a. $v_D = V$ esnasında, i_D eksponansiyel olarak I_{max} değerine artar.

b. Osilasyon akımı i_C V kaynağı, C ve II' den meydana gelen halkalı devre içinden akar, bu sonuç ile, i_C sıfır'a düştüğü zaman ve Q22 kesimdedir, C kapasitesi $v_C = -2V$ olana kadar şarj edilir.

2. Kapasitenin yükü D2, Kaynak V, D22 ve R1'i kapsayan devre içinden azalır, $v_C = -V$ olur.

3. $t=t_{on}$ 'da, Q11 tristörü iletime geçer; i_C kaynak V, Q11 ve yük devresini kapsayan halkalı devre içinden akar, böylece i_{Q1} akımı $i_Q=I_{max}$ değerinin altına düşer.

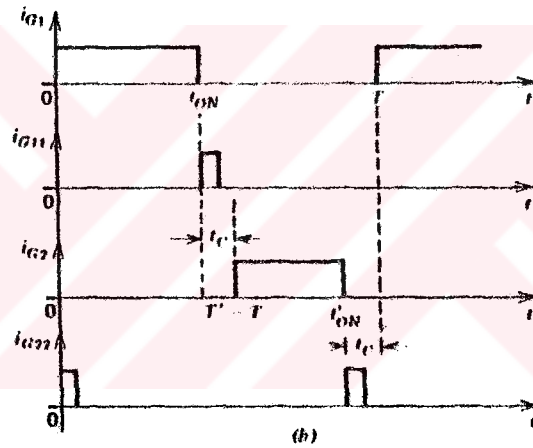
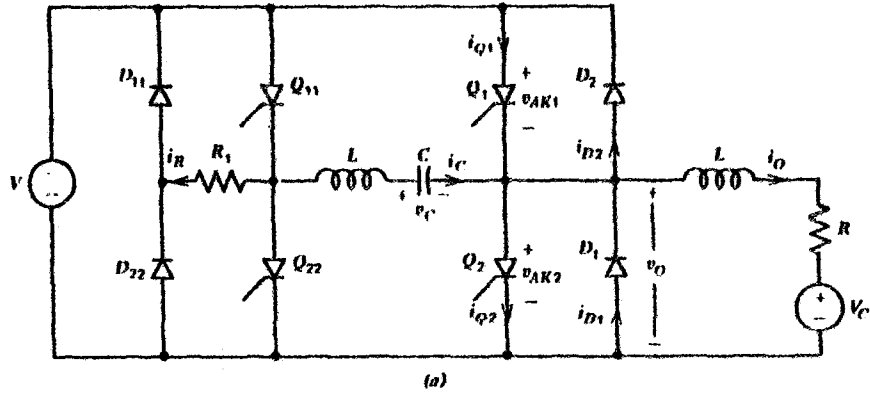
4. i_C 'nin artan değeri vasıtasıyla i_{Q1} sıfıra düştüğü zaman, yani, $i_C=I_{D1}=I_{max}$ olduğu zaman, D2 diyot'u iletime başlar, ve Q1 tristörünün değiştirilmesi için D2 karşısındaki doğru gerilim v_{AK1} 'in negatif değerini netice verir.

5. i_C tekrar I_{D1} değerine düştüğü zaman komutasyon aralığının periyot I'sı şekil 2.17'de gösterildiği gibi tamamlanır. (zaman sıklasının $t=t_{on}$ 'da başladığını not alın). C kapasitesi sabit $i_C = I_{D1}$ akımında şarj ediliyorken, D1 diyot'u iletime başlamaya yönelir ve komutasyon aralığının periyot II'sini izler. Çalışmanın bu durumu bölüm 2.2.5'de anlatıldı.

6. C kapasitesi $v_C = V$ geriliminde şarj edildiği zaman, D1 iletime geçer ve $v_D = 0$ olur. Bu an komutasyon aralığının III. periyot'unun başlangıcını işaretler. Aynı anda,

a. i_D D1 üzerinden eksponansiyel olarak azalır.

b. Osilasyon akımı i_C yük devresi, kaynak V ve Q11'i kapsayan devreden akar, bu esnada $v_D = 0$ 'dır.

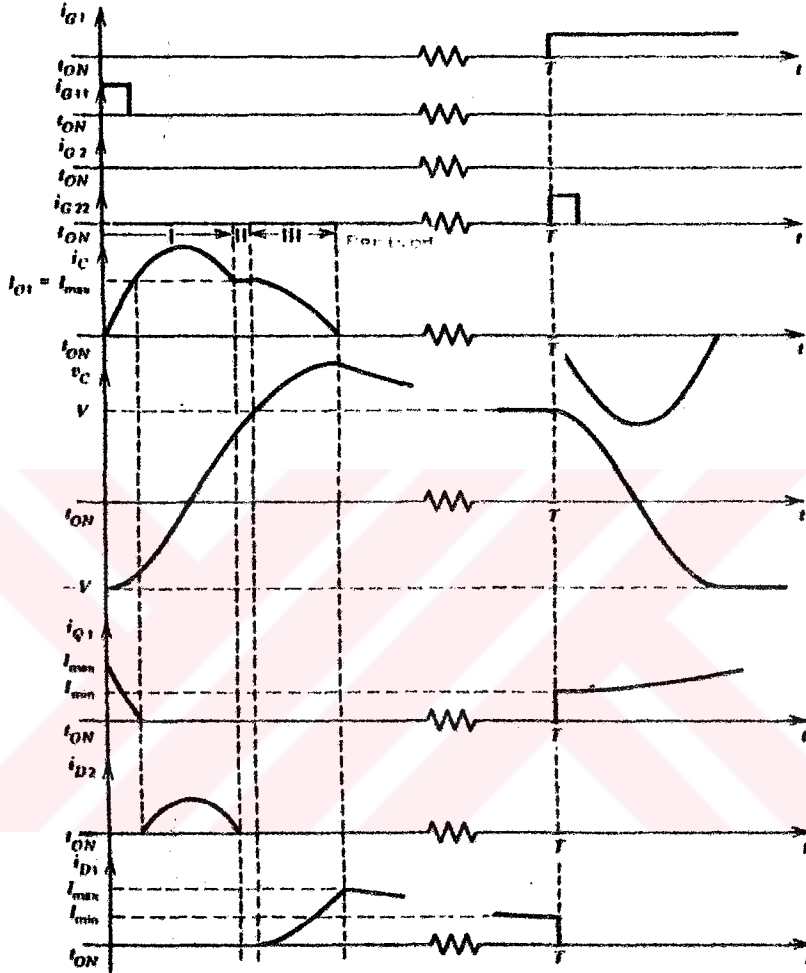


Şekil 2.16 B Tipi Kıyıcı - Tip 2 Akım Komutasyonu

7. i_c sıfıra düşer ve Q11 triyödü kesime geçer, komutasyon aralığının III. periyot'u sonunda $v_c > V$ olur

8. Kapasite yükü D1, R1, D11, kaynak V'yi kapsayan devreden dolayı azalır. $v_c = V$ olur.

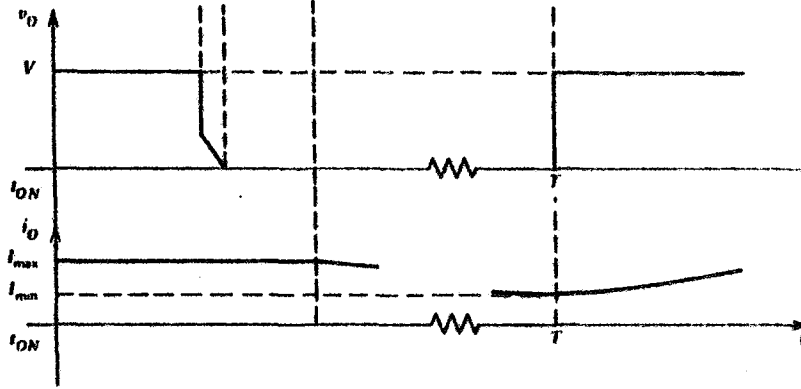
9. $t=T$ 'de i_o I_{min} değerine düştüğü zaman Q1 ve Q22 tekrar iletimdedir, ve halkalı devrede ortaya çıkan sonuç akımı (resulting current) i_c bir kapasite gerilimi $v_c = -V$ meydana getirir ve C bir sonraki komutasyon



Şekil 2.17 Tip 2 Akım Komutasyonu - Birinci Quadrant Çalışması

periyot'u için hazırın.

Temel devre değişkenlerinin bazılarının zaman göre değişimi şekil 2.17'de gösterilir.



Şekil 2.17 (Devamı)

Daima negatif olan i_o ile beraber, I_o 'ın v_o a karşı olan diagramının ikinci quadrantında çevirici çalışması aşağıda olduğu gibidir.

1. $t=0$ 'da, Q2 ve Q11 iletimdedir, bunu sonucu olarak, aynı anda

a. $v_o=0$ esnasında, i_o negatif yönde I_{min} değerine artar.

b. $i_c=0$, tristör Q11 kesimde ve $v_c = 2V$ olan zamana kadar bir osilasyon akımı i_c halkalı devrede akar.

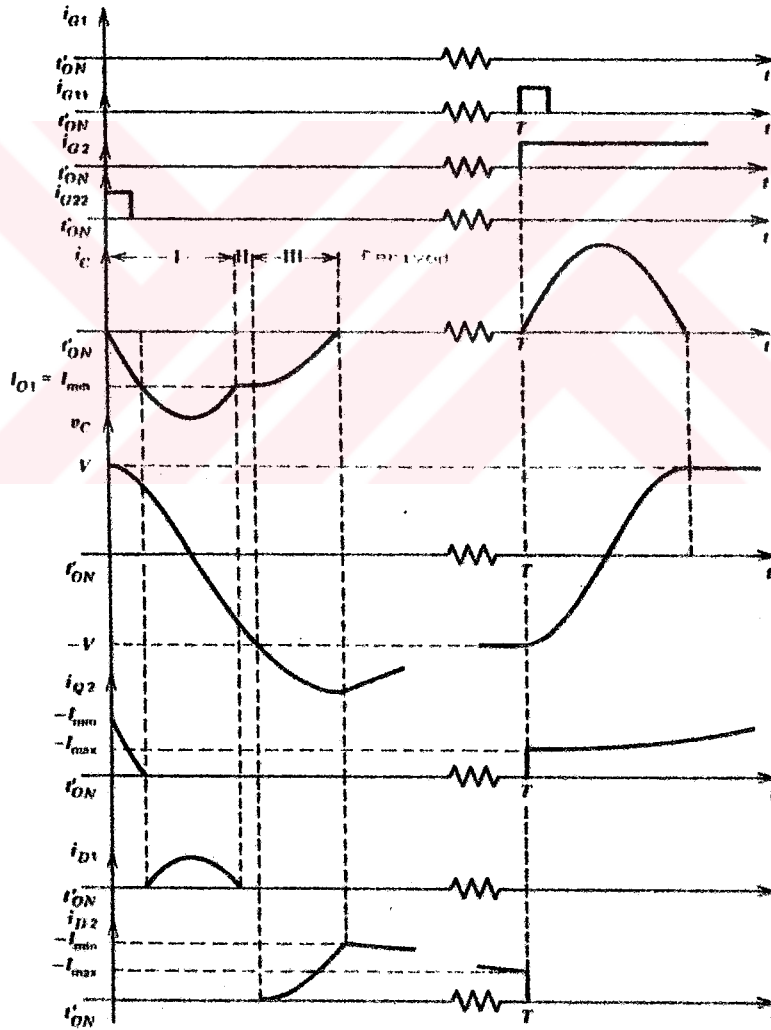
2. Kapasite şarjı D11, R1 ve D1 'den dolayı azalır, $v_c = V$ olur.

3. $t=t_{on}$ 'da, Q22 iletime geçer; i_c negatif yönde artar, böylece i_{q2} akımı $-i_o=-I_{min}$ değerinin altına düşer.

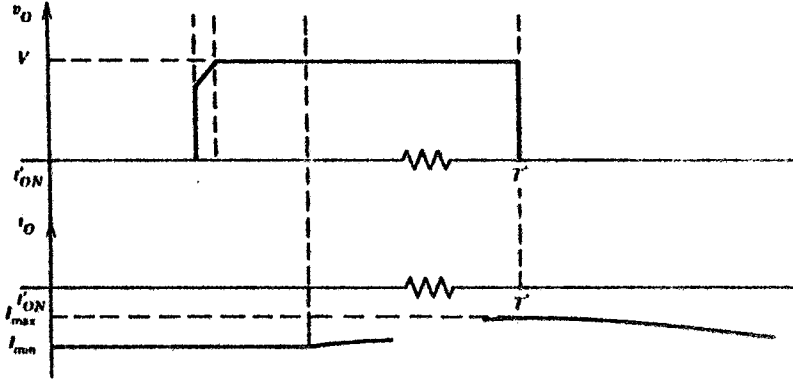
4. i_{q2} sıfıra düştüğü zaman, yani, $i_c=i_{o1}=I_{min}$ olduğu zaman, D1 diyot'u iletime geçer ve Q2 tristörünün

durumunun değiştirilmesi için D1 karşısındaki doğru gerilim v_{AK2} 'nin negatif bir değeri netice verir.

5. i_c tekrar I_{O1} 'e eşit olduğu zaman, komutasyon aralığının periyot I 'sı şekil 2.18 'de gösterildiği gibi tamamlanır. D1 diyot'u iletime geçmeye yönelir ve C ba-
pasitesinin $i_c = I_{O1}$ sabit akımla şarj olması komutasyon aralığının periyot II 'si içinde meydana gelir .



Şekil 2.18 Tip 2 Akım Komutasyonu - İkinci
Quadrant İşletimi



Şekil 2.18 (Devamı)

6. Kapasite C $v_C = -V$ geriliminde şarj ediliyorken, D2 ilettime geçer, ve $v_O = V$ 'dır. Bu an komutasyon aralığının periyot III 'nün başlangıcını işaretler, aynı anda;

a. D2 ve kaynak V'den dolayı i_D eksponansiyel olarak azalır.

b. Osilasyon akımı i_C yük devresi ve Q22 'yi kapsayan halkalı devrede akar, bu esnada $v_O = V$ olur.

7. i_C sıfıra düşer ve Q22 kesimdedir, komutasyon aralığının periyot III 'ü sonunda $v_C < -V$ olur.

8. Kapasitenin yükü D2, kaynak V, ve R1 üzerinden azalır, $v_C = -V$ olur.

9. $t=T'$ 'de $i_D=I_{max}$ olduğu zaman, Q2 ve Q11 tekrar ilettime geçer ve halkalı devre içindeki (resulting current) sonuç akımı i_C bir $v_C = V$ kapasite gerilimi meydana getirir, kapasite bir sonraki komutasyon periyodu için hazırdır. Temel devre değişkenlerinin balarının zamana göre değişimi şekil 2.18'de gösterilir.

$I_{max} > 0$ ve $I_{min} < 0$ durumları altında i_o 'ın v_o 'a karşı diagramının birinci veya ikinci quadran-tında çeviricinin çalışması şimdiye kadar tartışılan ilk durumla göz önüne getirilebilir. Eğer $t=0$ 'da Q1 tristörü iletimde ise, o zaman Q22 Q2'nin durumunu değiştirmek için $t < 0$ 'da ilettime geçecek, sonuç olarak $v_c = -V$, kapasite Q1'in komutasyon periyot'u için hazırdır. Q2 ilettime geçtiği zaman, Q11 Q1'in durumunu değiştirmek için ilettime geçecektir, sonuç olarak $v_c = +V$ kapasite Q2'nin komutasyon periyot'u için hazırdır.

1. tip akım komutasyonlu B tipi çevirici için olduğu gibi, t_c komutasyon aralığı uzunluğuna eşit bir aralık diğerlerinin kapı sinyallerinin başlaması ve bir ana tristörün kapı sinyalinin sonu arasında geçmelidir; aksi taktirde, kaynak V Q1 ve Q2'den dolayı kısa devre olacaktır. Ancak çevirici çalıştırıldığı zaman, devre değişkenlerinin bazı sürekli işletim periyodu saptanmadan önce, C'nin şarj edilmesi için ilk olarak Q1, Q22 veya Q2, Q11 'in aynı anda ilettime geçmesi gereklidir. Bu şekil 2.16b'de gösterildiği gibi kapı sinyalleri arasında izin verilen küçük bir overlop tarafından düzenlenebilir. i_o daima pozitif veya daima negatif olduğu zaman gösterilen kapı sinyalleri çevirici çalışması sonucu olacaktır.

Şekil 2.15a ve 2.16a'daki devreler A tipi kıyıcı için kullanılmış yöntemler ve kullanılan yaklaşımlar ayrıntıları ile analiz edilebilir. Eğer bu yapılırsa, 2.145, 2.146, 2.148 eşitlikleri, maksimum kapasite gerilimini verir, komutasyon aralığı ve sırasıyla elverişli kesim zamanı, hemde bu devrelerin kullanımı bulunabilir. Buna ilaveten, elamanların nominal değerleri ve komutasyon devresinin tasarımı bölüm 2.2.6 ve 2.2.7'de A tipi bir çevirici için ifade edilebilir.

2.4 Dört Quadrant'lı Kiyıcı

V_o 'ın I_o 'a karşı diagramının dört quadrantının her hangi birindeki işletim kabiliyeti dc/dc çeviricinin güç devresi şekil 2.19a'da gösterilir. Eger tristör Q4 sürekli bir şekilde ilettime geçirilirse, o zaman paralel bağlanmış D3 ve Q3 çifti şekil 2.19a'da a ve b noktalarının bir kısa devresini teşkil eder. Açıktır ki, Q3 ilettime geçirilmemelidir, çünkü bu V kaynağının kısa devre olmasıdır. Paralel bağlanmış Q3 ve D4 çifti böylece a ve b noktaları arasında bir açık devre teşkil eder. Şimdi devrenin geri kalanı V_o 'ın pozitif değeri ile birinci ve ikinci quadrant'da çalıştırılan B tipi bir çevirici teşkil edilebilir.

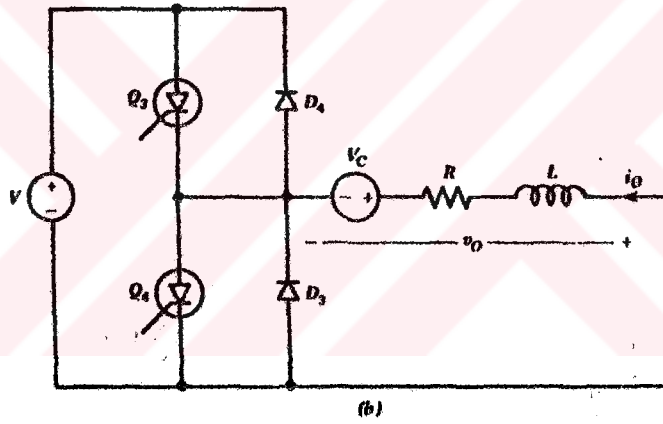
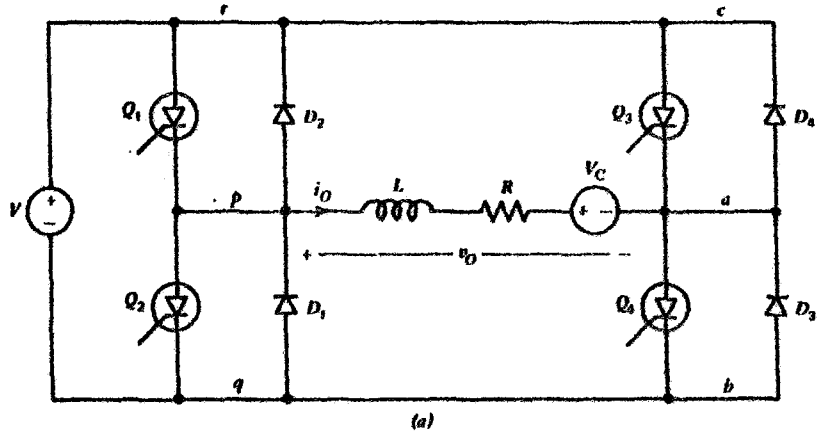
Şekil 2.19a'da ki devrede Q2 tristörü sürekli ilettime ise, o zaman Q2 ve D1 p ve q noktalarından kısa devre olur, Q1 çalıştırılmamalıdır. Böylece Q1 ve D2 p ve r noktaları arasında bir açık devre teşkil eder. Devrenin geri kalan kısmı, V_o 'ın negatif değerleri üçüncü ve dördüncü quadrant'da işletilen B tipi bir çeviricinin tesis edildiği görülen yerde şekil 2.19b'de gösterildiği gibi şimdi yeniden düzenlenebilir.

A ve B tipi kiyıcı için tanımlanan komutasyon metod'ları bu devre için uygulanabilir ve elemanlar düzenlenebilir ve devre benzer işlemlerle tasarlanabilir.

2.5 Dc Motor Sürücüleri

Kiyıcılar demir yolu uygulamalarında kısmen zengin bir yol bulur, burada dc güç dağıtımının avantajları büyüktür ve - hiç olmasa yeraltı sistemlerinde - motor kontrol dirençlerinden ısının eliminasyonu ilk öneme sahiptir.

Şekil 2.3'de ki kiyıcı taşıma sürücüleri için uygundur, çünkü V_o I_o diagramının birinci ve ikinci



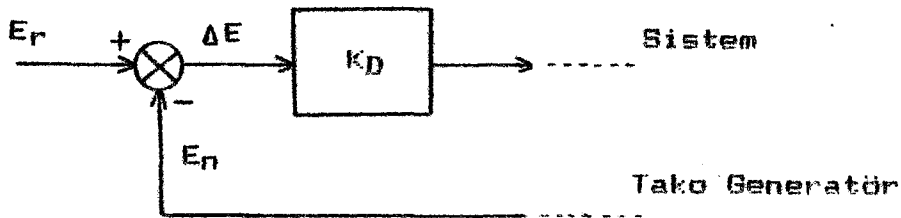
Şekil 2.19 Dört Quadrantlı Kıyıcı

quadrantında çalışmasını sağlar, ve bu yüzden motor ile enerji veren frenleme arasında ki geçişi sağlar. Magnetik saturasyonda motor'un çalışması çevirici nominal değerlerini belirler. İki motor tipinden birinin dört quadrant çalışması şekil 2.4'deki kıyıcı devresi ile elde edilebilir.

BÖLÜM 3. SİSTEMİN MODELLENMESİ ve TRANSFER FONKSİYONU [2],[3]

3.1. Darbe Genişlik Modulatörü Modeli

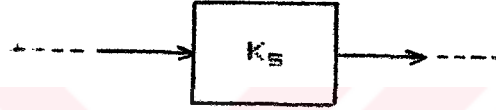
Bu projede, Darbe Genişlik Modülasyonu eldesinde kullanılan aktif eleman, National firmasının ürettiği LM3524 tüm devresidir. Tüm devrenin iç yapısı ve özellikleri Ek-1'de verilmiştir. Hata kuvvetlendiricisi, akım sınırlayıcısı, karşılaştırıcısı, osilatörü, eviricisi, NOR kapıları ve çıkış transistörleri bulunan bu eleman, hata kuvvetlendiricisinde sistemin girdileri olan iki kontrol geriliminin farkını alır. Fark sıfır dan farklı ise, farkın işaretine bağlı olarak modülasyon oranını artırır yada azaltır. Darbe genişlik Modulatörü'nün blok diagramı aşağıda verilmiştir.



Sekil 3.1. Darbe Genişlik Modulatörü
Blok Diagramı

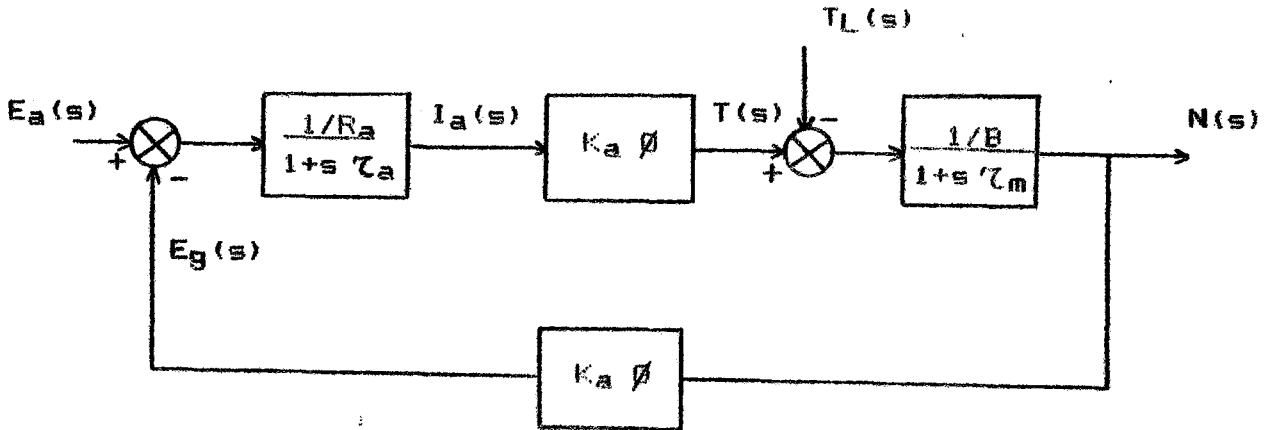
3.2. Sürücü Katı ve Blok Diagramı

Darbe genişlik modülatör'ünden alınan darbeler, bir tranzistör yardımı ile optokuplör'e verilir. Bunun çıkışından alınan darbeler bir komparatör ile keskinleştirilip mosfet tranzistörleri sürmek için kullanılır. Mosfet tranzistörler motor'a seri bağlı durumda bulunmaktadır. Bununla ilgili blok diagramı aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.2. Sürücü Katı Blok Diagramı

3.3. Motor Blok Diagramı



Şekil 3.3. Motor Blok Diagramı.

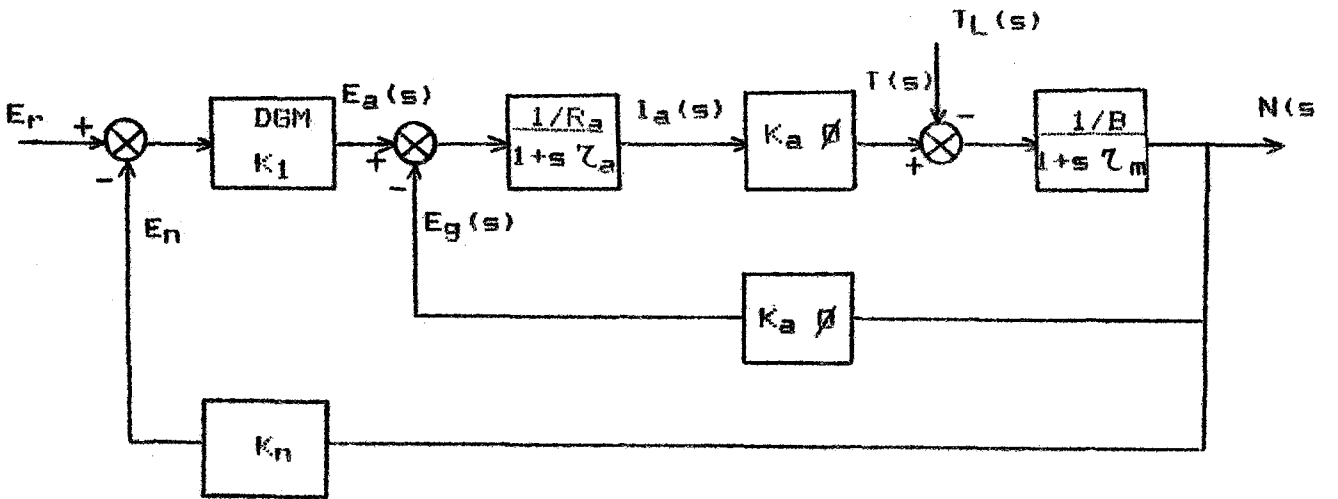
3.4. Hız Geribeslemesi Blok Diagramı

Sistemimiz de hız geribeslemesinde kullanılan tacho generator, 1000 devirde 20.8 V'luk bir gerilim üretmektedir. Buna göre hız geribeslemesi blok diagramının kazancı 0.0208'dir. Üretilen gerilim darbe genişlik modülatörü'nde hata kuvvetlendiricisinin negatif girişine uygulanmaktadır.



Şekil 3.4. Hız Geribeslemesi Blok Diagramı

3.5. Sistem'in Blok Diagramı



Şekil 3.5. Sistem'in Blok Diagramı

3.6. Dc Motor Parametrelerinin Belirlenmesi

Motor armatür direnci R_a , motor uçlarına doğru gerilim verilerek, 3.45 ohm olarak bulundu.

Motor armatür endüktansı L_a , ölçü aleti ile, 38.5 mH olarak ölçüldü.

Eylemsizlik momenti (J), $K_a \phi$, vizkoz sürtünme katsayısı (B), Yavaşlama yöntemi ile bulunacaktır. Bununla ilgili bilgiler Elektrik Makinaları Deneyleri (Turgut Boduroğlu) Kitabında bulunabilir.

Deney, uyarmalı ve uyarmasız olarak iki kısımdan meydana gelir.

Uyarmalı yavaşlama deneyinde, motor uyarması 0.5A değerinde sabit tutulmuştur. Deneye 1.1 ... 1.2nq gibi bir hız değerinden başlanır, bu hız değerinde, motor uç gerilimi, motor hızı, motor akımı ve motor'un şebekeden ayrılıp durana kadar geçen süresi not edilmelidir. Bu işlemlere, yeterli olacak şekilde, belli bir hız değerine kadar devam edilir. Uyarmasız yavaşlama deneyide aynı şekilde yapılır. Deney'den elde edilen veriler tablo 3.1 ve 3.2' de bulunmaktadır.

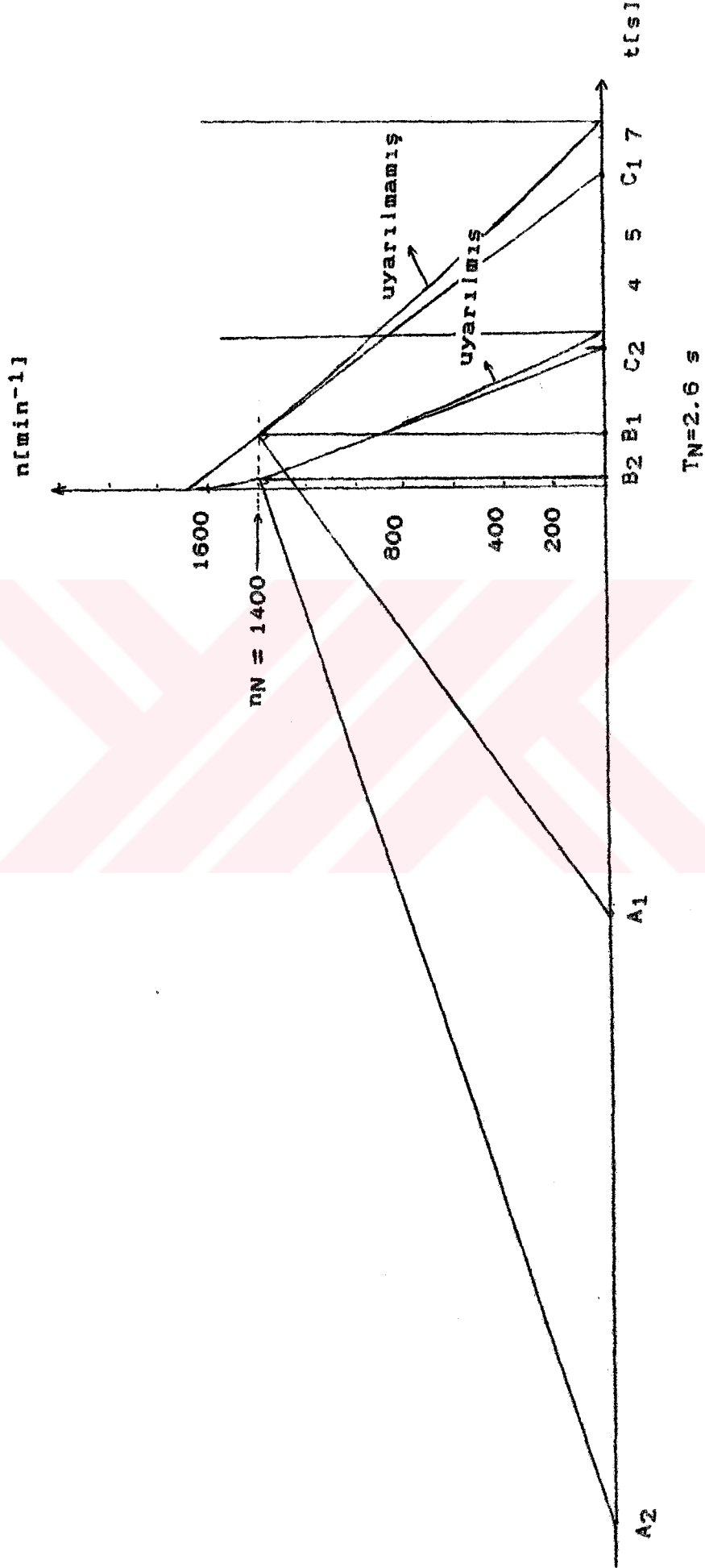
Tablo 3.1. Uyarmalı, Yavaşlama Deneyi Sonuçları

U_A (V)	t (s)	$k_a \phi$ (V.s)	n (min ⁻¹)	I_A (A)	B (kg.m ² /s)	$P_{Fe+sür}$ (W)	$P_{sür}$ (W)
218	3.06	1.235	1655	0.580	$1.831 \cdot 10^{-3}$	124.12	55.0
210	3.00	1.228	1600	0.578	$1.879 \cdot 10^{-3}$	119.00	52.7
204	2.94	1.232	1550	0.560	$1.885 \cdot 10^{-3}$	112.00	49.6
199	2.90	1.242	1500	0.560	$1.962 \cdot 10^{-3}$	109.24	48.4
184	2.84	1.228	1400	0.540	$2.000 \cdot 10^{-3}$	97.27	43.1
171	2.60	1.228	1300	0.536	$2.143 \cdot 10^{-3}$	89.60	39.7
165	2.46	1.210	1250	0.535	$2.192 \cdot 10^{-3}$	84.75	37.6
158	2.38	1.227	1200	0.521	$2.255 \cdot 10^{-3}$	80.34	35.6
152	2.30	1.229	1150	0.520	$2.354 \cdot 10^{-3}$	77.00	34.1
145	2.25	1.226	1100	0.517	$2.438 \cdot 10^{-3}$	73.00	32.4
139	2.20	1.230	1050	0.510	$2.531 \cdot 10^{-3}$	69.00	30.6
122	2.00	1.255	900	0.492	$2.900 \cdot 10^{-3}$	58.20	25.8
114	1.84	1.239	850	0.482	$2.976 \cdot 10^{-3}$	53.18	23.6
108	1.78	1.243	800	0.480	$3.158 \cdot 10^{-3}$	50.00	22.2
102	1.69	1.252	750	0.472	$3.336 \cdot 10^{-3}$	46.43	20.6
95	1.58	1.247	700	0.462	$3.484 \cdot 10^{-3}$	42.43	18.7

Tablo 3.2. Uyarmasız, Yavaşlama Deneyi Sonuçları

U _A (V)	t (s)	n (mm ⁻¹)	I _A (A)
224	7.47	1700	0.580
206	7.20	1600	0.541
195	6.80	1500	0.530
189	6.70	1450	0.528
182	6.50	1400	0.520
176	6.25	1350	0.517
167	6.18	1300	0.510
155	5.80	1200	0.498
150	5.70	1150	0.498
144	5.40	1100	0.491
132	4.90	1000	0.480
125	4.80	950	0.470
120	4.60	900	0.461
106	4.30	800	0.441

Bu sonuçlardan faydalanarak, şekil 3.6'de ki yavaşlama eğrisi çizilmiştir.



Şekil 3.6. Yavaşlama Eğrisi

$$P_{Fe} + P_{Sür} = U_A I_A - 2 I_A - R_a I_A^2$$

$$k_a \phi = \frac{P_{Fe} + P_{Sür}}{w I_A} = 9.549 \quad \frac{P_{Fe} + P_{Sür}}{n I_A} = st$$

$$P_{Sür} = \frac{B_1 A_1}{B_2 A_2} (P_{Fe} + P_{Sür}) = \frac{9.4}{21.4} (P_{Fe} + P_{Sür})$$

$$B = \frac{P_{Sür}}{w^2} = 91.189 \quad \frac{P_{Sür}}{n^2} = st$$

Yukarıdaki ifadelerden, $P_{Fe} + P_{Sür}$, $k_a \phi$, $P_{Sür}$, B bulunur. $k_a \phi$ ve B sabit olduğundan, bunların ortalama değerlerinden faydalananarak, $k_a \phi = 1.2344$ V.s, $B = 0.002457$ kg.m²/s olarak bulunur.

J eylemsizlik momenti ise, boşta, U_A nominal hızdaki gerilim, I_A nominal hızdaki akım ve ΔU ise fırçalardaki gerilim düşümü olmak üzere

$$J = \frac{(U_A - \Delta U - R_a I_A) I_A}{4 \pi^2 n_N^2} T_N$$

$$J = \frac{(184 - 2 - 3.25 \cdot 0.54) \cdot 0.54}{4 \pi^2 (1400/60)^2} \cdot 2.6$$

$$J = 0.01176 \text{ kg.m}^2$$

olarak bulunur.

3.7. Sistemin Transfer Fonksiyonu

Deneyden elde edilen sonuçlara göre dc motor parametreleri,

$R_a = 3.45 \text{ ohm.}$ (motor armatür direnci).

$L_a = 38.4 \text{ mH.}$ (motor armatür endüktansı).

$J = 0.01176 \text{ kg.m}^2$ (eylemsizlik momenti).

$B = 0.002457 \text{ kg.m}^2/\text{s}$ (vizkoz sürtünme katsayısı).

$\tau_a = 0.01113 \text{ s}$ (motor armatür devresinin
elektriksel zaman sabiti).

$\tau_m = 4.78 \text{ s}$ (motor mekanik zaman sabiti).

$K_1 = 73$

$K_n = 0.0208 \text{ V.min.}$

Biris $E(s)$, çıkış $N(s)$ olmak üzere, sistemin transfer fonksiyonu aşağıdaki şekilde elde edilmiştir.

$$F(s) = \frac{73}{0.000365 s^2 + 0.0329 s + 2.759667}$$

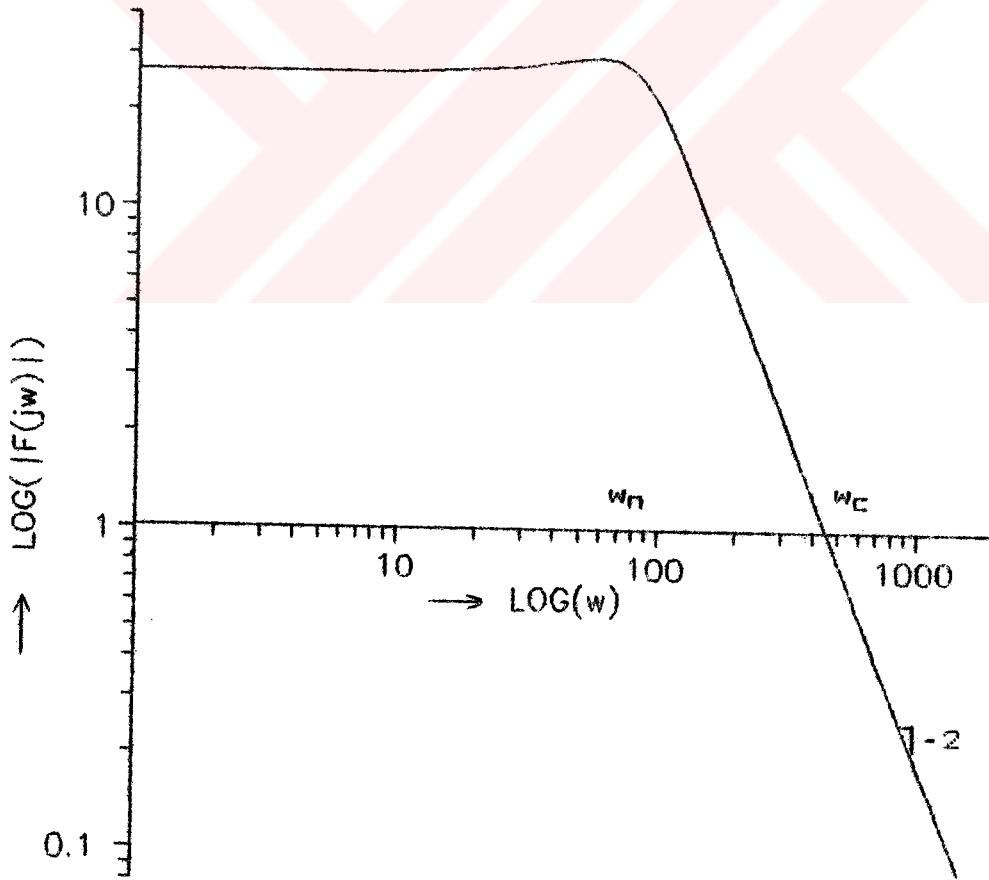
3.8. Transfer Fonksiyonunun Bode Çizimi

$$F(s) = \frac{200000}{s^2 + 90.14s + 7561} = \frac{K \cdot 7561}{s^2 + 90.14s + 7561}$$

$$F(s) = T(s) = \frac{K \omega_n^2}{s^2 + 2 \zeta \omega_n s + \omega_n^2} \quad K = 26.45$$

Buradan

$$\omega_n = 86.95 \text{ rad/s} \quad \zeta = 0.518 \quad \text{bulunur.}$$



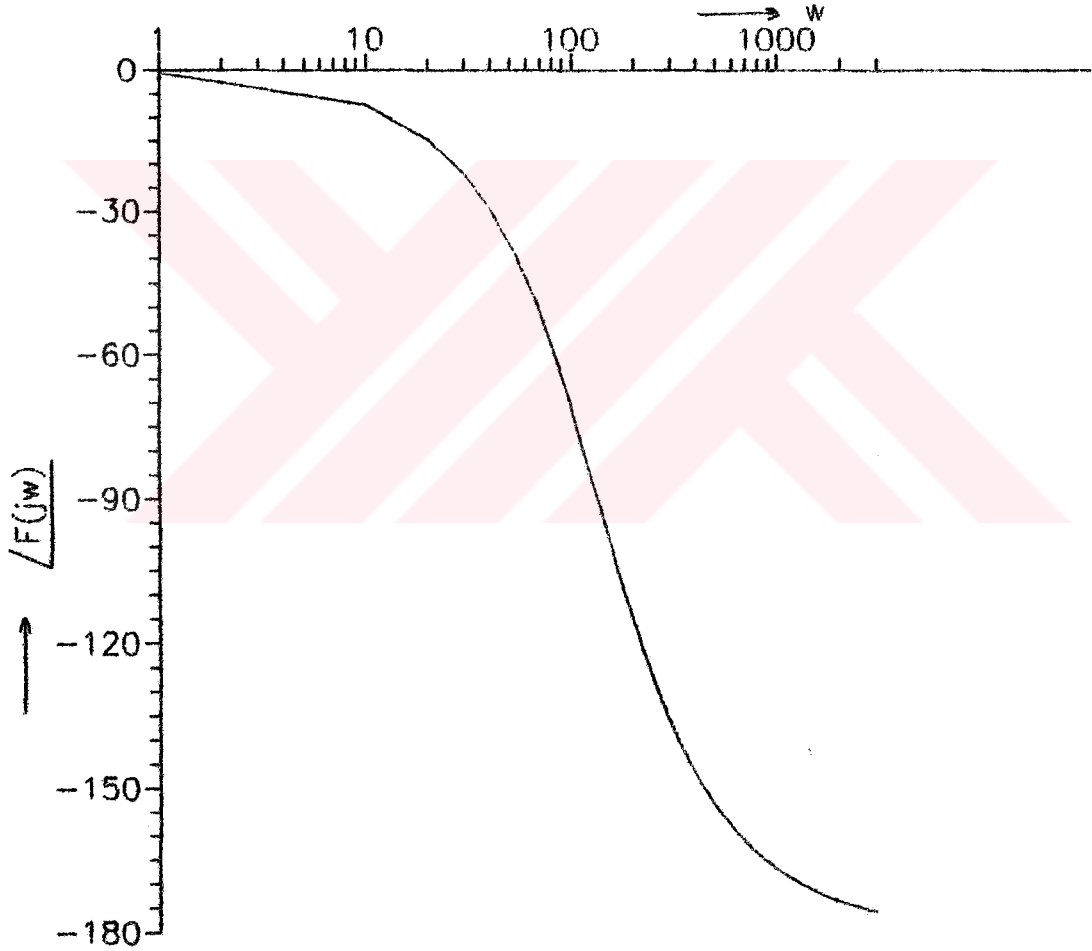
Şekil 3.7. Transfer Fonksiyonunun Bode Diyagramında Genliğinin Değişimi

$\omega_c = 451 \text{ rad/s}$ (geçiş frekansı/crossover frequency)

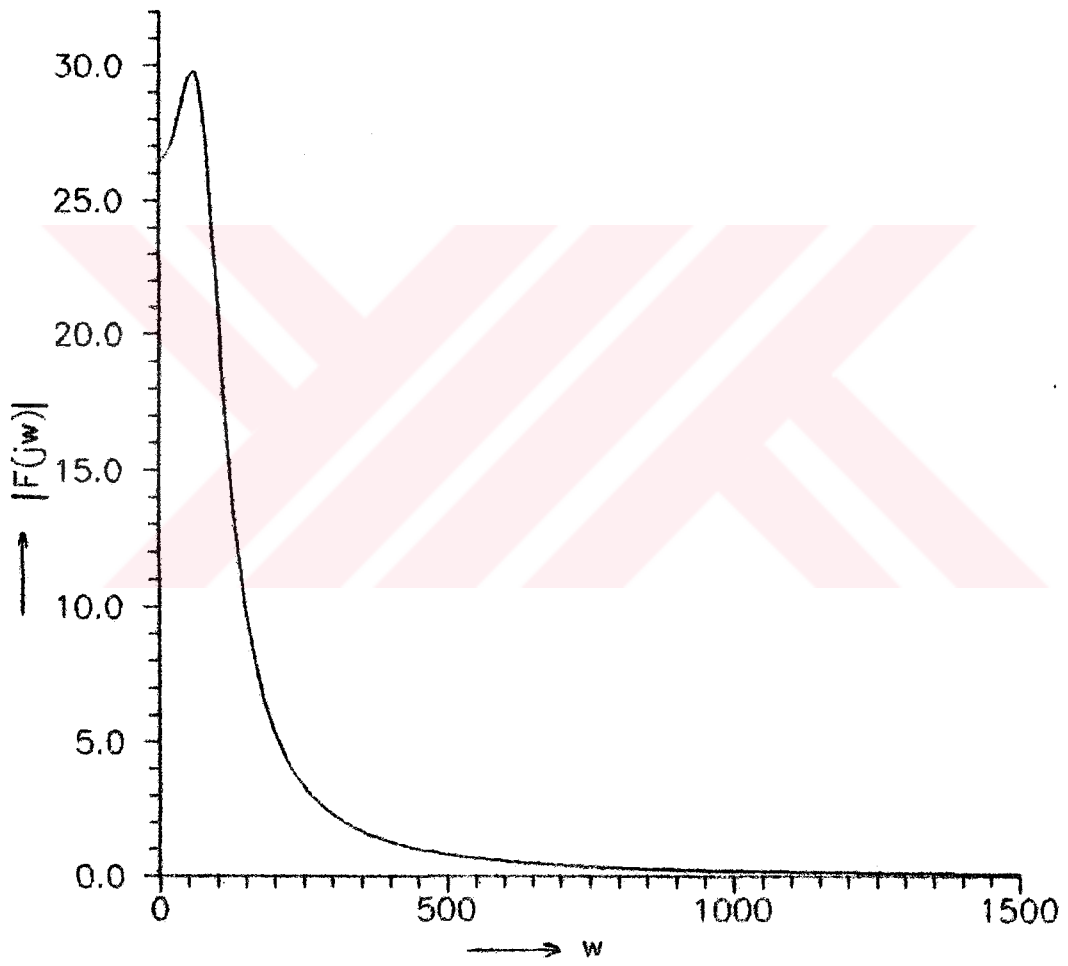
$\omega_n = 80.95 \text{ rad/s}$ (kırılma frekansı)

$0 < \zeta < 1$ ' sistem az sönümlüdür (underdamped).

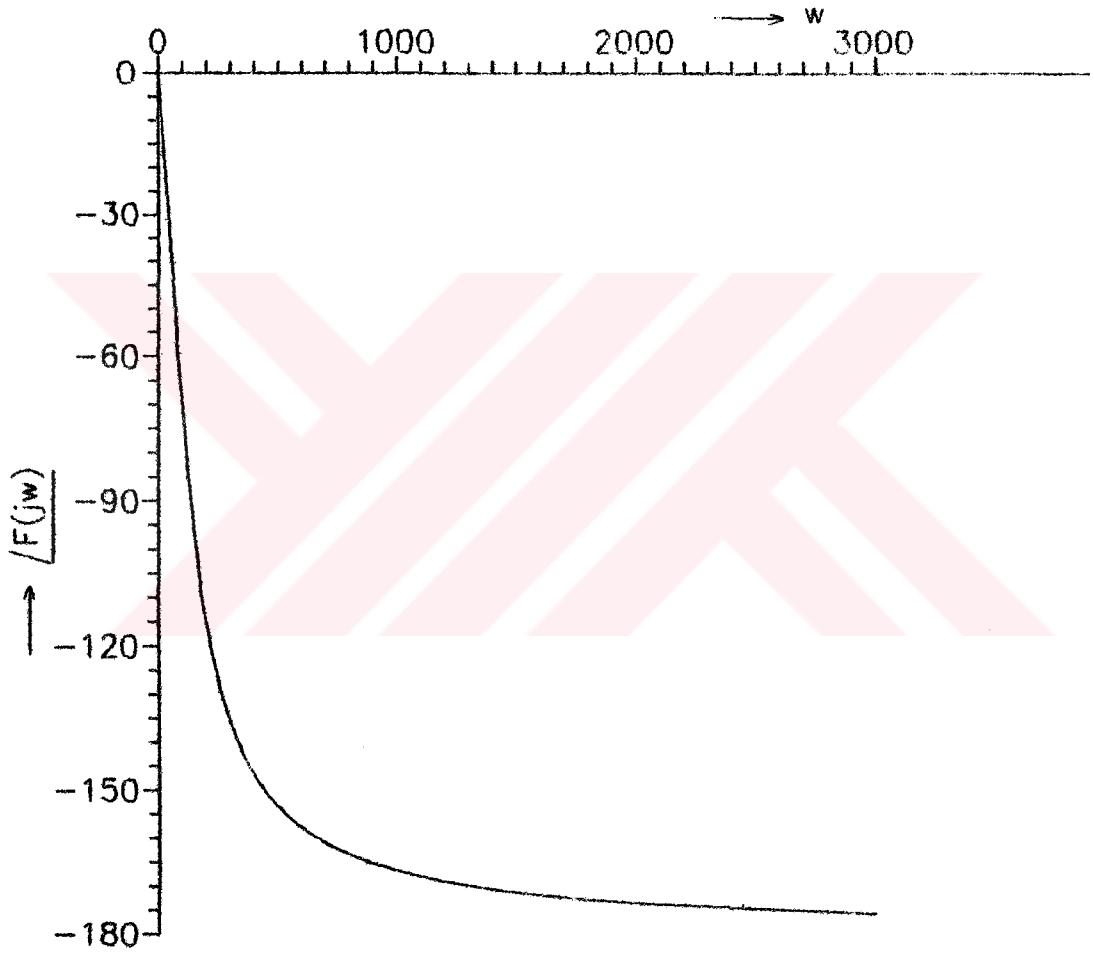
$\zeta = 0.519$ olduğu için sistemimiz az sönümlüdür.



Şekil 3.8 . Transfer Fonksiyonunun Bode Diyagramına
İlişkin Faz Açılarının Değişimi



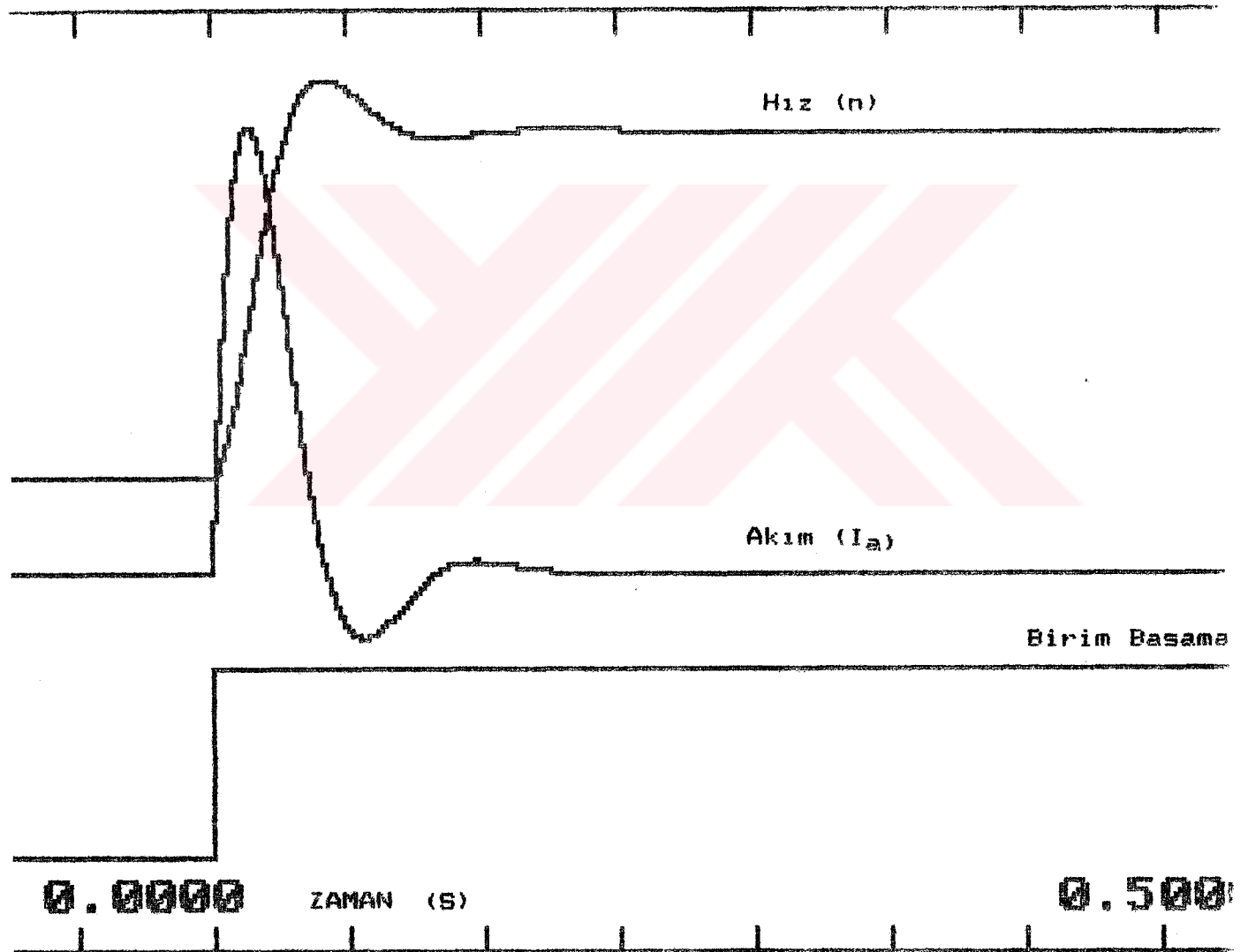
Şekil 3.9 . $|F(jw)|$ 'nin w 'ya göre Değişimi



Şekil 3.10. $\angle F(jw)$ 'nin w 'ya göre Değişimi

3.9. Gerçekleştirilen Devrenin Simülasyonu

Gerçekleştirilen devrenin simülasyonu, Tutsim adı verilen paket bir program ile gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3.11. Dc Motor Hızının ve Akımının Zamana Göre Değişimi

3.10. Çalışma Öz Karakteristiklerinin Deney ile Belirlenmesi

$$V_{seb} = 220 \text{ V (dc) = st}$$

Dc motor uyarma değerleri sabit.

$$M = k_a \phi I_A = 1.2344 I_A$$

$$P_{mek} = \omega M = \frac{2\pi n}{60}$$

$$P_{giris} = (V_A I_A)_{ort}$$

Deney, darbe genişlik modülatör'ü yardım ile, 1000, 750 ve 500 min⁻¹ sabit hızlarında gerçekleştirilmiştir. Çeşitli yükleme değerlerine göre, darbe genişlik modülatör'ü, hızı, kesin bir şekilde, sabit tutmaktadır.

Tablo 3.3. Çalışma Öz Karakteristiklerinin Belirlenmesi için Deneyden Elde Edilen Veriler

$$n = 1000 \text{ min}^{-1} = \text{st}$$

V_{Aort} (V)	I_{Aort} (A)	M (Nm)	M (Nm)	P_{mek} (W)	P_{gir} (%) (W)	
(Hesap)						
140	1.2	1.0	1.48	105	168	63
142	2.0	2.2	2.47	230	284	81
143	3.0	3.5	3.70	366	429	85
145	4.0	4.8	4.93	503	580	87

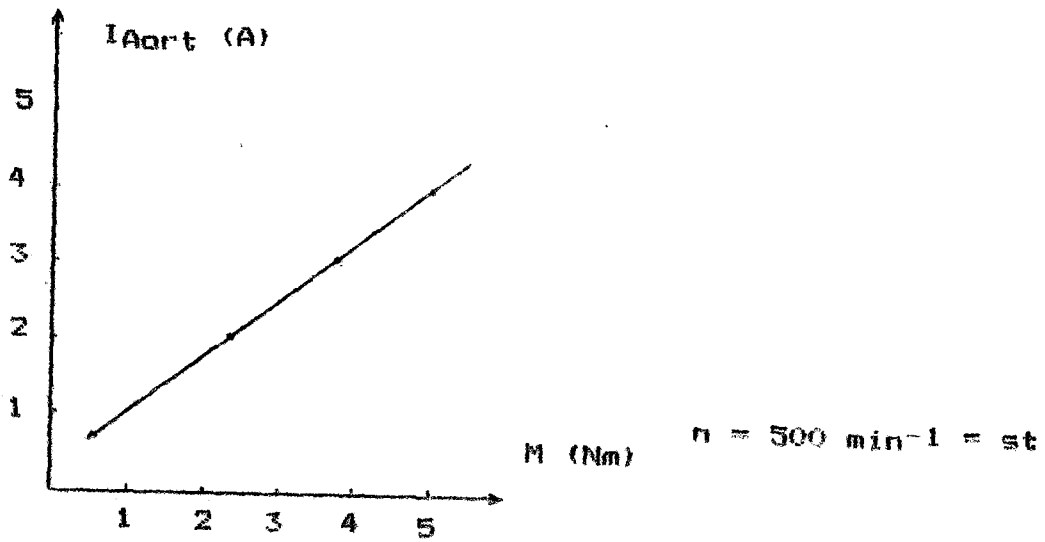
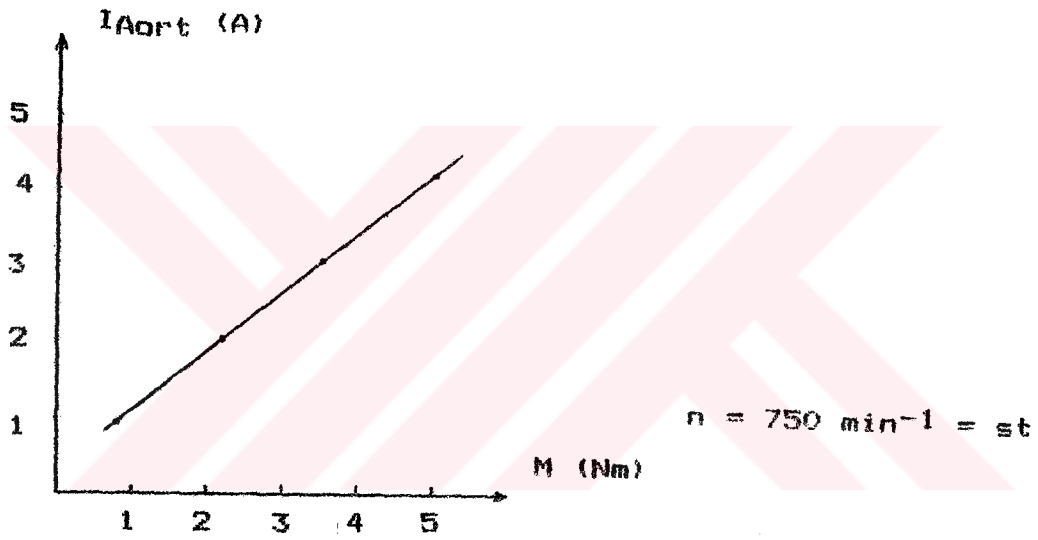
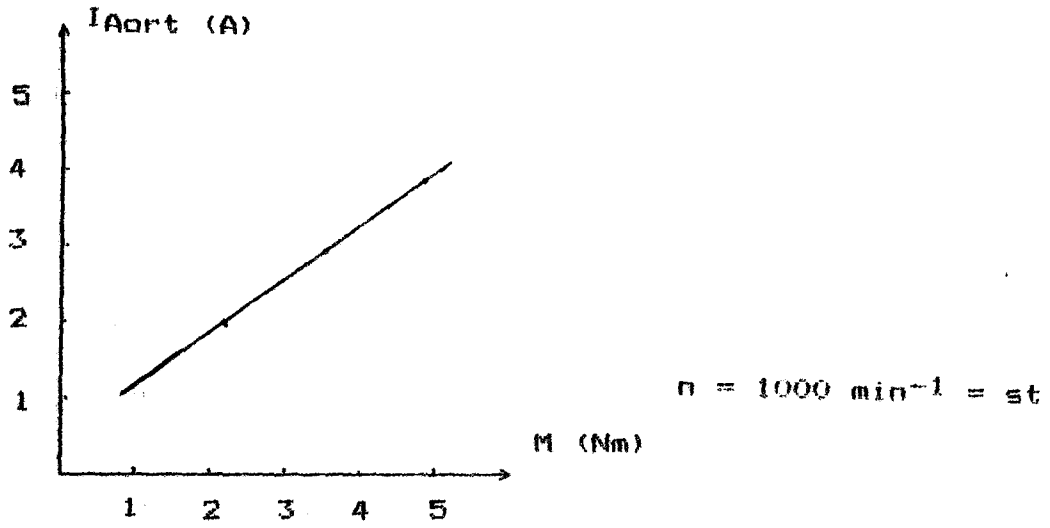
Tablo 3.4. (Devam) Çalışma Öz Karakteristiklerinin Belirlenmesi İçin Deneyden Elde Edilen Veriler

$n = 750 \text{ min}^{-1} = \text{st}$

V_{Aort} (V)	I_{Aort} (A)	M (Nm)	M (Nm)	P_{mek} (W)	P_{gir} (W)	$\eta(\%)$
(Hesap)						
104	1.0	0.8	1.23	63	104	61
106	2.0	2.2	2.72	173	212	82
108	3.0	3.6	3.70	283	324	87
110	4.2	5.0	5.18	393	462	85

$n = 500 \text{ min}^{-1} = \text{st}$

V_{Aort} (V)	I_{Aort} (A)	M (Nm)	M (Nm)	P_{mek} (W)	P_{gir} (W)	$\eta(\%)$
(Hesap)						
65	0.7	0.6	0.89	31	47	66
70	2.0	2.4	2.47	136	140	97
72	3.0	3.8	3.70	199	216	92
74	4.0	5.0	4.93	262	296	89



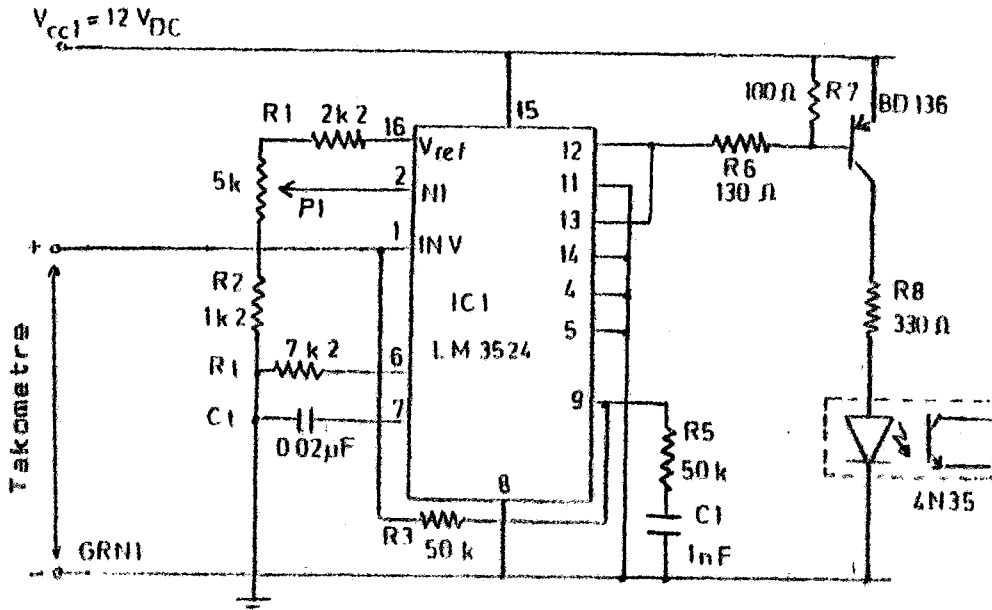
Şekil 3.12. Sabit Hızlar İçin
Moment - Akım Grafikleri

BÖLÜM 4. PROJE KAPSAMINDA YAPILAN ÇALIŞMALAR [4],[5]

Proje ile ilgili çalışmalara öncelikle darbe genişlik modülasyonu ile başlanmıştır. Bu kısmın emniyeti açısından hata ve kaçaklara karşı kontrol kısmı ve sürücü katı birbirleri ile optoküplör yardımı ile izole edilmiştir. Yalıtım için 25 kV'luk gerilim izolasyonuna sahip 4N35 optoküplör'ü kullanılmıştır. Optoküplör'ün çıkışındaki sinyali daha dikleştirmek için LH0024 islemsel kuvvetlendiricisi karşılaştırmacı olarak kullanılmıştır. Bununla ilgili bilgiler Ek-3'de verilmiştir. Elde edilen modüle edilmiş kare dalga mosfet tranzistörlere doğrudan uygulanmıştır.

4.1. Darbe Genişlik Modülatör'ünün Tasarımı ve İşletimi

Darbe genişlik modülatör'ü National firmasının ürettiği LM3524 tüm devresiyle gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.1.'de tüm devre ile birlikte kullanılan elemanlar görülmektedir.



Şekil 4.1. Darbe Genişlik Modülasyonu Üreten Devre Seması

Burada modülasyon oranı P1 potansiyometresi ile değiştirilmektedir. Belirlenen modülasyon değerinde dönmeye başlayan motor dc tako generatör'ü çevirmektedir. Dc tako generatör'ün dönüş hızına bağlı olarak ürettiği gerilim P2 üzerinden geçerek negatif geribesleme olarak darbe genişlik modulatör'üne girer. Eger P1 ile belirlenen dönüş sayısından daha yavaş dönüyor ise modülasyonu artırarak motor'un devrini artırır, tersi ise motor'u yavaşlatır. Burada motor yükünün değişken olduğu göz önüne alınmalıdır.

Osilatör'ün frekansını R_t ve C_t elemanları ile belirlemek mümkündür. R_t ve C_t ile osilatörün periyodunun değişimi Ek-1'de verilmiştir. Bu çalışmada $R_t = 7.2 \text{ k}\Omega$, $C_t = 0.02 \mu\text{F}$ seçilmiştir. Buna bağlı olarak peritod $150 \mu\text{s}$, frekans 6.7 kHz 'dir. R1 ve R2 dirençleri P1'deki gerilimi sınırlamak için kullanılmıştır. R5 ve C1 elemanları alçak geçiren filtre olarak hata kuvvetlendiricisinin çıkışını filtre etmektedir. R3 ise, hata kuvvetlendiricisinin geribesleme direncidir.

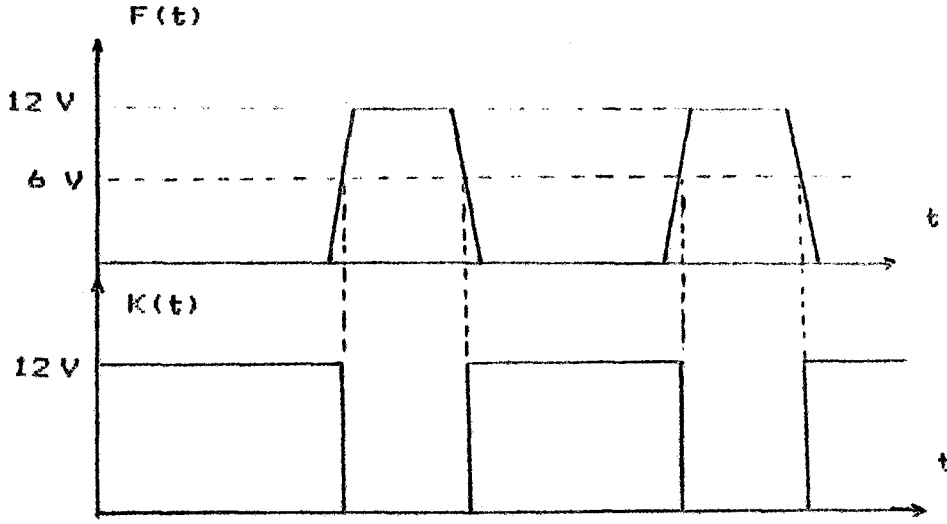
Modulatör'ün çıkışında bulunan iki tranzistör yardımı ile optokoplör'ün Led diyodları BD136 tranzistörü ile sürülmüştür. Modüle edilmiş darbeler optokoplörden sürücü katına aktarılır.

4.2. Sürücü Katı Tasarımı ve İşletimi

Bu çalışmada hızı kontrol edilecek serbest uyarımlı dc motor besleme gerilimi 220 V , devri 1400 min^{-1} , gücü 2 kW , uyarması ise 220 V , 0.8 A nominal değerlere sahiptir. Motor'u sürebilmek veya yol verebilmek için mosfet güç tranzistörleri kullanılmıştır. Amaca uygun olarak seçilen IRF450 mosfet güç tranzistörlerine ait bilgiler Ek-2'de verilmiştir. Güç tranzistörleri motor'a seri bağlı olarak bulunmakta, ve anahtarlamalı olarak

Şekil'de görüldüğü gibi Dc motor'un her iki yönde dönebilmesi için dört adet güç tranzistörü kullanılmıştır. Motor'un istenen yönde dönmesi için ya TR2 ile TR4 yada TR1 ile TR3 iletimde olması gerekmektedir. Tranzistörlerin Source terminallerindeki gerilim farkı sebebi ile kullanılacak grubun terminallerine gönderilecek sinyaller birbirinden bağımsız olarak oluşturulmaktadır. TR1 ve TR2 'ye giden sinyaller, darbe genişlik modülasyonundan elde edilen sinyal, TR3 ve TR4 'e giden sinyal ise 12 V dc bir sinyaldir. TR3 ve TR4 burada anahtar amacı ile kullanılmıştır.

Optokuplör'ün Led diyod'larına uygulanan darbe sinyali yine kendi içindeki fototranzistör yardımıyla sürücü katına aktarılır. Bu noktada kontrol katı ile sürücü katı arasında gerilim izolasyonu sağlanmıştır. R9 direnci fototranzistör'ün Base'indeki gürültüleri gidermek için kullanılır. R10 direnci yardımıyla fototranzistör'ün Kollektörlerinden elde edilen darbeler, karşılaştırıcıya girdi olarak uygulanmaktadır. Karşılaştırıcı, "+" girişindeki gerilim ile "-" girişine uygulanan darbeleri karşılaştırır. Referans gerilim yaklaşık 6 V civarında seçilmiştir. Darbelerin genlikleri bu değeri aştığında karşılaştırıcının çıkışı hemen "0 volt" 'a düşer. Darbe genliği 6 V'dan aşağı düştüğünde ise hemen "12 volt" 'a yükselir. Karşılaştırıcı burada sinyalin bozukluklarını düzeltmek ve daha dikleştirmek için kullanılmıştır. Burada R13, R14, R15 ve R16 Gate uçlarına boşta iken tranzistörleri statik etkilerden korumak için kullanılmıştır. Şekil 4.3.'de sinyallerin değişimi verilmiştir. $F(t)$ fototranzistörden alınan sinyali, $K(t)$ ise karşılaştırıcıdan elde edilen sisyalı göstermektedir.



Şekil 4.3. Karşılaştırmacı'nın Çıkışındaki Sinyal

Motorun dönüş yönünün seçiminde kullanılacak küçük bir anahtar yardımıyla, sürücü katlarıyla, ilgili transistörler arasındaki bağlantı değişiklikleri sağlanmıştır. Dc tako generatör'ün dönüş yönüne bağlı olarak kutuplarındaki gerilimini yön değiştirmemektedir.

SONUÇLAR

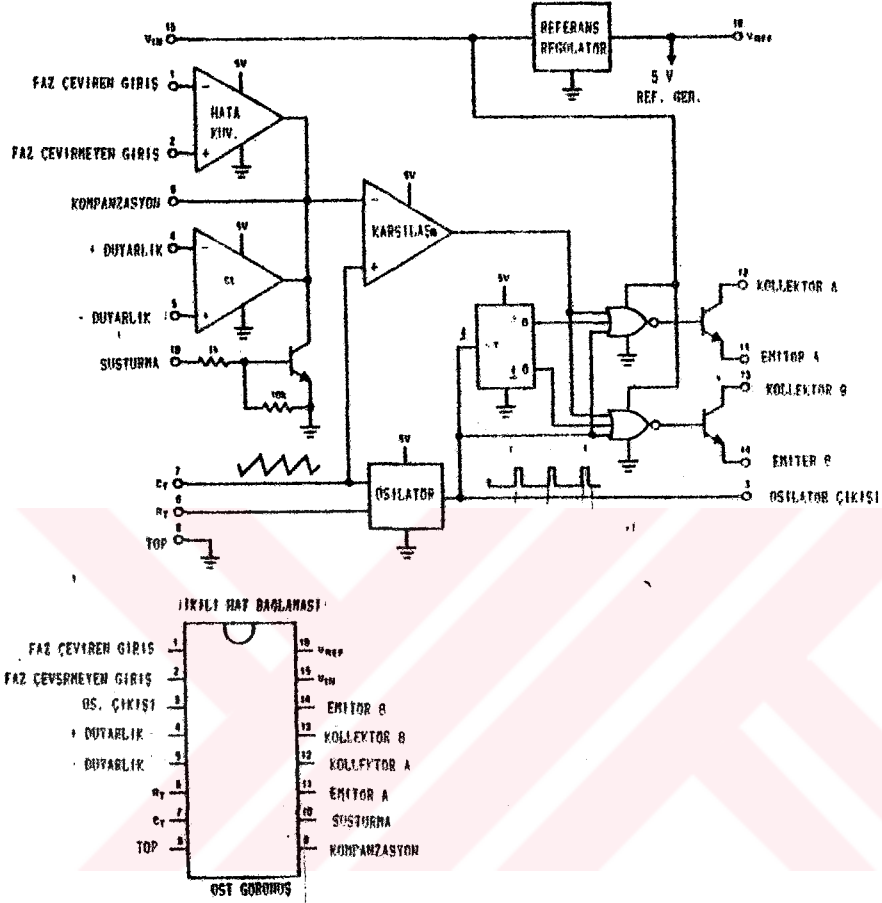
Bu çalışmada klasik dc motor hız kontrol yöntemlerinden kurtulup, daha verimli ve ekonomik bir çalışma yapılmıştır. Klasik hız kontrol yöntemlerinde ısıya dönüşerek kaybolan güç, büyük oranlarda verimin azalmasına sebep olacaktır. Bu proje de dc motor'a darbe genişlik modülasyonu anahtarlama olarak uygulanmıştır. Bu yöntem ısıya çevrilen gücü büyük ölçüde azaltmakta, dolayısıyla verimin artmasını sağlamaktadır.



KAYNAKLAR

- [1] DEWAN S.B, STRANGHEN A., Power Semiconductor Circuits, John Wiley and Sons, 1975.
- [2] SEN P.C., Thyristor DC Drives, Departman of Electrical Engineering Queen's University Kingston, Ontario, Canada.
- [3] BODUROGLU T., Elektrik Makinaları Deneyleri, ITÜ. Elektrik-Elektronik Fakültesi.
- [4] Harris Semiconductor Power Mosfet's Databook, Harris Corporation, 1989.
- [5] National Semiconductor Corporation, Linear Databook, Santa Clara, California, 1982.

LM3524 'ün Blok ve Bağlantı Diyagramı



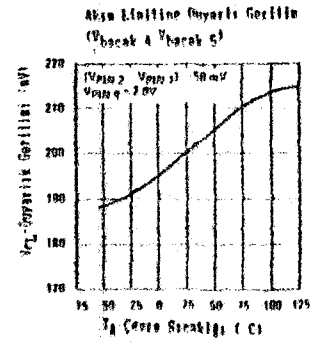
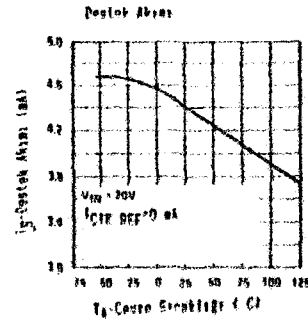
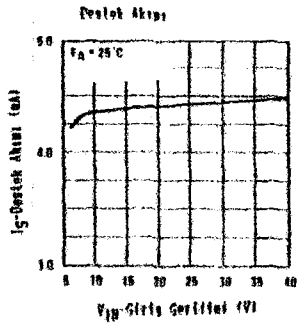
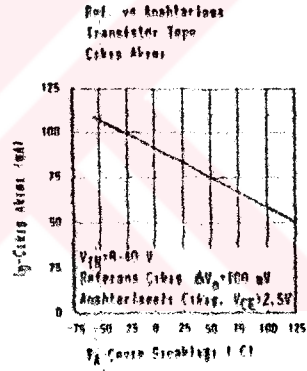
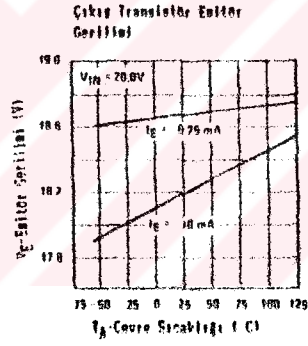
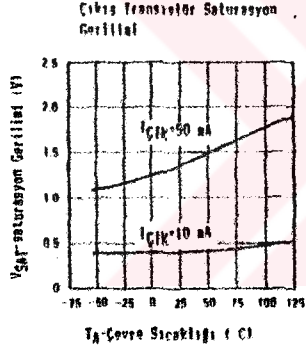
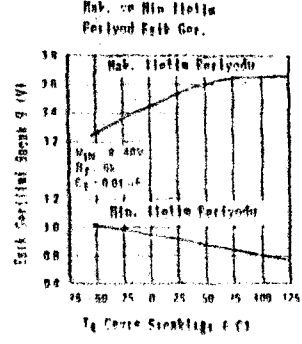
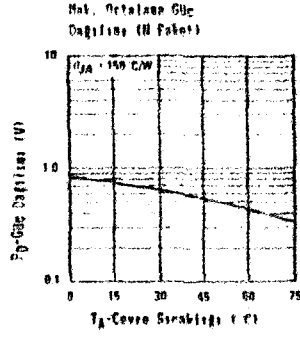
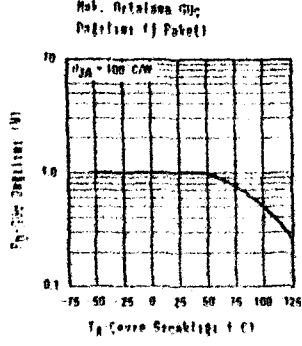
LM3524 'ün maksimum değerleri

Giriş gerilimi	40 V
Referans gerilim	5 V
Referans çıkış akımı	50 mA
Çıkış akımı (Her çıkış)	100 mA
Oscilator sarj akımı	5 mA
İc güç kayıpları	1 W
Ortalama çalışma sıcaklığı	0-70°C

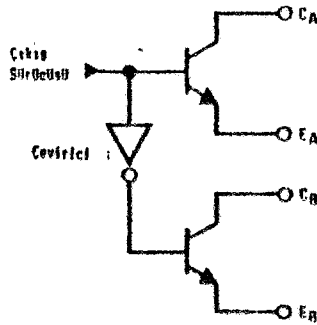
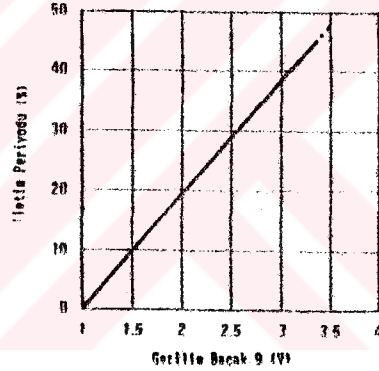
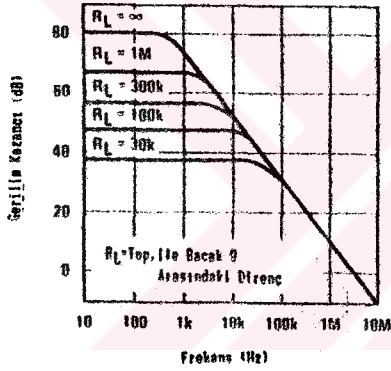
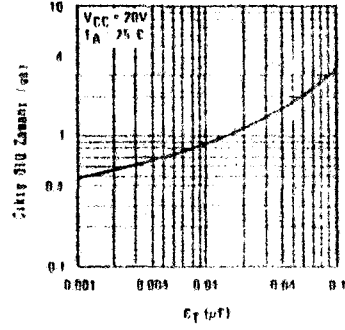
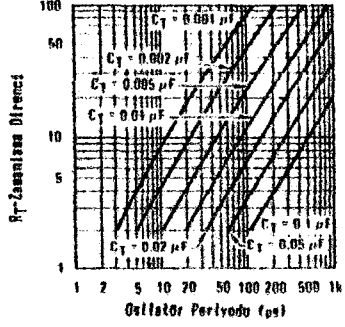
LM3524 'ün Elektriksel Karakteristikleri

PARAMETRE	DURUMLAR	LM1524/ LM2524			LM3524			BİRİMLER
		MIN	TIP	MAK	MIN	TIP	MAK	
Referans Bölüm								
Çıkış Gerilimi		4.8	5.0	5.2	4.6	5.0	5.4	V
İht. Regülasyonu	VIN = 8-40V		10	20		10	30	mV
Yük Regülasyonu	IL = 0-20 mA		20	50		20	50	mV
Dağılımlı Sızıma	f = 120 Hz, TA = 25°C		66			66		dB
Kısa Dev. Çıkış Akımı	VREF = 0, TA = 25°C		100			100		mA
Stc. Kararlılığı	Ort. Çalışma Stc. Sınırı		0.3	1		0.3	1	%
Uzun Terim Kar.	TA = 25°C		20			20		mV/chr
Oscilator Bölümü								
Mak. Frekans	CT = 0.001 µF, RT = 2 kΩ		350			350		kHz
İlk Değerler	RT/VR/CT Sabit		5			5		%
Ger. ile Fre. Deg.	VIN = 8-40V, TA = 25°C			1			1	%
Stc. ile Fre. Deg.	Ort. Çalışma Stc. Sınırı			2			2	%
Çıkış Büyüklüğü	TA = 25°C		3.5			3.5		V
Çık. Dalga Geniş.	CT = 0.01 µF, TA = 25°C		0.5			0.5		µs
Hata Kuv. Bölümü								
Giriş Offset Gerilimi	VCM = 2.5V		0.5	5		2	10	mV
Çıkış Etki Akımı	VCM = 2.5V		2	10		2	10	µA
Açık Çev. Ger. Kaz.		72	80		60	80		dB
Ortak Mod Gir. Ger. Sın.	TA = 25°C	1.8		3.4	1.8		3.4	V
Ortak Mod Sızıma Oranı	TA = 25°C		70			70		dB
Kıç. Sın. Band Gen.	AV = 0 dB, TA = 25°C		3			3		MHz
Çıkış Ger. Değişimi	TA = 25°C	0.5		3.8	0.5		3.8	V
Karşılaştırıcı Bölümü								
Mak. İletim Periyodu	X Her Çıkış İletimde	45			45			%
Giriş Eşik	Bıfır İletim Periyodu		1			1		V
Giriş Eşik	Mak. İletim Periyodu		3.5			3.5		V
Giriş Etki Akımı			1			1		µA
Akım Sınırlama Bölümü								
Duyarlık Gerilimi	V(Bacak 2)-V(Bacak 1) > 50 mV	190	200	210	180	200	220	mV
	Bac. 9 = 2 V		0.2			0.2		mV/°C
Duyarlık Gerilimi		-0.7		1	-0.7		1	V
Çıkış Bölümü								
Kol-Emitör Gerilimi		40			40			V
Kol Kaçak Akımı	VCE = 40V		0.1	50		0.1	50	µA
Saturasyon Gerilimi	IC = 50 mA		1	2		1	2	V
Emiter Çıkış Gerilimi	VIN = 20V, IC = -250 µA	17	18		17	18		V
Yük. Zamanı (10% to 90%)	RC = 2 kΩ, TA = 25°C		0.2			0.2		µs
Düşme Zamanı (90% to 10%)	RC = 2 kΩ, TA = 25°C		0.1			0.1		µs
Toplam Hazır Akım	VIN = 40V, P = 1, 4, 7, 8, 11		5	10		5	10	mA

LM3524'ün Performans Karakteristikleri

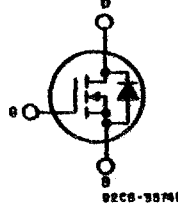


LM3524'ün Fonksiyonel Tanımları



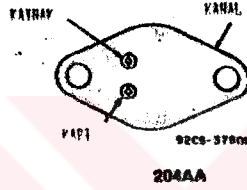
IRF450

N-KANAL ARTMA MODU



TERMINAL DİYAGRAM

TERMINAL GÖSTERİM

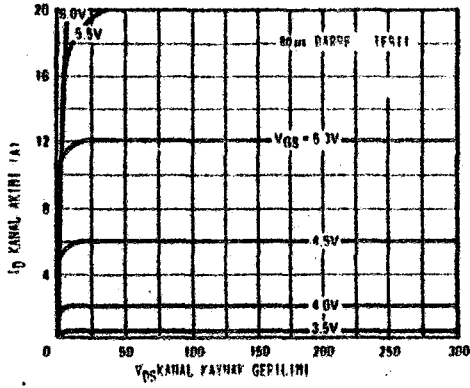


IRF450 nin Maksimum Değerleri

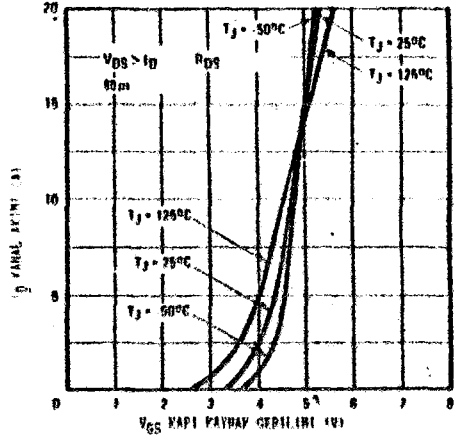
Parametreler		IRF450	IRF451	IRF452	IRF453	Birimler
V_{GS}	Kanal-Kaynak Gerilimi ①	500	450	500	450	V
V_{DS}	Kanal-Kaynak Gerilimi ($R_{DS} = 20 \text{ k}\Omega$) ①	800	450	500	450	V
$I_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Sürekli Kanal Akımı	13	13	12	12	A
$I_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$	Sürekli Kanal Akımı	8.0	8.0	7.0	7.0	A
I_{DM}	Örbeelli Kanal Akımı ②	52	52	48	48	A
V_{GS}	Kayı-Kaynak Gerilimi	± 20				V
$P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Max. Güç Dağılımı	150				W
	Lineer Dyr. Faktör	1.2				W/°C
t_{RM}	Kapalıdan Endüktif Akım	52	52	48	48	A
T_J	Çalışma Etkinlik ve	-55 to 150				°C
T_{stg}	Depo Edilen Sic. Sıcaklığı					
	Tutk İstisi	300	(1.6mm)			°C

Ek-2 MosFET Güç Transistörü

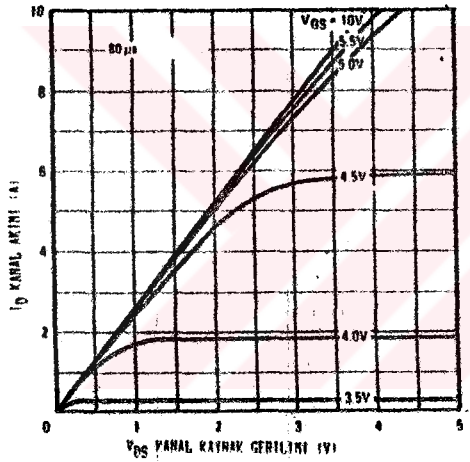
IRF450



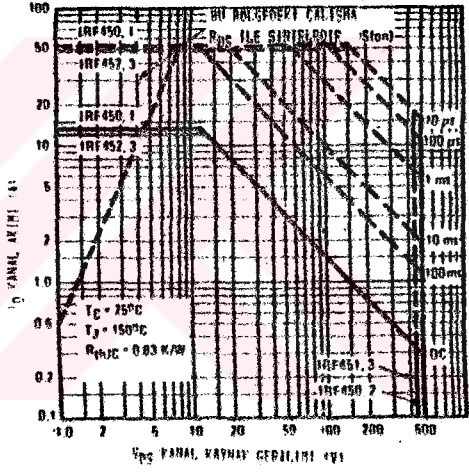
SEV.1 - TYPİK ÇIKIŞ KARAKTERİSTİKLERİ



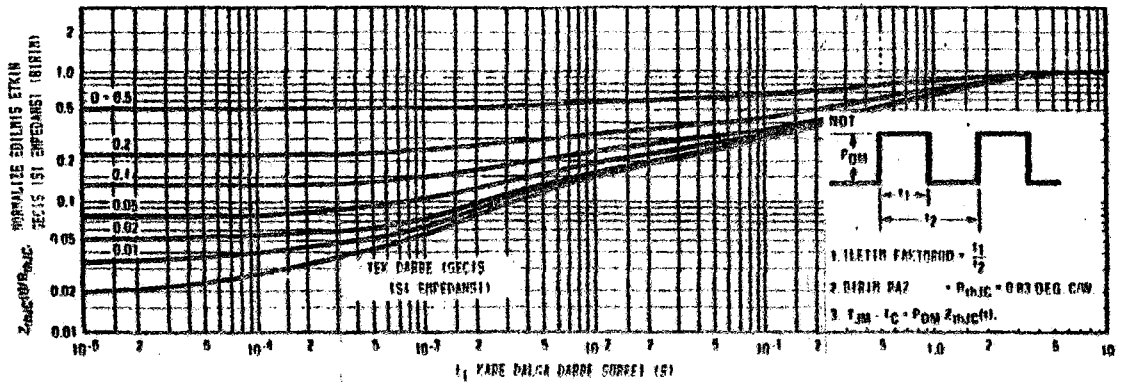
SEV.2 - TYPİK TRANSFER KARAKTERİSTİKLERİ



SEV.3 - TYPİK SATURASYON KARAKTERİSTİKLERİ

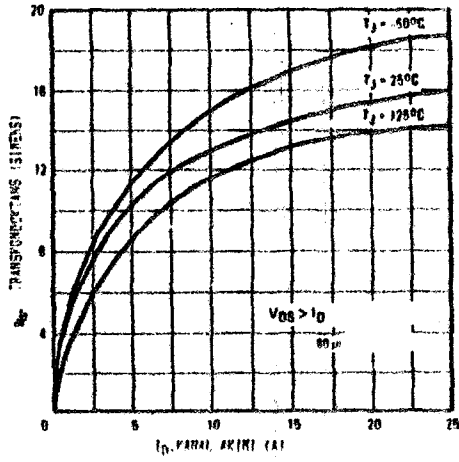


SEV.4 - MAX. ENERJİLE ÇALIŞMA NOL.

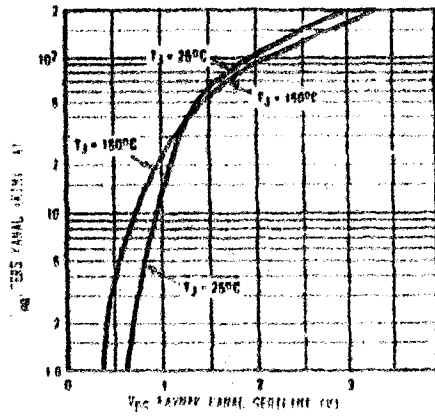


Maximu maksimum etkin geçiş ISI emfandanı, etkin akım - darbe sıklığı grafiği

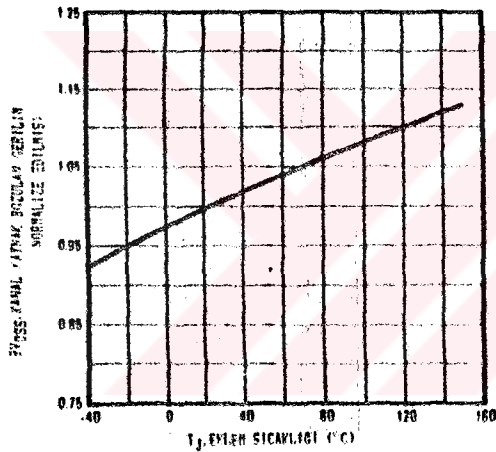
16F450



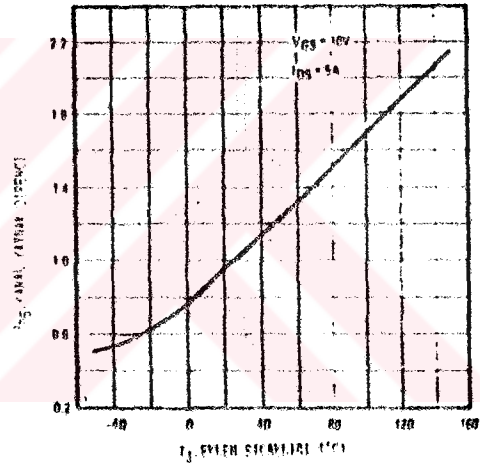
ŞEK. 6 - TİPİK TRANSKONDÜTANS, KANALI AKIMI GRAFİĞİ



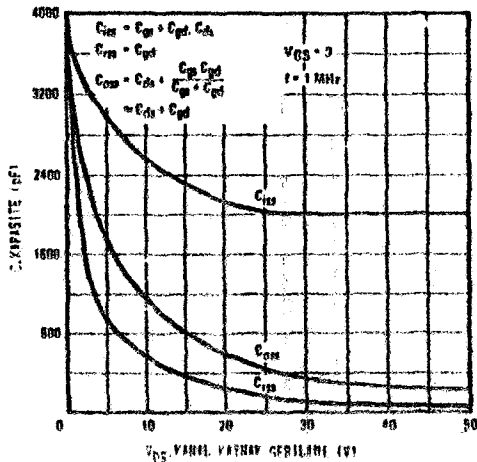
ŞEK. 7 - TİPİK KANAL KAPALI, İÇERİ GERİLİM DİYERİ



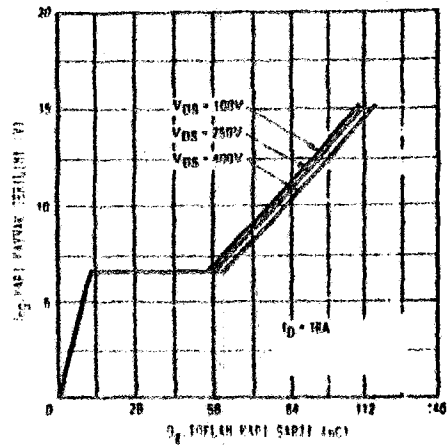
ŞEK. 8 - BAZILAN GERİLİM, SICAKLIK GRAFİĞİ



ŞEK. 9 - NORMALİZE EDİLMİŞ DREN, SICAKLIK GRAFİĞİ

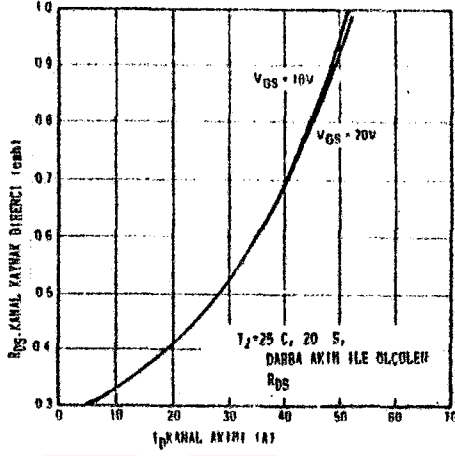


ŞEK. 10 - TİPİK KAPASİTE, KANAL KAPALI GERİLİMİ GRAFİĞİ

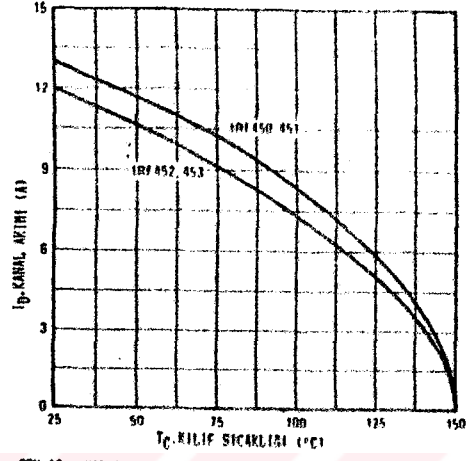


ŞEK. 11 - TİPİK KAPALI KANAL, KAPALI KANAL GERİLİMİ GRAFİĞİ

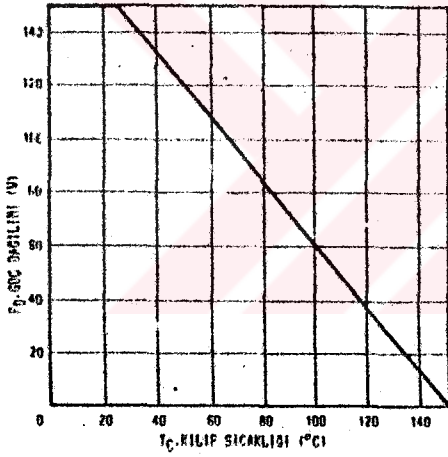
IRF450



ŞEK. 12 - TIFIK DİRENÇ, KANAL AKIMI GRAFİĞİ

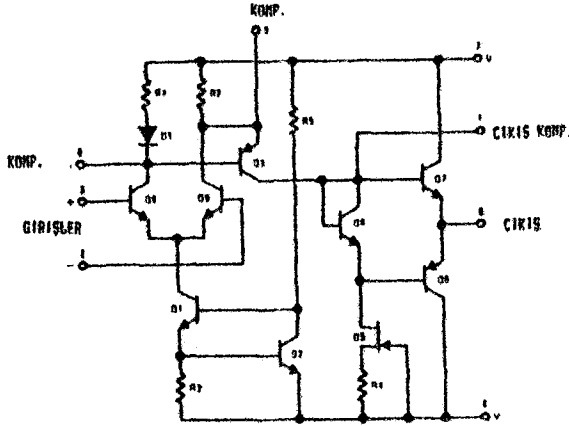


ŞEK. 13 - MAKSİMUM KANAL AKIMI, KILIF SICAKLIĞI GRAFİĞİ



ŞEK. 14 - GÜÇ, SICAKLIK GRAFİĞİ

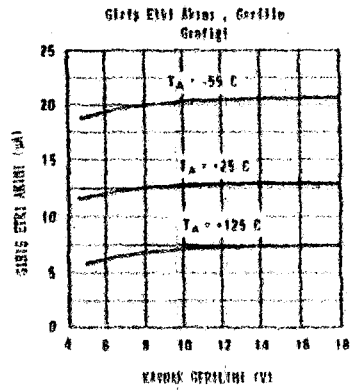
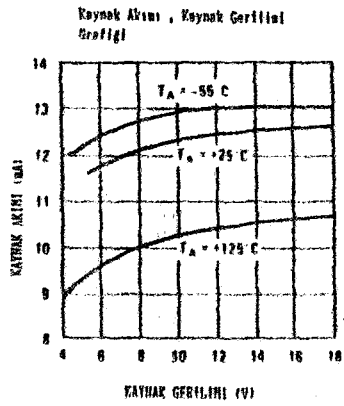
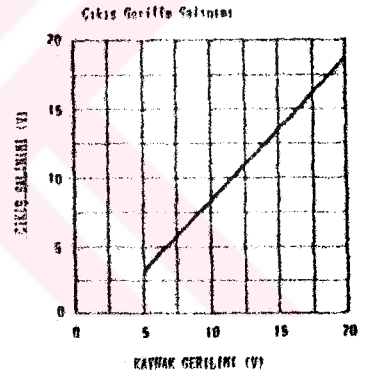
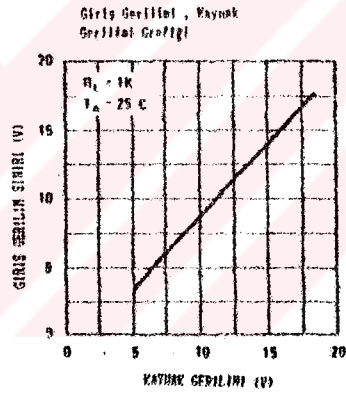
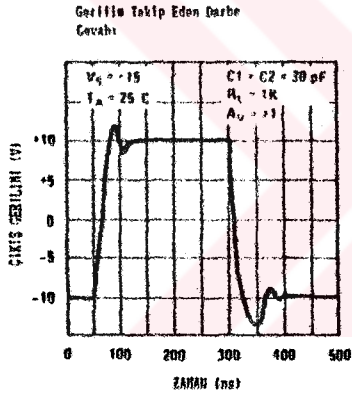
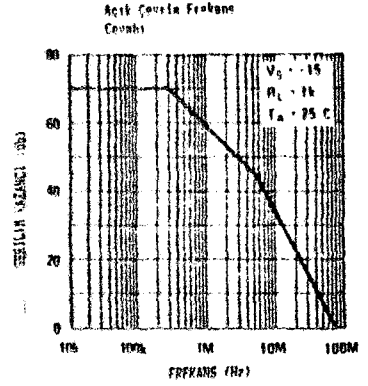
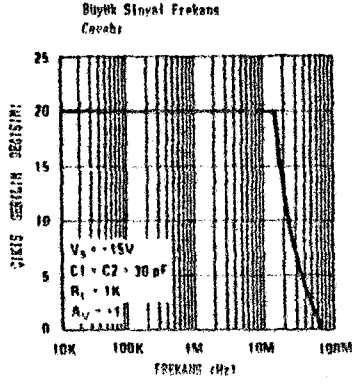
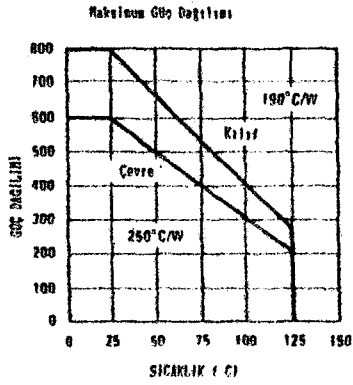
LH0024 'ün iç Bağlantı Şeması



Dc Elektriksel Karakteristikler

PARAMETRE	DURUMLAR	LH0024			LH0024C			BİRİMLER
		MIN	TIP	MAK	MIN	TIP	MAK	
INPUT OFSET GERİLİMİ	$R_S = 50\Omega, T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_S = 50\Omega$		2.0	4.0 6.0		5.0	8.0 10.0	mV mV
ORTALAMA SICAKLIK INPUT KATSAYISI OFSET GERİLİMİ	$V_S = \pm 15\text{V}, R_S = 50\Omega$ -55°C to 125°C		-20			-25		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
GİRİŞ OFSET AKIMI	$T_A = 25^\circ\text{C}$		2.0	5.0 10.0		4.0	15.0 20.0	μA μA
GİRİŞ ETKİ AKIMI	$T_A = 25^\circ\text{C}$		15	30 40		18	40 50	μA μA
KAYNAK AKIMI			12.5	15		12.5	15	mA
BÜYÜK SINYAL GERİLİM KAZANCI	$V_S = \pm 15\text{V}, R_L = 1\text{k}, T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_S = \pm 15\text{V}, R_L = 1\text{k}$	4 3	5		3 2.5	4		V/mV V/mV
GİRİŞ GERİLİM SINIRI	$V_S = \pm 15\text{V}$	± 12	± 13		± 12	± 13		V
ÇIKIŞ GERİLİM DEĞİŞİMİ	$V_S = \pm 15\text{V}, R_L = 1\text{k}, T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_S = \pm 15\text{V}, R_L = 1\text{k}$	± 12 ± 10	± 13		± 10 ± 10	± 13		V V
TİRNANMA HIZI	$V_S = \pm 15\text{V}, R_L = 1\text{k},$ $C_1 = C_2 = 30\text{pF}$ $A_V = +1, T_A = 25^\circ\text{C}$	400	500		250	400		V/ μs
ORTAK MOD BOZNE ORANI	$V_S = \pm 15\text{V}, \Delta V_{IN} = \pm 10\text{V}$ $R_S = 50\Omega$		60			60		dB
GÜÇ KAYRACI REDÜKTİFİ ORANI	$\pm 5\text{V} \leq V_S \leq \pm 18\text{V}$ $R_S = 50\Omega$		60			60		dB

LH0024 Çün Performans Karakteristikleri



DZGEÇMİŞ

Haluk TAŞAN 1965 yılında Eskişehir'de doğdu. 1982 yılında Esk.Tepebaşı Lisesi'ni bitirdi. Aynı yıl İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik Müh.Bölümüne girdi ve 1986 yılında mezun oldu.

1987 yılında İ.T.Ü. Elektrik-Elektronik Ana Bilim Dalı, Elektrik programında yüksek lisans öğrenimine başladı. Şu anda Eskişehir A.Ü.M.M.F. Elektrik-Elektronik Müh. bölümünde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaktadır.

