

KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAĞI TASARIMI

NAMIK YALDIRAK, Ls.

YÜKSEK LİSANS TEZİ
EĞİTİM YÜKSEK LİSANSI İÇİN ÖNGÖRÜLEN
ÇALIŞMALARDAN BİR BÖLÜMÜNÜ KARŞILAMAK ÜZERE
HAZIRLANDI.

İSTANBUL
M.Ü. FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

EKİM 1986

YAZAR

YÜKSEK LİSANS DALI

KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAĞI

ÖZGEÇMİŞ

20 Temmuz 1959Gerede'de doğdu

1980Lisans.İ.Y.T.Ö.O. Elektrik-
Elektronik Bölümü

1980-1985Öğretmen,Endüstri Meslek ve
Teknik Lisede

1985-1986Özel sektörde

DEĞERLENDİRME KURULU ÜYELERİ

Adı vesoyadı

İmza

Başkan:.....

Üye :.....

Üye :.....

Tez'in kabul edildiği tarih:.....

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
1.Giriş	1
1.1.Problem	1
1.2.Kesintinin güç kaynağı tasarımında göz önünde tutulması gereken koşullar	2
2.Kesintinin güç sistemlerinde evirici tasarımında uygulanan yöntemler	2
2.1.Çok fazlı simetristirne yönteminin uygulanması	2
2.2.Darbe modülasyon yöntemlerinin güç invertörlerine uygulanması	4
2.2.1.Darbe modülasyon tekniklerinin uygulandığı güç invertörlerinde aranan özellikler	5
2.3.Darbe genlik modülasyonu(PAM)	5
2.4.Darbe genişlik modülasyonu (PWM)	6
2.5.Evirgeç çıkışındaki dalga şeklinin saptanması, titre kaydırma yöntemi	8
2.6.Kendinden denetimli öndülatörler	10
2.6.1.Paralel öndülatörler	10
2.6.2.Seri öndülatörler	11
2.6.3.Mc.Murray öndülatörü	12
2.7.Doyumlu transformatörlü osilatörlerin güç invertör devrelerine uygulanması	13
3.Kesintinin güç kaynağı sistemlerinde uygulanan yöntemlerin üstünlükleri	15
4.Devrenin genel tanımı	17
5.Redresör devresi	20
5.1.Doğrultucuların genel prensipleri	20
5.2.Redresör devresi akü şarj ve deşarj ilişkileri	21
5.3.Redresör devresi transformatör hesabı	22
6.Üreteçler topluluğu	24
6.1.Tanım	24
6.2.Akümülatörlerde kapasite	24
6.3.Verim	24
6.5.Kesintinin güç kaynağında kullanılacak akümülatör seçimi	25
6.6.Akü edası önerileri	26
6.7.Akü testleri	28
6.8.Periyodik bakım	28

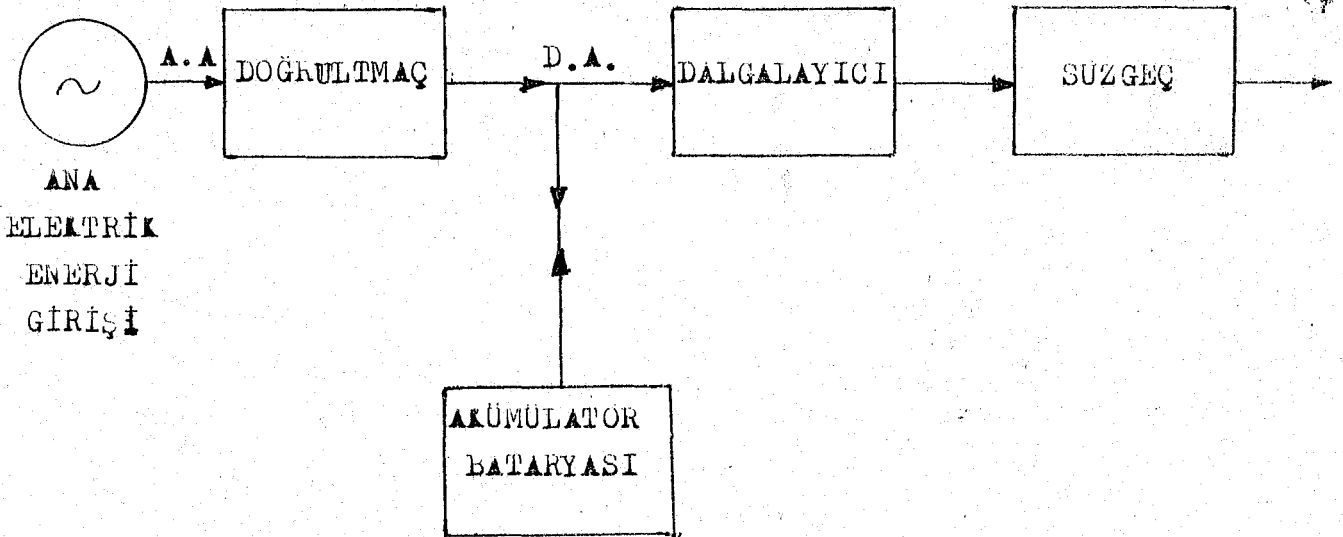
16.Kesintisiz güç kaynağı baskı devre şemaları	68
17.Kesintisiz güç kaynağı,yerleşim planı,önden ve arkadan görünüşleri	69
18.Malzeme listesi	70
EKLER	
A - 2N3055 transistörü karakteristik bilgileri	72
B - Timer NE555 karakteristik bilgileri	74
C - Operational amplifiers 741 karakteristik bilgileri	81
KAYNAKÇA	91

7.Regülatör devresi	30
7.1.Tanınım	30
7.2.Gerilim regülatörleri genel prensibi	30
7.3.Regülatör devresi hesabı	31
7.4.Regülatör süzgeç devresi	32
8.Senkronizasyon devresi	33
8.1.Tanınım	33
8.2.Senkronizasyon devresinin çalışması	33
8.3.Senkronizasyon devresinin hesaplanması	33
9.Kare dalga üretici	35
9.1.Titreşimli ikili devre	35
9.2.Devrenin hesaplanması	38
10.Tetikleme devresi	41
10.1.Devrenin oluşumu	41
10.2.Tetikleme devresi çalışma prensibi	41
10.3.Tetikleme devresinin hesaplanması	42
11.Oransal kontrol devresi	46
11.1.İşlemsel kuvvetlendiriciler	46
11.2.Fark kuvvetlendiriciler	48
11.3.Faz çeviren yükseltici devreler	49
11.4.Oransal kontrol devresi	50
11.5.Gerilim kazancının hesaplanması	51
12.Transistör dizileri	53
12.1.Tanınım	53
12.2.Transistör dizilerinin çalışması	54
12.3.Transistör dizilerinin hesaplanması	54
12.4.Çıkış transformatörü hesabı	57
13.Konvertör devresi	59
13.1.Genel amaç	59
13.2.+DC/-DC Konvertör devresi	59
13.3.Konvertör devresinin hesaplanması	61
14.Şebeke kesintisi ışıklı ikaz devresi	64
14.1.Amaç ve devrenin oluşumu	64
14.2.Devrenin hesaplanması	64
15.Sistemin ayarlanması	66
15.1.Invertörde yapılması gereken ayarlar	66
15.2.Sistemin ayarlanması işlem akış diyagramı	67

1. GİRİŞ

1.1. PROBLEM

Endüstride, elektrik enerjisi kesintileri nedeni ile elektrik - le çalışan araç ve gereçler çalışmalarına ara vermek zorunda kalmak - ta, dolayısıyla büyük iş gücü ve üretim kayıpları ortaya çıkmaktadır. Bu çalışmada, elektrik ile çalışan araç ve gereçlerin yük olarak ka - bul edildikleri ve bunların elektriksiz enerji kesilmelerinden belli bir süre etkilenmeyecek bir düzenğin tasarımı söz konusudur. Bu düze - nklere kesintisiz güç kaynağı ismi verilmektedir. Şekil'1'de blok şe - nası gösterilmiştir.



Şekil:1./Kesintisiz güç kaynağı blok diyagramı

Meydana gelebilecek enerji kesilmeleri bilgisayarlarla kontrol edilen otomatik mesaj aktarma ve otomatik bilgi işleme merkezleri gi - bi sistemlerde uzun sayılabilecek bir müddet için servis dışı kalma - larına sebep olabilir. Bu merkezlerin kesintisiz olarak enerji alma - larını ancak bu sistemlerin başka bir enerji kaynağından beslenmeleri ile temin edilebilir. Bu sistemler için tasarlanacak olan kesintisiz güç kaynakları nitelikleri de, otomatik mesaj aktarma ve otomatik bil -

gi işlen merkezlerinin isteklerini sağlamak mecburiyetindedir.

Güç invertörlerinden (DC/AC konvertörü) endüstriyel sahada geniş olarak yararlanılmaktadır. Bu invertörlerin çıkış gerilimleri genellikle kare dalga veya basamak şeklindedir. Sinüsoidal çıkış gerilimine ihtiyaç duyulan hallerde en kolay ve pratik yol çıkış geriliminin fi- litre edilmesi olarak görülmektedir. Aşağı frekans ve yüksek güçlerde distorsiyonsuz çıkış gerilimini yüksek (%85-%90) filtre etmek sureti ile elde etmek çok zordur. Çünkü filtre kayıpları önemli bir düzeye çıkmaktadır. Aynı zamanda reaktif elemanların boyutları, ağırlıkları ve filtre maliyeti artmaktadır.

1.2. KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAGI TASARIMINDA GÖZ ÖNÜNDE TUTULMASI GEREKEN KOŞULLAR

1. Yükün değişmesi halinde çıkış geriliminde düşme olmaksızın gerekli güç sağlanmalı, yani invertör çıkış gerilimi düzenlenmesi iyi olmalıdır.

2. Çıkış gerilimi frekansı değişmemelidir.

3. En uzun süreli şebeke enerjisi kesildiğinde 1. ve 2. maddelerdeki koşullara uygun olarak besleyebilmeli.

4. Maliyeti minimum olmalı,

5. İşletme ve bakım masrafları asgari düzeyde olmalı,

6. Güvenilir olmalı,

7. Çıkıştaki reaktif direnç küçük olmalıdır.

2. KESİNTİSİZ GÜÇ SİSTEMLERİNDE DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMINDA UYGULANAN YÖNTEMLER

2.1. ÇOK FAZLI SİMETRİLEŞTİRME YÖNTEMİNİN UYGULANMASI

Invertör çıkış gerilimi toplam harmonik distorsiyon yüzdesini asgari seviyede tutabilmek için uygulanan yöntemlerden biridir.

V_a, V_b, V_c gibi genlikleri ve birbirlerine olan faz farkları değişik üç ayrı vektör üzerinde $a: 1\sqrt{120^\circ}$ operatörü ile simetrik bileşenlerden aşağıdaki denklemler yazılabilir.

$$V_1 = V_a + a \cdot V_b + a^2 \cdot V_c$$

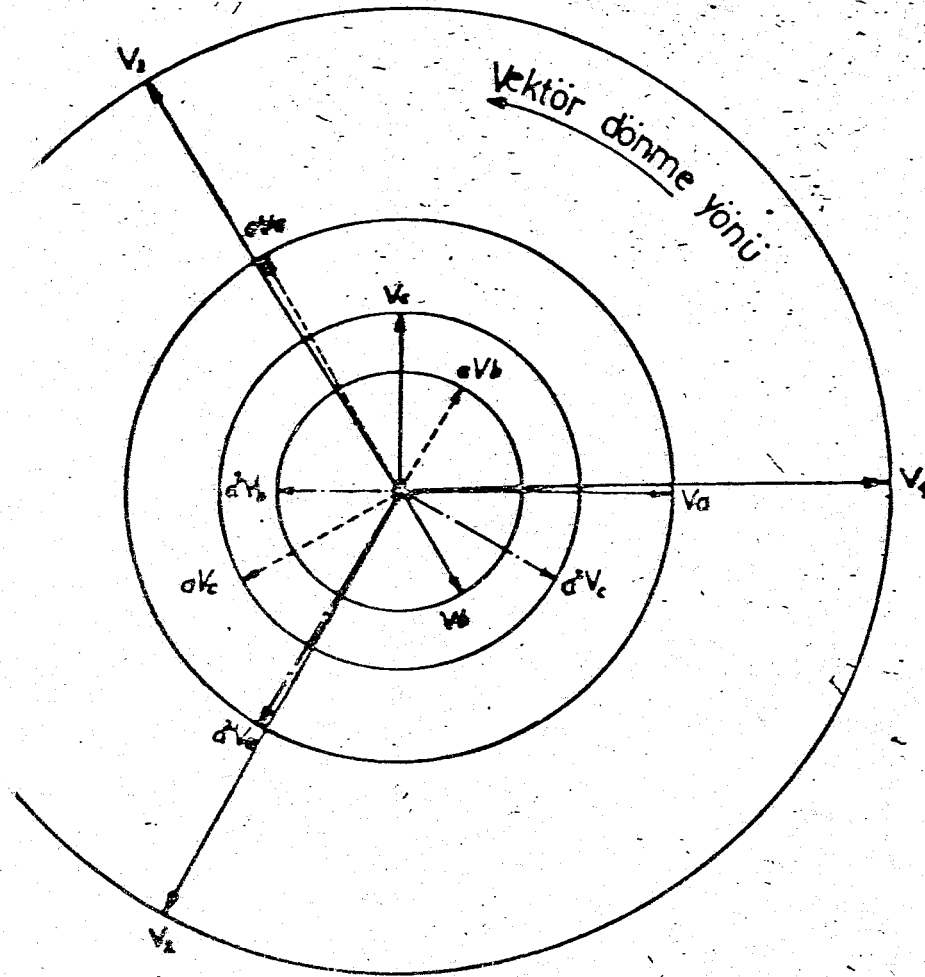
$$V_2 = a^2 \cdot V_a + V_b + a \cdot V_c$$

$$V_3 = a \cdot V_a + a^2 \cdot V_b + V_c$$

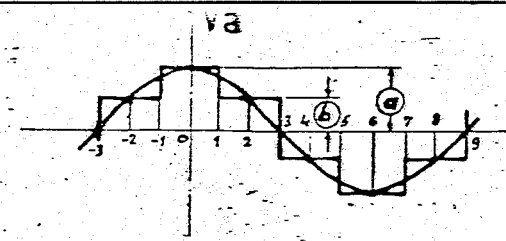
buradan,

$$V_2 = a^2 \cdot V_1$$

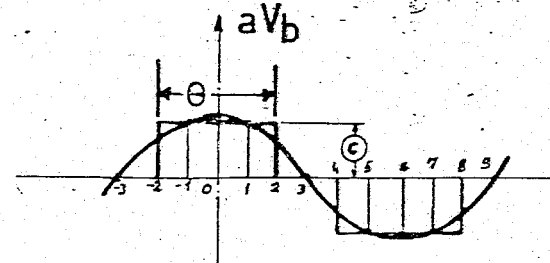
$$V_3 = a \cdot V_1 \quad \text{olur.}$$



Sekil 2.1. Çok fazlı simetristirme yöntemi.



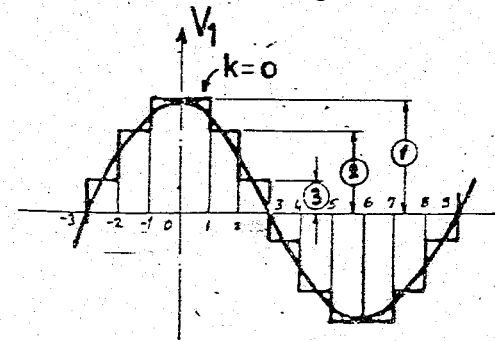
a) Va gerilimi



b) a.Vb gerilimi

c) Vc = 0

$$d) V_1 = V_a + a.V_b + a^2.V_c$$



Sekil 2.2 Çok fazlı simetristirme yönteminin uygulanması.

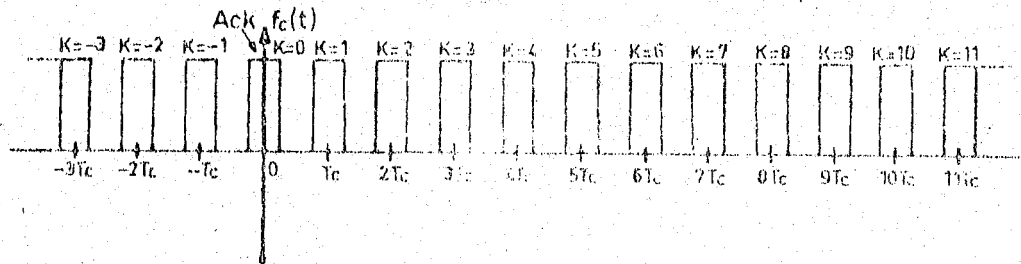
Bu iki denklem ise üç fazlı dengeli bir V_1 vektör sistemi meydana getirmektedir. V_1 vektörü V_a, V_b, V_c vektör sisteminin (doğru sistem) pozitif dizi bileşeninin üç katı olmaktadır.

Ekonomik koşullar göz önünde bulundurularak V_c gerilimi sıfır olarak kabul edilirse V_a ve V_b gerilimleri şekil'2.2. deki gibi düşünülebilir. Bunun sonucunda invertör çıkış gerilimi V_1 , şekil'2.2.d de gösterildiği gibi olmaktadır. Toplam harmonik distorsiyonu yaklaşık olarak %14,4 olmaktadır. V_a ve V_b gerilimlerinin ise toplam harmonik distorsiyonu yaklaşık olarak %31 dir.

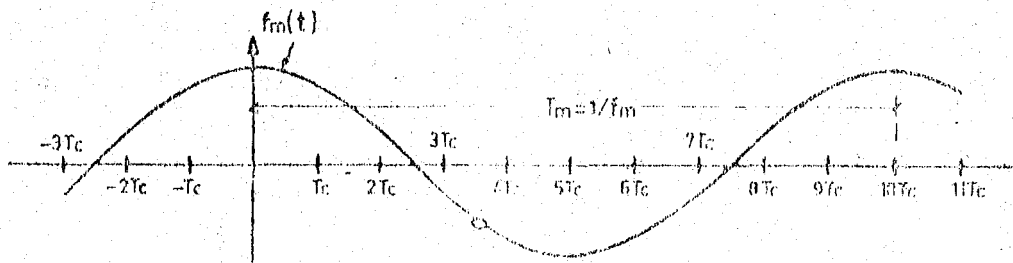
Çok fazlı simetristirme yönteminin invertör devresine uygulanması neticesinde süzgeç devresinden geçirilmemiş invertör çıkış geriliminin toplam harmonik distorsiyonu %14 olmaktadır. Süzgeç devresinden geçirilerek bu oran daha aşağı düşürülebilmektedir. Invertör ve filitre karakteristikleri bakımından en önemli husus invertör çıkış geriliminin toplam harmonik mutevasının yüzdesidir. Bu oran genel olarak %10'u aşmamalıdır. (TBTAK, 1975, s.447).

2.2.DARBE MODÜLASYON YÖNTEMLERİNİN GÜÇ İNVERTÖRLERİNE UYGULANMASI

Darbe modülasyon teknikleri genel örnekleme teorisine dayanarak izah edilebilir. Genel örnekleme teorisine göre bir sinyal $f_m(t)$, en büyük önemli frekansının f_m periyodu $T_m:1/f_m$. T_c aralıklarına $T_c < T_m/2$ olacak şekilde ayarlanırsa ve her T_c aralığı içinde sinyalden $f_m(t)$ herhangi bir şekilde örnek alınacak olursa, her alınan örnek değerinin ve T_c aralığı içinde örnek alma zamanının bilinmesi halinde o sinyal hakkında gerekli bütün bilgiler bilinir demektir.



Şekil 2.3a Genel taşıyıcı dalga, $f_c(t)$.



Şekil 2.3b Modüle eden sinyal, $f_m(t)$.

Şekil:2.3.b deki bant limitli sinyal $m(t)$ modüle eden sinyal olarak tanımlanmaktadır. Modüle eden sinyalin örneklennmiş olarak gösterilmesine modüle edilmiş sinyal denilmektedir. Modülasyon işlemi bir taşıyıcı dalga $c(t)$ darbe genliğinin A_c , genişliğinin veya sürekliliğinin T_c veya pozisyonunun T_c örnekleme zamanı içinde modüle eden sinyalin $m(t)$ değerine göre değiştirilmesidir. Taşıyıcı dalga $c(t)$ nin darbe genliğinde ve darbe genişliğinde meydana getirilen değişiklikler sırası ile darbe genlik modülasyonu (PAM) ve darbe genişlik modülasyonu (PWM) olarak bilinir.

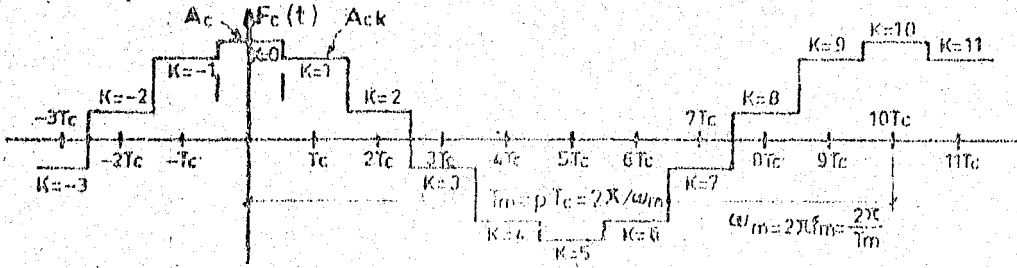
2.2.1 DARBE MODÜLASYON TEKNİKLERİNİN UYGULANDIĞI GÜÇ İNVERTÖRLERİNDE ARANAN ÖZELLİKLER

- 1 İnvvertör çıkış geriliminin toplam harmonik içeriği yüzdesinin oldukça küçük olması (bu oran % 10 u aşmamalıdır.)
- 2 İnvvertör yapısının ekonomik olarak gerçekleştirilmesi,
- 3 Kontrol devrelerinin basitliği ve modüler yapıda olması,
- 4 İşletme ve bakımının asgari düzeyde olması,

Bu kriterler içerisinde en önemli husus invvertör çıkış geriliminin toplam harmonik muhtevasıdır. Bu oran ne kadar küçük olursa invvertör o kadar distorsiyonsuz sinüsoidal çıkış verir.

2.3 DARBE GENLİK MODÜLASYONU (PAM)

Taşıyıcı dalga darbe genliklerinin modüle eden sinyalin T_c aralığındaki değerlerine göre değiştirilmesine pam denir. Büyük p değerleri için PAM invvertör çıkış gerilim harmonik muhtevası çok küçüktür. $p=18$ için toplam harmonik muhtevası % 6,817 olmaktadır. Böyle bir endüstrideki uygulanmasında filtre kullanmaya ihtiyaç yoktur. PAM tekniğinde PAM çıkış gerilimini meydana getirebilmek için birbirinden farklı düzeyde doğru gerilim kaynaklarına ihtiyaç vardır. Değişik düzeydeki doğru gerilimlerin değerleri, örnekleme anındaki modüle eden sinyalin genliği ile doğru orantılıdır. Bu gerilim düzeylerinin yüksek güçte ekonomik bir şekilde invvertörlere uygulanabilmesi özelliğini sağlayacaktır. Aşağıdaki şekilde $p=10$ için invvertör çıkış gerilimi değişimi görülmektedir.



Şekil:2.4 PAM invertör çıkış gerilimi p:10

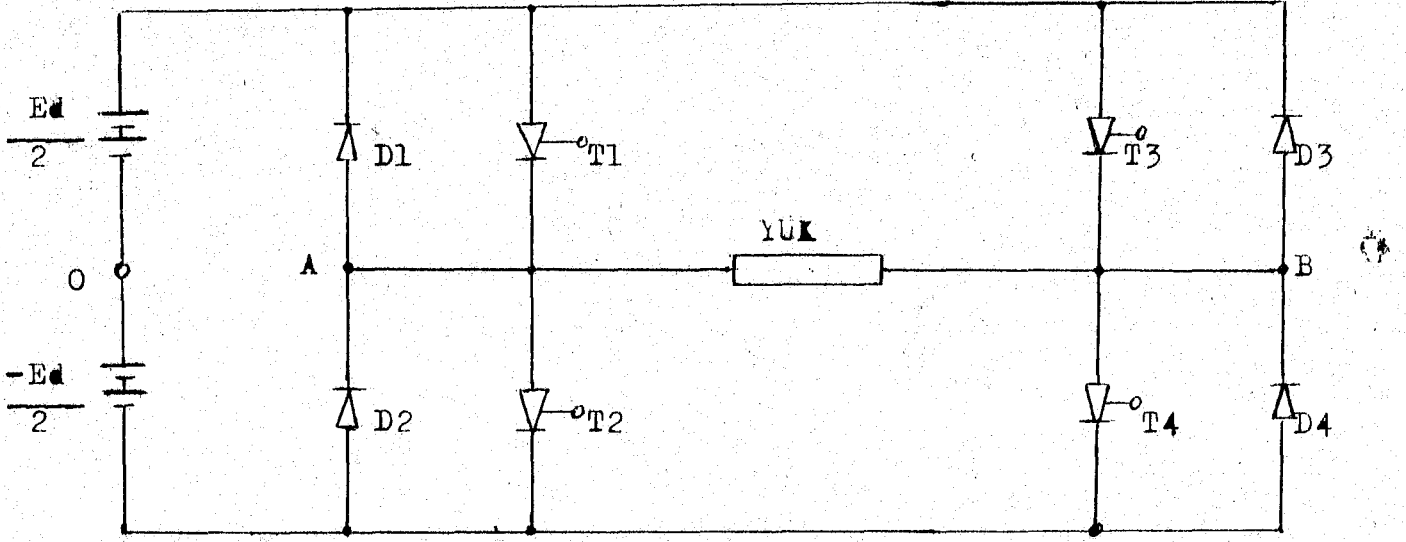
2.4.DARBE GENİŞLİK MODÜLASYONU (PWM)

PWM'da, modüle eden sinyalin örnekleme anındaki değeri, taşıyıcı dalga darbelerinin ön ve arka kenarlarının modüle edilmiş taşıyıcı dalga darbelerine göre olan zamanlarını değiştirir. PWM invertör çıkış gerilimini elde etmek için bir çok yöntemler kullanılır. Bu yöntemler:

1. Örnekleme yöntemleri,
2. Çıkış geriliminin alabileceği gerilim düzeyleri: (+1, -1) veya (+1, -1) çıkış gerilimlerinde doğru gerilim bileşeni arzu edilmiyorsa,
3. Bir darbenin her iki kenarının modüle edilip edilmediği, darbenin bir kenarı modüle edilmişse hangi kenarının modüle edildiği
4. Taşıyıcı dalga frekansı f_c nin modüle eden sinyal frekansına oranı $f_c/f_m = p$ burada p tam sayı olmaktadır.

Hangi yöntem kullanılırsa kullanılsın PWM invertör çıkış gerilimlerinde bütün tek dereceli harmonikler mevcuttur. Taşıyıcı dalga frekansından f_c küçük harmoniklerin genlikleri $p f_c/f_m$ değerinin değiştirilmesi ile ihmal edilebilecek bir düzeye kadar indirilebilir.

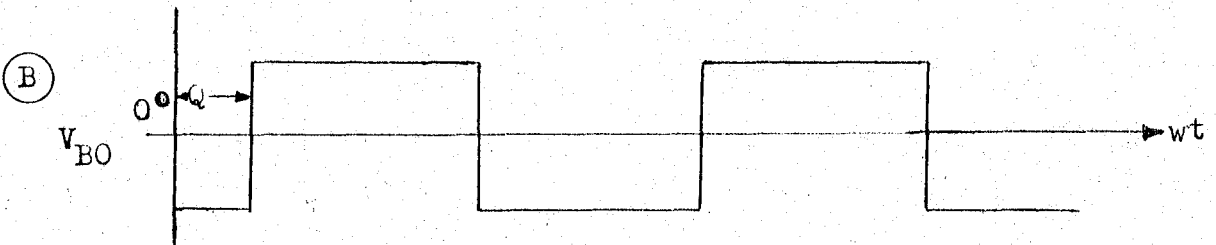
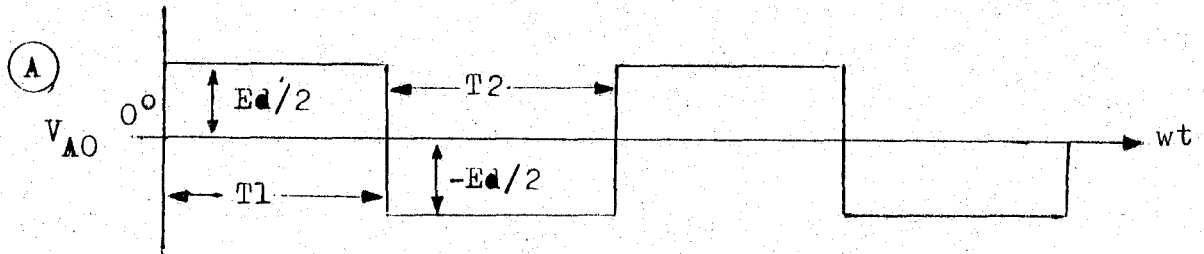
PWM da bir adet doğru gerilim kaynağına ihtiyaç olduğu için PWM sisteminin endüstride uygulama olanakları fazla olmaktadır. Günümüzde bu darbe genişlik modülasyonu yöntemlerinin analog uygulaması biri referans, diğeri taşıyıcı olmak üzere iki dalganın kesiştirildiği noktalarda tetiklene darbelerinin üretilmesine dayanır. Dijital sayısal darbe genişlik modülasyonu yöntemlerinde ise çoğunlukla belli sayıdaki harmoniği yok edecek şekilde darbe programının oluşturulması yoluna gidilmektedir.

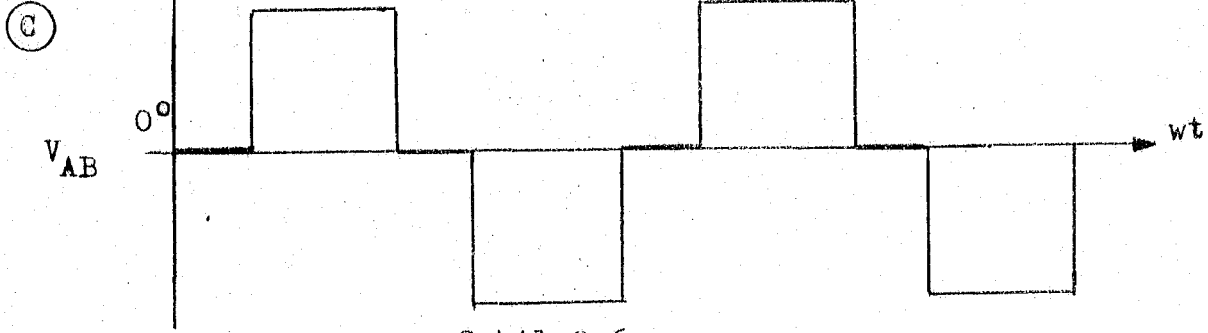


Şekil:2.5

Yukarıda görülen şekildeki gibi bir devre ile yöntem uygulandı. ğında aynı kolda bulunan T_3 ve T_4 tristörlerinin, T_1 ve T_2 tristörlerine göre belli bir gecikme ile ilettime sokulmasına dayanır. Böylece biri diğerine göre Q açısı kadar kaydırılmış iki tane kare dalga değişimi elde edilir. A noktasının teorik nötre göre gerilim değişimini V_{AO} ve B noktasınıninki de V_{BO} bu iki gerilim arasında, ikinci koldaki T_3 ve T_4 tristörlerinin Q gecikmesiyle ilettime sokulmasından bir faz gecikmesi sağlanır.

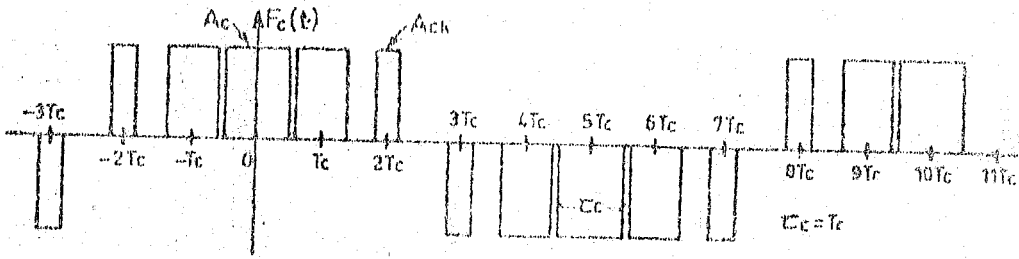
Bu gerilim değişimlerini aşağıdaki 2.6a ve 2.6b de görülmektedir. Şekil 2.6c ise invertör çıkışındaki gerilim değişimini göstermektedir.





Şekil:2.6

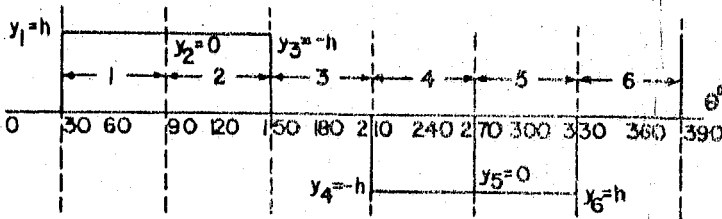
Harmonik yok etme yöntemi uygulanarak istenen sayıdaki harmonikleri yok etmek için belli darbe sayılarına kadar çıkılarak çıkış geriliminin bir yarı periyodunun belirli aralıklarla yok edilmesi sağlanır. Aşağıdaki şekilde $p=10$ için PWM invertör çıkış gerilimi görülmektedir.



Şekil:2.7

2.5. EVİRGEÇ ÇIKIŞINDAKİ DALGA ŞEKLİNİN SAPTANMASI (basamaklı dalga şekilleri elde edilmesi) EVRE AYDIRMA YÖNTEMİ:

Basamak, bir tam çevrimin ayrılacağı en büyük eşit açı aralıkları olarak tanımlanmaktadır. Şekil 2.8 de 6 basamaklı bir dalga şekli görülmektedir.



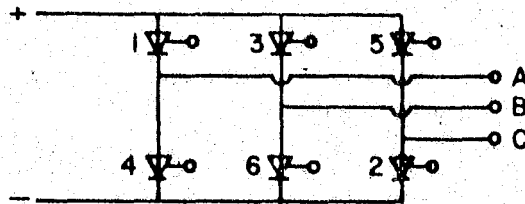
Şekil 2.8.6 basamaklı bir dalga şekli

Aynı gücü verecek evirgeçlerden daha yüksek basamaklı olanı, daha küçük ana değerleri olan evirgeç elemanları kullanılır. Basamaklı dalga şekillerinin harmonik bileşenlerinin sıklıkları Corey tarafından $h_n = r \cdot n^2 + 1$ olarak verilmektedir. h_n harmonik numarası, n basamak sayısını gösterir. r ise 1, 2, 3, ... tam sayılardır. Bu eşitlikten 6 basamaklı bir dalga şeklinin harmonikleri 1, 5, 7, 9, 11, 13, 17, 19, ... olduğu görülür. Harmonik bileşenlerinin genlikleri de temel sıklıktaki dalganın genliği ile ters orantılıdır. $V_n = V_1/n$ formülünde V_n , n nolu harmoniğin, V_1 ise temel bileşenin genliğidir. Yukarıdaki iki eşitlikten basamaklı bir dalganın basamak sayısının artması ile harmonik içeriğinin azalacağı ve harmonik genliklerinin de düşeceği görülmektedir. Buradan da basamak sayısı yüksek olan dalga şekillerinin harmonik bileşenlerinin daha kolay süzüleceği anlaşılmaktadır. Yalnız basamak sayısı istenildiği gibi artırılmaz. Gerekli basamak adeti aşağıdaki formülden hesaplanabilir.

$$h_p = (p+2)/4$$

h_p : basamak adetini, p : darbe sayısını göstermektedir. Örneğin: $p=10$ için $h_p = (10+2)/4$ den $h_p=3$ gerilim düzeyine ihtiyaç duyulur.

Şekil'2.9 da üç yollu bir köprü devresi görülmektedir. Şekildeki tristörler numara sırası ile 0° den başlayarak 60° lik aralıklarla ateşlenirse ve her tristör 180° iletimde tutulursa şekil'2.10 daki dalga şekli görülür.

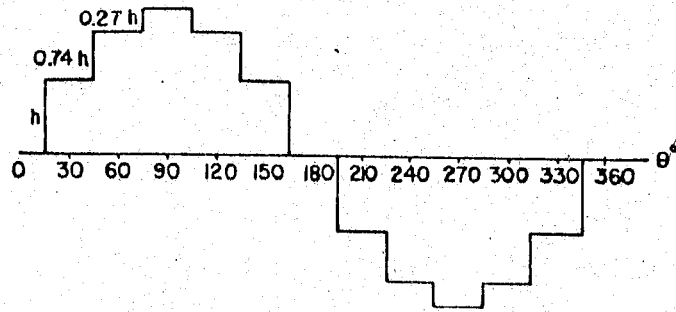


Şekil:2.9 Üç evre köprü devresinde DYD ateşleme sırası

6 basamaktan çok sayıda basamaklı bir dalga şekli birden çok evirgeç kullanarak ve bu evirgeçlerin dönüştürgeç ikincil sargılarının evre kaydırılmış bir biçimde bağlanması ile kolaylıkla elde edilir. Bu iş için özel dönüştürgeç kullanımı gereklidir. 6 basamaklı bir dalganın en küçük harmonik katları 5 ve 7 olduğu daha önce gösterilmişti. Harmo-

mik genlikleri ise $V_1/5$ ile $V_1/7$ olarak bulunur. Yüksek genlikli, ancak düşük sıklıktaki bu harmonikleri süzmek zordur. Bundan dolayı süzme sorunu yaratmayan, iki ayrı üç kollu köprü evirgecin çıkışlarına 30° kaydırılarak toplanakla elde olunacak 12 basamaklı bir dalga şeklini seçmek daha akılcı olur. Bu dalga en küçük harmonikleri 11. ve 13. harmoniklerdir. Genlikleride $V_1/11$ ve $V_1/13$ dür. Bu şekilde sağlanacak süzme kolaylığı yanında, iki ayrı evirgeç kullanımı sonucu tristörlerde geçen akım azaldığından dolayı daha düşük anma akımı olan tristörlerin kullanımı olanaklıdır.

İki köprü evirgeç içindeki dönüştürgeçlerin birincil sarımsı(A), ikincil sargıları (Y) biçiminde bağlanarak istenilen evre kayması verilir. İkincil dönüştürgecin, ikincil sargısının (Y) noktası açılarak birincil dönüştürgecin, ikincil sargısı ile dizi bağlanmıştır. Dönüştürgecin birincil sargılarında şekil'2.8 daki 6 basamaklı dalga şekli olduğuna göre, dönüştürgeç ikincil sargılarındaki dalga şekilleri çizilirse, şekil'2.10 daki 12 basamaklı dalga şekli görülür.

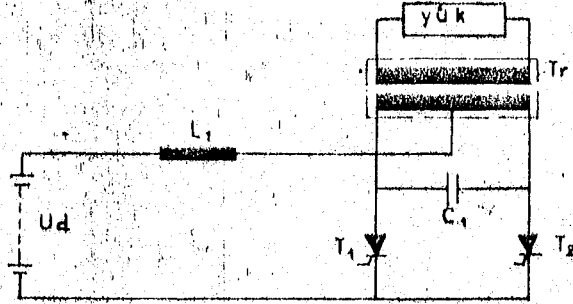


Şekil 2.10 12 basamaklı dalga şekli

2.6. KENDİNDEN DENETİMLİ ONDÜLATÖRLER

2.6.1. PARALEL ONDÜLATÖRLER

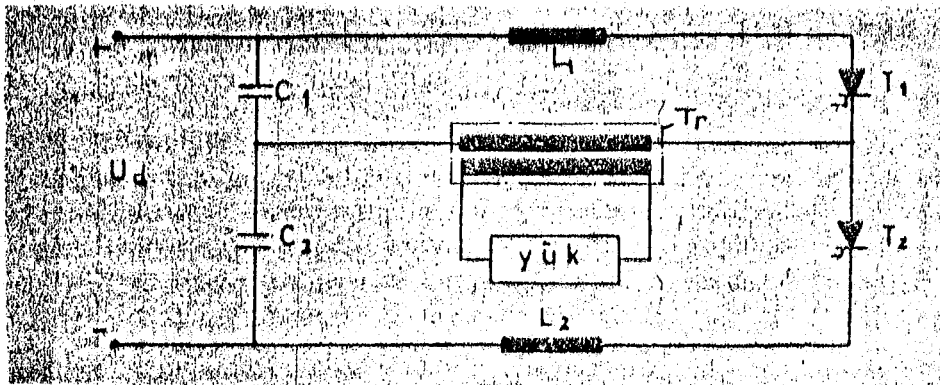
Doğru gerilim kaynağının (+) ucu, L_1 bobini üzerinden transformatör birincil sargısının orta ucuna bağlanmıştır. T1 ve T2 tristörleri periyodik olarak tetiklenerek T1 tristörü iletimde iken soldaki yarı sargıdan, T2 tristörü iletimde iken sağdaki yarı sargıdan akım geçer. Bu şekilde sekonder sargıda kare dalga elde edilir. Bir filtre devresinde geçirilerek yük uçlarına uygulanır. Paralel ondülatörlerin prensip şekli aşağıdaki şekilde görülmektedir.



Şekil:2.11 Paralel ondülütör prensip şeması

2.6.2.SERİ ONDÜLATÖRLER

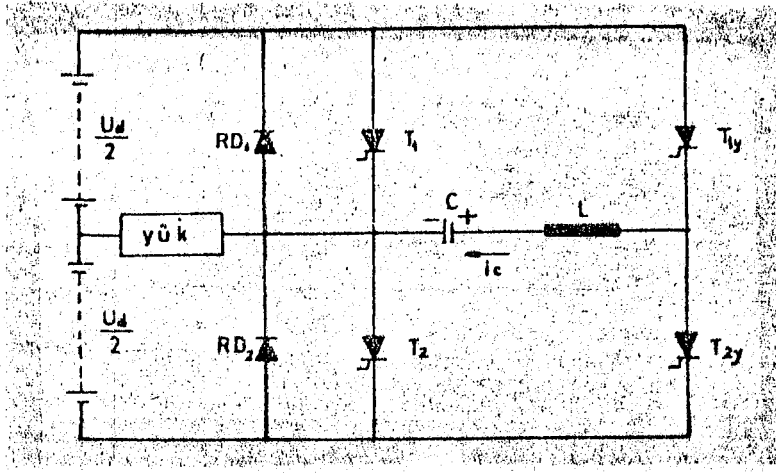
Aşağıda prensip şeması görülen seri ondülütörde C1 ve C2 kondansatörlerinin kapasiteleri ve L1 ve L2 bobinlerinin self indüksiyon katsayıları eşittir. T1 tristörü iletme geçtiğinde C1 kondansatörü deşarj olur. Aynı zamanda C2 kondansatöründe şarj olur. Bu şekilde rezonans devresi akımı sıfır olup negatif değerler almaya başlayınca, içinden geçen akım sıfır olduğu için T1 tristörü söner, T2 tristörü tetiklenerek iletme geçirilir. C2 kondansatörü deşarj olur. Transformator uçlarına ters yönde bir akım uygulanmış olur. C1 kondansatörü bu sırada şarj olur. Bu şekilde T1 ve T2 sıra ile tetiklenerek periyodik olarak iletimde kalmak sureti ile çıkıştan kare şeklinde bir dalga elde edilir. Bir filtreye ile süzülerek yük uçlarına uygulanır.



Şekil:2.12 Seri ondülütör prensip şeması

2.6.3.MURRAY ONDÜLATÖRÜ

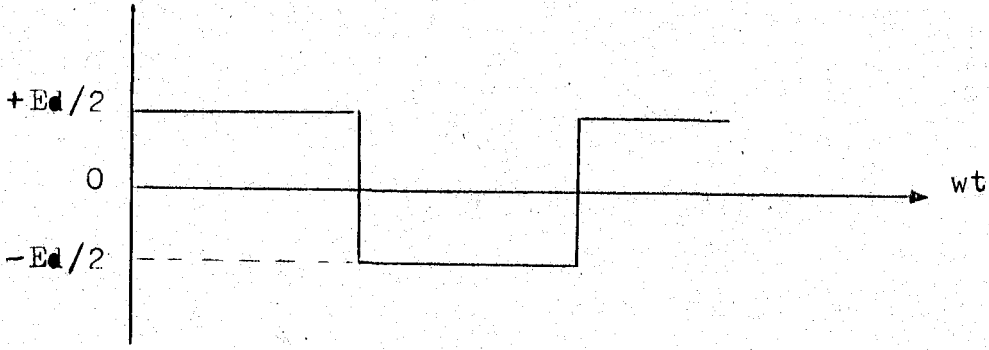
Prinsip şeması aşağıda görüldüğü gibi olup, dalgalayıcısına beslenmesinde kullanılacak doğru akım kaynağının orta uçlu olması veya birbirinin aynısı olan iki simetrik gerilimden oluşması gerekir. Prinsip olarak çalışması, T1 iletimde iken bir kaynaktan, T2 iletimde iken diğer kaynaktan akım geçer. T1 ve T2 ana tristörlerinin söndürülmesi için T1y, T2y yardımcı tristörlerinden ve C söndürme kondansatöründen yararlanılır. T2 iletimde iken C kondansatörü şarj olur. T2 yi söndürmek için T2y yardımcı tristörü tetiklenir. L ve C den oluşan rezonans devresi T2 den geçen akıma ters yönde bir darbe akımı geçirir. T2 den geçen akım sıfıra düştüğünde, darbe akımı T2 nin uçlarına ters paralel bağlı olan D2 diyotundan geçmeye devam eder. T2 tristörünün uçlarında pozitif kapama özelliğini kazanıncaya kadar en az Tg zamanı kadar Dz



Şekil:2.13 Mc Murray ondülatörü

diyotundaki gerilim düşümüne eşit bir negatif gerilim uygulanmış olur. Bu durumda C kondansatörü boşalır ve ters yönde dolar. Rezonans devresindeki kayıptan dolayı kondansatör gerilimi komütasyon öncesi ne göre biraz daha küçük olur. Yük altındaki doğru akım kaynağı T2y ve L üzerinden dolmaya devam eder. Bu şarj akımı sıfıra yaklaştığında T2y kendiliğinden söner ve kondansatör gerilimi yaklaşık olarak $U_d/2$ olur. C kondansatöründe T1y yardımcı tristörü tetiklendiğinde T1 ana tristörünü söndürecek şekilde şarj olur. Yükten negatif yarım dalganın geçirilmesi için T1 tristörü tetiklenir. T1 tristörünü söndürmek

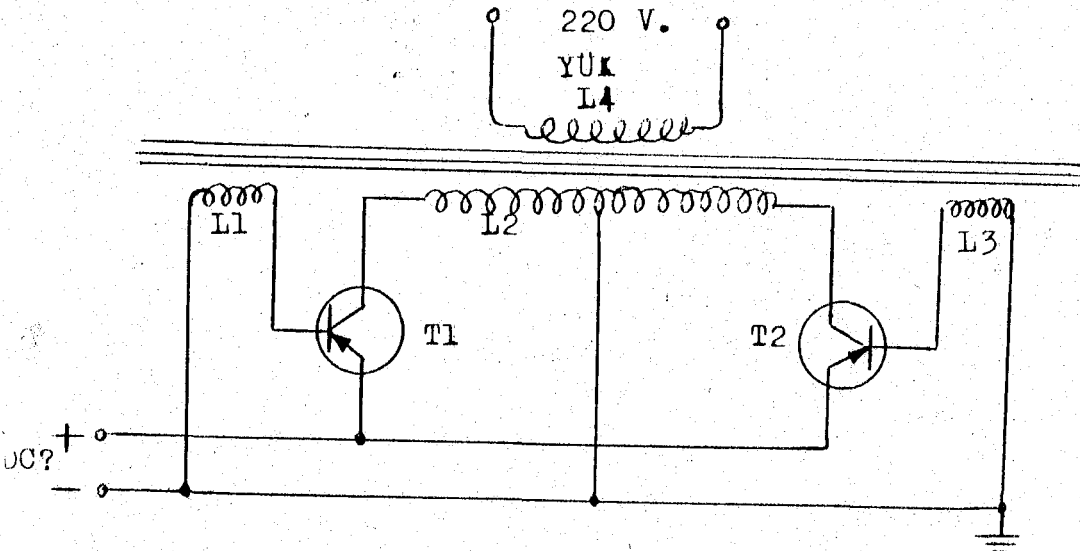
için T1y tetiklenir. Bu şekilde tristörler sıra ile tetiklenerek çıkışta, üreteç nötr noktasına göre $+E_d/2$ ve $-E_d/2$ gerilimleri elde edilir. Bu değişme aşağıdaki şekilde görülmektedir.



Şekil:2.14

2.7. DOYUMLU TRANSFORMATÖRLÜ OSİLATÖRLERİN GÜÇ İNVERTÖR DEVRELERİNE UYGULANMASI

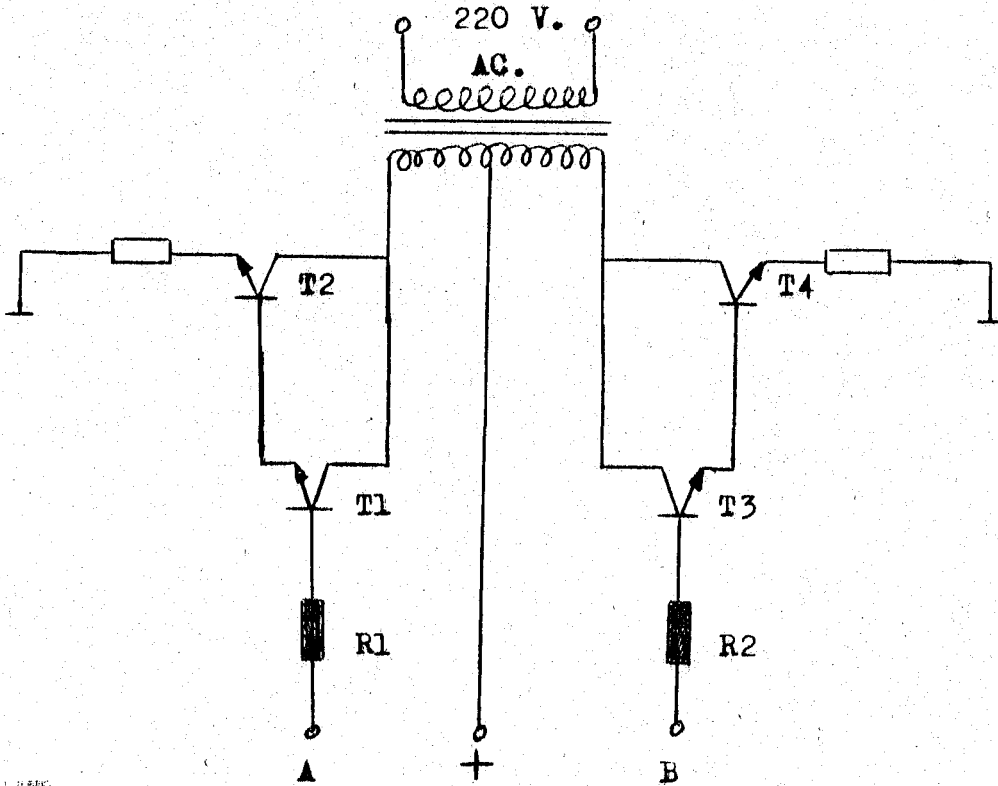
Tek transistörlü invertör devrelerinden yeteri kadar çıkış sağlanamadığından uygulamada genel olarak güç invertörleri iki transistörlü olarak yapılmaktadır. Aşağıdaki şekilde iki transistörlü basit bir invertör prensip şeması görülmektedir.



Şekil:2.15 İki transistörlü invertör prensip şeması

Şekilden anlaşılacağı gibi bu iki transistör devreye simetrik olarak bağlanmıştır.Devreye gerilim verildiğinde iki transistörde ilettime geçmek ister.Uygulamada birbirinin tam benzeri iki transistör bulunmak mümkün değildir.İki transistör aynı anda ilettime geçer.fakat biri diğ- gerine göre devreden daha fazla akım çeker.T1 transistörünün T2 tran- sistörüne göre daha fazla akım çekmiş olsun.Bu akım üreticinin negatif kutbundan T1 transistörünün kollektör emetör ucundan L₂ sargısının üst yarısından geçerek devresini tamamlar.Sıfırdan itibaren yükselerek değişen bu akım transformatorde yükselerek değişen bir manyetik alan meydana getirir.Manyetik alan içinde bulunan L₁ ve L₃ sargılarında ters yönde bir akım indüklenir.L₁ sargısında indüklenen bu akım T₁ transistörünün beyz akımını artırır.Buna bağlı olarak kollektör aka- mında hızla artar.Bunun sonunda T₁ transistörü ilettime geçer.L₃ sargı- sında indüklenen akım ise T₂ transistörü beyz akımını dolayısıyla kol- lektör akımını azaltır.T₂ transistörü yalıtıma geçer.T₁ transistörü doyuma gelir. Bu anda transformatorün demir nüvesinde doyuma ulaşır. Transformator doyuma geldiğinde manyetik alanda bir değişme olmaz.Bu nedenle T₁ transistörünün beyz akımını sağlayan L₁ bobininde artık ge- rilim indüklenmez.T₁ transistörünün beyz akımı sıfır olur.Dolayısıyla kollektör akımında sıfıra düşmeye başlar.L₂ sargısından geçen ve azala- rak değişen bu akım transformatorde azalarak değişen bir manyetik alan meydana getirir.Bu manyetik alan içinde bulunan L₁ ve L₃ sargılarında bu defa L₂ sargısındaki akımla aynı yönde olan bir akım meydana gelir. Bu akım T₁ transistörünün beyz akımını ve dolayısıyla kollektör akımı- nında azaltır.Bunun sonucunda T₁ transistörü yalıtıma geçer.L₃ sargı- sındaki akım T₂ transistörünün beyz akımını ve buna bağlı olarak kollektör akımını artırır.Bu akım artışı sonunda T₂ transistörü ilet- me geçer.Bu transistörün akımı doyuma kadar artmaya devam eder.Transis- tör doyuma geldiğinde transformatorün demir nüvesinde doyuma gelir ve değişik manyetik alanda ortadan kalkar.T₂ transistörünün akımı azalma- ya başlar ve yalıtıma kadar devam eder.Olay bu şekilde tekrarlanır. Bir defa transistörlerden biri ilettime geçer,sonra bu yalıtıma geçer- ken diğer transistör ilettime geçer.Bu transistörlerin emetör kollek- tör akımları L₂ sargısından birbirlerine göre ters yönde akarlar.Bu sargılardan alternatif bir gerilim geçmiş olur.Bir filtre devresi ile sinüs dalgasına benzer bir dalga yük devresine alınabilir.

Artık günümüzde doyumlu transformatörlü osilatör devreleri hemen hemen kullanılmamaktadır. Bunlar yerlerini çok daha az güç harcayan ve hızlı olan kare dalga üreticilerine terk etmişlerdir. Kare dalga üreticisinden gelen işaretlerle transistörler sürülerek çıkışta değişken bir gerilim elde edilmektedir. Böyle bir devrenin basit prensip şeması görülmektedir.



Şekil:2,16

T_1 , T_2 ve buna simetrik bağlı T_3 ve T_4 transistörlerinden meydana gelmiştir. R_1 direnci sürücü T_1 ve R_2 direnci sürücü T_3 transistörünün beyz akımını sınırlamak için kullanılmıştır. Kare dalga üreticiden gelen işaretler A ve B noktalarına uygulanır. Bir anfasında T_1 ve T_2 transistörü, diğerinde ise T_3 ve dolayısıyla T_4 transistörü iletime geçirilerek çıkışta değişken bir gerilim elde edilir. Bu gerilim frekansının istenen değerler arasına ayarlama kare dalga üreticisinden A ve B noktalarına gönderilen işaretlerle sağlanır.

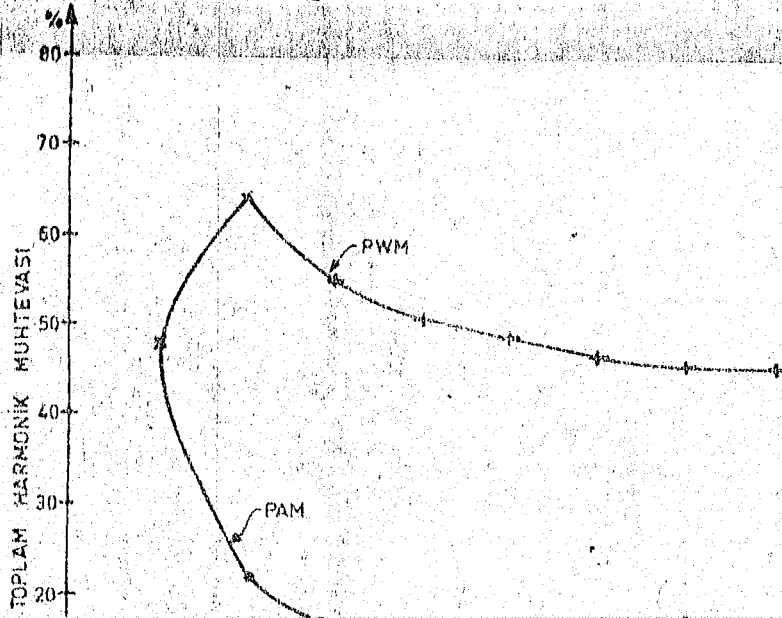
3. KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAĞI SİSTEMLERİNDE UYGULANAN YÖNTEMLERİN ÜSTÜNLÜKLERİ:

Çok fazla simetleştirme yöntemlerinin invertör uygulaması neticesinde süzgeç devresinden geçirilmemiş invertör çıkış gerilimi top-

lan harmonik distorsiyonu asgari seviyede %14,4 olmaktadır.

Büyük p değerleri için PAM invertör çıkış gerilim harmonik içeriği çok küçüktür. $p=18$ için toplam harmonik muhtevası % 6,817 kadardır. Böyle bir invertörün endüstrideki uygulamasında filtreye ihtiyaç yoktur. PAM tekniğinde PAM çıkış gerilimi meydana getirebilmek için birden farklı düzeylerde doğru gerilim kaynaklarına ihtiyaç vardır. Bu değişik düzeydeki doğru gerilim değerleri, örnekleme anındaki modüle eden sinyalin genliği ile doğru orantılı olacaktır. Modüle edilen sinyal genliği ile doğru orantılı gerilim düzeylerinin yüksek güçte ekonomik bir şekilde güç invertörlerine uygulanabilmesi PAM tekniğinin kullanılma olanağını artıracaktır,

PWM de bir adet doğru gerilim kaynağına ihtiyaç vardır. Fakat aynı p değeri için PAM çıkış gerilimi veren invertörlerle karşılaştırıldığında, PWM invertör çıkış gerilimi harmonik muhtevasının yüzdesinin çok büyük olduğu görülmektedir. Aşağıdaki şekilde PAM ve PWM invertörlerin çeşitli p değerlerinde, çıkış gerilim harmonik muhteva yüzdeleri mukayese edilerek gösterilmiştir.



Pratik ve ekonomik bir PAM invertör yapımında bir takım zorluklarla karşılaşılır. Bu zorlukların başında hp basamak adeti gelmektedir. Küçük p değerleri için PAM lu invertör yapmak kolay olmaktadır. PAM invertör sistemi için gerekli basamak adeti formülle hesaplanabilir.

Dönüştürücüler ile evre kaydırarak evirgeç çıkışında basamaklı bir dalga elde etmek içinde çeşitli gerilim düzeylerine ihtiyaç vardır. Üç fazlı yüksek güçlerde uygulanma olanakları bulmaktadır. Çıkış dalga şeklinde U biçimli boşluklar meydana getirerek, boşlukların genişliğinin denetlenmesiyle çıkış geriliminin düzenlenmesi sağlanmaktadır. Böyle bir dalga biçimi evirgeç elemanlarının daha sık ateşlenmesiyle elde edilebilir. Bu ise RF sinyallerin artmasına neden olmaktadır. RF sinyaller yarı iletken cihazların alternatif gerilim devrelerinde açılıp kapanmalarından meydana gelmektedir.

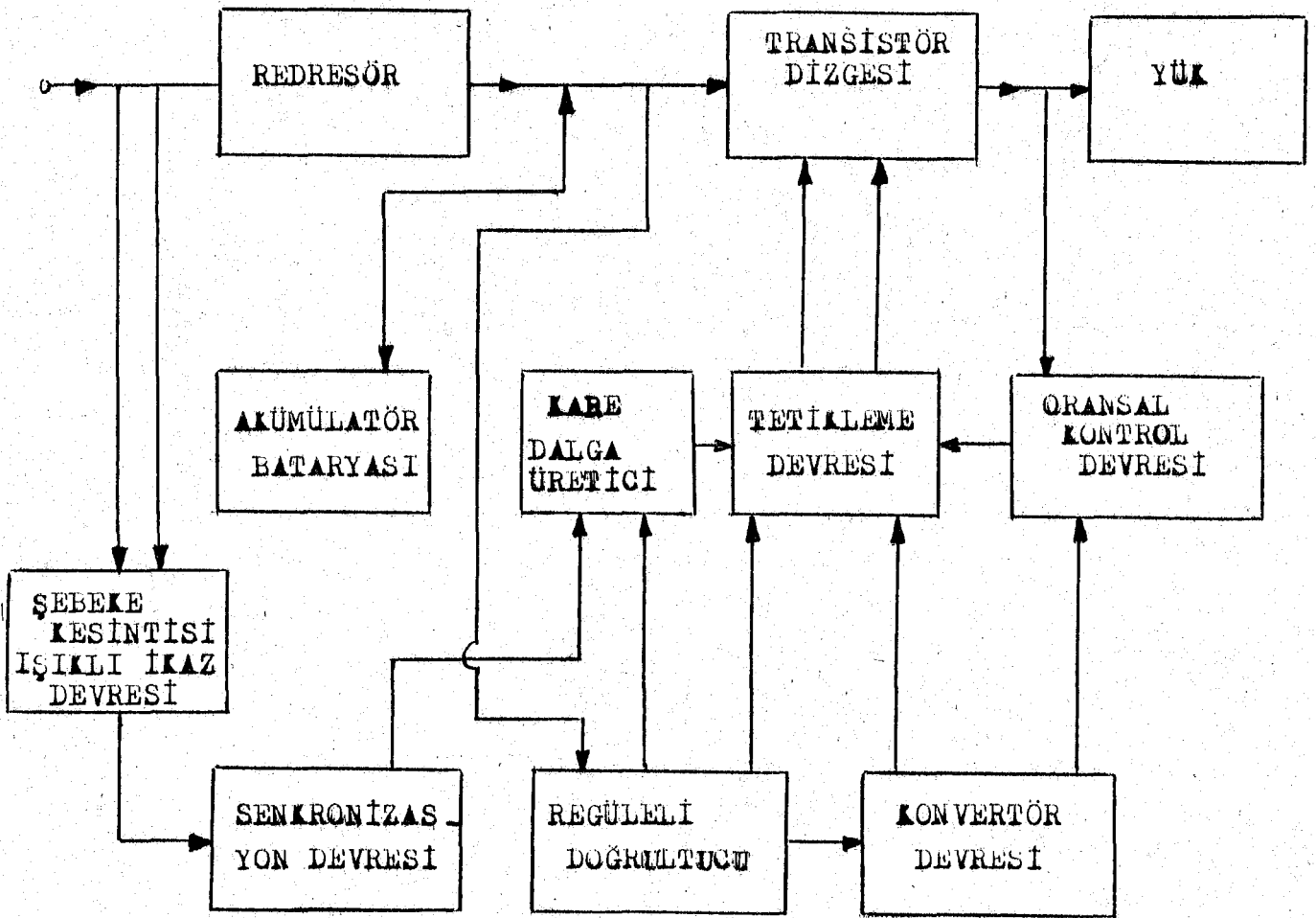
Paralel ondülatörler zorlamalı komütasyonlu ondülatörlerden biridir. Yükün ve güç faktörünün sabit kaldığı yerlerde ve çıkışa filtre koymak suretiyle sinüsoidal yakın bir gerilim elde edilebilir. Güç faktörünün ve yük akımının değişmesi yük gerilimi dalga şeklinin çok değişmesine sebep olur. Gerilim ayarı yapılması oldukça güçtür. Güvenceli bir çalışma ve durdurma sağlanamaz. Paralel ondülatörlerde görülen sarkıncaların çoğu seri ondülatörlerde de görülmektedir. Yükün sabit kaldığı yerlerde, büyük frekanslı A.A. elde edilmesinde kullanılabilir. MC array ondülatörü günümüzde oldukça geliştirilmiştir. İşletme frekansı birkaç kilo herzt' e kadar olan ve serbest kalma zamanı 20 μ s civarındaki tristörlerle gerçekleştirilmiş olan ondülatörlerden %90 üzerinde bir verim elde edilmiştir.

Kare dalga üreticileri ile yapılan invertörlerin darbe periyot oranı geniş sınırlar içinde istenildiği gibi ayarlanabilir ve verdiği darbeler oldukça düzgün olan kare dalga üreticileri (tümdevreleri) oldukça yaygın olmaya başlamıştır. Bu tür invertörlerin boşta çektikleri akımlarda çok azdır. Maliyetlerinin diğer invertörlere göre daha düşük olması tercih sebebidir. Bu çalışmada kare dalga üreticileri ile yapılan invertör sistemi incelenecektir.

4. DEVRENİN GENEL TANIMI

Bu çalışmada girişi 220 V. A.C. şebeke gerilimi veya $2 \times 12 = 24$ V. doğru gerilim, çıkışı 220 V. ve $f = 50$ Hz. lik bir alternatif gerilim olan, 750 wattlık bir invertör devresi tasarlanmıştır.

Redresör devresi 220 V.A.C.şebeke gerilimi 24V.D.C.değerine çevirip,aküler üzerinden invertör devresini beslemektedir.Şebeke gerilimi kesildiğinde invertörün beslenmesi akülerden devam etmektedir. Bu nedenle şebeke gerilimi kesildiğinde invertör çıkışında herhangi bir kesinti söz konusu olmayacaktır.Oransal kontrol devresi ile çıkış gerilimi sürekli olarak kontrol edilmek suretiyle çıkış gerilimi 220 V'ta sabit tutulacaktır.Aşağıdaki şekilde tasarımlanacak kesintisiz güç kaynağı blok diyagramı görülmektedir.



Şekil:4.1 İnvörtör devresi blok diyagramı

Şekilden anlaşıldığı gibi kesintisiz güç kaynağı dokuz temel kısımdan meydana gelmektedir:

1. Üreteçler topluluğu
2. Redresör
3. Regüleli doğrultucu
4. Senkronizasyon devresi
5. Kare dalga üretici
6. Tetikleme devresi
7. Transistör dizgesi
8. Oransal kontrol devresi
9. Konvertör

"Üreteçler topluluğu" redresör ile sisten arasında sürekli olarak paralel bağlı olup, şebeke enerjisi kesildiğinde devrenin sabit ve tam doğru bir gerilime beslenmesini sağlar.

"Redresör" Alternatif gerilimi belli bir değerdeki doğru gerilime çevirir. "Regüleli doğrultucu" oransal kontrol, kare dalga üretici tetikleme devrelerini besleyen genel bir regülatör devresidir.

"Senkronizasyon devresi" kare dalga üreticisini şebeke frekansı ile senkronize olarak çalışmasını sağlar.

"Kare dalga üretici" 50 H lik işaret üreterek tetikleme devresinin düzenli darbe - peryot oranında çalışmasını sağlar.

"Tetikleme devresi" kare dalga üreticisinden alınan işaretle iki eşlenik dalga elde ederek sürücü güç transistörlerini ilettime geçirir.

"Transistör dizgesi" tetikleme devresinden elde edilen darbe - boşluk belirli 50 hz'lik işaretlerle bir transistör dizisi kesiminde iken, diğer dizinin ilettime geçmesi ile çıkış trafosunun sekonderinde 50 hz'lik bir gerilim meydana gelmesini sağlar.

"Oransal kontrol devresi" çıkış gerilimi ile orantılı bir gerilim elde ederek olması gereken değer ile olan değer karşılaştırılır. Hata miktarı ile orantılı olarak tetikleme devresine bir işaret gönderir.

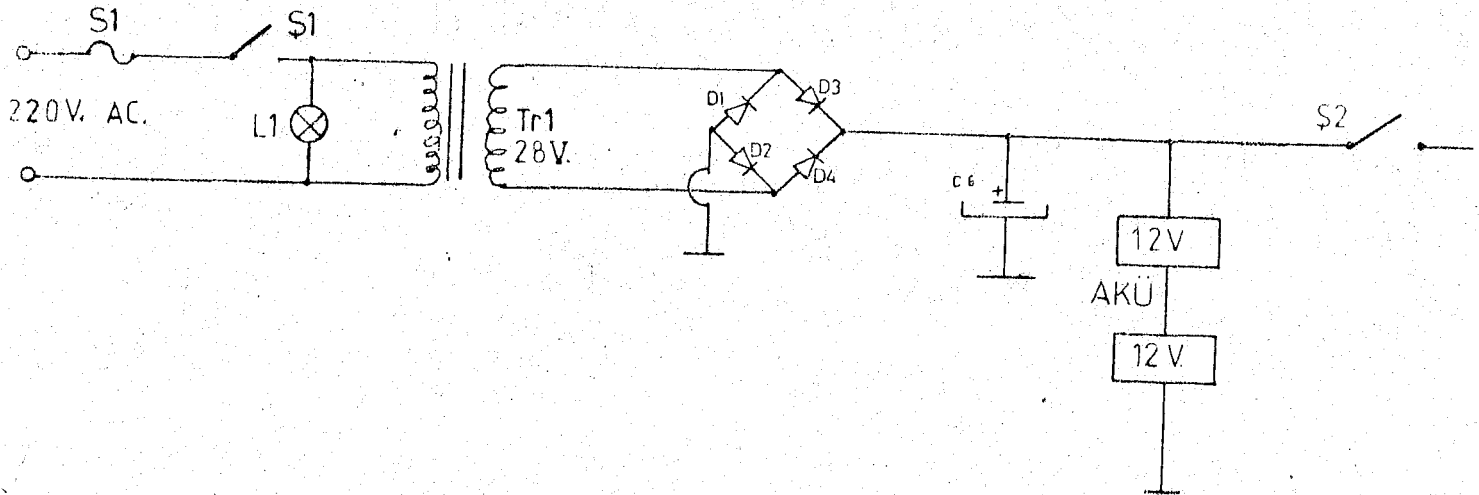
"Konvertör" Oransal kontrol ve tetikleme devrelerindeki Op - Amp'lerin negatif beslemelerini sağlar.

5. REDRESÖR DEVRESİ

5.1. DOĞRULTUCULARIN GENEL PRENSİPLERİ

Doğrultma genel olarak ortalama değeri sıfır olan bir işaretten, ortalama değeri sıfırdan farklı bir işaret elde etme şekli olarak tanımlanabilir. Doğrultucu olarak genellikle akım ve gerilim özellikleri iki yön için farklı olan diyotlar kullanılır. Doğrultucunun vereceği akım ve gerilim değeri besleyeceği devrenin özelliklerine göre seçilmelidir. Doğrultmadan önce gerilim düşürücü veya yükseltici bir transformatör kullanılarak çıkıştaki gerilimin istenen değerde olması sağlanır. Doğrultucuda kullanılacak olan diyot devresinden akan akımın tepe değerinin, seçilen diyot için müsaade edilen maksimum değeri I_{fm} aşmamasına ve diyotun uçlarına tikama yönünde gelen gerilimin ani değerinin diyottun tepe geri limitinden V_{RM} büyük olmamasına dikkat edilmelidir.

Doğrultucu devre alternatif gerilimin yalnızca bir periyotunda doğrultma yapıyorsa tek yönlü doğrultucu, her iki yarı periyotta doğrultma yapıyorsa çift yönlü doğrultucu adı verilir. Daha doğru bir gerilim elde etmek için genel olarak çift yönlü doğrultucular kullanılır. Aşağıdaki şekilde çift yönlü redresör devresi bağlantı şeması görülmektedir.



Şekil: 5.1 Redresör devresi bağlantı şeması

Kullanılan semboller ve anlamları

U_D :Diyottan geçirme yönündeki gerilim düşümü

U_{RO} :Redresör çıkışındaki ideal boşta çalışma gerilimi

U_M : U_{RO} geriliminin maksimum değeri

U_A : Akümülatör bataryasının nominal gerilimi

I_T : Şebekeden çekilen akım

R_T : Bağlantı iletkenlerinin direnç

R_A : Akümülatör bataryasının şarj direnç

R_2 : Transformator sekonderinin omik direnç

U_1 : " primer gerilimi

U_2 : " sekonder "

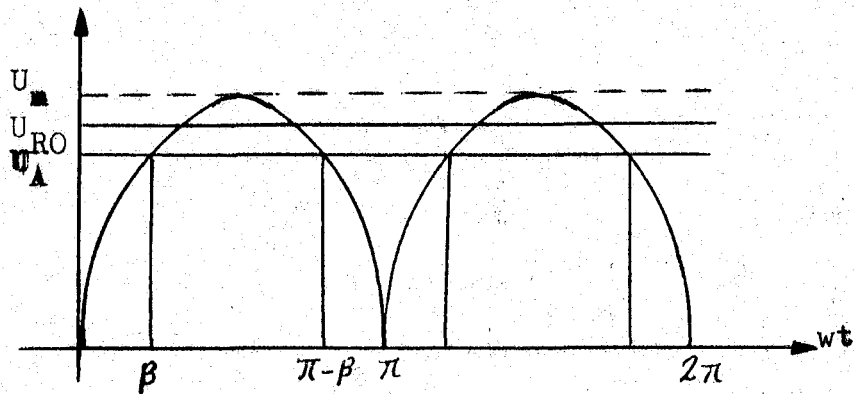
u : " dönüştürme oranı

I_d : Tüm devrelerin çektikleri akımların ortalama değeri

5.2 REDRESÖR DEVRESİ AKÜ ŞARJ VE DEŞARJ İLİŞKİLERİ

Akümlatör şarjına gösteren aşağıdaki şekilden anlaşıldığı gibi bir periyot içinde sadece (β) ile $(\pi-\beta)$ aralığında şebekeden akım çekilir. Bu akım hem yükü besler, hemde akümülatör bataryasını şarj eder. Bu akımın yetmediği zaman akümülatör bataryası destekler. Bu aralığın dışında bütün akımlar

I_d) akümülatör bataryası tarafından karşılanır. Buna göre ve akümülatör bataryasının elektrik miktarına göre veriminin yüksek olduğunu düşünerek sürekli olarak şebekenin akümülatör bataryasını, akümülatör bataryasının da yükü beslediği kabul edilebilir.



Şekil: 5.2. Redresör çıkış gerilimi

$R_1 \approx 0,001 \Omega$ ile $0,01 \Omega$

$R_2 \approx 0,01 \Omega$ ile $0,1 \Omega$

$R_A \approx 0,1 \Omega$ ile 1Ω arasındadır.

$R_T \approx R_1 + R_2 + R_A$ olur.

$$I_T \approx \frac{U_{RO} - U_A - 2U_D}{R_T} \text{ yazılabilir.}$$

$w.t \approx \beta$ olduğu zaman şebekeden akım çekileceği görülmektedir. $w.t \approx \pi - \beta$ olduğunda tekrar akümülatör bataryası devreyi beslemeye başlar.

Doğrultucuda kullanılacak olan diyot devresindeki gerilimin tepe değeri $U_{2m} \approx U_2 \cdot \sqrt{2}$ olacağından seçilen diyot tepe değeri $U_d \geq U_{2m}$, akan akımın tepe değeri $I_{2m} \geq I_2 \cdot \sqrt{2}$ olacağından seçilen diyotun müsaade edilen maksimum akımı $I_{fm} \geq I_{2m}$ olmalıdır.

5.3. REDRESÖR DEVRESİ TRANSFORMATÖR HESABI

Çıkış gücü 750 VA. ve invertör gücünde göz önüne alınarak TR1 transformatörünün giriş gücü 1000 VA. , çalışma gerilimi $U_1 \approx 220$ V. ve akü bataryasının gerilimi 24 V. olacağına göre, doğrultucuda düşen gerilimde göz önüne alınarak transformatör çıkış gerilimi 28 V. olarak seçilmiştir. Frekans 50 Hz. transformatör verimi %90 kabul edildiğinde,

$$S_{1N} \approx 1000 \text{ W}$$

$$S_{2N} = m \cdot S_{1N}$$

$$\eta = \%90$$

$$S_{2N} = 0,9 \cdot 1000$$

$$f = 50 \text{ Hz.}$$

$$S_{2N} = 900 \text{ VA. olur.}$$

$$U_{1N} \approx 220 \text{ V.}$$

Buna göre demir göbek kesitini hesaplırsak,

$$A_{fe} = 1,2 \cdot \sqrt{S_{2N}} \quad \text{den} \quad A_{fe} = 1,2 \cdot \sqrt{900} \quad A_{fe} = 36 \text{ cm}^2 \quad \text{olarak}$$

bulunur. Geometrik kesite A_g ve demir doldurma katsayısına f_{fe} denilirse geometrik kesit aşağıdaki formül ile hesaplanır. Yönlendirilmiş kristalli soğuk haddelenmiş saçlarda demir doldurma katsayısı pratik değeri %97'ye kadar çıkmaktadır. Demir doldurma katsayısının %96 olarak kabul edildiği var sayılırsa,

$$A_g = \frac{A_{fe}}{f_{fe}} \quad \text{den}$$

$$A_g = \frac{36}{0,96} : 37,5 \text{ cm}^2 \quad \text{olarak bulunur.}$$

Birincil sargı nominal akımı,

$$I_{1N} = \frac{S_{1N}}{U_{1N}} \quad \text{den}$$

$$I_{1N} = \frac{1000}{220} : 4,54 \text{ Amper olur.}$$

İkincil sargı nominal akımı,

$$I_{2N} = \frac{S_{2N}}{U_{2N}} \quad \text{den} \quad I_{2N} = \frac{900}{28} = 32,14 \text{ Amper olur.}$$

akım yoğunluğu $J = 2,5 \text{ A/mm}^2$ olarak alınır, buna göre birincil ve ikincil sargı iletken kesitleri,

$$S_{1cu} = \frac{I_{1N}}{J} \quad \text{den} \quad S_{1cu} = \frac{4,54}{2,5} = 1,816 \text{ mm}^2$$

$$S_{2cu} = \frac{I_{2N}}{J} \quad \text{den} \quad S_{2cu} = \frac{32,14}{2,5} = 12,85 \text{ mm}^2 \text{ olarak}$$

bulunur. Birincil ve ikincil iletken çapları hesaplandığında,

$$d_{1cu} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{1cu}}{\pi}} \quad \text{den} \quad d_{1cu} = \sqrt{\frac{4 \cdot 1,816}{3,14}} = 1,52 \text{ mm}$$

$$d_{2cu} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{2cu}}{\pi}} \quad \text{den} \quad d_{2cu} = \sqrt{\frac{4 \cdot 12,85}{3,14}} = 4 \text{ mm olur.}$$

Transformatör yapımında kullanılan saçların manyetik geçirgenliği küçük transformatör saçlarında 0,9 ile 1,2 T. arasındadır. Buna göre manyetik akı yoğunluğu $B_m = 0,9 \text{ T.}$ alınır,

$$\Phi_m = A_g \cdot B_m \quad \text{den} \quad \Phi_m = 37,5 \cdot 10^{-4} \cdot 0,9 = 32,4 \cdot 10^{-4} \text{ Vs olur.}$$

Primer ve sekonder sargı sayılarını hesaplırsak,

$$E_{1N} = 4,44 \cdot f \cdot \Phi_m \cdot n_1 \quad n_1 = \frac{220 \cdot 10^4}{4,44 \cdot 50 \cdot 32,4} = 306 \text{ sargı.}$$

$$E_{2N} = 4,44 \cdot f \cdot \Phi_m \cdot n_2 \quad n_2 = \frac{28 \cdot 10^4}{4,44 \cdot 50 \cdot 32,4} = 44,48 \text{ sargı}$$

olarak bulunur.

6. ÜRETEÇLER TOPLULUĞU

6.1. TANIM

Kimyasal enerjiyi elektrik enerjisine çeviren ve elektrik enerjisini kimyasal enerjiye çevirerek depo eden araçlara akümülatör denir. Akümülatörlerin seri veya paralel bağlanmalarından meydana gelen gruba akümülatör bataryası adı verilir.

6.2. AKÜMÜLATÖRLERDE KAPASİTE

Akümlatörlerin kapasitesi plakaların boyutlarına, sayısına, asit miktarı ve sıcaklığına bağlıdır. Akümülatörlerin kapasitesi amper-saat olarak ölçülür. Akümülatör bataryasının verebileceği elektrik enerjisini ifade eder. Sistemin çekeceği akım ve en uzun elektrik kesintisi göz önüne alınarak seçilecek akümülatör bataryasının kapasitesi tayin edilmelidir.

C:Kapasite (amper-saat)

t:Zaman (saat)

I: Akım (amper) olarak alındığında,

$C=I \cdot t$ olur.

Akümlatörlerde şarj ve deşarj kapasiteleri biraz farklıdır.

6.3. VERİM

Akümlatörlerde şarj esnasında amper-saat olarak verilen elektrik miktarı, akünün deşarjında alınan amper-saat elektrik miktarından daima büyüktür. Akünün kapasite verimi diye, deşarjda alınan elektrik miktarının şarjda verilen elektrik miktarına oranına denir. Bir aküde kapasite verimi %90 civarındadır.

Bir akünün deşarjda verdiği enerjinin şarjda aldığı enerjiye oranına enerji verimi denir.

W: Enerji (watt-saat)

U: Akünün gerilimi (volt)

$W=U \cdot C$ olur.

Akünün iç dirençinden dolayı deşarjdaki gerilimi, şarjdaki geriliminden düşüktür. Bu nedenle akülerde enerji verimi, elektrik miktarına göre verimden daha küçük olur. Akülerde enerji verimi %70-80 civarındadır.

elektrik miktarına göre verim,

Q_v : verilen elektrik miktarı

Q_a : alınan elektrik miktarı olduğuna göre,

$$\% \eta_Q = 100 \times \frac{Q_a}{Q_v} \quad \text{ve} \quad Q = \int i x dt \quad \text{olur.}$$

enerji miktarına göre verim,

W_v : verilen enerji miktarı

W_a : alınan enerji miktarı olduğuna göre,

$$\% \eta_W = 100 \times \frac{W_a}{W_v} \quad \text{ve} \quad W = \int U x dt \quad \text{olur.}$$

6.4. ŞARJ VE DEŞARJ

E : Aküye tatbik edilen gerilim (V)

E_z : Akünün zıt EMK'ti (V)

R_i : Akünün iç direnci ise, şarj akımı,

$$I = \frac{E - E_z}{R_i} \quad \text{olur.}$$

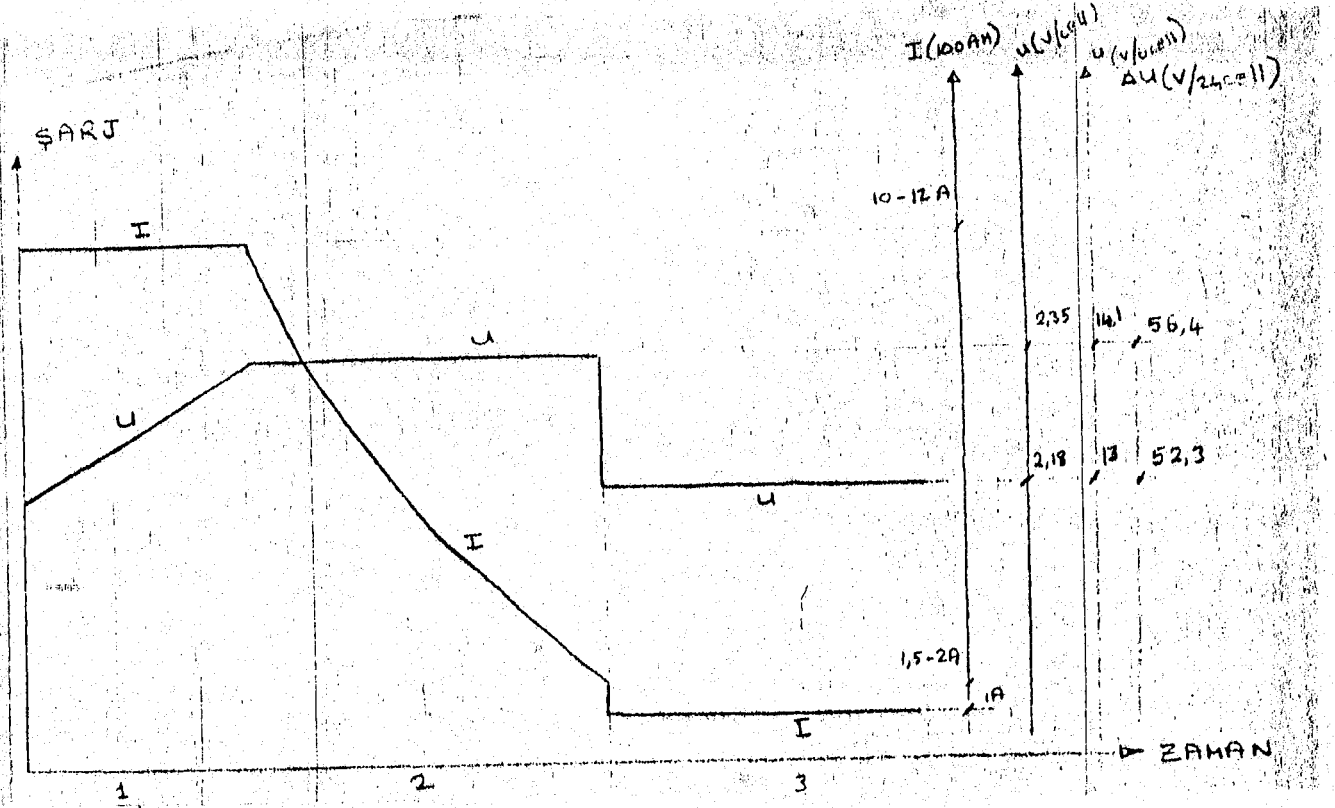
Boş bir aküde E_z çok küçük olacağından ilk anda aküden büyük bir akım geçirilebilir. Akü şarj oldukça E_z yükselir, şarj akımı küçülür. Bu akım şarj sonunda nominal akım değerinin %20'sinden küçük olur. Şarj ve deşarj akımları imalatçı firma tarafından verilen maksimum değerleri aşmamalıdır. Şarj ve deşarjda akümülatör bataryasının EMK'ti nominal değerinin %10'nundan fazla artırılmamalı ve eksiltilmemelidir. Dolu bir akü uzun bir süre kullanılmadığında durumunu koruyamaz. Bu nedenle uzun süre kullanılmayan aküler belli aralıklarla şarj edilirler.

Aküler için ideal şarj gerilimi ve akımının zamana göre bağımlılığı aşağıdaki grafikte görülmektedir.

6.5. KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAĞINDA KULLANILACAK AKÜMÜLATÖR SEÇİMİ

Kesintisiz güç kaynaklarında stasyonery aküler kullanılmalıdır. Stasyonery akümülatörlerde aranan en önemli özellik dayanıklılıktır. Sabit bir

kurşun bataryasının dayanıklılığı teste tabi tutulduğunda tesbit edilen belirli bir süre içinde, belirli bir zorlamaya karşı gösterdiği mukavemet kabiliyeti ile belirlenir. Kendiliğinden deşarjda % kapasite kaybı çok az, kısa devre akımına dayanma gücü yüksek, elektrolit rezervi bol olduğu için uzun süre saf su ilave edilmeden çalışabilirler.



Faz şarjı

Dalgali şarj

Damla şarjı

Şekil:6.1. İdeal şarj akım/gerilim/zaman grafiği

Enerji ve akım verimleri yüksek, muhafaza şarjına müsait ve değişken akımla fazla hararet meydana getirmeyen özelliklere sahiptirler. Elemanlar rutubetsiz iç dirençleri sulu olarak çok küçük ve kuru olarak sonsuz olur.

6.6. AKÜ ODASI ÖNERİLERİ

Akülerin yerleştirileceği yerler şu özelliklere sahip olmalıdır:

- Akü odası iyi bir havalandırma özelliğine sahip olmalıdır.

- Akü odası rutubetli olmamalıdır.

-Akü odasında çıplak alevli bir ısıtıcı yada aydınlatma aracı kesinlikle kullanılmamalıdır.

-Akü odası zemini, akü elektrolitinden zarar görmeyecek bir madde ile kapalı olmalıdır.

-Aküler elektrolitik seviyeleri kolayca kontrol edilebilecek şekilde yerleştirilmelidir.

-Akü odası ısısı aküler için zararlı olacak düzeyde olmamalı, 15°C ile 25°C arasında olmalıdır.

-Akülerin altına, zemin ile teması kesmek amaçlı tahta ızgara konulmalıdır.

-Sistem ile akü bataryası arasındaki mesafe, kullanılacak akü kablosu kesiti akü geriliminin %1,5'undan daha büyük bir gerilim kaybı oluşmayacak şekilde seçilmelidir.

Gerilimi 24 volt olan akü grubunda, akü kablosu üzerinde kabul edilebilir maksimum gerilim düşümü 0,36 volt olmalıdır. Maksimum gerilim kaybını aşmamak için telin uzunluğuna göre kesitin hesaplanması gerekir. Sistemin çektiği akım, gerilim kaybı ve kablo uzunluğu bilinirse aşağıdaki formül ile kablo kesiti hesaplanabilir.

$$S = \frac{2 \times I \times L}{K \times U_{24}}$$

S: Kablo kesiti (mm²)

I: Kablo üzerinden geçecek maksimum akım (A) 750 VA. inverter için maksimum 32 amper.

U₂₄: 24 volt üzerindeki kabul edilebilir maksimum gerilim kaybı (V)

K: İletkenlik katsayısı (bakır için 56)

L: Kablo uzunluğu (m)

Aşağıdaki tabloda kablo uzunluğuna göre kesitin belirlenmesi incelendiğinde S=6mm kabloların 10 metreden uzun mesafelerde kullanılmasının

sakıncalı olduğu anlaşılır.

Akü şarjı sırasında hidrojen gazı çıkar. Bu gaz yanıcıdır ve insan sağlığına zararlıdır. Bu nedenle yukarıdaki tavsiyelere uyulmalıdır.

Kullanılacak en ince kablo kesiti (mm^2)

<u>Uzunluğu (m)</u>	<u>hesaplanan kesit</u>	<u>standart kesit (mm²)</u>
5	3,1	4
10	6,2	10
15	9,3	10
20	12,4	16
30	18,6	25
40	24,8	25

Tablo: 6.1 Kablo uzunluğuna göre kesitin belirlenmesi

6.7. AKÜ TESTLERİ

Hidrometre kullanılarak akünün şarj durumu kontrol edilebilir. Hidrometre şu şekilde kullanılır,

Puarı iyice sıkarak şamandıra rahatça yüzüne kadar elektrolit emdirilir. Hidrometre uç kısmının akü plakalarına değmemesine dikkat edilmelidir. Şamandıranın elektrolitin yüzüne denk gelen değer okunur.

1,200 yoğunluğundan küçük olan değerler: akü şarj edilme *bidir*

1,200-1,215 yoğunluk arası değerler: akü yarım şarjlı,

1,215 yoğunluğundan büyük değerler: akü tam şarjlı

Elektrolit alınan hücreye iade edilir. Bu işlem diğer hücreler içinde tekrarlanır. Bir hücre ile diğeri arasında okunan yoğunluk değerlerinin farkı $0,03 \text{ gr/cm}^3$ den fazla olmamalıdır. Eğer elektrolitik yoğunluk farkı $0,05 \text{ gr/cm}^3$ den fazla ise akülerin değiştirilmesi gerekir.

6.8. PERİYOTİK BAKIM

Akü grubunun her 30 günde bir bakımının yapılması gerekir. Bu bakım aşağıdaki maddeleri içerir.

a-Elektrolit seviyesinin kontrolu,
b-Hidrometre ile yapılan ölçmeler,
c-Akünün kutu ve kapağında oluşacak çatlak ve elektrolit sızmalarının kontrolu

d-Akü kutuplarının ve bağlantı kablolarının durumları,

Ayrıca aküler her 6 ayda bir tam şarj-deşarj işlemine tabii tutulmalıdır.

7. REGÜLATÖR DEVRESİ

7.1.TANIM:Regüleli doğrultucu devresi, oransal kontrol, tetikleme,kare dalga üretici ve konvertör devrelerini beslemek üzere kurulmuş genel bir regülatör devresidir.

7.2. GERİLİM REGÜLATÖRLERİ GENEL PRENSİBİ

Doğrultucu çıkışındaki doğru gerilimin değeri çekilen akımın ve şebeke geriliminin değişmesi ile değişir.Bu istenmeyen bir durumdur. Bu durumun ortadan kaldırılabilmesi için çıkış gerilimini sabit tutan gerilim regülatörleri kullanılır.

Gerilimi sabit tutmak amacı ile genel olarak zener diyotlar kullanılır.Zener diyot karakteristiginin geçirmeyönündeki kısmı normal diyottaki gibidir.Tıkama yönündeki gerilim normal diyotlardaki delinme gerilimine tekabül eden,zener devrilme gerilimi U_{ZD} oluncaya kadar akım yaklaşık olarak sıfırdır. U_{ZD} değerinden sonra akım aniden büyüdüğü halde gerilim çok yavaş yükselir.Yaklaşık olarak sabit kaldığı kabul edilir.Müsaade edilen maksimum değer I_{ZM} mu aşmayacak şekilde dış devrede gerekli önlem alınmalıdır.Bunu sağlamak için akım sınırlayıcı bir direnç zener diyota seri bağlanır.

Zener diyottun içinden I_Z akımı geçerken uçlarındaki zener gerilimi,

$$U_Z = U_{ZD} + r_Z \cdot I_Z \quad \text{olur.}$$

r_Z :Zener direnci kataloglardan alınır.

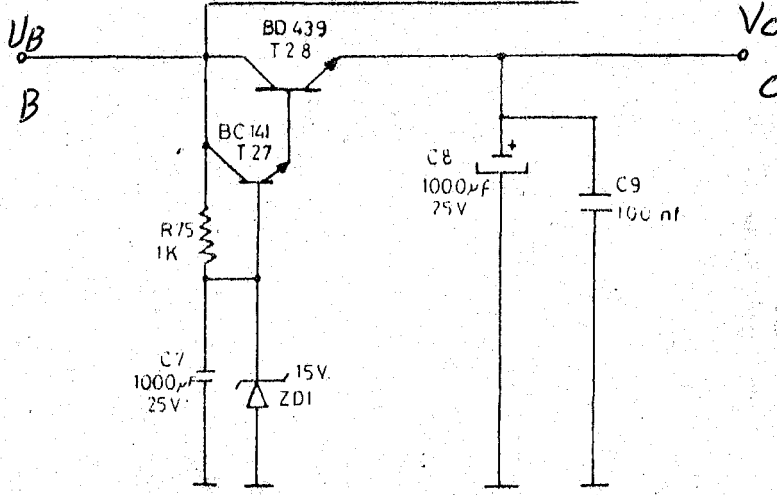
$r_Z \cdot I_Z$ gerilim düşümü, U_Z nin yanında çok küçük olduğundan yaklaşık olarak hesaplar için $U_Z \approx U_{ZD}$ alınabilir.Zener direnci,zener diyotun gerilimi ve yüklenebileceği maksimum güç P_{ZM} da kataloglarda verilir.

Zener diyottun geçirebileceği maksimum akım,

$$I_{ZM} = \frac{P}{U_Z} \quad \text{dir.}$$

Zener akımının değerini çok fazla büyütmek mümkün olmadığı için büyük çıkış akımları istenen yerlerde çıkışa bir akım kuvvetlendirici ilave etmek gerekir.En basit kuvvetlendirici olarak çıkışa bir transistör ilave edilerek bir devre gerçekleştirilebilir.Böyle bir devrenin

çıkış gerilimi $V_O = V_Z - V_{BE}$ olur. Devrenin verebileceği maksimum çıkış akımı açıklanan devrenin verebileceği çıkış akımının h_{fe} katı olur. Aşağıdaki şekilde regülatör devresi şeması görülmektedir.



Şekil: 7.1. Regülatör devresi bağlantı şeması

7.3. REGÜLATÖR DEVRESİ HESABI

Regülatör devresinde iki adet kuvvetlendirici transistör kullanılmıştır. Yukarıdaki şemada görülen T27 transistörü, T28 power transistörünü sürmek için kullanılmıştır. Regüleli çıkış geriliminin 13,6 volt olması istenmektedir. T27 ve T28 transistörleri V_{BE} gerilimleri 0,7 V. olarak alınırsa, zener diyot gerilimi,

$$V_Z = V_C + 2V_{BE} \quad \text{den} \quad V_Z = 13,6 + 2 \cdot 0,7 \quad V_Z = 15 \text{ volt olmalıdır.}$$

V_C : C noktasındaki doğru gerilimdir.

Devreden maksimum 3 amper çekileceği göz önüne alınarak T28 transistörü BD439 olarak seçilirse, karakteristik bilgilerinden,

$$I_{C_{MAX}} : 4 \text{ Amper}$$

h_{fe} : 40 alınırsa buna göre beyz akımı,

$$I_B = I_C / h_{fe} \quad \text{den} \quad I_B = \frac{3}{40} = 0,075 \text{ amper} \quad I_B = 75 \text{ mA olur.}$$

T28 transistörü beyz akımı ,T27 transistörü kollektör akımı olacağından

$$I_{b28} = I_{c27} \quad \text{ve} \quad I_{c27} = 75 \text{ mA} \quad \text{olur.}$$

T27 transistörü BC141 olarak seçilirse, karakteristik bilgilerinden $h_{fe} = 80$ olarak alınır, buna göre beyz akımı,

$$I_{b27} = \frac{I_{c27}}{h_{fe}} \quad \text{den} \quad I_{b27} = \frac{75}{80} = 0,937 \text{ mA} \quad \text{olur.}$$

R_{75} direncinin değerini hesaplırsak,

$$I_{Z_{\min}} = 0 \quad \text{iken} \quad I_{b27} = 0,937 \text{ mA} \quad \text{dir.}$$

$$U_B = U_Z + R_{75} \cdot I_{b27} \quad \text{den} \quad R_{75} = \frac{U_B - U_Z}{I_{b27}} \quad R_{75} = \frac{24 - 15}{0,937} = 9605 \text{ ohm}$$

olur. R_{75} direnci yerine 10 k Ω luk bir direnç kullanıldığında maksimum zener akımı,

$$I_{b27} = 0 \quad I_Z = \frac{U_B - U_Z}{R_{75}} \quad \text{den} \quad I_Z = \frac{24 - 15}{10000} = 0,9 \text{ mA} \quad \text{olur.}$$

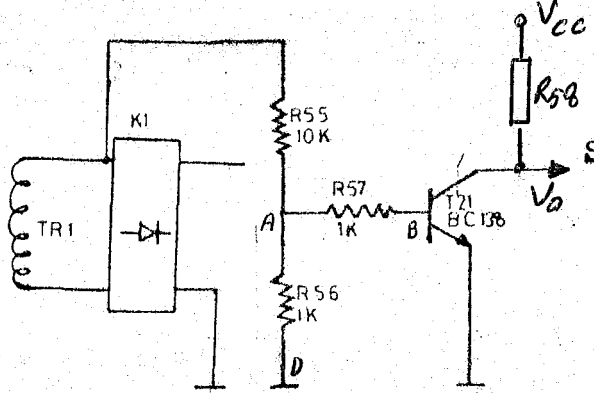
7.4.REGÜLATÖR SÜZGEÇ DEVRESİ

Doğrultuğuların çıkışında daima doğru akımın bileşenlerinin yanında çeşitli alternatif bileşenlerde bulunur.Genel olarak bu alternatif bileşenlerin bir süzücü devre, filtre ile süzülerek, doğru akımla beslenmesi gereken devreye gitmesinin sağlanması gerekir.Doğrultmaç devrelerinde kullanılan en basit süzgeç devresi yüke paralel bağlanan ve yalnız bir kondansatörden oluşan devredir.Gerilimin yükseldiği yerde kondansatör enerji depo eder, gerilimin düştüğü zaman ise depo ettiği enerjiyi geri verir.Böylece çıkış gerilimi belli sınırlar içinde sabit kalır.Doğrultmaç devrelerinde kullanılan kondansatörler yani süzgeç kondansatörleri, doğrultulmuş gerilimin en büyük (maksimum) değeri ile şarj olurlar.Süzgeç kondansatörleri seçilirken doğrultulmuş gerilimin maksimum değeri göz önüne alınmalıdır.

8. SENKRONİZASYON DEVRESİ

8.1. TANIM

Şebeke frekansı ile kare dalga üreticinin ürettiği frekansın senkronize edilmesi amacı ile aşağıdaki şekilde görüldüğü gibi bir senkronizasyon devresi düzenlenmiştir.



Şekil: 8.1. Senkronizasyon devresi bağlantı şeması

8.2. SENKRONİZASYON DEVRESİNİN ÇALIŞMASI

Ana besleme transformatöründen elde edilen alternatif gerilim NPN bir transistörün (yukarıdaki şekilde T21 transistörü) beyzine uygulanması ile pozitif alternansta transistör iletimde, negatif alternansta ise transistör kesimdedir. Transistör kesimde iken V_0 çıkış voltajı V_{cc} gerilimine eşit olacaktır. Her pozitif alternansta kare dalga üretici 4 nolu uçuna bir reset uygulanmış olur. Transistörün kollektöründe şebeke frekansına bağımlı olarak elde edilen kare dalga, kare dalga üreticinin 4 nolu reset ucuna uygulanması ile kare dalga üreticisi ile şebeke frekansının senkronizasyonu sağlanmış olur. R_{55} , R_{56} , R_{57} dirençleri gerilim bölücü olarak kullanılır ve beyz akımını sınırlar.

8.3. SENKRONİZASYON DEVRESİNİN HESAPLANMASI

T21 NPN transistörü olarak BC238 seçilirse $I_{cmak} \approx 100$ mA'ye kadar kullanılabilir. Kare dalga üreticinin reset gerilimi 0,4 ile 1 volt arasındadır. $V_{ce} \approx 0,6$ volt olması istenirse buna göre direnç değerlerini hesaplasak, R_{58} dirençinin değeri,

$$V_{cc} = V_{ce} + R_{58} \cdot I_c$$

den $I_c \approx 13$ mA de tutulması istenirse,

$$R_{58} = \frac{13,6 - 0,6}{13 \cdot 10^{-3}} \approx 10^3 \Omega$$

olmalıdır.

h_{fe} :300 alınırrsa T21 transistörü beyz akımı,

$$I_b = \frac{I_c}{h_{fe}} = \frac{13}{300} = 0,043 \text{ mA. olur.}$$

Beyz akımını sınırlamak için bir tek direnç kullanıldığında transformator çıkış gerilimi 28 volt olması nedeni ile çok büyük değerli bir direnç kullanılması gerekir. Bu nedenle gerilim bölme kaidesi uygulanmıştır. Beyz öntüne konulan R_{57} dirençi 1 K seçilirse, diğer dirençlerin değerleri,

$$U_{AB} = I_b \cdot R_{57} \quad \text{den} \quad U_{AB} = 43 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 10^3$$

$$U_{AB} = 0,043 \text{ volt olur.}$$

U_{BE} gerilimi 0,6 volt alınırssa, A ve D noktaları arasındaki gerilim,

$$U_{AD} = U_{BE} + U_{AB} \quad \text{olur.} \quad U_{AD} = 0,6 - 0,0043 = 643 \text{ mV bulunur.}$$

Yukarıdaki şekilde görülen A ve D noktaları arasına bağlanan R_{56} dirençi yerine 1 K luk bir direnç kullanılırsa, buradan geçecek akım,

$$I_{AD} = \frac{U_{AD}}{R_{AD}} \quad \text{den} \quad I_{AD} = \frac{643 \cdot 10^{-3}}{10^3} = 643 \mu\text{A. olur.}$$

R_{55} dirençi üzerinden geçen I akımı,

$$I = I_{AD} + I_{AB} \quad \text{den} \quad I = 643 + 43 = 686 \mu\text{A. olacaktır.}$$

Buna göre R_{55} dirençi değerini hesaplırsak,

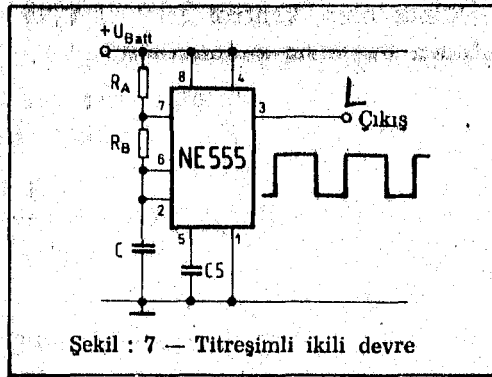
$$R_{55} = \frac{U - U_{AD}}{I} = \frac{28 - 0,643}{686 \cdot 10^{-6}} = 398935 \Omega \quad \text{olur.}$$

R_{55} dirençi yerine 37 K luk bir direnç kullanılabilir.

9. KARE DALGA ÜRETİCİ

9.1. TİTREŞİMLİ İKİLİ DEVRE

IC 555 son derece kararlı gecikme devrelerinin ve osilatörlerin kurulmasını sağlar. Duyarlılığı kaynak geriliminden bağımsızdır. Besleme gerilimi U_{bat} ile referans noktası arasında R_a, R_b ve C den oluşan ve frekansı belirleyen bir RC elemanından oluşmaktadır. Aşağıdaki şekilde titreşimli ikili devre şeması görülmektedir.



Şekil:9.1 Titreşimli ikili devre

2 ve 6 girişlerine kondansatörün uçlarındaki gerilim uygulanmaktadır. Kondansatörün dolma sırasında, bu gerilimin üst eşik seviyesini aşması halinde çıkış "L" seviyesine sıçrar. Tetikleme devresinde 7 uçuna bağlı bulunan T22 ve T25 transistörleri ilettime geçer. Bunun sonucu olarak kondansatör R_b direnci üzerinden boşalmaya başlar. C 'nin uçlarındaki gerilim alt konum değiştirme eşiksinin altına düşünce bu defa çıkış "H" konumuna ve tetikleme devresindeki T22 ve T25 transistörleri kesime gider. Bu durumda kondansatörü dolduran akım R_a, R_b dirençleri ve kondansatör geriliminin ani değeri tarafından belirlenir.

Kondansatörün dolma süresi,

$$t_L = \tau L \ln 2 \approx 0,693 \times (R_a + R_b) \cdot C$$

boşalma süresi,

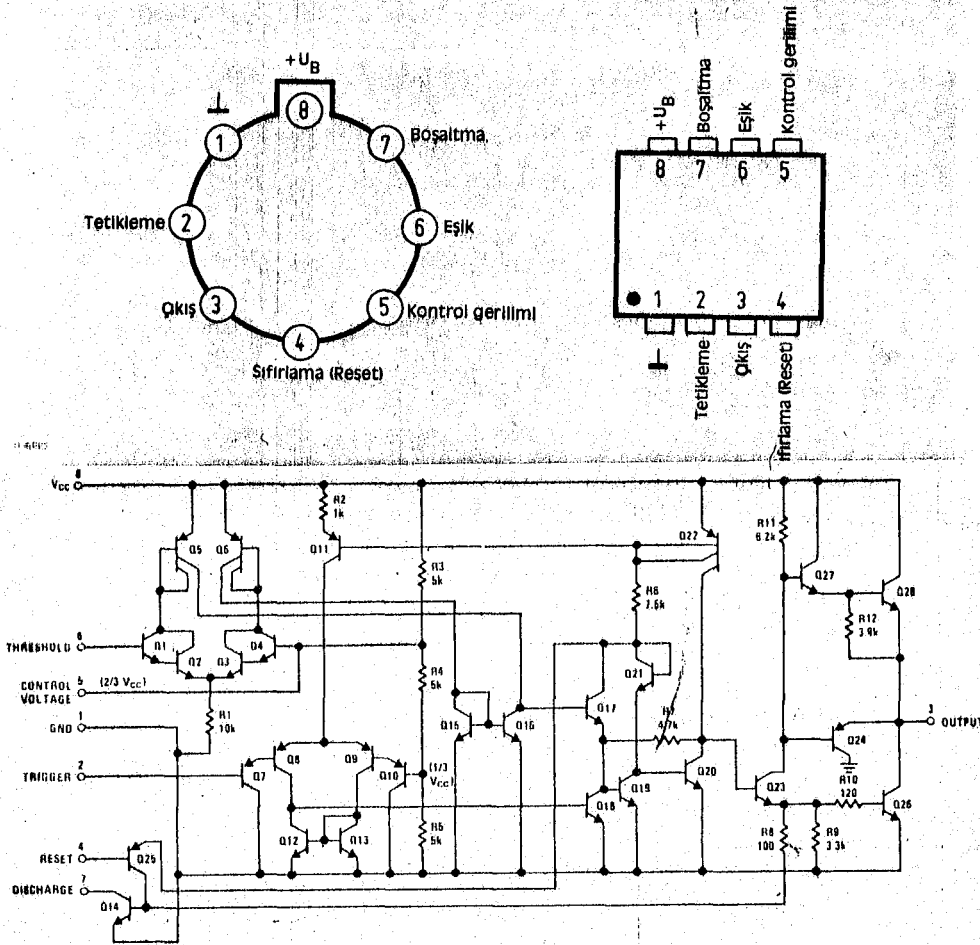
$$t_e = \tau e \ln 2 \approx 0,693 \times R_b \cdot C \quad \text{biçimindedir.}$$

Çıkış işaretinin periyodu,

$T = t_L + t_e$ olur. Frekans ise,

$$f = \frac{1}{t_L + t_e} = \frac{1}{(R_a + 2R_b)C \cdot \ln 2} = \frac{1,44}{(R_a + 2R_b) \cdot C}$$

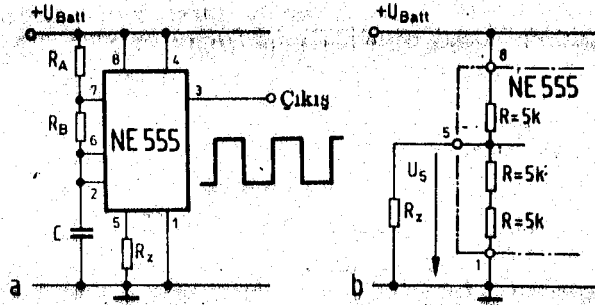
bağlantısı kullanılarak hesaplanabilir. NE 555 kare dalga üreticisinin şematik diyagramı ve bacak bağlantıları aşağıda gösterilmiştir.



Şekil: 9.2

Kondansatörün dolma ve boşalma sürelerinin eşit yapılması halinde R_a, R_b dirençlerinin ve C kondansatörünün değerinin belirlenmesi basitleşir. Bu şartın sağlanabilmesi ise tümdevre içindeki karşılaştırmacıların konum değiştirme eşiklerinin değiştirilmesi ile mümkün olabilir. Bu işlem kontrol gerilimi ile referans noktası arasında bir R_x direnci bağlanması ile gerçekleştirilebilir. Bu durumda kondansatör U_5 ve $U_{5/2}$ gerilimleri arasında dolar ve boşalır.

Aşağıdaki şekilde eşik gerilimi değiştirilmiş titreşimli ikili devre ve R_z 'nin belirlenmesi için eşdeğer devre görülmektedir.



Şekil: 9.3. a) Eşik gerilimi değiştirilmiş titreşimli ikili devre
b) R_z 'nin belirlenmesi için eşdeğer devre

Şekil b'ye göre:

$$U_5 = U_{bat} \cdot \frac{2R_z}{3R_z + 2R} \quad \text{ve}$$

$$\frac{U_5}{2} = \frac{U_{bat}}{2} \cdot \frac{2R_z}{3R_z + 2R} \quad \text{şeklindedir.}$$

Çıkışın "H" konumunda bulunduğu (kondansatörün dolduğu) t_L süresi,

$$t_L = \tau L \ln\left(\frac{2U_{bat} - U_5}{2U_{bat} - 2U_5}\right) \quad t_L = (R_a + R_b) \cdot C \cdot \ln\left(\frac{2U_{bat} - U_5}{2U_{bat} - 2U_5}\right)$$

ifadesi ile hesaplanabilir. Boşalma süresi t_e ise eskisi gibi,

$$t_e = \tau_e \ln 2 = R_b \cdot C \cdot \ln 2$$

şeklinde olup U_5 'in yeni değerinden bağımsız kalmaktadır. Bundan sonraki adım, istenilen şekilde t_L ve t_e sürelerinin eşit seçilmesidir. Buna göre,

$$t_L = t_e = (R_a + R_b) \cdot C \cdot \ln\left(2 \cdot \frac{R + R_z}{2R + R_z}\right)$$

$$t_L = t_e = R_b \cdot C \cdot \ln 2 \quad \text{olmalıdır.}$$

Bu ifadede U_5 gerilimi için, $U_5 = U_{bat} \cdot \frac{2R_z}{3R_z + 2R}$ bağıntısı kullanılmıştır.

Bu eşitlik R_z direncini belirleyecek şekilde yeniden düzenlenirse,

$$N = \frac{R_b}{R_a + R_b} \quad \text{ve } R = 5 \text{ k} \text{ olmak üzere,}$$

$$R_z = 2R \cdot \frac{1 - 2^N}{2^N - 2}$$

elde edilir. R_a ve R_b 'nin eşit değerli olması halinde $N=0,5$ ve $R_z = \sqrt{2} \cdot R = 7,07 \text{ k}\Omega$ bulunur. Bu değere en yakın norm değeri olarak $6,8 \text{ k}$ değeri bulunmaktadır. Buna göre çıkış işaretinin periyodu,

$$T = 2t_L = 2t_e = 2 \cdot R_a \cdot C \cdot \ln 2 = 2 \cdot R_b \cdot C \cdot \ln 2 \quad \text{ve frekansıda,}$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2R_a \cdot C \cdot \ln 2} = \frac{1}{2R_b \cdot C \cdot \ln 2} \quad \text{ifadesinden hesaplanacaktır.}$$

R_a, R_b ve C 'nin belirlenmesi için aşağıdaki denklem düzenlenirse,

$$R_a \cdot C = R_b \cdot C = \frac{1}{2f \cdot \ln 2} = \frac{1}{1,39 \cdot f} \quad \text{elde edilir.}$$

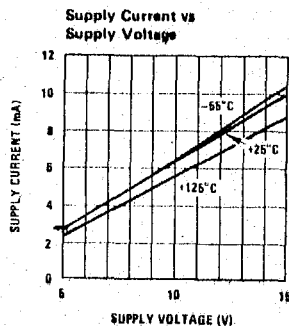
9.2 DEVRENİN HESAPLANMASI

Şekil 9.4'e göre bir numaralı bacak çase ve sekiz numaralı bacak ise (+Vcc) besleme gerilimidir. Besleme gerilimi 5 volt ile 15 volt arasındadır.

$$V_{cc} = 5 \text{ v.} \quad \text{için} \quad I_{cc} = 3 \text{ mA.}$$

$$V_{cc} = 15 \text{ v.} \quad \text{için} \quad I_{cc} = 10 \text{ mA.} \quad \text{olduğu aşağıdaki karakteris-$$

tikten görülmektedir. Yine karakteristikten gerilim ile akımın 25°C'da



Şekil: 9.4.

linear olarak değiştiği görülmektedir.

8 numaralı bacakta empedansa Z_g denilirse,

$$Z_g = \frac{V_{cc}}{I_c} \quad \text{olur.}$$

$$Z_g = \frac{15 - 5}{(10 - 3) \cdot 10^{-3}} = \frac{10}{7 \cdot 10^{-3}} = 1,4 \text{ K} \quad \text{olur.}$$

$V_{cc} = 13,6$ volt için karakteristik bil-

gisinden $I_c=9\text{mA}$ alınır, R_{59} direncinin değeri,

$$V_{cc}=I_c(R_{59}-Z_g) \quad \text{olur.}$$

$$R_{59}=\frac{V_{cc}-Z_g \cdot I_c}{I_c} \quad \text{den} \quad R_{59}=\frac{13,6-1,4 \cdot 9}{9 \cdot 10^{-3}}=\frac{1}{9} \cdot 10^3$$

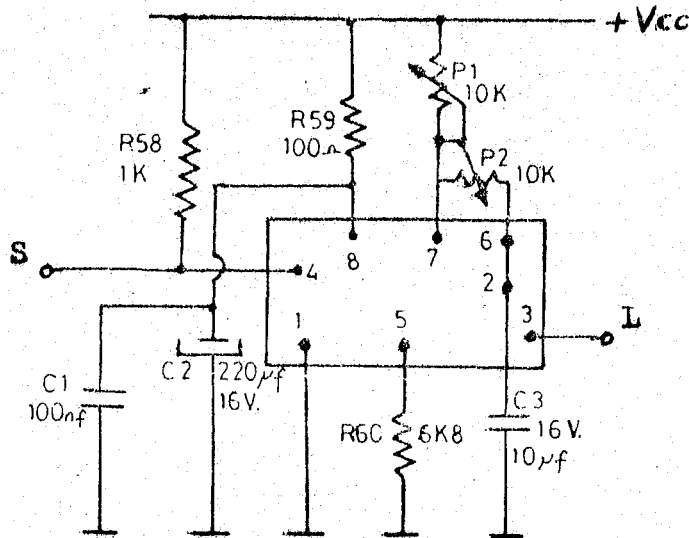
$R_{59}=111 \text{ ohm}$ olur. Bu değere en yakın standart direnç 100 ohm 'dur.

6 ve 2 nolu bacaklar kısa devre edilerek sabit frekanslı ve titreşimli bir çalışma elde edilmiştir. Çıkış frekansının 50 Hz . olmasını istediğimize göre,

$$R_a=R_b=\frac{1 \cdot 10^6}{1,39 \cdot 50 \cdot 10.} = 1438,8 \text{ ohm olma-}$$

lıdır. R_a ve R_b yerine $10 \text{ K}\Omega$ luk P_1 ve P_2 potansiyometreleri seçilebilir.

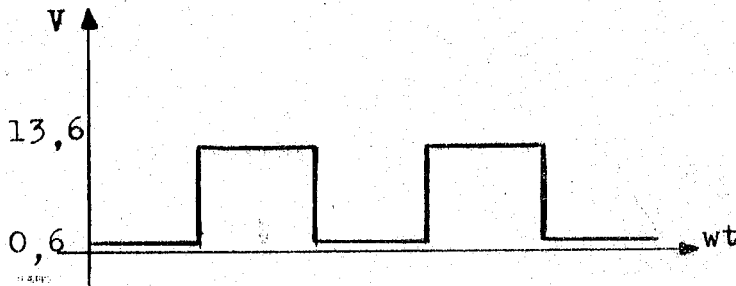
Senkronizasyon devresi çıkışında oluşan kare dalga NE555'in reset ucuna uygulanır. Aşağıda kare dalga üreticisi bağlantı şeması görülmektedir.



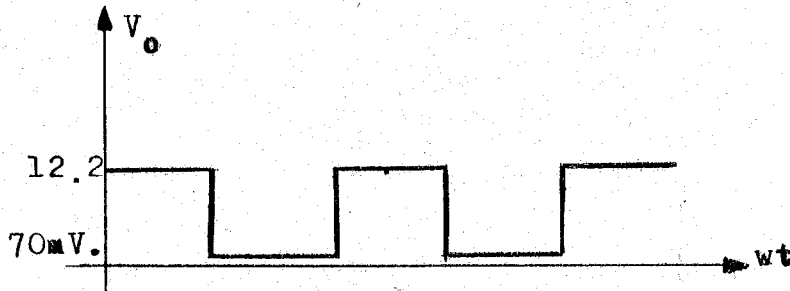
Şekil: 9.5. kare dalga üreticisi bağlantı şeması

Senkronizasyon devresinden elde edilen kare dalganın minimum genliği transistör saturasyon durumunda iken $0,6 \text{ volt}$ kadardır.

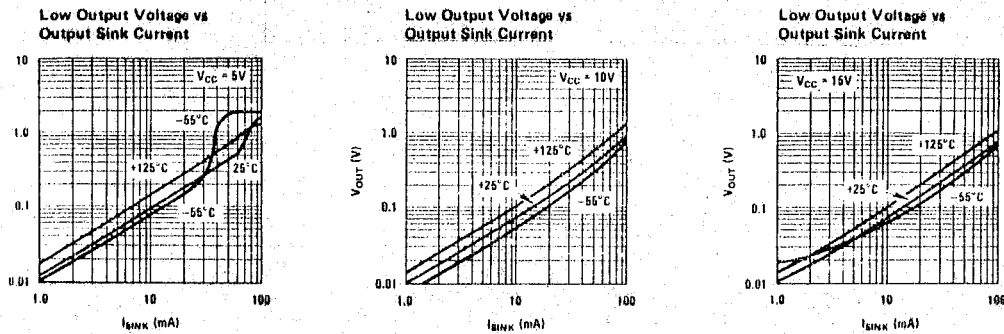
NE555'in reset gerilimi ise karakteristik bilgilerinden 0,4 ile 1 v. arasında olduğu görülmektedir. Karakteristik bilgileri ekte verilmiştir. Aşağıdaki diyagramda NE555'in giriş ve çıkış gerilimleri ile bu diyagramın elde edilmesinde kullanılan karakteristik bilgiler gösterilmiştir.



Şekil: 9.6 giriş gerilimi değişimi
(4 numaralı reset ucundaki)



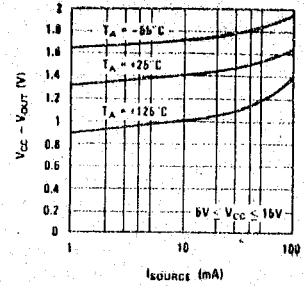
Şekil: 9.7. çıkış gerilimi değişimi



Şekil: 9.8

Reset akımı karakteristik bilgilerinden 0,1 mA olarak alınmıştır. Senkronizasyon devresi hesaplanırken R_{58} direnci 1k Ω olarak bulunmuştu, R_{58} direnci üzerinde meydana gelen gerilim düşümü,

$$U_{58} = 0,1 \cdot 1 = 0,1 \text{ volt olur. Reset ucundaki gerilim, } V_R = 13,6 - 0,1 = 13,5 \text{ v.}$$



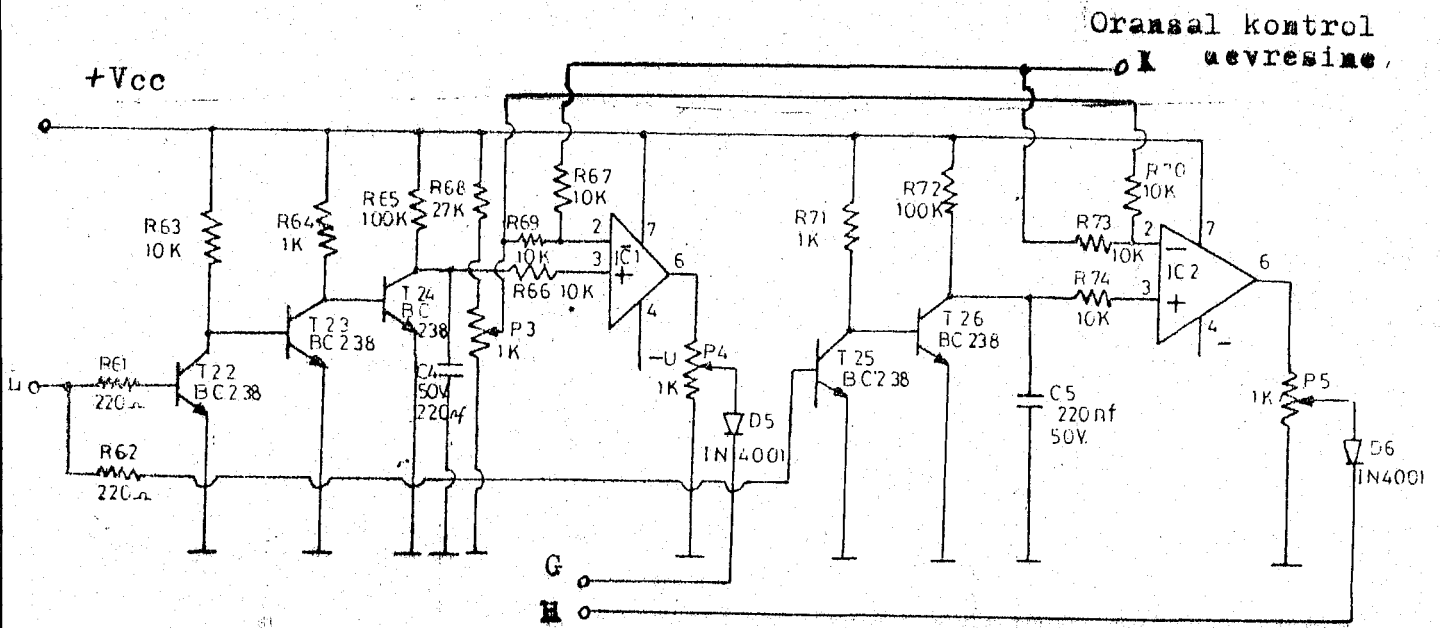
Şekil: 9.9

Yukarıdaki diyagramdan 10mA. için 25°C'da $V_{cc} - V_o = 1,4$ volt olduğu görülmektedir. $V_o = V_{cc} - 1,4 = 13,6 - 1,4$ $V_o = 12,2$ volt olur.

10. TETİKLEME DEVRESİ

10.1. DEVRENİN OLUŞUMU

Kare dalga üreticisinden elde edilen işaret tetikleme devresine uygulanmaktadır. Tetikleme devresi ile simetrik ve darbe boşluk oranı belirlenmiş 50 Hz. lik işaretler elde edilir. Darbe süresi kontrol gerilimi seviyesi ile ayarlanmaktadır. Aşağıdaki şekilde tetikleme devresi bağlantı şeması görülmektedir.



Şekil:10.1. Tetikleme devresi bağlantı şeması

10.2. TETİKLEME DEVRESİ ÇALIŞMA PRİNSİBİ

Tetikleme devresi iki ayrı kısımdan meydana gelmiştir. Birinci kısımda T22 transistörü iletimde iken T23 transistörü kesimde ve T24 transistörü iletimdedir. İkinci kısımda T25 transistörü iletimde iken T26 transistörü kesimdedir. Tetikleme devresi, kare dalga üre-

ticiden elde edilen gerilimin bir alternansını birinci kısım üzerinden diğer alternansını ikinci kısım üzerinden iletmektir. Bu devredeki bütün transistörler anahtar olarak kullanılmıştır. T24 ve T26 transistörlerinin kollektörlerinden alınan gerilim 741 Op-amplarının 3 nolu bacağına referans gerilim olarak uygulanmaktadır. C₄ ve C₅ kondansatörleri tutucu olarak kullanılmıştır. T24 transistörü kesimde iken C₄ ve T26 transistörü kesimde iken C₅ kondansatörü şarj olur. T24 transistörü iletime geçtiğinde C₄ ve T26 transistörü iletime geçtiğinde C₅ kondansatörü, transistör üzerinden deşarj olmaya başlar. Kondansatör uçlarındaki gerilim V_{CEsat} gerilimine eşit oluncaya kadar deşarj olmaya devam eder. Bu gerilim değerinden daha fazla düşmez. Yukarıda şeması verilen devrenin iki kısmı arasındaki tek fark birinci kısmın iki transistör ile diğer kısmın ise üç transistör ile yapılmış olmasıdır. Bu şekilde yapılmasının tek amacı faz kaydırması elde etmek içindir. Tetikleme devresi G ve H uçunda elde edilen fazı kaydırılmış işaret transistör dizgesi devresine uygulanmaktadır.

10.3. TETİKLEME DEVRESİNİN HESAPLANMASI

V_{cc} gerilimi T22-T23 ve T24 transistörlerinin kollektörlerine uygulanmaktadır. Anahtar olarak kullanılan bu ~~transis~~ törler ucuz olmaları bakımından BC238 olarak seçilirlerse maksimum kollektör akımını karakteristik bilgilerinden 100 mA. ve akım kazancını 2 olarak alırsak, T22 transistörü beyz akımı,

$$I_b = \frac{I_{cmax}}{h_{fe}} = \frac{100}{2} = 50 \text{ mA. den az olmamalıdır.}$$

T22 transistörü beyzine bağlanan direncin değerini hesaplırsak,

$$V_{in} = R_{61} \cdot I_b + V_{be} \quad \text{olur. } V_{in} : \text{Kare dalga üreticiden elde edilen gerilimdir. (V)}$$

$$R_{61} = \frac{12,2 - 0,7}{50} = 230 \text{ ohm olur.}$$

R_{61} dirençi yerine 220 ohm'luk standart bir direnç kullanılırsa, buna göre beyz akımı,

$$I_b = \frac{12,2 - 0,7}{220} = 52 \text{ mA. olur.}$$

Her iki kolda da aynı değerli dirençler kullanıldığından NE555 kare dalga üreticisinden çekilen akım,

$$I_{in} = 2 \cdot I_b = 2 \cdot 52 \quad I_{in} = 104 \text{ mA. olur.}$$

T23 transistörü beyz akımını da yaklaşık olarak 1 mA. olmasını istersek, R_{63} dirençinin değeri,

$$V_{cc} = R_{63} \cdot I_b - V_{BE} \quad R_{63} = \frac{V_{cc} - V_{BE}}{I} = \frac{13,6 - 0,7}{1} = 12,9 \text{ K olur.}$$

R_{63} dirençi yerine 10K luk bir direnç kullanıldığında, T23 transistörü beyz akım,

$$I_b = \frac{13,6 - 0,7}{10} = 129 \text{ mA olur.}$$

aynı şekilde hesaplayarak R_{64} dirençinide 10K Ω olarak kullanabiliriz.

IC1 ve IC2 işlemsel kuvvetlendiricileri, belli bir referans gerilimi ile bir giriş işaretini karşılaştıran devrelerdir. 3 nolu bacak referans gerilimi, 2 nolu bacak ise giriş gerilimidir. Kuvvetlendirici çıkış gerilimi V_o , V_r ve V_g gerilimlerinin farkı ile orantılıdır. A geri beslemesiz gerilim kazancı olduğuna göre,

$$V_o = A(V_r - V_g) \quad \text{olur.}$$

Bir işlem kuvvetlendiricinin gerilim kazancı çok büyük ideal olarak sonsuz olduğuna göre V_r ile V_g arasındaki çok küçük bir fark V_o çıkış geriliminin çok büyük bir değer almasını ve kuvvetlendirici çıkış katının doyuma gitmesine sebep olur. 741 Opamp'ını için çıkış gerilimi en fazla 12 volt ve kazancı 200000 olarak karakteristik bilgilerinden alınır, girişte 60 mV. dan daha fazla bir değer mey-

dana geldiğinde kuvvetlendirici lineer çalışma bölgesinden çıkarak doyuma gider.

IC1 Opamp'ının 3 numaralı başağına gelen referans geriliminin I_r akımı,

$$I_r = \frac{V_c}{R} \quad \text{olur. } R_{66} \text{ direnci } 10K\Omega \text{ olarak}$$

seçilirse ,

$$I_r = \frac{0,3}{10} = 0,03 \text{ mA.} \quad \text{dir. Opamp'ın 2 numaralı ucuna ge-}$$

len akımlar toplamıda I_r akımına eşit olmalıdır. Yani, $I_r = I_g - I_k$ olmalıdır.

I_k = Oransal kontrol devresinden (k noktasından) çekilen akım,

I_g = P3 potansiyometresi orta ucundan çekilen giriş akımı,

R_{67} ve R_{69} dirençlerinin değeride $10K\Omega$ olarak alınır, P3 potansiyometresi orta ucunda ve K noktasındaki V_k gerilimininde 0,15 V. olması gerekir. Buna göre,

$$I_g = \frac{V_p}{R_{69}} = \frac{0,15}{10} = 0,015 \text{ mA.} \quad I_k = \frac{V_k}{R_{67}} = \frac{0,15}{10} = 0,015 \text{ mA.}$$

$$I_r = 0,015 - 0,015 \quad I_r = 0,03 \text{ mA.} \quad \text{olur.}$$

R_{68} direnci $27K\Omega$ ve P3 potansiyometresi $1K$ olarak seçilirse üzerinden geçen akım hesaplandığında,

$$I = \frac{V_{cc}}{R_{68} - R_{P3}} = \frac{13,6}{27-1} = 0,485 \text{ mA.} \quad \text{dir.}$$

P3 potansiyometresinin orta ucu 0,15 volt olmalıdır. Yani referansa göre,

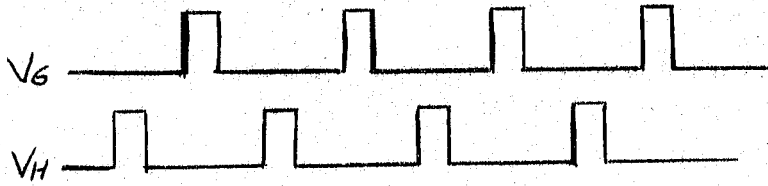
$$R_{P3} = \frac{0,15}{0,485} = 0,309K \quad R_{P3} = 309 \text{ ohm} \text{ olacak şekilde ayar-}$$

lanmalıdır.

Tetikleme devresi çıkışında G ve H noktalarında görülen işaret aşağıdaki şekilde olmaktadır.

P5 ve P4 potansiyometreleri orta ucundan elde edilen gerilim değeri

değeri transistör dizgesi devresinde hesaplanan G ve H ucu gerilim değeri ile aynı olması gerekir. Bu değer transistör dizgesinde 7,746 volt olarak hesaplanmıştı. O halde P4 ve P5 potansiyometreleri orta ucundaki gerilimin 7,746 volt olacak şekilde ayarlanması gerekir. Bilindięi gibi buradan elde edilen gerilim transistör dizgesindeki ilk transistörün beyzine uygulanmaktadır.

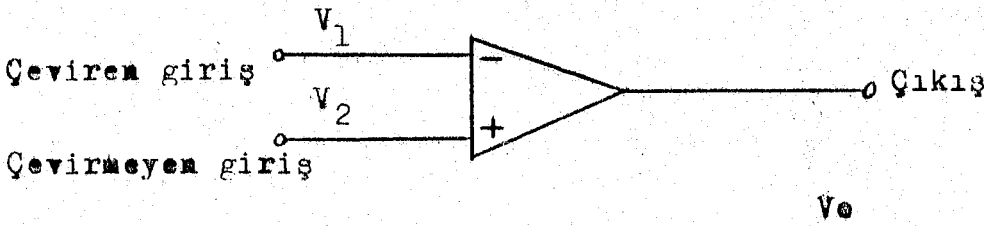


şekil: 10.2 tetikleme devresi çıkış işareti

11. ORANSAL KONTROL DEVRESİ

11.1 İŞLEMSEL KUVVETLENDİRİCİLER

Operasyonel amplifikatörler çok yüksek kazançlı bir diferansiyel amplifikatördür. Feed back kullanılarak gerilim kazancı çok yüksek amplifikatörler gerçekleştirilmek mümkündür. Temel devre feed back olmadığı zaman büyük bir kazançla sahip olması yanında, yüksek bir giriş empedansına ve düşük bir çıkış empedansına da sahiptir. aşağıdaki şekilde iki girişli ve tek çıkışlı bir opamp blok diyagramı görülmektedir. (-) girişi faz çeviren, (+) girişi faz çevirmeyen uçlar olarak nitelendirilir.



Şekil: 11.1 Temel opamp

Eksi girişine uygulanan bir işaret çıkışta ters fazlı ve yükseltilmiş bir işaret, (+) girişine uygulanan bir işaret ise çıkışta aynı fazda ve yükseltilmiş bir işaret oluşturur.

İdeal bir işlemsel kuvvetlendiricinin gerilim kazancı sonsuz, giriş empedansı sonsuz, çıkış empedansı sıfır olan ve osilasyon tehlikesi olmaksızın istenildiği kadar negatif geri besleme uygulanabilen (mutlak olarak kararlı olan) doğrudan doğruya bağlamalı bir kuvvetlendiricidir.

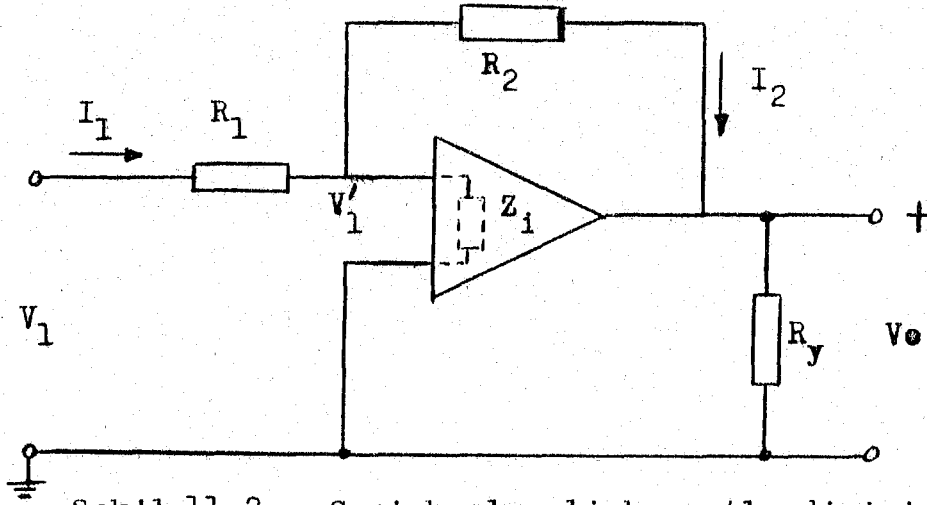
Kuvvetlendirici çıkış gerilimi (V_o), V_1 ve V_2 gerilimlerinin farkı ile orantılıdır. A geri beslemesiz gerilim kazancını göterirse,

$$V_o : A(V_2 - V_1) \quad \text{dir.}$$

Bir işlemsel kuvvetlendiricinin gerilim kazancı çok olduğunda, ideal olarak sonsuz olduğuna göre, V_1 ile V_2 arasındaki çok küçük bir fark V_o çıkış geriliminin çok büyük bir değer almasına ve kuvvetlendirici-

ün çıkış katının doyuma girmesine sebep olur.

İşlemsel kuvvetlendiriciler hemen hemen her zaman geri beslemeli olarak kullanılırlar. Aşağıdaki şekilde geri beslemeli bir kuvvetlendirici kati görülmektedir.



Şekil:11.2 Geri beslemeli kuvvetlendirici devresi

Kuvvetlendiricinin giriş uçları arasındaki V_1^1 gerilimi daima V_o/A dir. A çok büyük olduğundan V_1^1 çok küçük, ideal olarak $A \rightarrow \infty$ ve $V_1^1 \approx 0$ dir. Bu çok küçük gerilimin, genel olarak büyük bir değere sahip olan Z_i giriş empedansı üzerinden akıtacağı I_1^1 akımında çok küçük olduğundan, I_1 ve I_2 yanında ihmal edilerek $I_1 \approx I_2$ yazılabilir. 1 ve 2 nolu uçlar arasında görülen empedans ise,

$$R_{12} \approx \frac{V_1^1}{I_1} \approx \frac{V_1^1}{I_2} \approx \frac{V_o/A}{(V_1^1 - V_o)/R_2} \approx \frac{1}{1-A} \cdot R_2$$

olarak bulunur.

A çok büyük negatif bir sayı olduğundan bu empedansın değeri sıfır denecek kadar küçük olur. Kuvvetlendiricinin girişindeki empedansın görünürdeki değeri sifira yakın olduğundan üzerinden akım akmaz. Geri besleme sayesinde oluşturulan bu duruma kısa devre adı verilir.

Yukarıdaki devrede yapılan kabuller uygulanarak akım ve gerilim bağlantıları yazılırsa,

$$V_1^1 \approx 0 \quad \text{kabul edilirse}$$

$$V_1 \approx R_1 \cdot I_1$$

$$V_o \approx -R_2 \cdot I_2 \approx R_2 \cdot I_1$$

Kı Geri beslemeli gerilim kazancı

$$K = \frac{V_0}{V_1} = \frac{R_2}{R_1}$$

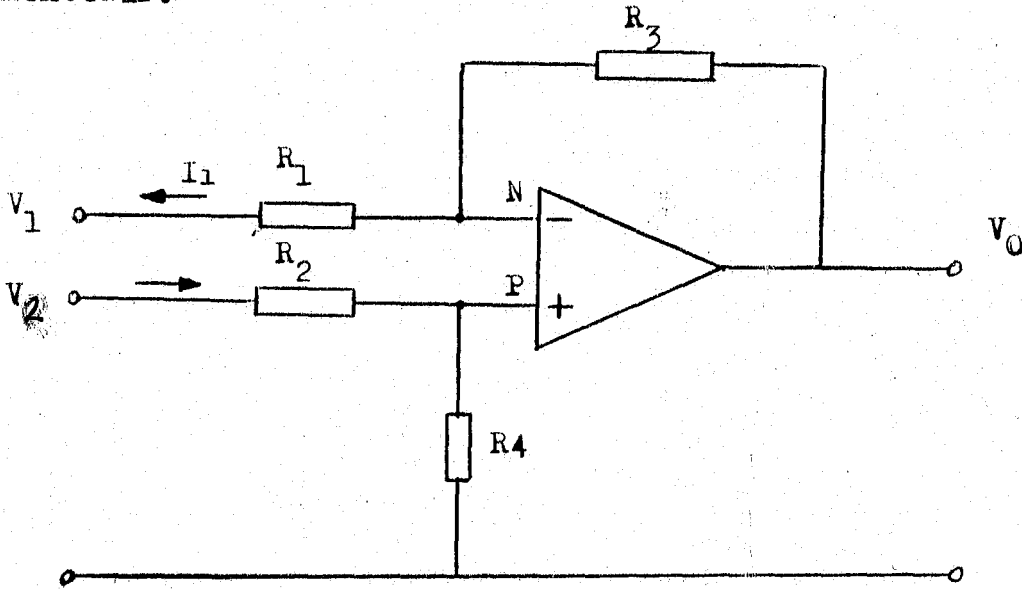
elde edilir.

Görüldüğü gibi devrenin gerilim kazançısı yalnızca R_1 ve R_2 dirençlerine bağlıdır. Girişe sabit bir V_1 gerilimi uygulandığında, çıkıştan elde edilen gerilim,

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1} V_1 \text{ dir.}$$

11.2. FARK KUVVETLENDİRİCİLER

Fark kuvvetlendiricisi kontrol tekniğinden bilinmektedir. Bunun görevi o anda elde edilen değerler, girişlerden birine sabit bir değere ayarlanarak, doğru gerilim olarak uygulanır. O anda olan değer ise, belirli anlarda diğer girişe verilir. Yani her iki girişede doğru gerilim potansiyelleri uygulanır. Devrenin isminden de anlaşılacağı gibi, iki giriş gerilimlerinden fark gerilimi oluşturulmakta, dirençlerin seçimine bağlı olarak hesaplanabilen bir kazanç faktörüyle çarpılarak kuvvetlendirilmektedir. Aşağıdaki şekilde fark kuvvetlendiricisi şeması görülmektedir.



Şekil:11.3. Fark kuvvetlendiricisi bağlantı şeması

R_4 dirençi işlemsel kuvvetlendiricinin P girişinde referansa kaçak bir akım akıtılmasına ve giriş geriliminin bölünmesi için kullanılmıştır. R_4 dirençi olmasaydı "P" girişinde ek bir doğru gerilim (dengesizlik gerilimi) oluşurdu. Bu gerilim ise işaretle birlikte kuvvetlenerek çıkış geriliminin sıfır seviyesini kaydıracağı için istenmez.

Genellikle fark kuvvetlendiricilerde dirençler $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ şeklinde seçilirler. Böylece çıkış gerilimi,

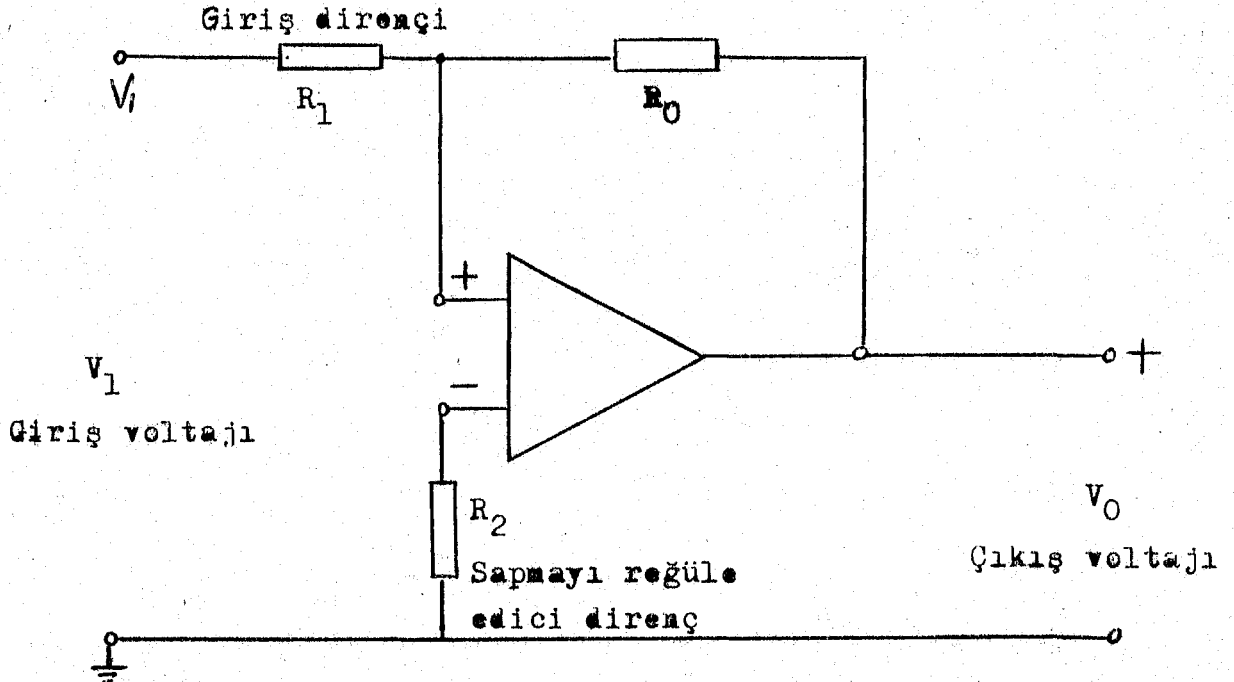
$$V_o = \frac{R_3}{R_1} (V_2 - V_1) \quad \text{olur.}$$

$R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ seçilirlerse,

$$V_o = V_2 - V_1 \quad \text{biçiminde ifade edilir.}$$

11.3 FAZ ÇEVİREN YÜKSELTİCİ DEVRELER

En yaygın kullanılan temel devre tipi faz çeviren kuvvetlendiricidir. Aşağıda böyle bir devrenin şeması görülmektedir.



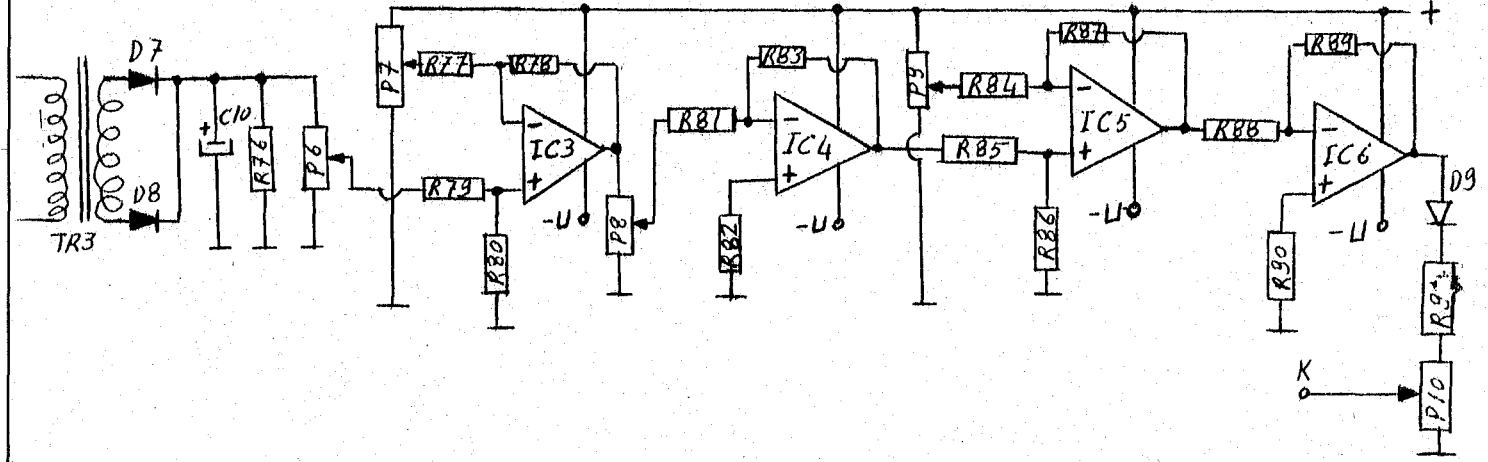
Şekil: 11.4 Faz çeviren yükseltici devreleri bağlantı şeması

Bu temel kuvvetlendirici devrede işlemsel kuvvetlendiricinin "P" girişi referansa bağlanır. R_2 direnci (sapmayı önleyici) regüle edici olarak kullanılmıştır.

$$\text{Çıkış voltajı: } V_o = -\frac{R_o}{R_1} \cdot V_1 \quad \text{dir.} \quad R_2 = \frac{R_o \cdot R_1}{R_o - R_1} \quad \text{olur.}$$

11.4 ORANSAL KONTROL DEVRESİ

Invertör çıkışına bağlanan 220/12 V, değerinde bir transformator ile çıkış gerilimi ile orantılı alternatif bir gerilim elde edilir. Bir diyot köprüsü ile bu gerilim doğrultulur. Bir süzme kondansatöründen geçirilerek daha doğru bir gerilim oluşturulur. Aşağıdaki şekilde oransal kontrol devresi bağlantı şeması görülmektedir.



Şekil: 11.5 Oransal kontrol devresi bağlantı şeması

Yukarıdaki bağlantı şemasında görülen R_{76} direnci gerilimin ani değişmelerine karşı IC3 işlemsel kuvvetlendiricisini korumak için kullanılmıştır. IC3 işlemsel kuvvetlendiricisinin (+) girişinden referansa kaçak bir akım akıtılması için R_{80} direnci kullanılır. R_{77} ve R_{78} direnci ile giriş gerilimi istenildiği gibi bölünerek doğru değerli olarak (+) ve (-) girişlerinin farklarının alınması sağlanmış olur. Bu değer P7 potansiyometresi ile istenildiği gibi ayarlanabilir. IC3 ve IC5 opamp'ları fark kuvvetlendirici, IC4 opamp'ını yükseltici ve IC6 opamp'ını ise (invert edici) faz çevirici olarak kullanılmıştır. IC3 işlemsel kuvvetlendiricisi $+V_{cc}$ geriliminden ayarlanan referans gerilimi ile, invertör çıkış geriliminden doğrultularak elde edilen değerleri karşılaştırır. Bu iki gerilim arasında çok küçük bir fark da olsa IC3 işlemsel kuvvetlendiricisi ile tesbit edilerek IC4 işlemsel kuvvetlendiricisine uygulanır. IC4 işlemsel kuvvetlendiricisi ile bu değer fazı çevrilmiş olarak yükseltilir ve IC5 işlemsel kuvvetlendiricisine uygulanır. Sistemin kararlılığını sağlamak amacıyla IC5 işlemsel kuvvetlendiricisi referans gerilimi ile bu fark değeri bir defa daha karşılaştırır. IC5 opamp'ınının çıkışı IC6 opamp'ına uygulanır. IC6 opamp'ını faz çevirici olarak kullanılmıştır. IC4 işlemsel kuvvetlendiricisi ile faz çevrilmişti. IC6 opamp'ını ile bir defa daha faz çevrilerek aynı fazda çıkış işareti elde edilir.

IC5 opamp'mı çıkışı IC6 invert edici (faz çevirici) opamp'ma uygulanır. Burada kuvvetlendirme işlemi yoktur. R_{88} ve R_{89} dirençleri eşit ve 10 K Ω olarak seçilmişlerdir. R_{90} dirençi ise,

$$R_{90} = \frac{R_{88} \cdot R_{89}}{R_{88} + R_{89}} \quad \text{dan} \quad R_{90} = \frac{10 \cdot 10}{10 + 10} = 5 \text{ K}\Omega \quad \text{olur.}$$

5 K yerine 4,7 K luk bir direnç kullanılabilir. IC6 opamp'mı çıkış gerilimi,

$$V_{o4} = -\frac{R_{89}}{R_{88}} \cdot V_{o3} \quad \text{ve buradan,}$$

$$V_{o4} = -(-10V_{o1} - V_1^1) \quad \text{olur.} \quad V_{o4} = 10V_{o1} - V_1^1 \quad \text{elde edilir.}$$

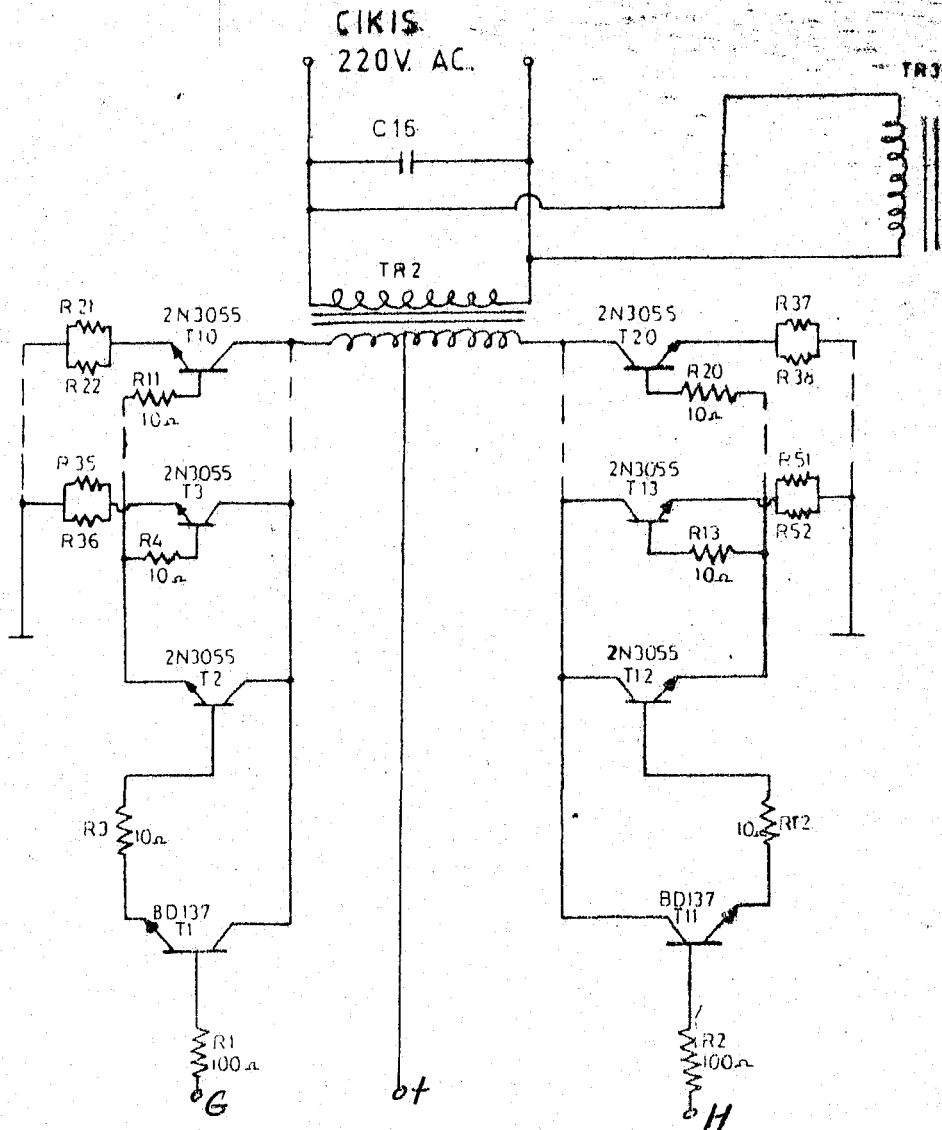
IC6 opamp'mı çıkışına, ters gerilime karşı korumak amacı ile bir diyot ve kısı devreye karşı korumak amacı ile bir direnç seri olarak bağlanmıştır. 741 opamp'mı kullanıldığında maksimum çıkış gücü 500 mW ve çıkış gerilimi 10 volt olarak alınırsa buna göre R_{91} dirençi değeri en az,

$$R_{91_{\min}} = \frac{U^2}{P} \quad \text{den} \quad R_{91} = \frac{10^2}{500 \cdot 10^{-3}} = 200 \Omega \quad \text{olmalıdır}$$

12. TRANSİSTÖR DİZİLERİ

1.1 TANIM

Tetikleme devresinden elde edilen simetrik ve darbe boşluk oranı belirlenmiş 50 Hz. lik işaretler transistör dizilerine uygulanır. Transistör dizileri ile çıkış trafosunun primerinden iki yönde akım geçirilerek sekonderde alternatif bir gerilim oluşması sağlanır. Aşağıdaki şekilde transistör dizgesi şeması görülmektedir.



Şekil:12.1 Transistör dizgesi bağlantı şeması

12.2 TRANSİSTÖR DİZİLERİNİN ÇALIŞMASI

Çıkış transformatörü olarak primeri orta uçlu bir transformatör kullanılmıştır. Transformatör primerinin orta uçuna pozitif gerilim doğrudan uygulanmıştır.

Transistör dizileri birbirinin aynı olup, simetrik iki kısımdan oluşmuştur. Tetikleme devresinden elde edilen simetrik ve darbe boşluk oranı belirlenmiş işaretler T1 ve T11 transistörleri beyzine uygulanır. T1 transistörü T2 ve T11 transistörü ise T12 transistörünü sürer. Yine T2 transistörü T3'den T10 (dahil) na kadar olan sekiz transistörü, T12 ise T13'den T20'ye (dahil) kadar olan sekiz transistörü sürmek için kullanılmıştır. Bu şekilde birinci kısımdaki transistörler iletimde iken, diğer kısımdaki transistörler kesimde, ikinci kısımdaki transistörler iletimde iken birinci kısımdaki transistörler kesimde olacaktır. Dolayısı ile çıkış transformatörünün primerinden bir alternansta ilk yarısından, diğer alternansta ikinci yarısından akım geçecektir. Bu akıma bağlı olarak sekonderde alternatif bir gerilim oluşacaktır.

Transistörleri korumak amacıyla her transistörün beyzine 10 ohm'luk bir direnç bağlanmıştır. Ayrıca son sekiz transistörün emetörlerine seri olarak dirençler bağlanmıştır.

12.3 TRANSİSTÖR DİZGELERİNİN HESAPLANMASI

Çıkış gücü 750 VA. ve çıkış gerilimini 220 volt olmasını istediğimize göre, transformatör veriminde %96 kabul edilirse, buna göre primer nominal gücü,

$$\eta = \frac{S_{2N}}{S_{1N}} \quad S_{1N} = \frac{750}{0,96} = 780 \text{ VA. olarak bulunur.}$$

Transformatör primer gerilimi 18 v. olarak alınır, primer nominal akımı,

$$I_{1N} = \frac{S_{1N}}{U_{1N}} \quad I_{1N} = \frac{780}{18} = 43,3 \text{ amper olur.}$$

Yukarıdaki formüllerde kullanılan harflerin anlamları,

S_{1N} : primer anma gücü (VA)

S_{2N} : sekonder " " (VA)

I_{1N} : primer " akımı (A)

U_{1N} : primer nominal gerilimi (V)

η : verim

Çıkış transistörü olarak 2N3055 kullanılırsa, karakteristik bilgilerinden $I_c=5,5$ amper ve $h_f=15$ olarak alındığında kullanılacak transistör (n) sayısı,

$$n = \frac{I_{1N}}{I_{C1}} \quad \text{den} \quad n = \frac{43,3}{5,5} = 7,8 \quad n=8 \text{ adet 2N3055 transis-}$$

törü kullanılması gerekir. Bu transistörleri sürmek için gerekli olan beyz akımı,

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{h_{fe}} \quad \text{den,} \quad I_{B1} = \frac{5,5}{15} = 0,36 \text{ Amp. olur.}$$

8 adet transistör kullanılacağına göre, toplam beyz akımı,

$$I_{B1_t} = 8 \times I_{B1} \quad I_{B1_t} = 8 \times 0,36 = 2,88 \text{ amper olur.}$$

Bu çıkış transistörlerini süren T2 ve T12 transistörleride 2N3055 olarak seçilirse, T2 ve T12 transistörleri beyz akımı,

$$I_{B1_t} = I_{C2} \quad \text{olur.} \quad I_{B2} = \frac{I_{C2}}{h_{fe}} \quad \text{den,} \quad I_{B2} = \frac{2,88}{30} = 0,096 \text{ Amp.}$$

olur. h_{fe} 30 olarak karakteristik bilgilerinden alınmıştır.

T2 ve T12 transistörlerini sürmek için kullanılan T1 ve T11 transistörü olarak BD137 seçilirse, bu transistörlerin beyz akımları,

$I_{B2} = I_{C3}$ ^{şek 2.12} olur. Akım kazançı 100 olarak karakteristik bilgilerinden alınabilir.

$$I_{B3} = \frac{I_{C3}}{h_{fe}} \quad \text{den} \quad I_{B3} = \frac{96}{100} = 0,96 \text{ mA. olur.}$$

T1 ve T11 transistörleri beyzine 100 ohm'luk akım sınırlayıcı (koruyucu) bir direnç bağlanırsa, direnç üzerinde meydana gelen gerilim düşümü,

$$U_{B3} = I_{B3} \cdot R_{B3} \quad U_{B3} = \frac{1000}{0,96 \times 100} = 0,096 \text{ volt olur.}$$

T3...T10 ve T13...T20 transistörleri emetörlerine bağlanan dirençlerin değerleri hesaplanırsa,

$$U_{BAT} = U_{TR} + U_{CE} + I_{C1} \cdot r \quad \text{olur. Burada,}$$

U_{TR} : transformator primer gerilimi (V)

U_{CE} : transistör kollektör-emetör gerilimi (V)

r : emetör ile şase arasına konulacak dirençin değeri (ohm)

U_{BAT} : redresör çıkış veya akümülatör bataryası gerilimi (V)

I_{C1} : çıkış transistörleri kollektör akımı (A) olarak kullanılmıştır.

$$r = \frac{24 - (18 - 5)}{5,75} = 0,18 \text{ ohm olur.}$$

İki adet 0,36 ohm'luk direnç paralel bağlanırsa eşdeğer direnç 0,18 ohm olur. Her dirençten 2,75 amper akım geçeceğine göre dirençlerin gücünü hesaplırsak,

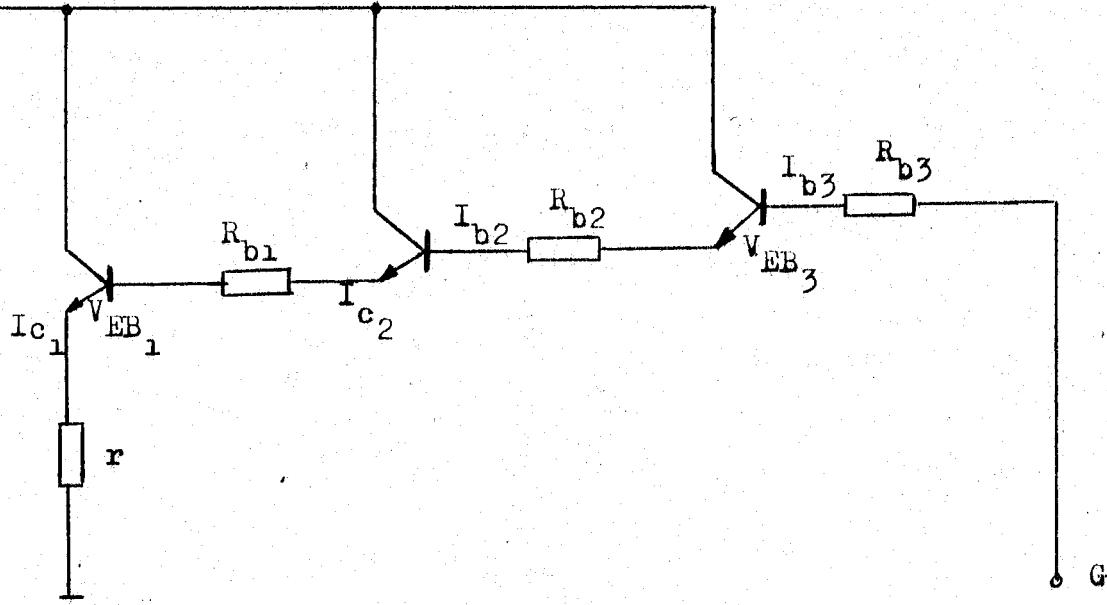
$$P = I^2 \cdot r \quad \text{den} \quad P = 2,75^2 \times 0,36 \quad P = 2,72 \text{ W. olur.}$$

Transistör dizisi devresinin tetikleme devresi ile uyum içinde olması gerekir. Yani G ve H uçlarındaki gerilim değerinin hesaplanması gerekir. G noktasındaki gerilime V_G ve H noktasındaki gerilime V_H denilirse,

$$V_G = I_{C1} \cdot r + V_{BE1} + I_{B1} \cdot R_{B1} + V_{BE2} + I_{B2} \cdot R_{B2} + V_{BE3} + I_{B3} \cdot R_{B3} \quad \text{olur.}$$

$$V_G = 5,5 \times 0,18 + 0,7 + 10 \times 0,36 + 0,7 + 10 \times 0,096 + 0,7 + 0,096 \times 100 \times 10^{-2}$$

$$V_G = 7,746 \text{ Volt olmalıdır.} \quad V_G = V_H \quad \text{ve} \quad V_H = 7,746 \text{ volt olur.}$$



Şekil: 12.2 Yukarıda hesabı yapılan devrenin bağlantı şeması

12.4 ÇIKIŞ TRANSFORMATÖRÜ HESABI

Transformatör primer gücü 780 VA, primer gerilimi 18 volt olduğuna göre, primer nominal akımı 43,3 amper olarak hesaplanmıştır. Buna göre primer iletken kesiti ve çapı,

$$S_{1CU} = \frac{I_{1N}}{J} \quad S_{1CU} = \frac{43,3}{2,5} = 17,33 \text{ mm}^2 \quad d_{1CU} = \sqrt{\frac{4 \times S_{1CU}}{3,14}} \text{ den}$$

$$d_{1CU} = \sqrt{\frac{4 \times 17,33}{3,14}} = 4,67 \text{ mm. olur.}$$

Sekonder iletken kesiti ve çapı,

$$I_{2N} = \frac{S_{2N}}{U_{2N}} \quad I_{2N} = \frac{750}{220} = 3,4 \text{ amper.} \quad S_{2CU} = \frac{I_{2N}}{J} = \frac{3,4}{2,5}$$

$$S_{2CU} = 1,36 \text{ mm}^2 \quad d_{2CU} = \sqrt{\frac{4 \times S_{2CU}}{3,14}} \quad d_{2CU} = \sqrt{\frac{4 \times 1,36}{3,14}} = 1,316 \text{ mm}$$

J: Akım yoğunluğu 2,5 A/mm² olarak alınmıştır.

Etkin demir göbek kesiti,

$$A_{fe} = 1,2 \times \sqrt{S_{2N}} \quad \text{den} \quad A_{fe} = 1,2 \times \sqrt{750} \quad A_{fe} = 32,86 \text{ cm}^2 \text{ olur.}$$

Doldurma katsayısı 0,96 alındığında, geometrik demir göbek kesiti,

$$A_g = \frac{A_{fe}}{f_{fe}}$$

$$A_g = \frac{32,86}{0,96} = 34,22 \text{ cm}^2 \text{ olarak bulunur.}$$

Manyetik akı yoğunluğu $B_m = 0,9T$ alınırsa, manyetik indüksiyon,

$$O_m = A_g \times B_m$$

$$O_m = 34,22 \times 10^{-4} \text{ m}^2 \times 0,9 \text{ Vs/m}^2 \quad O_m = 30,8 \times 10^{-4} \text{ Vs dir.}$$

Birincil ve ikincil siper sayıları,

$$N_1 = \frac{18 \times 10^4}{4,44 \times 50 \times 30,8} = 26,3$$

$$N_1 = 26 \text{ siper}$$

$$N_2 = \frac{220 \times 10^4}{4,44 \times 50 \times 30,8} = 321,7$$

$$N_2 = 322 \text{ siper olarak bulunur.}$$

13. KONVERTÖR DEVRESİ

13.1 GENEL AMAÇ

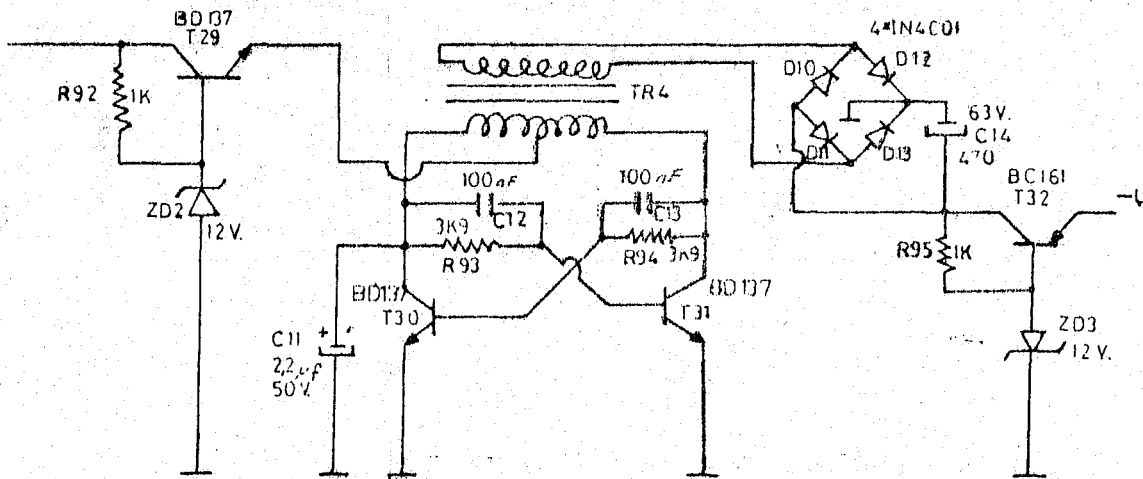
Oransal kontrol ve tetikleme devresindeki Opamp'ların fonksiyonlarını yerine getirebilmesi için genellikle biri +Vcc ile gösterilen diğeri de -Vcc olan iki tane doğru gerilim kaynağına ve girişin sıfır olması halinde çıkışta sıfırlayabilmek için (dengeleme) hariçten bağlanan bir potansiyometreye ihtiyaç vardır. Bir Opamp'la yapılacak devrenin analizinde +Vcc ve -Vcc besleme gerilimlerinin dikkate alınmasında ve bazı özel çalışma durumları hariçinde dengeleme potansiyometresine ihtiyaç yoktur. 741 Opamp'ının gerilim kazancı 50000 ile 200000, giriş direnci 0,3 ile 2M Ω , çıkış direnci ise 75 ohm civarında olduğundan 741 ile kurulacak devrelerde, bazı hatalar kabul edilerek, ideal muamelesi yapılabilir.

Oransal kontrol ve tetikleme devrelerindeki opamp'ların +Vcc besleme gerilimleri regüleli kaynak devresinden sağlanmış ve -Vcc negatif besleme gerilimlerini sağlamak amacı ile konvertör devresi kurulmuştur.

13.2. +DC/-DC KONVERTÖR DEVRESİ

+Vcc den elde edilen doğru gerilim tekrar regüle edilerek TR4 transformatörü orta ucuna uygulanır. Konvertör devresi aşağıdaki şekilde görüldüğü gibi birbirinin simetrik olan iki devreden oluşmaktadır. Bu iki devre arasındaki tek fark T30 transistörü kolektörü ile referans arasına bir kondansatör konulmuş olmasıdır. T30 ve T31 transistörleri anahtar olarak kullanılmıştır. Devreye gerilim uygulandığında bu iki transistör aynı anda ilettime geçmek isteyecek fakat T30 transistörünün kolektörüne bağlı olan C11 kondansatörünün şarj olmaya başlaması nedeni ile T31 transistö-

rü, T30 transistöründen daha sonra devreye girecektir. T30 transistörü iletime geçecek ve TR4 transformatörünün ilk yarısından bir akım geçirerek devresini tamamlayacaktır. TR4 transformatöründe sıfırdan itibaren yükselerek değişen bir akım, yine yükselerek değişen manyetik bir alan meydana getirecektir. Bu alan içinde bulunan sekonder sargılarında ters yönde bir akım indüklenir. T30 transistörünün doyuma gitmesi ile artık manyetik alanda bir değişme olmaz. T30 transistörü beyz akımı sıfıra doğru azalır ve kesime gider. T30 transistörünün kesime gitmesi ile T31 transistörünün beyz akımı yükselir. T31 transistörü iletime geçer. T31 transistörünün iletime geçmesi ile TR4 transformatörünün primerinin, ikinci yarısından yükselerek değişen bir akım akmaya başlayacaktır. Yine bu akım yükselerek değişen manyetik bir alan meydana getirecek ve sekonder sargılarında ters yönde bir akım meydana getirecektir. Bir süre sonra transistör doyuma gidecek, değişken alan zayıflamaya ve beyz akımı sıfıra doğru inecektir. T31 transistörü kesime gidecek ve T30 transistörü iletime geçecektir. T30 transistörü iletimde iken TR4 transformatörünün primerinin bir yarısından, T31 transistörü iletimde iken TR4 transformatörünün diğer yarısından bir akım geçecektir. Bu değişik yönlerdeki akımlar TR4 transformatörünün sekonderinde alternatif bir gerilim oluşmasına neden olacaktır. TR4 transformatöründen elde edilen alternatif gerilim bir diyot köprüsü ile doğrultularak (-) uç referans olarak verilir. (-) ucundan -Vcc gerilimi elde edilir. Bu -Vcc gerilimide regüle edilerek -Vcc gerilimi olarak oransal kontrol ve tektikleme devrelerindeki opamp'ların negatif beslemelerine uygulanır. Aşağıdaki şekilde konvertör devresi bağlantı şeması görülmektedir.



Şekil:13.1 Konvertör devresi bağlantı şeması

13.3. KONVERTÖR DEVRESİNİN HESAPLANMASI

Oransal kontrol ve tetikleme devrelerinde toplam altı adet 741 Opamp'ını kullanılmıştır. Bir 741 opamp'ını karakteristik bilgilerinden maksimum 500mW. olarak alınırsa, konvertör devresi gücü maksimum 3 w. olması yeterlidir. TR4 transformatörü yerine 3 w.lık bir transformator kullanılabilir. T29 transistörü çıkış gerilimi 12 v.luk bir zener diyot kullanılarak regüle edilirse, TR4 transformatörü primerinin orta ucuna bağlanan gerilimin değeri,

$$V_{cc} = V_{ZD} - V_{BE29}$$

$$V_{cc} = 12 - 0,7$$

$$V_{cc} = 11,3 \text{ v. olur.}$$

TR4 transformatörü olarak çıkış gücü 9 VA. primeri 2.12 v. ve sekonderi 18 v. olan bir transformator kullanılırsa bu transformatörün hesabını yaparsak,

$$A_{fe} = 1,2\sqrt{9}$$

$$A_{fe} = 1,2 \cdot 3$$

$$A_{fe} = 3,6 \text{ cm}^2 \text{ olur.}$$

Doldurma katsayısı 0,36 olarak alındığında,

$$A_g = \frac{A_{fe}}{f_{fe}}$$

$$A_g = \frac{3,6}{0,96} = 3,75 \text{ cm}^2$$

olarak bulunur. Transformator verimi %90 olarak alınırsa,

$$S_{1N} = \frac{9}{0,96}$$

$$S_{1N} = 10 \text{ VA. olur.}$$

Birincil sargı nominal akımı,

$$I_{1N} = \frac{S_{1N}}{U_{1N}}$$

den

$$I_{1N} = \frac{10}{12} = 0,83 \text{ Amp.}$$

İkincil sargı nominal akımı,

$$I_{2N} = \frac{S_{2N}}{U_{2N}}$$

den

$$I_{2N} = \frac{9}{18} = 0,5 \text{ Amp.}$$

olarak bulunur. Akım yoğunluğu j 2,2 A/mm alınır, buna göre birincil ve ikincil sargı iletken kesitleri,

$$S_{1Cu} = \frac{I_{1N}}{j}$$

den

$$S_{1Cu} = \frac{0,83}{2,2} = 0,377 \text{ mm}^2$$

$$S_{2Cu} = \frac{I_{2N}}{j}$$

den

$$S_{2Cu} = \frac{0,5}{2,2} = 0,22 \text{ mm}^2$$

bulunur. Birincil ve ikincil iletken çapları,

$$d_{1Cu} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{1Cu}}{\pi}}$$

$$d_{1Cu} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,377}{3,14}} = 0,69 \text{ mm}$$

bulunur.

$$d_{2Cu} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{2Cu}}{\pi}}$$

$$d_{2Cu} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,22}{3,14}} = 0,52 \text{ mm.}$$

olur. Manyetik akı yoğunluğu B_m 0,9 T. alınır,

$$\Phi_m = A_g \cdot B_m$$

$$\Phi_m = 3,75 \cdot 10^{-4} \cdot 0,9$$

$$\Phi_m = 3,37 \cdot 10^{-4} \text{ Vs.}$$

olur. Primer ve sekonder sargı sayılarını hesaplırsak,

$$E_{1N} = 4,44 \cdot f \cdot \Phi_m \cdot N_1$$

$$N_1 = \frac{12 \cdot 10^4}{4,44 \cdot 50 \cdot 3,37} = 160 \text{ sargı.}$$

$$E_{2N} = 4,44 \cdot f \cdot \Phi_m \cdot N_2$$

$$N_2 = \frac{18 \cdot 10^4}{4,44 \cdot 50 \cdot 3,37} = 240 \text{ sargı.}$$

TR4 transformatörü çıkış gerilimi,

$$U_2 = \frac{11,3 \cdot 18}{12} = 16,95 \text{ v.}$$

elur. Diyot köprüsünde $2 \cdot 0,7$ v. gerilim düşümü kabul edilirse T32 transistöründeki gerilim,

$$V_{C32} = 16,95 - 2 \cdot 0,7 \quad V_{E32} = 15,55 \text{ v. elur.}$$

ZD3 yerine 12 v. luk bir zener diyot kullanılırsa T32 transistörü emetöründeki gerilim,

$$V_{E32} = U_{ZD} + V_{BE} \quad V_{E32} = 12 + 0,7 \quad V_{E32} = 12,7 \text{ v.}$$

elur. Maksimum 3 w. lık bir güç için T32 transistöründen geçen akım,

$$I_{E32} = \frac{3}{12,7} = 0,236 \text{ A.} \quad I_{E32} = 236 \text{ mA.}$$

Olur. T32 transistörü yerine BC161 kullanılırsa ve karakteristik bilgilerinden $I_{Cmax} = 350 \text{ mA.}$ için $h_{fe} = 100$ olarak alınır,

$$I_b = \frac{350}{100} = 3,5 \text{ mA.} \quad \text{elur.}$$

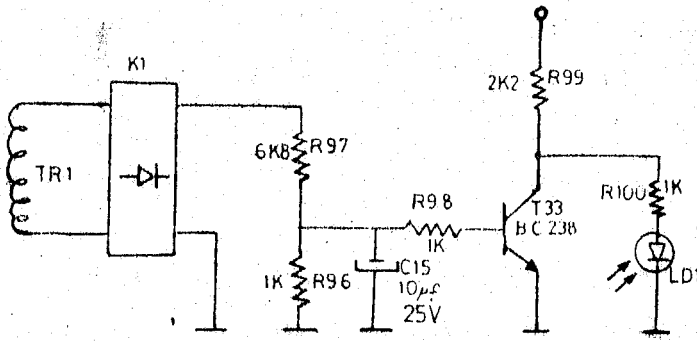
$I_z = 0$ için R59 direnç değeri,

$$V_c = U_{ZD} + R_{59} \cdot I_b \quad R_{59} = \frac{15,5 - 12}{3,5 \cdot 10^{-3}} = 1000 \text{ ohm} \quad R_{59} = 1k \text{ elur.}$$

14. ŞEBEKE KESİNTİSİ IŞIKLI İKAZ DEVRESİ

14.1. AMAÇ VE DEVRENİN OLUŞUMU

Şebeke geriliminin kesildiğini ışıklı olarak belirtmek amacı ile şebeke kesintisi ikaz devresi kurulmuştur. Aşağıdaki şekilde bağlantı şeması gösterilmiştir. T33 transistörü şebeke gerilimi varken sürekli iletimdedir. Şebeke gerilimi kesildiğinde T33 transistörünün beyz akımı sıfır olacağından T33 transistörü kesime gidecek ve kollektörü yüksek seviyede kalacaktır. LD1 ledi yanarak bu durumu ikaz eder.



Şekil:14.1. Şebeke kesintisi ışıklı ikaz devresi

14.2. DEVRENİN HESAPLANMASI

Regüleli kaynak devresi B ucundaki gerilim 24 voltur. T33 transistörü anahtar olarak kullanılacaktır. BC238 seçilirse, maksimum kollektör akımı $I_c = 100$ mA dir. $R_{99} = 2,2$ Knolarak alındığında, T33 transistörü kollektör akımı,

$$V_B = R_{99} \cdot I_{c33} + V_{CE_{SAT}} \quad \text{dan} \quad I_{c33} = \frac{24 - 0,5}{2,2} = 10,68 \text{ mA olur.}$$

Bu akım değeri BC238 transistörü için uygundur.

R96 dirençi 1K ve R97 dirençi 6,8K olarak seçilirse gerilim bölme kaidesine göre,

$$V_{96} = \frac{24 \cdot 1}{7,8} = 3,076 \text{ Volt olur.}$$

$V_{96} = R_{96}$ dirençi uçlarındaki gerilimdir.

R_{98} direnç değeri ise 1K olarak seçilirse buna göre T33 transistörün beyz akımı,

$$V_{98} = R_{98} \cdot I_{b33} + V_{BE} \quad \text{den} \quad I_{b33} = \frac{3,06 - 0,7}{1} = 2,376 \text{ mA} \quad \text{olur.}$$

Şebeke gerilimi kesildiğinde V_B gerilimi R_{99} , R_{100} dirençleri ve LD1 ledi üzerinden devresini tamamlayacaktır. LD1 ledi uçlarındaki gerilim 1,7 volt alınır, üzerinden geçen akım,

$$I_{led} = \frac{V_B - V_{led}}{R_{99} + R_{100}}$$

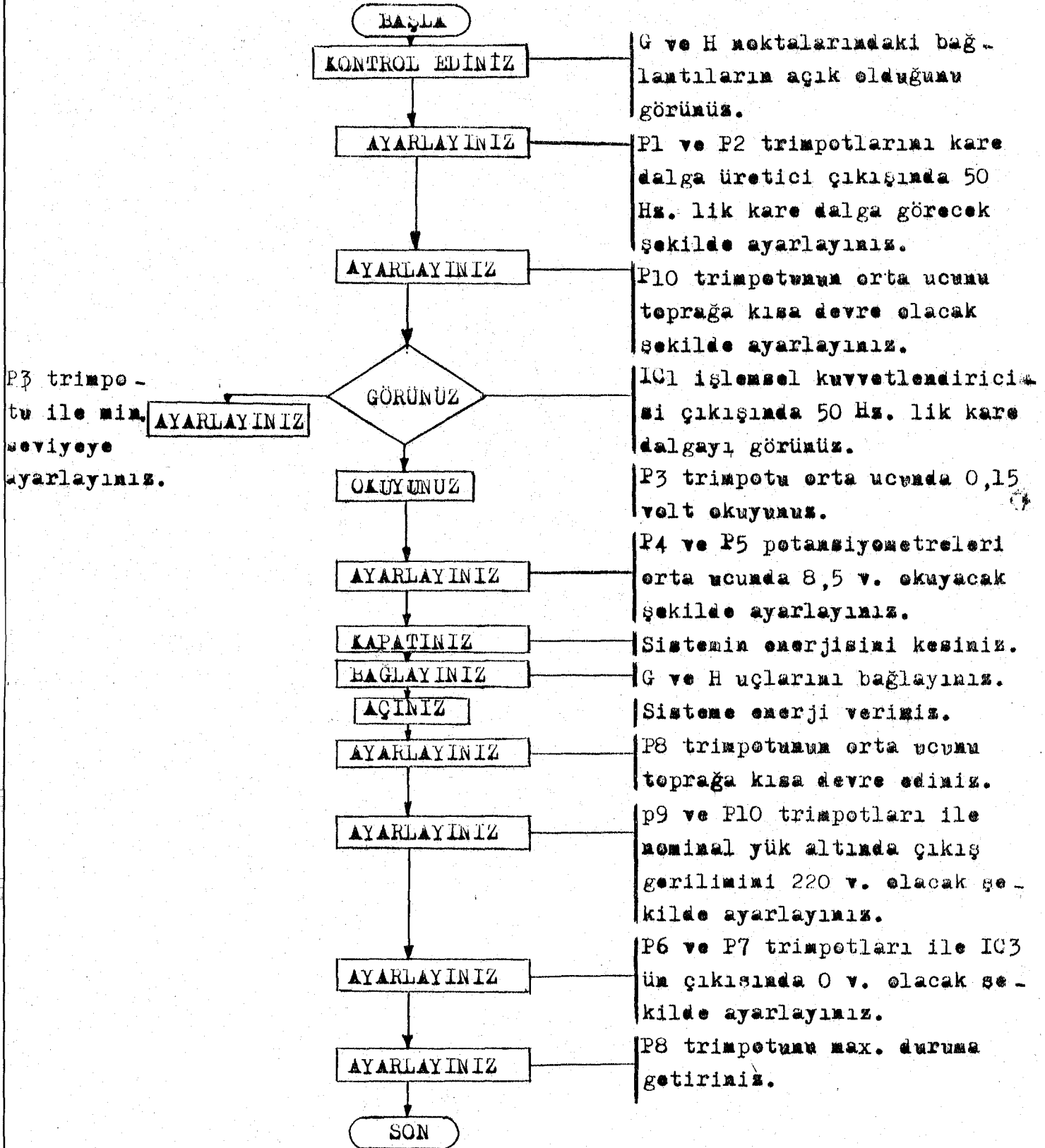
$$I_{led} = \frac{24 - 1,7}{2,2 + 1} = 6,96 \text{ mA} \quad \text{olur.}$$

15. SİSTEMİN AYARLANMASI

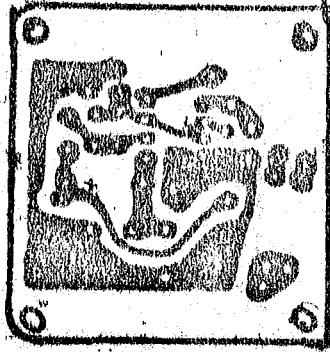
15.1. INVERTÖRDE YAPILMASI GEREKEN AYARLAR

Kontrol devresi ayarları yapılmadan önce invertör anahtarı kapatılmamalıdır. G ve H noktalarındaki bağlantılar açıldıktan sonra invertör anahtarı kapatılarak invertöre yol verilir. İlk önce kare-dalga üretici NE555 tümdevresinin 3 numaralı çıkış ucunda 50 Hz. lik kare dalga görülecek şekilde P1 ve P2 trimpotları ayarlanır. Sonra P10 trimpotunun orta ucu toprağa kısadevre olacak şekilde pot döndürülür. Bu durumda IC1 işlemsel kuvvetlendiricinin 6 numaralı çıkış ucunda kare dalga görülmelidir. P3 trimpotunun bazı konumlarında bu kare dalga kaybolacaktır. P3 trimpotu bu kare dalga kaybolmayacak şekilde minimum seviyeye ayarlanır. P3 trimpotunun orta ucunda daha önceden hesaplandığı gibi yaklaşık olarak 0,15 volt bulunmalıdır. IC2 işlemsel kuvvetlendiricisinde 6 numaralı ucunda aynı şekilde kare dalga görülmelidir. Ayrıca P3 trimpotunun ayarlanmasına gerek yoktur. P4 ve P5 trimpotlarının orta uçlarındaki darbe genlikleri 8,5 volt olacak şekilde yapılmalıdır. Bu ayarlar yapıldıktan sonra G ve H uçları bağlanarak invertör çalıştırılır. Bu anda çıkış gerilimi 220 v. AC. efektif değerinde olmayabilir. Bunun için oransal kontrol devresindeki ayarların yapılması gerekir. İlk önce P8 trimpotunun orta ucu toprağa kısa devre olacak şekilde pot döndürülür. Sonra belli bir yük altında P9 ve P10 trimpotları yardımı ile çıkış gerilimi 220 volt AC. efektif değerine ayarlanır. P6 ve P7 trimpotları ile IC3 işlemsel kuvvetlendiricisinin 6 numaralı çıkış ucunda 0 v. olacak şekilde ayar yapılır. Sonra P8 trimpotu maksimum duruma getirilerek ayarlama işlemi bitirilir. Ayarlar doğru yapıldığında şebeke kesintisinde gerilim değişmez.

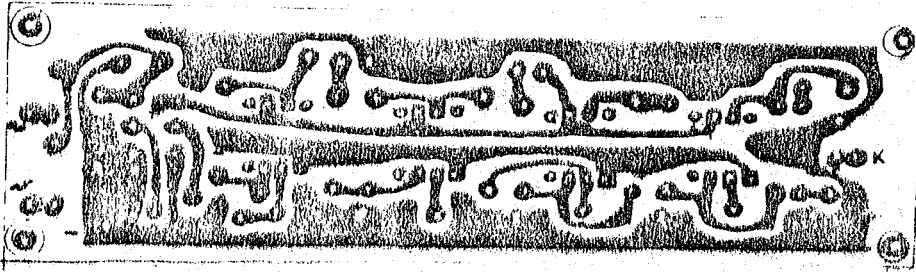
15.2.SİSTEMİN AYARLANMASI İŞLEM AKIŞ DİYAGRAMI



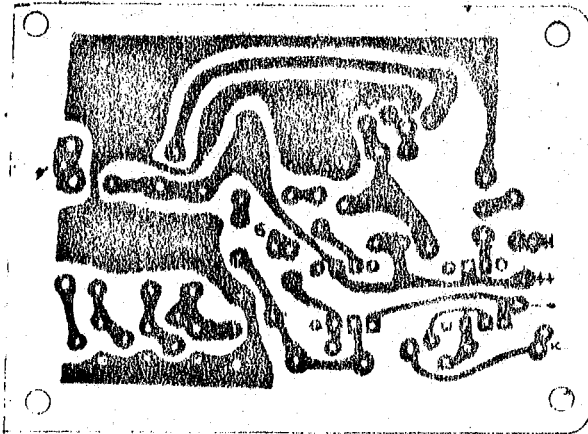
16. KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAĞI BASKI DEVRE ŞEMALARI



Şekil: Oransal kontrol devresi

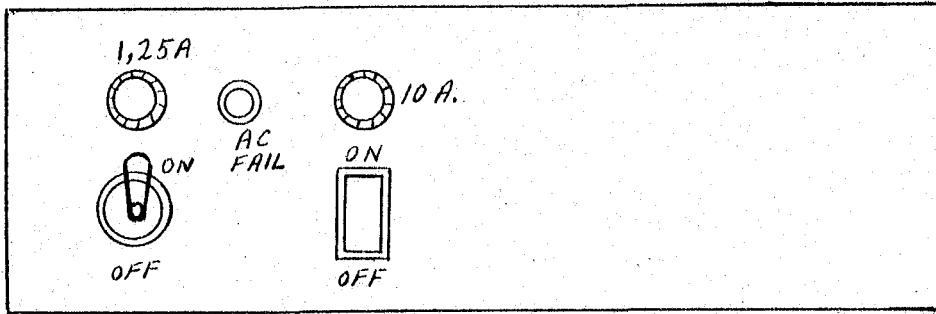


Şekil: Senkronizasyon ve kare dalga üretici devresi

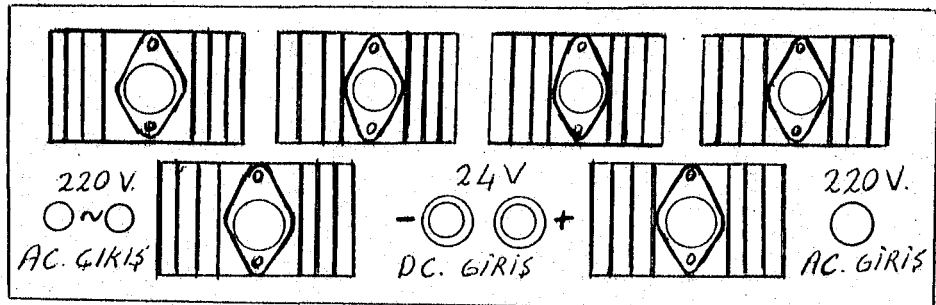


Şekil: Tetikleme devresi

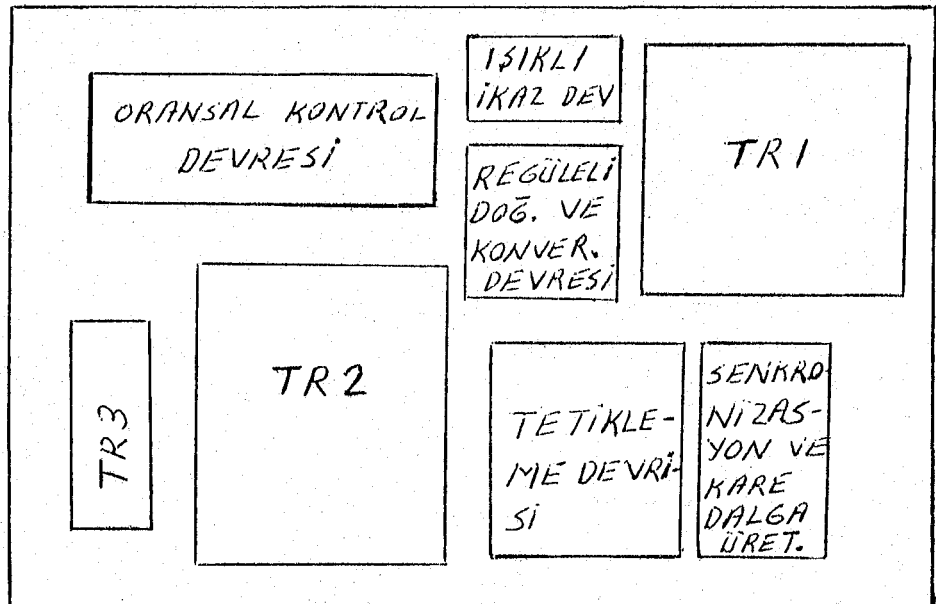
17. KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAĞI, YERLEŞİM PLANI; ÖNDEN VE ARKADAN GÖRÜNÜŞLERİ



Şekil: Önden görünüş



Şekil: Arkadan görünüş



Şekil: Yerleşim planı

18. MALZEME LİSTESİ

Yarı iletken elemanlar:

IC1.....IC6	6xCA741 Op-Amp
IC7	NE555 Timer
T1,T11,T29...T30	8xBD137
T2....T10,T12....T20	18x2N3055
T21	BC138
T22....T26,T33	BC238
T27	BC141
T28	BC439
T32	BC161
ZD1	15 V. Zener
ZD2,ZD3	12 V. Zener
D1....D4	
D5....D8,D10....D13	1N4001x8 Diyot
D9	1N4148 "
LD1	Led diyot

Dirençler:

R1,R2,R59	3x100 ohm 1/4 W.
R3....R20	18x10 ohm 1/2 W.
R21....R52	32x0,36 ohm 5 W.
R55,R63,R66,R67,R69,R70,R73,R74,R83	11x10K. 1/4 W.
R88,R89	
R56,R57,R58,R64,R71,R75,R76,R81,R82,	14x1K. 1/4 W.
R92,R95,R96,R98,R100	
R60,R97	2x6K8 1/4 W.

R61, R62	2x220 ohm 1/4 W.
R65, R72	2x100K 1/4 W.
R68	27K 1/4 W.
R77, R78....R80, R84....R87	8x15K 1/4 W.
R90	4K7 1/4 W.
R91, R99	2x2K2 1/4 W.
R93, R94	2x3K9 1/4 W.
P1, P2, P6	3x10K Trimpot
P3, P4, P5	3x1K "
P7....P10	4x100K "

Kondansatörler:

C1, C9, C12, C13	4x100nf/50 V.
C2	220 f/16 V.
C3	10 f/16 V.
C4, C5	2x220nf/50 V.
C7, C8	2x1000 f/25 V.
C10	22 f/16 V.
C11	2,2 f/50 V.
C14	470 f/63 V.
C15	10 f/25 V.
C16	15 f/500 V.
C6	4700 f/63 V.

Diğer malzemeler:

TR1	220/28V.750VA. Trafo
TR2	18-0-18/220V.750VA. "
TR3	220/12-0-12V. 10W. "
TR4	16-0-16/24V. 10 W. "

EK ▲



2 N 3055

Diffundierter Silizium-NPN-Mesa-Leistungstransistor
Diffused Silicon NPN Mesa Power Transistor

Anwendungen: Schalter hoher Leistung und NF-Endstufen
Applications: High power switching and AF-output stages

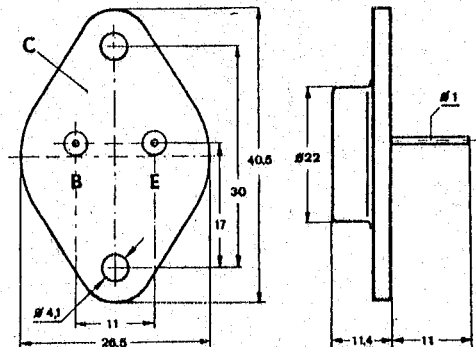
Besondere Merkmale:

- Hohe Sperrspannung
- Hohe Spitzenleistung
- Verlustleistung 115 W

Features:

- High reverse voltage
- High peak power
- Power dissipation 115 W

Abmessungen in mm
Dimensions in mm



Kollektor mit
Gehäuse verbunden
Collector connected
with case

Zubehör
Accessories

Isolierscheibe Best. Nr. 009004
 Isolating washer

Normgehäuse
Case
3 B 2 DIN 41872
JEDEC TO 3
Gewicht - Weight
max. 20 g

Absolute Grenzdaten
Absolute maximum ratings

Kollektor-Basis-Sperrspannung Collector-base voltage	U_{CBO}	100	V
Kollektor-Emitter-Sperrspannung Collector-emitter voltage $R_{BE} = 100 \Omega$	U_{CEO}	60	V
	U_{CER}	70	V
Emitter-Basis-Sperrspannung Emitter-base voltage	U_{EBO}	7	V
Kollektorstrom Collector current	I_C	15	A
Basisstrom Base current	I_B	7	A

Gesamtverlustleistung
Total power dissipation
 $t_{case} \leq 25^\circ C$

P_{tot} 115 W

Sperschichttemperatur
Junction temperature

t_j 200 $^\circ C$

Lagerungstemperaturbereich
Storage temperature range

t_{stg} -65...+200 $^\circ C$

Wärmeleitwert
Thermal resistance

Min. Typ. Max.

Sperschicht-Gehäuse
Junction case

R_{thJC} 1,5 $^\circ C/W$

Kenngrößen
Characteristics

$t_{amb} = 25^\circ C$, falls nicht anders angegeben
unless otherwise specified

Kollektorreststrom
Collector cut-off current

$U_{CE} = 100 V, U_{EB} = 1,5 V$

$I_{CEV}^{*)}$ 5 mA

$U_{CE} = 60 V, U_{EB} = 1,5 V, t_{case} = 150^\circ C$

$I_{CEV}^{**)}$ 10 mA

Emitterreststrom
Emitter cut-off current

$U_{EB} = 7 V$

I_{EBO} 5 mA

Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung
Collector-emitter breakdown voltage

$I_C = 200 mA$

$U_{(BR)CEO}^{*)1)}$ 60 V

$I_C = 200 mA, R_{BE} = 100 \Omega$

$U_{(BR)CER}^{*)2)}$ 70 V

Kollektor-Sättigungsspannung
Collector saturation voltage

$I_C = 4 A, I_B = 400 mA$

$U_{CEsat}^{*)1)}$ 1,1 V

Basis-Emitter-Spannung
Base-emitter voltage

$U_{CE} = 4 V, I_C = 4 A$

$U_{BE}^{*)2)}$ 1,8 V

Kollektor-Basis-Gleichstromverhältnis
DC forward current transfer ratio

$U_{CE} = 4 V, I_C = 4 A$

$h_{FE}^{*)1)}$ 20 70

$U_{CE} = 4 V, I_C = 10 A$

$h_{FE}^{*)2)}$ 5

Transitfrequenz
Gain bandwidth product

$U_{CE} = 10 V, I_C = 1 mA, f = 0,1 MHz$

f_T 800 kHz

Schaltzeiten
Switching characteristics

Min. Typ. Max.

$I_C = 4 A, I_{B1} = -I_{B2} = 400 mA, t_{amb} = 25^\circ C$

Verzögerungszeit
Delay time

t_d 0,2 μs

Anstiegszeit
Rise time

t_r 2,6 μs

Speicherzeit
Storage time

t_s 2,7 μs

Abfallzeit
Fall time

t_f 6 μs

BR A 4055A

75

*) AQL = 0,65% **) AQL = 2,5% 1) $\frac{t_p}{T} = 0,01, t_p = 0,5 ms$

EK B

absolute maximum ratings

Supply Voltage	+18V
Power Dissipation (Note 1)	600 mW
Operating Temperature Ranges	
LM555C	0°C to +70°C
LM555	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

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

PARAMETER	CONDITIONS	LIMITS						UNITS
		LM555			LM555C			
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply Voltage		4.5		18	4.5		16	V
Supply Current	$V_{CC} = 5\text{V}$, $R_L = \infty$ $V_{CC} = 15\text{V}$, $R_L = \infty$ (Low State) (Note 2)		3 10	5 12		3 10	6 15	mA mA
Timing Error, Monostable								
Initial Accuracy			0.5	2		1		%
Drift with Temperature	R_A , $R_B = 1\text{k}$ to 100k , $C = 0.1\mu\text{F}$. (Note 3)		30			50		ppm/°C
Accuracy over Temperature			1.5	3.0		1.5		%
Drift with Supply			0.05	0.2		0.1		%/V
Timing Error, Astable								
Initial Accuracy			1.5			2.25		%
Drift with Temperature			90			150		ppm/°C
Accuracy over Temperature			2.5			3.0		%
Drift with Supply			0.15			0.30		%/V
Threshold Voltage				0.667			0.667	$\times V_{CC}$
Trigger Voltage	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	4.8 1.45	5 1.67	5.2 1.9		5 1.67		V V
Trigger Current			0.5			0.5		μA
Reset Voltage		0.4	0.5	1	0.4	0.5	1	V
Reset Current			0.1			0.1		mA
Threshold Current	(Note 4)		0.1	0.25		0.1	0.25	μA
Control Voltage Level	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	9.6 2.9	10 3.33	10.4 3.8	9 2.6	10 3.33	11 4	V V
Pin 7 Leakage Output High			1	100		1	100	nA
Pin 7 Sat (Note 5)								
Output Low	$V_{CC} = 15\text{V}$, $I_7 = 15\text{mA}$		150			180		mV
Output Low	$V_{CC} = 4.5\text{V}$, $I_7 = 4.5\text{mA}$		70			80		mV
Output Voltage Drop (Low)	$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{\text{SINK}} = 10\text{mA}$ $I_{\text{SINK}} = 50\text{mA}$ $I_{\text{SINK}} = 100\text{mA}$ $I_{\text{SINK}} = 200\text{mA}$ $V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{\text{SINK}} = 8\text{mA}$ $I_{\text{SINK}} = 5\text{mA}$		0.1 0.4 2 2.5	0.15 0.5 2.2		0.1 0.4 2 2.5	0.25 0.75 2.5	V V V V
Output Voltage Drop (High)	$I_{\text{SOURCE}} = 200\text{mA}$, $V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{\text{SOURCE}} = 100\text{mA}$, $V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	13 3	13.3 3.3		12.75 2.75	13.3 3.3		V V V
Rise Time of Output			100			100		ns
Fall Time of Output			100			100		ns

Note 1: For operating at elevated temperatures, the device must be derated based on a +150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 140°C/W junction to case for TO-6 and +165°C/W junction to ambient for both packages.

Note 2: Supply current when output high typically 1 mA less at $V_{CC} = 5\text{V}$.

EL B devan

TIMER

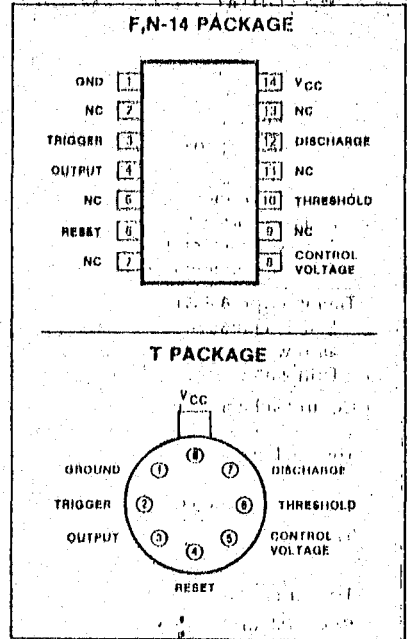
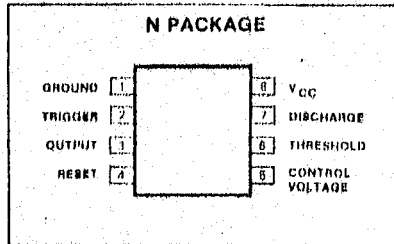
NE/SE555/SE555C/SA555

SA555F,N,N-14 • SE555F,T,N,N-14 • SE555C,F,T,N,N-14 • NE555F,T,N,N-14

FEATURES

- Turn off time less than 2µs
- Maximum operating frequency greater than 500kHz
- Timing from microseconds to hours
- Operates in both astable and monostable modes
- High output current
- Adjustable duty cycle
- TTL compatible
- Temperature stability of 0.005% per °C
- SE555 Mil std 803A,B,C available M38510 (JAN) approved, M38510 processing available.

PIN CONFIGURATIONS



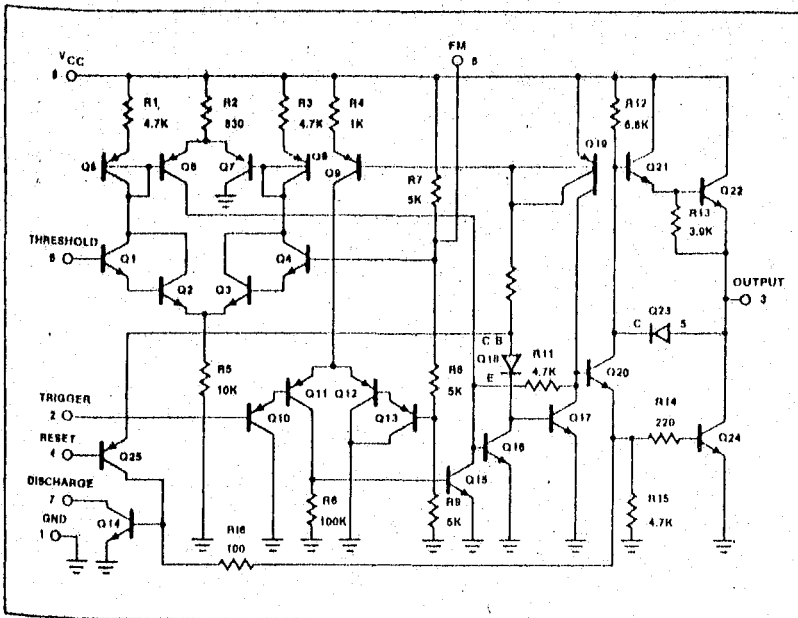
APPLICATIONS

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Missing pulse detector

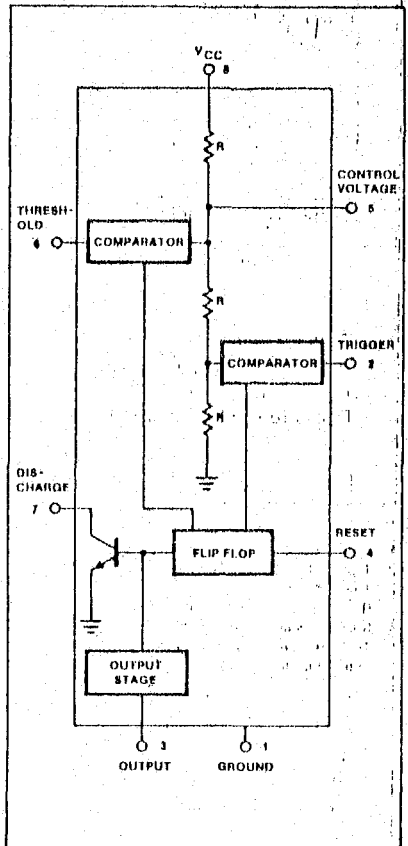
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PARAMETER	RATING	UNIT
Supply voltage		
SE555	+18	V
NE555, SE555C, SA555	+16	V
Power dissipation	600	mW
Operating temperature range		
NE555	0 to +70	°C
SA555	-40 to +85	°C
SE555, SE555C	-55 to +125	°C
Storage temperature range	-65 to +150	°C
Load temperature (soldering, 60sec)	300	°C

EQUIVALENT SCHEMATIC



BLOCK DIAGRAM



EK B devan

TIMER

NE/SE555/SE555C/SA555

SA555F,N,N-14 • SE555F,T,N,N-14 • SE555C,F,T,N,N-14 • NE555F,T,N,N-

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to $+15$ unless otherwise specified.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE555			NE555/SE555C/SA555			UNIT
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Supply voltage		4.5		18	4.5		16	V
Supply current (low state) ¹	$V_{CC} = 5\text{V } R_L = \infty$ $V_{CC} = 15\text{V } R_L = \infty$		3 10	5 12		3 10	6 15	mA mA
Timing error (monostable)	$R_A = 2\text{K}\Omega$ to $100\text{K}\Omega$ $C = 0.1\mu\text{F}$							
Initial accuracy ²			0.5	2.0		1.0	3.0	%
Drift with temperature			30	100		50		ppm/ $^\circ\text{C}$
Drift with supply voltage			0.05	0.2		0.1	0.5	%/V
Timing error (astable)	$R_A, R_B = 1\text{k}\Omega$ to $100\text{k}\Omega$ $C = 0.1\mu\text{F}$ $V_{CC} = 15\text{V}$							
Initial accuracy ²			1.5			2.25		%
Drift with temperature			90			150		ppm/ $^\circ\text{C}$
Drift with supply voltage			0.15			0.3		%/V
Control voltage level	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	9.8 2.9	10.0 3.33	10.4 3.8	9.0 2.8	10.0 3.33	11.0 4.0	V V
Threshold voltage	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	9.4 2.7	10.0 3.33	10.6 4.0	8.8 2.4	10.0 3.33	11.2 4.2	V V
Threshold current ³			0.1	0.25		0.1	0.25	μA
Trigger voltage	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{TR} = 5\text{V}$	4.8 1.45	5.0 1.67	5.2 1.9	4.5 1.1	5.0 1.67	5.8 2.2	V V
Trigger current	$V_{THQ} = 0\text{V}$		0.5	0.9		0.5	2.0	μA
Reset voltage ⁴		0.4	0.7	1.0	0.4	0.7	1.0	V
Reset current			0.1	0.4		0.1	0.4	mA
Reset current	$V_{RESET} = 0\text{V}$		0.4	1.0		0.4	1.5	mA
Output voltage (low)	$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{SINK} = 10\text{mA}$ $I_{SINK} = 50\text{mA}$ $I_{SINK} = 100\text{mA}$ $I_{SINK} = 200\text{mA}$ $V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{SINK} = 8\text{mA}$ $I_{SINK} = 5\text{mA}$		0.1 0.4 2.0 2.5	0.15 0.5 2.2		0.1 0.4 2.0 2.5	0.25 0.75 2.5	V V V V
Output voltage (high)	$V_{CC} = 15\text{V}$ $I_{SOURCE} = 200\text{mA}$ $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$ $V_{CC} = 5\text{V}$ $I_{SOURCE} = 100\text{mA}$	13.0	12.5 13.3		12.75	12.5 13.3		V V
Turn off time ⁵	$V_{RESET} = V_{CC}$		0.5	2.0		0.5		μs
Rise time of output			100	200		100	300	ns
Fall time of output			100	200		100	300	ns
Discharge leakage current			20	100		20	100	na

NOTES

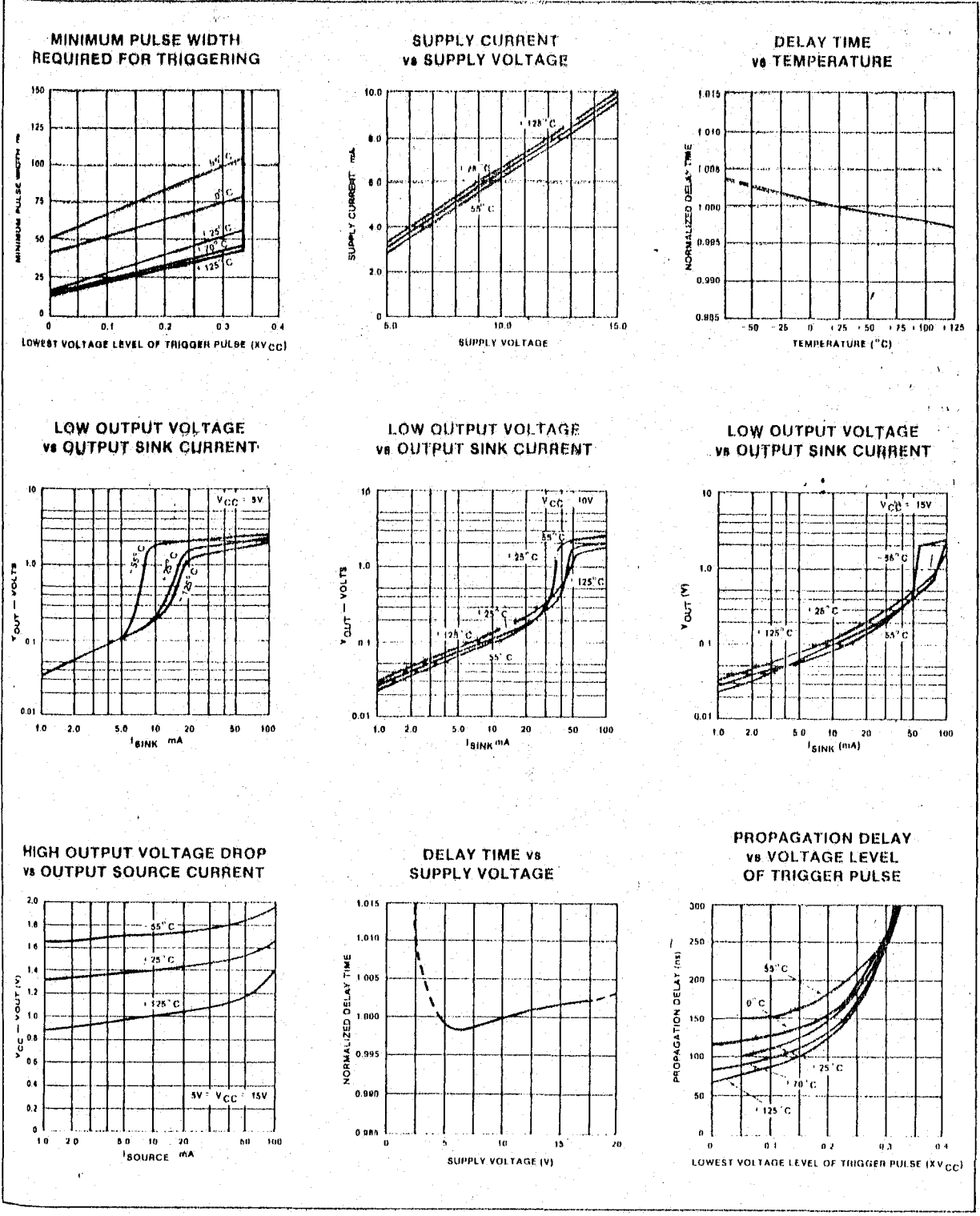
- Supply current when output high typically 1mA less.
- Tested at $V_{CC} = 5\text{V}$ and $V_{CC} = 15\text{V}$.
- This will determine the maximum value of $R_A + R_B$ for 15V operation, the max total $R = 10$ megohm, and for 5V operation, the max total $R = 3.4$ megohm.
- Specified with trigger input high.
- Time measured from a positive going input pulse from 0 to 0.8 V_{CC} into the threshold to the drop from high to low of the output. Trigger is tied to threshold.

ELI HAYES

TIMER **NE/SE555/SE555C/SA555**

SA555F, N, N-14 • SE555F, T, N, N-14 • SE555C, F, T, N, N-14 • NE555F, T, N, N-14

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



applications information

MONOSTABLE OPERATION

In this mode of operation, the timer functions as a one-shot (Figure 1). The external capacitor is initially held discharged by a transistor inside the timer. Upon application of a negative trigger pulse of less than $1/3 V_{CC}$ to pin 2, the flip-flop is set which both releases the short circuit across the capacitor and drives the output high.

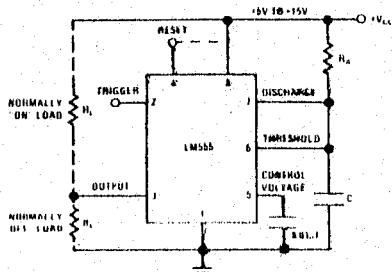


FIGURE 1. Monostable

The voltage across the capacitor then increases exponentially for a period of $t = 1.1 R_A C$, at the end of which time the voltage equals $2/3 V_{CC}$. The comparator then resets the flip-flop which in turn discharges the capacitor and drives the output to its low state. Figure 2 shows the waveforms generated in this mode of operation. Since the charge and the threshold level of the comparator are both directly proportional to supply voltage, the timing interval is independent of supply.

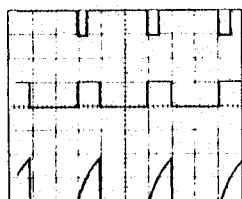


FIGURE 2. Monostable Waveforms

During the timing cycle when the output is high, the further application of a trigger pulse will not effect the circuit. However the circuit can be reset during this time by the application of a negative pulse to the reset terminal (pin 4). The output will then remain in the low state until a trigger pulse is again applied.

When the reset function is not in use, it is recommended that it be connected to V_{CC} to avoid any possibility of false triggering.

Figure 3 is a nomograph for easy determination of R, C values for various time delays.

ASTABLE OPERATION

If the circuit is connected as shown in Figure 4 (pins 2 and 6 connected) it will trigger itself and free run as a

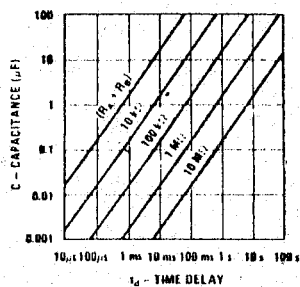


FIGURE 3. Time Delay

multivibrator. The external capacitor charges through $R_A + R_B$ and discharges through R_B . Thus the duty cycle may be precisely set by the ratio of these two resistors.

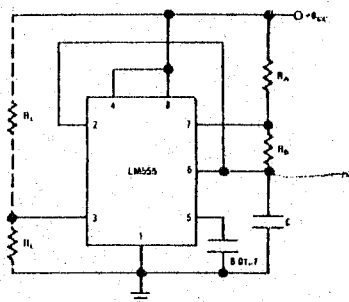


FIGURE 4. Astable

In this mode of operation, the capacitor charges and discharges between $1/3 V_{CC}$ and $2/3 V_{CC}$. As in the triggered mode, the charge and discharge times, and therefore the frequency are independent of the supply voltage.

Figure 5 shows the waveforms generated in this mode of operation.

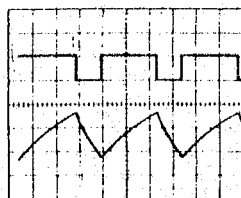


FIGURE 5. Astable Waveforms

The charge time (output high) is given by:
 $t_1 = 0.693 (R_A + R_B) C$

And the discharge time (output low) by:
 $t_2 = 0.693 (R_B) C$

Thus the total period is:
 $T = t_1 + t_2 = 0.693 (R_A + 2R_B) C$

EK B devan

The frequency of oscillation is:

$$f \propto \frac{1}{T} \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C}$$

Figure 6 may be used for quick determination of these RC values.

The duty cycle is: $D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$

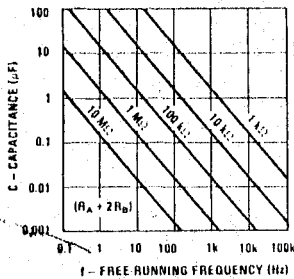
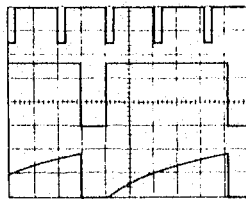


FIGURE 6. Free Running Frequency

FREQUENCY DIVIDER

The monostable circuit of Figure 1 can be used as a frequency divider by adjusting the length of the timing cycle. Figure 7 shows the waveforms generated in a divide by three circuit.



V_{CC} = 5V
TIME = 20 ns/DIV
R_A = 9.1 kΩ
C = 0.01 μF
Top Trace: Input 4V/Div
Middle Trace: Output 2V/Div
Bottom Trace: Capacitor 2V/Div

FIGURE 7. Frequency Divider

PULSE WIDTH MODULATOR

When the timer is connected in the monostable mode and triggered with a continuous pulse train, the output pulse width can be modulated by a signal applied to pin 5. Figure 8 shows the circuit, and in Figure 9 are some waveform examples.

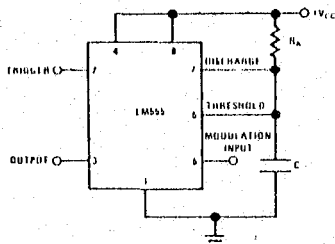
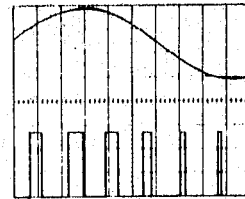


FIGURE 8. Pulse Width Modulator



V_{CC} = 5V
TIME = 0.2 ms/DIV
R_A = 9.1 kΩ
C = 0.01 μF
Top Trace: Modulation 1V/Div
Bottom Trace: Output 2V/Div

FIGURE 9. Pulse Width Modulator

PULSE POSITION MODULATOR

This application uses the timer connected in operation, as in Figure 10, with a modulating signal again applied to the control voltage terminal. position varies with the modulating signal, threshold voltage and hence the time delay. Figure 11 shows the waveforms generated for wave modulation signal.

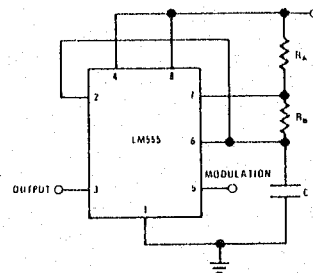
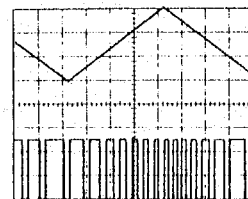


FIGURE 10. Pulse Position Modulator



V_{CC} = 5V
TIME = 0.1 ms/DIV
R_A = 9.1 kΩ
R_B = 10 kΩ
C = 0.01 μF
Top Trace: Modulation Input 1V/Div
Bottom Trace: Output 2V/Div

FIGURE 11. Pulse Position Modulator

LINEAR RAMP

When the pullup resistor, R_A, in the monostable mode is replaced by a constant current source, a

EL Budeyan

applications information (con't)

generated. Figure 12 shows a circuit configuration that will perform this function.

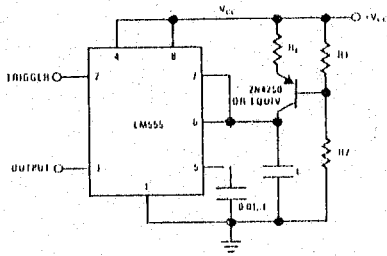


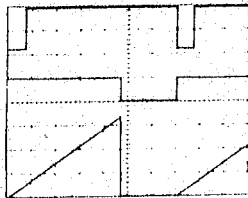
FIGURE 12.

Figure 13 shows waveforms generated by the linear ramp

The time interval is given by:

$$T = \frac{2/3 V_{CC} R_E (R_1 + R_2) C}{R_1 V_{CC} - V_{BE} (R_1 + R_2)}$$

$V_{BE} \approx 0.6V$



V_{CC} = 5V
 TIME = 20 µs/DIV
 R₁ = 47 kΩ
 R₂ = 100 kΩ
 R_E = 2.2 kΩ
 C = 0.01 µF

FIGURE 13. Linear Ramp

50% DUTY CYCLE OSCILLATOR

For a 50% duty cycle, the resistors R_A and R_B may be connected as in Figure 14. The time period for the out-

put high is the same as previous, $t_1 = 0.693 R_A C$. For the output low it is $t_2 =$

$$[(R_A + R_B)/(R_A + R_B)] CLn \left[\frac{R_B - 2R_A}{2R_B - R_A} \right]$$

Thus the frequency of oscillation is $f = \frac{1}{t_1 + t_2}$

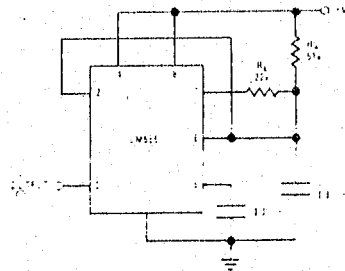


FIGURE 14. 50% Duty Cycle Oscillator

Note that this circuit will not oscillate if R_B is greater than 1/2 R_A because the junction of R_A and R_B cannot bring pin 6 down to 1/3 V_{CC} and trigger the lower comparator.

ADDITIONAL INFORMATION

Adequate power supply decoupling is necessary to protect associated circuitry. Minimum recommended 0.1µF capacitor in parallel with 10µF electrolytic.

Lower comparator storage time can be as long as 10µs when pin 2 is driven fully to ground for triggering. This limits the monostable pulse width to 10µs maximum.

Delay time reset to output is 0.47µs typical. Minimum reset pulse width must be 0.5µs typical.

Pin 7 current switches within 30 ns of the output (pin 3) voltage.

EK C devan

LM741/741C

absolute maximum ratings

Supply Voltage	LM741	+22V
	LM741C	+18V
Power Dissipation (Note 1)		500 mW
Differential Input Voltage		+30V
Input Voltage (Note 2)		+15V
Output Short-Circuit Duration		Indefinite
Operating Temperature Range	LM741	-55°C to 125°C
	LM741C	0°C to 70°C
Storage Temperature Range		-65°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)		300°C

electrical characteristics (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	LM741			LM741C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}, R_S = 10\text{ k}\Omega$		1.0	5.0		1.0	6.0	mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	200		30	200	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		200	500		200	500	nA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.3	1.0		0.3	1.0		M Ω
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 15\text{V}$		1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 15\text{V}$ $V_{OUT} = 10\text{V}, H_L = 2\text{ k}\Omega$	50	160		25	160		V/mV
Input Offset Voltage	$R_S = 10\text{ k}\Omega$			6.0			7.5	mV
Input Offset Current				500			300	nA
Input Bias Current				1.5			0.8	μA
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}, V_{OUT} = 10\text{V}$ $H_L = 2\text{ k}\Omega$	25			15			V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}, H_L = 10\text{ k}\Omega$ $H_L = 2\text{ k}\Omega$	+12 -10	+14 +13		+12 +10	+14 +13		V V
Input Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$	+12			+12			V
Common Mode Rejection Ratio	$R_S = 10\text{ k}\Omega$	70	90		70	90		dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$H_L = 10\text{ k}\Omega$	77	100		77	100		dB

Note 1: The maximum junction temperature of the LM741 is 160°C, while that of the LM741C is 100°C. For operating at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 160°C/W, junction to case.

Note 2: For supply voltages less than $\pm 15\text{V}$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15\text{V}$ and $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$, unless otherwise specified. With the LM741C, however, all specifications are limited to $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ and $V_S = \pm 15\text{V}$.

EK C devan



Operational Amplifiers

LM741/LM741C operational amplifier general description

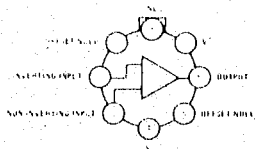
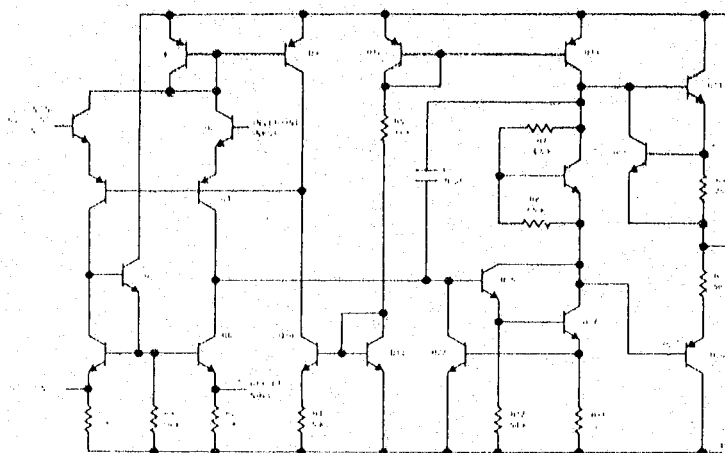
The LM741 and LM741C are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439, and 74B in most applications.

The offset voltage and offset current are quantified over the entire common mode range. The amplifiers also offer many features which make

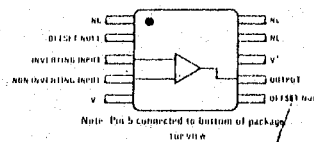
them application ready: foolproof overload protection on the input and output, no latchup when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C is identical to the LM741 except that the LM741C has its performance quantified over a 0°C to 70°C temperature range, instead of -55°C to 125°C.

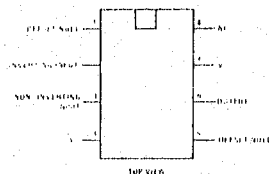
schematic and connection diagrams



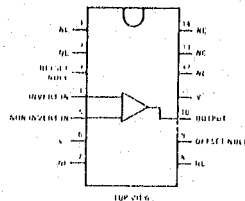
Order Number LM741H or LM741CH
See Package 11



Order Number LM741F
See Package 3



Order Number LM741CN
See Package 20



Order Number LM741CD
See Package 1
Order Number LM741CN-14
See Package 22

EK C devan

GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER **MC1458/MC1558/**
μA741/μA741C/SA741C/SA1458

T.O. 9-67-000000

μA741/741C/SA741C
MC1458/1558/SA1458-F.N.T

DESCRIPTION

The μA741 is a high performance operational amplifier with high open loop gain, internal compensation, high common mode range and exceptional temperature stability. The μA741 is short-circuit protected and allows for nulling of offset voltage.

The MC1558/MC1458/SA1458 consist of a pair of 741 operational amplifiers on a single chip.

FEATURES

- Internal frequency compensation
- Short circuit protection
- Excellent temperature stability
- High input voltage range
- No latch-up
- 1558/1458 are 2 "op amps" in space of one 741 package
- MC1558 MII std 883A,B,C available
- μA741 MII std 883A,B,C available

PIN CONFIGURATIONS

F.N-14 PACKAGE

ORDER PART NO.
μA741F
μA741N-14
μA741CF
μA741CN-14
SA741CF
SA741CN-14

T PACKAGE

ORDER PART NO.
μA741T
μA741CT
SA741CT

N PACKAGE

ORDER PART NO.
μA741N
μA741CN
SA741CN

F.N-14 PACKAGE

ORDER PART NO.
MC1458F
MC1558F
SA1458F
MC1458N-14
MC1558N-14
SA1458N-14

T PACKAGE

ORDER PART NO.
MC1458T
MC1558T
SA1458T

N PACKAGE

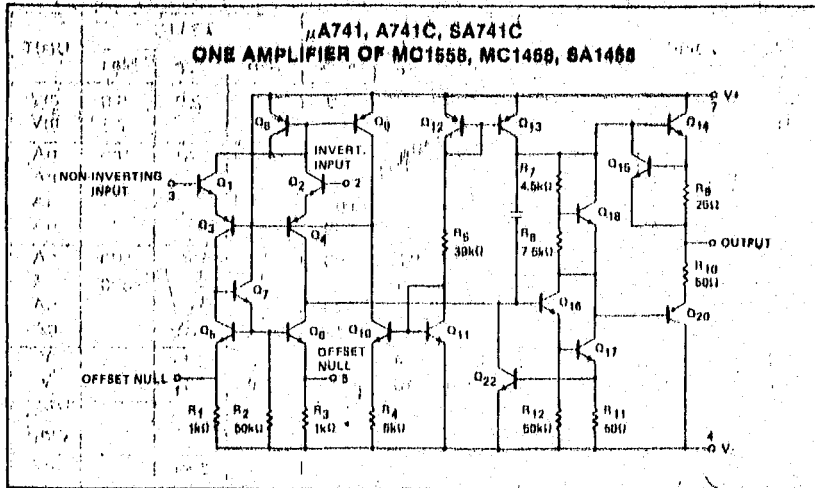
ORDER PART NO.
MC1458N
MC1558N
SA1458N

EK Ç devam

GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER **MC1458/MC1558/
μA741/μA741C/SA741C/SA1458**

μA741/741C/SA741C,
MC1458/1558/SA1458-F,N,T

EQUIVALENT SCHEMATIC



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PARAMETER	RATING	UNIT
Supply voltage		
SA741C, μA741C, MC1458, SA1458	±18	V
μA741, MC1558	±22	V
Internal power dissipation, N-14	600	mW
N package	500	mW
T package ¹	800	mW
F package	1000	mW
Differential input voltage	±30	V
Input voltage ²	±15	V
Output short-circuit duration	Continuous	
Operating temperature range		
μA741C, MC1458	0 to +70	°C
SA741C, SA1458	-40 to +85	°C
μA741, MC1558	-55 to +125	°C
Storage temperature range ³	-65 to +150	°C
Lead temperature (soldering 60sec)	300	°C

NOTES

1. Ratings based on thermal resistances, junction to ambient, of 208°C/W, 240°C/W, 150°C/W, 110°C/W for N-14, N, T and F packages respectively, and a maximum junction temperature of 150°C.
2. For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

E. C. devan

GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER

MC1458/MC1558/

 μ A741/ μ A741C/SA741C/SA1458 μ A741/741C/SA741C,

MC1458/1558/SA1458-F.N.T.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise specified.

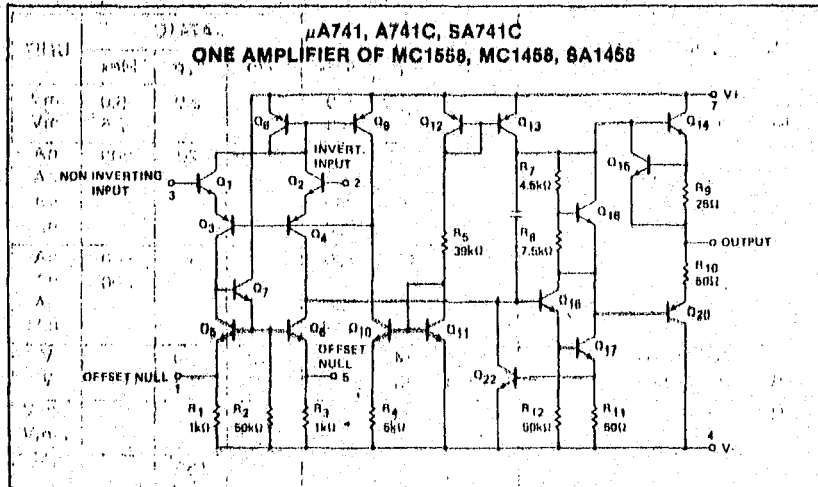
PARAMETER	TEST CONDITIONS	μ A741			μ A741C			UNIT
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{OS} Offset voltage	$R_S = 10\text{k}\Omega$ $R_S = 10\text{k}\Omega$, over temp.		1.0 1.0	5.0 6.0		2.0	6.0 7.5	mV mV
I_{OS} Offset current	Over temp. $T_A = +125^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$		20 7.0 20	200 200 500		20	200 300	nA nA nA
I_{IBS} Input bias current	Over temp. $T_A = +125^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$		80 30 300	500 500 1500		80	500 800	nA nA nA
V_{OUT} Output voltage swing	$R_L = 10\text{k}\Omega$ $R_L = 2\text{k}\Omega$, over temp.	± 12 ± 10	± 14 ± 13		± 12 ± 10	± 14 ± 13		V V
A_{VOL} Large signal voltage gain	$R_L = 2\text{k}\Omega$, $V_O = \pm 10\text{V}$ $R_L = 2\text{k}\Omega$, $V_O = \pm 10\text{V}$, over temp.	50 25	200		20 15	200		V/mV V/mV
Offset voltage adjustment range			± 30			± 30		mV
$PSRR$ Supply voltage rejection ratio	$R_S \leq 10\text{k}\Omega$ $R_S \leq 10\text{k}\Omega$, over temp.		10	150		10	150	$\mu\text{V/V}$ $\mu\text{V/V}$
$CMRR$ Common mode rejection ratio	Over temp.	70	90					dB dB
I_{CC} Supply current	$T_A = +125^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$		1.4 1.5 2.0	2.8 2.5 3.3		1.4	2.8	mA mA mA
V_{IN} Input voltage range	(μ A741, over temp.)	± 12	± 13		± 12	± 13		V
R_{IN} Input resistance		0.3	2.0		0.3	2.0		M Ω
P_d Power consumption	$T_A = +125^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$		50 45 45	85 75 100		50	85	mW mW mW
R_{OUT} Output resistance			75			75		Ω
I_{SC} Output short-circuit current			25			25		mA

EK C devan

GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER **MC1458/MC1558/**
μA741/μA741C/SA741C/SA1458

μA741/741C/SA741C,
MC1458/1558/SA1458-F,N,T

EQUIVALENT SCHEMATIC



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PARAMETER	RATING	UNIT
Supply voltage	±18	V
SA741C, μA741C, MC1458, SA1458	±22	V
μA741, MC1558	±22	V
Internal power dissipation, N-14	600	mW
N package	500	mW
T package ¹	800	mW
F package	1000	mW
Differential input voltage	±30	V
Input voltage ²	±15	V
Output short-circuit duration	Continuous	
Operating temperature range		
μA741C, MC1458	0 to +70	°C
SA741C, SA1458	-40 to +85	°C
μA741, MC1558	-55 to +125	°C
Storage temperature range	-65 to +150	°C
Lead temperature (soldering 60sec)	300	°C

NOTES

- Ratings based on thermal resistances, junction to ambient, of 208°C/W, 240°C/W, 150°C/W, 110°C/W for N-14, N, T and F packages respectively, and a maximum junction temperature of 150°C.
- For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

EK C devan

GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER

MC1458/MC1558/
μA741/μA741C/SA741C/SA1458μA741/741C/SA741C,
MC1458/1558/SA1458-F,N,TDC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Cont'd) $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise specified.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	SA741C			MC1558			UNIT
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{OS} Offset voltage	$R_S = 10\text{k}\Omega$ $R_S = 10\text{k}\Omega$, over temp.		2.0	6.0 7.5		1.0	5.0 6.0	mV mV
I_{OS} Offset current	Over temp.		20	200 500		20	200 500	nA nA
I_{BIAS} Input bias current	Over temp.		80	500 1500		80	500 1500	nA nA
V_{OUT} Output voltage swing	$R_L = 10\text{k}\Omega$ $R_L = 2\text{k}\Omega$, over temp.	± 12 ± 10	± 14 ± 13		± 12 ± 10	± 14 ± 13		V V
A_{VOL} Large signal voltage gain	$R_L = 2\text{k}\Omega$, $V_O = \pm 10\text{V}$ $R_L = 2\text{k}\Omega$, $V_O = \pm 10\text{V}$, over temp.	20 15	200		50 25	100		V/mV V/mV
Offset voltage adjustment range			± 30			± 30		mV
$PSRR$ Supply voltage rejection ratio	$R_S \leq 10\text{k}\Omega$		10	150		30	150	$\mu\text{V/V}$
$CMRR$ Common mode rejection ratio						70	90	dB
I_{CC} Supply current			1.4	2.8		2.3	5.6	mA
V_{IN} Input voltage range	(μA741 , over temp.)	± 12	± 13		± 12	± 13		V
R_{IN} Input resistance		0.3	2.0					M Ω
P_d Power consumption			50	85		70	150	mW
R_{OUT} Channel separation						120		dB
I_{SC} Output short-circuit current			75			25		Ω mA

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Cont'd) $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise specified.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MC1458			SA1458			UNIT
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{OS} Offset voltage	$R_S = 10\text{k}\Omega$ $R_S = 10\text{k}\Omega$, over temp.		2.0	6.0 7.5		2.0	6.0 7.5	mV mV
I_{OS} Offset current	Over temp.		20	200 300		20	200 500	nA nA
I_{BIAS} Input bias current	Over temp.		80	500 800		80	500 1500	nA nA
V_{OUT} Output voltage swing	$R_L = 10\text{k}\Omega$ $R_L = 2\text{k}\Omega$, over temp.	± 12 ± 10	± 14 ± 13		± 12 ± 10	± 14 ± 13		V V
A_{VOL} Large signal voltage gain	$R_L = 2\text{k}\Omega$, $V_O = \pm 10\text{V}$ $R_L = 2\text{k}\Omega$, $V_O = \pm 10\text{V}$, over temp.	25 15	200		25 15	200		V/mV V/mV
Offset voltage adjustment range			± 30			± 30		mV
$PSRR$ Supply voltage rejection ratio	$R_S \leq 10\text{k}\Omega$		30	170		30	150	$\mu\text{V/V}$
$CMRR$ Common mode rejection ratio			70	90		70	90	dB
I_{CC} Supply current			2.3	5.0		2.3	5.6	mA
V_{IN} Input voltage range	(μA741 , over temp.)	± 12	± 13		± 12	± 13		V
R_{IN} Input resistance								M Ω
P_d Power consumption			70	170		70	170	mW
R_{OUT} Channel separation						120		dB
I_{SC} Output short-circuit current			25			25		mA

EL C devan

GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER

MC1458/MC1558/

μA741/μA741C/SA741C/SA1458

ON TAI 0183 (1-7-75)
 TA 3-100-10P (3-5-75)

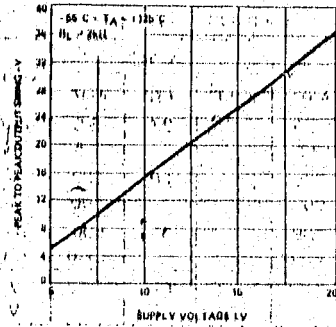
μA741/741C/SA741C
 MC1458/1558/SA1458-F.N.T

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise specified.

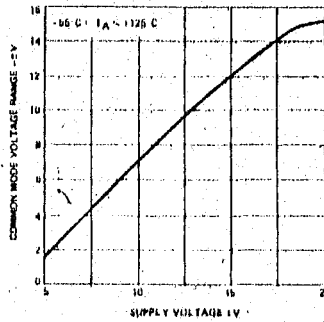
PARAMETER	TEST CONDITIONS	μA741, μA741C, SA741C			MC1558, MC1458, SA1458			UNIT
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Parallel input resistance	Open loop, $f = 20\text{Hz}$				0.3			MΩ
Parallel input capacitance	Open loop, $f = 20\text{Hz}$		1.4					pF
Common mode input impedance	$f = 20\text{Hz}$					200		MΩ
Equivalent input noise voltage	$A_v = 100$, $R_S = 10\text{k}\Omega$, $B_w = 1.0\text{kHz}$ $f = 1.0\text{kHz}$.45		nV/√Hz
Power bandwidth	$A_v = 1$, $R_L = 2.0\text{k}\Omega$, THD $\leq 5\%$ $V_{out} = 20\text{Vp-p}$					14		kHz
Phase margin						65		degrees
Gain margin						11		dB
Unity gain crossover frequency	Open loop		1.0			1.0		MHz
Transient response unity gain	$V_{in} = 20\text{mV}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, $C_L \leq 100\text{pf}$							
Rise time			0.3			0.3		μs
Overshoot			5.0			5.0		%
Slew rate	$C \leq 100\text{pf}$, $R_L \geq 2\text{k}$, $V_{in} = \pm 10\text{V}$		0.5			0.6		V/μs

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

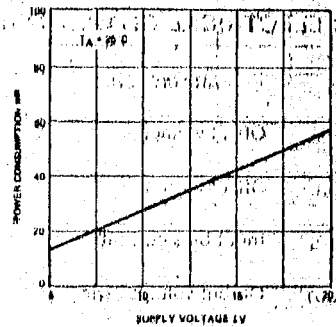
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



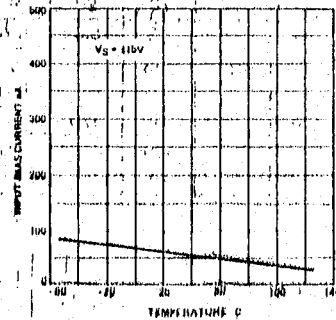
INPUT COMMON MODE VOLTAGE RANGE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



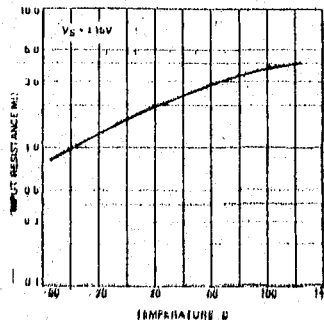
POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



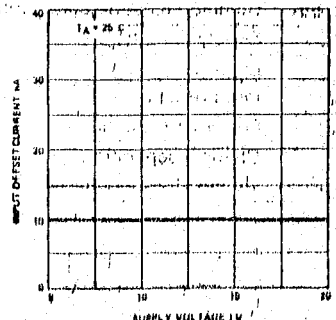
INPUT BIAS CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



INPUT RESISTANCE AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



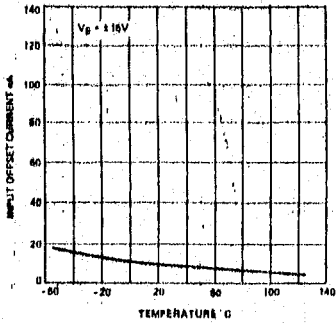
GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER

**MC1458/MC1558/
μA741/μA741C/SA741C/SA1458**

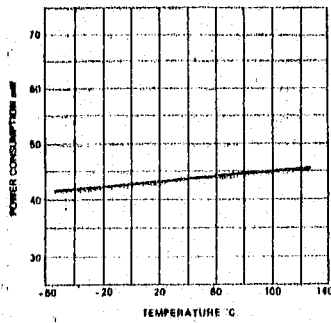
μA741/741C/SA741C,
MC1458/1558/SA1458-F,N,T

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Cont'd)

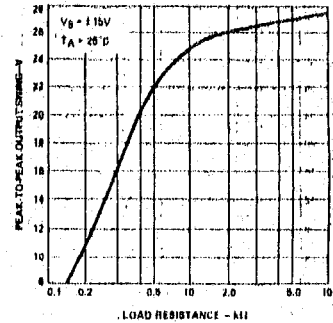
INPUT OFFSET CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



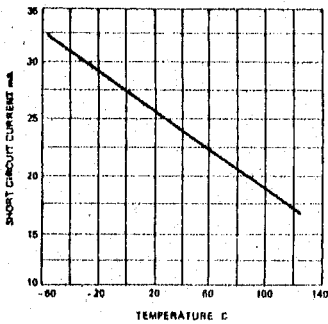
POWER CONSUMPTION AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



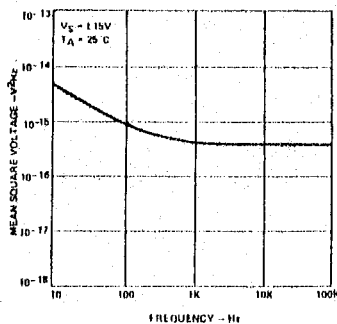
OUTPUT VOLTAGE SWING AS A FUNCTION OF LOAD RESISTANCE



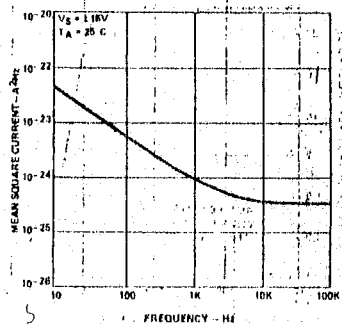
OUTPUT SHORT-CIRCUIT CURRENT AS A FUNCTION OF AMBIENT TEMPERATURE



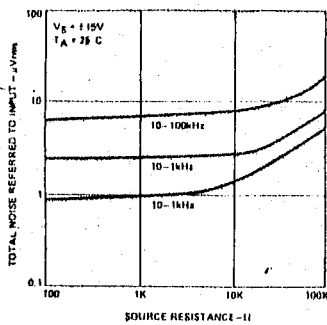
INPUT NOISE VOLTAGE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



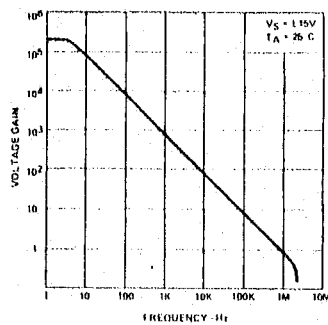
INPUT NOISE CURRENT AS A FUNCTION OF FREQUENCY



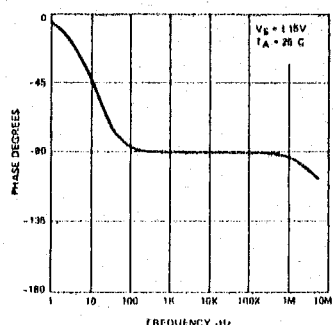
BROADBAND NOISE FOR VARIOUS BANDWIDTHS



OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AS A FUNCTION OF FREQUENCY



OPEN LOOP PHASE RESPONSE AS A FUNCTION OF FREQUENCY



EK C devan

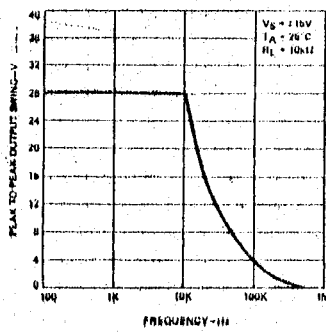
GENERAL PURPOSE OPERATIONAL AMPLIFIER

**MC1458/MC1558/
μA741/μA741C/SA741C/SA1458**

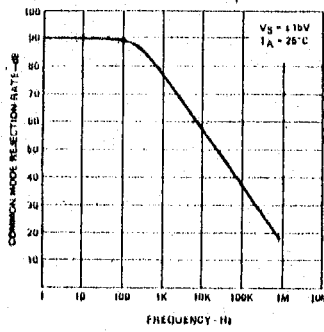
μA741/741C/SA741C,
MC1458/1558/SA1458-F,N,T

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Cont'd)

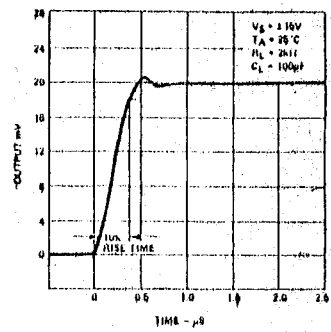
**OUTPUT VOLTAGE SWING
AS A FUNCTION OF
FREQUENCY**



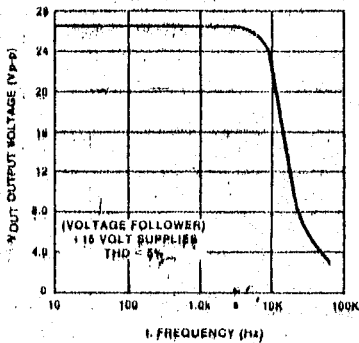
**COMMON MODE REJECTION
RATIO AS A FUNCTION OF
FREQUENCY**



TRANSIENT RESPONSE

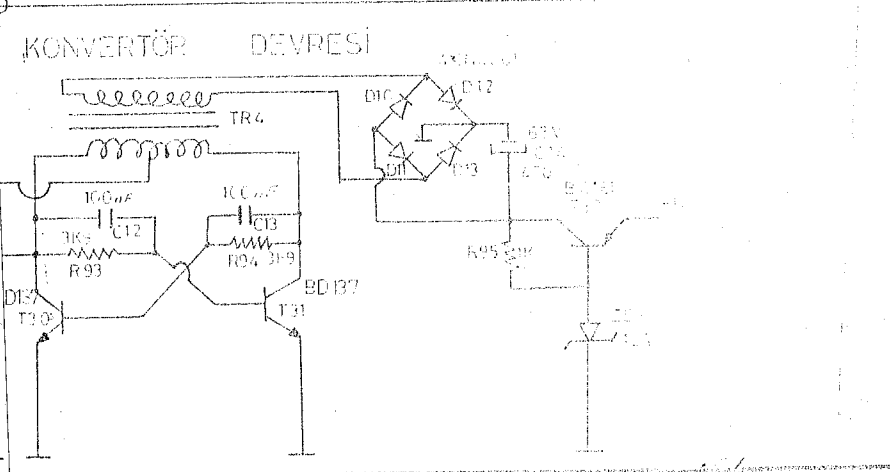
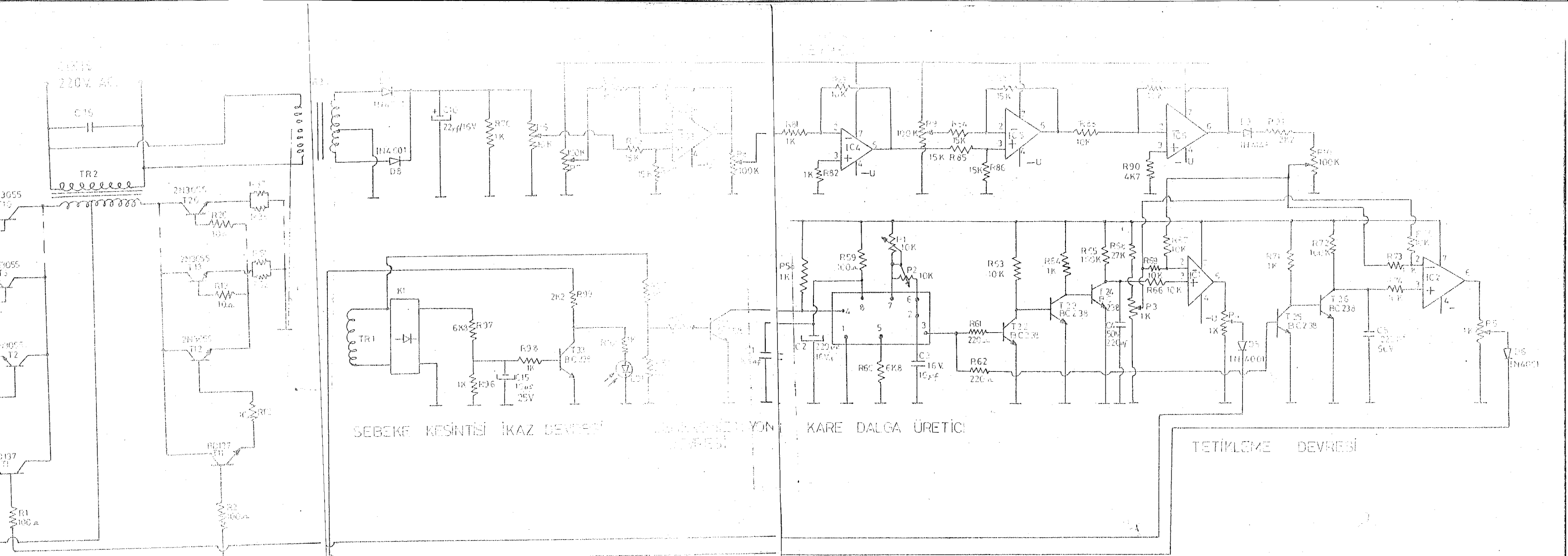


**POWER BANDWIDTH
(Large Signal Swing vs Frequency)**



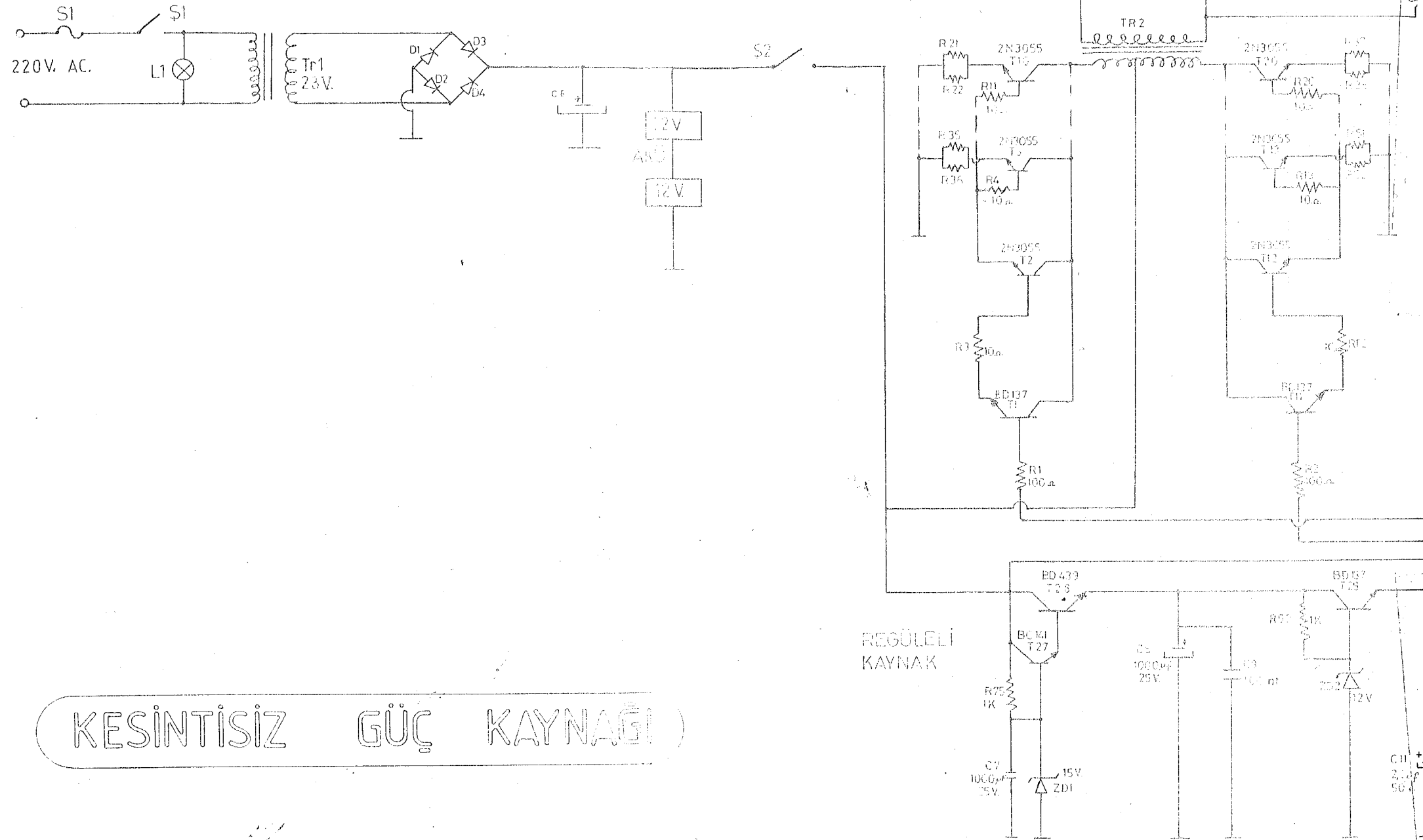
KAYNAKÇA

- Berran, Timucin. TÜbitak Marmara Bilimsel ve Endüstriyel Araştırma Enstitüsü EBOEM (elektronik bakım ve onarım eğitim merkezi) İşlemsel kuvvetlendiriciler. Yayın no:15 Şubat 1983
- Serçe, Süleyman. TÜbitak Marmara Bilimsel ve Endüstriyel Araştırma Enstitüsü EBOEM (elektronik bakım ve onarım eğitim merkezi) İşlemsel Kuvvetlendiriciler. Yayın no:24 Nisan 1984
- Mutlu. Stasyonel ve Traksiyonek Akümülatörleri seminer notları 19-22 Aralık 1983
- Elektronik Devreleri Laboratuvarı Deneyleri İ.T.Ü. Elektrik-Elektronik Fakültesi, 1985
- Güven, Ökten ve Pinar. İ.Y.T.Ö.O. Elektronik bölümü bitirme projesi. 1979, 1980
- Tanju, Celal. Kesintisiz güç Sistemleri İçin Invertör (evirici) Tasarımı. O.D.T.Ü. Elektrik Müh. Böl. Gaziantep.
- Mutlu. (Sabit tesis ve çekici) Stationary-Tractionary Akümülatör İmalatımız Hakkında Genel Bilgiler.
- AEG-TELEFUNKEN. Semiconductor. Short-form catalogue 1978-1979
- ELO Elektronik. Elektronigin Temelleri ve Uygulamaları cilt:1
- Tanju, Celal. Darbe Modülasyon teknikleri ve Güç Invertörlerine Uygulama Olanakları. O.D.T.Ü. Elektrik Müh. Böl. Gaziantep
- Ersak, ve diğerleri. Kesintisiz Güç Kaynağı Tasarım O.D.T.Ü. Elektrik Mühendisliği Bölümü. Ankara.
- National IC8. Linear Integrated Circuits. Semad Electronics Ltd.
- Karasar, Niyazi. Araştırmalarda Rapor Hazırlama Yöntemi: Kavramlar, İlkeler, Teknikler. Ankara A.Ü. Eğitim Fakültesi, 1981



TETİKLEME DEVRESİ

MARMARA ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ	
YÜKSEK LİSANS TEZİ	
HAZIRLAYAN	KONTROL
Namık YALDIRAK	



KESİNTİSİZ GÜÇ KAYNAĞI