

T C
ANADOLU ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI

BİPOLAR CİHAZININ
TASARIM VE GERÇEKLENMESİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

DANIŞMAN: Doç. Dr. BİNBOĞA SİDDİK YARMAN

ENGİN SEZİCİ

T. C.
ANADOLU ÜNİVERSİTESİ
MERKEZ KÜTÜPHANESİ

ESKİŞEHİR 1986

Dünya nüfusunun artışı ile birlikte, sağlıklı olmaya olan gereksinim de artmış dolayısıyla tıbbi alandaki gelişmeler hızlanmıştır. Tıbbi alandaki bu gelişmenin en büyük nedeni iki önemli bilim dalının ortak çalışmaya girmesidir ki bunlar tıp ve mühendisliktir. Bu iki bilim dalının arasında benzerlikler olduğu gibi farklılıklarda vardır. Fakat hiç şüphe yoktur ki ortak çalışma mükemmel sonuçlar doğuracaktır.

ÖZET

ELECTROSURGERY

Bu tez çalışmasında Türkiye koşullarında koagülatör biriminin tasarımı ve gerçekleştirilmesi yapılmıştır. Tasarım içerisinde kullanılan her bir komponent kolayca temin edilebilir olup tüm devre tasarımı Anadolu Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü laboratuvarlarında gerçekleştirilmiştir.

1,854 MHz'de 50Ω çıkış empedansına 15 Watt basabilecek bir tasarımın Biyo-Medikal alanında uygulanması sağlanmış olup ameliyathanelerde sürekli kullanılan bu cihazın çalışma prensipleri göz önüne alınarak, bu prensiplerden ayrılmadan Türkiye'de de uygun maliyetlerde gerçekleştirilebileceği ispat edilmiştir.

SUMMARY

In this thesis, design and practical realization of Electro-surgery equipment has been carried out in our laboratories.

The power amplifier which has been designed as part of this thesis can provide maximum 15 Watt on a 50 ohm resistive load. The operating frequency of the circuit is 1,85 MHz which is the usual center frequency used in similar commercial medical circuits. It has been exhibited that this unit can be produced economically without leaving the basic operating principles behind the electro-surgery unit.

Bu tasarımın gerekleşmesinde yerinde kararlar vererek beni alışmayı bitirmeye azmettiren, değerli grşlerini benden esirgemeyen Sayın Hocam Doç.Dr. Bekir Sıddık Binboğa YARMAN'a, yüksek lisansımın tamamlanmasında bana destek olup gerekli kolaylıkları gösteren Bölüm Başkanımız Sayın Doç.Dr. Atalay BARKANA'ya, tez çalışmalarım esnasında beni yalnız bırakmayarak tüm devrelerin gerçekleştirilmesinde büyük katkıları olan Mehmet CAN'a, sekil çizimlerini yapan Birsen BAYDAR'a, tez çalışmamı yazan Nurgan SAğIR'a ve gerekli düzeltmelerde katkıları bulunan Aynur AYHAN'a teşekkür etmeyi bir borç biliyorum.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
GİRİŞ	1
I. ELECTROSURGERY DEVRELER	5
I.1. VAKUM TÜPLÜ DEVRELER	8
I.2. YARI İLETKEN DEVRELER	8
II. TASARIMLANAN DEVRE	10
II.1. OSİLATÖR	13
III. A-STABLE MULTİVİBRATÖR	19
IV. ÖN YÜKSELTİCİ	21
V. GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ	23
SONUÇ	39
EK	41
KAYNAKLAR	52

GİRİŞ

Temelde, elektrik akımının doku üzerinde iki etkisi vardır. Birincisi, sinir sisteminin uyarılarak elektro kimyasal aksiyon potansiyellerinin harekete geçmesidir. İkincisi, doku üzerinde harcanan elektrik enerjisi buradaki sıcaklığın artmasına neden olur. Yeterli sıcaklığa erişildiğinde doku tahribatı (yanması) oluşur. Kontrol altına alınmış belli bir amaç doğrultusunda kullanılan elektrik akımı ile elektriksel yanmalar akım yoğunluğunun büyük olduğu elektrodun doku ile temas ettiği noktalarda lokalize tahribatla sınırlandırılırlar. Halbuki yüksek gerilimle oluşan endüstriyel kazalarda insan vücudunda harcanan elektrik enerjisi önemli ölçüde tehlikeli ve vücudun büyük bölümünün yanmasına neden olacak hatta ölüme sonuçlanabilecek olaylara neden olmaktadır.

Elektrosurgery'de radyo frekansı generatöründen elde edilmiş yüksek frekanslı akım dokuyu kesmek veya ufak damarları koagüle etmekte kullanılır.

Electrosurgery enstrumanları dalgalı akım kaynağı olup radyo frekanslarında çalışırlar. Tipik electrosurgery enstrumanlarının çalışma frekans aralıkları 300 + 3000 KHz dir. Operatör bu enstrumani dokuları kesmek ve homojen damarları koterize etmek için kullanır.

Yüksek frekanslı akımın cerrahi alanda kullanımı 1900'lerin başına raslar. Tesle ve Oudin, bobin rezonatörlerinin, kıvılcım aralığı "spark gap" ile birleştirerek düşük akımlarda yüksek gerilim üretmek için kullandılar. Bu üretilen düşük akımlı yüksek gerilim aktif elektrottan çıkan kıvılcım şelalesi yaratarak sathayakın dokuların tahribi için kullandılar. Hasta ile electrosurgery arasında hiç bir dönüş bağlantısı sağlanmadı. Daha sonra-

ları vakum tüplerinin bu alana girmesiyle devreler daha düşük gerilim ve daha yüksek akımlarda tasarımlanabilir hale geldiler. Bununla birlikte yüksek akımlarda devreyi tamamlayabilmek için güvenilir iletken bir dönüş yoluna ihtiyaç duyduklarından "dispersive" elektrotlarla tanışıldı.

Spark gap oscillatörlerinde, spark gap'ın periyodik rezonans devreleri harekete geçirilip 0,4 + 0,8 MHz arası yüksek frekans dalgaları elde edildi.

Daha sonraları yarı iletken komponentler kullanılarak enstrümanın boyut olarak ufalmasına ve spark gap prensibini kullanmaksızın daha zengin dalga şekilleri üretilmesine yol açıldı.

Electrosurgery de dokuları tahrip eden ısı elektro koter de olduğu gibi ısıtılmış bir telle sağlanmamıştır. Bu ısı yüksek frekanslı elektrik enerjisinin dokuya verilmesi ile gerçekleştirilmiştir. Akım yoğunluğu ve dokuya uygulanma süresi dokuya verilecek ısının miktarını belirler. Aktif elektrotların küçük uçları cerrahi müdahale yapılacak yerdeki akım yoğunluğunu arttırır. Kesme işlemi için kullanılan özel elektrotlar kararlı olup electrosurgery akımın konsantre olmasını sağlarlar. Halbuki koagülasyon için kullanılan elektrotların daha geniş yüzey alanları vardır. Her iki karakteristikte jilet tipi tek bir elektrotla birleştirilip kesme ve koagülasyon işlemi için değiştirilmeye neden olmazlar.

Şekil 1 electrosurgery'nin ardında yatan temel prensibi anlatmaktadır. Burada radyo frekansında çalışan güç jeneratörüne bağlı iki elektrot vardır. Bunlardan bir tanesi aktif diğeri ise pasif elektrottur. Aktif elektrot diğer elektrota kıyasla daha küçük bir alana sahip olup cerrahın bu elektrodu prob gibi kullanmasına avantaj sağlar.

Pasif elektrot aktif elektrottan çok daha büyük bir alana sahip olup genelde hastanın kaba etleri altına konur. Eskiden me-

tal kaplı olan bu pasif elektrotlara hasta plaketi "patient plate" adı verilir. Pasif elektrotların tipine bakmaksızın çalışma prensibi Şekil 1 de görüldüğü gibidir. Hasta plaketinden geçen akım aktif elektrotta geçen akımla eşdeğerdir. Fakat aktif elektrodun yüzey olarak pasif elektrotdan çok küçük olması nedeni ile aktif elektrottaki akım yoğunluğu -metrekare başına düşen amper- çok daha fazladır. İki elektrot arasındaki akım yoğunluklarının farklı olması sonucu olarak pasif elektrot hafifçe ısınırken aktif elektrot altındaki doku tahrip olma derecesinde ısınır.

Doku ısınması dokuda harcanan güçle bağıntılı olarak aşağıdaki gösterimden hesaplanabilir.

$$P = \rho V I_d^2 \quad (1.1)$$

Burada,

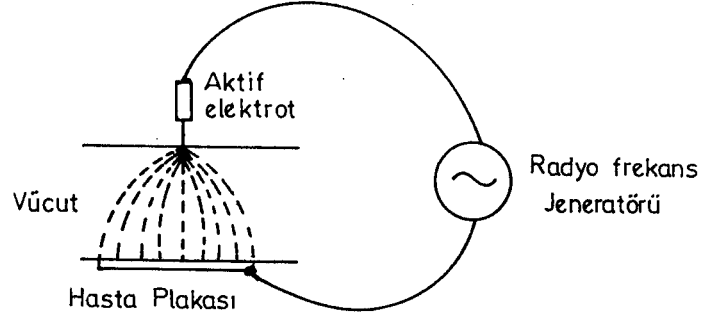
$$P = \text{Güç (W)}$$

$$\rho = \text{Dokunun direnci } (\Omega - m)$$

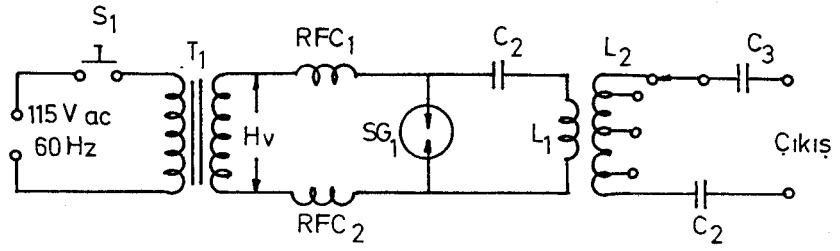
$$V = \text{Hacim } (m^3)$$

$$I_d = \text{Akım yoğunluğu } (A/m^2)$$

Bazı durumlarda cerrah bipolar elektrot kullanmak ister ki bu durumda pasif elektrota ihtiyaç yoktur. Bipolar sistemde çıkış terminalleri cerrahın elindeki elektrota monte edilmiştir. Radyo frekansındaki akım operatörünün elindeki elektrodun uçları arasında akar. Bu durumda akım yoğunluğu unipolar elektroda göre çok daha fazladır.



SEKİL 1. Electrosurgery'nin Temel Kavramı.



SEKİL 2. Kıvılcım Aralığı "Spark Gap" Radyo Frekans Jeneratörü

I. ELECTROSURGERY DEVRELER

İlk electrosurgery makinaları, gemilerin, radyo telgraf istasyonların ve amatör radyo operatörlerinin spark gap vericileri kullandıkları sırada aynı spark gap teknolojisi kullanılarak üretilmişlerdir. Elektroniğin günümüzde büyük ilerlemeler kaydetmesine rağmen halen spark gap prensibiyle çalışan tüplü model electrosurgery'lerin üretilmesi hayli şaşırtıcı olup açıklaması, elektronik komponentlere göre daha düşük frekanslarda çalışabilen tüplerin çok daha yüksek çıkış gücü verebilmesi gösterilebilir. Şekil 2 spark gap çalışmasını gösteren bir devredir.

T_1 trafosu 115 V da gelen hat gerilimini spark gap teli tungsten uçları arasındaki havayı iyonize edebilecek potansiyele çıkarmaya yaramaktadır. Bir çok jeneratör bu iş için yaklaşık 2000 + 3000 V arası bir gerilim kullanır. Aradaki boşluk ark yapmaya başlayınca, radyo frekans komponentleri bakımından zengin olan bir osilasyon meydana gelir. Bu akım tank devresi (C_1/L_1) de salınırken, çıkış devresine (L_1/L_2) ile kuple edilmiştir.

Hastaya uygulanan çıkış güç seviyesi S_2 anahtarı ile ayarlanabilir. S_2 anahtarı aktif elektrodu L_2 endüktörünün değişik uçlarına bağlayabilmektedir. Tasarıma ve uygulanan gerilime bağlı olarak, spark gap çıkış gücü 25 ila bir kaç yüz watt arasında değişebilir.

Spark gap jeneratöründen üretilen frekans spektrumu L_1/C_1 in rezonans frekansına merkezlenmiştir. Bununla birlikte önemli ölçüde frekans bileşimleri merkez frekansından uzak yerlerde oluşmuşlardır.

Radyo frekans şokları (RFC1 ve RFC2) radyo frekans enerjisinin güç kaynağına gitmesini önler.

Spark gap jeneratörlerin asıl kullanımını kanayan damarların dağılması ve koagülasyonu içindir. Bir çok enstruman iki modda çalışıp kesme ve koagülasyon işlemi yapabilir. Kesme işlemi için kullanılan dalga şekli temiz ve sürekli bir sinüs olup koagülasyon işlemi için spark gap'ten üretilen dalga sönümlü osilasyondur. (Şekil 3(a),(b)). Tabii ki bu dalga şekilleri tasarıma bağlıdır.

Şekil 3(b)'de gösterilen sönümlü koagülasyon dalgası Şekil 4 de gösterilen devreden üretilmiştir. Buradaki Vakum tüpü V_1 bir güç tayratron'u olup gerilim seviyesini tetikleyen bir anahtar gibi çalışmaktadır. Tayratron gaz dolu triod'tur. Katod plakası grid ve katod arasındaki gerilimin belli bir eşik noktasını aşana kadar yüksek empedansta kalır. Bu noktada tüpün içerisindeki gaz iyonize olup plaka ve katod arasındaki empedansı düşürür. Bundan sonra tayratron aynen tek jonksiyon (unijunction) bir tranzistor gibi davranmaya başlar ve anahtar görevi görerek radyo frekans tank devresine basamak fonksiyonu potansiyelini uygular (step function potential). Bu devrenin çalışma prensibi şöyle sıralanabilir.

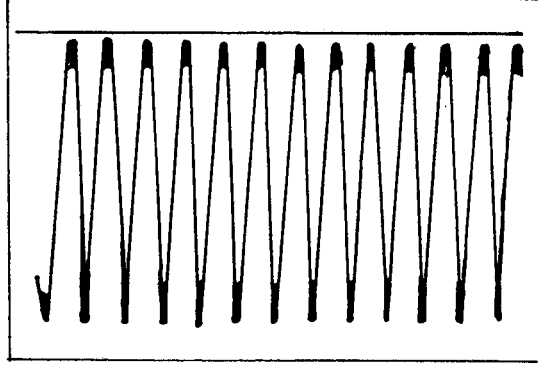
1. Güç ilk uygulandığında, tayratron V_1 kapalıdır. C_3 kondansatörü radyo frekans şok bobini L_3 üzerinden L_1 'e doğru şarj olur.

2. Darbe jeneratör devresi V_1 'in gridine 25 KHz'de darbeler yollar.

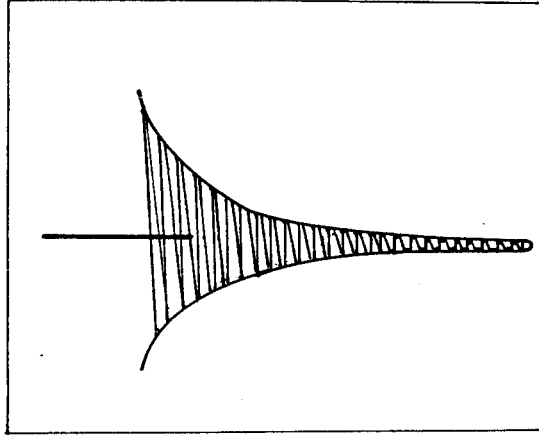
3. Grid'e uygulanan darbe genliği V_1 'in eşik potansiyelini aşar aşmaz tayratron iyonize olup hızla C_3 kondansatörünü boşaltırken L_1/C_3 basamak fonksiyonu uygular.

4. L_1/C_3 'den gelen enerji çıkışa kuple edilir. Buradaki D_1 diyotu Şekil 3(b)'de gösterilen sönümlü dalga formunu gerçekleştirir.

5. Daha sonra tayratron tekrar iyonize olarak C_3 kondansatörünün şarj olmasını sağlar.



(a)



(b)

ŞEKİL 3. Electrosurgery Dalga Şekilleri

(a) Sinüzoidal Kesim Dalga Sekli

(b) Sönümlü Koagülasyon Dalga Sekli

6. Diğer darbe, darbe jeneratörü tarafından yollandığında yukarıdaki çalışma prensibi tekrarlanır.

Kesme osilatörü genelde electrosurgery'nin çıkış terminaline koagülasyon osilatörüne paralel olarak bağlanır. Şekildeki devrede gösterildiği gibi iki osilatör arasındaki girişimi önlemek için paralel rezonans devresi (L_2/C_4) kullanılmıştır. Bu tank devresi kesme osilatörüne karşı yüksek empedans olarak davranarak kesme osilatörünün koagülasyon devresine etkisini azaltır. Aynı şekilde bir paralel rezonans devresi koagülasyon osilatörünü sinyali bloke etmek için kesme osilatör devresinde kullanılabilir.

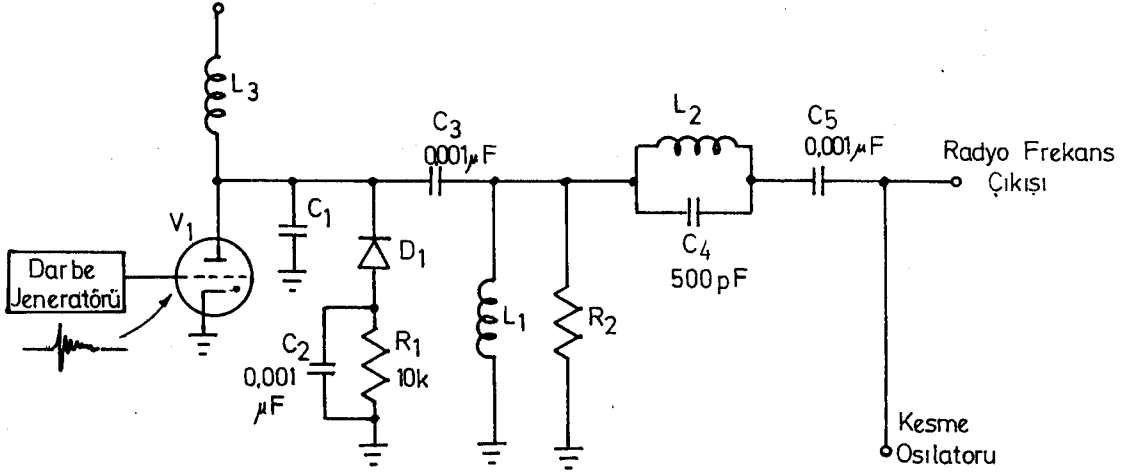
I.1. VAKUM TÜPLÜ DEVRELER

Radio vericileri tipik olarak yüksek radyo frekans güçlerine erişebilmek için iki ya da daha fazla kuvvetlendirici katları kullanırlar. Daha düşük güç osilatörleri ön yükseltici ve sürücü devreleri olarak kullanılıp güç yükselticisini sürmeye yararlar. Halbuki vakum tüplü electrosurgery'lerin çoğu Şekil 5'de gösterilen güç osilatörleri kullanırlar.

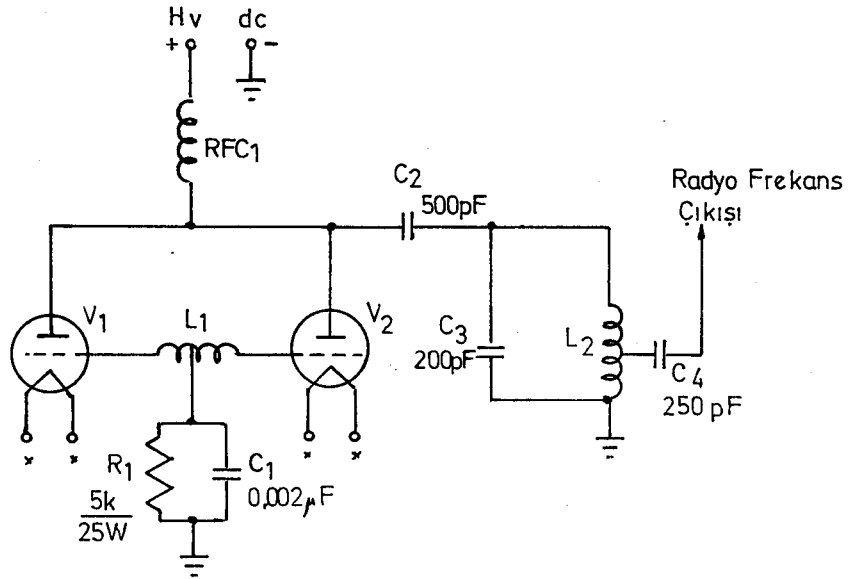
Bu devrenin çalışma prensibi şöyle açıklanabilir. Şekilde gösterilen devreye besleme uygulandığında C_2 ve C_3 kondansatörleri ve L_2 bobininin paralelinden oluşan ($C_2/C_3/L_2$) tank devresi rezonans frekansında salınmaya başlar. Tank devresinden gelen radyo frekans enerjisi V_1/V_2 'nin gridlerine tüpün iç elektrot kondansatörü ile bağlanır. L_1 bobininden oluşturulan grid sinyali topraktan yüksekte tutulur. Doğru akım kutuplaması C_1/R_1 'den elde edilir.

I.2. YARI İLETKEN DEVRELER

Yarı iletken teknolojisi seneler önce geliştirilmiş olup tranzistörlü electrosurgery devreler makul fiyatlarda üretime su-



ŞEKİL 4. Tayratron Koagülasyon Akım Jeneratörü



ŞEKİL 5. Kesim Akımı İçin Çift Triodlu Sinüzoidal Osilatör

nulmuştur. Bugün artık yeniden tasarımılanan electrosurgery enstru-
manları yarı iletkenli modellerdir. Bu modeller vakum tüp ve spark
gap teknolojisi ile üretilen electrosurgery modellerinden boyut
olarak çok daha ufaktırlar.

Şekil 6'da yarı iletken radyo frekans güç yükseltici devresi
görölmektedir. Bu tip tasarım bir "push-pull"/paralel devre olup
çeşitli şekillerde de tasarımılanabilir. Bu devrede üçerli tranzis-
törlerden oluşan iki sıra var olup (T_1-T_3 ve T_4-T_6) her bir sıra
birbirine paralel bağlanarak "push-pull" çalışma sağlanmıştır.
Giriş ve çıkışta kullanılan kuple edilmiş trafolar toroid'in üze-
rine sarılmış trafolardır. Bu tekniğin diğer tipte imal edilmiş
trafolara üstünlüğü sarımlarda oluşan manyetik alan değişmesini
sınırlı tutmasıdır. Bu ortak endüklenme ve diğer tip kaplıngler-
deki problemleri azaltır.

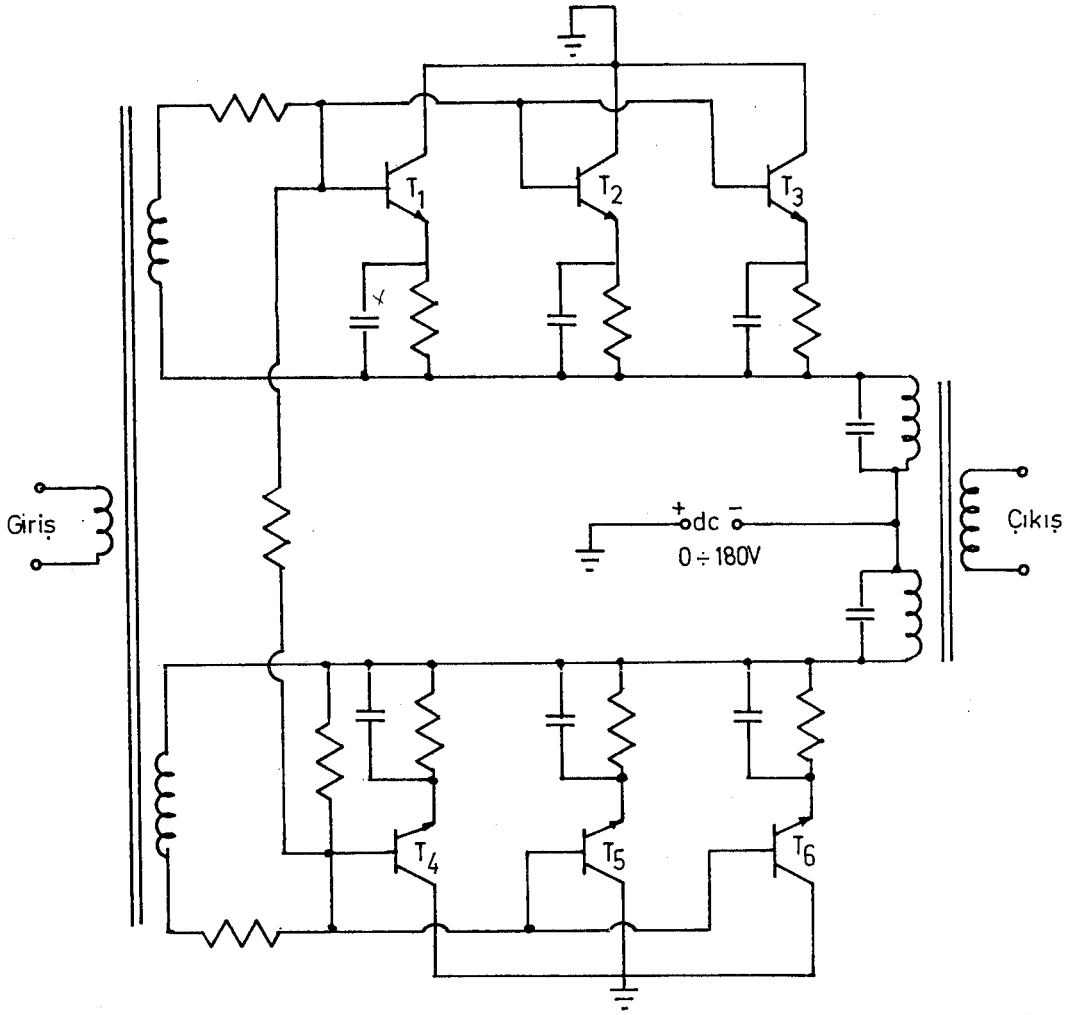
Radyo frekans sinyali Şekil 7'de gösterilen bir osilatör dev-
resinden elde edilebilir. Burada T_1 tranzistörü doğru kutuplanıp
radyo frekanslı devre sabitlerine bağlı olarak bu katta osilasyona
başlar.

Tranzistör T_2 , T_1 tranzistörünü kontrol etmek için bir anah-
tar görevi üstlenir. T_2 tranzistörü çalışmaya başladığında, T_1
tranzistörü için kutuplama görevi yapan devre topraklanıp T_1 tran-
zistörünü doğru kutuplayarak osilasyona girmesine neden olur. Kes-
me modunda ise T_2 tranzistörünü doğru kutuplayarak çıkışta osilas-
yonun sinüs olmasını sağlar.

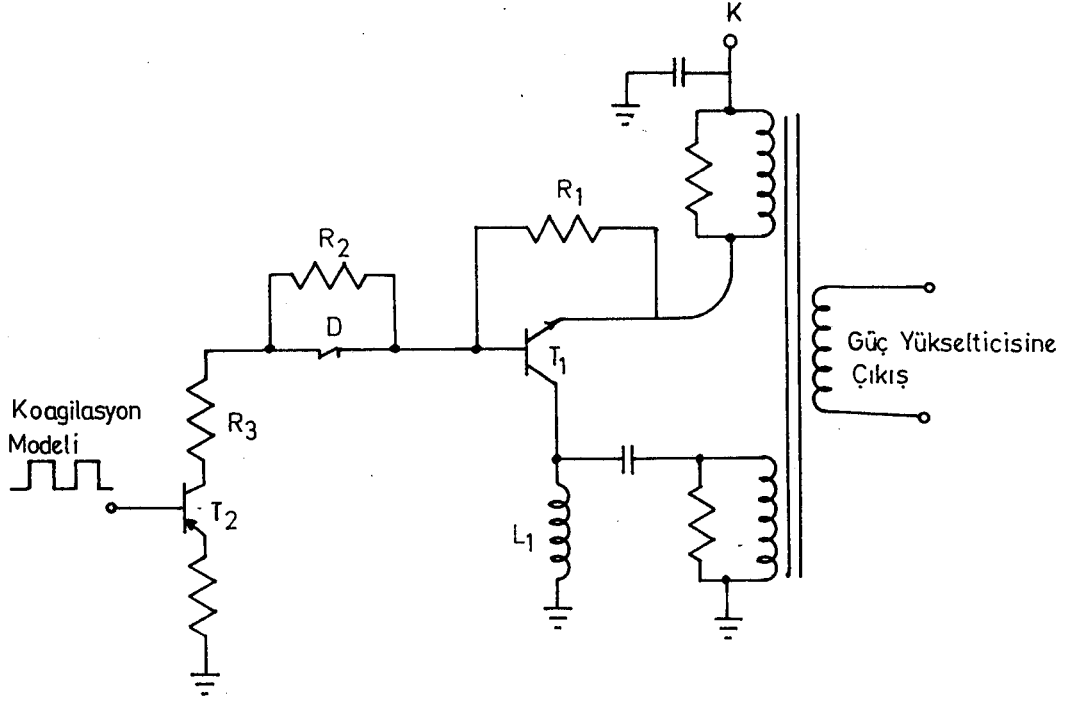
II. TASARIMLANAN DEVRE

İlk önce enstrumanımızın hangi katlardan oluştuğuna bakalım.

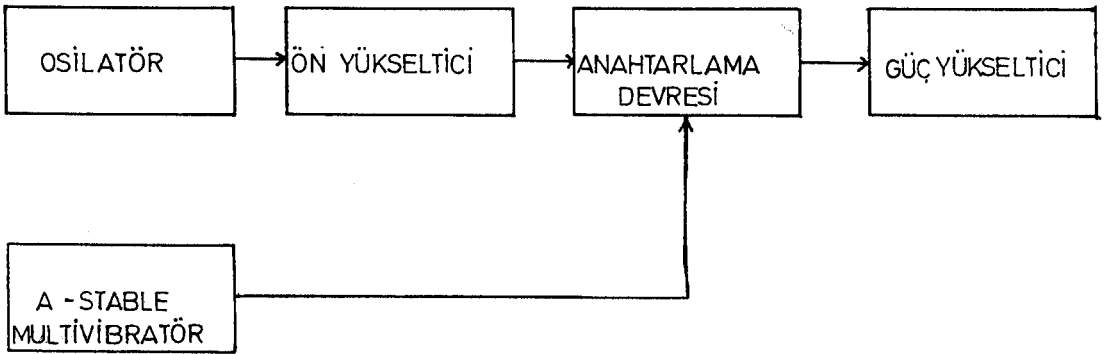
- i) 1.854 MHz'de çalışan osilatör,
- ii) 500 Hz'de modüle edecek bir A-stable multivibratör



SEKİL 6. Radyo Frekans Güç Yükselticisi



ŞEKİL 7. Yarı İletken Osilatör Şeması



ŞEKİL 8. Tasarımlanan Devrenin Blok Şeması

- iii) Ön yükseltici (Pre-amfi) ve güç katını sürebilecek sürücü,
- iv) Güç kuvvetlendiricisi,

Şekil 8'de tasarımılanan devrenin blok şemasını göstermektedir. Şimdi bunları teker teker inceliyelim.

II.1. OSİLATÖR

Tasarımcı yükseltici tasarımlarındaki kararsızlıkların ardından osilatör tasarımının çok kolay olduğunu düşünebilir. Halbuki istenilen frekans ve kararlı genlikte çalışacak bir osilatör tasarımı sadece osilasyon sağlayan bir devreden çok farklıdır. Kullanılabilecek tasarım modeli devreden istenileni verebilecek olandır.

Osilatörlerin görevi dışarıdan herhangi bir V_{in} gerilimi verilmeksizin çıkışında V_o gerilimini üretmektir. Şekil 9'da böyle bir osilatörün prensip şeması görülmektedir. Devrenin çalışması için gerekli olan V_{in} gerilimi yükselticinin çıkışında geri besleme ile verilmiştir.

Çıkış devresinin geri besleme ile girişe aktarılacak V_{in} gerilimi

$$V_{in} \cdot K = -V_o \quad (2.1)$$

şartını yerine getirecek kadar büyük olmalıdır. Burada K, kompleks bir büyüklük olan yükseltici kazancıdır. Osilatör devrelerinde en fazla kullanılan ortak emetörlü yükselticilerde V_o gerilimi ile V_{in} gerilimi arasında 180 derece faz farkı bulunduğundan denklem (2.2) de $(-V_o)$ şeklinde eksi işareti bulunmaktadır. Geri besleme gerilimi ise girişe uygun fazda uygulanmalı yani fazı geribesleme devresinde 180 derece çevrilmelidir. Böylece

$$K = -\frac{V_o}{V_{in}} \quad \text{ve} \quad F = -\frac{V_{in}}{V_o} \quad (2.2)$$

olur. Buna göre genel osilasyon şartı olarak,

$$K.F = 1 \quad (2.3)$$

olmalıdır. Ayrıca frekansı belirleyen rezonans devresi güç harcadığından, kararlı bir osilasyon için bir doğru besleme kaynağı ile sisteme güç aktarılmalıdır. Bu güç tam olarak harcanan güce eşitse kararlı olmayan bir denge durumu oluşur. Buna göre

$$F > \frac{1}{K} \quad (2.4)$$

seçilmelidir.

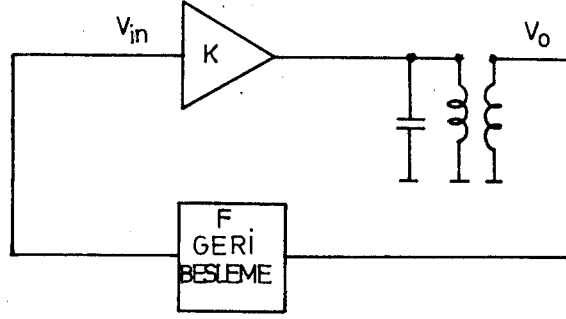
Kendi kendini uyarın bir devrenin osilasyona başlayabilmesi için bir uyarıcıya gereksinmesi vardır. Uyarım devreye besleme gerilimi uygulandığında ortaya çıkan geçici durum cevabı tarafından sağlanabilir, veya osilatör salınımı devrenin gürültü tarafından uyarılmasıyla başlayabilir.

Osilatör devrelerinde doğru akım gücünün iletilmesi için seri besleme ve paralel besleme olarak isimlendirilen iki yöntem vardır. Seri beslemede besleme kaynağı ve rezonans devresi seri bağlanır, paralel besleme durumunda ise besleme kaynağı ve rezonans devresi birbirine paralel olarak gelmektedir.

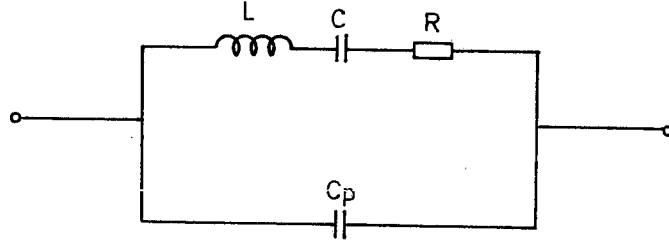
Devremizde kullanılan osilatör bir kristal osilatördür ve 1,854 MHz'de çalışmaktadır. Özellikle yüksek bir frekans kararlılığının istenmesi ve sabit frekanslı bir osilatörün gerekli olduğu yerlerde kuvars kristali kullanılır.

Bir kuvars kristali birbirine çok yakın bulunan iki rezonans frekansına, bir f_s seri rezonans ve f_p paralel rezonans frekansına sahiptir. Bir kuvars kristali Şekil 10'da olduğu gibi bir eşdeğer devre ile gösterilebilir.

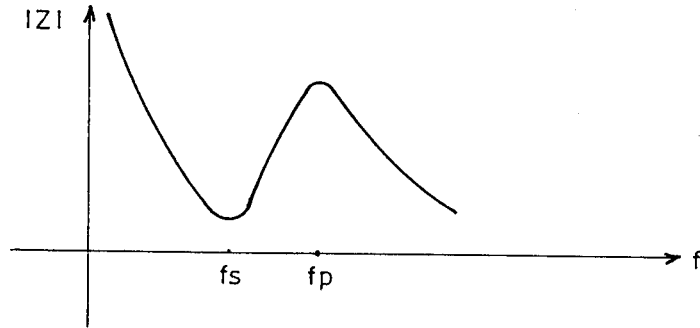
Burada L, titreşim yapan kütlelerin elektriksel eşdeğeri C,



ŞEKİL 9. Bir Sinüzoidal Osilatörün Prensiş Şeması



ŞEKİL 10. Bir Kuvars Kristalinin Eşdeğer Devresi



ŞEKİL 11. Kuvars Kristalinin Karakteristiği

kristalin mekanik esnemezliği (compliance) eşdeğeri C_p , kuvars kristalin elektrodları ve bağlantı iletkenlerinin etkisini de kapsayan statik kapasitesi; R, titreşim yapan kristalin kayır direncidir. Şekil 11 kuvars kristalinin karakteristiğini göstermektedir.

Seri rezonans için L ve C'nin seri olarak bağlandığında,

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (2.5)$$

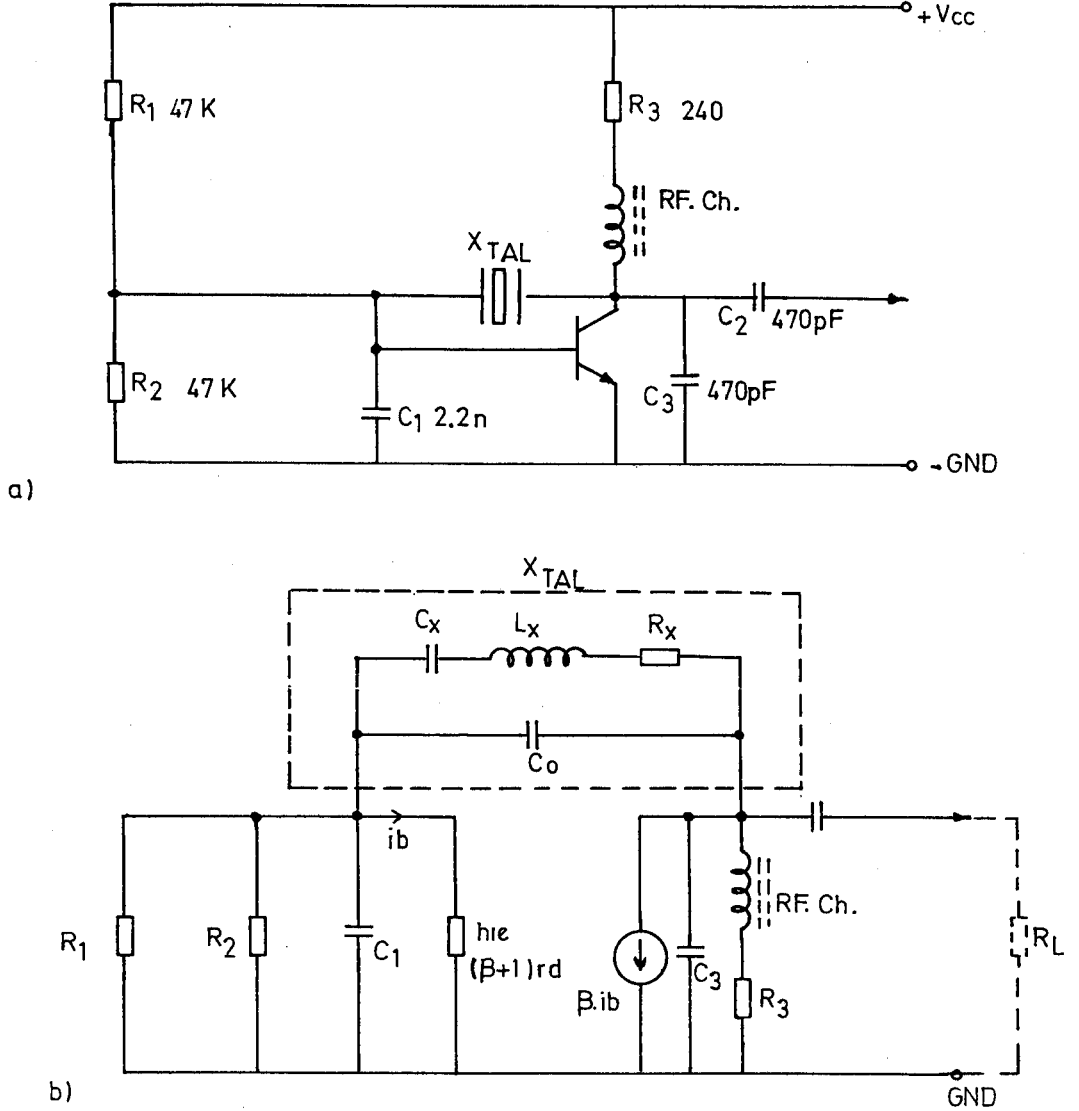
ve paralel rezonans frekansını bulmak için

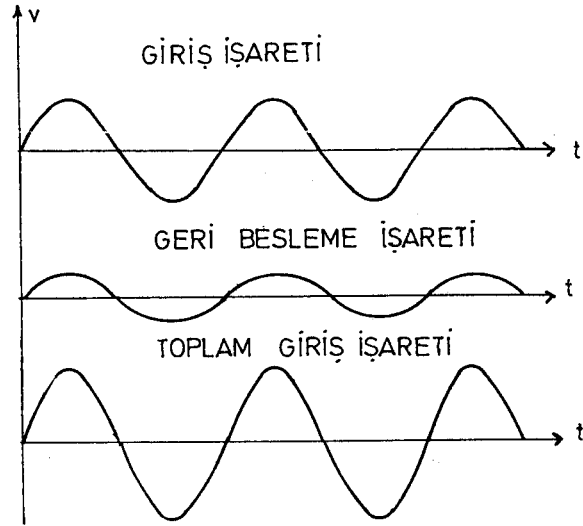
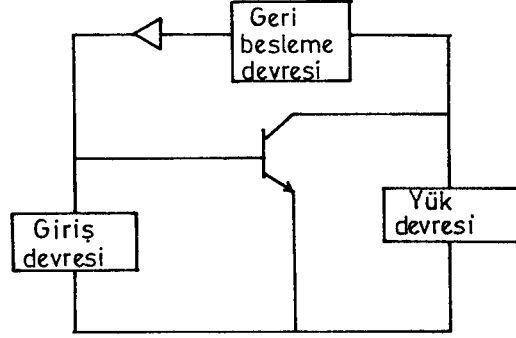
$$f_p = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{L \cdot \frac{C \cdot C_p}{C + C_p}}} \quad (2.6)$$

formüllerinden yararlanılır.

Paralel çalışma halinde daima daha yüksek bir frekans elde edilmektedir. Dış devre elemanları tarafından etkilenebilen paralel kapasite ne kadar büyük olursa, paralel rezonans frekansı da o kadar düşük olmaktadır. C ve C_p kapasitif bir gerilim bölücü oluştururlar. Bu nedenle C_p 'nin değerinin artmasıyla kuvarsin dış devre ile kuplajı azalır yani osilasyon şartını yerine getirebilmesi için kazancın arttırılması gereklidir. Osilatör devresinin tipi istenilen rezonans frekansına (seri, paralel) uygun düşecek şekilde seçilir.

Şekil 12 osilatörümüzün devresini göstermektedir. Burada R_1 , R_2 ve R_3 dirençleri tranzistörün kutuplama dirençleri olup, tranzistörün A sınıfı çalışması için gerekli baz ve kollektör akımlarını kontrol eder. Devremizde kullanılan "RF.ch" bobini ise yüksek frekans yalıtım bobinidir. Şekil 12(b)'de görüldüğü gibi R_3 kollektör direncinin yüksek frekansta açık devre olmasını sağlayarak C_3 kondansatörünü devrenin yükü olarak kabul eder.





SEKİL 13. Osilatörümüzün

a) Blok Seması,

b) Gerilim İşaretleri

Devrede bulunan kristal ise 1,854 MHz'de minimum empedans göstererek o frekansta salınım için gerekli olan pozitif geri beslemeyi sağlar. Şimdi devremizin Şekil 13'deki blok şemadan nasıl çalıştığını inceleyelim.

Şekil 12(a)'da C_1 ve kristal paralel bir tank devresini oluşturmaktadır. Bu tank devresini tranzistörün girişine bağlarsak osilasyonun genliğini kristalin üzerine uygulanan doğru gerilimde titreşim yapmasından dolayı yükseltmiş oluruz. Kollektörde genliği yükseltilmiş olan bu titreşim sinyalinin küçük bir kısmı aynı fazda (pozitif yönde) geri beslenecek olursa, tank devresindeki kayıplar karşılanmış dolayısıyla yük uçlarından devamlı bir osilasyon elde edilmiş olur. Burada tranzistör yalnız hiç bir zaman titreşim yaratamaz yalnızca geribesleme yardımıyla osilasyon sağlar ve sinyalin genliğini yükseltir. Kısaca özetlemek gerekirse salınım çıkış gücünün aynı fazda geribeslenmesiyle meydana gelmektedir.

Şekil 13'de ise tranzistörün yük devresi, geribesleme devresi ve giriş devresi olarak isimlendirdiğimiz devrelerden oluşan sinyal şekilleri görülmektedir.

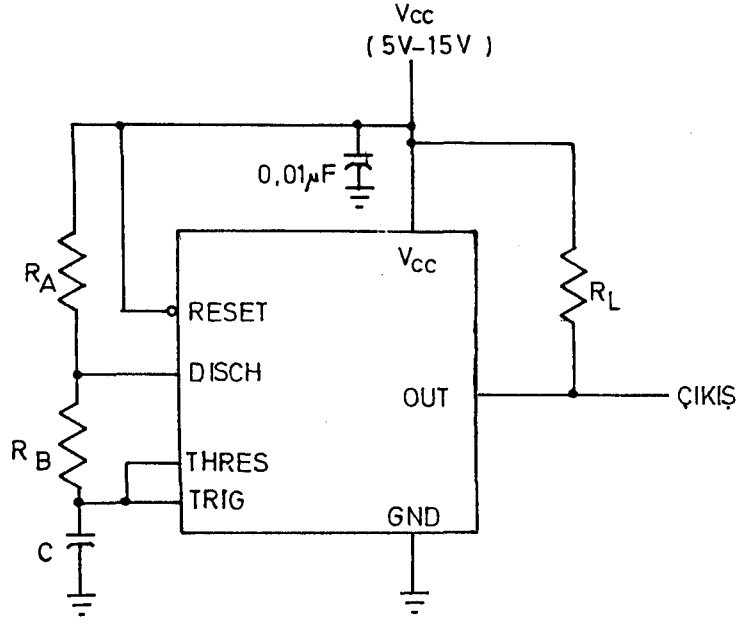
III. A-STABLE MULTİVİBRATÖR

A-stable çalışma:

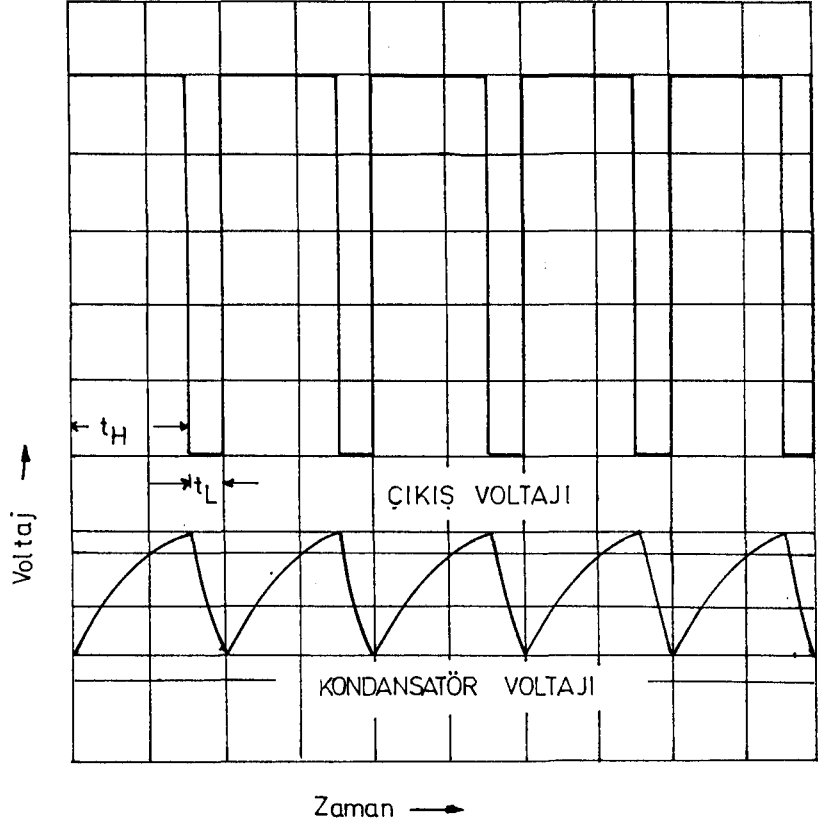
Bu çalışmamızı anlatırken Şekil 14'ten yararlanacağız. Burada SE555 entegresi kullanılarak istenilen t_H ve t_L ye göre (Şekil 15) R_A ve R_B direnç değerleri şu formüllere bağlı olarak hesap edilir.

$$t_H = 0,693 (R_A + R_B)C \quad (3.1)$$

$$t_L = 0,693 (R_B)C \quad (3.2)$$



ŞEKİL 14. SE555'in A-stable Çalışma Devresi



ŞEKİL 15. Tipik A-stable Dalga Şekilleri

Burada t_H : çıkıştaki yüksek seviyenin duruş zamanını,

t_L : çıkıştaki alçak seviyenin duruş zamanını belirtmektedir.

Bu tanımlamadan sonra kolayca anlaşılacağı gibi

$$\text{Periyot} = t_H + t_L = 0,693 (R_A + 2R_B)C \quad (3.3)$$

$$\text{Frekans} = \frac{1,44}{(R_A + R_B)C} \quad (3.4)$$

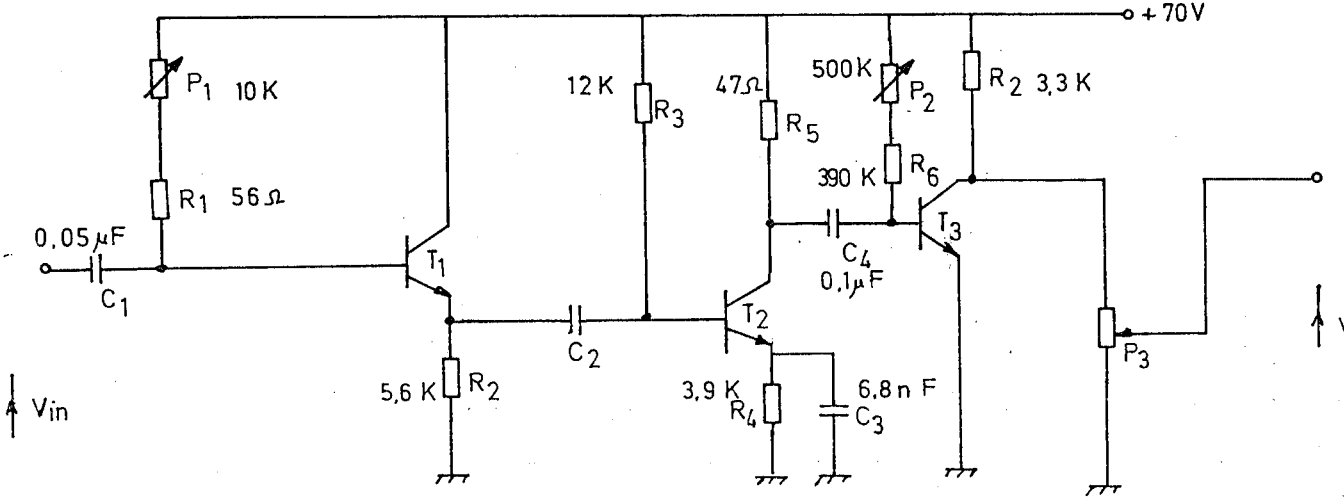
olur.

Devremizde tetikleme (trigger) girişini eşik (threshold) girişine bağladığımızda SE555 kendi kendini tetikleyerek multi-vibratör gibi çalışmaya başlar. Kondansatör C, R_A ve R_B üzerinden dalarak sadece R_B üzerinden boşalır. Dolayısıyla bu çevrim R_A ve R_B 'ye bağlı olarak değişir.

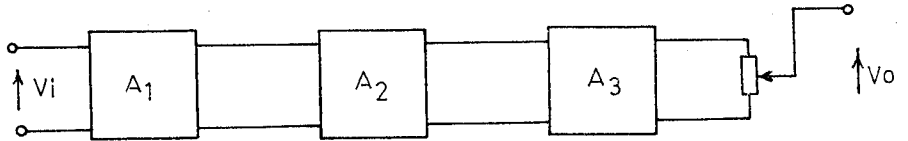
A-stable çalışma, kondansatör C'nin threshold voltaj seviyesine ($\approx 0,67 V_{cc}$) kadar dolması ve tetikleme voltaj (trigger-voltage) seviyesine kadar ($\approx 0,33 V_{cc}$) boşalmasının sonucudur.

IV. ÖN YÜKSELTİCİ

Şekil 16'da cihazımızın ön yükseltici katı görülmektedir. Burada kullanılan C_1 , C_2 , C_4 kondansatörleri kuplaj kondansatörleri olup C_3 ise köprü kondansatörü olarak kullanılmıştır. P_1 ve R_1 dirençleri T_1 tranzistörünün anahtarlama görevi yapması için gerekli baz akımını sağlamaktadır. R_2 direnci ise kolektör akımını sınırlayıcı olarak kullanılmıştır. R_3 , R_4 , R_5 dirençleri T_2 tranzistörünün A sınıfı çalışması için gerekli çalışma akımlarını sağlar ve çalışma noktasını belirtirken R_6 , R_7 ve P_2 direnç değerleri aynı şekilde T_3 tranzistorunu çalışma noktasına oturtur. P_1 ayarlı direncinin bir diğer görevi ise ön yükselticinin giriş empedansını değiştirmektir çünkü T_1 tranzistörünün giriş empedansı



ŞEKİL 16. Ön Yükseltici Devresi



ŞEKİL 17. Ön Yükselticimizin Blok Gösterimi

oldukça yüksek olup P_1 ve R_1 seri direncinin yanında ihmal edilebilir. P_2 ayarlı direnci ise T_3 için gerekli I_B akımını ayarlar. Burada P_1 ve P_2 ayarlı dirençlerine bağlanan R_1 ve R_6 dirençleri kısa devre koruması için kullanılmıştır. Şimdi devrenin çalışmasını inceliyelim.

Devremiz Şekil 17'de blok halinde gösterildiği gibi üç katman meydana gelmiş olup her bir katta bir tranzistör vardır. Burada birinci kattaki T_1 tranzistörü anahtarlama görevi yapar. Bir başka deyişle emetör sürücüdür. V_1 dediğimiz osilatör çıkış gerilimi oldukça düşük bir gerilime sahip olup dolayısıyla A_2 ile belirttiğimiz ikinci kata yeterli gücü basamamaktadır. Bu yüzden T_1 tranzistörü ile belirli bir güç kazancı sağlanmıştır ve bu kat akım yükselticisi olarak çalışmaktadır. T_2 tranzistörü A-sınıfı çalışan ortak emetörlü devre olup gerilim yükselticisidir. T_3 tranzistörü ise çıkış empedansı daha düşük olan hem akım hem gerilim yükselticisi olup görevi güç yükselticisi için gerekli olan gücü basabilmek için kullanılmıştır. P_3 ayarlı direnci bir gerilim bölücü olarak çalışıp çıkış geriliminin maksimum değerinin değişmesini sağlayarak zayıflatıcı görevi üstlenir. Daha başka bir deyişle çıkış gücünü ayarlı olarak değiştirir. Kısaca özetlemek gerekirse T_1 tranzistörü akım yükselticisi, T_2 tranzistörü gerilim yükselticisi, T_3 tranzistörü ise hem gerilim, hem de akım yükselticisidir. Ek 1'de h-parametreleri kullanılarak ortak bazlı ve ortak emetörlü devrelerin giriş çıkış empedansları ve kazançlar formülüne edilmiştir.

V. GÜÇ KUVVETLENDİRİCİSİ

Bu tasarımda karşımıza çıkan en büyük problem güç kuvvetlendiricileriydi. Bu amaç doğrultusunda aşağıda genel olarak güç kuvvetlendiricileri hakkında çok kısa bilgi verilmiştir. Tasarımın gerçekleşmesinde aşağıdaki sınıfların her biri denenmiştir.

Bu devrelerin çoğunda yeteri kadar gücün elde edilememesi sonucu gerçekleştirilmesinden vaz geçilmiştir. İzlenebileceği gibi devre tasarımları klasikleşmiş yükseltici tasarımları olup 1,85 MHz'de çalıştırılmaya tabi tutulmuşlardır ancak yüksek gerilim ve yüksek frekanslara çıkamayan komponentler bu devrelerin gerçekleştirilebilir olunmasına izin vermemiştir. Sorun 50 ohm çıkış empedansına gerekli gücün basılamamasından kaynaklanmıştır. Ancak son olarak denenen devreden yeterli sonucu alınca bu devrenin gerçekleştirilmesine gidilmiştir.

Kuvvetlendiricilerin genel tanımından anımsanacağı gibi tüm kuvvetlendirici devrelerde daima bir güç kazancı vardır. Böyle olduğu halde, gerilimdeki kuvvetlenmenin daha önemli olduğu kuvvetlendiriciler gerilim kuvvetlendiricisi, akımdaki kuvvetlenmenin önemli olduğu kuvvetlendiriciler akım kuvvetlendiricisi diye anılırlar. Kuvvetlendirici zincirinin en sonunda bulunan ve gücü onu harcayacak olan dönüştürücüye uygulanan devrelere de genel olarak güç kuvvetlendiricisi denir.

Bir güç kuvvetlendiricisinin, yüke aktardığı güç bazı hallerde çok yüksek olabilir. Bu durumda güç kuvvetlendiricisinin veriminin büyük önemi vardır. Bir kuvvetlendiricinin verimi, P_Y yüke aktarılan işaret gücü ve P_{DA} kuvvetlendiricinin doğru akım kaynağından çektiği doğru akım gücü olmak üzere

$$\eta = P_Y / P_{DA} \quad (5.1)$$

bağıntısı ile tanımlanmıştır.

Güç kuvvetlendiricilerinde çıkış gücünün ve verimin yüksek olabilmesi için akım ve gerilim dalgalanmalarının büyük olması gerekir. Bu durumda, artık çalışma noktasının civarındaki küçük genlikli değişimler için tanımlanan küçük işaret parametreleri (small signal parameters) ve bunlara dayanılarak çizilen eşdeğer

devreler geçerli değildir. Hesapların tranzistörlerin özgeçirileri üzerinde, çizim yolu ile yahut bu elemanların nonlineer modelleri kullanılarak yapılması gerekir.

Güç kuvvetlendiricilerinde önemi çok büyük olan verim çalışma noktasının tranzistör eğrileri üzerindeki yerine sıkı sıkıya bağlıdır. Çalışma noktasının yerine göre kuvvetlendiriciler aşağıdaki sınıflara ayrılır.

1. A sınıfı çalışma: Giriş işaretinin iki yarı periyodunda da giriş işareti ile sürekli olarak değişen bir çıkış akımı akar. Başka bir deyişle çıkış akımının akış açısı 360 derecedir. Çıkış akımının dalga şekli giriş işaretininkine oldukça benzer. Geçiş eğrisinin lineer olması nedeni ile bir miktar şekil bozulması meydana gelir.

2. B sınıfı çalışma: Çıkış akımı giriş işaretinin bir yarı periyodunda akar, bir yarı periyodunda akmaz. Yani çıkış akımının akış açısı 180° dir. Çıkıştaki dalga şekli giriştekine benzememekle beraber bir yarı periyotta bir tarafı, diğer yarı periyotta ikinci tarafı çalışan simetrik devrelerle, giriş işaretine benzeyen -az distorsiyonlu- çıkış işaretleri elde edilebilir. Girişte işaret yokken kolektör akımı sıfırdır. Çıkış akımının ortalama değeri işaret genliğine bağlıdır ve verim A sınıfına göre daha yüksektir.

3. AB sınıfı çalışma: Çalışma noktası A sınıfı ile B sınıfı arasında olup çıkış akımının akış açısı $180^\circ < \theta < 360^\circ$ dir. Az distorsiyonlu bir çıkış işareti elde edebilmek için B sınıfında olduğu gibi simetrik devre kullanılması gereklidir.

4. C sınıfı çalışma: Çıkış akımının akış açısı 180° den daha küçüktür. Kolektör akımı kısa süreli darbeler şeklinde akar. Bu sebeple ortalama değer, tepe değerine göre çok küçük, dolayısı ile verim yüksektir. Çıkış akımının dalga şekli giriş işaretine

benzemiyor ise de çıkış akımı, giriş işaretinin frekansına akordlu bir rezonans devresi yardımı ile süzülerek akım darbelerinin Fourier açılımındaki arabileşen elde edilir. Bu durumda da devre ancak tek bir frekans için kullanılabilir. Yani başka bir deyişle bu çalışma şeklinin dar bir frekans bandı vardır. Halbuki devre tasarımıımızda 500 Hz ile 1,854 MHz de çalışmasını istediğimiz A sınıfı multivibratör ve osilatör bulunduğuından C sınıfı çalışma sadece osilatör çıkışı için denenmiş olup iyi bir netice alınmamıştır.

Yukarıdaki çalışma sınıfları Şekil 18'de gösterilmiştir.

Tasarımıımızda kullanılan gerçekleşen devre A sınıfı bir güç kuvvetlendiricisidir. Şimdi A sınıfı güç kuvvetlendiricisini biraz daha inceliyelim.

Maksimum güç transferi teoremine göre, kaynak yük üzerine en fazla gücü yük direncinin kaynak direncine eşit olduğu durumda basabilir. Bu teorem yalnızca lineer çalışma durumunda geçerlidir. Şekil 19'da gösterilen ortak emetörlü devredeki gibi çıkış devresi bir akım kaynağı ve yüksek bir empedansla simgelenebilir. A sınıfı çalışmada tranzistör lineer alanda çalışmış olmalı ve maksimum güç transferi için en optimum yük empedansının seçilmesi gerekmektedir. Bu da şu bağıntı ile gösterilebilir.

$$R_{\text{yük}} = r_{\text{çıkış}} \quad (5.2)$$

Bu direnç güç katında kullanıldığında kolektörden maksimum akımın akmasını sağlayarak yük üzerindeki gerilimin artmasına yol açar. Tabi ki bu şartlar altında doyum "saturation" oluşacaktır. Bu durumda lineer çalışma geçersizdir.

Direnci R_y olan yüke güç aktaracak bir güç kuvvetlendiricisi prensip olarak Şekil 19'daki gibi gerçekleştirilebilir. Ancak bu devre şeklinin, yani yükün kolektör akımı yolu üzerinden doğrudan

doğruya bağlanmış olmasının bazı önemli sakıncaları vardır.

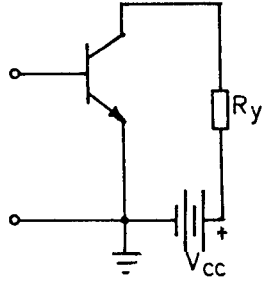
1. Tranzistörün I_c kolektör doğru akımı sürekli olarak R_y'de akar ve R_y üzerinde $I_c^2 R_y$ ye eşit bir doğru akım gücü harcanmasına neden olur. Devrenin amacı, yüke giriş işareti ile değişen bir değişken akım gücü aktarmaktır. Bu değişken akım gücünden ayrı olarak, devreye bir işaret uygulanmış olsun olmasın harcanacak olan I_c R_y gücü boşuna harcanan bir güçtür ve devrenin verimini azaltmaktan başka bir işe yaramaz. Kaldı ki yükten geçen doğru akım bazı hallerde zararlı da olabilir.

2. Yüke aktarılan gücün büyük olabilmesi için, uçlarındaki gerilimin ve içinden geçen akımın mümkün olduğu kadar geniş sınırlar içinde değişebilmesi gerekir. Bu sınırları belirleyen, kullanılan tranzistörün sınır değerleri, V_{cc} besleme kaynağı gerilimi ve tranzistörün yüküdür. Belirli bir tranzistör ve belirli bir V_{cc} gerilimi için en uygun bir R_y değeri vardır. Elimizdeki yükün değeri, bu en uygun R_y değerine eşit olmayabilir.

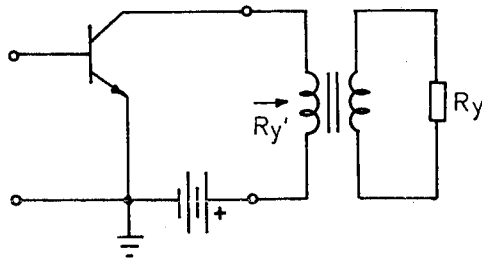
Bu sakıncalı durumlardan, yük tranzistöre bir transformatörle bağlanarak kurtulunabilir. Gerçekten, yükün tranzistöre Şekil 20'deki gibi bir çıkış transformatörü ile bağlanmış olması halinde:

a) I_c kolektör doğru akımı R_y üzerinden akmadığı için yükte bir doğru akım gücü harcanması söz konusu değildir. Bu durumda da transformatörün R_p birinci taraf (primer) doğru akım direnci üzerinde bir güç harcanacak ise de bu direnç küçük yapılarak kaybolan güç önemli ölçüde azaltılabilir. Ayrıca yükten bir doğru akım akması halinde doğabilecek sakıncalar da artık söz konusu değildir.

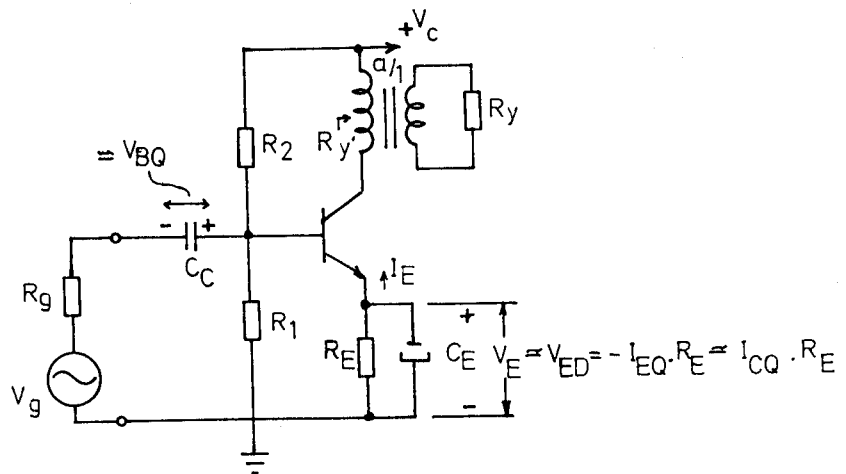
b) Değiştirme oranı uygun seçilerek transformatörün birinci taraf uçlarından görülen direncin, tranzistör için en uygun olan R_y' yük değerine eşit olması sağlanabilir. Böylece tranzistörü,



SEKİL 19. Direnç Yüklü Kuvvetlendirici



SEKİL 20. Yüke Bir Çıkış Transformatörü İle Bağlanmış Bir Kuvvetlendirici



SEKİL 21. A Sınıfı Tranzistörlü Kuvvetlendirici

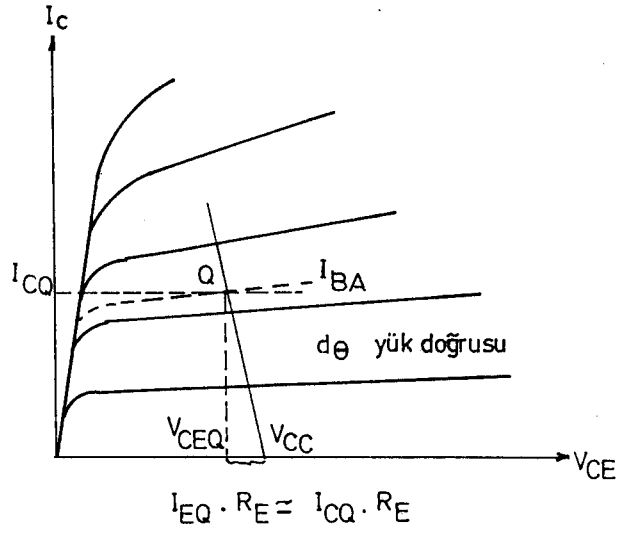
daha büyük bir çıkış gücünü daha verimli olarak verecek şekilde kullanmak mümkündür.

Bu şekilde yüke bir çıkış transformatörü ile bağlanan A sınıfı bir güç kuvvetlendiricisi devresi gerçekte Şekil 21'deki gibi olacaktır. R_E , R_1 ve R_2 dirençleri hem tranzistör için seçilen doğru akım çalışma noktasını belirleyecek hem de -tranzistörde harcanan güç büyük olacağı için gerilim kuvvetlendiricilerinkinden daha da önemli olan- ısıl kararlılığın sağlanmasına yarayacaktır. C_c bağlama kondansatörü ile C_E köprüleme kondansatörü kuvvetlendirilecek olan en alçak frekanslı bileşenler için bile kısa devre sayılabilecek kadar büyük değerlidir. Bu özellik, bir başka bakış açısından, bu kondansatörlerden her birinin kendine seri gelen toplam eşdeğer dirençle belirlediği zaman sabitesinin en alçak frekanslı işaret bileşeninin periyoduna göre çok büyük olması demektir. O halde devrenin girişinde bir işaret yokken bu kondansatörlerin uçları arasında bulunan doğru gerilimlerin girişe bir işaret uygulandığında sukünetteki değerlerini korudukları kabul edilebilir.

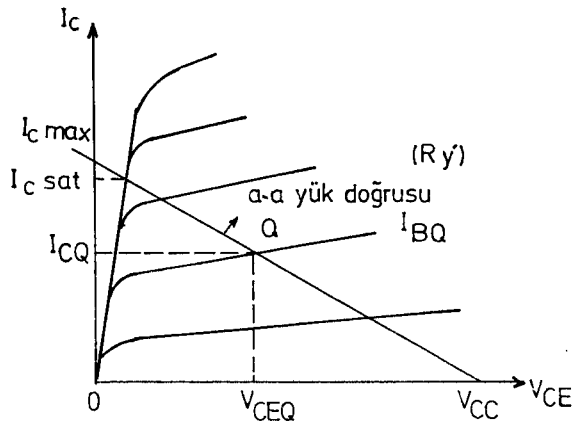
Girişe uygulanan V_g değişken gerilim kaynağının iç direnci R_g 'dir. R_1 ve R_2 baz bölücü dirençlerinin paralel eşdeğeri genellikle tranzistörün giriş direncine göre yeteri kadar büyüktür. Çıkış transformatörünün birinci taraf sargı direncinin de ihmal edilebilecek kadar küçük olması sağlanabilir.

Simdi yukarıda yaptığımız kabulleri göz önünde tutarak tranzistörün doğru akım yük doğrusunu çıkış eğrileri üzerinde gösterelim (Şekil 22). Tranzistörün I_c kolektör doğru akımı sıfır iken kolektör emetör gerilimi $V_{CE} = V_{cc}$ dir. I_c yi arttırsak R_E direnci üzerinde $R_E \cdot I_E \approx R_E \cdot I_c$ değerinde bir gerilim düşümü oluşur

$$V_{CE} \approx V_{cc} - R_E I_c \quad (5.3)$$



SEKİL 22. Tranzistörün Doğru Akım Yük Doğrusu ve Çalışma Noktası



SEKİL 23. Alternatif Akım Yük Doğrusu

olur. Bu bağıntı V_{CE} eksenini V_{cc} noktasında kesen ve eğimi $(-1/R_T)$ ye eşit olan bir doğru ile gösterilebilir. Bu doğruya tranzistörün doğru akım yük doğrusu denir ve herhangi bir I_c kolektör doğru akım değeri için tranzistörün V_{CE} kolektör-emetör doğru geriliminin ne kadar olacağını gösterir.

Tranzistör için bir I_{CQ} sukünet akımı seçilmişse çalışma noktası doğru akım yük doğrusu ile $I_c = I_{CQ}$ doğrusunun kesiştiği Q noktası olacaktır. Şekil 22'de seçilen I_{CQ} akımını akıtmak için gerekli I_{BQ} baz akımı, R_E üzerinde $I_{EQ} (\approx I_{CQ})$ akımının meydana getireceği gerilim düşümü ve bunun yardımı ile tranzistörün sukünetteki kolektör-emetör gerilimi (V_{CEQ}) işaretlenmiştir.

Devrenin doğru akım ve gerilimlerini bu şekilde belirledikten sonra, baz akımının meydana getireceği gerilim düşümü ve bunun yardımı ile tranzistörün sukünetteki kolektör-emetör gerilimi (V_{CEQ}) işaretlenmiştir.

Devrenin doğru akım ve gerilimlerini bu şekilde belirledikten sonra, baz akımının I_{BQ} sukünet akımı etrafında $i_b = \Delta I_B$ ani değeri ile değiştirildiğini kabul edelim. Kolektör akımının da buna bağlı bir ΔI_c değişimi oluşacaktır. İşaret frekansında çıkış transformatörü ideal bir transformatör gibi davranıyorsa birinci taraf (primer) uçlarından görünen direnç $R'_y = a^2 R_y$ ve bunun uçlarında oluşan alternatif gerilim düşümü $\Delta V = \Delta I_c \cdot R'_y$, tranzistörün kolektör-emetör geriliminin ani değeri de $(V_{CEQ} - \Delta V)$ olur. Böylece varılan, kolektör akımındaki herhangi bir ΔI_c arttırımının kolektör-emetör gerilimini $\Delta V = \Delta I_c \cdot R'_y$ kadar azaltacağı sonucu çıkış öz eğrileri üzerinde işaretlenirse Q noktasından geçen ve eğimi $(-1/R'_y)$ olan bir doğru elde edilir (Şekil 23). Bu doğruya tranzistörün alternatif akım yük doğrusu denir. Şekilden açıkça görüneceği gibi kolektör akımının alabileceği en küçük ani değer sıfır, en büyük ani değer ise I_{csat} ile gösterilmiş

olan doyma (satürasyon) akımı değeridir. Kolektör akımının, sukünet değerinin iki yanındaki değişim alanının eşit olabilmesi için R'_y alternatif akım yük direncinin, $I_{csat} = 2I_{CO}$ şartını sağlayacak değerde olması gerekeceği kolayca görülür. Bu durumda transformatörün uçlarındaki gerilimin değişim alanında iki yönde eşit olmak şartı ile alabileceği en büyük değere sahip olur ve tranzistörün kolektör-emetör geriliminin alabileceği en büyük değer olan V_{CEM}

$$V_{CEM} = V_{CEQ} + (V_{CEQ} - V_{CEsat}) \quad (5.4)$$

$$V_{CEM} = 2V_{CEQ} - V_{CEsat} \approx 2V_{CEQ} \quad (5.5)$$

bağıntısı ile hesaplanabilir (Şekil 24).

Devrenin verebileceği maksimum çıkış gücünü ve verimi hesaplamaya geçmeden önce kolektör akımı ile kolektör-emetör geriliminin maksimum değerlerini ve tranzistorda harcanan gücü, kullanılan tranzistörün sınır değerleri açısından inceleyelim.

Bu tranzistörle ilgili sınır değerler akım, gerilim ve güçlerin tranzistöre zarar gelmeden alabilecekleri en büyük değerlerdir. İncelediğimiz devre bakımından önemi olan sınır değerler

- Kolektör akımının tepe değerinin alabileceği en büyük ani değer,
- Kolektör-emetör geriliminin alabileceği en büyük değer.
- Belirli bir çevre sıcaklığı veya belirli bir kılıf sıcaklığı için tranzistörde harcanan toplam gücün (P_{tot}) alabileceği en büyük değerdir.

A sınıfı bir çıkış katında çalışma noktası ve yük direnci belirlenirken bu sınır değerlerden hiçbirinin açılmaması gerekir. İncelenen devrede durgun halinde tranzistörde harcanan doğru akım

gücü I_{CQ} ile V_{CEQ} nun çarpımına eşittir. Tranzistörün çıkış özdeşlikleri üzerine $I_c \cdot V_{ce} = P_{tot(max)}$ sabit eğrisi çizilirse (Şekil 25), bu hiperbolün üzerinde $I_c \cdot V_{ce}$ çarpımının gücün sınır değerine eşit olacağı, hiperbolün üst tarafında çarpımın sınır değeri aşacağı, hiperbolün altında kalan bölgede ise $I_c \cdot V_{ce}$ çarpımının sınır değerden küçük olacağı kolayca görülebilir. O halde belirli bir tranzistör ve belirli bir besleme gerilimi için Q çalışma noktası belirlenirken bu noktanın $I_c \cdot V_{ce} = P_{tot(max)}$ bağıntısının belirlediği maksimum güç hiperbolünün dışına düşmemesine dikkat etmek gerekir.

Devre, kolektör akımı I_{CQ} durgun değerinin iki yanında simetrik olarak 0 dan $I_{CM} = I_{CQ}$ 'ya kadar değişecek şekilde sinüzoidal bir işaret kaynağından süzülürken transformatörün primerine verilen alternatif akım gücü, akım dalgalanmasının tepe değeri (I_{CQ} ve gerilim dalgalanmasının tepe değeri ($V_{CEQ} - V_{CEsat}$) cinsinden hesaplanabilir.

$$(P')_{max} = (1/2)I_{CQ} \cdot (V_{CEQ} - V_{CEsat}) \quad (5.6)$$

V_{cc} besleme kaynağından çekilen doğru akım gücü ise

$$P_{DA} = V_{cc} \cdot I_{CQ} \quad (5.7)$$

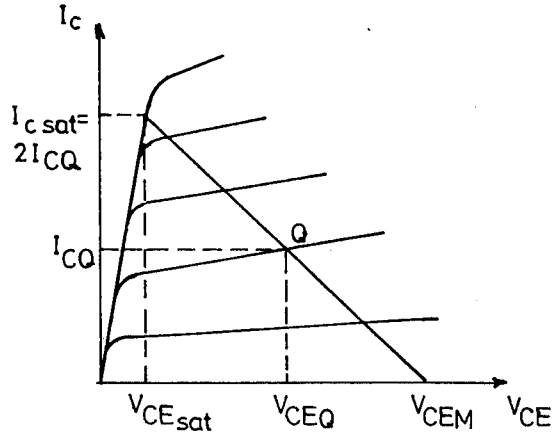
olur. Buradan devreden maksimum çıkış gücü elde edilirkenki verim

$$(\eta)_{max} = \frac{\frac{1}{2} I_{CQ} \cdot (V_{CEQ} - V_{CEsat})}{I_{CQ} \cdot V_{cc}} \quad (5.8)$$

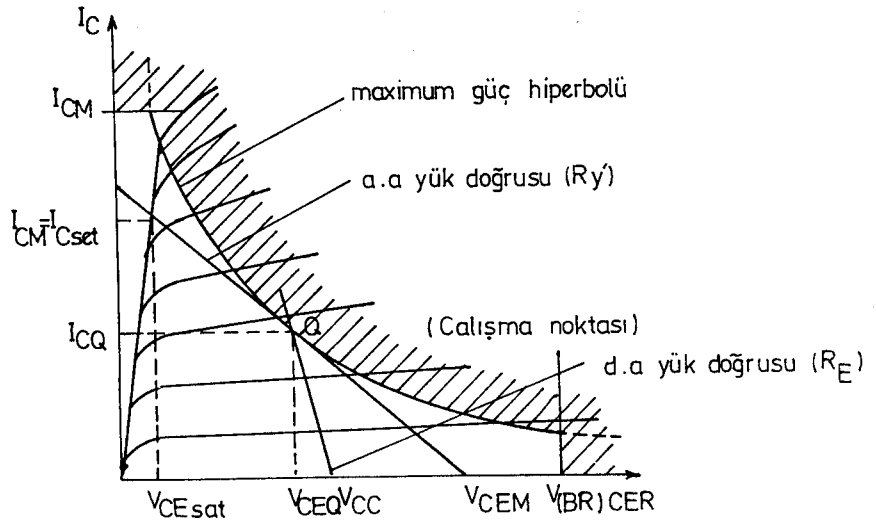
$$V_{CEQ} = V_{cc} - I_{CQ} \cdot R_E \quad (5.9)$$

olduğundan

$$(\eta)_{max} = \frac{\frac{1}{2} \cdot (V_{cc} - I_{CQ} R_E - V_{CEsat})}{V_{cc}} \quad (5.10)$$



ŞEKİL 24. Maksimum Genlikli Çalışma İçin Çalışma Noktasının Yeri



ŞEKİL 25. A Sınıfı Bir Güç Kuvvetlendirici İçin Sınır Değerler ve Güvenli Çalışma Bölgesi

bulunur. R_E direncindeki gerilim düşümü ve V_{CEsat} doyma gerilimi V_{cc} yanında ihmal edilebilecek kadar küçük kabul edilirse

$$(\eta)_{max} = 1/2 = \%50 \quad (5.11)$$

bulunur. Ancak bu varsayımlar pratikte hiçbir zaman gerçekleşmiye ceğinden verim de $\%50$ 'den küçük olur.

Cihazımızın güç yükselticisi Şekil 26'da gösterilmiştir. C_1 , C_3 ve C_5 kuplaj kondansatörleri olup tranzistörler arasında ve giriş, çıkış sinyalinin diğer katlardan alternatif bileşenini doğru akım bileşeninden ayırmak için kullanılmıştır. C_2 ve C_4 kondansatörleri köprü "bypass" kondansatörleri olup değerlerini yaklaşık olarak şöyle hesap edebiliriz.

$$C_2 = C_4 \geq \frac{1}{2\pi f_c} = \frac{1}{2\pi 1,854 \cdot 10^{-6}} \quad (5.12)$$

$$C_2 = C_4 \geq 85,8 \cdot 10^{-9} = 86 \text{ nF}$$

olarak bulunur.

C_1 kondansatörü ile T_1 tranzistörünün bazına uygulanan alternatif akım sinyalinin aynı zamanda R_2 emetör direnci üzerinde bir gerilim düşümü oluşturmamasını sağlamak için C_2 kondansatörü kullanılmıştır.

C_6 kondansatörünün burada iki tane görevi vardır. Bunlardan bir tanesi endüktif yük üzerinde harcanan reaktif gücü kompanze etmek diğeri ise çıkış geriliminin üzerinde oluşan kırpılmaları düzgülendirmektir. Kondansatör burada gerilimin tepe değerine sarj olup üzerindeki gerilimin ani olarak değişmeyeceğinden üzerinde birikmiş olan sarjı yük üzerinde harcar dolayısıyla AC gerilim üzerinde oluşacak parazitler filitre edilmiş olur.

Burada $R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_6$ dirençleri hem tranzistör için seçilen doğru akım çalışma noktasını belirleyecek hem de ısıl kararlılığın sağlanmasına yarayacak olup değerleri aşağıdaki formüllerle hesap edilir.

$$I_B = \frac{I_c}{\beta} \quad , \quad I_E = I_B + I_c = I_c \quad (5.13)$$

$$R_1 \equiv R_3 = \frac{100 - V_{BE} - I_E \cdot R_E}{I_B} \quad (5.14)$$

Burada R_E değeri R_2 ve R_5 direnç değerleridir.

$$R_3 \equiv R_6 = \frac{100/2}{I_c} = \frac{50}{I_c} \quad (5.15)$$

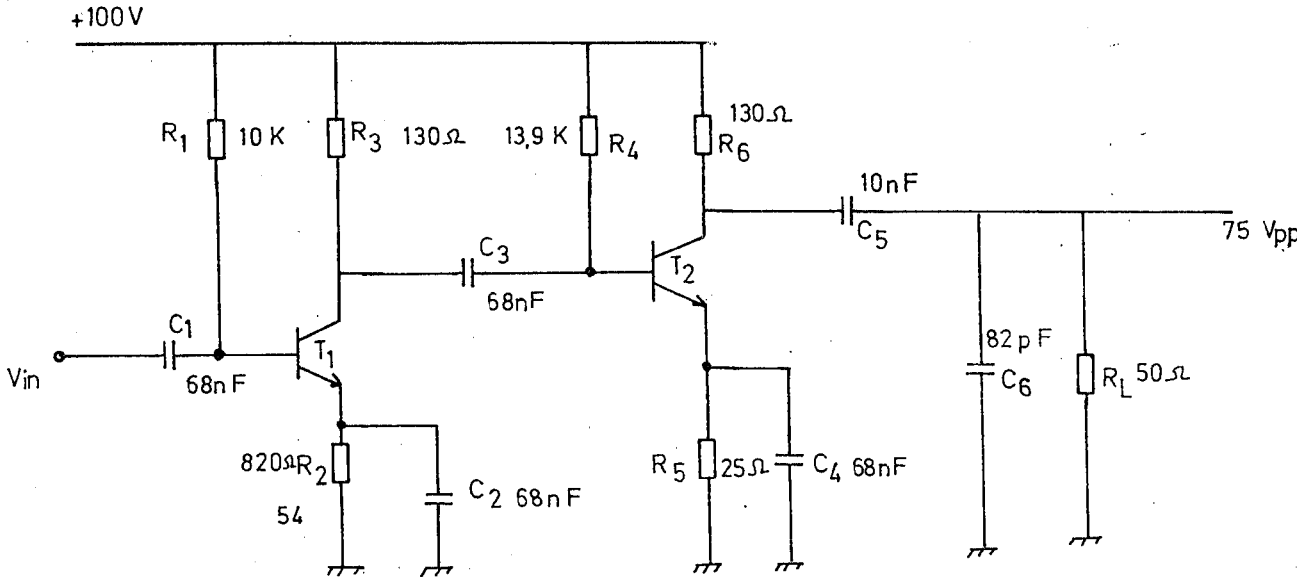
Şimdi devremizin nasıl çalıştığını inceliyelim. Devremizi Şekil 27'deki gibi iki blok halinde gösterebiliriz. Burada iki kat arasında güç kompanzasyonunun yapıldığını yani iki kat arasında maksimum güç transferi olduğunu düşünerek devremizi Şekil 28'deki gibi basitleştirebiliriz.

Burada A kazancı olan güç yükselticisi hem akım, hem gerilim kazancı sağlamaktadır. A kazancını şu şekilde tanımlayabiliriz.

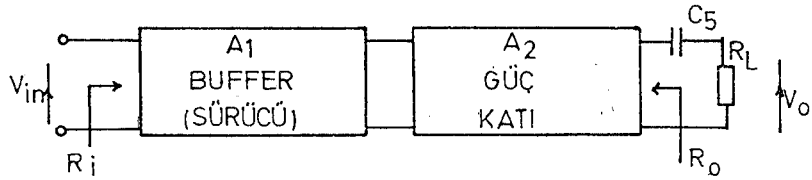
$$A = \frac{I_c \cdot V_c}{I_g \cdot E_g} = \frac{P_c}{P_g} \quad (5.16)$$

Devremizin giriş empedansı yüksek, çıkış empedansı düşük olduğundan burada ön yükseltici ile yük arasında bir empedans uyumlaştırılması yapılmıştır. Böylece ön yükseltici çıkışından alınan düşük güçlü alternatif akım sinyali güç yükselticisinde güçlendirilerek 50 ohm'luk direnç üzerine maksimum güç transferi yapılmıştır. (Devre elemanlarının hesapları Ek'te verilmiştir.)

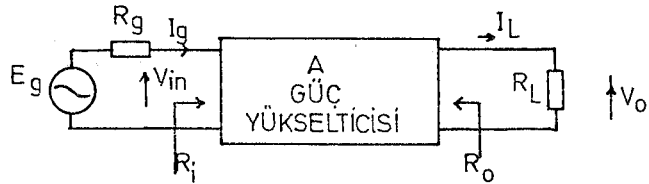
$$P_L = \frac{(75/2\sqrt{2})^2}{50} \approx 14 \text{ W} \quad (5.17)$$



ŞEKİL 26. 1,854 MHz'te Çalışan Güç Yükselticisi



ŞEKİL 27. Güç Yükseltici Blok Gösterimi



ŞEKİL 28. Güç Yükselticimizin Basitleştirilmiş Gösterimi

SONUÇ

Bu çalışmamızda hedeflenen amaç istenilen gücün belirlenmiş bir empedans üzerine basılması dolayısıyla biyo-medikal alanında uygulanabilecek electrosurgery cihazının gerçekleştirilmesidir.

Tasarımın gerçekleştirilmesinde çok çeşitli devreler denenmiş olup devrelerin çoğunda yeteri kadar gücün elde edilememesi sonucunda gerçekleştirilmesinden vaz geçilmiştir. Denenen devre tasarımları klasikleşmiş yükseltici tasarımları olup 1,85 MHz'de çalıştırılmaya tabi tutulmuşlardır ancak yüksek gerilim ve yüksek frekanslara çıkamayan komponentler bu devrelerin gerçekleştirilebilir olunmasına izin vermemişlerdir.

Tasarımımızda gerçekleştirilen devre özet olarak, osilatör, ön yükseltici ve güç katlarından oluşmuştur. Yükseltici katlarımızda karşımıza çıkan en büyük zorluk kazancımızla birlikte artan çıkış empedansımızın büyümesi dolayısıyla düşük empedanslı yükümüze güç aktaramamamızdır.

Cihazımızın çıkışında elde edilen sinyali piyasada kullanılan diğer cihaz çıkışları ile karşılaştırdığımızda karşımıza çıkan sinyal bozukluğu laboratuvarında kullanabileceğimiz cihaz eksiklikleri ve arzu edilen komponentlerin temin edilememesinden kaynaklanmaktadır. Ancak bu sinyal bozukluğunun koagülasyon üzerinde çok büyük bir etkisi olmayacaktır. Bozulmalar çıkış gerilimine yüksek frekanslı harmonikler bindirecek fakat gerilimin lokalizasyon etkisi kalıcı olacaktır. Yüksek frekanslı harmoniklerin genlikleri küçük olduğundan taşıdıkları enerji yok denecek kadar azdır dolayısıyla etkileri ihmal edilebilir.

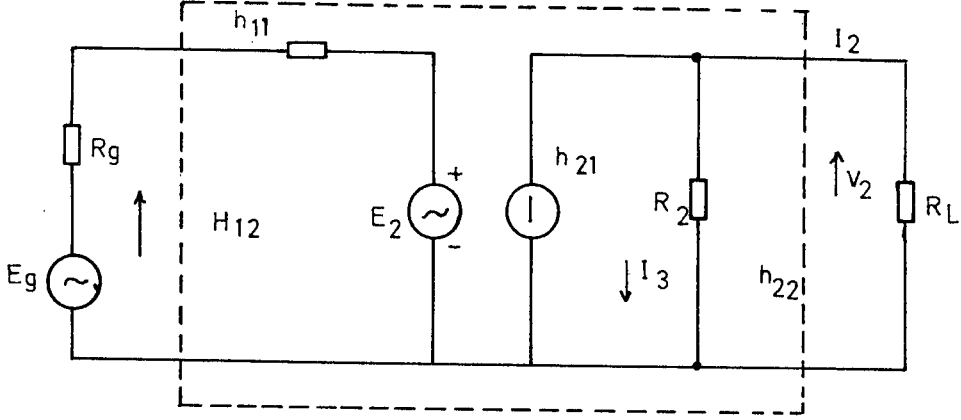
Karşımıza çıkan sorunlardan bir tanesi de yüksek frekanslı sinyalin yalıtım problemidir. Çünkü tasarımılanan devre, bu ça-

lışma frekansında verici gibi ortamda manyetik ve elektrik alanı oluşturmaktadır. Ortamda oluşan bu elektrik alan sistemimizin çok dūřuk gerilimlere hassasiyeti olan yūkseltici katlarımıza pozitif yōnde geri besleme yaparak ıkışımızda arzu edilmeyen sinyal bozukluklarına neden olur.

Sonuç olarak, piyasadaki diđer electrosurgery'lerden daha yūksek frekansta çalıřabilen cihazımız bu problemlerin minimuma indirgenmesiyle çok daha kullanılmaya elveriřli olup dūřuk maliyetlerinden dolayı rekabet edebilecek hale gelebilecektir.

EK

ORTAK BAZLI DEVRE h-PARAMETRELERİ



$$E_1 = h_{11} I_1 + h_{12} E_2$$

$$I_2 = h_{21} I_1 + I_3 = h_{21} I_1 + h_{22} E_2$$

$$I_3 = \frac{E_2}{1/h_{22}} = h_{22} E_2 \quad \text{Çıkış Empedansı} \quad R_0 = \frac{1}{h_{22}}$$

$$E_1 = h_{11} I_1 + h_{12} E_2$$

$$I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} E_2$$

$$E_2 = \frac{\begin{vmatrix} h_{11} & E_1 \\ h_{21} & I_2 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{vmatrix}} = \frac{h_{11} I_2 - h_{21} E_1}{h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}} = \frac{h_{11} I_2 - h_{21} E_1}{\Delta h}$$

$$I_2 = - \frac{E_2}{R_L}$$

$$E_2 = \frac{-h_{11} \frac{E_2}{R_L} - h_{21} E_1}{\Delta h} = - \frac{h_{21} E_1}{\Delta h + h_{11}/R_L}$$

$$0 = h_{21} I_1 + h_{22} E_2 + E_2/R_L$$

$$E_1 = h_{11} I_1 + h_{12} E_2$$

$$0 = h_{21} I_1 + (h_{22} + 1/R_L) E_2$$

$$I_1 = \frac{\begin{vmatrix} E_1 & h_{12} \\ 0 & h_{22} + 1/R_L \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} + 1/R_L \end{vmatrix}} = \frac{E_1 (h_{22} + 1/R_L)}{h_{11} (h_{22} + 1/R_L) - h_{12} h_{21}}$$

$$G_V = \frac{E_2}{E_1} \quad G_I = \frac{I_2}{I_1}$$

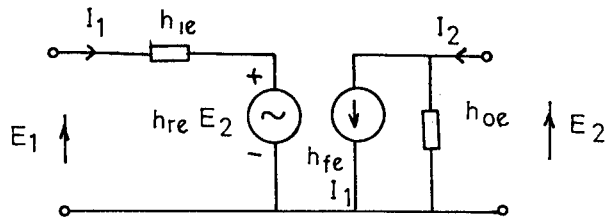
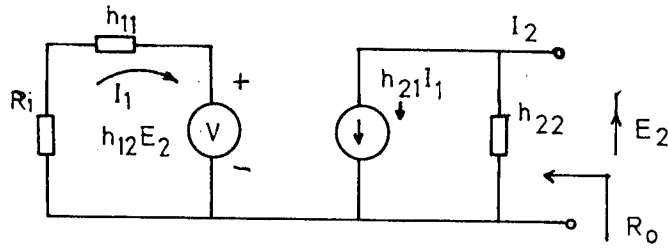
$$G_P = I_2 E_2 / E_1 I_1 = I_2^2 R_L / I_1^2 R_i$$

$$R_i = \frac{E_1}{I_1} = \frac{h_{11} (h_{22} + 1/R_L) - h_{12} h_{21}}{h_{22} + 1/R_L}$$

$$R_i = \frac{h_{11} (h_{22} R_L + 1) - h_{12} h_{21} R_L}{h_{22} R_L + 1}$$

$$R_i = \frac{R_L \Delta h + h_{11}}{h_{22} R_L + 1} \dots \dots \dots (1)$$

$$\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{21} h_{12}$$



$$0 = (R_g + h_{11})I_1 + h_{12}E_2$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}E_2$$

$$E_2 = \frac{\begin{vmatrix} R_g + h_{11} & 0 \\ h_{21} & I_2 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} R_g + h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{vmatrix}} = \frac{I_2(R_g + h_{11})}{(R_g + h_{11})h_{22} - h_{12}h_{21}}$$

$$R_0 = \frac{E_2}{I_2}$$

$$R_0 = \frac{E_2}{I_2} = \frac{R_g + h_{11}}{(R_g + h_{11})h_{22} - h_{12}h_{21}}$$

$$R_0 = \frac{R_g + h_{11}}{(R_g + h_{11})h_{22} + \Delta h} \dots \dots \dots (2)$$

$$E_2 = \frac{\begin{vmatrix} h_{11} & E_1 \\ h_{21} & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} + 1/R_L \end{vmatrix}} = \frac{-h_{21}E_1}{h_{11}(h_{22} + 1/R_L) - h_{12}h_{21}}$$

$$E_2 = \frac{-h_{21}E_1 R_L}{h_{11}(h_{22} R_L + 1) - h_{12}h_{21} R_L}$$

$$G_V = \frac{E_2}{E_1} = -h_{21} R_L / (R_L \Delta h + h_{11}) \dots \dots \dots (3)$$

$$E_2 = -I_2 R_L$$

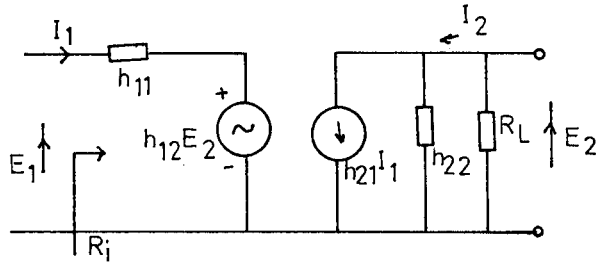
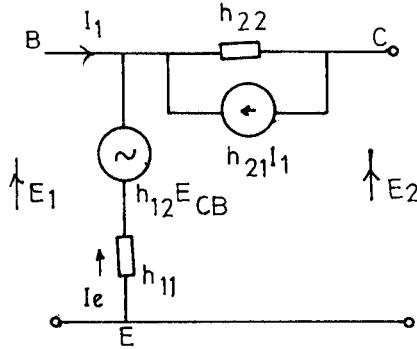
$$0 = h_{21} I_1 - h_{22} I_2 R_L - I_2$$

$$I_2 = h_{21} I_1 / (1 + h_{22} R_L)$$

$$G_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_L} \dots \dots \dots (4)$$

$$G_P = G_V G_I = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_L} \cdot \frac{-h_{21} R_L}{R_L \Delta h + h_{11}}$$

ORTAK EMETÖRLÜ YÜKSELTİCİSİ h-PARAMETRELERİ

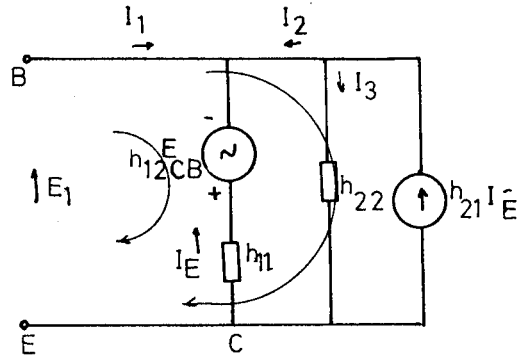


$$h_{11} = h_{ie} = \frac{E_1}{I_1} \Big|_{E_2=0} \quad (\text{Giriş Empedansı})$$

$$h_{21} = h_{fe} = \frac{I_2}{I_1} \Big|_{E_2=0} \quad (\text{Akım Kazancı})$$

$$h_{12} = h_{re} = \frac{E_1}{E_2} \Big|_{I_1=0} \quad (\text{Gerilim Geribesleme Oranı})$$

$$h_{22} = h_{oe} = \frac{I_2}{E_2} \Big|_{I_1=0} \quad (\text{Çıkış Admittansı})$$



$$E_1 = -h_{12} E_{CB} - h_{11} I_E$$

$$I_E = -(I_1 + I_2) \quad E_1 = -E_{CB}$$

$$E_1 = \frac{h_{11}}{1-h_{12}} I_1 + \frac{h_{11}}{1-h_{12}} I_2$$

$$E_1 = \frac{1}{h_{22}} I_3 \quad \dots \dots \dots (1)$$

$$I_3 = h_{21} I_2 \quad I_E = -(I_1 + I_2)$$

$$I_3 = -h_{21} (I_1 + I_2) - I_2$$

$$E_1 = \frac{1}{h_{22}} I_3 = \frac{1}{h_{22}} \left[-h_{21} (I_1 + I_2) - I_3 \right]$$

$$E_1 = \frac{h_{21}}{h_{22}} I_1 - \frac{h_{21}}{h_{22}} I_2 - \frac{I_2}{h_{22}}$$

$$E_1 = -\frac{h_{21}}{h_{22}} I_1 - I_2 \left(\frac{h_{21}}{h_{22}} + \frac{1}{h_{22}} \right)$$

$$E_1 = \frac{-h_{21} I_1 - I_2 (h_{21} + 1)}{h_{22}} \dots \dots \dots (2)$$

$$E_1 = \frac{h_{11}}{1-h_{12}} I_1 + \frac{h_{11}}{1-h_{12}} I_2$$

$$E_1 = \frac{h_{11} (I_1 + I_2)}{1-h_{12}}$$

$$E_1 = \frac{h_{11}}{1-h_{12}} I_1 + \frac{h_{11}}{1-h_{12}} I_2 \dots \dots \dots (3)$$

$$I_1 = \frac{\begin{vmatrix} E_1 & \frac{h_{11}}{1-h_{12}} \\ E_1 & -\frac{h_{21}}{h_{22}} + \frac{1}{h_{22}} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} \frac{h_{11}}{1-h_{12}} & \frac{h_{11}}{1-h_{12}} \\ -\frac{h_{21}}{h_{22}} & -\left(\frac{h_{21}}{h_{22}} + \frac{1}{h_{12}}\right) \end{vmatrix}} = \frac{E_1 \left[(h_{21} + 1)(1-h_{12}) + h_{11} h_{22} \right]}{h_{11}}$$

$$I_1 = \frac{E_1 (h_{21} - h_{21} h_{12} + 1 - h_{12} + h_{11} h_{22})}{h_{11}}$$

$$I_1 = \frac{E_1 (\Delta h + h_{21} - h_{12} + 1)}{h_{11}}$$

$$h_{ie} = \frac{E_1}{I_1} \Bigg|_{E_2=0}$$

$$h_{ie} = \frac{h_{11}}{\Delta h + h_{21} - h_{12} + 1}$$

$$h_{ie} \approx \frac{h_{11}}{1 + h_{21}}$$

$$h_{fe} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{E_2=0}$$

(2) ve (3) no'lu denklemlerden

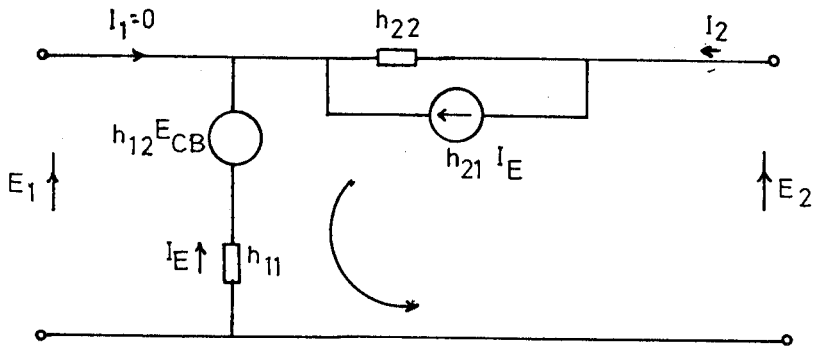
$$I_2 = \frac{\begin{vmatrix} \frac{h_{11}}{1-h_{12}} & E_1 \\ -\frac{h_{21}}{h_{22}} & E_1 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} \frac{h_{11}}{1-h_{12}} & \frac{h_{11}}{1-h_{12}} \\ \frac{h_{21}}{h_{22}} & -\frac{h_{21}+1}{h_{22}} \end{vmatrix}} = \frac{E_1 \left[\frac{h_{11} h_{22} - h_{21} (1-h_{12})}{(1-h_{12}) h_{22}} \right]}{\frac{h_{11} h_{21} - h_{11} (h_{21}+1)}{(1-h_{12}) h_{22}}}$$

$$I_2 = \frac{E_1 (h_{11} h_{22} - h_{21} h_{12} + h_{21})}{h_{11} h_{21} - h_{11} h_{21} - h_{11}} = \frac{E_1 (\Delta h + h_{21})}{-h_{11}}$$

$$h_{fe} = \frac{E_1 (\Delta h + h_{21})}{-h_{11}} / \frac{E_1 (\Delta h + h_{21} - h_{12} + 1)}{h_{11}}$$

$$h_{fe} = \frac{\Delta h + h_{21}}{\Delta h + h_{21} - h_{12} + 1} \quad h_{21} > \Delta h$$

$$h_{fe} = - \frac{h_{21}}{1 + h_{21}}$$



$$E_2 = \frac{I_2 - h_{21} I_E}{h_{22}} - h_{12} E_{CB} - h_{11} I_E$$

$$E_{CB} = \frac{I_2 - h_{21} I_E}{h_{22}}$$

$$E_2 = \left(\frac{1 + h_{21}}{h_{22}} \right) I_2 - h_{12} \left(\frac{1 + h_{21}}{h_{22}} \right) I_2 + h_{11} I_2$$

$$h_{oe} = \frac{I_2}{E_2} \Big|_{I_1=0}$$

$$h_{oe} = \frac{h_{22}}{\Delta h + h_{21} - h_{12} + 1}$$

$$h_{oe} = \frac{h_{22}}{1 + h_{21}}$$

$$E_1 = -h_{12} E_{CB} - h_{11} I_E$$

$$E_{CB} = \left(\frac{1 + h_{21}}{h_{22}} \right) I_2$$

$$I_E = -I_2$$

$$E_1 = -h_{12} \left(\frac{1 + h_{21}}{h_{22}} \right) I_2 + h_{11} I_2$$

$$h_{re} = \left. \frac{E_1}{E_2} \right|_{I_1=0}$$

$$h_{re} = I_2 \left(\frac{-h_{12} - h_{21} h_{12} + h_{22} h_{11}}{h_{22}} \right) / I_2 \left(\frac{1 + h_{21} - h_{12} + h_{11} h_{22} h_{12} h_{21}}{h_{22}} \right)$$

$$h_{re} = \frac{1 + h_{21} - h_{12} + \Delta h}{\Delta h - h_{12}}$$

$$h_{re} \approx \frac{1 + h_{21}}{h - h_{12}}$$

$$R_i = \frac{R_L h_e + h_{ie}}{1 + h_{oe} R_L}$$

$$R_0 = \frac{h_{ie} + R_g}{\Delta h_e + h_{oe} R_g}$$

$$G_V = \frac{-h_{fe} R_L}{\Delta h_e R_L + h_{re}}$$

$$G_I = \frac{h_{fc}}{1 + h_{oe} R_L}$$

$$G_P = G_V \cdot G_I = - \frac{h_{fe}^2 R_L}{(1 + h_{oe} R_L)(\Delta h_e R_L - h_{ie})}$$

$$\Delta h_e = h_{ie} h_{oe} - h_{fe} \cdot h_{re}$$

ÖN YÜKSELTEÇ İLE GÜÇ YÜKSELTEÇ DEVRESİNDEKİ ELEMAN
DEĞERLERİNİN HESABI

3. KAT İÇİN

Üçüncü tranzistörün I_c akımı 10 mA seçilerek V_{CO} değeri 35 V'ta olması için $R_{C3} = R_7 = R_{C3} = \frac{70-35}{10mA} = 3,3 \text{ K}$ olarak bulundu.

$$\beta = 100$$

$$I_b = \frac{10}{100} = 100 \text{ } \mu\text{A}$$

$$R_B = \frac{70}{100\mu\text{A}} = 700 \text{ K}\Omega$$

$R_B = P_2 + R_6$ olduğundan, R_b direnci 390Ω ve DC voltaj seviyesini ayarlayan pot 500 K seçildi.

2. KAT İÇİN

Tranzistör kesim ve doyumda çalıştığı için

$$I_{b2} = \frac{70}{12+3.9} = 4,4 \text{ mA}$$

$$I_{c2} = \frac{70}{3947} = 17,7 \text{ mA}$$

R_5 direnci 47Ω , R_4 direnci $3,9 \text{ K}$ ve R_3 direnci 12 K seçilerek pratik devre üzerinde en uygun çalışma noktaları yakalanmıştır.

Birinci kısımda ise T_1 emitter follower olarak kullanılmıştır. ve uygun direnç değerleri $R_2 = 5,6 \text{ K}$ ve $R_1 = 56 \text{ K}$ ve Emetör ucunda V_{EQ} quiescent voltaj değerini ayarlayan P_1 potansiyometresi 10 K olarak seçilmiştir.

$$I_{CQ} = \frac{70/2}{R_3} = \frac{35}{R_3}$$

$I_{CQ1} = 260 \text{ mA}$ seçilerek R_3 direnci 130Ω bulunmuştur.

$$= 50 \text{ alınarak}$$

$$I_b = \frac{260}{50} = 5,3 \text{ mA}$$

R_2 direnci 820Ω seçilerek gereken I_B akımını oluşturan R_1 direnci 10 K olarak hesaplanmıştır.

Aynı yöntemlerden gidilerek 2 kısım için $R_6 = 130\Omega$,
 $R_4 = 13,9 \text{ K}$, $R_5 = 25\Omega$ bulunmuştur.

Gerekli gerilim kazancının oluşturulması için R_2 ve R_3 direnç değerleri C_2 ve C_4 by-pass kondansatörleriyle çalışma frekansında kısa devre edilmiştir. Bu kondansatörlerin değeri 68 nF olarak pratik devre üzerinde gerçekleştirilmiştir.

C_1 , C_3 ve C_5 DC kuplaj için kullanılmış çıkıştaki C_6 kondansatörü ise çıkıştaki tarzistörden oluşan yüksek frekans bileşenlerini yok etmek amacıyla konmuştur.

KAYNAKLAR

1. Biomedical Instrumentation and Measurements Leslie Cromwell/
Fred J. Weibell/Erich A. Pfeiffer Prentice-Hall, 1980 .
2. Integrated Electronics Millman-Halkias McGraw-Hill, 1972.
3. Electronic Circuits Charles A.Holt John Wiley and Sons, 1978.
4. Elektronik Devreleri Prof.Dr. Duran Leblebici İTÜ, 1983 .
5. Microwave Coagulating Scolpel IEEE Transactions on BME
vol. BME-30 No.12, Dec, 83 .
6. Linear Circuits Data Book Texas Instruments, 1984 .
7. Modern Electronic Circuit Design David J. Comer
Addison-Wesley Publishing Company, 1980.
8. Health Devices Inspection and Preventive Maintenance System
ECRI, 1984 .