

88
2 ej-



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
FACULTAD DE INGENIERIA

**DISEÑO Y ELABORACION DE UN EQUIPO DE ELECTROESTIMULACION
PARA SU APLICACION EN MEDICINA VETERINARIA
EN EL CAMPO DE LA ACUPUNTURA**

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
P R E S E N T A
ANA EUGENIA LORENZO TOUSSAINT

DIRECTOR DE TESIS:
ING. KENT IRA BRAILOVSKY A.
ING. MAURICIO GARCIA E.



MEXICO, D. F.

1992

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

INDICE.

INTRODUCCION	1
I. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	2
I.1 PARAMETROS DE RELEVANCIA PARA LA SOLUCION DEL PROBLEMA	2
I.2 EFECTOS FISIOLÓGICOS DE LA CORRIENTE ELÉCTRICA	3
I.3 DIAGRAMA DE BLOQUES	12
II. DISEÑO PRELIMINAR DEL EQUIPO	13
II.1 ANÁLISIS TEÓRICO	14
II.1.1 GENERACION DE SEÑALES	14
II.1.2 ETAPA DE AMPLIFICACION	24
II.3 IMPLEMENTACION	32
II.4 FABRICACION DEL PROTOTIPO	40
II.4.1 CIRCUITO IMPRESO	40
II.4.2 ARMADO DEL PROTOTIPO	40
II.4.3 PRESENTACION	40
II.5 PRUEBAS DE DISEÑO	42
III. APLICACION DEL PROTOTIPO EN CICATRIZACION DE HERIDAS POR SEGUNDA INTENCION EN RATAS	43
III.1 ANÁLISIS DEL PROBLEMA	43
III.2 DESARROLLO DEL EXPERIMENTO	43
III.3 EVALUACION DEL EQUIPO	45
IV. PREPARACION DE LA PRODUCCION PILOTO	46
V. CONCLUSIONES	51
BIBLIOGRAFIA	52
APENDICES	53
APENDICE A	53
APENDICE B: CIRCUITO PARALELO RLC	54
APENDICE C: DISEÑO DEL TRANSFORMADOR	56
APENDICE D: HOJAS DE ESPECIFICACIONES	63

INTRODUCCION.

El equipo de electroestimulación es utilizado en medicina como apoyo a los tratamientos de acupuntura en distintos padecimientos.

Este tipo de tratamientos se iniciaron en China desde principios de este siglo, su área de aplicación es tan común y tan amplia que va desde curar heridas, fracturas, dolores de cabeza, estómago, hasta anestesia en casos de intervenciones quirúrgicas.

Posteriormente los médicos franceses se interesaron por este tipo de tratamientos, siendo los primeros occidentales en estudiarlos, difundiendo estos conocimientos a otras partes del mundo.

A partir de 1970 se empiezan a utilizar campos eléctricos en conjunto con la acupuntura tradicional, llamando a esta técnica electroestimulación, utilizando al inicio animales de prueba para efectuar una serie de experimentos que permitiesen determinar los parámetros más adecuados como podrían ser voltaje, corriente, frecuencia a aplicar de acuerdo al tratamiento del que se trate, permitiendo entonces hacer los ajustes correspondientes al ser humano. En los tratamientos se observó que la energía eléctrica debía de ser pulsante, ya que es así la forma como trabajan los nervios del cuerpo humano, siendo importante el control de la amplitud, densidad, y tiempo de ocurrencia, para poder dar el tratamiento adecuado de acuerdo al padecimiento y paciente.

Por lo anterior el diseño del electroestimulador, debía constar de un circuito pulsante, para estimular los puntos de acupuntura por medio de agujas en base a una corriente a diferentes intensidades y frecuencias, en los lugares específicos del cuerpo humano.

En el mercado nacional este tipo de equipo es difícil de adquirir debido a que no son fabricados en el país, lo que los hace difíciles de obtener y costosos. Por este motivo la Facultad de Veterinaria de la Universidad Nacional Autónoma de México solicitó un prototipo, con el fin de ampliar el espectro de investigación a frecuencias superiores de las comerciales.

I. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Con objeto de conocer las necesidades que debían resolverse, se procedió a estudiarlas en conjunto con los interesados a fin de conocerlas, para su estudio y análisis.

Con el análisis efectuado se obtuvo el perfil del instrumento prototipo con los parámetros a satisfacer, los cuales se plantean a continuación (ref. [1], [2]).

I.1 PARAMETROS DE RELEVANCIA PARA LA SOLUCION DEL PROBLEMA

- Picos de voltaje de hasta 350V : La aplicación de este prototipo se planea para uso con animales, los cuales pueden llegar a necesitar mayor intensidad de voltaje y corriente en los tratamientos que se les aplican debido a su tamaño.

- El rango de frecuencias : Debe ser de 14 a 500 Hz para abarcar todos los posibles tratamientos que se aplican , así como distintas densidades que faciliten ciertas terapias e incluir la opción para experimentación.

Nota: Generalmente los aparatos comerciales tienen una frecuencia de hasta 120 Hz, que no es suficiente en muchos tratamientos de animales de mayor tamaño. Es importante también disponer de distintas densidades de frecuencia, es decir con pulsos uniformes continuos o bien con bloques que se presenten con un cierto tiempo de separación.

- El aparato debe ser de fácil transporte y manejo, así como atractivo para el usuario.

- Una fuente de alimentación externa, que permita el uso del instrumento aún en lugares donde no lleguen las líneas de energía eléctrica , aprovechando para esto la batería común de un automóvil.

I.2 EFECTOS FISIOLÓGICOS DE LA CORRIENTE ELÉCTRICA

Los efectos fisiológicos ocurren en el cuerpo humano cuando este forma parte de un circuito eléctrico. La corriente debe entrar en el cuerpo en un punto y salir por otro. La magnitud de la corriente que circula dentro del cuerpo humano, es igual al voltaje aplicado dividido por la impedancia del cuerpo entre los dos puntos de contacto (ref. [3], [4]).

Cuando circula corriente eléctrica por tejido biológico pueden ocurrir tres cosas:

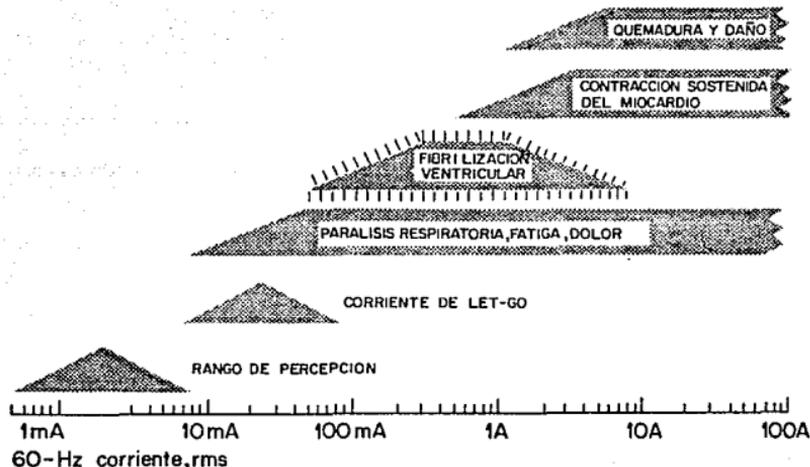
- 1) Calor resistivo de la piel.
- 2) Electroestimulación de tejido excitable (nervios y músculos).
- 3) Quemaduras electroquímicas (por corriente directa).

Los efectos fisiológicos y psicológicos cambian, dependiendo de la intensidad de la corriente que se le aplique al paciente. Por ejemplo, en el caso de un hombre de 70 kg se obtuvieron los resultados mostrados en **Ilustr. 1**, expuesto a una señal de 60 Hz, aplicándole la corriente en las palmas de las manos (ref. [5]).

- Umbral de percepción.

Esta condición se presenta, cuando la densidad de corriente local es suficiente para excitar los nervios de la piel, el sujeto percibe un cosquilleo, es la mínima corriente que puede detectar un ser vivo. Cambia en gran forma dependiendo del individuo, y de las condiciones de medición. La corriente promedio se encuentra en los 50mA para una corriente alterna a 60Hz; para corriente directa está entre los 2 y los 5mA, comenzando por calentar la piel (ref. [5]).

I. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA



Ilustr. 1 Efectos de la corriente en el ser humano.

- Corriente de let-go (dejar ir).

Al ir aumentando los niveles de corriente, los nervios y músculos perciben un estímulo cada vez más fuerte, que puede incluso provocar dolor y fatiga, presentándose contracciones involuntarias en los músculos o reflejos involuntarios, lo cual podría llegar a causar daño. Conforme aumenta la corriente, se llega a un punto donde la contracción del músculo puede llegar a ser tan fuerte que el individuo pierda la capacidad de responder a reflejos involuntarios, esta corriente se define como la corriente dentro de la cual el individuo puede aún responder por medio de reflejos voluntarios. Para una señal de corriente alterna a 60Hz el valor máximo de esta corriente se encuentra en 9.5mA.

- Paro respiratorio, dolor y fatiga

Al continuar aumentando la corriente puede inclusive causar contracciones involuntarias de los músculos respiratorios, capaces de causar asfixia si la corriente no es interrumpida. Dalziel en 1973 observó que este paro se presentaba entre corrientes de 1.8 a 2.2A. También se puede presentar con estos niveles de corriente, dolor por contracción de los músculos así como fatiga debida al tiempo de exposición.

I. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

- Fibrilización ventricular.

El corazón es susceptible a la corriente eléctrica lo que puede llegar a ser muy peligroso. Cuando parte de la corriente pasa por el pecho, y se tiene una cantidad de corriente suficiente para excitar parte de este músculo, entonces la propagación normal de corriente por el corazón es modificada, desincronizando los ventrículos provocando que el bombeo de sangre se detenga, causando la muerte del individuo.

Esta desincronización del músculo cardíaco se conoce como fibrilización, y no se detiene el efecto aún cuando la corriente que la provoca es retirada. Siendo la causa más común de muerte por choque eléctrico. La corriente de fibrilización para un hombre promedio varía de entre 100mA a 4A. El ritmo normal del corazón regresa únicamente si se aplica un pulso de alivio de un desfibrilizador simultáneamente, despolarizando así el músculo del corazón, relajándolo con objeto de que recupere su ritmo normal.

- Contracción sostenida del miocardio

Si se aumenta más la corriente se produce una contracción completa del músculo del corazón, provocando que este deje de palpar completamente mientras esta se encuentre presente, pero una vez que se retira la corriente, el corazón puede volver a funcionar a su ritmo normal. Las corrientes que pueden llegar a provocar un paro total del miocardio son corrientes mayores a 5A. En los experimentos hechos, no se conocen consecuencias secundarias por este tipo de paros, siempre y cuando el tiempo de exposición a esta corriente no provoque la muerte.

- Quemaduras y daños físicos.

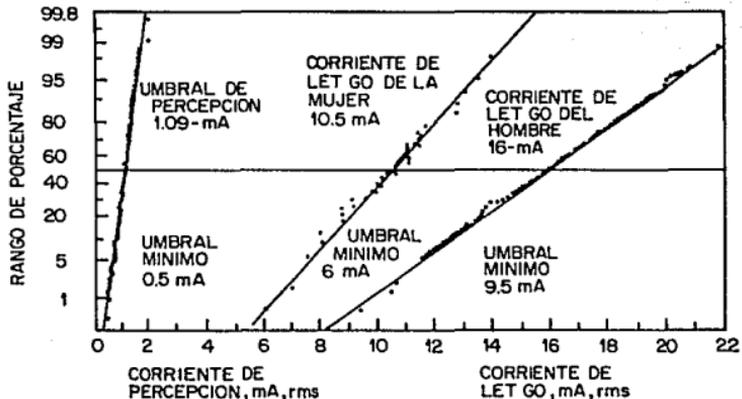
Muy poco se sabe de los efectos causados por corrientes mayores a los 10A. Particularmente de corrientes de larga duración. Debido al efecto joule que se presenta en la piel se tienen quemaduras por calor resistivo, usualmente en el punto de entrada de la corriente debido a la resistividad de la piel. Corrientes de 10A pueden llegar a perforar la piel. Los nervios y las células cerebrales pierden sus funciones, e incluso la contracción muscular puede ser tan grande que separe el músculo del hueso.

PARÁMETROS DE SUSCEPTIBILIDAD

Desde luego los efectos causados por la corriente, varían con respecto a los diferentes parámetros de electricidad, así como a los individuos que los reciben, por lo que es importante conocer los efectos de estos.

- Variaciones en las corrientes de percepción y de let-go.

Las variaciones de estas corrientes se pueden observar en la *Ilustr. 2* con respecto al ser humano (ref. [5], Dalziel 1973).



Ilustr. 2 Variaciones de corrientes de percepción y Let-Go.

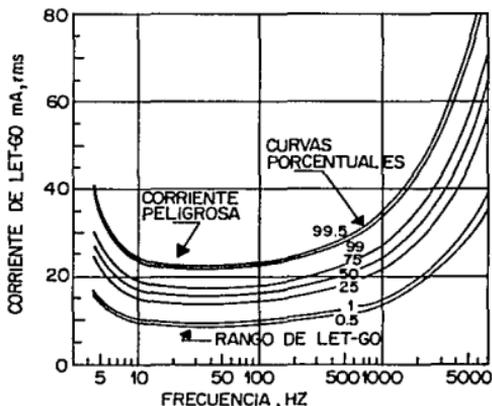
En la *Ilustr. 2*, los datos se pueden aproximar a una recta, pudiendo considerar una distribución Gaussiana. Para un hombre el valor medio de la corriente de percepción es de 1.1 ma; mientras que para una mujer se encuentra en 0.7 ma. La mínima corriente perceptible es de $500 \mu\text{A}$.

I. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

La corriente de let-go también se puede aproximar a una distribución Gaussiana, siendo el promedio para un hombre de 16mA y para una mujer de 10.5mA. La corriente mínima de let-go es de 9.5mA para hombre y de 6mA para mujer. Sin embargo se puede observar que la desviación estándar para la corriente de let-go es mayor que para la de percepción.

- Frecuencia.

Las variaciones de la frecuencia pueden graficarse contra la corriente de let-go, ocurriendo la mínima corriente de let-go a las frecuencias de la línea comercial de 50 y 60Hz. Para frecuencias menores a 10Hz la corriente de let-go aumenta debido a que los músculos tienen tiempo de relajarse, y a frecuencias mayores arriba de los cientos de hertz esta corriente también aumenta quizás debido al intercambio en la duración de la contracción y la capacidad de refracción de los tejidos excitables (ref. [5]). Como se puede observar en la Ilustr. 3 .



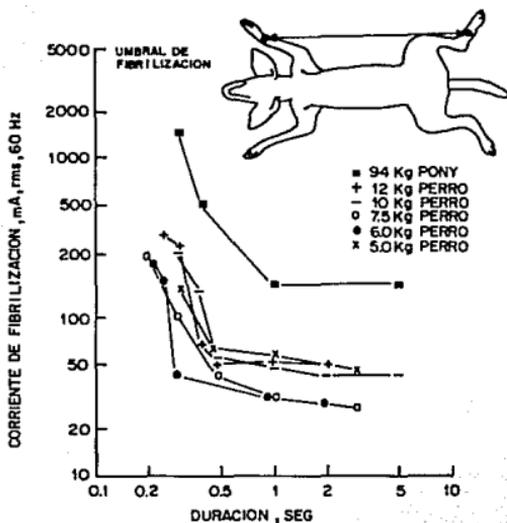
Ilustr. 3 Variaciones de frecuencia contra corrientes.

- Duración

La corriente de fibrilización aumenta rápidamente en animales cuando dura más de 1 segundo, como se puede observar en la Ilustr. 4. El corazón se vuelve más vulnerable durante los 100 primeros milisegundos del ciclo del corazón correspondiendo a la onda T

I. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

del manual de ECG (onda producida por el corazón). Choques de corta duración aplicados durante otra etapa del ciclo del corazón tiene mayores corrientes de fibrilización (ref. /5/).

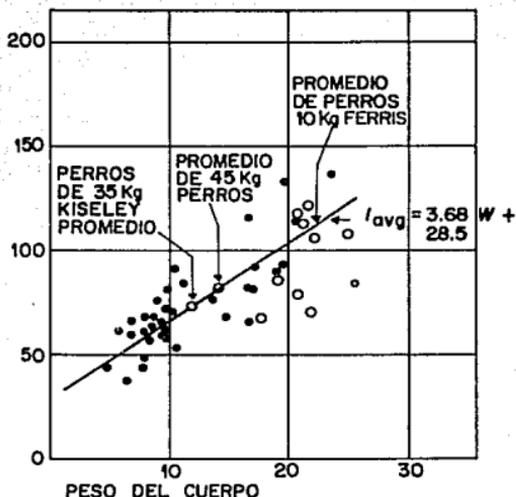


Ilustr. 4 Duración de corriente de fibrilización.

- Peso corporal.

La fibrilización sostenida aumenta conforme al peso de los animales, aunque los datos sobre este tipo de variaciones se encuentran bastante dispersos aún para los perros, que es el animal más utilizado en estos experimentos.

Aún cuando la Ilustr. 5 permite darnos cuenta de la dependencia de la fibrilización con respecto al peso corporal (ref. /5/).



Ilustr. 5 Peso corporal.

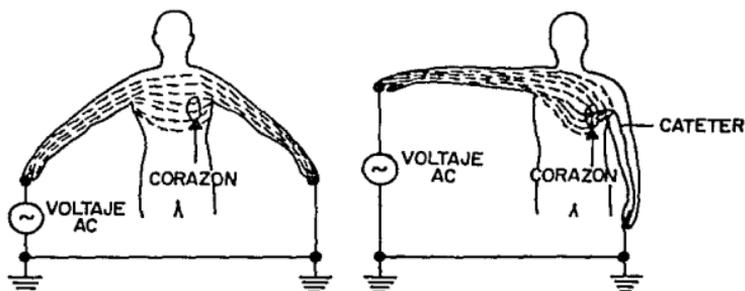
- Puntos de aplicación.

En el cuerpo humano, así como en animales se han encontrado puntos donde concluyen terminaciones nerviosas de distintas partes del organismo, y de acuerdo al tratamiento se seleccionan los adecuados, colocándose en estos agujas (electrodos) por pares, cuya cantidad depende del número de centros nerviosos a tratar. De esta manera se realizan los tratamientos de electroestimulación.

Cuando se aplica corriente en dos puntos del cuerpo, únicamente una pequeña porción de esta fluye a través del corazón. Las corrientes aplicadas externamente se conocen como macroschocs. Siendo las corrientes requeridas para fibrilizar el corazón mayores cuando se aplican en la superficie del cuerpo, que cuando se aplican directamente. La importancia de la localización de los puntos radica en el riesgo que se corre dependiendo de la cercanía de estos y el lugar del cuerpo donde se aplican. La piel presenta una protección natural debido a su alta resistencia que radica alrededor de $15k\Omega/cm^2$ a $1M\Omega/cm^2$,

por lo que muchas veces para obtener algún efecto con corriente eléctrica es necesario hacer una pequeña incisión o bien colocar algún dispositivo que permita el paso de la corriente a través de la piel.

Los pacientes tienen en general mayor susceptibilidad cuando se colocan dispositivos cerca del corazón, por lo que debe cuidarse que el dispositivo se encuentre bien aislado debido a que podrían inducir mayores corrientes externas de afuera del cuerpo al corazón. La densidad de corriente en el punto de contacto puede ser bastante alta, e inducir una fibrilización hasta con $20 \mu\text{A}$ en el caso de un perro. Para seres humanos se tiene poca información sin embargo con un catéter intracardiaco se puede presentar con 80 a $600 \mu\text{A}$. Cuando se da un choque directo al corazón se tienen microshocks, siendo el límite aceptable de $10 \mu\text{A}$. Cuando un paciente está conectado de fijo a un dispositivo cardíaco se le conoce como paciente eléctricamente susceptible (ref. [5])



Ilustr. 6 Camino de la corriente a través del corazón.

I. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

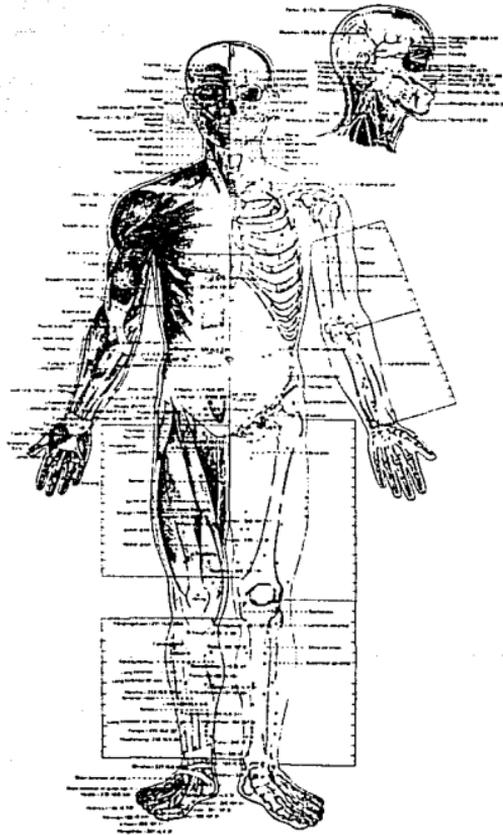


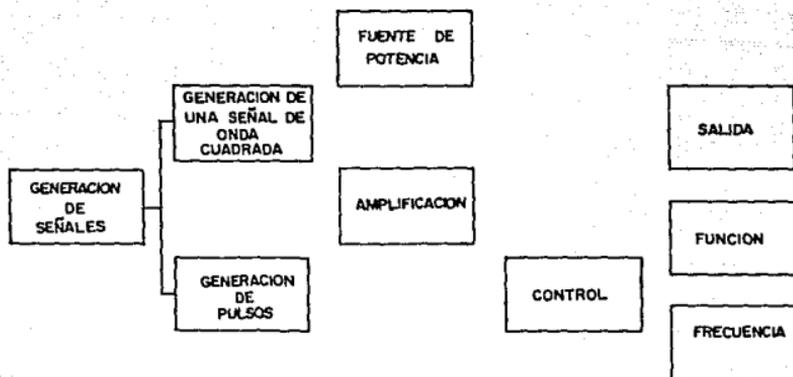
Fig. 2.21. Acupuncture points on the anterior surface of the body.

Ilustr. 7 Mapa de los puntos de acupuntura.

I.3 DIAGRAMA DE BLOQUES

El diseño del equipo se dividió en bloques básicos:

- Generación de señales.
- Amplificación.
- Salida.
- Módulos de control.



Ilustr. 8 Diagrama de bloques.

II. DISEÑO PRELIMINAR DEL EQUIPO

Una vez que se conoce el marco teórico de las diferentes partes que constituyen el diagrama de bloques se procede al diseño con base a las necesidades que se observaron durante la investigación previa. Partiendo de las condiciones siguientes:

- Un tren de pulsos con un voltaje máximo de 350 volts.
- Frecuencia máxima de 500 Hertz.
- Aislamiento del paciente con el circuito eléctrico.
- La corriente de salida no debe de sobrepasar los $10 \mu\text{A}$ de acuerdo al análisis de las corrientes dentro del tejido vivo y tomando en cuenta las características eléctricas del aparato. La corriente total del aparato será 0.05mA .
- Suministrar la potencia requerida para los tratamientos de animales de todo tamaño y padecimiento.

Otro aspecto básico para la construcción del prototipo, es la presentación del aparato, tomando en cuenta su uso y trato dado por las condiciones de trabajo naturales a las que es sometido, debiendo ser resistente al transporte y a un uso continuo, debe ser de fácil manejo y con poca dificultad para su control, con el fin de que pueda utilizarlo cualquier persona en forma eficiente.

Debe de cumplir con las restricciones médicas, que marca la resistencia del cuerpo a los distintos parámetros eléctricos.

II.1 ANALISIS TEORICO

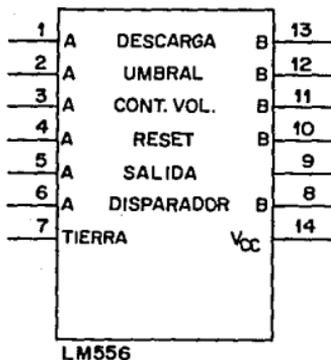
II.1.1 GENERACION DE SEÑALES

El generador de señales consta de dos partes:

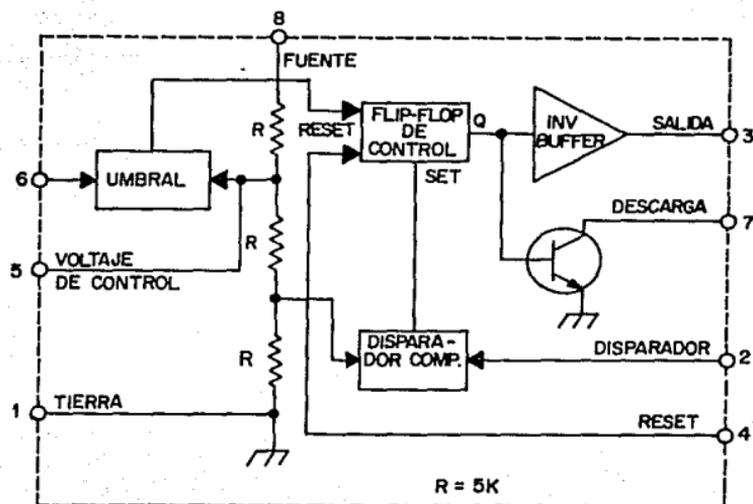
- Generador de onda cuadrada.
- Generador de pulsos.

ONDA CUADRADA

Para la generación de la onda cuadrada se utilizó el circuito integrado 555, el cual es un circuito timer cuyos diagramas lógico y eléctrico se muestran en la *Ilustr. 9* y *Ilustr. 10* respectivamente, debido a que se requieren dos timers se utilizó el circuito integrado LM556 que ya los trae.



Ilustr. 9 Diagrama lógico del LM556.



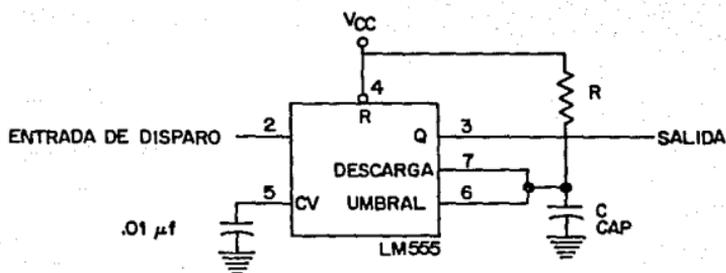
Ilustr. 10 Diagrama eléctrico del circuito LM556.

Uno de los timers se conecta en forma astable, para generar una onda cuadrada continua y el otro se conecta de manera monoestable para obtener distintas densidades de frecuencia por medio de la suma y multiplicación de ambas ondas.

CIRCUITO TIMER EN ESTADO MONOESTABLE

A la conexión monoestable se le conoce también como multivibrador de un solo disparo, su conexión básica es la que se muestra en la Ilustr. 11 (ref. [6]).

Como se puede observar en el diagrama interno del circuito, el circuito integrado 555 (Ilustr. 10) posee un Flip-Flop de control, el cual determina los niveles de salida alto y bajo, si este se encuentra en estado de stand-by el flip-flop de control mantiene Q_1 encendido y el capacitor de tiempo C se encuentra con una diferencia de potencial igual a cero volts. Las resistencias internas de $5K\Omega$ actúan como divisores de voltaje, sirven para determinar los



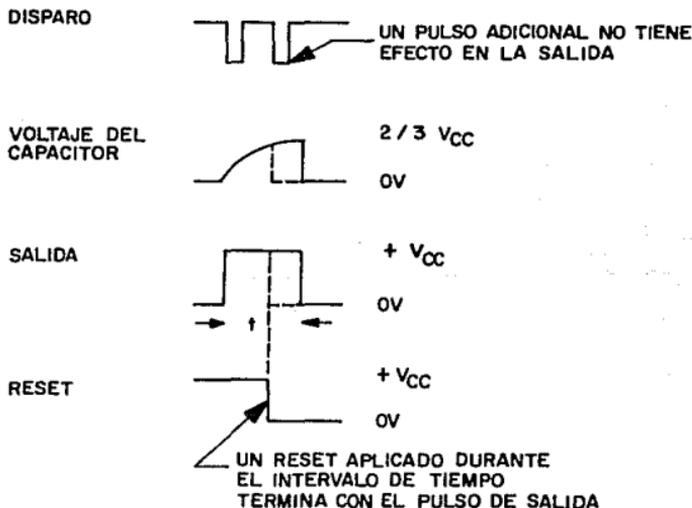
Ilustr. 11 Conexión monoestable.

niveles de los comparadores internos tanto alto como bajo, a niveles de $1/3$ y $2/3$ de V_{cc} , respectivamente, los cuales contribuyen para fijar el intervalo de tiempo.

En el momento de stand-by el comparador se encuentra a $1/3$ de V_{cc} , al presentarse un disparo, el nivel de voltaje sobrepasa este valor y el flip-flop interno cambia de estado apagando Q_1 . La salida entonces adquiere una forma exponencial hasta un valor de V_{cc} . La constante de tiempo de carga y descarga se encuentra dada por R_1C .

$$t_c = R_1C \quad (1)$$

Por efecto del segundo comparador el voltaje en el capacitor aumenta hasta $2/3$ de V_{cc} , al llegar a este valor el segundo comparador activa el flip-flop el cual cambia de estado provocando la descarga casi instantánea del capacitor, lo cual causa que la salida baje a cero volts (ref. /6/). Como se muestra en la Ilustr. 12 .



Ilustr. 12 Comportamiento característico de los voltajes en el 555.

Para disparar el circuito cuando el voltaje es menor a $1/3$ de V_{cc} se requiere de un pulso negativo, una vez que esto ocurre la salida se mantiene en un nivel alto hasta que transcurre el tiempo de la constante $R_s C$, este comportamiento queda definido en las ecuaciones (2).

$$\Delta V = V_{cc} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_s C}} \right)$$

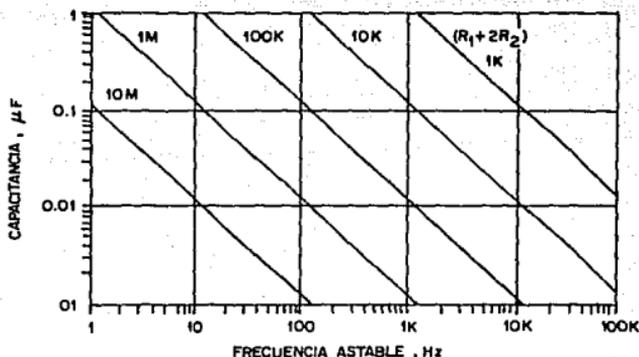
$$\frac{2}{3} V_{cc} = V_{cc} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_s C}} \right) \quad (2)$$

$$t = -R_s C \ln \frac{1}{3}$$

El tiempo donde el pulso permanece en nivel alto queda definido como:

$$t = 1.1 R_0 C \quad (3)$$

Obteniendo una relación gráfica de las variaciones de tiempo con respecto a distintos valores de R_0 y C como se observa en la *Ilustr. 13* (ref. *[6]*).



Ilustr. 13 Gráfica de intervalos de tiempo en estado monoestable en función de R_0 y C .

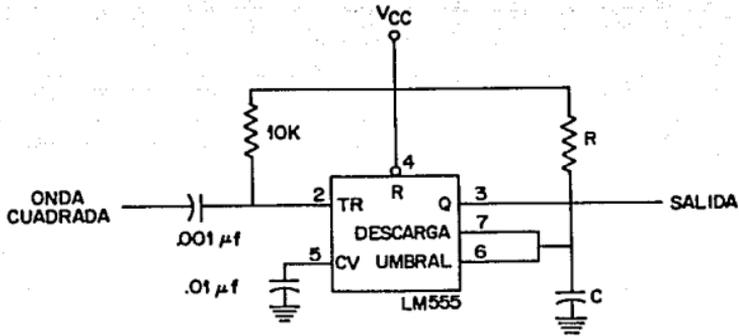
El tiempo de carga y de comparación están directamente relacionados en forma proporcional a la resistencia y capacitor, por lo que cualquier variación en estos puede afectar el intervalo de tiempo.

Para que un ciclo vuelva a comenzar es necesario aplicar un pulso negativo al reset de 0.4 V forzando así la salida a bajar.

Este nivel se mantiene hasta que se presenta un pulso negativo de disparo en la entrada correspondiente.

Para asegurar que el disparo afecte la salida se coloca una resistencia y un capacitor como se muestra en la *Ilustr. 14* (ref. *[6]*).

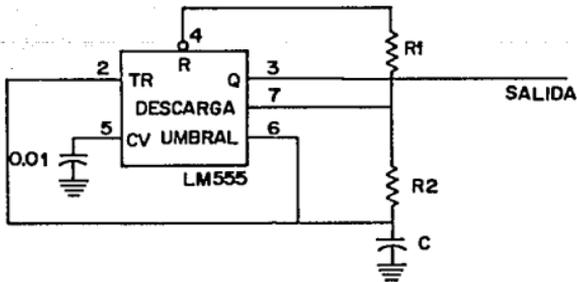
II. DISEÑO PRELIMINAR DEL EQUIPO



Ilustr. 14 Diagrama modificado de la conexión monoestable del 555.

OPERACIÓN ASTABLE

A este tipo de operación se le conoce también como generador de pulsos cuadrados. Las conexiones para que el circuito funcione en esta forma se pueden ver Ilustr. 15 (ref. [6]).



Ilustr. 15 Conexión astable del 555.

II. DISEÑO PRELIMINAR DEL EQUIPO

R_a se forma entonces por dos resistencias, la unión de estas se conecta al colector de descarga del transistor. El capacitor C se carga hasta un valor de $2/3$ de V_{cc} a través de R_a , cuando llega a este valor el comparador dispara el flip-flop y descarga el capacitor hasta $1/3$ de V_{cc} , disparando entonces el otro comparador, comenzando el siguiente ciclo.

El capacitor de esta forma se carga y descarga entre los valores de $1/3$ y $2/3$ de V_{cc} respectivamente. La salida se encuentra en un nivel alto durante el tiempo de carga t_1 que es igual a:

$$R_a = R_1 + R_2$$
$$t_1 = R_a C \ln \left(\frac{V_{cc} - \frac{2}{3} V_{cc}}{V_{cc} - \frac{1}{3} V_{cc}} \right) \quad (4)$$
$$t_1 = 0.693 R_a C$$

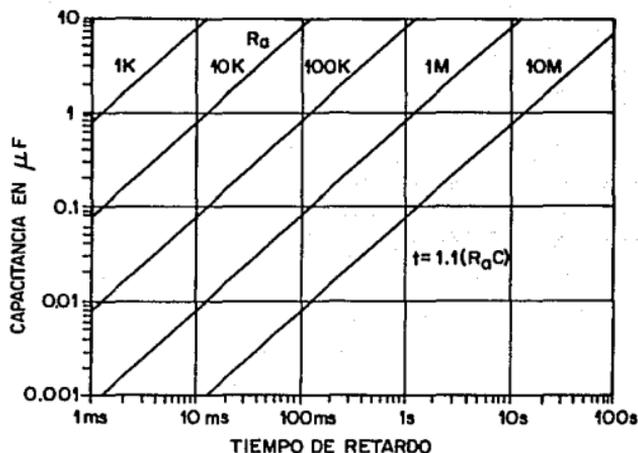
La salida se encuentra en un nivel bajo durante el tiempo de descarga t_2 dado por:

$$t_2 = 0.693 R_2 C \quad (5)$$

Los distintos valores de la constante de tiempo están dados por $R_a C$ que se afectan como se observa en la Ilustr. 16 (ref. [6]).

La frecuencia en este caso se encuentra dada por :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.443}{R_a C} \quad (6)$$



Ilustr. 16 Gráfica de tiempo de la conexión estable en función de R_x y C .

Ciclo de trabajo

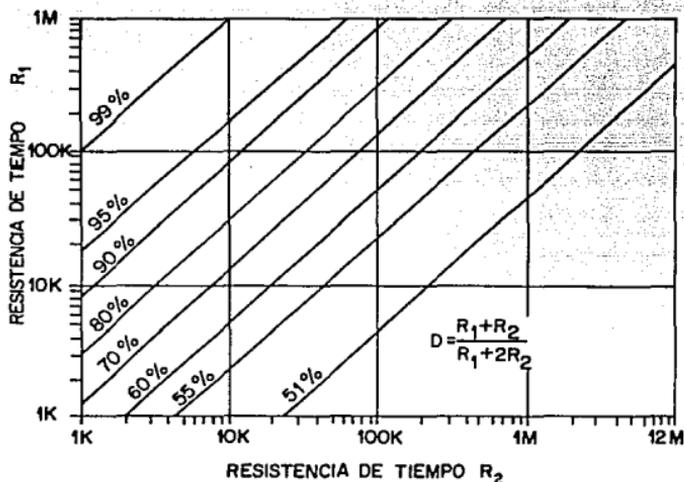
El ciclo de trabajo se refiere a la relación entre el tiempo de salida alto con respecto a la duración total del ciclo, donde:

$$D = \frac{t_1}{T} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \quad (7)$$

Que se comportan dependiendo de los distintos valores de las resistencias como se ve en la Ilustr. 17 (ref. [6]).

Donde el ciclo total estable es:

$$T = t_1 + t_2 = 1.386R_2C \quad (8)$$



Ilustr. 17 Gráfica del ciclo de trabajo en función de R_1 y R_2 .

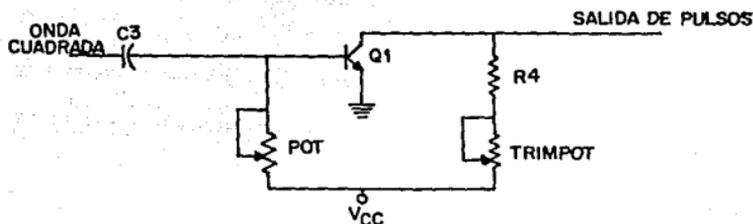
La frecuencia de salida estará dada (9):

$$f = \frac{0.722}{R_o C} \quad (9)$$

Este valor se cumple cuando R_2 es una resistencia de pull-up con un valor de $1K \Omega$ de tal forma que se asegure que el voltaje de salida sea V_{cc} . R_1 debe ser por lo menos 10 veces mayor.

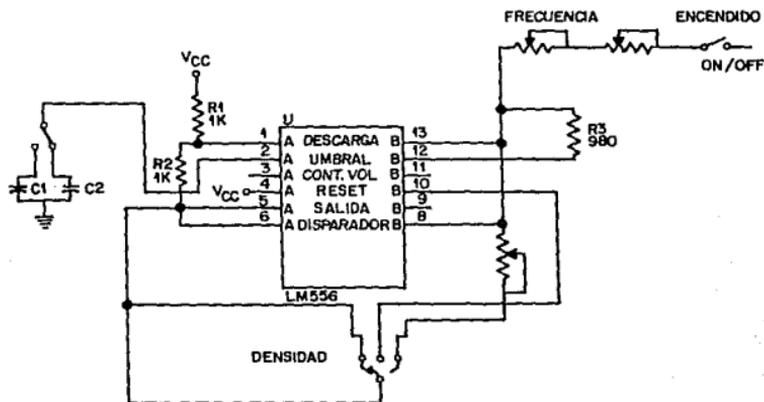
GENERACION DE PULSOS A PARTIR DE LA ONDA CUADRADA

Una vez que se genera la onda cuadrada del oscilador, se utiliza un arreglo de emisor común y un capacitor para producir pulsos. Estos pulsos tendrán por característica un ciclo de trabajo constante que se fija por medio de un arreglo resistencia capacitor, para variar la frecuencia de estos se utiliza un capacitor fijo y un potenciómetro conectados directamente al circuito oscilador que permite manejar frecuencias entre 14 a 500 Hz, como se muestra en la Ilustr. 18.



Ilustr. 18 Generación de pulsos.

Las distintas densidades se logran al conectar un circuito timer del integrado, en forma astable y el otro en monoestable, de esta manera se puede hacer la suma y multiplicación de las ondas de ambos, modificando su densidad. Se obtienen entonces 3 densidades, la onda cuadrada del generador astable, la suma de ambos y la multiplicación. Como se puede ver en la Ilustr. 19.

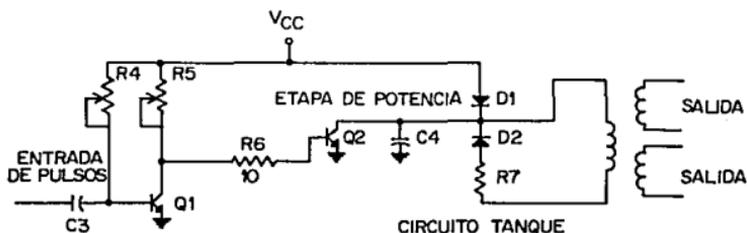


Ilustr. 19 Conexión del 556 para generar diferentes densidades.

El arreglo de emisor común se utiliza también como una primera etapa de amplificación, posteriormente se tiene una etapa de potencia que permite obtener finalmente los parámetros requeridos.

II.1.2 ETAPA DE AMPLIFICACION

La etapa de amplificación, se compone de dos partes. La primera parte, **Ilustr. 18**, por medio del arreglo capacitor transistor que crea los pulsos, la cual se conecta en Darlington modificado con un amplificador de potencia clase "A", de tal forma que a la salida se obtenga la señal de corriente deseada. El amplificador de potencia tiene una carga no lineal formada por un circuito paralelo RLC, que a su salida permite un acoplamiento inductivo, con el fin de aislar la carga del sistema. Ver **Ilustr. 20**.



Ilustr. 20 Etapa de amplificación.

AMPLIFICADOR DE POTENCIA CLASE A

Este tipo de amplificadores, permite la amplificación de una onda senoidal, en forma lineal. La potencia que se obtiene de este tipo de circuitos es la potencia promedio dada por:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) i(t) dt \quad (10)$$

donde:

$$\begin{aligned} i(t) &= I_{DC}(t) + i_{AC}(t) \\ v(t) &= V_{DC}(t) + v_{AC}(t) \end{aligned} \quad (11)$$

Substituyendo los valores y calculando la integral:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T (V_{DC} + v_{AC})(I_{DC} + i_{AC}) dt \quad (12)$$

Desarrollando:

$$P = V_{DC} I_{DC} + \frac{1}{T} \int_0^T v_{AC}(t) i_{AC}(t) dt \quad (13)$$

Para calcular la potencia en la carga:

$$P_{L_{AC}} = \frac{1}{T} \int_0^T Z_L i_{AC}^2(t) dt \quad (14)$$

Suponiendo:

$$\begin{aligned} i_{cm} &= I_{cm} \sin \omega t \\ \omega &= 2\pi f \end{aligned} \quad (15)$$

Substituyendo y desarrollando:

$$P_{L_{AC}} = \frac{I_{cm}^2 Z_L}{2} \quad (16)$$

II. DISEÑO PRELIMINAR DEL EQUIPO

Se obtendrá el máximo valor de esta ecuación cuando el transistor se encuentre polarizado en el punto de máximo swing simétrico óptimo, en este caso la potencia en la carga está dada por:

$$P_{LM_{ac}} = \frac{V_{cc}^2}{8Z_L} \quad (17)$$

como:

$$I_{cQ} = \frac{V_{cc} - V_{ce}}{Z_{L_{ac}} + Z_{L_{dc}}} \quad (18)$$

de donde:

$$P_{L_{ac}} = \frac{4I_{cQ}^2}{2} \quad (19)$$

Ya que la potencia máxima depende también del valor de alimentación:

$$P_{LM_{ac}} = \frac{R_L}{2} \left(\frac{V_{cc} - V_{CE_{sat}}}{Z_L + R_E} \right)^2 \quad (20)$$

Sí R_E está en el orden de 1Ω que es una resistencia menor a la de carga, entonces se puede suponer que $V_{CE_{sat}}$ tiende a un valor de cero volts obteniendo así la ecuación (20).

Para el análisis del amplificador de potencia, se tienen que determinar las características de energía que la fuente de poder debe suministrar en base a las necesidades que se tienen. Sí consideramos que la potencia consumida en la base del transistor es despreciable entonces se puede aplicar la ecuación de potencia, obteniendo:

$$P_{cc} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{cc} i_c dt \quad (21)$$

Sí sustituimos el valor de i_c , y desarrollamos la integral tenemos entonces:

II. DISEÑO PRELIMINAR DEL EQUIPO

$$P_{cc} = V_{cc} I_{cQ} \quad \dots \quad (22)$$

$$i_c = I_{cQ} + i(t)$$

Para obtener el máximo valor de la potencia de la fuente, entonces sustituimos el valor de máximo swing simétrico óptimo donde:

$$P_{cc} = V_{cc} I_{cQ_{\max}} = V_{cc} \left(\frac{V_{cc} - V_{cE}}{Z_{L_{AC}} + Z_{L_{DC}}} \right) \quad (23)$$

Si suponemos que $V_{cE_{\max}}$ tiende a cero y Z_L mucho mayor que R_E , entonces está ecuación puede escribirse de la siguiente forma:

$$P_{cc} = \frac{V_{cc}^2}{2Z_L} \quad (24)$$

Considerando la potencia entregada por la fuente en la carga, se puede obtener la eficiencia del colector dada por:

$$\eta_{cM} = \frac{P_{LM_{AC}}}{P_{ccM}} \quad (25)$$

Por último es conveniente calcular la potencia que es disipada por el transistor. La cual es función del voltaje de colector emisor y la corriente que circula por el colector:

$$P_c = \frac{1}{T} \int_0^T v_{cE} i(t) dt \quad (26)$$

si

$$v_{cE} = V_{cc} - (Z_L + R_E) i_c \quad (27)$$

entonces sustituyendo y desarrollando la ecuación podemos obtener:

$$P_c = P_{cc} - (R_L + R_E) \left(I_{cQ}^2 + \frac{I_{cM}^2}{2} \right) \quad (28)$$

donde:

$$I = \sqrt{I_{CQ}^2 + \frac{I_{CM}^2}{2}} \quad (29)$$

es el valor RMS de corriente de la señal alterna.

La carga inductiva en un amplificador clase "A" evita que exista disipación de corriente directa en la carga.

El acoplamiento por medio de transformador se utiliza con el fin de acoplar niveles de impedancia, de tal forma que se pueda utilizar un circuito RLC en paralelo y un transformador ideal. Este acoplamiento permite el aislamiento y la inversión de fase entre la entrada y la salida.

En este caso es necesario estudiar el efecto que tiene el combinar componentes no lineales con reactancias simples, ya que es necesario acoplar una señal periódica de voltaje con una carga no lineal, lo que resulta en un cambio de polaridad que es función de la amplitud de la señal de AC.

Para lograr este acoplamiento se utiliza en general un amplificador de transistores donde se toma en cuenta el estado estable "transitorio". Se obtiene entonces no solo una corriente de operación constante, sino también la corriente del resultado de polarizar en forma resistiva.

CIRCUITO PARALELO RLC

Considerando el circuito de **Ilustr. 25** según se especifica en el apéndice B, se sabe que la frecuencia de resonancia del sistema se encuentra definida por la ecuación (58). Cuando el circuito trabaja en su frecuencia de resonancia, la impedancia equivalente es únicamente al valor de la resistencia, donde:

$$Z_{11}(j\omega) = R \quad (30)$$

Si el circuito no está trabajando en la frecuencia de resonancia, se tienen dos frecuencias ω_1 y ω_2 , que son las frecuencias de potencia media cuya relación está dada por la ecuación (59).

Quedando así el ancho de banda definido por la ecuación (60). Donde la oscilación dependerá de la selectividad del filtro.

II.1.3 SALIDA

Si se asume que $v_i(t)$ es periódica y que se encuentra a una frecuencia de resonancia, donde el capacitor actúa como un corto circuito efectivo, comparado con la carga no lineal en el rango de frecuencias, entonces en principio se puede considerar el estado estable del sistema, siempre y cuando $v_i(t)$ se aplique en el instante de tiempo cero. Esta suposición se cumple siempre que la constante de tiempo del circuito sea tal que, el voltaje del capacitor permanezca constante durante el ciclo de $v_i(t)$. Ya que $v_i(t)$ se aplica en un tiempo cero, el voltaje del capacitor se ajusta lentamente al estado estable de valor $v_c = V_c = -V_{DC}$, y a su turno $v_o(t)$ se aproxima a $v_i(t) + v_{DC}$. Para encontrar el valor promedio de la corriente del capacitor, se utiliza el promedio en estado estable, cuyo valor deberá ser igual a cero y ya que entonces la corriente del capacitor y la de la carga son iguales se puede igualar a cero para encontrar su valor.

Si la potencia de entrada del transistor se puede modelar por una relación exponencial de la forma:

$$i_E = I_{ES} e^{\left(\frac{qV_{BE}}{KT}\right)} \quad (31)$$

donde el voltaje emisor colector nunca llega a cero, siendo imposible entonces que el transistor se sature, y que la corriente de colector puede controlarse por medio de la corriente de la fuente, siendo entonces $i_E = i_C$. Despreciando también las reactancias internas del transistor. Se tendrá entonces una aproximación de primer orden a la forma de muchos amplificadores hechos con transistores.

El primer paso será calcular el promedio de la corriente de base, en función de $v_i(t)$, primero calculando el incremento de voltaje en la unión base emisor. Pensando en los valores óptimos.

DISEÑO DEL TRANSFORMADOR

Como se mencionó anteriormente el acoplamiento del circuito a la carga se logra por medio de un transformador con el fin de aislar al paciente de una carga eléctrica de red. Además este transformador nos permite tener a la salida los valores deseados tanto de corriente como de voltaje, siendo esto de gran importancia ya que se trata de un equipo de

uso médico donde deben siempre de considerarse los valores utilizables con los seres humanos.

Para el cálculo del transformador se considera que no existen pérdidas de potencia entonces se puede decir que:

$$P_1 = P_2 \quad (32)$$

donde P_1 y P_2 son la potencia en el devanado primario y secundario respectivamente. Como:

$$P_1 = V_1 I_1 \quad (33)$$

$$P_2 = V_2 I_2$$

entonces:

$$V_1 I_1 = V_2 I_2 \quad (34)$$

Si se agrupan a los voltajes y corrientes de la ecuación anterior se obtiene que:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1} = n \quad (35)$$

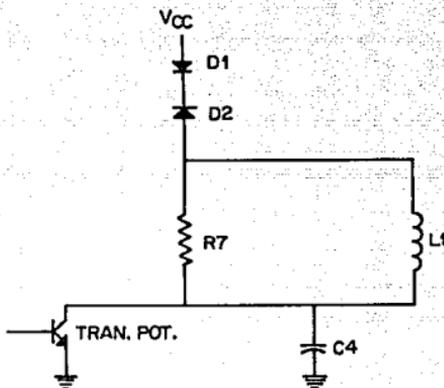
en donde n es la relación de vueltas de los devanados del transformador.

Considerando las características del núcleo dado y los parámetros que debe cumplir el transformador, se puede proceder a su cálculo (ref [7]).

El transformador tiene dos devanados secundarios por los cuales se obtienen los pulsos de alto voltaje de acuerdo con el circuito paralelo RLC, esto permite realizar un arco eléctrico mediante dos electrodos creando así un campo eléctrico en los tratamientos.

Por medio de los potenciómetros conectados en los secundarios del transformador se puede ajustar independientemente la salida de cada uno de los electrodos, lo cual permite que a un paciente en un mismo tratamiento se le puedan aplicar distintas intensidades de acuerdo al tratamiento.

Para eliminar los picos inversos del circuito paralelo RLC, se colocó un diodo rectificador el cual deja pasar únicamente los pulsos positivos. Igualmente se colocó un diodo rectificador con el fin de proteger la fuente de polarización, de efectos transitorios.

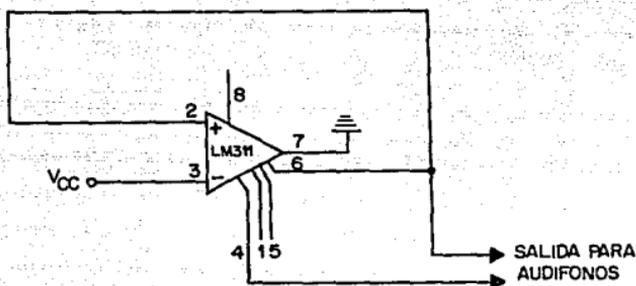


Ilustr. 21 Diagrama de diodos.

AUDIO

Se detectó en la aplicación del instrumento, que el usuario, necesita de un elemento físico que le permita prestar una mayor atención al paciente sin esclavizarse a los controles del aparato; lo cual se solucionó al añadir un audífono que se conecta por medio de un amplificador operacional en configuración seguidor a la etapa de generación de señal. Esta configuración presenta una alta impedancia de entrada, con lo que la señal generada no se ve alterada. Esta adaptación se pudo hacer debido a que las frecuencias de trabajo se encuentran en el ancho de banda de las frecuencias audibles.

Para saber si el aparato se encuentra encendido se colocó un led a la entrada del circuito, el cual enciende cuando la fuente está conectado y el switch de ON/OFF se encuentra encendido.



Ilustr. 22 Diagrama de audio.

II.3 IMPLEMENTACION

De acuerdo a las consideraciones de diseño se procede a calcular los componentes necesarios.

POTENCIA DE SALIDA

Sabiendo que la potencia de un tren de pulsos está dado por:

$$P = \frac{E^2}{R_s} \tau F \quad (36)$$

donde:

E: Voltaje.

F: Frecuencia.

R_s : Resistencia máxima de salida, formada por el potenciómetro de control de amplitud y una resistencia de 330 Ω en serie.

τ : Ancho del pulso.

II. DISEÑO PRELIMINAR DEL EQUIPO

Si se considera para el cálculo de la potencia, los parámetros máximos del instrumento, siendo estos los siguientes:

$$\begin{aligned}E &= 350 \text{ Volts (pico máximo)} \\F &= 500 \text{ Hz} \\R_s &= 10 \text{ K}\Omega + 330 \Omega = 10.33 \text{ K}\Omega \\ \tau &= 0.4 \mu\text{s}\end{aligned}$$

Con los valores anteriores se obtiene el siguiente resultado:

$$P = 2.37 \text{ mW} \quad (37)$$

La máxima potencia se calcula con la corriente de directa y es igual a:

$$P_s = \frac{V^2}{R} = 12 \text{ W} \quad (38)$$

POTENCIA DEL TRANSFORMADOR

Para calcular la potencia del transformador se considerará un caso crítico en el que la corriente es diez veces mayor a la corriente nominal de acuerdo con la Ilustr. 1, la corriente nominal es de 0.05 A, así:

$$\begin{aligned}I &= 10I_{NOM} = 0.5 \text{ A} \\ P_T &= EI\tau F = 35 \text{ mW}\end{aligned} \quad (39)$$

DISEÑO DEL TRANSFORMADOR.

Se calcula el transformador por medio de las características del núcleo. Si consideramos un núcleo del tipo E-I el procedimiento de diseño [7] es el siguiente:

II. DISEÑO PRELIMINAR DEL EQUIPO

1. Se determina la corriente para el peor de los casos.
2. Se obtiene una potencia aparente.
3. Se obtiene un área aparente por medio de las características del núcleo (ver apéndice D).

$$A_p = A_w A_c \quad (40)$$

$$A_p = \frac{P_t 10^4}{4.44 B_m f_{min} K_g K_f}$$

4. Se selecciona un núcleo de mayor área.
5. Se aplica la ley de Faraday modificada.

$$N = \frac{E 10^4}{4.49 B_m F A_c} \quad (41)$$

6. Se determina el entrehierro.

$$l_g = \frac{1}{L} 0.4 \pi N^2 A_c 10^{-8} \quad (42)$$

7. Se corrige N por flujos de dispersión, donde el factor de corrección es:

$$F = \left[1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \ln \left(\frac{2G}{l_g} \right) \right] \quad (43)$$

$$G = \frac{3}{2} D$$

8. Corrección de N.

$$N = \sqrt{\frac{L l_g}{0.4 \pi A_c F 10^{-8}}} \quad (44)$$

9. Se calcula la densidad de corriente.

$$J = k_f A_p^x \quad (45)$$

10. Calcular el área de la sección transversal del conductor.

II. DISEÑO PRELIMINAR DEL EQUIPO

$$A_{cu} = \frac{I}{J} \quad (46)$$

Si las características del transformador son:

$$\begin{aligned} A_w &= 0.68 \\ A_c &= 1.19 \\ A_p &= 0.8092 \\ D &= 1.19 \end{aligned} \quad (47)$$

se obtienen los siguientes valores de la tabla de núcleos de transformadores en el apéndice D:

$$\begin{aligned} B_m &= 1.2 \\ x &= 0.12 \\ k_f &= 0.4001 \end{aligned} \quad (48)$$

así:

$$\begin{aligned} L_{2,3} &= 1.53 \text{ mH} \\ L_1 &= 251 \text{ mH} \end{aligned} \quad (49)$$

Con base en (47), (48), (49) y por medio de la tabla de calibres de cables en el apéndice D, los calibres que deberán tener los devanados del transformador así como el número de vueltas son:

Tabla I

Devanados	Calibre	Número de Vueltas
Primario	26	39
Secundario	34	705

CALCULO DEL TRANSISTOR DE POTENCIA DE SALIDA

Para calcular la disipación de potencia en el transistor, se refleja el valor de la carga, voltaje y corriente del secundario del transformador al primario utilizando la relación de transformación.

$$\begin{aligned}
 V_{cc} &= 12 \text{ V} \\
 V_{e_0} &= 19.36 \text{ V} \\
 I_{e_0} &= 0.71 \text{ A} \\
 R_L &= 24 \ \Omega & (50) \\
 I_{cQ} &= \frac{V_{cc}}{R_L} = 0.499 \text{ A} \\
 P_{cc} &= V_{cc} I_{cQ} = 6 \text{ W}
 \end{aligned}$$

La potencia de la carga del colector es:

$$P_L = \frac{V_{cc}^2}{2R_L} = 3 \text{ W} \quad (51)$$

CALCULO DEL GENERADOR DE SEÑALES

Para el cálculo de la onda cuadrada se procede como sigue:

Timer en estado monoestable:

II. DISEÑO PRELIMINAR DEL EQUIPO

$$\begin{aligned}t &= 3.5 \text{ s} \\C &= 3300 \text{ } \mu\text{f} \\V_{cc} &= 12 \text{ V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\Delta V &= V_{cc} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_3 C}} \right) \\ \Delta V &= 8 \text{ V}\end{aligned} \tag{52}$$

$$\begin{aligned}R_3 &= -\frac{t}{C \ln\left(\frac{1}{3}\right)} \\ R_3 &= 980 \text{ } \Omega\end{aligned}$$

Timer en estado estable:

$$\begin{aligned}C_2 &= 33 \text{ } \mu\text{f} \\ R_1 &= 1 \text{ k}\Omega \\ R_2 &= 1 \text{ k}\Omega\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}t_1 &= 0.693(R_1 + R_2)C_2 \\ t_1 &= 0.0457 \text{ s}\end{aligned} \tag{53}$$

$$\begin{aligned}t_2 &= 0.693 R_2 C_2 \\ t_2 &= 0.029 \text{ s}\end{aligned}$$

Para obtener el ancho de pulso deseado [8]:

$$\tau = 0.410^{-6}$$

$$\begin{aligned}C_3 &= \frac{\tau}{R_3 \ln\left(\frac{V_{in} + 10}{10}\right)} \\ C_3 &= 0.57 \text{ pf}\end{aligned} \tag{54}$$

Una vez obtenidos los valores de los componentes que conforman el diseño se procedió a su construcción, comenzando por alambrear el prototipo con objeto de conocer

II. DISEÑO PRELIMINAR DEL EQUIPO

su funcionamiento y efectuar los ajustes necesarios, de tal forma que nos permita diseñar posteriormente el circuito impreso y efectuar el montaje definitivo.

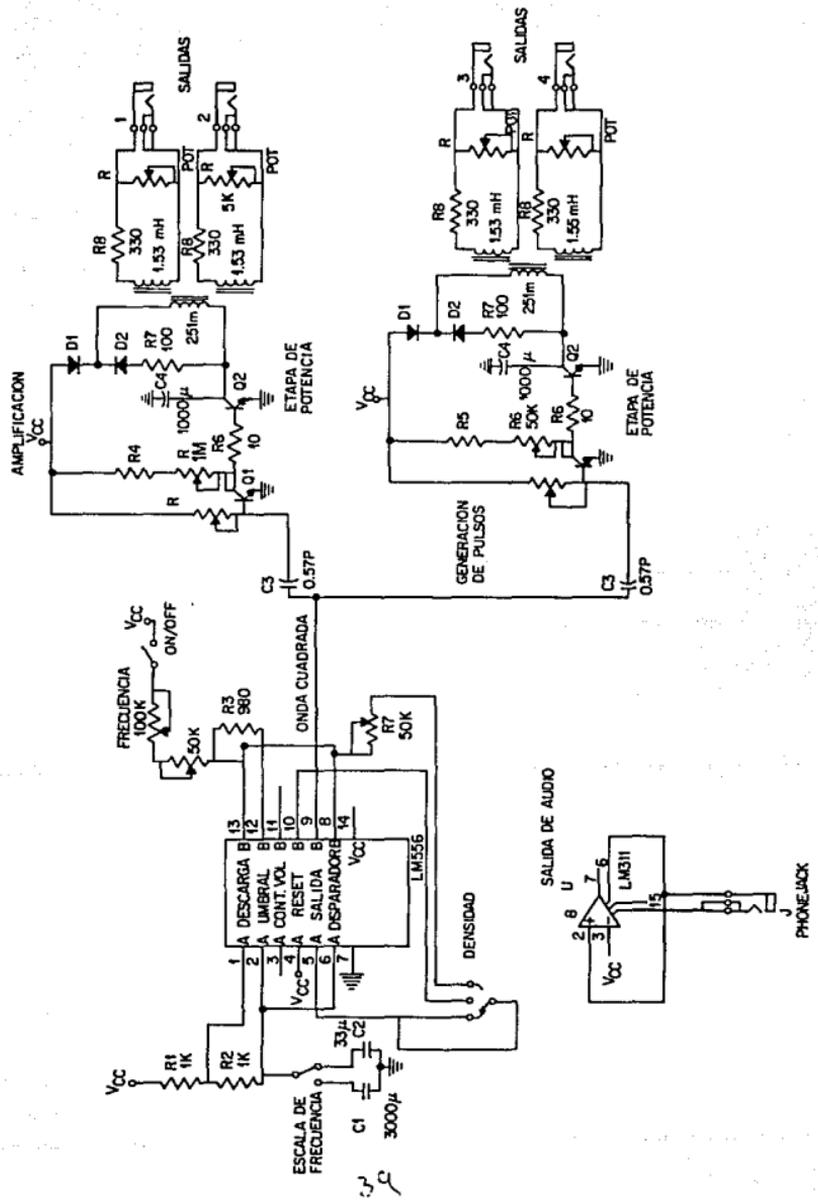
CALIBRACION

La calibración del aparato se hace por medio de 4 potenciómetros, dos de tipo preset de $50\text{ K}\Omega$ y dos trimpots, uno de $50\text{ K}\Omega$ y otro de $1\text{ M}\Omega$.

El primero de los preset se utiliza para controlar la cantidad de corriente de entrada, el otro se utiliza para determinar la frecuencia máxima de salida junto con el potenciómetro de control de frecuencia que se encuentra en los controles del usuario.

En el caso de los trimpots su objetivo es el de controlar la corriente de polarización de los transistores del arreglo capacitor transistor que constituyen la etapa de generación del tren de pulsos y la primera etapa de amplificación, esto con el fin de fijar la ganancia de amplificación y obtener a la salida el pulso del voltaje deseado.

En la página siguiente se puede ver el diagrama esquemático del prototipo.



II.4 FABRICACION DEL PROTOTIPO

II.4.1 CIRCUITO IMPRESO

Ya probado el prototipo, se diseñó el circuito impreso para lo cual se distribuyeron los componentes, y se obtuvo la plantilla de las pistas y nodos, con objeto de pasar al dibujo la configuración de la tarjeta, considerando el hecho de una fabricación se decidió integrar todas las partes en un sólo circuito, para evitar ruido y permitir un ensamble más rápido.

Los circuitos impresos se hicieron en tarjetas con cobre de un solo lado, utilizando la técnica de xerigrafía para el grabado y ataque químico para eliminar el cobre sobrante.

II.4.2 ARMADO DEL PROTOTIPO

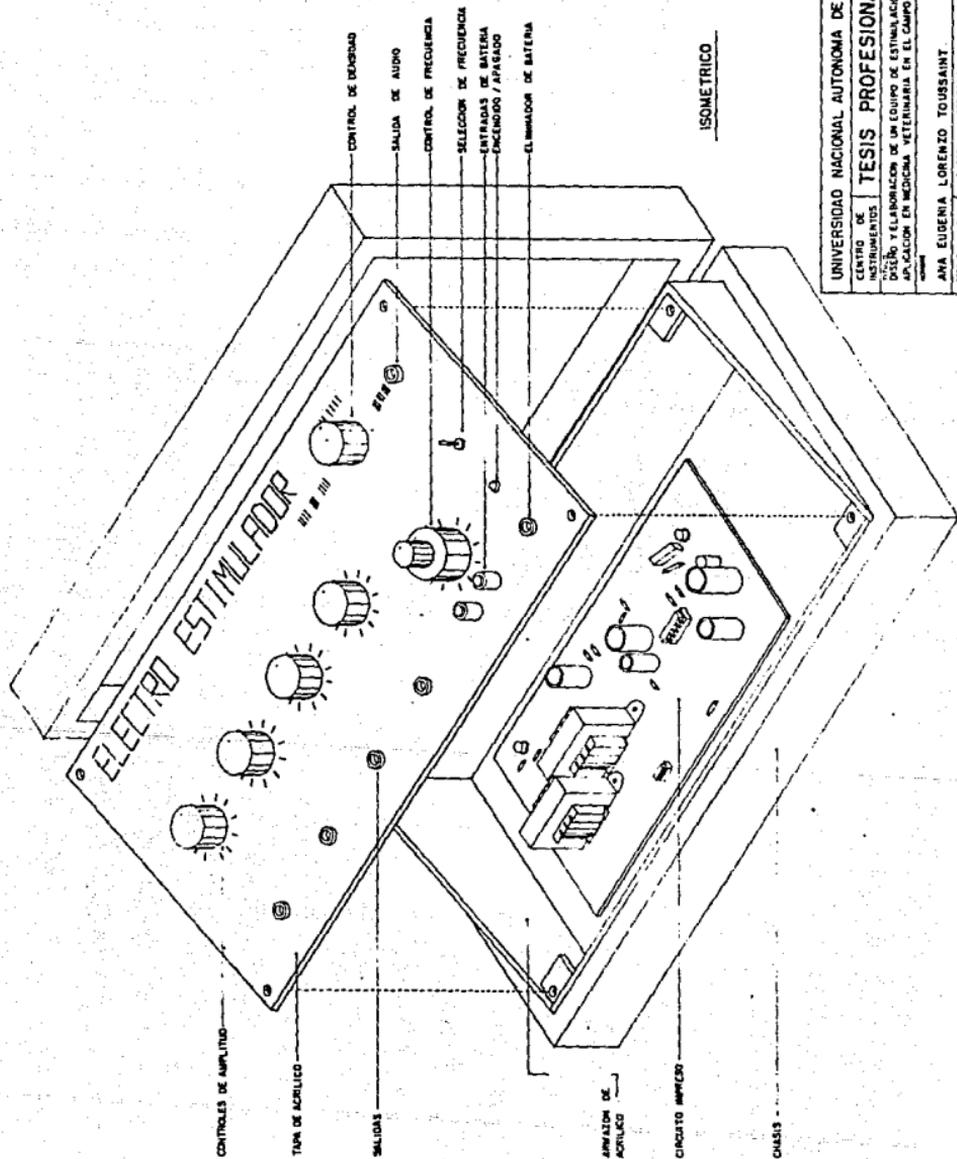
Una vez listo el circuito impreso, se colocaron los distintos componentes y se armó un prototipo para hacer las pruebas necesarias y poder comprobar su correcto funcionamiento.

II.4.3 PRESENTACION

La presentación de acuerdo a los objetivos planteados y las necesidades requeridas para su uso, se desarrolló de tal forma a integrar el circuito impreso con los aditamentos de control y visualización en un gabinete de fácil manejo y resistente.

Este tipo de tratamientos no solo se aplican en laboratorios y consultorios, si no que muchas veces tienen que hacerse en lugares abiertos y poco urbanizados como podría ser un rancho o granja. Tomando en cuenta lo anterior se optó por un gabinete comercial de bajo costo, el cual es resistente, cuenta con un asa para su transporte, y soporta el trato rudo. En su interior se fabricó un soporte con tapa de acrílico donde se instaló el circuito impreso con los componentes, los controles se colocaron en la tapa de acrílico, por medio de xerigrafía se imprimieron las indicaciones.

El isométrico del prototipo se presenta a continuación.



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO.

CENTRO DE INSTRUMENTOS
TESIS PROFESIONAL

DESIGN Y ELABORACION DE UN EQUIPO DE ESTIMULACION PARA SU APLICACION EN MEDICINA VETERINARIA EN EL CAMPO DE LA AGRIICULTURA

ANA EUGENIA LORENTE TOUSSAINT
ESTABA - UN - GUAYMA - UNIVERSIDAD TOUSSAINT

1988

II.5 PRUEBAS DE DISEÑO

De las pruebas que se le hicieron al aparato se pudieron obtener los siguientes resultados, a la máxima frecuencia:

Tabla II

Picos de Voltaje	Posición del Potenciómetro	Pico Inverso
14 mV	1	-0.1 mV
20 V	2	-4 V
72 V	3	-13.5 V
130 V	4	-25 V
150 V	5	-38 V
170 V	6	-50 V
320 V	7	-62 V
380 V	8	-72 V
450 V	9	-90 V
470 V	10	-95 V

De esta forma se comprobó que la salida cumplía con el voltaje y la frecuencia correspondiente y que se superaron los valores máximos de voltaje pedidos. Lo cual fue positivo para otros experimentos.

III. APLICACION DEL PROTOTIPO EN CICATRIZACION DE HERIDAS POR SEGUNDA INTENCION EN RATAS

Con el fin de conocer el buen funcionamiento del prototipo se procedió a trabajar en forma conjunta con la Facultad de Veterinaria de la U.N.A.M., en uno de los experimentos en los que ellos usan este tipo de instrumentos.

III.1 ANALISIS DEL PROBLEMA

El departamento de fisiología y farmacología de la Facultad de Veterinaria de la Universidad Nacional Autónoma de México, ha obtenido resultados interesantes por medio de la técnica de electroestimulación en experimentos aplicando 70 Hz, 200V con aproximadamente 20 μ A, durante 10 días por 15 minutos diarios, induciendo una notable recuperación en tejidos cutáneos, e inclusive óseos. Sin embargo sus investigaciones no se han ampliado a otros rangos de voltaje o frecuencia (ver referencias [9], [10], [11], [12]).

El propósito de esta investigación es poder determinar cuales son los valores idóneos de voltaje y frecuencia para la cicatrización de heridas. Así como poder analizar el funcionamiento correcto del aparato y asegurar si los parámetros determinados en el diseño cumplen los requisitos.

III.2 DESARROLLO DEL EXPERIMENTO

El experimento consiste en provocar una herida por segunda intención, lo que se refiere en principio a heridas generadas por el investigador en forma controlada con el fin de que el experimento sea contundente en sus resultados.

Para esto la población sobre la que se hizo el experimento, estaba formada por 70 ratas tipo Wistar, de entre 200 y 300 grs de peso cada una, se dividieron en diez grupos de

III. APLICACION DEL PROTOTIPO EN CICATRIZACION HERIDAS POR 2ª INTENCION EN RATAS

7 cada una, estableciendo en cada grupo el tipo de prueba a la que sería sometido en voltaje y frecuencia como se muestra en la siguiente tabla:

Tabla III

Hz/V	20	120	300
14	1	2	3
70	4	5	6
400	7	8	9

El décimo grupo se denomina grupo piloto, o norma, a este se le practicó la herida por segunda intención pero no recibió tratamiento de electroestimulación.

Para poder realizar el corte, los animales fueron anestesiados con éter mediante el método abierto y se les extirpo una cantidad constante de piel, equivalente a un 5% de su superficie corporal aproximadamente, utilizando un anillo de metal por donde se hace pasar la piel, para cortar en la base, según la formula:

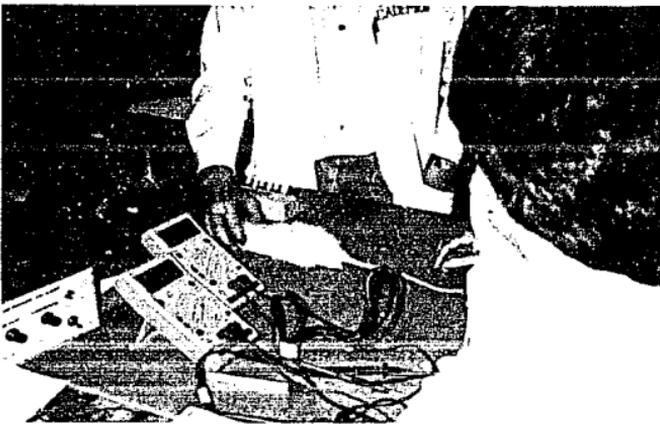
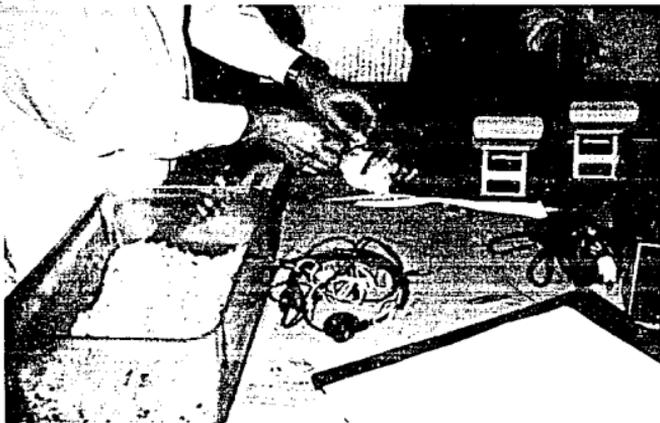
$$A = KW^{\frac{2}{3}} \quad (55)$$

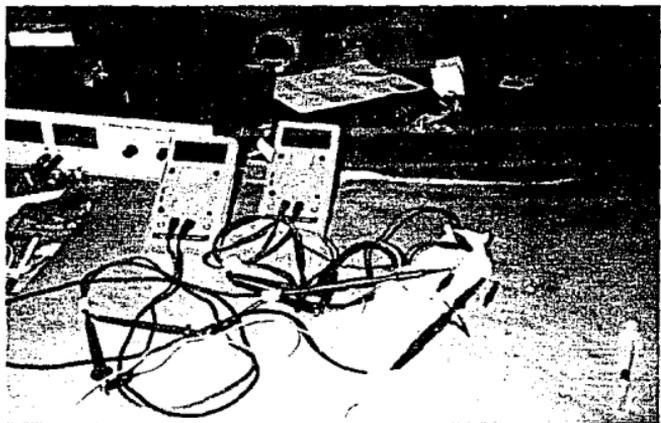
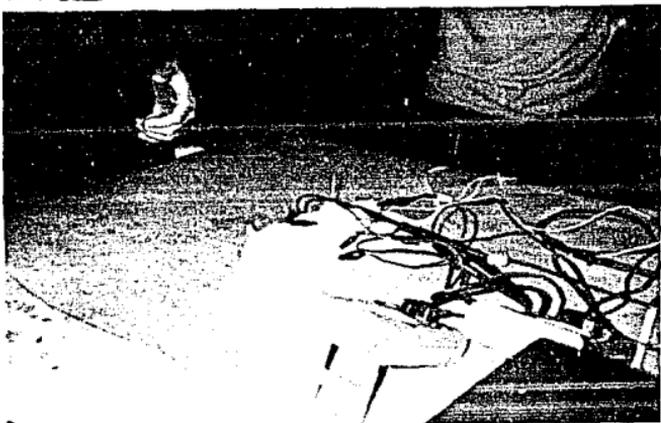
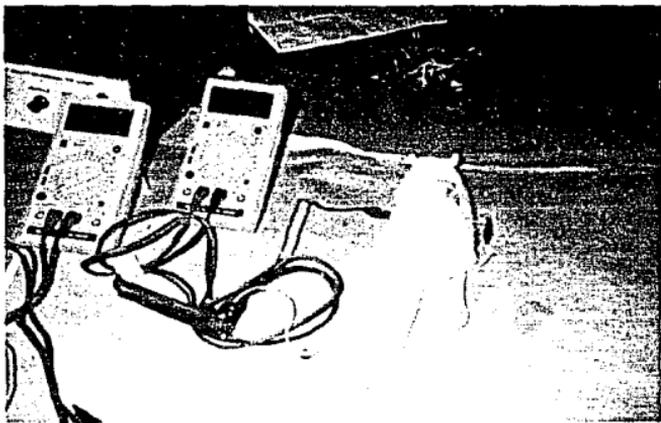
donde:

- A- área en centímetros
- W- peso corporal en gramos
- K- la constante 10

El tratamiento se practico por un periodo de 15 minutos en cada individuo durante 10 días, colocando cuatro electrodos finos equidistantes en la periferia cercana al borde de la herida. De esta forma se crea un campo uniforme sobre la superficie de la herida lo cual permite que circule la corriente eléctrica y sane con mayor rapidez.

Para poder fijar el tratamiento correcto se utilizó un osciloscopio que permitía verificar los parámetros de funcionamiento del aparato.





III. APLICACION DEL PROTOTIPO EN CICATRIZACION HERIDAS POR 2ª INTENCION EN RATAS

Durante estos 10 días se sometió el prototipo a un trabajo continuó de ocho horas, a distintas frecuencias y amplitudes de acuerdo al tratamiento, siendo este aplicado simultáneamente a dos ratas, utilizando para ello las cuatro salidas del prototipo, introduciendo dos electrodos por cada una de ellas.

Durante el tratamiento se le hicieron pruebas continuas al aparato para evaluar su comportamiento y eficiencia.

III.3 EVALUACION DEL EQUIPO

De estas pruebas experimentales se pudo observar que el instrumento funcionó correctamente durante las ocho horas de tratamiento diarias sin presentar variaciones en los parámetros, los circuitos y componentes.

En cuanto a los resultados obtenidos sobre la cicatrización de la heridas en los individuos, se tuvo mayor velocidad que en el grupo piloto, sin embargo entre los grupos que fueron tratados no se obtuvieron grandes diferencias en la recuperación. Aunque en otros experimentos realizados con diversos animales se han obtenido resultados significativos gracias a los parámetros del prototipo (ver referencias [9], [10], [11], [12]).

IV. PREPARACION DE LA PRODUCCION PILOTO

Para evitar por un lado que este esfuerzo quede en un archivo se propone la preparación de una producción piloto de este instrumento, de manera que se le pueda dar en la medida de las posibilidades institucionales una difusión para su uso.

Con objeto de evaluar una producción del instrumento diseñado se optó por efectuar los cambios ya indicados y se construyeron tres prototipos. Debido a las necesidades que se observaron en la Facultad de Veterinaria durante el tratamiento así como algunas de las personales por parte de los médicos de este mismo lugar; estos aparatos son difíciles de adquirir en el mercado nacional, haciéndolos por consiguiente costosos, por otro lado se observó que los electroestimuladores comerciales no cumplen en su mayoría con algunos de los parámetros que se plantearon como necesarios.

Para poder realizar esta producción, se plantea aquí la planeación previa, necesaria para su construcción:

- Proyección del material para la construcción de los prototipos
- Circuitos Impresos
- Chasis:
 - Interior
 - Exterior
- Ensamble:
 - Componentes/ Circuito impreso
 - Cableado

Esta planeación se hace en base a los recursos que se tienen en el mercado nacional, para que pueda repetirse cuantas veces sea necesario, sin necesidad de partes importadas que aumentarían el costo y tiempo de producción.

Proyección del material para la construcción de equipos.

Para poder comenzar la producción de los prototipos se sugiere primeramente la lista de los componentes por aparato y después en una columna adjunta el total de piezas de cada componente.

Los componentes que se utilizaron son los mostrados en las siguientes tablas, donde el total se refiere a una producción de 15 electroestimuladores.

IV. PREPARACION DE LA PRODUCCION PILOTO

Tabla IV. Resistencias en Ω , $\frac{1}{4}$ W

Valor	Cantidad	Total
10	2	30
100	2	30
330	4	60
560	2	30
820	1	15
1000	3	45
10000	4	60
50000	1	15

Tabla V. Capacitores μ F

Valor	Cantidad	Total
0.01 cerámico	2	30
1, 63 V	1	15
33, 36 V	2	30
1000, 25 V	3	45
3300, 10 V	1	15

IV. PREPARACION DE LA PRODUCCION PILOTO

Tabla VI. Transistores

Tipo	Cantidad	Total
EM3715	2	30
BC547	2	30

Tabla VII. Diodos Rectificadores

Tipo	Cantidad	Total
1N4901	7	105

Tabla VIII. Circuitos Integrados

Tipo	Cantidad	Total
LM301	1	15
LM556	1	15

Tabla IX. Diversos.

Tipo	Cantidad	Total
Interruptor	2	2
Bananas	6	90
Selector 3 posiciones	1	15
Transfor_madores	2	30
Gabinete	1	15

CABLE DE COLORES :

AMARILLO, BLANCO, ROJO, CAFE, VERDE, GRIS, NARANJA, NEGRO.

TERMOFIT

Tabla X. Bases para circuitos integrados.

Tipo	Cantidad	Total
8 patas	1	15
16 patas	1	15

IV. PREPARACION DE LA PRODUCCION PILOTO

- CIRCUITOS IMPRESOS: 15 tarjetas.

-CHASIS.

EXTERIOR.

Para el chasis exterior se optó por una caja pequeña comercial de fabricación nacional que cumplía con las necesidades que se habían planteado. Primero debido a ser de metal es resistente, permitiendo un fácil transporte por su tamaño y estar provista de un asa.

INTERIOR.

A diferencia del chasis exterior esta parte se construyó en los talleres del mismo Centro de Instrumentos.

Es hecha de acrílico y consta de una caja rectangular un poco inclinada con una tapa, donde se colocan los distintos controles para el manejo del aparato.

A la tapa por medio de xerigrafía se le imprimen los títulos de cada control, en el lugar correspondiente de tal forma que el usuario pueda utilizarlo en forma rápida y eficaz.

Abajo de esta tapa se coloca el circuito impreso y el cableado del aparato.

Una vez que se tiene el material se puede proceder a la elaboración de la producción.

- ENSAMBLE.

CIRCUITO IMPRESO.

Para armar el circuito impreso, se deben seleccionar los componentes de menos a más voluminosos. Comenzando con los menos voluminosos con el fin de que no estorben en la colocación de los otros.

CABLEADO.

El cableado del aparato con los elementos de control se hará al ser instalado el circuito impreso dentro del gabinete, quedando listo el prototipo para ser calibrado.

V. CONCLUSIONES

Los objetivos planteados en el diseño del electroestimulador fueron cubiertos en su totalidad, tanto en la parte de tipo electrónico como médico. Según datos de la Facultad de Veterinaria se ha logrado dar tratamiento a padecimientos que requieren de parámetros mayores a los que proporcionaban los equipos comerciales, abriendo así el campo de la investigación en este tipo de tratamientos, lo cual es el resultado más significativo, donde la tecnología y la ciencia se entrelazan en un solo fin.

Como trabajo por hacerse quedan los siguientes:

Rediseño del circuito impreso para optimización de tamaño.

Integrar una fuente recargable para poder utilizar al electroestimulador en forma portátil, con objeto de poder dar servicio en lugares apartados y sin facilidades.

Añadir un detector de puntos de acupuntura para facilitar la colocación de las agujas.

BIBLIOGRAFIA

- [1]. Pedro C. Chan, "Design and construction of a simple therapeutic acupuncture apparatus." Am.J. Acupuncture, Vol 1. Oct-Dic 1973.
- [2]. *Simple Build-it-Yourself Therapeutic Acupuncture Apparatus*, by Scientific Instruments Factory, Chun San Univ., School of Medicine, Vol. 10, 1971, pp 35-39.
- [3]. A. C. Damask, *Medical Physics Vol 2*. New York 1971.
- [4]. Frank Beloon. *Medical Equipment Service Manual*.
- [5]. J. G. Webster, *Medical instrumentation, application and design*. Hought Muffin Company, Boston 1978.
- [6]. *Manual del 555, Apuntes introductorios al 555*.
- [7]. *Transformer and Inductor Design Handbook*, Colonel Wm. T. Melyman. Ed. Dekker. Inc. 1978 N.Y.
- [8]. Clarice & Hess. *Communications circuits: Analysis & Design*. McGraw-Hill
- [9]. I. Aubert, "Voltaje y Frecuencia Idoneos para la Cicatrización de Heridas de 2do Grado en ratas." Presentado para obtener el título de Medico Veterinario, Facultad de Veterinaria, UNAM, 1990.
- [10]. D. W. Deno, "Currence induced in the human body by high voltage transmission line, electric field measurements and calculation of distribution and dose" IEEE. Trans. Power. Appar. Syst. Vol 96 pp 1517-1527.
- [11]. J. D. Grissett, "Biological effects of electric and magnetic fields associated with ELF communication system. Procc. IEEE Vol. 68 pp 98-104.
- [12]. A. W. Guy, A. Davidow, G. Y. Yang, C. K. Chou, "Determination of electric currence distribution in animals and humans exposed to a uniform 60 Hz high intensity electric field." Bioelectromagnetics Vol. 3 pp 47-71.

APENDICES

APENDICE A

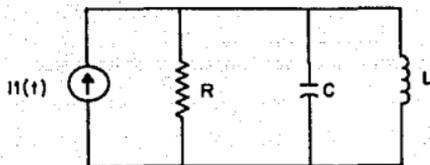
Tabla comparativa de voltajes y potencias de un electroestimulador comercial de origen chino con respecto a nuestro prototipo.

Posición del Control de Salida	Equipo Chino		Prototipo Diseñado	
	Voltaje [V]	Potencia [mW]	Voltaje [V]	Potencia [Mw]
1	0.014	0.0	26.27	0.013
2	20	0.00051	35	0.024
3	72	0.00662	47	0.043
4	130	0.02159	62	0.074
5	120	0.01840	83	0.134
6	270	0.091	111	0.230
7	320	0.13	148	0.420
8	380	0.18	196.87	0.750
9	450	0.26	262	1.330
10	470	0.28	350	2.370

Nota: La frecuencia para todos los casos son las máximas de los equipos.

APENDICE B: CIRCUITO PARALELO RLC

Si consideramos en principio un circuito paralelo RLC de la siguiente forma:



Ilustr. 25 Circuito paralelo RLC.

Al alimentar este circuito con una corriente $i_1(t)$ que define a $v_0(t)$ como salida de voltaje, su función de transferencia toma la forma :

$$Z_{11}(p) = \frac{V_0(p)}{V_1(p)} = \frac{\frac{p_1}{C}}{p^2 + \frac{p}{RC} + \frac{1}{LC}} = \frac{\frac{p_1}{C}}{(p - p_1)(p - p_2)} \quad (56)$$

donde:

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2RC} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2RC}\right)^2 - \frac{1}{LC}} \quad (57)$$

(polos de la ecuación de transferencia).

Donde p_1 y p_2 son los polos de la función de transferencia los cuales pueden ser de tipo real o bien dos polos conjugados.

En este caso nos interesa que las raíces de la ecuación sean un par de polos conjugados, iguales en magnitud pero centradas en fase de tal forma que se presente la

frecuencia de resonancia ω_0 , para que el circuito paralelo RLC aparente únicamente ser de tipo resistivo. La frecuencia de resonancia esta dada por:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (58)$$

Cuando $\omega = \omega_0$ la magnitud de la reactancia capacitiva y la de la reactancia inductiva se cancelan entre sí haciendo que la magnitud de $Z_{11}(j\omega) = R$ y el argumento sea cero.

Cuando ω decrece abajo del valor de ω_0 , la pequeña reactancia del inductor rápidamente domina el paralelo RLC causando que $Z_{11}(j\omega)$ se aproxime a ωL que es el valor de la reactancia inductiva entonces el argumento de $Z_{11}(j\omega)$ tenderá a un valor de $\frac{\pi}{2}$. Similarmente, cuando ω se incrementa arriba de ω_0 , la pequeña reactancia capacitiva domina rápidamente el paralelo, causando que la magnitud de $Z_{11}(j\omega)$ tienda a su valor, $1/\omega C$, y el argumento a $-\frac{\pi}{2}$.

Cuando el circuito no se encuentra funcionando a su frecuencia de resonancia ω_0 , se tienen dos frecuencias ω_1 y ω_2 que son las dos frecuencias de potencia media, cuya relación esta dada por:

$$\begin{aligned} \omega_2 - \omega_1 &= \alpha \\ \omega_1 \omega_2 &= \omega_0 \end{aligned} \quad (59)$$

Sí la diferencia entre ω_1 y ω_2 fuera de -3db el ancho de banda del circuito paralelo sería dos veces α o equivalentemente:

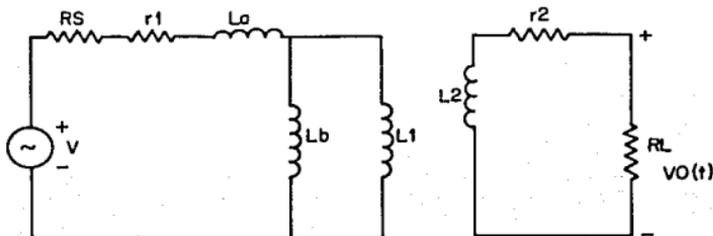
$$\frac{BW}{\omega_0} = \frac{2\alpha}{\omega_0} = \frac{1}{Q_T} \quad (60)$$

Donde el parámetro Q_T se refiere a la selectividad del circuito en cuanto a frecuencia, cuando este parámetro aumenta el ancho de banda del circuito, disminuye con respecto a la frecuencia de resonancia, haciendo que los polos del circuito se aproximen al eje imaginario en el plano complejo, dando como resultado que los transitorios se induzcan haciéndolo más y más oscilatorio, permitiendo así una aproximación gráfica que permite una expresión más simple para $Z_{11}(j\omega)$.

En caso de que existan pérdidas resistivas en el circuito, si estas son pequeñas podrán ser consideradas como una resistencia en paralelo.

APENDICE C: DISEÑO DEL TRANSFORMADOR

Primera para el diseño del transformador se desprecian los efectos causados por las corrientes parásitas del núcleo del transformador, así como las capacitivas entre los devanados. Únicamente se tomarán en cuenta las pérdidas resistivas considerándolas una resistencia en serie, pudiendo representar el transformador de la siguiente forma:



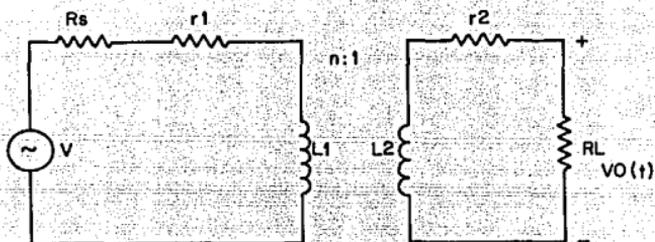
Ilustr. 26 Diagrama esquemático del transformador.

Aquí se puede ver que r_1 y r_2 son las pérdidas en el transformador. En bajas frecuencias la impedancia se acerca a cero provocando que R_L sea un corto circuito, en altas frecuencias se aproxima a infinito provocando un circuito abierto en R_L .

$$L_a = (1 - k^2)L_1 \quad (61)$$

$$L_b = k^2L_1$$

Sin embargo si L_b es mucho mayor que L_a (o $k=0$) existe un rango de frecuencias donde ωL_b es mayor a la impedancia que cierra el circuito, mientras que ωL_a es pequeña en comparación a la impedancia en serie con ella. A este rango se le denomina banda media, las impedancias L_a y L_b se representan por medio de circuitos abierto y cerrado como se muestra a continuación:



Ilustr. 27 Circuito simplificado del transformador.

$$\begin{aligned}
 L_b &\gg L_a \\
 k &= 0 \\
 \omega L_b &> Z
 \end{aligned}
 \tag{62}$$

Con este modelo observamos que para un caso usual donde r_2 es mucho menor que R_L y r_1 mucho menor que R_s , una impedancia $n^2 R_L$ se refleja en el primario del transformador.

De esta forma se tiene una relación:

$$n^2 = k^2 \frac{L_1}{L_2}
 \tag{63}$$

donde se puede obtener cualquier resistencia de carga. Si $k=1$ y los devanados se encuentran enrollados en el mismo núcleo:

$$n^2 = \frac{L_1}{L_2} = \frac{N_1^2}{N_2^2}
 \tag{64}$$

donde N_1 y N_2 son el número de vueltas de los devanados del transformador, así n puede relacionarse a las vueltas físicas del transformador.

La frecuencia del transformador cambia en función de R_L y R_s , pudiendo entonces conocer los valores de los polos del transformador al variar R_L en relación con R_s obteniendo:

$$\begin{aligned}
 20 \log p_{10} &= 20 \log \frac{R_b}{L_a} \left(1 + \frac{R_a}{R_b} \right) \\
 20 \log p_{20} &= 20 \log \frac{R_b}{2L_b} \left(\frac{2}{1 + \frac{R_b}{R_a}} \right)
 \end{aligned}
 \tag{65}$$

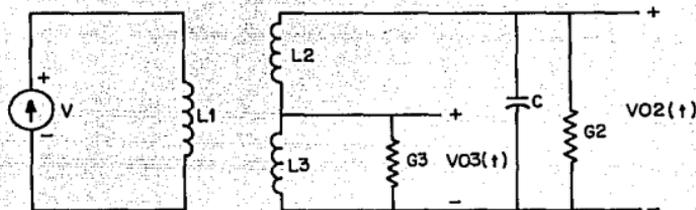
al mapear en relación con respecto R_a/R_b , donde:

$$\begin{aligned}
 R_a &= R_s + r_1 \\
 R_b &= n^2 (R_L + r_2)
 \end{aligned}
 \tag{66}$$

Se vio que el uso del transformador permite aislar la carga del circuito resonante y obtener una inversión de fase de 180° , con el propósito de acoplar una alta impedancia de carga con la impedancia de la señal.

El efecto de acoplamiento entre los devanados del transformador se hace por medio de una inductancia mutua, los cuales se pueden representar por una autotransformación siempre y cuando los dos inductores se encuentren enrollados sobre el mismo núcleo.

El transformador paralelo resonante de tres devanados es un componente fundamental en los osciladores. Para poder entender su función así como analizarlo se utiliza la siguiente ilustración:



Ilustr. 28 Transformador de tres devanados.

Para poder realizar el análisis del transformador supondremos en principio que tiene una alta Q , lo que nos permite hacer uso del modelo simplificado.

Restringiendo el transformador a:

$$\frac{M_{12}}{L_2} = \frac{M_{13}}{M_{23}} \quad (67)$$

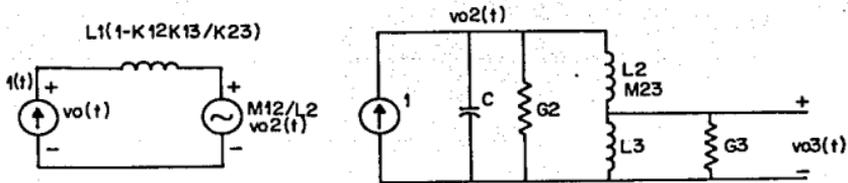
donde: $M_{ij} = M_{ji}$, es la inductancia mutua entre el i -ésimo y j -ésimo término, cuando puede obtenerse un modelo útil y completo. Entonces podemos expresar la ecuación siguiente:

$$K_{12} K_{23} = K_{13} \quad (68)$$

Notando que:

$$K_{ij} = \frac{M_{ij}}{\sqrt{L_i L_j}} \quad (69)$$

donde K_{ij} es el coeficiente de acoplamiento entre los devanados i -ésimo y j -ésimo. En general es satisfactoria para las aproximaciones de un gran número de casos prácticos. En particular se puede decir que esto es cierto si L_2 y L_3 están enrollados cerca, con lo que K_{23} sería cercano a uno y también se cumpliría que $K_{12} = K_{13}$, con lo cual garantizamos la validez de la ecuación (67). Además esto sucede aún si una de estas ecuaciones no se cumpliera, siempre y cuando el transformador tuviera una alta Q . Como se ve en la Ilustr. 29.

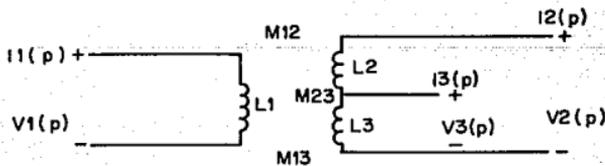


Ilustr. 29 Transformador de tres devanados modificado.

Esta equivalencia puede demostrarse desarrollando las siguientes ecuaciones para ambos casos y observando que son iguales:

$$\begin{aligned}
 V_1 &= pL_1I_1 + pM_{12}I_2 + pM_{13}I_3 \\
 V_2 &= pM_{13}I_1 + pL_2I_2 + pM_{23}I_3 \\
 V_3 &= pM_{13}I_1 + pM_{23}I_2 + pL_3I_3
 \end{aligned}
 \tag{70}$$

Si el transformador se reemplaza ahora por el modelo de la ilustración siguiente, el equivalente del circuito podrá dibujarse como se ve en Ilustr. 30.



Ilustr. 30 Transformador de tres devanados equivalente.

Observando así que en el lado derecho existe un simple autotransformador de tipo resonante.

Ahora sí:

$$n' Q_T' Q_E > 100 \quad (n' = k_{23}) \quad (71)$$

$$Q_E > 10 \quad \text{y} \quad Q_T > 10$$

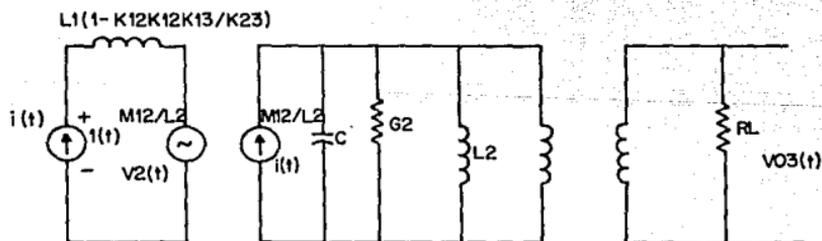
donde:

$$Q_T = \frac{\omega_0 C}{G_3} \left(\frac{L_2}{M_{24}} \right)^2$$

$$Q_E = \frac{1}{\omega_0 L_3 (1 - k_{23}^2) G_3} \quad (72)$$

$$Q_T = \frac{\omega_0 C}{g_2 + g_3 \left(\frac{m_{23}}{L_2} \right)^2}$$

Entonces podemos finalmente reducir el circuito de la Ilustr. 29 a la forma simple de alta Q como se muestra la Ilustr. 31.



Ilustr. 31 Circuito reducido del transformador.

de donde:

$$Z_{12}(p) = \frac{V_{02}(p)}{I_1(p)} = \frac{M_{12} \frac{p_1}{C}}{L_2 \left(p^2 + \frac{pG_{eq}}{C} + \frac{1}{L_2 C} \right)} \quad (73)$$

con:

$$G_{eq} = G_2 + G_3 \left(\frac{M_{23}}{L_2} \right)^2 \quad (74)$$

$$Z_{13}(p) = \frac{V_{03}(p)}{I_1(p)} = n Z_{12}(p) = \frac{M_{12}}{L_2} \frac{M_{23}}{L_2} \frac{p \frac{1}{C}}{p^2 + \frac{pG_{eq}}{C} + \frac{1}{L_2 C}} \quad (75)$$

$$Z_{11}(p) = \frac{V_{01}(p)}{I_1(p)} = pL_1 \left(1 - \frac{k_{12}k_{13}}{k_{23}} \right) + \left(\frac{M_{12}}{L_2} \right)^2 p \frac{\frac{1}{C}}{p^2 + \frac{pG_{eq}}{C} + \frac{1}{L_2 C}}$$

Encontrando que tanto Z_{12} como Z_{13} son paralelos RLC multiplicados por un factor de escala. Mientras $Z_{11}(p)$ contiene un término adicional que puede modelarse como un inductor en serie. Consecuentemente si $i(t)$ fuera de forma periódica lo cual implica una serie de armónicas más la fundamental entonces v_{02} y v_{03} serán de forma sinusoidal, lo que es producido por el inductor en serie que a diferencia del circuito RLC no aparece como una impedancia menor a la de las armónicas de ω_0 .

APENDICE D: HOJAS DE ESPECIFICACIONES

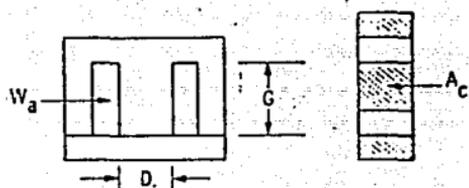


Fig. 2-2. EI lamination

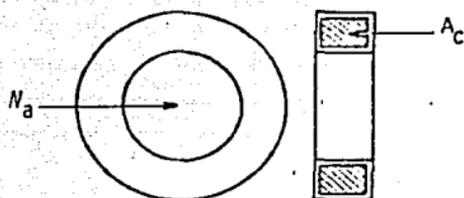


Fig. 2-4. Tape-wound toroidal core

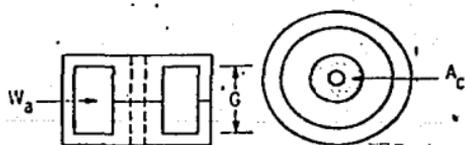


Fig. 2-3. Pot core

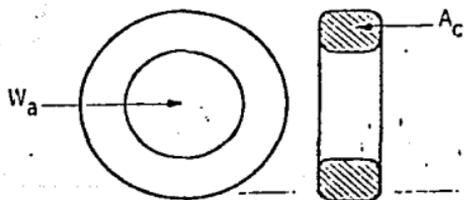


Fig. 2-5. Powder core

Table 6-1. Wire table

AWG Wire Size ^a	Pass Area		Resistance		Heavy Synthetics								
	cm ² 10 ⁻³ (Square mil)	CIR-MIL ²	10 ⁻⁶ Ω cm at 20°C		Area		Diameter		Turns/Inch		Turns/Per		Weight g/cm ³
			cm ² 10 ⁻³	CIR-MIL ²	cm	Inch ^b	cm	Inch ^b	cm ²	Inch ²			
10	32.41	13184	32.70	95.0	11046	0.267	0.1051	3.67	4.5	10.23	66.20	0.443	
11	41.48	8226	41.37	46.5	6770	0.238	0.0938	4.36	10.7	13.48	89.35	0.3755	
12	51.08	6320	52.09	35.64	5022	0.213	0.0838	4.63	13.9	16.41	104.4	0.2957	
13	62.26	4764	63.94	28.36	3610	0.190	0.0749	5.43	13.9	21.15	136.4	0.2367	
14	75.02	3499	82.80	22.95	2556	0.171	0.0675	5.54	4.4	26.34	168.4	0.1873	
15	89.51	2640	104.7	18.37	1824	0.153	0.0612	5.77	5.77	32.54	210.4	0.1473	
16	105.77	1981	131.8	14.33	1305	0.137	0.1311	7.12	7.12	40.73	262.7	0.1154	
17	124.19	1492	165.8	11.08	923	0.122	0.0662	6.14	25.8	51.36	331.2	0.0913	
18	144.82	1124	204.5	8.326	657	0.109	0.0433	7.33	23.2	64.33	416.7	0.0712	
19	167.91	839	248.9	6.19	470	0.208	0.2386	11.19	25.1	78.39	535.0	0.0544	
20	193.68	624	302.3	4.563	337	0.0875	0.0346	11.37	27.9	94.43	654.1	0.0425	
21	231.66	458	370.4	3.337	246.8	0.0783	0.0306	12.73	12.4	124.0	773.8	0.03373	
22	272.93	334	451.4	2.457	176.7	0.0701	0.0276	14.25	16.2	154.5	1003	0.02693	
23	318.68	246	546.0	1.793	128.0	0.0632	0.0243	15.42	43.2	171.3	1234	0.02172	
24	369.02	182	644.1	1.310	91.3	0.0566	0.0221	17.43	44.6	216.6	1531	0.01714	
25	425.07	134	746.0	0.952	66.8	0.0509	0.0196	18.43	35.3	257.7	1931	0.01314	
26	486.94	99	854.0	0.693	48.8	0.0452	0.0178	22.12	36.2	326.2	2414	0.01014	
27	554.73	74	967.6	0.513	35.2	0.0400	0.0161	24.64	42.1	404.9	2947	0.00793	
28	628.54	56	1087.7	0.385	25.7	0.0356	0.0144	27.12	44.4	502.6	3490	0.00627	
29	708.47	42	1214.3	0.294	18.0	0.0319	0.0130	30.27	36.4	631.9	4227	0.00502	
30	794.62	31	1348.2	0.218	13.4	0.0274	0.0116	33.93	86.2	804.3	5203	0.00402	
31	887.09	23	1496.6	0.161	9.8	0.0247	0.0105	37.48	35.2	1032	6434	0.00312	
32	985.98	17	1650.4	0.119	7.0	0.0219	0.0095	41.43	105.3	1316	7888	0.00243	
33	1091.29	13	1810.6	0.088	5.0	0.0196	0.0085	46.31	137.7	1638	10593	0.00193	
34	1203.02	10	1977.6	0.065	3.6	0.0174	0.0075	52.48	131.3	2093	13312	0.00148	
35	1321.29	8	2150.4	0.048	2.6	0.0156	0.0067	58.77	144.3	2645	17060	0.00110	
36	1446.12	6	2330.0	0.036	1.8	0.0132	0.0060	65.62	166.7	3309	21343	0.00083	
37	1577.51	5	2516.9	0.027	1.3	0.0114	0.0055	71.57	181.6	4001	25163	0.00067	
38	1715.54	4	2710.6	0.020	1.0	0.0104	0.0049	80.35	204.1	4931	32062	0.00053	
39	1860.21	3	2912.7	0.015	0.7	0.0094	0.0043	91.57	232.6	6037	41518	0.00041	
40	2011.52	2	3124.0	0.011	0.5	0.0084	0.0038	104.44	263.2	7408	53321	0.00031	
41	2169.57	1	3345.6	0.008	0.4	0.0076	0.0034	119.7	294.1	9023	66260	0.00024	
42	2334.36	0	3577.6	0.006	0.3	0.0068	0.0030	131.2	333.1	11033	84001	0.00018	
43	2505.89	0	3820.0	0.004	0.2	0.0061	0.0027	145.8	370.4	13491	105074	0.00013	
44	2684.16	0	4072.2	0.003	0.1	0.0055	0.0025	157.4	400.0	16457	122172	0.00009	
A		B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	

^aThis data from REA Magnetic Wire Datasheet (Ref. 11)^bThis notation means the entry in the column must be multiplied by 10⁻³

TO-106



TO-105



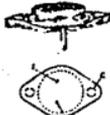
TO-39



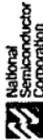
TO-66



TO-3

**NPN**TRANSISTORES DE PROPOSITO GENERAL Y AUDIO EN ORDEN ASCENDENTE DE V_{CE0} (CONTINUACION)

TRANSISTOR	V_{CE0} VOLTS MIN.	h_{FE} MIN.	h_{FE} MAX.	V_{CE} V	V_{CE} MAX	I_{C1B} mA	f_T MHz MIN	P_D T_A 25°C m W	T_C 25°C W	ENCAP- SULADO	COMPLEMEN- TO PNP
✓ BC 207A	45	110	220	2/5	0.25	10/0.5	150	310	0.8	TO-106	EM 4249
BC 207B	45	200	450	2/5	0.25	10/0.5	150	310	0.8	TO-106	EM 4250
EM 1001	45	40	160	10/10	0.4	10/1.0	300	200	0.5	TO-106	EM 4121
EM 1002	45	100	400	10/10	0.4	10/1.0	300	200	0.5	TO-106	EM 4122
EM 3642	45	40	120	150/10	0.22	150/15	300	350	0.7	TO-105	
EM 2657	50	40	120	1000/2.0	0.5	1000/100	40	1000	6.0	TO-39	
2N3054	55	25	100	500/4.0	1.0	500/50	3.0		25	TO-66	
✓ EM 3107	60	100	300	150/10	0.25	150/15	200	800	5.0	TO-39	EM 4033
✓ EM 3108	60	40	120	150/10	0.25	150/15	85	800	5.0	TO-39	EM 4031
EM 3568	60	40	120	150/10	0.25	150/15	200	300	0.8	TO-105	EM 4356
EM 3713	60	25	90	1000/2.0	1.0	5000/500	4.0		150	TO-3	EM 3789
✓ EM 3715	60	50	180	1000/2.0	0.8	5000/500	4.0		150	TO-3	EM 3791
EM 4232	60	25	100	1500/2.0	2.0	3000/300	3.0		35	TO-66	EM 3232
✓ EM 4238	60	30	150	250/1.0	0.8	1000/100	3.0	1000	6.0	TO-39	EM 4235
EM 4911	60	20	100	500/1.0	0.6	1000/100	3.0		25	TO-66	EM 4899
2N3055	60	20	70	4000/4.0	1.1	4000/400	4.0		115	TO-3	
EM 2658	70	40	120	1000/2.0	0.5	1000/100	40	1000	6.0	TO-39	
EM 3714	80	25	90	1000/2.0	1.0	5000/500	4.0		150	TO-3	EM 3790
✓ EM 3716	80	50	180	1000/2.0	0.8	5000/500	4.0		150	TO-3	EM 3792
EM 4233	80	25	100	1500/2.0	2.0	3000/300	3.0		35	TO-66	EM 3233
EM 4239	80	30	150	250/1.0	0.8	1000/100	3.0	1000	6.0	TO-39	EM 4236
✓ EM 5830	100	80	500	10/5.0	0.25	50/5.0	200	310	0.8	TO-106	
EM 7002	120	30		30/10	0.9	50/5.0	60	800	5.0	TO-39	
EM 5831	140	80	250	10/5.0	0.25	50/5.0	200	310	0.8	TO-106	EM 4887
EM 5832	140	175	500	10/5.0	0.25	50/5.0	200	310	0.8	TO-106	
✓ EM 7001	150	30		30/10	0.9	50/5.0	60	800	5.0	TO-39	
EM 5833	180	50	250	10/5.0	0.25	50/5.0	200	310	0.8	TO-106	EM 4888
✓ EM 7055	220	40		10/20	1.0	20/2.0	80	1000	7.0	TO-39	
✓ EM 7056	300	40		10/20	1.0	20/2.0	80	1000	7.0	TO-39	
EM 9331	300	30	250	50/10	1.0	100/20	10		10	TO-66	



LM566C Voltage Controlled Oscillator

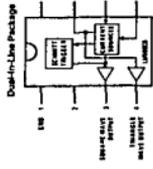
General Description

The LM566C is a general purpose voltage controlled oscillator which may be used to generate square and triangular waves. The frequency of which is a very linear function of a control voltage. The frequency is also a function of an internal resistor and capacitor.

Features

- High temperature stability
- Excellent supply voltage rejection
- Full 100% frequency range with no load capacitor
- Frequency stability is not affected by change of current, voltage, resistor or capacitor
- Full modulation
- Signal generation
- Frequency shift keying
- Tone generation
- 75°C temperature range
- Wide supply voltage range (10V to 30V)
- Very linear modulation characteristics

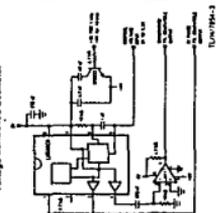
Connection Diagram



Order Number LM566C
See MS Package Number HOSE

Typical Application

1 MHz and 10 MHz TTL Compatible
Voltage Controlled Oscillator



Absolute Maximum Ratings

If any of these conditions are exceeded, the device may be damaged and the reliability of the device is not guaranteed.

Power Supply Voltage	30V
Power Dissipation (Note 1)	1000 mW
Operating Temperature Range LM566C	0°C to +70°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	+260°C

Electrical Characteristics

V_{CC} = 10V, I_B = 0V, AC Test Circuit

Parameter	Conditions	LM566C		Units	
		Min	Max		
Maximum Operating Frequency	R ₀ = 7k C ₀ = 2.7 pF	0.5	1	MHz	
VCO Free-Running Frequency	C ₀ = 1.5 nF R ₀ = 20k f ₀ = 10 kHz	-30	+30	%	
Input Voltage Range Pin 3		1/2 V _{CC}	V _{CC}		
Average Temperature Coefficient of Operating Frequency	10-20V	200	2	ppm/°C	
SQW Voltage Function		0.1	2	%/V	
VCO Impedance Pin 3		0.5	1	MΩ	
VCO Sensitivity	For Pin 3, From 8-10V, f ₀ = 10 MHz ± 10% Deviation	6.0	6.6	7.2	MV/V
F ₀ Distortion		0.2	1.5	%	
Maximum Sweep Rate		1	1	MHz	
Output Impedance Pin 3		10.1			
Output Impedance Pin 4		50		Ω	
Square Wave Output Level	R ₀ = 10k	5.0	5.4	V _{PP}	
Triangle Wave Output Level	R ₀ = 10k	2.0	2.4	V _{PP}	
Square Wave Duty Cycle		40	50	%	
Square Wave Rise Time		20		ns	
Square Wave Fall Time		50		ns	
Triangle Wave Linearity	+ 1V Step at Pin 3	0.5		%	

Note 1: The maximum junction temperature of the LM566C is 150°C. To determine the maximum junction temperature, measure power dissipation that is based on a power resistance of 115°C/W, junction to ambient.

Applications Information

The LM566C may be connected to either a single supply as shown in the test circuit, or from a split (+V) power supply. When operating from a split supply, the square wave output (pin 3) is TTL compatible (2 mA current sink with the addition of a 4.7 kΩ resistor from pin 3 to ground).

A 0.001 μF capacitor is connected between pins 5 and 6 to prevent parasitic oscillations that may occur during VCO switching.

$$I_0 = \frac{2.40V - V_0}{R_0 C_0 V_0}$$

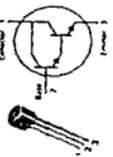
where

2.40V = 20k

and 1/3 is voltage between pins 5 and pin 1.

BC517, S

CASE 28-94, STYLE 17
TO-92 (TO-226AA)



Rating	Symbol	BC517	Unit
Collector-Emitter Voltage	V _{CE}	30	Vdc
Collector-Base Voltage	V _{CB}	40	Vdc
Emitter-Base Voltage	V _{EB}	10	Vdc
Power Dissipation - Collector-Emitter Junction	P _D	13	mW
Power Dissipation - Collector-Base Junction	P _D	32	mW
Power Dissipation - Base-Emitter Junction	P _D	15	mW
Operating and Storage Junction Temperature Range	T _J (T _{stg})	-55 to +150	°C

DARLINGTON TRANSISTORS

100% SILICON

Note 1: 284-218 for options

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Normal Base-Emitter Junction to Ambient	V _{BE}	0.3	V
Normal Base-Collector Junction to Ambient	V _{BC}	200	V
Normal Power Dissipation to Ambient	P _{DM}	83.3	C.W.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (I_C = 10 mA unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Collector-Emitter Breakdown Voltage I _C = 10 mA, V _{BE} = 0	V _{CE(s)}	30	—	—	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage I _C = 10 mA, V _{BE} = 0	V _{CB(s)}	40	—	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage I _C = 10 mA, V _{CE} = 0	V _{EB(s)}	10	—	—	Vdc
Collector Current Gain I _{CE} = 10 mA, V _{CE} = 0	h _{FE}	—	300	—	—
Collector Cutoff Current I _{CE} = 20 V	I _{CE(s)}	—	100	—	nA
I _{CE} = 30 V, V _{CE} = 0	I _{CE(s)}	—	50	—	nA
I _{CE} = 10 mA, V _{CE} = 0	I _{CE(s)}	—	100	—	nA

SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS (I_C = 10 mA unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
DC Current Gain	h _{FE}	—	200	—	—
f _T = 20 mA, V _{CE} = 10 V	f _T	—	30 000	—	kHz
f _T = 10 mA, V _{CE} = 10 V	f _T	—	20 000	—	kHz
f _T = 10 mA, V _{CE} = 2 V	f _T	—	10	—	MHz
Base-Emitter On Voltage I _C = 10 mA, V _{CE} = 10 V	V _{BE(on)}	—	1.4	—	Vdc

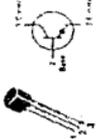
LARGE SIGNAL CHARACTERISTICS (I_C = 10 mA, V_{CE} = 10 V unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Collector-Emitter Saturation Voltage I _C = 10 mA, V _{BE} = 0.7 V	V _{CE(sat)}	—	0.25	—	V
Base-Emitter Saturation Voltage I _C = 10 mA, V _{BE} = 0.7 V	V _{BE(sat)}	—	0.7	—	V
Base-Emitter On Voltage I _C = 10 mA, V _{CE} = 10 V	V _{BE(on)}	—	0.65	—	V

Note 1: h_{FE} is a value for each h_{FE} = 11 and at V_{CE} = 10 V.

BC546, A, B, C BC547, A, B, C BC548, A, B, C

CASE 28-94, STYLE 17
TO-92 (TO-226AA)



AMPLIFIER TRANSISTORS

100% SILICON

Rating	Symbol	BC 546	BC 547	BC 548	Unit
Collector-Emitter Voltage	V _{CE}	45	20	45	Vdc
Collector-Base Voltage	V _{CB}	60	20	60	Vdc
Emitter-Base Voltage	V _{EB}	6.0	—	6.0	Vdc
Collector Current - Collector-Emitter Junction	I _C	100	—	100	mA
Collector Current - Collector-Base Junction	I _C	100	—	100	mA
Power Dissipation - Collector-Emitter Junction	P _D	300	—	300	mW
Power Dissipation - Collector-Base Junction	P _D	300	—	300	mW
Power Dissipation - Base-Emitter Junction	P _D	150	—	150	mW
Operating and Storage Junction Temperature Range	T _J (T _{stg})	-55 to +150	—	-55 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Normal Base-Emitter Junction to Ambient	V _{BE}	0.3	V
Normal Base-Collector Junction to Ambient	V _{BC}	200	V
Normal Power Dissipation to Ambient	P _{DM}	200	C.W.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (I_C = 10 mA unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Collector-Emitter Breakdown Voltage I _C = 10 mA, V _{BE} = 0	V _{CE(s)}	45	—	—	V
Collector-Base Breakdown Voltage I _C = 10 mA, V _{BE} = 0	V _{CB(s)}	60	—	—	V
Emitter-Base Breakdown Voltage I _C = 100 μA, V _{CE} = 0	V _{EB(s)}	50	—	—	V
Collector Current Gain I _{CE} = 10 mA, V _{CE} = 0	h _{FE}	40	—	—	—
Collector Cutoff Current I _{CE} = 10 V, V _{CE} = 0	I _{CE(s)}	—	0.1	—	nA
I _{CE} = 30 V, V _{CE} = 0	I _{CE(s)}	—	0.1	—	nA
I _{CE} = 10 mA, V _{CE} = 0	I _{CE(s)}	—	0.1	—	nA

DC CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
DC Current Gain	h _{FE}	—	100	—	—
f _T = 10 mA, V _{CE} = 10 V	f _T	—	10	—	MHz
f _T = 10 mA, V _{CE} = 2 V	f _T	—	100	—	kHz
Base-Emitter On Voltage I _C = 10 mA, V _{CE} = 10 V	V _{BE(on)}	—	0.65	—	V
Collector-Emitter Saturation Voltage I _C = 10 mA, V _{BE} = 0.7 V	V _{CE(sat)}	—	0.25	—	V
Base-Emitter Saturation Voltage I _C = 10 mA, V _{BE} = 0.7 V	V _{BE(sat)}	—	0.7	—	V
Base-Emitter On Voltage I _C = 10 mA, V _{CE} = 10 V	V _{BE(on)}	—	0.65	—	V

Note 1: h_{FE} is a value for each h_{FE} = 11 and at V_{CE} = 10 V.

BC548, A, B, BC547, A, B, C, BC548, A, B, C

BC548

FIGURE 11 - CAPACITANCE

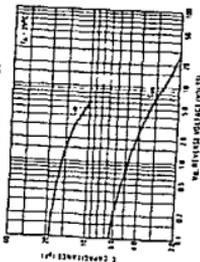
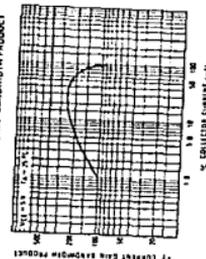


FIGURE 12 - CURRENT GAIN-BANDWIDTH PRODUCT



BC549, A, B, C
BC550, A, B, C

CASE 2004, STYLE 17
TO-18 (10-228AA)

LOW NOISE TRANSISTORS
NPN SILICON

MAXIMUM RATINGS	
Rating	Symbol
Collector-Emitter Voltage	V _{CE}
Collector-Base Voltage	V _{CB}
Emitter-Base Voltage	V _{EB}
Collector Current - Continuous	I _C
Base Current - Continuous	I _B
Storage Time Above 25°C	t _s
Total Device Dissipation at T _C = 25°C	P _D
Operating and Storage Junction Temperature Range	T _J , T _{stg}
THERMAL CHARACTERISTICS	
Characteristic	Symbol
Thermal Resistance, Junction to Case	θ _{JC}
Thermal Resistance, Junction to Ambient	θ _{JA}

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (I _B = 15 μA, unless otherwise noted)		
Off Characteristics	Symbol	Unit
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 10 mA, V _{CE} = 0)	V _{BRCEO}	VDC
Collector-Base Breakdown Voltage (I _C = 10 μA, I _E = 0)	V _{BR CBO}	VDC
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 10 μA, V _{CE} = 0)	V _{BR EBO}	VDC
Collector Current Gain (I _C = 10 mA, V _{CE} = 0)	h _{FE}	15
Emitter Current Gain (I _E = 4 mA, V _{CE} = 0)	h _{FE}	15

DC Current Gain	
IC = 10 mA, V _{CE} = 5 V, V _{BE} = 0.7 V	BC548-5000
IC = 10 mA, V _{CE} = 5 V, V _{BE} = 0.7 V	BC549-5000
IC = 10 mA, V _{CE} = 5 V, V _{BE} = 0.7 V	BC550-5000
IC = 10 mA, V _{CE} = 5 V, V _{BE} = 0.7 V	BC548-500
IC = 10 mA, V _{CE} = 5 V, V _{BE} = 0.7 V	BC549-500
IC = 10 mA, V _{CE} = 5 V, V _{BE} = 0.7 V	BC550-500

SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS	
Current Gain Bandwidth Product (I _C = 10 mA, V _{CE} = 5 V, f = 100 MHz)	f _T
Current Gain Bandwidth Product (I _C = 10 mA, V _{CE} = 5 V, f = 1 MHz)	f _β
Input Capacitance (I _C = 10 mA, V _{CE} = 5 V)	C _{in}

MOTOROLA SMALL SIGNAL TRANSISTORS, PETS AND DIODES