

19
2ej.



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

**ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS
PROFESIONALES "ARAGON"**

**"ESTIMULADOR ELECTRONICO PARA APLICACIONES
EN INVESTIGACION BIOMEDICA"**

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

**E
N
E
P
A
R
A
G
O
N**



UNAM

TESIS PROFESIONAL

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA**

**P R E S E N T A N
JORGE RUBIN LEYVA
GUILLERMO NAVA PEREZ**

INSTITUTO MEXICANO DE PSIQUIATRIA



INSTITUTO MEXICANO DE PSIQUIATRIA

SAN JUAN DE ARAGON MEX. 1992



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.

I N D I C E

INTRODUCCION.	1
CAPITULO I. ANTECEDENTES.	4
1.1.0 Estimulación eléctrica y aplicaciones	4
1.2.0 Ventajas de un estimulador electrónico de fabricación nacional	28
CAPITULO II. SISTEMA ELECTRONICO PARA ESTIMULAR Y REGISTRAR EN EL MISMO ELECTRODO	34
2.1.0 Efectos producidos por la estimulación	34
2.2.0 Descripción del sistema para estimular y registrar en el mismo electrodo	37
CAPITULO III. DISEÑO DE LOS BLOQUES FUNCIONALES DEL ESTIMULADOR ELECTRONICO	40
3.1.0 Diseño del generador de pulsos bifásicos y monofásicos	40
3.1.1 Planteamiento de necesidades	40
3.1.2 El temporizador CI555	46
3.1.3 Operación inestable del CI555	49
3.1.4 El multivibrador monoestable 74LS123	53
3.1.5 Cálculo de los inestables y monoestables	55
3.1.6 Circuitos complementarios al generador de onda cuadrada mono y bifásica	65
3.1.7 Amplificadores operacionales	72

3.1.8	Implementación final del generador de onda cuadrada mono y bifásica	85
3.2.0	Diseño del generador senoidal programable	89
3.2.1	Planteamiento de necesidades	89
3.2.2	Generador de senoidales	90
3.3.0	Diseño del generador de señales rampa programable	101
3.3.1	Planteamiento de necesidades	101
3.3.2	Generador de rampas de pendiente positiva	101
3.3.3	Acondicionamiento de salidas del CI568	108
3.3.4	Generación programada de señales rampa	109
3.3.5	Cálculo del generador de rampas programable	112
3.4.0	Diseño del generador de voltaje C.D.	121
3.5.0	Diseño del amplificador de señales	122
3.5.1	Criterios de diseño y configuración básica	122
3.5.2	Análisis y cálculo de la configuración básica	126
3.5.3	Diseño de la etapa de potencia como manejadora de impedancia de salida	137
3.5.4	Diseño de la etapa controladora de ganancia	146
3.6.0	Diseño de la unidad de aislamiento	149
3.6.1	Generación del pulso de retardo de estímulo	149

3.6.2	Sistema de apertura y cierre del relevador	152
3.6.3	Etapa de aislamiento de pulsos	158
3.7.0	Diseño del medidor de frecuencia y ancho de pulso	167
3.7.1	Medición de frecuencia	167
3.7.2	Medición del ancho de pulso	183
3.8.0	Diseño de las fuentes de voltaje	186
3.8.1	Consideraciones generales	186
3.8.2	Circuito rectificador	188
3.8.3	Circuito filtro	197
3.8.4	Fuentes de ± 5 V y ± 15 V	204
3.8.5	Fuentes de ± 85 V	212
CAPITULO IV.	CONSTRUCCION Y COSTOS DEL ESTIMULADOR ELECTRONICO	229
4.1.0	Diseño asistido por computadora	229
4.1.1	Diseño físico de la caja del estimulador	232
4.1.2	Diseño de las placas de circuito impreso	243
4.2.0	Costos del estimulador electrónico programable	251

CONCLUSIONES

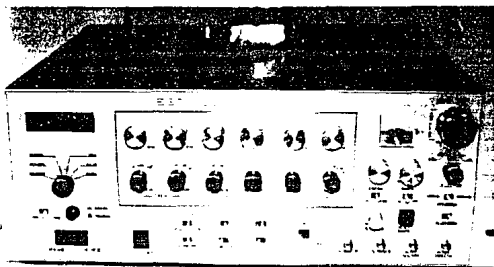
BIBLIOGRAFIA

I N T R O D U C C I O N

En ésta tesis presentamos un dispositivo electrónico que se diseñó y se construyó para ser utilizado en investigación biomédica en áreas tales como: Fisiología, Biofísica, Psicofisiología, Psiquiatría, Rehabilitación, etc.

Cumple con características especiales para tales aplicaciones, como son: la generación de señales senoidal, rampa, trenes de pulsos, pulsos monofásicos o bifásicos, todas ellas en forma continua o programada, pudiendo variar en un amplio rango sus características en tiempo y amplitud. Cuenta además con un medidor digital de frecuencia y ancho de pulso, el cual muestra de manera muy exacta los parámetros a elegir de cualquier señal. También se incluye un amplificador de potencia que se encarga de dar la ganancia tanto en voltaje como en corriente a cualquiera de las señales a utilizar, teniendo la opción de cambiar la impedancia de salida en dos rangos, ésto con el fin de lograr la máxima transferencia de energía a la preparación. Finalmente se cuenta con un sistema electrónico analógico-digital para estimular y registrar en el mismo electrodo, a través de una unidad de aislamiento y un sistema de apertura y cierre con relevador para tal fin.

Este aparato tiene como propósito solventar los requerimientos específicos en las diversas áreas antes mencionadas. Debido a que supera las características de instrumentos similares ya existentes en cuanto a funcionamiento y aun costo significativamente menor, ofreciendo la ventaja de que los centros de investigación afines a éstas áreas lo puedan adquirir.



Estimulador Electrónico para aplicaciones
en investigación Biomédica.

En el capítulo I, se mencionan en forma resumida una serie de aplicaciones de la estimulación eléctrica y su aportación en el campo de las investigaciones biomédicas. Así mismo se establecen las ventajas que representa la construcción de un estimulador electrónico de manufactura nacional para los centros de investigación.

En el capítulo II, se establecen las características del sistema electrónico para estimular y registrar por el mismo electrodo, y que además minimice el artefacto de estimulación, aspecto importante en la etapa del registro poligráfico.

Dentro del capítulo III se llevan a cabo el análisis y cálculos correspondientes a cada circuito de los cuales se constituirá el estimulador electrónico (fuentes de voltaje, generador de señales, amplificador de potencia, medidor de frecuencia y ancho de pulso, así como el sistema de estímulo y registro por el mismo electrodo incluyendo su unidad de

aislamiento), en base a las características que cada uno de ellos tendra que cumplir.

Finalmente en el capítulo IV se exponen los métodos utilizados para la construcción física del aparato, hechando mano de la poderosa herramienta que representa el Diseño Asistido por Computadora (CAD), utilizado para la distribución, acabado y generación de plantillas, así como el trazado y manufactura del mismo. De igual forma que para la elaboración de placas de circuito impreso.

Por último se hace una cuantificación del material empleado en la construcción del estimulador electrónico, que para efectos de costo total implicó dicha construcción, y de ésta manera justificar uno de los objetivos establecidos: construirse a un costo significativamente menor que los ya existentes.

I. - ANTECEDENTES.

1.1.0 ESTIMULACION ELECTRICA Y APLICACIONES.

La estimulación eléctrica constituye para el investigador y en la clínica una herramienta muy útil durante la realización de estudios de las propiedades electrofisiológicas de preparaciones biológicas, como son: músculos, nervios y células, en procedimientos para efectuar modelos de epilepsia (Kindling), en rehabilitación, dolor, etc. Donde frecuentemente, se requiere la utilización de un estimulador eléctrico programable.

La estimulación eléctrica consiste en aplicar una diferencia de potencial a través de un par o más de electrodos o bien microelectrodos en una estructura biológica, haciendo pasar una corriente eléctrica que puede ser del orden de los nanoamperios hasta los miliamperios, dependiendo de lo que se desee estimular y el objetivo de la estimulación.

El interés por la aplicación en la clínica y el trabajo experimental de la estimulación eléctrica, constituye actualmente y sin lugar a dudas, una herramienta de uso muy generalizado. La trascendencia de la estimulación eléctrica en biomedicina es notoria, pues encontramos aplicaciones en diversas áreas como son; la Neurología, Fisiología, Rehabilitación, Psicofisiología, Psiquiatría, etc.

A continuación mencionamos más ampliamente su utilización en algunas de las áreas antes mencionadas.

NEUROFISIOLOGIA:

El uso de ésta técnica se usa para estimulación del sistema nervioso central y regiones de la corteza cerebral, principalmente en la localización y definición de centros funcionales de los sentidos y corteza motora, o para estimulaciones más profundas como

en el caso de querer estimular el tálamo, la amígdala, la formación reticular, el sistema límbico, etc.

Actualmente la ciencia biomédica cuenta con una herramienta que es una alternativa posible en la producción de anestesia en seres humanos y animales. La electroanestesia, como una técnica de anestesia producida por medios electrónicos, ha hecho posible que el cuerpo humano alcance la inconciencia total por medio de la aplicación de corrientes eléctricas a través del cerebro. Esto ha constituido un desarrollo lento en comparación con otras técnicas, en parte, debido a que los resultados de la técnica convencional de la anestesia (por medio de fármacos) que ha sido en la mayoría de los casos satisfactorios. Pero presenta una herramienta poderosa de la cual podemos hechar mano cuando existe el problema de no poder usar fármacos en el paciente (1).

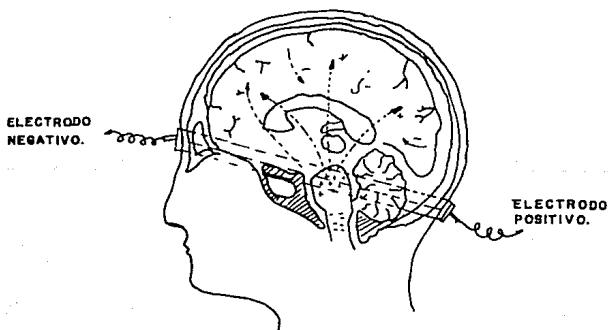


Fig. 1.1-1 Aplicación de corriente eléctrica para lograr electroanestesia.

Una de las aplicaciones más importantes de la estimulación eléctrica dentro de la neurofisiología, a sido en el estudio de la "epilepsia". La cual constituye una de las más importantes alteraciones neurológicas desde el punto de vista médico y social, ya que se ha estimado que el 0.5 % de la población mundial padece ésta alteración. Hoy más de un millón de mexicanos sufren de epilepsia, ésta tiene una frecuencia considerable desde el punto de vista epidemiológico. Mediante estudios estadísticos se ha identificado que en nuestro país aproximadamente el 2 % de la población padece éste problema; lo cual quiere decir, si se obtienen números absolutos, que sólo en la ciudad de México existen 360 mil epilépticos.

La palabra epilepsia se deriva de una preposición griega y un verbo irregular. Quiere decir "ser sobrecogido bruscamente", "ser atrapado" o "algo que cae bruscamente sobre el individuo". Clínicamente se le define como un padecimiento crónico caracterizado por la presencia de crisis continuas en la vida de una persona (2).

Jean Etienne Dominique Esquirol propone en 1815 los términos "gran mal" y "pequeño mal", los cuales actualmente ya no tienen validez. Apenas en 1989 fue aprobada la clasificación moderna de las epilepsias, las cuales en un principio se dividen en dos grandes grupos: crisis parciales y crisis generalizadas. De ahí se ramifican al menos 30 subcategorías.

La electroencefalografía, introducida por Hans Berger en 1929, permitió observar el primer registro gráfico de la corteza cerebral, responsable de todas las funciones conocidas: memoria, facultad de pensamiento, conciencia, etc. Ahí se localizan los centros para la visión, olfato, audición, equilibrio, tacto y gobierno muscular entre otros.

Numerosos estudios han establecido que la actividad eléctrica del cerebro normal se registra en forma de ondas, las cuales según su forma y frecuencia se describen como ritmos alfa, beta, tetha y delta. Las descargas eléctricas, en éste caso de las células nerviosas, se producen a intervalos regulares, y no en forma continua.

En las crisis epilépticas ocurre todo lo contrario. Durante ellas las descargas se registran simultaneamente en determinado número de células cerebrales, lo cual se refleja en el electroencefalograma por la aparición de ondas cerebrales anormales, amplias, breves y puntiagudas.

Estas descargas suscitadas sin razón aparente, pueden extenderse de súbito y a velocidad explosiva desde las neuronas lesionadas hasta otras partes del cerebro y suprimir por minutos sus funciones. Es cuando se pierde la conciencia e incluso aparecen espasmos (3).

Los ataques epilépticos comienzan frecuentemente con síntomas localizados, por ejemplo: calambres en las manos, giro súbito de la cabeza o de los ojos hacia un lado, o bien se presentan sensaciones especiales, tales como enbotamiento de una parte del cuerpo, destellos de luz o sensaciones peculiares de olfato y gusto (auras). En ocasiones los síntomas son subjetivos y de difícil descripción; aberración del pensamiento, sensación súbita de bienestar o compasión, etc.

Todos esos síntomas precoces indican el lugar del cerebro donde se origina la excitación patológica. El ataque se detiene o extiende hasta provocar desmayos y convulsiones generalizadas, o bien éstas pueden presentarse sin mayor trámite. En algunos casos los epilépticos pierden momentaneamente la conciencia pero no se convulsionan y en ocasiones ni siquiera llegan a caer. A veces

continúan automáticamente sus labores, aunque después no recuerden lo ocurrido en ese breve lapso. A pesar de los múltiples estudios bioquímicos y fisiológicos en pacientes epilépticos, la fisiopatología de las crisis convulsivas permanece obscura.

La epilepsia es catalogada como síndrome (conjunto de síntomas) y a diferencia de las enfermedades, en las que siempre se conoce su origen y de acuerdo con las señales que las acompañan es posible establecer pronósticos, ésta puede tener numerosas causas y además se desconocen los cambios que sobrevendrán durante su curso.

En realidad, la epilepsia puede aparecer a cualquier edad. Como principales causas de su origen se señalan las siguientes: Un tumor, un traumatismo, una lesión, enfermedades metabólicas, etc. Generalmente éstas crisis se desencadenan debido a la aparición de una lesión cerebral (como es el caso de un tumor) y también con una lesión difusa, como es el caso de enfermedades degenerativas.

Los tratamientos tienen éxito en el 80 % de los casos cuando el paciente obedece al pie de la letra las instrucciones del médico. Al administrarse fármacos (actualmente existen ocho antiepilépticos de primera línea) únicamente se controla el síndrome. Al 15% se le deben suministrar combinaciones de dos o tres medicamentos y el 5% restante es tratable mediante intervenciones quirúrgicas (5).

La utilización de nuevas y mejores técnicas en la creación de modelos de epilepsia con estimulación eléctrica auspiciará el desarrollo de la investigación en nuevos fármacos. Con estos desarrollos efectuados por investigadores mexicanos se esperan obtener medicamentos accesibles al bolsillo de muchos enfermos que ante su elevado costo, no pueden continuar con su tratamiento.

METODO USUAL DE INDUCIR EPILEPSIA EXPERIMENTALMENTE EN ANIMALES MEDIANTE LA APLICACION REPETIDA DE ESTIMULACION ELECTRICA EN FORMA DE TRENES DE PULSOS DE CORTA DURACION Y BAJAS AMPLITUDES DE VOLTAJE: KINDLING.

El "Kindling" es un procedimiento en el cual una estimulación repetida a intervalos fijos del cerebro induce el desarrollo progresivo de descargas convulsivas y de alteraciones conductuales en cierta variedad de especies animales. Un número de hallazgos han sugerido ciertas similitudes entre el efecto Kindling y las epilepsias. Independientemente de los avances recientes, hay una incertidumbre con respecto a los procesos químicos que toman lugar durante la actividad convulsiva del cerebro (6).

El procedimiento Kindling consiste en la aplicación de trenes de pulsos eléctricos. utilizando un electrodo bipolar, las frecuencias óptimas se encuentran entre los 5 y 200 Hz, la intensidad debe ser de alrededor de 50 microamperes (pico a pico) en la rata y ligeramente mayor en el gato y en el mono. Esta estimulación se aplica por un segundo aunque puede ser aumentada a algunos segundos.

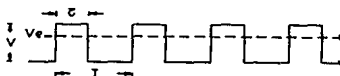


Fig. 1.1-2 Parámetros de un estímulo eléctrico para Kindling.

Una vez definidos los parámetros de estimulación se aplican en forma diacrónica o en intervalos más cortos (mínimo 15 minutos), hasta que aparecen las manifestaciones electrofisiológicas y conductuales de la epilepsia. La estandarización de los parámetros de estimulación se conocen para la frecuencia y la duración, pero para la intensidad existen ligeras variaciones.

El número de estimulaciones necesarias para alcanzar el establecimiento del efecto Kindling (presentación de la primera crisis convulsiva y generalizada), varía según la región estimulada, siendo la amígdala del lóbulo temporal, la estructura más responsiva de las áreas positivas, es decir, aquellas susceptibles de evocar convulsiones.

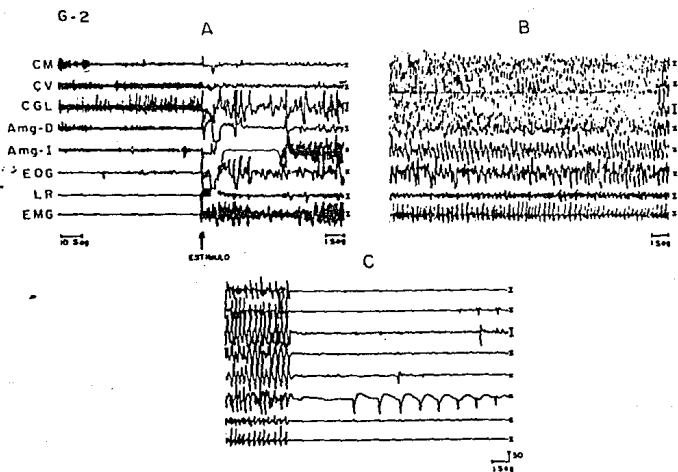


Fig. 1.1-3 Trazo poligráfico que muestra la aplicación del estímulo durante el SP y la parte inicial de la PD (A), que generaliza a todas las estructuras registradas (B), en (C) se aprecia la detención de la crisis y el período de silencio electrocortical post-crítico, donde se observan movimientos oculares y contracciones fásicas del músculo lateral recto.

Es importante señalar que la forma de la crisis convulsiva varía grandemente según la especie estimulada, así Goddard reporta que el gato y el mono muestran convulsiones más complejas que las de la rata. Wada, Sato y Corcoran (1974), han reportado que la estimulación eléctrica de la amígdala induce desarrollo progresivo de la actividad epiléptica pudiendo ocurrir un periodo hasta de 12 meses después de la última estimulación. La susceptibilidad o facilitación está reflejada por la persistencia de las descargas interictales y por una respuesta tipo "todo o nada" al re-estimular con intensidades a nivel umbral convulsivo (7).

Los datos anteriores hacen del fenómeno Kindling un modelo de epileptogénesis permanente, semejante a ciertos tipos de epilepsia humana. La ventaja del fenómeno Kindling sobre otros modelos de epilepsia experimental, como los provocados por irritantes químicos, es la posibilidad de ejercer un mayor control de las variables experimentales; siendo el sitio de estimulación bien definido, permitiendo también el control adecuado de los parámetros de estimulación que se llevan a cabo con una graduación precisa (8).

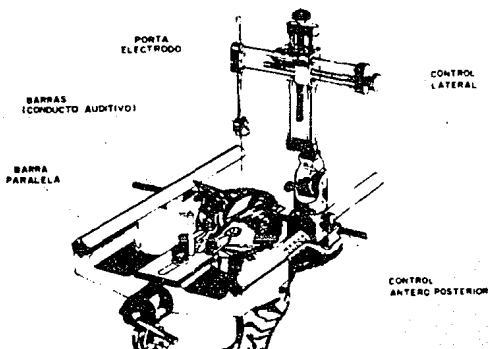


Fig. 1.1-4 Preparación del animal para el proceso de estimulación.

Por otro lado la estabilidad del fenómeno permite su uso en el análisis de las propiedades anticonvulsiantes de algunos agentes farmacológicos, ya sea en forma preventiva (efectos ejercidos durante el desarrollo ó supresión) o en convulsiones ya establecidas.

PSICOFISIOLOGIA:

La Psicología fisiológica o Psicofisiología estudia la relación de los procesos o actividades fisiológicas con la conducta tanto humana como en animales. Para ejemplificar el uso de la estimulación eléctrica en ésta disciplina, expondremos a continuación los resultados de un experimento sobre conducta cooperativa y competitiva en ratas. Además de otros experimentos sobre estimulación eléctrica hipotalámica y depresión cortical propagada (9).

Para tal caso se trabajó con 50 ratas albinas adultas obtenidas de laboratorio, pesando entre 350 y 450 grs, bajo condiciones normales de trabajo, entre las 8:30 AM a las 17:00 hrs PM, alimentadas con alimento sólido y agua por levitación.

Todos los instrumentos y equipos giran en torno a las necesidades planteadas por el aparato diseñado para estimular la conducta social de las ratas. El cual se muestra en la figura 1.1-5. Los componentes se listan enseguida:

1. Compartimiento de partida.
2. Compartimiento principal.
3. Plataforma.
- 4 y 4. Bebederos.
5. Bomba de agua.
6. Fuente eléctrica.
7. Tubo con resorte en su interior.

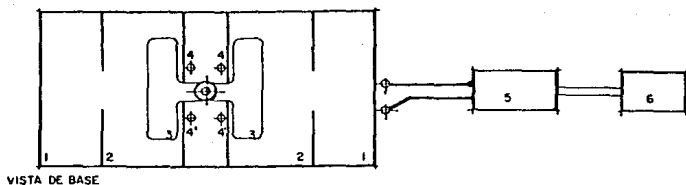
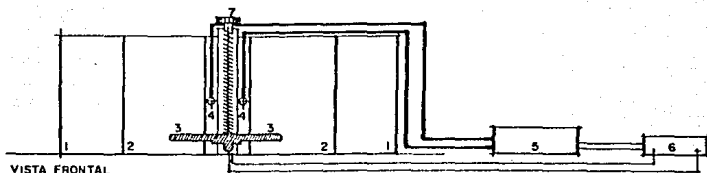


Fig. 1.1-5 Aparato usado por Bures y Suárez para conducta social en ratas.

El experimento arrojó los resultados siguientes:

Con el animal intacto; entenderemos como conducta social al conjunto de movimientos y reacciones de una rata que comprometen al conjunto de ratas involucradas en el experimento. En nuestro caso distinguiremos conducta cooperativa cuando se necesita la acción de dos o más ratas para que puedan conseguir el objetivo (el agua) y conducta competitiva cuando el objetivo esta siempre presente (flujo continuo del agua) pero la llegada de dos o más ratas lo elimina (escasez) por tanto deben competir entre ellas para obtenerlo (9).

En ambas conductas se ve la capacidad de entendimiento entre ellas, incluso turnándose para beber mediante una interesante

conducta rítmica evitando siempre el conflicto, excepto en algunos casos de conducta competitiva en donde sí luchan entre ellas pero sin llegar a una agresión mortal pése a estar tremendamente sedientas. En todo caso se pudo observar una elevada correlación entre torpeza y agresividad. La rata torpe es más agresiva para conseguir el objetivo, aunque su torpeza la pierda y en definitiva opta después por seguir al líder.

Una de las conductas mantenidas siempre por todas, es su limpieza ya sea de sí misma o entre ellas, de todo su cuerpo u orientada a un lugar específico de su cuerpo previamente ensuciado.

Una de ellas se transformo en líder (la más inteligente de todas) y siempre fue seguida por las demás. Esta rata fue la única que en condiciones de conducta cooperativa podía beber sola, al accionar la plataforma con sus propias patas y por lo tanto haciendo funcionar la bomba de agua que alimentaba el bebedero. Incluso ésta rata dejaba beber a las otras evitando actos violentos, algunas veces colocándose entre dos ratas en conflicto.

Uno de los resultados más interesantes se relaciona con el aprendizaje que requieren las ratas para encontrar los bebederos. Después de un entrenamiento igual para todas, las ratas encuentran dichos bebederos en tiempos muy diferenciados y de acuerdo a la estructura conductual a la que se ven sometidas.

Las ratas sometidas a conducta competitiva son capaces de encontrar los bebederos en tiempos record. El primer día lo encuentran en un tiempo entre uno y dos minutos y luego desde el tercer día en adelante bajan este tiempo a treinta segundos y hasta quince segundos que es lo mínimo dada las condiciones de velocidad en las ratas. Por el contrario, las sometidas a conducta cooperativa tardaron en el primer día entre siete y diecisiete para encontrar el bebedero, aunque al día siguiente lo consiguen en dos minutos para luego desde el tercer día equipararse con los tiempos de la otra conducta.

También resultó interesante comprobar que las ratas no ejercen la propiedad privada ya que una vez saciada su sed, se retiran al compartimiento pequeño e ignoran el bebedero. Por tanto ignoran la competencia y como el bebedero en éste caso sigue funcionando (mercado sin agentes) los recursos (el agua) se pierden. No así en conducta cooperativa en donde los recursos siempre se aprovechan, aunque cuando hay muchas ratas "trabajando" se tienden a molestar y por tanto baja la "productividad" (consumo de agua por rata).

En definitiva ambas conductas tienen sus pro y sus contras, dejando claro que la conducta social de las ratas ésta fuertemente ligada a la estructura ambiental a la cual se ven sometidas.

Animal bajo depresión cortical propagada: En éste estado el animal pierde la conducta del grupo, la única excepción fue que las ratas tienden a mantenerse juntas inmóviles, por tanto más bien se trataría de un problema de termo-regulación; más que de conservación o protección de ellas ya que además pierden todo sentido del peligro o miedo a ser eliminadas.

Las ratas no beben ni comen, aunque se les coloque el agua y la comida en la boca. Sus movimientos son torpes, lentos, deambulantes, sin levantar la cabeza. En general pierden toda capacidad de exploración. La función limpieza de si misma la mantienen en forma reducida en un 50 % de su tiempo, pero jamás se limpian entre ellas ni menos son capaces de limpiarse algun lugar específico del cuerpo que intensionalmente se les haya ensuciado.

Después de dos horas pierden ese estado, y lentamente vuelven a la conducta normal. Al día siguiente son capaces de comportarse como si jamás hubieran estado bajo depresion cortical propagada. Otros experimentos al respecto mostraran diferencia de comportamiento entre machos y hembras. Principalmente en la función sexual donde el macho pierde toda capacidad de copulación y la hembra la mantiene aunque con cierta dificultad.

Igualmente el instinto maternal se mantiene en la hembra y el macho pierde toda noción de sus crías.

Animal bajo estimulación eléctrica hipotalámica: En nuestro caso éste fue el experimento que menos resultados arrojó sobre lo relacionado con conducta social. En general los animales mantienen su conducta del estado normal (por supuesto no se considera el caso de dañarles el hipotálamo eléctricamente) pése a la negativa del jefe del laboratorio, se experimentó tratando de obtener líderes en sus diversas formás, mediante la estimulación eléctrica, pero de ninguna manera se pudo obtener. En general todo siguió normal, sujeto a que un análisis más detallado nos pudiera dar otros resultados (9).

De acuerdo a los experimentos con estimulación eléctrica, es posible condicionar ciertas conductas en las ratas. Por ejemplo uno de los investigadores logro que las ratas comieran con bastante buenos hábitos, o sea tomando su alimento sólido con una mano y llevándoselo a la boca lentamente. El Dr. Greenshaw trabajando con el sistema de recompensa, logró condicionar la conducta para beber en la rata. Además se logró una conducta epiléptica en ellas (movimientos involuntarios) para luego volver a la conducta normal.

APLICACIONES EN LA PSIQUIATRIA:

La psiquiatría es una especialidad médica que trata de la prevención, diagnóstico, tratamiento y atención de la enfermedad y anomalías mentales y, por extensión, de muchos problemas relativos al ajuste de la personalidad.

Uno de los usos de la estimulación eléctrica dentro de la psiquiatría es su utilización en Terapia Electroconvulsiva (TEC) en desordenes depresivos. La primera indicación para el uso de TEC es recomendable en un desorden depresivo mayor. Es importante reconocer que no todos los pacientes quienes tienen depresiones.

son candidatos para la TEC. Generalmente del 80 al 90 por ciento de tales individuos muestran una buena respuesta.

Hay muchas variantes en la práctica clínica para poder precisar cuando se usara la TEC durante el transcurso de un gran episodio depresivo. En algunos casos la TEC puede ser el tratamiento adecuado si el paciente está lo bastante enfermo como para requerir hospitalización. La mayoría de los psiquiatras actualmente utilizan la ECT en el tratamiento de desordenes depresivos mayores, cuando el paciente ha fallado a un adecuado tratamiento con drogas antidepresivas o cuando un tratamiento no puede ser llevado cabo con cierta seguridad (10).

Puede utilizarse en situaciones en las cuales se pueden originar efectos tóxicos con agentes psicofarmacológicos o cuando la condición clínica del paciente demanda inmediata acción terapéutica, por ejemplo, en caso de actividades suicidas o de conductas autodestructivas. En tales casos la TEC puede garantizar la salvación de la vida y deberá aplicarse tan rápidamente como sea posible. Hay que recalcar que la TEC es un tratamiento muy efectivo para casos claros de resistencia a medicamentos antidepresivos.

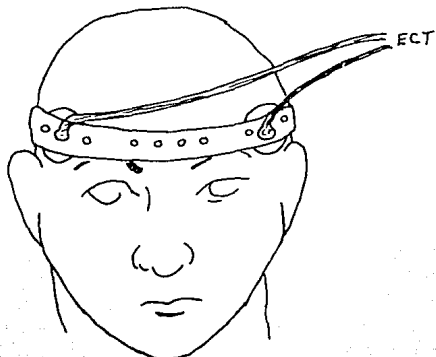


Fig. 1.1-6 Ilustración de como se aplican los electrodos para aplicar Terapia Electroconvulsiva.

En Manía: Es del conocimiento de muchas clínicas que la TEC es extremadamente efectiva en el tratamiento de manías agudas. Actualmente solo una pequeña fracción de pacientes han recibido la TEC, pero si es necesario cuando carecen de respuesta a medicamentos, existe toxicidad o la necesidad de una acción inmediata, la TEC debera ser considerada como una alternativa. En Esquizofrenia; aproximadamente uno de seis pacientes que reciben la TEC padece de esquizofrenia. Esto representa una tasa baja en su utilización para tratamientos en éste grupo de desordenes. En formás agudas de ezquizofrenia, sin embargo, la TEC puede ser realmente efectiva (10).



Fig. 1.1-7 Forma de onda típica para TEC.

FISIOLOGIA:

En la fisiología encontramos un basto campo de aplicaciones de la estimulación eléctrica. Por ejemplo, es usada para ayudar a que la vejiga realice sus funciones normales en pacientes, con parálisis, encontramos también que muchas personas con imperfecciones en el sistema nervioso central caminan lentamente, con mucho esfuerzo o tienen parálisis, de tal manera, que seleccionan una silla de ruedas como modo de locomoción primaria.

La estimulación eléctrica funcional tiene la potencialidad de permitir que muchos de esos pacientes recobren un nivel efectivo en el andar, supliendo en el paciente una parte de su sistema motor, con un control de estímulo eléctrico en músculos específicos durante cada ciclo del proceso.

Caminar sobre un piso plano, inclinado o una escalera es una actividad compleja y repetitiva. Los requerimientos de un controlador para un sistema de estimulación eléctrica funcional es; que asista a individuos con una parálisis parcial, de tal modo que para caminar puedan producir un patrón periódico básico de actividades en los músculos estimulados, más una compensación para respuestas inconsistentes y disturbios que perturben esos patrones.

Estos estudios experimentales realizados en laboratorio han permitido esta amplia gama de aplicaciones clínicas y continuas, desarrollándose en los campos de la investigación y de la preparación de estimuladores portátiles para los parapléjicos.

Encontramos también aplicaciones en estimuladores electrotáctiles portátiles, para aplicaciones de sustitución sensorial, sistemas de estimulación neuromuscular implantables, tratamiento de escoliosis (curvatura lateral de la espina), usando estimulación eléctrica implantada (EEI), estudio de propiedades eléctricas en huesos vivos bajo corriente directa, etc. (11).

Otras de las aplicaciones más importantes las encontramos en el estudio y tratamiento del dolor. Por ejemplo, miles de pacientes son tratados de dolor crónico con diferentes técnicas de estimulación eléctrica, eliminando así la dependencia con medicamentos analgésicos u otras drogas.

Estimulación Eléctrica Nerviosa Transcutanea (EENT):

Cuando hablamos de un equipo que se utiliza para el tratamiento del dolor crónico, nos referimos a un equipo de gran

utilidad para el tratamiento de este tipo de padecimiento, el cual invalida a muchos sujetos de poder vivir una vida normal y sobre todo de poder realizar sus funciones, tanto de trabajo, como de recreo, etc. sin sufrir esta molestia. Ejemplos de estos casos se deben a padecimientos agudos como:

Dolor postoperatorio.

Dolor en parto.

Dolor en fracturas.

Como también a padecimientos crónicos:

Tales como el dolor bien localizado en articulaciones, músculos, tendones y piel (lumbálgias, artrálgias, fibrositis), lesiones en fibras nerviosas periféricas o centrales (neuritis post-herpéticas, neuropatías periféricas, cáncer, ciática, desaferentación en plexos).

Es interesante hacer notar que, recientemente se han publicado experiencias favorables a la EENT en pacientes con angina de pecho, logrando aumentar los periodos de esfuerzo, y disminuyendo el dolor significativamente (11). Para hablar un poco de las aplicaciones en nuestro país podemos referirnos a lo siguiente:

Desde 1972 se inició el trabajo en la Clínica del Dolor del Instituto Nacional de Nutrición Salvador Zubiran, y hasta 1977 se empezó a usar la EENT como sistema útil para tratar algunos pacientes con síndromes dolorosos especialmente crónicos y rebeldes cuya intolerancia a los analgésicos bloqueadores del ácido araquidónico (ABAA) era evidente y por lo tanto requerían de otra terapéutica que modificase la percepción del dolor, sin los inconvenientes de los ABAA o aun de los opiáceos. Se había iniciado la acupuntura manual en 1974, pero algunos pacientes estaban renuentes debido a las molestias propias de la inyección de las muy delgadas agujas y otras temían el contagio de algunas enfermedades transmisibles por este medio. Así surgió la nueva generación de la EENT, en los E.U. de A. Sin embargo los primeros aparatos eran caros, además que solo podían ser adquiridos en el extranjero (11).

La industria extranjera, productora de los modernos aparatos para aplicar la EENT continuaban perfeccionandolos y se simplificaba o reducía el volumen de los mismos, al mismo tiempo que expandía su mercado a nivel mundial. En México continua siendo un lujo la propiedad de este pequeño, pero util dispositivo que combate el dolor crónico.

Cabe decir que la EENT se ha usado extensamente, no se han llevado a cabo, bajo condiciones estrictas, trabajos doble ciegos que demuestren el efecto analgésico específico de la EENT, pero aun así es sin duda el que tiene un gran soporte teórico firme, con la mayoría de los estudios clínicos más convincentes que apoyan su uso en el control del dolor.

Existen muchas publicaciones acerca de su uso en el dolor postoperatorio, y este tipo de dolor agudo es un buen modelo para experimentar la eficacia clínica de los analgésicos; su beneficio parece ser importante, disminuyendo las complicaciones postoperatorias objetivas, tales como íleo, atelectasia y disminución de la función pulmonar.

Otros tipos de dolor en que se ha comprobado su eficacia clínica son: Artritis, cáncer, trauma agudo, neuropatías, daño traumático en nervios y lesiones de la médula espinal y de las raíces nerviosas. Recientemente se han publicado artículos, donde se indican tratamientos de pacientes con dolor lumbar crónico, e incluso angina de pecho, reduciendo la frecuencia de los ataques de angina, aumentando la tolerancia al ejercicio y reduciendo significativamente la depresión del segmento ST-inducido por el ejercicio, en el EKG (11).

Una gran ventaja es la seguridad en su empleo y sus mínimos efectos secundarios, como reacciones de intolerancia al gel conductor o incluso a la corriente eléctrica como observamos en una paciente, la cual sentía que se "electrizaba" todo el cuerpo y le impedía continuar la EENT. También es posible su utilización a

largo plazo, usandola en forma intermitente en especial si solo se usa en los periodos álgidos, como sucede en muchos síndromes dolorosos crónicos.

Las técnicas han variado de acuerdo con los logros alcanzados, pero la mayoría de los investigadores sugieren que alrededor de un tercio de los que sufren dolor crónico intratable pueden beneficiarse significativamente utilizando el método del estímulo transcutáneo.

Generalmente se utiliza un pulso monofásico que tiene las siguientes características:

Ancho de pulso: 25 - 800 microsegundos.

Frecuencia: 4 - 180 hertz.

Corriente: 10 - 80 miliamperios.

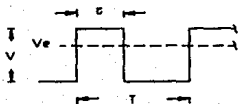


Fig. 1.1-8 Características del pulso de estímulo.

REHABILITACION DE PACIENTES PARAPLEJICOS:

Estas técnicas son utilizadas en personas con paraplejía, resultado de una lesión en el cordón espinal y que necesitan volver a rehabilitar la función muscular usando sus piernas cuando presentan una paraplejía que pueda ser permanente. Se ha demostrado que la estimulación neuromuscular funcional (ENF) puede inducir de manera rudimentaria el ponerse de pie o caminar (12).

Aunque la ENF es un método potencialmente útil, muchos problemas deberan ser resueltos, antes de que éste se convierta en una práctica totalmente aceptable.

Afortunadamente durante las pasadas dos décadas, alrededor de media docena de grupos de investigación en este campo de la rehabilitación han estado tratando de resolver tales problemas y un progreso notorio se ha empezado a vislumbrar.

Con estos métodos, se ha tratado de desarrollar modelos computacionales, puesto que estos pueden ser de mucha ayuda en el diseño de estrategias de control automático, para lograr que un parapléjico camine o se levante. Estos modelos computacionales son importantes también para estudiar los problemas pertenecientes a esquemas de control. La necesidad de modelos de computación vienen a ser importantes, como el caso de regular automáticamente el balance de un cuerpo con múltiple grado de libertad sometido a disturbios externos, por ejemplo el movimiento de los brazos (13).

Con ayuda de modelos computacionales para el control de la ENF, estos sistemas deben ser ajustados a usuarios específicos, por ejemplo, asumiendo que un controlador de realimentación está siendo diseñado para mantener la estabilidad y reducir el consumo de energía, el diseño puede ser optimizado utilizando las características físicas del usuario.

Uno de los mayores problemas inherentes al diseño de sistemas de control del movimiento en un parapléjico, es la redundancia muscular, por ejemplo, dentro de un conjunto muscular dado podemos usar diferentes patrones de activación para efectuar una tarea motora específica, de este modo, es necesario desarrollar una metodología con el fin de asignar activaciones entre los muchos músculos disponibles para la estimulación.

Se ha establecido una optimización del esquema de energía por la distribución de la activación, lo cual fue motivado por la suposición de que la minimización de la energía liberada (en forma de calor y trabajo) por los músculos, mientras el cuerpo se balancea u oscila en la posición de erguirse, incrementa la eficiencia muscular y reduce la fatiga.

Vimos anteriormente que la estimulación muscular (ENF) de músculos esqueléticos a probado ser un medio eficiente de corrección del movimiento en pacientes parapléjicos. Actualmente este método se ha introducido en el programa de rehabilitación de pacientes con lesiones en las neuronas motoras superiores, siendo usado también para fortalecer músculos atrofiados por el desuso de algunas parálisis completas o incompletas así, como de cuadripléjicos, previniendo mediante la estimulación eléctrica que el músculo se atrofie, proporcionando así un flujo sanguíneo más eficiente en el interior de la extremidad estimulada y pudiéndose también prevenir contracciones inadecuadas (Krojle y cols. 1980), (14).

El estimulador eléctrico diseñado por nosotros, podría ser usado con fines de investigación si se toman algunos aspectos que permitan obtener los parámetros adecuados para éste uso.

Una forma práctica de lograr aplicar un estimulador eléctrico consistirá primeramente en utilizar dos canales de estimulación y de éste modo iniciar el trabajo con pacientes parapléjicos.

Primeramente se puede tratar de educar al paciente a erguirse, ejercitando las uniones de las rodillas mediante estimulación eléctrica de ambos músculos extensores (de las rodillas). El mantener inicialmente sentado al paciente es importante para prevenir dolores provocados por la presión muscular y para mejorar el funcionamiento de los órganos internos. Este procedimiento de estimulación eléctrica funcional (ENF), fue hallado importante desde el punto de vista psicológico puesto que permite que los músculos paralizados de las extremidades inferiores puedan ser utilizados nuevamente.

El poderse parar es una actividad muy importante en el ser humano; por ejemplo poder alcanzar un objeto situado por encima del nivel de un impedido (cuando está sentado), permite que una persona pueda prepararse para levantarse desde su asiento y permanecer de pie independientemente. Esto ha sido demostrado por Kralj y Grobel Nik en 1973, los cuales lograron que un paciente parapléjico pudiera levantarse mediante la estimulación de los músculos extensores del muslo y la cadera, los flexores planares del tobillo y la rodilla en ambas zonas inferiores de las piernas, para ser más explícitos; el experimentar con el estimulador implica a veces el uso de varios canales, de tal modo que conociendo los parámetros utilizados se puedan preparar estimuladores portátiles para uso diario del paciente, por lo tanto, podemos continuar nuestra explicación considerando que el uso del estimulador permitiera el desarrollo de un procedimiento, para poder lograr la función de erguirse utilizando solamente grupos de músculos extensores de las rodillas, es decir, tratando de estimular únicamente a estos músculos. De este modo podrá utilizarse un estimulador de dos canales para aquellos procedimientos de poder sentarse o levantarse por tiempos prolongados puesto que existe para este tipo de experimentación una silla especialmente diseñada, para facilitar este proceso, situando en las agarraderas de las sillas interruptores deslizantes que permitan ser controlados por el propio paciente, utilizando el movimiento de sus manos, como se muestra en la figura siguiente.

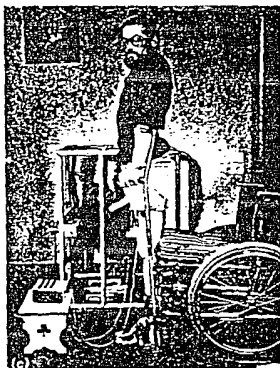


Fig. 1.1-9 Sujeto con parálisis en los miembros inferiores levantándose de su silla de ruedas con la ayuda de estimulación eléctrica de los músculos extensores de las rodillas.

Para lograr una eficiencia mayor en la estimulación muscular, conviene tomar en cuenta el tipo de lesión que tiene el paciente en el cordón espinal. Así aquellos candidatos que puedan ser estimulados con resultados alentadores, podrían ser los que pasen ciertas pruebas, de tal modo, que sus músculos puedan ser restituidos a cierto valor funcional requerido. En los experimentos realizados por Kraljen en 1980 con pacientes completamente parapléjicos, éstos pudieron ser preparados para poder erguirse, mediante un entrenamiento de estimulación eléctrica muscular, durante un periodo de 2 a 3 meses, logrando que el propio paciente efectúe el entrenamiento en su propia casa, para lo cual se le construyeron estimuladores de dos canales y, como dato curioso cuatro pacientes parapléjicos lograron erguirse de su asiento con un entrenamiento de unos pocos minutos.

La fatiga de los músculos eléctricamente estimulados fue muy notorio en estos pacientes, debido a que utilizó una frecuencia baja para la estimulación, los otros pacientes se estuvieron preparando para levantarse por más de una hora. De todos ellos, uno tuvo suficiente energía y habilidad para levantarse utilizando únicamente los soportes de los brazos y el estimulador.

Para levantarse de la silla de ruedas, un paciente parapléjico de los denominados TS (totalmente parapléjico) requiere de un soporte sólido para uno de sus brazos; tal soporte puede ser proporcionado mediante un montaje especial o muelle que puede ser construido en su propia casa, con la otra mano se puede sostener de una muleta, utilizando dos canales de estimulación y estimulando ambos extensores de la rodilla con electrodos de superficie, el estimulador puede ser activado por un fisioterapeuta, así éste estimulador de dos canales diseñado para el uso del paciente en su propio hogar provisto de un retardo, permite retardar la activación del estimulador y el inicio de la estimulación. En esta forma, el paciente puede primeramente prender el estimulador con la mano libre (la que no esta colocada en la muleta) y luego agarrar el soporte.

1.2.0 VENTAJAS DE UN ESTIMULADOR ELECTRONICO DE FABRICACION NACIONAL.

Como hemos, visto la estimulación eléctrica es una herramienta poderosa en la investigación biomédica, las aplicaciones antes mencionadas en cada Área son solo una pequeña parte dentro de una amplia gama de aplicaciones en el vasto campo de la biomedicina. De tal manera que la exposición anterior de cada caso nos da una idea de lo que es la estimulación eléctrica y su importante contribución que aporta a la investigación.

El diseño y la construcción de éste aparato surge debido a la necesidad de su existencia en cada laboratorio de investigación biomédica. Actualmente se pueden utilizar varios tipos de estimuladores comercialmente disponibles, cuyas características con respecto de la señal de salida pueden ofrecer pulsos monofásicos, pulsos bifásicos, o un arreglo de los primeros para obtener estos últimos. Sin embargo su fabricación es extranjera y para cierto tipo de aplicaciones su adaptación resulta complicada.

De aquí que el mantenimiento sea un problema, esta es una de las principales dificultades a los que se enfrentan las personas que utilizan constantemente estimuladores eléctricos para investigación. Se nos reporta (investigadores del Instituto Mexicano de Psiquiatría) que en estos aparatos las piezas, como circuitos integrados y transistores, carecen de clave alguna que permita saber las características de los componentes, o bien traen piezas hechas especialmente por la misma firma que construye el aparato.

Esto trae como resultado que cuando uno de estos aparatos se daña, sea necesario enviarlos a la fábrica o distribuidora en el extranjero para que sean reparados, elevando el costo de mantenimiento y trayendo paralelamente el paro de la investigación.

Otra deficiencia de estos aparatos es que son muy específicos en cuanto a sus funciones, pues generan solamente un tipo de forma de onda para una aplicación en particular, o se fabrican en secciones, como es el caso del estimulador de la marca GRASS S8 y GRASS S88 en que traen por separado una unidad de aislamiento indispensable para aplicaciones en neurofisiología, donde se requiere aislar el estímulo que viene directamente del amplificador a través de alguna etapa, pudiendo ser por radiofrecuencia, dispositivos ópticos, etc. debido a lo delicado de las estructuras biológicas (sistema nervioso central y estructuras cerebrales).

Por lo que para esta aplicación hay que comprar estos aditamentos por separado contribuyendo a incrementar el costo inicial del aparato. Debido a estos problemas que presentan estos aparatos; se planea, diseña y construye un estimulador electrónico, que cumpla con las necesidades mínimas de funcionalidad y operación necesarias para suplir estos estimuladores de fabricación extranjera.

Investigando en primera instancia las características de cada estimulador (en nuestro caso fueron tres estimuladores comerciales de fabricación extranjera) y recurriendo a la opinión de investigadores y gente (del IMPs) que ocupa este tipo de aparatos continuamente, pudimos agrupar las características mínimas que nuestro diseño debiera cubrir.

El instrumento que a continuación se describe, será capaz de estimular eléctricamente por medio de pulsos y formas de onda tales como senoidales, rampa y cuadradas con características que puedan ser modificadas con gran versatilidad. En la figura 1.2-1 se muestran las formas de onda típicas que se podrán obtener.

Los parámetros de las señales siguientes son los que a continuación se dan en los siguientes rangos:



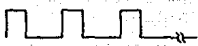

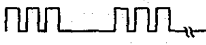
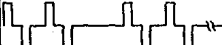
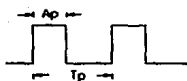
PULSOS MONOFASICOS POSITIVOS.	PULSOS BIFASICOS.	
		ESTIMULACION CON UN SIMPLE ESTIMULO
		ESTIMULACION CONTINUA O PROGRAMADA, MONOFASICA O BIFASICA.
		TREN DE ESTIMULOS MONOFASICOS O BIFASICOS.

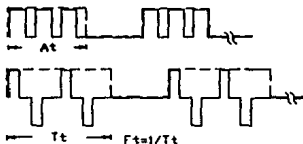
Fig. 1.2-1 Características de las señales que debe entregar el instrumento con una carga mínima de 220 ohms.



Pulso simple

Ap= Ancho de pulso.
Fp= Frec. de pulso.

$0.1 \text{ Hz} < Fp < 1000 \text{ Hz}$
 $10 \mu\text{S} < Ap < 10 \text{ S}$



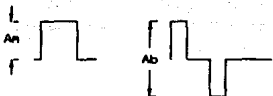
Tren de pulsos

At= Ancho del tren
Ft= Frec. del tren.
 $0.1 \text{ Hz} < Ft < 100 \text{ Hz}$
 $1 \text{ mS} < At < 10 \text{ S}$



Señal bifásica.

La amplitud de las señales es:



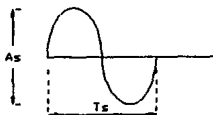
A_m = Amplitud monofásica [Vp]

A_b = Amplitud bifásica [Vpp]

$1 \text{ V} < A_m < 70 \text{ V}$

$2 \text{ V} < A_b < 140 \text{ V}$

El estimulador llevará dos etapas generadoras adicionales, una de forma de onda senoidal y otra de forma de onda rampa positiva, ambas de duración previamente programada útiles para la estimulación eléctrica específica. El rango de duración para tren programado tanto para senoidal como para rampa será de 10 ms a 10 S. Las características de estas señales son las siguientes:



$2 \text{ V} < A_s < 140 \text{ V}$

$0.1 \text{ ms} < T_s < 1 \text{ S}$

$1 \text{ Hz} < \text{Frec.} < 10 \text{ KHz}$

A_s = Amplitud de la senoide [Vpp]

T_s = Periodo de la senoide.



$1 \text{ V} < Ar < 70 \text{ V}$
 $20 \text{ mS} > Trp > 0.2 \text{ mS}$
 $50 \text{ Hz} < \text{Frec.} < 5 \text{ KHz}$

Ar = Amplitud de la rampa [Vp]

Trp = Periodo de la rampa.

El estimulador contará con un medidor de frecuencia y ancho de pulso, capaz de medir la frecuencia de toda la gama de señales cuadradas mencionadas anteriormente, así como sus respectivos anchos de pulso y tren. Además el mismo medidor medirá la frecuencia de la onda senoidal y de la rampa con bastante precisión.

Contará además con una unidad de aislamiento por radiofrecuencia para aplicaciones en neurofisiología, integrada dentro del mismo aparato, y el diseño original de un novedoso sistema de estimulación y registro por un mismo electrodo. Poseerá también un pequeño microamperímetro para cuantificar la corriente de estimulación a través de la unidad de aislamiento (15).

El diseño y la construcción se llevara a cabo pensando en la conveniencia humana (ergonómica), seleccionando la forma y operatividad más conveniente para su aplicación y uso.

Finalmente, como se mencionó en los párrafos anteriores, el diseño y construcción del estimulador electrónico cumplirá con las necesidades planteadas, principalmente abatiendo costos (inicial y de mantenimiento) pues será construido con componentes existentes en México y comercialmente accesibles, de tal modo que en cualquier tienda de componentes electrónicos sean posible de adquirir, también su funcionalidad se verá incrementada integrando circuitos

y características en un mismo aparato, constituyendo así de un uso más generalizado y más accesible a los laboratorios y centros de investigación.

Cabe añadir que el diseño incluye aspectos originales y tendrá la calidad necesaria para su utilización posterior, sin olvidar que el primer paso para su consolidación consistirá en comprobar su eficiencia y funcionalidad en sesiones experimentales de laboratorio, y esperamos de ésta forma que su implementación final sirva para apoyar las prácticas experimentales en el laboratorio de los investigadores de los fenómenos fisiológicos.

CAP. II SISTEMA ELECTRONICO PARA REGISTRAR Y ESTIMULAR EN EL MISMO ELECTRODO.

2.1.0 EFECTOS PRODUCIDOS POR LA ESTIMULACION.

Cuando un pulso de estimulación es aplicado a una preparación para evocar una respuesta, un artefacto eléctrico aparece en el registro del instrumento como resultado de la dispersión de la corriente de estimulación hacia los electrodos. Este artefacto precede a la respuesta evocada en tiempo, como se indica en la figura 2.1-1. El retardo entre el artefacto del estímulo y la respuesta evocada es dependiente de los parámetros de estimulación y las propiedades características de la preparación.

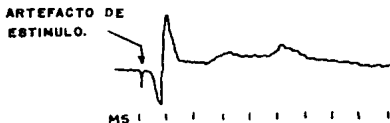
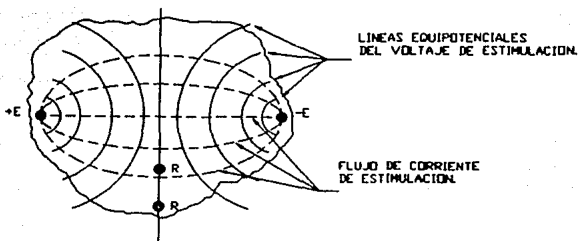


Fig. 2.1-1 Artefacto de estímulo.

Algunos artefactos de estimulación son deseables para establecer el tiempo de estimulación.

Sin embargo el excesivo artefacto de estímulo puede destruir la observación de la respuesta deseada como frecuentemente es el caso, cuando pequeños potenciales evocados son buscados después de un pulso de estímulo de excesiva amplitud o duración (15).

Un artefacto inevitable ocurre cuando los electrodos de registro captan la distribución del campo producido por el voltaje de estímulo a través de la preparación. El tamaño del estímulo y la proximidad de los electrodos de estímulo a los de registro, contribuye al aumento o disminución de la amplitud del artefacto.



EE= ELECTRODOS DE ESTIMULACION.
RR= ELECTRODOS DE REGISTRO.

Fig. 2.1-2 Campo eléctrico formado por dos electrodos.

Para reducir el artefacto de estimulación se mencionan algunas formas:

a) Aislar el pulso de estimulación de tierra y de éste modo reducir la circulación de corrientes a tierra entre el estimulador, la preparación y el instrumento de registro, así como también para reducir la capacitancia de los electrodos de estimulación a tierra.

b) Espaciar los electrodos de estimulación y registro tan lejos unos de otros como sea posible, o colocarlos en una línea equipotencial del voltaje de estímulo (lo cual es difícil) para una máxima cancelación de los efectos del campo, como se muestra en la figura 2.1-2.

c) Usar pulsos de estimulación tan pequeños y cortos como sea posible (aproximadamente 0.1 mS).

El aislamiento de la señal respecto a tierra es lo más efectivo en la reducción de esos artefactos debido al surgimiento de las corrientes a tierra del sistema de registro y estimulación, los cuales están conductivamente unidos por la preparación.

Desde el punto de vista técnico, el problema principal consiste en la reducción del artefacto que produce el estímulo, de tal manera, que sea posible registrar la actividad lo más cerca posible de los electrodos de estimulación.

Una alternativa de uso común es la utilización de un macroelectrodo (que es un electrodo concéntrico formado por un tubo de acero muy delgado, al cual se le introduce un alambre de cobre recubierto de barniz aislante).

El método presentado en la figura 2.1-2 es casi imposible de lograr en la práctica, puesto que no es fácil situar electrodos sobre las líneas equipotenciales, ya que su posición durante el proceso de estímulo se desconoce.

Generalmente el registro y el estímulo para algunas aplicaciones (tal como es el caso del kindling) se tienen que efectuar en el mismo sitio usando un macroelectrodo. Por lo cual el método que se ha desarrollado para registrar y estimular en el mismo electrodo es el más adecuado, ya que el artefacto de estímulo solo aparecería al abrir o cerrar los contactos del relay. Aunque para otra aplicación del aparato se pueden conectar a la salida electrodos de superficie. Hay dos formas de aislar el estímulo, una es utilizando una unidad de aislamiento por radiofrecuencia y la segunda es una unidad de aislamiento fotoeléctrica. En el primer caso, un oscilador de radiofrecuencia es modulado por la forma de onda de voltaje del estímulo y aplicado al devanado primario de un transformador. El devanado secundario del transformador es aislado de tierra y la señal en este punto es demodulada. Preservando así la forma de onda cuadrada (15).

El segundo método trabaja aislando los pulsos de estimulación a través de dispositivos ópticos como son fotoemisores y fotoreceptores. El inconveniente de este método es el tener que utilizar una batería de C.D. en la parte aislada para poder polarizar los elementos encargados de reproducir los pulsos de estimulación. Si este artefacto se reduce a su mínima expresión,

tenemos el sistema ideal puesto que si se desconecta al poligrafo en el instante de la estimulación, se evitara el peligro de dañar sus circuitos electrónicos de registro (15).

2.2. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA ELECTRONICO PARA ESTIMULAR Y REGISTRAR EN EL MISMO ELECTRODO.

A continuación se muestra un diagrama a bloques del sistema electrónico.

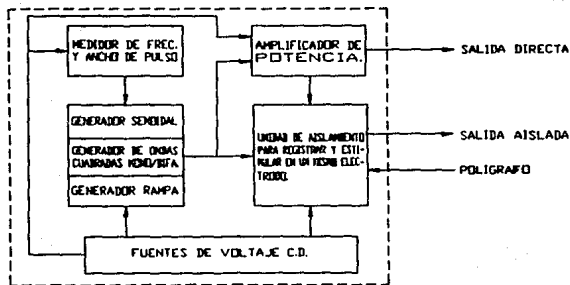


Fig. 2.2-1 Diagrama a bloques del estimulador electrónico.

El estimulador se diseñó para poder generar 4 tipos de señales; cuadradas monofásicas/bifásicas, senoidales, C.D. y rampas positivas, en un amplio rango de frecuencia y duración, todas ellas factibles de medirse. Además contará con un amplificador de potencia para dar ganancia a la señal de salida, y una unidad de aislamiento para estimular y registrar en un mismo electrodo (15).

En la figura siguiente se muestra un esquema del funcionamiento de la unidad de aislamiento de estímulo y registro en un mismo electrodo.

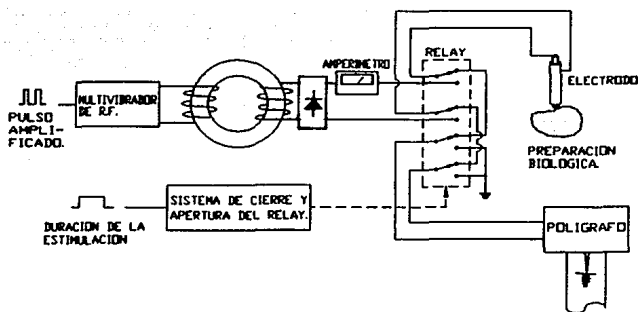


Fig. 2.2-2 Unidad de aislamiento sin estímulo presente.

La amplitud del pulso para esta aplicación será máximo de 50 V. Conviene recalcar que este sistema cuenta también con un circuito de duración capaz de generar trenes de pulsos con duración comprendida entre los 10 ms y los 10 seg., de este modo se pueden calibrar trenes de pulsos dentro de estos rangos.

Se aplicó un retardo al inicio del estímulo de algunos milisegundos de duración, de tal modo que primero se cierre el sistema de apertura y cierre del relay, y luego aparezca el estímulo. Así la posibilidad de que el campo electromagnético generado por estos pulsos en la bobina del relay, no interfiera con mucha intensidad a los cables que salen de estos contactos hasta la entrada del polígrafo. También durante la abertura del relay, al cesar el estímulo, deberá haber un pequeño retardo para que el relay abra sus contactos unos milisegundos después de que la estimulación eléctrica termine, permitiendo así que la inducción a la entrada del polígrafo sea mínima.

Durante este proceso de estimulación (que puede ser de un segundo o más) se interrumpe el registro y al terminar el intervalo de tiempo de este estímulo dicho registro puede reiniciarse, dando por resultado que instantáneamente se pueda observar en el mismo registro, la respuesta obtenida en ésta estructura biológica por efecto de la estimulación eléctrica (15).

Para lograr que la estructura biológica quede aislada del resto del equipo, se diseñó una unidad de aislamiento, la cual permite mediante un generador de radiofrecuencia modular el pulso de estímulo y sacarlo al devanado secundario de un transformador con núcleo de ferrita, completamente aislado, por lo cual se puede estimular a la estructura biológica con pulsos aislados de tierra, con cierta amplitud, frecuencia y duración.

Para medir la corriente que se aplica (en valor eficaz), hemos intercalado un microamperímetro analógico, esto se efectuará así debido a la dificultad que tiene un medidor digital de obtener una lectura instantánea sin una gran variación.

El estimulador tendrá salida para osciloscopio, lo cual permite monitorear el estímulo. Esto es muy importante, pues el investigador puede "ver" el tipo de señal que está aplicando a la preparación bajo experimentación (15).

CAP. III DISEÑO DE LOS BLOQUES FUNCIONALES.

3.1.0 DISEÑO DEL GENERADOR DE PULSOS.

3.1.1 PLANTEAMIENTO DE NECESIDADES.

Sujetandonos a los requerimientos de operación de ésta etapa, sabemos que deberá ser capaz de entregar las formas de onda que se muestran en la tabla 3.1-1 , con los parámetros que en ella se indican, y cuyas abreviaturas son:

A_p	Ancho del pulso positivo.
A_r	Ancho del pulso negativo (retardado).
A_t	Ancho del tren de pulsos.
T_p	Periodo de un pulso o par de pulsos.
t_r	Tiempo de retardo entre el pulso positivo y el negativo (retardado).
T_t	Periodo del tren de pulsos.
F_p	Frecuencia de un pulso o par de pulsos.
F_t	Frecuencia del tren de pulsos.

La estimulación continua y programada (simple) difieren en que la primera es una aplicación repetitiva de pulsos ya sea simples o agrupados para formar trenes de pulsos, y la segunda es la aplicación de un sólo pulso, par de pulsos (en el caso bifásico) o un tren de pulsos, donde la duración de éste se puede programar adecuadamente.

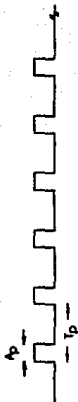

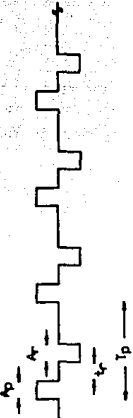
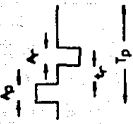

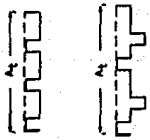
CARACTERÍSTICA	ESTIMULO CONTINUO	ESTIMULO SIMPLE	PARAMETROS
ESTIMULACION MONOFASICA			$10 \mu\text{S} < A_p < 10 \text{ S}$ $1 \text{ nS} < T_p < 10 \text{ S}$ $0.1 \text{ Hz} < F_p < 1 \text{ KHz}$
ESTIMULACION BIFASICA			$10 \mu\text{S} < T_r < 10 \text{ S}$ $10 \mu\text{S} < A_r < 10 \text{ S}$ $10 \mu\text{S} < A_p < 10 \text{ S}$ $1 \text{ nS} < T_p < 10 \text{ S}$ $0.1 \text{ Hz} < F_p < 1 \text{ KHz}$
TREN DE ESTIMULOS MONOFASICOS Y BIFASICOS			$1 \text{ nS} < A_t < 10 \text{ S}$ $10 \text{ nS} < T_t < 10 \text{ S}$ $0.1 \text{ Hz} < F_t < 100 \text{ Hz}$

Tabla 3.1-1

La generación de pulsos monofásicos continuos debe apegarse a los rangos establecidos y tener la versatilidad de poder variarse independientemente frecuencia y ancho de pulso, para tal caso se establece la relación de bloques siguiente:

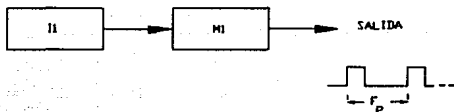


Fig. 3.1-1 Generación básica de estímulo monofásico continuo.

De la figura anterior se obtiene una señal de frecuencia variable, constituido por un inestable I1 y un circuito monoestable M1 que se encarga de variar el ancho del pulso. Basandonos en el arreglo de la fig. 3.1-1 la generación de pulsos bifásicos se puede concebir como un arreglo de otros circuitos adicionales relacionados como se muestra en la fig. 3.1-2, donde el monoestable M2 proporcionara el tiempo variable de retardo entre la terminación del primer pulso del ciclo y el comienzo del pulso retardado que se genera con un tercer monoestable M3 el cual se sumara con el primer pulso invertido para formar la señal bifásica.

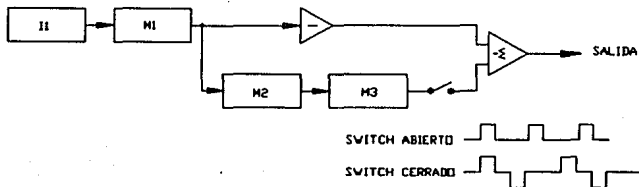


Fig. 3.1-2 Generación de señal bifásica continua.

De tal manera que la señal bifásica continua dependa en sus parámetros, de los circuitos correspondientes como sigue.

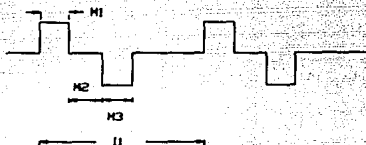


Fig. 3.1-3 Dependencia de los parámetros en función de los circuitos.

La generación de pulsos monofásicos o bifásicos dependerá del cierre y apertura del interruptor que se muestra en la fig. 3.1-2. Se observa que si se abre el interruptor, el primer pulso del ciclo es invertido por primera vez a través de un inversor y nuevamente invertido por el sumador inversor de salida que no tiene ninguna otra señal que sumar.

Si el interruptor permanece cerrado se sumara el primer pulso del ciclo que pasa a través del inversor, con el pulso retardado proveniente del monoestable M3, obteniendo a la salida una señal bifásica donde el pulso positivo es el primero del ciclo y el pulso retardado que ahora tiene polaridad negativa es el del mono M3.

Finalmente podemos darnos cuenta a partir de la tabla 3.1-1, que la generación de trenes de pulsos monofásicos o bifásicos no es más que en cierta forma una modulación de las señales continuas monofásicas o bifásicas explicadas anteriormente, por otra forma de onda idéntica a la generada por el inestable II y el monoestable M1 pero de mayor tamaño en tiempos. De tal forma que podemos representar de la manera siguiente los bloques que generen los trenes de pulsos requeridos (mostrados en la tabla 3.1-1).

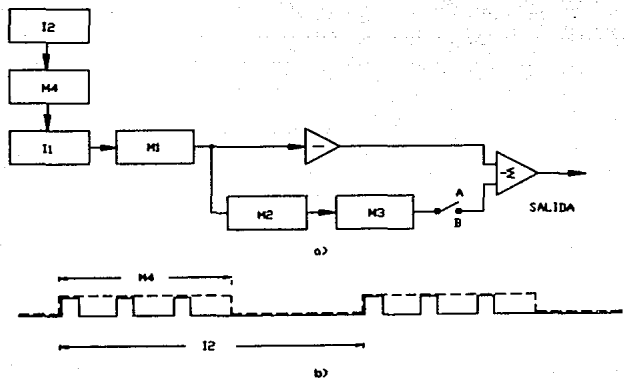


Fig. 3.1-4 a) generación de trenes continuos monofásicos o bifásicos. b) Dependencia de los parámetros de los trenes en función de los bloques.

Finalmente para la generación de señales programadas, es necesario agregar un bloque más como se indica en la figura 3.1-5, llamado bloque de disparo el cual activara unicamente a los bloques adecuados y por un tiempo preestablecido para tal efecto. Para generar un pulso monofásico o bifásico simplemente se activa el bloque M1 en combinación con el interruptor antes mencionado, así mismo para la generación de un tren de pulsos monofásicos o bifásicos, bastara con el disparo del bloque M4 y la correspondiente combinación del interruptor.

La construcción y detalle final del diagrama a bloques mostrado en la fig. 3.1-5, así como la elección de los circuitos en cada bloque y su interconexión queda pendiente para subcapítulos posteriores donde se trataran más ampliamente.

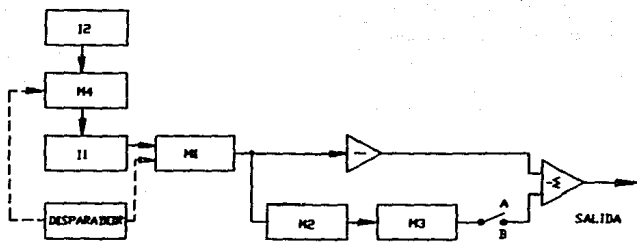


Fig. 3.1-5 Bloque de disparo para señales programadas.

3.1.2 EL TEMPORIZADOR CI 555.

El CI 555 es un dispositivo estable a temp. cte. para generar tiempos exactos de retardo u oscilación. Se adicionan terminales provistas para disparo y reset si se desea. En el modo de operación monoestable, el tiempo es controlado precisamente por una resistencia y un capacitor externos. Para una operación inestable como oscilador, la frecuencia y el ciclo de servicio son controlados exactamente con 2 resistores externos y un capacitor, el circuito puede ser disparado o reseteado en su totalidad. La salida del circuito puede proporcionar 200 mA ó salida para manejar circuitos TTL.

Características:

- 1.- Tiempos de microsegundos hasta horas.
- 2.- Opera en ambos modos inestable y monoestable.
- 3.- Ciclo de servicio ajustable.
- 4.- Salida que proporciona hasta 200 mA.
- 5.- Salida y polarización compatible con lógica TTL.
- 6.- Una buena estabilidad a la temperatura de 0.005% por °C.

Este circuito integrado popular análogo-digital es una unidad de tiempo versátil que está hecho de una combinación de comparadores lineales y de biestables digitales descritos en la figura 3.1-6.

El circuito completo está colocado en un paquete DIP de ocho terminales, como se especifica en la figura 3.1-7. El tiempo está determinado por la R_T y C_T exteriores. Este circuito integrado temporizador consta de un flip-flop, un amplificador de corrientes altas, un transistor de descarga y otro de reinicio, y dos comparadores, donde la salida de estos comparadores hacen el "SET" y el

"RESET" de la unidad biestable. Los comparadores son amplificadores operacionales que comparan el voltaje de entrada con el voltaje de referencia e indican si la entrada del voltaje es más alto o más bajo que la del potencial de referencia.

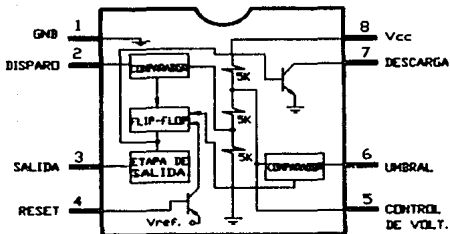


Fig. 3.1-6 Diagrama de conexiones del CI 555.

El voltaje de referencia para los dos comparadores del 555, está dado por un divisor de voltaje que consta de tres resistencias de 5 KΩ. El comparador de umbral se calibra a las 2/3 partes del voltaje de polarización (Vcc), mientras que el de disparo, a 1/3 de éste valor, los dos comparadores controlan el flip-flop, el cual a su vez, controla las salidas.

Cuando se utilicen capacitores electrolíticos con circuitos integrados, deberá seleccionarse uno de bajo escape de corriente. La diferencia de tiempo se deberá ajustar para variar los valores de R_T y compensar ampliamente la tolerancia electrolítica. Note que el CI 555, mejor que cualquier oscilador RC, proporciona intervalos de tiempo que son virtualmente independientes del voltaje suministrado por el Vcc. Esto se debe a que la proporción

de carga del C_T y el voltaje de referencia del comparador umbral, son directamente proporcionales al voltaje suministrado. Los voltajes se pueden variar desde 4.5 V hasta un máximo de 18 V, para usarse como temporizadores y de 16 V, para modelos de uso general.

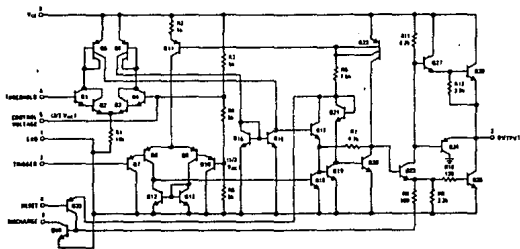


Fig. 3.1-7 Diagrama esquemático del CI 555.

3.1.3 OPERACION INESTABLE DEL CI 555.

Una aplicación popular del CI 555 es el de un multivibrador inestable o un circuito de reloj. El análisis siguiente de la operación del 555 como un circuito inestable comprenderá los detalles de las diferentes partes de la unidad y como se utilizan las diversas entradas y salidas. La fig. 3.1-8 muestra un circuito inestable con su resistencia R_T dividida en R_a y R_b externas y un condensador para colocar el intervalo de tiempo de la señal de salida.

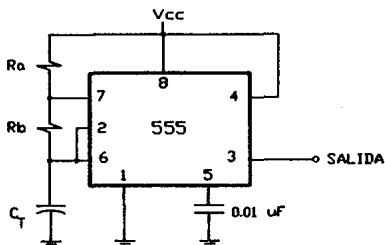


Fig. 3.1-8 Operación inestable del CI 555.

El condensador C_T se carga hacia V_{cc} por medio de las resistencias externas R_a y R_b . Refiriéndonos a la figura 3.1-8, el voltaje del condensador aumenta hasta que sobrepasa $2/3$ de V_{cc} , este voltaje es el umbral del pin 6, que excita al comparador 1 para que dispare al biestable de tal manera que la salida del pin 3 alcance su estado bajo. Además el transistor de descarga se excita

al estado de conducción, haciendo que la salida del pin 7 descargue al condensador a través de la resistencia Rb. El voltaje del condensador entonces se reduce hasta que cae por debajo del nivel de disparo ($1/3 V_{cc}$). El biestable es disparado para que la salida regrese al estado alto y el transistor de descarga se ponga en corte, de tal manera que el condensador pueda cargarse de nuevo a través de las resistencias Ra y Rb a un voltaje igual a $2/3V_{cc}$.

La figura 3.1-9 muestra la carga y descarga del capacitor y la respectiva forma de onda de salida, que se obtienen de la conexión del circuito inestable de la figura 3.1-8.

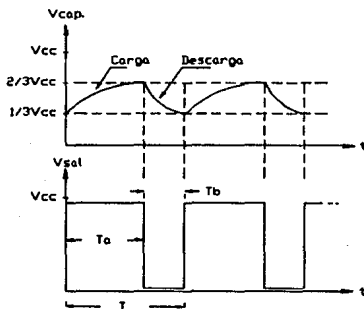


Fig 3.1-9 Formas de onda del inestable CI 555.

El cálculo de los intervalos de tiempo durante el cual la salida está en su estado alto y bajo puede realizarse utilizando las expresiones siguientes:

$$T_{\text{alto}} = 0.693RC (Ra + Rb) \ln 2 \quad \dots \quad 3.1.I$$

$$T_{\text{bajo}} = 0.693RC Rb \ln 2 \quad \dots \quad 3.1.II$$

Donde el periodo total es entonces;

$$T = T_{\text{alto}} + T_{\text{bajo}}$$

$$T = 0.693 * (R_a + R_b) * C_T + 0.693 * (R_b) * C_T$$

$$T = 0.693 * (R_a + 2R_b) * C_T \quad \dots \quad 3.1.III$$

y la frecuencia es el reciproco del periodo total T siendo como sigue:

$$F = \frac{1}{T} = \frac{1}{0.693 * (R_a + 2R_b) * C_T}$$

$$F = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_a + 2R_b) * C_T} \quad \dots \quad 3.1.IV$$

De aquí que apartir de 3.1.I y 3.1.II el ciclo de servicio de la forma de onda de salida pueda también determinarse como;

$$D = \text{Ciclo de servicio} = \frac{T_{\text{bajo}}}{T} \times 100\%$$

$$D = \frac{0.693 * R_b * C_T}{0.693 * (R_a + 2R_b) * C_T} \times 100\%$$

$$D = \frac{R_b}{R_a + 2R_b} \times 100\% \quad \dots \quad 3.1.V$$

Apartir de la gráfica de la figura 3.1-10 podemos rapidamente seleccionar los valores de R_T y C_T para la frecuencia indicada.

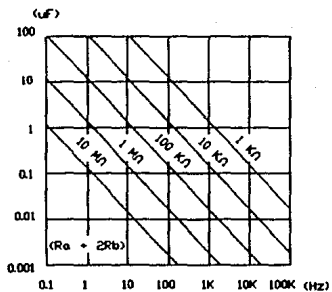


Fig 3.10 Nomograma para fácil determinación de R_T y C_T en función de la frecuencia.

3.1.4 EL MULTIVIBRADOR MONOESTABLE 74LS123.

El CI 74LS123 es un multivibrador monoestable dual de configuración mostrada en la figura 3.1-11.

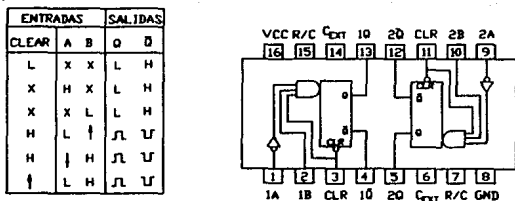


Fig. 3.1-11 a) tabla de funciones del 74LS123. b) diagrama esquemático del 74LS123.

Se recomiendan las condiciones de operación siguientes para su óptimo funcionamiento:

	MIN.	MAX.	UNIDAD
Polarización	4.75	5.25	VOLTS
Ancho de pulso	40×10^{-9}	20	SEG.
Resistencia externa $R_{ext.}$	5	260	K Ω
Capacitancia externa $C_{ext.}$	NO RESTRINGIDA		

Tabla 3.1-2

Sus características de conmutación (tiempo de retardo de propagación de la salida Q para pasar de bajo a alto) son del orden de nanosegundos.

Básicamente el ancho del pulso de salida está esencialmente determinado por los valores de la capacitancia externa y la resistencia de tiempo. Cuando $C_{ext} > 1000$ pF el ancho del pulso de salida se define por la expresión siguiente:

$$T_w = 0.45 * R_{ext} * C_{ext} \quad \dots \quad 3.1.VI$$

Donde:

R_{ext}	Resistencia externa [Ω]
C_{ext}	Capacitancia externa [F]
T_w	duración del pulso [Seg]

Este multivibrador monoestable dual, permite entradas de disparo con transición positiva o negativa (flanco de subida o bajada). Los tiempos de subida y de caída del pulso de salida son compatibles con la lógica TTL e independientes del ancho de pulso. La estabilidad del ancho del pulso se logra mediante una compensación interna, siendo virtualmente independiente de V_{cc} y la temperatura. En muchas aplicaciones, la estabilidad del pulso esta supeditada a la exactitud de los componentes externos que determinan la duración del pulso.

3.1.5 CALCULO DE LOS INESTABLES Y MONOESTABLES.

A) INESTABLES:

En el cálculo de los inestables retomaremos nuevamente los rangos deseados que se enlistan a continuación los cuales son cuatro y se observa que aumentan por décadas, lo cual facilita la implementación del inestable.

PERIODOS:

1 mS	10 mS	}	Periodo de tren.	}	Periodo de pulsos.
10 mS	100 mS				
100 mS	1000 mS				
1 S	10 S				

Necesariamente recurrimos a las fórmulas propias de diseño ya mencionadas y explicadas en la sección 3.1.3.;

$$T = 0.693 \times (R_a + 2R_b) \times C_T \quad \dots \quad 3.1.III$$

$$F = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_a + 2R_b) \times C_T} \quad \dots \quad 3.1.IV$$

Del circuito inestable de la figura 3.1-8 se observa que R_b es la resistencia que debe variar y por razones de precisión esta resistencia variable o potenciómetro se elige de 10 vueltas para tener un mayor recorrido sobre el rango, teniendo en cuenta que debiera tener un valor mínimo ($R_b > 0$) para garantizar una fracción de pausa dentro del ciclo de salida. Para tal caso la resistencia R_b la dividimos en dos: R_{b1} y R_{b2} . Como se ve en la figura siguiente.

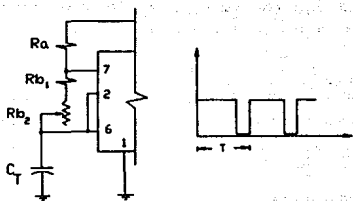


Fig. 3.1-12

Empezaremos por establecer las ecuaciones siguientes. Para el primer rango:

Siendo $Rb_2 = 0 \Omega$ para $T_{min} = 1 \text{ mS}$.

$$1 \times 10^{-3} = 0.693 \times C_T \times (Ra + 2Rb_1) \quad \dots \quad 3.1.VI$$

Siendo $Rb_2 = 100 \text{ K}\Omega$ (Valor comercial máximo de potenciómetro de 10 vueltas)

$T_{max} = 10 \text{ mS}$.

$$10 \times 10^{-3} = 0.693 \times C_T \times (Ra + 2Rb_1 + 2(100 \times 10^3)) \quad 3.1.VII$$

Despejando de (5) $Ra + 2Rb_1$:

$$Ra + 2Rb_1 = \frac{1 \times 10^{-3}}{0.693 \times C_T}$$

y sustituyendolo en (6) queda;

$$10 \times 10^{-3} = 0.693 \times C_T \times \left(\frac{1 \times 10^{-3}}{0.693 \times C_T} + 200 \text{ K}\Omega \right)$$

$$10 \times 10^{-3} = 1 \times 10^{-3} + 0.693 \times C_T \times 200 \text{ K}\Omega$$

$$9 \times 10^{-3} = 0.693 * C_T * 200 \text{ K}\Omega$$

$$C_T = \frac{9 \times 10^{-3}}{0.693 * 200 \text{ K}\Omega} = 0.065 \mu\text{F}$$

Siendo $C_T = 0.068 \mu\text{F}$ el valor comercial.

Una vez calculado el valor de C_T , calcularemos los de R_a y R_{b1} . De la ecuación (3.1.VI) para hacer cumplir el rango mínimo; tenemos:

Suponiendo $R_a = 3.3 \text{ K}\Omega$ valor comercial y en forma arbitraria.

$$1 \times 10^{-3} = 0.693 * (0.068 \mu\text{F}) * (3.3 \text{ K}\Omega + 2 R_{b1})$$

$$\frac{1 \times 10^{-3}}{0.693 * 0.068 \mu\text{F}} = 3.3 \text{ K}\Omega + 2R_{b1}$$

$$R_{b1} = \frac{1}{2} \left(\frac{1 \times 10^{-3}}{0.693 * 0.068 \mu\text{F}} - 3.3 \times 10^3 \right)$$

$$R_{b1} = 8.96 \text{ K}\Omega$$

Valor posible de obtener con una resistencia variable de 0-10 K Ω de varias vueltas para obtener precisión.

Checando rangos con los valores calculados para $C_T = 0.068 \mu\text{F}$, $R_a = 3.3 \text{ K}\Omega$, $R_{b1} = 8.96 \text{ K}\Omega$ y $R_{b2} = 100 \text{ K}\Omega$ tenemos:

$$T_{\text{max}} = 0.693 * 0.068 \times 10^{-6} * (3.3 \times 10^3 + 2(8.96 \times 10^3 + 100 \times 10^3))$$

$$T_{\text{max}} = 10.4 \text{ mS}$$

$$T_{\text{min}} = 0.693 * 0.068 \times 10^{-6} * (3.3 \times 10^3 + 2(8.96 \times 10^3))$$

$$T_{\text{min}} = 0.9999 \text{ mS} = 1 \text{ mS}$$

Rango bastante aceptable respecto al teórico.

Para cumplir con los otros rangos se deduce que incrementando en décadas el valor de C_T podemos obtenerlos, siendo el periodo del ciclo directamente proporcional al capacitor C_T .

En la tabla siguiente se muestran los valores de R_a , R_{b_1} , R_{b_2} y C_T para los distintos rangos:

RANGO [mS]		R_a	R_{b_1}	R_{b_2}	C_T
min	max				
1	10	3.3 K Ω	8.98 K Ω	0-100 K Ω	0.068 μ F
10	100	3.3 K Ω	8.98 K Ω	0-100 K Ω	0.68 μ F
100	1000	3.3 K Ω	8.98 K Ω	0-100 K Ω	6.8 μ F
1000	10000	3.3 K Ω	8.98 K Ω	0-100 k Ω	68.0 μ F

Tabla 3.1-3

De esta forma vemos que los valores para el inestable del tren son iguales a los del inestable del pulso, excepto por el primer rango que para tren no existe. En la figura 3.1-13 se muestran los arreglos correspondientes de cada inestable.

Cabe aclarar que la calibración y detalles de precisión se llevarán a cabo en la construcción y prueba de estos circuitos.

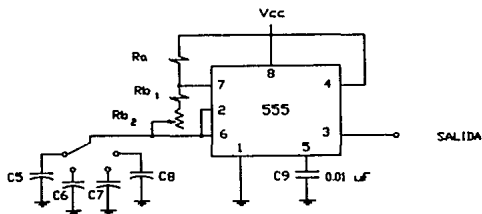


Fig. 3.1-13a Arreglo para inestable de pulsos.

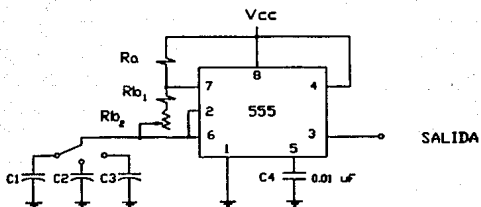


Fig 3.1-13b Arreglo para inestable de trenes.

B) MONOESTABLES:

Siguiendo el mismo método que para el cálculo de los inestables, se enlistan los rangos requeridos para los monoestables:

DURACION			
min		max	
10 μ S		100 μ S	} Tiempos para monoestables de pulsos: positivos, negativos, retardo.
100 μ S		1 mS	
1 mS		10 mS	
10 mS		100 mS	
100 mS		1 S	
1 S		10 S	

Observese también el incremento en décadas entre los 6 rangos lo cual facilita el diseño. Necesariamente hacemos uso de las fórmulas de diseño para este dispositivo, siendo ésta;

$$T_w = 0.45 * R_{ext} * C_{ext} \quad \dots \quad 3.1.V$$

Analizando la ecuación de diseño notamos que hay que dividir la resistencia R_T en dos, siendo $R_T = R_{T1} + R_{T2}$, tomando R_{T2} como resistencia variable, y R_{T1} como resistencia fija. Esto se hace pensando en que cuando $R_{T2} = 0$, quede R_{T1} para dar el rango mínimo.

Siendo R_{T2} una resistencia variable o potenciómetro, por requerimientos de precisión éste debiera ser de 10 vueltas para tener un amplio recorrido en cada rango. El valor máximo para potenciómetros de 10 vueltas es de 100 K Ω , por lo que; $R_{T2} = 0-100$ K Ω . Se toma el valor máximo de resistencia para obtener valores bajos de capacitancia, y evitar utilizar lo mínimo de capacitores electrolíticos.

Si observamos la ecuación de diseño (3.1.V) deducimos que T_w es

directamente proporcional a R_T y a C_T . Trabajando sobre un mismo rango y ya fijo el valor de C_T , nos damos cuenta que debe cumplirse $R_{T2} / R_{T1} = 10$ para que el incremento de T_w sea por diez. Así que;

Si, $R_{T2} = 100 \text{ K}\Omega$ y $R_{T2} / R_{T1} = 10$ entonces:

$$R_{T1} = 10 \text{ K}\Omega$$

Calculando C_T en base al rango inferior tenemos: $T_w = 10 \mu\text{S}$

$$T_w = 10 \mu\text{S} = 0.45 * (10 \text{ K}\Omega) * C_T$$

$$C_T = \frac{10 \times 10^{-6}}{0.45 * 10 \text{ K}\Omega} = 0.00222 \mu\text{F}$$

$C_T = 0.0022 \mu\text{F}$ El cual es un valor comercial.

Checando los límites del rango tenemos:

$$T_w \text{ min} = 0.45 * (0.0022 \mu\text{F}) * (10 \text{ K}\Omega) = 10 \mu\text{S}$$

$$T_w \text{ max} = 0.45 * (0.0022 \mu\text{F}) * (10 \text{ K}\Omega + 100 \text{ K}\Omega) = 110 \mu\text{S}$$

Como vemos el límite superior se pasa un 10% del rango total, y así sucedera para los demás rangos, pero es aceptable para nuestro caso.

Finalmente vemos que para los demás rangos unicamente incrementaremos la capacitancia C_T en décadas, pues vimos que T_w varia directamente proporcional a C_T . La lista final de componentes se muestran en la tabla siguiente.

RANGO		R_{T1}	R_{T2}	C_T
min	max			
10 μ S	100 μ S	10 K Ω	0-100 K Ω	0.0022 μ F
100 μ S	1 mS	10 K Ω	0-100 K Ω	0.022 μ F
1 mS	10 mS	10 K Ω	0-100 K Ω	0.22 μ F
10 mS	100 mS	10 K Ω	0-100 K Ω	2.2 μ F
100 mS	1 S	10 K Ω	0-100 K Ω	22.2 μ F
1 S	10 S	10 K Ω	0-100 K Ω	222.2 μ F

Tabla 3.1-4

A continuación se elige los flancos de disparo para los monoestables. En el diagrama a bloques siguiente se dispone del tipo de disparo para los monoestables.

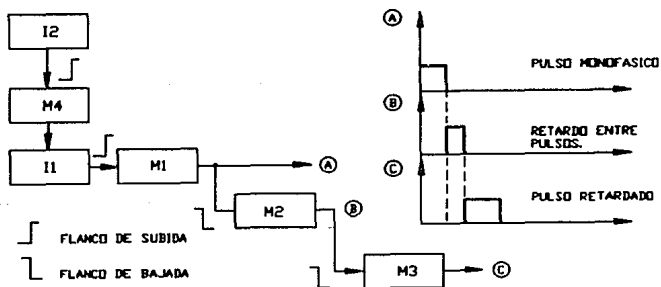


Fig. 3.1-14 Flancos de disparo de los monoestables.

La conexión de los monoestables se hará en base a la tabla de funciones mostrada en la fig. 3.1-14 para elegir el tipo de disparo quedando finalmente como se indica en las siguientes figuras.

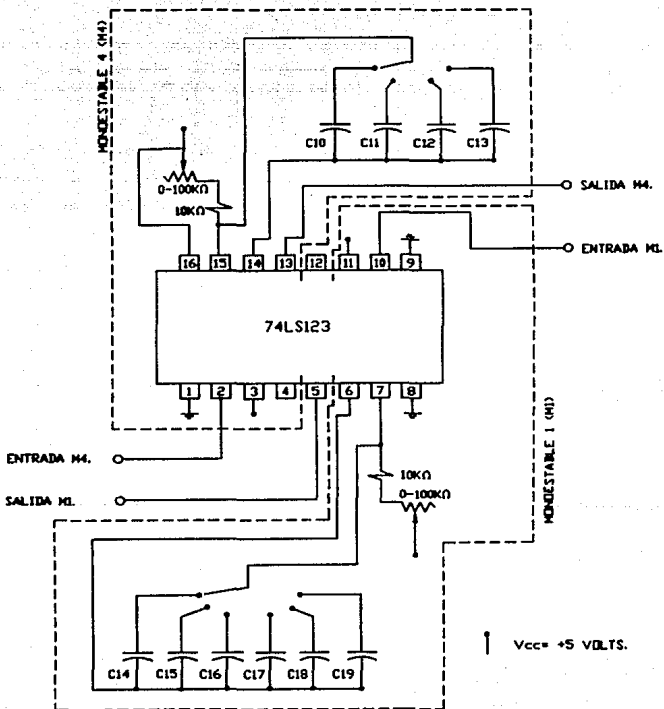


Fig. 3.1-15a Monoestable 4 y 1.

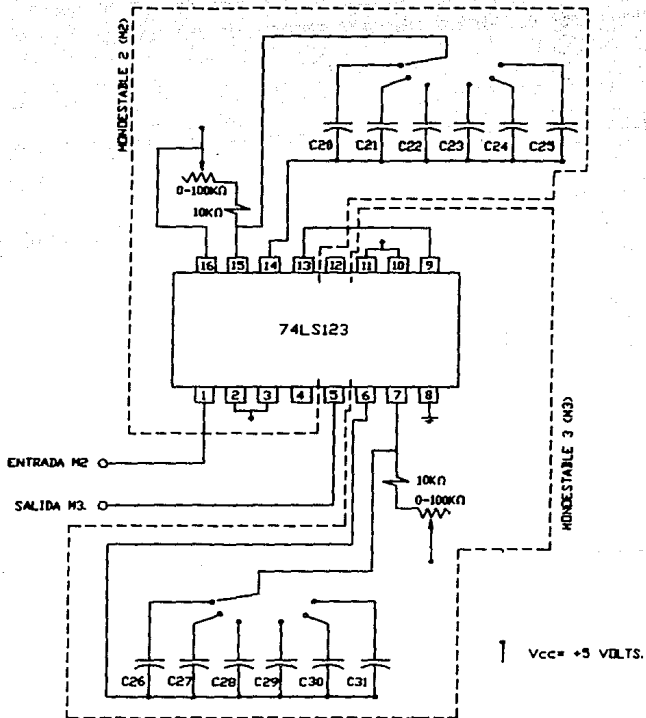


Fig. 3.1-15b Monoestable 2 y 3.

3.1.6 CIRCUITOS COMPLEMENTARIOS AL GENERADOR DE ONDA CUADRADA MONOFASICA Y BIFASICA.

A) CIRCUITO DISPARADOR.

Para el disparo de los monoestables M1 y M4 que generan un pulso o un tren de pulsos con duración programada, eligiéremos el circuito apropiado para evitar rebotes, y que estos propicien a dar falsos disparos o repetición no deseada de los mismos cuando estos sean de corta duración. El registro típico de los rebotes en los accionamientos de teclas o interruptores instantaneos, es como se muestra en la siguiente figura.

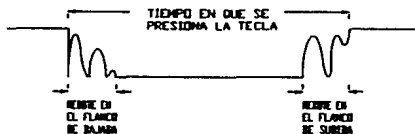


Fig 3.1-19 Registro de un rebote en interruptores instantaneos o teclas.

El rebote suele ser del orden de 10 a 20 milisegundos, y hay dos posibles formas de evitarlo o eliminarlo siendo estas:

- 1.- Por Hardware.
- 2.- Por Software.

El primero es utilizando filtros R-C, o algún arreglo con compuertas lógicas, y el segundo se logra verificando el estado de la tecla cada 20 milisegundos.

En nuestro caso se aplica la corrección por hardware como se muestra en la figura 3.1-17.

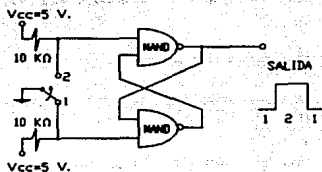


Fig. 3.1-17 Circuito antirrebote.

Dicho circuito establece en su salida niveles altos o bajos según se accione el interruptor instantaneo de la entrada evitando rebotes y estableciendo unicamente dos flancos: uno de subida y otro de bajada.

B) INTERCONEXION UTILIZANDO SWITCH:

Una vez calculados todos los componentes de los monoestables e inestables, procederemos a su interconexión a través de switch para poder conmutar las diversas trayectorias y poder generar los pulsos y trenes, monofásicos o bifásicos según se desee.

A continuación establecemos las condiciones y conexiones posibles para la respectiva generación de señales:

1.- Pulsos continuos o programados monofásicos: Se conectará del pin 3 del CI555 (inestable I1) que genera los rangos de frecuencia, al pin 10 del 74LS123 (monoestable M1) que responde al flanco de subida y proporciona los rangos del ancho de pulso. La salida se obtendrá del pin 8 del mismo monoestable. La programación de un pulso de ancho preestablecida se logra conmutando el pin 10 del mismo monoestable a la salida del circuito disparador analizado anteriormente.

2.- Ancho del pulso retardado y retardo entre pulsos: El retardo entre el fin del primer pulso del ciclo y el comienzo del pulso retardado se obtiene mediante dos monoestables en cascada y disparados por el mismo flanco de bajada. Trabajando como sigue; cuando termine la duración del primer pulso del ciclo disparará al monoestable M2 el cual posee los 6 rangos para dar el retardo necesario, una vez terminado el pulso del monoestable M2, empezará el pulso del monoestable M3 donde su ancho de pulso varía también en 6 rangos según se quiera y además cumpla con la siguiente condición.

$$\text{ESTRICTAMENTE: } T_{P2} > t_r + A_r$$

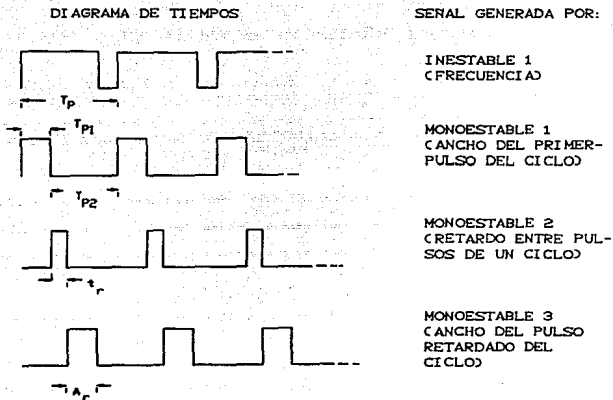


Fig. 3.1-18 Diagrama de tiempos.

La acción continua o programada del par de pulsos dentro de cada ciclo dependerá del inestable I1 y el monoestable M1 según se analizó en el punto 1.

3.- Tren de pulsos continuo o programado: Esta combinación se logra generando primeramente los ciclos del tren tanto en frecuencia como en duración. Conectando el pin 3 del CI555, inestable M2 al pin 2 del 74LS123 donde se encuentra el monoestable M4.

La modulación de los pulsos continuos monofásicos o bifásicos por la forma de onda del tren se logra activando o desactivando el RESET (pin 4 del CI555) del inestable I1 para así permitir la oscilación de éste en función de la forma de onda del tren. Es decir que cuando aparezca el pulso del tren oscilará el inestable

generando ciclos de un solo pulso o par de ellos, tantos según la duración del tren. Cuando aparezca la pausa del ciclo de tren no permitirá que el inestable oscile.

La acción programada se logra conmutando el pin 2 del monoestable M4 hacia la salida del circuito disparador. A continuación se muestra el respectivo diagrama de tiempos.

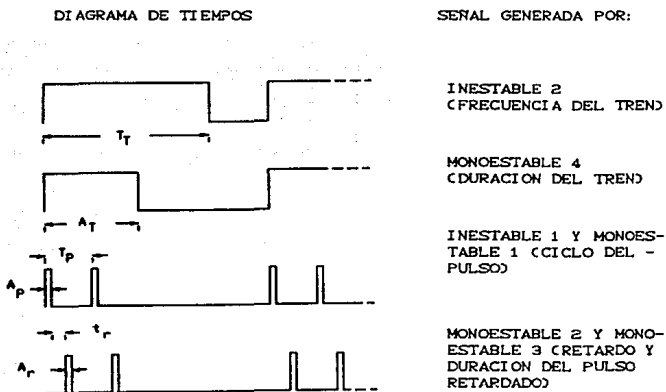


Fig. 3.1-19 Diagrama de tiempos del tren

El arreglo físico de éstas condiciones son los mostrados en la figura 3.1-20.

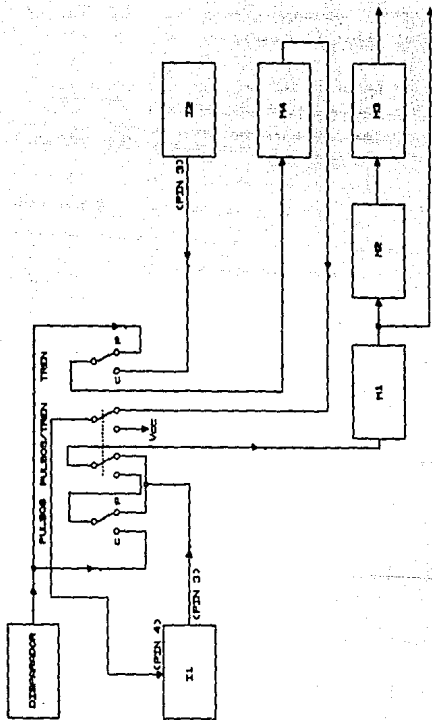


Fig. 3.1-20 Interconexión con switch de elementos.

C) OBTENCIÓN DE LA SALIDA MONOFÁSICA Y BIFÁSICA.

La obtención de pulsos bifásicos se logra invirtiendo el primer pulso del ciclo y sumándolo con el pulso retardado a través de un sumador inversor como se mostro en la sección 3.1.1 fig.3.1-2. Es importante aclarar que debido a la característica del sumador inversor, el pulso bifásico que nos entregara, traera como pulso positivo al primer pulso del ciclo y como negativo al pulso retardado. También conviene mencionar que la generación de pulsos bifásicos o monofásicos se elige con el interruptor que desconecta al pulso retardado de la entrada del sumador, siendo que cuando éste se interrumpe, el primer pulso del ciclo que fue invertido se invierte nuevamente recuperando su polaridad positiva y eliminando además el pulso retardado. En la figura 3.1-21 siguiente se ejemplifica el uso del interruptor.

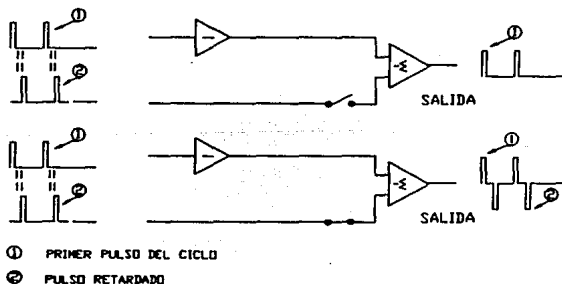


Fig 3.1-21 Obtención de pulso monofásicos y bifásicos.

3.1.7 AMPLIFICADORES OPERACIONALES.

Un amplificador operacional en CI es un amplificador completo preempacado cuyas características de operación y funcionamiento dependen casi por completo de unos pocos componentes externos conectados a sus terminales. Es decir, la ganancia de voltaje, impedancia de entrada, impedancia de salida, y ancho de banda, dependen casi y exclusivamente de la estabilidad de las resistencias y condensadores externos. Esto significa que las diferentes características del amplificador pueden ajustarse a la conveniencia de una aplicación en particular, con solo cambiar algunos componentes sin tener que diseñar por completo el amplificador. Este tipo de amplificador es muy versátil porque puede emplearse retroalimentación de voltaje para proporcionar una ganancia de voltaje estabilizada y controlar sus características.

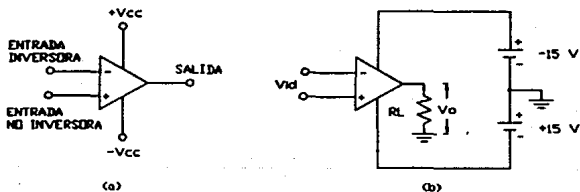


Fig 3.1-22

Un Amp Op tiene dos terminales de fuente de alimentación, uno conectado al voltaje positivo de la fuente y el otro al voltaje negativo. Tiene también dos terminales de entrada denominada entrada 'inversora', marcada con -, y la otra se denomina entrada 'no inversora', marcada con +; hay un solo terminal de salida al cual esta conectado a la carga. El otro terminal de la carga debe conectarse a tierra. No hay una conexión directa del Amp Op mismo, pero hay una referencia implícita a tierra, debido a que las dos fuentes de voltaje están referidas a tierra. Esto se ve claramente en la figura 3.1-22b, la cual muestra fuentes de voltaje positivo y negativo conectadas al Amp Op, así mismo como también una carga conectada a éste. La fuente de ± 15 v. que se muestra en la figura 3.1-22b es un valor de voltaje muy común para los Amp Op.

La mayoría de los Amp Op tienen otros terminales además de estos 5 terminales básicos, estos otros terminales son usados para la conexión de los componentes de compensación de frecuencia, ajuste del desbalance, etc.

Los Amp Op pueden manejar frecuencias tan bajas como 0 Hz. Es decir son amplificadores de C.D.. En lo concerniente a su respuesta a alta frecuencia, los Amp Op típicamente tienen una frecuencia superior de corte de 1 MHz (la frecuencia superior de corte es la frecuencia a la cual la ganancia de voltaje es de 0.707 veces el valor de la ganancia a frecuencias medias). Se dispone de Amp Ops de propósito especial, que tienen frecuencias especiales de corte de varios cientos de MHz.

El gran ancho de banda (rango de frecuencia que el amplificador puede manejar) es otra característica muy útil de los Amp Op. Si el circuito de una aplicación particular requiere de un ancho de banda estrecho, éste puede proporcionarse por la simple conexión de los componentes externos apropiados a las terminales de compensación de frecuencia (no mostrados en la fig. 3.1-22).

Esta facilidad en el ajuste de la frecuencia superior de corte, es otro aspecto muy útil en los op amp.

OTRAS CARACTERISTICAS CONCERNIENTES A LOS OP AMPS.

* La ganancia de voltaje de lazo abierto de un Amp Op es la ganancia diferencial del amplificador sin componentes externos conectados. Es la relación de V_o a V_{id} en la figura 3.1-22b, o también:

$$A_{vol} = -\frac{V_o}{V_{id}}$$

Donde A_{vol} es la ganancia de lazo abierto y V_{id} es el voltaje entre las terminales de entrada diferencial. La ganancia de voltaje en lazo abierto de un Amp Op es bastante grande, generalmente se encuentra entre 10 000 y 200 000.

* La resistencia de entrada es la resistencia equivalente vista por una fuente externa entre los terminales de entrada diferencial tal como lo muestra la figura 3.1-23.



Fig. 3.1-23

La resistencia de entrada de un Amp Op generalmente es bastante grande. Los Amp Op utilizados popularmente tienen una resistencia de entrada R_i entre 10 K Ω y 1 M Ω , con la mayoría de los Amp Op tendiendo al extremo más alto del rango.

* La resistencia de salida de los op amp se encuentra en los rangos aproximados de 50 a 200 Ω dependiendo del tipo usual.

La resistencia de salida efectiva de un Amp Op se reduce cuando se conectan los componentes externos de realimentación, de modo que en la mayoría de las aplicaciones que se utiliza realimentación, la resistencia de salida total se considera muy baja.

* Entradas de modo común. El Amp Op es básicamente un amplificador diferencial, de modo que idealmente podría amplificar solo la diferencia entre los voltajes que aparecen en sus dos entradas. Esto significa que cualquier componente de señal idéntico que aparezca simultáneamente en sus dos entradas sería completamente eliminada y de ninguna manera afectaría la señal de salida.

El factor exacto de atenuación de la señal de modo común se denomina ganancia de modo común, simbolizada como A_{vcm} .

$$A_{vcm} = \frac{\text{Voltaje de salida de modo común}}{\text{Voltaje de entrada de modo común}}$$

Entre más bajo sea el valor de A_{vcm} , mejor es el Amp Op. Una especificación más utilizada para ver la capacidad de un Amp Op para ignorar una señal de modo común es la relación de rechazo de modo común abreviada RRMC. Esta definida como la relación entre la ganancia diferencial de bucle abierto y la ganancia de modo común en lazo abierto, o también:

$$RRMC = \frac{A_{vol}}{A_{vcm}}$$

* El problema del desbalance (offset) y su corrección.

El desbalance es el problema que hace que el voltaje de salida no sea cero cuando el voltaje de entrada es cero. En términos gráficos, la curva de transferencia no pasa por el origen. La figura 3.1-24 ilustra en dos formas distintas el desbalance.

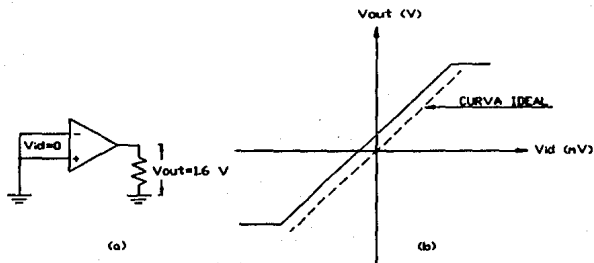


Fig. 3.1-24 Desbalance de los Amp Ops.

En la figura 3.1-24a, ambos terminales están unidos entre sí y conectados a tierra. Por tanto $V_{id}=0\text{ V}$. No obstante el voltaje de salida, que debiera ser de 0 V , es realmente 1.6 V . El valor de 1.6 V , se toma aleatoriamente; puede ser cualquier voltaje entre $-V$ y $+V$ de la fuente. El desbalance del voltaje de salida varía individualmente de un Amp Op a otro del mismo número.

El problema del desbalance se ilustra gráficamente en la fig. 3.1-24b. El amp op ideal mostraría una relación salida-entrada como la mostrada en la línea a trazos. La curva ideal pasa por el origen, lo cual significa que 0 V a la entrada producirían 0 V a la

salida. La curva de transferencia real corresponde a la línea continua, la cual muestra que $V_o = 1.6 \text{ V}$ cuando $V_{id} = 0 \text{ V}$. Desde luego una curva real puede encontrarse en cualquier parte por encima o por debajo de la curva ideal.

La manera de corregir el desbalance es aplicando un pequeño voltaje fijo a la entrada diferencial del amplificador. El pequeño voltaje fijo se denomina voltaje de desbalance de entrada. Se ajusta al valor y polaridad apropiados para exactamente cancelar la tendencia de desbalance del Amp Op. Es decir; el voltaje de desbalance de entrada se ajusta hasta que V_o sea igual a 0 V cuando $V_{in} = 0 \text{ V}$. La figura 3.1-25 muestra los métodos más populares para aplicar este voltaje de desbalance de entrada.

En la figura 3.1-25a, la entrada +, en lugar de aterrizarse, recibe un pequeño voltaje fijo determinado por la posición del potenciómetro. El contacto móvil del potenciómetro proporciona el voltaje de desbalance de entrada. La figura 3.1-25b muestra un amplificador no-inversor. Normalmente, R_{in} debería estar aterrizado en su extremo izquierdo, pero aquí recibe el voltaje de desbalance de entrada del contacto móvil del potenciómetro.

Algunas veces el Amp Op tiene terminales especiales de ajuste de nulidad, tal como se muestra en la fig. 3.1-25c. En este caso no es necesario influir en la circuitería externa de entrada para cancelar el desbalance.

Simplemente conectamos un potenciómetro entre los dos terminales de nulidad, conectamos su contacto móvil a la fuente de voltaje negativo, y lo ajustamos hasta cancelar el desbalance.

* Slew Rate; el slew rate es un parámetro que indica que tan rápido cambia el voltaje de salida con respecto al tiempo. Los valores típicos del SR están entre $0.5 \text{ V}/\mu\text{S}$ a $50 \text{ V}/\mu\text{S}$, con los valores más altos indicando que la unidad opera mucho más rápido.

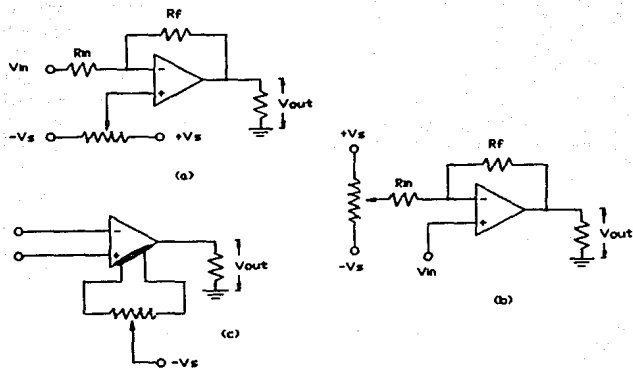


Fig. 3.1-25 Corrección del desbalance.

A) EL AMP OP AMPLIFICADOR INVERSOR:

Un amplificador inversor, es un amplificador en el cual la polaridad de salida (o fase) es opuesta a su polaridad de entrada. Es decir, si la entrada es una señal CD, la salida es una señal amplificada pero de polaridad opuesta. Si la entrada es una señal de CA, la salida es una señal CA amplificada, 180° fuera de fase con respecto a la entrada. En la figura 3.1-28a se muestra un diagrama de un amplificador inversor.

En esta aplicación tenemos conectados componentes (resistencias) externos a los terminales del Amp Op para proporcionar realimentación negativa. Este arreglo se denomina operación en lazo

cerrado tal como se menciona anteriormente. En operaciones en lazo cerrado, la ganancia de voltaje y la impedancia de entrada del amplificador total, son casi completamente dependientes del valor de las resistencias externas e independientes del amp op en sí mismo. Veamos el porque de esto.

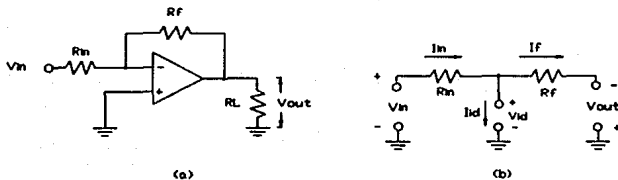


Fig. 3.1-26 Amplificador inversor.

La figura 3.1-26b muestra los voltajes y corrientes que existen en un amplificador inversor. Asumamos por un momento que V_i es positivo respecto a tierra. Un voltaje positivo tiende a entregar corriente al amplificador a través de R_{in} . En la fig. 3.1-26b esta corriente se ha denominado I_{in} . Cuando I_{in} fluye a través de R_{in} , produce una caída de voltaje a través de ella el cual es positivo a la izquierda y negativo a la derecha. Esta caída de voltaje tiende a ser ligeramente menor que V_{in} , haciendo que V_{id} sea un pequeñísimo valor, positivo arriba y negativo abajo.

A continuación se establecerán las condiciones de análisis:

I. El voltaje diferencial de entrada a un Amp Op es virtualmente cero (conocido también como tierra virtual).

II. La corriente que fluye a través de los terminales de entrada diferencial es virtualmente cero.

Dado que la entrada no inversora está a tierra, la condición I nos dice que también la entrada inversora está virtualmente al potencial de tierra. Es usual referirse a la entrada inversora, en este circuito, como una tierra virtual. En realidad la entrada inversora puede estar a algunos millonésimos de voltios con respecto a tierra, pero esta cantidad es despreciable.

Si la entrada inversora se suma al potencial de tierra, entonces la caída de voltaje en R_{in} debe ser igual a V_{in} . En forma de ecuación, utilizando la ley de voltajes de Kirchhoff,

$$V_{Rin} = V_{in} - V_{id} = V_{in} - 0$$

$$V_{Rin} = V_{in}$$

La corriente de entrada I_{in} está dada por la ley de Ohm,

$$I_{in} = \frac{V_{Rin}}{R_{in}} = \frac{V_{in}}{R_{in}}$$

Consideremos ahora la salida del amplificador. Recordemos que V_o es un voltaje negativo dado que V_{in} fue positivo y el amplificador invierte su entrada. Dado que la entrada inversora está virtualmente al potencial de tierra, la caída de voltaje a través de la resistencia de realimentación R_f debe ser igual al voltaje de salida. Esto puede verse aplicando la ley de voltajes de Kirchhoff alrededor del lazo. En forma de ecuación,

$$V_{Rf} = -V_o$$

la corriente que fluye a través de R_f está dada por la ley de Ohm;

$$I_f = \frac{V_{Rf}}{R_f} = \frac{-V_o}{R_f}$$

Utilizando la condición II, la cual dice que I_{id} de la figura 3.1-26b es virtualmente cero. La ley de corrientes de Kircchoff nos dice que;

$$I_{in} = I_{id} + I_f = 0 + I_f$$

$$I_{in} = I_f$$

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R_{in}} = I_f = - \frac{V_o}{R_f}$$

lo cual da:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = - \frac{R_f}{R_{in}}$$

Esto significa que la ganancia de voltaje en lazo cerrado de un Amp Op amplificador inversor depende solamente de las resistencias externas R_f y R_{in} .

B) EL AMP OP SUMADOR- INVERSOR:

Un Amp Op puede conectarse para que efectue la operación aritmética de suma. Es decir, puede "sumar" dos o más voltajes CD o CA. Cuando está conectado para efectuar esta función el circuito se denomina un circuito sumador o mezclador. En la figura 3.1-27 se muestra un circuito sumador.

La ecuación de salida-entrada para un circuito sumador puede derivarse utilizando las condiciones de análisis que se usaron anteriormente. La caída de voltaje a través de cada resistencia de entrada es igual al voltaje de entrada aplicado a ellas, dado que $V_{id} = 0$. La corriente a través de R_f es igual a la suma de las corrientes de entrada dado que $I_{id} = 0$. En forma de ecuación:

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1}, I_2 = \frac{V_2}{R_2}, I_3 = \frac{V_3}{R_3}, I_4 = \frac{V_4}{R_4}$$

$$I_f = -\frac{V_o}{R_f}$$

Combinando las ecuaciones obtenemos :

$$-\frac{V_o}{R_f} = -\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \frac{V_4}{R_4}$$

la cual puede escribirse como;

$$-V_o = -\frac{R_f V_1}{R_1} + \frac{R_f V_2}{R_2} + \frac{R_f V_3}{R_3} + \frac{R_f V_4}{R_4}$$

Donde si todas las resistencias son iguales, la ecuación anterior se reduce a;

$$-V_o = V_1 + V_2 + V_3 + V_4$$

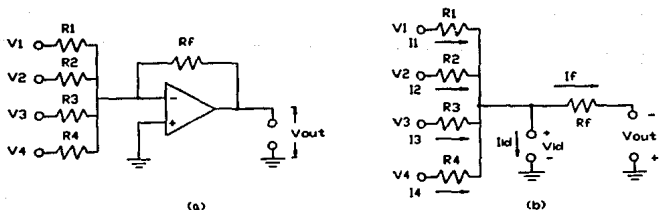


Fig. 3.1-27 Amplificador sumador-inversor.

C) EL AMPLIFICADOR NO-INVERSOR:

En la figura 3.1-28a se muestra un Amp Op conectado como amplificador no inversor. Como su nombre lo indica, el voltaje de salida de un amplificador no inversor, tiene la misma polaridad que el voltaje de entrada.

Una vez más, utilicemos las dos condiciones vistas anteriormente (I,II). El hecho que V_{id} sea virtualmente 0 V significa que el voltaje que aparece en la entrada inversora es el mismo V_{in} . Por tanto, la caída de voltaje a través de R_{in} es igual a V_{in} dado que el extremo izquierdo de R_{in} está aterrizado. Refiriendonos a la figura 3.1-28b. La corriente a tierra está dada por:

$$V_{Rf} = V_o - V_{in}$$

De la ley de Ohm tenemos;

$$I_f = \frac{V_{Rf}}{R_f} = \frac{V_o - V_{in}}{R_f}$$

Ahora haciendo uso del hecho que $I_f = I_{in}$ porque $I_{id} = 0$ podemos decir que;

$$\frac{V_o - V_{in}}{R_f} = \frac{V_{in}}{R_{in}}$$

$$\frac{V_o}{R_f} = \frac{V_{in}}{R_f} + \frac{V_{in}}{R_{in}} = \frac{V_{in} * (R_f + R_{in})}{(R_f) * (R_{in})}$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{R_f + R_{in}}{R_{in}} = \frac{R_f}{R_{in}} + 1$$

Nuevamente la ganancia de lazo cerrado depende solamente del valor de las resistencias externas y no del Amp Op en si mismo.

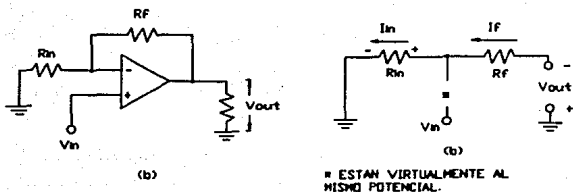


Fig. 3.1-28 Amplificador no-inversor.

D) EL SEGUIDOR DE VOLTAJE UNITARIO:

El seguidor unitario, como el de la figura 3.1-29, proporciona ganancia de 1 sin inversión de polaridad. Del circuito equivalente de tierra virtual es claro que;

$$V_o = V_{in}$$

y que la salida es de la misma polaridad y magnitud que la entrada. El circuito actúa como el seguidor del emisor excepto que la ganancia está mucho más cercana en forma exacta a la unidad.

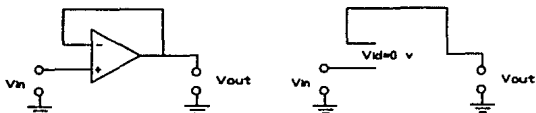


Fig. 3.1-29 Seguidor de voltaje.

3.1.8 IMPLEMENTACION FINAL DEL GENERADOR DE ONDA CUADRADA MONOFASICA Y BIFASICA.

La implementación final del generador de onda cuadrada consiste en el diseño del inversor y el sumador inversor, para generar los pulsos monofásicos y bifásicos. El paso que sigue es la selección del amplificador operacional adecuado que cumpla con los requerimientos planteados en la tabla 3.1-1 de la sección 3.1.1.

En todas las etapas del estimulador que requieran amplificadores operacionales, se empleara el circuito integrado Amp Op LF356. Es un amplificador operacional de entradas JFET y con ajuste interno de OFFSET de voltaje.

Estos Amp Op de tecnología BI-FETTM, de entradas JFET tienen alta impedancia de entrada y no cargan a los circuitos que los preceden; son de respuesta rápida y bajo costo. Requieren baja corriente de polarización (3.6 mA) y aun así mantienen gran ancho de banda (4 MHz) y rápido sesgo (SR= 13 V/ μ S), además las entradas JFET hacen que las corrientes de entrada de polarización y offset sean muy bajas (Low Input Bias Current= 50 pA), y se tienen bajas fugas o corrientes indeseados (drift) en offset de voltaje. Este Amp Op es de "bajo ruido" y tiene baja distorsión armónica (<0.02% @ $A_v=10$ y BW (20Hz - 20 KHz)).

A) CALCULO DEL INVERSOR:

Como se ha venido mencionando se requiere invertir el primer pulso del ciclo proveniente del monoestable M1, para lo cual se usara un amplificador inversor de ganancia unitaria.

Un caso especial de un Amp Op amplificador inversor es el inversor de fase. En un inversor de fase, R_{in} es igual a R_f de modo que la ganancia de voltaje es igual a 1. Sin embargo, V_o está invertida con respecto a V_{in} .

Haciendo referencia a la figura 3.1-26, amplificador inversor con función de transferencia;

$$A_v = \frac{V_o}{V_{in}} = - \frac{R_f}{R_{in}}$$

Si sabemos que para que $A_v = 1$, entonces $R_{in} = R_f$ por lo que si elegimos el valor de R_{in} adecuado para no representar una carga considerable para la salida TTL del monoestable M1. Se elige $R_{in} = R_f = 10 \text{ K}\Omega$, así tenemos que;

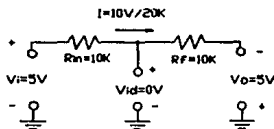


Fig. 3.1-30

B) CALCULO DEL SUMADOR-INVERSOR:

Este circuito tendra que sumar la señal entregada por el inversor del primer ciclo y el pulso retardado proveniente del monoestable M3, para así conformar a la salida el pulso bifásico ya mencionado anteriormente.

Refiriendonos a la figura 3.1-27 y al análisis del amplificador sumador-inversor se establece que;

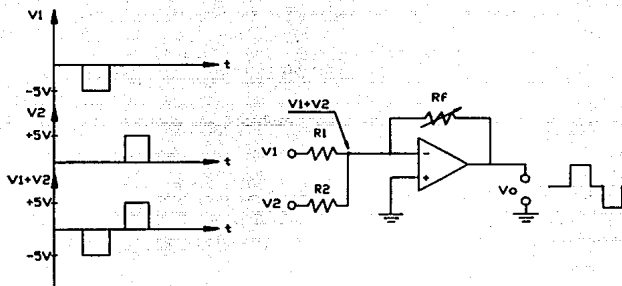


Fig. 3.1-31 Amplificador sumador-inversor

Retomando el mismo valor para R_1 y R_2 de $10\text{ K}\Omega$ valor apropiado, podemos calcular el valor máximo de R_f para entregarnos la máxima excursión de la salida. Como se sabe el máximo valor de voltaje pico a pico de una señal a la salida es del valor de la suma de las polarizaciones del Amp Op.

Así si $V_{cc}=+15\text{ V}$ y $V_{ee}=-15\text{ V}$ la salida no podrá exceder de $\pm 15\text{ Vpp}$. Empezando por la función de transferencia del sumador tenemos;

$$V_o = -R_f \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \right)$$

$$\text{Si } R_1 = R_2 = R$$

$$V_o = -\frac{R_f}{R} (V_1 + V_2)$$

que sustituyendo los valores siguientes:

$$V_{o1} = \pm 15 \text{ Vpp} \quad V_1 = -5 \text{ Vp}$$

$$V_{o2} = \pm 5 \text{ Vp} \quad R = 10 \text{ K}\Omega$$

tenemos:

$$\pm 15 \text{ Vpp} = - \frac{R_f}{10 \text{ K}\Omega} (\pm 5 \text{ Vpp})$$

$$R_f = \frac{10 \text{ K}\Omega (\pm 15 \text{ Vpp})}{\pm 5 \text{ Vpp}} = 30 \text{ K}\Omega$$

Siendo $R_f = 33 \text{ K}\Omega$ el valor comercial más cercano.

Cabe aclarar que R_f se elige variable para poder ajustar la amplitud de la señal de salida a los requerimientos de etapas posteriores.

Otra cuestión importante por tomar en cuenta es que se deberá incluir una corrección de OFFSET de voltaje por si llegara a haber un desplazamiento de voltaje a la salida. La corrección elegida es la mostrada en la figura 3.1-25a y analizada en esa sección. Afectando a la configuración como sigue;

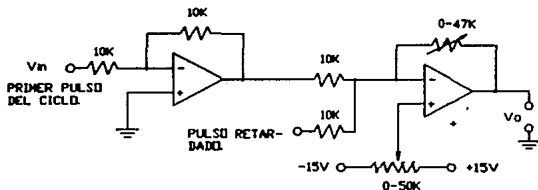
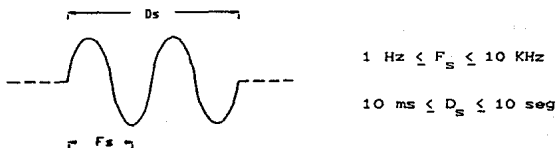


Fig. 3.1-32

3.2.0 DISEÑO DEL GENERADOR SENOIDAL PROGRAMABLE.

3.2.1 PLANTEAMIENTO DE NECESIDADES.

Se requiere un generador senoidal programable, es decir de duración previamente establecida y que comenzará por la acción de un disparo. En la figura siguiente se dan los rangos necesarios de duración y frecuencia.



D_s = Duración del tren de ciclos senoidales.

F_s = Frecuencia de la senoide.

Fig. 3.2-1

Aquí se presenta un problema similar a la generación de trenes de pulsos cuadrados. Recordando la manera de obtenerlos, se empezó primero por la generación continua de ellos, así mismo la generación simultánea de los ciclos de tren para posteriormente modular de alguna manera la generación continua de pulsos por la generación de trenes.

De igual manera procederemos para éste caso (generación senoidal programada) llevando a cabo primero la generación continua de senoidales para después modularlas con el tren. Una ventaja presente en éste caso es que podemos hacer uso de la señal de tren, generada por circuitos ya calculados en la sección 3.1.0 que abarcan perfectamente los rangos de duración requeridos para ésta estimulación. Además de que únicamente se necesita la acción programada de la duración del tren y no la continua.

3.2.2. GENERADOR DE SENOIDALES.

Consultando la información disponible de circuitos y configuraciones existentes para la generación de senoidales, nos encontramos con la configuración propuesta para el circuito integrado XR-2206, la cual cumple con los requerimientos necesarios para nuestro diseño.

Esta configuración propuesta es la que a continuación se muestra en la fig. 3.2-2.

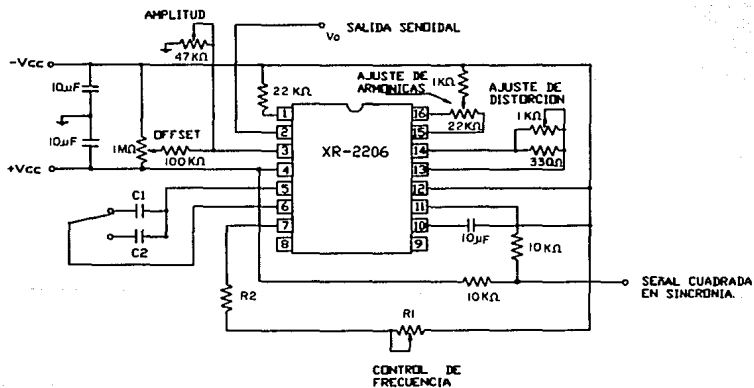


Fig. 3.2-2 Generador senoidal.

El generador de funciones monolítico (en C.I.) XR-2206 está diseñado para operar sobre un rango de frecuencia de 1 Hz a 100kHz la frecuencia del XR-2206 se selecciona por una resistencia externa

R y un capacitor externo C relacionados por la fórmula siguiente :

$$F_s = \frac{1}{R * C} \quad \text{Donde: } R (\Omega)$$
$$C (F)$$
$$F_s (Hz)$$

Teniendo ésta expresión una exactitud típica del 5% en cualquier rango. La distorsión armónica total de la forma de onda senoidal es menor del 1% de 10 Hz a 10 KHz y menor al 3% sobre cualquier otro rango. Es susceptible de polarizarse a ± 5 Volts. Además de poderse controlar la señal de salida en simetría, contenido de armónicos, amplitud y offset de voltaje de CD, a través de las resistencias variables que se indican en la fig. 3.2-2.

Otra ventaja de ésta configuración, es la generación simultánea a la senoidal de un señal cuadrada (50% de ciclo de servicio), desfasada 90° respecto a la senoide, pero con una frecuencia completamente igual que la primera, siendo la amplitud de ésta señal en sincronía cercana al valor de la polarización positiva del XR-2206, es decir de 0 volts a casi 5 volts.

AD CALCULO DE LOS COMPONENTES R_T Y C_T .

Como primer punto observamos que R_T deberá dividirse en dos, siendo $R_T = R_1 + R_2$ donde R_1 deberá ser variable necesariamente para poder variar la frecuencia, y R_2 tendrá que ser una resistencia fija para establecer un límite de frecuencia cuando $R_1 = 0 \Omega$.

Es importante aclarar que aquí no se requiere gran exactitud en la variación de la frecuencia, por lo que R_1 puede ser elejida como un potenciómetro lineal de una vuelta.

Se seleccionara $R_1 = 1 M\Omega$, con el motivo de que mientras más grande el valor de resistencia, entonces más pequeño tendrá que ser

el valor de los capacitores usados y así evitar tener que usar capacitores electrolíticos de grandes tolerancias y fugas de corriente. Siendo $R_1 = 1M\Omega$ el valor comercial más grande para potenciómetros lineales de una vuelta.

Pensando en ésta forma, empezaremos calculando por el rango más bajo de frecuencia para obtener el valor del capacitor en dicho rango.

Si $f=1$ Hz y $R_1=1 M\Omega$ siendo $R_1 \gg R_2$

$$\text{tenemos ; } F = \frac{1}{R_1 * C_T} = \frac{1}{(1 \times 10^6 \Omega) * C_T}$$

$$C_T = \frac{1}{(1 \text{ Hz}) * (1 \times 10^6)} = 1 \times 10^{-6} \text{ F} = 1 \mu\text{F}$$

Ahora para calcular R_2 cuando $R_1=0 \Omega$ tendremos que elegir el otro límite de frecuencia, estableciendolo en 100 Hz. Se utiliza éste rango tan amplio debido a lo grande de R_1 . Siendo;

$F = 100$ Hz y $C_T=1 \mu\text{F}$ entonces

$$100 \text{ Hz} = \frac{1}{R_2 * (1 \times 10^{-6})}$$

$$R_2 = \frac{1}{(100) * (1 \times 10^{-6})} = 10\,000 \Omega = 10 \text{ K}\Omega$$

Recalculando los límites al usar la resistencia R_T como la suma de R_1 más R_2 , y el valor del capacitor, tendremos;

$$F_{\min} = \frac{1}{(1 \times 10^6 + 1 \times 10^4) * (1 \times 10^{-6})} = 1.01 \text{ Hz}$$

$$F_{\max} = \frac{1}{(1 \times 10^4) * (1 \times 10^{-8})} = 100 \text{ Hz}$$

límites del rango bastante aceptables.

Si observamos los límites de los rangos requeridos se ve que;

$$T_1 \longrightarrow 1 \text{ seg} - 0.0001 \text{ seg}$$

donde el primer rango ya se estableció como;

$$T_1 \longrightarrow 1 \text{ seg} - 0.01 \text{ seg}$$

siendo el segundo rango;

$$T_2 \longrightarrow 0.01 \text{ seg} - 0.0001 \text{ seg}$$

por lo cual se deduce una diferencia de un rango a otro, por un factor 1/100 respecto al primero. Así si $T=RC$, vemos que T es directamente proporcional a C . Basandonos en esta deducción sabemos que afectando al capacitor C_1 por el factor 1/100, el nuevo valor de C_2 para el segundo rango es ;

$$(T_1) * (1/100) = T_2$$

$$(C_1) * (1/100) = C_2$$

es decir ;

$$C_2 = \frac{1 \mu\text{F}}{100} = 0.01 \mu\text{F}$$

recalculando límites tenemos para el segundo rango ;

$$F_{\min} = \frac{1}{(1 \times 10^6 + 1 \times 10^4) \times (0.01 \times 10^{-6})} = 101 \text{ Hz}$$

$$F_{\max} = \frac{1}{(1 \times 10^4) \times (0.01 \times 10^{-6})} = 10\,000 \text{ Hz}$$

límites también bastante aceptables.

B) CALCULO DEL CIRCUITO DE SALIDA :

Es necesario poder variar la amplitud de salida para ajustes de etapas posteriores, seleccionando un amplificador no-inversor de ganancia variable .

En base al análisis hecho del amplificador no-inversor dado en la sección 3.1.7. de los amplificadores operacionales. Podemos establecer las bases de diseño.

Se escogerá $R_{in} = 10 \text{ K}\Omega$ valor apropiado, y se calculará el valor de R_f sabiendo que la salida máxima será de $\pm 15 \text{ Vpp}$, siendo la función de transferencia de esta configuración, la siguiente;

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{R_f}{R_{in}} + 1$$

Considerando a $V_{in} = \pm 2 \text{ Vpp}$ de la señal senoidal podemos entonces saber que ;

$$\frac{\pm 15 \text{ Vpp}}{\pm 2 \text{ Vpp}} = \frac{R_f}{10 \text{ K}\Omega} + 1$$

$$R_f = 10 \text{ k}\Omega * \left(\frac{\pm 15 \text{ V}_{pp}}{\pm 2 \text{ V}_{pp}} - 1 \right) = 85 \text{ k}\Omega$$

Siendo $R_f = 100 \text{ k}\Omega$ el valor comercial.

En la figura siguiente se muestra la configuración de éste amplificador :

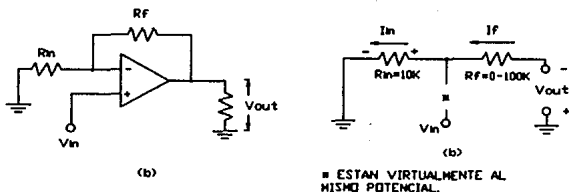


Fig. 3.2-3 Amplificador No-inversor.

C) SALIDA PARA MEDICION DE FRECUENCIA.

Está configuración de generador senoidal en base al XR-2206 es muy ventajosa pues proporciona una señal cuadrada en sincronía con la señal senoidal pero defasada 90° respecto a ésta, la cual se muestra en la fig. 3.2-4 por lo que es susceptible de medirse la frecuencia de la senoide en cualquier rango a través de la misma onda cuadrada.

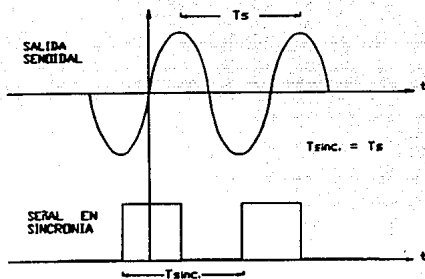


Fig. 3.2-4

Esta señal cuadrada se obtiene del XR-2206 a través de un arreglo resistivo proveniente de los pines 4 y 11 del mismo. La señal es pasada por un par de compuertas inversoras tipo schmitt-trigger para conformarla y fijar su voltaje de manera que sea compatible con la lógica TTL y pueda ser procesada por el medidor de frecuencia .

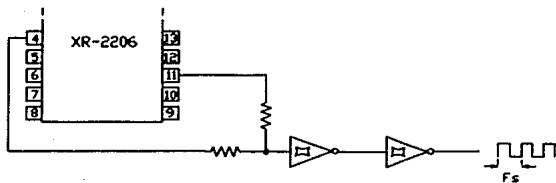


Fig. 3.2-5

D) PROGRAMACION DE LA SEÑAL PARA DURACION PREESTABLECIDA.

Experimentalmente se encontró que la manera más óptima y de mejores resultados para anular la operación oscilatoria del generador senoidal es anulando la capacitancia de C_T conectada entre los pines 5 y 6 del XR-2206.

Estos capacitores normalmente son cargados y descargados de manera bipolar según la forma de onda que a continuación se muestra en la fig. 3.2-6.

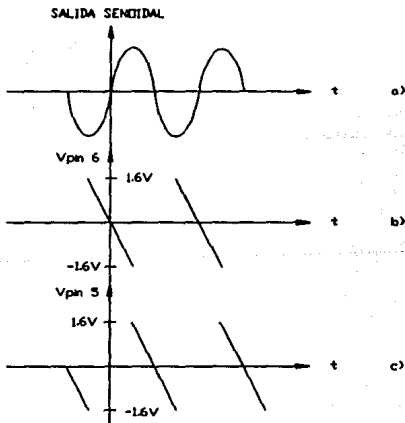


Fig. 3.2-6

Por tal motivo recurrimos al uso de un pequeño relevador del tipo electromagnético, para que uno de sus contactos realice ésta operación.

Como se mencionó anteriormente podemos hacer uso de una señal programada de tren proveniente del generador de onda cuadrada, el cual posee los rangos de duración necesarios mencionados en la fig. 3.2-1.

A continuación se propone un arreglo a base de un inversor para que reciba la señal de tren y maneje respectivamente al relevador.

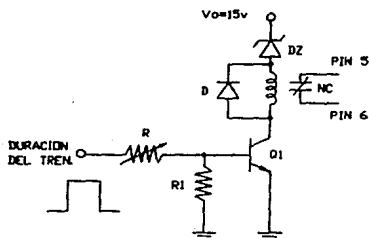


Fig. 3.2-7

Una aplicación del transistor que salta a la vista en éste momento, es su uso como energizador de un relevador. La figura 3.2-7 muestra esta aplicación y podemos decir que es un método sencillo.

El contacto del relevador el cual está aislado eléctricamente del circuito lógico, cortocircuitará al capacitor a través de los pines 5 y 6 como se muestra en la figura 3.2-7.

El diodo en paralelo con la bobina del relevador es un diodo amortiguador o diodo contra-electromotriz. Su función es la de cortocircuitar la fuerza contra-electromotriz inducida en la bobina en el instante de su desenergización.

Las características del relevador y el transistor son las siguientes:

* TRANSISTOR *

$$I_{c_{max}} = 0.8 \text{ Amp.}$$

$$V_{ce} = 40 \text{ V.}$$

$$\beta = 200$$

$$W = 0.5 \text{ watt}$$

$$F = 300 \text{ MHz}$$

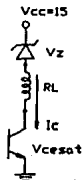
* RELE *

$$R_L = 625 \Omega$$

$$V_L = 12 \text{ V.}$$

Calcularemos el valor de cada elemento de tal forma que cuando se presente el pulso del tren éste sature al transistor, energizando al relevador, empezando por la malla de colector-emisor en condiciones de saturación.

Para ésta etapa se requerirá el empleo de un diodo zener para suministrar el valor de voltaje adecuado al relevador.

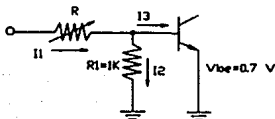


$$I_{c_{sat}} = \frac{V_{cc} - V_z - V_{ce_{sat}}}{R_L} = \frac{15 - 3.3 - 0.2}{625 \Omega} = 18.4 \text{ mA}$$

$$I_{c_{sat}} = \beta I_{b_{sat}}$$

$$I_{b_{sat}} = \frac{I_{c_{sat}}}{\beta} = \frac{18.4 \text{ mA}}{200} = 92 \mu\text{A}$$

Analizando la malla de entrada, asignando a $R_1 = 1\text{K}\Omega$, y sabiendo además que $V_{be_{on}} = 0.7 \text{ V}$ tenemos;



$$I_1 = I_2 + I_3$$

$$\text{Siendo: } I_2 = \frac{0.7}{1 \times 10^3} = 0.7 \text{ mA}$$

$$I_3 = 92 \mu\text{A}$$

$$\text{Así: } I_1 = 0.7 \times 10^{-3} + 92 \times 10^{-6} = 0.792 \text{ mA}$$

$$\text{Además: } V_{pt} = I_1 * R + V_{be_{on}}$$

Donde: V_{pt} Es la amplitud del pulso de tren, aproximadamente 4 volts.

$$R = \frac{V_{pt} - V_{be_{on}}}{I_1} = \frac{4 - 0.7}{0.792 \text{ mA}} = 4.16 \text{ K}\Omega$$

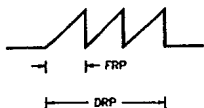
Siendo $R = 4.7 \text{ K}\Omega$ el valor comercial.

Constituyendose de ésta forma el generador de onda senoidal programable .

3.3.0 DISEÑO DEL GENERADOR DE RAMPA DE DURACION PROGRAMABLE.

3.3.1 PLANTEAMIENTO DE NECESIDADES.

Se requiere de un generador de forma de onda rampa con pendiente positiva, que trabaje en un rango de 50 Hz como mínimo y 5 KHz como máximo, y además que su duración sea programable en tiempo. Los parámetros de tiempo se muestran en la fig 3.3-1.



$$50 \text{ Hz} < F_{rp} < 5 \text{ KHz}$$
$$10 \text{ ms} < D_{rp} < 10 \text{ seg}$$

Fig. 3.3-1

Al igual que el generador senoidal programable, tenemos la ventaja de poder usar el pulso de tren programable que abarca el rango de duración requeridos por el generador rampa. De igual forma que el generador senoidal, lo primero que se establece es la generación continua de señales rampa de pendiente positiva en los rangos de frecuencia mencionados.

3.3.2 GENERADOR DE RAMPA DE PENDIENTE POSITIVA.

Para tal efecto se elige el C.I. 556, oscilador controlado por voltaje que contiene los circuitos para generar tanto ondas cuadradas como triangulares, cuya frecuencia se fija por un condensador y una resistencia conectadas externamente y se puede variar por un voltaje aplicado de C.C. y el cual es posible configurar para generar señales rampa tanto de pendiente positiva como negativa.

Las características de este circuito son las siguientes :

PARAMETROS	LMS66			UNIDAD
	MIN.	TYP.	MAX.	
VOLTAJE DE SUMINIS- TRO.			26	VOLTS
MAXIMA FRECUENCIA DE OPERACION.		1		MHz
RANGO DE VOLTAJE DE ENTRADA, PIN 5.	3/4VCC		VCC	VOLTS
IMPEDANCIA DE ENTRADA DEL PIN 5.	0.5	1		$M\Omega$
IMPEDANCIA DE SALIDA PINES 3 Y 4.			50	Ω
NIVEL DE SALIDA DE LA ONDA CUADRADA.	5	5.4		V_{PP}
NIVEL DE SALIDA DE LA ONDA TRIANGULAR	2	2.4		V_{PP}
TIEMPO DE CAIDA DE LA FORMA DE ONDA CUADRADA.		50		nS
LINEALIDAD DE LA FORMA DE ONDA TRIANGULAR.		0.2/ 0.75		%

Tabla 3.3-1

La fig. 3.3-2a muestra que el C.I. 566 contiene fuentes de corriente para cargar y descargar un condensador externo, C_T , a una tasa impuesta por la resistencia externa R_T , y el voltaje de modulación de entrada C.C.. Un circuito disparador Schmitt se utiliza para conmutar la fuente de corriente entre la carga y descarga del condensador, y el voltaje triangular desarrollado a

través del condensador y la onda cuadrada del disparador del Schmitt se proporcionan como salidas a través de los amplificadores separadores.

La fig. 3.3-2b muestra la conexión de los pines de la unidad 566. El oscilador puede programarse sobre un rango de frecuencia de 10 a 1 con la selección adecuada de la resistencia externa y del condensador, y entonces modula sobre el rango de 10 a 1 por el voltaje de control V_c .

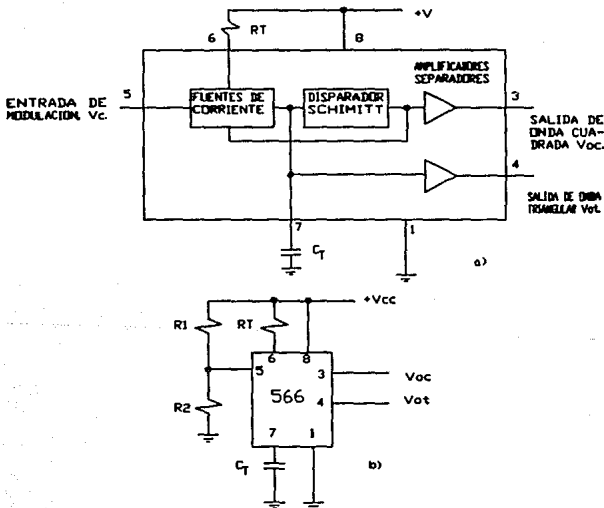


Fig. 3.3-2 Generador de funciones 566 : a) Diagrama a bloques; b) Conexión de la unidad OCV del 566.

La frecuencia central de operación o de operación libre, f_o , puede calcularse a partir de;

$$f_o = \frac{2}{R_1 \cdot C_1} \left[\frac{V^+ - V_c}{V^+ - V_c} \right]$$

Con las siguientes limitaciones prácticas en los valores del circuito;

R_T debe de estar dentro del rango $2 \text{ K}\Omega \leq R_T \leq 30 \text{ K}\Omega$

V_c debe estar dentro del rango $3/4 V^+ \leq V_c \leq V^+$

f_o debe ser inferior a $f_o < 1 \text{ MHz}$

V^+ debe estar en el rango $10 \leq V^+ \leq 24 \text{ V}$

Las salidas típicas de este circuito son mostradas en la fig. 3.3-3 siguiente :

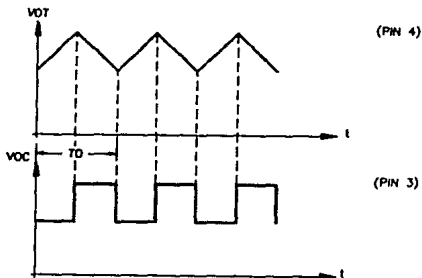


Fig. 3.3-3 Salidas del 566

La cuestión radica ahora en producir ondas de forma rampa de pendiente positiva, a partir de las señales que entrega el C.I. OCV 566. En primera instancia se observa el defasamiento entre la señal triangular y la señal cuadrada, donde el ancho del pulso de la señal cuadrada aparece en todo el tiempo en que dura la descarga del capacitor a través de R_T .

Basandonos en esta condición de operación observamos que para obtener una señal rampa de pendiente positiva a partir de la señal triangular, es indispensable forzar la descarga del capacitor inmediatamente después que éste a terminado de cargarse.

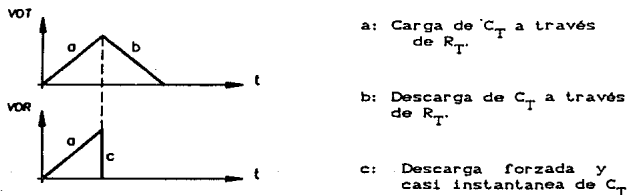


Fig. 3.3-4 Generación de un ciclo rampa a partir de un ciclo de forma triangular .

La manera de efectuar esta operación involucrará a la señal de salida de forma de onda cuadrada, pues esta señal está presente durante todo el ciclo de descarga del capacitor C_T , pudiendose utilizar esta señal para controlar de manera sincrona la descarga casi instantanea y forzada del capacitor C_T .

Por lo analizado anteriormente podemos proponer el arreglo que se muestra en la figura 3.3-5a para realizar las condiciones planteadas en la obtención de ciclos rampa.

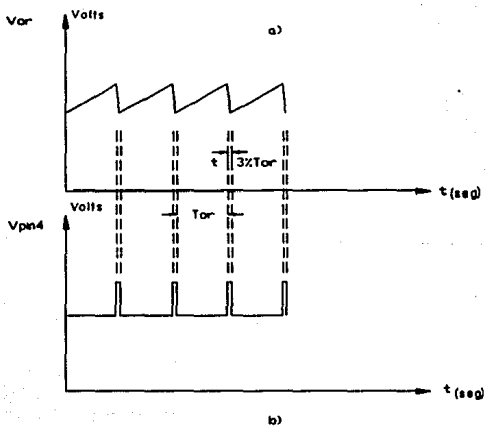
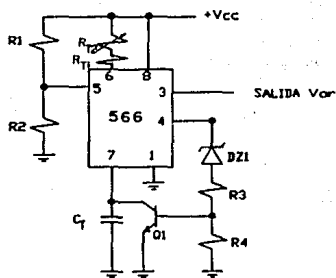


Fig. 3.3-5 Generación de señal rampa positiva.

En la fig. 3.3-5a se observa que a través del transistor Q_1 se provoca la descarga inmediata y prácticamente casi instantánea de C_T . La saturación del transistor ocurre justamente cuando el capacitor se ha cargado completamente, es en ese instante en el que aparece la parte alta de la señal cuadrada que sale del pin 4 y la cual permanece en éste estado, saturando al transistor Q_1 mediante un apropiado arreglo de diodo zener (para eliminar la mayor parte del offset de voltaje con que sale dicha señal) y un divisor de voltaje hecho por las resistencias R_3 y R_4 , hasta que descarga por completo a C_T y se permite volver a cargarse a dicho capacitor para dar inicio a un nuevo ciclo.

En la figura 3.3-5b se presenta las formas de onda resultantes del arreglo al 566 para la generación de señal rampa de pendiente positiva. La descarga no es prácticamente instantánea debido a la resistencia que queda en la unión colector-emisor saturada, pero sí es lo bastante pequeña como para darnos una buena forma de señal del tipo rampa.

Debido a que solo se permite la carga del capacitor a través de R_T y su descarga casi inmediata es pequeña. Tenemos que el período de un ciclo de rampa es aproximadamente un medio del período de un ciclo triangular ($T_{OR} = 1/2 T_O$), siendo entonces la frecuencia de un ciclo rampa el doble de frecuencia de un ciclo triangular ($F_{OR} = 2 F_O$).

$$f_{OR} = 2 \times \left(\frac{2}{R_T \times C_T} \right) \times \left(\frac{V^+ - V_c}{V^+} \right) \quad \text{(Para medio ciclo triangular)}$$

$$f_{OR} = \frac{4}{R_T \times C_T} \left(\frac{V^+ - V_c}{V^+} \right) \quad \dots 3.3.I$$

3.3.3 ACONDICIONAMIENTO DE SALIDAS DEL C.I. 566.

Como se pudo ver en las gráficas de las salidas en la fig. 3.3-5, la salida V_{OR} al igual que la señal del pin 4 salen con un offset de voltaje de C.D.. Para obtener la salida rampa a nivel de tierra proponemos la siguiente configuración :

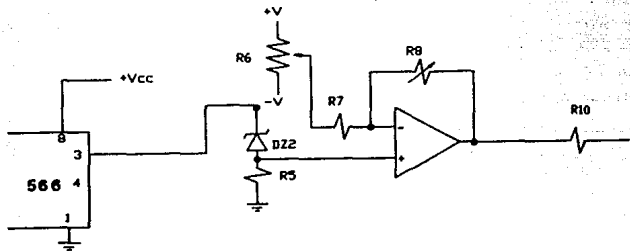


Fig. 3.3-6 Acondicionamiento de la salida V_{OR} .

El diodo zener DZ2 le quitara en su mayor parte la componente de C.D. y entregara a un no-inversor con ajuste de balance, una señal con muy poca componente de directa para su afinación final y amplificación correspondiente.

En lo que respecta a la salida del pin 4, observamos que posee casi la misma frecuencia que la señal rampa, la cual puede ser utilizada para leer la frecuencia de la rampa a través del frecuencímetro que se propone para el aparato. Como ésta señal sale también con un offset de voltaje de C.D. , podemos recortarla eliminando una cantidad de C.D. y dejándola de amplitud tal que sea compatible con los niveles lógicos TTL del frecuencímetro. El ancho de estos pulsos tan pequeños son susceptibles de ser leídos por las compuertas de lógica TTL.

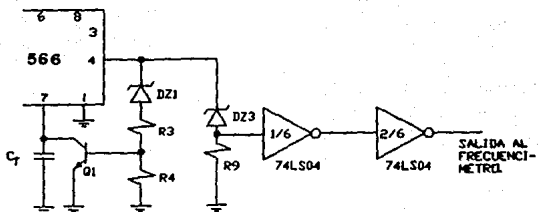


Fig. 3.3-7 Acondicionamiento de salida para medición de frecuencia.

3.3.4. GENERACION PROGRAMADA DE RAMPAS

Experimentalmente se comprobó que el circuito generador de rampa, tiene un tiempo de recuperación para volver a la oscilación durante la conmutación de su suministro de voltaje ó la descarga forzada de su capacitor C_T muy lenta, de manera que imposibilita realizar operaciones de conmutación como las mencionadas anteriormente, durante tiempos de duración muy pequeños.

Por estos motivos proponemos la generación continua de la señal rampa y su programación de otra manera. En principio notamos que debemos generar el tren de rampas empezando desde el inicio de una de ellas, además debemos dejar pasar ciclos de rampas unicamente durante el tiempo que tarde el pulso de tren para posteriormente anular dicha salida y referiría a tierra.

Para éste caso nosotros establecemos el arreglo general siguiente:

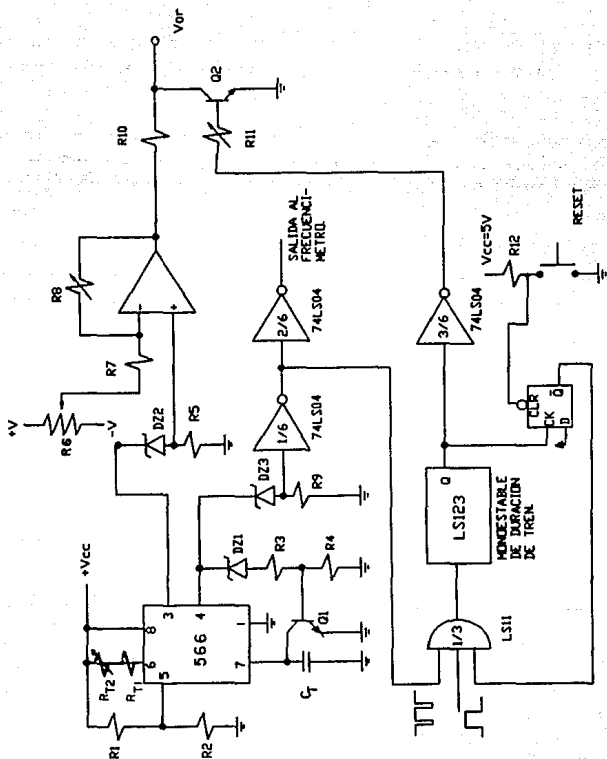
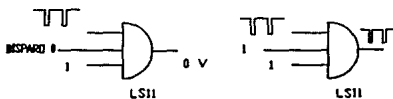


Fig. 3.3-8 Generacion de trenes de rampas.

La manera de programar la duración del tren de rampas es como se describe en seguida. La cuestión radica en dejar pasar ciclos rampa durante el tiempo en que se presente el intervalo del pulso de tren, cuidando que el comienzo de la rampa coincida con el comienzo del inicio del pulso de tren. Por lo tanto se entiende que no habrá salida de ciclos rampa a menos que se presente el pulso de tren previamente programado.

Se empieza por establecer el circuito que permita hacer coincidir la subida de algún ciclo rampa con el inicio del pulso de tren, haciendo esto a través de una compuerta AND donde multiplicaremos la señal de disparo, la señal generada en el pin 4 acondicionada e invertida por una compuerta inversora, y una señal proveniente de \bar{Q} del flip-flop D que servirá de bloqueo una vez que ha terminado el pulso del tren.

Si analizamos el circuito para condiciones iniciales y notamos que el monoestable M4 no puede ser disparado (configurando éste para disparar por flanco de subida) a través de la compuerta AND, también que la señal \bar{Q} del flip-flop D está en el estado lógico 1, siendo que cuando apliquemos un pulso de disparo a través de la compuerta AND permitiremos que la señal proveniente del pin 4 pase y dispare el monoestable M4 por algún flanco de subida que coincide con el comienzo del ciclo rampa correspondiente.



Disparo No-aplicado

Disparo aplicado

Fig. 3.3-9

Una vez que el monoestable M4 ha sido disparado, tenemos que tomar la precaución de que al terminar la duración del pulso de tren el monoestable M4 no sea nuevamente disparado. Para lo cual utilizamos el flip-flop tipo D, pues se observa que al terminar el pulso de tren, en su flanco de bajada se aplique una señal de reloj al flip-flop y éste cargue inmediatamente un uno y la salida \bar{Q} sea consecuentemente llevada a "0" bloqueando las señales de disparo y la señal del pin 4 ya acondicionada.

Se observa además que cada vez que se dispare el monoestable M4 y se genere un pulso de tren es necesario aplicar un reset al flip-flop D para comenzar con condiciones iniciales.

Finalmente describimos la manera de anular la señal rampa cuando no hay pulso de tren en alto. Esto se soluciona agregando al final del Amp Op no-inversor un arreglo con transistor el cual será saturado por la señal del pulso de tren invertida como se muestra en la fig. 3.3-9 cuando no halla pulso de tren programado, quedando prácticamente la salida a nivel de tierra.

3.3.5 CALCULO DEL GENERADOR PROGRAMABLE DE RAMPAS.

Como primer paso será el calcular los componentes R_T y C_T para así cumplir con el rango de frecuencia, basándonos en la fórmula siguiente :

$$f_{or} = \frac{4}{R_T * C_T} \left(\frac{V^+ - V_c}{V^+} \right)$$

Para garantizar el límite inferior y superior de cada rango, será indispensable dividir en dos la resistencia R_T , de tal manera que ahora $R_T = R_{T1} + R_{T2}$, de aquí que una de ellas será fija y la otra variable .

La obtención de frecuencia $50 \text{ Hz} \leq f_{\text{or}} \leq 5000 \text{ Hz}$, da lugar a establecer dos rangos variantes por década como sigue;

$$\text{Rango 1} \quad . . \quad 500 \text{ Hz} \leq f_{\text{or}} \leq 5000 \text{ Hz}$$

$$\text{Rango 2} \quad . . \quad 50 \text{ Hz} \leq f_{\text{or}} \leq 500 \text{ Hz}$$

Otro punto a resolver concerniente a esto es fijar el valor del voltaje V_c a través de las resistencias R_1 y R_2 pues sabemos que V_c debe estar entre $0.75 V^+$ a V^+ , por tanto si tomamos el valor intermedio de este intervalo tenemos que $V_c = 0.875 V^+$

Así;

$$V_c = \frac{R_2}{R_1 + R_2} * V^+ = 0.875 V^+$$

Si suponemos para R_2 un valor arbitrario de $10 \text{ K}\Omega$ tenemos;

$$\frac{10 \text{ K}\Omega}{R_1 + 10 \text{ K}\Omega} = 0.875$$

Donde :

$$R_1 = \frac{10 \text{ K}\Omega}{0.875} - 10 \text{ K}\Omega = 1.43 \text{ K}\Omega$$

Siendo $R_1 = 1.5 \text{ K}\Omega$ valor comercial.

Verificando V_c y substituyendo en la ecuación de frecuencia (3.3.I) queda;

$$V_c = \frac{10 \text{ K}\Omega}{10 \text{ K}\Omega + 1.5 \text{ K}\Omega} * 15 \text{ volts} = 13.043 \text{ volts}$$

$$F = \frac{4}{(R_{T1} + R_{T2}) C_T} \times \left(\frac{15 - 13.043}{15} \right)$$

$$F = \frac{0.521}{(R_{T1} + R_{T2}) * C_T} \dots\dots\dots 3.3.II$$

Ahora, si asignamos a R_{T2} como resistencia variable podemos establecerla como un potenciómetro lineal de 25 k Ω comercialmente disponible y que cae dentro del rango de R_T dado anteriormente.

A partir de aquí podemos establecer un par de ecuaciones las cuales nos ayudaran a encontrar los valores de C_T y R_{T1} , para los rangos de frecuencia requeridos ;

$$5000 = \frac{0.521}{R_{T1} * C_T} \dots\dots\dots 3.3.III$$

$$500 = \frac{0.521}{(R_{T1} + 25 \text{ k}\Omega) * C_T} \dots\dots\dots 3.3.IV$$

Despejando R_{T1} de (3.3.III) tenemos;

$$R_{T1} = \frac{0.521}{5000 * C_T}$$

$$(R_{T1} + 25 \text{ k}\Omega) * C_T = \frac{0.521}{5000}$$

$$R_{T1} * C_T + 25 \text{ K}\Omega * C_T = \frac{0.521}{5000 * C_T}$$

y substituyendo en la expresi3n anterior;

$$C_T = \frac{1}{25 \text{ K}\Omega} * \left(\frac{0.521}{500} - \frac{0.521}{5000} \right)$$

$$C_T = 0.0375 \mu\text{F}$$

Comercialmente posible de obtener con $C_T = 0.033\mu\text{f} + 0.0047\mu\text{f}$.

Asi mismo ;

$$R_{T1} = \frac{0.521}{5000 * (0.0377\mu\text{f})} = 2.76 \text{ K}\Omega$$

Quedando los rangos como ;

$$F_{\text{or max}} = \frac{0.521}{(2.76\text{K}\Omega * (0.0377\mu\text{f}))} = 5000 \text{ Hz}$$

Rango 1

$$F_{\text{or max}} = \frac{0.521}{(2.76\text{K}\Omega + 25\text{K}\Omega) * (0.0377\mu\text{f})} = 499 \text{ Hz}$$

Y para el segundo rango unicamente aumentamos la capacitancia por diez quedando como sigue;

$$F_{\text{or max}} = \frac{0.521}{(2.76 \text{ K}\Omega * (0.377 \mu\text{f}))} = 500 \text{ Hz}$$

Rango 2

$$F_{\text{Or max}} = \frac{0.521}{(27.36 \text{ K}\Omega) * (0.377 \mu\text{f})} = 50 \text{ Hz}$$

Cálculo de R_3, R_4, Q_1 y D_{Z1} para generar la salida rampa positiva.

Haciendo referencia a la fig. 3.3-5b y recordando lo expuesto en la sección anterior respecto a ella, la señal de salida proveniente del pin (4) del CI 555 deberá adecuarse para saturar al transistor Q_1 . Notamos que es necesario recortar esta señal, la cuál posee un offset de voltaje de C.D. grande.

El recorte de la señal se realiza por medio de un diodo zener (D_{Z1}), considerando que si se recortan 10 volts quedará una señal de 4 volts de amplitud suficiente para nuestros requerimientos, eligiendo esta amplitud en forma arbitraria, en la fig. siguiente se ilustra lo anterior;

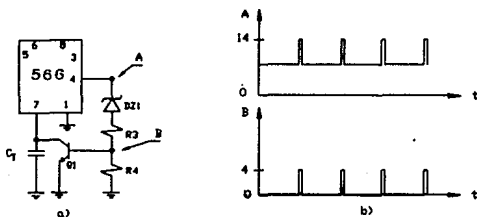


Fig. 3.3-10

La señal que se muestra en la fig. 3.3-10b leída del punto B es la que se aplicará a la base del transistor Q_1 a través de un divisor de tensión para graduar la tensión necesaria que provoque la saturación del transistor, el cual tiene las siguientes características :

BC109: $\beta = 200$, $I_{Cmax} = 0.8 \text{ Amp.}$, $V_{CE} = 40 \text{ volts}$

si establecemos una corriente de 0.5 mA a la salida del pin 4 para que circule por el diodo zener DZ1, y considerando que $I_{DZ1} = 0.5 \text{ mA} \gg I_B$ podemos suponer que I_{DZ} circulará casi toda por R_1 y R_2 . De ésta consideración podemos calcular el valor de éstas resistencias , a partir de que el voltaje que las alimentara serán pulsos de aproximadamente 4 volts de amplitud.

$$R_1 + R_2 = \frac{4 \text{ volts}}{0.5 \text{ mA}} = 8 \text{ K}\Omega$$

Pudiendo finalmente dar los valores de $R_1 = 3.3 \text{ K}\Omega$ y $R_2 = 0-4.7 \text{ k}\Omega$ comercialmente disponibles.

El acondicionamiento de la señal proveniente del pin(4) del CI 566 para su lectura por el frecuencímetro, se llevará a cabo en forma similar a lo anterior. Si elegimos un arreglo de diodo zener en serie con una resistencia como se muestra en la fig.3.3-7 para recortar la señal ,podemos establecer a $DZ2=9.1 \text{ V}$ para así tener la señal recortada con pulsos de amplitudes de 4.9 volts correspondientes a los niveles lógicos TTL , y así pasar la señal resultante a través de 2 compuertas inversoras para preparar la señal adecuadamente para su lectura.

Si elegimos una corriente de 0.5 mA a través del arreglo podemos calcular la resistencia como :

$$R_g = \frac{4.9 \text{ volts}}{0.5 \text{ mA}} = 9.8 \text{ K}\Omega$$

Dejando a $R_g=10 \text{ K}\Omega$ valor comercial.

El cálculo de los componentes del arreglo mostrado en la fig. 3.3-8 es como sigue; se elige una demanda de corriente al pin 3 del CI 566, a través del arreglo diodo zener-resistencia de 0.5 mA observando además que la salida rampa tiene un offset de aproximadamente 33% de V^+ , podemos elegir un diodo zener de 4.7 volts, de valor comercial y suficiente para eliminar esta componente de C.D.

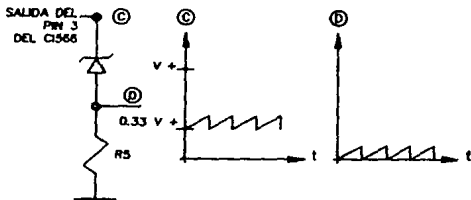


Fig. 3.3-11

En la fig. 3.3-11 se muestra la onda resultante a través de la resistencia R_5 . Donde su valor es fácilmente calculable. De la tabla 3.3-1 se obtiene que el nivel de salida típica de la onda triangular que para nosotros será la amplitud de la señal rampa es de 2.4 volts por lo que ;

$$R_5 = \frac{2.4 \text{ volts}}{0.5 \text{ mA}} = 4.8 \text{ K}\Omega$$

Dejando su valor en $R_5=4.7 \text{ K}\Omega$ valor comercial.

Por lo que respecta al cálculo del amplificador no-inversor es siguiendo la misma filosofía que en los diseños anteriores, lograr la amplitud máxima de la señal rampa para su posible utilización y ajuste en etapas posteriores.

Si elegimos para R_7 un valor de $10\text{K}\Omega$, y sabiendo la amplitud máxima de la señal de entrada $V_{in} = 2.4\text{ Vp}$, podemos calcular fácilmente el valor de R_8 sabiendo que se tendrá una amplitud máxima de $V_{cc} = +15\text{ V}$. Así, a través de su función de transferencia tenemos;

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{R_8}{R_7} + 1$$

$$\frac{15}{2.4} = \frac{R_8}{10\text{ K}\Omega} + 1$$

$$R_8 = \left(\frac{15}{2.4} - 1 \right) \times 10\text{K}\Omega = 52.5\text{ K}\Omega$$

Dejando a $R_8 = 0 \rightarrow 50\text{ K}\Omega$ valor comercial de potenciómetros preajustables tipo "PRESET".

También acondicionamos al amplificador no-inversor con un arreglo para corrección de offset de voltaje como el mostrado en la fig. 3.1-27b.

Finalmente se calcula el arreglo que se agrega a la salida del amplificador no-inversor para la generación programada de rampas explicado anteriormente.

Según se analizó, el transistor Q_2 estará saturado continuamente siempre que no haya pulso de tren, el cual conmutará al transistor al estado de corte para dejar pasar la salida rampa hacia el amplificador posterior.

Si ilustramos los dos estados del transistor tendremos lo siguiente:

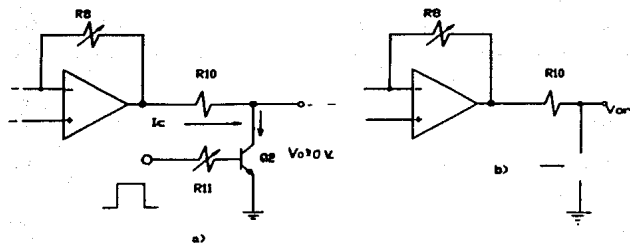


Fig 3.3-12 a) Operación con Q_2 saturado. b) Operación con Q_2 cortado.

Como vemos para el estado saturado de Q_2 la salida V_{or} es prácticamente 0 volts, es decir es anulada completamente.

Podemos establecer que la corriente de colector I_c de Q_2 cuando éste está en estado de saturación sea de 2 mA y suponiendo que se tendrá el valor máximo de V_{or} en 15V_p y 15 KHz.

$$\begin{aligned}
 V_{or} \text{ (medio)} &= \frac{1}{T} \int_0^T V_{or}(t) dt = \frac{1}{0.2 \times 10^{-3}} \int_0^{0.2 \times 10^{-3}} \left(\frac{0.2 \times 10^{-3} \cdot 15}{0.2 \times 10^{-3}} \cdot t \right) dt \\
 &= \frac{75000}{0.2 \times 10^{-3}} \int_0^{0.2 \times 10^{-3}} t dt = \frac{75000}{0.2 \times 10^{-3}} \cdot \frac{t^2}{2} \Big|_0^{0.2 \times 10^{-3}} \\
 &= \frac{75000}{0.2 \times 10^{-3}} \cdot \frac{(0.2 \times 10^{-3})^2}{2} = 7.5 \text{ volts}
 \end{aligned}$$

Por lo que ;

$$R_{10} = \frac{V_{or(\text{medio})} - V_{ce \text{ sat}}}{I_c} = \frac{7.5 - 0.25}{2 \text{ mA}} = 3.6 \text{ K}\Omega$$

3.4.0 GENERADOR DE VOLTAJE C.D.

La implementación de este circuito es muy sencilla, tomando en cuenta que la amplitud de la señal de salida se puede variar con el control de ganancia del amplificador. Para lo cual, únicamente se aplicará la señal de C.D. a la entrada del amplificador.

La manera más sencilla de hacer esto es, echando mano de los amplificadores operacionales en una de sus configuraciones llamadas SEGUIDOR DE VOLTAJE UNITARIO, proporcionando a la entrada de éste un voltaje de C.D., obtenido por un divisor de voltaje, a través de un potenciómetro para poder ajustar la tensión de entrada como se muestra en la fig. 3.4-1.

El objetivo de utilizar esta configuración es que el seguidor de voltaje unitario sirva como acoplamiento entre el divisor de tensión y la entrada del amplificador.

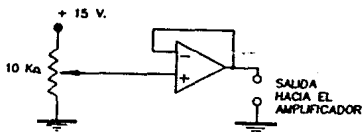


Fig. 3.4-1 Seguidor de voltaje unitario.

3.5.0 DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE SEÑALES.

3.5.1 CRITERIOS DE DISEÑO Y CONFIGURACION BASICA.

Una de las principales aplicaciones de los dispositivos electrónicos, es el amplificador de señales, empleada principalmente para elevar el nivel de una fuente o generador de señales de tal manera, que tenga la potencia necesaria para operar satisfactoriamente sobre una carga, conectada a la salida del amplificador.

En la mayoría de las aplicaciones de los dispositivos electrónicos como amplificadores, se requiere más de una etapa de amplificación. Se considera una etapa de amplificación aquella que emplea un solo dispositivo activo para tal propósito.

La necesidad de emplear varios dispositivos activos surge del problema que plantea el requerimiento de la carga del amplificador en cuanto a la potencia requerida para operar en condiciones satisfactorias, o bien, para procesar señales eléctricas de alguna manera muy particular, requiriéndose para tal procesamiento, más de un dispositivo activo.

El criterio de diseño del amplificador de señales que requiere el estimulador electrónico programable, se fundamenta en la necesidad de procesar señales eléctricas de muy diversas formas y rangos. Las cuales se resumen por medio de la tabla 3.5.1, todas ellas generables por el estimulador .

Se ha supuesto que la reactancia de un capacitor de acoplamiento o de paso es despreciable. Esto es cierto siempre y cuando la frecuencia sea muy alta (rango de frecuencias medias y altas). Sin embargo existen frecuencias a las cuales la reactancia






SEÑALES	DURACION		FRECUENCIA (HZ)		AMPLITUD (VOLTS)	
	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX
	$10 \mu\text{S} < \textcircled{1} < 10 \mu\text{S}$		0.1	1000	+1	+70
	$10 \mu\text{S} < \textcircled{1} < 10 \mu\text{S}$	$10 \mu\text{S} < \textcircled{2} < 10 \mu\text{S}$	0.1	1000	± 1	± 70
			1	10000	± 1	± 70
			50	5000	+1	+70
C.D. 					+1	+70

Tabla 3.5.1. Parámetros y formas de onda de las señales.

de dichos capacitores no es despreciable. Por definición, a ese rango de frecuencias se le conoce como rango de frecuencias bajas. Por lo que para aplicaciones a muy baja frecuencia es necesario un amplificador a C.D. o directamente acoplado, el cual puede formarse al alternar transistores npn y pnp.

En base a este primer criterio se propone la configuración básica mostrada en la fig. 3.5-1.

Otro criterio importante a considerar es la rapidez de cambio del amplificador, entendiéndose esto como a la rapidez con que el

voltaje de salida del amplificador alcanza el voltaje de alimentación cuando todas o algunas etapas del mismo están en corte o saturación. Cuestión que en nuestro caso se evitara, trabajando a los dispositivos dentro de una región lineal.

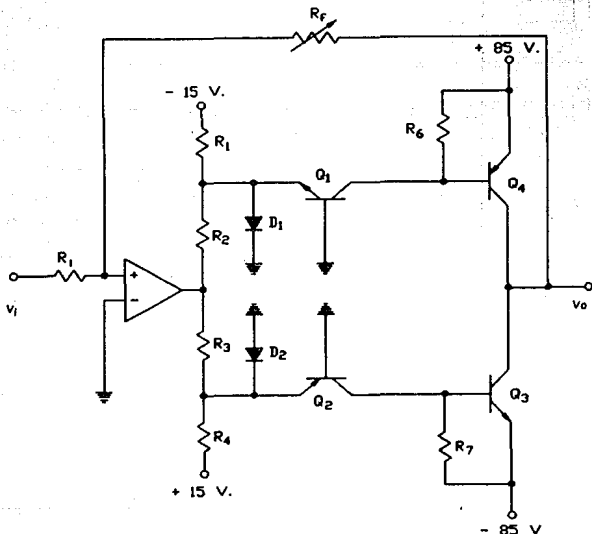


Fig. 3.5-1 Configuración básica propuesta.

Generalmente, rapidez de cambio se expresa en volts/ μ S. Esta rapidez de cambio se vuelve importante cuando se aplican pulsos rectangulares con tiempos de subida muy rápidos a la entrada de un amplificador que tiene una ganancia en lazo abierto muy grande, como es el caso de un amplificador operacional, pero que tiene un factor de retroalimentación muy alto que reduce la ganancia a un

valor mínimo. Por lo tanto se deduce que la rapidez de cambio es un parámetro importante en el diseño de amplificadores.

Aspecto que en primera instancia se pretende aliviar utilizando componentes adecuados, como son transistores de alta velocidad de conmutación y amplificadores operacionales de rápido sesgo (Slew Rate).

De la configuración básica es posible deducir un parámetro importante de los transistores que se usaran, siendo éste el voltaje colector-emisor de ruptura (BV_{ce}), en la figura 3.5-1 se puede observar un acoplamiento por colector de dos transistores complementarios, en ésta configuración al estar operando alternativamente, uno de ellos estará cerca del estado de corte mientras que el otro estara cerca del estado de saturación, para un caso extremo. Esto establece la siguiente condición: $BV_{ce} > 2V_{cc}$.

En base a éstas consideraciones, podemos tentativamente elegir los dispositivos activos involucrados en el amplificador, que posteriormente y a través del análisis se verificará si su operación es satisfactoria para nuestros propósitos. Por lo que a continuación enlistaremos las características de estos dispositivos.

TRANSISTORES:

- * Par complementario MJE340 y MJE350, npn y pnp respectivamente, de alta velocidad de conmutación.
- * $BV_{ce} = 300$ V.
- * $BV_{cb} = 300$ V.
- * $BV_{eb} = 3$ V.
- * $\beta_{TYP.} = 80$
- * $P_D = 20$ W.
- * $I_{c_{max}} = 0.5$ A.
- * $F_T = 10$ MHz.
- * $V_{eb_{(ON)}} \sim 0.65$ V. @ $I_c \sim 0.8$ mA. (Data experimental)

El amplificador operacional será el CI LF356, de alta velocidad, cuyas características fueron mencionadas en la sección 3.1.7.

5.3.2 ANALISIS Y CALCULO DE LA CONFIGURACION BASICA.

Comenzaremos definiendo al arreglo de transistores mostrado en la figura 3.5-2 así como su sección complementaria, como Etapa de Acoplamiento de Alta Ganancia. De la cual se puede observar que ambas secciones son idénticas pero complementarias, y que por lo mismo trabajarán alternativamente cada una en medio ciclo de la señal de entrada. La etapa formada por los transistores Q1 y Q4 trabajan para el semiciclo negativo, así como la etapa formada por los transistores Q2 y Q3 trabajan para el semiciclo positivo. Por éste motivo es de entenderse que analizando y calculando los componentes de una sola etapa, cualquiera que sea, es aplicable para la otra etapa.

Los diodos D1 y D2 mostrados en la configuración básica, están en el circuito para proteger a las bases contra una excesiva polarización inversa, y que para fines de análisis se pueden omitir.

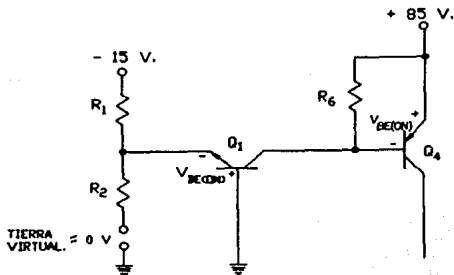


Fig. 3.5-2 Etapa de Acoplamiento y Alta Ganancia.

El primer análisis se realizará para C.D., es decir para condiciones de reposo. En nuestro caso estableceremos que las corrientes de operación sean las mínimas que mantengan a los transistores encendidos cerca de su estado de corte.

La corriente de colector necesaria para polarizar la juntura Base-Emissor y considerarla encendida, fue obtenida experimentalmente y es la que se considerara en el análisis.

En la condición de reposo (sin señal de entrada), podemos establecer una tierra virtual a la salida del Amplificador Operacional suponiendo que el voltaje de salida es cercano a cero. De ésta manera podemos analizar primeramente la malla de entrada de la sección anterior, para calcular sus componentes resistivos mostrados en la figura 3.5-3.

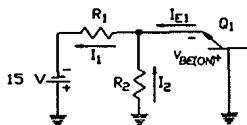


Fig. 3.5-3 Malla de entrada.

$$I_1 = I_{E1} + I_2 \quad \text{Ec. 3.5-I}$$

$$I_2 R_2 = V_{be(ON)1} \quad \text{Ec. 3.5-II}$$

$$-V_{be(ON)1} = I_1 R_1 - 15 \quad \text{Ec. 3.5-III}$$

Observese en la fig. 3.5-2 que la corriente de colector del Q1 es la corriente de base del transistor Q4, además que la impedancia de entrada del base comun es mucho menor, siendo la ganancia de

voltaje de este arreglo mayor que un amplificador Darlington. Considerando que la impedancia de entrada es muy baja, podemos establecer un valor para R_2 y aproximar Z_i a esta resistencia elevando dicha impedancia, que representa carga a la salida del amplificador operacional, así $R_2 = 10 \text{ K}\Omega$.

En base a lo anterior y considerando que $I_c \approx I_e$, podemos obtener utilizando la ec. 3.5-II lo siguiente;

$$I_2 = \frac{V_{be(ON)1}}{R_2} = \frac{0.65 \text{ V}}{10 \text{ K}\Omega} = 0.065 \text{ mA}$$

De la ec. 3.5-I tenemos;

$$I_1 = 0.8 \text{ mA} + 0.065 \text{ mA} = 0.865 \text{ mA.}$$

Despejando R_1 de la ec. 3.5-III, y sustituyendo valores, obtenemos;

$$R_1 = \frac{15 - 0.65}{0.865 \text{ mA}} = 16.5 \text{ K}\Omega$$

$$R_1 = 15 \text{ K}\Omega \quad \text{Valor comercial.}$$

Analizando ahora la malla de salida, mostrada en la fig. 3.5-4 podemos realizar un análisis parecido al anterior.

$$I_{c1} = I_{Rd} + I_{B4} \quad \text{Ec. 3.5-IV}$$

$$I_{Rd} R_d = V_{be(ON)4} \quad \text{Ec. 3.5-V}$$

Considerando lo siguiente tenemos;

$$I_{E1} \approx I_{C1} \quad \text{Por lo que: } I_{B4} = \frac{I_{E4}}{\beta} = \frac{0.8 \text{ mA}}{80} = 10 \mu\text{A}$$

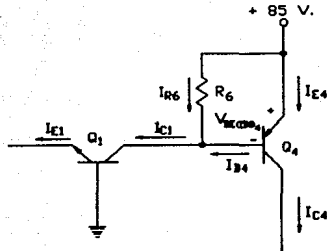


Fig. 3.5-4 Malla de salida.

$$I_{R6} = I_{C1} - I_{B2} = 0.8 \text{ mA} - 0.01 \text{ mA} = 0.79 \text{ mA}$$

Despejando R_6 de la ec. 3.5-V obtenemos;

$$R_6 = \frac{0.65 \text{ v}}{0.79 \text{ mA}} = 822.7 \Omega$$

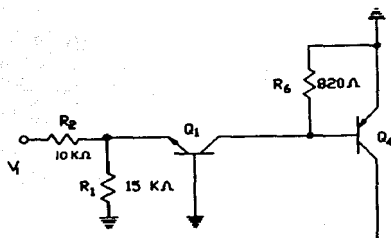
$$R_6 = 820 \Omega \quad \text{Valor comercial.}$$

Observese que el potencial de C.D. en la salida, es igual a cero cuando el potencial de C.D. en la entrada es cero, siendo esto una ventaja considerable.

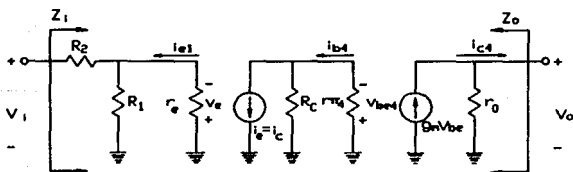
Los niveles C.D. fueron simplemente importantes para determinar el punto "q" adecuado de operación. Enseguida se realizara un análisis en señal pequeña o C.A., y puesto que estamos interesados solamente en la respuesta C.A. del circuito, todas las

fuentes de suministro C.D. pueden remplazarse con un potencial cero equivalente (corto circuito), puesto que ellas determinan solamente el nivel en reposo o C.D. del voltaje de salida y no la magnitud de la excursión de la salida C.A..

En la figura siguiente 3.5-5 (a) se muestran aplicadas las consideraciones anteriores, y en la 3.5-5 (b) se remplazan los transistores por su modelo π equivalente aproximado.



(a)



(b)

Fig. 3.5-5 (a) circuito en condiciones de C.A.
(b) modelo π , equivalente aproximado.

$$V_e = - \frac{V_i R_1 // r_e}{R_2 + R_1 // r_e} \quad \text{Así que:} \quad I_e = - \frac{V_i R_1 // r_e}{(R_2 + R_1 // r_e) r_e}$$

$$V_{be4} = I_e R_c // r_{\pi4}$$

Sustituyendo I_e en la ecuación anterior tenemos;

$$V_{be4} = - \frac{V_i (R_1 // r_e) (R_c // r_{\pi4})}{(R_2 + R_1 // r_e) r_e}$$

$$\frac{V_{be4}}{V_i} = - \frac{(R_1 // r_e) (R_c // r_{\pi4})}{(R_2 + R_1 // r_e) r_e}$$

$$V_o = g_{m4} V_{be4} r_o$$

$$\frac{V_o}{V_{be4}} = g_{m4} r_o$$

$$A_v = \frac{V_{be4}}{V_i} \frac{V_o}{V_{be4}} = \frac{V_o}{V_i} \quad \text{por lo que sustituyendo expresiones;}$$

$$A_v = - \frac{(R_1 // r_e) (R_c // r_{\pi4}) g_{m4} r_o}{(R_2 + R_1 // r_e) r_e}$$

$$Z_i = R_2 + R_1 // r_e$$

$$Z_o = r_o$$

$$\text{Donde:} \quad r_e = \frac{V_{T1}}{I_{E1}} \quad ; \quad V_T = 26 \text{ mV (Voltaje térmico)}$$

$$r_o = \frac{V_{A4}}{I_{c4}} ; V_{A4} = 100 \text{ V (Voltaje de early)}$$

$$g_{m4} = \frac{I_{c4}}{V_T} \quad (\text{Transconductancia})$$

$$r_{\pi 4} = \beta \frac{V_T}{I_{c4}} = \frac{\beta}{g_{m4}}$$

Sustituyendo valores en cada expresión para obtener A_v , Z_i y Z_o tenemos (considerando que $I_c \approx I_E$):

$$r_o = \frac{26 \text{ mV}}{0.8 \text{ mA}} = 32.5 \Omega ; \quad r_{\pi 4} = 80 \frac{26 \text{ mV}}{0.8 \text{ mA}} = 2.6 \text{ K}\Omega$$

$$g_{m4} = \frac{0.8 \text{ mA}}{26 \text{ mV}} = 30.76 \text{ mhos} ; \quad r_o = \frac{100 \text{ V}}{0.8 \text{ mA}} = 125 \text{ K}\Omega$$

$$A_v = - \frac{(15 \text{ K}\Omega // 32.5 \Omega) (820 \Omega // 2.6 \text{ K}\Omega) (30.76 \times 10^{-3}) (125 \text{ K}\Omega)}{(10 \text{ K}\Omega + 15 \text{ K}\Omega // 32.5 \Omega) 32.5 \Omega}$$

$$A_v = - 240$$

$$Z_i = 10 \text{ K}\Omega + 15 \text{ K}\Omega // 32.5 \Omega = 10.03 \text{ K}\Omega$$

$$Z_o = r_o = 125 \text{ K}\Omega \quad \text{Valor que se ve disminuido considerablemente al considerar una } R_L \text{ en } Q_4.$$

Como puede observarse en las expresiones anteriores, tenemos una etapa de ganancia considerablemente alta, vease también que la ganancia de voltaje aumenta en la misma relación en que disminuye la resistencia de entrada. La impedancia de entrada establecida por la resistencia R_z , se puede considerar grande.

La mayoría de los amplificadores prácticos, requieren una ganancia mayor de la que se obtiene con una sola etapa. Por consiguiente, es común alimentar la salida de una etapa amplificadora a la entrada de la siguiente (como se muestra en la figura 3.5-6), donde podemos considerar al amplificador operacional como una etapa y la etapa amplificadora siguiente como otra. Cuando se conectan amplificadores de esta forma, reciben el nombre de amplificadores en cascada o amplificadores de varias etapas.

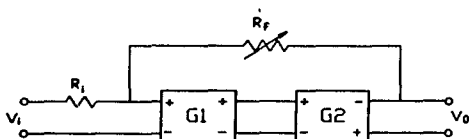


Fig. 3.5-6 Consideración de etapas.

La mayor parte de las etapas amplificadoras en cascada, se utilizan para obtener ya sea una ganancia de voltaje o una ganancia de corriente. Si se requiere una ganancia de voltaje, se puede calcular la ganancia total del amplificador, como el producto de las ganancias individuales de cada etapa. Si consideramos la ganancia del AmpOP como G_1 y la etapa siguiente como G_2 , la ganancia total de voltaje de estas dos etapas será $A_v = G_1 G_2$, siendo representadas por un equivalente como se muestra en la fig. 3.5-7.

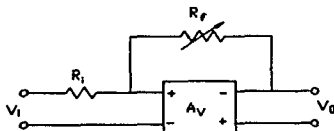


Fig. 3.5-7 Etapa equivalente de ganancia total $A_v = G_1 G_2$.

Aquí las entradas se han marcado con más (+) y menos (-) para indicar las entradas y salidas que no invierten y que invierten, respectivamente. La conexión circuital de la configuración básica se muestra en la figura anterior. Y en la figura 3.5-8 siguiente es remplazado por un circuito equivalente de resistencia de entrada Z_i , y una fuente de voltaje de salida y una resistencia. Se considera una resistencia de entrada infinita ($Z_i \approx \infty$), la resistencia de salida pequeña ($Z_o \approx 0$), y una ganancia de voltaje muy grande $A_v \gg 1$.

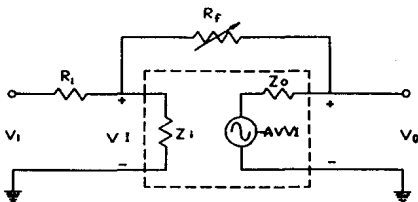


Fig. 3.5-8 Circuito equivalente aproximado.

Aplicando estos criterios al circuito anterior podemos suponer un circuito equivalente ideal y simplificado, donde también la polaridad inversa de salida mostrada en la figura 3.5-7, se puede remplazar por una salida de polaridad positiva, absorbiendo un signo menos (-) la fuente de voltaje de salida como se muestra en la figura 3.5-9 siguiente.

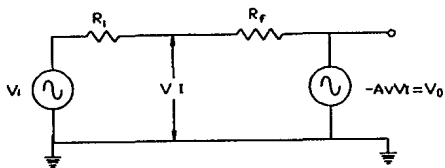


Fig. 3.5-9 Circuito equivalente ideal.

utilizando superposición podemos obtener el voltaje V_i en términos de las componentes debido a cada una de sus fuentes. Para la fuente V_i solamente, ($-A_v V_i$ colocado en cero).

$$V_{i1} = \frac{R_f}{R_i + R_f} V_i$$

Para la fuente $-A_v V_i$ solamente (V_i tomado como cero);

$$V_{i2} = \frac{R_i}{R_i + R_f} (-A_v V_i)$$

El voltaje total de V_i es entonces;

$$V_i = V_{i1} + V_{i2} = \frac{R_f}{R_i + R_f} V_i + \frac{R_i}{R_i + R_f} (-A_v V_i)$$

Que puede despejarse en V_i como:

$$V_i = \frac{R_f}{R_f + (1 + A_v) R_i} V_i$$

Si $A_v \gg 1$ y $A_v R_i \gg R_f$ tenemos: $V_i = \frac{R_f}{A_v R_i} V_i$

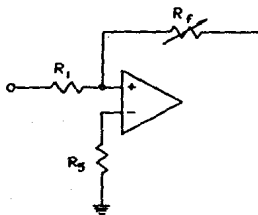
Despejando V_o/V_i tenemos;

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{A_v V_i}{V_i} = - \frac{A_v R_f V_i}{V_i A_v R_i} = - \frac{R_f}{R_i}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_f}{R_i}$$

Expresión que finalmente es la ganancia en lazo cerrado de la configuración básica mostrada en la figura 3.5-1. De la cual establecemos los valores $R_f = 0-100\text{ K}\Omega$ y $R_1 = 10\text{ K}\Omega$, las cuales nos dan una ganancia máxima de 10. que es suficiente para nuestros propósitos.

Debido a un balance imperfecto en la entrada del amplificador diferencial (interno del AmpOp) se presenta un desplazamiento de voltaje pequeño, pero éste voltaje puede minimizarse con un balance apropiado de la resistencia del circuito de entrada. En nuestro caso, la resistencia R_s (mostrada en la figura 3.5-10) debe ser igual a la resistencia (externa) a C.D. total ($R_s \approx R_f/R_1$), desde la entrada no inversora a tierra para tener un desplazamiento de voltaje mínimo.



$$R_s \approx 100\text{ K}\Omega / 10\text{ K}\Omega$$

$$R_s \approx 9.1\text{ K}\Omega$$

$$R_s = 10\text{ K}\Omega \text{ Valor Comercial.}$$

Fig. 3.5-10 Balance para mínimo desplazamiento de voltaje.

5.3.3 DISEÑO DE ETAPA DE POTENCIA COMO MANEJADORA DE IMPEDANCIA DE SALIDA.

A través de ésta etapa podemos conseguir dar potencia a la señal de salida, además de que es posible manejar una baja o alta impedancia de salida, aspecto importante e indispensable dentro del estimulador electrónico. El requerimiento de éste cambio de impedancia se fundamenta en el teorema de Máxima Transferencia de Potencia, el cual se desarrolla brevemente.

Quando una fuente con fuerza electromotriz constante E (fig. 3.5-11) alimente una carga de impedancia Z_L a través de un valor fijo de impedancia serie Z_S (que puede incluir la impedancia interna de la fuente), la carga estará recibiendo la potencia máxima si su impedancia es la conjugada de Z_S .

Si Z_S fuese una resistencia pura, Z_L tendría que ser una resistencia igual para recibir la potencia máxima. Si Z_S fuese algo inductiva, Z_L necesitaría ser algo capacitiva, siendo sus reactancias respectivamente iguales y opuestas. Esto es, para la transferencia de potencia máxima;

$$Z_L = Z_S^* \qquad R_L = R_S \qquad X_L = -X_S$$

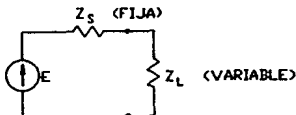


Fig. 3.5-11

Si consideramos a Z_L y Z_S puramente resistivas tenemos que la potencia en la carga es:

$$P = I^2 R_L = \frac{E^2}{R_s + R_L} \cdot R_L = \frac{E^2 R_L}{(R_s + R_L)^2}$$

Para encontrar el valor de R_L que da la máxima P , se diferencia y se iguala la derivada a cero;

$$\frac{dP}{dR_L} = \frac{E^2 2R_L}{(R_s + R_L)^3} - \frac{E^2}{(R_s + R_L)^2} = 0$$

$$\frac{E^2 2R_L - E^2 (R_s + R_L)}{(R_s + R_L)^3} = 0$$

$$E^2 (2R_L - R_s - R_L) = 0$$

$$2R_L = R_s + R_L$$

$$R_L = R_s$$

Ec. 3.5-VI

La máxima potencia hacia la carga se obtiene, por tanto, por las condiciones de la ecuación anterior (3.5-VI). Tal carga recibe la mitad de la potencia de salida de la fuente, disipándose la otra mitad en la resistencia R_s .

Por el teorema de Thévenin, la fuente E y la impedancia de la fuente R_s puede ser el equivalente de una red activa más complicada, Por lo que el teorema de Thévenin da al teorema de Máxima Transferencia de Potencia una aplicación extremadamente general.

Como condición de diseño estableceremos que la mínima impedancia dinámica de carga presentada por una preparación biológica a la salida del amplificador, será cercana a los 220 Ω , y la máxima no rebasará los 100 $K\Omega$.

Un par complementario consiste de 2 transistores bipolares uno PNP y uno NPN, conectados por los emisores, en donde se acopla la carga de acuerdo con el método de operación que se elija. Un amplificador lineal con salida en par complementario presenta características y posibilidades de gran interés como son:

- * Bajo consumo de corriente sin señal.
- * Baja modulación cruzada (Cross Over).
- * Estable a variaciones de alimentación.
- * Baja distorsión armónica.
- * Baja impedancia de salida.
- * Posibilidades de protecciones simples.

En la figura 3.5-12, se muestra un amplificador de potencia de simetría complementaria el cual es el que se propone para dichos propósitos.

La polarización directa de los transistores de los pares complementarios, la dan los cuatro diodos directamente polarizados. La baja resistencia dinámica de estos diodos, así como sus coeficientes de temperatura negativos, mejoran la estabilidad térmica de los transistores con relación al circuito.

Sabiendo que una configuración de éste tipo posee una impedancia de salida muy baja, y con fundamento en el teorema de la Máxima Transferencia de energía, establecemos un par de resistencias de emisor denominadas R_E las cuales representaran de manera muy aproximada la impedancia de salida, considerando para fines de análisis y de manera extrema que, $R_E \approx R_L \approx 220 \Omega$.

Otro aspecto a considerar antes de comenzar el análisis de esta etapa es la potencia disipada por la carga y los transistores. Consideraremos el caso en que se amplifica una señal de C. D., señal que nos puede proporcionar la máxima disipación en los componentes.

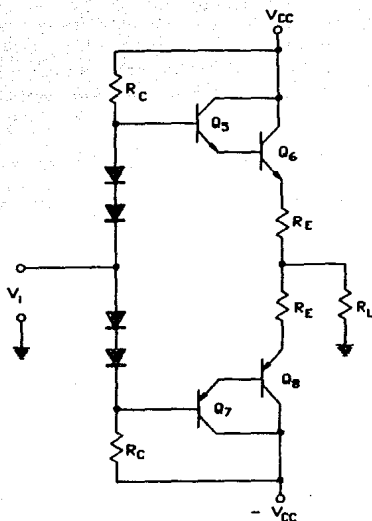


Fig. 3.5-12 Etapa de potencia : Amplificador de simetría complementaria.

POTENCIA DISIPADA EN LA CARGA Y TRANSISTOR DE SALIDA:

Considerando que cada par de transistores trabaja durante medio ciclo de la señal de excitación se puede establecer para el semiciclo positivo:

$$V_{cc} = V_{ce} + CR_E + RL I_c \quad \text{pero } RE \approx RL \text{ así que}$$

$$V_{cc} = V_{ce} + 2RL I_c \quad \text{de aquí tenemos;}$$

$$I_c = \frac{V_{cc}}{2R_L} - \frac{V_{ce}}{2R_L} \quad \text{considerando } I_{CM} = \frac{V_{cc}}{2R_L}$$

$$I_c = -\frac{1}{2R_L} V_{ce} + I_{CM} \quad \text{Ec. 3.5-VII}$$

La Ec. 3.5-VII, es la ecuación de la recta de carga representada graficamente en la figura 3.5-13.

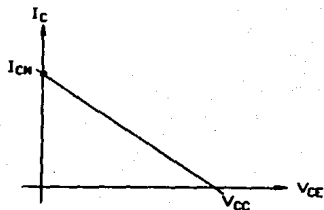


Fig. 3.5-13 Recta de carga del transistor de salida.

De la ec. 3.5-VII obtenemos la siguiente expresión:

$$V_{ce} = (I_{CM} - I_c)2R_L \quad \text{Ec. 3.5-VIII}$$

Por lo que el voltaje en la carga es:

$$V_{RL} = \frac{V_{cc} - V_{ce}}{2} = \frac{V_{cc}}{2} - \frac{V_{ce}}{2} = \frac{V_{cc}}{2} - (I_{CM} - I_c)R_L$$

$$W_L = V_{RL} I_c \quad \text{Ec. 3.5-IX} \quad \text{Potencia disipada en la carga.}$$

$$W_T = V_{ce} I_c \quad \text{Ec. 3.5-X} \quad \text{Potencia disipada en el transistor de salida.}$$

Sustituyendo expresiones en la Ec. 3.5-IX tenemos de manera simplificada:

$$\underline{W_L = I_c^2 R_L} \quad \text{Potencia disipada en la carga.}$$

La potencia máxima disipada en la carga será cuando $I_c = I_{CM}$ así que :

$$W_{LM} = I_{CM}^2 R_L = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} \quad R_L = \frac{V_{CC}^2}{4R_L}$$

Sustituyendo valores prácticos como $V_{CC} = 85 \text{ V}$ y $R_L \approx 220 \ \Omega$ tenemos:

$$W_{LM} = \frac{(85)^2}{4(220)} = \underline{\underline{8.2 \text{ Watt.}}}$$

Sustituyendo la ec. 3.5-VIII en la ec. 3.5-X, obtenemos:

$$W_T = (I_{CM} - I_c)2R_L I_c = -2R_L I_c^2 + V_{CC} I_c$$

La potencia máxima disipada en el transistor la podemos encontrar diferenciando la expresión anterior e igualando a cero (obtener su máximo), como sigue:

$$\frac{dW_T}{dI_c} = -4R_L I_c + V_{CC} = 0 \quad \text{Así que; } I_c = \frac{V_{CC}}{4R_L} = I_{WT(\text{MAX})}$$

Por lo que sustituyendo esta I_c en W_T y simplificando tenemos:

$$W_{T(\text{MAX})} = \frac{V_{CC}^2}{8R_L}$$

Sustituyendo valores prácticos tenemos:

$$W_{T(\text{MAX})} = \frac{(85)^2}{8(220)} = \underline{\underline{3.96 \text{ Watt.}}}$$

Relacionando W_T máximo con W_L máximo, tenemos:

$$\frac{W_T(\text{MAX})}{W_L(\text{MAX})} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{8R_L}}{\frac{V_{CC}^2}{4R_L}} = 0.5$$

Por lo tanto tenemos: $W_T(\text{MAX}) = 0.5 W_L(\text{MAX})$

Esta relación nos dice que si la carga requiere aprovechar 8.2 Watt de potencia máxima, los transistores de salida deben ser capaces de disipar 4.1 Watt cada uno.

CONSIDERACIONES SOBRE LA EFICIENCIA:

Ya que se tienen calculadas las potencias de disipación en la carga y los transistores, se pueden relacionar éstas con la potencia suministrada por la fuente y obtener así la eficiencia del par complementario.

La potencia suministrada por la fuente es:

$$W_F = V_{CC} I_C \quad \text{por lo que;}$$

$$\eta = \frac{W_L}{W_F} = \frac{I_C^2 R_L}{V_{CC} I_C} = \frac{I_C R_L}{V_{CC}}$$

$$\eta = \frac{I_C R_L}{V_{CC}} \quad \text{Eficiencia del par complementario.}$$

Tenemos que para una I_{CM} una eficiencia máxima de:

$$\eta = \frac{I_{CM} R_L}{V_{CC}} = \frac{V_{CC}}{2R_L} \frac{R_L}{V_{CC}} = \underline{\underline{0.5 \text{ o } 50\%}}$$

CONSIDERACIONES SOBRE LA MAXIMA EXCURSION DEL VOLTAJE DE SALIDA:

Cuando V_i es positivo el par darlington Q_5 y Q_6 conducen, mientras que el par complementario estan cercanos al corte. Entonces, la terminal del resistor de carga conectada al amplificador, se aproxima al potencial $V_{CC}/2$ si consideramos que $R_E \approx R_L$ en el caso más crítico (vease figura 3.5-14).

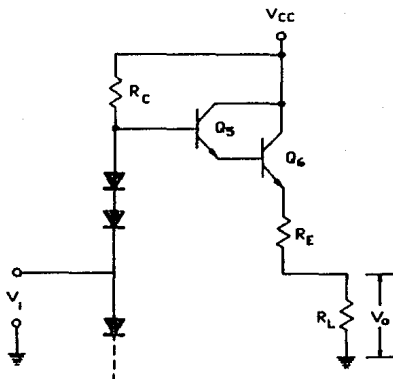


Fig. 3.5-14 Dependencia de V_o respecto a R_c .

De la figura anterior podemos plantear la siguiente ecuacion:

$$V_{CC} = R_c I_B + V_{BE5} + V_{BE6} + R_E I_O + V_O \quad \text{Ec. 3.5-XI}$$

Donde: $V_O = R_L I_O$ y $I_B = \frac{V_O}{\beta_5 \beta_6 R_L}$

Sin embargo la corriente de base del transistor Q_5 debe circular a través del resistor R_c , de ahí que la diferencia entre el voltaje a través de R_L y R_E con respecto a la fuente de alimentación, es el voltaje $R_c I_{B(MAX)}$, más la caída de voltaje en la juntura base-emisor de ambos transistores.

Si elegimos al transistor de salida de características como se mencionan a continuación:

- * Par complementario NTE175 y NTE38, npn y pnp respectivamente, de alta velocidad de conmutación.
- * $BV_{ce} = 300 \text{ V.}$
- * $BV_{cb} = 500 \text{ V.}$
- * $BV_{eb} = 6 \text{ V.}$
- * $\beta_{TYP.} = 55$
- * $P_D = 40 \text{ W.}$
- * $I_{c_{max}} = 3 \text{ A.}$
- * $F_T = 10 \text{ MHz.}$

Despejando de la ec. 3.5-XII el valor de R_c , tenemos:

$$R_c = \frac{V_{cc} - V_{BE5} - V_{BE6} - R_E(V_o/R_L) - V_o}{\frac{V_o}{\beta_5 \beta_6 R_L}}$$

Considerando $V_o \approx 40 \text{ V}$, y sustituyendo tenemos:

$$R_c = \frac{85 - 0.7 - 0.7 - 220(40/220) - 40}{\frac{40}{(80)(55)(220)}} = 87 \text{ K}\Omega$$

$R_c = 82 \text{ K}\Omega$ Valor comercial.

El ajuste final de voltaje a la salida se realizará mediante el control de ganancia de la etapa correspondiente a la configuración básica y etapa controladora de ganancia que a continuación se analiza.

3.5.4 DISEÑO DE LA ETAPA CONTROLADORA DE GANANCIA.

Estableciendo la ganancia de la configuración básica en un 70 % valor al cual proporciona una buena respuesta de salida, y considerando que éste defasa la señal de entrada en 180 grados, se propone un inversor que controle la ganancia de la señal de entrada como control de amplitud en el aparato, que defase 180 grados la señal de entrada al amplificador para lograr una salida con polaridad correcta, así como también sirva de etapa de acoplamiento entre cada etapa generadora de señal y la entrada del amplificador.

Considerando una salida del amplificador de poco más de ± 70 V. máximo y ± 1 V mínimo, podemos deducir los rangos de voltaje de entrada tomando la ganancia establecida $A_v \approx 7$ en la configuración básica.

$$\text{VIENTRADA MAX.} = \frac{70 \text{ V}}{7} = 10 \text{ V}$$

VALOR PICO

$$\text{VIENTRADA MIN.} = \frac{1 \text{ V}}{7} = 0.142 \text{ V}$$

VALOR PICO

Basandonos en las relaciones de ganancia para un inversor para el caso de R_f máximo y R_f mínimo como se muestra en la fig. 3.5-15.

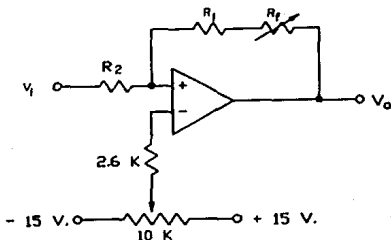


Fig. 3.5-15 Control de amplitud del amplificador.

$$\gamma_0 = \frac{R_f + R_1}{R_2} \quad \gamma_1 = 10 \text{ V} \quad \text{Ec. 3.5-XII}$$

$$\gamma_0 = \frac{R_1}{R_2} \quad \gamma_1 = 0.142 \text{ V} \quad \text{Ec. 3.5-XIII}$$

De la Ec. 3.5-XIII tenemos:

$$R_1 = \frac{0.142 R_2}{\gamma_1}$$

Y sustituyendola en la ec. 3.5-XII queda en función de R_2 :

$$R_2 = \frac{R_f \gamma_1}{9.858}$$

Considerando una entrada de la señal de $\gamma_1 \approx 2$ volts, y R_f un potenciómetro lineal variable de 0 - 100 K Ω .

$$R_2 = \frac{100 \text{ K}\Omega (2 \text{ V})}{9.858} = 21 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 22 \text{ K}\Omega \quad \text{Valor comercial}$$

Por lo que obteniendo el valor de R_1 tenemos;

$$R_1 = \frac{(0.142 \text{ V})(22 \text{ K}\Omega)}{2 \text{ Volt}} = 1562 \Omega$$

$$R_1 = 1.5 \text{ K}\Omega \quad \text{Valor comercial.}$$

El ajuste final del voltaje de salida se realizó experimentalmente, modificando el nivel de amplitud de la señal de entrada al inversor para lograr las amplitudes deseadas a la salida con un margen de error mínimo.

En esta misma etapa se considera un arreglo para ajuste de OFFSET de voltaje de C.D., que sirva como complemento a la variedad de señales generadas por la etapa de generación, para diversas aplicaciones, así como también sirva como corrección y balance de OFFSET de salida en algunos casos, sobre el arreglo mostrado en la figura 3.5-15 para control de OFFSET se menciona más ampliamente en la sección 3.1.7. de este mismo capítulo.

3.6.0 DISEÑO DE LA UNIDAD DE AISLAMIENTO.

3.6.1 GENERACION DEL PULSO DE RETARDO DE ESTIMULO.

En este subcapítulo se establecerá la configuración con la que obtendremos el pulso de retardo de estímulo, el cual cerrará anticipadamente los contactos del relevador como se mencionó en el capítulo II, reduciendo así la posibilidad de que el campo electromagnético generado en la bobina del rele producido por el pulso de duración de tren de estimulación interfiera con mucha intensidad en los cables que salen de estos contactos hasta la entrada del polígrafo, durante el tiempo que dure la estimulación.

Esto se logra interconectando el circuito de disparo a través de un monoestable, que se encargue de proporcionar un pulso de retardo de estímulo, el cual una vez que termine, provoque el inicio del tren de estimulación. En la figura siguiente se ilustra la implementación para dicho propósito.

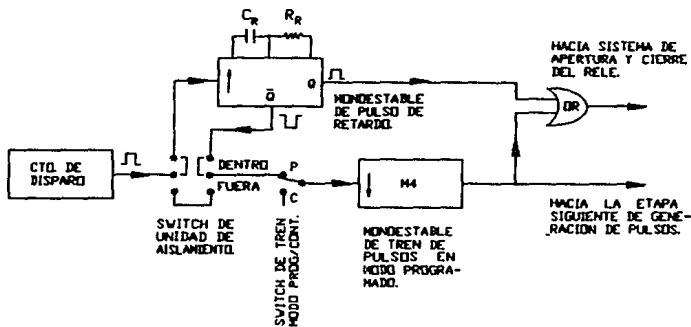


Fig. 3.6-1' Circuito generador de pulso de retardo de estímulo.

La implementación del circuito mostrado en la figura anterior funciona como sigue: cuando se produzca el flanco de subida proveniente del circuito de disparo, éste disparará al monoestable para generar un pulso de duración preestablecida a través de su salida Q, el cual se encargara de cerrar el rele a través del sistema de apertura y cierre del mismo. Al tiempo que termine el pulso de retardo con un flanco de bajada, se presenta respectivamente un flanco de subida en la salida \bar{Q} del mismo, el cual disparará inmediatamente al monoestable de duración de tren de pulsos para iniciar la estimulación. Esto se puede visualizar en el diagrama de tiempos que se muestra en seguida.

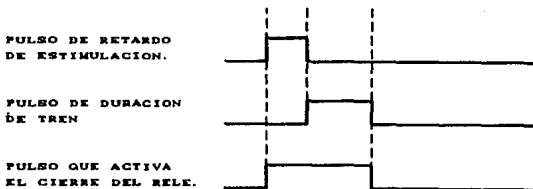


Fig. 3.6-2 Diagrama de tiempos ideal de la salida de la compuerta OR.

Idealmente el rele cerrara en cuanto reciba el pulso de retardo de estimulación, e inmediatamente que acabe dicho pulso seguira el pulso correspondiente a la duración del tren que lo mantendra de igual manera cerrado. No olvidando que durante todo este transcurso de pulsos las entradas del poligrafo son aterrizadas para evitar el artefacto de estimulación.

Sin embargo el relevador de tipo electromagnético posee un tiempo de respuesta, debido a la inercia de sus componentes. Experimentalmente se encontro que el tiempo de respuesta para cerrar sus contactos desde que se energiza, es aproximadamente de

6 milisegundos, y para abrirlos alrededor de 16 milisegundos después que se desenergiza el mismo.

Considerando estos tiempos, asumimos que un ancho de pulso de retardo de estímulo de aproximadamente 50 mS es suficiente, así como los 16 mS que tarda en abrir sus contactos después que termina la estimulación. Un diagrama de tiempos más real es el que se muestra a continuación.

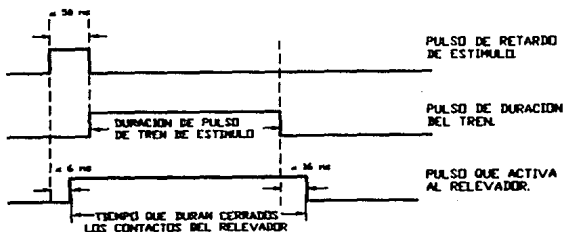


Fig. 3.6-3 Diagrama de tiempos real aplicado al relevador.

A continuación calcularemos los componentes R_R y C_R para el monoestable de retardo de estimulación. Refiriendonos a la sección 3.1.4, tomaremos la fórmula para cálculo de ancho de pulso siguiente: $t_v = 0.45RC_R$. Si consideramos un valor comercial para el capacitor de $22 \mu F$ y $t_v = 50$ mS, entonces tenemos:

$$R_R = \frac{t_v}{0.45 * C_R} = \frac{50 * 10^{-3}}{0.45 * 22 * 10^{-6}} = 5050 \Omega$$

Ajustando a $R_R = 4.7 K\Omega$ de valor comercial, y dejando a $t_v = 46$ mS suficiente para nuestros propósitos. Cabe aclarar también que el monoestable será utilizado para responder al disparo con flanco de subida como se indicó en la fig. 3.6-1.

3.6.2 SISTEMA DE APERTURA Y CIERRE DEL RELEVADOR.

Ahora hablaremos sobre el sistema empleado para la apertura y cierre del rele, el circuito utilizado es el que se muestra en la figura 3.6-4, como puede verse en esta figura la señal de retardo proveniente de la compuerta OR, es aplicada a un amplificador operacional (AmpOp.), en configuración seguidor unitario, éste AmpOp. es utilizado tan sólo como etapa de acoplamiento, ya que la salida es de la misma polaridad y magnitud que la entrada, o sea que $V_o = V_i$.

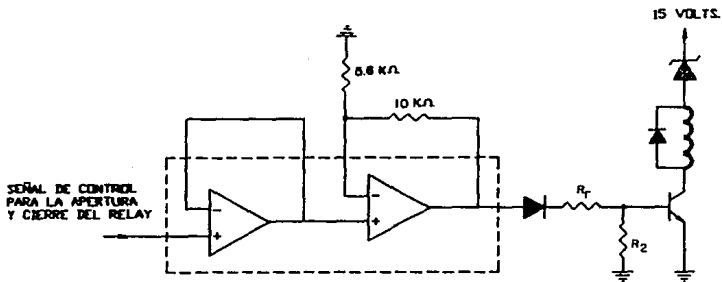


Fig. 3.6-4 Sistema de apertura y cierre del relevador.

Al salir la señal de retardo del primer amp op es aplicada a otro amp op, pero ahora en configuración amplificador no inversor, esto se hace con el fin dar ganancia a la señal; la ecuación de la señal de salida del segundo amp op es la siguiente:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_i} \right) V_i$$

la cual fue deducida en la sección 3.1.7 del tercer capítulo, de acuerdo a la ecuación anterior podemos tener la certeza de que el valor del voltaje podrá elevarse hasta el valor necesario para poder saturar al transistor que aparece en la figura 3.6-4.

La polarización de los amp op's es de 15 volts y la señal de entrada es de 5 volts, por lo que, de acuerdo a la ecuación anterior podemos ver que el valor de R_f/R_i debe de ser como máximo de 2. los valores comerciales de dichas resistencias son de $R_i = 5.6 \text{ K}\Omega$ y un preset $R_f = 10 \text{ K}\Omega$ sustituyendo estos valores en la ecuación del voltaje de salida tenemos que:

$$V_o = \left(1 + \frac{10 \text{ K}\Omega}{5.6 \text{ K}\Omega} \right) V_i$$

$$V_o = 2.78 V_i.$$

Como la señal de entrada es de 5 volts (nivel TTL), podremos amplificar nuestra señal desde 5 volts hasta un valor de:

$$V_o = 2.78 (5) = 13.93 \text{ volts.}$$

Como puede verse en la figura 3.6-4 a la salida del segundo amplificador tenemos un diodo, éste se utiliza como medio de protección para evitar que circule corriente hacia la etapa de amplificación de la señal de retardo y de duración del tren.

-Cálculo del inversor para la apertura y cierre del rele.

Analizando la última etapa de la figura 3.6-4, tenemos que el transistor será utilizado como conmutador, haciendolo trabajar en las regiones de corte y saturación; mientras no exista señal en la

base del transistor, éste permanecera en estado de corte, por lo tanto la bobina del relevador no estara polarizada y sus contactos tendran el estado que se muestra en la figura 2.2-2 ;como puede verse al no estar energizada la bobina del relevador el poligrafo ésta conectado a la estructura que se desea estimular; pero al presentarse el pulso de retardo en la base del transistor, éste se satura y es energizada la bobina del relevador permitiendo que la señal de estímulo (señal aislada), pueda ser aplicada a la estructura que se desea estimular.

Como puede verse en la figura 3.6-5, la bobina del relevador está en paralelo con un diodo amortiguador, el cual cortocircuita la fuerza contraelectromotriz inducida en la bobina del relevador en el instante de desenergizarse.

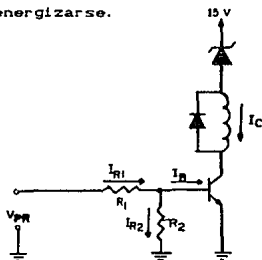


Fig. 3.6-5 Circuito conmutador.

El transistor utilizado para el circuito conmutador de la figura 3.6-5, es el BC109, el cual se apeg a nuestros requerimientos, en la figura 3.6-6 se muestran sus características.

TRANSISTOR NPN	V _{CB} volts	V _{CE} volts	V _{BE} volts	I amp.	P watts	Frec. Mhz	β Típica
BC109	75	40	6	0.8	0.8	250	150

Fig. 3.6-6 Características del transistor BC109.

Las características del relevador son las siguientes :

Resistencia de la bobina $R_L = 300 \Omega$
Tensión a la que se energiza la bobina $V_{RELE} = 6 \text{ Volts.}$
3 contactos normalmente abiertos y 3 normalmente cerrados.

De las características del relevador podemos ver que la bobina del relevador se polariza a 6 volts y como la tensión a la que polarizaremos el circuito es de 15 volts, necesitamos utilizar un diodo zener para poder obtener dicho valor de tensión en la terminales de la bobina. Cálculo del diodo zener.

De la malla de salida del transistor que aparece en la figura 3.6-3 tenemos :

$$V_{CC} = V_Z + V_{RELE} + V_{CE(SAT)}$$

Donde : $V_{CC} = 15 \text{ Volts.}$
 $V_Z = \text{Tensión del diodo zener.}$
 $V_{RELE} = 6 \text{ Volts.}$
 $V_{CE(SAT)} = 0.2 \text{ Volts.}$

Despejando a V_Z de la expresión anterior y sustituyendo valores tenemos :

$$V_Z = V_{CC} - V_{RELE} - V_{CE(SAT)}$$
$$V_Z = 15 - 6 - 0.2 = 8.8 \text{ Volts.}$$

El valor comercial más cercano es de 8.7 Volts, por lo que en la bobina del relevador habra 6.1 volts.

La potencia del zener la calcularemos con la corriente que circula por la malla de salida cuando se satura el transistor.

$$I_{C(SAT)} = \frac{V_{CC} - V_Z - V_{CE(SAT)}}{R_L} = \frac{15 - 8.7 - 0.2}{300 \Omega} = 0.0203 \text{ Amp.}$$

Por lo tanto, la potencia del diodo zener es :

$$P_Z = (0.0203) (8.7) = 0.18 \text{ Watts.}$$

El diodo zener comercial empleado es de 8.7 volts y 1 watts.

El cálculo de las resistencias de la malla de entrada se hace de tal manera que cuando se presente el pulso de retardo en el transistor éste se sature.

Del análisis de la malla de salida tenemos que

$$I_{C(SAT)} = 20.3 \text{ mA}$$

De datos del transistor sabemos que $\beta = 150$, con estos datos calculamos la $I_{B(SAT)}$, que se igual a :

$$I_{B(SAT)} = \frac{I_{C(SAT)}}{\beta}$$

$$I_{B(SAT)} = \frac{20.3 \text{ mA}}{150} = 135.3 \mu\text{A}$$

Analizando la malla de entrada la figura 3.6-5, y asignando a $R_1 = 1 \text{ K}\Omega$, sabiendo además que $V_{BE(ON)} = 0.7 \text{ V}$ tenemos :

$$I_{R_1} = I_{R_2} + I_{B(SAT)}$$

Como R₂ está en paralelo con la juntura base-emisor tiene una caída de 0.7 volts entre sus terminales, por lo tanto, podemos calcular I_{R2}.

$$I_{R2} = \frac{0.7}{1 \times 10^3} = 0.7 \text{ mA.}$$

Si sustituimos valores en la ecuación de nodo anterior tenemos que el valor de I_{R1} es :

$$I_{R1} = 0.7 \times 10^{-3} + 135.3 \times 10^{-6} = 0.835 \text{ mA}$$

De la malla donde se encuentran I_{R1} y I_{R2}, podemos obtener la siguiente ecuación.

$$V_{PR} = I_{R1} R_1 + V_{BE(ON)}$$

Donde: V_{PR} Es la amplitud del pulso de retardo, cuyo valor se encuentra entre 5 V < V_{PR} < 13.9 V

Despejando de la ecuación anterior R₁ :

$$R_1 = \frac{V_{PR} - V_{BE(ON)}}{I_{R1}}$$

Si consideramos que el valor de V_{PR} es el menor que puede llegar a tener, o sea 5 volts.

$$R_1 = \frac{5 - 0.7}{0.835 \text{ mA}} = 5.14 \text{ K}\Omega$$

Siendo R₁ = 5.7 K Ω el valor comercial.

3.6.3 ETAPA DE AISLAMIENTO DE PULSOS.

Como ya se menciona en el capítulo dos, existen dos formas de aislar el estímulo eléctrico y éstas son usando aislamiento fotoeléctrico o por radiofrecuencia, para nuestro diseño usamos una unidad de aislamiento por radiofrecuencia. Esta unidad de aislamiento trabaja por medio de un multivibrador astable el cual genera una señal de 184 KHZ, dicha señal es modulada por la forma de la señal que se desea aislar eléctricamente a través de un transformador de tipo toroidal. El circuito utilizado para la etapa de aislamiento es el que se muestra en la figura 3.6-7.

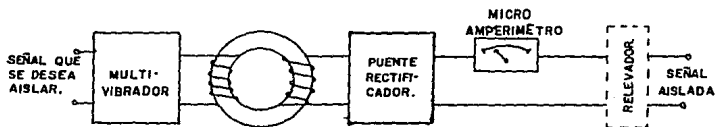


Fig. 3.6-7 Etapa de aislamiento.

Las señales que serán aisladas provienen del amplificador de potencia, por lo que podemos variar su amplitud de 5 a 70 volts y los anchos de pulso se encuentran entre el rango de 10 μ s a 10 seg.

- Cálculo del multivibrador.

El circuito del multivibrador que utilizamos es el que aparece en la figura 3.6-8, es un multivibrador astable o de carrera libre es decir que no tiene estado fijo.

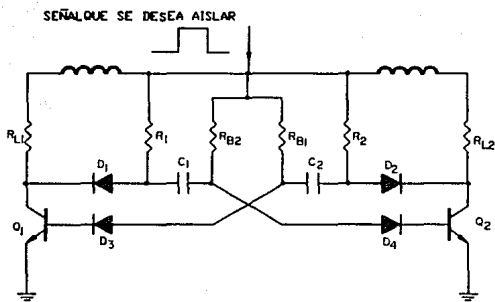


Fig. 3.6-8 Circuito del multivibrador astable.

Para el diseño del multivibrador utilizamos el transistor ECG128, el cual tiene excelentes características de conmutación y su potencia y voltajes nominales son adecuados para nuestras necesidades como puede verse en la tabla de la figura 3.6-9.

TRANSISTOR NPN	V _{ce} volts	V _{ce} volts	V _{be} volts	I amp.	P watts	Frec. MHz	β Típica
ECG128	120	80	7	1.0	1.0	120	90

Fig. 3.6-9 Características del transistor ECG128.

Para analizar la operación del multivibrador supongase que inicialmente Q₁ está en corte y Q₂ en saturación. El voltaje a través de C₂ es aproximadamente V_{cc}, lo que trae como consecuencia que V_{be2} = -V_{cc}. El voltaje inicial a través de C₁ es

aproximadamente cero. El extremo de la base de C_1 es conmutado para recibir el voltaje $V_{CE(ON)}$ de Q_1 , C_1 se carga rápidamente a través de R_2 casi al valor de V_{CC} . Q_1 se mantiene en corte mediante la corriente que circula a través de R_{B1} . El extremo del colector de C_2 es conmutado para conectar al voltaje de $V_{CE(SAT)}$ de Q_1 por lo que C_2 comienza a descargarse en tal forma que V_{BE2} comienza a aumentar; cuando el voltaje V_{BE} alcanza el valor de $V_{BE(ON)}$, Q_2 comienza a entrar en estado de corte, el voltaje negativo resultante en el colector de Q_2 se acopla a través de C_1 a la base de Q_1 saturandose así a Q_1 . El circuito se encuentra ahora en estado opuesto, el proceso se repite sucesivamente mientras el circuito se encuentre energizado.

El tiempo de corte de cada transistor se calcula con la relación :

$$T_1 = T_2 = 0.693 * R_B * C$$

Donde $T_1 = T_2 =$ ancho de pulso a la salida del colector de los transistores Q_1 y Q_2 respectivamente.

Como las señales a las salidas de los colectores de Q_1 y Q_2 serán simétricas tenemos que :

$$R_{B1} = R_{B2}$$

$$C_1 = C_2$$

Las resistencias del circuito de base se deben de seleccionar con la relación siguiente para tener una operación adecuada :

$$R_B \leq \beta R_L$$

Los tiempos de subida se determinan por medio de las corrientes de almacenamiento de los capacitores de acoplamiento

que circulan a través de las resistencias R_1 y R_2 , dicha corriente de almacenamiento puede desviarse de los resistores R_1 y R_2 añadiendo una resistencia y un diodo en los colectores como puede verse en la figura 3.6-8. Cuando el transistor Q_1 se lleva a saturación, el voltaje del colector disminuye rápidamente y el diodo D_1 se polariza directamente, por lo que tiene muy poca influencia en el comportamiento del circuito. Sin embargo cuando el transistor Q_1 está en corte, su colector aumenta rápidamente al valor de V_{cc} , polarizando inversamente al diodo D_1 , y el capacitor C_1 se carga a través de R_1 como ya se había indicado. El diodo D_2 y R_2 proporcionan el mismo tiempo de subida en el colector de Q_2 . Los resistores R_1 y R_2 deben de ser lo suficientemente pequeños para permitir que C_1 y C_2 se cargen casi completamente en los tiempos de conmutación.

Como R_{L1} está en paralelo con R_1 y la bobina de la izquierda cuando Q_1 está saturado y R_2 está en paralelo con R_2 y la bobina de la derecha cuando Q_2 está en estado de corte y considerando que la bobina tiene una resistencia de 300Ω , podemos suponer que :

$$R_1 = R_2 = 150 + 300 = 450 \Omega$$

Empleando la ecuación $R_B \leq \beta * R_L$, podemos calcular R_{B1} y R_{B2}

$$R_{B1} = R_{B2} = 90 * 450 = 40.5 \text{ K}\Omega$$

El valor comercial usado es de $39 \text{ K}\Omega$.

Despejando de la ecuación $T_1 = 0.693 * R_{B1} * C_1$, a C_1 para su cálculo tenemos :

$$C_1 = \frac{T_1}{0.693 * R_{B1}}$$

Debemos tener en cuenta que la frecuencia de oscilación del multivibrador es :

$$F = \frac{1}{T_1 + T_2}$$

Como $T_1 = T_2 = T/2$.

$$F = \frac{1}{T}$$

Despejando T y sustituyendo el valor de $F = 184 \text{ KHZ}$ tenemos :

$$T = \frac{1}{184 \text{ KHZ}} = 5.434 \mu\text{s}$$

Por lo tanto,

$$T_1 = T_2 = \frac{5.434 \mu\text{s}}{2} = 2.717 \mu\text{s}$$

Que es el ancho de pulso a la salida del colector de cada transistor, sustituyendo el valor de T_1 para el cálculo de C_1 :

$$C_1 = \frac{2.717 \mu\text{s}}{0.693 * 39 \text{ K}\Omega} = 100.54 \text{ pf}$$

Como $T_1 = T_2$, $C_1 = C_2 = 100.54 \text{ pf}$.

Para nuestro caso el tiempo de repetición de la onda rectangular resultante está dada por :

$$T = 0.693 (R_{B1} * C_1 + R_{B2} * C_2)$$

Como $R_{B1} = R_{B2} = 39 \text{ K}\Omega$ y $C_1 = C_2 = 100 \text{ pf}$

$$T = 1.386 (39 \text{ K}\Omega * 100 \text{ pf}) = 5.4 \mu\text{s}$$

Por lo tanto, la frecuencia de oscilación del multivibrador es de :

$$F = \frac{1}{5.4 \mu s} = 184 \text{ KHZ}$$

El funcionamiento de la unidad de aislamiento es simple, basandonos en la figura 3.6-8, podemos ver que la señal que se quiere aislar eléctricamente se aplica al tap central del primario del transformador y a la misma vez a las resistencias de base, al presentarse, de acuerdo al funcionamiento del multivibrador Q₁ esta en estado de corte y Q₂ en saturación por lo que la corriente circula a través de la bobina de la izquierda por Q₁, creandose un campo magnético el cual induce una tensión en el devanado secundario este campo permanece presente durante el tiempo en el que Q₁ está en corte (2.17 μs), al pasar Q₁ al estado de saturación Q₂ entra en corte, por lo que, ahora la corriente fluira através de la bobina de la derecha, si tenemos cuenta que ambas bobinas fueron devanadas en el mismo sentido, la corriente que fluye a través de la bobina de la derecha lo hace en sentido contrario a la corriente que fluye por la bobina de la izquierda, por lo tanto el campo magnético que se genera en ambas bobinas es de igual magnitud pero de sentido contrario, por lo que, los voltajes inducidos en el secundario del transformador serán de igual magnitud pero diferente polaridad como se ilustra en la figura 3.6-10.

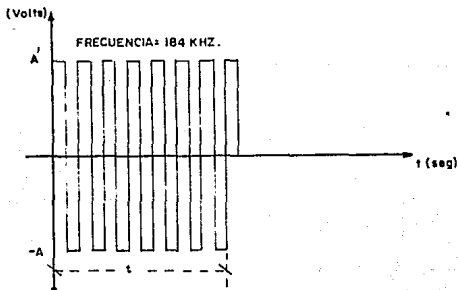


Fig. 3.6-10 Señal en el secundario del transformador.

Al presentarse la señal en el secundario del transformador, el cual tiene una relación de transformación de 1:1, se puede decir que la señal está aislada eléctricamente; pero como puede verse en la figura 3.6-10 la señal está formada por varios pulsos (184 KHz), de polaridad positiva y negativa, por lo que dicha señal es rectificadora por medio de un rectificador tipo puente (analizado en la sección 3.8.2), este rectificador se forma de cuatro diodos de alta velocidad de switcheo. Considerando que los tiempos de los flancos de subida y bajada de la señal proveniente del multivibrador son pequeños, al pasar dicha señal por el puente de diodos es rectificadora, obteniéndose en las terminales +/- de dicho puente una señal parecida a la que se ilustra en la figura 3.6-11, donde t es el ancho del pulso en segundos y A es la amplitud en volts de la señal aislada.

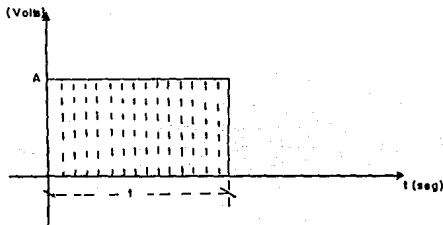
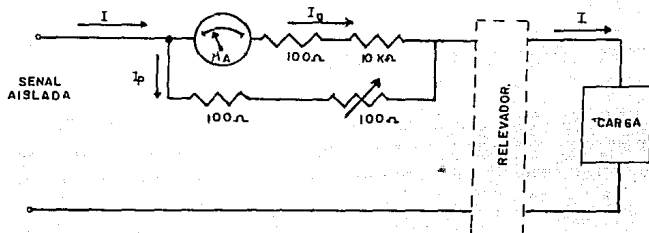


Fig. 3.6-11 Señal a la salida del puente rectificadora.

En la figura 3.6-8. puede verse que existe una etapa de medición, la cual está formada por un microamperímetro de CD con el cual se pueden medir hasta 1000 μ amperes, esta etapa se utiliza con el fin de saber la corriente que circula a través de la estructura que se quiere estimular; como las estructuras que serán estimuladas son de alto valor resistivo las corrientes que fluirán a través de ellas no serán mayores de 1000 μ amperes; para el diseño del

µamperímetro utilizaremos un galvanómetro, el cual se alambra para diseñar un amperímetro en como se muestra en la figura 3.6-12, en ésta figura también se muestran las características del galvanómetro.



Características de la bobina del galvanómetro.

$$I_g = 1 \text{ mAmp.}$$

$$V_g = 100 \text{ mV.}$$

$$R_g = 100 \Omega$$

Fig. 3.6-12 Características del galvanómetro y alambrado del µamperímetro.

Como la amplitud de los pulsos que se aislaran son de 5 a 50 volts y la impedancia de las estructuras que serán estimuladas es de 50 KΩ a 220 KΩ, en base a esto podemos conocer la corriente máxima que será medida :

$$I_{MAX} = \frac{50 \text{ V}}{50 \text{ K}\Omega} = 1000 \mu\text{Amp.}$$

De las características del galvanómetro mostrado en la figura 3.6-12, podemos ver que la corriente que fluye por dicho galvanómetro es debido a su resistencia R_g es de 1 miliamper como

las corrientes que mediremos son del orden de los μ amperes, se aumento R_g agregando una resistencia de 10 K Ω en serie, como V_g es de 100 mVolts, por la bobina del galvanómetro circulara una I_g de :

$$I_g = \frac{100 \text{ mV}}{10100 \Omega} = 9.9 \mu\text{Amp.}$$

Si la corriente que deseamos medir es I_{MAX} , del nodo que se muestra en la figura 3.6-12, tenemos que por R_p circulará una corriente I_p de :

$$I_p = I - I_g = 1000 - 9.9 = 990.1 \mu\text{Amp.}$$

Como R_p está en paralelo con el galvanómetro la caída de tensión entre sus terminales es de 100 mV, por lo tanto.

$$R_p = \frac{100 \text{ mV}}{990.1 \mu\text{Amp.}} = 100.9 \Omega$$

Para nuestro diseño R_p está formado por una resistencia de 100 Ω en serie con un preset de 100 Ω para ajuste del μ amperímetro.

Al pasar la señal aislada por la etapa de medición, está ya puede ser aplicada a la estructura que se desea estimular.

3.7.0 MEDIDOR DIGITAL DE FRECUENCIA Y DE ANCHO DE PULSOS.

El circuito que utilizaremos para medir la frecuencia y el ancho de los pulsos que serán generados por el estimulador electrónico es el que se muestra en la figura 3.7-1; éste circuito tiene la característica de poder utilizarse como medidor de frecuencia y también como medidor de ancho de pulso.

3.7.1 MEDICION DE FRECUENCIA.

Para poder entender el funcionamiento del medidor lo dividiremos en tres partes :

- Generación de la base de tiempo.
- Etapa de control.
- Etapa de conteo y desplegado de la medición.

-Generación de la base de tiempo.

La medición de frecuencia se realizara acumulando el número de ciclos de una señal de entrada durante un periodo de tiempo, para realizar dicha medición necesitamos una base de tiempo; las señales a medir son las que se generan en el estimulador electrónico (señales cuadradas monofásicas y bifásicas, señales senoidal y rampa), las cuales como puede verse en la figura 3.7-1 ,serán alimentadas al medidor a través de un switch rotatorio de 1 polo 6 tiros; como se sabe la unidad de medición de la frecuencia es el Herz, también definida fundamentalmente como el número de ciclos que ocurren en un segundo. Basandonos en ésta definición será necesario construir un oscilador que nos proporcione la base de

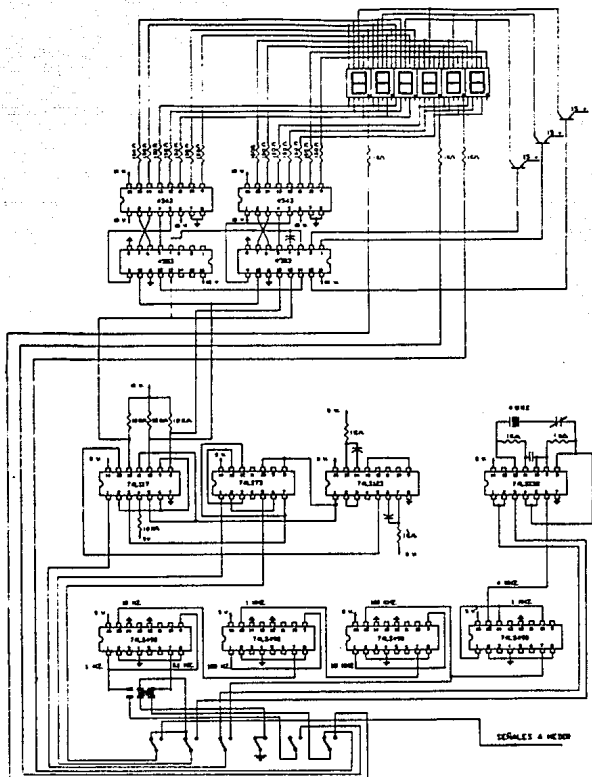


Fig. 3.7-1 Medidor de frecuencia y ancho de pulsos.

tiempo de un segundo; para nuestro diseño se utilizó la configuración básica de un oscilador controlado por cristal, la cual se muestra en la figura 3-7.2. Como puede verse en esta figura se utilizan tres compuertas NAND, a las cuales llamaremos 1, 2 y 3, éstas se usarán como inversores mediante la conexión de sus dos terminales de entrada de cada una de ellas; el circuito integrado utilizado 74LS132 que contiene 4 compuertas NAND schmitt triggers.

Los inversores 1 y 2 se encuentran retroalimentados por medio de las resistencias R_1 y R_2 lo que los convierte en amplificadores lineales de alta ganancia, debido a esto con una pequeña variación en el voltaje de entrada, el inversor se va hacia saturación o corte según sea el caso. La compuerta 3 se utiliza como separador para proporcionar la salida del oscilador, a la vez que conforma dichas salidas en ondas cuadradas.

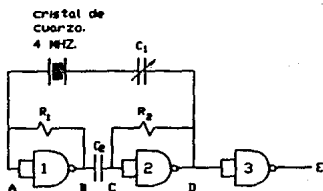


Fig. 3.7-2 Oscilador controlado por cristal de cuarzo.

El funcionamiento del oscilador es el siguiente. En el momento de conectar el circuito a la fuente de alimentación, el cristal se encuentra expuesto a un campo eléctrico debido al voltaje presente en sus terminales, por lo que se produce una vibración mecánica de

la lámina del cristal de cuarzo, que a su vez es transformada en energía eléctrica como una oscilación de voltaje. La oscilación corresponde a la frecuencia natural del cristal. Esta oscilación se hace presente en el punto "A" (figura 3.7-2), que es la entrada del inversor 1 donde dicha señal es amplificada y entregada mediante un capacitor C_2 para evitar oscilaciones de baja frecuencia al segundo inversor en el punto "C"; éste inversor nos entrega en "D" una oscilación muy parecida a una onda cuadrada, pero con la misma fase que la señal "A". Las formas de onda de los puntos indicados en la figura 3.7-2, las podemos ver en la figura 3.7-3.

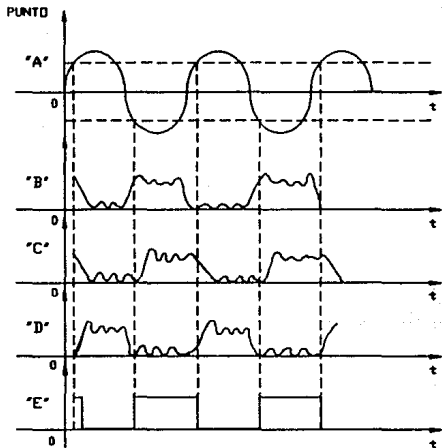


Fig. 3.7-3 Formas de onda del oscilador controlado por cristal de cuarzo.

El cristal de cuarzo se comporta como un filtro pasobanda, y como podemos ver el cristal se encuentra conectado entre los puntos "A" y "D", por lo que unicamente deja pasar la frecuencia fundamental de la onda cuadrada presente en el punto "D" hacia el punto "A" para pasar nuevamente por los inversores y continuar indefinidamente con la oscilación. El capacitor C_1 en serie con el cristal, en el lazo de retroalimentación, es utilizado para ajustar la frecuencia de oscilación deseada cercana a la frecuencia natural del cristal.

La frecuencia que obtendremos en el punto "D" es de 4 MHz y como ya se mencionó necesitamos una base de 1 Hz; por lo que se tienen que realizar divisiones de la frecuencia natural del cristal hasta obtener la frecuencia base, para esto utilizaremos el CI 74LS490 que contiene dos contadores de decadas. La configuración de dicho CI se presenta en la figura 3.7-4.

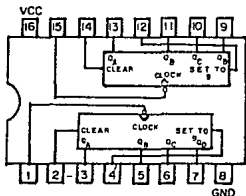


Fig. 3.7-4 Configuración del CI 74LS490 contador de decadas dual.

La primera división que se hace es entre 4 para poder obtener 1 MHz, que es múltiplo de la unidad base, ésta lectura se obtiene

del pin 10 del primer 74LS490, para poder disminuir más la frecuencia, la señal de 1 MHz se aplica al reloj del segundo contador del primer 74LS490, realizandose la división entre 10 para obtener a la salida del pin 7 del primer 74LS490 una frecuencia de 100 KHz, nuevamente esta señal se aplicara al pin 15 del segundo 74LS490 para realizar otra división entre 10 y obtener 10 KHz, esto se realiza hasta obtener la frecuencia base de 1 Hz. Debemos recordar que en el estimulador electrónico se generan señales cuyos periodos son mayores a un segundo, por lo que se tiene la necesidad de realizar una división más para obtener una base de tiempo de 10 segundos, ésta señal se tomara del pin 7 del último 74LS490, el cambio de base se hace a través de un switch de 1 polo 2 tiros, con el cual también se realiza el desplazamiento del punto decimal hacia la izquierda en un dígito; el alambrado de esta etapa lo podemos ver en la figura 3.7-5.

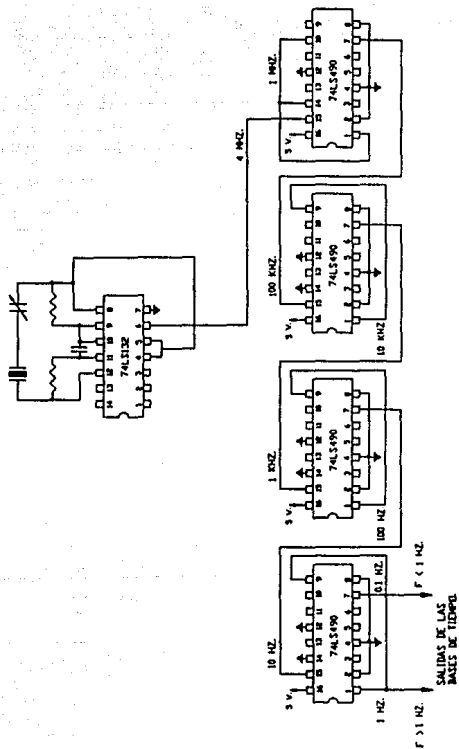


Fig. 3.7-5 Circuito empleado para generar la unidad base de medición.

Etapa de control.

Esta etapa es formada por el CI 74LS73 que contiene 2 flip-flops JK y el CI 74LS123 que es un multivibrador monoestable dual, la configuración del CI 7473 se presenta en la figura 3.7-8, la configuración y tabla de funciones del CI 74LS123 se puede apreciar en la figura 3.1-11.

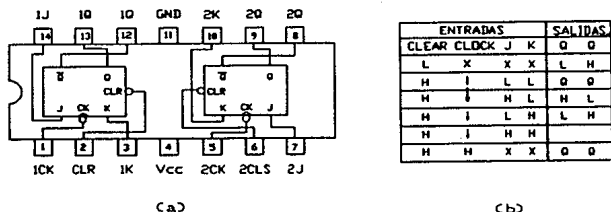


Fig. 3.7-8 Circuito integrado 74LS73 Flip-Flop JK
a) Configuración. b) tabla de verdad.

El circuito de la etapa de control es el que aparece en la figura 3.7-8, en el cual podemos ver que las señales que salen de esta etapa lo hacen a través del CI 74LS17, el cual contiene 6 buffers de colector abierto, esta característica es aprovechando para hacer la conversión de señales de niveles TTL a niveles CMOS, en la figura 3.7-7 se puede ver la configuración del CI 74LS17.

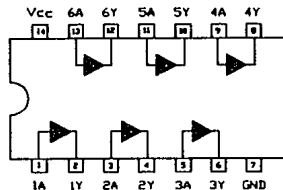


Fig. 3.7-7 Configuración del CI 74LS17.
acoplamiento TTL a CMOS.

En la figura 3.7-8 podemos ver que la señal base de 1Hz, es aplicada a las entradas de reloj del CI 74LS73, pins 1 y 5. Para efectuar la siguiente función durante la lectura de la frecuencia de las señales alimentadas.

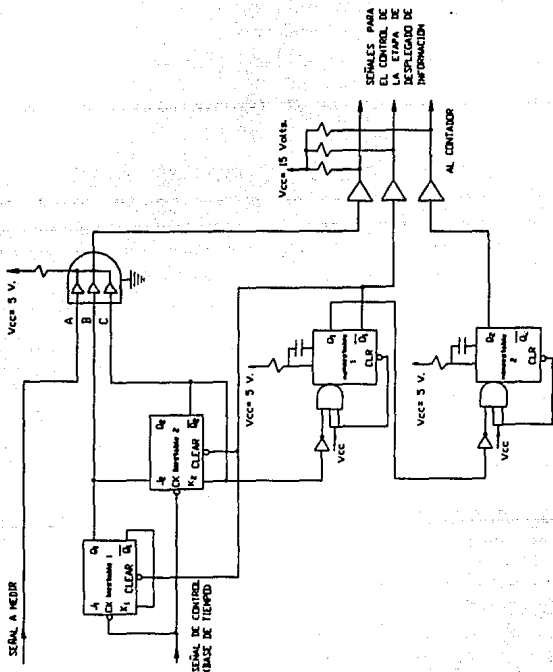


Fig. 3.7-8 Circuito de la etapa de control.

La compuerta principal formada por el 74LS17 en forma de AND, tiene por objeto permitir el paso de la señal de entrada de acuerdo a señales de control, el arreglo de ésta compuerta principal y el CI 74LS73, que como ya se menciono ésta formado por dos biestables J-K maestro-esclavo (biestable I y biestable II repectivamente), responde a los filos de bajada de la señal de reloj (base de tiempo); el biestable I da la apertura, mientras que el biestable II finaliza la cuenta. De la figura 3.7-8 puede observar que se obtendrá una señal a la salida de la compuerta AND, cuando las entradas sean verdaderas (A,B,C, en 1's lógicos), dicha señal tendra un número de pulsos los cuales lograron pasar durante el lapso de un segundo, estos pulsos como ya se mencionó serán elevados a niveles de tensión CMOS para poder ser aplicados como reloj a los pins 12 de cada uno de los dos contadores.

Si establecemos las condiciones iniciales de los biestables podemos observar que la entrada B de la compuerta AND tiene un 0 lógico y la entrada C tiene 1 lógico, la entrada A es la señal a medir, por lo que unicamente se necesita un 1 lógico en la entrada B para iniciar la cuenta, esto se logra al presentarse el flanco de bajada de la señal de control, la salida Q₁ cambia de 0 a 1 lógico, con esto se inicia el paso de los pulsos de la señal a medir durante un tiempo de 1 segundo, que es el tiempo en que tarda en presentarse otro flanco de bajada de la señal de control, al presentarse dicho flanco la salida Q₂ del biestable II cambia de 1 a 0 lógico con lo que se interrumpe el paso de pulsos a través de la compuerta AND, expresando esto a través de una diagrama de tiempo podemos ilustrarlo en la figura 3.7-9.

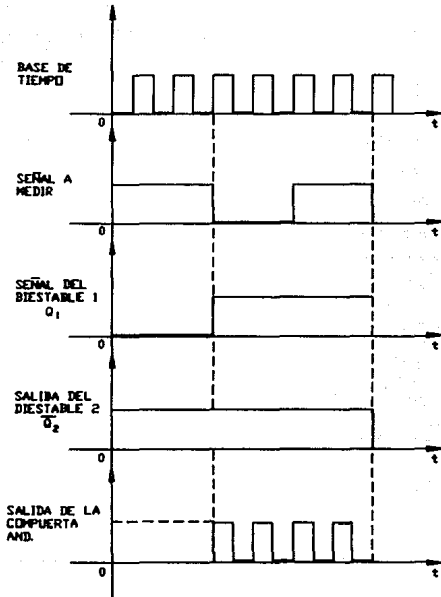


Fig 3.7-9 Diagrama de tiempos de la compuerta principal.

Como ya se explica en la sección 3.1.4 el circuito integrado 74LS123 es un multivibrador monoestable, disparado por voltaje de CD. permite un pulso de salida con un control del ancho de pulso, el pulso tiene un intervalo de tiempo básico que es programado por la selección de una resistencia y capacitancia externas, es decir por los valores de estos componentes.

El pulso de salida es principalmente una función del capacitor y el resistor. Para C externa > 1000 pf el ancho del pulso de salida esta definido por:

$$t_w = 0.45 * R_T * C_{ext}$$

Donde :

R_T se da en Ω (resistencia externa de temporización).

C_{ext} se da en faradios

t_w se da en segundos.

ahora bién para nuestro caso tenemos:

$$t_w = (0.45) (1000) (0.1 \times 10^{-8})$$

$$t_w = 45 \mu s$$

Como puede apreciarse en la figura 3.7-8, el CI 74LS123 es activado por un disparo proveniente de la salida $K_2 Q_2$ del 74LS73, y también es activado el segundo monoestable por el pulso de salida de Q_1 del primer monoestable pin 13, el cual se conecta a la entrada 2A pin 9 del CI 74LS123, que al dispararse produce un pulso de elevación positiva a la salida del segundo monoestable y éste se aplica mediante un buffer al pin 13 del CI 4553 que corresponde al reinicio de éste contador BCD de tres dígitos.

Nótese que la salida del segundo biestable Q_2 además de estar conectado a la compuerta AND también está conectada al pin 1 del 74LS123 y al buffer que alimenta al pin 10 del contador 4553, la cual corresponde a la habilitación del latch.

Los pines 6 y 2 que corresponden al borrador del 74LS73 se conectan a la salida negada del monoestable I del 74LS123 con el fin de desactivarlo, para efectuar una nueva lectura.

Debemos mencionar que puesto que el comienzo de la señal de entrada a la compuerta AND no sucede en el mismo instante que el de la señal de control, se obtendrá una ligera desviación de la salida con respecto a la entrada. A ésta desviación se le llama "error por cuenta". Se puede entender por esto que la señal de control (que es el reloj de 1 segundo), no ésta en sincronía con la señal de entrada (que es la señal a medir), es decir, la frecuencia de las señales de entrada, cuyo rango ésta entre 0.1 Hz a 1000 Hz; por lo que se tendrá una ligera desviación de la salida con respecto a la entrada, esto se ilustra en la figura 3.7-10.

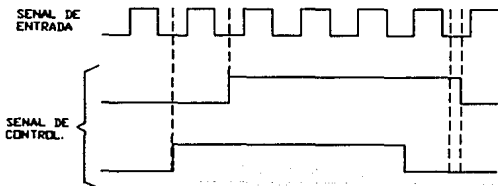


Fig. 3.7-10 Error por cuenta.

- Etapa de conteo y desplegado de la medición.

La etapa final del medidor se puede observar en la figura 3.7-12; Como puede apreciarse con los CI CMOS 4553, el cual es un contador y cuyas características y configuración se muestran en la figura 3.7-11, llega la señal a medir al reloj pin 12, la señal de habilitación del latch pin 10 y la señal de reinicio de conteo al pin 13, éstas 3 señales son las que controlan al contador.

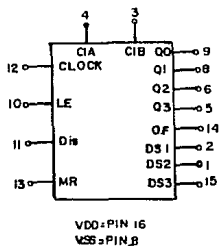


Fig 3.7-11 Configuración y características del CI CMOS 4553.

Como puede verse las salidas 1,2 y 15 (selector de dígitos) de uno de los contadores se conectan a tres transistores PNP, estos pins se utilizan para sincronizar las salidas que excitan secuencialmente a la lectura de los dígitos. Conforme se presentan las salidas en los pins 1,2 y 15 se saturan los transistores y activan el ánodo común de cada dos displays.

Se debe recordar que el CI 4553 tiene salida BCD, por lo que para energizar adecuadamente a los segmentos del display numérico, necesitamos aplicar esta señal BCD a la entrada del decodificador BCD a 7 segmentos (CI 4543), es decir, éste circuito integrado

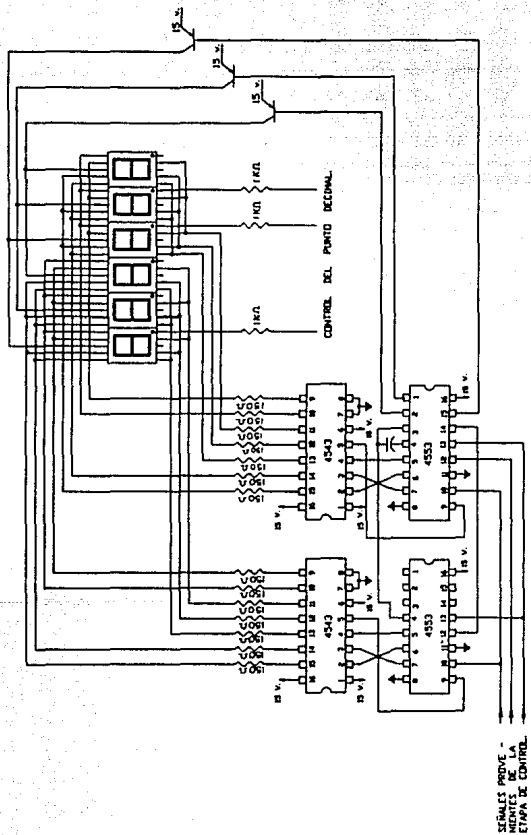
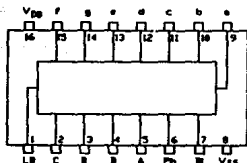


Fig. 3.7-12 Etapa de conteo y despliegue de medición.

transforma las cuatro señales que recibe de los pins 9,7,6 y 5 (A,B,C,D) del CI 4553, es decir los " pesos " A,B,C y D del contador 4553, en 7 señales necesarias para producir el encendido de los segmentos luminosos que componen el valor numérico de cada indicador (display). En la figura 3.7-13 se muestra la configuración y tabla del CI CMOS 4543.



ENTRADAS								SALIDAS						
LD	B1	Ph	d	C	B	A	a	b	c	d	e	F	g	DISPLAY
X	1		X	X	X	X	0	0	0	0	0	0	0	BLANCO
1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0
1	0	1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	1
1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	2
1	0	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	3
1	0	1	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	4
1	0	1	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	5
1	0	1	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1	1	6
1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	7
1	0	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	8
1	0	1	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	9
1	0	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	BLANCO
1	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	BLANCO
1	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	BLANCO
1	0	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	BLANCO
1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	BLANCO
1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	BLANCO

Fig. 3.7-13 Configuración y tabla CI CMOS 4543

Los cátodos de los leds están conectados através de resistencias a las salidas apropiadas del decodificador/manejador. Este último tiene salidas activas bajas, así las lecturas de los leds (de cada segmento) pueden requerir de 10 a 40 mA por segmento.

3.7.2 MEDICION DEL ANCHO DE PULSO.

Como el circuito tiene la característica de poder realizar tanto mediciones de frecuencia como de ancho de pulso, utilizaremos un switch de 6 polos 2 tiros para poder hacer la selección de lo que se quiere medir.

La medición del tiempo transcurrido entre el inicio y el final de un pulso (entre dos eventos), se puede realizar por medio de un sistema contador, que efectue lo siguiente:

Al cambiar el switch a la posición ancho de pulso, estamos aplicando la elevación del pulso cuyo ancho sera aplicado, a través de un inversor (CI 74LS132) al reloj del 74LS73, de tal modo que se inicia el conteo en el CI 4553 mediante la presencia de esta señal invertida aplicada al reloj del 74LS73 y la frecuencia del reloj de 100 KHz, aplicada a la entrada A de la compuerta AND alambrada (CI 74LS17). También puede observarse claramente que la señal de " paro " del contador la efectúa la caída del pulso que proviene del multivibrador 74LS123 que está conectado a los pins 2 y 6 que corresponden a el borrado del CI 74LS73.

El funcionamiento del medidor de ancho de pulsos es el mismo que el del frecuencímetro, la única diferencia es en la etapa de control, donde ahora el pulso a medir se utilizara como reloj para los flip-flops J K, y la base de tiempo será de 100 KHz, por lo demás el funcionamiento es el mismo que para el medidor de frecuencia.

Los pulsos de la base de tiempos se acumulan en el contador durante el tiempo en que la compuerta se abre. Esta cuenta acumulada representa el intervalo de tiempo entre el " arranque " y el " paro " producido por la elevación y la caída del pulso, cuya duración se va a medir. La señal de arranque que está presente a la salida del inversor (CI 74LS132) y que aplica al reloj del flip-flop 74LS73 y la señal de paro que cierra o detiene el conteo en la medición del ancho de pulso. Para no ampliar más ésta explicación puesto que es obvia, debemos aclarar que el reloj de 100 KHz permite efectuar la medición del ancho de pulso de la señal a medir entre los siguientes rangos : 10 μ s hasta 10 segundos.

En la figura 3.7-14 mostramos un diagrama que nos ilustra el proceso de conteo.

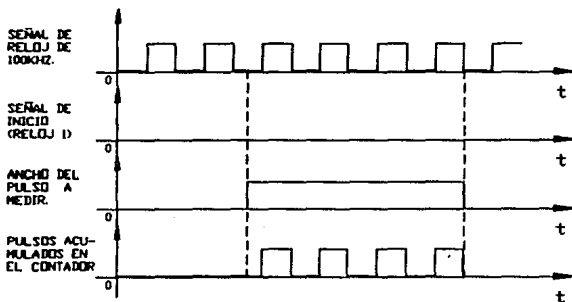


Fig. 3.7-14 Diagrama de tiempo del medidor de ancho de pulso

El proceso lógico efectuado por el CI 74LS123 se puede resumir de la siguiente manera.

Los dos monoestables del CI 74LS123 controlan el reinicio y el cierre del contador. Este último se activa manteniendo la cuenta en el display por un intervalo de tiempo que se resetean a través de los pins 6 y 2 de los flip-flop JK'S (74LS73) mediante la salida negada del CI 74LS123 (pin 4), es decir la salida negada del primer monoestable, que como vimos está conectado al clear 1 y clear 2 de los flip-flop JK, iniciando el conteo nuevamente. Así al terminar la cuenta del ancho de pulso, el segundo monoestable manda a reiniciar el contador 4553 mediante la salida Q de éste monoestable y ahora muestra la nueva cuenta.

Como vemos, debido al reloj, éste procedimiento se repite constantemente durante un intervalo de tiempo muy pequeño, de tal modo que la vista no percibe el cambio, observándose la lectura numérica perfectamente en los displays.

3.8.0 DISEÑO DE LAS FUENTES DE VOLTAJE.

3.8.1 CONSIDERACIONES GENERALES.

En este capítulo se tiene como objetivo analizar las etapas que conforman una fuente de voltaje y de ésta forma poder diseñar las fuentes de voltaje que se requieren para energizar el estimulador electrónico. Las fuentes requeridas en este diseño son: ± 5 V, ± 15 V y ± 85 V.

El diseño de una fuente de alimentación debe ajustarse a las necesidades del dispositivo electrónico al cual se conectara; las características principales para el diseño de una fuente de alimentación se resumen como :

- 1.- La fuente de alimentación debe tener la capacidad de suministrar la máxima corriente requerida por la carga.
- 2.- Es necesario considerar las variaciones rápidas del voltaje de salida que resulten de una acción filtrante imperfecta. Dichas variaciones de voltaje tienen una frecuencia fundamental que está relacionada con la frecuencia de la línea, y se conoce como voltaje de rizo o simplemente rizo.
- 3.- Es importante que no exista variación del voltaje de salida de CC con respecto al cambio de la corriente de carga, por lo que debe tenerse una buena regulación de voltaje.

Para el análisis nos basaremos en la figura 3.8-1 en la que se muestra un diagrama a bloque de todas las etapas que constituyen una fuente.

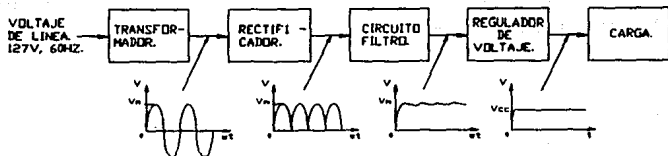


Fig 3.8-1 Diagrama a bloques de una fuente de voltaje.

Para el diseño de las fuentes de voltaje se analizará el proceso de convertir voltaje de CA (voltaje de línea) en voltaje de CC, utilizando los siguientes elementos :

- 1.- Un transformador para reducir o elevar el nivel de tensión según sea el requerimiento.
- 2.- Un circuito rectificador para obtener corriente continua pulsante.
- 3.- Un filtro el cual nos permitira filtrar la señal proveniente del puente rectificador.
- 4.- Finalmente tendremos un regulador de voltaje que proporciona un nivel de tensión de CC estable dentro de un rango de voltaje de entrada al mismo.

3.8.2 CIRCUITO RECTIFICADOR.

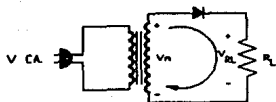
Se denomina rectificación al proceso mediante el cual una señal de corriente alterna es transformada en una componente de corriente continua pulsante. Actualmente los diseños utilizados como rectificadores (puente rectificador) emplean principalmente a dos elementos semiconductores, el DIODO y el SCR.

El puente rectificador convierte la corriente alterna del secundario del transformador en corriente continua pulsante, los circuitos típicos de rectificación son los siguientes :

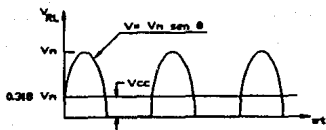
- Rectificador de media onda.
- Rectificador de onda completa, utilizando transformador con tap central.
- Rectificador de onda completa tipo puente.

Rectificador de media onda.

Para el caso del rectificador de media onda, debido a que no se usa un semiciclo de la onda que proviene del transformador, se pierde toda la energía de dicho semiciclo, por lo que la eficiencia de este tipo de rectificador es muy baja con respecto al rectificador de onda completa, la ventaja que presenta éste tipo de rectificador con respecto a los de onda completa es que su costo es menor y es más sencillo de construir; en la figura 3.8-2 (a) se presenta el circuito rectificador y en (b) la forma de onda del voltaje rectificado, donde V_m = Valor máximo (pico) del voltaje de corriente alterna y V_{cc} = Valor promedio del voltaje rectificado.



(a) Circuito



(b) Forma de onda rectificada.

Fig. 3.8-2 Rectificador de media onda.

Para determinar el valor promedio de la señal rectificada calcularemos el área bajo la curva de la figura 3.8-2 (b) y dividiremos éste valor por el período de la onda rectificada.

La señal de corriente continua pulsante se puede expresar como :

$$V = V_m \text{ Sen } \theta \quad \text{Para } 0 < \theta < \pi \text{ radianes.}$$

Donde V_m = Valor pico de la señal rectificada.

Para θ desde 0 a 2π radianes el valor promedio (V_{CC}) se calcula de la siguiente manera.

$$V_{cc} = (1/T) \int V dt$$

$$V_{cc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} V_m \text{Sen } \theta d\theta$$

$$V_{cc} = \frac{V_m}{2\pi} [-\text{Cos } \theta]_0^{\pi} = \frac{V_m}{2\pi} [-(-1) - (-1)]$$

$$V_{cc} = \frac{V_m}{\pi} = 0.318 V_m$$

Este resultado lo podemos considerar también para el valor medio de la corriente (I_{cc}).

$$I_{cc} = \frac{I_m}{\pi}$$

La ventaja que presenta el rectificador de media onda con respecto a los de onda completa es que se puede construir fácilmente y su costo es relativamente menor, debido a que utiliza un solo diodo; las desventajas son las siguientes :

- 1.- El rectificador de media onda tiene una salida promedio de aproximadamente 0.318 veces el valor del voltaje máximo (pico) de corriente alterna.
- 2.- El transformador utilizado deberá de tener un volt-amperaje con un 40 % mayor que el que se requiere para un rectificador de onda completa.
- 3.- Los picos de corriente son muy elevados durante los intervalos de carga del capacitor. Esta corriente es limitada por la impedancia efectiva del transformador, más la resistencia del diodo.

- 4.- El capacitor empleado para lograr un buen índice de filtraje debe ser de muchos microfaradios, lo cual implica mayor costo.
- 5.- El calibre del alambre también deberá elegirse adecuadamente con el fin de que soporte los picos de corriente mencionados anteriormente.

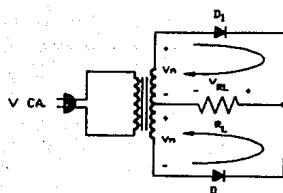
Rectificador de onda completa utilizando transformador con derivación central.

Este tipo de rectificador requiere de un transformador con derivación central y dos diodos para desarrollar un voltaje de salida rectificado de onda completa, como se puede ver en la figura 3.8-3, con este diseño es posible rectificar la señal senoidal para obtener una que tenga la misma polaridad para cada uno de los medios ciclos de la señal de entrada.

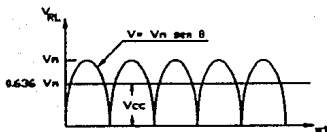
Analizando el circuito de la figura 3.8-3, podemos observar que al presentarse el semiciclo positivo el diodo D_1 se encuentra polarizado en directa, mientras que el diodo D_2 queda con un voltaje de polarización inverso de $2 V_m$, por lo que, los diodos que se elijan para este tipo de diseño deben de tener la característica de poder soportar una polarización inversa de 2 veces el valor del voltaje máximo (pico) de CA, proveniente del secundario del transformador.

Como puede apreciarse en la gráfica del voltaje rectificado de onda completa de la figura 3.8-3 se utiliza la energía tanto del semiciclo positivo como la del negativo, por lo tanto, el voltaje promedio para un rectificador de onda completa es el doble que el de uno de media onda.

$$V_{cc} = 2 (0.318 V_m) = 0.636 V_m$$



(a) Circuito



(b) forma de onda rectificada.

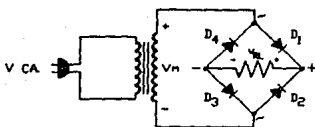
Fig. 3.8-3 Circuito rectificador de onda completa.

El circuito rectificador de onda completa de la figura 3.8-3 tiene la ventaja de desarrollar un voltaje CC más alto con respecto al rectificador anterior para la misma especificación de voltaje de pico. Sin embargo tiene la desventaja de requerir diodos especificados a dos veces el voltaje inverso de pico y un transformador con derivación central que tenga dos veces la especificación del voltaje total.

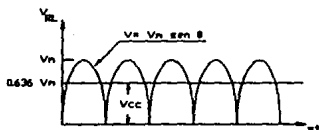
Rectificador tipo puente.

Este circuito requiere cuatro diodos para rectificación completa, su esquema básico se muestra en la figura 3.8-4 junto con

la forma de onda rectificada. Al considerar como opera el circuito debemos entender como se forman las rutas de conducción y no conducción durante cada semiciclo de la señal de CA.



(a) Circuito

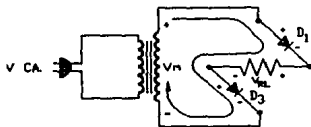


(b) forma de onda rectificada.

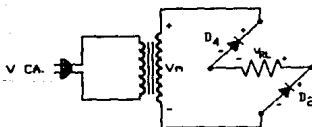
Fig. 3.8-4 Circuito rectificador tipo puente.

Analizando el circuito de la figura 3.8-4 tenemos que durante el semiciclo positivo el voltaje a través del transformador (medido de arriba a abajo) es positivo y la ruta de conducción se muestra en la figura 3.8-5 La figura 3.8-5 (a) muestra los voltajes en el instante del pico positivo de V_m . puesto que los diodos D_1 y D_3 están polarizados en forma directa, la caída de voltaje a través de cada uno de los diodos es 0.7 volts aproximadamente, y el voltaje de pico del transformador aparece a través de la resistencia R_L , en éste instante.

Al mismo tiempo la polaridad del voltaje es tal que los diodos D_2 y D_4 quedan inversamente polarizados, como se muestra en la figura 3.8-5 (b). Esto representa la ruta de no conducción durante el semiciclo positivo de la señal de CA. En la resistencia R_L se desarrolla un voltaje debido a la corriente en la ruta de conducción de los diodos D_1 y D_3 . Si se suman las caídas de voltaje alrededor del bucle no conductor, entonces el voltaje del transformador y el voltaje de la resistencia en el instante de el voltaje pico suman $2 V_m$. Puesto que hay dos diodos en la ruta, el voltaje a través de cada diodo polarizado inversamente es V_m .



(a) Ruta de conducción.

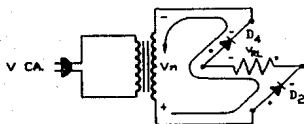


(b) Ruta de no conducción.

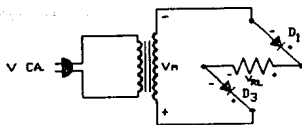
Fig. 3.8-5 Rutas de conducción y no conducción, operación del semiciclo positivo.

Durante el semiciclo negativo las rutas de conducción y no conducción se muestra en la figura 3.8-6. La figura 3.8-6 (a)

muestra que los diodos D_2 y D_4 están polarizados en sentido directo. Nótese que la corriente I , circula a través de la resistencia en la misma dirección que lo hizo en el semiciclo positivo. El voltaje en la resistencia es así de la misma polaridad durante cada semiciclo de la señal de entrada. Para el semiciclo de polaridad negativa la ruta de los diodos D_1 y D_3 no conduce, como se muestra en la figura 3.8-6 (b), y el voltaje inverso de pico desarrollado a través de cada uno de los diodos es V_m .



(a) Ruta de conducción.



(b) Ruta de no conducción.

Fig. 3.8-6 Rutas de conducción y no conducción, operación del semiciclo negativo.

Al igual que el rectificador de onda completa a dos diodos, éste rectificador también tiene un voltaje promedio rectificado de:

$$V_{cc} = 0.636 V_m \dots \dots \dots (3.8-I)$$

$$\text{Por lo tanto } I_{cc} = 0.636 I_m \dots \dots \dots (3.8-II)$$

Las ventajas que presenta el rectificador tipo puente sobre los dos circuitos rectificadores antes mencionados son las siguientes:

- 1.- El transformador utilizado no necesita tener tap central, necesitando un voltaje máximo a través del transformador de V_m .

Nota : En el diseño de las fuentes y debido a que necesitamos tensiones positivas y negativas, utilizaremos las configuraciones que se presentan en la figura 3.8-11, por lo que los transformadores utilizados deberán tener tap central.

- 2.- El voltaje inverso de pico requerido para cada diodo es la mitad que el del circuito rectificador de onda completa que utiliza transformador con derivación central.
- 3.- Para valores altos de voltaje requeridos en el secundario del transformador, el uso del rectificador tipo puente reduce las especificaciones máximas de dicho transformador respecto al rectificador que utiliza transformador con tap central.
- 4.- El circuito rectificador tipo puente tiene la ventaja de desarrollar en sus terminales de salida, el doble de voltaje CC para la misma especificación de voltaje pico que el rectificador de media onda.
- 5.- La señal rectificada de onda completa tiene un menor porcentaje de rizo que una señal rectificada de media onda, y por consiguiente una señal mejor rectificada.

Una vez analizados los circuitos rectificadores y teniendo en cuenta las ventajas que tiene cada uno de ellos, se ha elegido para la construcción de las fuentes el rectificador de onda completa tipo puente, ya que para nuestro diseño necesitamos que el voltaje que salga de la etapa final (regulador), debe de tener el menor porcentaje de rizo posible, además debe recordarse que una de las fuentes se diseñara para proporcionar ± 85 V. y si escogieramos el rectificador de onda completa que utiliza transformador con tap central, dicho transformador debera de tener entre las terminales del secundario dos veces el voltaje máximo que se necesita, lo cual implica un aumento notorio en el costo total del instrumento.

3.8.3 CIRCUITO FILTRO.

Antes de entrar en los detalles del circuito filtro estudiaremos la figura 3.8-7, en la que tenemos la señal de salida típica de un filtro, dicha figura nos servira para definir los factores principales de la señal filtrada. Como puede verse el voltaje filtrado de la señal de salida tiene un valor CC y alguna variación de CA (rizo). Entre más pequeña sea la variación de CA de la señal con respecto al nivel de CC mejor sera la operación del filtro, ya que la finalidad ideal del filtro es eliminar totalmente el rizo.

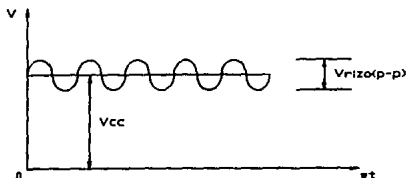


Fig. 3.8-7 Forma de onda del voltaje a la salida del filtro que muestra los voltajes de CC y de CA (Rizo).

El rizo se define de la siguiente manera :

$$r = \frac{\text{Valor rms de la componente CA de la señal}}{\text{Valor promedio de la señal}}$$

$$r = \frac{V_r \text{ rms}}{V_{cc}} \times 100 \% \dots\dots\dots (3.8-III)$$

Aunque el voltaje rectificado no es un voltaje filtrado, de todas maneras contiene una componente de CC y una componente de rizo. Podemos calcular estos valores de CC y del voltaje de rizo (rms) , y apartir de ellos obtener el factor de rizo para el voltaje rectificado onda completa.

Como ya se había indicado anteriormente, para una señal rectificada de onda completa $V_{cc} = 0.636 V_m$, y por lo tanto el voltaje de rizo es el siguiente.

Tenemos que para una señal rectificada de onda completa

$$V_r \text{ (rms)} = [V^2 \text{ (rms)} - V_{cc}^2]^{1/2} \dots\dots\dots (3.8-IV)$$

Donde $V \text{ (rms)}$ es el valor rms del voltaje total .

Sustituyendo valores en la expresión (3.8-IV) tenemos lo siguiente :

$$V_r \text{ (rms)} = [(V_m / 2)^2 - (0.636 V_m)^2]^{1/2}$$

$$V_r \text{ (rms)} = 0.308 V_m$$

Calculando el porcentaje de rizo tenemos :

$$r = \frac{V_r \text{ (rms)}}{V_{cc}} \times 100$$

$$r = \frac{0.308 V_m}{0.636 V_m} \times 100$$

$$r = 48 \%$$

La cantidad de factor de rizo de una señal rectificadora de onda completa es alrededor de 2.5 veces más pequeña que el de la señal rectificadora de media onda y además proporciona una señal mejor filtrada. Como se puede apreciar, el valor del factor de rizo es valor absoluto y no depende del voltaje pico, ya que los dos aumentan en la misma proporción de tal manera que el factor de rizo permanece constante.

En la figura 3.8-8 se puede apreciar que la señal que sale de la etapa de rectificación es pasada a través de un capacitor, a ésta etapa se le conoce como circuito filtro.

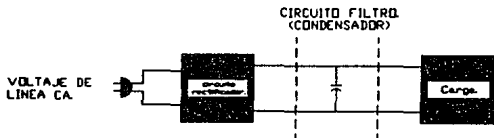
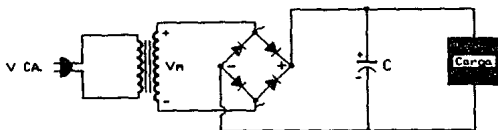


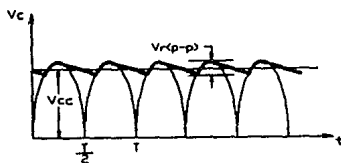
Fig. 3.8-8 Filtro con condensador.

En seguida analizaremos que es lo que sucede con la señal al pasar por el capacitor, para ello observemos la figura 3.8-9 donde se muestra el rectificador de onda completa y la forma de onda de salida obtenida del circuito cuando se conecta una carga de salida R_L . Si no se conecta carga al filtro, la forma de onda sería

idealmente un nivel de CC igual al valor pico (V_m) del circuito rectificador. Sin embargo, el fin de obtener un voltaje V_{cc} es proporcionar éste voltaje para que se utilice en otros circuitos electrónicos, que posteriormente constituyan una carga a la fuente de voltaje. Puesto que siempre habrá una carga sobre el filtro, debemos considerar éste caso práctico en nuestro análisis.



(a) Circuito filtro con condensador



(b) Forma de onda del voltaje de salida.

Fig 3.8-9 Filtro condensador.

Para la señal rectificada de onda completa de la figura 3.8-9 (b), hay dos intervalos de tiempo que se han indicado. T_1 es el tiempo durante el cual dos diodos conducen (D_1, D_3 para el semiciclo positivo o D_2, D_4 para el semiciclo negativo), durante el tiempo T_1 se carga el condensador C hasta el voltaje de salida de pico del rectificador (V_m). T_2 es el tiempo durante el cual, el voltaje del rectificador cae por debajo del voltaje de pico, y el condensador se descarga a través de la carga R_L .

Si el condensador tuviera que descargarse sólo una pequeña cantidad, el voltaje promedio estaría muy cercano al valor óptimo de V_m . La cantidad de voltaje de rizo también sería mínima para cargas pequeñas. Por lo tanto si la carga conectada en las terminales del condensador es grande el tiempo de descarga T_2 del condensador sería menor y el voltaje de rizo sería mayor. En seguida se presenta la ecuación (3.8-V) donde se puede observar la relación que mantiene el valor del condensador y el de la carga, con respecto al tiempo de carga y descarga del condensador, como puede verse en la ecuación (3.8-V) entre mayor sea el valor del condensador mayor será el tiempo de descarga del mismo, lo cual implica un menor valor de voltaje de rizo, más adelante se proporcionara la expresión para poder calcular el valor del condensador.

$$\tau = C R_L \dots \dots \dots (3.8-V)$$

La figura 3.8-10 muestra la forma de onda aproximada de salida por medio de una línea recta de carga y descarga. Esto es razonable puesto que el análisis de carga no es lineal y la descarga que en el circuito real tiene lugar, es complejo de analizar y debido a que los resultados llevarán a valores que concuerdan con mediciones reales que se han hecho en circuitos. La forma de onda de la figura 3.8-10 muestra el voltaje de salida aproximado para una señal rectificadada de onda completa, aproximando la forma de la señal de rizo a una forma triangular para obtener la ecuación (3.8-VII). Del análisis de ésta forma de onda de voltaje se pueden obtener las siguientes relaciones :

$$V_{cc} = V_m - \frac{V_r (p-p)}{2} \dots \dots \dots (3.8-VI)$$

$$V_r (rms) = \frac{V_r (p-p)}{2 * (3)^{1/2}} \dots \dots \dots (3.8-VII)$$

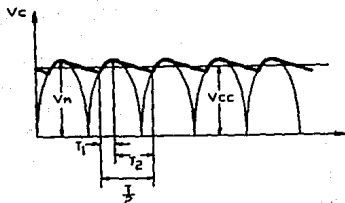


Fig. 3.8-10 Voltaje de salida aproximado del circuito filtro con condensador.

VOLTAJE DE RIZO V_r (rms).

El voltaje de rizo puede ser obtenido en términos de otros parámetros de la siguiente manera :

$$V_r(\text{rms}) \sim \frac{I_{cc}}{4 * (3)^{1/2} * f * C} * \frac{V_{cc}}{V_m} \dots (3.8-VIII)$$

Donde f = Es la frecuencia del voltaje de potencia de suministro sinusoidal, ($f = 60 \text{ Hz}$).

I_{cc} = Es la corriente promedio drenada del filtro por la carga, y está en miliamperios.

C = Es el valor del condensador en microfaradios.

Si hacemos la suposición de que $V_{cc}/V_m = 1$, es decir que V_{cc} es aproximadamente igual a V_m , podemos simplificar las expresión anterior en la cual también sustituiremos el valor de la frecuencia quedando de la siguiente forma :

$$V_r (\text{rms}) = \frac{2.4 I_{cc}}{C} = \frac{2.4 V_{cc}}{R_L C} \dots \dots (3.8-IX)$$

VOLTAJE CC, V_{cc} .

Utilizando las expresiones 3.8-VI, 3.8-VII y 3.8-VIII, vemos que el voltaje CC del filtro es :

$$V_{cc} = V_m - \frac{V_r (\text{p-p})}{2} = V_m - \left(\frac{I_{cc}}{4 f C} \times \frac{V_{cc}}{V_m} \right)$$

De nuevo utilizando la suposición de simplificación de que V_{cc} es muy similar a V_m , obtenemos un valor aproximado de V_{cc} (que es menor que V_m).

$$V_{cc} = V_m - \frac{4.17 I_{cc}}{C} \dots \dots (3.8-IX)$$

El valor del voltaje CC es menor que el valor del voltaje rectificado de pico. Nótese también de la ecuación (3.8-X) que entre más grande sea el valor de la corriente promedio drenada del filtro menor es el voltaje CC de salida, y entre mayor sea el valor del condensador (filtro) más cercano está el voltaje de salida de CC al valor pico V_m .

RIZO CON FILTRO CON CONDENSADOR.

Utilizando la definición de rizo indicada en la ecuación (3.8-III) y en la ecuación (8) obtenemos la ecuación para el factor de rizo de un filtro con condensador para rectificación de onda completa.

$$r = \frac{V_r (\text{rms})}{V_{cc}} \times 100\% \approx \frac{2.4 I_{cc}}{C V_{cc}} \times 100\% \dots (3.8-XI)$$

Puesto que V_{cc} e I_{cc} están relacionados con la carga R_L del filtro, nosotros también podemos expresar el rizado como:

$$r = \frac{2.4}{R_L C} \times 100 \% \quad \dots \dots \dots (3.8-XII)$$

Donde I_{cc} está en miliamperios, C está en microfaradios, V_{cc} está en voltios y R_L está en kilohms.

Como se muestra en la ecuación (3.8-XII) el factor de rizo directamente con la corriente de carga (entre mayor sea la corriente de carga mayor sera el factor de rizo), e inversamente con el valor del condensador; esto concuerda con lo mencionado anteriormente.

Una vez que sean analizado los factores que se deben considerar para el diseño de una fuente de voltaje, procederemos al diseño y cálculo de cada una de las fuentes.

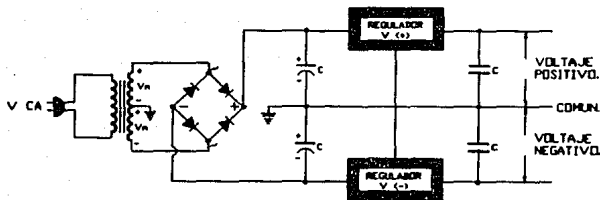
3.8.4 FUENTES DE ± 5 VOLTS Y ± 15 VOLTS.

Comenzaremos con el diseño de las fuentes de ± 5 volts las cuales alimentaran casi todos los circuitos del diseño que requiera dicho nivel de tensión. Se debe mencionar que se construirán dos fuentes de $+5$ volts, la necesidad de construir una segunda fuente de $+5$ volts es para alimentar los circuitos integrados del medidor de frecuencia y ancho de pulso, que requieran éste nivel de tensión, ya que como ésta unidad mide frecuencia es muy sensible a las variaciones que presente la señal a medir, y si la conectáramos junto con la demás carga a la misma fuente ($+5$ V) el rizo que se genera debido a toda la carga provocaría errores en las lecturas obtenidas de dicha unidad.

Al realizar un análisis teórico práctico de la corriente que consumen en conjunto los circuitos alimentados a ± 5 volts se pudo

observar que dicha corriente no excede de 800 miliamperios.

Antes de realizar cualquier cálculo damos a conocer la configuración que se utilizara para el diseño de todas las fuentes (± 85 Volts, ± 15 Volts y ± 5 Volts), esta configuración se puede observar en la figura 3.8-11.



3.8-11 Configuración utilizada para el diseño de las fuentes.

Como a las fuentes que diseñaremos no se les conectara cargas que no exceden de los 800 miliamperios, utilizaremos reguladores de voltage CI (Circuitos Integrados). Los reguladores de voltage que proporcionan un voltage regulado sobre un rango de corriente de carga se representan esquemáticamente en la figura 3.8-12.

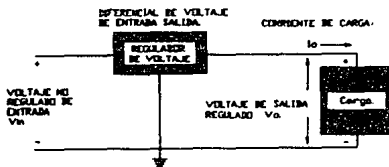


Fig 3.8-12 Representación a bloques de un regulador de voltage de tres terminales.

El regulador de voltaje tiene un voltaje de entrada no regulado V_{in} aplicado a un terminal, y entrega un voltaje de salida regulado V_o desde un segundo terminal, con un tercer terminal conectado a tierra.

Para una unidad particular CI, las especificaciones del dispositivo listan un rango de voltaje sobre el cual el voltaje de entrada puede variar para mantener el voltaje de salida regulado V_o , sobre un rango de corriente de carga I_o . Un voltaje diferencial Entrada-Salida debe mantenerse para que el CI opere, lo cual significa que el voltaje variable de entrada debe mantenerse siempre lo suficientemente alto para mantener una caída de voltaje a través del CI que permita una operación adecuada del circuito interno.

Los reguladores utilizados son LM7805CK y el LM7905CK, las características de estos reguladores son las que aparecen en la figura 3.8-13.

REGULADOR	V_{salida} $\pm 5\%$	I_{salida}	V_{max} de entrada	V_{min} de entrada	Potencia disipada
LM7805CK	5 V.	3.0 A.	20 V.	7.5 V.	30 W.
LM7905CK	-5 V.	1.5 A.	-35 V.	-7.1 V.	15 W.

Fig. 3.8-13 Características de los reguladores para las fuentes de ± 5 Volts.

Como puede apreciarse en la figura 3.8.-11, el transformador utilizado debe tener tap central y además debe desarrollar entre el tap y cualquiera de sus terminales el nivel tensión RMS necesario para poder alimentar al regulador. Para el caso de las fuentes de ± 5 Volts, de la figura 3.7-13 podemos ver que el voltaje entre tap y cualquier terminal debe ser de 7.5 volts como voltaje mínimo y 20 volts como voltaje máximo. Debido a lo anterior el transformador se eligió a 30 volts con tap central para una

corriente de secundario de 1 amperio, con lo cual satisfacemos las necesidades de la carga y quedamos dentro de las características de los reguladores.

Como los valores de corriente y voltaje elejidos para el transformador son comerciales, no realizaremos cálculos para la construcción de dicho transformador, además cabe mencionar que resulta más económico comprar hecho el transformador, por razones prácticas.

El tipo de rectificador que utilizaremos como ya se mencionó será el tipo puente, el cual se compone de 4 diodos, para nuestro diseño utilizaremos el puente rectificador W01, este rectificador tiene las siguientes características :

1.5 amperios y soporta 400 volts pico en inversa.

Las características del puente rectificador cubren los requerimientos, ya que la corriente que circulará a través de él no excedera de 1 amperios y la tensión máxima en inversa que se puede presentar es de 42.43 volts.

$$V_{\text{máx. (inv)}} = (2)^{1/2} V_{\text{rms}}$$

$$V_{\text{máx. (inv)}} = (2)^{1/2} (30) = 42.43 \text{ Volts.}$$

CALCULO DEL FILTRO (CAPACITOR).

Para poder filtrar la señal rectificada utilizaremos dos capacitores debido a que alimentaremos a dos reguladores uno de tensión positiva y otro de tensión negativa, dichos capacitores se conectaran con un terminal en común un (+) y un (-), este punto se conecta en el tap central del transformador, y los dos terminales restantes de cada capacitor (+,-), se conectan en los terminales (+,-) respectivamente del puente rectificador.

Como los dos capacitores tendran el mismo valor capacitivo,

solo calcularemos uno; para dicho cálculo comenzaremos suponiendo un V_r (p-p) = 1.5 volts; utilizando la expresión (3.8-VII), tenemos que el valor (r_{rms}) del voltaje de rizo es :

$$V_r (rms) = \frac{1.5 V}{2 (3)^{1/2}} = 0.433 V$$

Como el valor $V(rms)$ de cualquier extremos con respecto al tap central del transformador es de 15 volts, tenemos que el valor pico (V_m) es el siguiente:

$$V_m = (2)^{1/2} (15) = 21.21 \text{ volts.}$$

Por lo tanto, empleando la expresión (3.8-VI) tenemos que el valor V_{cc} de la señal es :

$$V_{cc} = 21.21 - \frac{1.5}{2} = 20.46 \text{ volts.}$$

Con los datos obtenidos hasta el momento podemos calcular el % de rizo utilizando la expresión (3.8-III).

$$r = \frac{0.433 V}{20.46 V} (100) = 2.11 \%$$

Para el cálculo del capacitor utilizaremos la expresión (3.8-XI).

$$r = \frac{2.4 (I_{cc})}{C V_{cc}}$$

Despejando C de la expresión anterior tenemos :

$$C = \frac{2.4 (I_{cc})}{(r/100) V_{cc}}$$

De datos obtenidos prácticamente tenemos que la corriente máxima sera de 800 miliamperios. Por lo tanto, el valor del capacitor es :

$$C = \frac{2.4 (800)}{(2.11/100) (20.46)} = 4434.05 \mu f$$

El valor comercial utilizado sera de 4700 μf a 25 volts.

En la figura 3.8-14 podemos observar finalmente las fuentes de ± 5 volts con sus valores correspondientes. Como puede verse en la salida de cada fuente se encuentra un condensador electrolitico de 470 μf , éste capacitor ayuda a la fuente a mantener el voltaje CC en su valor y adicionalmente ayuda a filtrar las variaciones de voltaje a cualquier frecuencia elevada.

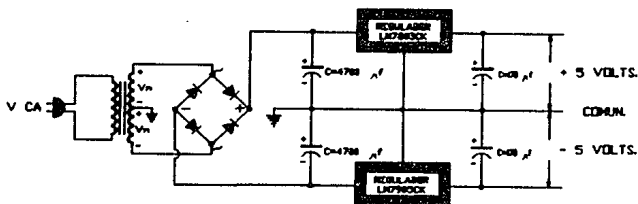


Fig. 3.8-14 Fuentes de ± 5 volts.

Como se menciona anteriormente se construirá una fuente independiente de + 5 volts, dicha fuente tendra los mismo valores que tiene la fuente de + 5 volts que aparece en la figura anterior, el transformador utilizado sera de 15 V (rms).

Para el diseño de las fuentes de ± 15 volts utilizaremos los reguladores de voltaje LM7815CK y LM7915CK, las características de estos reguladores aparecen en la figura 3.8-15.

REGULADOR	V salida ± 5 %	I salida	V máx de entrada	V mín de entrada	Potencia dissipada
LM7815CK	15 V.	1.5 A.	40 V.	17.4 V.	20 W.
LM7915CK	-15 V.	1.5 A.	-40 V.	-17.1 V.	15 W.

Fig. 3.8-15 Características de los reguladores para las fuentes de ± 15 Volts.

El transformador utilizado será de 35 V (rms) entre terminales y 1000 miliamperios, por lo que tendrá 17.5 V (rms) al tap central, el puente rectificador al igual que para las fuentes de ± 5 volts será el W01 ya que tiene las características necesarias de corriente y tensión, para estas fuentes la máxima tensión en inversa que se puede presentar es :

$$V_{\text{máx. (inv)}} = (2)^{1/2} (35) = 50 \text{ volts.}$$

Para los capacitores de las fuentes de ± 15 volts realizaremos un cálculo semejante al de las fuentes anteriores. Para dicho cálculo comenzaremos suponiendo un V_r (p-p) = 2 volts; utilizando la expresión (3.8-VII), tenemos que el valor (rms) del voltaje de rizo es :

$$V_r \text{ (rms)} = \frac{2 \text{ V}}{2 (3)^{1/2}} = 0.577 \text{ V}$$

Como el valor V_{rms} de cualquier extremo al tap central del transformador es de 17.5 volts, tenemos que el valor pico (V_m) es el siguiente:

$$V_m = (2)^{1/2} (17.5) = 24.75 \text{ volts.}$$

Por lo tanto, empleando la expresión (3.8-VI) tenemos que el valor V_{cc} de la señal es :

$$V_{cc} = 24.75 - \frac{2}{2} = 23.75 \text{ volts.}$$

Con los datos obtenidos hasta el momento podemos calcular el % de rizo utilizando la expresión (3.8-III).

$$r = \frac{0.577 \text{ V}}{23.75 \text{ V}} (100) = 2.43 \%$$

Para el cálculo del capacitor utilizaremos la expresión (3.8-XI).

$$r = \frac{2.4 (I_{cc})}{C \cdot V_{cc}}$$

Despejando C de la expresión anterior tenemos :

$$C = \frac{2.4 (I_{cc})}{(r/100) V_{cc}}$$

De datos obtenidos prácticamente tenemos que la corriente máxima será de 800 miliamperios. Por lo tanto, el valor del capacitor es :

$$C = \frac{2.4 (800)}{(2.43/100) (23.75)} = 3325.53 \mu f$$

El valor comercial utilizado sera de 4700 μf a 50 volts.

En la figura 3.8-14 podemos observar finalmente las fuentes de + 15 volts con sus valores correspondientes.

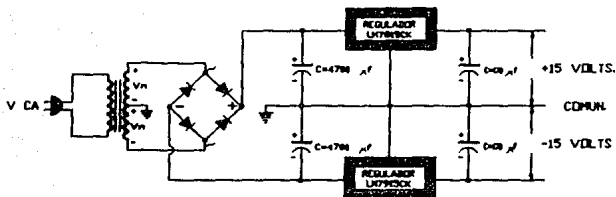


Fig 3.8-16 Fuentes de ± 15 volts.

3.8.5 FUENTE DE ± 85 VOLTS.

Al igual que para las demás fuentes; las fuentes de ± 85 volts requieren de un transformador con derivación central, dicho transformador debe desarrollar entre el tap central y cualquiera de sus dos terminales una tensión un poco mayor de 85 V (Volts pico) para poder alimentar a un capacitor y éste a su vez al regulador de voltaje.

CALCULO DEL TRANSFORMADOR.

Basandonos en lo mencionado anteriormente calculamos el valor (rms) de un terminal al tap central del transformador.

$$V_{(rms)} \text{ al tap} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} = \frac{85 \text{ V}}{\sqrt{2}} = 60.1 \text{ V}$$

Por lo tanto, el valor (rms) de la tensión total del transformador es :

$$V_{(rms)} \text{ total} = 2 (60.1) = 120.2 \text{ V}$$

Como ya se mencionó anteriormente el valor pico de la señal que alimentará al capacitor debe de ser mayor a 85 V (pico), para ello consideraremos que el transformador entregará a la salida 130 V (rms), por lo que, el valor al tap central será de 85 volts (rms), cuyo valor pico es de :

$$V_m = (2)^{1/2} (85) = 92 \text{ Volts (pico).}$$

Las fuentes de $\pm 85 \text{ V CC}$ se utilizarán para alimentar solamente a un amplificador, el cual trabaja con un rango de amplificación de ± 5 a ± 70 volts CC. la corriente que demandará la carga conectada a dicho amplificador no excederá a los 500 miliamperios, pero para el cálculo del transformador consideraremos una corriente de 700 miliamperios; con los datos mencionados podemos realizar el cálculo del transformador.

Los datos para el cálculo del transformador son :

Tensión primaria $V_p = 127 \text{ V de CA.}$

Tensión secundaria $V_s = 130 \text{ V de CA.}$

Corriente secundaria $I_s = 700 \text{ mA.}$

Para poder determinar la corriente en el primario I_p necesitamos conocer la potencia w_p de éste devanado.

La potencia en el devanado secundario es igual al producto del voltaje inducido a carga máxima por la corriente que circula en dicha carga. por consiguiente la potencia en el secundario w_s es:

$$w_s = V_s I_s = (130 \text{ V}) (700 \text{ mA}) = 91 \text{ watts.}$$

Como $w_s = w_p$

Donde W = potencia activa dada en [watts]

$$W_i = V_i I_i = 91 \text{ watts.}$$

Por consiguiente I_i es :

$$I_i = \frac{91 \text{ watts}}{127 \text{ Volts}} = 718 \text{ mA.}$$

Además es también necesario considerar un factor de potencia que tomaremos de 0.9, por lo tanto, tenemos que :

$$W = S \text{ fp}$$

Donde S = Potencia aparente dada en [VA]

fp = Factor de potencia.

Despejando de la expresión anterior la potencia aparente tenemos :

$$S = \frac{W}{\text{fp}} = \frac{91}{0.9} = 101.11 \text{ VA}$$

Si además considerando pérdidas en el transformador consideramos un 90 % de eficiencia tendremos que :

$$S = \frac{101.11}{0.9} = 112.34 \text{ VA}$$

Los volts/espira se determinan con la siguiente expresión :

$$V/N = 0.638 [S]^{1/2}$$

Para el uso de ésta expresión S se utiliza en KVA, por lo tanto tenemos :

$$V/N = 0.636 [0.11234]^{1/2} = 0.213$$

Para el cálculo del número de espiras del secundario utilizaremos la siguiente expresión :

$$N_s = \frac{V_s}{V/N} = \frac{130 \text{ V}}{0.213 \text{ V/espira}}$$

$$N_s = 609.8 \text{ espiras}$$

El número de espiras del primario lo podemos calcular de la siguiente manera :

$$N_i = r N_s$$

$$\text{Donde } r = \frac{V_i}{V_s} = \text{Relación de transformación.}$$

Por lo tanto

$$r = \frac{127 \text{ V}}{130 \text{ V}} = 0.98$$

Por consiguiente

$$N_i (0.98) (609.8) = 595.75 \text{ espiras.}$$

En síntesis el número de espiras del primario y secundario son :

$$N_i = 596 \text{ espiras.}$$

$$N_s = 610 \text{ espiras.}$$

La sección transversal del alambre conductor la calcularemos con la siguiente expresión :

$$A = I / J$$

Donde A = Sección transversal del conductor en [mm^2]
 I = Corriente que circula por el conductor en [A]
 J = Densidad de corriente por mm^2

El valor de J lo consideraremos que será de 3 A/mm^2 , que para nuestros requerimientos de corriente es más que suficiente.

Realizando cálculos tenemos que la sección transversal del conductor del devanado primario es :

$$A_l = \frac{I_l}{J} = \frac{0.716 \text{ A}}{3 \text{ A/mm}^2} = 0.238 \text{ mm}^2$$

Una vez calculada el área transversal del conductor podemos obtener el diámetro del mismo.

$$d_l = [4 A_l / \pi]^{1/2}$$

$$d_l = [4 (0.238) / \pi]^{1/2} = 0.55 \text{ mm}$$

Realizando los mismos cálculos para el conductor del devanado secundario tenemos :

$$A_o = \frac{I_o}{J} = \frac{0.700 \text{ A}}{3 \text{ A/mm}^2} = 0.233 \text{ mm}^2$$

Por lo tanto el diámetro es :

$$d_o = [4 (0.233) / \pi]^{1/2} = 0.54 \text{ mm}$$

Los diámetros de los conductores del primario y secundario son los siguientes :

$$d_i = 0.55 \text{ mm}$$

$$d_e = 0.54 \text{ mm}$$

De la figura 3.8-17 que aparece a continuación podemos observar que el calibre requerido para el alambre del transformador se del número 22 cuyo diámetro es de 0.62 mm. y soporta una corriente de 800 miliamperios.

CALIBRE	DIAMETRO (MM)	AREA EN (MM ²)	CARGA MAX (AMPERES)
20	0.810	0.518	2.00
21	0.723	0.411	1.72
22	0.644	0.326	1.20
23	0.573	0.258	0.85
24	0.511	0.205	0.60

Fig. 3.8-17 Tabla de calibres y características del alambre magneto.

El carrete utilizado es el que se muestra en al figura 3.8-15 donde aparecen sus dimensiones principales.

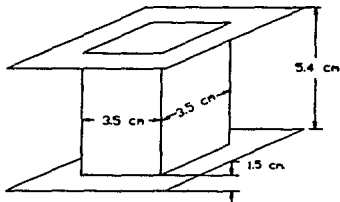


Fig: 3.8-18 Carrete utilizado con sus dimensiones.

Acomodo de los conductores para el primario. Utilizando las dimensiones mostradas en la figura anterior calcularemos el número de espiras por capa.

$$50\text{mm}/0.62\text{mm} = 80.65 \text{ espiras/capa}$$

Se tomarán 80 espiras por cada capa. Por lo tanto, el número de capas para el primario será de :

$$596/80 = 7.45 \text{ capas}$$

Consideraremos 8 capas.

Acomodo del conductor para el secundario. Debemos recordar que el secundario será con derivación central, por lo que debemos sacar el tap central al haber devanado 305 espiras.

El número de espiras por capa es el mismo para el primario, y ya que el calibre del conductor es el mismo, por lo tanto, el número de capas del secundario es de :

$$610/80 = 7.63 \text{ capas}$$

Consideraremos 8 capas.

Se debe tener en cuenta el grosor del papel utilizado para aislar ambos devanados que es de 0.002 pulg. = 0.508 mm, además el papel para separar cada una de las capas, tiene un grosor de 0.0022 pulg. = 0.055 mm. por lo tanto, el grosor total será :

$$8 (0.62) + 8 (0.62) + 18 (0.0055) + 0.508 = 11.308 \text{ mm}$$

El grosor total de los dos devanados y del papel utilizado para aislar será de 11.308 mm, y como puede verse en la figura 3.8-18 tenemos disponible 15 mm. por lo que, el carrete elegido es correcto.

Como el carrete que se eligió satisfase las necesidades; las E y las I que utilizaremos son las que se muestran en la figura 3.8-19 cuyos valores son comerciales.

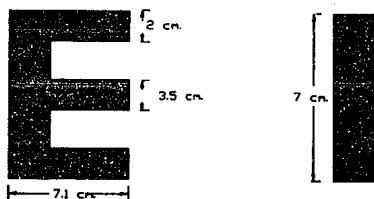


Fig. 3.8-19 Dimensiones de E e I utilizadas.

El espesor del núcleo para nuestro caso sera de 3.5 cm. que es el valor que tiene el carrete.

El rectificador utilizado para las fuentes de \pm 85 volts sera el mismo que para las demás fuentes o sea el W01 el cual soporta perfectamente la tensión y la corriente requerida. Para éste caso la tensión inversa que se puede llegar a presentar en el puente rectificador es :

$$V_{\text{máx. (inv)}} = (2)^{1/2} (92) = 130 \text{ volts.}$$

El rectificador es capaz de soportar hasta 400 volts en inversa, por lo que no tenemos ningún problema en cuanto a ésto.

CALCULO DEL FILTRO (CAPACITOR)

Si consideramos V_r (p-p) = 3 volts, de acuerdo a la expresión (3.8-VII) tenemos que :

$$V_{r(\text{rms})} = \frac{3 \text{ V}}{2 (3)^{1/2}} = 0.866 \text{ V}$$

Como el valor $V(\text{rms})$ de cualquier extremo al "tap" central del transformador es de 65 volts, tenemos que el valor pico (V_m) es el siguiente:

$$V_m = (2)^{1/2} (65) = 91.92 \text{ volts.}$$

Por lo tanto, empleando la expresión (3.8-VI) tenemos que el valor V_{cc} de la señal es :

$$V_{cc} = 91.92 - \frac{3}{2} = 90.42 \text{ Volts.}$$

Con los datos obtenidos hasta el momento podemos calcular el % de rizo utilizando la expresión (3.8-III).

$$r = \frac{0.866 \text{ V}}{90.42 \text{ V}} (100) = 0.95 \%$$

Para el cálculo del capacitor utilizaremos la expresión (3.8-XI).

$$r = \frac{2.4 (I_{cc})}{C V_{cc}}$$

Despejando C de la expresión anterior tenemos :

$$C = \frac{2.4 (I_{cc})}{(r/100) V_{cc}}$$

De datos obtenidos prácticamente tenemos que la corriente máxima sera de 700 miliamperios. Por lo tanto, el valor del capacitor es :

$$C = \frac{2.4 (700)}{(0.95/100) (90.42)} = 1955.78 \mu f$$

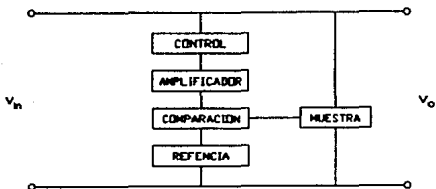
El valor comercial utilizado sera de 2700 μf a 100 volts.

CALCULO DE LOS REGULADORES DE \pm 85 VOLTS.

Debido al nivel de \pm 85 volts, tenemos la necesidad de hacer en forma discreta estos reguladores ya que no existen a ese nivel de tensión en circuito integrado.

Como ya se mencionó anteriormente, un regulador de voltaje debe proporcionar un voltaje constante a la carga dentro de un rango limitado de voltaje de entrada.

El procedimiento general de diseño puede ser dividido en cinco etapas como se indica en el diagrama a bloques de la fig. 3.8-20 obsérvese que la regulación se lleva a cabo comparando una muestra de voltaje de salida con una referencia, cualquier error presente es amplificado y utilizado para controlar el elemento serie.



3.8-17 Diagrama de bloques de un regulador de voltaje de CC en serie.

El elemento muestra del diagrama a bloques es usualmente un simple divisor de voltaje a través de la salida regulada, éste divisor se emplea para ajustar la muestra de salida y acoplar el voltaje de referencia (voltaje zener) para voltajes específicos de salida. El elemento de comparación toma una muestra del voltaje de salida y una vez que la compara con el voltaje de referencia produce una señal que es proporcional a la referencia, ésta señal será amplificada hasta un nivel suficiente para excitar el elemento de control. Debido a que el amplificador se encuentra dentro del circuito está fuertemente retroalimentado, no se necesita un diseño muy crítico del amplificador de CC. El único requisito en muchos casos, consiste en proporcionar una ganancia que sea suficientemente grande para suministrar la corriente requerida al elemento de control y al mismo tiempo, suficientemente pequeña para mantener la estabilidad del circuito, por lo general un transistor es suficiente, así una etapa sencilla, funciona al mismo tiempo como elemento de comparación y como un amplificador de CC. El elemento de control interpreta la señal del amplificador y efectúa el ajuste necesario para mantener un voltaje constante de salida. Los elementos básicos de control, usados en los tres tipos de reguladores son los que se muestran en la fig. 3.8-21.

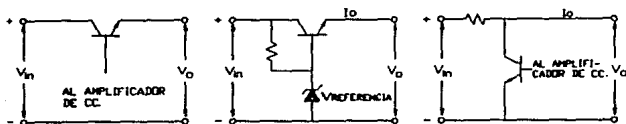


Fig.3.8-21 Elementos de control de regulador.
 a) regula serie b) regulador con seguidor de emisor c) regulador en paralelo.

Los elementos de control de reguladores en serie y con seguidor emisor, son básicamente los mismos, con excepción de la excitación de la base, la que se obtiene del amplificador de CC en un regulador serie, y del elemento de referencia en un regulador con seguidor de emisor. Los elementos de control en serie y con seguidor de emisor deben ser capaces de soportar la corriente total del regulador ; pero durante la operación normal puede el voltaje colector-emisor ser mucho menor que el voltaje de salida.

El elemento de control en paralelo debe ser capaz de soportar el voltaje completo de salida; sin embargo, no tiene que conducir la corriente total de carga. Como la caída empleada con el regulador en paralelo tiene alta disipación, se reduce la eficiencia total del regulador.

Las observaciones anteriores indican que un regulador en paralelo puede ser usado para voltajes bajos o medios, y corrientes elevadas de salidas con cargas relativamente constantes. Las aplicaciones del regulador con seguidor emisor están usualmente limitadas a bajos voltajes de salida, este tipo de regulador tiene una regulación pobre con respecto a la variación de entrada, en comparación a otros tipos de reguladores. El regulador en serie es preferible para voltajes elevados y corrientes medias de salida con carga variables.

Debido a que los reguladores que diseñaremos serán para proporcionar tensiones de hasta 85 volts (positivas y negativas) y corrientes no mayores a 700 miliamperios el tipo de regulador que utilizaremos será el tipo serie ya que es el que reúne las características que requerimos. En la fig. 3.8-22 se muestra el regulador de voltaje serie que emplearemos para el diseño de las fuentes en cuestión. En la fig. 3.8-22 podemos identificar cada uno de los elementos indicados en el diagrama a bloques de la fig. 3.8-20.

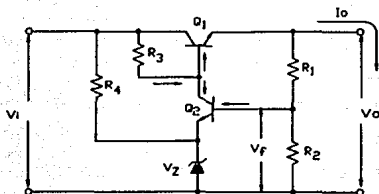


Fig. 3.8-22 Identificación de cada uno de los elementos que conforman un regulador de tensión.

La idea básica de circuito regulador de voltaje es la siguiente; supóngase que el voltaje de la carga tiende a aumentar el voltaje de realimentación V_f también aumentará. Como el voltaje del emisor de Q_2 se mantiene constante por medio del diodo zener, circulará más corriente de colector para él y la mayor parte lo hará por R_3 provocando que el voltaje de la base de Q_1 disminuya. En respuesta, el voltaje del transistor Q_1 disminuye, compensando casi todo el incremento inicial del voltaje de la carga.

El potenciómetro de la fig. 3.8-22 permite ajustar el voltaje de salida al valor exacto que requiera en una aplicación particular.

Calculo de los componentes del regulador.

Primeramente estableceremos los datos que tenemos :

$$V_i = 90 \text{ Volts.}$$

$$V_z = 47 \text{ Volts.}$$

$$V_o = 85 \text{ Volts.}$$

$$I_o = 0.7 \text{ Amperes.}$$

Analizando la figura 3.8-22 podemos ver que la caída de tensión en la resistencia R_4 es :

$$V_{R_4} = V_i - V_z = 90 - 47 = 43 \text{ Volts.}$$

Si suponemos que circula por R_4 una corriente de 10 mA tenemos que :

$$R_4 = \frac{43 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 4.3 \text{ K}\Omega$$

El valor comercial utilizado es 4.7 K Ω .

$$I_{R_4} = \frac{43 \text{ V}}{4.7 \text{ K}\Omega} = 9.15 \text{ mA}$$

$$P_{R_4} = (43 \text{ V}) (9.15 \text{ mA}) = 0.4 \text{ Watts.}$$

Si consideramos que V_{BE_2} es 0.7 Volts, y si además consideramos que $I_{R_2} = 7 \text{ mA}$ entonces tenemos :

$$V_{R_2} = V_i = V_z + V_{BE_2} = 47 + 0.7 = 47.7 \text{ Volts.}$$

Por lo tanto

$$R_2 = \frac{V_{R_2}}{I_{R_2}} = \frac{47.7 \text{ V}}{7 \text{ mA}} = 6.81 \text{ k}\Omega$$

El valor comercial utilizado será una resistencia de 4.7 K Ω y un preset en serie de 2.2 K Ω , el preset se utilizara para realizar ajustes con el valor de corriente que circulará por estas resistencias.

$$P_{R_2} = (47.7 \text{ V}) (7 \text{ mA}) = 0.334 \text{ Watts.}$$

Suponiendo que $I_{B_2} \ll I_{R_1}$ e I_{R_2} entonces :

$$I_{R_2} = I_{R_1}$$

$$V_{R_1} = V_o - V_{R_2} = 85 - 47.7 = 37.3 \text{ Volts.}$$

Por lo tanto

$$R_1 = \frac{37.3 \text{ V}}{7 \text{ mA}} = 5.328 \text{ K}\Omega$$

El valor comercial que más se acerca es el de 5.6 K Ω .

$$P_{R_1} = (37.3 \text{ V}) (7 \text{ mA}) = 0.2611 \text{ Watts.}$$

Para el cálculo de R_3 supondremos que circula una corriente $I_{R_3} = 10 \text{ mA}$.

$$V_{R_3} = V_i - V_o = 90 - 85 = 5 \text{ Volts.}$$

$$R_3 = \frac{V_{R_3}}{I_{R_3}} = \frac{5 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 0.5 \text{ K}\Omega$$

$$P_{R_3} = (5 \text{ V}) (10 \text{ mA}) = 0.05 \text{ Watts.}$$

Similarmenete

$$V_{C_1} = V_i - V_o = 90 - 85 = 5 \text{ Volts.}$$

$$I_{R_1} = \beta_1 I_{B_1}$$

$$I_{B_1} = \frac{I_{C_1}}{\beta_1}$$

Como $I_{R_1} = I_{L_1} + I_{R_2} = (700 + 7) \text{ mA} = 707 \text{ mA}$

Por lo tanto

$$I_{B_1} = \frac{707 \text{ mA}}{75} = 9.42 \text{ mA}$$

$$I_{C_2} = I_{R_3} - I_{B_1} = 10 - 9.42 = 0.58 \text{ mA}$$

$$I_{B_2} = \frac{I_{C_2}}{\beta_2} = \frac{0.58 \text{ mA}}{150} = 3.88 \mu\text{A}$$

$$I_Z = I_{R_4} + I_{C_2} = 10 + 0.58 = 10.58 \text{ mA}$$

$$P_Z = (47 \text{ V}) (10.58 \text{ mA}) = 0.500 \text{ Watts.}$$

El diodo zener que podríamos utilizar sería de 0.5 Watts , pero éste valor queda justo al valor teórico, por lo tanto, utilizaremos el diodo zener para 1 Watt.

Los transistores que se utilizarán para el diseño de las fuentes de ± 85 Volts son : el TIP 31C y TIP 32C, cuyas características satisfacen las necesidades de nuestro diseño y son las que se muestran en la figura 3.8-23.

TRANSISTOR	V _{CB}	V _{CE} VOLTS	V _{BE}	I _C AMP.	POTENCIA Watts	FREC. MHZ	β
TIP-31C (NPN)	130	120	5	4	40	4	75 typ
TIP-32C (PNP)	130	120	5	4	40	4	75 typ
T-11D (NPN)	70	70	5	1	0.7	120	150 typ
T-12D (PNP)	70	70	5	1	0.7	120	150 typ

Fig. 3.8-23 Características de los transistores utilizados para las fuentes de ± 85 volts.

Tomando en cuenta que la corriente circula del potencial mayor al menor, tenemos que para la fuente de + 85 Volts se emplearán los transistores NPN, y para la fuente de - 85 Volts los transistores PNP. Si consideraremos como Q₁ a los TIP-31C/32C y como Q₂ a los T-11D/12D, para el cálculo de las fuentes positiva y negativa, se puede lograr un funcionamiento correcto.

El cálculo de los componentes para el regulador de - 85 Volts es semejante, la única diferencia es que las corrientes circulan en sentidos contrarios a los considerados para el regulador de +85 Volts. En la figura 3.8-24 se puede apreciar el diagrama de alambrado de las fuentes de \pm 85 Volts.

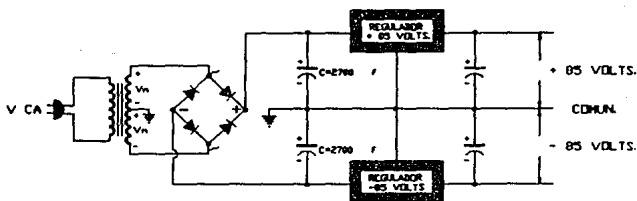


Fig. 3.8-24 Fuentes de \pm 85 Volts.

CAP. IV CONSTRUCCION Y COSTOS DEL ESTIMULADOR ELECTRONICO.

4.1.0 DISEÑO ASISTIDO POR COMPUTADORA.

Las computadoras han crecido para convertirse esencialmente en las operaciones de negocios, gobierno, ejército, ingeniería e investigaciones. Esto se ha ido demostrando especialmente en años recientes, al ser una muy poderosa herramienta en el diseño y la manufactura. En éste subcapítulo y en los siguientes, consideraremos la aplicación de la computadora en la tecnología para el diseño de un producto.

DEFINICION DE SISTEMA CAD:

Diseño asistido por computadora el cual involucra algun tipo de actividad de diseño para desarrollar, analizar o modificar un diseño de ingeniería.

Los modernos sistemas CAD (también frecuentemente llamados Sistemas CAD/CAM) estan basados en la interacción de computadoras gráficas (ICG). La interacción de computadoras graficas denota un sistema de orientación al usuario en el cual la computadora es empleada para crear, transformar y mostrar datos en la forma de imágenes y símbolos. El usuario dentro del sistema de diseño con computadoras gráficas se convierte en diseñador, quien comunica datos y comandos a la computadora a través de algunos o varios dispositivos de entrada. La computadora se comunica con el usuario a través de un tubo de rayos catódicos (CRT). El diseñador crea una imagen sobre la pantalla del CRT por medio de la introducción de comandos para llamar las subrutinas de software deseadas, almacenadas en la computadora. En la mayoría de los sistemas, la imagen es construida en base a elementos geométricos básicos; puntos, líneas, círculos, etc. Los cuales pueden ser modificados de acuerdo a los comandos del diseñador, agrandando o reduciendo en medida, moviendo a otras posiciones sobre la pantalla, rotando y otras transformaciones.

Los sistemas típicos ICG es una combinación de hardware y software. El hardware incluye una unidad central de procesamiento, una o más estaciones de trabajo (que incluyan monitores con capacidad de gráficos), y dispositivos periféricos tales como impresoras, graficadores, y equipo de dibujo. El software consiste de programas de computadoras necesarios para implementar procesos gráficos en sistemas. El software típicamente incluirea programas de aplicación especializados.

Es importante hacer notar que de hecho el sistema ICG es un componente del sistema de diseño asistido por computadora. La interacción con computadoras gráficas es una herramienta usada por los diseñadores para resolver precisamente un problema de diseño.

El diseñador ejecuta la parte del proceso de diseño que es más apropiado para la destreza intelectual humana (conceptualización y pensamiento), la computadora realiza la mejor faena de sus capacidades (velocidad de cálculo, visualizar imágenes, almacenamiento de grandes cantidades de datos), y en resultado el sistema excede la suma de sus componentes.

Hay varias razones fundamentales para implementar un sistema asistido por computadora:

1.- PARA INCREMENTAR LA PRODUCTIVIDAD DEL DISEÑADOR; Esta se acompaña por la ayuda al diseñador, al visualizar el producto y sus componentes subensambladas, reduciendo el tiempo requerido para síntesis, análisis y documentación del diseño. Este mejoramiento de la productividad no solo se acompaña de un bajo costo del diseño, sino también en una reducción en el tiempo total del proyecto.

2.- PARA MEJORAR LA CALIDAD DEL DISEÑO; Un sistema CAD permite más análisis de ingeniería y un mayor número de alternativas de diseño que pueden ser investigadas. Los errores de diseño se reducen a través de la gran exactitud que poseen los sistemas.

3.- MEJORA LA COMUNICACION; El uso de sistemas CAD provee de mejores dibujos de ingeniería, una mayor estandarización de ellos, mejor documentación de los diseños, así como menos errores de dibujo y una mayor legibilidad.

4.- CREAR UNA BASE DE DATOS PARA MANUFACTURA; Durante el proceso de crear la documentación para el diseño del producto (geometría y dimensionamiento del producto y sus componentes, especificaciones de los materiales para componentes, tipos de materiales, etc.), muchos de estos requerimientos se van incorporando a una base de datos para la manufactura del producto.

Hay muchos beneficios del diseño asistido por computadoras, algunos de los cuales pueden ser fácilmente percibidos, otros de ellos son intangibles, reflejados en el mejoramiento de la calidad del trabajo, e información más pertinente y aprovechable, así como un mejor control de todo aquello que es difícil de cuantificar. Otros beneficios son palpables pero solo se dejan ver hasta el proceso de su producción.

4.1.1 DISEÑO FÍSICO DE LA CAJA DEL ESTIMULADOR ELECTRÓNICO.

El paquete AutoCAD (ver. 9) pertenece al mundo del software de diseño asistido por computadora. Con el paquete AutoCAD se puede realizar un dibujo, por complicado que sea, detallándolo tanto como el usuario lo decida, una vez realizado un dibujo, se puede modificar; borrando elementos, moviéndolos o copiándolos, corregirlos e insertar todo un conjunto de figuras y muchísimas otras opciones que nos ofrece AutoCAD.

La primera fase de diseño fue en la distribución y planeación del panel frontal, teniendo como limitación al comenzar, la distribución, que cumpla con la dimensión de 43 cm. de ancho, siendo esta medida, estandar en los racks de trabajo para este tipo de equipo. En base a esto, y conociendo todas las dimensiones de los componentes que debiera incluir (elementos determinados al finalizar la etapa de experimentación), se procedió a dibujarlos y reacomodarlos repetidas veces hasta lograr las dimensiones óptimas del panel, conservando en todo las separaciones necesarias entre cada componente así como el aspecto estético y funcional del mismo, como se muestra en la figura 4.1-1, correspondiente a la plantilla para perforación y huecos.

Posteriormente a la distribución de componentes se procedió a la colocación de los textos y líneas, eligiendo las dimensiones adecuadas de letras, y la ubicación de las mismas. De tal forma que una vez que se termine constituya una plantilla para imprimir por serigrafía, método de impresión mediante el cual se plasma sobre cualquier superficie, que en nuestro caso será una lámina de aluminio, que constituirá la presentación del panel frontal, plantilla que se muestra en la figura 4.1-2.

En la figura 4.1-3 podemos ver el acabado final del panel, en el cual se anexan elementos como son mica, perillas y botones, que conjuntamente con la plantilla de serigrafía constituyen el terminado del panel frontal.

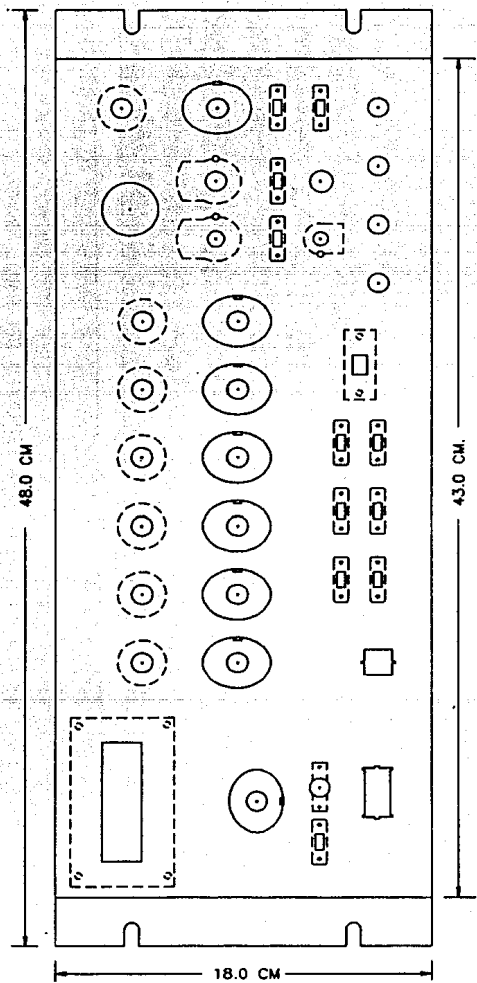


FIG. 4.1-1 DISTRIBUCION Y PLANTILLA PARA PERFORACION.

Una vez determinado el frente del aparato, se distribuyó en vista de planta los demás componentes que llevará, alojando lo que son transformadores y capacitores en la parte posterior del aparato para así blindar el espacio que ocupan respecto al espacio de impresos y de ésta manera evitar algún tipo de interferencia magnética generada por el flujo de dispersión de los transformadores, hacia los demás componentes sensibles. Este blindaje se realizara con una división de lamina metálica que encierre la periferia de estos componentes, como se muestra en la figura 4.1-4.

Sabiendo la distribución en vista de planta, se procede al diseño y distribución del panel posterior, siguiendo un procedimiento similar que en el panel frontal, se generará una plantilla para perforaciones y huecos, así como la vista de acabado final, como se muestra en las figuras 4.1-5 y 4.1-6 respectivamente.

Conociendo la distribución y dimensiones del aparato, se pueden indicar facilmente los trazos en la lámina para la construcción física de cada parte de la envolvente del aparato. En las figuras 4.1-7 y 4.1-8 se indican dos de esos trazos. También en la figura 4.1-9 se muestra un dibujo del estimulador de manera isométrica para tener una idea más completa de su acabado.

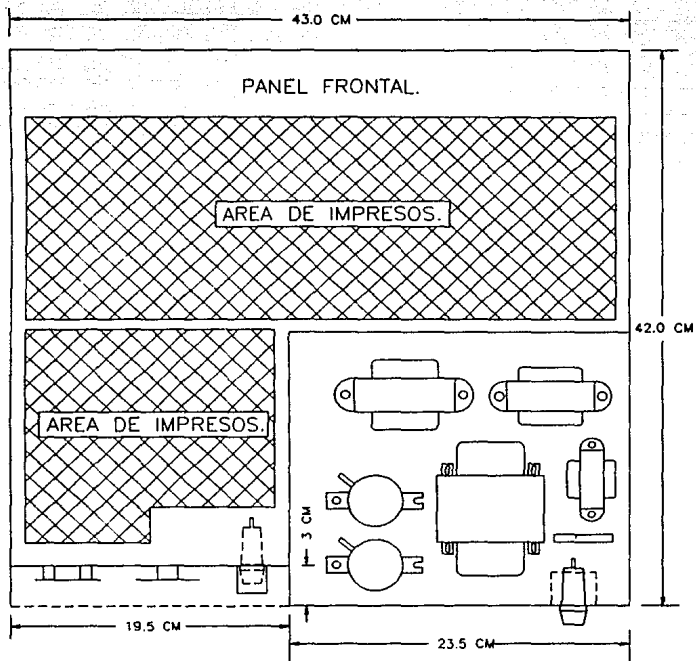


FIG. 4.1-4 DISTRIBUCION DE COMPONENTES EN VISTA DE PLANTA.

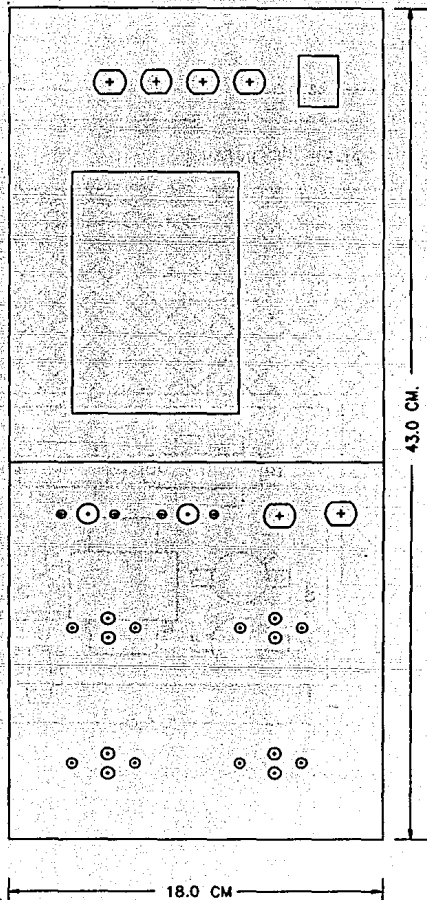


FIG. 4.1-5 PLANTILLA PARA PERFORACIONES DEL PANEL POSTERIOR.

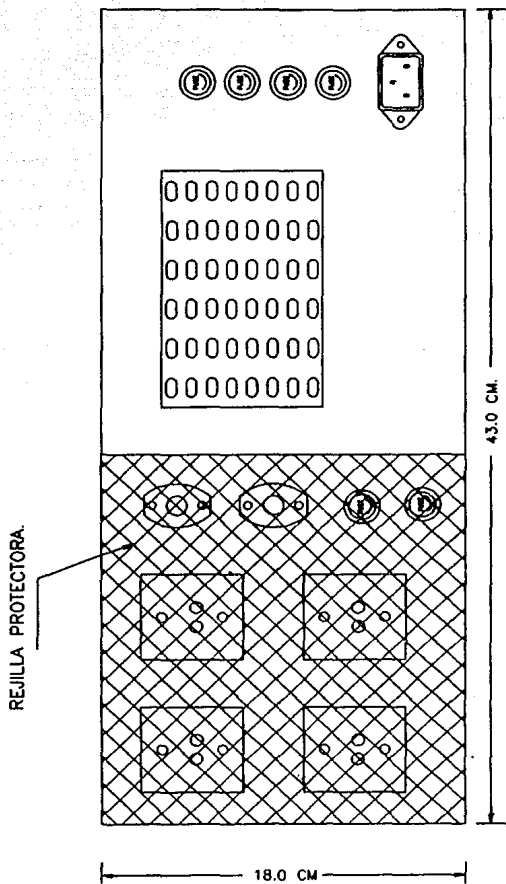


FIG. 4.1-6 DISTRIBUCION Y ACABADO DEL PANEL POSTERIOR.

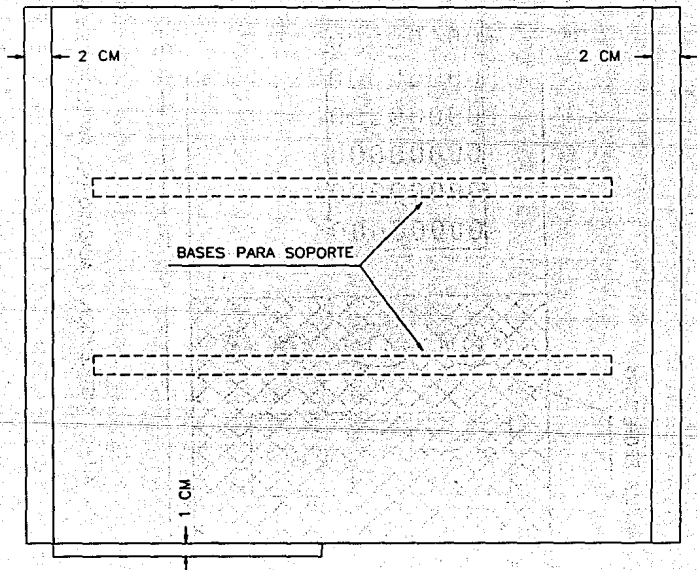


FIG. 4.1-7 TRAZADO DE LA LAMINA PARA BASE DEL APARATO.

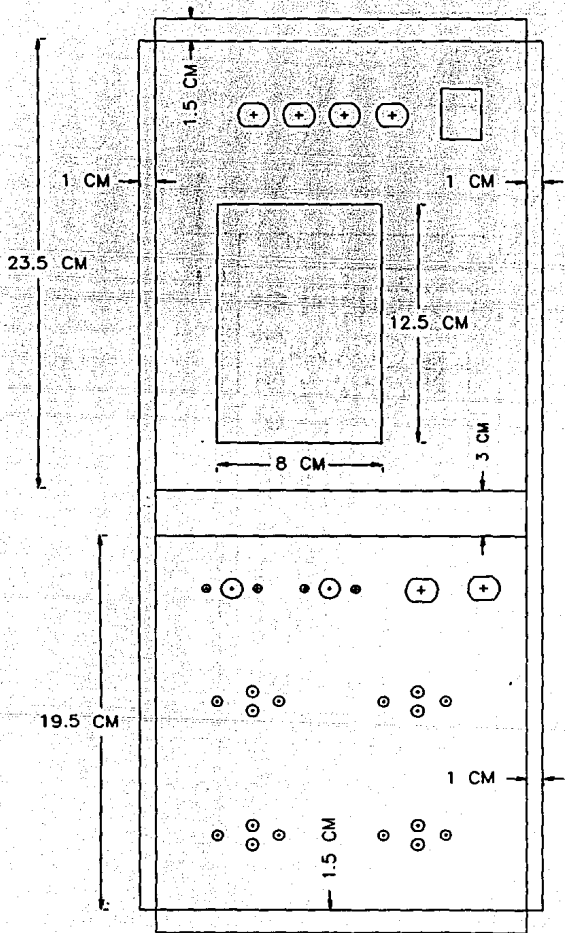


FIG. 4.1-8 TRAZADO DE LAMINA PARA PANEL POSTERIOR.

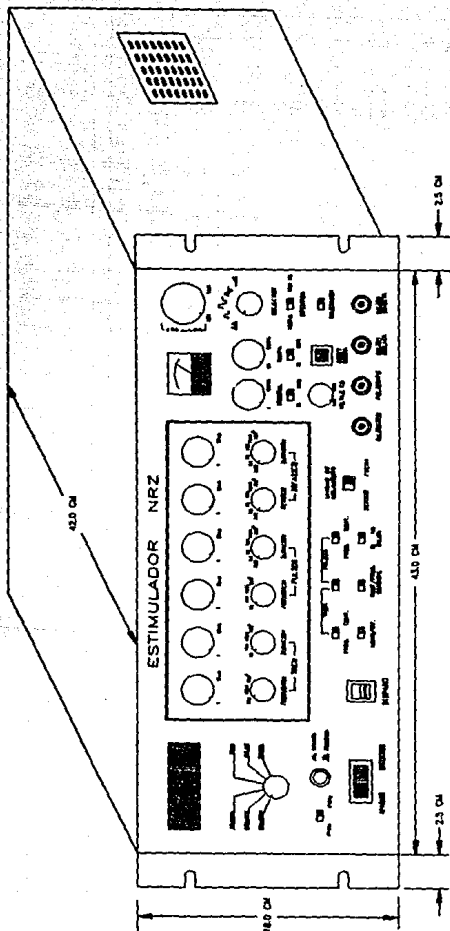


FIG. 4.1-9 DIMENSIONAMIENTO FISICO DEL APARATO.

4.1.2 DISEÑO DE LAS PLACAS DE CIRCUITOS IMPRESOS.

Una etapa común en el diseño y manufactura de equipo eléctrico es el trazado de placas de circuito impreso. Este proceso es normalmente realizado en una mesa de dibujo, utilizando cintas especiales en hojas de película de dibujo para indicar la localización y forma de los conductores a dos o cuatro veces su tamaño real. Una vez terminado, el dibujo es reducido fotográficamente, produciendo un negativo que es usado como patrón para la producción en serie de los circuitos impresos finales.

El diseño del original para el circuito es un proceso lento, que requiere considerable infraestructura y experiencia. Ciertos anchos de línea y espaciamentos deben ser mantenidos para generar un trazado que pueda manufacturarse con calidad confiable.

El dibujo en la película especial es relativamente frágil, solo un limitado número de cambios o modificaciones pueden hacerse antes de que la cinta comience a perder su adhesión. La producción de varias versiones de un circuito impreso puede requerir que el proceso de diseño tenga que ser repetido incluso desde su inicio.

La introducción de las técnicas de diseño asistido por computadora ha revolucionado esta etapa del desarrollo de un proyecto electrónico. Con una computadora personal y algún paquete especializado como smartWORK, tanto el diseñador experto como el principiante puede producir dibujos de circuitos impresos de calidad profesional en una fracción del tiempo que esto tomaría utilizando las técnicas convencionales. Este sistema de diseño computarizado permite la rápida y precisa revisión o modificación del trabajo previo. En la figura 4.1-10 se muestra un diagrama a bloques del proceso necesario para la producción de un circuito impreso.

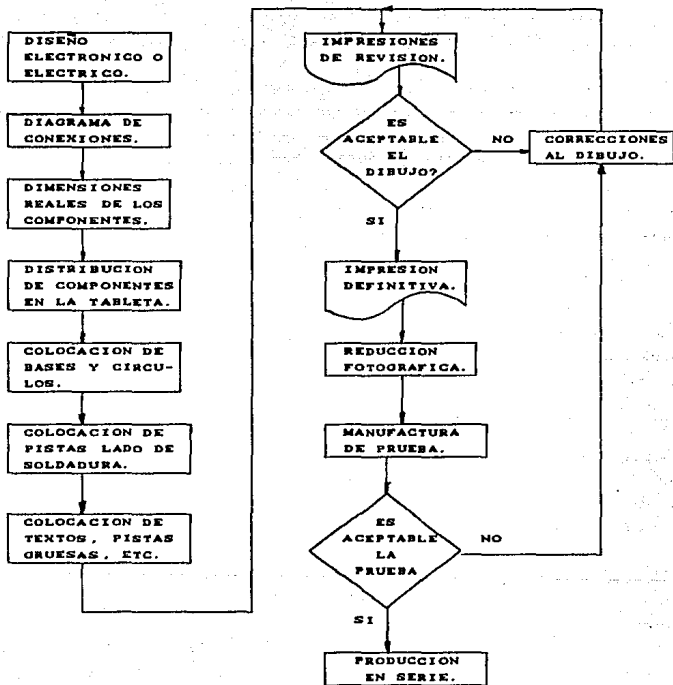


Fig. 4.1-10 Diagrama a bloques del proceso de diseño y fabricación de placas de circuito impreso.

El diseño de impresos para el estimulador electrónico, están hechos utilizando el paquete smartWORK, en el que se muestran 3 caras del impreso en diseño. La primer cara corresponde al lado de soldaduras, en la que normalmente se realiza el trazado de las pistas y celdas, la segunda cara corresponde al lado de componentes, lado donde se colocaran físicamente los componentes del impreso, en esta cara también se permite trazado de pistas y celdas para el caso de impresos de doble cara, y la tercer cara corresponde al lado de mascarilla, en éste lado se puede plasmar las respectivas siluetas de componentes, así como el texto que identifica cada pieza del circuito impreso.

Una vez que se tiene el dibujo del circuito a diseñar, se procede a tomar dimensiones a todos los componentes que intervendran en él, para comenzar a colocarlos conservando la interconexión de ellos y cuidando que estos ocupen el menor espacio posible. De ésta manera construimos en la computadora dicho circuito impreso, archivo el cual se puede imprimir, para poder poder obtener un negativo en tamaño real y proceder a la fabricación física de ellos.

En las figuras siguientes se puede observar el diseño de los circuitos impresos correspondiente a cada circuito incluido en el aparato, como son:

- Fuentes de bajo voltaje.
- Fuente de alto voltaje.
- Medidor de frecuencia y ancho de pulso.
- Unidad de aislamiento.
- Generador de señales cuadradas mono/bifa.
- Generador de señales senoidales.
- Generador de señales rampa pendiente positiva.
- Amplificador de potencia.

EN MEMORIA DE LA...
DE IMPRESION...
M... P...
RESERVA...

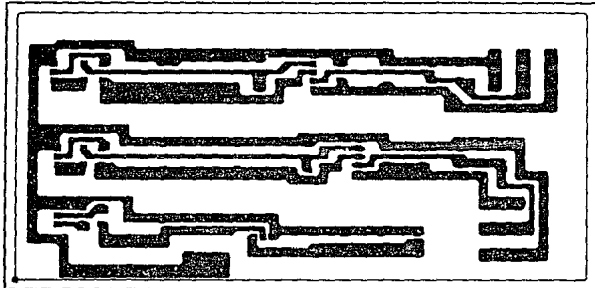


Fig. 4.1-11 Impreso de las fuentes de bajo voltaje.

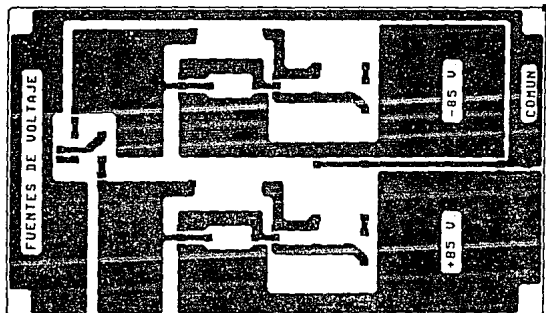
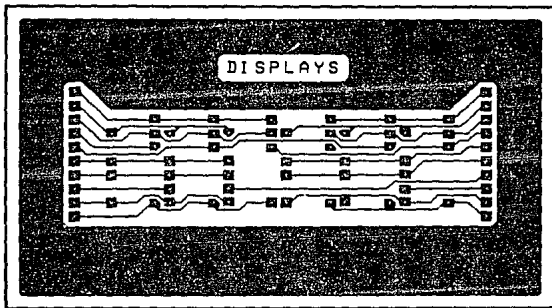


Fig. 4.1-12 Impreso de las fuentes de alto voltaje.



Impreso para Display

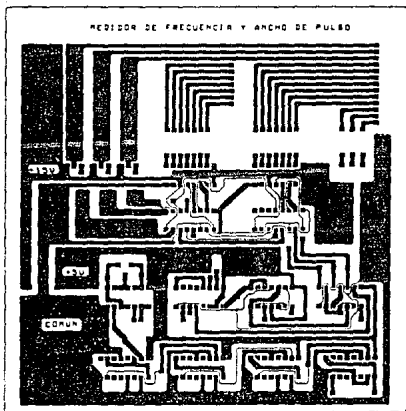


Fig. 4.1-13 Impreso del medidor de frecuencia y ancho de pulso.

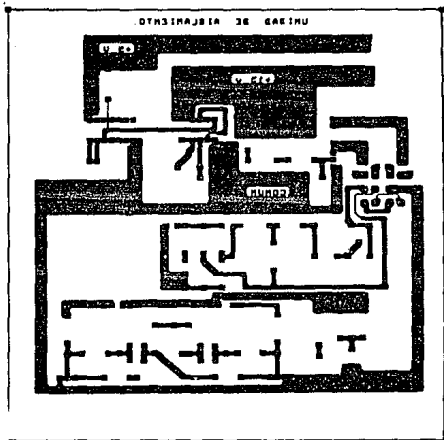


Fig. 4.1-14 Impreso de la unidad de aislamiento.

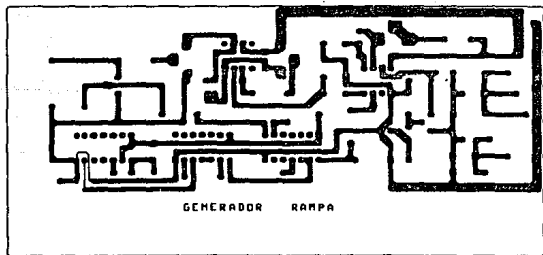


Fig. 4.1-15 Impreso del generador rampa programable.

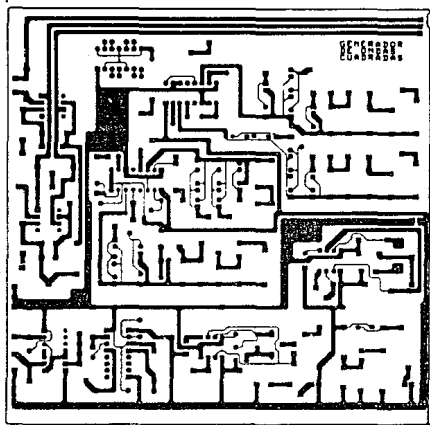


Fig. 4.1-16 Impreso del generador de onda cuadrada mono/bifa.

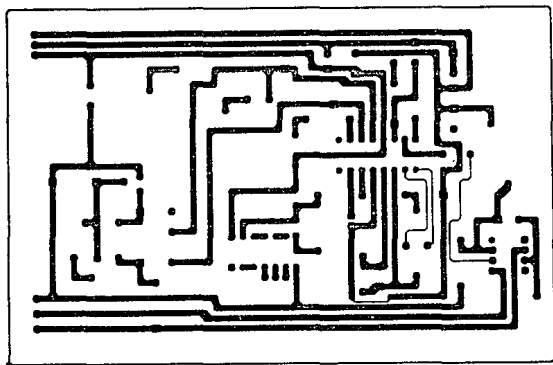


Fig. 4.1-17 Impreso del generador senoidal programable.

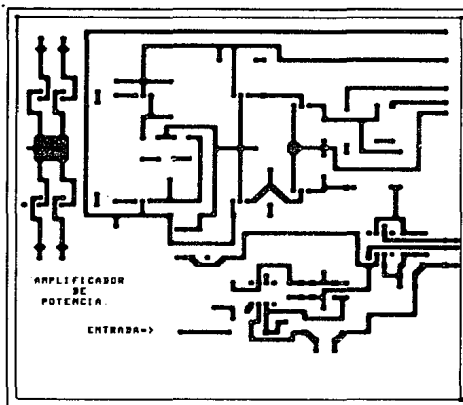


Fig. 4.1-18 Impreso del amplificador de potencia.

4.2.0 COSTOS DEL ESTIMULADOR ELECTRONICO.

Por lo general, el criterio predominante es la razón beneficio costo, que es la utilidad esperada de una solución con relación al costo de crearla. Entendiendo como costo, al gasto total debido a su construcción.

Por lo regular, para estimar satisfactoriamente la razón beneficio costo, debe evaluarse primero un cierto número de subcriterios.

En nuestra situación se efectuó una completa investigación y la comparación del Estimulador Electrónico propuesto, con los existentes. Estableciendo los beneficios atribuibles al diseño propuesto, así como indicando también el costo de obtenerlos.

Podemos decir que el criterio global, para la razón costo beneficio depende de:

- 1.- La funcionalidad, el buen aspecto, la confiabilidad, la facilidad de uso, el costo de operación, la seguridad y el mantenimiento necesario.
- 2.- Costo de fabricación (equipo, mano de obra, materiales, etc), costo de repuestos y reparaciones.

La confiabilidad tiene un significado muy concreto: la probabilidad de que el elemento o el sistema en cuestión no falle durante un periodo especificado bajo condiciones prescritas. Así mismo la operabilidad se refiere a la facilidad con que un diseño determinado puede ser manejado u operado por seres humanos.

Otro aspecto es la disponibilidad, entendiendose como la proporción de tiempo que una máquina está en condiciones de ser utilizada y, por lo tanto, en que no está "fuera de servicio" por

reparación, mantenimiento u otras formas de atención.

La confiabilidad, la operabilidad y la disponibilidad, junto con criterios tales como la reparabilidad y la facilidad de mantenimiento, son cada vez más importantes, a medida que las obras de ingeniería moderna aumentan en complicación y costo, y a medida que dependamos más de ellas.

Considerando además que la confiabilidad, la operabilidad y la mantenibilidad de una solución, o sea, su costo total, dependen de su sencillez; ya que entre las diversas soluciones de un problema de ingeniería habrá algunas que sean relativamente complicadas; otras serán bastantes simples pero no menos eficaces que las más complicadas.

En nuestro caso, el diseño y construcción del Estimulador Electrónico, se basó principalmente en el alivio de los siguientes factores:

- Inversión del costo inicial.
- Mantenimiento (Costo de repuestos y reparaciones).
- Funcionalidad y facilidad de uso.

Debido a que los Estimuladores existentes son de importación y de elevado costo. El mantenimiento se vuelve difícil ya que sus componentes son de difícil adquisición y en la mayoría de las veces no son fácilmente sustituibles por la carencia de clave o referencia comercial, obligando a enviarlos a empresas dedicadas a la reparación de equipo médico o a la firma que los construye.

El siguiente punto a abatir es la funcionalidad, ya que muchos de estos equipos, son muy específicos en su aplicación, además de que algunos accesorios para otros usos se venden por separado volviendo complicada la implementación, así como contribuyendo al costo inicial.

Considerando estas dificultades y tomando en cuenta los

subcriterios descritos anteriormente, se diseñó y construyó un Estimulador Electrónico que cubre con los subcriterios mencionados, de los cuales depende la razón costo-beneficio, y de ésta manera cumpliendo con un bajo costo de fabricación, y un fácil mantenimiento, pues todos sus componentes serán existentes en nuestro país, así como la integración en un mismo aparato de nuevos y necesarios sistemas que lo hagan de un uso más generalizado.

En las páginas siguientes se muestra la cuantificación y costos totales del Estimulador Electrónico, comprobando esto lo anterior y concretando así el primer punto: abatir el costo inicial. Obsérvese también que todos los componentes enlistados, son nacionales y de fácil adquisición, para un rápido mantenimiento. Y finalmente la funcionalidad, fácil uso, disponibilidad, etc., se consideraron en el diseño y construcción del Estimulador Electrónico.

CUANTIFICACION Y COSTO DE MATERIALES.

HOJA 1 DE 1

NOMBRE DEL CIRCUITO: GENERADOR SENOIDAL

COMPONENTES (DESCRIPCION)	CANTIDAD	PRECIO- UNITARIO	PRECIO TOTAL.
CI LF 356N	1	2800	2800
RESISTENCIA 10 K Ω 1/2 W	4	200	800
RESISTENCIA TIPO PRESET 100 K Ω H.	1	800	800
RESISTENCIA TIPO PRESET 1 K Ω H.	1	800	800
RESISTENCIA TIPO PRESET 22 K Ω H.	1	800	800
RESISTENCIA TIPO PRESET 1 M Ω H.	1	800	800
RESISTENCIA 330 Ω 1/2 W	1	200	200
RESISTENCIA 1 K Ω 1/2 W	2	200	400
CAPACITOR ELEC. 10 μ F, 50 V	3	300	900
CI 5N74LS14	1	1300	1300
BASE PARA CI DE 14 PINES	1	300	300
CI XR-2206	1	24700	24700
BASE PARA CI DE 16 PINES	1	300	300
BASE PARA CI DE 8 PINES	1	200	200
RESISTENCIA TIPO PRESET 47 K Ω H.	1	800	800
POTENCIOMETRO LINEAL 1 M Ω	1	3800	3800
RESISTENCIA 100 K Ω 1/2 W	1	200	200
CAPACITOR POLIESTER 1 μ F, 250 V	1	2000	2000
CAPACITOR CERAMICO 0.01 μ F, 50 V	1	400	400
RELEVADOR ELECT. 051E-S 12 V.C.D.	1	8000	8000
TRANSISTOR 2N2222A	1	3500	3500
RESISTENCIA TIPO PRESET 5 K Ω H.	1	800	800
DIODO IN4002	1	200	200
DIODO ZENER 3.3 V, 1/2 W	1	600	600
CAPACITOR ELEC. 220 μ F, 63 V.	1	400	400
TABLETA FENOLICA 8.5 X 12.5 CM.	1	4400	4400

1 60200

CUANTIFICACION Y COSTO DE MATERIALES		HOJA 1 DE 1	
NOMBRE DEL CIRCUITO:		GENERADOR RAMPA	
COMPONENTES (DESCRIPCION)	CANTIDAD	PRECIO- UNITARIO	PRECIO TOTAL.
CAPACITOR POLIESTER 0.33 μ F, 250 V	1	1000	1000
CAPACITOR CERAMICO 0.1 μ F, 50 V	2	400	800
CAPACITOR POLIESTER 0.033 μ F, 250V	2	1000	2000
CAPACITOR POLIESTER 0.0022 μ F, 200 V	1	1000	1000
CAPACITOR CERAMICO 0.01 μ F, 50 V	1	400	400
CAPACITOR TANTALYUM 0.001 μ F, 100 V	1	1000	1000
RESISTENCIA TIPO PRESET 4.7 K Ω 1/2 W	1	800	800
RESISTENCIA 1.5 K Ω 1/2 W	1	200	200
RESISTENCIA 10 K Ω 1/2 W	2	200	400
RESISTENCIA 22 K Ω 1/2 W	1	200	200
RESISTENCIA 1 K Ω 1/2 W	4	200	800
RESISTENCIA 8.2 K Ω 1/2 W	1	200	200
RESISTENCIA 1.2 K Ω 1/2 W	1	200	200
RESISTENCIA TIPO PRESET 47 K Ω	1	800	800
RESISTENCIA 12 K Ω 1/2 W	2	200	400
RESISTENCIA TIPO PRESET 220 K Ω	1	800	800
DIODO ZENER 4.7 V, 1 W	1	600	600
DIODO ZENER 9.1 V, 1 W	1	600	600
DIODO ZENER 10 V, 1 W	1	600	600
CI LM566CN	1	5200	5200
CI LF 356N	1	2800	2800
CI SN74LS14	1	1300	1300
CI SN74LS08	1	1400	1400
CI SN74LS74	1	1200	1200
TRANSISTOR BC109	2	3500	7000
BASES PARA CI DE 8 PINES	2	200	400
BASES PARA CI DE 14 PINES	3	300	900
POTENCIOMETRO LINEAL 25 K Ω	1	4500	4500
TABLETA FENOLICA 15 X 7 CM.	1	4400	4400
			1.41900

CUANTIFICACION Y COSTO DE MATERIALES.		HOJA 1 DE 2	
NOMBRE DEL CIRCUITO: GENERADOR DE ONDA CUADRADA MONO/BIFA.			
COMPONENTES (DESCRIPCION)	CANTIDAD	PRECIO- UNITARIO	PRECIO TOTAL.
POTENCIOMETRO DE 100 K Ω 10 VUELTAS	6	38000	228000
CAPACITOR CERAMICO 0.01 μ F, 50 V.	2	400	800
CAPACITOR CERAMICO 82 μ F, 50 V.	1	400	400
CAPACITOR ELEC. 47 μ F, 16 V.	1	300	300
CAPACITOR TANT. 6.8 μ F, 35 V.	2	300	600
CAPACITOR POLI. 0.68 μ F, 100 V.	2	1000	2000
CAPACITOR POLI. 0.0068 μ F, 400 V.	1	1000	1000
CAPACITOR POLI. 0.0033 μ F, 600 V.	1	1000	1000
CAPACITOR POLI. 0.068 μ F, 250 V.	1	1000	1000
CAPACITOR ELEC. 47 μ F, 63 V.	1	300	300
CAPACITOR TANT. 22 μ F, 25 V.	1	5000	5000
CAPACITOR ELEC. 22 μ F, 16 V.	3	300	900
CAPACITOR POLI. 0.0033 μ F, 1000 V.	3	1000	3000
CAPACITOR POLI. 0.033 μ F, 250 V.	7	1000	7000
CAPACITOR POLI. 0.0033 μ F, 400 V.	3	1000	3000
CAPACITOR POLI. 0.33 μ F, 250 V.	4	1000	4000
CAPACITOR ELEC. 1 μ F, 50 V.	4	300	1200
CAPACITOR ELEC. 2.2 μ F, 100 V.	7	300	2100
CAPACITOR ELEC. 25 μ F, 50 V	1	300	300
CAPACITOR ELEC. 3.3 μ F, 63 V	4	300	1200
CAPACITOR ELEC. 10 μ F, 10 V	1	300	300
CAPACITOR ELEC. 100 μ F, 100 V	4	300	1200
CAPACITOR ELEC. 220 μ F, 10 V	4	400	1600
CAPACITOR ELEC. 22 μ F, 100 V	3	300	900
CAPACITOR CERAMICO 22 pF, 50 V	3	400	800
RESISTENCIA 10 K Ω , 1/2 W	14	200	2800
RESISTENCIA TIPO PRESET 47 K Ω H.	1	800	800
RESISTENCIA 3.3 K Ω , 1/2 W	4	200	800
TRIM POT. 50 K Ω	1	8000	8000
RESISTENCIA 5.6 K Ω 1/2 W	1	200	200

CUANTIFICACION Y COSTO DE MATERIALES.

HOJA 2 DE 2

NOMBRE DEL CIRCUITO: GENERADOR DE ONDA CUADRADA MONO/BIFA.

COMPONENTES (DESCRIPCION)	CANTIDAD	PRECIO- UNITARIO	PRECIO TOTAL.
CI LF 356N	2	2800	5600
CI SN74LS123	3	1900	5700
CI SN74LS125	1	2000	2000
RESISTENCIA TIPO PRESET 10 KΩ	2	800	1600
CI LM555	2	1000	2000
RESISTENCIA 22 KΩ 1/2 W	1	200	200
RESISTENCIA 2.2 KΩ 1/2 W	1	200	200
RESISTENCIA 4.7 KΩ 1/2 W	1	200	200
CI SN74LS132	1	2000	2000
BASE PARA CI DE 8 PINES	4	200	800
BASE PARA CI DE 14 PINES	2	300	600
BASE PARA CI DE 16 PINES	3	300	600
TABLETA FENOLICA DE 15 X 16 CM.	1	4400	4400

\$ 306400

CUANTIFICACION Y COSTO DE MATERIALES.

HOJA 1 DE 1

NOMBRE DEL CIRCUITO: AMPLIFICADOR DE POTENCIA

COMPONENTES (DESCRIPCION)	CANTIDAD	PRECIO- UNITARIO	PRECIO TOTAL.
RESISTENCIA 22 KΩ 1/2 W	1	200	200
CAPACITOR CERAMICO 0.01 μF, 50 V	1	400	400
RESISTENCIA 2.2 KΩ 1/2 W	1	200	200
CI LF 356N	2	2800	5600
RESISTENCIA TIPO PRESET 100 KΩ	1	800	800
RESISTENCIA 1KΩ 1/2 W	1	200	200
CAPACITOR CERAMICO 10 pF, 50 V	2	200	400
RESISTENCIA 10 KΩ 1/2 W	9	200	1800
CAPACITOR CERAMICO 22 pF, 50V	5	400	2000
DIODO IN914	2	500	1000
TRANSISTOR MJE340 (NPN)	3	2500	7500
TRANSISTOR MJE350 (PNP)	3	2600	7800
RESISTENCIA 820 Ω 1/2 W	2	800	1600
RESISTENCIA 120 Ω 1/2 W	2	200	400
RESISTENCIA 47 KΩ 1/2 W	2	200	400
DIODO IN4003	2	150	300
DIODO IN4935	2	450	900
TRANSISTOR NTE175 (NPN)	1	10000	10000
TRANSISTOR NTE38 (PNP)	1	18000	18000
POTENCIOMETRO LINEAL 100 KΩ	1	3800	3800
DISIPADORES PARA TO-126	6	1200	7200
DISIPADORES PARA TO-66	2	1200	2400
TABLETA FENOLICA DE 15 X 16 CM.	1	4400	4400
MICA AISLANTE PARA DISIPADOR	2	1500	3000
			\$ 80300

CUANTIFICACION Y COSTO DE MATERIALES.

HOJA 1 DE 1

NOMBRE DEL CIRCUITO: MEDIDOR DE FREQ. Y ANCHO DE PULSOS

COMPONENTES (DESCRIPCION)	CANTIDAD	PRECIO- UNITARIO	PRECIO TOTAL.
TRANSISTOR BD13G (PNP)	3	1100	3300
DISIPADOR PARA TRANSISTOR TO-126	3	1200	3600
DISPLAYS ANODO COMUN	6	6700	33500
RESISTENCIA 560 Ω 1/4 W.	3	200	600
RESISTENCIA 150 Ω 1/2 W.	14	200	2800
RESISTENCIA 10 K Ω 1/2 W.	9	200	1800
RESISTENCIA 1 K Ω 1/2 W.	1	200	200
CI MC14553B	2	18500	37000
CI MC14543BCP	2	3100	6200
CI SN7417	1	2300	2300
CI SN74LS73	1	1700	1700
CI SN74LS123	1	1900	1900
CI SN74LS132	1	2000	2000
CI SN74LS490	4	7200	28800
CRYSTAL DE QUARTZO DE 4MHZ	1	6900	6900
CAPACITOR CERAMICO 0.01 pF, 30 V	1	400	400
CAPACITOR TANTALYUM 0.1 μ F, 250 V	1	1000	1000
CAPACITOR CERAMICO 0.1 pF, 50 V	1	400	400
CAPACITOR CERAMICO 100 pF, 250 V	1	400	400
TABLETA FENOLICA DE 16 X 16 CM	1	4400	4400
BASES PARA CI DE 14 PINES	9	300	2700
BASES PARA CI DE 16 PINES	9	300	2700
CABLE PLANO DE 10 HILOS, 1 METRO	1	2200	2200

\$146800

CUANTIFICACION Y COSTO DE MATERIALES.		HOJA 1 DE 2	
NOMBRE DEL CIRCUITO:		UNIDAD DE AISLAMIENTO DE PULSOS	
COMPONENTES (DESCRIPCION)	CANTIDAD	PRECIO- UNITARIO	PRECIO TOTAL.
CI SN74LS123	1	1900	1900
CI SN74LS32	1	2000	2000
CI LF 353	1	2300	2300
TRANSISTOR BC109	1	3500	3500
TRANSISTOR ECG90	2	4300	8600
DIODO ECG507	4	3600	14400
DIODO IN4003	4	200	800
DIODO IN4002	1	200	200
DIODO ECG 112	1	7000	7000
DIODO ZENER ECG 5123A	1	3000	3000
RESISTENCIA TIPO PRESET 22 K Ω 1/2 W	1	800	800
CAPACITOR TANTALYUM 22 μ F, 25 V	1	5000	5000
CAPACITOR CERAMICO 10 pF, 50 V	1	400	400
CAPACITOR CERAMICO 100 pF, 50 V	2	400	800
CAPACITOR CERAMICO 0.0022 μ F, 200 V	1	400	400
RESISTENCIA 150 Ω 1/2 W	5	200	1000
RESISTENCIA 100 Ω 1/2 W	1	200	200
RESISTENCIA 10 K Ω 1/4 W	1	200	200
RESISTENCIA 10 K Ω 1/2 W	1	200	200
RESISTENCIA 22 K Ω 1/2 W	4	200	800
RESISTENCIA 15 K Ω 1/4 W	1	200	200
RESISTENCIA 680 Ω 1/2 W	1	200	200
RESISTENCIA 4.7 K Ω 1/4 W	1	200	200
RESISTENCIA 1 K Ω 1/2 W	2	200	400
RESISTENCIA 5.6 K Ω 1/2 W	1	200	200
RESISTENCIA 3.3 K Ω 1/2 W	1	200	200
RESISTENCIA 2.2 K Ω 1/2 W	1	200	200
RESISTENCIA 1.2 K Ω 1/2 W	1	200	200
RESISTENCIA 47 K Ω 1/2 W	1	200	200

CUANTIFICACION Y COSTO DE MATERIALES.		HOJA 2 DE 2	
NOMBRE DEL CIRCUITO:		UNIDAD DE AISLAMIENTO DE PULSOS	
COMPONENTES (DESCRIPCION)	CANTIDAD	PRECIO- UNITARIO	PRECIO TOTAL.
RELEVADOR ELECTROMAGNETICO 12 V CD	1	41200	41200
BASE PARA RELEVADOR	1	9000	9000
NUCLEO TOROIDAL FERROMAGNETICO	1	30000	30000
TABLETA FENOLICA DE 15 X 15 CM	1	4400	4400
			\$148100

CUANTIFICACION Y COSTO DE MATERIALES.		HOJA 1 DE 1	
NOMBRE DEL CIRCUITO: FUENTES DE BAJO VOLTAJE (± 15 V Y ± 5 V)			
COMPONENTES (DESCRIPCION)	CANTIDAD	PRECIO- UNITARIO	PRECIO TOTAL.
CAJA DE CONEXIONES DE 2 POSTES	2	2800	5600
CAJA DE CONEXIONES DE 3 POSTES	2	3500	7000
CAJA DE CONEXIONES DE 5 POSTES	8	5000	40000
RECTIFICADOR W02M 200V. 2 AMP.	3	1500	4500
CAPACITOR CERAMICO 0.1 μ F, 50 V.	5	400	2000
CAPACITOR ELEC. 4700 μ F, 50 V.	2	8100	16200
CAPACITOR ELEC. 4700 μ F, 25 V.	5	4400	22000
CAPACITOR ELEC. 1000 μ F, 25 V.	1	1300	1300
CAPACITOR ELEC. 220 μ F, 25 V.	2	400	800
CAPACITOR ELEC. 2200 μ F, 25 V.	1	2300	2300
REGULADOR DE VOLTAJE LM7805	1	2100	2100
DISIPADOR DE CALOR PARA T0-220	1	1200	1200
REGULADOR DE VOLTAJE MC7805CK	1	8300	8300
REGULADOR DE VOLTAJE LM7905CK	1	8300	8300
REGULADOR DE VOLTAJE LM7815CK	1	10250	10250
REGULADOR DE VOLTAJE LM7915CK	1	10250	10250
DISIPADOR DE CALOR PARA T0-3	4	2500	10000
TRANSFORMADOR DE E18-1A	1	15000	15000
TRANSFORMADOR DE E7-1A	1	14000	14000
TRANSFORMADOR DE E7S300	1	8000	8000
PORTAFUSIBLE TIPO AMERICANO	3	2200	6600
TABLETA FENOLICA DE 16.5 X 8.5 CM.	1	4400	4400
FUSIBLE TIPO AMERICANO DE 0.5 AMP.	3	600	1800
MICA AISLANTE PARA DISIPADOR	4	1500	6000

120700

CUANTIFICACION Y COSTO DE MATERIALES.

HOJA 1 DE 1

NOMBRE DEL CIRCUITO: FUENTE DE ALTO VOLTAJE (± 85 V)

COMPONENTES (DESCRIPCION)	CANTIDAD	PRECIO- UNITARIO	PRECIO TOTAL.
CAJA DE CONEXIONES DE 2 POSTES	3	2800	8400
CAJA DE CONEXIONES DE 3 POSTES	1	3500	3500
DIODO ZENER ECG5146A	2	7500	15000
RECTIFICADOR W02M 200V, 2 AMP.	1	1500	1500
TRANSFORMADOR 127/127 0.8 AMP.	1	91000	91000
CAPACITOR ELEC. 2500 μ F, 100 V	2	14000	28000
TRANSISTOR TIP 41C	1	1600	1600
TRANSISTOR TIP 42C	1	2100	2100
TRANSISTOR T-110	1	3100	3100
TRANSISTOR T-12D	1	3100	3100
RESISTENCIA 1.2 K Ω 1/2 W	2	200	400
RESISTENCIA 5.6 K Ω 1/2 W	2	200	400
RESISTENCIA 4.7 K Ω 1/2 W	2	200	400
RESISTENCIA 5.5 K Ω 1 W	2	200	400
RESISTENCIA TIPO PRESET 4.7 K Ω	2	800	1600
PORTAFUSIBLE TIPO AMERICANO	3	2200	6600
DISIPADOR DE CALOR PARA TO-220	4	1200	4800
FUSIBLE TIPO AMERICANO 0.5 A, 250 V	2	600	1200
FUSIBLE TIPO AMERICANO 2.5 A, 250 V	1	600	600
RESISTENCIA 82 K Ω 1/2 W	2	200	400
TABLETA FENOLICA DE 8.5 X 13 CM.	1	2200	2200

175300

CUANTIFICACION Y COSTO DE MATERIALES.

HOJA 1 DE 1

NOMBRE DEL CIRCUITO: MATERIAL DEL PANEL FRONTAL Y POSTERIOR

COMPONENTES (DESCRIPCION)	CANTIDAD	PRECIO- UNITARIO	PRECIO TOTAL.
PERILLA DE ALUMINIO CON PRISIONERO	8	4500	36000
PERILLA ASTRIADA CROMADA	8	3000	24000
PERILLA GRANDE DE ALUM. CON PRIS.	1	8500	8500
PERILLA CHICA DE ALUM. CON PRIS.	1	4500	4500
INTERRUPTOR 2P-2T-2 POS.	11	3200	35200
BOTONERA PUSH-PUSH 8P-2T	1	5000	5000
APAGADOR ON/OFF PARA 127 V.C.A	1	4000	4000
BOTON INSTANTANEO DE PALANCA	1	1400	1400
PUSH-BOTON INSTANTANEO	1	2500	2500
CONECTOR DE SALIDA TIPO BNC	4	2400	9600
SWITCH ROTATORIO 2P-6T	4	3000	12000
SWITCH ROTATORIO 1P-5T	1	3000	3000
SWITCH ROTATORIO 3P-4T	2	3000	6000
SWITCH ROTATORIO 4P-3T	1	3000	3000
CABLE TRIFASICO DE 4 METROS	1	16000	16000
CONECTOR TRIFASICO TIPO HEMBRA	1	3000	3000
GALVANOMETRO DE 100 μ A	1	40000	40000

1 213700

CUANTIFICACION Y COSTO DE MATERIALES.		HOJA 1 DE 1
COSTO TOTAL DEL ESTIMULADOR ELECTRONICO		
COMPONENTE (DESCRIPCION)		PRECIO UNITARIO
FUENTES DE BAJO VOLTAJE (7 5 V. Y 7 15 V.)		207,900.0
FUENTE DE ALTO VOLTAJE (7 80 V.)		176,300.0
MEDIDOR DE FREC. Y ANCHO DE PULSOS.		146,800.0
UNIDAD DE AISLAMIENTO DE PULSOS.		140,100.0
GENERADOR DE SEÑALES RAMPA.		41,900.0
GENERADOR DE SEÑALES SENOIDALES.		68,200.0
GENERADOR DE ONDA CUADRADA MONO/BIFA.		306,400.0
MATERIAL DEL PANEL FRONTAL Y POSTERIOR.		213,700.0
AMPLIFICADOR DE SEÑALES.		80,300.0
MATERIAL DE MANUFACTURA DEL ESTIMULADOR ELEC.		100,250.0
C O S T O	T O T A L	\$ 1,481,850.0

CONCLUSIONES

El desarrollo de ésta tesis involucró dedicar gran tiempo a la investigación dentro de los laboratorios de bioelectrónica, para poder entender la aplicación de la Estimulación Eléctrica como una herramienta dentro de la investigación biomédica.

La selección y diseño de cada circuito se realizó en base a los requerimientos del estimulador, según la aplicación que se pretende en cada área médica, y de ésta forma lograr un equipo de uso muy generalizado.

La integración de circuitos para constituir el estimulador electrónico, así como, la distribución y manufactura del mismo, se realizó detalladamente para lograr un trabajo de buen nivel. Considerando todos los factores ergonómicos para la conveniencia humana de uso y aplicaciones.

Los objetivos del diseño y construcción del estimulador electrónico planteados desde el principio: 1) Lograr un estimulador más completo para aplicaciones más generalizadas, 2) Construirlo a un costo significativamente menor que los comerciales y 3) Obtener un aparato de manufactura nacional, se considero durante todo el tiempo que se diseñó, para no perder nunca el fundamento y justificación de su fabricación.

Cabe mencionar que, el trabajo de investigación no es fácil, es una tarea dedicada y tenaz la cual requiere de mucho empeño y actualización, pues no es simple encontrar los circuitos que cumplan con las necesidades y restricciones de cada aplicación. Considerando también que la inversión para lograr un prototipo es un aspecto importante, que debe tomarse en cuenta para el financiamiento de un proyecto y su continuidad.

Consideramos que éste trabajo de investigación (Diseño y construcción de un estimulador electrónico para aplicaciones en investigación biomédica) fue terminado satisfactoriamente, pues éste aparato mejora las características técnico-económicas de los estimuladores comerciales, y que de ésta manera se ataque la tecnología de frontera con un alto valor de competitividad técnica y económica que con el impulso necesario pudiera llegar a tener un fuerte desarrollo comercial a nivel nacional. Aspecto que particularmente se ésta realizando al empezar a publicar en diversas revistas del medio a través de artículos nuestro trabajo, así como la participación en diversos congresos que fortalezcan lo antes mencionado.

B I B L I O G R A F I A

1. Revista Mexicana de Ingeniería Biomédica No. 8, 1987.
"Instrumento electrónico para anestesia en humanos"
IPN ESIME UPC. (Pags. 221-229).
2. Periódico El Nacional, sección Divulga No. 74
"Un antiguo mal del siglo XXI"
Martes 21 de abril de 1992.
3. Gastaut H: "Epilepsias"
Editorial Universitaria de Buenos Aires.
(Pags. 27-64), 1970.
4. Jackson J H: "A particular variety of epilepsy"
One case with symptoms of organic brain disease.
Brain 1888, 11 (Pags. 179-207).
5. Rubio-Donnadieu F, Editor
"Epilepsia Camélice"
(Pags. 24-25), 1981.
6. Fernández-Guardiola A, Condés-Lara, Jurado Rosado J L.
"Kindling as a tool for physiological Studies"
Adv Physiol Sci, Vol 17, Brain and Behavior G Adam.
1980.
7. Goddard G V and Douglas R M
"Kindling, Unit discharge pattern and neural plasticity"
Neurol Sci, Vol 2, No 4, (Pags. 385-393) 1975.
8. Fernández-Guardiola A, Alcaraz M, Guzmán C.
"Inhibition of convulsive activity by the reticular
formation", Acta Neurol. Latinoamer, 7 (Pags. 30-36).
9. Conferencia: Cibernética aplicada en investigaciones
cerebrales. Dr. Aedil Suárez.
Instituto Mexicano de Psiquiatría, 27/mayo/1983.
10. Información sobre el uso del equipo MECTA para terapia
electroconvulsiva.
Instituto Mexicano de Psiquiatría, 1988.

11. Engineering In Medicine and Biology Society 11Th Annual International Conference.
C 1989 IEEE.
12. Nastuk W L, Editor. "Electrophysiological Methods"
Part A Volume V. (Pags. 102-103).
13. Delgado, J.M.R. "Electrods for Extracelular recording and Stimulation", In: Physical Tecniques In Biological Research. Vol 5, (W.L. Nastuk Ed.) 1964 (Pags. 89-143)
14. Alley - Atwood.
Electrónica para ingenieros.
Ed. Limusa.
15. Alley - Atwood.
Ingeniería Electrónica.
Ed. Limusa.
16. Angelo, E. James.
Electronics: BJTs, FETs and microcircuit.
Ed. Mc Graw Hill.
17. Gray - Meyer.
Analog Integrated circuits. Analysis and Design.
Ed. John Wiley & Sons.
18. Reyes Sanchez, Marco A.
Diseño de circuitos con transistores.
Ed. limusa.
19. Schilling - Belove.
Circuitos electrónicos.
Ed. Marcombo.
20. Malvino, Albert Paul.
Principios de electrónica.
Ed. Mc Graw Hill.
21. Ronald J. Tocci.
Sistemas Digitales (principios y aplicaciones)
Ed. Prentice Hall.

22. Linear Databook. National Semiconductor Co.
23. Tomás Perales Benito.
Medidores Digitales.
Ed. Paraninfo.
24. Singer Ing. Francisco L.
Transformadores.
Ed. FICSA.
25. Zapata Ferrer A.
Trabajos de electricidad y electrónica.
Ed. paraninfo.
26. Kaufman - Seidman.
Manual para ingenieros y técnicos en electrónica.
Ed. Mc Graw Hill.