



ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

“Monitor Cardiaco”

TRABAJO DE GRADUACION

Previa la obtención del Título de:

INGENIERO EN ELECTRICIDAD
Especialización “ELECTRÓNICA”

Presentado por:

Adriana Elizabeth Cárdenas Sánchez

Marcos Marcelo Romero Padilla

Luis Enrique Valenzuela González

GUAYAQUIL – ECUADOR

AÑO

2003

AGRADECIMIENTO

Agradecemos a la Escuela Superior del Litoral y sus profesores en especial al Ing. Miguel Yapur por los conocimientos impartidos durante nuestra permanencia estudiantil.

DEDICATORIA

A mis padres, especialmente mi mamá que me dio todo el apoyo necesario para que yo culmine mi meta, sin ella no lo hubiera logrado.
Gracias mami.

Adriana Cárdenas Sánchez

DEDICATORIA

A mis padres que son la luz que me
guía en el camino de la vida y que
siempre me dieron su apoyo
incondicional.

Marcelo Romero P.

DEDICATORIA

A mi papá y mi mamá que siempre
confiaron en mí.

Luis Valenzuela González

TRIBUNAL DE GRADUACIÓN



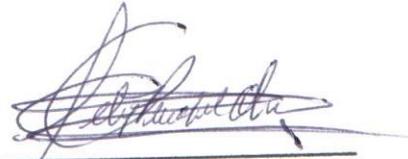
Ing. Carlos Monsalve
SUB-DECANO DE LA FIEC



Ing. Miguel Yapur
DIRECTOR DE TESIS



Ing. Sara Ríos
VOCAL



Ing. Kety Peñafiel
VOCAL

DECLARACIÓN EXPRESA

“La responsabilidad del contenido de esta Tesis de Grado, nos corresponde exclusivamente; y el patrimonio intelectual de la misma a la Escuela Superior Politécnica del Litoral”

Art. 12 del Reglamento de Graduación de la ESPOL


Adriana Cárdenas Sánchez


Marcos Romero Padilla


Luis Valenzuela González

INDICE GENERAL

	Pág.
1. FUNCIONAMIENTO BASICO Y DIAGRAMA DE BLOQUE DEL MONITOR CARDIACO.....	1
1.1 Osciloscopio de Rayos Catódicos	1
1.2 El Contador Cardíaco	3
1.3 Partes del Monitor Cardíaco	3
1.4 Diagrama de Bloque del Monitor Cardíaco	4
2. EL TUBO DE RAYOS CATODICOS Y CIRCUITO DE MAT (MUY ALTA TENSIÓN)	5
2.1. El Tubo de Rayos Catódicos: Teoría y Construcción	5
2.1.1 Cañón Electrónico	8
2.1.2 Elementos de enfoque y aceleración para producir un haz de electrones bien definidos	10
2.1.3 Bobinas deflectoras horizontales y verticales para controlar la trayectoria del haz de electrones	15
2.1.4 Ampolla de vidrio al vacío por pantalla fosforescente.	19
2.2. Circuito de MAT	21

3. DEFLEXIÓN HORIZONTAL	30
3.1 Señal de barrido horizontal	30
3.2 Circuito de deflexión horizontal	32
3.3 Generador de diente de sierra	33
3.3.1 Bascula de Schmitt	33
3.3.2 El Integrador	36
3.3.3 Generador de la señal triangular	39
3.4 Seguidor acoplador de voltaje	42
3.5 Amplificador de potencia	43
3.5.1 Recta de carga para continua	46
3.5.2 Recta de carga para señal	47
3.5.3 Distorsión en el cruce por cero (Crossover)	47
3.5.4 Polarización de amplificadores en clase B	49
3.5.5 Polarización por medio de un divisor de tensión	49
3.5.6 Polarización con diodos	51
3.5.7 Potencia disipada por transistores de salida	53
3.5.8 Potencia cd (corriente directa) de entrada	53
3.5.9 Potencia ca (corriente alterna) de salida	55
3.5.10 Eficiencia	55
3.5.11 Consideraciones de máxima potencia	56
3.5.12 Disipadores de calor para transistores de potencia	58
3.5.13 Analogía térmica de un transistor de potencia	62

6. FUENTES DE ALIMENTACIÓN	91
6.1 Consideraciones generales de filtros	92
6.2 Filtrado para regulación de voltaje y voltaje de rizo	93
6.3 Regulación de voltaje	94
6.4 Forma de onda de salida de un Filtro Condensador	95
6.5 Reguladores de voltaje de CI.	97
6.5.1 Reguladores de voltaje de tres terminales	98
6.5.2 Reguladores de voltaje positivo fijos	99
6.5.3 Reguladores de voltaje ajustables.....	102
CONCLUSIONES	104
RECOMENDACIONES	105
BIBLIOGRAFIA	106
APÉNDICE A: Circuito y Cálculos de MAT.....	107
APÉNDICE B: Circuito y Cálculos de la Deflexión Horizontal	111
APÉNDICE C: Circuito y Cálculos de la Deflexión Vertical	118
APÉNDICE D: Circuito de Contador Cardíaco	124
APÉNDICE E: Circuito de Fuentes de Voltaje	129
APÉNDICE F: Análisis de Mercado	134

INDICE DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1.1 Fósforo de Pantalla Comunes de los Tubos de Rayos Catódicos	20
Tabla 6.1 Reguladores de Voltaje Positivos en la Serie 7800	101

INDICE DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1.1 Diagrama de Bloques del Monitor Cardíaco	4
Figura 2.1 Tubo de Rayos Catódicos	6
Figura 2.2 Estructura básica de un cañón electrónico que utiliza enfoque electrostático y deflexión magnética	8
Figura 2.3 Enfoque electrostático para la primera lente electrónica	11
Figura 2.4 Método de enfoque de alta tensión para la segunda lente electrónica	14
Figura 2.5 Método de enfoque de baja tensión para la segunda lente electrónica	15
Figura 2.6 Deflexión de los campos magnéticos de las bobinas de exploración V y H	16
Figura 2.7 Circuito estable	22
Figura 2.8 Circuito LC	25
Figura 2.9 Forma de onda de voltaje y corriente de la bobina L	25
Figura 2.10 Circuito LC con diodo de recuperación	27
Figura 3.1 Variación de la señal de barrido horizontal para una representación en la pantalla	31
Figura 3.2 Representación en la pantalla en ausencia de señal de barrido	

horizontal	32
Figura 3.3 Circuito de la bascula de Smitch	33
Figura 3.4 Circuito integrador	38
Figura 3.5 Circuito generador de señal triangular	41
Figura 3.6 Circuito generador de señal rampa	42
Figura 3.7 Circuito seguido acoplador de voltaje	43
Figura 3.8 Salida de un amplificador clase B	44
Figura 3.9 Amplificador clase B	45
Figura 3.10 Amplificador clase B en contrafase	48
Figura 3.11 Polarización por divisor de tensión	50
Figura 3.12 Polarización con diodos	52
Figura 3.13 Conexión de un amplificador en contrafase a la carga	54
Figura 3.14 Curva de degradación típica para transistores de silicio	61
Figura 3.15 Analogía térmico eléctrico	63
Figura 3.16 Configuración seguidor emisor	67
Figura 3.17 Circuito equivalente para señal alterna	68
Figura 3.18 Impedancia de salida para la configuración emisor seguidor	70
Figura 4.1 Gráfica de visualización de la señal cardiaca	74
Figura 4.2 Onda cardiaca	76
Figura 4.3 Flujo de corrientes en el corazón	78
Figura 4.4 Conexiones eléctricas entre las extremidades y el electrocardiógrafo	79
Figura 4.5 Sistema de instrumentación	81

Figura 4.6 Amplificador de instrumentación	83
Figura 4.7 Seguidor acoplador de voltaje	84
Figura 5.1 Diagrama de bloque del Contador Cardíaco	86
Figura 5.2 Amplificador y generador de pulsos de disparo	86
Figura 5.3 Circuito de one shot	87
Figura 6.1 Diagrama de bloque de fuente de alimentación	92
Figura 6.2 Voltaje típico de salida de un filtro	94
Figura 6.3 Circuito de filtro de condensador	96
Figura 6.4 Formas de ondas de salida	97
Figura 6.5 Forma de ondas de salida del filtro con más detalles	97
Figura 6.6 Conexión básica de un circuito integrado regulador de voltaje	99
Figura 6.7 Regulador de voltaje positivo fijo	100
Figura 6.8 Conexión de un 7812 en una fuente de alimentación completa	102
Figura 6.9 Regulador de voltaje ajustable	102

RESUMEN

Es común ingresar a una sala de cuidados intensivos de la mayoría de las casas de salud publicas, y notar que los pacientes no están siendo monitoreados debido al alto costo de los equipos y al bajo presupuesto, es por esta razón que decimos diseñar un monitor cardiaco sencillo, de bajo costo y de fácil reparación, y así tratar de mejorar en algo esta situación.

Nuestro proyecto se basa en el funcionamiento de un osciloscopio y un televisor. Del televisor obtenemos el Tubo de Rayo Catódico (TRC) y el Flyback, todos los demás elementos son de fácil adquisición en el mercado.

Los osciloscopios están basados en un sistema de graficación X-Y, donde Y es la señal que se quiere analizar y X es el tiempo; Así obtendremos la grafica de una señal con respecto al tiempo. En nuestro caso la señal a analizar es la señal cardiaca.

La adquisición de la señal se la realiza con electrodos comúnmente usados en los monitores convencionales, luego esta señal la hacemos pasar por un circuito amplificador de instrumentación que nos proporciona alta ganancia de voltaje ya que dicha señal esta en el orden de los milivoltios. Luego esta misma señal se la pasa por un circuito de amplificador de corriente que alimenta a las bobinas de deflexión vertical.

Las bobinas de deflexión horizontal son alimentadas por una señal diente de sierra, la cual es previamente pasada por un amplificador de corriente. La señal diente de sierra la generamos a partir de la bascula de schmitt y un integrador.

El tubo de rayos catódicos y el flyback se lo hace funcionar con circuito oscilador LC tal como se lo hace en un televisor. Su funcionamiento es el siguiente: un tren de impulsos de alta frecuencia alimenta un transistor que switchea un voltaje al circuito LC formado por la bobina de transformador flyback y una capacitancia, esto nos dará a la salida del transformador flyback un alto voltaje dc para el ánodo del TRC, así mismo en los dientes devanados nos proporcionan voltaje para alimentar las rejillas y el filamento del TRC.

Con lo anterior podemos visualizar la señal cardiaca en la pantalla pero nos falta una medición precisa de la frecuencia cardiaca, esto lo podemos conseguir con un contador cardiaco que funciona midiendo el tiempo entre una onda cardiaca y otra a través de un contador de eventos (un flip-flop JK), una base de tiempo y un banco de contadores, luego se hace la decodificación para mostrar la frecuencia cardiaca en latidos / minuto en tres despliegues visuales, al mismo tiempo dependiendo de la frecuencia cardiaca manejamos dos tipos de alarmas bradicardia (baja frecuencia cardiaca) y taquicardia (alta frecuencia cardiaca), las alarmas son de tipo visual y tipo sonoro.

CAPITULO 1

FUNCIONAMIENTO BÁSICO Y DIAGRAMA DE BLOQUE DEL MONITOR CARDIACO

El Monitor Cardíaco consta de dos partes principales: El Osciloscopio de Rayos Catódicos y el Contador Cardíaco.

1.1 OSCILOSCOPIO DE RAYOS CATÓDICOS

Los osciloscopios (médicos o de otra índole) se fundamentan en el tubo de rayos catódicos (TRC). El TRC tiene una pantalla cubierta en su parte interior por un material fosfórico que emite luz cuando es impactado por un rayo de electrones. Estos electrones son generados por emisión termoiónica desde un cátodo, y son conformados como el angosto rayo requerido por los elementos

de un "cañón electrónico" localizado en el cuello del TRC. Los electrones son acelerados por un alto voltaje, que puede ser tan bajo como 3KVdc en los osciloscopios de pantallas pequeñas, hasta 30KVdc en algunos TRC de televisiones a color. La emisión de que ocurre cuando los electrones acelerados chocan con la pantalla fosfórica. La intensidad de luz emitida es proporcional al potencial de aceleración lo cual implica que la energía cinética de los electrones es un factor importante.

El rayo electrónico debe ser deflectado para que proporcione una imagen útil. Esto se logra mediante un sistema magnético llamado yugo de deflexión, formado por embobinados alrededor del cuello del TRC que actúan como electroimanes cuyo cuerpo magnético desvía el haz de electrones. El embobinado horizontal provoca la desviación del rayo de izquierda a derecha; y el embobinado vertical suministra la deflexión vertical.

La deflexión horizontal suele hacerse mediante una señal "diente de sierra", mientras que la señal biomédica es la que provoca la deflexión vertical.

El voltaje "diente de sierra" es suministrado por un circuito especial, llamado "circuito de barrido", con una frecuencia que puede variarse a voluntad mediante un control.

La onda diente de sierra produce un despliegue en la pantalla del TRC igual a una barra horizontal. Pero al aplicarse simultáneamente con la señal a medirse en la deflexión vertical, el haz de electrones dibujará en la pantalla del TRS el gráfico de la señal en estudio.

1.2 EL CONTADOR CARDIACO

Básicamente nos da una medida de la frecuencia cardiaca y se da en latidos por minuto; un análisis más detenido lo haremos en el capítulo 5.

1.3 PARTES DEL MONITOR CARDIACO

Haciendo una subdivisión entonces podemos decir que nuestro monitor cardiaco consta de las siguientes partes:

1. Tubo de Rayos Catódicos.
2. Circuito de MAT.
3. Circuito de Deflexión Horizontal.
4. Circuito de Deflexión Vertical.
5. Contador Cardiaco.
6. Fuentes de Voltaje

1.4 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL MONITOR CARDIACO

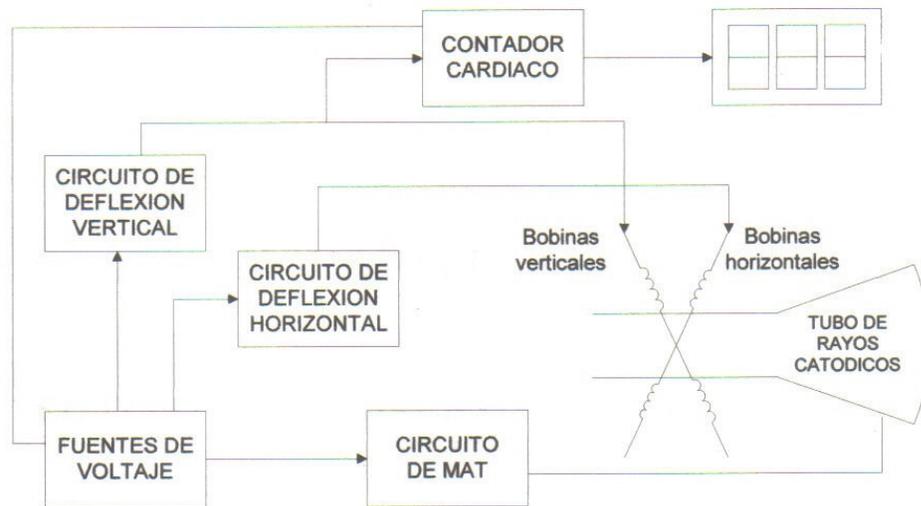


Figura 1.1 Diagrama de Bloques del Monitor Cardíaco

CAPITULO 2

EL TUBO DE RAYOS CATÓDICOS Y CIRCUITO DEMAT

2.1 EL TUBO DE RAYOS CATÓDICOS: TEORÍA Y CONSTRUCCIÓN.

El tubo de rayos catódicos (TRC) es el corazón del osciloscopio, proporcionando una representación visual de la forma de onda de la señal de entrada. Un TRC se compone de cuatro partes básicas:

1. Un cañón de electrones para producir un flujo de electrones.
2. Elementos de enfoque y electrones para producir un flujo de electrones.

3. Bobinas deflectoras horizontales y verticales para controlar la trayectoria del haz de electrones.
4. Una ampolla de vidrio al vacío con pantalla fosforescente, que se ilumina visualmente cuando incide sobre ella el haz de electrones.

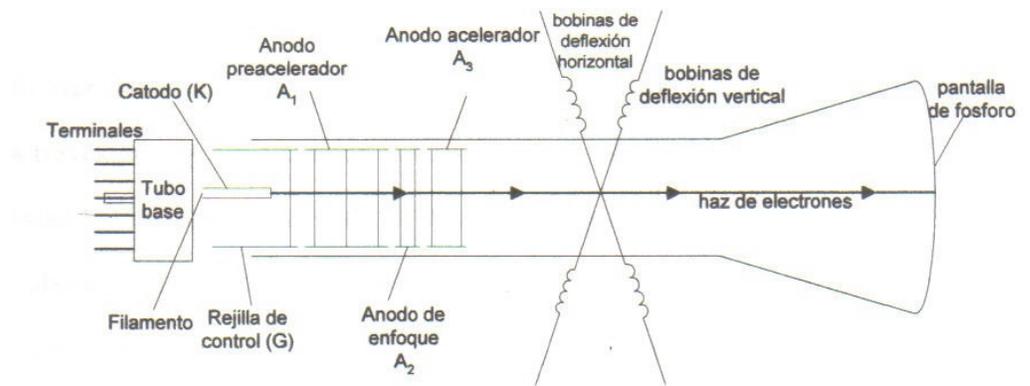


Figura 2.1. Tubo de rayos catódicos.

La figura 2.1 ilustra la construcción básica de un TRC. Consideramos en primer lugar el funcionamiento básico del dispositivo. Un cátodo (K) que contiene el recubrimiento de oxido se calienta en forma indirecta por medio de un filamento, lo que da por resultado la liberación de los electrones de la superficie del cátodo. Se suministra una rejilla de control (G) para controlar el número de electrones que pasan más adelante por el tubo. Un voltaje sobre la rejilla de control determina a

cuantos electrones liberados por medio del calentamiento se les permitirá continuar moviéndose hacia la parte frontal del tubo. Después de que los electrones pasan la rejilla de control, son enfocados en un delgado haz y acelerados a muy alta velocidad por medio de los ánodos de enfoque y aceleración. Las partes discutidas hasta aquí comprenden el cañón de electrones del TRC.

El bien definido haz de electrones de alta velocidad pasa a continuación a través de dos conjuntos de bobinas deflectoras. El primer conjunto de estas bobinas se orienta para la desviación vertical se determina por la polaridad de la corriente aplicada a las bobinas deflectoras. El haz también se desvía en sentido horizontal (a la izquierda o a la derecha) mediante la aplicación de una corriente a las bobinas deflectoras. El haz desviado se acelera entonces en forma adicional por medio de muy altos voltajes aplicados al tubo, llegando finalmente el haz a incidir sobre el material fosforescente de la cara interna del tubo. Este fósforo brilla cuando inciden los electrones con su energía, permitiendo que la persona que emplea el instrumento observe el destello visible frente al tubo.

Se fabrican diversos tipos de TRC en una variedad de tamaños, con diferentes materiales fosforescentes.

2.1.1 Cañón electrónico.

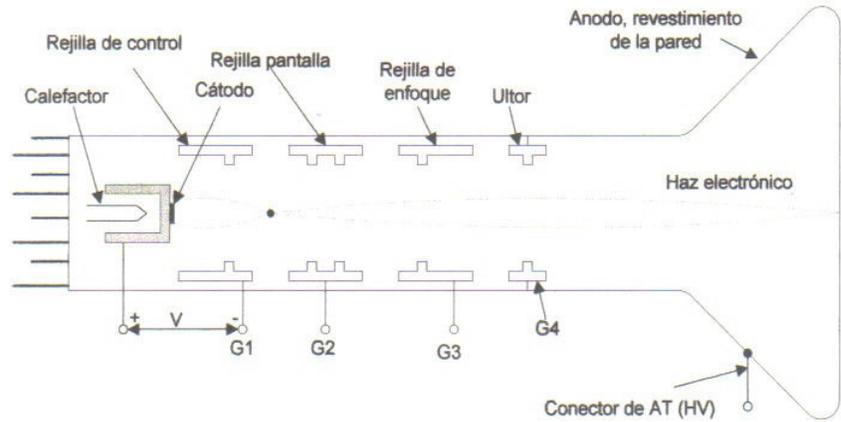


Figura 2.2. Estructura básica de un cañón electrónico que utiliza enfoque electrostático y deflexión magnética

La figura 2.2 es un diagrama simplificado de un cañón electrónico. El cátodo es un pequeño disco de óxido metálico colocado en el centro de un tubo estrecho que cubre al calefactor. Aunque el cátodo es calentado para producir la emisión termiónica, esta eléctricamente aislado del calefactor. Después, a lo largo del eje del tubo está situado el cilindro de la rejilla de control, designado G1. La rejilla cubre casi completamente al cilindro del cátodo, pero una pequeña abertura de G1 permite el paso de los electrones. La tensión de polarización negativa en la rejilla con respecto al cátodo permite que G1 controle la carga espacial de los electrones emitidos por el cátodo. En virtud de esto se pueden variar las corrientes del

haz y el brillo modulado por la tensión de la señal video que es aplicada entre G1 y el Cátodo.

La rejilla pantalla G2 se considera también como primer ánodo. Acelera los electrones del haz debido a su tensión positiva . El cilindro G2 contiene desviadores o baffles internos para restringir el haz confinándolo en un camino estrecho. A continuación de G2 esta el cilindro de enfoque G3 que forma una lente electrostática con G2 y que obliga a los electrones a seguir su trayectoria hasta un punto de la pantalla de fósforo.

Todos los cilindros son de níquel o de una aleación de níquel. Están soportados por varillas aislantes de vidrio o de cerámica paralelas al eje del cañón. Las conexiones con los elementos se establecen en las patillas de la base excepto las de G4, que forma parte del ultor. Esta cubeta tiene dedos metálicos de resorte que hacen contacto con el revestimiento interior de Aquadag para la tensión del ánodo. La figura muestra un cañón electrónico de un tubo de imagen monocromático de pequeña pantalla los elementos de G2, G3 y G4 absorben una corriente muy pequeña aunque son positivos. La mayor parte de los electrones del haz pasa a través de las pequeñas aberturas de los cilindros a causa de su estructura circular provee un campo acelerador del haz lateralmente simétrico. Así los electrones del haz emitido por el cañón

avanzan en línea recta hasta la pantalla, como si fuesen eyectados desde una fuente puntual. La abertura en el extremo de G4 puede ser considerada como la boca del cañón electrónico.

Entre el cátodo y la conexión de alta tensión del ánodo se forma un circuito completo para el haz electrónico. Los electrones secundarios desprendidos desde la pantalla de fósforo son recogidos por el revestimiento de aluminio, que esta conectado a la capa interior de Aquadag y a la fuente de alta tensión. El tubo de imagen puede ser considerado como un circuito en serie con la fuente de alta tensión. El haz electrónico forma un camino desde el cátodo hasta la pantalla de fósforo. Los valores normales de la corriente del haz de un cañón electrónico son de 300 hasta 800 microamperios. Esta corriente del haz es la corriente de carga para fuente de alta tensión conectada al ánodo.

2.1.2 Elementos de enfoque y aceleración para producir un haz de electrones bien definidos.

Los electrones emitidos desde el cátodo tienden a separarse porque se repelen mutuamente, pero pueden ser obligados a converger por un campo magnético. Esta acción es similar a la del enfoque de un haz luminoso por una lente óptica. Por esto se utiliza él termino enfoque

para designar la producción de un haz estrecho cuando el sistema de enfoque es una lente electrónica. Se utilizan dos lentes electrónicas. La primera esta constituida por el campo electrostático entre el cátodo y la rejilla de control producido por su diferencia de potencial. Esta tensión hace que el haz converja en un punto llamado punto de cruce, situado inmediatamente detrás de la rejilla de control, en el punto p de la figura 2.3. La segunda lente puede ser un campo electrostático o bien un campo magnético, y enfoca el haz a un punto situado inmediatamente antes de las dos lentes electrónicas, el haz es enfocado en pequeño punto luminoso, o mancha, sobre la pantalla.

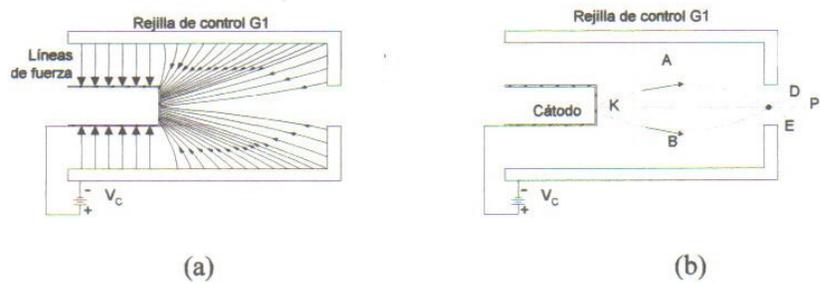


Figura 2.3. Enfoque electrostático para la primera lente electrónica entre el cátodo y la rejilla de control G_1 . (a) Líneas de fuerza del campo electrostático entre G_1 y el cátodo. Aquí no está representado el haz electrónico. (b) Efecto sobre el haz electrónico. Los electrones que divergen desde el punto K son enfocados al punto de cruce P. Aquí no están representadas las líneas de fuerzas

Punto de cruce. La primera lente electrónica, que esta formada por el campo electrostático entre el cátodo y la rejilla de control, esta ilustrada en la figura 2.3. Las líneas de fuerza en la figura tienden a empujar a los

electrones hacia el cátodo (en retroceso) a causa de que la rejilla de control es negativa. Las líneas de fuerza son rectas donde el cátodo y las rejillas son paralelos. Tales líneas rectas indican un cambio uniforme de potencial en el espacio comprendido entre la rejilla y el cátodo. Sin embargo, donde la rejilla no está uniformemente distante del cátodo, las líneas de fuerza curvadas tienen una dirección tal que repele a los electrones hacia el eje central. Los electrones divergen tanto más cuanto mayor es la fuerza que los atrae al centro.

Ahora recuerde que la tensión positiva de G2 y la tensión anódica proveen una fuerza aceleradora hacia delante. El resultado neto es que las líneas de fuerza divergentes hacen que los electrones atraviesen las aberturas de las rejillas figura 2.3b Luego el haz divergente es enfocado al punto P de la rejilla de control. Los electrones emitidos en la dirección KA son obligados a seguir la trayectoria curva KDP. Análogamente, los electrones de la trayectoria KB son obligados a seguir la trayectoria KEP. Los electrones que siguen una trayectoria de línea recta coincidente con el eje central permanecen en la línea.

El punto focal P es el punto de cruce producido por la primera lente electrónica. P es una fuente puntual de electrones que son dirigidos a la pantalla por la segunda lente electrónica para producir un punto bien

definido. De esta manera puede ser obtenido un enfoque fino a causa de que el punto de cruce es de un diámetro mucho menor que la superficie del cátodo que suministra los electrones para el haz.

Segunda lente electrónica. Se puede utilizar cualquiera de dos métodos. Para el sistema de enfoque de alta tensión de la figura 2.4 generalmente la tensión enfoque es igual a la quinta parte de la tensión del ánodo. Por ejemplo, si la tensión del ánodo es 25000 V en el tubo de color de 19 pulgadas, la tensión para la rejilla de enfoque es aproximadamente $1/5 \times 25000 = 5000\text{v}$. En el método de baja tensión de la figura 2.5, la rejilla de enfoque tiene un potencial mucho más bajo, normalmente de aproximadamente 0 a 400V.

Enfoque de alta tensión. En la figura 2.4, los cilindros G3 y G4 tienen el mismo diámetro. La rejilla G4, con su plena alta tensión, forma parte del ultor. Si embargo, G3 es la rejilla de enfoque con una tensión de varios kilovoltios, o una quinta parte de la tensión del ánodo. Las líneas eléctricas de fuerza están indicadas por líneas curvas con flechas. Estas líneas son más densas hacia el eje central a causa del gradiente de campo entre las superficies. En el espacio comprendido entre G3 y G4, por tanto, el campo eléctrico hace que los electrones se separen y se muevan hacia el eje central.

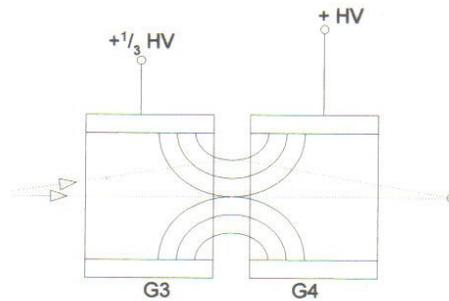


Figura 2.4. Método de enfoque de alta tensión para la segunda lente electrónica

Este sistema de enfoque con sus cilindros G3 y G4 de diámetro uniforme es el que comúnmente se emplea en los cañones electrónicos de la mayoría de los tubos de imagen tricolor. La tensión de G3 es aproximadamente una quinta parte, o 20%, de la alta tensión aplicada a G4. Ordinariamente hay provisto un control variable de la tensión de G3 que permite obtener un ajuste preciso del enfoque. El control de enfoque se ajusta para que aparezcan líneas de exploración precisas en la trama y los más pequeños detalles en la imagen.

Enfoque de Baja Tensión. En el sistema representado en la figura 2.5 se utiliza para la rejilla de enfoque un cilindro más grande colocado entre dos cilindros más pequeños que son los que están al potencial ulior. Realmente, los pequeños cilindros forman la G4 de ulior, pero divididos en dos partes, antes y después de G3. La rejilla de enfoque G3

está a baja tensión, entre 0 y 400 V. En consecuencia, el haz electrónico entra en un campo desacelerador, que se aproxima a G3, y que hace converger los electrones en el eje central.

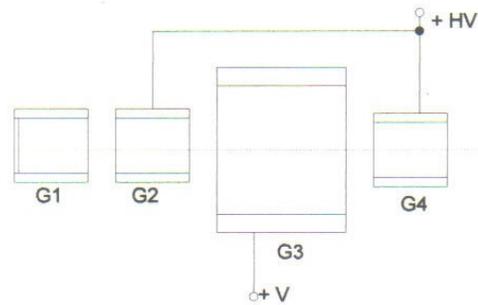


Figura 2.5. Método de enfoque de baja tensión para la segunda lente electrónica

Este sistema de enfoque se denomina lente unipotencial o de Einzel. Es utilizado en la mayoría de tubos de imagen en color Sony Trinitron. En el sistema Einzel el enfoque no es crítico. El ajuste se hace seleccionando una de las varias tensiones fijas disponibles en la fuente de alimentación de baja tensión.

2.1.3 Bobinas deflectoras horizontales y verticales para controlar la trayectoria del haz de electrones.

Todos los tubos de imagen, ya sean en color o monocromáticos, utilizan deflexión magnética con las bobinas de exploración V y H situadas en un yugo externo que rodea el cuello del tubo, en vez de

deflexión electrostática con placas internas de deflexión. A las placas de deflexión electrostática se aplica una tensión diente de sierra. Para las bobinas de exploración electromagnética se necesita corriente en diente de sierra.

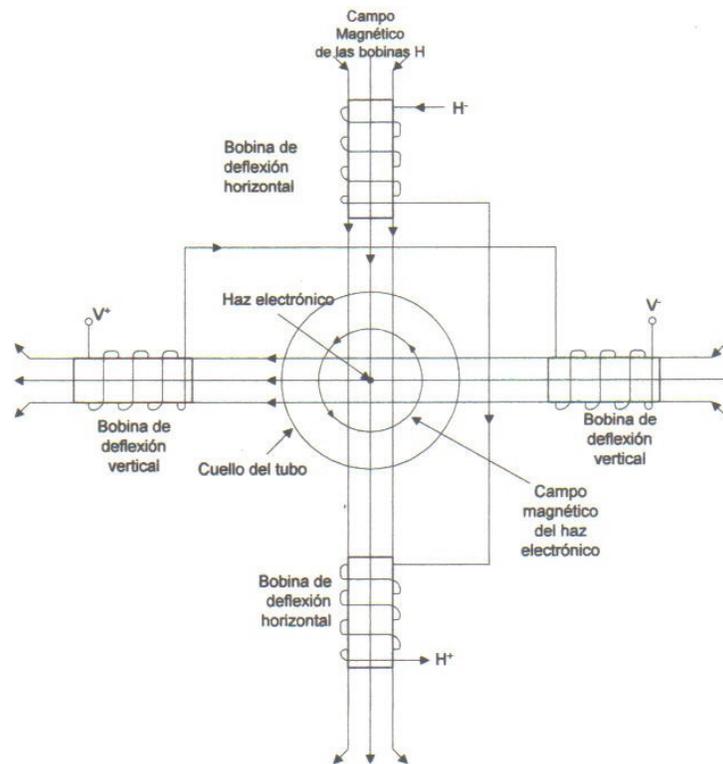


Figura 2.6. Deflexión de los campos magnéticos de las bobinas de exploración V y H. El haz electrónico es desviado hacia abajo y hacia la derecha por el flujo electrónico representado en las bobinas.

La deflexión es mucho más fácil con exploración magnética, especialmente con la muy alta tensión de ánodo utilizada para los tubos de imagen. En la exploración electrostática, el ángulo de deflexión es

inversamente proporcional al valor de la alta tensión. Por ejemplo, aumentando nueve veces la tensión anódica se reduce el ángulo de deflexión a la novena parte. Sin embargo, con exploración magnética el ángulo de deflexión es inversamente proporcional a la raíz cuadrada de la alta tensión. Así, aumentando la tensión anódica nueve veces se reduce el ángulo de deflexión solo una tercera parte. La conclusión es, pues, que un tubo de imagen con deflexión electrostática tendrá un ángulo de deflexión demasiado pequeño y el tubo tendrá que ser demasiado largo.

En la exploración magnética se utilizan dos pares de bobinas de deflexión (figura 2.6) que están montadas externamente alrededor del cuello del tubo antes de la pantalla. El par de bobinas situadas una por encima y otra por debajo del eje del haz produce la deflexión horizontal; el par de bobinas situadas una por encima y otra por debajo del eje del haz produce la deflexión vertical; el par de bobinas situadas a la izquierda y otra a la derecha del haz desvía verticalmente. El desplazamiento perpendicular es el resultado de que la corriente de cada bobina tiene un campo magnético que reacciona con el campo magnético del haz electrónico y la

fuerza resultante desvía los electrones perpendicularmente al eje del haz y al campo de deflexión.

Para analizar la deflexión, recuérdese que la reacción entre dos campos paralelos ejerce siempre una fuerza dirigida hacia el campo más débil. Consideramos primero las bobinas de deflexión horizontal de la figura 2.6. Los arrollamientos están en un plano horizontal por encima y por debajo del eje del haz. Aplicando la regla de la mano izquierda, el dedo pulgar apunta en la dirección del campo interior de una bobina cuando los otros dedos están curvados en el sentido del flujo electrónico que rodea a la bobina. Por consiguiente, el campo de deflexión de arrollamientos horizontales se dirige hacia abajo. Cuando el haz electrónico entra perpendicularmente en el papel. A la izquierda del eje del haz, el campo magnético del haz esta dirigido hacia abajo, en el mismo sentido que el campo deflector; mientras que a la derecha esta dirigido hacia arriba, en sentido opuesto al campo deflector. El haz electrónico se desvía hacia la derecha, por tanto, cuando la fuerza resultante desplaza al haz hacia abajo. Las corrientes de deflexión para ambos juegos de bobinas son aplicadas simultáneamente, desviando el haz hacia la parte inferior derecha de la pantalla en este ejemplo. En la practica las bobinas de deflexión están devanadas en forma de silla de montar y el conjunto de las cuatro bobinas recibe el nombre de jugo de deflexión.

2.1.4 Ampolla de vidrio al vacío con pantalla fosforescente

El tamaño de un tubo de imagen puede ser desde el más pequeño con una pantalla de una pulgada aproximadamente, medida diagonalmente, hasta el de los grandes tubos de visión directa con una diagonal de pantalla de 30 pulgadas o más. El tubo de una pulgada es de tipo monocromático para el visor en las cámaras portátiles de TV. Los tamaños más comunes de pantalla son 5, 7, 9, 10, 12, 13, 15, 17, 19, 21, 23, 25 pulgadas. Para mayores tamaños de imagen se utilizan sistemas de proyección ópticos.

La Federal Trade Comisión (FTC) exige que todos los tamaños de pantalla sean anunciados o declarados como longitud de la diagonal del área visible de la pantalla. Con una relación de aspecto de 4:3 la diagonal es aproximadamente 25% mayor que la anchura.

Fósforos de Pantallas. Los más comunes son el fósforo verde P1 para los tubos de osciloscopio, el fósforo blanco P4 para los tubos de imagen monocromáticos y el fósforo P22 para los tubos de color. Están reseñados en la Tabla I.

Tabla I
FÓSFORO DE PANTALLA COMUNES DE LOS TUBOS DE
RAYOS CATÓDICOS

Número del fósforo	Color	Persistencia	Uso
P1	Verde	Media	Osciloscopio
P4	Blanco	Media-corta	Tubo de imagen monocromático
P22	Rojo, verde, azul	Media	Tubo de imagen tricolor
P31	Verde	Media-corta	Osciloscopio

Los componentes químicos de los fósforos son generalmente metales ligeros tales como zinc y cadmio en forma de compuesto de sulfuro, sulfato y fosfato. Para el fósforo verde P1 se utiliza generalmente una forma de silicato de zinc llamada willemita. Ordinariamente el fósforo blanco P4 es una combinación de sulfuro de zinc. Este fósforo es realmente una combinación de amarillo y azul, ya que ningún fósforo puede producir blanco el solo. Para las pantallas de , color, el fósforo P22 incluye sulfuro de zinc para el verde y elementos de tierras raras tales como europio e itrio para el rojo.

El material del fósforo es convenientemente procesado para producir partículas muy finas que son aplicadas a la cara interior de la placa frontal de vidrio. Este revestimiento muy delgado que forma la pantalla es una capa uniforme para los tubos monocromáticos. En los tubos de color el fósforo esta depositado en puntos o líneas verticales para cada color. Se pueden ver los

puntos individuales o las líneas de color con un pequeño microscopio portátil de 50 aumentos mantenido contra la pantalla mientras ésta está funcionando.

En términos de estructura molecular, los fósforos son cristales a los cuales puede ser añadido un material activador tal como manganeso o plata para distorsionar la red del cristal. Los electrones de alta velocidad excitan al fósforo, haciendo que emita luz. Los electrones interiores de los átomos del fósforo son obligados a moverse hasta un nivel de energía mas alto. Cuando el nivel de esos electrones vuelve a descender, es radiada energía La radiación de luz desde la pantalla cuando esta es excitada por el haz electrónico es lo que se llama luminiscencia Cuando se extingue la luz des pues de la excitación, la pantalla esta fluorescente. Asimismo, fosforescencia es la emisión continuada de luz inmediatamente después de la pantalla.

Persistencia de la pantalla. El tiempo transcurrido desde que la luz es emitida por la pantalla hasta que su valor disminuye hasta el 1% de su valor máximo es lo que se llama persistencia de la pantalla.

2.2 CIRCUITO DE MAT (MUY ALTA TENSIÓN).

El tubo de rayos catódicos de un televisor necesita una tensión elevada (MAT = Muy Alta Tensión) para acelerar los electrones emitidos por el cátodo hacia la pantalla. Esta tensión oscila entre 3 y 30 KV según el tubo utilizado.

Este circuito consta de las siguientes partes:

- Oscilador de alta frecuencia.
- Transistor de switcheo y Circuito LC con diodo de recuperación.
- Transformador de MAT.

El Oscilador de Alta Frecuencia es el encargado de generar un tren de pulsos cuadrados de alta frecuencia para alimentar la base del transistor de switcheo.

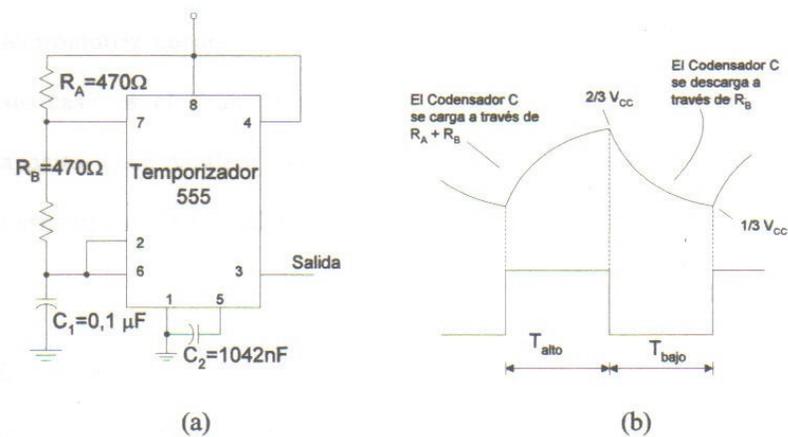


Figura 2.7. (a) Circuito astable. (b) Forma de onda de salida del circuito astable

$$T_{\text{alto}} = 0.7 (R_A + R_B)C \quad (2.1)$$

$$T_{\text{bajo}} = 0.7 R_B C \quad (2.2)$$

El período total es

$$T = \text{período} = T_{\text{alto}} + T_{\text{bajo}} \quad (2.3)$$

La frecuencia de circuito astable es entonces calculada con

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C} \quad (2.4)$$

En este momento vamos a generar los pulsos de voltaje requeridos a la entrada del Transformador de MAT, el principio del Transistor de switcheo y Circuito LC se basa en la obtención de un aumento lineal de corriente en una inductancia L cuando a sus bordes se aplica una fuerza electromotriz constante Vcc, al cerrar y abrir un interruptor S que en este caso es el Transistor NPN . El circuito comprende además un capacitor C en paralelo con la inductancia, tal y como se ha dibujado en el esquema de la figura 2.8.

Efectivamente, supongamos en un principio que el circuito de la figura 2.8 no tiene pérdidas. En esta circunstancia, al cerrar el interruptor S por la bobina circula una corriente cuyo valor aumenta linealmente:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{cc}}{L} \quad (2.5)$$

La capacidad C se carga al mismo tiempo bajo la diferencia de potencial Vcc. La energía almacenada en la bobina L, cuando la intensidad de corriente que por ella circula alcanza un valor i, es igual a :

$$\frac{Li^2}{2} \quad (2.6)$$

En el instante t_1 (Fig. 2.9), se abre el interruptor y la corriente alcanza su valor máximo I_M , de forma que en dicho instante la energía almacenada en la bobina es:

$$\frac{LI_M^2}{2} \quad (2.7)$$

Y la carga en el condensador será $Q = CV$.

El circuito resonante puede oscilar libremente, ya que el condensador se descarga sobre L , lo cual hará aumentar ligeramente la corriente. Efectivamente, si observa la figura 2.9 con atención puede apreciar que, aunque en el instante t_1 se abre el interruptor, sigue existiendo una tensión en bordes de la bobina a la existente en bordes del condensador en paralelo con ella. Como el condensador se descarga sobre la bobina entre los instantes t_1 y t_2 , la corriente en la bobina t_1 sigue aumentando ligeramente. Al alcanzarse el instante t_2 , en el que el condensador se ha descargado totalmente, se produce la inversión del sentido de la corriente para cargar al condensador en sentido opuesto, y en bordes de la bobina se genera una tensión de polaridad opuesta.

En el instante t_2 la corriente disminuye por la bobina se genera una tensión de polaridad opuesta.

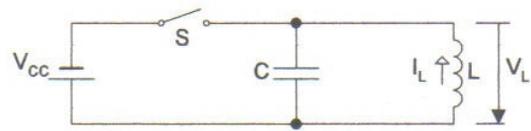


Figura 2.8. Circuito LC

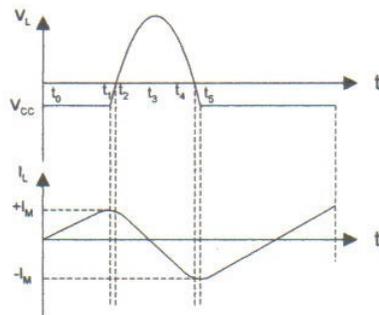


Figura2.9. Forma de onda de voltaje y corriente de la bobina L

En el instante t_2 la corriente disminuye por la bobina según la ley

$$I_L = I_M \cos \frac{t}{\sqrt{LC}} \quad (2.8)$$

Por lo tanto, la energía acumulada en la bobina disminuye, mientras que la carga del condensador aumenta, debido a la aparición de la tensión:

$$V_L = V_M \text{sen} \frac{t}{\sqrt{LC}} \quad (2.9)$$

En el instante t_3 la intensidad de corriente por la bobina es nula tal y como se aprecia en la figura 2.9, y la tensión V_L habrá alcanzado un valor máximo V_M .

En dicho instante, pues toda la energía presente en el circuito cuando se abrió el interruptor se ha acumulado en el condensador.

$$\frac{LI_M^2}{2} + \frac{CV_{CC}^2}{2} = \frac{CV_M^2}{2} \quad (2.10)$$

De esta última igualdad puede deducirse el valor V_M , el cual viene dado por la expresión:

$$V_M = \sqrt{\frac{LI_M^2}{C} + V_{CC}^2} \quad (2.11)$$

El circuito sigue oscilando, por lo que en el instante t_4 la corriente en la bobina alcanza de nuevo el valor máximo, aunque ahora de sentido opuesto, mientras que el condensador se habrá descargado completamente.

En el instante t_5 el circuito, si no tiene pérdidas, se encuentra en estado bastante parecido al existente cuando se abrió el interruptor, con la única diferencia de que la corriente es de signo negativo.

La corriente continuará disminuyendo a través de la fuente de alimentación y entre los instantes t_5 y t_6 restituirá a la fuente de energía.

$$\frac{LI_M^2}{2} \quad (2.12)$$

presente en el circuito en el instante t_4 .

En el instante t_6 , cuando la corriente I_L es nula, nos encontramos en la misma situación que en el instante t_0 y se habrá completado un ciclo completo de funcionamiento.

En la practica lógicamente se sustituye el interruptor S por un transistor que funcione de manera análoga, es decir, como conmutador de todo o nada. Para ello utilizaremos un transistor gobernado por los impulsos rectangulares procedentes del oscilador de alta frecuencia . Efectivamente, el transistor es un elemento que puede ser simétrico y por lo tanto dejará pasar indistintamente las corrientes de carga y descarga del circuito. Sin embargo, durante el tiempo de bloqueo del transistor se presenta un problema: Si en el instante t_0 se influye sólo cuantitativamente sobre el valor máximo de la corriente por la bobina, obligatoriamente deberá cumplirse la igualdad:

$$t_5 - t_1 = \pi\sqrt{LC} \quad (2.13)$$

Salvo funcionamiento incorrecto del circuito. Para evitar esto se deberá añadir un diodo al circuito, tal y como se puede apreciar en la figura 2.10

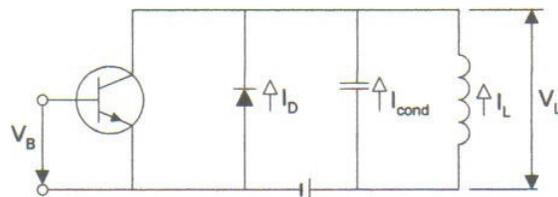


Figura 2.10. Circuito LC con diodo de recuperación

El funcionamiento del circuito de la figura 2.10 es como sigue: En el instante t_5 la tensión V_L en los bornes de la bobina se hace mayor que la tensión V_{cc} de la fuente de alimentación, por lo tanto el diodo queda polarizado en sentido directo y deja pasar la corriente entre los instantes t_5 y t_6 .

Para que el ciclo se inicie de nuevo es preciso que el transistor pase de nuevo al estado de conducción, y ello debe producirse antes del instante t_6 , es decir durante el intervalo del tiempo existente entre t_5 y t_6 , para lo cual a su base se aplicará el impulso rectangular procedente de la etapa precedente.

¿Cómo a adaptar un tubo de rayos catódico de un televisor a monitor cardiaco?

El tubo de rayos catódicos es la vida de este proyecto, por lo tanto nuestro principal reto fue el análisis de su funcionamiento para poder determinar si era posible usarlo para representar la onda cardiaca.

Existen varias diferencias entre los tubos de rayos catódicos utilizados en los televisores y los tubos de rayos catódicos usados en los monitores cardiacos, en primer lugar la persistencia de los tubos de rayos catódicos usados en los televisores es media debido a que estos realizan el barrido a altas frecuencias (superiores a los 15.000 Hz), mientras que los tubos de rayos catódicos usados en los monitores cardiacos son de persistencia alta debido a que la frecuencia.

de la onda cardiaca es relativamente baja, en segundo lugar los televisores usan deflexión magnética, mientras que los monitores cardiacos usan deflexión electrostática debido a que este tipo de deflexión es mas bondadosa con lo que se refiere a los cambios de frecuencia en el barrido horizontal.

En los tubos de rayos catódicos existen un elemento directamente relacionado con él, el cual es el flyback, al igual que el tubo de rayos catódicos está diseñado para altas frecuencias en el caso de los de televisión, y bajas y altas frecuencias en el caso de los de monitores cardiacos.

Con lo antes expuesto se determinó que un factor determinante en el diseño sería la frecuencia de operación del tubo de rayos catódicos del televisor al querer representar la onda cardiaca, para lograr esto se tenía que diseñar un circuito que proporcionara un funcionamiento estable tanto del tubo de rayos catódicos como del flyback a esas frecuencias.

Otro problema fue el determinar la configuración interna del flyback y por lo tanto su pinout para lo cual se tubo que analizar muy detenidamente el funcionamiento de éste en el televisor y compararlo con el funcionamiento del flyback en el monitor cardiaco y así esquematizar un diagrama interno del flyback y determinar que pines deberíamos usar en el diseño.

CAPITULO 3

DEFLEXIÓN HORIZONTAL

3.1 SEÑAL DE BARRIDO HORIZONTAL.

Para visualizar una señal sobre la pantalla del TRC es necesario desviar o deflectar el haz a través del TRC mediante una señal de barrido horizontal de modo que cualquier variación de la señal vertical se pueda observar. La figura 3.1 muestra la línea recta que se visualiza para un voltaje positivo aplicado a la entrada vertical, empleando una señal de barrido lineal (diente de sierra) que se aplica al canal horizontal. Con el haz de electrones fijado a una distancia vertical constante, el voltaje horizontal que va de negativo a cero ocasiona que el haz se mueva del extremo

izquierdo del tubo al centro y el voltaje horizontal que va de cero a positivo ocasiona que el haz se mueva del centro al extremo derecho del tubo. La imagen resultante es una línea recta sobre la división central con el voltaje de cd representado adecuadamente como una línea recta.

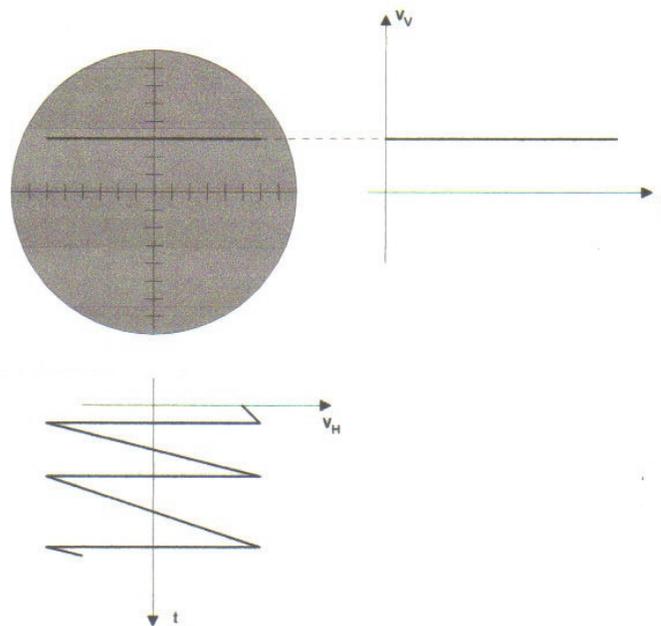


Figura 3.1. Variación de la señal de barrido horizontal para una representación en la pantalla

El voltaje de barrido se representa como una forma de onda continua, no solo como un barrido simple. Esto es necesario si se dispone a visualizarse una imagen de gran longitud. Un barrido simple a través de la pantalla del tubo se extinguiría rápidamente. Al repetir el barrido la imagen visualizada se genera una y otra vez, y si se genera un número suficiente de barridos por segundo, la imagen parecerá estar presente en forma continua.

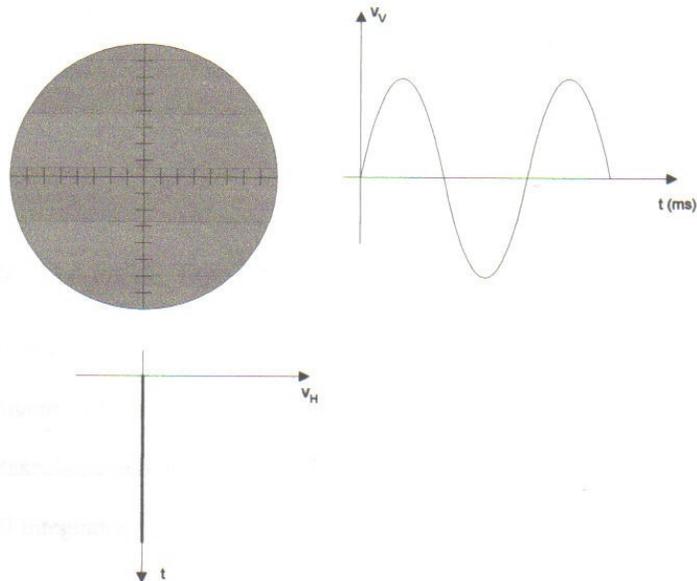


Figura 3.2 Representación en la pantalla en ausencia de señal de barrido horizontal

Si se disminuye la velocidad de barrido se puede observar el recorrido real del haz a través de la pantalla del tubo. La aplicación de una señal a las entradas verticales (sin barrido horizontal) da por resultado una línea recta vertical como la que se ilustra en la figura 3.2. Si se reduce la señal de barrido (frecuencia de la señal sinusoidal), será posible apreciar el haz de electrones desplazándose hacia arriba y hacia abajo a lo largo de una trayectoria en línea recta.

3.2 CIRCUITO DE DEFLEXIÓN HORIZONTAL.

Una vez comprendido como visualizar una imagen con la señal de barrido horizontal procederemos a analizar el circuito que lo realiza. Este circuito consta de tres partes:

- 1.- Generador de diente de sierra.
- 2.- Seguidor acoplador de voltaje.
- 3.- Amplificador de Potencia.

3.3 GENERADOR DE DIENTE DE SIERRA

Para entender como generar la diente de sierra primero debemos conocer el funcionamiento básico de dos circuitos :

1. Báscula de Schmitt (Schmitt trigger)
2. El integrador

3.3.1 Báscula de Schmitt

En la figura 3.3a. aparece una báscula de Schmitt no inversora. Su función de transferencia de tensión de salida en función de la tensión de entrada tiene un laso de histéresis, como se observa en la figura 3.3b.

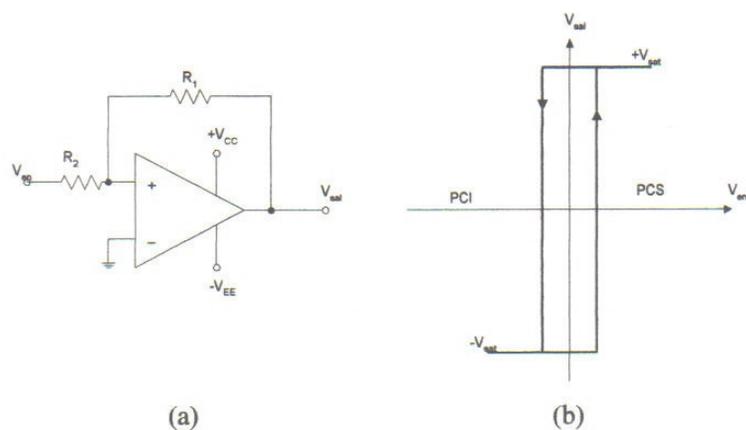


Figura 3.3 (a) Circuito de la báscula de Schmitt. (b) Lazo de histéresis. Tensión de salida en función de la tensión de entrada

Moviendo un dedo a lo largo de los ejes vertical y horizontal de la gráfica se puede tener una mejor comprensión de cómo funciona el circuito. Mover un dedo a lo largo de la parte horizontal equivale a cambiar la tensión de entrada, permaneciendo la salida constante. Mover el dedo a lo largo de la parte vertical en la dirección de las flechas supone cambiar los estados de la tensión de salida.

La conmutación de nivel bajo a nivel alto ocurre en el ángulo inferior derecho del lazo de histéresis, la conmutación de nivel alto a nivel bajo ocurre en el ángulo superior izquierdo.

Esta es la forma en que funciona. Supóngase la salida saturada a nivel positivo en la figura 3.3a. Entonces, la realimentación de tensión a la entrada no inversora en una tensión positiva, lo que refuerza la saturación positiva. De manera similar, cuando la salida está saturada a nivel negativo, la realimentación a la entrada no inversora es una tensión negativa, la cual refuerza la saturación negativa.

Suponga que la salida se encuentra saturada a nivel negativo. La tensión de realimentación mantendrá la salida saturada negativamente hasta que la tensión de entrada sea lo bastante positiva para hacer la tensión de

error positiva. Cuando este hecho sucede, la salida entra en saturación positiva. Una vez que la salida se encuentra saturada a nivel positivo, permanece ahí hasta que la tensión de entrada sea lo bastante negativa como para hacer negativa la tensión de error. Cuando lo hace, la salida puede regresar al estado negativo. Esta es la forma de deducir el punto de conmutación superior. Suponga que la salida está saturada a nivel negativo. Entonces

$$v_{sal} = -V_{sat} \quad (3.1)$$

La salida cambiará del nivel bajo el nivel alto cuando v_{error} pase a ser positiva. Cuando v_{error} es exactamente 0,

$$PCS = I_{en} R_2 \quad (3.2)$$

Toda la corriente de entrada pasa a través de R_1 , así podemos escribir

$$i_{en} = \frac{V_{sat}}{R_1} \quad (3.3)$$

Sustituyendo esta expresión en la Ecuación (3.2) se tiene

$$PCS = \frac{R_2}{R_1} V_{sat} \quad (3.4)$$

El punto de conmutación inferior tiene el mismo valor, pero con signo contrario.

3.3.2 El Integrador

Un integrador es un circuito que ejecuta una operación matemática llamada integración. La aplicación más difundida de un integrador es la destinada a producir una rampa en su tensión de salida, la cual supone un incremento o un decremento lineal de tensión.

La figura 3.4a es un integrador realizado con un amplificador operacional. Como se puede ver, el componente de realimentación es un condensador en lugar de una resistencia. La entrada, en general, es un pulso rectangular como el de la figura 3.4b. Cuando el pulso está a nivel bajo, $v_{en} = 0$. Cuando está a nivel alto, $v_{en} = V_{en}$. Considere que este pulso se aplica en el extremo izquierdo de R. Debido a la masa virtual, una tensión de entrada alta produce una corriente de entrada de

$$I_{en} = \frac{V_{en}}{R} \quad (3-5)$$

Toda esta corriente de entrada circula por el condensador. Así pues, el condensador se cargará y su tensión se incrementará con la polaridad mostrada. La masa virtual implica que la tensión de salida es igual a la tensión en extremos del condensador. Con una tensión de entrada positiva, la tensión de salida será negativa y creciente en módulo.

La forma de probar que la tensión de salida es una rampa es la í. La ley básica del condensador indica que

$$C = \frac{Q}{V} \quad (3.6)$$

Como una corriente constante circula hacia el condensador, la carga Q se incrementa linealmente con respecto al tiempo, lo cual quiere decir que la tensión del condensador se incrementa linealmente, y así equivale a una rampa negativa en la tensión de salida, como se puede ver en la figura 3.4c. Al final del período del pulso de tensión de entrada vuelve a cero y la corriente de carga deja de existir. Debido a que el condensador retiene su carga, la tensión de salida permanece constante en una tensión negativa de $-V$.

Para obtener una fórmula para la tensión de salida, dividamos ambos miembros de la ecuación entre T:

$$\frac{V}{T} = \frac{Q/T}{C} \quad (3.8)$$

Puesto que la corriente por la carga es constante, podemos escribir

$$\frac{V}{T} = \frac{I}{C} \quad (3.9)$$

o también

$$V = \frac{IT}{C} \quad (3.10)$$

Esta es la tensión en extremos del condensador al finalizar el pulso.

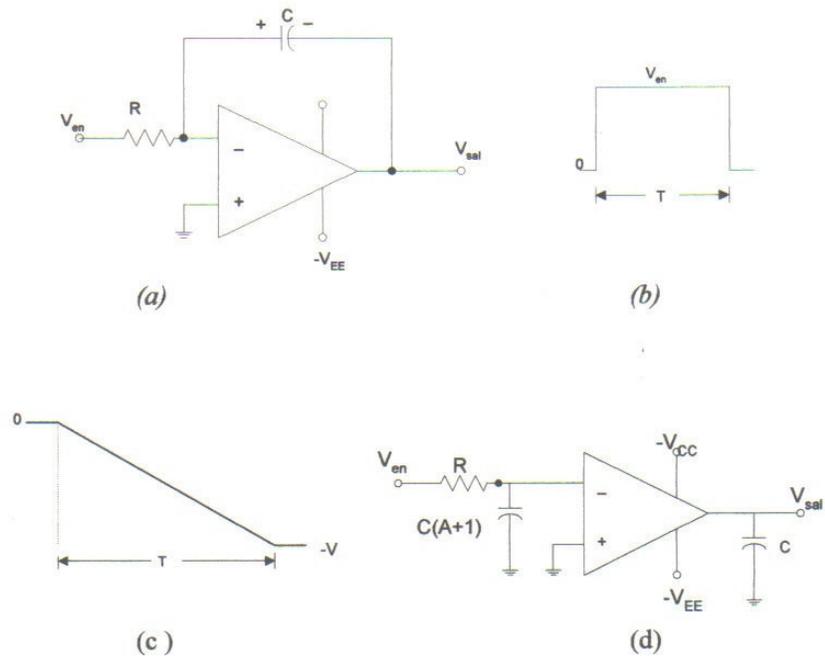


Figura 3.4(a) Integrador realizado con un amplificador operacional. (b) Entrada al integrador. (c) Salida del integrador. (d) Capacitancia a la entrada del integrador debido al efecto Miller

Una observación final. Debido al efecto Miller, podemos dividir el condensador de realimentación en dos capacidades equivalentes, como se muestra en la figura 3.4.d.b

La constante de tiempo en lazo cerrado RC' del circuito de desacoplo de la entrada es:

$$RC' = RC(A+1) \quad (3.11)$$

Para que el integrador funcione correctamente, esta constante de tiempo debe ser mucho mayor que el ancho del pulso de la entrada (al menos 10 veces más). En términos matemáticos,

$$RC' \gg 10T \quad (3.12)$$

En un integrador típico realizado con un amplificador operacional, la constante de tiempo en lazo cerrado es extremadamente grande, así que rara vez habrá algún problema para satisfacer la condición de 10:1.

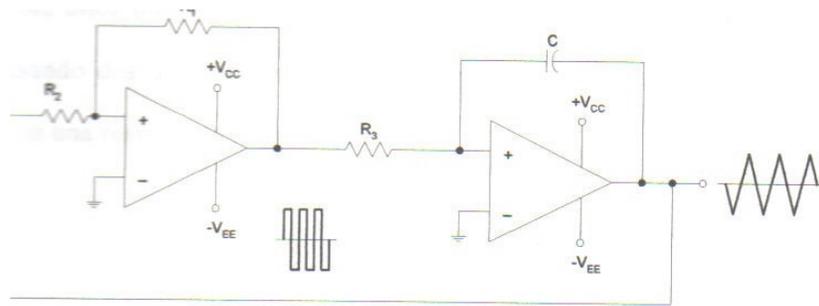
3.3.3 Generador de la Señal Triangular.

En la figura 3.5a la salida de una báscula de Schmitt no inversora es una onda rectangular que excita a un integrador. La salida del integrador es una onda triangular. Ésta se realimenta y se emplea para excitar la báscula de Schmitt. Así pues, tenemos un circuito muy interesante. La primera etapa excita a la segunda, mientras que la segunda excita a la primera.

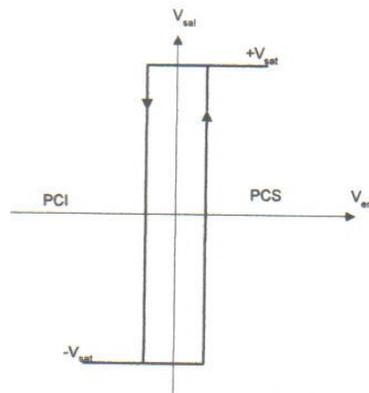
La figura 3,5b es la función de transferencia de la báscula de Schmitt. Cuando la salida está en nivel bajo, la entrada debe incrementarse hasta el PCS (punto de conmutación superior) para conmutar la salida a nivel alto. Asimismo, cuando la salida está a nivel alto, la entrada debe decrementarse hasta el PCI (punto de conmutación inferior) para conmutar la salida a nivel bajo.

La onda triangular del integrador es perfecta para excitar la báscula de Schmitt. Cuando la salida de ésta se halla a nivel bajo en la figura 3.5a, el integrador produce una rampa positiva. Esta se incrementa hasta alcanzar el PCS, como se ve en la figura 3.5c. En ese punto, la salida de la báscula de Schmitt conmuta al estado alto y obliga a la onda triangular en la dirección contraria. La rampa negativa disminuye ahora hasta alcanzar el PCI, donde tiene lugar otro cambio en la salida de la báscula.

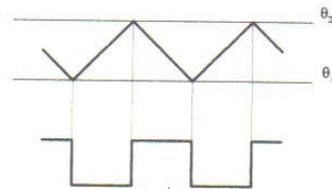
Se ha obviado un problema en la explicación anterior: ¿de qué manera arranca el circuito? Cuando lo encendamos, la salida de la báscula de Schmitt debe estar en nivel bajo o en nivel alto. Si está en nivel bajo. El integrador produce una rampa decreciente. De cualquier manera, la forma de onda triangular ha arrancado y la realimentación positiva lo mantendrá.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.5. (a) Circuito generador de señal triangular. (b) Lazo de histéresis. Tensión de salida en función de la tensión de entrada. (c) Salida de la báscula de Schmitt e integrador

Hasta ahora se ha hecho el análisis de cómo generar nuestra señal triangular; ahora para lo cual requerimos que esta señal sea una rampa o diente de sierra, necesitamos que en el integrador, el tiempo de carga del capacitor sea el tiempo del barrido y el de descarga sea el tiempo en el que el haz regresa a su inicio por lo

al estos dos tiempos deben ser diferentes . Esto lo conseguimos ando dos diodos en sentido opuesto, cada diodo estará en serie con una resistencia (figura 3.6)

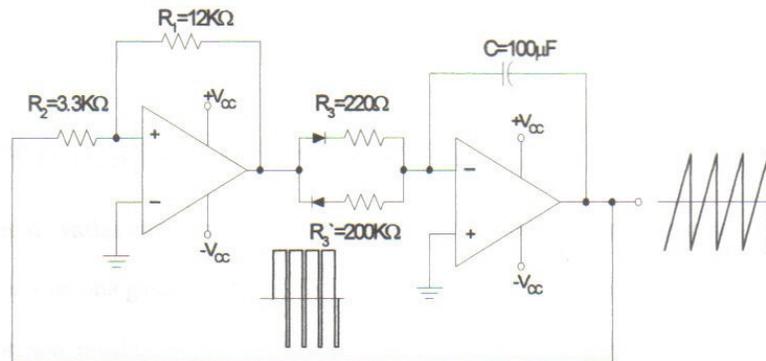


Figura 3.6. Circuito generador de señal rampa

3.4 SEGUIDOR ACOPLADOR DE VOLTAJE.

Un circuito seguidor acoplador de voltaje proporciona un medio para aislar una señal de entrada de una carga mediante el uso de una etapa con ganancia unitaria de voltaje, sin inversión de polaridad o de fase, y que actúa como un circuito ideal con impedancia de entrada muy alta y baja impedancia de salida. La figura 3.7 muestra un amp-op conectado para suministrar esta operación de amplificador seguidor. El voltaje de salida se determina por medio de:

$$V_0 = V_1 \quad (3.13)$$

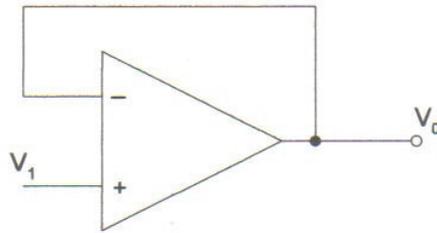


Figura 3.7. Circuito seguidor acoplador de voltaje

3.5 AMPLIFICADOR DE POTENCIA.

Después de varias etapas cualquier ganancia posterior debe ser una ganancia de potencia y no una ganancia de tensión. En estas últimas etapas las corrientes de colector son mucho mayores porque las impedancias de carga son mucho menores.

Existen varios tipos de amplificadores de potencia nosotros vamos a usar un amplificador clase B porque proporciona una señal de salida que varía sobre la mitad del ciclo de la señal, como se aprecia en la figura 3.8. El punto de polarización de cd para la clase B se encuentra por lo tanto en 0V, lo que implica una variación de la salida desde este punto de polarización para un medio ciclo. Son necesarios dos operaciones de clase B, una para proporcionar la salida del medio ciclo de salida positivo y otra para proporcionar la salida del medio ciclo de salida negativo. La combinación proporciona entonces una salida de 360 grados completos de operación. Este tipo de funcionamiento se denomina como funcionamiento en contrafase.

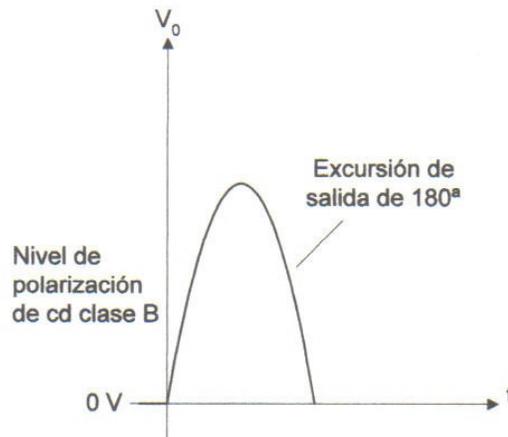


Figura 3.8. Salida de un amplificador clase B

Cuando un transistor funciona en clase B sólo amplifica la mitad de un ciclo. Para evitar la distorsión, se emplean dos transistores dispuestos en contrafase (conocido en inglés como push-pull). Este hecho significa que uno de los transistores conduce durante un semiciclo y el otro transistor conduce durante el otro. Con los circuitos en contrafase se pueden construir amplificadores clase B que tengan baja distorsión y gran potencia en la carga.

En la figura 3.9a se muestra una forma de conectar un seguidor de emisor NPN y un seguidor de emisor PNP en un circuito en contrafase. Se puede comenzar su análisis con el circuito equivalente de la figura 3.9b. El diseñador selecciona las resistencias de polarización de forma que el punto Q se halle en el corte. Así se polariza el diodo de emisor de cada transistor entre 0,6 y 0,7 V.

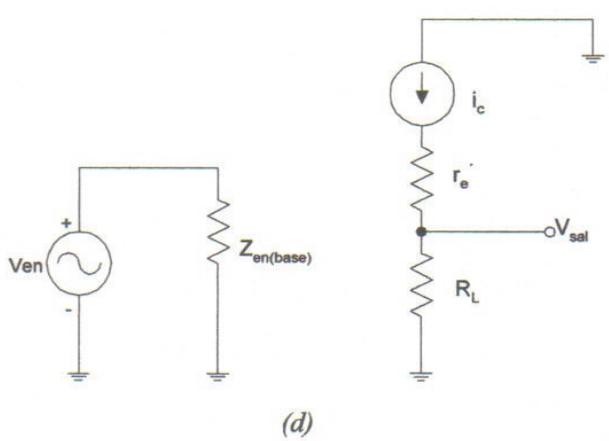
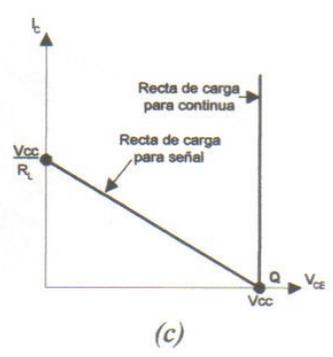
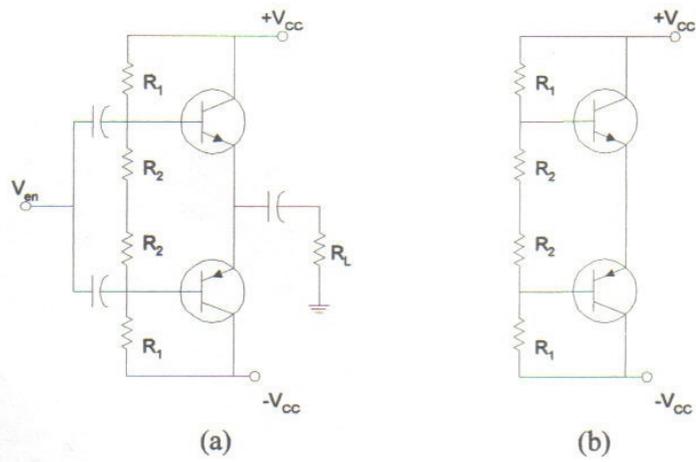


Figura3.9. (a) Amplificador clase B. (b) Polarización DC. (c) Recta de carga. (d) Equivalente del circuito para análisis de señal alterna

Idealmente,

$$I_{CQ} = 0 \quad (3.14)$$

Puesto que las resistencias de polarización son iguales, cada diodo de emisor está polarizado con la misma tensión. Como resultado se tendrá que la mitad de la tensión de la fuente de alimentación aparecerá entre los terminales colector-emisor de cada transistor. Es decir:

$$V_{CEQ} = V_{CC} \quad (3.15)$$

3.5.1 Recta de carga para continua

Al no haber resistencia para continua en los circuitos de colector o de emisor de la figura 3.9b, la corriente de saturación para continua es vertical, como se muestra en la figura 3.9c. Esta situación es peligrosa. La mayor dificultad al diseñar un amplificador de clase B es el situar de forma estable el punto Q en el punto de corte. Cualquier descenso significativo de v_{be} con la temperatura puede elevar el punto Q sobre la recta de carga para continuo hacia corrientes grandes, con el consiguiente peligro. Por el momento, se asume que el punto Q está fijamente situado en el punto de corte, como se muestra en la figura 3.9c.

3.5.2 Recta de carga para señal.

La figura 3.9c muestra la recta de carga para señal. Cuando alguno de los transistores está conduciendo, el punto de trabajo del otro transistor se mantiene en corte. La variación de tensión del transistor que está conduciendo puede recorrer todo el camino desde corte a saturación. En el siguiente semiciclo, el otro transistor actuará de la misma forma. Este hecho significa que la máxima salida pico a pico (MPP) no recortada es igual a

$$MPP = 2V_{cc} \quad (3.16)$$

3.5.3 Distorsión en el cruce por cero (Crossover)

En la figura 3.10a se muestra el circuito equivalente para señal del seguidor de emisor clase B en contrafase. Suponga que no se aplica polarización a los diodos de emisor. Entonces, la tensión alterna de entrada tiene que crecer por encima de 0.7V para superar la barrera de potencial de los diodos de emisor. Por esta razón no circula corriente por Q_1 , cuando la señal es menor de 0.7 V. Sucede lo mismo en el otro semiciclo; no circula corriente por Q_2 hasta que la tensión alterna de entrada tiene un valor negativo menor de -0.7 V. Este hecho conduce a que si no se aplica polarización a los diodos de emisor, la salida de un emisor clase B en contrafase sea la que se indica en la figura 3.10b.

La señal está distorsionada. A causa del recorte entre los semiciclo, la salida es menor que la señal sinusoidal. Como los recortes tienen lugar entre el tiempo en que un transistor se corta y el tiempo en que el otro comienza a conducir, a esta distorsión se le denomina distorsión en el cruce por cero. Para eliminarla es necesario aplicar una ligera polarización directa a cada diodo de emisor. Este hecho significa situar el punto Q ligeramente por encima del corte, como se muestra en la figura 3.10c. Como guía se puede indicar que una I_{CQ} del orden del 1 al 5 por 100 de $I_{C(sat)}$ es suficiente para eliminar la distorsión en el cruce por cero.

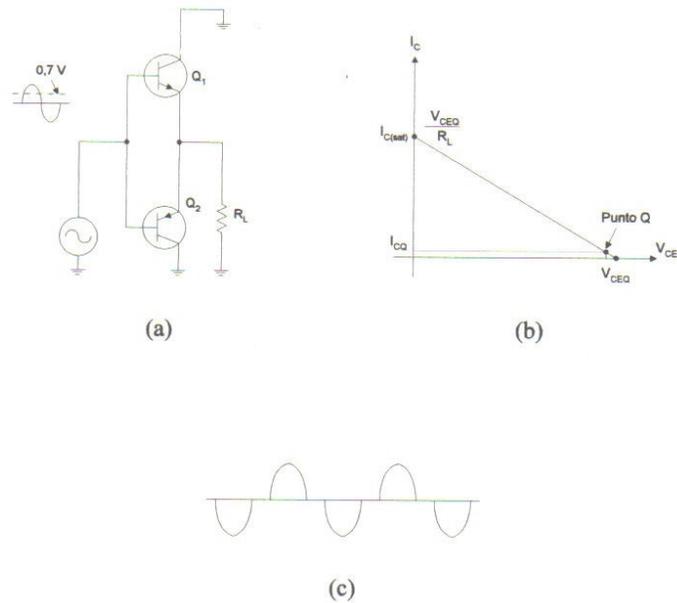


Figura 3.10. (a) Amplificador clase B en contrafase. (b) Análisis de la recta de carga para cruce por cero. (c) Señal de salida de distorsión de cruce por cero

3.5.4 Polarización de amplificadores en clase B.

Como se mencionó anteriormente, la tarea más difícil al diseñar amplificadores en clase B es situar el punto Q estable cerca del punto de corte.

3.5.5 Polarización por medio de un divisor de tensión.

En la figura 3.11 se muestra una polarización por medio de un divisor de tensión para un circuito clase B en contrafase. Los dos transistores tienen que ser complementarios, es decir, sus curvas v_{be} , sus especificaciones máximas, etc., deben ser similares. Se debe usar pares complementarios para cualquier diseño de amplificadores clase B en contrafase.

Para evitar la distorsión en el cruce por cero en la figura 3.11, el punto Q se ubica ligeramente por encima del corte con el valor correcto de v_{be} localizado en algún punto entre 0,6 y 0,7. Aquí surge el mayor problema: la corriente de colector es muy sensible a los cambios en V_{BE} . V_{BE} multiplica por 10 la corriente de emisor. Por tal motivo, casi siempre se utiliza una resistencia ajustable para fijar el punto Q en su valor correcto.

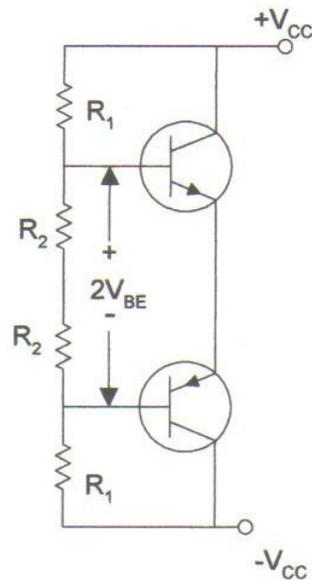


Figura 3.11. Polarización por divisor de tensión

No obstante, una resistencia ajustable no resuelve el problema de la temperatura. Aunque el punto Q puede ser perfecto a temperatura ambiente, éste variará cuando la temperatura cambie. Debemos saber que el V_{BE} disminuye aproximadamente 2 mV por cada grado que aumente la temperatura. Cuando la temperatura aumenta en el circuito de la figura 3.11, la tensión fija en cada diodo de emisor obliga a un aumento rápido en la corriente de colector. Si la temperatura aumenta 30° , la tensión V_{BE} requerida disminuye 60 mV. En cambio, la corriente de colector aumenta en un factor de 10, ya que la tensión que fija la polarización se mantiene constante. Por tanto, el punto Q es muy inestable con una polarización por división de tensión.

El último peligro en el circuito de la figura 3.11 es el escape térmico. Cuando la temperatura aumenta la corriente de colector aumenta. Al aumentar la corriente de colector, la temperatura de la unión también aumenta reduciéndose más el valor real de V_{BE} . Esta situación de escalada significa que la corriente de colector puede escaparse elevándose hasta que una potencia excesiva destruya el transistor. Que el escape térmico tenga o no tenga lugar depende de las propiedades térmicas del transistor, de cómo se enfríe y del tipo de disipador empleado. Con bastante frecuencia, la polarización por divisor de tensión utilizada en el circuito de la figura 3.11 producirá escape térmico que destruirá los transistores.

3.5.6 Polarización con diodos.

Una manera de evitar el escape térmico es la polarización con diodos, como se ve en la figura 3.12. La idea es usar diodos de compensación que proporcionen la tensión de polarización a los diodos de los emisores. Para que funcione este circuito, las curvas de los diodos deben coincidir con las curvas V_{BE} de los transistores. Así, cualquier momento en la temperatura reducirá la tensión de polarización desarrollada por los diodos de compensación exactamente en la cantidad adecuada. Supóngase, por ejemplo, que una tensión de polarización de 0,65 V fija una corriente de colector de 2 mA. Si la

temperatura se eleva a 30°C , entonces la tensión en cada diodo disminuye aproximadamente 60 mV. Como el valor de V_{BE} requerido también disminuye aproximadamente en 60 mV, la corriente de colector se mantiene aproximadamente en 2mA.

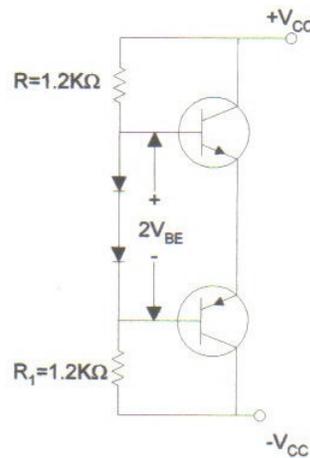


Figura 3.12. Polarización con diodos.

Para que la polarización con diodos permanezca invariable frente a los cambios de temperatura, las curvas de los diodos deben ser muy similares a las curvas V_{BE} en un amplio rango de temperatura. Esta situación no es fácil de conseguir con circuitos discretos debido a la tolerancia de los componentes. Sin embargo, la polarización con diodos es fácil de implementar con circuitos integrados, ya que los diodos y los transistores están en el mismo chip, lo cual significa que tienen curvas casi idénticas. Con la polarización con diodos, la

corriente de colector es igual a la corriente por los diodos de compensación de la figura 3.12, dada por:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} \quad (3.17)$$

3.5.7 Potencia disipada por transistores de salida

La potencia disipada (como calor) por los transistores de potencia de salida es la diferencia entre la potencia de entrada y la potencia de salida suministrada a la carga.

$$P_{2Q} = P_i(cd) - P_o(ca) \quad (3.18)$$

donde P_{2Q} es la potencia disipada por los dos transistores de potencia de salida. La potencia disipada por cada transistor es entonces:

$$P_Q = \frac{P_{2Q}}{2} \quad (3-19)$$

3.5.8 Potencia cd de entrada

La potencia que suministra a la carga un circuito amplificador por la fuente de alimentación o fuentes de alimentación; véase la figura 3.13, se considera una potencia de entrada de cd. La cantidad de esta potencia de entrada puede calcularse utilizando

$$P_i(cd) = V_{CC} I_{dc} \quad (3-20)$$

donde I_{cd} es la corriente consumida promedio de cd de las fuentes de alimentación.

En la operación clase B la corriente que se consume de una sola fuente de alimentación es una señal rectificadora de onda completa, en tanto que la extraída de un circuito que tiene dos fuentes de alimentación es una onda rectificadora de media onda de cada alimentación. En cualquier caso, el valor de la corriente promedio puede expresarse como

$$I_{cd} = \frac{2}{\pi} I(p) \quad (3-21)$$

donde $I(p)$ es el valor pico de la forma de onda de corriente de salida. Al utilizar esta ecuación en la ecuación anterior de entrada de potencia tenemos como resultado.

$$P_i(cd) = V_{CC} \left(\frac{2}{\pi} I(p) \right) \quad (3-21)$$

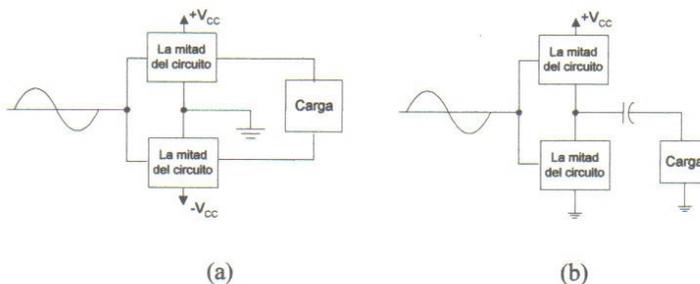


Figura 3.13. Conexión de un amplificador en contrafase a la carga: (a) Usando dos alimentaciones de voltaje. (b) Usando una alimentación de voltaje

3.5.9 Potencia ca de salida

La potencia que se suministra a la carga (usualmente designada como resistencia, R_L) puede calcularse usando una de varias ecuaciones. Si se utiliza un medidor rms para medir el voltaje a través de la carga, la potencia de salida puede calcularse como.

$$P_o(ca) = \frac{V_L^2(rms)}{R_L} \quad (3.23)$$

Si se emplea un osciloscopio, el voltaje pico, pico a pico de salida medido, se puede usar:

$$P_o(ca) = \frac{V_L^2(p-p)}{8R_L} = \frac{V_L^2(p)}{2R_L} \quad (3.24)$$

Cuanto mayor sea el voltaje de salida rms o de pico, mayor será la potencia entregada a la carga.

3.5.10 Eficiencia

La eficiencia del amplificador de clase B se puede calcular haciendo uso de la ecuación básica:

$$\% \eta = \frac{P_o(ca)}{P_i(cd)} \times 100\% \quad (3.25)$$

Al utilizar las ecuaciones 3.22 y 3.24 en la ecuación de eficiencia anterior nos conduce al resultado:

$$\% \eta = \frac{P_o(ca)}{P_i(cd)} \times 100\% = \frac{V_L^2(p) / 2R_L}{V_{CC} [(2/\pi)I(p)]} \times 100\% = \frac{\pi V_L(p)}{4 V_{CC}} \times 100\% \quad (3.26)$$

haciendo uso de $I(p) = V_L(p) / R_L$. La ecuación 3.26 muestra que cuanto mayor sea el voltaje de pico, más alta será la eficiencia del circuito, arriba de un valor máximo cuando $V_L(p) = V_{CC}$, resultando entonces esta eficiencia máxima igual a

$$\text{eficiencia máxima} = \frac{\pi}{4} \times 100\% = 78.5\% \quad (3.27)$$

3.5.11 Consideraciones de máxima potencia

Para la operación clase B la potencia máxima de salida suministrada a la $V_L(p) = V_{CC}$

$$P_o(ca)_{\text{máxima}} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} \quad (3.28)$$

La corriente pico de ca correspondiente $I(p)$ es entonces

$$I(p) = \frac{V_{CC}}{R_L} \quad (3.29)$$

por consiguiente, el valor máximo de la corriente promedio de la fuente de alimentación es

$$I_{cd} = \frac{2}{\pi} I(p) = \frac{2V_{CC}}{\pi R_L} \quad (3.30)$$

Empleando esta corriente para calcular el valor máximo de la potencia de entrada obtenemos que

$$P_i(cd)_{m\acute{a}xima} = V_{CC} (I_{cd} \text{ m\acute{a}xima}) = V_{CC} \left(\frac{V_{CC}}{\pi R_L} \right) = \frac{2V_{CC}^2}{\pi R_L} \quad (3.31)$$

Por tanto, la eficiencia máxima del circuito en la operación clase B es

$$\begin{aligned} \% \eta &= \frac{P_o(ca)}{P_i(cd)} \times 100\% = \frac{V_{CC}^2 / 2R_L}{V_{CC} [(2/\pi)(V_{CC}/R_L)]} \times 100\% \\ \% \eta &= \frac{\pi}{4} \times 100\% = 78.54\% \end{aligned} \quad (3.32)$$

Cuando la señal de entrada es tal que no se obtiene la máxima oscilación de la señal de salida, la eficiencia del circuito es menor que 78.5%.

En la operación clase B, la máxima disipación de potencia de los transistores de salida no ocurre a la condición de máxima eficiencia. La máxima potencia disipada por los dos transistores de salida ocurre cuando el voltaje de salida a través de la carga es

$$V_L(p) = 0.636V_{CC} = \left(\frac{2}{\pi} V_{CC} \right) \quad (3.33)$$

para una disipación de potencia de transistor máxima de

$$P_{2Q}^{m\acute{a}xima} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \quad (3.34)$$

3.5.12 Disipadores de calor para transistores de potencia.

En tanto que los circuitos integrados se utilizan en aplicaciones de pequeña señal y baja potencia, las aplicaciones de alta potencia aún requieren transistores de potencia individuales. Los avances en las técnicas de producción han proporcionado valores nominales de potencia más altos en encapsulados de menor tamaño, han incrementado el voltaje máximo de ruptura del transistor y han brindado transistores de potencia de conmutación más rápida.

La potencia máxima manejada por un dispositivo particular y la temperatura de las uniones del transistor están relacionadas, debido a que la potencia disipada por el dispositivo causa un incremento de temperatura en la unión del dispositivo. Es obvio que un transistor de 100 W proporcionara mas capacidad de potencia que un transistor de 10 W. Por otro lado, las técnicas de disipación de calor adecuadas

permitirán la operación de un dispositivo a cerca de la mitad de su tasa de potencia nominal máxima.

Se debe hacer notar que de los dos tipos de transistores bipolares (germanio y silicio), aquellos de silicio proporcionan temperaturas nominales máximas. Por lo general, la temperatura máxima de unión de estos tipos de transistores de potencia es:

Silicio: 150-200°C

Germanio: 100-110°C

Para muchas aplicaciones, la potencia promedio disipada puede aproximarse mediante

$$P_D = V_{CE} I_C \quad (3.35)$$

Sin embargo, esta disipación de potencia se permite solamente hasta una temperatura máxima. Por arriba de esta temperatura se debe reducir la capacidad de disipación de potencia del dispositivo (o pérdida de disipación) para que a temperaturas superiores del encapsulado se reduzca la capacidad de manejo de potencia, llegando a 0 W a la temperatura máxima del encapsulado del dispositivo.

Entre mayor sea la potencia manejada por el transistor, mayor será la temperatura del encapsulado. En la actualidad, el factor limitante en el

manejo de potencia por un transistor particular es la temperatura de la unión de colector del dispositivo. Los transistores de potencia están montados en encapsulados metálicos grandes para ofrecer un área grande a partir de la cual puede radiar (transferirse) el calor generado por el dispositivo. Aun así, la operación de un transistor directamente en el aire (montado en una tarjeta de plástico, por ejemplo) limita severamente la potencia nominal del dispositivo. Si en vez de ello (como es lo usual) se monta el dispositivo en algún tipo de disipador de calor. Incluso con un disipador de calor infinito (el cual, por supuesto, no se encuentra disponible) con el que la temperatura del encapsulado se conservaría a la temperatura ambiente (del aire), la unión se calentaría por arriba de la temperatura del encapsulado y deberá considerarse una potencia nominal máxima.

Debido a que ni siquiera un buen disipador de calor puede mantener la temperatura del encapsulado del transistor a temperatura ambiente (la cual, dicho sea de paso, puede ser superior a 25°C si el circuito del transistor está en un área cerrada donde otros dispositivos también están irradiando una buena cantidad de calor), es necesario considerar la pérdida de disipación de la potencia máxima permitida para un transistor particular en función del aumento de la temperatura del encapsulado.

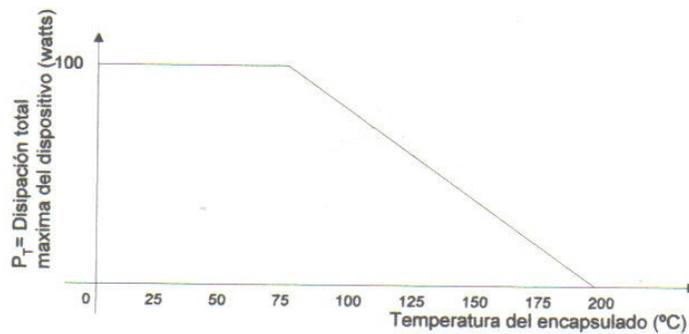


Figura 3.14. Curva de degradación típica para transistores de silicio

La figura 3.14 muestra una curva de pérdida de disipación típica para un transistor de silicio. La curva muestra que el fabricante especifica un punto de temperatura superior (no necesariamente 25°C) después del cual sucede una disminución lineal de la potencia nominal. Para el silicio, la potencia máxima que se debe manejar por el dispositivo no se reduce a 0W sino hasta cuando la temperatura del encapsulado es de 200°C.

No es necesario proporcionar una curva de pérdida de disipación, debido a que la misma información podría ser dada simplemente como un factor de pérdida de disipación listado en la hoja de especificaciones del dispositivo. En forma matemática, tenemos:

$$P_D(\text{temp}_1) = P_D(\text{temp}_0) - (\text{Temp}_1 - \text{Temp}_2) (\text{factor de pérdida de la disipación}) \quad (3.36)$$

donde el valor $Temp_0$ es la temperatura a la cual debe comenzar la pérdida de disipación, el valor de $Temp_1$ es la temperatura particular de interés (superior al valor de $Temp_0$), $P_D(temp_0)$ y $P_D(temp_1)$ son las disipaciones de potencia máxima a las temperaturas especificadas y el factor de pérdida de la disipación es el valor dado por el fabricante en unidades de watts (o miliwatts) por grado de temperatura.

Es interesante observar la potencia nominal al usar un transistor de potencia sin un disipador de calor. Por ejemplo, un transistor de silicio con un valor nominal de 100 W a 100°C (o menos) tiene un factor de pérdida de disipación de solamente 4 W (o menos) a 25°C, la temperatura ambiente. Por tanto, operado sin un disipador de calor, el dispositivo puede manejar un máximo de solamente 4 W a la temperatura ambiente de 25°C. Con un disipador de calor lo suficientemente grande para mantener la temperatura del encapsulado a 100°C a 100 W permite la operación a la potencia nominal máxima.

3.5.13 Analogía térmica de un transistor de potencia.

La selección de un disipador de calor adecuado requiere una gran cantidad de detalles que no son adecuados para nuestras consideraciones básicas presentes sobre el transistor de potencia. Sin embargo, un mayor detalle acerca de las características térmicas del

transistor y su relación con la disipación de potencia del transistor puede ayudar a proporcionar una comprensión más clara de la potencia limitada por la temperatura.

Una ilustración de la manera en que se relacionan la temperatura de unión (T_J), la temperatura del encapsulado (T_C) y la temperatura ambiente (T_A) con la capacidad de manejo de calor del dispositivo, un coeficiente de temperatura llamado usualmente resistencia térmica, se presenta en la analogía térmico-eléctrica que se muestra en la figura 3.15.

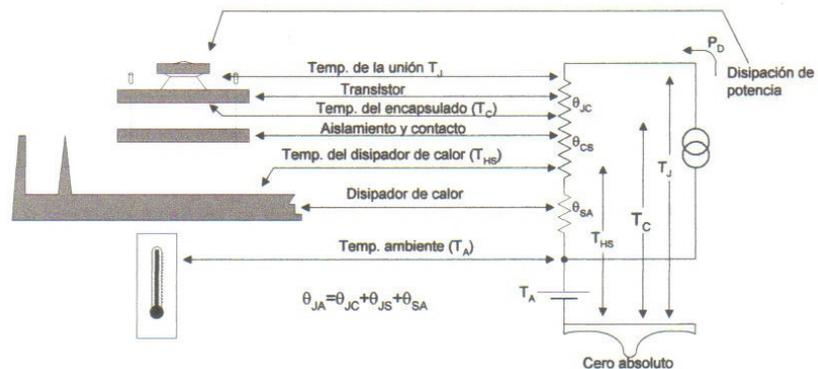


Figura 3.15. Analogía térmico-eléctrica

Al proporcionar una analogía térmico-eléctrica, se usa el término resistencia térmica para describir los efectos de calor en términos

eléctricos. Los términos de la figura 3.15 están definidos de la manera siguiente:

θ_{JA} = resistencia térmica total (de la unión al ambiente)

θ_{JC} = resistencia térmica del transistor (de la unión al encapsulado)

θ_{CS} = resistencia térmica del aislamiento (del encapsulado al disipador de calor)

θ_{SA} = resistencia térmica del disipador de calor (del disipador de calor al ambiente)

Por medio de la analogía eléctrica para las resistencias térmicas podemos escribir

$$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA} \quad (3.37)$$

La analogía también se puede usar al aplicar la ley de Kirchoff para obtener

$$T_J = P_D \theta_{JA} + T_A \quad (3.38)$$

La última relación muestra que la temperatura de la unión "flota" en la temperatura ambiente, y que entre más alta sea la temperatura ambiente menor será el valor permitido de la disipación de potencia del dispositivo.

El factor térmico θ proporciona información acerca de que tanta caída de temperatura (o elevación) resulta para una cantidad dada de disipación de potencia. Por ejemplo, el valor de θ_{JC} , por lo general, es de cerca de 0.5 °C/W. Esto significa que para una disipación de potencia de 50W la diferencia entre la temperatura del encapsulado (medida por un termocoplador) y la temperatura de unión interna es solo.

$$T_J - T_C = \theta_{JC} P_D = (0.5 \text{ °C/W})(50\text{W}) = 25 \text{ °C} \quad (3.39)$$

Por tanto, si el disipador de calor puede mantener el encapsulado a, digamos, 50 °C, la unión está entonces solamente a 75°C. Ésta es una diferencia de temperatura relativamente pequeña, en especial a niveles bajos de disipación de potencia.

El valor de la resistencia térmica de la unión al aire libre (sin usar disipador de calor) es por lo regular de

$$\theta_{JA} = 40 \text{ °C/W (al aire libre)}$$

Para esta resistencia térmica, solo resulta 1W de disipación de potencia en una temperatura de unión 40°C mayor que el ambiente.

Ahora se puede considerar un disipador de calor para proporcionar una resistencia térmica baja entre el encapsulado y el aire, mucho

menor que el valor de 40°C/W del encapsulado del transistor solo.

Con un disipador de calor que tenga

$$\theta_{SA} = 2^\circ\text{C/W}$$

y con una resistencia térmica de aislamiento (del encapsulado al disipador de calor) de

$$\theta_{JC} = 0.8^\circ\text{C/W}$$

y, por último, para el transistor,

$$\theta_{CJ} = 0.5^\circ\text{C/W}$$

podemos obtener

$$\theta_{JA} = \theta_{SA} + \theta_{CS} + \theta_{JC} = 2.0^\circ\text{C/W} + 0.8^\circ\text{C/W} + 0.5^\circ\text{C/W} = 3.3^\circ\text{C/W}$$

Por tanto, con un disipador de calor la resistencia térmica entre el aire y la unión es de solamente 3.3°C/W, en comparación a los 40°C/W del transistor operando directamente al aire libre. Usando el valor de θ_{JA} anterior para un transistor que opere a, digamos, 2W, podemos calcular

$$T_J - T_A = P_D \theta_{JA} = (2\text{W}) (3.3^\circ\text{C/W}) = 6.6^\circ\text{C}$$

En otras palabras, el uso de un disipador de calor en este ejemplo proporciona solamente un incremento de 6.6°C en la temperatura de la unión, en comparación con una elevación de 80°C sin disipador de calor.

3.5.14 Análisis a pequeñas señales.

Cuando se toma la salida a partir de la terminal del emisor del transistor como se muestra en la figura 3.16, se conoce a la red como emisor-seguidor. El voltaje de salida siempre es ligeramente menor que la señal de entrada, debido a la caída de la base al emisor, pero la aproximación $A_v \approx 1$ por lo general es buena. A diferencia del voltaje del colector, el voltaje está en fase con la señal V_i . Esto es, tanto V_o como V_i , mantendrá sus valores pico positivos y negativos al mismo tiempo. El hecho de que V_o siga la magnitud de V_i con una relación dentro de fase acredita la terminología emisor-seguidor.

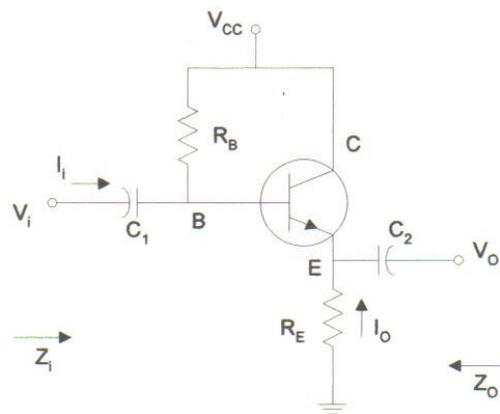


Figura 3.16. Configuración seguidor-emisor

En la figura 3.16 aparece la configuración emisor-seguidor más común. De hecho, debido a que el colector está conectado a tierra para el análisis en ac, en realidad es una configuración de colector-común.

La configuración de emisor-seguidor se utiliza con frecuencia para propósitos de acoplamiento de impedancia. Presenta una alta impedancia en la entrada y una impedancia baja en la salida, la cual es directamente opuesta a la configuración de polarización fija estándar. El efecto que se obtiene es muy similar al que se logra con un transformador, donde se acopla una carga con la impedancia de la fuente para obtener una máxima transferencia de potencia a través del sistema.

Al sustituir el circuito equivalente re en la red de la figura 3.16 se obtiene la red de la figura 3.17

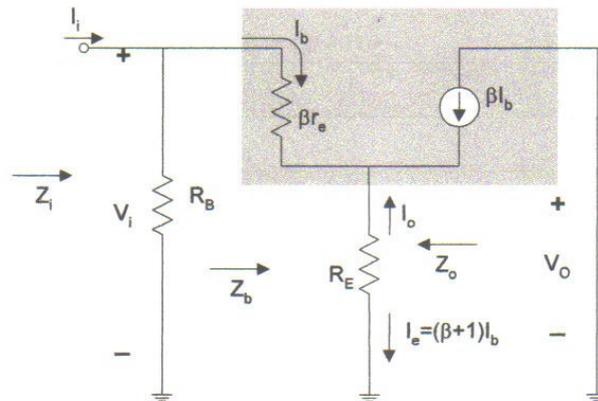


Figura 3.17. Circuito equivalente para señal alterna

Z_i : La impedancia de entrada se encuentra determinada por

$$Z_i = R_B // Z_b \quad (3.40)$$

con

$$Z_b = \beta r_e + (\beta + 1)R_E \quad (3.41)$$

o

$$Z_b = \beta(r_e + R_E) \quad (3.42)$$

y

$$Z_b \cong \beta R_E \quad (3.43)$$

Z_o : La impedancia de salida se describe mejor al escribir la ecuación para la corriente I_b :

$$I_b = \frac{V_i}{Z_b} \quad (3.44)$$

y luego multiplicado por $(\beta+1)$ para establecer I_e . Esto es,

$$I_e = (\beta + 1)I_b = (\beta + 1)\frac{V_i}{Z_b} \quad (3.45)$$

Sustituyendo por Z_b se obtiene

$$I_e = \frac{(\beta + 1)V_i}{\beta r_e + (\beta + 1)R_E} \quad (3.46)$$

$$I_e = \frac{V_i}{\left[\frac{\beta r_e}{(\beta + 1)} \right] + R_E} \quad (3.47)$$

pero

$$\beta + 1 \cong \beta \quad (3.48)$$

y

$$\frac{\beta r_e}{(\beta + 1)} \cong \frac{\beta r_e}{\beta} = r_e \quad (3.49)$$

de manera que

$$I_e \cong \frac{V_i}{r_e + R_E} \quad (3.50)$$

Si ahora se construye la red definitiva por la ecuación 3.50, se obtiene la configuración de la figura 3.18.

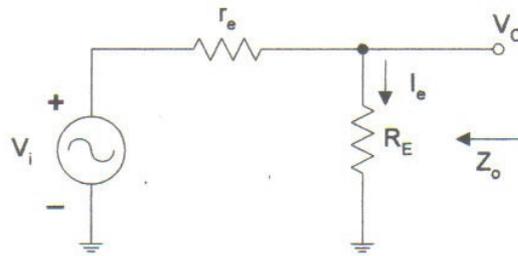


Figura 3.18. Impedancia de salida para la configuración emisor seguidor

Para determinar Z_o , se hace cero V_i y

$$Z_i = R_E // r_e \quad (3.51)$$

Por lo general R_E es mucho mayor que r_e y a menudo se aplica la siguiente aproximación:

$$Z_i \cong r_e \quad (3.52)$$

A_v . Se puede utilizar la figura 3.18 para determinar la ganancia de voltaje mediante la aplicación de la regla de divisor de voltaje:

$$V_o = \frac{R_E V_i}{R_E + r_e} \quad (3.53)$$

y

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_E}{R_E + r_e} \quad (3.54)$$

Con frecuencia, R_E es mucho mayor que r_e , $R_E + r_e = R_E$ y

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong 1 \quad (3.55)$$

A_i : De la figura 3.17,

$$I_b = \frac{R_B I_i}{R_B + Z_b} \quad (3.56)$$

$$\frac{I_b}{I_i} = \frac{R_B}{R_B + Z_b} \quad (3.57)$$

$$I_o = -I_e = -(\beta + 1)I_b \quad (3.58)$$

$$\frac{I_o}{I_b} = -(\beta + 1) \quad (3.59)$$

de tal forma que

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_o}{I_b} \frac{I_b}{I_i} \quad (3.60)$$

$$A_i = -(\beta + 1) \frac{R_B}{R_B + Z_b} \quad (3.61)$$

y debido a que $(\beta + 1) \cong \beta$ (3.62)

$$A_i = \frac{\beta R_B}{R_B + Z_b} \quad (3.63)$$

$$A_i = -A_v \frac{Z_i}{R_E} \quad (3.64)$$

y también debemos saber que

$$r_e = \left(\frac{26mV}{I_E} \right) \quad (3.65)$$

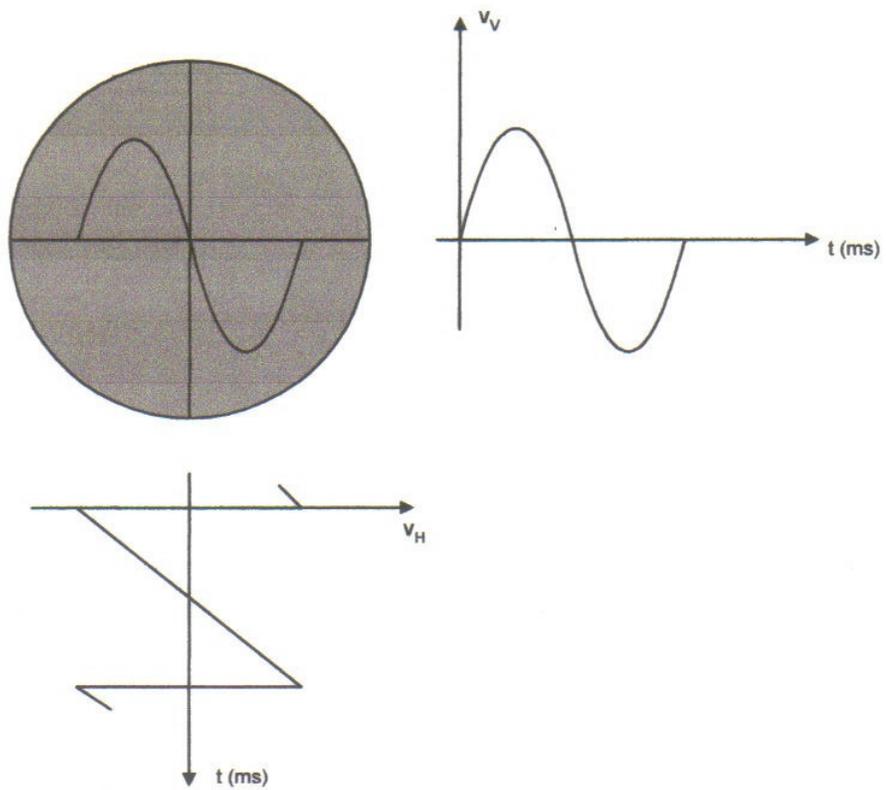
CAPITULO 4

DEFLEXIÓN VERTICAL

4.1 ¿CÓMO PODER VISUALIZAR LA SEÑAL CARDIACA?

Para apreciar una señal sinusoidal es necesario el uso de una señal de barrido sobre el canal horizontal, de modo que la señal aplicada al canal vertical pueda observarse sobre la pantalla del tubo. La figura 4.1 ilustra la imagen que se visualiza en el ORC como resultado de un barrido lineal horizontal y una entrada sinusoidal al canal vertical. Para un ciclo de la señal de entrada que aparece en la figura 4.1a, es necesario que las frecuencias de la señal y el barrido lineal se encuentren sincronizados. Si existiera alguna diferencia la imagen aparecerá en movimiento (no estará

sincronizado), a menos que la frecuencia de barrido sea algún múltiplo de la frecuencia sinusoidal. Disminuir la frecuencia de barrido hará posible que aparezca un mayor numero de ciclos de la señal sinusoidal, mientras que el incremento de la señal de la frecuencia de barrido resultara en una disminución en la visualización de la entrada vertical sinusoidal, apareciendo por consiguiente como un aumento de una parte de la señal de entrada



(a)

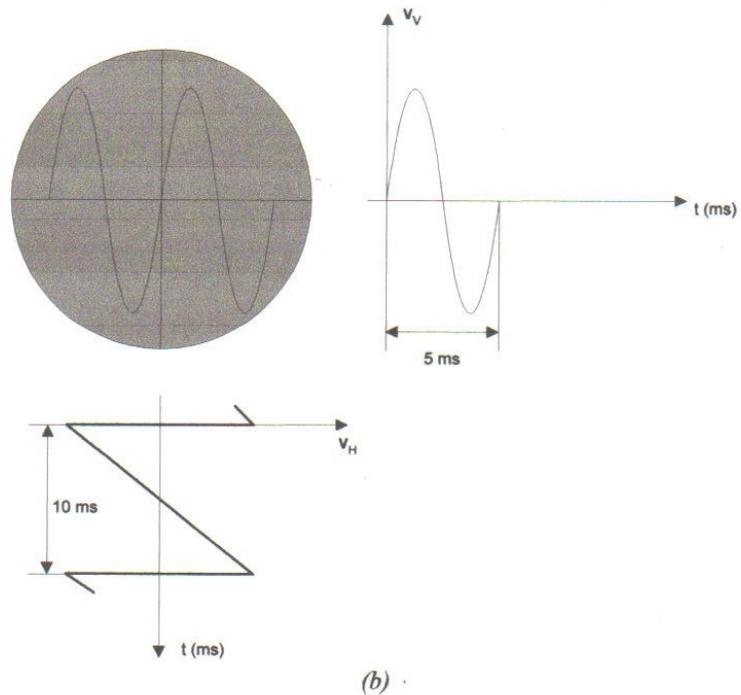


Figura 4.1. (a) imagen de una entrada vertical senoidal y una entrada de barrido horizontal. (b) Relación de velocidad de barrido horizontal vs. Velocidad de la señal senoidal

Como ya mencionamos anteriormente la deflexión vertical es realizada por la señal medica que vamos a medir, antes de analizar el circuito que realiza esta operación procederemos a ver como se origina esta señal.

4.2 PRINCIPIOS DE ELECTROCARDIOGRAFÍA.

La transmisión de la onda de despolarización por el corazón llamada comúnmente impulso cardiaco genera corrientes eléctricas que se difunden

hacia los tejidos que lo rodea, y una pequeña parte de ella llega hasta la superficie corporal. Si se colocan electrodos sobre el cuerpo en lados opuestos al corazón, pueden registrarse los potenciales eléctricos generados por el mismo, el registro se denomina electrocardiograma. En la figura 4.2 mostramos dos latidos de un electrocardiograma normal

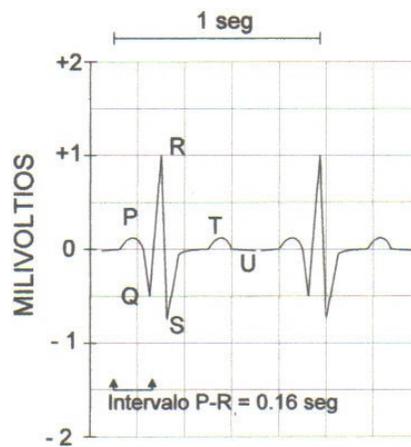


Figura 4.2. Onda cardiaca

El electrocardiograma normal esta formado por una onda P, un complejo QRS y una onda T. La onda QRS en realidad incluye tres ondas separadas, la Q, la R y la S.

La onda P en realidad depende de corrientes eléctricas generadas cuando las aurículas se despolarizan antes de la contracción, y el complejo QRS es producido por corrientes nacidas cuando los ventrículos se despolarizan antes

de contraerse. Así pues, la onda de despolarización se difunde por los ventrículos. Por lo mismo, tanto la onda P como los componentes del complejo QRS son ondas de despolarización. La onda T está causada por corrientes nacidas cuando los ventrículos se recuperan del estado de despolarización. Este proceso ocurre en el músculo ventricular 0.25 a 0.3 segundos después de la despolarización, y esta onda se conoce como onda de repolarización. Así pues, el electrocardiograma está formado de dos ondas, una de despolarización y una de repolarización.

4.2.1 Flujo de corriente eléctrica en el tórax alrededor del corazón.

La figura 4.3 muestra los ventrículos cardiacos dentro del tórax, incluso los pulmones, aunque están llenos de aire, conducen bien la electricidad y los líquidos de otros tejidos que rodean al corazón la conducen más fácilmente todavía. Por lo tanto, el corazón se haya en realidad suspendido en un medio conductor. Cuando una parte de los ventrículos se vuelve electronegativa con respecto al resto, fluye corriente eléctrica de la zona despolarizada a la zona polarizada en circuitos amplios, como indica la figura.

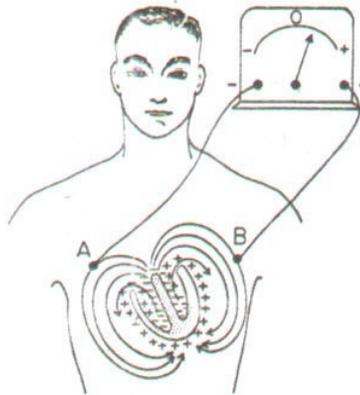


Figura 4.3. Flujo de corrientes en el corazón

Así entonces, en un corazón normal puede considerarse que la corriente fluye de la base hacia la punta durante todo el ciclo de despolarización, exceptuando su parte final. Por lo tanto, si se conecta un medidor a la superficie del cuerpo en la forma en que indica la figura 4.3, el electrodo que se haya más cerca de la base será negativo con respecto al electrodo que se haya más cerca de la punta, y el medidor mostrará un pequeño potencial entre los dos electrodos. Al tomar registros electrocardiógrafos se utilizan varias posiciones estándar para colocar los electrodos, que la polaridad del registro durante cada ciclo cardiaco sea positivo o negativo depende de la orientación de los electrodos con respecto al flujo de corriente en el mismo corazón. A continuación veremos un sistema convencional de electrodos denominados generalmente derivaciones electrocardiográficas.

4.2.2 Las tres derivaciones estándar de extremidades

La figura 4.4 muestra las conexiones eléctricas entre las extremidades y el electrocardiógrafo para registrar electrocardiogramas con las llamadas derivaciones estándar de extremidades. El electrocardiógrafo en cada caso queda indicado por medidores especiales en el esquema, aunque en realidad el electrocardiógrafo es un medidor de alta velocidad.

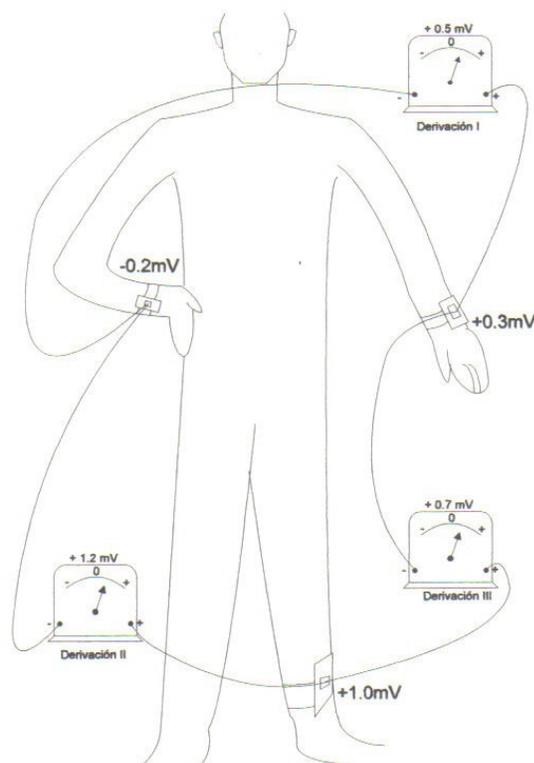


Figura 4.4. Conexiones eléctrica entre las extremidades y el electrocardiógrafo para registrar electrocardiogramas

Derivación I.- Al registrar la derivación I de extremidades la terminal negativa del electrocardiógrafo se conecta al brazo derecho, y la positiva al brazo izquierdo. Por lo tanto, cuando el punto del tórax donde el brazo derecho se une al tórax es electronegativo con respecto al punto con el brazo izquierdo se une al tórax, el electrocardiograma registra un desplazamiento positivo, o sea por encima de la línea de voltaje cero. Cuando ocurre al revés, el electrocardiógrafo registra por debajo de la línea.

Derivación II.- Al registrar la derivación II de extremidades, la terminal negativa del electrocardiógrafo se conecta al brazo derecho y la positiva a la pierna izquierda. Así, cuando el brazo derecho es negativo con relación a la pierna izquierda el electrocardiógrafo registra positivamente.

Derivación III.- Para registrar derivación III la terminal negativa del electrocardiógrafo se une al brazo izquierdo, y la terminal positiva a la pierna izquierda. Esto significa que el electrocardiógrafo da un registro positivo cuando el brazo izquierdo es negativo, con relación a la pierna del mismo lado.

La adquisición de la señal se basa en un sistema de instrumentación.

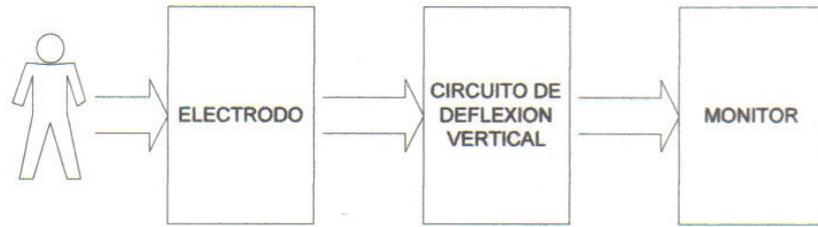


Figura 4.5. Sistema de Instrumentación

¿Qué es un electrodo?

Es comúnmente confundido como un transductor; los transductores son dispositivos que convierten un tipo de energía en otro tipo de energía. Un electrodo es un dispositivo que se encarga de convertir Biopotenciales en potenciales eléctricos y viceversa. Básicamente es el que se encarga de la adquisición de la señal.

4.3 CIRCUITO DE PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL .

Una vez comprendido como se genera nuestra señal a medir , como se realiza la adquisición de esta procederemos a analizar el circuito de procesamiento de la señal. Al igual que el circuito de deflexión horizontal consta de 3 partes:

1. Amplificador de instrumentación.
2. Seguidor Acoplador de Voltaje.
3. Amplificador de Potencia.

4.3.1 Amplificador de instrumentación.

Como nuestra señal a medir es de 1 milivoltio necesitamos realizar una amplificación de la señal, un circuito que proporciona una salida basada en la diferencia entre dos entradas (multiplicada por un factor de escala) se muestra en la Fig. 4.6. Se facilita un potenciómetro para medir el ajuste del factor de escala del circuito. Mientras que se emplean tres amp-op además de los componentes resistivos. Se puede mostrar que el voltaje de salida es igual a

$$\frac{V_0}{V_1 - V_2} = 1 + \frac{2R}{R_p} \quad (4.1)$$

de manera que la salida puede obtenerse de

$$V_0 = \left(1 + \frac{2R}{R_p}\right)(V_1 - V_2) = k(V_1 - V_2) \quad (4-2)$$

Entre sus ventajas tenemos básicamente dos:

1. Alta impedancia de entrada.
2. Alto CMRR

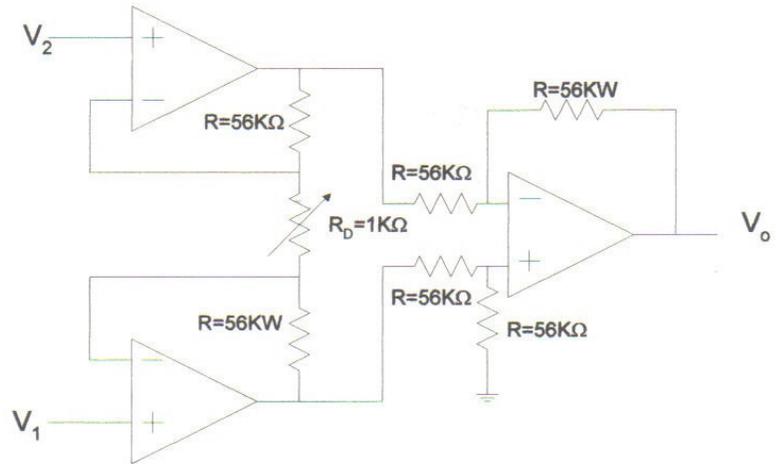


Figura 4.6. Amplificador de instrumentación

4.3.2 Seguidor Acoplador de Voltaje.

Un circuito seguidor acoplador de voltaje proporciona un medio para aislar una señal de entrada de una carga mediante el uso de una etapa con ganancia unitaria de voltaje, sin inversión de polaridad o de fase, y que actúa como un circuito ideal con impedancia de entrada muy alta y baja impedancia de salida. La figura 4.7 muestra un amp-op conectado para suministrar esta operación de amplificador seguidor. El voltaje de salida se determina por medio de

$$V_o = V_i \quad (4.3)$$

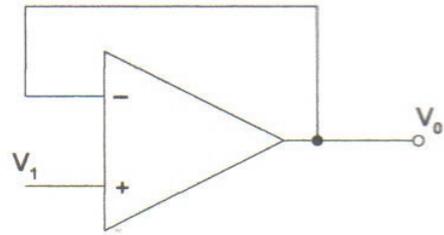


Figura 4.7. Seguidor acoplador de voltaje

4.3.3 Amplificador de Potencia

Se usa el mismo amplificador de potencia que en el circuito de deflexión horizontal, su análisis ya fue hecho en el capítulo 3.

CAPITULO 5

CONTADOR CARDIACO

5.1 PARTES Y DIAGRAMAS DE BLOQUES DEL CONTADOR CARDIACO

Nuestro contador cardiaco consta de las siguientes partes:

- Amplificador y generador de pulsos de disparo
- Un circuito one shot
- Un control de arranque y parada
- Una base de tiempo con un banco de contadores
- Un banco de registros y circuito de codificador y manejador de alarmas

- Despliegues visuales y alarmas

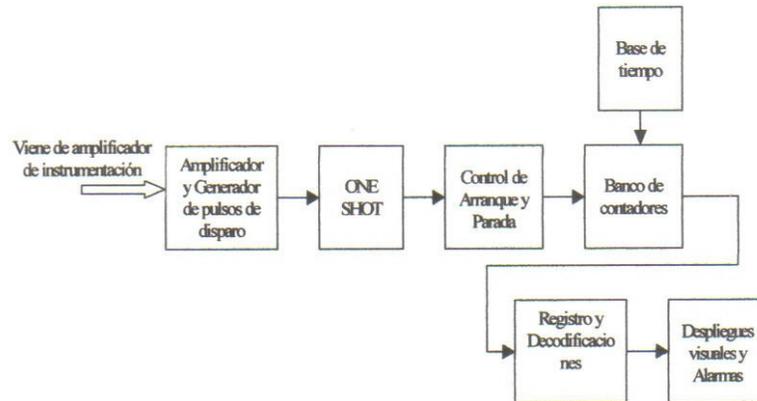


Figura 5.1. Diagrama de bloques del Contador Cardiaco

5.2 AMPLIFICADOR Y GENERADOR DE PULSOS DE DISPARO

Se utiliza un Amplificador Operacional conectado como un amplificador inversor, lo que hacemos es que la señal de alterna la amplificamos y la invertimos, y además de esto le sumamos un nivel de:

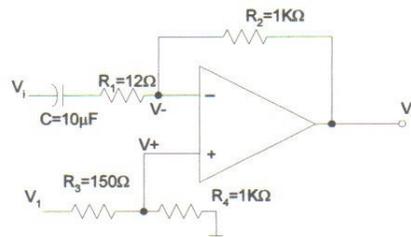


Figura 5.2. (a) Amplificador y generador de pulsos de disparo

Para este circuito tenemos que hacer un análisis en alterna y otro en continua y al final sumamos ambos voltajes.

$$V_{0_{AC}} = -\frac{R_2}{R_1} V_i \quad (5.1)$$

$$V_{0_{DC}} = \frac{R_4}{R_3 R_4} V_1 \quad (5.2)$$

$$V_0 = V_{0_{AC}} + V_{0_{DC}} = -\frac{R_2}{R_1} V_i - \frac{R_4}{R_3 R_4} V_1 \quad (5.2)$$

5.3 UN CIRCUITO DE ONE SHOT (MONOESTABLE)

El temporizador 555 también puede usarse como un circuito multivibrador de un disparo o monoestable, como se muestra en la figura 5.3. Cuando la señal de entrada de disparo pasa a negativo, activa al multivibrador de un disparo, con la salida en la terminal 3 yendo a alto por un periodo de tiempo.

$$T_{alto} = 1.1RC \quad (5.4)$$

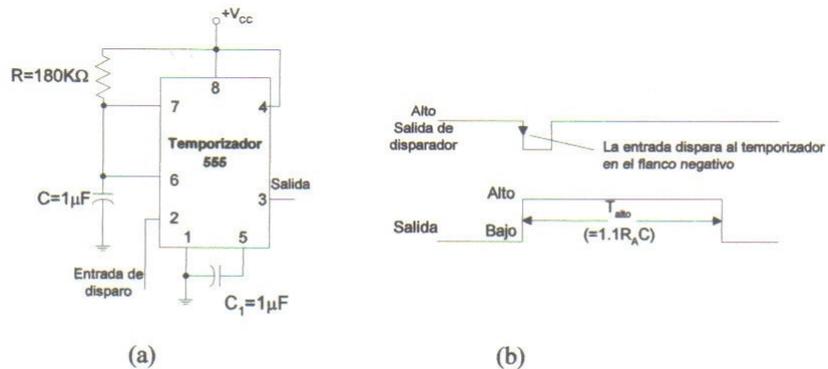


Figura 5.3. (a) Circuito de one shot. (b) Forma de onda de entrada y de salida del circuito de one shot

5.4 CIRCUITO DE CONTROL DE ARRANQUE/PARADA

Este circuito censa la señal de disparo emitida por el one shot, es el encargado de dar la señal, de arranque / parada como lo hemos llamado, al banco de contadores. Esta señal indicará el comienzo y el final de un período de la onda cardiaca.

El circuito en sí, no es otra cosa que un flip-flop JK con sus entradas "J y K" en alto, y si observamos su tabla de verdad podemos ver la razón de esto.

J	K	Q_{n+1}
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	$\overline{Q_n}$

Así cada pulso que reciba desde el circuito one shot le hará cambiar el nivel de la salida, lo cual lo interpretaremos como un arranque cuando este en alto y parada cuando este en bajo.

5.5 UNA BASE DE TIEMPO CON UN BANCO DE CONTADORES.

Este circuito consta de una base de tiempo de 1KHz, el cual alimenta al banco de contadores. La frecuencia de esta base de tiempo fue elegida de tal manera

que nos proporcione una buena resolución al momento de hacer la decodificación de los datos lo cual se explicará mas adelante.

El banco de contadores sólo empezará a contar cuando reciba la señal de arranque / parada en alto, y se detendrá cuando reciba la señal de arranque / parada en bajo. De esta manera podemos eliminar el tiempo en milisegundos entre una onda cardiaca y la otra, lo cual nos da el periodo y por tanto la frecuencia.

Cabe resaltar que este circuito tiene un auto reset, el que encenderá los contadores para la próxima medición, por lo que la información debe ser retenida en un banco de registros de sostenimiento.

Este circuito lo constituye un 555 funcionando como un astable. Su funcionamiento y sus fórmulas ya fueron analizadas en el capítulo 2.

5.6 UN BANCO DE REGISTROS Y CIRCUITO DECODIFICADOR Y MANEJADOR DE ALARMAS

El banco de registros, tiene la función de retener los datos obtenidos para que sean interpretados y decodificados para así poder mostrar la frecuencia cardiaca en los despliegues visuales.

El circuito decodificador y manejador de alarmas, está formado por memorias EPROM, ya que al mismo tiempo puede convertir el período leído desde los contadores a latidos por minuto (bpm) por medio de la siguiente función: $f_c = 60000/T$, donde f_c es la frecuencia cardiaca, 60000 es el valor correspondiente a la conversión de milisegundos a minutos y T es el período de la onda cardiaca medido en milisegundos por los contadores, también decodifica este valor en BCD para ser mostrados en los despliegues visuales. Además de esto las memorias también se encargan de generar las señales de alarma de acuerdo a la frecuencia cardiaca (taquicardia o bradicardia).

Cabe indicar que frecuencias entre 60 y 80 bpm son consideradas normales, por encima de 80 bpm se considera taquicardia y por debajo de 60 bpm se considera bradicardia

5.7 DESPLIEGUE VISUAL Y ALARMAS

Las alarmas son de dos tipos visuales y audibles, las visuales consiste en un led que se encenderá de acuerdo al tipo de situación (taquicardia o bradicardia) y las audibles consisten en un buzzer que sonará cuando se active cualquier alarma.

CAPITULO 6

FUENTES DE ALIMENTACIÓN

La figura 6.1 muestra un diagrama de bloques que contiene las partes de una fuente de alimentación típica y el voltaje en diversos puntos de la unidad. Se inicia con un voltaje ac, se obtiene un voltaje de dc estable rectificando el voltaje de ac, luego se filtra a un nivel de dc y, por último, se regula para obtener el voltaje de dc fijo deseado. La regulación se obtiene, por lo general, mediante un circuito integrado regulador de voltaje que toma un voltaje de y proporciona un voltaje de dc un poco inferior que permanece constante, aunque el voltaje de entrada varíe o la carga conectada a la salida de voltaje de dc cambie.

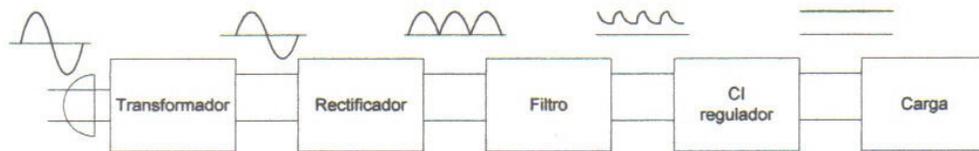


Figura 6.1. Diagrama de bloque de fuente de alimentación

El voltaje de ac es por lo general 120 Vrms y se conecta un transformador que disminuye ese voltaje a nivel de la salida de dc deseada. Luego, un rectificador de diodos proporciona un voltaje rectificado de onda completa y es filtrado inicialmente por un filtro de condensador simple para producir un voltaje de dc. Este voltaje de dc resultante tiene, por lo general, algo de rizo o variación de voltaje de ac. Un circuito regulador puede usar esta entrada ac para proporcionar un voltaje de que tiene no solamente mucho menos voltaje de rizo, sino que también permanece en el mismo valor de dc, aunque el voltaje de entrada varíe un poco o cambie la carga conectada al voltaje de dc de salida. Esta regulación de voltaje se obtiene generalmente, usando un CI regulador de voltaje popular.

6.1 CONSIDERACIONES GENERALES DE FILTROS.

Se necesita un circuito rectificador para convertir una señal que tenga un valor promedio cero en otra que tenga un promedio diferente de cero. La salida resultante de un rectificador es un voltaje de de pulsante, y todavía no es adecuado para reemplazar una batería. Este voltaje se puede

aplicar, digamos, en un cargador de baterías, donde el voltaje de dc promedio es lo suficientemente grande para proporcionar una corriente de carga para la batería. Para voltajes de alimentación de dc, como los usados en la radio, sistemas estéreo, computadoras, etc., el voltaje de dc pulsante de un rectificador no es lo suficientemente bueno. Se necesita un circuito de filtro para proporcionar un voltaje de dc más estable.

6.2 FILTRADO PARA REGULACIÓN DE VOLTAJE Y VOLTAJE DE RIZO.

Antes de pasar a los detalles de un circuito de filtro, sería adecuado considerar los métodos usuales para valorar los circuitos de filtro para que podamos comparar la efectividad de un circuito como filtro. La figura 6.2 muestra un voltaje típico de salida de filtro que será usado para definir algunos de los factores de la señal. La salida filtrada de la figura 6.2 tiene un valor de dc y alguna variación de ac (rizo). Aunque una batería tiene en esencia un voltaje de salida de dc constante, el voltaje de dc derivado de una fuente de señal de ac mediante rectificado y filtrado tendrá alguna variación de ac (rizo). Entre más pequeña sea la variación de ac respecto al nivel de dc, mejor será la operación del circuito de filtro.

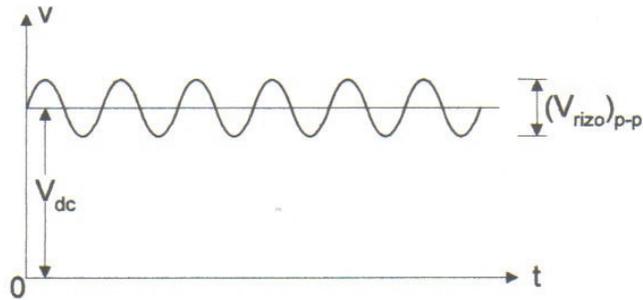


Figura 6.2. Voltaje típico de salida de un filtro

Considere la medición del voltaje de salida de un circuito de filtro usando un voltímetro de dc y uno de ac (rms). El voltímetro de dc leerá solamente el promedio o nivel de dc del voltaje de salida. El medidor ac (rms) leerá sólo el valor rms del componente de ac del voltaje de salida (suponiendo que la señal ac está acoplada por medio de un condensador para bloquear el nivel de).

Definición: Rizo

$$r = \frac{\text{voltaje del rizo (rms)}}{\text{voltaje dc}} = \frac{V_r (rms)}{V_{dc}} \times 100\% \quad (6.1)$$

6.3 REGULACIÓN DE VOLTAJE.

Otro factor importante en una fuente de alimentación es la cantidad en que cambia el voltaje de salida sobre un rango de operación del circuito. El voltaje proporcionado en la salida bajo condiciones sin carga (sin consumo de corriente de la fuente) se reduce cuando la carga consume corriente de la

alimentación (bajo carga). La cantidad en que cambia el voltaje entre las condiciones sin carga y con carga se describe por un factor llamado regulación de voltaje.

Definición: Regulación de voltaje

$$\text{Regulación de voltaje} = \frac{\text{voltaje sin carga} - \text{voltaje a plena carga}}{\text{voltaje a plena carga}} \quad (6.2)$$

$$\%R.V. = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \times 100\% \quad (6.3)$$

6.4 FORMA DE ONDA DE SALIDA DE UN FILTRO

CONDENSADOR

Un circuito de filtro muy popular es el circuito de filtro de condensador mostrado en la figura 6.3. Se conecta un condensador a la salida rectificada y se obtiene un voltaje DC a través del condensador.

Las típicas formas de onda de salida de cada bloque están dadas en la figura 6.4. La señal de salida de el filtro será la entrada del regulador. La figura 6.5 ilustra la onda de salida del filtro con mas detalles.

Como la entrada de voltaje viene del Rectificador, el capacitor se carga a el valor pico de voltaje.

$$V_{pk} = V_{sec\ rms} \times 1.414 - 1.4V \quad (6.4)$$

El termino -1.4 representa la caída a través de los diodos. Cuando la señal del Rectificador pasa de el valor máximo y empieza a bajar, el capacitor se descarga a través de la carga. Esto continua hasta que la onda de entrada empieza a cargar el capacitor. El mínimo nivel al cual el voltaje del capacitor baja es llamado V_{min} y depende de valor del capacitor, V_{pk} , y la corriente de carga. La distancia entre el pico y la mínima salida de voltaje es el $V_{rizo(p-p)}$:

$$V_{rizo(p-p)} = V_{pk} - V_{min} \quad (6.5)$$

El valor promedio de el voltaje de salida del capacitor esta entre V_{pk} y V_{min} . Este es el voltaje DC pasado al regulador

$$V_{min} = V_{pk} - \frac{I_{DC}}{fC} \quad (6.6)$$

donde:

I_{DC} = la corriente de carga

f = 120 Hz para un rectificador de onda completa.

C = Capacitancia del filtro.

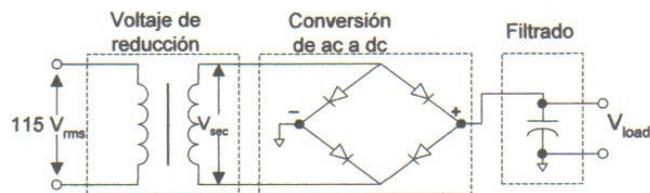


Figura6.3 Circuito de filtro de condensador



Figura 6.4. Formas de onda de salida

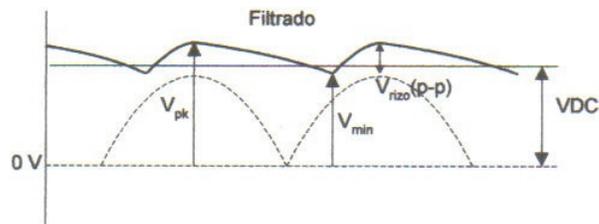


Figura 6.5. Forma de onda de salida del filtro con mas detalles

El valor DC de la salida del filtro es el promedio entre V_{pk} y V_{min} o

$$V_{DC} = V_{pk} - \frac{1}{2}V_{riizo(p-p)} \quad (6.7)$$

$$V_{DC} = \frac{V_{pk} - V_{min}}{2} \quad (6.8)$$

6.5 REGULADORES DE VOLTAJE DE CI

Los reguladores de voltaje comprenden una clase de CI ampliamente usados. Los CI reguladores contienen la circuitería de la fuente de referencia, el amplificador comparador, el dispositivo de control y la

protección de sobrecarga, todo en un solo CI. Aunque la construcción interna del CI es algo diferente de la descrita para los circuitos reguladores de voltaje discretos, la operación externa es casi la misma. Los reguladores integrados ofrecen regulación para un voltaje positivo fijo, un voltaje negativo fijo o un voltaje ajustable.

Una fuente de alimentación puede construirse usando un transformador conectado a la línea de alimentación de ac para cambiar el voltaje ac a la amplitud deseada, luego se rectifica ese voltaje, filtrándolo con un condensador y un filtro RC y, por último, se puede regular el de con un CI regulador. Los reguladores se pueden seleccionar para operación con corrientes de carga desde cientos, de miliamperes hasta decenas de amperes, correspondiendo a rangos de potencia desde miliwatts hasta decenas de watts.

6.5.1 Reguladores de voltaje de tres terminales.

La figura 6.6 muestra la conexión básica de un CI regulador de voltaje de tres terminales con una carga. El regulador de voltaje fijo tiene un voltaje de entrada de sin regular, V_i , aplicado a una terminal de entrada, un voltaje de salida regulada, V_0 , en una segunda terminal y estando la tercera terminal conectada a tierra. Para un regulador seleccionado, la

lista de especificaciones del dispositivo de CI lista un rango de voltajes sobre el cual puede variar el voltaje de entrada para mantener un voltaje de salida regulado en un rango de corriente de carga. Las especificaciones también listan la cantidad de cambio de voltaje de salida resultantes de un cambio en la corriente de carga (regulación de la carga) o de un voltaje de entrada (regulación de línea).

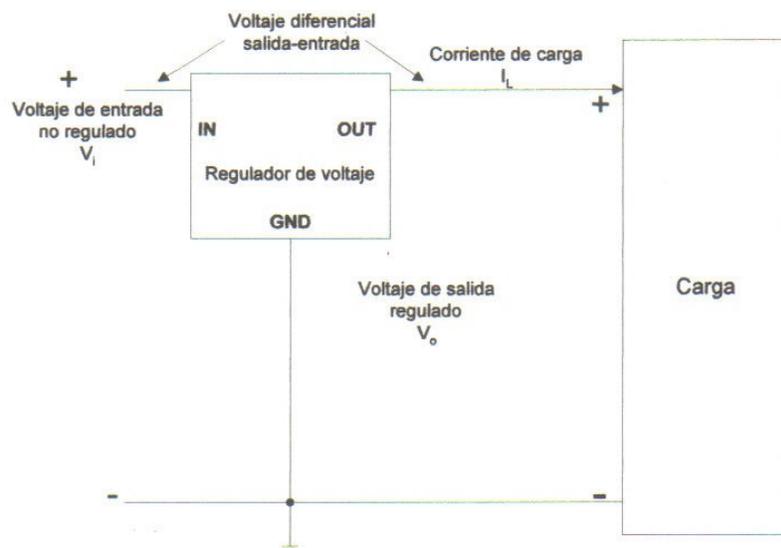


Figura 6.6. Conexión básica de un circuito integrado regulador de voltaje de tres terminales

6.5.2 Reguladores de voltaje positivo fijos.

Los reguladores de la serie 78 proporcionan voltajes regulados fijos desde 5 a 25 V. La figura 6.7 muestra como un CI de éstos, un

7812, está conectado para proporcionar un voltaje de salida regulado de +12Vdc. Un voltaje de entrada no regulado, V_i , es filtrado por el condensador C_1 y se conecta a la terminal IN (entrada) del CI. La terminal OUT (salida) del CI proporciona +12V regulados que son filtrados por un condensador C_2 (principalmente para cualquier ruido de alta frecuencia). La tercera terminal de CI se conecta a tierra (GND).

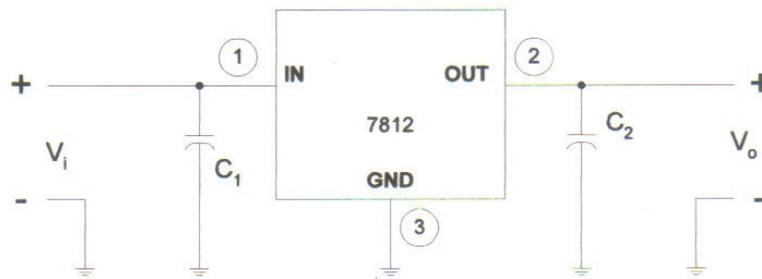


Figura6.7. Regulador de voltaje positivo fijo

Aunque el voltaje de entrada puede variar a lo largo de un rango de voltaje permisible, y la carga de salida puede variar sobre un rango aceptable, el voltaje de salida permanece constante dentro de los límites de variación de voltajes especificados. Estas limitaciones están indicadas en las hojas de especificaciones del fabricante. En la tabla 6.1 se proporciona una tabla de CI reguladores de voltaje.

Tabla 6.1

Reguladores de voltaje positivos en la serie 7800

Parte CI	Voltaje de salida (V)	V _i mínimo (V)
7805	+5	7.3
7806	+6	8.3
7808	+8	10.5
7810	+10	12.5
7812	+12	14.6
7815	+15	17.7
7818	+18	21.0
7824	+24	27.1

La conexión de un 7812 en una fuente de alimentación completa se muestra en la conexión de la figura 6.8. El voltaje de línea ac (120Vrms) se reduce a 18Vrms a través de cada mitad del transformador con derivación central. Luego, un rectificador de onda completa y un filtro de condensador proporcionan un voltaje de dc no regulado, como el que se muestra como un voltaje de dc cercano a los 22V, con un rizo de unos cuantos voltios, como entrada alrededor del voltaje. Luego, el CI 7812 proporciona una salida que son +12Vdc regulados.

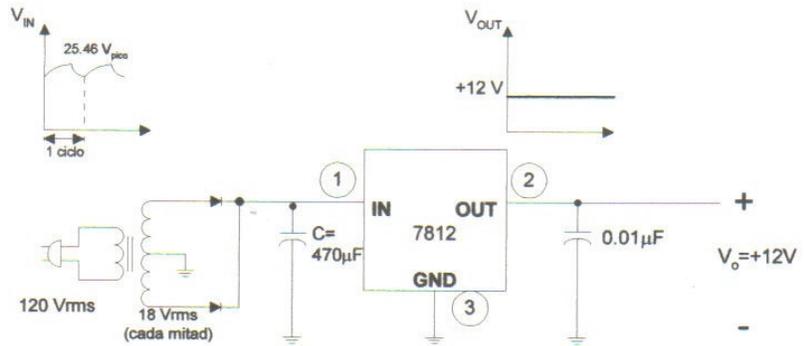


Figura 6.8. Conexión de un 7812 en una fuente de alimentación completa

6.5.3 Reguladores de voltaje ajustables.

Los reguladores de voltaje también se encuentran disponibles en configuraciones de circuito que permiten que el usuario ponga el voltaje de salida al valor regulado deseado. El LM317, por ejemplo, puede operar como voltaje de salida regulado a cualquier valor dentro del rango de voltaje de 1.2V a 37V. La figura 6.9 muestra como se puede ajustar el voltaje regulado de salida en un LM317.

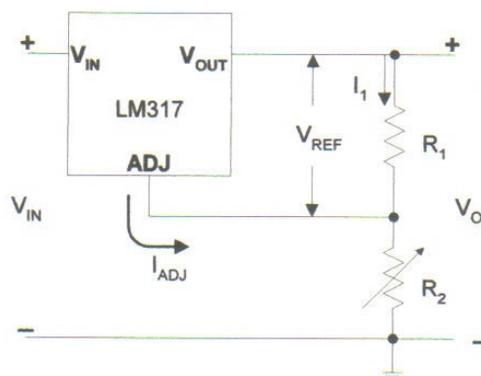


Figura 6.9. Regulador de voltaje ajustable

Las resistencias R_1 y R_2 ajustan la salida a cualquier voltaje deseado entre el rango de ajuste (1.2 a 37 V). El voltaje de salida puede calcularse con

$$V_o = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{adj} R_2 \quad (6.9)$$

con valores típicos de:

$$V_{ref} = 1.25V \quad I_{adj} = 100\mu A$$

CONCLUSIONES.

Hemos logrado construir un monitor cardiaco de bajo costo, con elementos fáciles de encontrar en el mercado, y lo primordial es que su construcción es modular para facilitar su análisis y reparación.

RECOMENDACIONES.

Que en futuros tópicos se lo optimice usando una pantalla de persistencia alta y no una de persistencia baja como la que se esta utilizando, sabiendo que los conceptos son iguales.

BIBLIOGRAFÍA

PRINCIPIOS DE ELECTRÓNICA

Malvino

ELECTRÓNICA TEORÍA DE CIRCUITOS

Robert L. Boylestad

TELEVISIÓN PRACTICA Y SISTEMAS DE VIDEO.

Bernard Grob

APPLICATIONS AND DESIGN OF ANALOG INTEGRATED CIRCUIT

J. Michel Jacob

BIOMEDICAL INSTRUMENTACIÓN AND MEASUREMENT

Cronwell, Weibell, Pfeiffer, Usellman

COLOR AND BLACK AND WHITE TELEVISIÓN: THEORY AND SEVICING

Alvin A. Liff.

INTERNET

<http://www.epanoama.net/links/psu.html>

APÉNDICE A

CIRCUITO Y CÁLCULOS DE MAT.

Primero calculamos la frecuencia de la onda con la que el 555 alimenta a la base del transistor de la formula 2.4

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C}$$
$$f = \frac{1.44}{(470 + 2(470))(0.1 \times 10^{-6})} = 10.212 \text{ KHz}$$

Luego de la formula 2.5

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{cc}}{L}$$

despejamos y obtenemos el valor de la corriente cuando alcanza su valor máximo I_M

$$I_M = \frac{V_{cc}}{Lf} = \frac{8}{4 \times 10^{-3} (10.212 \times 10^3)} = 0.196 \text{ A}$$

luego calculamos la tensión en la bobina cuando alcanza su valor máximo V_M de la fórmula 2.11

$$V_M = \sqrt{\frac{LI_M^2}{C} + V_{CC}^2}$$
$$V_M = \sqrt{\frac{4 \times 10^{-3} (0.192^2)}{22 \times 10^{-9}} + 8^2} = 83.95 \text{ V}$$

entonces el voltaje pico de entrada al transformador del Flyback es $V_M = V_{M\text{primario}}$.

Luego como tenemos una relación para la salida en el chupón de

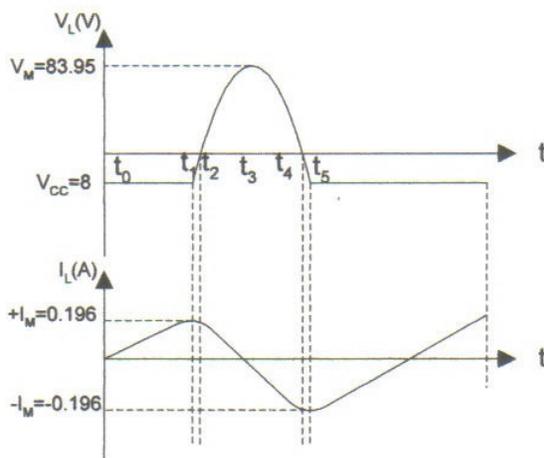
$$V_{M\text{secundario}} / V_{M\text{primario}} = 60$$

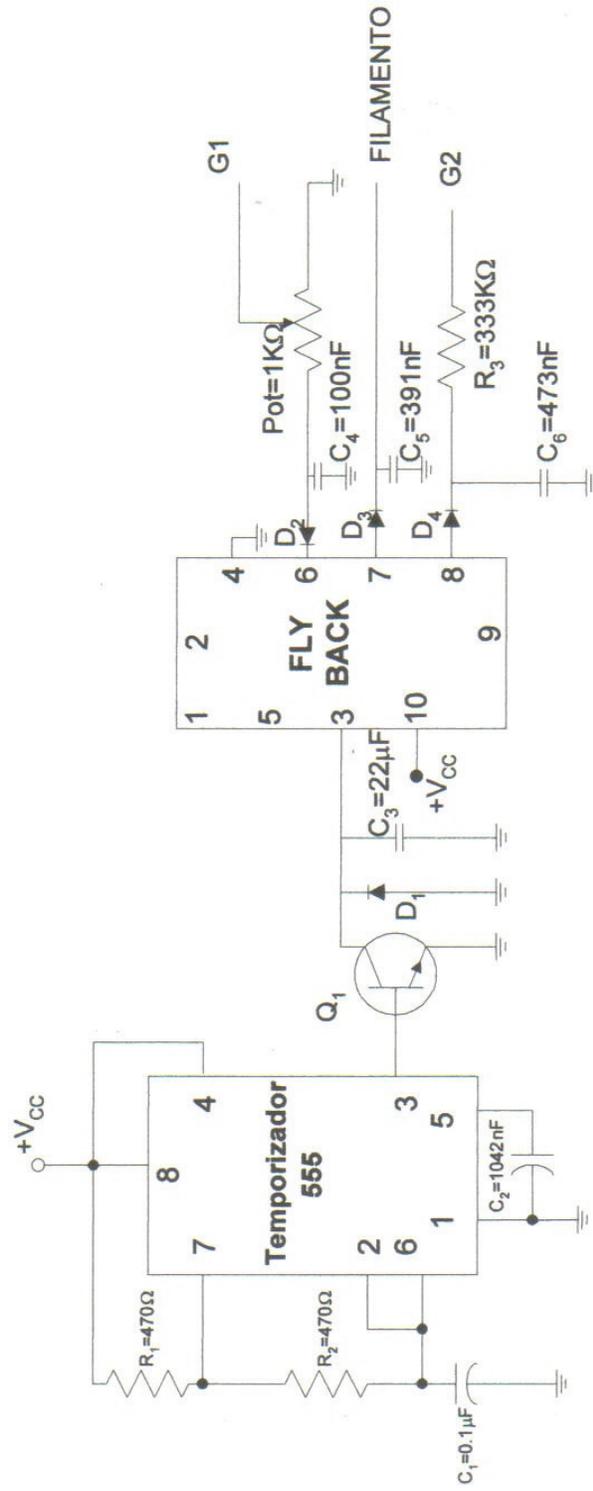
entonces

$$V_{\text{Msecundario}} = 60 \times 83.95 = 5 \text{ KV.}$$

De aquí se utiliza un diodo para rectificar la onda, se llama rectificación directa y es un rectificador de media onda. Luego a la salida existe una capacitancia presente en los devanados de MAT.

Por lo cual se obtiene el nivel DC.





APÉNDICE B

CIRCUITO Y CÁLCULOS DE LA DEFLEXIÓN HORIZONTAL

Voltajes de la fuente es igual +8V y -8V.

Primero analizaremos el generador de la diente de sierra, de la fórmula 3.4 obtenemos el punto de conmutación superior.

$$PCS = \frac{R_2}{R_1} V_{sat}$$

$$PCS = \frac{3.3K}{12K} \times 7.3V = 2V$$

el punto de conmutación inferior se obtiene con el mismo valor pero de signo contrario.

$$PCI = -2V$$

ahora analizaremos los tiempos de carga y descarga del capacitor, tiempo de carga de la fórmula 3.5 obtenemos la corriente de carga

$$I_{en} = \frac{V_{en}}{R}$$

$$I_{en} = \frac{V_{en}}{Pot} = \frac{7.3V}{200k} = 36.5 \times 10^{-6} A$$

y de la fórmula 3.10

$$V = \frac{IT}{C}$$

despejamos y obtenemos el tiempo de carga

$$T = \frac{CV}{I} = \frac{100 \times 10^{-6} (7.3)}{36.5 \times 10^{-6}} = 20s$$

tiempo de descarga, de la fórmula 3.5 obtenemos la corriente de descarga

$$I_{en} = \frac{V_{en}}{R}$$

$$I_{en} = \frac{V_{en}}{Pot} = \frac{7.3V}{220} = 0.033A$$

y de la fórmula 3.10

$$V = \frac{IT}{C}$$

despejamos y obtenemos el mismo tiempo de descarga

$$T = \frac{CV}{I} = \frac{100 \times 10^{-6} (7.3)}{0.33} = 0.022s$$

De aquí pasamos al seguidor de voltaje que tiene ganancia 1.

Luego vamos al amplificador de potencia clase B de la fórmula 3.17 obtenemos la corriente de colector

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}$$

$$I_C = \frac{8 - 0.7}{1.2k} = 6.08 \times 10^{-3} A$$

Luego corriente de colector es aproximadamente igual a corriente de emisor

$$I_E = 6.08 \times 10^{-3} A$$

De la fórmula 3.65 calculamos r_e

$$r_e = \left(\frac{26mV}{I_E} \right)$$

$$r_e = \left(\frac{26mV}{6.08 \times 10^{-3} A} \right) = 4.28\Omega$$

Como $R_{\text{bobina}} = R_L = 0.35 \Omega$. La ganancia de voltaje de la formula 3.55 entonces

$$A_v = 1$$

La Ganancia de Corriente se obtiene de 3.64

$$A_i = -A_v \frac{Z_i}{R_E}$$

Reemplazando 3.54 en 3.64

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_E}{R_E + r_e}$$

$$A_i = - \frac{R_E}{R_E + r_e} \frac{Z_i}{R_E}$$

$$A_i = - \frac{Z_i}{R_E + r_e}$$

Ahora tenemos que calcular Z_i de 3.40

$$Z_i = R_B // Z_b$$

Para esto necesitamos Z_b de 3.41

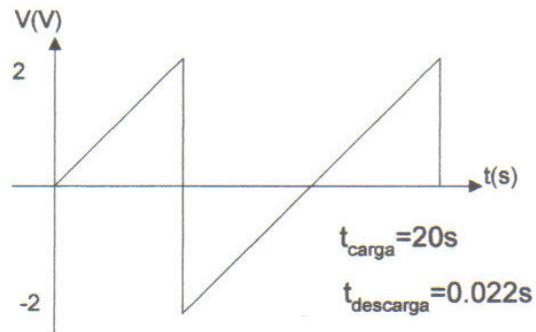
$$Z_b = \beta r_e + (\beta + 1)R_E$$

$$Z_b = 150(4.28) + (150 + 1)0.35 = 694.85\Omega$$

haciendo el paralelo $Z_i = 440.01 \Omega$

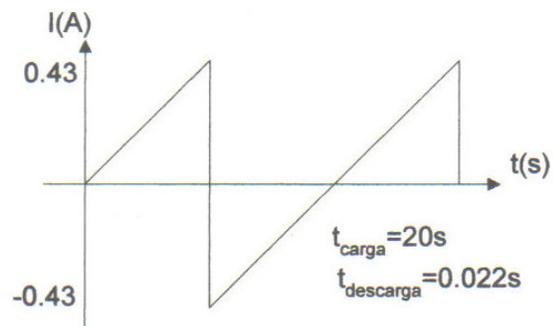
$$A_i = \frac{440.01}{0.35 + 4.28} = 95$$

como el máximo de voltajes es 2 V entonces obtenemos el máximo de corriente que necesitamos



Siendo 0.43 A el valor para la máxima excursión de la pantalla

$$i = \frac{V}{R} = \frac{V}{R_E + r_e} = \frac{2}{0.35 + 4.28} = 0.43\text{ A}$$



Ahora la potencia de salida la obtenemos de 3.24

$$P_o(ca) = \frac{V_L^2(p-p)}{8R_L} = \frac{V_L^2(p)}{2R_L}$$

$$P_o(ca) = \frac{V_L^2(p)}{2R_L} = \frac{2^2}{2(0.35 + 4.28)} = 0.43W$$

Luego la potencia

$$P_i(cd) = V_{CC} \left(\frac{2}{\pi} I(p) \right)$$

$$P_i(cd) = 8 \left(\frac{2}{\pi} (0.43) \right) = 2.19W$$

La potencia

$$P_{2Q} = P_i(cd) - P_o(ca)$$

$$P_{2Q} = 2.19W - 0.43W = 1.76W$$

Para un transistor

$$P_Q = \frac{P_{2Q}}{2}$$

$$P_Q = \frac{1.76}{2} = 0.88W$$

APÉNDICE C

CIRCUITO Y CÁLCULOS DE LA DEFLEXIÓN VERTICAL

Como ya vimos la amplitud de la onda cardiaca es igual a 1mV.

A la salida del amplificador operacional obtenemos de la fórmula 4.2.

$$V_o = \left(1 + \frac{2R}{R_p}\right)(V_1 - V_2) = k(V_1 - V_2)$$

$$V_o = \left(1 + \frac{2 \times 56000}{500}\right)(1mV) = 0.225V$$

De aquí pasamos el seguidor de voltaje que tiene ganancia 1. Luego vamos al amplificador de potencia clase B de la formula 3.17 obtenemos la corriente de colector

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}$$

$$I_C = \frac{8 - 0.7}{1.2K} = 6.08 \times 10^{-3} A$$

Luego la corriente de colector es aproximadamente igual a corriente de emisor

$$I_E = 6.08 \times 10^{-3} A$$

De la formula 3.65 calculamos r_e

$$r_e = \left(\frac{26mV}{6.08 \times 10^{-3}}\right)$$

Como $R_{bobina} = R_L = 2.2$. La ganancia de voltaje de la formula 3.55 entonces

$$A_v = 1$$

La Ganancia de Corriente se obtiene de 3.64

$$A_i = -A_v \frac{Z_i}{R_E}$$

reemplazando 3.54 en 3.64

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_E}{R_E + r_e}$$

$$A_i = -\frac{R_E}{R_E + r_e} \frac{Z_i}{R_E}$$

$$A_i = -\frac{Z_i}{R_E + r_e}$$

Ahora tenemos que calcular Z_i de 3.40

$$Z_i = R_B // Z_b$$

Para esto necesitamos Z_b de 3.41

$$Z_b = \beta r_e + (\beta + 1)R_E$$

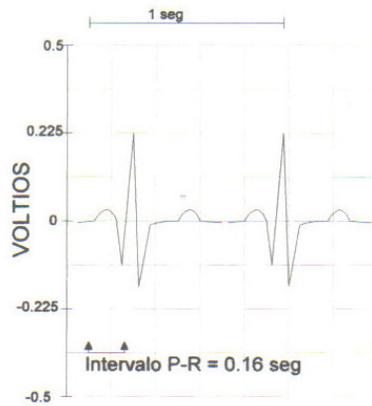
$$Z_b = 150(4.28) + (151)2 = 974.2\Omega$$

Ahora trabajando el paralelo $Z_i = 537.6\Omega$

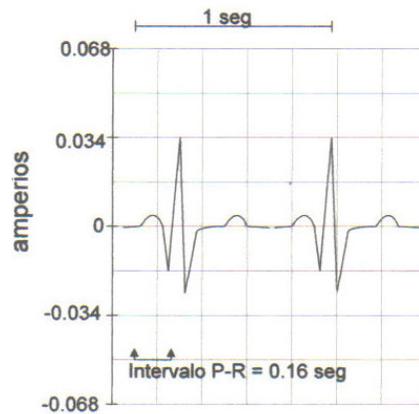
Ahora la ganancia de corriente es

$$A_i = \frac{537.6}{2.2 + 4.28} = 82.96$$

la diferencia con el amplificador horizontal es que la onda no es simétrica y un transistor trabaja con mas corriente que el otro.



$$i = \frac{V}{R} = \frac{V}{R_E + r_e} = \frac{0.225}{2.2 + 4.28} = 0.034 A$$



Ahora la potencia de salida la obtenemos de 3.24

$$P_O(ca) = \frac{V_L^2(p-p)}{8R_L} = \frac{V_L^2(p)}{2R_L}$$

$$P_O(ca) = \frac{V_L^2(p)}{2R_L} = \frac{0.225^2}{(4.28 + 2.2)2} = 7.8 \times 10^{-3}$$

Luego la potencia de entrada la obtenemos de la formula 3.22

$$P_i(cd) = V_{CC} \left(\frac{2}{\pi} I(p) \right)$$

$$P_i(cd) = 8 \left(\frac{2}{\pi} (0.034) \right) = 0.17W$$

La potencia disipada por los dos transistores de la formula 3.18

$$P_{2Q} = P_i(cd) - P_o(ca)$$

$$P_{2Q} = 0.17W - 7.8 \times 10^{-3}W = 0.16W$$

Para un transistor de 3.19

$$P_Q = \frac{P_{2Q}}{2}$$

$$P_Q = \frac{0.16W}{2} = 0.08W$$

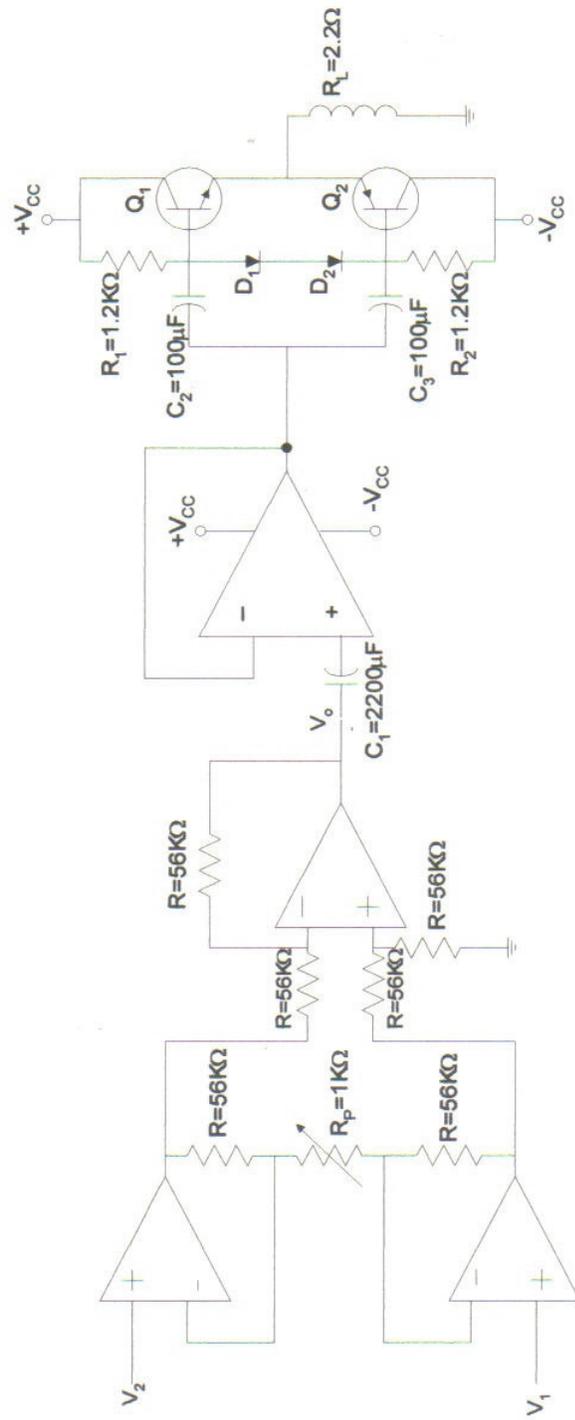
Por supuesto este es el caso en el que el Pot se encuentra en la mitad 500Ω

Para condiciones de máxima potencia de la formula 3.34

$$P_{2Q} \text{ máxima} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_L}$$

$$P_{2Q} \text{ máxima} = \frac{2(8)}{\pi^2 (4.28 + 2.2)} = 2W$$

Esto sucede debido a que el Pot puede ser variado y aumentar la ganancia de la amplitud de la onda cardiaca.



APÉNDICE D

CIRCUITO Y CÁLCULOS DEL CONTADOR

CARDIACO

Primero tenemos que amplificar la onda invertida y darle un aumento a su nivel dc para que pueda disparar el monoestable.

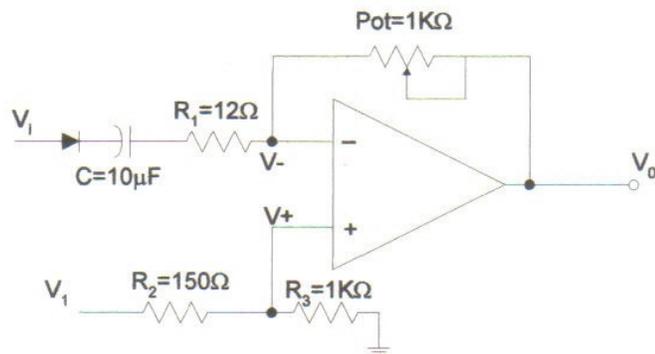


Grafico de la onda antes del diodo

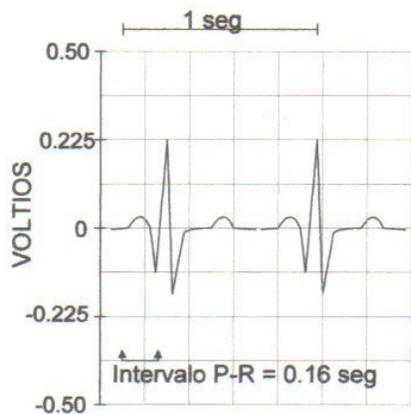


Grafico de la onda a la salida del diodo

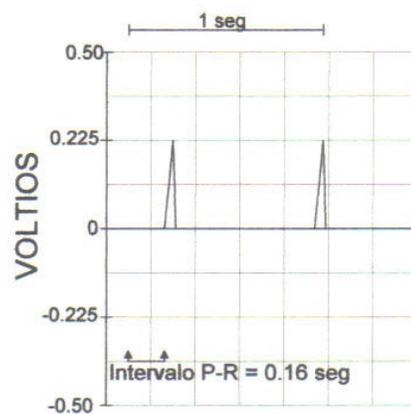


Grafico de la onda a la salida del amplificador operacional.

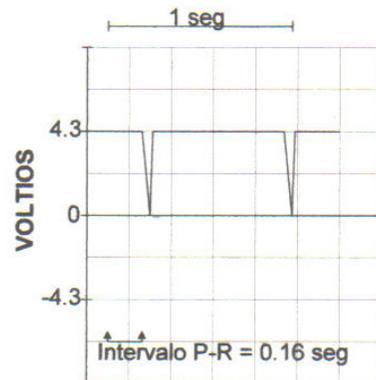
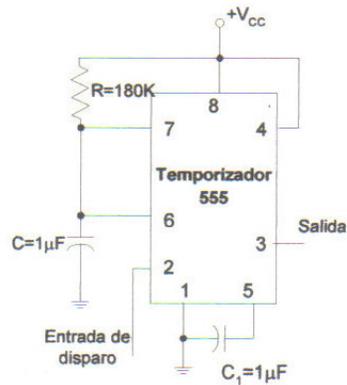


Grafico antes de pasar por el diodo, después de pasar por el diodo y en la salida del generador de pulsos de disparo.

Luego va el monoestable que en este caso su valor de tiempo en alto no debe ser mayor a 200 ms que es el tiempo en el que hay pulsos de la onda cardiaca.



$$T_{\text{alto}} = 1.1RC$$

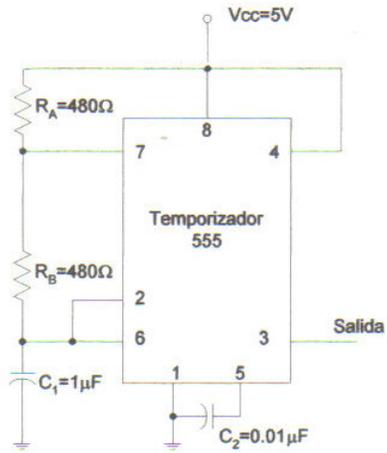
$$200\text{ms} = 1.1RC$$

si fijamos $C = 1\mu$ entonces calculamos R

$$R = \frac{200\text{ms}}{1.1(1\mu)} = 181k$$

entonces elegimos una resistencia de 180K que existe en el mercado.

La base de tiempo debe ser de 1khz, de la formula 2.4



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

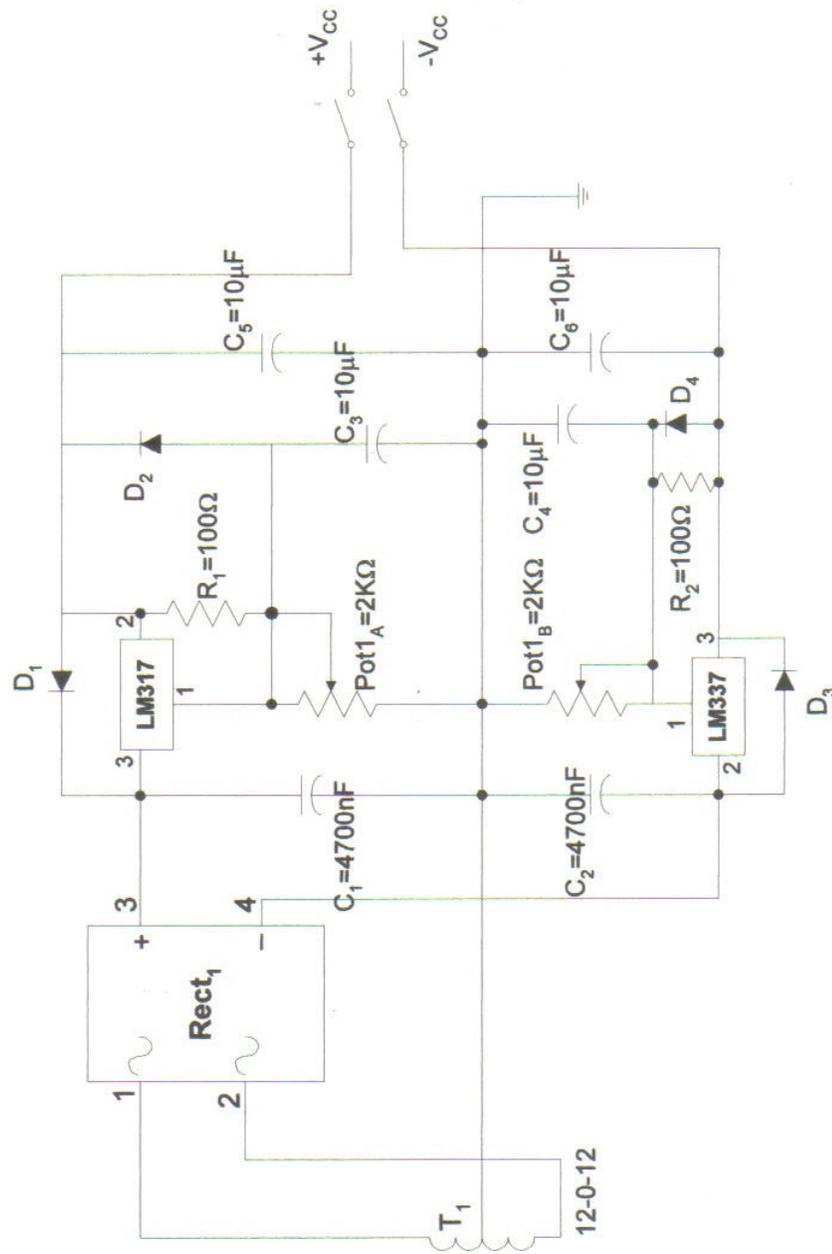
si fijamos $C = 1\mu$ entonces R será:

$$R = \frac{1.44}{3(1000)(1\mu)} = 480\Omega$$

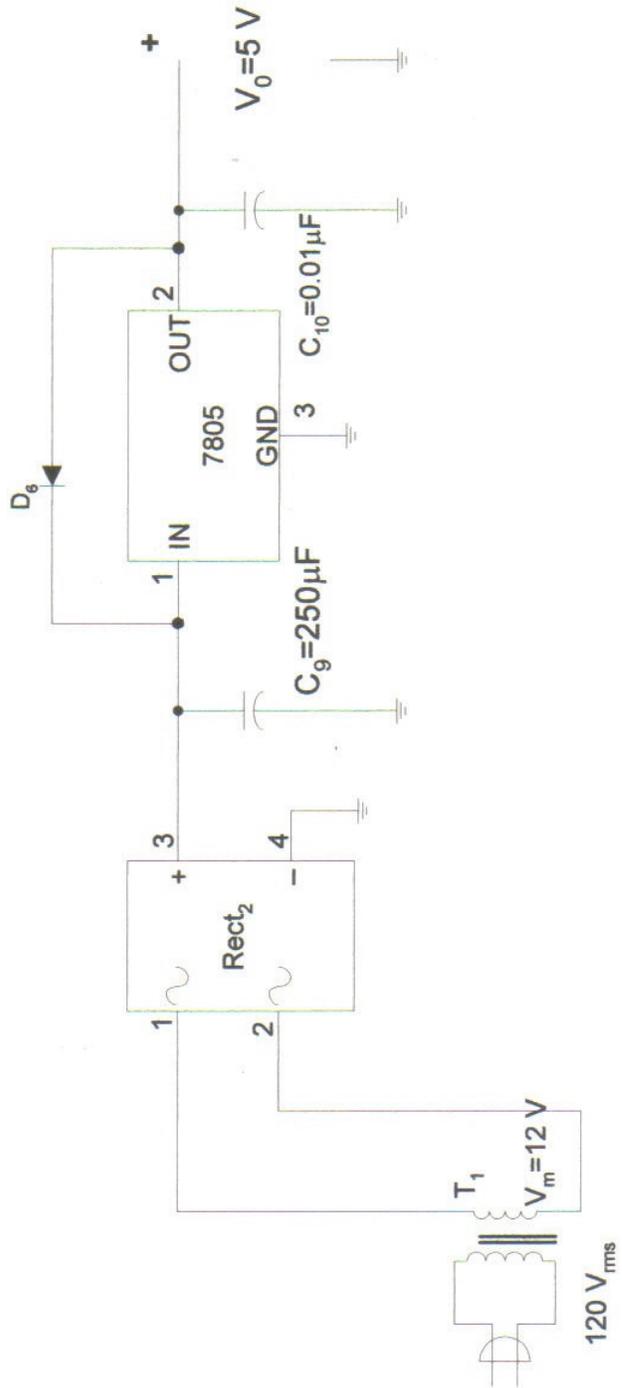
APÉNDICE E

CIRCUITO DE FUENTES DE ALIMENTACION

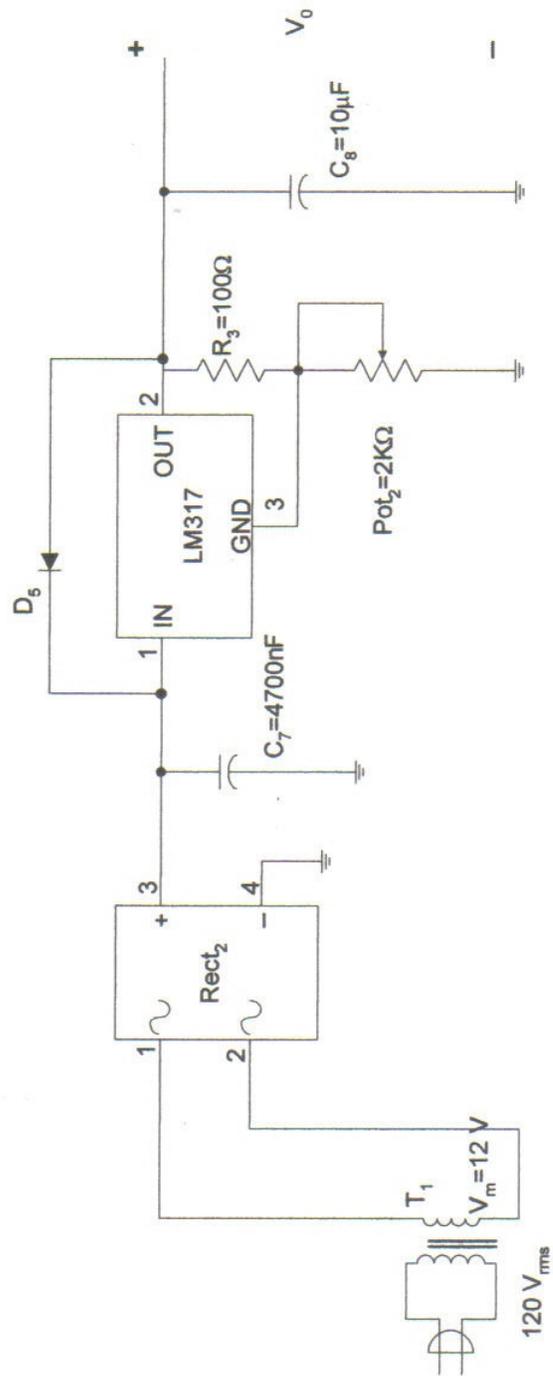
FUENTE DE ALIMENTACION PARA CIRCUITO DE DEFLEXION HORIZONTAL Y DEFLEXION VERTICAL



FUENTE DE ALIMENTACION PARA CIRCUITO DE CONTADOR CARDIACO



FUENTE DE ALIMENTACION PARA CIRCUITO DE MAT



APÉNDICE F

ANÁLISIS DE MERCADEO

COSTOS

46 RESISTENCIAS ½ W X \$ 0.02	\$ 0.96
8 POTENCIOMETROS 1W X \$ 1.50	\$ 12.00
16 DIODOS RECTIFICADORES X \$ 0.03	\$ 0.48
3 TRANSISTORES ECG36 X \$ 1.50	\$ 4.50
2 TRANSISTORES ECG37 X \$ 1.50	\$ 3.00
1 FLYBACK X \$ 20.00	\$ 20.00
3 DISPLAY X \$ 2.00	\$ 6.00
2 LEDS X \$ 0.15	\$ 0.30
1 TRANSFORMADOR 24V 4ª X \$ 8.00	\$ 8.00
1 TRC X \$ 20.00	\$ 20.00
2 PUENTES RECTIFICADORES 2A X \$ 1.00	\$ 2.00
1 PULSADOR X \$ 0.20	\$ 0.20
1 SWICH X \$ 0.30	\$ 0.30
1 BUZZER 5VDC X \$ 5.30	\$ 5.30
1 IC LM337 X \$ 0.40	\$ 0.40
2 IC LM317 X \$ 0.40	\$ 0.80
1 IC 7805 X \$ 0.40	\$ 0.40
3 IC HE555 X \$ 0.40	\$ 1.20
8 IC LM741 X \$ 0.40	\$ 3.20

1 IC 74LS107 X \$ 0.60	\$ 0.60
3 IC 74LS161 X \$ 0.50	\$ 1.50
2 IC 74LS21 X \$ 0.40	\$ 0.80
6 IC 74LS175 X \$ 0.60	\$ 3.60
3 IC 27256 X \$ 10.00	\$ 30.00
5 FILTROS 100uf X \$ 0.05	\$ 0.25
1 FILTRO 0.1uf X \$ 0.05	\$ 0.05
1 FILTRO 22uf X \$ 0.05	\$ 0.05
2 FILTRO 2200uf X \$ 0.50	\$ 1.00
2 FILTRO 4700uf X \$ 0.50	\$ 1.00
9 FILTRO 10uf X \$ 0.05	\$ 0.45
1 CONDENSADOR 1042nf X \$ 0.03	\$ 0.03
1 CONDENSADOR 100nf X \$ 0.02	\$ 0.02
1 CONDENSADOR 391nf X \$ 0.02	\$ 0.02
1 CONDENSADOR 473nf X \$ 0.02	\$ 0.02

TOTAL \$ 175.34