

**UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERIA**

**PROGRAMA ACADEMICO DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA**



**AMPLIFICADORES DE BAJO  
NIVEL CON AISLAMIENTO  
ELECTRICO PARA REGISTRADORES**

**TESIS**

**PARA OPTAR EL TITULO PROFESIONAL DE  
INGENIERO ELECTRONICO**

**Alberto Palacios Pawlovsky**

**PROMOCION 1979 - 2**

**LIMA - PERU - 1981**

A MIS PADRES

## TABLA DE CONTENIDO

### P R E F A C I O

### CAPITULO I - Análisis Teórico

Introducción . . . . .	1
1.1. Etapas de un amplificador de aislamiento . .	4
1.1.1. Etapa de entrada . . . . .	7
1.1.1.1. Etapa de ganancia fija . . . . .	7
1.1.1.2. Etapa de ganancia variable . . . . .	8
1.1.2. Etapa de modulación . . . . .	10
1.1.2.1. Modulación por pulsos (acoplamiento por transformador) . . , . . . . .	10
1.1.2.2. Modulación de intensidad luminosa . . .	11
1.1.3. Oscilador maestro . . . . .	11
1.1.4. Fuente de alimentación de bajo nivel . . .	14
1.1.5. Etapa de transformador de señal . . . . .	15
1.1.5.1. Acoplamiento por transformador. Configuraciones . . . . .	16
1.1.5.2. Acoplamiento óptico. Configuraciones	18
1.1.5.2.1. Configuraciones Led-Fotodetector-Transistor . . . . .	18
1.1.5.2.1.1. Amplificador tipo servo . . . . .	18
1.1.5.2.1.2. Amplificador tipo diferencial . . .	19
1.1.5.2.2. Amplificadores de acoplamiento Led-Fotodetector-Diodo . . . . .	21
1.1.5.2.2.1. Acoplador diferencial con entrada flotante . . . . .	21
1.1.5.2.2.2. Amplificador de baja impedancia de entrada . . . . .	23

1.1.5.2.2.3. Amplificador de alta impedancia de entrada . . . . .	23
1.1.5.2.2.4. Amplificador de alta impedancia de un solo Led . . . . .	25
1.1.5.2.3. Configuraciones de aislamiento mediante Led-Fototransistor . . . . .	25
1.1.5.2.3.1. Configuración básica . . . . .	25
1.1.5.2.3.2. Configuración básica mejorada . . . . .	27
1.1.5.2.3.3. Configuraciones prácticas . . . . .	27
1.1.6. Etapa de salida . . . . .	29
1.1.6.1. Demodulación . . . . .	29
1.1.6.2. Filtro de salida . . . . .	30
1.2. Aplicaciones del amplificador de aislamiento	33
1.2.1. Aplicaciones en control industrial e instrumentación . . . . .	35
1.2.1.1. Sistema de adquisición de datos flotante (o aislado) . . . . .	35
1.2.1.2. Interface de sensor con acondicionamiento de señal . . . . .	37
1.2.1.3. Indicadores de presión en Stack . . . . .	37
1.2.1.4. Conversor corriente-voltaje . . . . .	37
1.2.1.5. Procesador aislado de temperatura . . . . .	39
1.2.1.6. Monitoreo de la eficiencia de utilización de un transformador . . . . .	39
1.2.1.7. Fuente flotante estabilizada en amplitud (400 Hz) . . . . .	41
1.2.1.8. Control de una fuente de alimentación flotante . . . . .	43
1.2.1.9. Monitoreo de celdas de combustible . . . . .	43

1.2.1.10. Monitoreo de fallas . . . . .	43
1.2.1.11. Interface universal de adquisición de datos . . . . .	43
1.2.1.12. Procesamiento de metales . . . . .	45
1.2.2. Aplicaciones en diseño biomédico . . . . .	45
1.2.2.2. Instrumentación electrocardiográfica (ECG) . . . . .	45
1.2.2.3. Registrador de multi-característica ECG con excitador o buffer de la pierna de- recha . . . . .	47

CAPITULO. II - Diseño de un amplificador de acoplamiento por transformador

2.1. Diseño de la etapa de entrada . . . . .	49
2.1.1. Etapa de ganancia fija . . . . .	49
2.1.2. Diseño de una etapa de ganancia variable .	58
2.2. Diseño de la etapa de aislamiento . . . . .	62
2.2.1. Oscilador maestro . . . . .	62
2.2.2. Diseño del inversor . . . . .	65
2.2.2.1. Diseño del transformador del inversor .	70
2.2.3. Diseño del puente rectificador para la fuen- te flotante . . . . .	75
2.2.3.1. Diseño del filtro de salida de la fuente flotante . . . . .	77
2.2.4. Diseño y configuración del circuito de Chopper . . . . .	80
2.2.5. Diseño del limitador de Slew Rate (pasabajo)	83
2.2.6. Diseño del transformador de acoplamiento de señal . . . . .	84

2.2.7. Diseño del filtro de salida . . . . .	93
2.2.8. Diseño de aplicación . . . . .	93
2.2.8.1. Circuito para el monitoreo de la corriente-tensión de un motor DC . . . . .	93
2.2.8.2. Conversión de una señal de tensión en corriente con fines de control . . . . .	95

CAPITULO III - Diagramas circuitales y pruebas experimentales

3.1. Amplificador de ganancia fija, diagrama circuitual . . . . .	96
3.1.1. Respuesta en frecuencia . . . . .	98
3.1.2. Medida del CMRR . . . . .	98
3.2. Amplificador de ganancia variable . . . . .	99
3.2.1. Respuesta en frecuencia . . . . .	100
3.2.2. Medida del CMRR . . . . .	104
3.3. Fuente de alimentación flotante, diagrama circuitual . . . . .	106
3.3.1. Regulación de la fuente de alimentación flotante, resultados experimentales . . . . .	107
3.4. Diagrama circuitual del modulador y demodulador	109
3.5. Transformador de acoplamiento, respuesta en frecuencia . . . . .	109
3.6. Diagrama del amplificador de aislamiento por transformador . . . . .	113
3.6.1. Respuesta en frecuencia . . . . .	115
3.6.2. Cuadro de costos . . . . .	115
3.7. Diagrama circuitual de un diseño de aplicación para la visualización de la tensión o corriente de un motor DC . . . . .	119

OBSERVACIONES . . . . .	119
A N E X O S	
A - Circuitos de protección de la etapa de entrada	125
B - Diseño de un convertidor DC-DC con transformador de núcleo de saturación, mediante nomogramas . . . . .	128
C - Consideraciones para la selección de rectificadores en la fuente de alimentación aislada	135
D - Consideraciones para la selección de los condensadores de filtro de la fuente de alimentación aislada . . . . .	140
E - Cálculo de las funciones de transferencia de los amplificadores de aislamiento óptico . .	145
F - Filtros de señal . . . . .	152
G - Efecto de la corriente sobre los seres humanos y animales . . . . .	160
B I B L I O G R A F I A . . . . .	162

## P R E F A C I O

El presente tema intenta llenar un vacío en cuanto a información y pautas tecnológicas para el diseño de amplificadores de aislamiento, estos amplificadores de amplio uso en el mundo en instrumentación especializada, persiguen dos fines específicos: el aislamiento de señal y amplificación de la misma con mínimo consumo de energía.

El advenimiento y desarrollo de nuevas tecnológicas en la fabricación de amplificadores operacionales, elementos de ferrita y otros componentes, hacen viable el diseño en forma discreta de los amplificadores de aislamiento, lo que en un tiempo atrás conllevaba aparte de un costo alto, una eficiencia y rendimiento bajos.

Con el diseño realizado se intenta mostrar ciertos criterios en el desarrollo de prototipos con orientación hacia la implementación de sistemas mayores, ya que el amplificador de aislamiento, es un elemento bastante versátil y genérico.

El desarrollo e investigación en esta área es aún muy amplia en la primera parte de este trabajo se da un pequeño enfoque teórico a dos tecnologías que se imponen actualmente en el mundo, los amplificadores de acoplamiento por transformador y los de acoplamiento óptico.

En la segunda parte se desarrolla en forma completa el diseño de un amplificador de aislamiento por transformador, mostrando diversos criterios y pautas en la elección de los componentes de las etapas del amplificador.



En el tercer capítulo se muestran los diagramas circuitales finales y las tablas de los resultados obtenidos en forma experimental para cada etapa constitutiva del amplificador de aislamiento.

Las pruebas experimentales no son todas las que se hubieran querido realizar, ésto debido a la limitación en cuanto a instrumental disponible en la Universidad, el cual es de características poco comunes, aún así se comprueban muchos de los parámetros fijados teóricamente.

El costo comparativo con una comercial es competitivo, no siendo ésta la finalidad perseguida, sino la de lograr un elemento versátil que pueda dar solución a requerimientos específicos en un diseño determinado.

Aquí he de indicar que la parte experimental del presente trabajo se llevó a cabo en su totalidad en el Laboratorio de Electrónica de la Universidad Nacional de Ingeniería a cuyos encargados les estaré siempre agradecido por las facilidades que tuvieron a bien brindarme en todo momento.

Mi agradecimiento al ingeniero José Gamero Olea, verdadero gestor e iniciador del presente trabajo, a él no solo mi agradecimiento por su orientación sino también por su ejemplo.

Al ingeniero Carlos Vivas López sin cuyo constante apoyo y orientación no hubiera sido posible el logro alcanzado. A los docentes del Departamento de Electrónica, de los cuales a lo largo de mis estudios, obtuve no solo mi formación profesional, sino también orientación y apoyo moral.

Mis agradecimientos al Ing. Diplomado H. Jakobs, al Dr. Ing. Habil Th. Gast de la Universidad Técnica de Berlin, al Ing. Diplomado P. Zdebel y al Dr. rer. nat. Walter Engl del Instituto de Teoría Electrotécnica de Aachen, al Ing. Z. Hd. Liebmann del Institut fur Allgemeine de la Universidad Técnica de Berlin, quienes me apoyaron con material bibliográfico, sin el cual no hubiera podido culminar el presente trabajo.

Mi agradecimiento al Ing. Gregory L. Gray del Staf de Ings. de Aplicaciones de Bourns Magnetic División por sus consejos y orientación en el diseño de los transformadores con núcleos de ferrita.

Por su apoyo material en componentes y auxiliares de experimentación mi agradecimiento al Ing. Edgard Vélez Mendoza, a Luis Tumialan Rojas a Valerio Cerrón y a Julio Soto.

ALBERTO PALACIOS PAWLOVSKY

# C A P I T U L O I

## A N A L I S I S T E O R I C O

### INTRODUCCION. (1), (2), (3) y (4)

Tarde o temprano casi cualquier diseñador análogo y especialmente el diseñador de equipos médicos, ha de resolver un problema de aislamiento de señal, más aún cuando la señal a ser amplificada o transmitida, está superimpuesta sobre un alto potencial (CMV) y la señal ha de ser transmitida entre sistemas teniendo tierras separadas o a través de una vía de señal completamente aislada.

Los amplificadores de aislamiento tienen una amplia variedad de aplicaciones, entre ellas :

Aislamiento en equipos electrónicos de aeronavegación, en equipos industriales, etc.

Equipos de monitoreo médico.

- Equipos de seguridad en fallas.

En los amplificadores de aislamientos, existen diversos medios por los cuales se puede lograr el aislamiento de señal, teniendo diversos acoplamientos:

- Por transformador

- Led-Phototransistor, led-photo detector, led-fotoresistencia, etc.

- Magneto resistencias.

- Dispositivos de efecto Hall.

- Acopladores térmicos, etc.

Entre los tipos nombrados, los que se han impuesto en forma comercial, son los del tipo de acoplamiento por transformador y los de acoplamiento óptico.

En el cuadro 1 se dan ciertas características de comparación entre los amplificadores de acoplamiento óptico y los de acoplamiento por transformador.

La desventaja que presentan los amplificadores de aislamiento óptico es su baja linealidad, la cual puede ser superada en cierto grado con diversas técnicas de linealización, entre sus ventajas respecto a los del tipo de transformador, se tiene su bajo peso y la no generación de interferencia electromagnética, lo que elimina los blindajes o apantallados (necesarios en ciertas aplicaciones) en el tipo transformador.

Los amplificadores de aislamiento se adaptan muy bien para el sensado y acondicionamiento de señales análogas DC y señales AC en frecuencias bajas.

En forma adicional al aislamiento, estos dispositivos pueden proporcionar amplificación lineal y una alta impedancia de entrada que evita cargar la fuente de señal.

Un amplificador de aislamiento presenta características idénticas a un amplificador de instrumentación, pero adicionalmente da una entrada completamente flotante y aislada de la salida.

Las características de un amplificador de aislamiento requieren de una descripción debido a sus propiedades de aislamiento entre la entrada y la salida. Hay tres características principales relacionadas con el aislamiento:

a) Impedancia de aislamiento.

Es usualmente especificada como la resistencia y capacidad a través de la barrera de aislamiento, pero algunas veces en lugar de estos valores, se dá la corriente parásita a un voltaje y frecuencia específica.

b) El I.M.R. (Isolation-Mode Rejection).

Refleja el cambio en el voltaje de salida como una función del voltaje aplicado a través de la barrera de aislamiento, usualmente se expresa en voltios por voltio o decibeles. El I.M.R. puede ser especificado en ganancia unitaria o en alguna ganancia mayor, típicamente el I.M.R. se incrementa con un aumento de la ganancia, pero disminuye cuando aumenta la frecuencia.

c) Voltaje de aislamiento.

Es el máximo voltaje que puede ser mantenido entre la entrada y la salida sin causar ruptura interna o excesivas pérdidas.

Los parámetros en modo común no deben ser confundidos con los parámetros en aislamiento, los primeros son medidos entre ambas entradas y el punto de referencia flotante o de guarda. En resumen los amplificadores de aislamiento han de ofrecer altos valores de CMV y CMR para su operación en medios altamente ruidosos (caso industrial) o en condiciones como las requeridas para el procesamiento de señales de bajo nivel provenientes de procesos biológicos y de transductores.

Características	Acoplamiento por transformador		Acoplamiento óptico
	Modulación A.M.	P.W.M.	L.I.M.
No linealidad, Max. (%)	0.03 - 0.25	0.005 - 0.025*	0.1 - 0.2*
Voltaje de aislamiento (KV)	hasta 7.5	hasta 5	hasta 5
IMR a 60 Hz & ganancia 1 (dB)	hasta 120	hasta 120	hasta 100
Respuesta en frecuencia (KHz)	hasta 2.5	hasta 2.5	10 - 30
EMI generada	baja (con apantallado)	baja (con apantallado)	ninguna
Susceptibilidad a altas frecuencias	alta	baja	muy baja
Tamaño (pulg. <sup>3</sup> )	5 - 10	6	menor a 0.5
Precio unitario por 100 unidades	desde \$ 49	desde \$ 90	desde \$ 26.**
* Medida para máxima excursión	* * sin fuente flotante de alimentación		

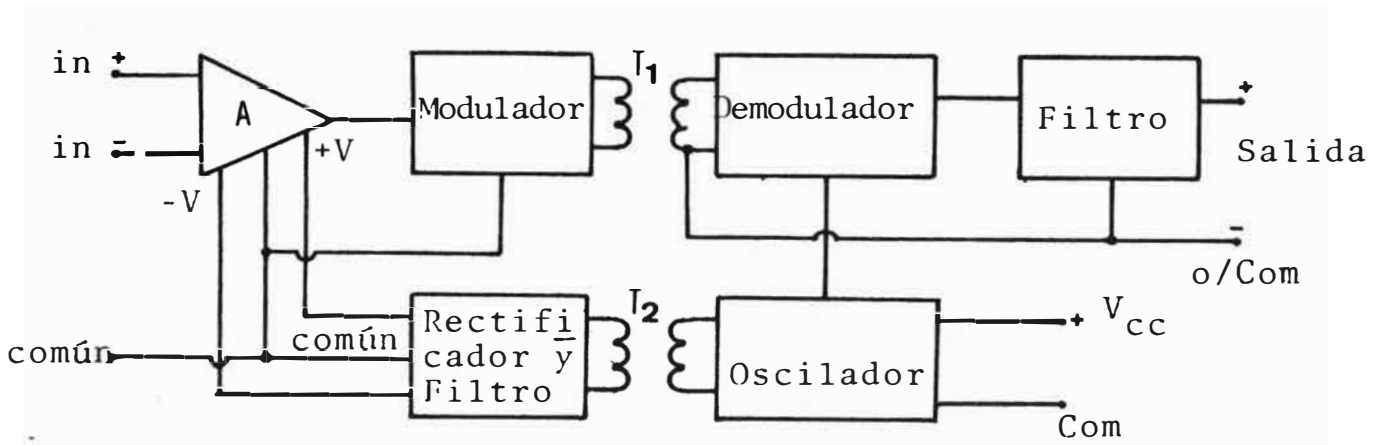
CUADRO N° 1

COMPARACION ENTRE AMPLIFICADORES DE AISLAMIENTO COMERCIALES

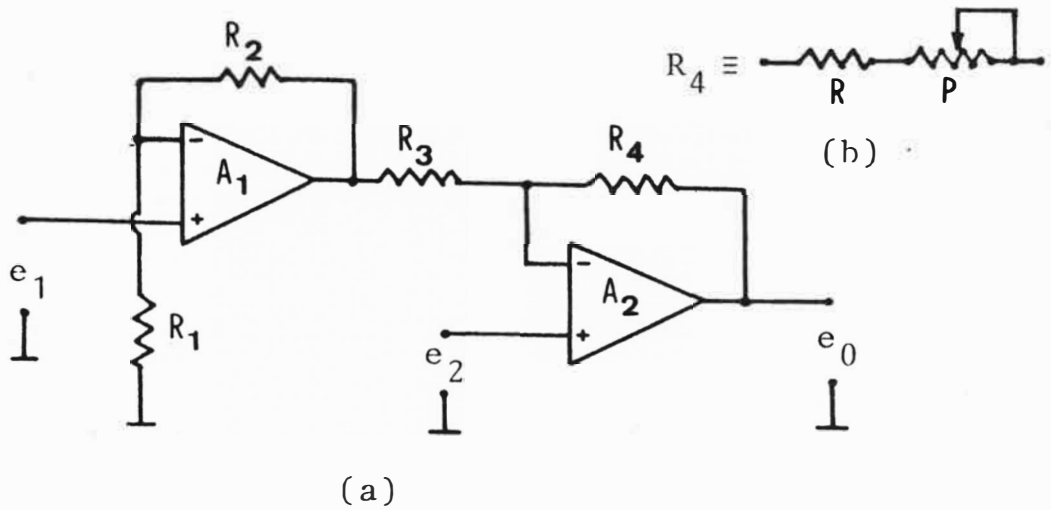
1.1. Etapas de un amplificador de aislamiento (6)

En todo amplificador de aislamiento existen tres etapas claramente definidas, en la figura N° 1 se muestra a nivel de bloques, la configuración de un amplificador de aislamiento del tipo de acoplamiento por transformador.

La etapa de entrada está constituida por una configuración de amplificadores operacionales de precisión, bajo consumo y capaces de mantener niveles de tensión en modo común altas,



Etapa de entrada                      Etapa de aislamiento                      Etapa de salida  
 Figura N° 1 - DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN AMPLIFICADOR DE AISLAMIENTO.



$$e_0 = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) (e_2 - e_1)$$

$$\text{Si: } R_1/R_2 = R_4/R_3 \dots 1)$$

Figura N° 2 - AMPLIFICADOR DIFERENCIAL DE GANANCIA FIJA

... comparadas estas tensiones con las de alimentación de la entrada. Elementos adicionales a la etapa de entrada lo constituyen aquellos para la protección de ésta, utilizados para limitar los valores de las corrientes diferenciales de falla y la presencia de efectos ya sea artificiales o naturales de medio ambiente en el cual se encuentra inmersa la señal de interés (ver anexo A).

La etapa de aislamiento está constituida por el modulador, demodulador, el oscilador y el rectificador (y filtro). Es esta etapa la que define las características particulares de los amplificadores de aislamiento. El modulador tiene la finalidad de llevar las señales de interés a una posición del espectro en frecuencia que permita su transmisión a través del transformador de acoplamiento de señal, el cual presenta características selectivas alrededor de la frecuencia de modulación, la técnica de modulación utilizada es la de doble banda lateral con portadora suprimida (DSBSC o simplemente modulación AM).

El oscilador tiene la función de generar una señal AC (onda cuadrada) a partir de una fuente DC, así como el generar las señales de comando para el modulador y demodulador los cuales han de encontrarse en sincronismo para una adecuada recuperación de la señal de interés.

La etapa de salida está constituida por un filtro, el cual permite recuperar a partir de la señal proveniente del demodulador, la señal amplificada por la etapa de entrada, este filtro en el caso del presente diseño está constituido por un filtro pasivo de 3 etapas.



### 1.1.1. Etapa de entrada. (6) (8)

Como ha podido verse en el diagrama de bloques de la figura 1, una etapa básica es la de entrada, a continuación se muestran algunos esquemas circuitales, con los cuales puede implementarse la misma, indicándose asimismo sus principales características.

#### 1.1.1.1. Etapa de ganancia fija

Este tipo de etapa (ver figura 2) es básica, pudiéndose se utilizar en aplicaciones sencillas.

Características:

- Desde que la entrada de señal se realiza por las entradas no inversoras de los opamps, los amplificadores deben de poseer buenas características de modo común (un alto  $Z_{CM}$ ).
- La impedancia de entrada será alta e igual a la impedancia de modo común de los opamps, debiendo tener ésta un valor mínimo de  $10 M\Omega$ .
- El circuito es útil para ganancias fijas, ya que la relación (1) ha de mantenerse, para así obtener un alto CMR.
- El ajuste del CMR puede realizarse con la variante mostrada para  $R_4$  en la figura 2.b.
- El valor máximo que puede tomar  $e_1$  está dado por :

$$V_{0(\text{máx})} \times K = V_{0(\text{Máx})} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

donde:  $V_{0(\text{máx})}$  es el valor que toma la salida de los amplificadores en saturación.

### 1.1.1.2. Etapa de ganancia variable (5) (9)

Este tipo de configuración (ver figura 3) resuelve muchas de las deficiencias del circuito previo, mostrándose como una de las etapas ideales para la amplificación de señales de bajo nivel.

Características:

- Los dos amplificadores de entrada constituyen un buffer diferencial con una ganancia igual a :

$$A_d = \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_G}\right)$$

Para la señales en modo diferencial y ganancia unitaria para las de modo común.

- El amplificador de salida actua como un convertidor de entrada diferencial a salida simple.
- El circuito presenta una alta impedancia de entrada en ambos terminales aproximadamente igual a  $Z_{CM}$  de los terminales.
- La ganancia puede ser variada facilmente con  $R_G$ .
- Tanto  $R_1$  como  $R_2$  pueden ser de bajo valor para minimizar los efectos de las corrientes de polarización, estos valores pequeños de  $R_1$  y  $R_2$  no afectan a la impedancia de entrada.
- La diferencia que pudiera existir entre los valores de  $R_1$  no afecta al CMR, creando solo un error en la ganancia.
- Las resistencias  $R_2$  deben ser en lo posible machadas para asegurar un alto CMR.
- Desde que el voltaje offset es proporcional a la diferencia de los voltajes offset de los dos amplificadores de entrada,

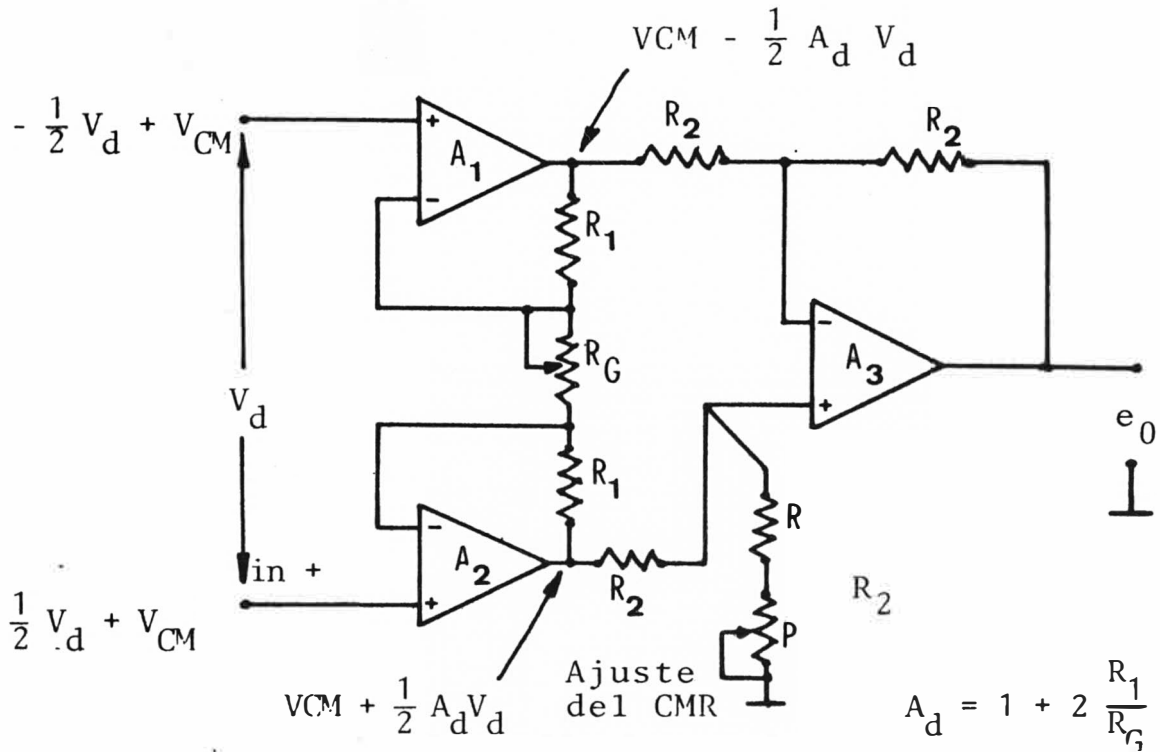


Figura N° 3 - AMPLIFICADOR DIFERENCIAL DE GANANCIA VARIABLE

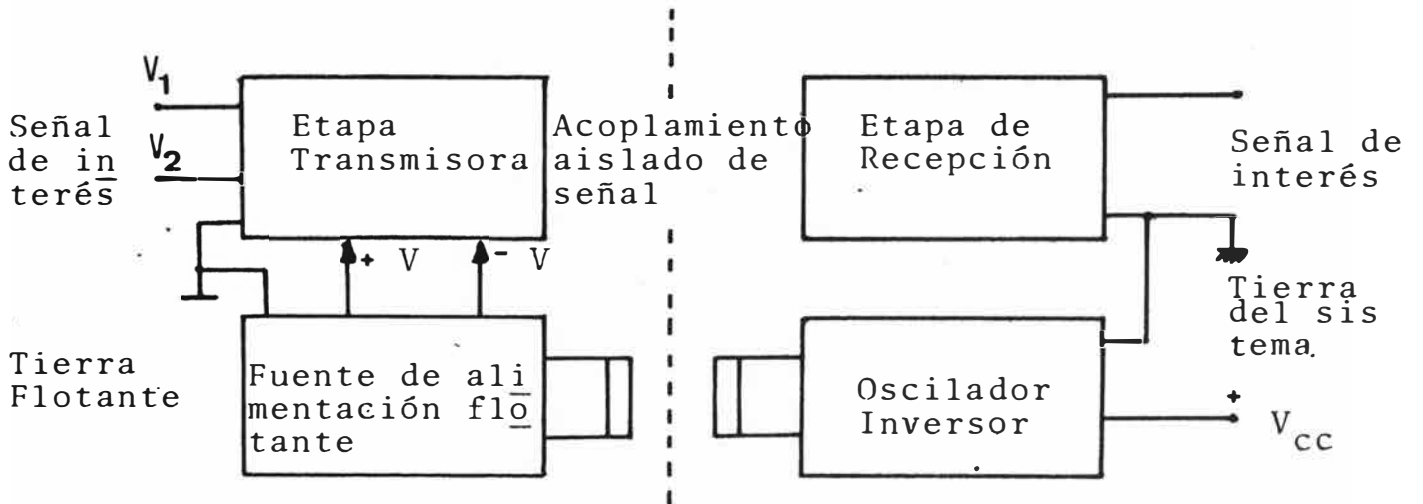


Figura N° 4 - DIAGRAMA DE BLOQUES GENERAL DE UN AMPLIFICADOR DE AISLAMIENTO

... es deseable el matching de éstos en temperatura (opamps en encapsulado-tipo dual).

- Es conveniente que  $A_1$  y  $A_2$  sean opamps con entradas a Fet, ya que éstos poseen pequeñas corrientes de polarización las cuales tienen influencia en lo que respecta a la resistencia de la fuente de señal, la cual genera offsets adicionales que aparecerán en la salida amplificados por el factor diferencial.

### 1.1.2. Etapa de Modulación (7)

Un esquema general a nivel de bloques puede ser definido para un amplificador de aislamiento, sin tener en cuenta el método utilizado para el acoplamiento de señal y se da en la figura 4.

Como ya se ha indicado (ver introducción, existen diversas formas o métodos de acoplamiento de señal, siendo las principales las de acoplamiento por transformador y la de acoplamiento óptico. En lo que respecta métodos de modulación para el caso de acoplamiento por transformador, la modulación más empleada es la modulación de amplitud y en lo que respecta al acoplamiento óptico se utiliza la modulación de intensidad luminosa.

#### 1.1.2.1. Modulación por pulsos (acoplamiento por transformador).

Esta técnica fué una de las primeras desarrolladas, siendo lanzados los primeros amplificadores comerciales por la firma Analog-Devices, el acoplamiento por transformador se adapta a dos técnicas de modulación, la modulación AM y la modulación del ancho de pulsos.

La modulación AM comprende la modulación en amplitud de un tren de pulsos, generando una señal de DSBSC la cual es transmitida a través de un transformador que presenta características similares a la de uno del tipo sintonizado con respuesta altamente selectiva dentro de un ancho de banda determinado. Para la etapa de modulación y demodulación existen diversas configuraciones circuitales para su implementación, destacando entre ellas, el modulador con puente de diodos y el modulador o chopper con Fet's.

El modulador con Fets es más sencillo y fácil de implementar.

#### 1.1.2.2. Modulación de Intensidad Luminosa.

Esta técnica se ha empezado a desarrollar tomando como base el alto grado de perfección técnica alcanzado en la fabricación de fotodiodos y fototransistores, así como de las técnicas desarrolladas para la eliminación de las alinealidades características en la transferencia de señal, a través de la técnica de modulación de la intensidad luminosa. A pesar de la alinealidad propia del acoplamiento óptico, éste presenta ciertas ventajas que lo hacen competitivo con el acoplamiento por transformador. El desarrollo actual de los amplificadores de acoplamiento óptico se ha visto impulsado por su aplicación en equipos de aeronavegación.

#### 1.1.3. Oscilador Maestro (10)

El oscilador principal es un circuito que puede ser implementado en forma discreta o mediante un circuito integrado (555) dependiendo del tipo de inversor utilizado.

En la figura 5 se muestran configuraciones diversas en inversores autoexcitados del tipo discreto.

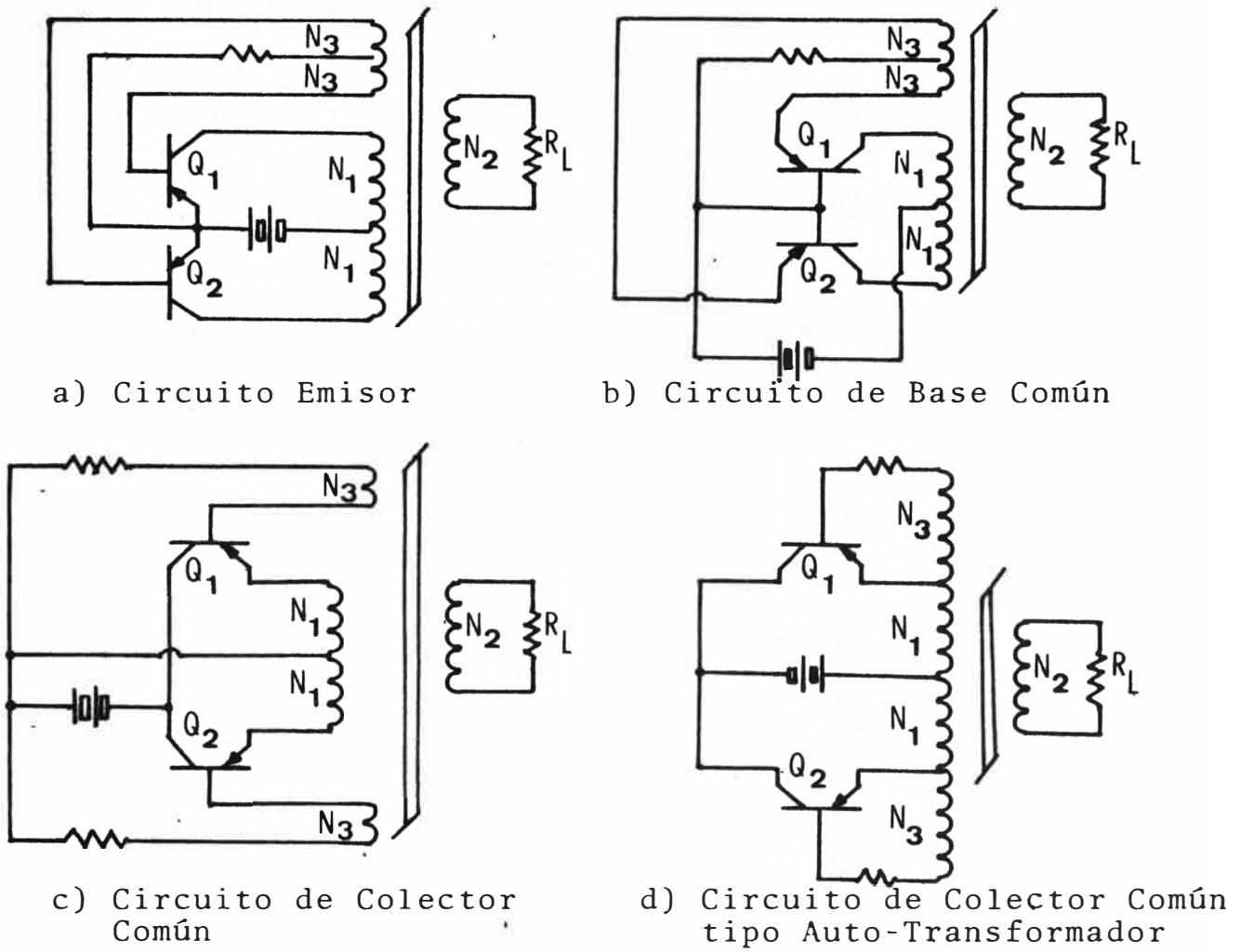


Figura N° 5 - OSCILADORES AUTOEXCITADOS

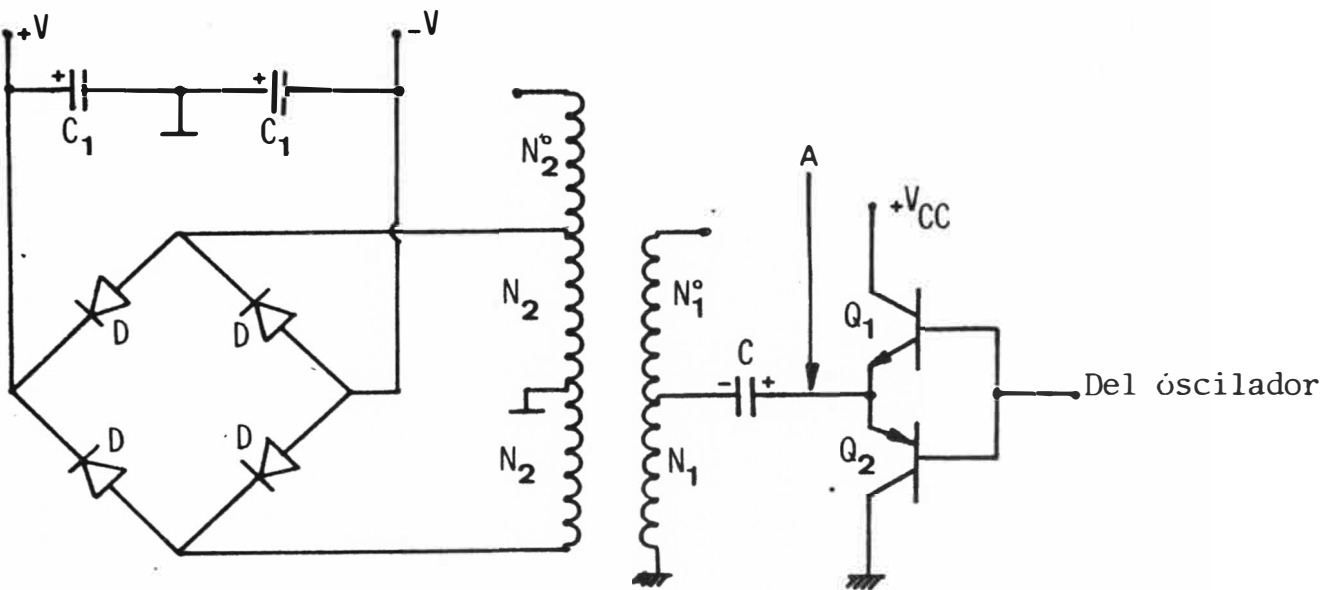


Figura N° 6 - FUENTE FLOTANTE DE BAJO NIVEL

En los circuitos mostrados la frecuencia está fijada por las características magnéticas del transformador y la relación de vueltas de los bobinados. Los circuitos mostrados presentan otras variantes y han de ser modificadas en el caso de emplear los en los amplificadores de acoplamiento por transformador, caso en el cual se ha de adicionar un bobinado más, tanto en el primario ( $N_1$ ) como en el secundario ( $N_2$ ), para la generación de las señales de sincronismo, para el modulador y demodulador.

El circuito mostrado en la figura 5a, es una configuración utilizada en la implementación de las fuentes de alimentación para los amplificadores de acoplamiento óptico.

El oscilador cumple diversas funciones, entre ellas: es un pequeño inversor que convierte la señal DC, que alimenta la etapa de salida en una señal de onda cuadrada (AC), la cual será nuevamente convertida en una señal DC en el secundario del transformador de alimentación que constituye parte del oscilador, asimismo actúa como generador de las señales de sincronismo necesarias en el amplificador de acoplamiento por transformador, en este mismo caso, la frecuencia del oscilador fija la frecuencia alrededor de la cual ha de estar sintonizado el transformador de acoplamiento de señal.

Existen asimismo osciladores con excitación independiente, en los cuales el inversor es comandado por un circuito Astable de arranque independiente, de las características magnéticas del núcleo del transformador del inversor.

El diseño de los circuitos mostrados en la figura 5 es des

... rrollado por algunos fabricantes mediante nomogramas (ver anexo B).

#### 1.1.4. Fuente de Alimentación de Bajo Nivel.

Como ha podido verse en el punto 3, existen dos posibles tipos de configuraciones para la implementación de la fuente de alimentación flotante, una que hace uso de los circuitos autoexcitados y otra en la cual se hace uso de un circuito de excitación externa.

La fuente de alimentación aislada viene a ser un pequeño convertidor DC-DC de bajo nivel (o low power), debido a que maneja niveles de potencia tan bajos como 50 mW.

En la fuente de alimentación flotante, las señales de sincronismo se generan en la etapa de inversión propiamente dicha. La etapa inversora de la fuente de alimentación la constituyen el totem formado por  $Q_1$  y  $Q_2$ , el oscilador y el condensador C. El conjunto formado por  $Q_1$  y  $Q_2$  actúa como un switch controlado por el oscilador externo. (Ver figura 6)

El condensador C tiene la función de simetrizar la forma de onda presente en A, formándose así una onda AC con valor medio igual a cero (simétrica alrededor del origen), la cual es transmitida por medio del transformador  $T_1$  en cuyo secundario es rectificadora y filtrada la señal AC, pero ahora sobre un nivel de referencia o cero distinto del que se tiene en el primario de  $T_1$ , obteniéndose en esta forma el aislamiento entre la etapa de procesamiento y toma de señal.

La frecuencia de funcionamiento de la etapa inversora ha ido aumentando (en los primeros amplificadores la frecuencia era de 50 KHz), conforme se ha ido avanzando en la tecnología de



... fabricación. El aumento de la frecuencia es deseable, ya que el filtro de la fuente flotante (tipo condensador o L, C.) disminuye en cuanto a su tamaño y volumen, lo que permite una mayor compactividad del amplificador.

Asimismo debido a la frecuencia de la señal AC de onda cuadrada, los elementos rectificadores que constituyen el puente de diodos han de poseer características excelentes, en cuanto al valor del tiempo de recuperación inversa ( $t_{rr}$ ) al voltaje directo que poseen ( $V_F$ ) y al valor de la corriente de fuga en conducción inversa (bloqueo), ya que un valor inadecuado de estos parámetros degrada el rizado (aumentándolo) presente en la salida, así como la regulación de la fuente.

(Consideraciones adicionales pueden verse en los anexos C y D)

#### 1.1.5. Etapa de Transferencia de señal (11)

Para el acoplamiento de señal las tecnologías de acoplamiento por transformador y acoplamiento óptico, dominan en la tecnología actual el diseño de transformadores de aislamiento.

Esto es debido a que los sistemas de acoplamiento por magnetoresistencias, dispositivos de efecto hall, acopladores térmicos y opto-resistencias presentan una degradación en sus características con el tiempo, asimismo poseen una alta alinealidad que puede ser corregida solo en parte por métodos muy complicados. En el caso de los elementos magnetoresistivos, éstos son susceptibles a interferencias externas, necesitando circuitos de protección adecuados.

Por todo ello es que estos métodos de acoplamiento se encuentran en un compás de espera a la mejora de las tecnologías actuales

... en cada una de sus ramas, esperándose que en algún momento lleguen a ser tecnologías opcionales a las dos ya anotadas.

#### 1.1.5.1. Acoplamiento por Transformador - Configuraciones

En los amplificadores de aislamiento de acoplamiento por transformador, se emplean dos técnicas de modulación: la modulación AM y la modulación PWM.

En los amplificadores de aislamiento que emplean la modulación AM se puede decir que existen dos generaciones, la primera y actualmente la más difundida, es aquella en la cual en la etapa de salida se hace uso de circuitos pasivos (filtros) y en lo que respecta a la amplificación adicional de señal, ésta es dejada a circuitos activos externos al amplificador de aislamiento en sí.

En la segunda generación de amplificadores de aislamiento, el circuito interno posee dos fuentes de alimentación flotante, permitiendo no solo el poder amplificar la señal (o bufferarla) proveniente del filtro de salida, sino el de poder contar asimismo con una referencia de señal en la salida, diferente de la referencia de la fuente de alimentación del amplificador, en este tipo de amplificadores, el modulador y demodulador son implementados mediante puentes de diodos.

En la figura 7a, se muestran las configuraciones de los amplificadores que emplean la modulación AM.

En cuanto a los amplificadores que emplean la técnica de modulación PWM, una configuración típica se muestra en la figura 7b.

La técnica PWM es utilizada para minimizar la captación de se

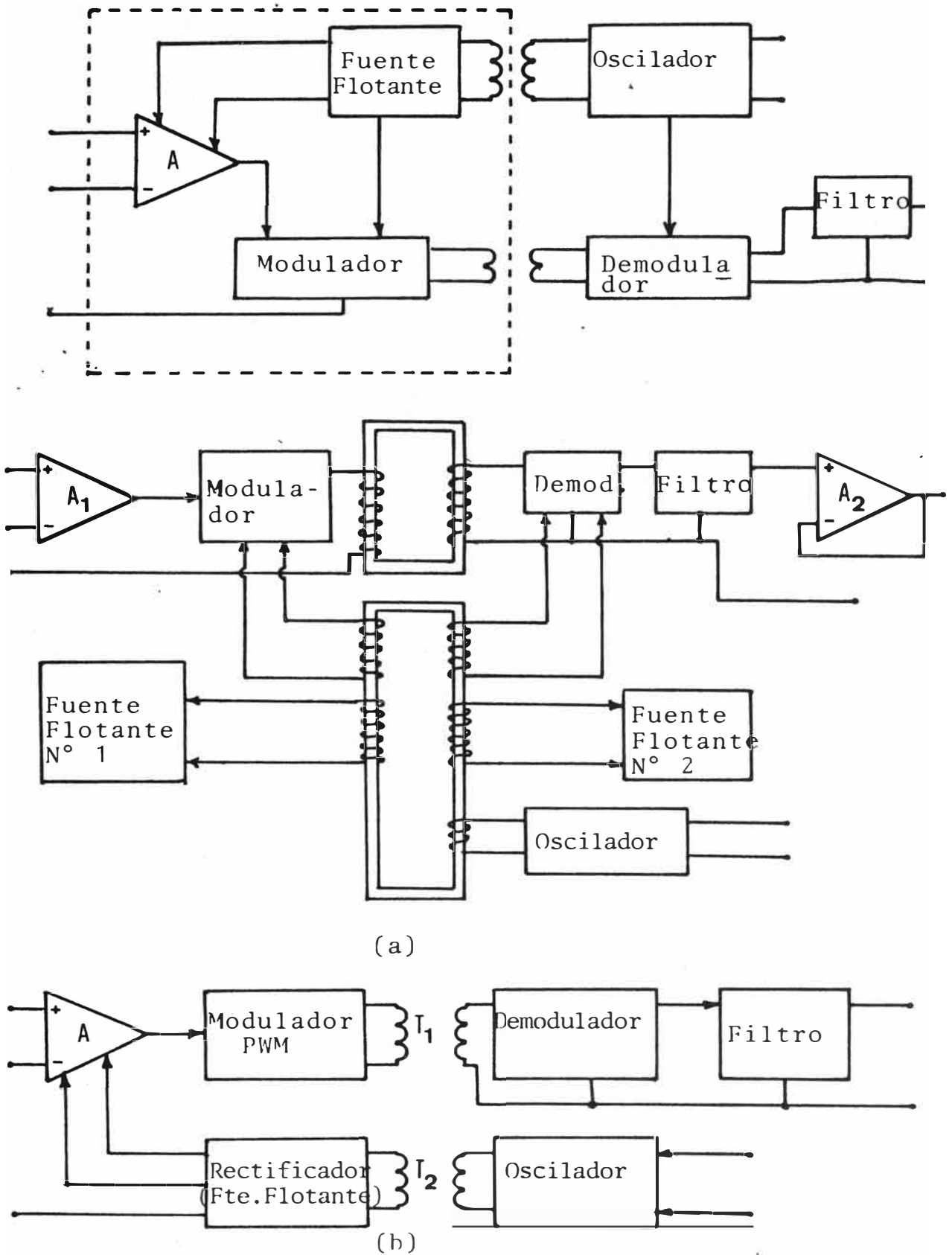


Figura N° 7 - CONFIGURACIONES DE AMPLIFICADORES DE AISLAMIENTO POR TRANSFORMADOR

... ñal o interferencia de otras unidades idénticas (otros amplificadores) dentro de un sistema. Esta técnica si bien tiene una no linealidad baja, es mayor en cuanto a costos, duplicando casi el valor de una unidad que emplea la modulación AM.

#### 1.1.5.2. Acoplamiento óptico - Configuraciones

En este punto se muestran algunos esquemas de amplificadores de aislamiento, todos ellos implementados con dispositivos comerciales disponibles en una diversidad de fabricantes.

##### 1.1.5.2.1. Configuraciones Led-Fotodetector-Transistor

(Gráfico en hoja aparte)

###### 1.1.5.2.1.1. Amplificador tipo Servo (12)

En este tipo de amplificador de aislamiento se fuerza a que la corriente de entrada de uno de los acopladores ópticos siga a la corriente de entrada del otro por medio de una acción servo (ver figura 8).

Con referencia a la relación (1) si asumimos que  $\eta_1 \approx \eta_2$  (par machado) en todo el rango de excursión o cambio de  $I_F$ , las no linealidades (propias de los acopladores ópticos) se cancelarán y la función de transferencia será lineal.

En base al esquema mostrado en la figura, uno de los acopladores cambia su ganancia en la misma cantidad en la que lo hace el otro, sobre la región de operación.  $A_2$  compara las salidas de cada uno de los acopladores y fuerza a  $I_{F2}$  a través de  $D_2$  a ser igual a  $I_{F1}$  a través de  $D_1$ . Las fuentes de corriente  $I_{CC1}$  e  $I_{CC2}$  polarizan  $D_1$  y  $D_2$  en un punto de opera

... ción tal que sus corrientes varíen en un cierto rango, dependiendo de la variación de  $V_{in}$ .  $R_1$  es escogida para ajustar este rango de variación.

Con  $V_{in} = 0$ ,  $R_2$  es ajustada para que  $e_o$  sea cero, luego poniendo  $V_{in}$  en algún valor,  $R_4$  es ajustada para una ganancia de 1.

$R_2$  se recomienda de 4,7 K y  $R_4$  de 3.9 K como mínimo, valores recomendados por los fabricantes (esto para limitar los valores de  $I_{C1}$  e  $I_{C2}$ ).

El cálculo de la función de transferencia del servo-amplificador es desarrollado en el anexo E1).

#### 1.1.5.2.1.2. Amplificador tipo diferencial (12)

Este tipo de amplificador funciona bajo el principio por el cual existe una región de operación, donde el incremento en la ganancia de un acoplador puede ser aproximadamente balanceada por una disminución en la ganancia del segundo acoplador. Aquí se considera que  $\eta_1 \approx \eta_2 \approx 2$ .

En esta técnica al igual que en la anterior se trata de linealizar la función de transferencia total.

En el amplificador diferencial, cambios en  $K_i$  con la temperatura cambiarán la ganancia, asimismo el offset será estable siempre que la relación de  $K_1$  a  $K_2$  permanezca constante.

Para el circuito de la figura 9 se da en el anexo E2, el desarrollo de su función de transferencia, así como de relaciones para el error de linealidad.

En el anexo E3 se muestran algunas configuraciones de fuentes de corrientes para la implementación práctica de  $I_{CC1}$ ,  $I_{CC2}$  e  $I_{CC}$ .

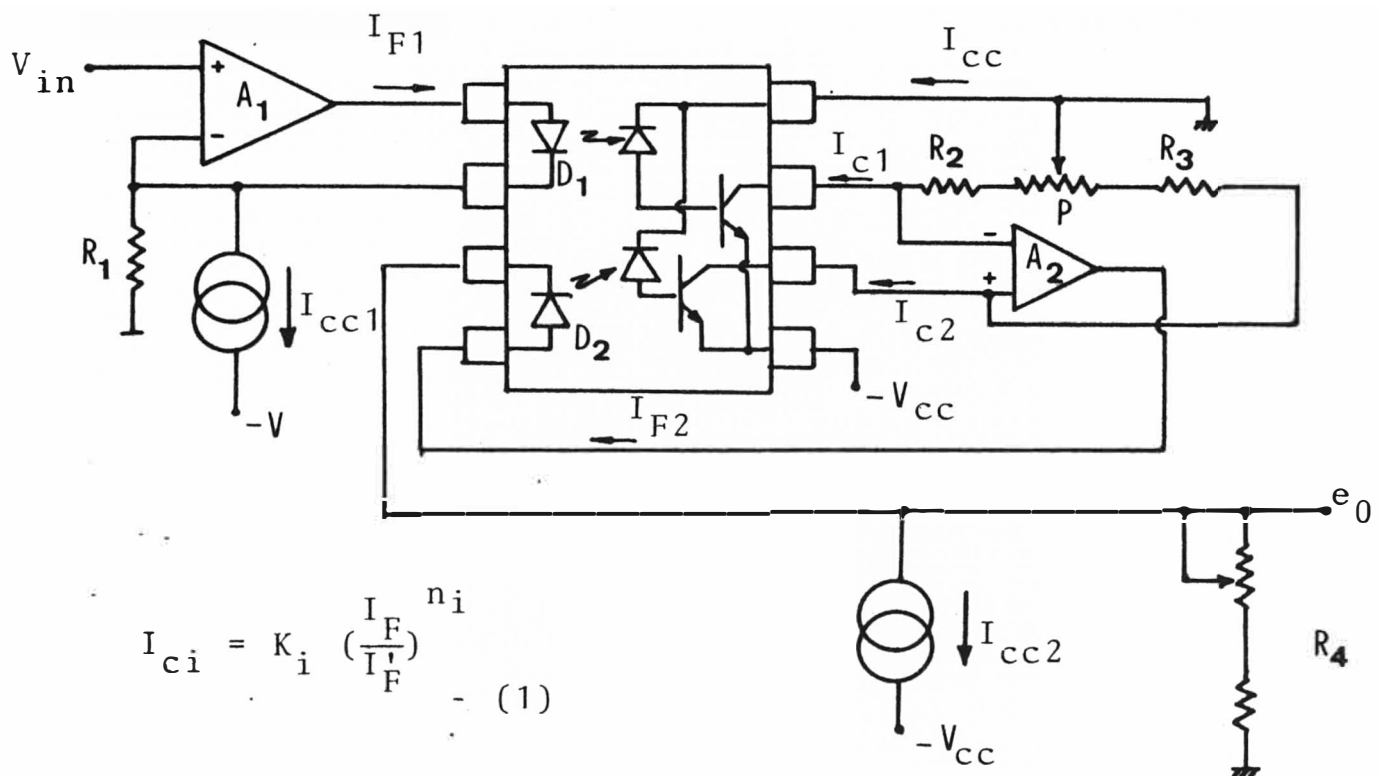


Figura N° 8 - AMPLIFICADOR TIPO SERVO

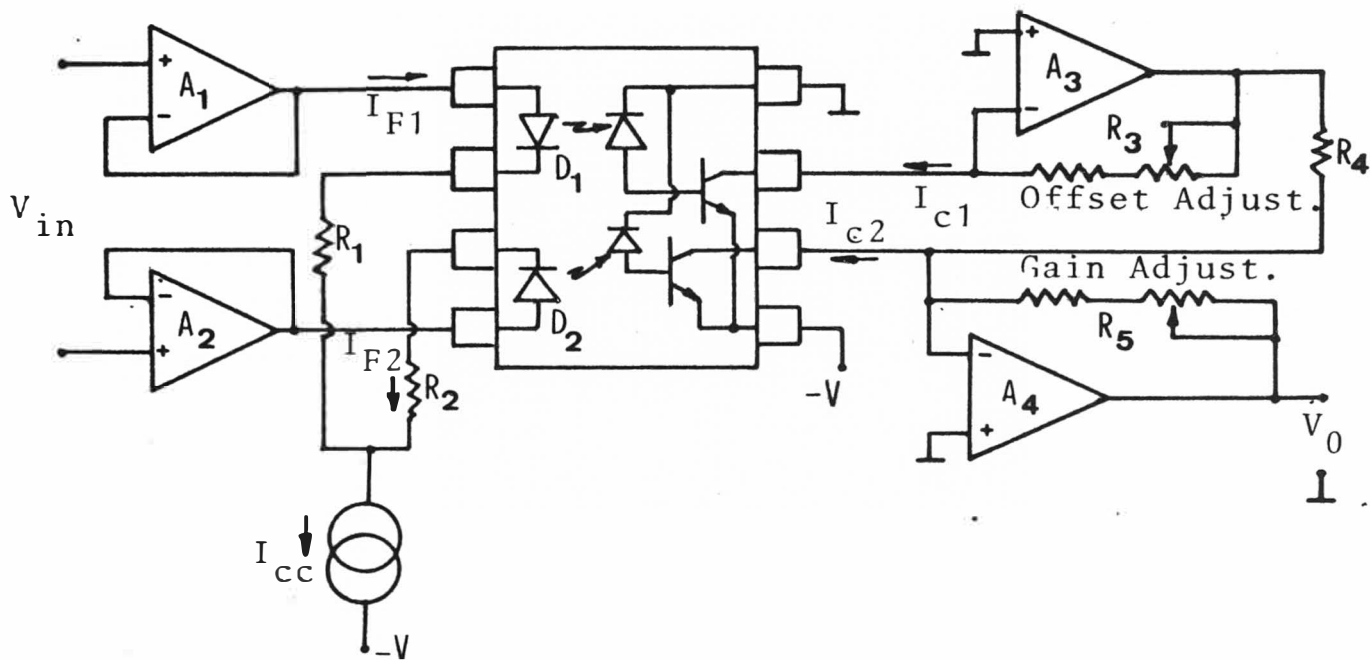


Figura N° 9 - AMPLIFICADOR TIPO DIFERENCIAL

1.1.5.2.2. Amplificadores de acoplamiento Led-Fotodetector  
Diodo (13) (14)

1.1.5.2.2.1. Acoplador diferencial con entrada flotante  
(Gráfico en hoja aparte)

En la figura 10 los diodos  $D_1$  y  $D_2$  conforman el par diferencial de fotodiodos, el diodo  $D_1$  cierra el lazo de realimentación alrededor de  $A_1$ .

El amplificador  $A_1$  excita el led hasta que  $I_1$  sea aproximadamente igual a  $I_{in}$ , la corriente  $I_1$ , es la corriente generada por  $D_1$ .

El amplificador  $A_2$  funciona como un convertidor corriente-voltaje, la que es suministrada por  $D_2$  debido a que ambos fotodiodos son machados y detectan la misma corriente (de fotones) del LED de salida común a ambos, tendremos que  $I_1$  será aproximadamente igual a  $I_2$ , lo que nos permite expresar la función de transferencia total como:

$$V_0 = I_2 R_K = I_{in} R_K = \left(\frac{V_{in}}{R_G}\right) R_K$$

La combinación de  $R_1$   $C_1$  actúa como una red de compensación en fase para el circuito de entrada en lazo cerrado, generando -6 dB/octava, el valor de esta red ha de ser hallado en forma experimental.

El circuito de la figura 10 solo permite la amplificación de señales positivas, debido a la dirección unipolar de la corriente luminosa del fotodiodo.

En el caso de señales de entrada bipolares se ha de implementar un segundo juego de led y fotodiodos.

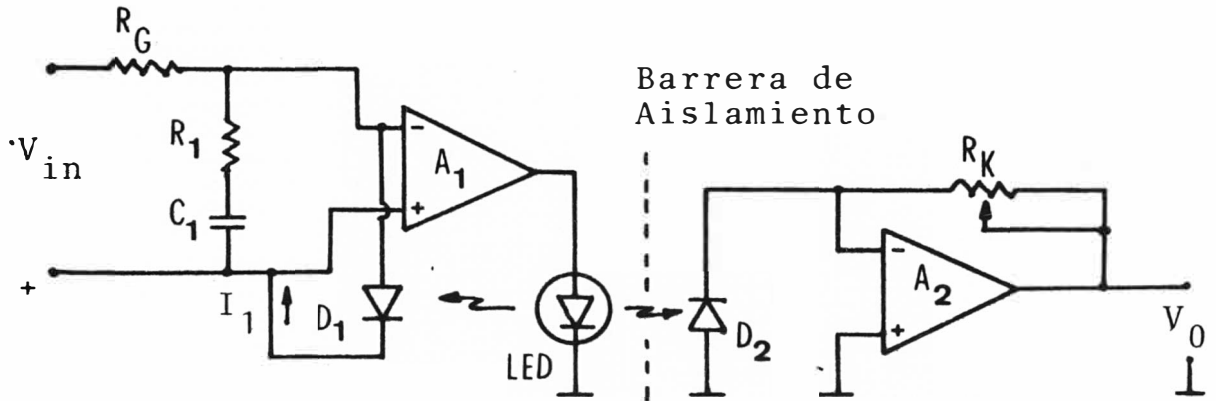


Figura N° 10 - ACOPLADOR DIFERENCIAL

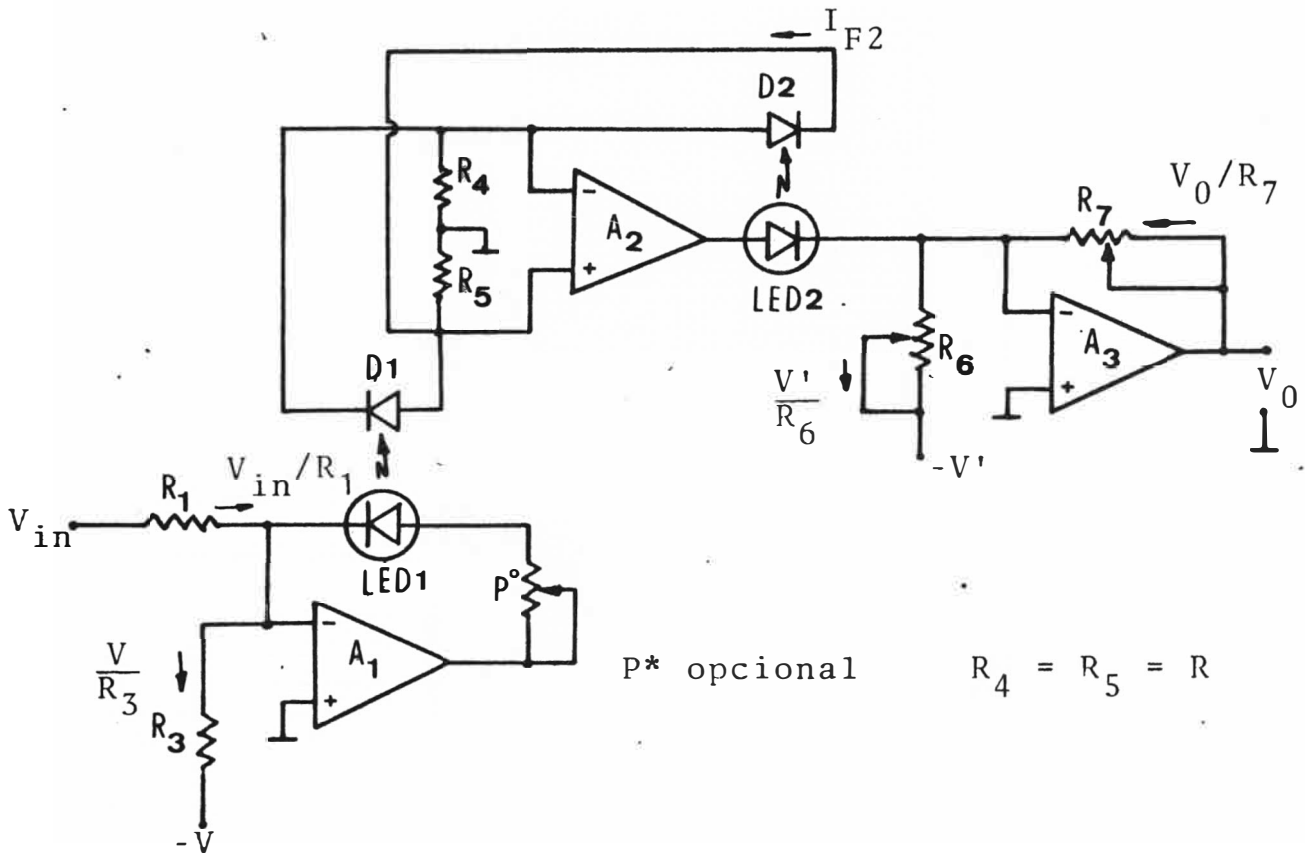


Figura N° 11 - AMPLIFICADOR DE BAJA IMPEDANCIA DE ENTRADA



#### 1.1.5.2.2.2. Amplificador de baja impedancia de entrada

Con referencia al circuito de la figura 11,  $A_1$  permite que se polarice el led 1 en un punto de operación tal que permita la operación con señales bipolares, es así como la corriente a través del led 1 es :

$$\frac{V}{R_3} - \frac{V_{in}}{R_1}$$

Esta corriente genera una corriente en el primer fotodetector  $I_{F1}$ , la cual es comparada por  $A_2$  el que fuerza la corriente a través del led 2 a alcanzar un valor tal que  $I_{F2} \approx I_{F1}$  en el balance. En este punto debido al matching entre los dos pares de led-fotodetector (encapsulados en un mismo chip), ya que ambos leds están polarizados en puntos de operación iguales ( $I_{Led1Q} = I_{Led2Q}$ ), tendremos:

$$\frac{V_0}{R_7} + \frac{V}{R_3} - \frac{V_{in}}{R_1} = \frac{V'}{R_6} \quad \text{ó}$$

$$\frac{V_0}{R_7} = \frac{V_{in}}{R_1} + \frac{V'}{R_6} - \frac{V}{R_3}$$

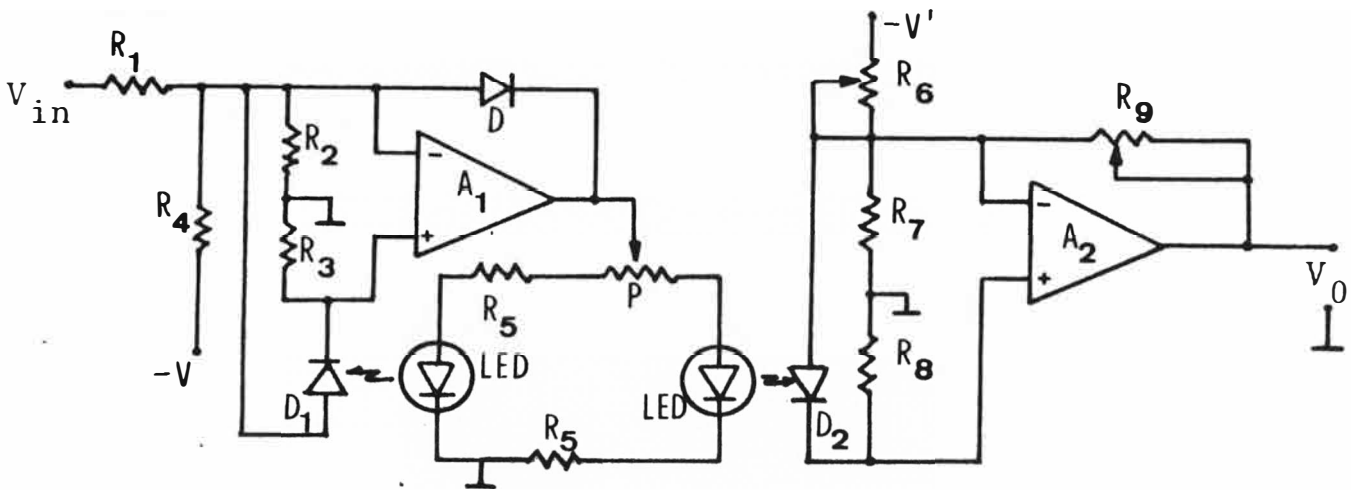
Mediante el ajuste de  $R_6$  podemos lograr que:  $\frac{V'}{R_6} = \frac{V}{R_3}$  ; así:

$$V_0 = V_{in} \left( \frac{R_7}{R_1} \right)$$

#### 1.1.5.2.2.3. Amplificador de alta impedancia de entrada

En este circuito al igual que en el anterior,  $A_1$  fuerza a que  $I_{F1}$  sea aproximadamente igual a  $I_{F2}$ , donde:

$$I_{F1} = \frac{V}{R_4} - \frac{V_{in}}{R_1}$$



$$R_2 = R_3 = R$$

$$R_7 = R_8 \approx R$$

Figura N° 12 - AMPLIFICADOR DE ALTA IMPEDANCIA DE ENTRADA

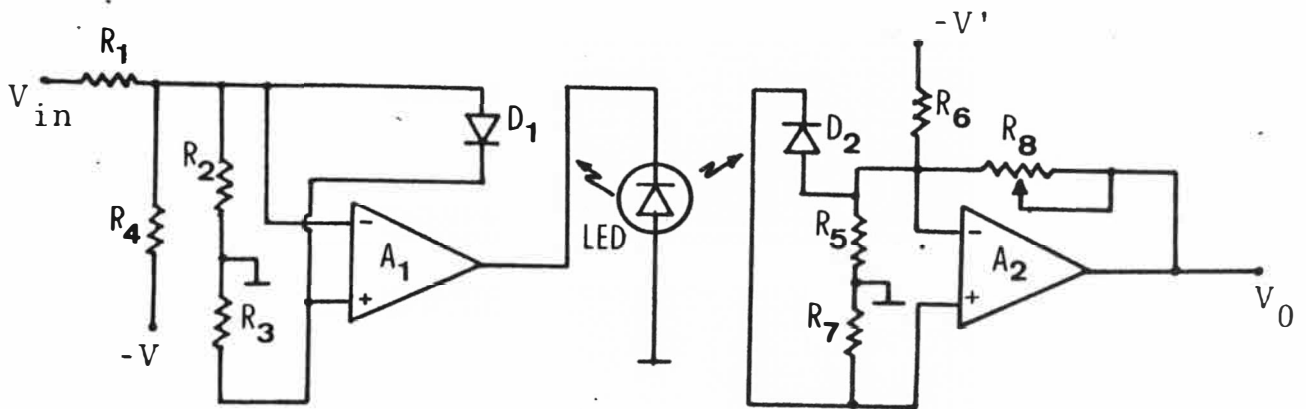


Figura N° 13 - AMPLIFICADOR DE ALTA IMPEDANCIA CON SOLO UN LED

Es así que para el circuito de salida tendremos:

$$\frac{V'}{R_6} - \frac{V_0}{R_9} = \frac{V}{R_4} - \frac{V_{in}}{R_1}$$

Una vez realizado el ajuste tal que :

$$\frac{V'}{R_6} = \frac{V}{R_4} \rightarrow V_0 = V_{in} \left( \frac{R_9}{R_1} \right)$$

el potenciómetro P permite regular el offset.  $R_9$  y  $R_1$  controlan la ganancia (ver figura 12).

#### 1.1.5.2.2.4. Amplificador de alta impedancia de entrada de un solo led

Este circuito (ver figura 13) se diferencia del anterior en que el acoplador está constituido por solo un led y dos fotodetectores.

Su funcionamiento es idéntico al de los circuitos anteriores, cumpliéndose igualmente que si :

$$\frac{V'}{R_6} = \frac{V}{R_4} \rightarrow V_0 = V_{in} \left( \frac{R_8}{R_1} \right)$$

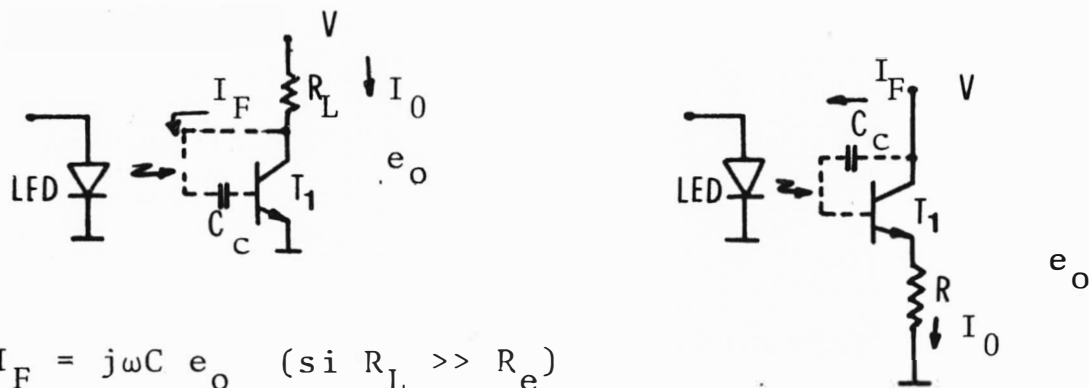
#### 1.1.5.2.3. Configuraciones de aislamiento mediante led-fototransistor (15) (16)

##### 1.1.5.2.3.1. Configuración básica.

(Gráfico en hoja aparte)

La configuración básica (figura 14) presenta serios inconvenientes, por ejemplo:

- Baja respuesta en frecuencia.
- Máxima realimentación AC hacia la base
- Posibilidad de acoplamiento de señales positivas



$$I_F = j\omega C e_o \quad (\text{si } R_L \gg R_e)$$

Dinámica de emisor

Figura N° 14 - CONFIGURACION BASICA LED-FOTOTRANSISTOR

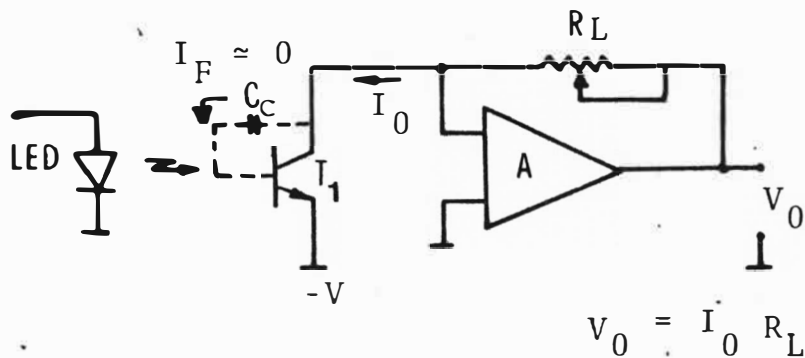


Figura N° 15 - CONFIGURACION BASICA MEJORADA

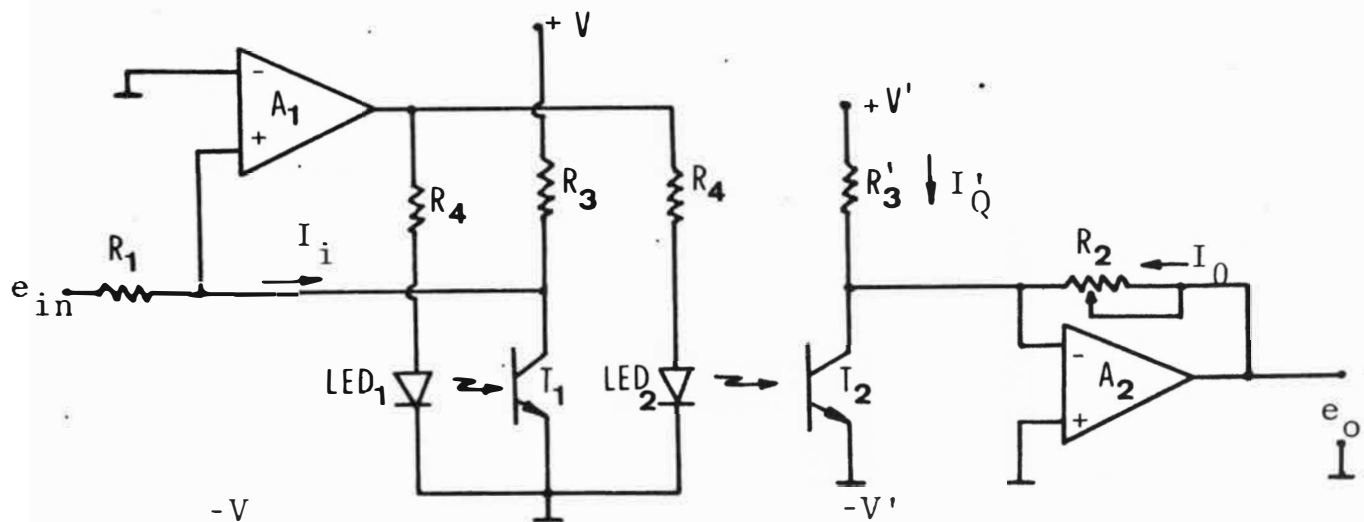


Figura N° 16a) - CONFIGURACION LED-FOTOTRANSISTOR PARALELO

Alinealidad excesiva

- Variación de la ganancia con la temperatura.

#### 1.1.5.2.3.2. Configuración básica mejorada

(Gráfico en hoja aparte)

Con este circuito (ver figura 15) se logra:

- Eliminar la realimentación de base y aumentar la frecuencia de operación, pero aún posee limitaciones, como:

Permite la amplificación de señales solo positivas

- Existencia de una alta distorsión debido a la no linealidad del acoplamiento.
- Variación de la ganancia con la temperatura.

#### 1.1.5.2.3.3. Configuraciones prácticas

Las limitaciones y alinealidades de los circuitos anteriores, puede ser superado por los circuitos dados a continuación, figura 16a) y b).

Estos circuitos permiten el manejo de señales bipolares a la vez que elimina las alinealidades y las variaciones térmicas del acoplamiento de realimentación (Led-Fototransistor).

En cuanto al circuito de la figura 16a las ligeras diferencias en cuanto al matching, pueden ser corregidas mediante pequeños ajustes por medio de  $R_4$ .

En el amplificador de la figura 16a, el amplificador  $A_1$  forzará la corriente a través de los leds a ser iguales y a un nivel en el cual :

$$I_i + I_Q = I'_Q + I_0 \quad \text{--- (1)}$$

$$\text{dado que: } I_i = \frac{e_{in}}{R_1} ; \quad I_Q = \frac{+V}{R_3} ; \quad I'_Q = \frac{+V}{R'_3} \quad \text{e} \quad I_0 = \frac{e_o}{R_2}$$

-(2)                      -(3)                      -(4)                      -(5)

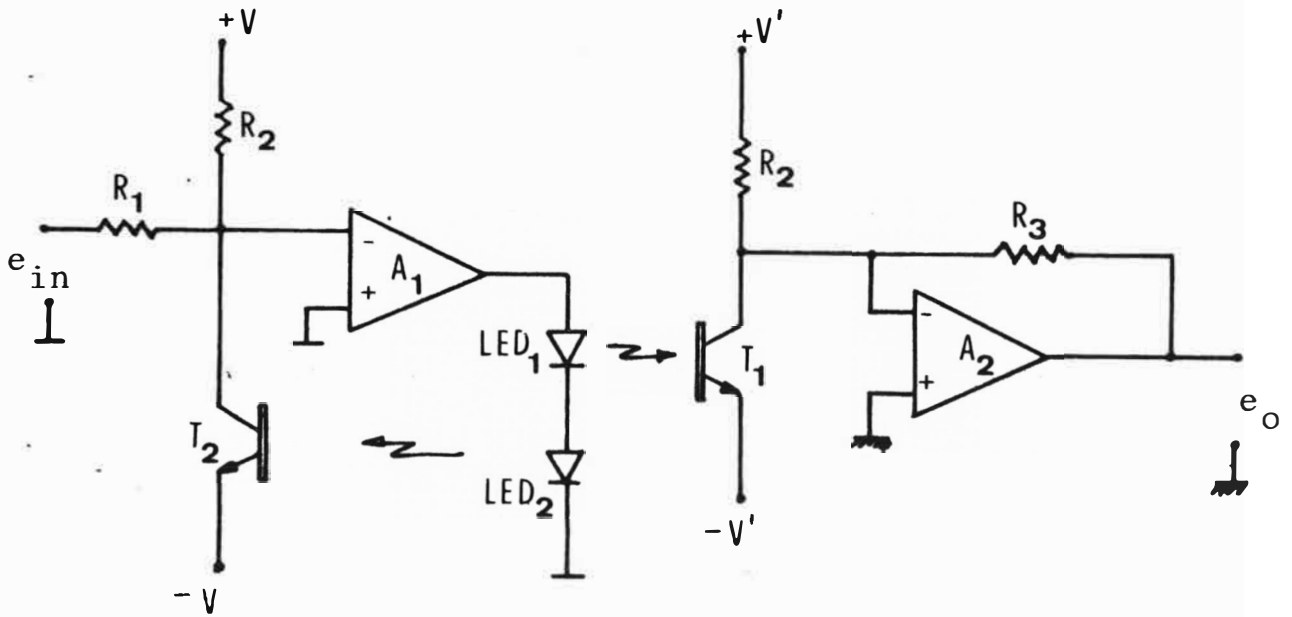


Figura N° 16b) - CONFIGURACION LED-FOTOTRANSISTOR SERIE

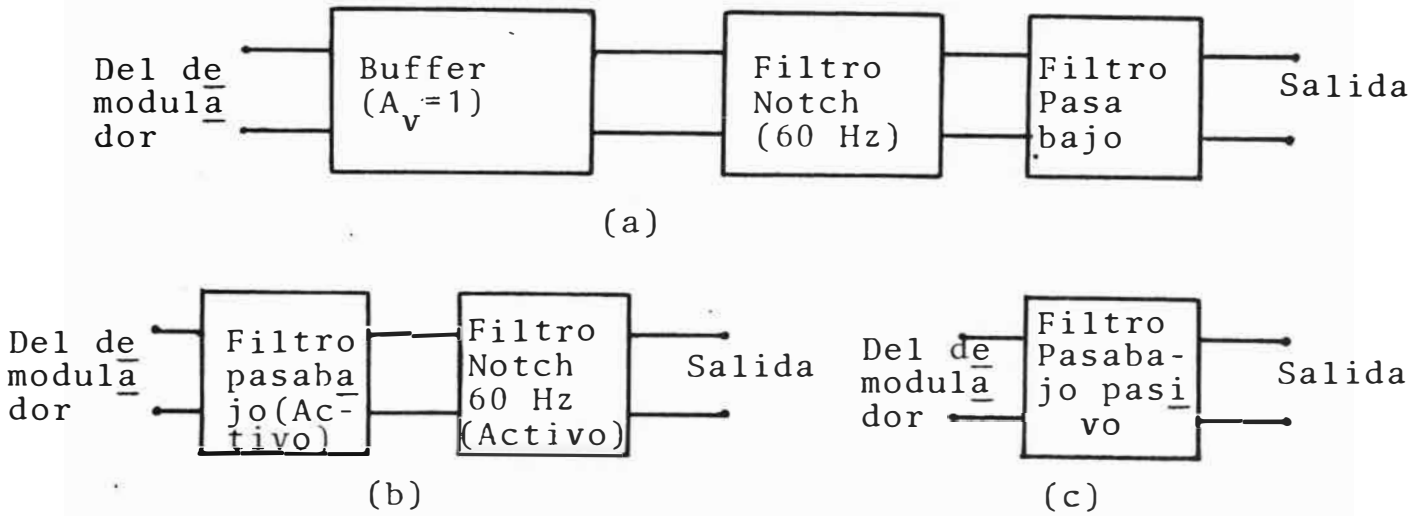


Figura N° 17 - CONFIGURACIONES POSIBLES DE LA ETAPA DE SALIDA

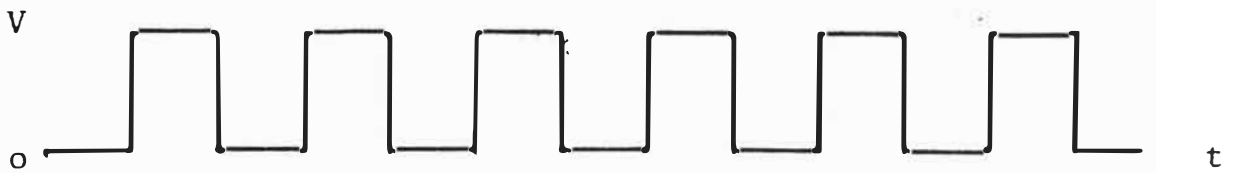


Figura N° 18 - FORMA DE ONDA DE LA SEÑAL CONMUTADORA

con (2), (3), (4) y (5) en (1):

$$\frac{+V'}{R_3} + \frac{e_o}{R_2} = \frac{+V}{R_3} + \frac{e_{in}}{R_1}$$

si se logra el ajuste tal que:

$$\frac{+V'}{R_3} = \frac{+V}{R_3} \rightarrow e_o = \left(\frac{R_2}{R_1}\right) e_{in}$$

Para el amplificador de la figura 16b, tendremos igualmente

$$\frac{+V}{R_2} = \frac{+V'}{R_2} \rightarrow e_o = \left(\frac{R_3}{R_1}\right) e_{in}$$

#### 1.1.6. Etapa de Salida

Esta etapa comprende la demodulación y filtrado de la señal para su recuperación.

La etapa de salida puede presentar las siguientes configuraciones: (gráficos en hoja aparte).

- a) Configuración mixta o bufferada
- b) Configuración activa
- c) Configuración pasiva

De estos tres esquemas podemos decir que el a) es uno de los más utilizados para la implementación de circuitos comerciales, así como el b); respecto a la c) diremos que es uno de los esquemas más sencillos y económicos de implementar, utilizándose le mucho en la implementación de amplificadores discretos.

##### 1.1.6.1. Demodulación (17) (18)

Para poder tratar sobre la demodulación es preciso indicar que el método empleado para la modulación, es del tipo AM, haciéndose uso de un modulador tipo Cowan, el cual presenta una señal conmutadora (portadora), de control del circuito

... de chopper, el cual como ya se indicó puede ser implementado con Fet's o con un puente de diodos.

En cualquiera de los casos la señal conmutadora viene dada por:

$$V_{\text{con}} = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left\{ \text{sen } \omega_c t + \frac{1}{3} \text{sen } 3\omega_c t + \dots \right\} \quad (1)$$

y presentando la forma mostrada en la figura 18.

Podemos hacer un análisis primario considerando a la señal de entrada al modulador compuesta de un solo tono, representado por  $V_m \text{sen } \omega_m t$ . Así la señal que obtenemos a la salida del chopper vendrá dada por :

$$V_{\text{OM}} = \frac{V_m}{2} \text{sen } \omega_m t + \frac{V_m}{\pi} \left\{ \cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_m)t + \dots \right\}$$

Debido a las características selectivas de los transformadores de acoplamiento de señal alrededor de  $\omega_c$ , la señal representada por  $\text{sen } \omega_m t$  será fuertemente atenuada, teniéndose así en el secundario del transformador de acoplamiento de señal, una onda compuesta por :

$$V_{\text{OT}} = \frac{V_m}{\pi} \left\{ \cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_m)t \dots \right\}$$

Es así que para poder recuperar la señal de interés a partir de la señal presente en el secundario, se hace necesario realizar una demodulación sincrona con una portadora o señal conmutadora de la misma fase que la usada en la modulación, por lo que la etapa de demodulación se implementa con un circuito idéntico al utilizado para la modulación.

Así con  $V_{\text{OT}}$  conmutada por la señal dada en (1) tendríamos a la salida del demodulador:



$$\begin{aligned}
 V_i &= \frac{V_m}{\pi} \{ \cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c - \omega_m)t + \dots \} \\
 &\quad \left\{ \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} |\sin \omega_c t + \dots| \right\} = \frac{V_m}{2\pi} \{ \cos(\omega_c - \omega_m)t - \\
 &\cos(\omega_c + \omega_m)t \} + \frac{V_m}{\pi} \left\{ \frac{1}{2} \{ \sin(\omega_c - \omega_m + \omega_c)t - \sin(-\omega_m)t - \sin(\omega_c + \omega_m + \omega_c)t \right. \\
 &\quad \left. + \sin(\omega_c + \omega_m - \omega_c)t + \dots \right\} \\
 V_0 &= \frac{V_m}{\pi} \left\{ 2 \sin \omega_m t + \sin(2\omega_c - \omega_m)t - \sin(2\omega_c + \omega_m)t + \dots \right\} + \frac{V_m}{2\pi} \\
 &\quad \{ \cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_m)t \} \quad - (2)
 \end{aligned}$$

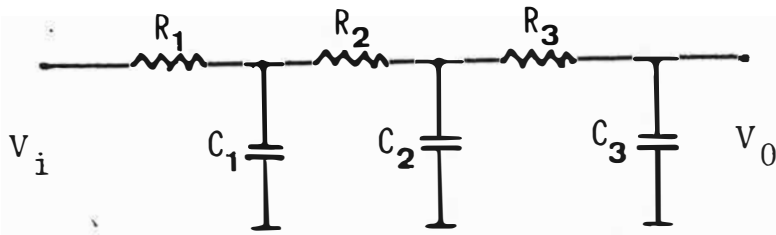
De la relación (2) podemos notar que la señal de interés representada por  $\sin \omega_m t$  puede ser recuperada mediante el paso de  $V_i$  por un filtro pasabajo con frecuencia de corte de 3 dB igual a  $\omega_m$  ubicado a la salida del demodulador.

#### 1.1.6.2. Filtro de salida

Como ya se indicó el filtro de salida tiene la finalidad de permitir la recuperación de la señal de interés, el filtro que se analiza a continuación es del tipo pasivo de tres etapas en cascada.

La función de transferencia del filtro mostrado en la figura 19 viene dada por :

$$\begin{aligned}
 \frac{V_0}{V_i} &= \frac{1}{B(s^3 + Bs^2 + E_s + F)} \quad \delta \\
 \frac{V_0}{V_i} &= \frac{1/B}{\left(s + \frac{1}{T_a}\right) \left(s + \frac{1}{T_b}\right) \left(s + \frac{1}{T_c}\right)}
 \end{aligned}$$



Con  $R_1 = R_2 = R_3$  y  $C_1 = C_2 = C_3$

$$\begin{aligned} \frac{V_0}{V_i} &= \frac{A_0}{S(S^2 + 2\rho\omega_n S + \omega_n^2)} \\ &= \frac{1/R^3 C^3}{S(S^2 + S \cdot \frac{1}{CR} + \frac{1}{C^2 R^2})} \end{aligned}$$

Figura N° 19 - FILTRO PASIVO PASABAJO DE TRES ETAPAS

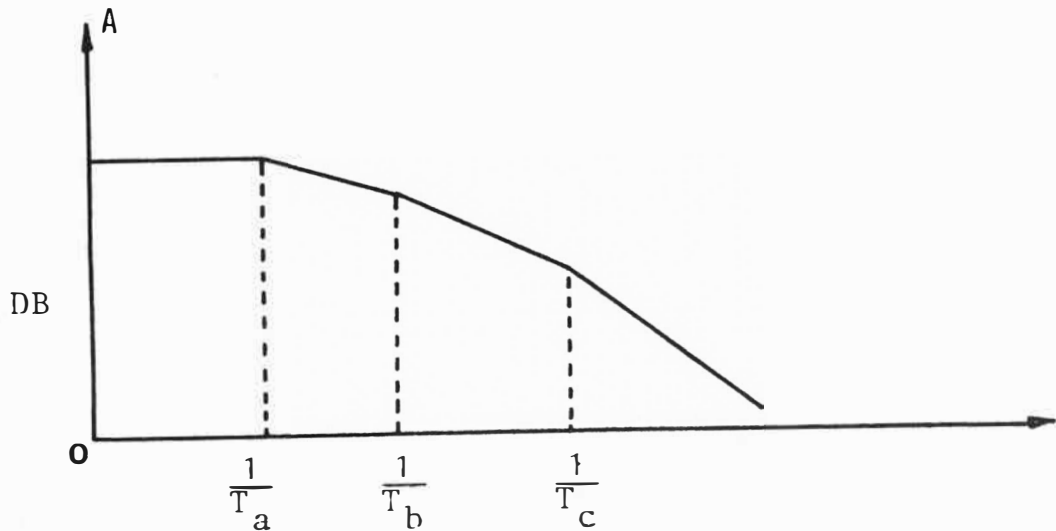


Figura N° 20 - RESPUESTA EN AMPLITUD (APROXIMADA) DE FILTRO de la figura 19.

Donde:

$$B = R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3$$

$$D = \frac{R_1 R_2 C_1 C_2 + R_1 R_2 C_1 C_3 + R_1 R_3 C_1 C_3 + R_2 R_3 C_2 C_3 + R_1 R_3 C_2 C_3}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3}$$

$$E = \frac{R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2 + R_1 C_3 + R_2 C_3 + R_3 C_3}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3}$$

$$F = \frac{1}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3}$$

La deducción de la función de transferencia se da en el anexo F1). Si :

$$R_1 = R_2 = R_3 \quad \text{y} \quad C_1 = C_2 = C_3 = C$$

La función de transferencia en el dominio de la frecuencia vendría dada por :

$$H(j\omega) = \frac{1}{(1 - 5\omega^2 R^2 C^2) + j(6\omega RC - \omega^3 R^3 C^3)}$$

si llamamos a  $\frac{1}{RC} = \omega_0$  el punto de 3 dB (por debajo de la ganancia a  $\omega = 0$ ) estará ubicada aproximadamente en :  $\approx \frac{\omega_0}{3.08}$

La forma aproximada de la función de transferencia como una función de  $\omega$  se presenta en la figura 20.

No solo se puede hacer uso de filtros pasivos para la recuperación de la señal de interés de la salida del demodulador, en el anexo F2) se dan las pautas y algunas tablas para el diseño de filtros activos del tipo Sallen-Key.

## 1.2. Aplicaciones del Amplificador de Aislamiento (19)(20)(21)

La elección de un amplificador de aislamiento como el dispositivo más adecuado para el condicionamiento de una señal, viene fijada por los requerimientos o condiciones presentes en una determinada aplicación. El uso de los amplificadores de aislamiento se hará :

1. Cuando se requiera de aislamiento ohmico entre la fuente de señal y la salida, especialmente cuando este aislamiento sea mayor de 10 Megaohmios.
2. Cuando se requiera un excelente rechazo al ruido en modo común, así como a voltajes en modo común.
3. Cuando sea necesario procesar señales en la presencia de altos voltajes en modo común o en la eventualidad de la presencia de los mismos ( $CMV \gg 10$ ).

Podemos categorizar la amplia gama de aplicaciones de los amplificadores de aislamiento en los cuatro siguientes tipos:

- a) La amplificación y medida de señales de bajo nivel en la presencia de voltajes en modo común altos.
- b) La eliminación de una conexión a la tierra de fuente, esto cuando la señal de entrada es flotante y en donde la conexión a el punto de tierra del circuito de señal no se usa, utilizándose en estos casos los amplificadores de 2 hilos ( $V_{in}(+)$  ó  $V_{in}(-)$  unido a la tierra flotante del amplificador).
- c) En la función de interface entre el equipo de monitoreo de pacientes y los dispositivos transductores, los que pueden estar en contacto físico con los pacientes, en tales aplicaciones se requiere el aislamiento de altos voltajes y corrientes de pérdidas muy bajas.
- d) En la función de protección de equipos e instrumentos electrónicos, grandes voltajes de modo común ocasionales, causan fallas peligrosas en electrónica.

Los niveles bajos de corriente, de pérdidas y su capacidad

... de aislamiento de altos voltajes de los amplificadores de aislamiento, ayuda en la protección de instrumentos de medida contra daños causados por tales fallas.

Asimismo hay que tener presente que los requerimientos en las características de funcionamiento de los amplificadores de aislamiento varían en forma significativa, dependiendo del tipo de aplicación.

En las aplicaciones en donde el ancho de banda y la velocidad de respuesta sean más importantes que la exactitud de la ganancia y la linealidad, se utilizarán los amplificadores de acoplamiento óptico.

En aquellas aplicaciones en donde la exactitud en la ganancia y la linealidad son parámetros importantes se preferirán los amplificadores de acoplamiento por transformador.

#### 1.2.1. Aplicaciones en Control Industrial e Instrumentación.

##### 1.2.1.1. Sistema de adquisición de datos flotante (o aislado).

Los datos para sistemas de control de procesos computarizados, deben obtenerse frecuentemente de una gran variedad de transductores flotantes (toma de señal flotante), localizados en puntos alejados.

En la figura 21 se muestra un sistema de adquisición de datos con tres transductores típicos de toma de señal flotante.

En sistemas de adquisición de datos donde una serie de transductores son alimentados por una fuente única y la magnitud de ésta es lo suficientemente baja para que un multiplexor maneje los voltajes de todos los transductores, se puede configurar un sistema en el cual el mux va delante del amplifica

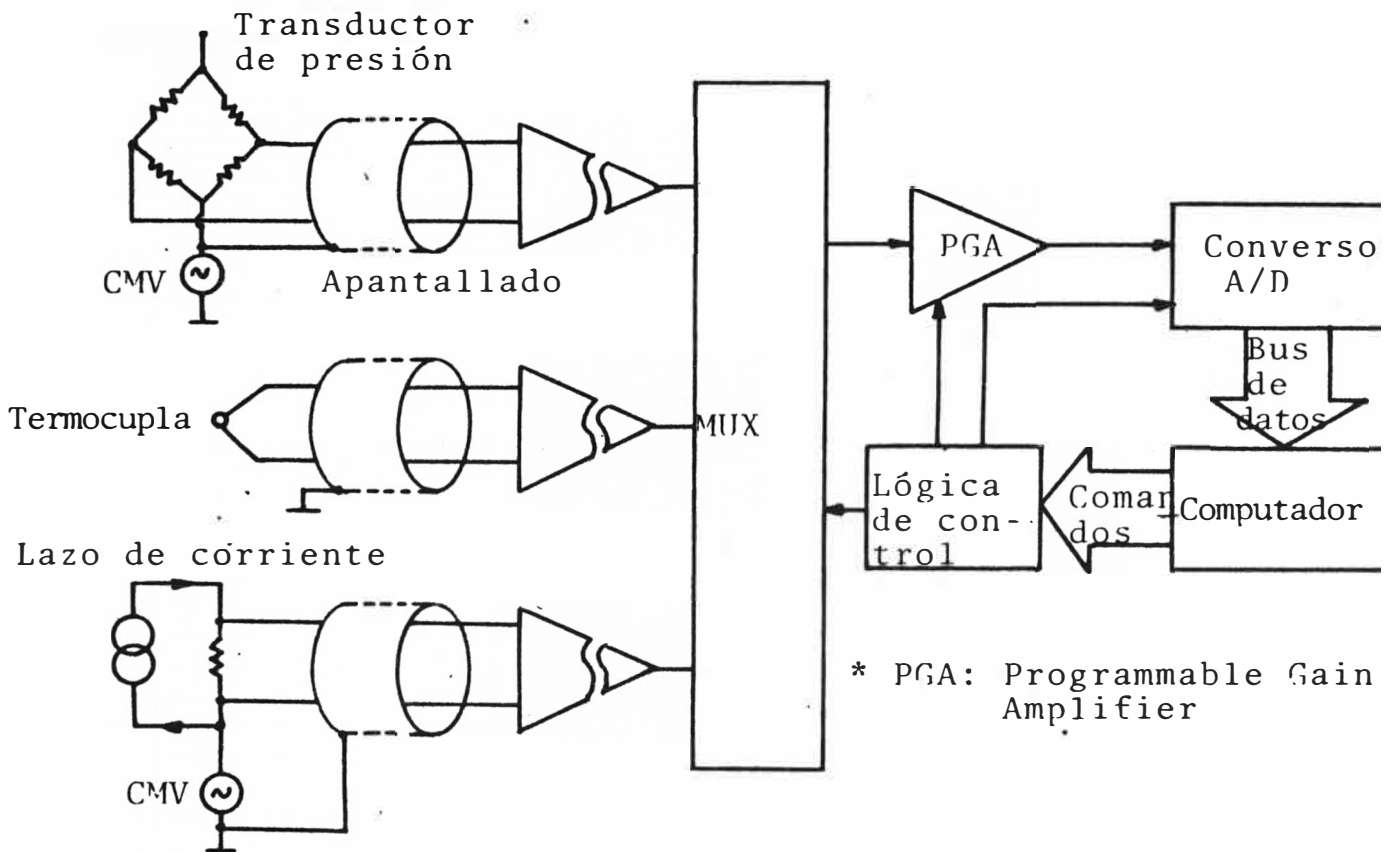


Figura N° 21 - SISTEMA DE ADQUISICION DE DATOS SOBRE TRES CANALES AISLADOS

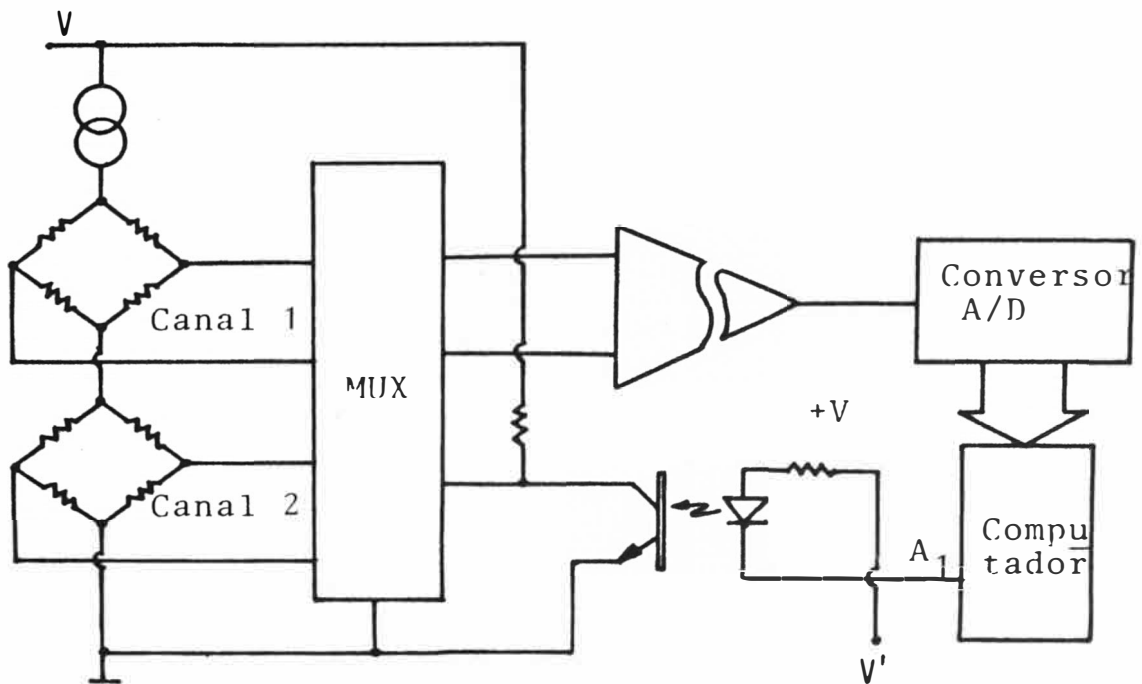


Figura N° 22 - SAD CON MUX PREVIO AL AMPLIFICADOR DE AISLAMIENTO

... dor de aislamiento haciéndose este sistema más atractivo debido a la economía que significa el uso de un solo amplificador de aislamiento. Un esquema de este tipo es dado en la figura 22.

#### 1.2.1.2. Interface de Sensor con Acondicionamiento de Señal

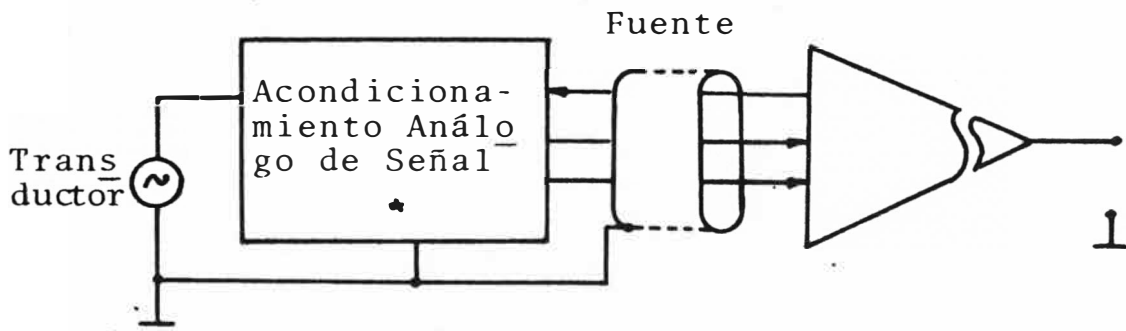
Los amplificadores de aislamiento son más propensos a cambios por temperatura y al offset de voltaje que los amplificadores de instrumentación, es por ello que muchas veces es necesario un acondicionamiento de las señales especialmente a las de bajo nivel antes del aislamiento. El acondicionamiento de señal en el sensor tiene la ventaja adicional de llevar la señal a mayores niveles, pues son las más adecuadas para una transmisión inmune al ruido sobre grandes distancias a través de medios ruidosos. Un esquema de este tipo de sistema es mostrado en la figura 23.

#### 1.2.1.3. Indicadores de Presión en Stack

En sistemas con una fuente de alimentación común como el de la figura 24 que puede representar transductores de presión o temperatura, se acostumbra alimentar éstos con una fuente de corriente, este esquema da por resultado niveles de voltaje de modo común (CMV) apreciables en aquellos transductores en la parte superior de la cadena o pila, necesitándose por ello amplificadores con altos valores de CMV y CMR.

#### 1.2.1.4. Convertor Corriente-Voltaje

Los amplificadores de aislamiento pueden ser aplicados en la medida de cantidades análogas transmitidas por medio de lazos de corriente a través de grandes distancias y de



- \* Conversión RMS DC
- \* Compresión logarítmica
- \* Amplificación de bajo desplazamiento
- \* Linealización del transductor

Figura N° 23 - SISTEMA DE ACONDICIONAMIENTO Y AISLAMIENTO DE SEÑAL

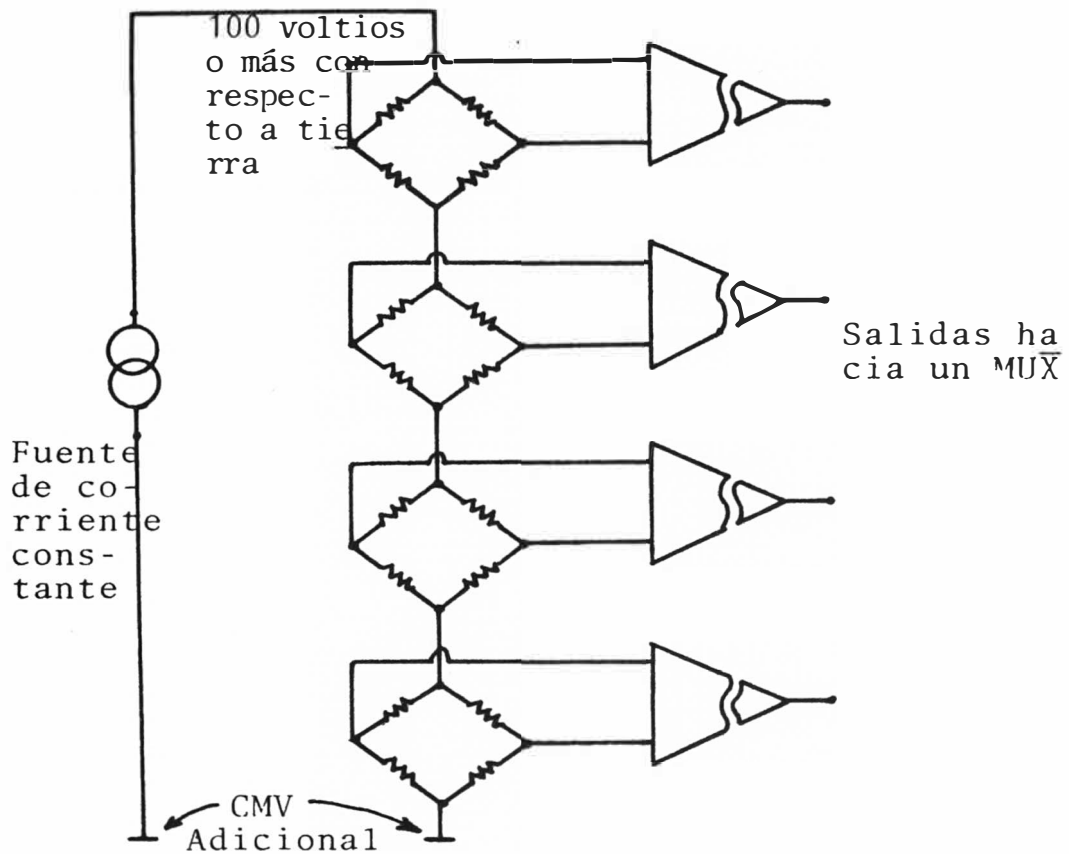


Figura N° 24 - SISTEMAS DE TRANSDUCTORES DEL TIPO PUENTE EXCITADOS POR CORRIENTE



... medios con múltiples interferencias.

A menudo es deseable el convertir una señal de corriente (4-20 mA) a un voltaje para lograr la compatibilización con los buses de los computadores, servos del lazo o dispositivos similares. Si el resistor de Pick-Up es flotante con respecto a tierra, aparecerán valores de CMV significantes.

#### 1.2.1.5. Procesador Aislado de Temperatura

En un gran número de casos en la industria, la falla de un sensor puede causar que éste quede expuesto a potenciales externos, los que luego son transmitidos hacia el aparato de control de proceso, dando como resultados daños del equipo y la pérdida de tiempo de proceso. Un caso de estos es el del monitoreo de la temperatura de tanques para el electroplatinado, en donde se controla la transferencia óptima del material al costo mínimo en la eventualidad de que el sensor quede expuesto al contenido de la tina, aparece la posibilidad de que voltajes de hasta 75 voltios sean transmitidos hacia la interface sensor/amplificador. En la figura 26 se muestra un pequeño sistema para el aislamiento de este tipo de fallas.

#### 1.2.1.6. Monitoreo de la Eficiencia de Utilización de un Transformador.

El uso de cuatro amplificadores de aislamiento nos puede permitir el diseño de un sistema de monitoreo de hasta 10 bits de exactitud. La capacidad de sostenimiento de altos valores de CMV y la posibilidad de actuación sincronizada de los amplificadores de aislamiento, permiten obtener un excelente funcionamiento en el monitoreo de la eficiencia de los grandes

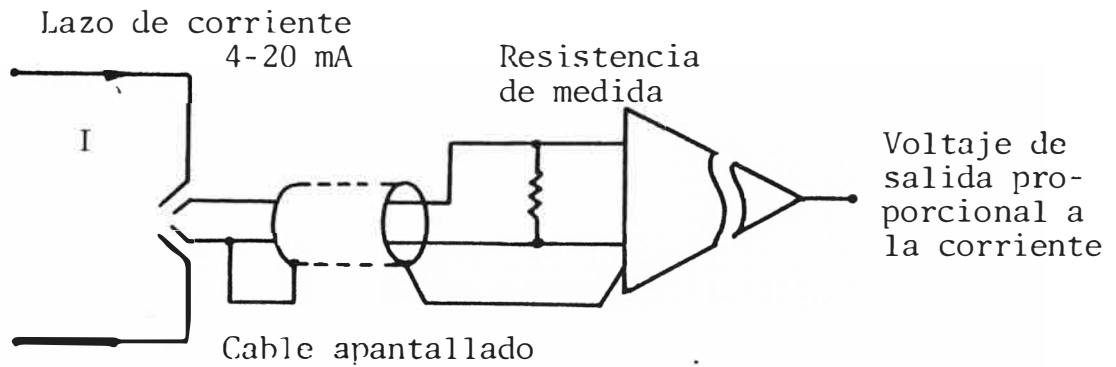


Figura N° 25 - INTERFACE ANALOGA AISLADA CON CONVERSION CORRIENTE-VOLTAJE

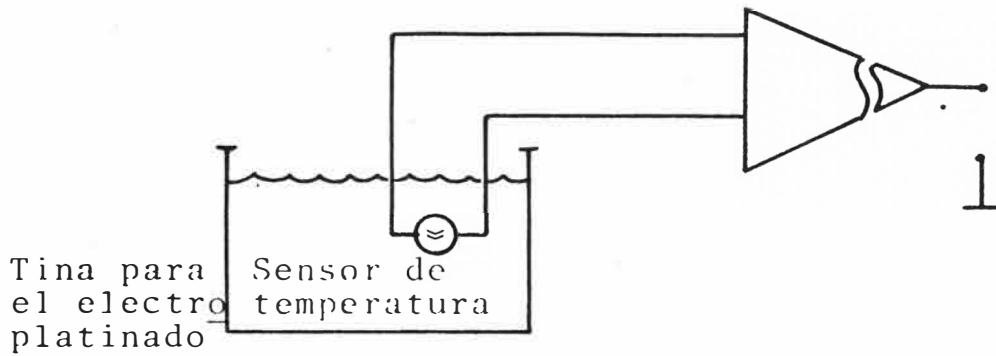


Figura N° 26 - PROCESAMIENTO AISLADO DE SEÑAL-TEMPERATURA

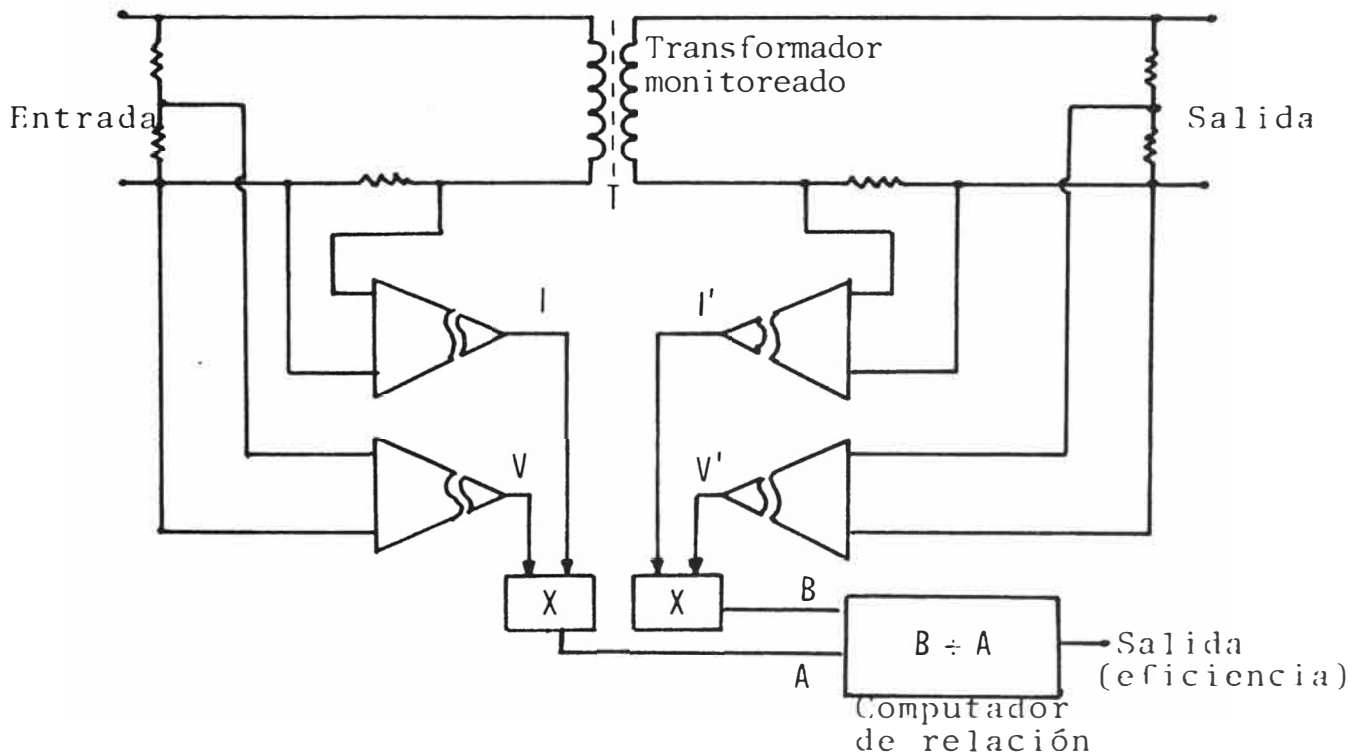


Figura N°

... transformadores de las compañías de servicio de energía eléctrica (ver figura 27).

Mediante un cuidadoso monitoreo de la relación de transferencia de potencia de primario a secundario (eficiencia), se puede localizar alambres en cortocircuito, pérdidas de aceite y otras anomalías, antes de que éstas degeneren en problemas serios.

Las señales del primario y secundario en forma separada se convierten en factores previa multiplicación por multiplicadores analógicos, la relación de estos dos factores dada por un tercer multiplicador viene a representar la eficiencia del transformador.

Esta señal nos permite una visualización continua y en tiempo real del funcionamiento del transformador, permitiendo que cualquier ligera degradación pueda ser observada.

#### 1.2.1.7. Fuente Flotante Estabilizada en Amplitud (400 Hz)

En el ensayo o prueba de gyros, motores y transformadores, se requiere por lo general una fuente de alimentación estabilizada. En la figura 28 el amplificador de aislamiento provee una señal de realimentación (una señal DC proporcional a la amplitud de salida de 400 Hz) para un amplificador de diferencia con referencia a tierra y señal de control de salida de este último hacia el oscilador de potencia.

Las características del amplificador de aislamiento permiten que cualquiera de los bornes de la fuente de 400 Hz, sea puesta como referencia (tierra) sin que se dañe al amplificador o se comprometa su funcionamiento.

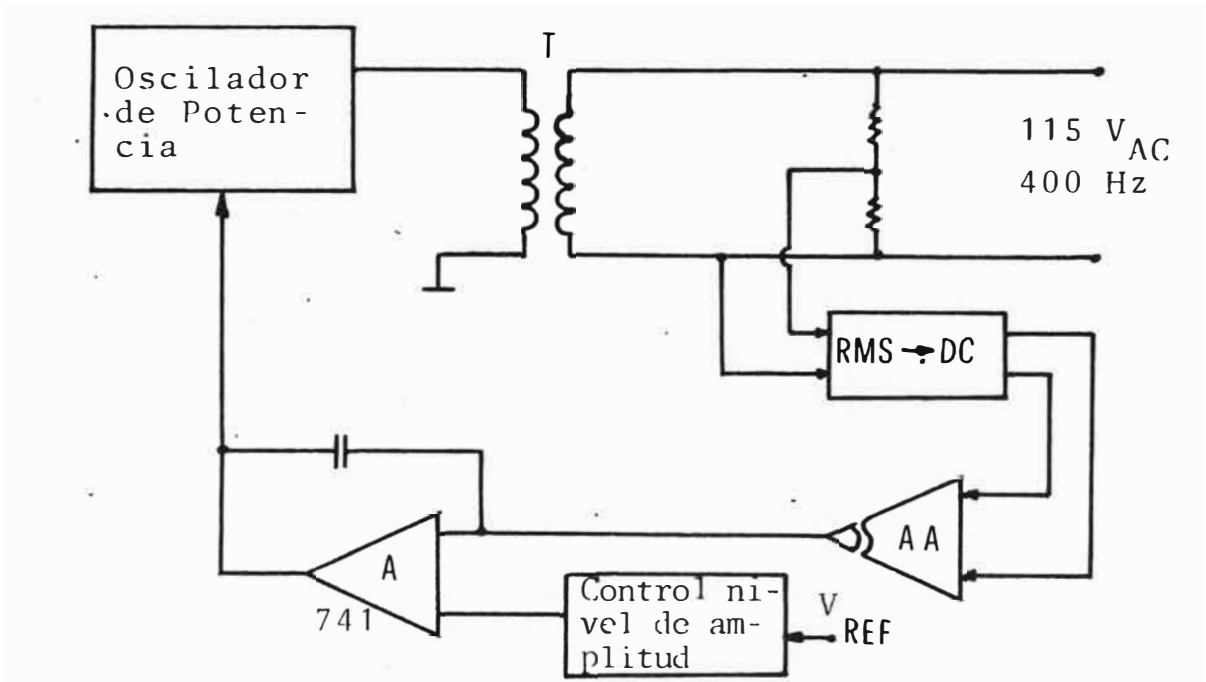


Figura N° 28 - FUENTE FLOTANTE DE 400 Hz CON ESTABILIZACION DE AMPLITUD

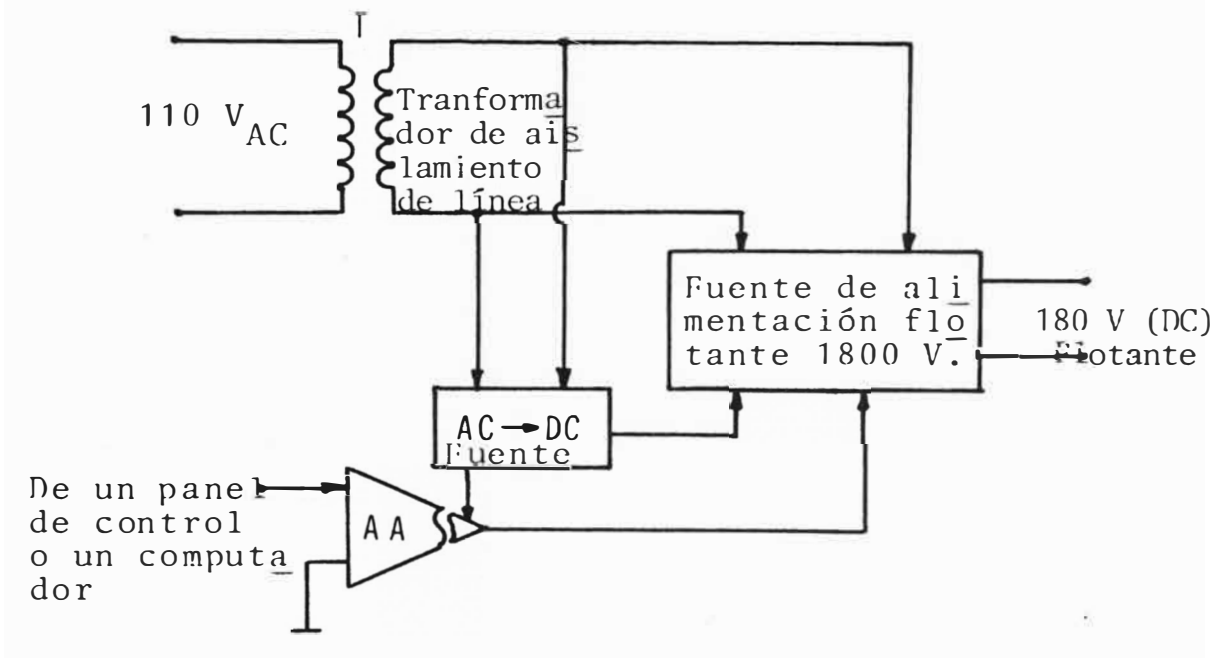


Figura N° 29 - CONTROL DE UNA FUENTE FLOTANTE

#### 1.2.1.8. Control de una Fuente de Alimentación Flotante

Los equipos de rayos x, los de rayos electrónicos y otros, a menudo necesitan de una fuente de alto voltaje completamente flotante. Asimismo es usualmente deseable el tener control de esta fuente, desde un panel o computador con conexión a tierra.

Un sistema que posee estas características es mostrado en la figura 29.

#### 1.2.1.9. Monitoreo de Celdas de Combustible.

En Norteamérica las compañías de electricidad utilizan las características de estabilidad del offset y de ganancia de los amplificadores de aislamiento, para monitorear un stack (pila) de celdas de combustible, las cuales almacenan 10 MW y sirven como baterías auxiliares. La figura 30 muestra como se monitorean las celdas individualmente por medio de un computador, sin tener que dar mayor importancia al crecimiento del valor del voltaje en modo común (CMV), conforme se ve hacia las celdas superiores del stack.

#### 1.2.1.10. Monitoreo de Fallas

El análisis de las causas y la localización de las mismas en sistemas de alimentación eléctrica comercial, puede facilitarse mediante el monitoreo y correlación de voltajes y corrientes de los grupos de alimentación que comprenden la red de potencia, tal sistema puede verse en la figura 31.

#### 1.2.1.11. Interface Universal de Adquisición de Datos

La salida de muchos antiguos espectrometros de masa o de cromatografos de liquidos y gases y otros muchos instru-

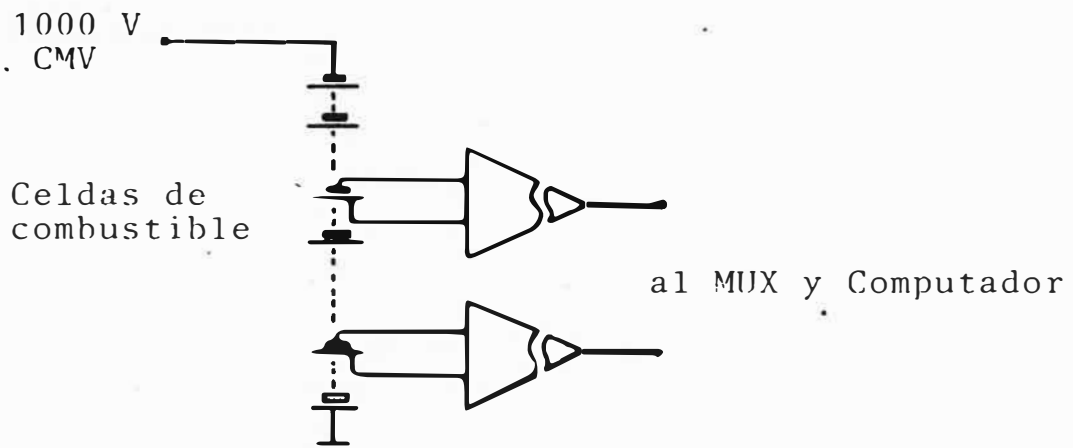


Figura N° 30 - MONITOR DE CELDAS DE COMBUSTIBLE

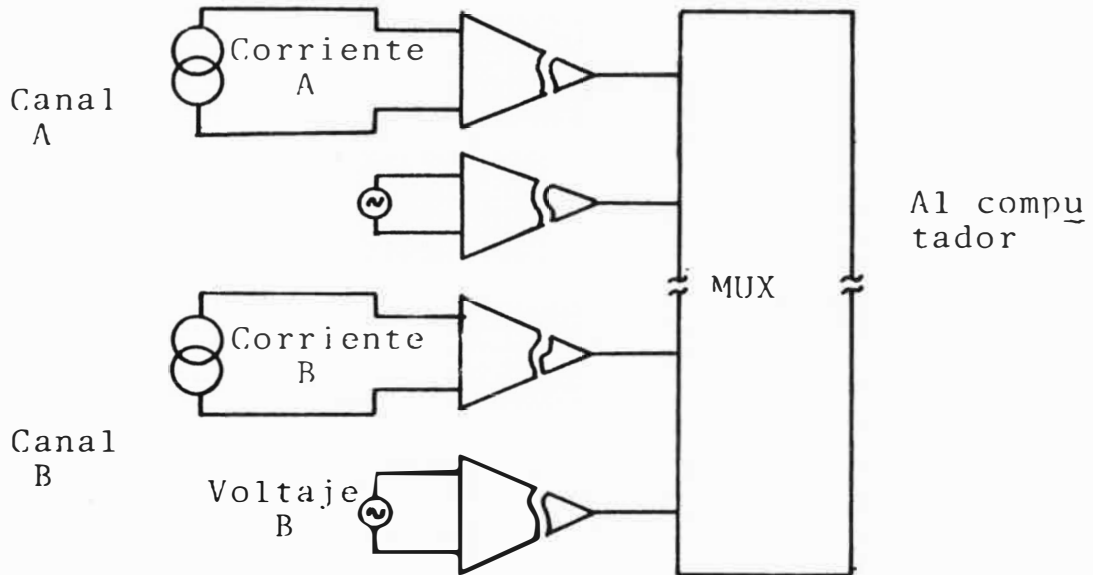


Figura N° 31 - MONITOR DE FALLAS

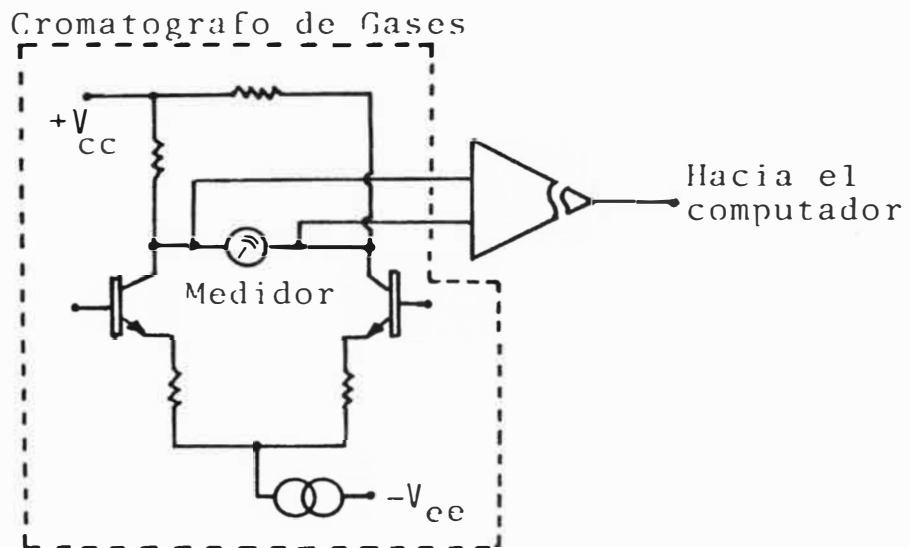


Figura N° 32 - INTERFACE UNIVERSAL

... mentos aún en uso, fueron diseñados para dar una lectura sobre medidores análogos flotantes. En la actualidad con el uso de las computadoras para el control de la mayoría de los procesos, se necesita derivar las lecturas de estos aparatos hacia un centro de control, la interface necesaria es fácilmente implementada con un amplificador de aislamiento.

Un esquema generalizado en cromatografía de gases es similar al bosquejado en la figura 32.

#### 1.2.1.12. Procesamiento de Metales

En la producción de aluminio el óxido de aluminio es disuelto en una mezcla de bauxita y criolita. La corriente que pasa de anodo a catodo a través del baño, funde la mezcla y hace posible la electrolisis, conformándose el aluminio sobre las barras catódicas.

La resistencia de las celdas son un indicador de la velocidad de producción del metal. El amplificador utilizado para monitorear este proceso ha de poseer excelentes características de aislamiento para proteger el equipo de medida, en caso de una falla grave. El uso de los amplificadores de aislamiento es mostrado en la figura 33.

#### 1.2.2. Aplicaciones en Diseño Biomédico

##### 1.2.2.1. Instrumentación electrocardiográfica (ECG)

Dadas las características de aislamiento y de bajas corrientes de fugas de los amplificadores de aislamiento, éstos son ideales para el registro de las señales cardiacas. En los equipos médicos se deben seguir ciertas normas de seguridad para la protección del paciente, como del equipo.

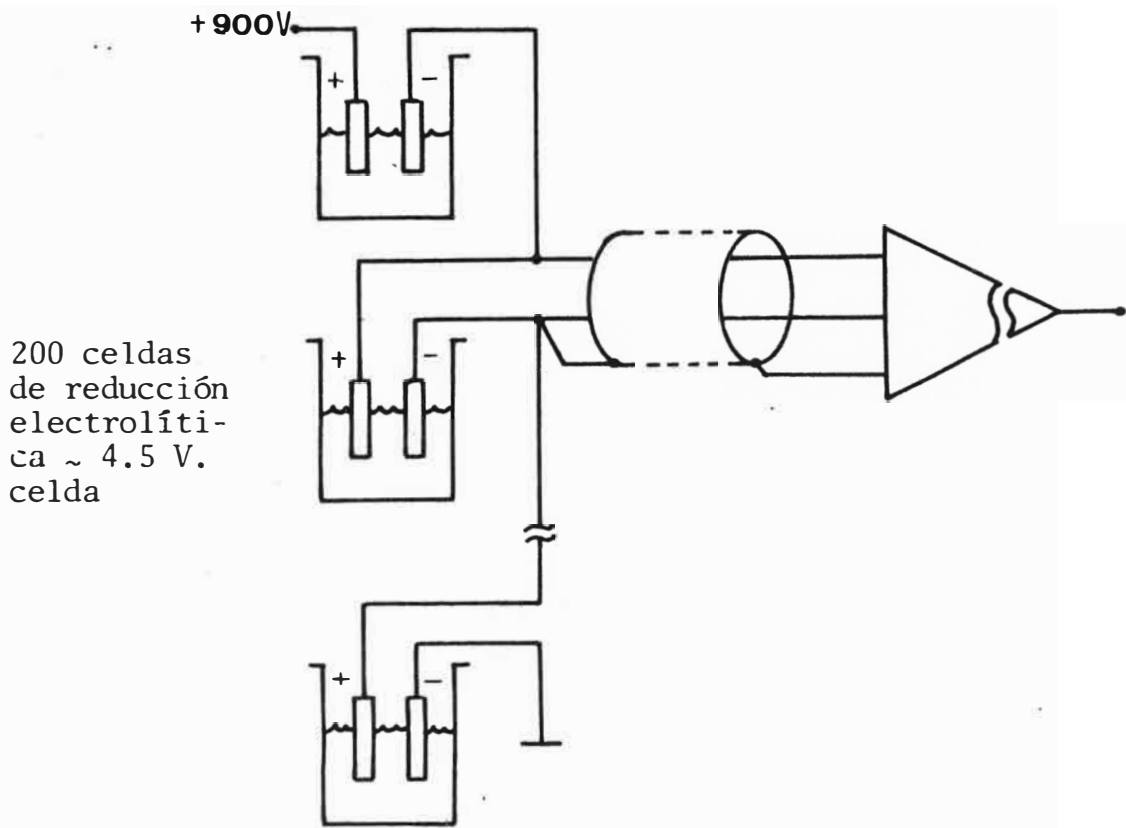


Figura N° 33 - SISTEMA DE MONITOREO PARA EL PROCESAMIENTO INDUSTRIAL DE METALES

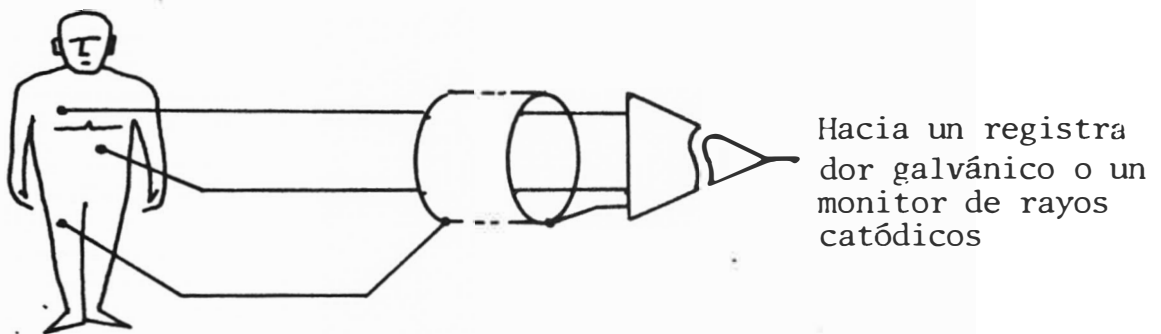


Figura N° 34 - SISTEMA DE INSTRUMENTACION ELECTROCARDIOGRAFICA



Algunas consideraciones al respecto pueden ser consultadas en el anexo G.

Un esquema sencillo para el monitoreo de las señales cardiacas es mostrado en la figura 34.

#### 1.2.2.2. Monitor de los Latidos del Feto Humano

Las señales del corazón del feto, pueden ser enmascaradas, no solo por las señales eléctricas producidas por el movimiento muscular, el ruido eléctrico, el ruido electromecánico o los voltajes residuales de 60 Hz del sistema de alimentación, sino que son afectados por las señales cardiacas provenientes del corazón de la madre.

Las características de alto CMR entre los electrodos de entrada y el punto de referencia flotante, así como la alta relación de CMR ( $> 100$  dB) entre la tierra flotante y la tierra de la fuente de alimentación, permiten la separación de la señal cardiaca del feto, tal como se muestra en las figuras 35a y b.

#### 1.2.2.3. Registrador de Multi-característica ECG con Excitador o Buffer de la pierna Derecha

La figura 36 nos muestra un circuito utilizado en instrumentos de registros portátiles. El buffer RL (Right-Leg = pierna derecha), permite mejorar la relación de CMR existente entre la entrada y el punto flotante, derivando a cero cualquier CMV existente entre estos puntos.

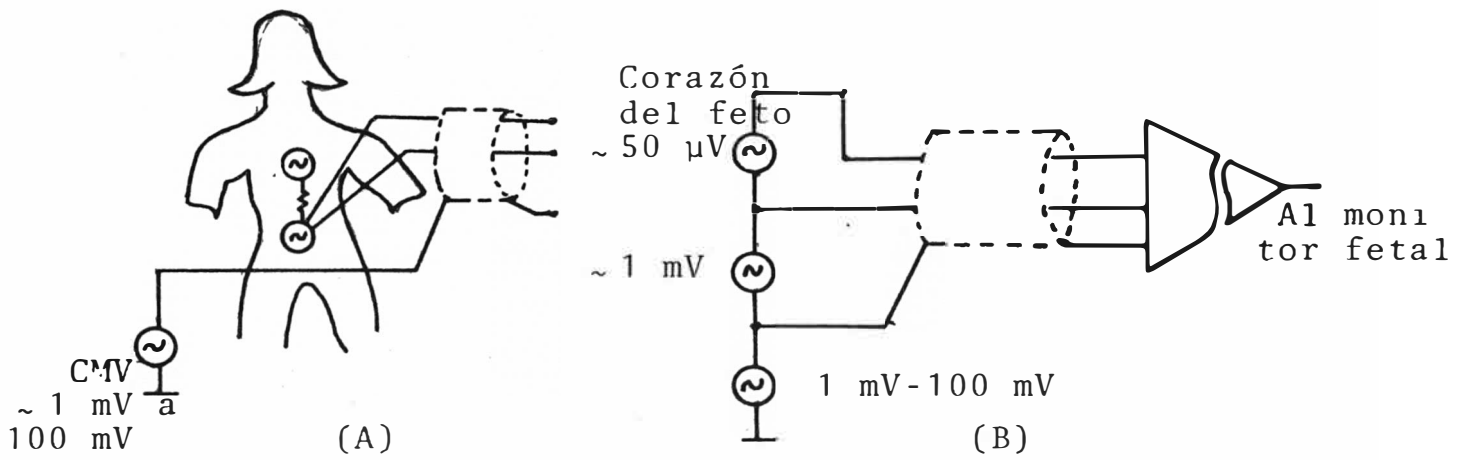


Figura N° 35

MONITOR FETAL A) DIAGRAMA PICTORICO  
B) EQUIVALENTE CIRCUITAL

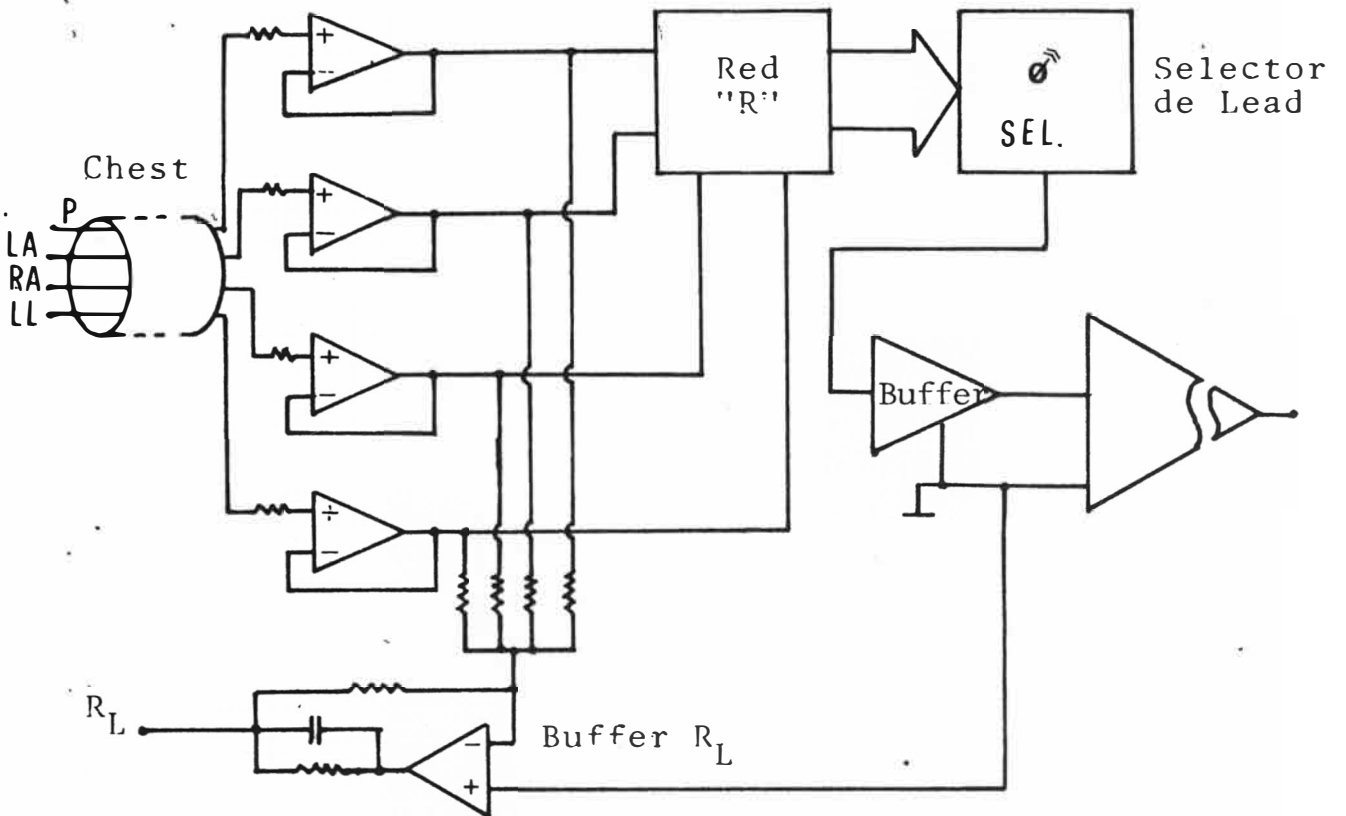


Figura N° 36

APLICACION DEL AMPLIFICADOR DE AISLAMIENTO EN UN SISTEMA DE REGISTRO ECG MULTI-LEAD

## C A P I T U L O   I I

### DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR DE ACOPLAMIENTO POR TRANSFORMADOR

#### 2.1. Diseño de la Etapa de Entrada (28) (29) (30) y (31)

Aquí se muestra el diseño de dos etapas ya descritas en la parte introductoria.

##### 2.1.1. Etapa de ganancia fija

Se ha escogido una ganancia de 11 para el diseño, se considera asimismo que la alimentación de los opamps es de  $V = + 7$  voltios.

Para la configuración mostrada  $V_0$  viene expresada como:

$$V_0 = e_2 \left( 1 + \frac{R_4}{R_3} \right) - \frac{R_4}{R_3} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) e_1 \quad - (1)$$

si se cumple que:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_3} \quad - (2)$$

(1) se reduce a :

$$V_0 = (e_2 - e_1) \left( 1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \quad - (3)$$

Siendo (3) la expresión de ganancia de un amplificador diferencial ideal ( $A_c = 0$ ).

Para asegurar que la relación dada en (2) se cumpla y podamos obtener un buen valor de CMRR, el valor de  $R_4$  es reemplazado en el circuito real por una resistencia en serie con un potenciómetro.

Para obtener una ganancia diferencial igual a 11, la relación ( $R_4/R_3$ ) debe tener un valor igual a 10.

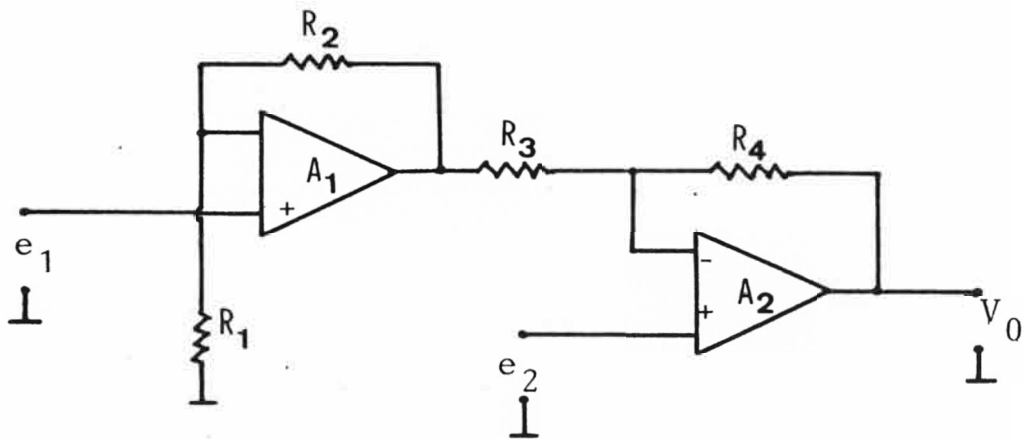
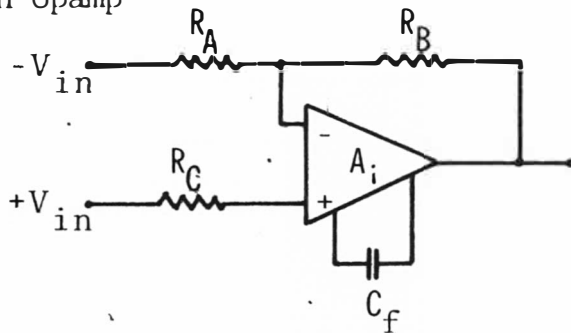


Figura N° 37

ETAPA DIFERENCIAL DE GANANCIA FIJA

Para un opamp

$A_i$ :



$$C_f > \frac{C_0 R_A}{R_A + R_B}$$

con  $C_0 = 30 \text{ pF}$

Figura N° 38 - DIAGRAMA Y RELACIONES PARA EL CALCULO DE  $C_f$ .

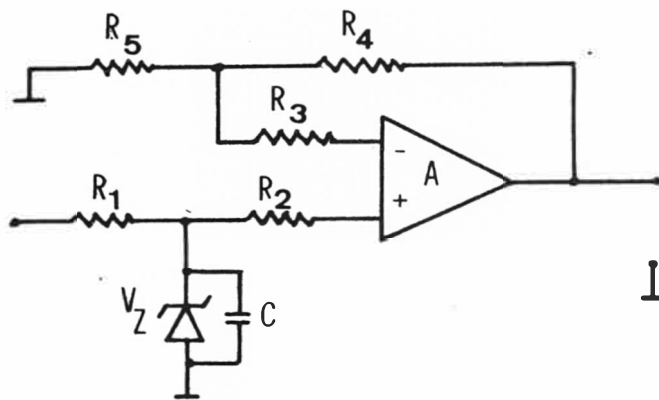


Figura N° 39

ETAPA CONSTITUTIVA DEL AMPLIFICADOR DE GANANCIA FIJA MOSTRANDO EL CIRCUITO DE PROTECCION DE ENTRADA

Así si escogemos para  $R_1 = 30 \text{ K}$ ,  $R_2$  debe tener un valor de  $3 \text{ K}$  al igual que  $R_3$ .

Como se trabaja normalmente con resistencias de tolerancias al  $5 \%$ , el valor de una resistencia de  $30 \text{ K}$ , puede estar así comprendido entre  $28.5$  y  $31.5 \text{ K}\Omega$ , valores entre los cuales debemos poder variar el valor de  $R_4$  para un ajuste exacto del CMRR y la obtención de la relación dada por el (2).

Así  $R_4$  estará constituida por una resistencia de  $27 \text{ K}$ , una resistencia de  $1.1 \text{ K}$  y un potenciómetro de  $4.7 \text{ K}$ , estos valores nos aseguran que si las resistencias presentan una tolerancia de  $5 \%$  y el potenciómetro de un  $20 \%$ , podemos lograr un valor de  $31.67$  aún en el peor caso para el límite superior buscado. El peor caso se presenta cuando todos los valores están con valor igual al nominal, menos la tolerancia, así :

$$R_{27\text{K}} = 26.865\text{K} \quad ; \quad R_{1.1\text{K}} = 1.045\text{K} \quad ; \quad P_{4.7\text{K}} = 3.76\text{K}$$

Para el límite inferior el peor caso vendría dado por los valores de las resistencias, así :

$$R_{27\text{K}} = 27.135\text{K} \quad ; \quad R_{1.1\text{K}} = 1.155\text{K} \rightarrow \Sigma R = 28.29$$

siendo posible obtener el valor de  $28.5$  requerido con un pequeño ajuste del potenciómetro de  $4.7 \text{ K}$ .

Así los valores para el circuito básico vienen dados por:

$R_1 = 30\text{K}$  ;  $R_2 = 3\text{K}$  ;  $R_3 = 3\text{K}$  y  $R_4 = 27\text{K} + 1.1\text{K} +$  potenciómetro de  $4.7\text{K}$ , las resistencias de tolerancia  $5 \%$  y el potenciómetro de  $20 \%$ .

Los opamps utilizados tanto para la implementación y diseño

... del amplificador de ganancia fija, como del de ganancia variable (a verse posteriormente), son opamps de precisión del tipo LM 308 que requieren de un condensador externo de compensación de frecuencia ( $C_f$ ) entre los pines 1 y 8 del encapsulado, los fabricantes proporcionan el diagrama y la relación de la figura 38 que nos permiten calcular el condensador de compensación.

Así para  $A_1$  : (ver figura 37)

$$R_A = 30K ; R_B = 3K \quad C_{f1} > 27.3 \text{ pF} \quad - (4)$$

para  $A_2$  :

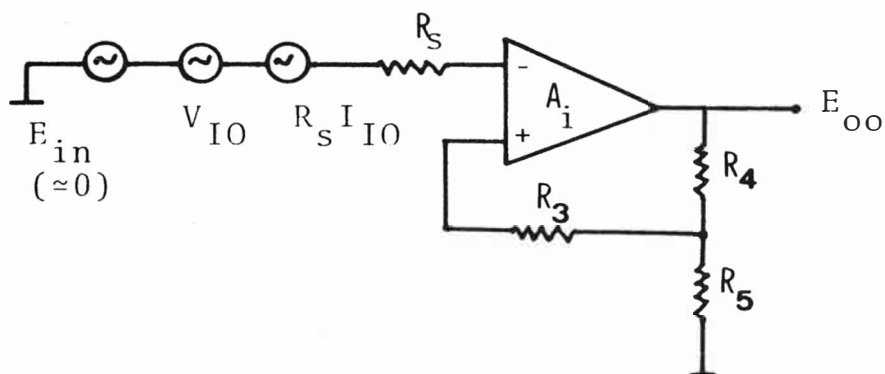
$$R_A = 3K ; R_B = 30K \quad C_{f2} > 2.73 \text{ pF} \quad - (5)$$

si utilizamos  $C_{f1} = C_{f2} = C_f = 47 \text{ pF}$ , satisfacemos tanto (4) como (5).

Al circuito básico hay que añadirle una etapa de protección en aquellas aplicaciones que así lo requieran. Aquí se presenta el diseño de una de estas etapas para el caso de presencia de pulsos de alto voltaje aplicados durante un breve tiempo (ejemp.: caso de aplicaciones médicas, el pulso de un defibrilador) (ver figura 39).

\* El agregar la resistencia  $R_3$  se hace necesario en los casos en los que  $R_5 // R_4 \neq (R_1 + R_2)$ , esto con la finalidad de minimizar el efecto de las corrientes de bias (polarización) en los pines de señal ( $e^+$  y  $e^-$ ) del opamp.

En este punto calcularemos la expresión que muestra los efectos de las corrientes y voltajes offset (de desplazamiento) de la entrada sobre el circuito a implementar.(ver figura 40)



Aplicando superposición:

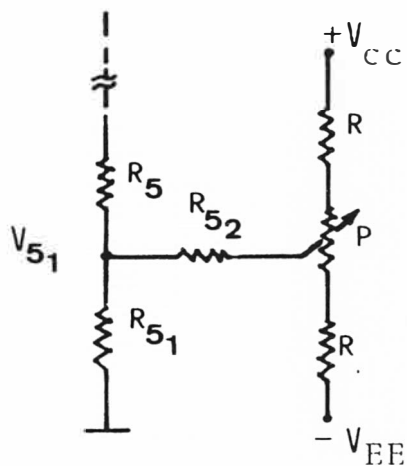
$$E_{OV} = \left( \frac{R_4 + R_5}{R_5} \right) V_{IO}$$

$$\dots y \quad E_{OI} = R_S \left( \frac{R_4 + R_5}{R_5} \right) I_{IO}$$

$$\text{Así } E_{OO} = E_{OV} + E_{OI} = \left( \frac{R_4 + R_5}{R_5} \right) (V_{IO} + R_S I_{IO}) \quad - (6)$$

Figura N° 40

DIAGRAMA PARA EL CALCULO DEL EFECTO OFFSET



Condiciones: Ajuste a 25 °C  
 $R_{51} \ll R_5$

El rango de variación de  $V_{51}$  debe ser igual al valor de  $E_{00}$

Figura N° 41

CIRCUITO DE AJUSTE DEL OFFSET

La tensión offset de entrada la podemos considerar como aplicada a uno solo de los pines, tal como se muestra, asimismo podemos representar el efecto de  $I_{I0}$  como un voltaje aplicado en serie con  $V_{I0}$ , el factor que afecta a  $I_{I0}$  para su conversión en un voltaje, viene a ser el dado por la suma de  $R_1 + R_2$  que lo representaremos como  $R_S$ .

Aquí estamos considerando la entrada de señal igual a cero. La relación (6) nos sirve para el ajuste del offset. La figura 41 muestra el circuito utilizado con este fin.

Para los amplificadores utilizados con un valor de:

$$V_{I0} = 10 \text{ mA}$$

$$I_{I0} = 1 \text{ n A}$$

La expresión de  $E_{00}$  es:

$$E_{00} = \left( \frac{R_4 + R_5}{R_5} \right) (10 + R_S \times 0.001) \quad - (6')$$

donde desconocemos el valor de  $R_S$  por lo que procederemos primero a su cálculo.

Para el circuito de protección escogemos un diodo Zener de 1/8 de vatio, para el diseño tomamos los datos del BYZ88, cuya tensión Zener  $V_Z$  es igual a 4.3 voltios y su corriente máxima como 10 miliamperios.

Se ha escogido este Zener con el criterio de que la presencia del pulso de un defibrilador o cualquier otro transitorio violento evite en lo posible la saturación del amplificador, ya que esto causaría una excursión extrema en la salida hacia cualquier registrador ubicado a la salida de la etapa de proceso de señal, pudiendo causar daños en el mismo.



La tensión Zener se toma considerando que el Zener entra en conducción en el pico del transitorio y no antes y que la excursión antes del mismo es puenteadada por el condensador C. En el diseño se considera que la salida máxima que permite el opamp en saturación, es igual al valor de la fuente de polarización menos un voltio.

Así si  $e^+ = e^-$  (opamp ideal) y no existen corrientes de entrada debido a señal :

$$V_Z < \frac{(V_{CC} - 1)}{\left(\frac{R_5 + R_4}{R_5}\right)} = \frac{6}{1.1} \rightarrow V_Z < 5.45 \quad - (7)$$

La relación (7) la cumplimos con el zener BYZ88 (se considera  $V_{CC} = 7$  voltios). El cálculo del valor de  $R_1$  se basa en el hecho de que debemos evitar que la corriente por el zener en el momento de pico de transitorio, exceda de su máximo valor, así:

$$\frac{V_{\text{transitoria-pico}}}{R_1} < I_{\text{zener-máxima}}$$

o lo que en nuestro caso es:

$$5000 \text{ (peor caso: pulso de un defibrilador)} = V_{\text{transitoria}}$$

$$I_{\text{zener máxima}} = 10 \text{ mA}$$

$$\text{entonces : } R_1 > 500 \text{ K}\Omega \quad - (8)$$

$R_1$  también tiene otro requerimiento, en aquellos casos de aplicación médica.

Ante una falla interna en el opamp y ante la eventualidad de que una de las fuentes quede aplicada al pin de toma de señal, la resistencia  $R_1$  debe limitar la corriente hacia el paciente a un

... valor no mayor a 10  $\mu$ A(ver anexo G)

Así :

$$\frac{V_Z}{R_1} \quad (\text{supuesto que el zener entra en conducci3n en esta eventualidad}) < 10 \mu\text{A}$$

6

$$\frac{4.3}{10 \mu\text{A}} < R_1 \rightarrow R_1 > 430\text{K} \quad - (9)$$

Escogiendo para  $R_1$  un valor comercial igual a 560K  $\pm$  5 % cumplimos a3n en el peor caso (cuando  $R_1 = 532\text{K}$ ), tanto con (8) como con (9).

La resistencia  $R_2$  es necesaria ante la eventualidad de falla del opamp, se debe asegurar el funcionamiento del zener en una zona segura, con la finalidad de que la relaci3n (9) siga siendo v3lida, as3 :

$$\frac{V_{CC} - V_Z}{R_2} < I_{\text{zener-m3xima}}$$

de donde:

$$R_2 > 270\Omega \quad - (10)$$

Tomando un valor comercial para  $R_2 = 470\Omega \pm 5 \%$  cumplimos con 10.

La resistencia  $R_3$  mostrada en la figura 39 se hace necesaria, ya que la ganancia est3 establecida por  $R_5$  (30K) y  $R_4$  (3K) cuyo valor en paralelo no iguala a la suma de  $R_1$  y  $R_2$ .

$R_3$  lo hallamos de la siguiente relaci3n :

$$R_3 = R_S - (R_5 // R_4) = 590 - 2.73 = 587.27\text{K}$$

As3  $R_3$  podr3a estar constitu3da por una resistencia de 470 K y un reostato (resistencia variable) de 120 K $\Omega$ , ambos con una tolerancia mejor que 5 %.

En este punto ya podemos volver al diseño del circuito de compensación de offset, ya que se han establecido todos los valores de resistencias del circuito.

En la expresión (6') con :

$$\left(\frac{R_4 + R_5}{R_5}\right) = 1.11 \quad \text{y} \quad R_S = 590 \text{ K}\Omega$$

valores tomados para el peor caso, con:  $R_4 = 3.15\text{K}$ ,  $R_5 = 28.5\text{K}$  y  $R_S = 590\text{K}$ . Con estos valores:

$$E_{00} = 11.75 \text{ mvoltios}$$

Como  $R_{5_1}$  debe ser mucho menor que  $R_5$  (30K), tomamos para ésta un valor de  $100 \Omega$ .

Además el valor de  $V_{5_1}$  debe ser igual a  $E_{00}$ , así  $V_{5_1} = 11.75$  mvoltios, que es el valor en el extremo del rango para el cual:

$$I_{5_1} = \frac{V_{5_1}}{R_{5_1}} = \frac{11.75}{0.1} = 117.5 \mu\text{A}$$

Esta corriente debe ser suministrada básicamente a través de  $R_{5_2}$  que ha de simular una fuente de corriente para un buen funcionamiento de la compensación, si tomamos para  $I_{5_2} = 150 \mu\text{A}$ , que ha de ser el valor que se ha de lograr cuando  $R_{5_2}$  sea llevada a  $V_{CC}$ :

$$\frac{V_{CC}}{R_{5_2}} = 150 \mu\text{A} \rightarrow \text{con } V_{CC} = 7 \text{ Volt.} \quad R_{5_2} = 46.66\text{K}$$

$R_{5_2}$  comercial tendría un valor de  $47 \text{ K}\Omega$ .

Asimismo para que  $R_{5_2}$  pueda simular una fuente de corriente, es necesario que la corriente a través de  $R_{5_3}$  sea por lo me-

... nos de 10 veces el valor a través de  $R_{5_2}$

$$R_{5_3} = \frac{2 V_{cc}}{10 I_{5_2}} = \frac{14}{1.5 \text{ mA}} = 1.33 \text{ K}\Omega$$

Así  $R_{5_3}$  puede estar constituida por dos resistencias de  $150\Omega$  y un potenciómetro de  $1 \text{ K}\Omega$ .

Lo que nos resta es indicar el valor de C, lo que no es crítico, pero se recomienda que éste sea mayor de  $100 \text{ pF}$

Asimismo hay que indicar que en serie con el zener se ha ubicado un diodo en oposición, en forma tal que con tensiones negativas la zona directa del zener no entre en conducción, tanto el zener como el diodo asociado a él, son puenteados por condensadores, debido a que tanto el diodo como el zener son elementos altamente ruidosos.

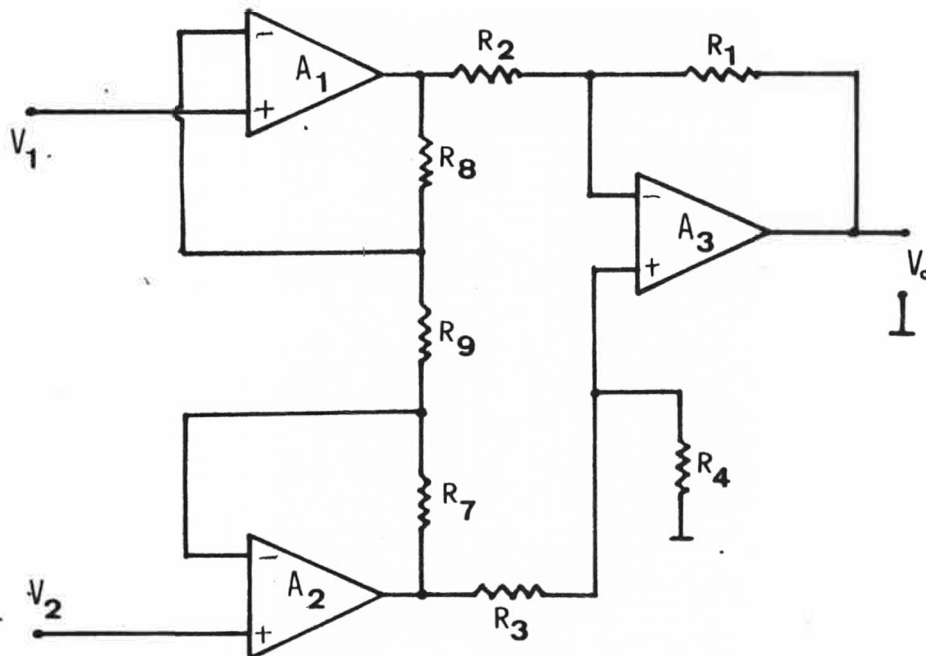
### 2.1.2. Diseño de una etapa de ganancia variable

En este punto se presenta el diseño de un amplificador diferencial que puede variar su ganancia de 1 a 1000 aproximadamente, adicionalmente este tipo de amplificador mejora muchas de las deficiencias del amplificador de ganancia fija, ya indicadas en la parte introductoria. (Ver figura 42)

Como se puede notar de la expresión (1) para  $V_0$ , los valores de  $R_7$  y  $R_8$ , no influyen en la amplificación de las señales en modo común: es la relación ( $R_1/R_2$  y  $R_3/R_4$ ) la que fija la aparición de las señales, en modo común amplificadas en la salida, es por ello que es práctica utilizar en lugar de  $R_4$  una combinación de una resistencia en serie con un potenciómetro.

Si utilizamos  $R_1 = R_2 = R_3 = 10\text{K}$ , escogiendo este valor bajo

PARAMETRO	CONDICIONES	VALOR MAXIMO
Voltaje ofset	$V_S = \pm 6 \text{ V.}$ a $25 \text{ }^\circ\text{C}$	0.5 m Volts.
Corriente de entrada	$V_S = \pm 6 \text{ V.}$ a $25 \text{ }^\circ\text{C}$	3.0 n Amp.
Resistencia de entrada	a $25 \text{ }^\circ\text{C}$	Valor mínimo de $10 \text{ M}\Omega$



$$V_0 = (V_2 - V_1) \left\{ \frac{R_7}{R_9} \left( \frac{1 + R_1/R_2}{1 + R_3/R_4} \right) + \frac{R_8}{R_9} \left( \frac{R_1}{R_2} \right) \right\} + V_2 \left( \frac{1 + R_1/R_2}{1 + R_3/R_4} \right) - V_1 \left( \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (1)$$

Figura N° 42

ETAPA DIFERENCIAL DE GANANCIA VARIABLE

... con la finalidad de minimizar los efectos de las corrientes de polarización y con tolerancias de 5 %, los valores de las resistencias estarán comprendidos entre 9.5K y 10.5K.

Ajustando con un potenciómetro el valor de  $R_4$ , se debe lograr que :

$$\left( \frac{1 + R_1/R_2}{1 + R_3/R_4} \right) = \frac{R_1}{R_2} \quad - (2)$$

La relación (2) ha de cumplirse para lograr un valor máximo de CMRR ( $A_c = 0$ ).

De la relación (2) se puede deducir tomando en cuenta que las tolerancias de la relación ( $R_3/R_4$ ) deben estar comprendidas entre 0.91 y 1.11.

Así como  $R_3$  ya tiene un valor nominal de 10K, podemos establecer los límites extremos de  $R_4$ , tomando los valores extremos de  $R_3$  (9.5 y 10.5):

$$\frac{10.5}{R_4} < 1.11 \rightarrow R_4 > \frac{10.5}{1.11} \quad R_4 > 9.459$$

Asimismo debe cumplirse que :  $R_4 < \frac{9.5}{0.91}$  ó  $R_4 < 11.55$

Teniendo finalmente que:  $9.46 < R_4 < 10.45$

Así  $R_4$  puede estar constituido por una resistencia de 9.1K + un potenciómetro de 2.2K.

Si tomamos el peor caso:  $R_{9.1K} = 8.645K$  y con un potenciómetro de 2.2K (20 %) = 2.09K, dando la suma de ambos:  $\Sigma R + P = 10.735$  estamos cumpliendo en esta forma con el límite superior. Para el límite inferior el valor de 9.1K no permite obtener este límite, por tanto en lugar de ello ubicamos una resistencia de 7.5K + una resistencia de 1.5K que en el peor de los casos da:

$$\Sigma = 7.875 + 1.575 = 9.45 \text{ K}\Omega$$

el que es un valor inferior al del límite inferior, pudiendo ser ajustado éste con el potenciómetro.

Una vez ajustado el CMRR, la expresión de  $V_0$  es :

$$V_0 = (V_2 - V_1) \left( \frac{R_1}{R_2} \right) \left\{ 1 + \frac{(R_7 + R_8)}{R_9} \right\} \quad - (3)$$

En este punto podemos tomar a  $R_7 = R_8 = 10 \text{ K}\Omega$ , así la expresión (3) se reduce a :

$$V_0 = (V_2 - V_1) \frac{R_1}{R_2} \left( 1 + 2 \frac{R_8}{R_9} \right) \quad - (3')$$

es así que siendo  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_8$  valores fijos, la ganancia vendrá fijada por el valor de  $R_9$ .

Para lograr una variación de la ganancia entre 1 y 1000,  $R_9$  estará constituida por una resistencia de  $22\Omega$  y un potenciómetro de  $200 \text{ K}\Omega$ , la resistencia de  $22\Omega$  tiene como finalidad el de limitar la ganancia a un valor aproximado de 1000.

El potenciómetro nos permite variar la ganancia desde aproximadamente 1000 (con el potenciómetro en 0) hasta un valor cercano a la unidad. Para la compensación de frecuencia podemos utilizar el circuito y las relaciones dadas en la figura 38, dado que los opamps son LM308.

Así para  $A_1$  y  $A_2$ :

$$C_{f1,2} > \frac{C_0 \times R_9}{R_9 + R_1} = 28.57 \text{ pF} \quad - (4)$$

$$\text{con } C_0 = 30 \text{ pF}$$

Para  $A_3$  :

$$C_{f3} > \frac{C_0 \times R_2}{R_1 + R_2} = 15 \text{ pF} \quad - (5)$$

Así si utilizamos los valores de  $C_f = C_{f1} = C_{f2} = C_{f3} = 47 \text{ pF}$ , cumplimos tanto con (4) como con (5).

## 2.2. Diseño de la etapa de aislamiento

La etapa de aislamiento está constituida por el siguiente conjunto de bloques:

- Inversor
- Oscilador maestro
- Transformador del inversor
- Rectificador
- Filtro EMI de entrada y filtro de salida
- Circuitos de muestreo (modulador y demodulador)
- Transformador de acoplamiento de señal

Los bloques enumerados corresponden al amplificador de aislamiento de acoplamiento por transformador cuyo diseño es el que se desarrolla.

### 2.2.1. Oscilador maestro (32)

El oscilador maestro es mostrado en la figura 43. El circuito está conformado por un IC555 versión mejorada, fabricado por la firma Intersil, la que asegura un funcionamiento estable a 500 KHz. El 555 en la configuración mostrada genera un tren de pulsos de onda cuadrada con un duty cycle de  $50\% \pm 1\%$ .

- El funcionamiento del circuito lo podemos realizar, asumiendo en un principio que  $C_1$  está descargado, es así que una señal de cero voltios es aplicado en el pin (2) (trigger) del IC, lo que causa que el pin (3) del mismo, vaya a un estado alto aproximadamente igual a  $V_{CC}$ , debido a la acción de pull-



... -up de  $R_2$  colocada entre  $V_{CC}$  y el pin (3).

Este cambio hace que  $C_1$  se cargue exponencialmente hacia  $V_{CC}$  a través del resistor  $R_1$  cuando el voltaje en el condensador alcance un valor igual a  $2/3$  de  $V_{CC}$ , uno de los comparadores internos del 555 con señal de entrada en el pin (6) (threshold o umbral), hará que en el pin (3) cambie de estado hacia un valor de cero voltios. En este momento el condensador  $C_1$  se descarga hacia cero voltios a través de  $R_1$ , una vez que el voltaje en el condensador cae por debajo de  $1/3$  de  $V_{CC}$ , se produce nuevamente el disparo del 555, debido al comparador interno del 555-unido al pin (2)- conmutando nuevamente el pin (3) hacia  $V_{CC}$ , reiniciándose el ciclo descrito.

La conexión del pin (2) junto con el (6) causa el funcionamiento cíclico del circuito.

El condensador  $C_2$  es colocado en el pin (5) hacia tierra con la finalidad de compensar el circuito, ya que no se hace uso de este pin.

Los tiempos de carga y descarga pueden ser calculados del diagrama de tiempos (estado estable) del circuito, mostrado en la figura 44.

Como se puede ver del diagrama de tiempos, los valores de  $t_1$  y  $t_2$  son aproximadamente iguales a :

$$t_1 = t_2 \approx 0.693 R_1 C_1$$

Valores hallados de:  $t_1 = t_2 = \tau \ln 2$  con  $\tau = R_1 C_1$

Es así que  $T = t_1 + t_2 = 1.386 R_1 C_1$ .

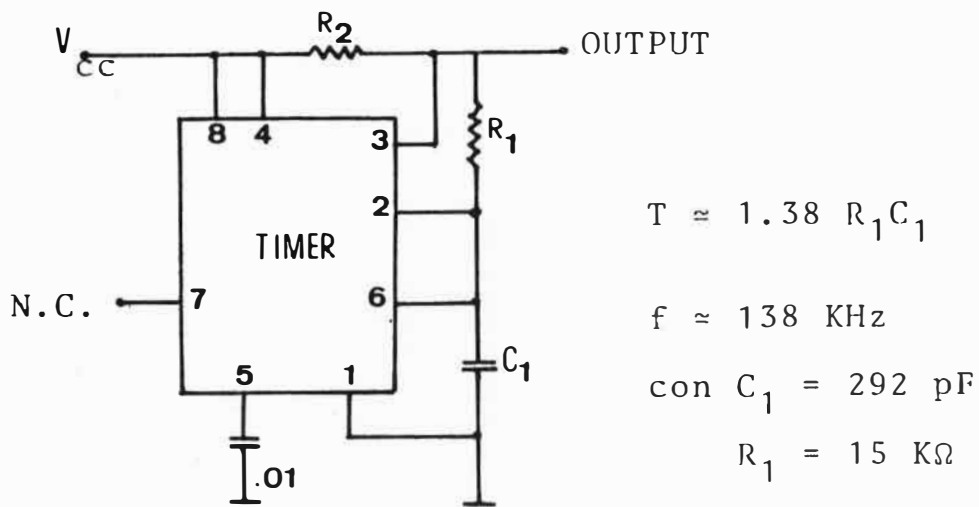


Figura N° 43

DIAGRAMA CIRCUITAL DEL OSCILADOR MAESTRO

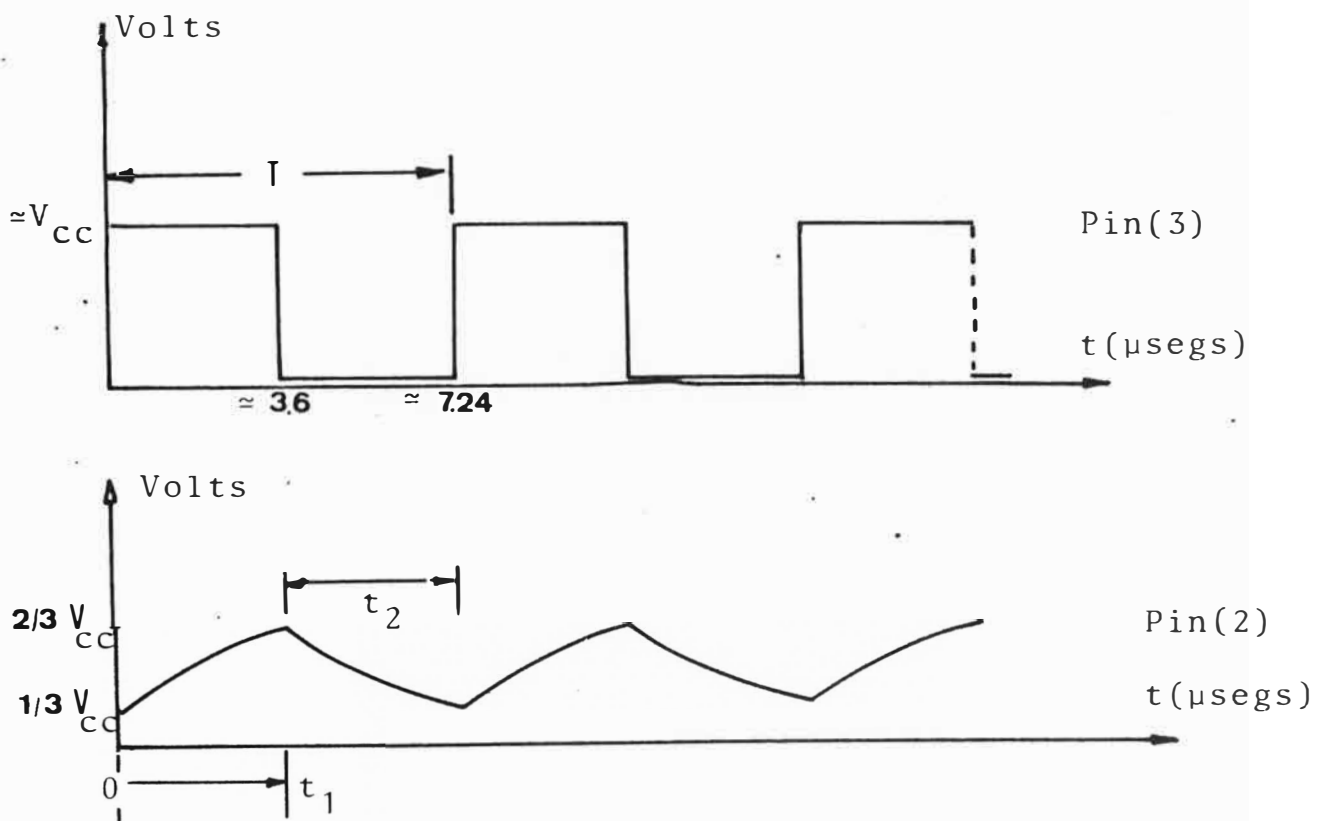


Figura N° 44

DIAGRAMA DE TIEMPOS DEL OSCILADOR MAESTRO

Los valores indicados en la figura 44 corresponden a una medida experimental. El circuito ha sido ensayado con diversos valores, mostrándose sus resultados en la tabla.

f(teórica)KHz	C <sub>1</sub> (μf)	R <sub>1</sub> (KΩ)		f(real)KHz
		Teórico	Práctico	
0.1	0.05	144.3	150	0.0962
1	0.01	72.2	75	0.962
5	0.01	14.4	15	4.81
50	0.001	14.4	15	45.3

La aplicación en el circuito del amplificador de aislamiento, requiere de una frecuencia de funcionamiento de 138 KHz, frecuencia que se ha escogido para el funcionamiento del inversor y para la etapa de modulación y demodulación (frecuencia de muestreo).

Para obtener la frecuencia de muestreo indicada, escogemos una resistencia R<sub>1</sub> de 15 K + 5 %, es así que con la tolerancia dada, C<sub>1</sub> debe tener un valor entre 367 y 332 pF.

Una serie de ensayos experimentales llevados a cabo con condensadores de mica-plata mostró que la frecuencia necesaria era obtenida con una combinación de dos condensadores de: 270 pF y 22 pF (+ 20 %), en paralelo, obteniéndose una frecuencia de funcionamiento de:

$$138.46 \text{ KHz } \text{ y } 138.99$$

valores entre los cuales variaba la lectura del frecuencímetro con el cual se tomó la medida.

### 2.2.2. Diseño del inversor (10) (33)

El inversor está constituido por un par de transisto

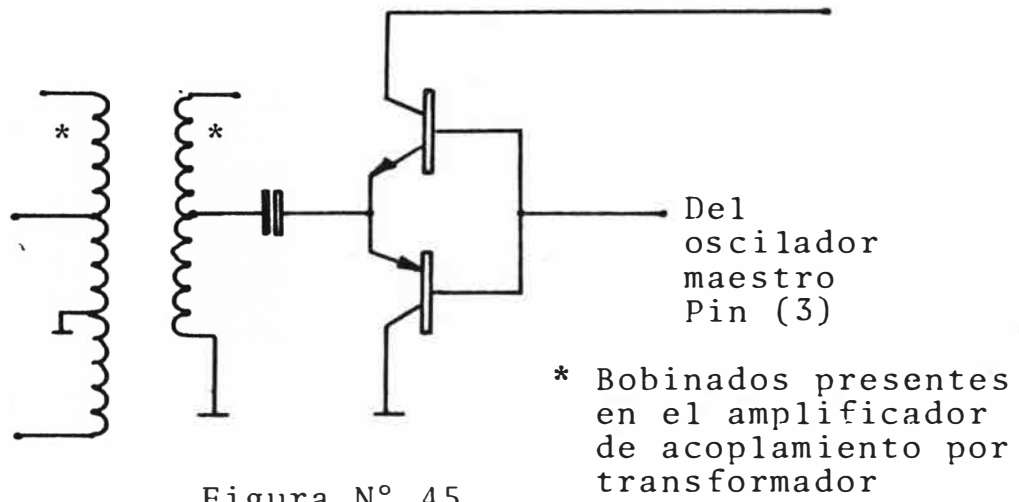


Figura N° 45

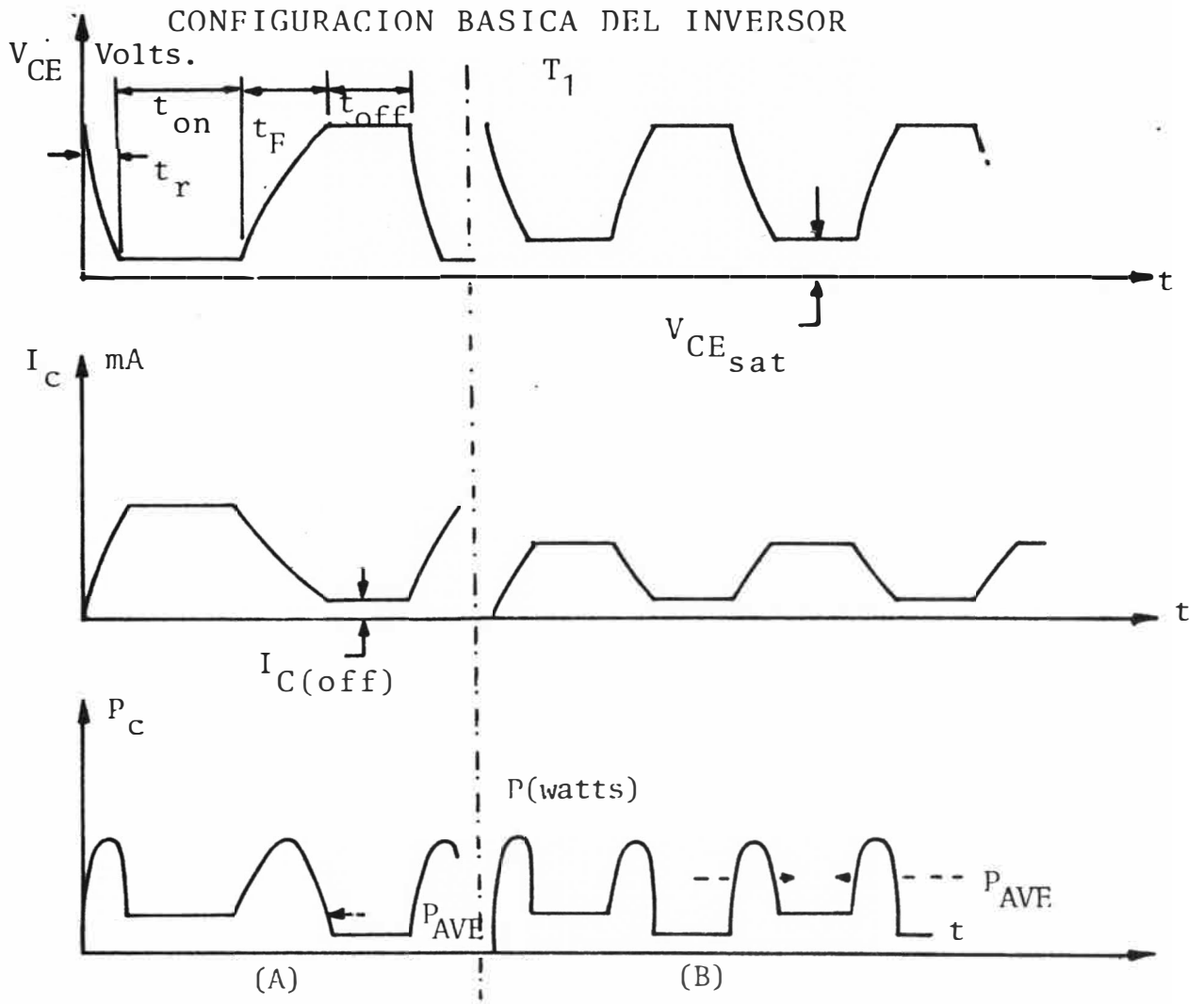


Figura N° 46

DIAGRAMAS DE SEÑAL  $V_{CE}$ ,  $I_C$  Y POTENCIA EN: a) Baja frecuencia b) Alta frecuencia

... res complementarios (PNP y NPN) en totem presentando la configuración mostrada en la figura 45.

En la mayoría de diseños de inversores con transistores las características de funcionamiento de los transistores son un elemento preponderante.

Existen ciertos parámetros que se han de tener en cuenta para una aplicación en inversores, así se requiere de:

- a)  $I_{C(máx)}$ : el tipo de transistor seleccionado debe ser capaz de manejar una corriente pico:

$$I_p = \frac{P_{in}}{V_{CC}} = \frac{P_0}{(V_{CC})\eta}$$

donde  $\eta$  es la eficiencia total del inversor.

- b)  $BV_{CE} > V_{máx} = V_{CC} + \text{transitorios}$ : como un elemento práctico, podemos considerar a  $V_{máx}$  como igual a  $2 V_{CC}$ .

Los transitorios pueden estar presentes debido a inductancias parásitas, transitorios en el voltaje de entrada, etc.

- c) Se requiere que la tensión colector-emisor en saturación sea pequeña cuando  $I_C = I_p$ .

- d) El transistor tenga una respuesta de conmutación rápida (alto  $f_T$ ).

- e) La adecuación térmica del transistor debe ser conveniente-  
debiendo cumplirse:

$$\theta_{jc} < \frac{T_{j1} - T_a}{P_{AVE}} - (\theta_{cs} + \theta_{sa})$$

donde:  $T_{j1}$  temperatura de operación de la juntura

$T_a$  temperatura ambiente

$\theta_{cs}$  resistencia térmica al disipador (en caso de emplearse)

$\theta_{sa}$  resistencia térmica del disipador al ambiente

f) Costo moderado

g) Tamaño adecuado

h) Disponibilidad en el mercado

Son algunos de estos parámetros ( $I_c$  y  $V_{ce\ sat}$ ) los que influyen en la eficiencia del inversor, ya que la potencia de disipación limita la eficiencia.

Este factor de pérdidas es también un criterio válido en la selección de los componentes.

La pérdida principal en los transistores está constituida por dos componentes presentes en los estados on y off, constituyendo ambos la disipación de colector.

Estos factores en dos rangos de frecuencia de funcionamiento son mostrados en la figura 46.

En (A) se dan las formas de onda presentes en el circuito del inversor en funcionamiento a baja frecuencia, pudiéndose notar que la potencia promedio ( $P_{AVE}$ ) es casi igual a la potencia disipada durante el período de conducción del transistor (período "ON").

En (B) se muestran las mismas formas de onda pero a una frecuencia mayor, aquí la potencia promedio es mayor, ya que los tiempos de rise y fall del transistor (tiempos de subida y bajada) son de consideración respecto al período de la frecuencia de operación.

La disipación durante el período "on" viene dada por:

$V_{CE\text{ sat}} \cdot I_{C(\text{on})}$  y la disipación durante el período "off" viene dada por  $V_{CC} \cdot I_{CE(\text{off})}$  que usualmente es baja, predominando las pérdidas que se dan durante la conmutación (durante los tiempos de  $t_r$  y  $t_f$ ) como ya se indicó.

La eficiencia de los inversores con transistores puede ser maximizada utilizando transistores con un alto  $h_{FE}$ , un valor pequeño de  $V_{CE}$  en saturación, respuesta de conmutación rápida y corriente de fuga pequeña en la condición de corte (off). La elección entre transistores de silicio o germanio está determinada por los criterios anteriores. En general los inversores con transistores de silicio son más estables en temperatura y pueden operar a mayores temperaturas, pero son más costosas y tienen una  $V_{CE}$  en saturación mayor que los transistores de germanio.

Es necesario indicar que en todo caso, cada tipo de transistor disponible en el mercado representa uno, de muchos posibles compromisos entre los parámetros deseados.

El diseñador es finalmente quien debe escoger el mejor compromiso adaptable a su aplicación.

Para el diseño y configuración del inversor mostrado en la figura 45, se han escogido los transistores: 2N2222\* (NPN) y 2N2904\* (PNP) complementarios, los cuales presentan los siguientes parámetros :

$$\bullet \quad t_t / V_{CE} / I_C ; 0.45 \text{ ns} / 10 \text{ Volt} / 20 \text{ mA} \quad \text{donde } t_t \approx (2\pi f_T)^{-1}$$
$$\text{con } f_T \approx 350 \text{ MHz}$$

$$\bullet \quad I_{C\text{max}} (\text{A}) \quad 0.8$$

- $V_{(BR)EBO}$  a  $I_E$  : mayor de 5 voltios a  $10 \mu A$
- $V_{(BR)CBO}$  a  $I_E$  : mayor de 60 voltios a  $10 \mu A$
- $I_{CE(off)}$  : típica de  $10 \mu A$
- $P_{Tm\acute{a}x}$  : 3 watts
- $R_{\theta jc}$  :  $50 \text{ }^\circ K/watts$
- $h_{FE \text{ min}}$  : 50 \* : transistores de silicio

Como se puede notar de los parámetros indicados, se obtienen buenas características, como son:  $I_C$  grande,  $V_{BR CE}$  conveniente, ya que se trabaja con una fuente de 15 voltios ( $V_{CC}$ ),  $I_{CE(off)}$  baja, un valor alto de  $f_T$  sacrificándose solo el tener un valor de  $V_{CE}$  en saturación mayor, que si se hubiera implementado el circuito con transistores de germanio.

El circuito es igualmente estable en temperatura.

Por lo general la potencia que se consume en el inversor está entre un 15 % y 30 % de la potencia de entrada, dependiendo este porcentaje de la calidad de los componentes.

#### 2.2.2.1. Diseño del transformador del inversor (34)(35)(36)(37)

En un inversor, tal como el que se diseña, el transformador es un elemento bastante importante.

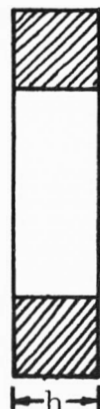
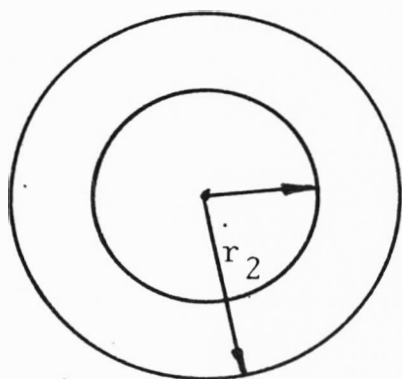
Aquí se ha optado por escoger para el núcleo del transformador un toroide de ferrita que tiene características de funcionamiento excelentes, tales como:

- Pequeño tamaño en comparación con el transformador de núcleo laminado para un nivel de potencia igual.

Bajo flujo dispersivo, ya que casi todo el flujo está circunscrito al interior del núcleo.



El toroide utilizado presenta las siguientes dimensiones:



DATOS:

$$r_1 = 0.3 \text{ cm}$$

$$r_2 = 0.7 \text{ cm}$$

$$h = 0.5 \text{ cm}$$

Las fórmulas utilizadas a continuación han sido establecidas por el Int. Electrotech. Comm, en la publicación 205 Ginebra Suiza, 1966.

• Longitud efectiva de la ruta magnética: ( $l_e$ )

$$l_e = \frac{C_1^2}{C_2}$$

• Area efectiva ( $A_e$ )

$$A_e = \frac{C_1}{C_2}$$

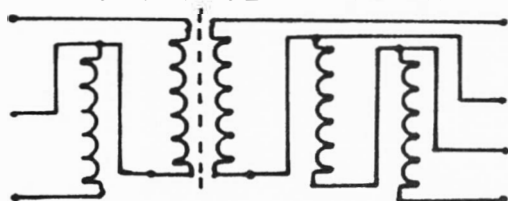
• Volumen efectivo ( $V_e$ )

$$V_e = l_e A_e = \frac{C_1^3}{C_2^2}$$

donde:

$$C_1 = \frac{2\pi}{h \ln \left( \frac{r_2}{r_1} \right)} \quad \text{y} \quad C_2 = \frac{2\pi(1/r_1 - 1/r_2)}{h^2 \ln^3(r_2/r_1)}$$

Figura N° 47 - DIAGRAMAS Y FORMULAS PARA EL TOROIDE EMPLEADO EN EL DISEÑO DEL INVERSOR



- Primario: a dos hilos con alambre N° 39 de 700 circular mils por amperio.

- Secundario: a tres hilos con alambre N° 38 de 700 circular mils por amperio.

Figura N° 48 - CONFIGURACION DE LOS DEVANADOS PARA EL TRANSFORMADOR DEL INVERSOR

- Pequeñas pérdidas : del orden de 10 watts/(cm<sup>3</sup>-Hz) a 25 °C y 400 gauss, éstas comparadas con las de los transformadores laminados son infimas.
- Funcionamiento hasta 500 KHz para materiales del tipo R03 y hasta 10 MHz para las del tipo R02 (base: Allen-Bradley).

Para el diseño de transformadores con núcleo de ferrita en forma de toroide, primero es necesario realizar el cálculo de algunos parámetros de diseño en base a las dimensiones del núcleo y con los datos:  $l_e = 2.79$  cm ;  $A_e = 0.188$  cm<sup>2</sup> y  $V_e = 0.52$  cm<sup>3</sup>.

El núcleo empleado en la implementación del inversor posee un  $B_{\text{saturación}}$  mínimo de 2200 gauss, (B = densidad de flujo). Para el cálculo del número de vueltas del primario y secundario del transformador, haremos uso de una relación dada por los fabricantes:

$$V_p = .4B f A_e N_1 \times 10^{-8} \text{ Volt. (DC)}$$

la cual relaciona el voltaje  $V_p$  aplicado al primario, la frecuencia  $f$  de funcionamiento del inversor, el área efectiva  $A_e$  del núcleo empleado, el flujo de operación  $B$  y el número de vueltas  $N_1$  de uno de los taps del primario.

Es así que con  $f = 138$  KHz,  $A_e = 0.188$  cm<sup>2</sup>,  $V_p = 6$  V<sub>DC</sub> y con  $B$  escogido como  $B_{\text{sat}}/4 = 580$ , valor que nos asegura una operación sin la exigencia de valores altos de corriente de colector, necesaria ésta a mayores valores de  $B$  (cercaos a  $B_{\text{sa}} \text{ turación}$ ) entonces:

$$N_1 = \frac{6}{4(138 \times 10^3)(580)(0.188) \times 10^{-8}} = 9.96$$

Tomamos entonces  $N_1 = 10$  vueltas

$N_2$  vendría dado por :

$$N_2 = K_1 \frac{V_0 N_1}{V_p} \quad \text{con } V_0 = \begin{array}{l} \text{tensión aislada DC} \\ (7 \text{ voltios}) \end{array}$$

El valor de 7 voltios se escoge con un criterio de compensar la caída directa en los diodos del puente rectificador ubicado en la salida del secundario.

$K_1$  es un factor para compensar la caída en el transformador, así como las pérdidas, tomando usualmente un valor de 1.05 ó 1.1, así :

$$N_2 = 1.05 \frac{(7)}{6} 10 = 12.25$$

tomamos en esta forma  $N_2 = 12$  vueltas

En base a algunos parámetros proporcionados por los fabricantes y a la resistencia DC de los bobinados, podemos establecer la eficiencia y regulación de voltaje aproximada para el inversor.

• Eficiencia ( $\eta$ ) la cual viene dada por :

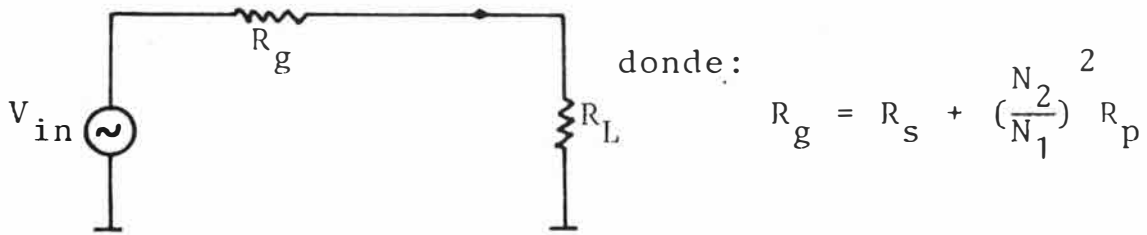
$$\eta = \frac{(\text{vatios de salida}) \times 100}{(\text{vatios de salida}) + \text{pérdida en el núcleo} + \text{pérdida en los bobinados}}$$

Con los datos de funcionamiento siguiente:

$$a \quad V_{cc} = 15 \text{ volt} ; \quad V_{out} = \pm 7 \text{ volt} ; \quad 3 \text{ mA (plena carga)}$$

- La potencia de salida viene dada por 42 milivatios
- Las pérdidas en el núcleo pueden ser calculadas, tomando como un valor aproximado para el factor de pérdidas (proporcionado por los fabricantes)  $\Omega$  ( $\mu\text{vatios}/\text{cm}^3$ ) = 10, medido a 25 °C y 150 KHz, ya que este factor presenta una variación aproximadamente lineal y creciente, tendremos que a 138 KHz tendrá

La regulación de voltaje está relacionada con el siguiente modelo circuital:



La regulación de voltaje relaciona el voltaje en  $R_g$  al voltaje en  $R_L$ :

$$V.R = \frac{R_s + \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 R_p}{R_L}$$

Es así que con:  $R_p = 0.25$  (por tap o devanado) y  
 $R_s = 0.30$  (por tap o devanado)

$$\text{con } \frac{N_2}{N_1} = \frac{12}{10} = 1.2 \quad ; \quad R_L \approx \frac{V_{DC}}{I_{DC}} = \frac{7}{3} \approx 2.33$$

$$V.R = \frac{\{0.30 + 1.44(0.25)\}}{2.33} = \frac{0.66}{2.33} = 0.28$$

$$\rightarrow V.R = 0.28$$

Figura N° 49

MODELO CIRCUITAL PARA EL CALCULO DE LA REGULACION DE VOLTAJE, FORMULAS.

... un valor de 9.2, así a 25 °C y un  $V_e$  de 0.523 cm<sup>3</sup>, las pérdidas en el núcleo son de :

$$9.2 \times 0.523 = 4.81 \text{ microvatios}$$

- Las pérdidas en los devanados las podemos calcular, teniendo en cuenta la resistencia de los mismos.

$$R_p = \text{resistencia del primario} = 0.5 \Omega$$

$$R_s = \text{resistencia del secundario} = 0.9 \Omega$$

$$\text{Así las pérdidas en el primario} = I_p^2 R_p = (n^2 I_s^2) R_p = 12.96 \times 10^{-6} \times 0.5 = 6.48 \mu\text{w.}$$

$$\text{Así las pérdidas en el secundario} = I_s^2 R_s = 9 \times 10^{-6} \times 0.9 = 8.1 \mu\text{w.}$$

Entonces la eficiencia vendría dada por :

$$\eta = \frac{42000(\text{micro-vatios}) \times 100}{42000 + \Sigma (4.81, 6.48, 8.1) \mu\text{w}} = \frac{42000 \times 100}{42019.4} = 99.95 \%$$

Esta eficiencia es bastante alta pero disminuye en la práctica hasta un 90 % debido a la presencia de otros efectos, tales como el flujo de dispersión y el efecto pelicular en los conductores, los cuales toman lugar a frecuencias, tales como las de funcionamiento del circuito.

### 2.2.3. Diseño del puente rectificador para la fuente flotante(23)

Como ya se indicó en la parte introductoria es importante el tipo y características de los rectificadores utilizados en el puente rectificador.

Entre las características que se han tomado en cuenta para la elección de los elementos semiconductores, se cuenta especialmente el tiempo de recuperación inversa, ya que éste causa pér

... didas de potencia en el puente, causando asimismo que la fuente presente una mala regulación.

Así se optó por el uso del diodo 1N914 para la implementación del puente rectificador, este diodo presenta las siguientes características:

- Corriente inversa en bloqueo ( $I_S$ ) : 4 n A
- Tensión de ruptura a una determinada corriente inversa de ruptura ( $V_B$  a  $I_{RB}$ ) 100 voltios a 100  $\mu$ A.
- Corriente directa máxima ( $I_{Fm\acute{a}x}$ ) : 0.075 A
- Potencia de disipación ( $P_D$ ) : 0.25 vatios
- $R_{\theta jc}$  ( $^{\circ}K/vatio$ ) : 600
- Tiempo de recuperación inversa ( $t_{rr}$ ): menor que 8 n segs.

Se escogió este diodo por sus características de  $t_{rr}$  pequeño y un bajo valor de  $I_S$  lo que permite obtener una pérdida de potencia pequeña por conmutación y una adecuada regulación para una carga plena de 3 mA.

La pérdida de potencia por conmutación en cada uno de los diodos puede ser calculada aproximadamente, considerando que

$t_{rr} = t_B$  en la ecuación dada en el anexo C. Así :

$$W = V_R \frac{I_{RRM} \cdot t_B}{6} = \frac{7.5(1 \times 10^{-3})(8 \times 10^{-9})}{6} = 1 \times 10^{-11}$$

(vatos)  
Hz

Las pérdidas en vatios:  $W \times f$  (Hz) =  $1 \times 10^{-11} \times 138 \times 10^3 = 1.38$  microvatios, así las pérdidas por ciclo de rectificación vendrán dadas por :  $4 \times 1.38 = 5.52 \mu w$ , las que representan un 0.013 % de los 42 milivatios que se manejan a plena carga ( $\approx + 7 V$  a 3 mA)

### 2.2.3.1. Diseño del filtro de salida de la fuente flotante (27)

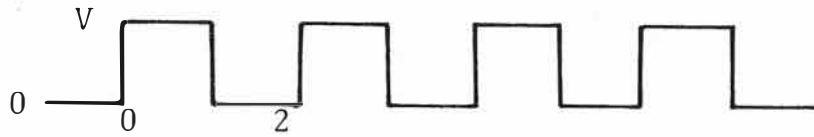
En la parte de introducción 1.1.4 y en el anexo D, se puede ver que el valor y configuración de los filtros más adecuados en una determinada aplicación, venía determinada básicamente por ensayos prácticos y disponibilidad de componentes, así el filtro utilizado es del tipo por condensador, habiéndose empleado una combinación de tres tipos de capacidad, para obtener una mejor característica del filtrado.

Luego de una serie de ensayos, el filtro de salida quedo compuesto por : (Primer ensayo)

- a) un condensador 15  $\mu$ f a 20 V (tantalo)
- b) un condensador 10  $\mu$ f a 16 V (tantalo)
- c) un condensador 1.5 nf a 500 V (mica-plata)

El hecho de usar tipos diferentes de condensadores se justifica desde que el condensador de tantalo, permite el filtrado inicial de la señal que proviene del rectificador, como la frecuencia de resonancia, de estos condensadores se encuentra por los 100 KHz aproximadamente, se hace necesario ubicar otro condensador en paralelo del mismo tipo, lo que permite llevar en algunos casos la frecuencia de resonancia hasta los 300 KHz, además de aumentar la capacidad efectiva de filtrado.

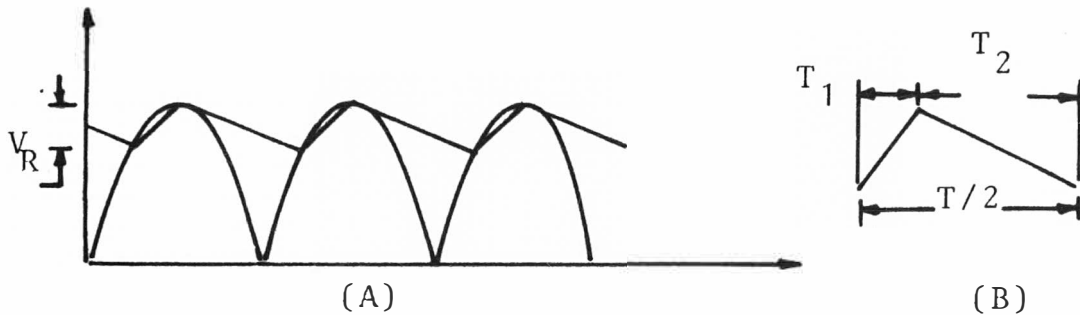
El condensador de tantalo por otro lado, ocupa un volumen reducido. La configuración de condensadores de tantalo en paralelo permite reducir el valor de ESL del filtro, por otro lado el condensador de mica-plata permite una acción de by-pass a las frecuencias de orden superior, pudiéndose utilizar igualmente un condensador de 100 nF de tipo cerámico.



$$f(t) = V + \frac{4V}{\pi} \text{sen } \omega t + \frac{4V}{3\pi} \text{sen } 3 \omega t + \dots$$

Figura N° 50

FORMA DE ONDA PRESENTE EN UN DEVANADO, POR SEMIPERIODOS  
EXPRESION CORRESPONDIENTE



Del gráfico de la figura 51 podemos escribir en forma aproximada:

$$V_{cc} = V_M - \frac{V_R}{2}$$

La tensión eficaz del diente de sierra mostrado en la figura 51B) es :

$$V'_{EF} = \frac{V_R}{2\sqrt{3}}$$

Asimismo podemos relacionar  $V_R$  con C mediante:

$$V_R = \frac{I_{cc}}{C} T_2$$

Cuanto mejor sea el filtro más se aproximará  $T_2$  a  $T/2$ , en este caso :

$$V_r = \frac{I_{cc}}{2fC}$$

Así podemos expresar el rizado como:  $r = \frac{V'_{EF}}{V_{DC}} = \frac{I_{cc}}{4\sqrt{3} fC V_{cc}}$

o

$$r = \frac{1}{4\sqrt{3} fC R_L} \quad (1)$$

Figura N° 51

FORMAS DE ONDA PARA EL CASO DE UN FILTRO A CONDENSADOR



El rizado presente en la carga está en función del tipo de filtro usado, el cual en este caso es por condensador.

En general para cualquier tipo de filtro la señal a la salida del rectificador, en un semiperíodo y por devanado, presenta la forma y expresión dadas en la figura 50.

La expresión dada en la figura 50 para  $f(t)$  corresponde a la rectificación de onda completa.

Para el cálculo del rizado presente a la salida del filtro, solo consideraremos los armónicos de  $f(t)$ , sin tomar en cuenta la componente AC introducida durante los períodos de recuperación inversa ( $t_{rr}$ ).

El rizado producido por una onda senoidal rectificada en onda completa puede ser calculado como es mostrado en la figura 51. La expresión 1 es aplicable a todos los armónicos de la expresión dada para  $f(t)$  en la figura 50.

Es así que para el primer armónico con  $f = 138$  KHz;  $C = 58 \mu f$  y una resistencia de  $4.66 \Omega$  de  $R_L$  ( $\pm 7$  volt a 3 mA):

$$r_1 = \frac{10 \times 0.43}{(\sqrt{3})4.66 \times 138} = 0.00386 \text{ (0.386 \%)}$$

El rizado es pequeño y los valores de los rizados de los armónicos superiores serán de  $1/3$ ,  $1/5$  y así sucesivamente.

El obtener un rizado pequeño es importante desde que las señales que se manejan, por lo general están en el orden de los milivoltios y microvoltios.

En el filtro implementado experimentalmente se halló que la mejor configuración la constituía una combinación de condensadores de tantalio (2) en paralelo con uno electrolítico.

Así el filtro para cada una de las fuentes está constituido por

1 condensador de tantalio de +16 voltios 10  $\mu$ f

1 condensador de tantalio de +20 voltios 15  $\mu$ f

1 condensador electrolítico de +40 voltios 33  $\mu$ f

Así C en la fórmula (1) es de un valor de:  $10 + 15 + 33 = 58 \mu$ f

#### 2.2.4. Diseño y configuración del circuito de Chopper (38)

Para el circuito de muestreo o Chopper, existen diversas configuraciones circuitales, por su sencillez y facilidad de implementación, se optó por implementar el circuito en base a fets.

Para el circuito de chopper con fets, existen diversas configuraciones, entre ellas las mostradas en la figura 52 que son utilizadas en función del circuito de excitación.

El fet presenta dos zonas de funcionamiento, en funcionamiento chopper la región on (o de conducción) y la región off (o de bloqueo).

En la figura 53 se muestran los modelos circuitales para ambas regiones.

Durante el período de conducción, la señal se verá atenuada por la impedancia de la fuente de señal y por la resistencia en conducción del fet:

$$V_0 = \frac{R_L}{R_s + R_{on} + R_L} V_i$$

En general se debe procurar que  $R_L \gg R_s + R_{on}$  para que  $V_0 \approx V_i$ . Para mantener al fet en la región ohmica, el voltaje gate-source debe ser mayor que el voltaje umbral (thres hold) o

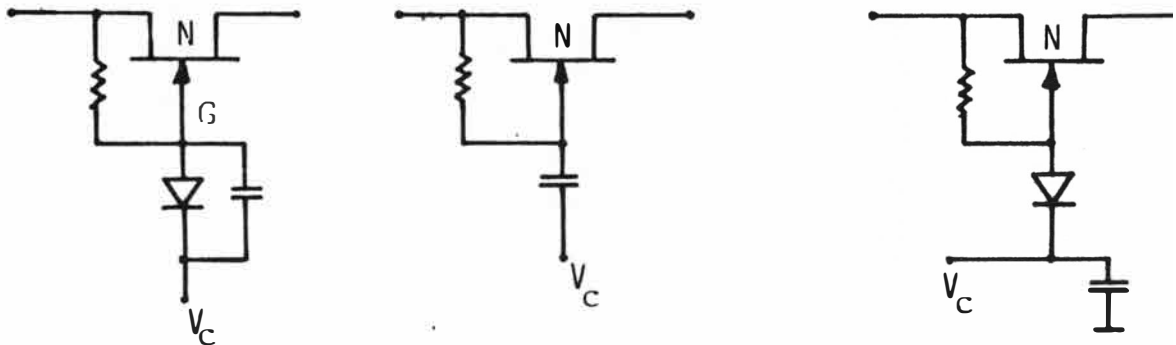


Figura N° 52

DIVERSAS CONFIGURACIONES DE CIRCUITOS DE CHOPPER

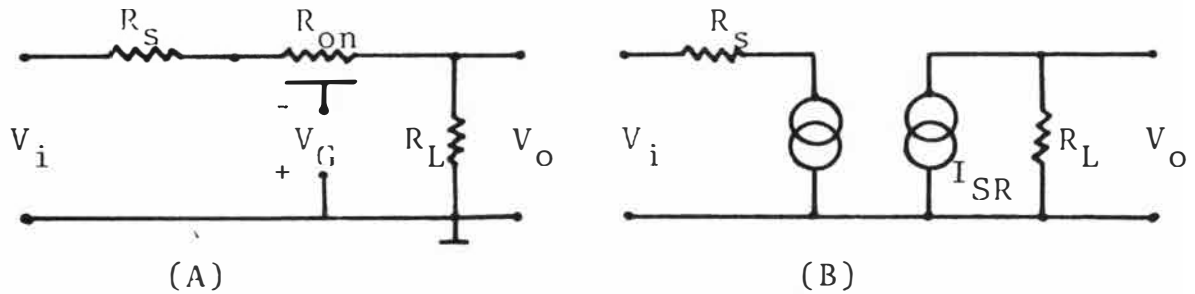


Figura N° 53

(A) MODELO EN LA ZONA DE CONDUCCION

(B) MODELO EN LA ZONA DE CORTE O BLOQUEO

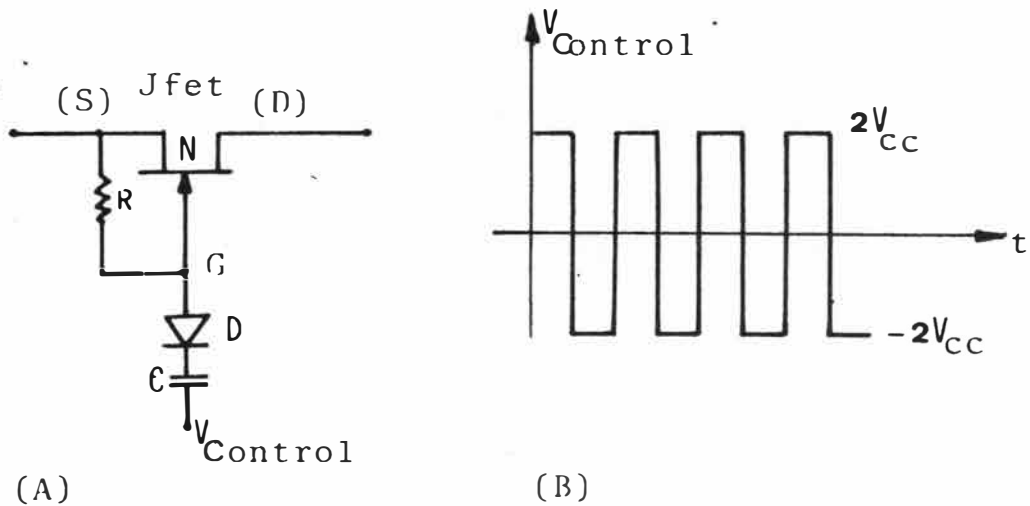


Figura N° 54

(A) CONFIGURACION CIRCUITAL DEL CIRCUITO DE MUESTREO OBTENIDO POR EXPERIMENTACION

(B) SEÑAL DE CONTROL OBTENIDA DEL INVERSOR DE LA FUENTE FLOTANTE

... de estrangulamiento (voltaje de pinch-off).

Existen dos casos extremos: (con referencia al circuito de la figura 54):

-  $V_{in}$  positivo se debe cumplir :

$$V_{in} < V_C + V_D \quad - (1) \quad \begin{array}{l} V_D = 0.7 \text{ voltios} \\ V_P = - 4.5 \text{ voltios} \end{array}$$

-  $V_{in}$  negativo se debe cumplir :

$$V_{in} - V_D - V_C > -V_P \quad |V_{in}| < 6 \text{ voltios} \quad - (2)$$

En la ecuación (1)  $V_{in}(+)$ ,  $V_C(+)$  y la condición que se desea asegurar es la conducción.

En (2)  $V_C$  y  $V_P$  son negativos y la condición que se desea asegurar es la de corte, para la condición de corte  $V_C$  es negativo y para la de conducción  $V_C$  es positivo, con  $V_C \approx 13$  voltios se cumplen las condiciones (1) y (2).

Cuando el chopper se encuentra en el estado de bloqueo, la juntura drain-gate está inversamente polarizada, fluyendo solo a través de ella una pequeña corriente de saturación inversa, así el voltaje de salida puede ser presentado como: (ver figura 53B)

$$V_{0(off)} = - I_{SR} R_L$$

En adición a este offset cualquier transición positiva del voltaje de control estará presente en  $V_0$  debido al acoplamiento capacitivo, debido a  $C_{GD}$  de la juntura, dando esto lugar a espigas de voltaje (spikes) en la salida, para disminuir estos spikes es que el circuito de la figura 54, presenta un condensador  $C$ , el cual está efectivamente conectado en serie con  $C_{GD}$ , lo que reduce su valor y por lo tanto el tamaño de las espigas de voltaje presentes en la transición de OFF a ON.

2.2.5. Diseño del limitador de Slew Rate (paso bajo)

Este circuito es utilizado cuando se desean limitar a aquellas variaciones rápidas de señal presentes en la señal de interés.

Este circuito que es básicamente un pasa-bajo RC, se ubica entre la etapa amplificadora o de entrada y el circuito modulador.

El esquema de este circuito y su funcionamiento (respuesta) con la frecuencia, son dados en la figura 55.

f(Hz)	Av(dB)	f(Hz)	Av(dB)	f(KHz)	Av(dB)	f(KHz)	Av(dB)
5.5	0.00	55	0.00	0.55	0.00	5.5	- 0.44
6.0	0.00	60	0.00	0.6	0.00	6.0	- 1.16
7.0	0.00	70	0.00	0.7	0.00	7.0	- 2.5
8.0	0.00	80	0.00	0.8	0.00	8.0	- 3.58
9.0	0.00	90	0.00	0.9	0.00	9.0	- 4.44
10.0	0.00	100	0.00	1.0	0.00	10.0	- 5.2
12.0	0.00	120	0.00	1.2	0.00	12.0	- 6.9
14.0	0.00	140	0.00	1.4	0.00	14.0	- 7.96
16.0	0.00	160	0.00	1.6	0.00	16.0	- 9.11
18.0	0.00	180	0.00	1.8	0.00	18.0	-10.1
20.0	0.00	200	0.00	2.0	0.00	20.0	-11.0
25.0	0.00	250	0.00	2.5	0.00	25.0	-12.9
30.0	0.00	300	0.00	3.0	0.00	30.0	-14.5
40.0	0.00	400	0.00	4.0	-0.22	40.0	-16.8
50.0	0.00	500	0.00	5.0	-0.44	50.0	-18.5
60.0	0.00	600	0.00	6.0	-1.16	60.0	-20.0

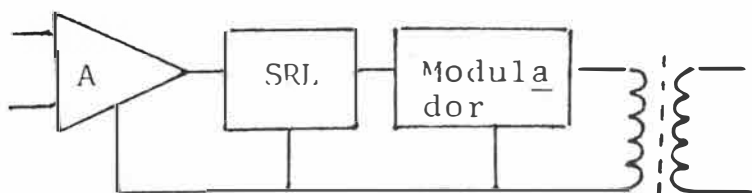
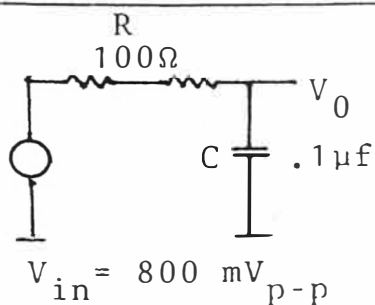


Figura N° 55

De la tabla de respuesta en frecuencia de la figura 55, podemos notar que el ancho de banda del paso bajo es de aproximadamente 7 KHz, a pesar que el valor teórico para el circuito ideal es de aproximadamente 100 KHz, este valor disminuye por dos causas:

- a) La impedancia del generador que hace que el valor que ve la fuente de señal como  $R$ , sea realmente de  $700 \Omega$  y no de  $100 \Omega$
- b) Las tolerancias de los componentes RC utilizados  $R = 100 \Omega + 5 \%$  y  $C = 0.1 + 20 \%$   $\mu\text{f}$ .

Al integrarse el limitador de Slew rate al circuito real, su ancho de banda se encontrará más cercano al valor teórico, debido a que la etapa de entrada presenta una impedancia de salida bastante pequeña.

Este circuito se emplea por lo general en aplicaciones médicas (ECG), donde se desea eliminar las señales producidas por los movimientos musculares.

#### 2.2.6. Diseño del transformador de acoplamiento de señal (41)

El transformador de acoplamiento de señal ha de presentar una característica de banda pasante que abarque a la señal de DSBSC proveniente del modulador (ver figura 56a)

En el diseño que se desarrolla  $f_c = 138 \text{ KHz}$  y para el caso del amplificador de ganancia fija ( $A = 11$ ), el ancho de banda es de  $\approx 1.2 \text{ KHz}$ , considerando  $f_m$  como  $2 \text{ KHz}$ , tendremos que el ancho de banda del trafo es de  $\approx 4 \text{ KHz}$ .

En este punto podemos calcular la selectividad que debe tener el transformador :

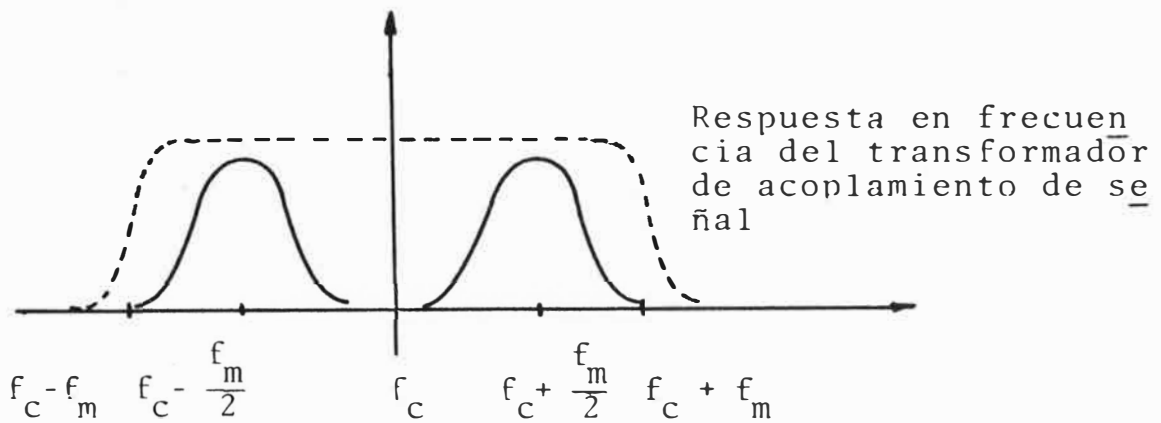
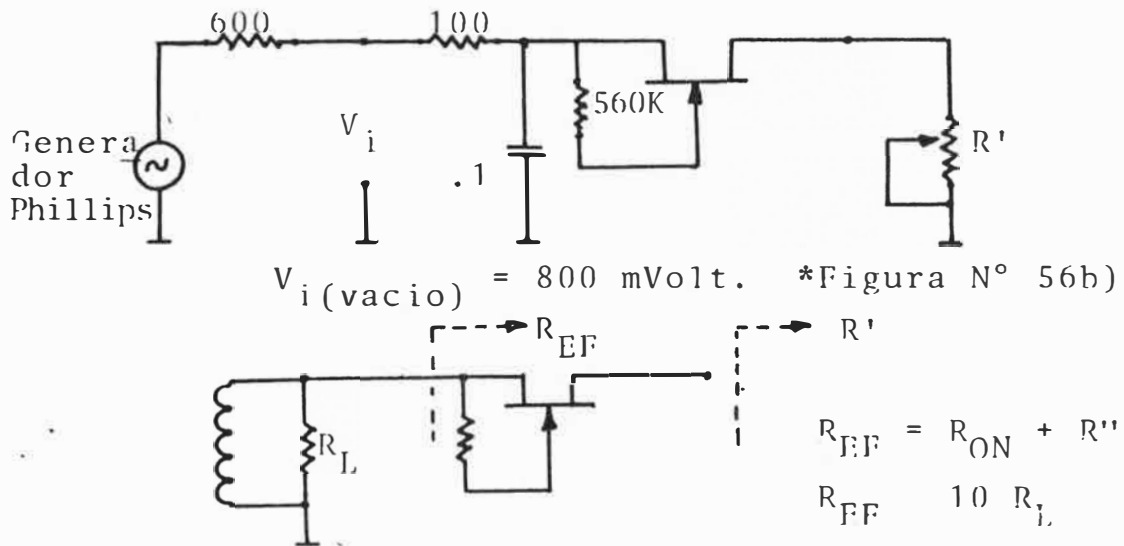


Figura N° 56a)

BANDA PASANTE DEL TRANSFORMADOR DE ACOPLAMIENTO DE SEÑAL



Escogemos así para  $R_L = 47 \text{ K}\Omega$

Figura N° 56c)

ESQUEMAS Y RELACIONES RELATIVAS AL SECUNDARIO DEL TRANSFORMADOR DE SEÑAL.

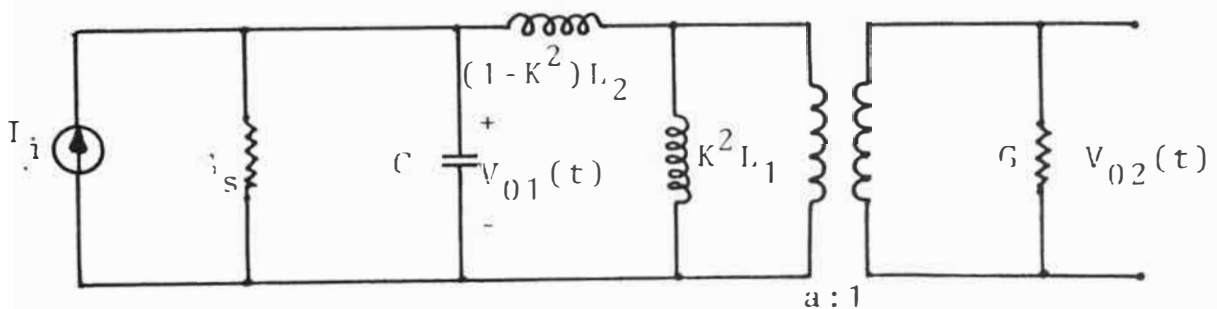


Figura N° 57

ESQUEMA EQUIVALENTE DEL TRANSFORMADOR DE SEÑAL.

\* ESQUEMA PARA DETERMINAR LA IMPEDANCIA DE ENTRADA AL TRANSFORMADOR DE SEÑAL. (referente a la figura N° 56b).

$$Q_T' = \frac{\omega_o}{BW} = \frac{138 \text{ KHz}}{4 \text{ KHz}} = 34.5$$

El transformador es del tipo "sintonizado en el primario" o de elevación de impedancia, en esta forma la salida del transformador, es una señal más de tensión que de corriente, que es el tipo de señal que maneja el demodulador (FET).

Como ya indicamos el transformador es del tipo "Step-up" con:

a)  $R_G$  (resistencia que ve el transformador en el primario).

Esta resistencia se halló experimentalmente con el circuito de la figura 56b.

La medida se realizó de la forma siguiente:

se varió  $R'$  hasta que  $V_i$  (el generador aplicado al circuito) tomó un valor igual a  $(V_i/2)$ , luego se midió  $R'$  obteniéndose un valor de 110 ohmios, entonces el fet representa una resistencia en conducción de aproximadamente 390  $\Omega$ .

Es así que el transformador verá en el primario una resistencia " $R_G$ " de aproximadamente 500  $\Omega$ .

b)  $R_L$ : esta resistencia la podemos fijar ubicando una resistencia en paralelo con el secundario, pero asegurándonos que el circuito que va a continuación del demodulador presente en combinación con la resistencia en conducción del fet, un valor de 10 o más veces que el que nosotros fijemos como  $R_L$ . El transformador presenta el modelo de la figura 57.

En donde :  $a = \pm K \sqrt{\frac{L}{L_2}}$  y  $n' = k^2$

la carga reflejada al primario es :  $\frac{G}{a^2} = \frac{G L_2}{K^2 L_1}$

si se cumple :  $n' Q_T Q_E > 100$  y  $Q_E > 10$



donde:  $Q_E = \frac{1/G}{\omega_o L_2 (1 - k^2)}$  ; se tendrá :  $Q'_T = \frac{\omega_o C}{\frac{k^2 G}{a^2}}$

o :  $Q'_T = \frac{\omega_o C}{\left(\frac{M}{L_1}\right)^2 G}$        $G = G_L$   
 $G_s = Gg$

Si consideramos que el factor de acoplamiento es  $\approx 1$  (k) lo cual es bastante cierto en aquellos diseños en los cuales el núcleo está constituido por elementos de ferrita y suponiendo que en este caso  $Q_E \rightarrow \infty$ , cumpliéndose también que:

$$n' Q'_T Q_E > 100 \quad Q_E > 10$$

$$\rightarrow n = \frac{n'}{a} = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \frac{M}{L_1} \quad \text{con } M = k \sqrt{L_1 L_2}$$

donde n viene definida como la relación:  $\left. \frac{V_{02}(t)}{V_{01}(t)} \right|_{G=0}$

Así para la máxima transferencia de potencia se ha de cumplir

$$n = \frac{R_L}{R_g} = \sqrt{\frac{47000}{500}} \approx 9.7 \quad (n^2 = 94)$$

con  $k = 1$  y  $Q_T = Q'_T$  tendremos el modelo de la figura 58 para el transformador:

donde :

$$n = \frac{M}{L_1} \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}}$$

y teniendo que:  $Q'_T = \frac{\omega_o C}{n^2 G_L + G_g}$       con :

$$\begin{aligned} \omega_o &= 2\pi(138 \text{ KHz}) \\ G_g &= 1/R_G \\ G_L &= 1/R_L \\ Q'_T &= 34.5 \\ n^2 &= 94 \end{aligned}$$

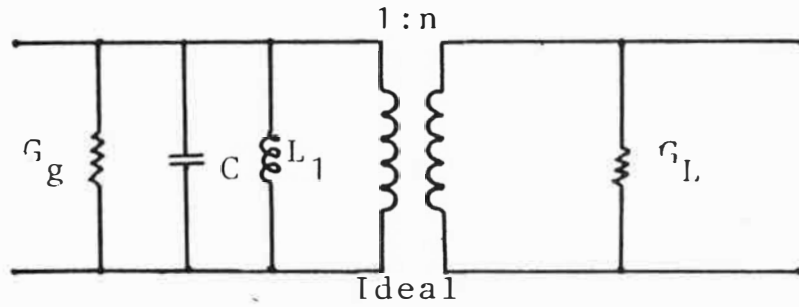
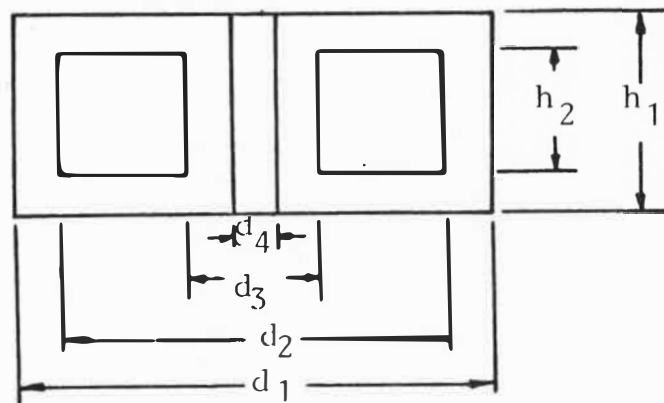


Figura N° 58 - MODELO EQUIVALENTE SIMPLIFICADO DEL TRANSFORMADOR DE SEÑAL



Tamaño básico $d_1 \times h_1$ mm.	TAMAÑO NOMINAL EN CENTIMETROS						$A_e$ cm <sup>2</sup>	$l_e$ cm	$V_e$ cm <sup>3</sup>
	$d_1$	$d_2$	$d_3$	$d_4$	$h_1$	$h_2$			
14 x 8	1.40	1.18	0.589	0.31	0.836	0.579	0.248	1.98	0.491

Figura N° 59

DIMENSIONES DEL NUCLEO (POT-CORE) UTILIZADO PARA EL TRANSFORMADOR DE ACOPLAMIENTO DE SEÑAL

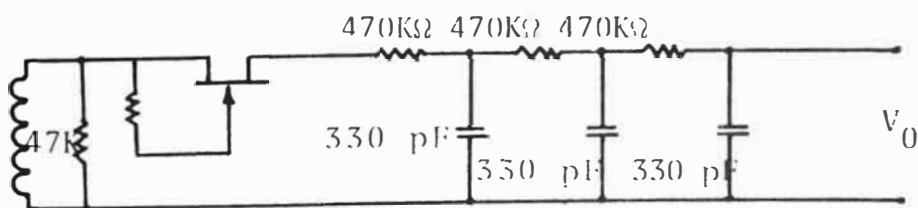


Figura N° 60

DIAGRAMA DEL FILTRO PASABAJO DE SALIDA

$$\rightarrow C = \frac{34.5}{\pi \times 138 \times 500 \times 10^3}$$

$$C = 0.159 \mu\text{F} \quad \text{y} \quad L_1 = \frac{1}{\omega_o^2 C} = \frac{1}{0.159 \times 10^{-6} (2\pi \times 138 \times 10^3)^2}$$

$$L_1 = 0.008 \text{ mH}$$

$$= 8.36 \mu\text{H}$$

$$L_2 = \left(\frac{M}{K}\right)^2 \frac{1}{L_1} = n^2 \frac{L_1^2}{L_1} = n^2 L_1$$

$$L_2 = 0.78 \text{ mH}$$

Antes de continuar con el diseño es necesario calcular algunos valores, para determinar el tamaño del transformador, el área de bobinado, la potencia que debe manejar, etc.

Sabemos que las señales que comunmente se aplican al amplificador de aislamiento son del orden de 0.1 milivoltios y menores, considerando que la señal de interés pudiera tomar un valor de 1 mV y la etapa de entrada con una ganancia de 1000, tendríamos aplicados en el primario del transformador de acoplamiento, medio voltio, lo que implica una potencia de 0.5 mW.

El núcleo que se va a usar es del tipo pot-core con las características mostradas en la figura 59.

El núcleo usado (14 x 8): - maneja una potencia de:

$$\text{- tiene un } A_\omega = \left(\frac{d_2 - d_3}{2}\right) h^2$$

$$A_\omega = \text{area de bobinado} = 0.336 \text{ cm}^2$$

Los fabricantes de núcleos de ferrita dan asimismo una constante  $A_L$ , que en este caso es:

$$160 + 1 \% \text{ mH}/(1000 N)^2$$

o lo que es lo mismo:

$$N_i = \sqrt{\frac{L_i}{A_L} \times 10^6} \quad (L \text{ en mH})$$

Así para  $L_1 = 8.36 \times 10^{-3}$  mH y  $L_2 = 0.78$  mH

tendremos:

$$N_1 = \sqrt{\frac{8.36 \times 10^{-3} \times 10^6}{160}} = 7.22 \text{ vueltas}$$

$$N_2 = \sqrt{\frac{0.78 \times 10^6}{160}} = 70.08 \text{ vueltas}$$

con  $N_1 = 7$  vueltas y  $N_2 = 70$  vueltas, verificamos el calibre de alambre a utilizar y si éste permite bobinar ambos devanados sobre el área de bobinado disponible.

. Los fabricantes de alambre magnético proveen unos factores denominados.

- Densidad de bobinado ( $tP_i^2$ ) = vueltas/cm<sup>2</sup> (o tiraje/inch<sup>2</sup>)
- el número de pies por libra
- el número de ohmios por pie

Asimismo para los bobinados dan la siguiente relación entre el número de vueltas y el área disponible de bobinado.

$$tP_i^2 = \frac{6.452 N}{K A_w}$$

Esta formula la podemos deducir a partir de:

1 pulgada = alfa veces  $d_i$ , donde  $d_i$  es el diámetro del alambre.

$$1 \text{ pulgada}^2 = \alpha^2 d_i^2 \quad \alpha = \# \text{ de vueltas en 1 capa de bobina}$$

# de vueltas en 1 pulgada<sup>2</sup> =  $\alpha^2$

$$\rightarrow tP_i^2 = \frac{\# \text{ vueltas}}{\text{pulg}^2} = \frac{\alpha^2}{d_i^2} = \frac{1}{d_i^2} \rightarrow d_i^2 = \frac{1}{tP_i^2}$$

Asimismo el área ocupada por una bobina de N vueltas con alambre de diámetro  $d_i$  es:

$$A = Nd_i^2 = N \frac{1}{tP_i^2}$$

A es el área efectiva utilizada para el bobinado y está relacionada con el  $A_\omega$  por medio del factor de empaquetado o fit=K

Así :  $tP_i^2 = \frac{N}{K A_\omega}$  si deseamos trabajar con  $tP_i^2 =$   $\frac{\text{torns/inch}^2}{\text{y } A_\omega \text{ en cm}^2}$ :

$$\rightarrow tP_i^2 = \frac{(2.54)^2 N}{K A_\omega} = \frac{6.4516 N}{K A_\omega}$$

• N en nuestro caso representa dos bobinados:  $N = N_1 + N_2 = 77$

$$K = 0.8 ; A_\omega = 0.336 \text{ cm}^2$$

$$\rightarrow tP_i^2 = \frac{6.4516(77)}{0.8(0.336)} = 1848.1 \frac{\text{vueltas}}{\text{pulg}^2}$$

Así haciendo uso del alambre con 1 capa de aislante del N° 25 AWG con  $tP_i^2 = 2657$ , cumplimos con el valor requerido para N.

\* Se usa el N° 25 AWG y no el N° 24 ( $tP_i^2 = 2124$ ) con la finalidad de poder hacer uso de capas aislantes entre el bobinado primario y el secundario y entre las dos bobinas y el núcleo de ferrita.

• La longitud del bobinado (primario + secundario) =  $11\pi(7 + 28 d_i)$ , con  $d_i = 1.92 \times 10^{-2}$  pulg  $L_B = 11\pi\{7 + 28(1.92 \times 10^2)\}$

$$L_B = 260.48 \text{ pulg. ; El N}^\circ 25 \text{ AWG tiene } 2.7 \times 10^{-3} \Omega/\text{pulg}$$

Así la resistencia del primario =  $0.639\Omega$

$$\text{La resistencia del secundario} = 0.064\Omega \quad R_{DC} = 0.7032\Omega$$

La pérdida en el bobinado viene dada por:

$$P_\omega = I^2 R_{DCP} \{1 + r (T_m - T_o)\} \quad r = 0.00393 \quad (T_o = 20 \text{ }^\circ\text{C})$$

$$T_m = 100 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$T_o = 20 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$P_\omega = \left(\frac{0.5 \text{ voltios}}{500 \Omega}\right)^2 (0.64) \{1 + 0.00393(80)\}$$

$$P_\omega = 8.412 \times 10^{-7} \text{ vatios}$$

Las pérdidas en el núcleo las podemos calcular conociendo el factor de pérdidas  $C_V$  del núcleo. En este caso  $C_V = 4.3\mu\omega/\text{cm}^3 - \text{Hz}$  a 700 gauss.

$$\text{Así } P_C = V_e C_V = (0.491) C_V \quad C_V = \frac{4.3 \times 10^{-6} \text{ W}}{\text{cm}^3 - \text{Hz}} \times 138 \times 10^3 \text{ Hz}$$

$$C_V = 593.4 \times 10^{-3} \frac{\text{vatios}}{\text{cm}^3}$$

$$P_C = (0.491 \text{ cm}^3) \left(\frac{593.4 \times 10^{-3}}{\text{cm}^3}\right) \text{ vatios} = 0.2914 \text{ vatios}$$

Así las pérdidas totales son  $P_T = 0.2914$  vatios ( $P_\omega$  muy pequeña). El transformador debe ser capaz de manejar los 0.5 vatios de señal más los 0.29 de pérdidas.

Así las características del transformador de acoplamiento de señal serán :

$$N_1 = 7 \text{ vueltas}$$

$$A_L = 160 + 1 \% \text{ mH}/(1000N)^2$$

$$N_2 = 70 \text{ vueltas}$$

$$\text{Potencia : } 0.8 \text{ watts}$$

$$d_1 \times h_1 : 14 \times 8 \text{ (mm)}$$

Con los valores de  $N_1$  y  $N_2$  recalculamos  $L_1$  y  $L_2$  con la finalidad de hallar el valor final para C.

$$L_i = \frac{N_i^2 A_L}{10^6} \quad L_1 = 7.84 \times 10^{-6} \text{ H}$$
$$L_2 = 0.784 \times 10^{-3} \text{ H}$$

$$C = \frac{1}{(2\pi \times 138 \times 10^3)^2 \cdot 7.84 \times 10^{-6}} = 0.169 \text{ } \mu\text{F}$$

$$\rightarrow Q_T' = 36.63 \quad \text{y} \quad \text{BW} \approx 3.7 \text{ KHz}$$

El valor utilizado para C fué la combinación en paralelo de 2 condensadores de 0.1  $\mu\text{f}$ .

### 2.2.7. Diseño del filtro de salida (39)

Como ya se indicó en el diseño del transformador de acoplamiento, la carga que debe presentar el filtro hacia el demodulador debe ser de aproximadamente 10 veces  $R_L = 47\text{K}$ .

Si deseamos que el ancho de banda sea de 2 KHz.

$$2 \text{ KHz} = \frac{2\pi f_o}{3.08} \quad \text{con} \quad 2\pi f_o = \frac{1}{RC}$$

Si  $R = 470 \text{ K}\Omega$ :

$$C = \frac{1}{(2 \times 10^3)(3.08)(470 \times 10^3)} = 3.45 \times 10^{-10} \text{ F}$$

$$C(\text{práctico}) = 330 \text{ pF}$$

Así el esquema para el filtro de salida queda como el mostrado en la figura 60.

### 2.2.8. Diseño de aplicación (40)

El circuito desarrollado del amplificador de aislamiento, puede ser aplicado en numerosos circuitos de registro de señal, a continuación se dan los diagramas necesarios para la implementación de algunos de ellos.

#### 2.2.8.1. Circuito para el monitoreo de la corriente-tensión de un motor DC

En la figura 61 se dan dos circuitos que permiten la

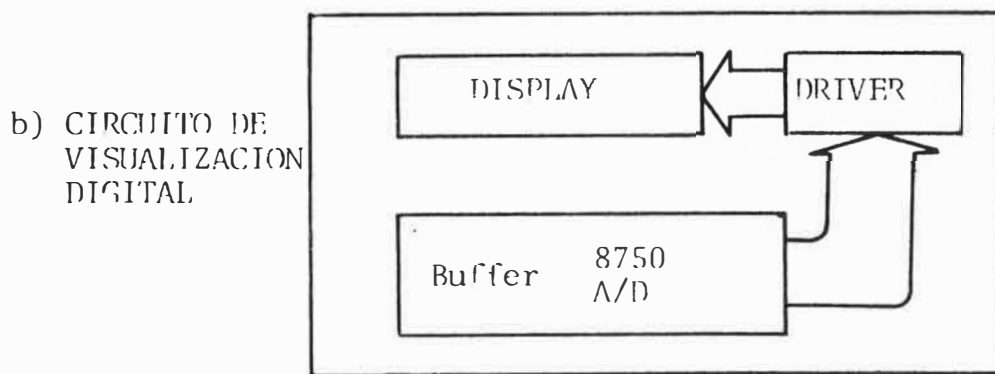
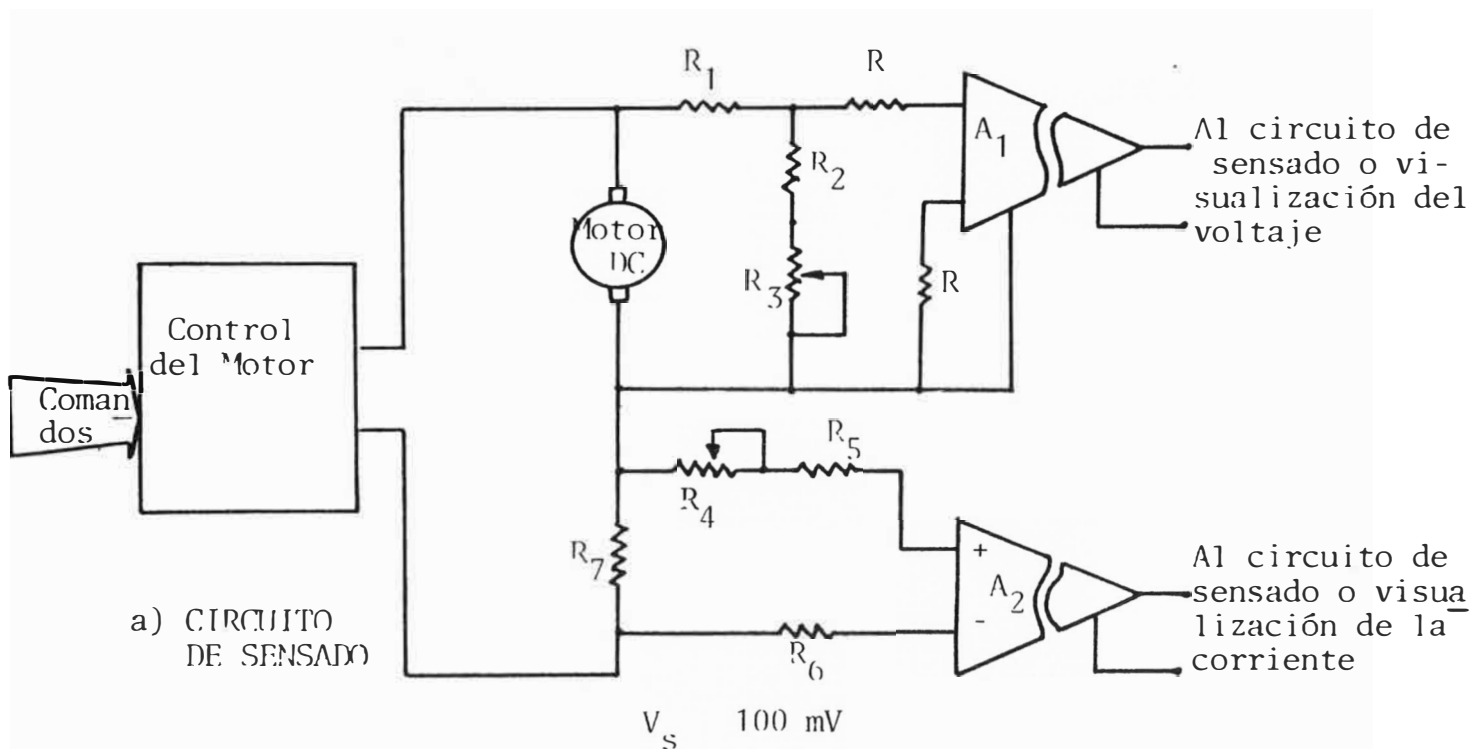
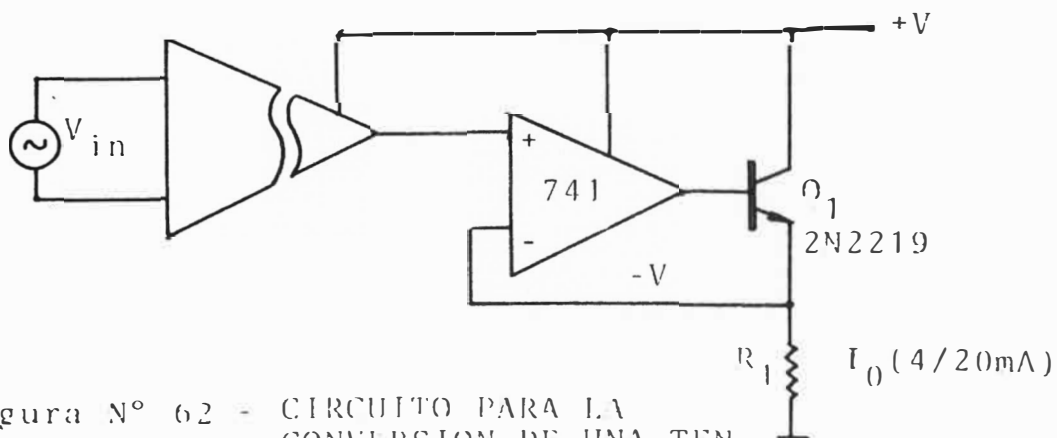


Figura N° 61 - CIRCUITO DE APLICACION





... visualización de la tensión y corriente para un motor de corriente continua.

El sistema mostrado permite el monitoreo de la tensión de bornes de un motor de corriente continua. Así como de la corriente que maneja las señales de los circuitos de sensado, pueden ir a actuar como señales de entrada para el circuito de control en donde son comparadas con otras de referencia, de esta comparación se generarán los comandos necesarios para el control del motor.

Las señales de sensado pueden ser monitoreadas a través de un display digital, el cual puede ser conmutado sobre una u otra señal, tomando la señal a través de un buffer con la finalidad de no cargar la salida de los amplificadores de aislamiento.

#### 2.2.8.2. Conversión de una señal de tensión en corriente con fines de control

El siguiente circuito permite una conversión sencilla de una señal de tensión en corriente, los niveles de corriente que normalmente se utilizan son de 4 a 20 mA, correspondiendo 4 mA al nivel de reposo y 20 mA al nivel máximo de excursión de señal.

En la figura 62 se muestra el diagrama circuital, el valor de  $R_1$  es escogido en forma tal de graduar el rango de la corriente de salida.

## C A P I T U L O   I I I

### DIAGRAMAS CIRCUITALES Y PRUEBAS EXPERIMENTALES

#### 3.1. Amplificador de ganancia fija, diagrama circuital.

El diagrama corresponde al diseño desarrollado en el capítulo II (ver figura 63).

##### 3.1.1. Respuesta en frecuencia.

Para el amplificador de la figura 63 se registró su respuesta en frecuencia, mediante un barrido realizado con el generador Phillips PM5120 ( $Z_g = 600\Omega$ ) y a una señal de entrada diferencial de 600 mV. La tabla 1 muestra esta respuesta.

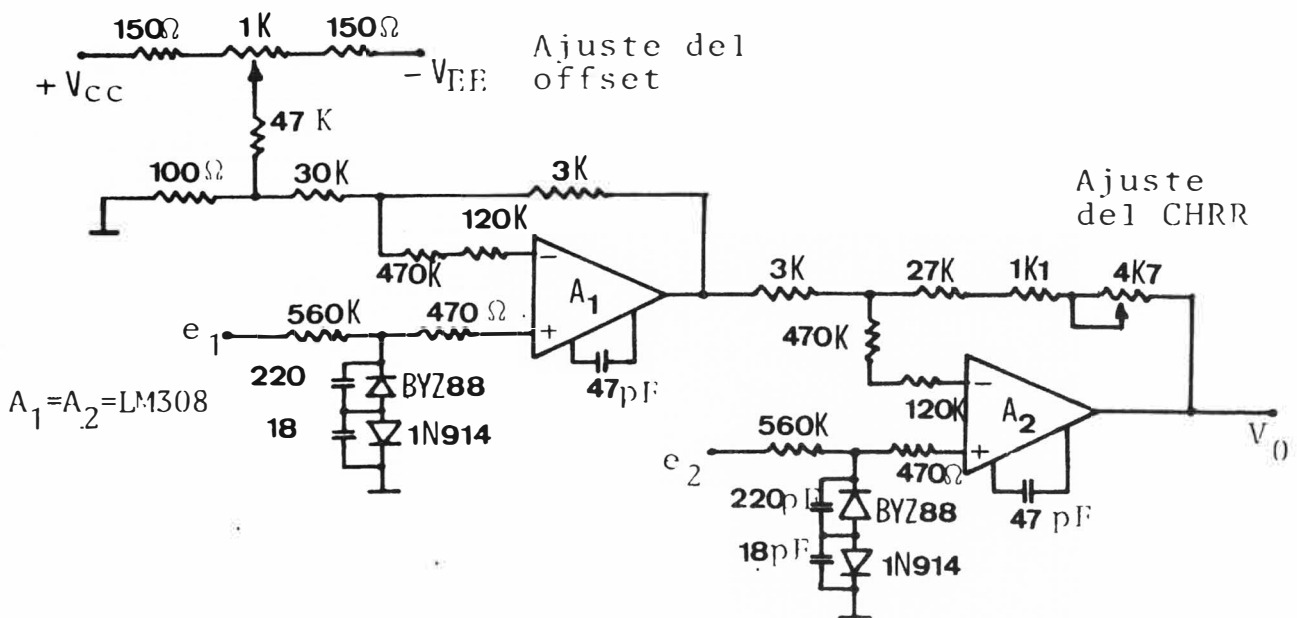


Figura N° 63

DIAGRAMA CIRCUITAL FINAL DEL AMPLIFICADOR

DIFERENCIAL DE GANANCIA 11

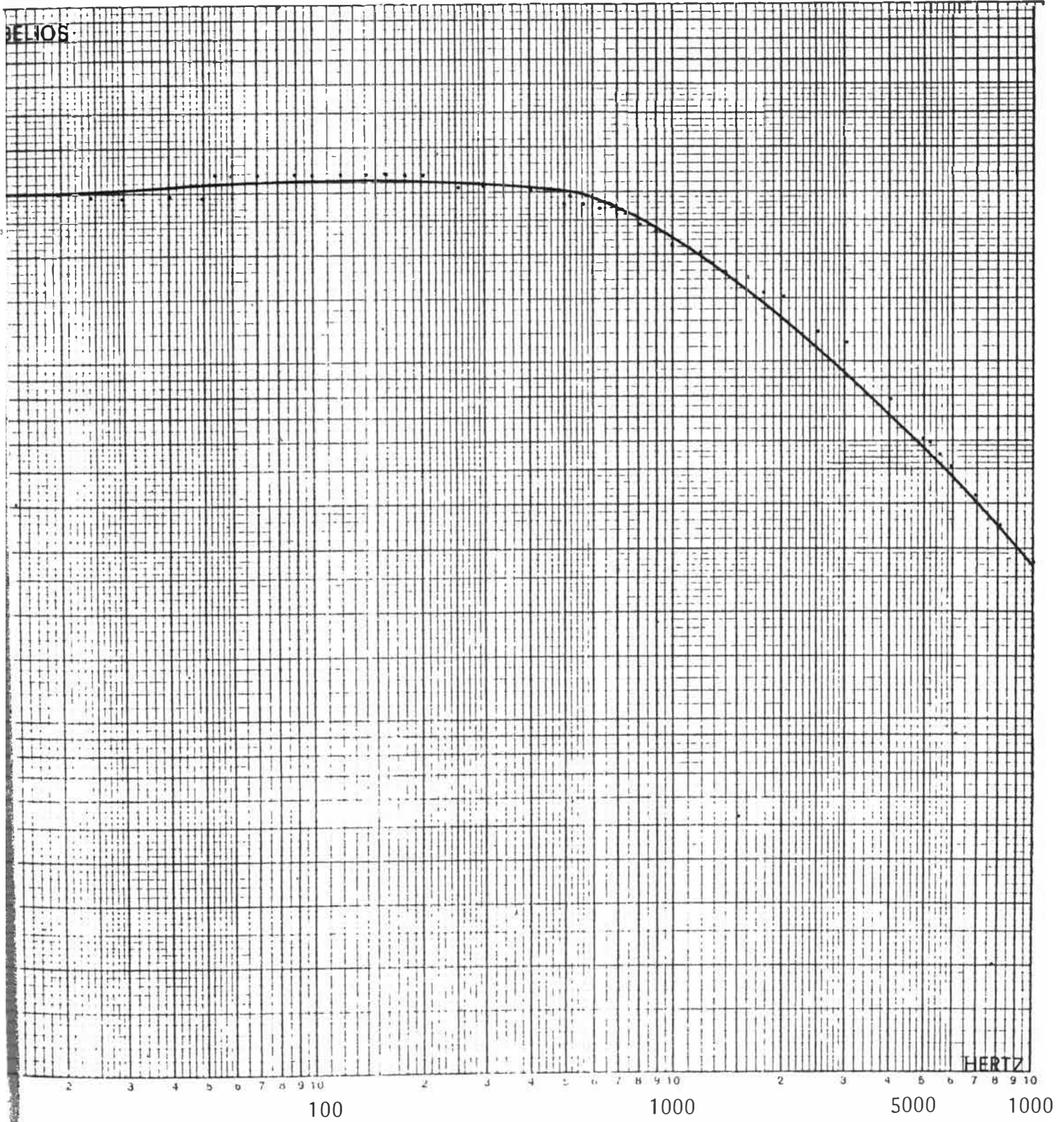


Figura N° 64

DIAGRAMA DE RESPUESTA EN AMPLITUD PARA EL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL DE GANANCIA 11

T A B L A 1

f(Hz)	A <sub>V</sub> (dB)	f(hz)	A <sub>V</sub> (dB)	f(KHz)	A <sub>V</sub> (dB)	f(KHz)	A <sub>V</sub> (dB)
5.1	26.9	51	27.6	0.51	26.4	5.1	15.6
5.5	26.9	55	27.5	0.55	26.3	5.5	15.0
6.0	26.9	60	27.5	0.60	26.0	6.0	14.5
7.0	26.9	70	27.4	0.70	26.0	7.0	13.2
8.0	26.7	80	27.4	0.80	25.3	8.0	12.0
9.0	26.7	90	27.4	0.90	25.3	9.0	10.0
10.0	26.7	100	27.4	1.0	24.5	10.0	10.2
12.0	26.7	120	27.4	1.2	23.9	12.0	8.6
14.0	26.7	140	27.4	1.4	23.3	14.0	7.3
16.0	26.7	160	27.4	1.6	22.9	16.0	6.1
18.0	26.7	180	27.4	1.8	22.3	18.0	5.1
20.0	26.7	200	27.4	2.0	21.8	20.0	4.3
25.0	26.6	250	27.0	2.5	20.6	25.0	2.3
30.0	26.6	300	26.9	3.0	19.4	30.0	0.7
40.0	26.4	400	26.7	4.0	17.4	40.0	-1.9
50.0	26.3	500	26.2	5.0	15.7	50.0	-4.0

### 3.1.2. Medida del CMRR

La tabla mostrada y el diagrama de Bode correspondiente de la figura 64, se han realizado una vez obtenido el ajuste del CMRR, lo que se logra con el potenciómetro de 4.7 KΩ.

En el ajuste del CMRR la señal en modo común aplicada fué de 6 voltios (pico a pico), la salida fué medida en la escala de 200 mVolt por división del osciloscopio Scope, obteniéndose 0.8 divisiones (0.016 volts), la señal aplicada fué de 60 Hz.

El valor de A<sub>C</sub> viene dado por :

$$A_C^{-1} = \frac{6}{0.016} = 375$$

lo cual expresado en dB da :

$$\text{CMRR} = 20 \log \left( \frac{1}{375} \right) = 51.48$$

el cual es un valor bastante bueno para un amplificador diferencial, considerando además que este valor se vera ampliado por las características de aislamiento del sistema.

### 3.2. Amplificador de ganancia variable

En el diagrama circuital dado en la figura 65 no se ha agregado red de compensación de offset, ya que los offset de  $A_1$  y  $A_2$

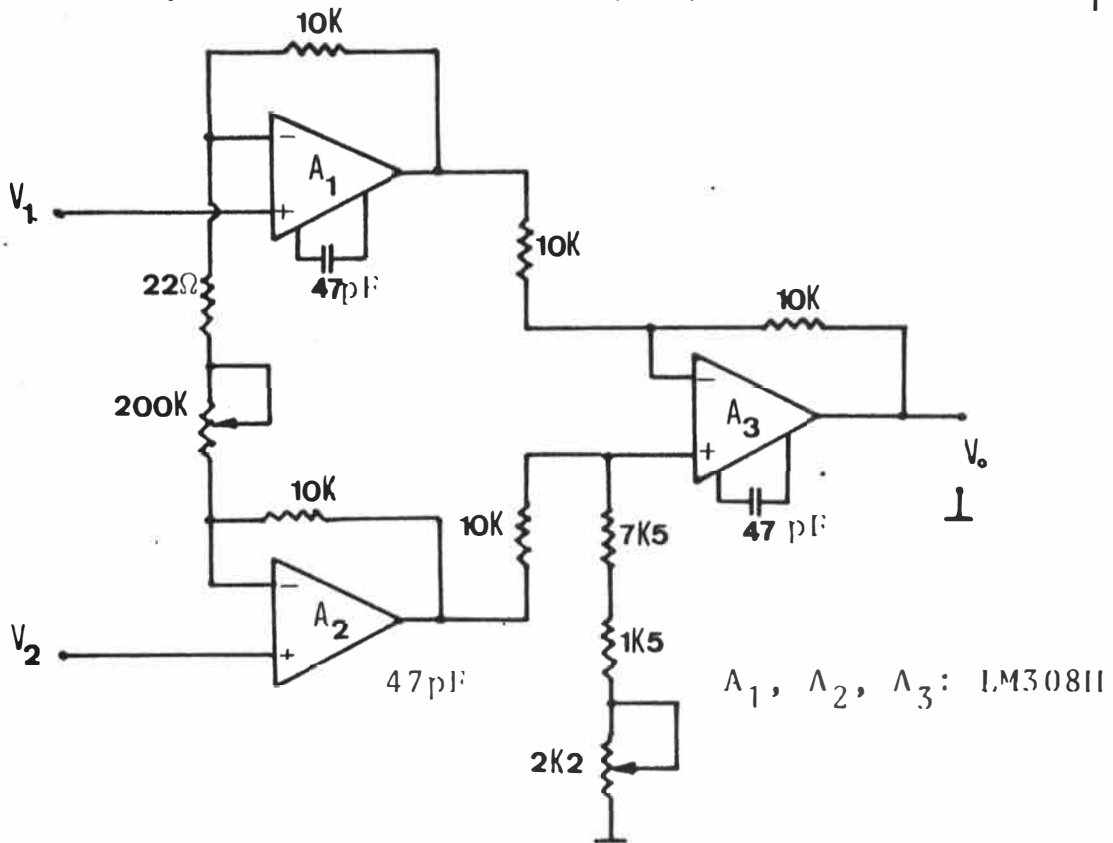


Figura 65

### DIAGRAMA DE IMPLEMENTACION DEL AMPLIFICADOR DE GANANCIA VARIABLE DE 1 a 1000

se restan en  $A_3$  y como  $A_3$  tiene balanceadas las resistencias que ve en los pines de señal (+) y (-). El offset de salida es mínimo.

Al circuito de la figura 65 no se le ha agregado circuito de protección de entrada, ya que de necesitarse éste, se pueden seguir los lineamientos dados para su implementación, la cual por otro lado no afectaría la configuración dada, debido a que el amplificador diferencial tiene una impedancia de entrada muy alta ( $\approx Z_{CM}$ ).

3.2.1. Respuesta en frecuencia.

f(Hz)	$A_V$ (dB)	f(Hz)	$A_V$ (dB)	f(Hz)	$A_V$ (dB)	f(KHz)	$A_V$ (dB)	f(KHz)	$A_V$ (dB)
5.5	6.85	55	6.85	550	6.85	5.5	6.85	55	3.8
6.0	6.85	60	6.85	600	6.85	6.0	6.85	60	3.22
7.0	6.85	70	6.85	700	6.85	7.0	6.75	70	2.27
8.0	6.85	80	6.85	800	6.85	8.0	6.75	80	1.02
9.0	6.85	90	6.85	900	6.85	9.0	6.65	90	-0.4
10.0	6.85	100	6.85	1000	6.85	10.0	6.65	100	-1.93
12.0	6.85	120	6.85	1200	6.85	12.0	6.55	120	-4.44
14.0	6.85	140	6.85	1400	6.85	14.0	6.55	140	-6.46
16.0	6.85	160	6.85	1600	6.85	16.0	6.44	160	-8.52
18.0	6.85	180	6.85	1800	6.85	18.0	6.44	180	-10.46
20.0	6.85	200	6.85	2000	6.85	20.0	6.44	200	-11.7
25.0	6.85	250	6.85	2500	6.85	25.0	6.02	250	-14.89
30.0	6.85	300	6.85	3000	6.85	30.0	5.91	300	-16.77
40.0	6.85	400	6.85	4000	6.85	40.0	5.1	400	-20.0
50.0	6.85	500	6.85	5000	6.85	50.0	4.21	500	-22.49
60.0	6.85	600	6.85	6000	6.85	60.0	3.22	600	-24.44

T A B L A N° 2

RESPUESTA EN FRECUENCIA PARA UNA GANANCIA DE  $\approx 2.2$

La respuesta en frecuencia para el amplificador con una ganancia de 2.2 se muestra en la tabla 2.

Esta tabla se ha confeccionado con una señal de entrada de:  $200 \text{ mV}_{p-p}$ . Para ganancias de 10, 100 y 1000 se dan los valores en las tablas 3, 4 y 5 respectivamente.

Para :  $A_V = 10$  se utilizó  $V_{in} = 100 \text{ mV}_{p-p}$

$A_V = 100$  se utilizó  $V_{in} = 100 \text{ mV}_{p-p}$

$A_V = 1000$  se utilizó  $V_{in} = 4 \text{ mV}_{p-p}$

La señal diferencial de entrada se simuló con el generador de señal Phillips PM5120 ( $Z_g = 600\Omega$ ) y se convirtieron los valores utilizando el osciloscopio Scope.

f(Hz)	$A_V$ (dB)	f(Hz)	$A_V$ (dB)	f(Hz)	$A_V$ (dB)	f(KHz)	$A_V$ (dB)	f(KHz)	$A_V$ (dB)
5.5	26.02	55	26.65	550	26.55	5.5	26.44	55	10.88
6.0	26.02	60	26.65	600	26.55	6.0	26.44	60	10.63
7.0	26.02	70	26.65	700	26.55	7.0	26.44	70	10.63
8.0	26.02	80	26.65	800	26.44	8.0	26.44	80	6.85
9.0	26.02	90	26.65	900	26.44	9.0	26.34	90	4.6
10.0	26.02	100	26.65	1000	26.44	10.0	26.13	100	2.6
12.0	26.02	120	26.65	1200	26.44	12.0	25.57	120	0.82
14.0	26.02	140	26.65	1400	26.44	14.0	24.86	140	-2.85
16.0	26.02	160	26.55	1600	26.44	16.0	24.28	160	-5.036
18.0	26.02	180	26.55	1800	26.44	18.0	23.22	180	-7.13
20.0	26.02	200	26.55	2000	26.44	20.0	22.28	200	-8.87
25.0	26.65	250	26.55	2500	26.44	25.0	20.67	250	-11.05
30.0	26.65	300	26.55	3000	26.44	30.0	19.08	300	-13.98
40.0	26.65	400	26.55	4000	26.44	40.0	15.56	400	-15.92
50.0	26.65	500	26.55	5000	26.44	50.0	12.87	500	-19.17
60.0	26.65	600	26.55	6000	26.44	60.0	10.63	600	no legible

T A B L A N° 3

RESPUESTA EN FRECUENCIA con  $A_V = 10$

f(Hz)	A <sub>V</sub> (dB)	f(Hz)	A <sub>V</sub> (dB)	f(KHz)	A <sub>V</sub> (dB)	f(KHz)	A <sub>V</sub> (db)
5.5	40.34	55	40.34	0.55	39.64	5.5	34.32
6.0	40.34	60	40.34	0.6	39.64	6.0	33.62
7.0	40.34	70	40.34	0.7	39.64	7.0	32.46
8.0	40.34	80	40.34	0.8	39.64	8.0	31.13
9.0	40.34	90	40.34	0.9	39.55	9.0	30.10
10.0	40.34	100	40.34	1.0	39.46	10.0	28.94
12.0	40.34	120	40.34	1.2	39.46	12.0	27.60
14.0	40.34	140	40.25	1.4	39.37	14.0	26.02
16.0	40.34	160	40.25	1.6	39.27	16.0	25.1
18.0	40.34	180	40.25	1.8	39.27	18.0	24.08
20.0	40.34	200	40.25	2.0	39.18	20.0	22.92
25.0	40.34	250	40.08	2.5	38.69	25.0	20.82
30.0	40.34	300	40.0	3.0	38.27	30.0	19.08
40.0	40.34	400	40.0	4.0	36.9	40.0	15.56
50.0	40.34	500	39.82	5.0	35.27	50.0	12.04
60.0	40.34	600	39.64	6.0	33.62	60.0	9.54

T A B L A N° 4

RESPUESTA EN FRECUENCIA CON A<sub>V</sub> = 100

f(Hz)	A <sub>V</sub> (dB)	f(Hz)	A <sub>V</sub> (dB)	f(KHz)	A <sub>V</sub> (dB)
5.5	60	55	60	0.55	54.8
6.0	60	60	60	0.6	53.06
7.0	60	70	59.78	0.7	52.04
8.0	60	80	59.55	0.8	51.48
9.0	60	90	59.55	0.9	50.88
10.0	60	100	59.55	1.0	49.54
12.0	60	120	59.08	1.2	47.95
14.0	60	140	59.08	1.4	47.04
16.0	60	160	59.08	1.6	47.02
18.0	60	180	58.84	1.8	44.86
20.0	60	200	58.58	2.0	44.08

sigue ...



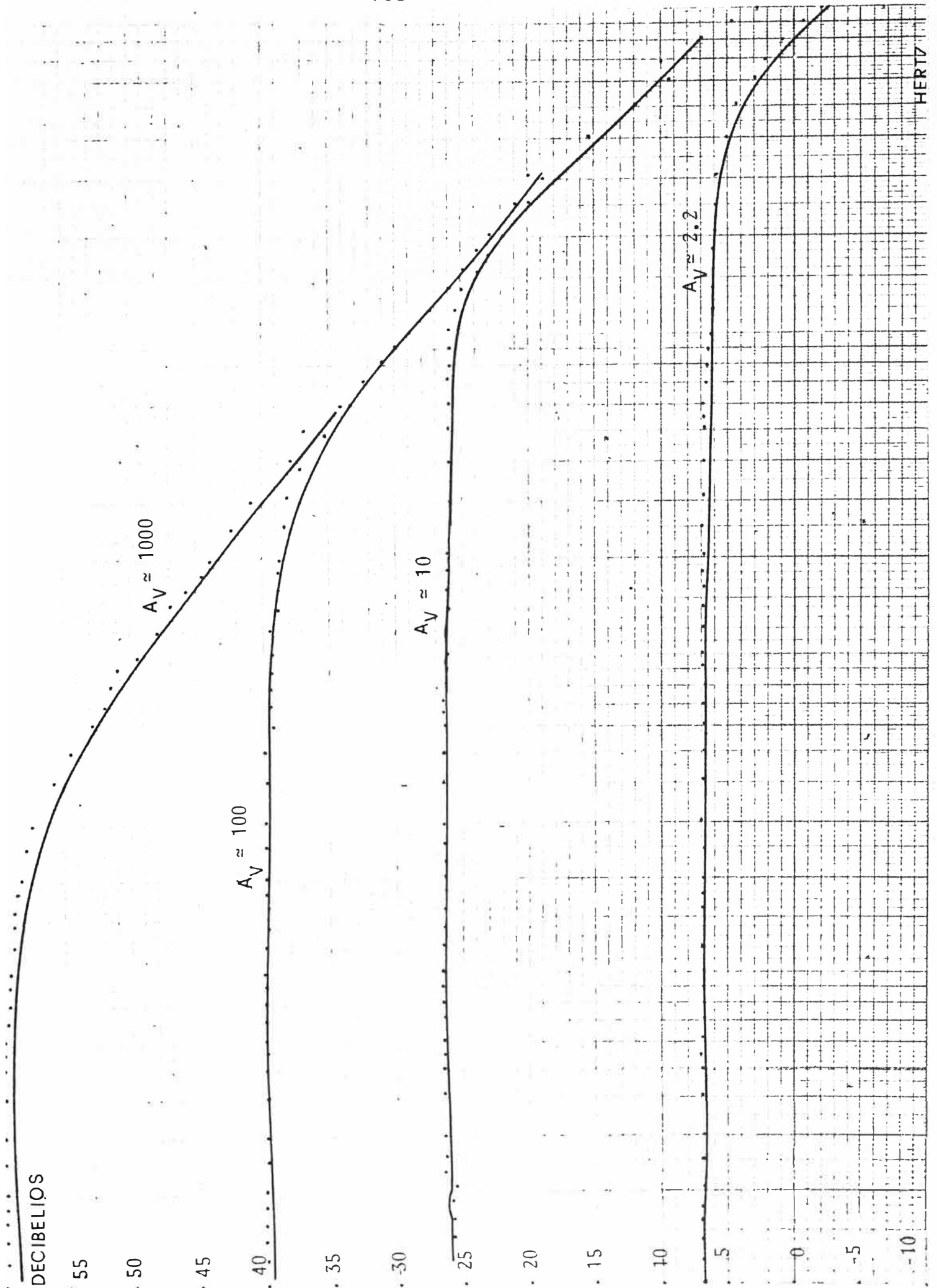


Figura N° 7 - RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL AMPLIFICADOR

25.0	60	250	58.06	2.5	42.27
30.0	60	300	57.5	3.0	40.82
40.0	60	400	55.92	4.0	38.06
50.0	60	500	54.4	5.0	36.9
60.0	60	600	53.06	6.0	33.97

T A B L A N° 5

RESPUESTA EN FRECUENCIA CON  $A_V = 1000$

Los diagramas de Bode correspondientes a las tablas 2, 3, 4 y 5 son mostradas en la figura 66.

### 3.2.2. Medida del CMRR

Al igual que en el caso del amplificador de ganancia fija, aquí se midió el valor del CMRR luego del ajuste correspondiente.

Esta medida se realizó de acuerdo a las condiciones dadas en la tabla 6.

$A_V$	$V_{in}^{C.M}$	$V_{out}$	CMR	CMRR(dB)
$\approx 2.2$	10.8 V <sub>p-p</sub>	196.5 mV <sub>p-p</sub>	0.0189	34.8
$\approx 10$	10.8 V <sub>p-p</sub>	75 mV <sub>p-p</sub>	$6.9 \times 10^{-3}$	43.2
$\approx 100$	10.8 V <sub>p-p</sub>	8 mV <sub>p-p</sub>	$7.4 \times 10^{-3}$	62.6
$\approx 1000$	10.8 V <sub>p-p</sub>	4 mV <sub>p-p</sub>	$3.7 \times 10^{-4}$	68.63
a 25°C	$V_{CC} = \pm 6$ volts		$f_{in} = 60$ Hz	

T A B L A N° 6

VALORES DE CMRR PARA VARIACIONES DE  $A_V$

Un gráfico que nos muestra la variación del valor de CMRR a medida que aumenta la ganancia que se da en la figura 67.

'0. CMRR

60.

50.

40.

30.

20.

10.

5.

2.

1.

GANANCIA

1000

100

10

5

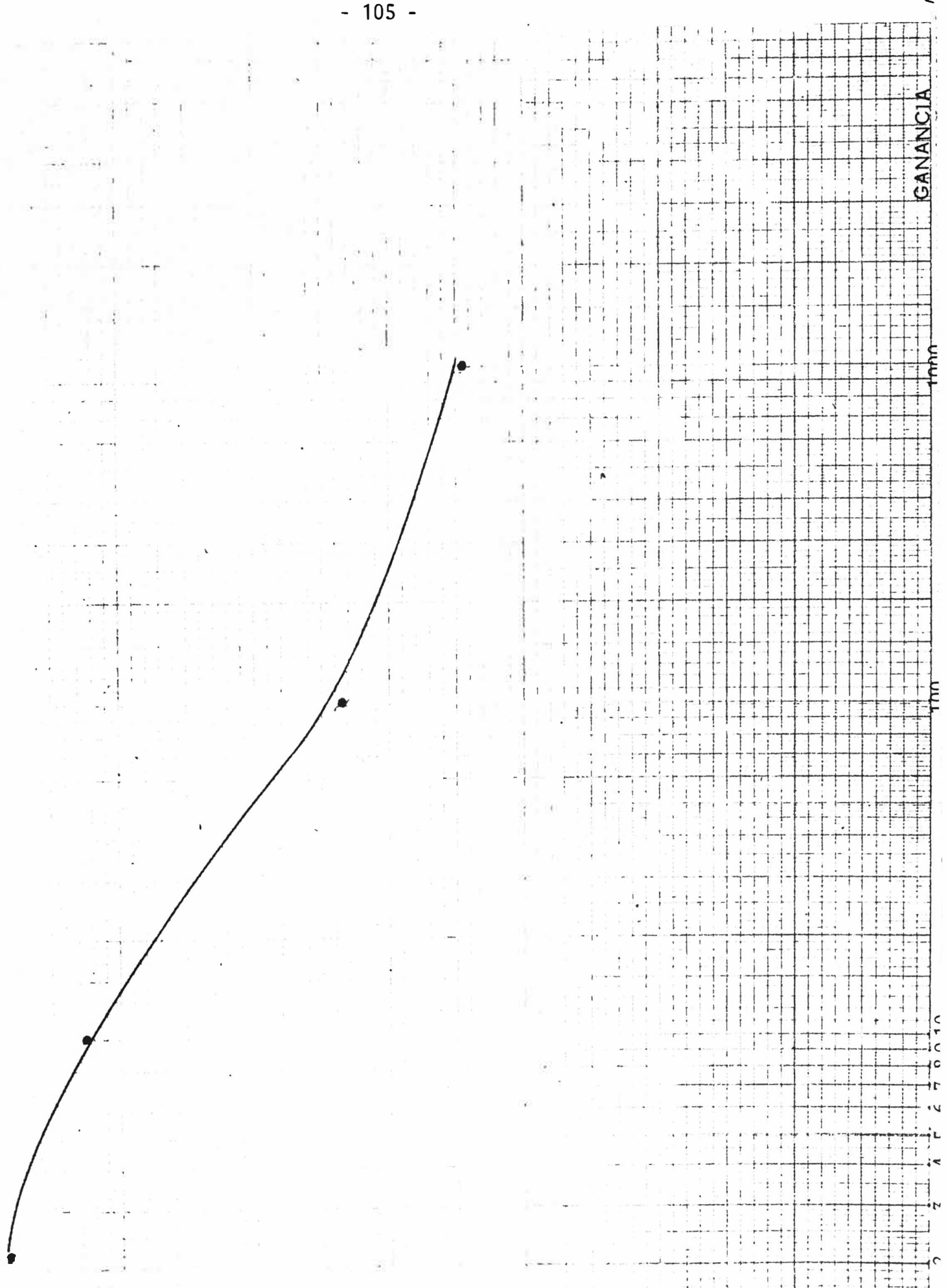
2

1

0.5

0.2

0.1



### 3.3. Fuente de alimentación flotante, diagrama circuital

En la figura 68 se muestra el diagrama circuital y la relación de componentes utilizados para su implementación.

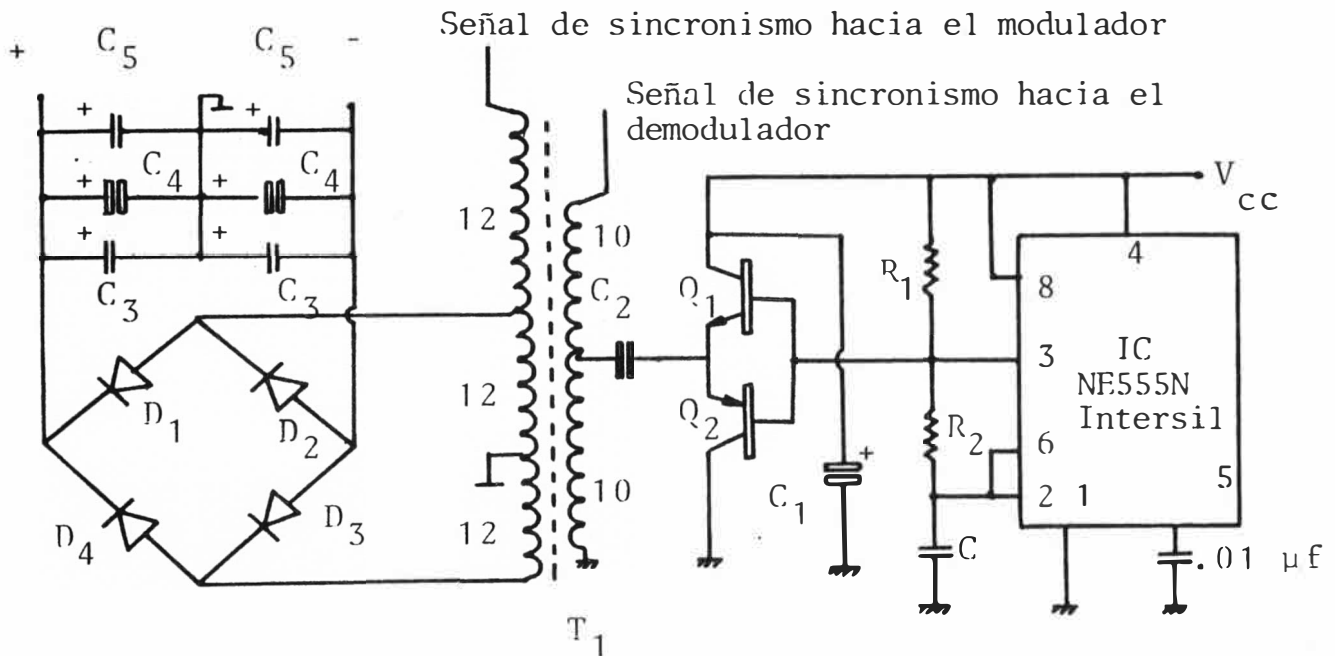


Figura 68

$T_1$  : Toroide de ferrita  $R_{02}$

$R_1$  :  $470\Omega \pm 5\%$

$R_2$  :  $15K\Omega \pm 5\%$

$V_{CC} = 15$  voltios

$C$  :  $270\text{ pF} + 22\text{ pF} (\pm 20\%)$

$C_1$  : Tantalo 20 voltios  $15\ \mu\text{f}$

$C_2$  : Tantalo 20 voltios  $15\ \mu\text{f} + 100\ \mu\text{f}$  16 volt.electrolítico

$C_3$  : Tantalo 20 voltios  $15\ \mu\text{f}$

$C_4$  : Tantalo 16 voltios  $10\ \mu\text{f}$

$C_5$  : electrolítico 40 voltios  $33\ \mu\text{f}$

$D_1, D_2, D_3, D_4$  : 1N914

$Q_1$  : 2N2222 (2N4036)

$Q_2$  : 2N2904 (2N2219)

3.3.1. Regulación de la fuente de alimentación flotante, resultados experimentales

$f = 138 \text{ KHz}$        $V_{CC} = 15 \text{ voltios}$

• Curva de regulación (ver figura 69)

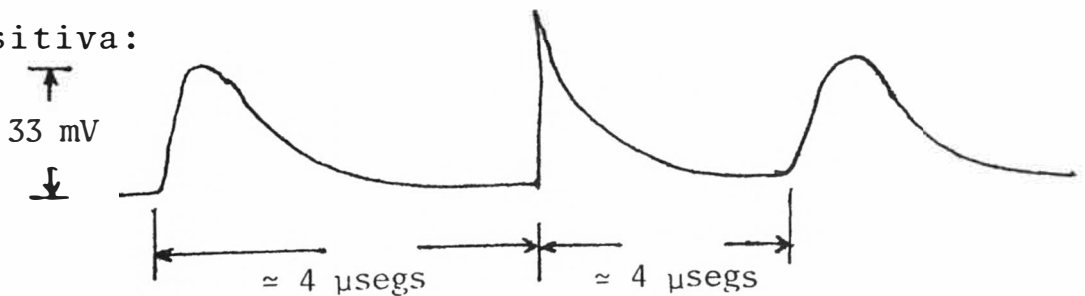
Voltios	Miliamperios
7.99	0.039
7.99	0.080
7.66	0.163
7.33	0.33
7.33	0.73
7.33	1.46
6.66	3.03

• Variación del voltaje a plena carga con respecto del voltaje en vacio:

$$\%V = \frac{7.99 - 6.66}{7.99} = 16.64 \%$$

• Espigas de voltaje presentes a la salida, producidas por  $t_{rr}$  durante la conmutación.

- Fuente positiva:



- Fuente negativa:



Rizado: Fte. (-) : 0.90 %  
Fte. (+) : 0.45 %

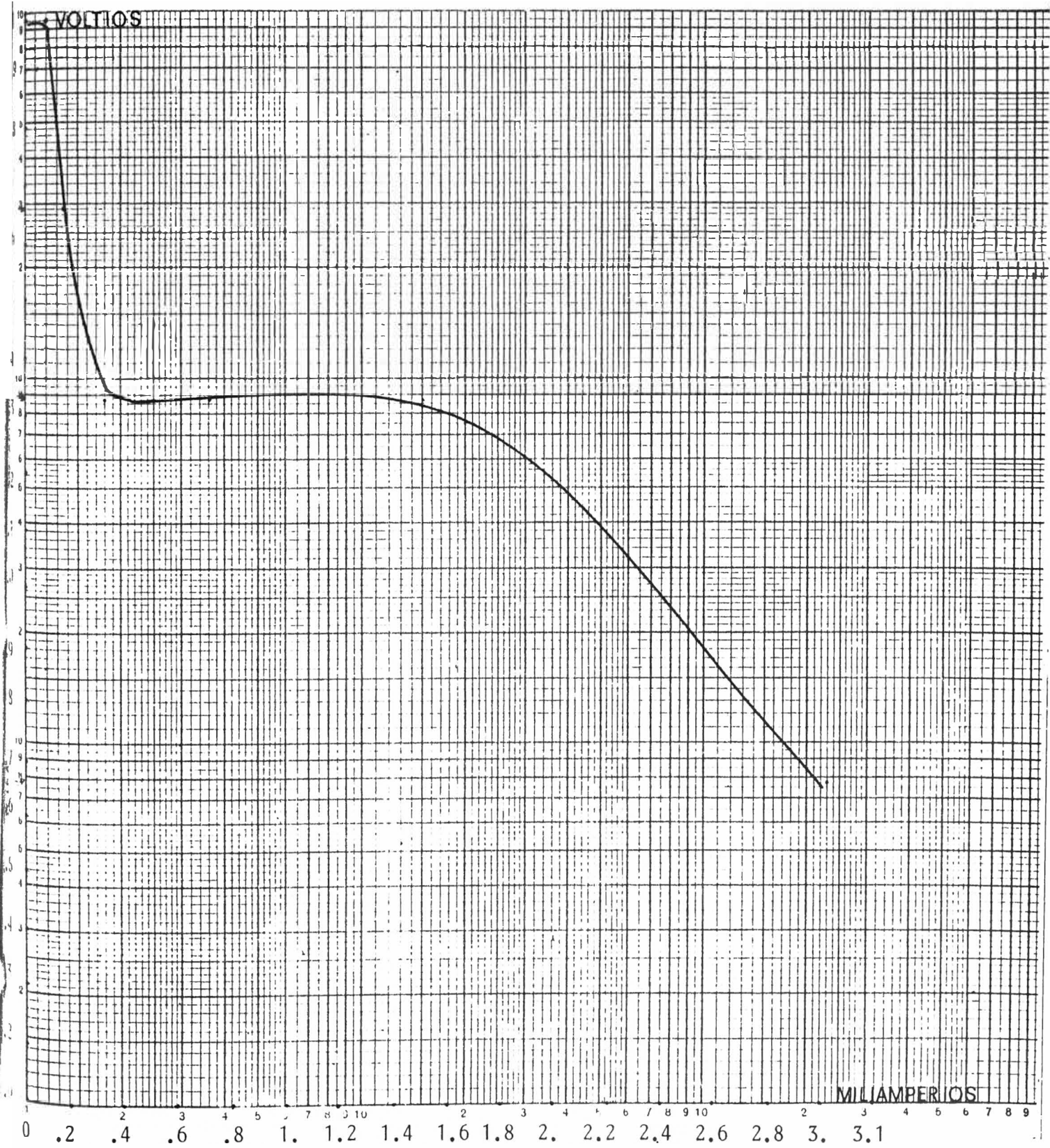


Figura N° 69

### 3.4. Diagrama circuital del modulador y demodulador

El esquema del modulador y demodulador y las caracterís

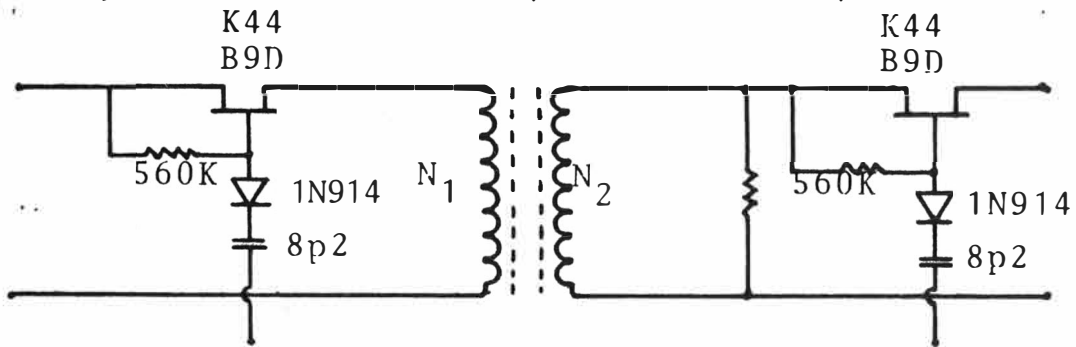


Figura 70

ticas de los Fets utilizados son mostrados en la figura 70.

Características del K44B9D <> 2N5458 (Fet silicio canal n)

- $I_{DSS}$  a  $V_{DS}$  : 9 mA a 15 voltios
- $V_p$  : - 4.5 voltios
- $I_{GSS}$  a  $V_{GSS}$  : ~ - 3 mA a - 15 voltios
- $C_{GSO}$  : 3 pF
- $C_{GDO}$  : 1.5 pF
- $I_{Gm\acute{a}x}$  : 10 mA
- $P_{T(m\acute{a}x)}$  : 0.31 Watts
- $V_{(BR)GSS}$  : - 25 voltios
- $V_{DS(m\acute{a}x)}$  : 25 voltios

### 3.5. Transformador de acoplamiento, respuesta en frecuencia

En la figura 71 se da la respuesta en frecuencia del trans formador y el circuito utilizado para determinar esta respues .

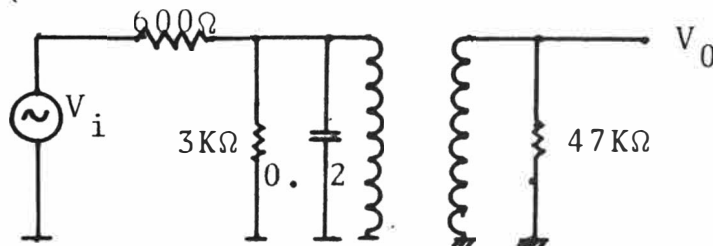


Figura 72

ta es mostrado en la figura 72.

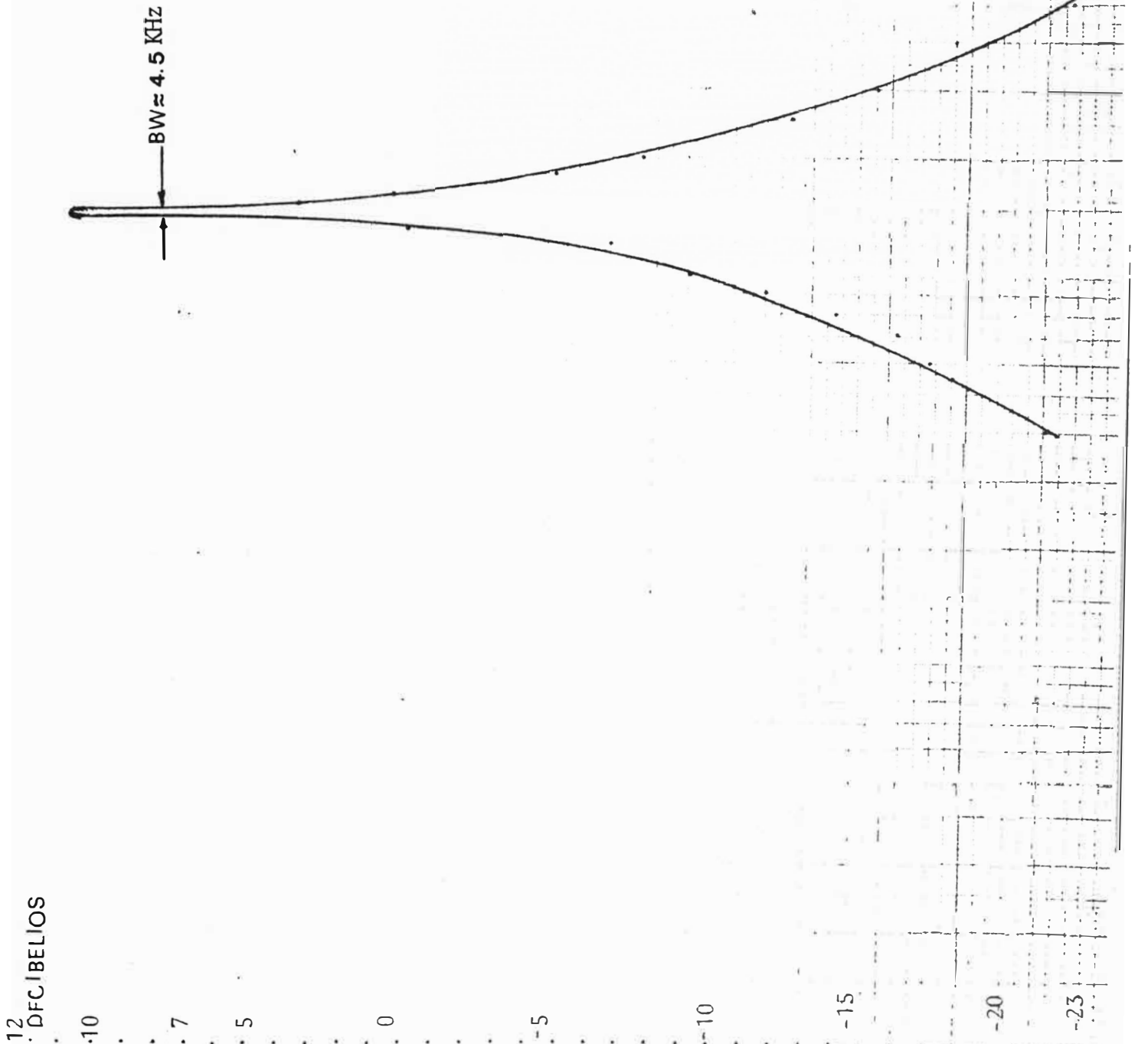
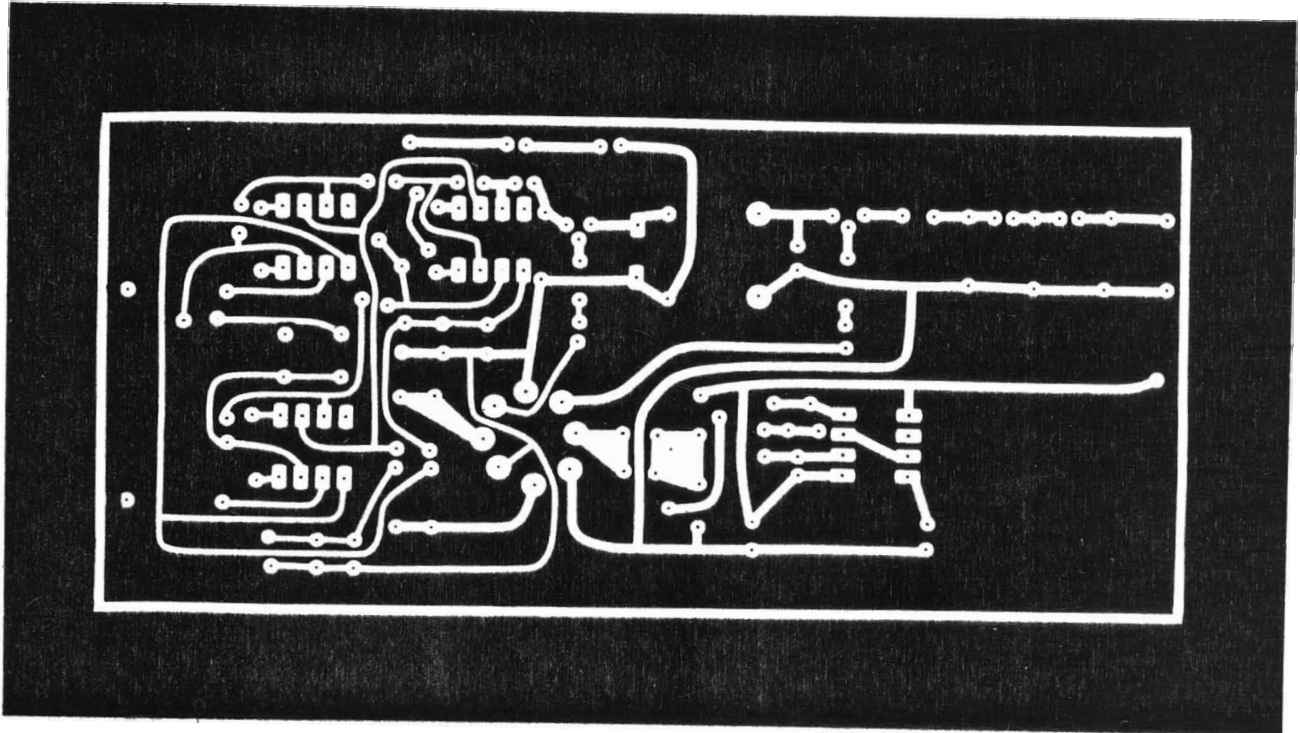


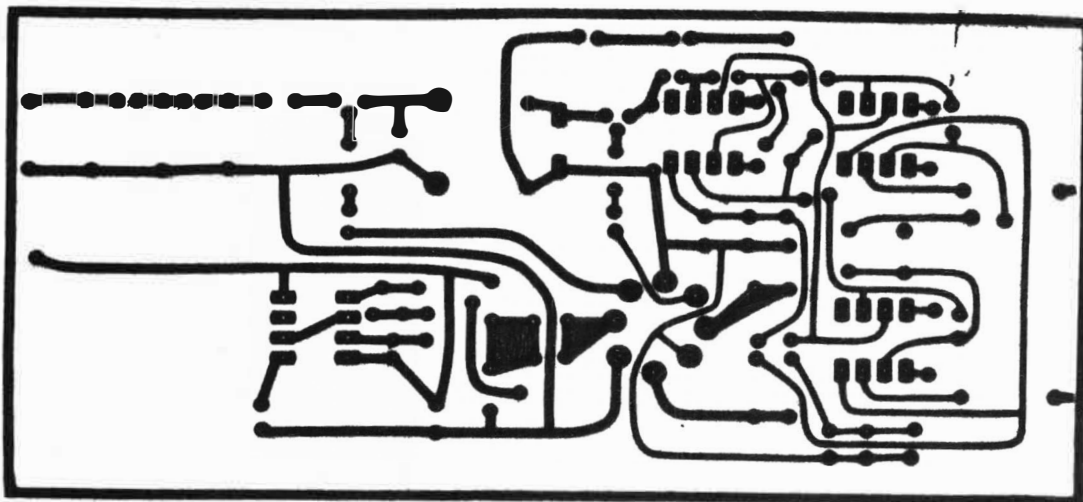
Figura N° 71 - RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL TRANSFORMADOR DE ACOPLAMIENTO DE SEÑAL.







FOTOLITO PARA EL AMPLIFICADOR DE LA FIGURA 73a).



LAYOUT (lado del cobre) DEL IMPRESO DEL AMPLIFICADOR DE LA FIGURA 73a)

Figura 73b

El condensador de 0.2 es una combinación de condensadores de 0.1  $\mu$ F. Estos condensadores fueron escogidos después de probar una serie de combinaciones del mismo valor.

Hay que hacer notar que los valores de la ganancia son bastantes aproximados a los valores teóricos, así como en lo que se refiere al valor del ancho de banda.

### 3.6. Diagrama del amplificador de aislamiento por transformador.

El esquema total del sistema es mostrado en la figura 73.

#### 3.6.1. Respuesta en frecuencia

La medida de respuesta en frecuencia es dada en la figura 74 de acuerdo a la tabla siguiente :

f(Hz)	$A_V$ (dB)	f(Hz)	$A_V$ (dB)	f(KHz)	$A_V$ (dB)	f(KHz)	$A_V$ (dB)
5.5	46.1	55	46.1	0.55	45.4	5.5	40.1
6.0	46.1	60	46.1	0.6	45.4	6.0	39.4
7.0	46.1	70	46.1	0.7	45.4	7.0	38.26
8.0	46.1	80	46.1	0.8	45.4	8.0	36.93
9.0	46.1	90	46.1	0.9	45.3	9.0	35.9
10.0	46.1	100	46.1	1.0	45.26	10.0	34.74
12.0	46.1	120	45.95	1.2	45.26	12.0	33.4
14.0	46.1	140	45.95	1.4	45.1	14.0	31.82
16.0	46.1	160	45.95	1.6	45.06	16.0	30.9
18.0	46.1	180	45.95	1.8	45.06	18.0	29.88
20.0	46.1	200	45.95	2.0	44.98	20.0	28.72
25.0	46.1	250	45.91	2.5	44.5	25.0	26.62
30.0	46.1	300	45.8	3.0	44.0	30.0	24.88
40.0	46.1	400	45.8	4.0	42.7	40.0	21.36
50.0	46.1	500	45.6	5.0	41.07	50.0	17.84
60.0	46.1	600	45.4	6.0	39.42	60.0	15.34

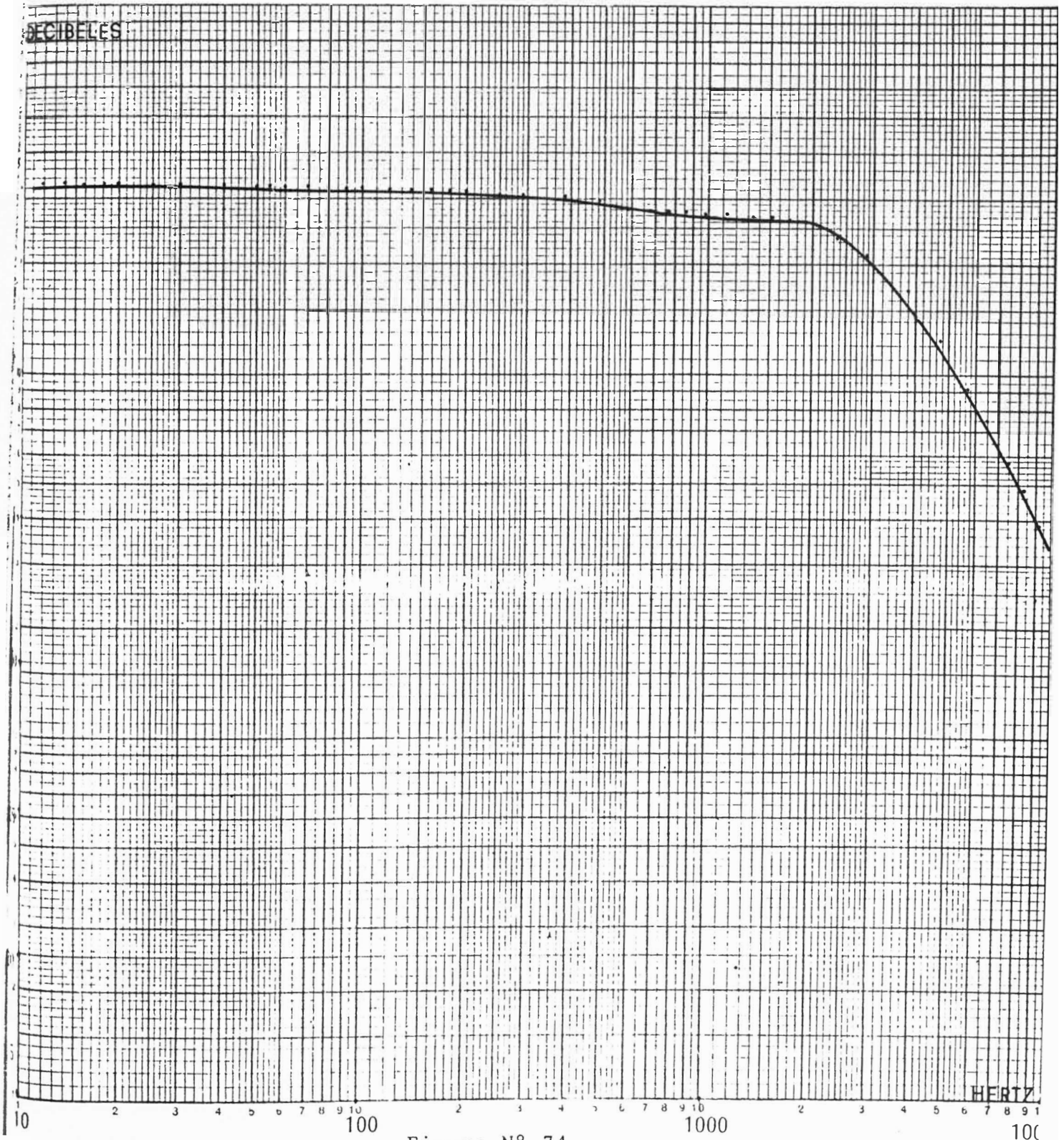


Figura N° 74

RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL AMPLIFICADOR DE AISLAMIENTO POR TRANSFORMADOR, MOSTRADO EN LA FIGURA 73

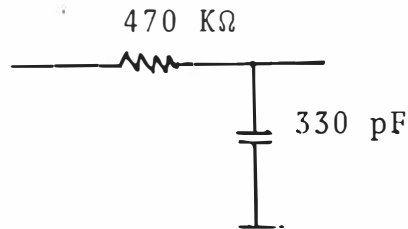
NOTA: Del cuadro anterior

\*  $A_V$  del amplificador de entrada  $\approx 100$

$V_{in}$  diferencial  $\approx 50 \text{ mV}_{p-p}$

El generador utilizado fué el de Phillips PM5120.

- Los gráficos y cuadros mostrados corresponden a la respuesta del sistema mostrado en la figura 73, pero sin el filtro de salida (pasabajo de 3 etapas) en su lugar se utilizó un pasabajo simple del tipo RC :



### 3.6.2. Cuadro de Costos:

3 amplificadores LM308H	\$ 4.59
20 condensadores mica-plata	\$ 4.00
1 núcleo de ferrita tipo put-core	\$ 1.50
1 toroide de ferrita R <sub>03</sub>	\$ 1.00
6 diodos 1N914	\$ 0.96
2 transistores	\$ 1.02
2 fets	\$ 1.10
1 timer 555	\$ 0.50
17 resistencias al 5 %	\$ 0.30
2 potenciómetros	\$ 0.50
1 placa de impreso	\$ 10.00
alambre de bobinado	\$ 1.00

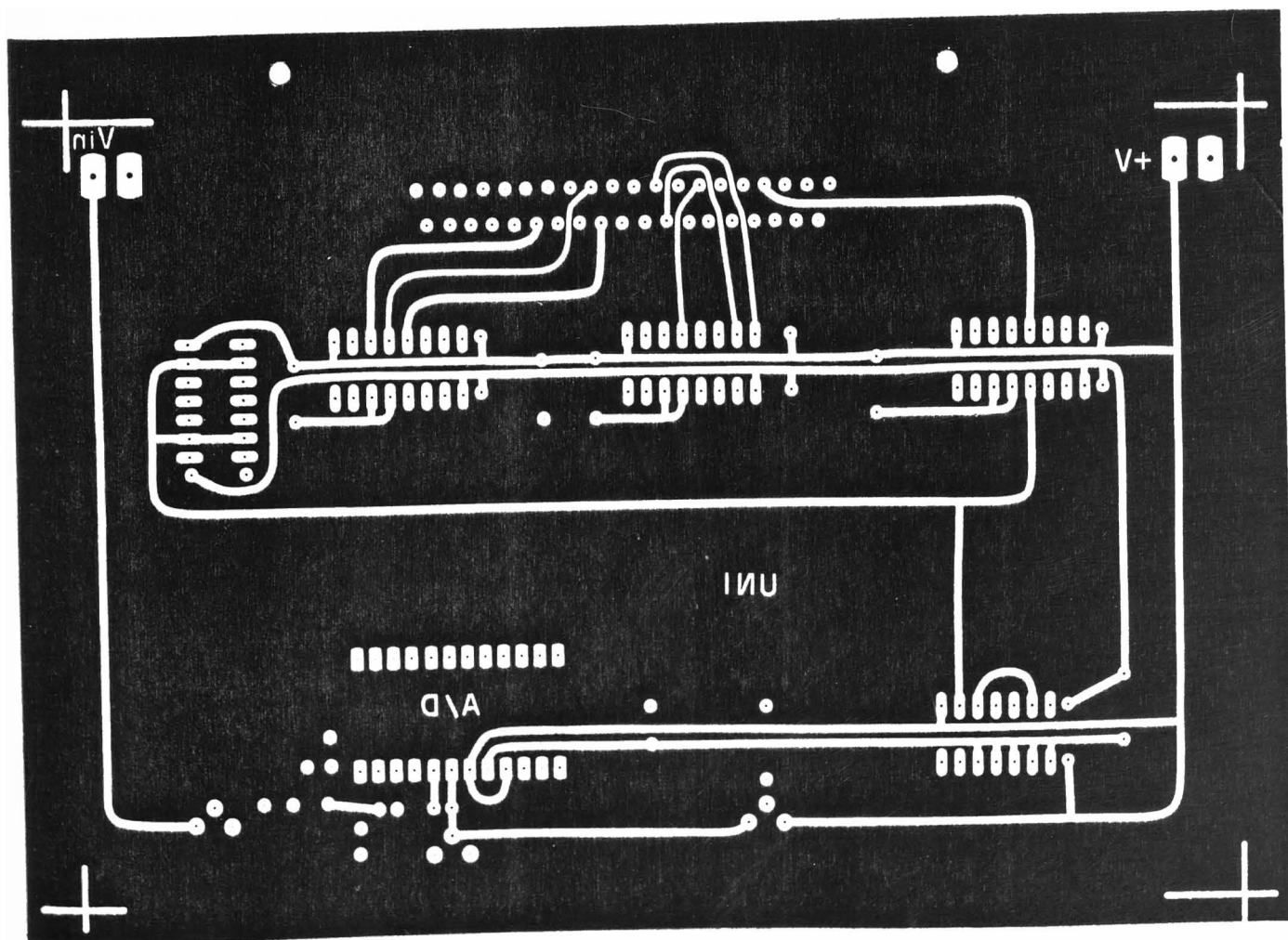
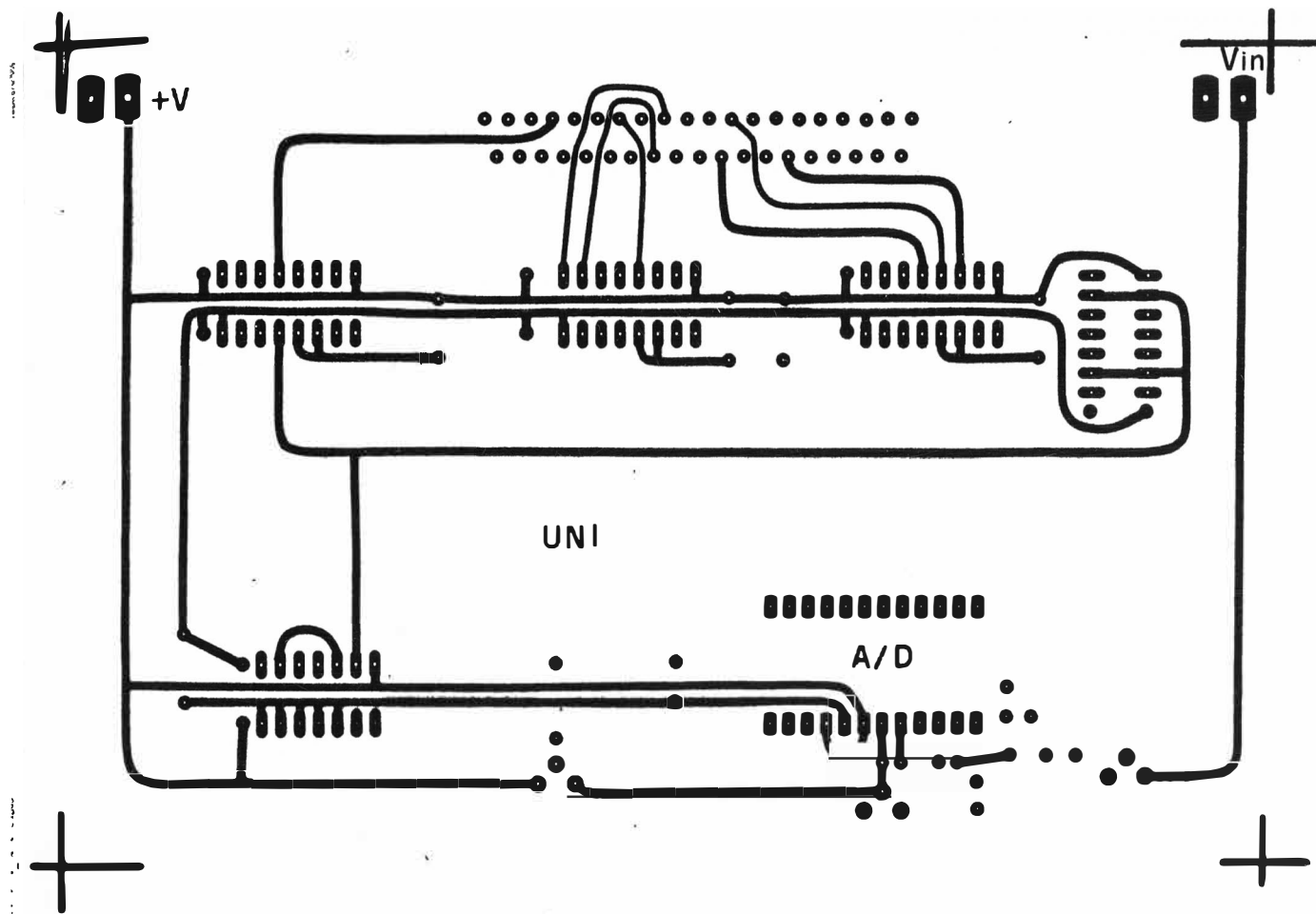


Figura N° 75 - LAYOUT Y FOTOLITO DEL SISTEMA DE LA FIG. 77 (lado del cobre)

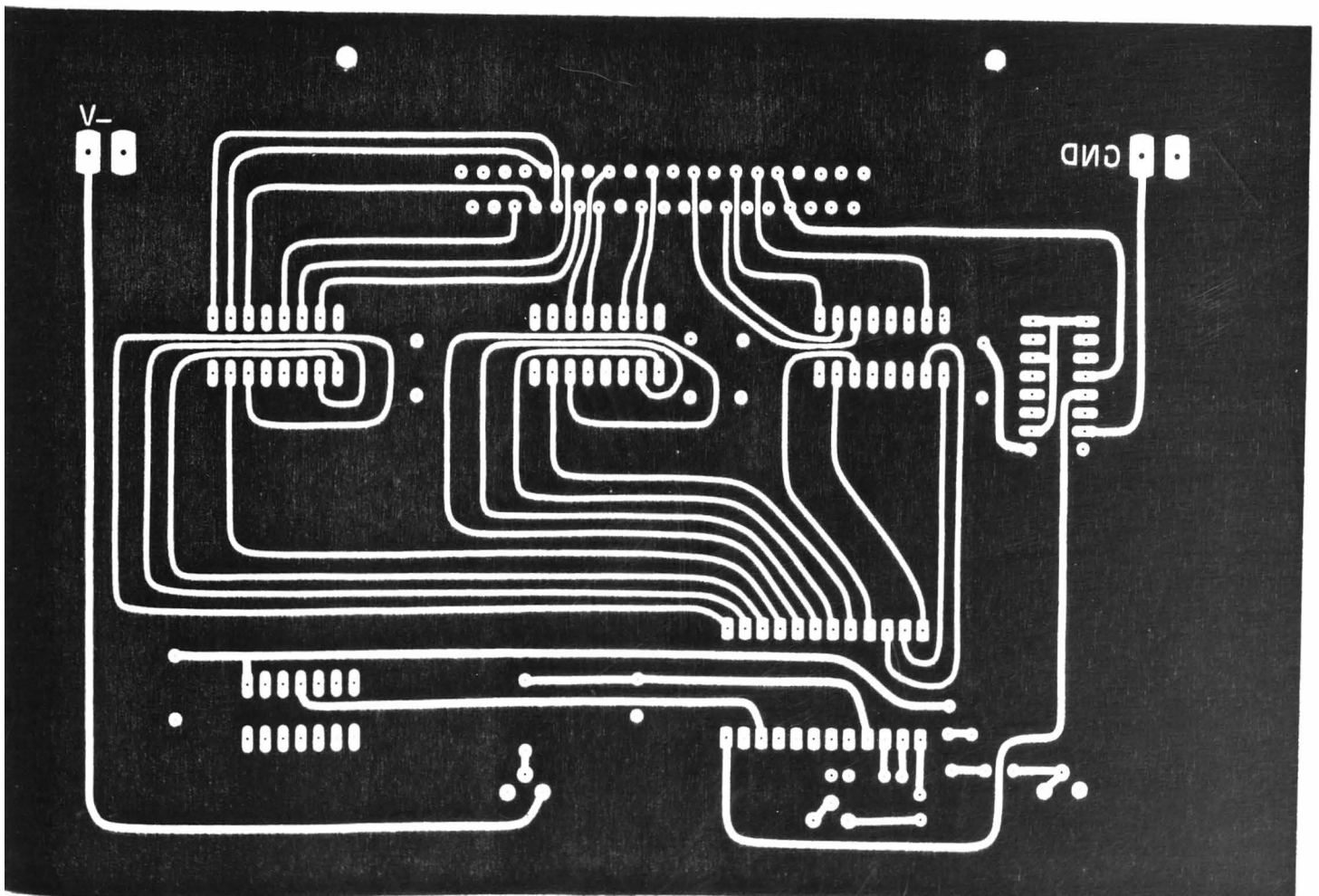
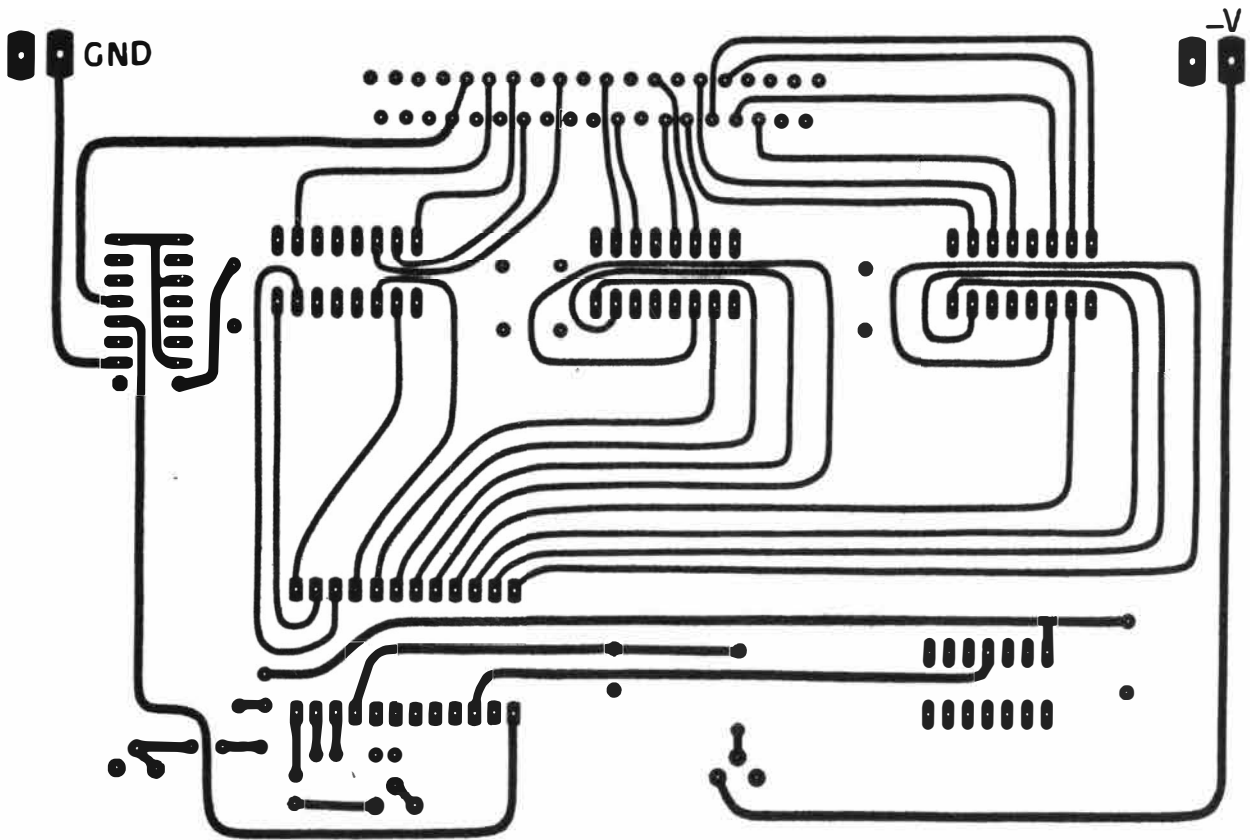


Figura N° 76 - LAYOUT Y FOTOLITO DEL SISTEMA DE LA Fig. 77  
(Lado de componentes)

LCD DISPLAY: SHELLY N°8654-01 6 EQUIVALENTE.

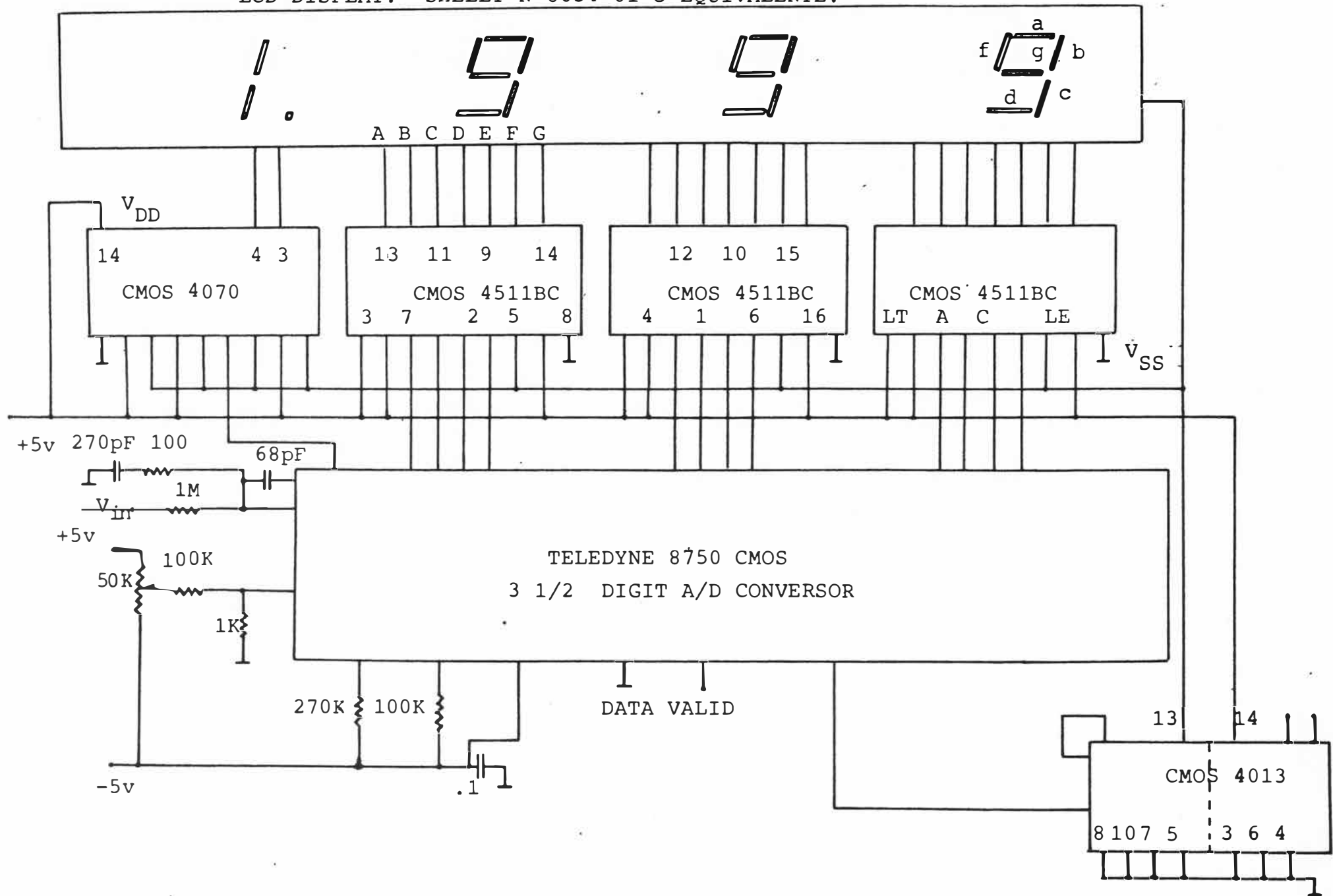


FIG. 77 - DIAGRAMA CIRCUITAL DEL CIRCUITO DE VISUALISACION.



### 3.7. Diagrama circuital de un diseño de aplicación para la visualización de la tensión o corriente de un motor DC

En las figuras 75 y 76 se da el diagrama del impreso con las conexiones eléctricas entre componentes, el impreso descrito es a dos caras. El diagrama circuital es dado en la figura 77.

#### OBSERVACIONES

1. Es preciso indicar que entre los factores que más degradan el nivel de aislamiento (isolation mode rejection) está el desbalance en el valor de capacidades entre los pines de la señal de entrada y el punto de tierra de los circuitos de salida. Los amplificadores de aislamiento con altos valores de IMR, pueden ser obtenidos si agregamos a la entrada del amplificador de aislamiento, un amplificador de instrumentación u otro amplificador de entrada balanceada.

El agregar un amplificador de instrumentación permite obtener valores altos de IMR, ya que se puede balancear en cierta forma las capacidades presentes entre los pines de toma de señal y el punto común o de tierra de la salida del amplificador de aislamiento.

Un valor de 120 dB para el IMR se ha logrado en amplificadores de aislamiento comerciales (tipo Burr-Brown 3656) con un desbalance de las capacidades de 0.5 pF y con una variación o desbalance en la impedancia de la fuente de señal de hasta 50 kilohomios.

En los amplificadores de aislamiento del tipo discreto, como el desarrollado en el presente trabajo, la etapa de toma de

... señal es del tipo balanceado, por lo que se puede asegurar en cierta medida, que el desbalance de la fuente de señal puede ser de varios cientos de ohmios, esto debido principalmente al tipo de componentes discretos utilizados, tales como resistencias de 5 % de tolerancia, etc.

Para poder tener una mejor visión acerca del porque, las capacidades de entrada y a través de la barrera de aislamiento ( $C_{ISO}$ ) son las que degradan el IMR, haremos uso del diagrama de la figura 78.

El amplificador  $A_1$  representará el opamp de entrada balanceada con ganancia y el amplificador  $A_2$  representará la etapa de aislamiento con ganancia 1.

Los valores deseados de aislamiento (IMR) se obtienen cuando las señales en modo común (CMV) no producen una señal de entrada diferencial en  $A_1$  y  $A_2$  o en alguno de ellos.

En el circuito mostrado  $R_2$  comprende la resistencia de los cables de toma de señal, así como la impedancia de salida del generador de señal,  $R_4$  representa al igual que  $R_5$  resistencias en los cables de señal. La señal diferencial producida por la tensión en modo común, será cero solo en el caso ideal, en el cual  $R_2$ ,  $R_4$ ,  $R_5$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  y  $C_{ISO}$  son iguales a cero.

Sin embargo estos elementos tienen valores finitos y forman tres filtros del tipo pasabajo, cada uno con una característica de atenuación dada por:

$$A = \left( R + \frac{1}{j\omega C} \right) j\omega C \quad \text{ó} \quad \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{A}$$

Por ejemplo si  $R = 1 \text{ K}\Omega$  y  $C_{ISO} = 6 \text{ pF}$ , la atenuación a 60 Hz

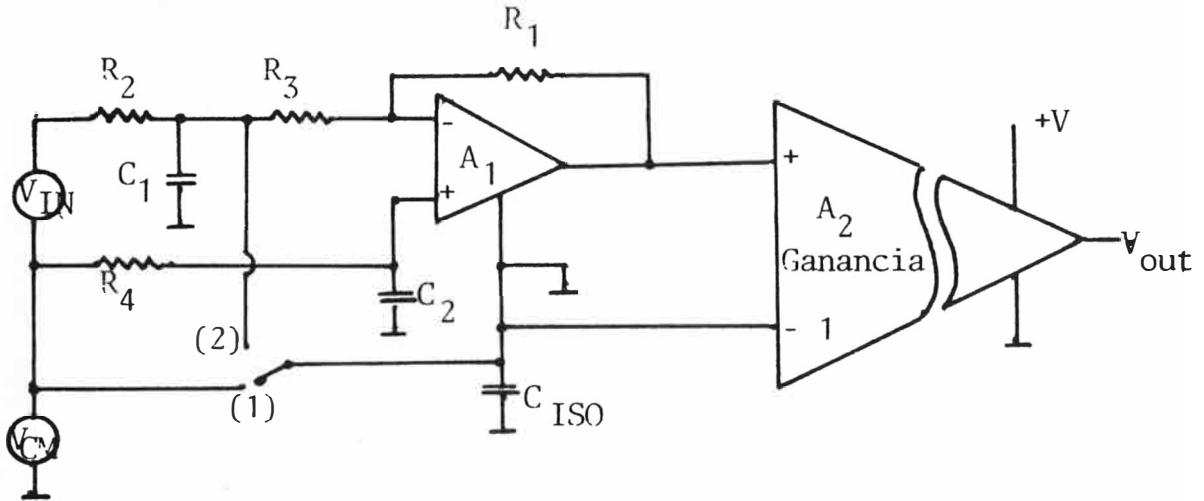


Figura N° 78

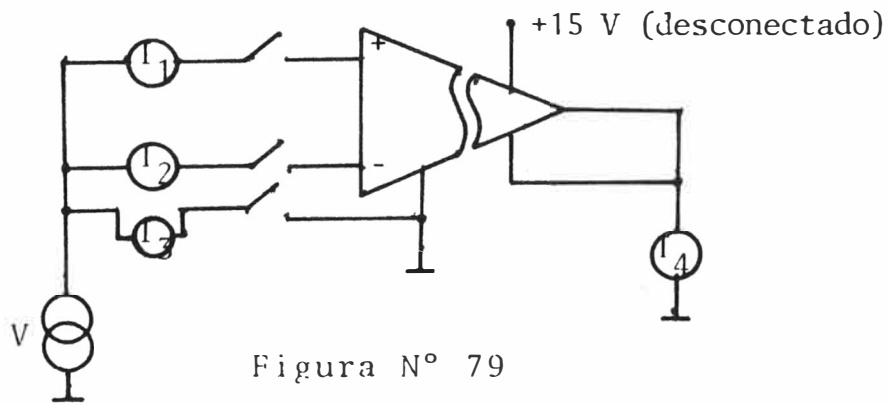


Figura N° 79

MEDIDA DE LA CORRIENTE DE FALLA DE ENTRADA

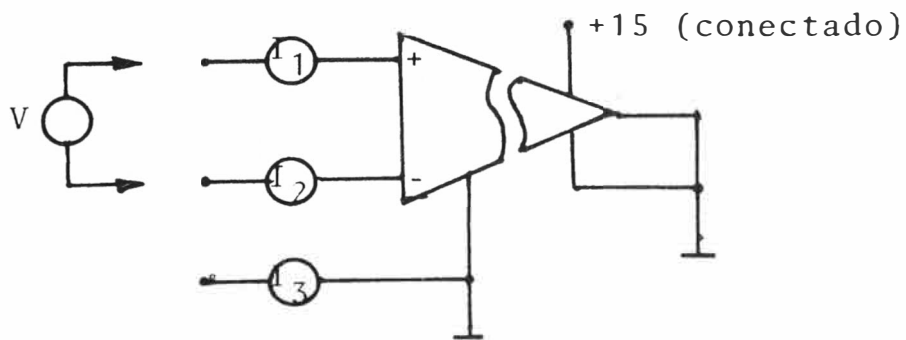


Figura N° 80

MEDIDA DE LAS CORRIENTES DE FALLA DE ENTRADA, ANTE UN EVENTO TRANSITORIO EXTERNO

... es de  $2.2 \times 10^{-6}$  o de 2.2 partes por millón, esta cantidad puede parecer trivial, pero hay que hacer notar que una parte por millón es equivalente a 120 dB.

En cualquier circuito real las atenuaciones producidas por los tres elementos RC entre los pines de señal, será desigual es así que las salidas de la red  $C_1-R_2$  cargada con  $R_3$  por un lado y  $C_2-R_4$  cargada por el otro, con la entrada no inversora de  $A_1$  se amplifica en igual forma que  $V_{in}$ , es así que una atenuación desigual entre los pines de toma de señal colocará una limitación en el valor IMR que se puede lograr.

Asimismo cualquier atenuación de las tensiones en modo común causada por la red  $R_5 C_{ISO}$ , aparecerá amplificada solo por un factor unitario.

Así el sistema de amplificación con entrada balanceada maximiza las posibilidades de obtener un alto valor de IMR, ya que la influencia del  $C_{ISO}$  es menos crítica, cuando se usan valores altos de amplificación, la influencia de  $C_1$  y  $C_2$  es difícil de eliminar, pudiéndose minimizar en cierta forma su influencia, manteniendo los valores lo más bajo posible.

El único valor sobre el cual uno no tiene control es en realidad sobre  $R_2$ , el cual afecta la ganancia del circuito.

Una forma de disminuir la influencia de  $R_2$  es asegurar que nuestro circuito presente una impedancia de entrada mayor que 10 veces su valor.

Si el sistema de amplificación utilizado es a 2 hilos (switch en (2)), uno de los puntos de toma de señal conectado al punto comun (tierra flotante), la ganancia no se ve afectada ma

... yormente por  $R_2$ , pero la degradación del balance causado por el aumento de  $C_{ISO}$  al estar ahora en paralelo con  $C_1$  se vera amplificado por  $A_1$ , causando una degradación alta a mayores valores de ganancia que el unitario.

2. Una de las pruebas que se realizan en los amplificadores de aislamiento es la de la medida de las corrientes de fuga, tanto en los pines de toma de señal, como en los de salida, en condiciones de falla.

Estas pruebas no pudieron ser realizadas debido a que son pruebas para las que se requieren de microamperímetros con protección especial, así como generadores graduables de tensión alterna de alto voltaje de desconexión rápida.

A pesar de ello aquí se indican los esquemas con los cuales se pueden llevar a cabo bajo las condiciones y equipos anteriormente enumerados.

- Para aquellos casos de empleo del amplificador de aislamiento en registros médicos de diagnóstico (ECG, entre otros) y con referencia a la figura 79.

- Con los switches cerrados y con  $V$  llevado a 117 voltios (AC 60 Hz), los valores de corriente representados por  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  e  $I_4$  deben ser menores de  $10 \mu A$ , ya sea con uno de los switch cerrados con cualquier combinación de ellos y aún con la fuente de 15 voltios conectada.

- Para asegurar la protección del equipo de monitoreo (regis|tradores, plotters, etc) y con referencia a la figura 80.
|  |

- El valor de  $I_1$ ,  $I_2$  e  $I_3$  debe ser menor que  $10 \mu A$  para cualquier posición de  $V$ , con  $V$  igual a 220 voltios (AC 60 Hz).

Asimismo es bueno indicar que las medidas del CMV máximo, así como del IMR se realiza con tensiones alternas de varios miles de voltios aplicadas por espacio de 1 minuto en operación continua o con los voltajes instantáneos con duración de unos milisegundos y con períodos de repetición de algunos segundos.

Las medidas y gráficos de algunos importantes parámetros del amplificador de aislamiento desarrollado, son dados en la parte de diseño (respuesta en frecuencia, CMR, regulación de la fuente, etc) éstos servirán como pautas para otros diseños o mejoras del ya desarrollado.

Con el presente trabajo espero haber contribuído en cierta medida al desarrollo de otros sistemas electrónicos, no solo basados en los amplificadores de aislamiento por transformador, sino de otros tipos de aislamiento. Espero asimismo que la información entregada sirva como referencia teórica sobre este tipo de amplificadores , sobre los cuales se ha desarrollado muy poco a nivel didáctico.

ANEXO A (19)

- CIRCUITOS DE PROTECCION DE LA ETAPA DE ENTRADA

Los amplificadores de aislamiento en muchas aplicaciones, especialmente en monitoreo médico, requieren de circuitos a adicionales que permitan la protección del paciente y del equipo de registro.

En muchos tipos de registradores médicos el dispositivo sensor se encuentra en contacto con el paciente y esto hace potencialmente peligroso al equipo, dado que cualquier transitorio o falla eventual del equipo que genere una corriente de falla o fuga hacia el paciente, con un nivel aún de décimas de amperes, puede causar una fibrilación ventricular, la cual puede causar la muerte del paciente.

Por otro lado el equipo está también expuesto a efectos que lo pueden dañar, tales como los pulsos de defibrilación utilizados para la recuperación del ritmo cardiaco, en paciente con paro cardiaco. Estos pulsos llegan a alcanzar valores superiores a los 5,000 voltios por períodos de 10 milisegundos, valores que pueden destruir un equipo que no cuente con un sistema de protección adecuado.

Los circuitos de protección presentan diversas configuraciones dependiendo del tipo de amplificador de la etapa de entrada y del tipo de configuración: a dos hilos o a tres hilos. Así mismo se utilizan algunos elementos para la protección de la barrera de aislamiento.

- PROTECCION DE UN SEGUIDOR EMISIVO\* (2 hilos)

sigue dibujo ....

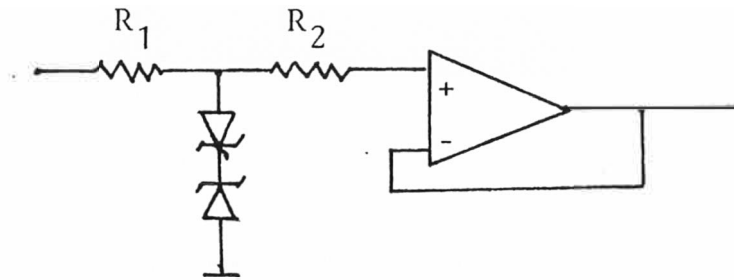


Figura N° 81

- PROTECCION DE UNA ETAPA DIFERENCIAL \* (3 hilos)

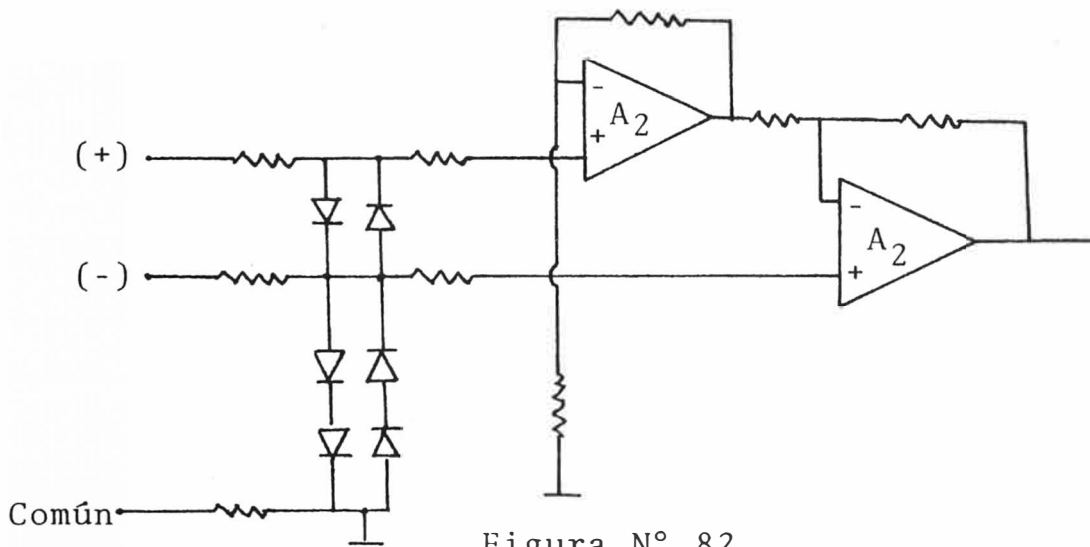


Figura N° 82

Los valores de  $R_1$  y  $R_2$  de las figuras 81 y 82 están dados en función de la impedancia en modo común del circuito de entrada, el valor diferencial de las corrientes de polarización y de la corriente de falla que se podría generar por falla del amplificador.

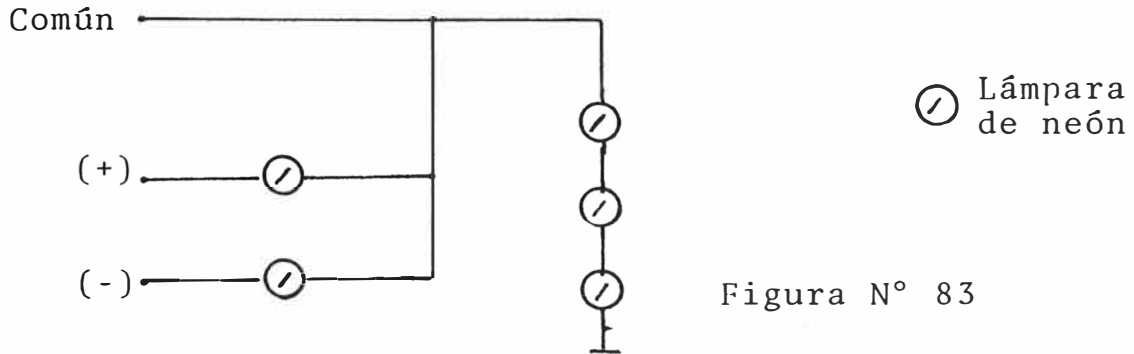
Los valores de  $R_1$ ,  $R_2$  y en el caso de la figura (A) de  $V_Z$  (tensión Zener) se calculan también en función de la máxima tensión de falla que se podría presentar entre los bornes de toma de señal.

- CIRCUITO DE PROTECCION CONTRA PULSOS DE UN DEFIBRILADOR

Uno de los muchos circuitos (aparte de los mostrados en 81 y 82), es implementado mediante lámparas de neón de destello



... en una disposición tal como la mostrada en la figura 83.



Estas lámparas funcionan así: normalmente los voltajes presentes en la entrada de un pre-amplificador son de una magnitud varias veces inferior al valor necesario para producir el encendido de las lámparas, cuyo potencial de encendido es de aproximadamente 250 a 300 voltios. Al presentarse un pulso desde el defibrilador, la serie de lámparas se encienden por unas decenas de milisegundos, luego de los cuales las lámparas se apagan retornando a su estado previo.

#### - PROTECCION CONTRA RUPTURAS DE LA BARRERA DE AISLAMIENTO

Esto es realizado ubicando un SVP (Surge Voltage Protection) que es una bombilla llena de gas entre la fuente flotante negativa y el punto de referencia o tierra de la fuente de alimentación primaria (no flotante).

\* Nota: Adicionalmente a las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  de los circuitos de las figuras 81 y 82, algunos diseñadores colocan resistencias dependientes del voltaje llamadas VDR o JFETS en configuración de diodos de corriente constante en serie con las líneas (+) y (-) del circuito de entrada.

## ANEXO B (22)

### - DISEÑO DE UN CONVERTIDOR DC-DC CON TRANSFORMADOR DE NUCLEO DE SATURACION, MEDIANTE NOMOGRAMAS

El diseño que se da a continuación es aplicable al diseño de convertidores DC-DC implementados con núcleos de ferrita R03 Allen-Bradley.

Los pasos que se indicarán ayudarán al diseñador en la determinación de un determinado número de criterios al realizar un convertidor DC-DC.

En el diseño mediante el nomograma, se asume que solo el 70 % del área de ventana está disponible, para la realización de los bobinados, con un 50 % de esta área disponible para el bobinado primario y la otra mitad para el secundario.

Se debe comprender que el nomograma que se presenta está dirigido y no debe producir el diseño final de un convertidor DC-DC, sino más bien ayudar al diseñador en la determinación del tamaño del núcleo, área de ventana, número de vueltas y tamaño del alambre usado para el transformador de saturación empleado en una aplicación específica.

### - EJEMPLO DE DISEÑO

Datos: Frecuencia de funcionamiento del convertidor: 10 KHz

Tensión del primario : 45 voltios

Capacidad VI : 26 volt-amperes

Valores a hallar:

- a) Tamaño del alambre para el manejo de la corriente del convertidor.
- b) Número de vueltas de la mitad del primario N (ver figura 84).

c) Sección transversal efectiva del núcleo y área de ventana requerida.

CIRCUITOS Y PARAMETROS DE DISEÑO

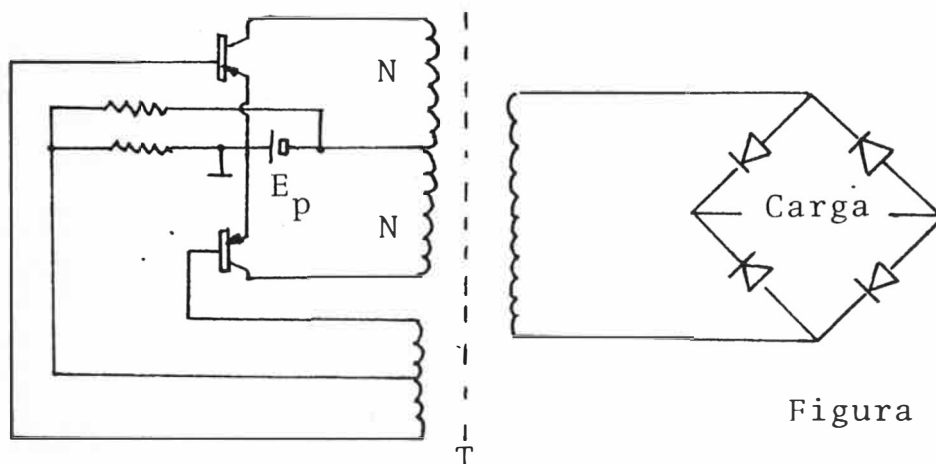


Figura N° 84

Fórmula:  $E_p = 4fB_{sat}NA_c \cdot 10^{-8}$  voltios

donde: f ; frecuencia del convertidor

N : 1/2 del número de vueltas totales del primario

$A_e$ : sección transversal efectiva del núcleo

$A_w$ : área de ventana del núcleo

$E_p$ : tensión de la fuente DC o tensión primario

VI: voltios-amperios

El nomograma que se da es válido para núcleos con un  $B_{sat} = 3900$  gauss y cuando se emplea un alambre que pueda manejar 1 amperio por 600 circular-mils.

PASOS PARA EL USO DEL NOMOGRAMA.

1. Usando los valores para f y  $E_p$  dibujamos una línea recta para determinar el valor del producto  $NA_c$ .
2. Usando los valores dados para los voltios-amperios y  $E_p$  dibujamos una línea recta hacia la escala de calibres de alambre, tomándose como valor el correspondiente al inme

... diato superior, en el caso del ejemplo sería el N°

3. A continuación se determina el valor de la sección transversal del alambre, incluyendo el aislamiento. En el ejemplo en N° 24 con doble aislamiento, tiene un área de 525 circular mils. Se toma como regla práctica el disminuir el tamaño del alambre en uno con la finalidad de compensar el aumento de volumen debido al aislamiento, así en el nomograma tomamos a (a) como punto de partida (N° 23).
4. Vamos a la escala de área efectiva y seleccionamos un valor de ensayo o prueba para  $A_E$ , este valor podemos tomarlo de la tabla dada por el fabricante para sus núcleos. El valor tomado en el ejemplo fué de  $A_E = .385 \text{ cm}^2$  correspondiente al núcleo T0960H001 A. Luego dibujamos una línea recta desde este valor en la escala  $A_E$  al valor de  $NA_E$  determinado en el paso 1, intersectando la escala correspondiente a N en (b).
5. Desde los puntos (a) y (b) determinados en el paso 3 y 4 respectivamente, dibujamos una línea recta entre ambos, intersectando a la escala  $A_w$  en el punto (c). Determinando este punto el área necesaria para el bobinado.
6. Sobre la escala  $A_w$  marcada en el punto (d) se encuentra el área del núcleo con el que se está ensayando el diseño, el cual tiene un  $A_w = 1.76 \text{ cm}^2$ .
7. Cuando el punto (c) en la escala  $A_w$  esté por encima del (d) el bobinado no podrá ser bobinado sobre el núcleo es-



... cogido y se tendrá que repetir los pasos 4, 5 y 6 con un nuevo núcleo. Cuando el punto (c) esté por debajo del (d) se habrá alcanzado una solución.

Cuando el área de ventana disponible es considerablemente mayor que el área necesaria, es deseable escoger un tamaño de núcleo más pequeño y repetir los pasos 4, 5 y 6.

La solución alcanzada en el ejemplo es:

Calibre de alambre : # 24 con doble aislamiento

N (1/2 N° de vueltas del primario): 75 (punto (b) en la escala N).

Tamaño del núcleo : T0960H001 A (de tablas)

$A_e$  : 0.385 cm<sup>2</sup>

$A_w$  (usada) : 1.4 cm<sup>2</sup>

$A_w$  (disponible): 1.76 cm<sup>2</sup>

En el diseño de cualquier transformador la impedancia del primario del transformador debe ser machada con la impedancia de entrada al transformador.

De allí que el número de vueltas (N) del primario debe ser lo suficientemente grande para dar una impedancia igual o mayor que la vista por el transformador desde el circuito de transistores del convertidor. Esta condición la podemos verificar usando la fórmula :

$$N^2 > 22.7 Z l_e / A_e f \quad \text{ó}$$

$$Z < N^2 A_e f / 22.7 l_e$$

donde: Z es la impedancia de salida del circuito de transistores (ohmios)

$l_e$  longitud media efectiva de la ruta magnética en cms (proporcionada por los fabricantes).

$A_e$  área transversal efectiva del núcleo de ferrita en  $\text{cm}^2$

f frecuencia del convertidor: en KHz

Para el ejemplo:

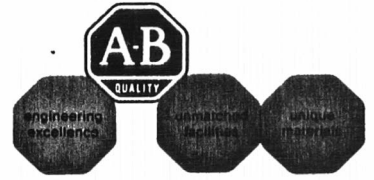
$$Z < (75)^2 (.385)(10) / (22.7)(5.95) = 160\Omega$$

Es también necesario que el diseñador realice el matching de la impedancia de carga con la del circuito transistor, determinando la adecuada relación de transformación.

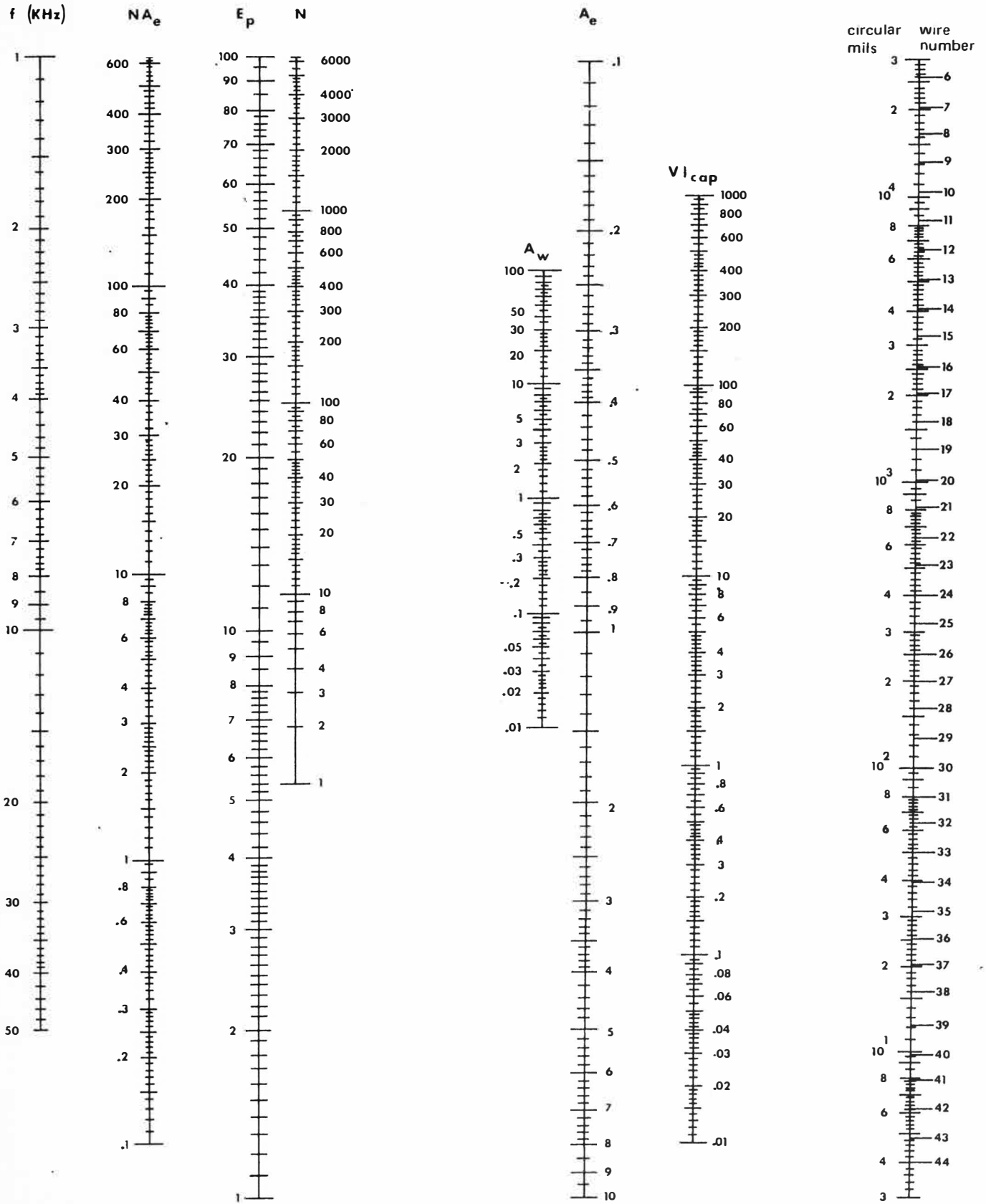
Como puede notarse del ejemplo hay una amplia variedad de soluciones, la elección de una de ellas depende del diseñador y de requerimientos, tales como:

- a) Compacticidad: se escogerá el núcleo más pequeño que pueda hacer el trabajo
- b) Se escogerá el núcleo con un área extra de ventana con la finalidad de permitir montajes adicionales, tales como apantallados.
- c) Cuando se requiera un bajo número de vueltas, se aumentará relativamente el valor de  $A_e$ .

El nomograma del ejemplo, así como un nomograma base, son dados en las figuras 85 y 86.



### DESIGN NOMOGRAPH FOR DC-DC CONVERTER TRANSFORMER





A N E X O C (23)

CONSIDERACIONES PARA LA SELECCION DE RECTIFICADORES EN LA FUENTE DE ALIMENTACION AISLADA.

La fuente de alimentación aislada cuenta en la parte correspondiente a la rectificación con un puente de diodos, los cuales son motivos del punto desarrollado a continuación. Existen cuatro tipos básicos de rectificadores; el standard, fast recovery, super fast recovery y schottky. A continuación se analizan diversas características de estos rectificadores.

• Tiempo de recuperación inversa ( $t_{rr}$ )

Es la característica más importante en todo tipo de rectificador y se define como el tiempo requerido para transitar de un estado de conducción directa al estado de bloqueo inverso. El tiempo de recuperación inversa empieza en el punto en el cual la corriente inversa empieza a fluir y termina cuando ésta se hace cero.

Cuanto mayor es este intervalo, mayores son las pérdidas de recuperación inversa.

Es así que el  $t_{rr}$  es un factor para establecer la mayor frecuencia de operación de una fuente del tipo switching.

• Voltaje directo ( $V_F$ )

Este parámetro es importante debido a que cuanto mayor es  $V_F$ , mayor es la disipación directa y menor la eficiencia de la fuente. En diseños de media y alta potencia  $V_F$  está relacionado al tamaño y precio de los disipadores de la fuente.

• Corriente repetitiva inversa máxima ( $I_{RRM}$ )

Es la máxima corriente que fluirá a través del dispositivo en su voltaje de bloqueo estimado (Rated). Esta corriente contribuye a la pérdida de potencia y ayuda a establecer la eficiencia y requerimientos de disipación para la fuente de alimentación.

• Voltaje repetitivo inverso máximo ( $V_{RRM}$ )

Es el máximo voltaje inverso que un rectificador puede manejar en forma segura sobre una base repetitiva. Generalmente el  $t_{rr}$  y el  $V_{RRM}$  se encuentran relacionados inversamente, siendo el  $V_{RRM}$  el parámetro que ayuda a determinar el voltaje de salida máximo al cual la fuente puede ser operado.

• Temperatura de juntura máxima ( $T_j$ )

En estado estable es la mayor temperatura promedio a la cual el rectificador puede ser operado. Una operación del dispositivo sobre este valor, resultará en su destrucción o en una disminución de su tiempo de vida.

•  $R_{\theta jc}$  . Es la resistencia térmica máxima de la juntura al encapsulado siendo un parámetro usado para determinar la temperatura diferencial entre la juntura y el encapsulado a un nivel de potencia dado.

Cuando se diseña fuentes del tipo switching (caso de la fuente flotante), hay que tener presente que los rectificadores presentan marcadas diferencias en sus características, debido a que en la construcción de los mismos se hacen ciertas concesiones respecto a sus parámetros, como puede notarse en

... la tabla dada a continuación, establecida respecto a rectificadores de potencia de encapsulado D05.

Parámetros: Rango típico	Rectificador Standard	Fast recovery	Super-fast recovery	Schottky	
$V_F$ a $I_{FM} = 90 \text{ A}$ $T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	1.1-1.3 V	1.2-1.4 V	0.9-1.1 V	0.7-0.8 V	
$I_{RRM}$ a $V_{RRM}(\text{rated})$ $T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$	1-5 mA	5-10 mA	10-50 mA	150-600 mA	
$C_j$ a $V_R = 4 \text{ V}$ $T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	400-600 pF	300-500pF	200-400pF	2000-4000 pF	
$I_{FSM}$ a $T_{jm\acute{a}x}$ $V_{RRM}(\text{rated})$	800-1000 A	300-600 A	800-1000 A	800-1000 A	
$T_j(\text{m\acute{a}x})$ :	175-200 $^\circ\text{C}$	150-175 $^\circ\text{C}$	150-175 $^\circ\text{C}$	150-175 $^\circ\text{C}$	
$V_{RRM}$ :	50-2000 V	50-600 V	50-300 V	30-45 V	
$t_{rr}$ a $25 \text{ }^\circ\text{C}$	$I_{FM}: 1 \text{ A}$	1.5-6.5 $\mu\text{s}$	125-200 $n_s$	40-80 $n_s$	< 10 $n_s$
	$I_{FM}: I_{Fav} \times \pi$	2-7 $\mu\text{s}$	200-350 $n_s$	100-225 $n_s$	< 10 $n_s$
Costo relativo 100 U	1	2	2.3	4.7	

En el diseño de cualquier fuente de alimentación del tipo switching es necesario tener presente la relación de eficiencia de rectificación vs. frecuencia de operación. Una curva que plotea esta relación es mostrada en la figura 87a.

En estas curvas se puede notar que a medida que la frecuencia de operación se incrementa, el tiempo de recuperación inversa se hace más significativa, trayendo como consecuencia un incre

... mento en la componente alterna (AC) a través de  $R_L$ , lo que reduce la eficiencia de rectificación.

Para calcular las pérdidas debidas a  $t_{rr}$ , se puede hacer uso de los valores mostrados en la forma de onda, durante la recuperación, así como de la ecuación experimental dados en la figura C. Para obtener la pérdida de potencia debida a  $t_{rr}$  en watts, solo multiplicamos "W" por la frecuencia en Hertz.

$$W = \frac{V_{FRM} \cdot I_{RRM(rec)} \cdot t_a}{2} + \frac{V_R \cdot I_{RRM(rec)} \cdot t_b}{6}$$

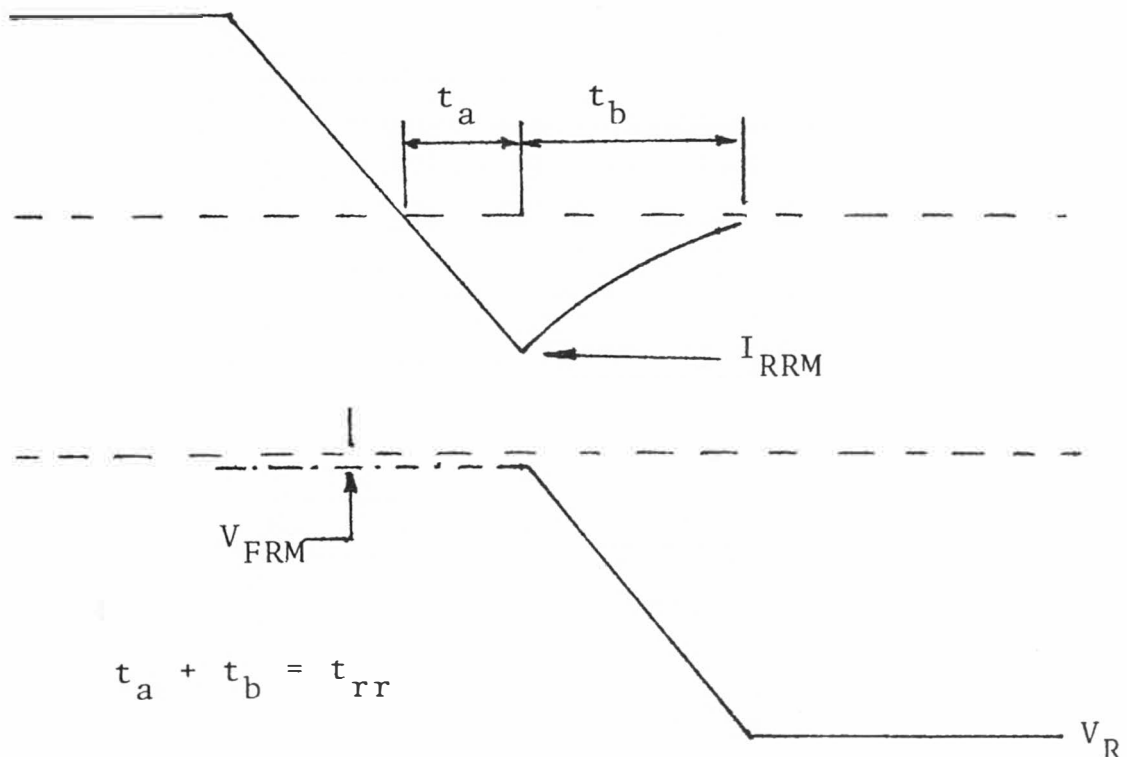
$W$  = watt-seg/pulso

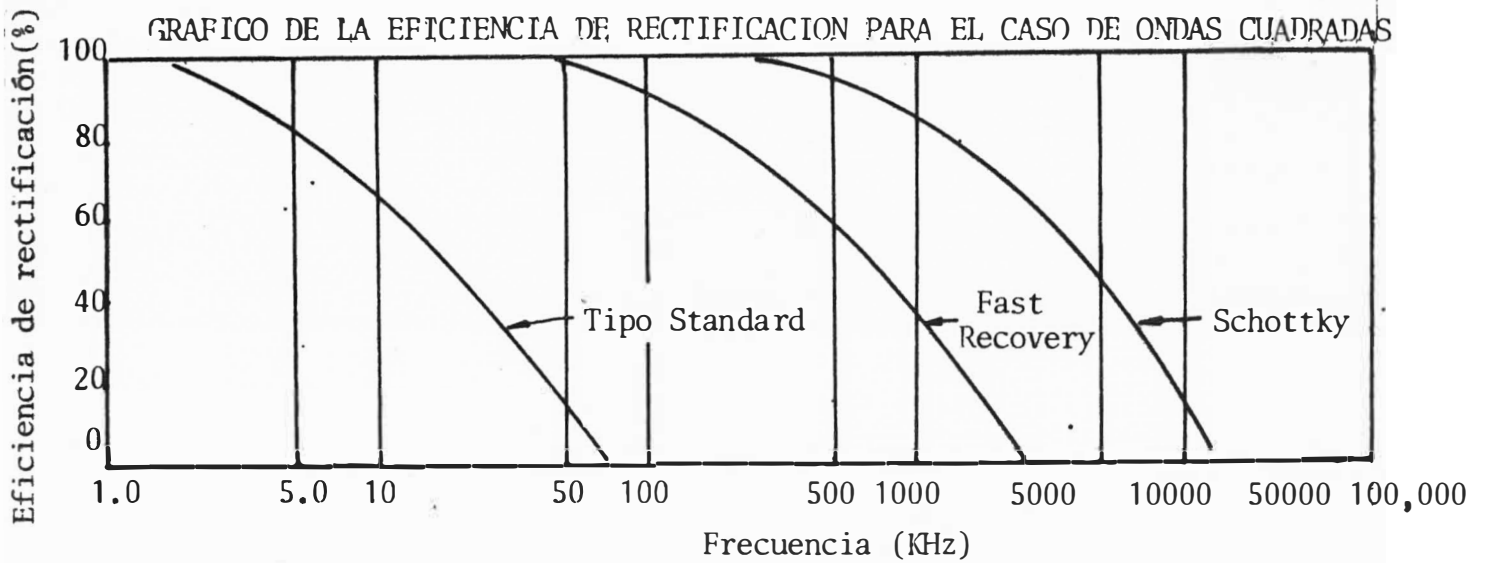
$V_R$  = voltaje de bloqueo inverso

$V_{FRM}$  = voltaje de conducción inversa en  $I_{RRM(rec)}$

$t_a$  : tiempo de recuperación de la pastilla

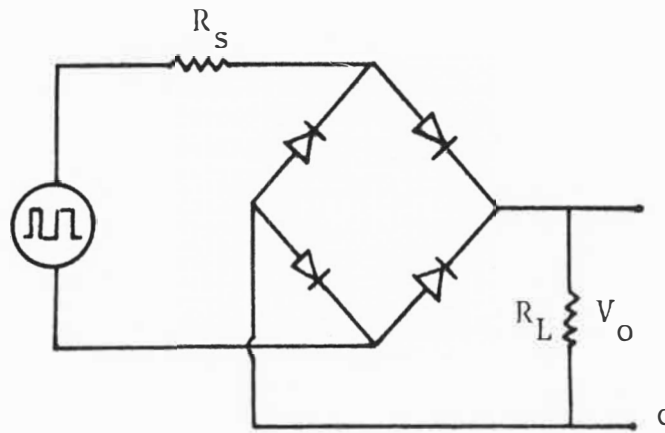
$t_b$  : tiempo de caída de la corriente de recuperación.





Curvas obtenidas empíricamente utilizando el circuito y la ecuación dados a continuación :

Condiciones:  $T_j = T_j(\text{máx})$



$$\text{Eficiencia de rectificación} = \frac{P_{dc}}{P_{RMS}} = \frac{2 V_o^2 (DC)}{2 V_o^2 (DC) + V_o^2 (AC)}$$

donde: PCD : Potencia DC

$P_{RMS}$  : Potencia RMS

$V_o(DC)$ : Voltaje DC aplicada a  $R_L$

$V_o(AC)$ : Voltaje AC aplicada a  $R_L$ .

Figura N° 87a

A N E X O D (24)

CONSIDERACIONES PARA LA SELECCION DE LOS CONDENSADORES DE  
FILTRO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION AISLADA

La mayor parte de diseños hacen uso de condensadores electr<sup>o</sup>liticos para la etapa de filtro, pero debido a que éstos poseen valores de E.S.R. relativamente altos, una práctica común ha sido ubicar éstos en paralelo para reducir el valor de E.S.R., pero esto trae consigo la ocupación de un mayor volumen y el aumento en el valor de la capacidad, el cual en este tipo de fuentes no requiere de valores altos.

Actualmente muchas firmas fabrican condensadores de película plástica que en base a nuevas tecnologías en cuanto a dieléctricos, ofrecen tipos de condensadores que tienen una mayor eficiencia y confiabilidad.

Debido a estas nuevas tecnologías es posible obtener bajos valores de E.S.R. con un valor de capacidad pequeño.

• Estructura general de todo condensador

Cualquier condensador presenta la configuración mostrada en la figura 88.

C : Capacidad física

ESR: Resistencia equivalente serie contenida en C

ESL: Inductancia serie equivalente contenida en C.

Como puede verse todo condensador físico presenta algo de componente resistivo (R) y de reactancia inductiva.

Las magnitudes de ESR y ESL son una función primaria del dieléctrico del condensador, así como una función del proceso de fabricación.

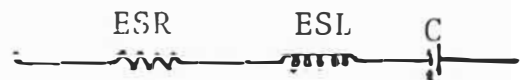


Figura N° 88

Si se plotea la impedancia de un condensador dado por:

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_C - X_L)^2}$$

donde  $R \equiv \text{ESR}$ ,  $X_C$  y  $X_L$  son las reactancias de C y L.

La gráfica de Z para un condensador electrolítico con uno del tipo plástico se da en la figura 89.

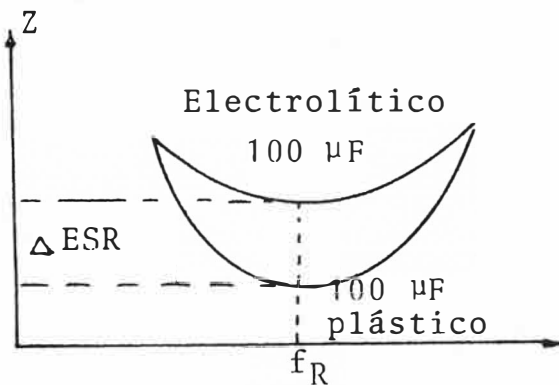


Figura N° 89

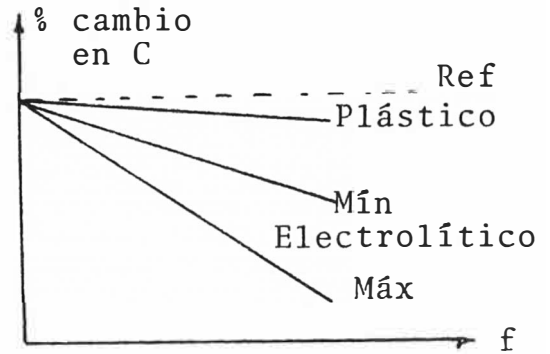


Figura N° 90

En el gráfico se puede notar que a la frecuencia de resonancia ( $f_R$ ), la impedancia del condensador es mínima e igual a R (ESR), asimismo se puede notar que el condensador de dieléctrico plástico presenta un valor mucho menor de ESR.

Es ESR la componente que controla las pérdidas del tipo  $I^2R$  del condensador, un condensador de plástico presenta un valor de ESR igual o menor a las decenas de miliohmios, mientras que un electrolítico tiene un valor de cientos de miliohmios.

Otra característica que favorece el uso de condensadores plásticos es la variación de la capacidad con la frecuencia.

Del gráfico dado en la figura 90, podemos notar que en los condensadores electrolíticos disminuyen su valor de capacidad con la frecuencia, pudiendo disminuir ésta a un 80 % y de solo 10 % en condensadores de calidad, por otro lado los condensadores

... plásticos no evidencian cambios tan radicales.

El pequeño cambio presentado por el condensador puede ser compensado con un pequeño incremento en el valor del condensador necesario, pudiendo esto significar poco o nada de incremento en el volumen físico ocupado.

Esto debido a que un condensador plástico no pesa más de 20 gramos por pulgada cúbica a comparación de los 26 grs/inch<sup>3</sup> de los electrolíticos.

Otro aspecto importante es la variación de ESR con la temperatura, variación que en el caso de los condensadores electrolíticos puede llegar al 100 % para una temperatura de -40 °C (el ESR posee una relación inversa con la temperatura), por otro lado esta variación en los condensadores plásticos no llega al 10 %.

En el diseño de los filtros de la fuente de alimentación hay que tener en cuenta ciertos puntos:

Se pueden requerir filtros de entrada y salida del tipo LC o C, tal como los mostrados en la figura 91.

El filtro de entrada cumple con dos propósitos:

- a) Dar protección al bus DC de la frecuencia generada en la línea por el inversor.
- b) Simular una fuente para el inversor.

El filtro de salida permite realizar la rectificación DC (filtrado) y dar protección a la carga de la EMI.

En el filtro de salida  $C_2$  es hecho por lo general tan grande como sea posible para reducir el rizado, utilizándose por lo general condensadores electrolíticos con un valor mayor de



... 250  $\mu\text{f}$ .

En donde se pueda manejar algo de rizado el condensador electrolítico puede ser reemplazado por uno plástico o de tantalio de 20 ó 40  $\mu\text{f}$  con un pequeño sacrificio en cuanto a tamaño, pero con grandes ventajas en eficiencia y confiabilidad. Los filtros pueden ser también del tipo C en cuyo caso los condensadores deberán estar ubicados lo más cerca posible del switch (inversor) y de la carga teniendo un valor usualmente mayor a 10  $\mu\text{f}$ .

Hay que indicar que los condensadores, ya sean electrolíticos o plásticos, no deben ser empleados por encima de su frecuencia de resonancia, ya que se tiende a introducir ruido en el sistema.

La selección de L o C no se puede hacer en forma exacta debiendo realizarse algunos ensayos y pruebas, aún así se pueden dar ciertas pautas para su cálculo, tal como las relaciones dadas a continuación:

C A S O S	Frecuencia ( $f_1$ )		
	60 Hz	20 KHz	50 KHz
<hr/>			
Caso 1 : $X_C < Z_L/5$			
$C > \frac{296000}{(f_1)(Z_L)}$	494 $\mu\text{f}$	2 $\mu\text{f}$	1 $\mu\text{f}$
$L > \frac{127000}{(f_1)^2 C}$	70 mH	159 $\mu\text{h}$	50 $\mu\text{f}$
<hr/>			
Caso 2 : $X_C \ll Z_L \text{ a } f_1$			
$C > \frac{159000}{f_1(Z_L)}$	265 $\mu\text{f}$	1 $\mu\text{f}$	1 $\mu\text{f}$
$L > \frac{127000}{(f_1)^2 C}$	130 mH	318 $\mu\text{h}$	50 $\mu\text{h}$

NOTAS: 1)  $Z_L$  se ha asumido de  $10 \Omega$ , C en  $\mu\text{f}$  y L en  $\mu\text{h}$ .

2) Ver Electronic Designers Handbook, Landee, Davis & Albrecht, Mc Graw-Hill, 1957 pp 15-2 a 15-20

3) Todos los valores mostrados de L y C redondeados al valor inmediato superior.

Estas notas corresponden al cuadro de la página anterior.

Los valores de L y C dados en el cuadro son los mínimos requeridos para una carga de  $10 \Omega$ , valores de la impedancia de carga mayores reducirán los valores de L y C, una buena práctica es utilizar valores mayores que los calculados, ya que un valor mayor de C reducirá el rizado y un valor mayor de L reducirá la energía EMI.

Otra característica que se ha de tomar en cuenta es lo referente a las pérdidas  $I^2R$ , haciéndose un análisis comparativo de las mismas en la tabla, notándose que las pérdidas son mucho mayores en el tipo plástico.

Valor de C f	I(A)	Electrolítico		Plástico (TRW)	
		ESR a 100 KHz	$I^2R(\text{mW})$	ESR( )	$I^2R(\text{mW})$
4.7	.1	.3	30	.00703	.07
6.8	.12	2.4	30	.004	.06
8.2	.15	1.8	40	.003	.06
27.0	.68	.4	180	.001	.05

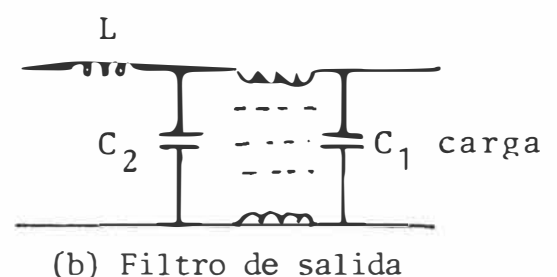
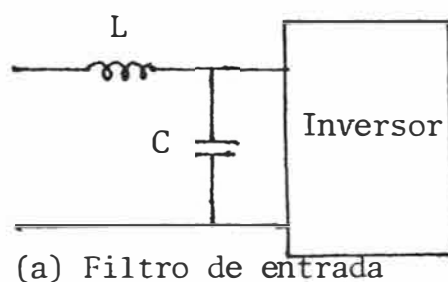


Figura N° 91

A N E X O E (15)

CALCULO DE LAS FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE LOS AMPLIFICADORES DE AISLAMIENTO OPTICO.

ANEXO E1

Cálculo de la función de transferencia del amplificador de aislamiento de tipo servo.

Con referencia a la figura 8 del acápite 1.1.5.2.1 tenemos que:

$$I_{c1} = K_1 \left( \frac{I_{F1}}{I'_{F1}} \right)^{n_1} \quad - (1)$$

$$I_{c2} = K_2 \left( \frac{I_{F2}}{I'_{F2}} \right)^{n_2} \quad - (2)$$

Asimismo:

$$I_{F1} = \frac{V_{in}}{R_1} + I_{cc1} \quad - (3)$$

$$V_0 = (I_{F2} - I_{cc2})R_4 \quad - (4)$$

De (2)

$$I_{F2} = I'_{F2} \left( \frac{I_{c2}}{K_2} \right)^{1/n_2} \quad - (2')$$

Con (2') en (4)

$$V_0 = R_4 \left\{ I'_{F2} \left( \frac{I_{c2}}{K_2} \right)^{1/n_2} - I_{cc2} \right\} \quad - (5)$$

(3) en (1) :

$$I_{c1} = \frac{K_1}{(I'_{F1})^{n_1}} \left( \frac{V_{in}}{R_1} + I_{cc1} \right)^{n_1} \quad - (6)$$

Dado que la ganancia de  $A_2$  en lazo abierto tiende a ser muy grande ( $A \rightarrow \infty$ ) se cumple que:  $e^+ = e^-$  ó  $I_{c2}R_3 = I_{c1}R_2$  - (7)

Por lo tanto:

$$I_{c1}R_2 = \frac{K_1 R_2}{(I'_{F1})^{n_1}} \left( \frac{V_{in}}{R_1} + I_{cc1} \right)^{n_1} = I_{c2}R_3$$

ó

$$I_{c2} = \frac{K_1 R_2}{R_3} \left( \frac{I_{cc1}}{I'_{F1}} \right)^{n_1} \left( 1 + \frac{V_{in}}{R_1 I_{cc1}} \right)^{n_1} \quad - (8)$$

(8) en (5)

$$V_0 = R_4 (I'_{F2}) \left( \frac{K_1 R_2 I_{cc1}^{n_1}}{K_2 R_3 I'_{F1} n_1} \right)^{\frac{1}{n_2}} \left( 1 + \frac{V_{in}}{R_1 I_{cc1}} \right)^{\frac{n_1}{n_2}} - I_{cc2} \quad - (9)$$

Al realizar el ajuste de cero:  $V_{in} = 0$  con  $V_0 = 0$ , tendremos que :  $I_{cc1} = I_{F1}$  e  $I_{cc2} = I_{F2}$ , por tanto:

$$I_{c1} = K_1 \left( \frac{I_{cc1}}{I'_{F1}} \right)^{n_1} \quad I_{cc1} = I'_{F1} \left( \frac{I_{c1}}{K_1} \right)^{\frac{1}{n_1}} \quad - (10)$$

$$I_{c2} = K_2 \left( \frac{I_{cc2}}{I'_{F2}} \right)^{n_2} \quad I_{cc2} = I'_{F2} \left( \frac{I_{c2}}{K_2} \right)^{\frac{1}{n_2}}$$

(10) en (9)

$$V_0 = R_4 I_{cc2} \left\{ \underbrace{\left( \frac{R_2 I_{c1}}{R_3 I_{c2}} \right)^{\frac{1}{n_2}}}_{\text{igual a 1 por (7)}} \left( 1 + \frac{V_{in}}{R_1 I_{cc1}} \right)^{\frac{n_1}{n_2}} - 1 \right\}$$

quedando:

$$V_0 = R_4 I_{cc2} \{ (1 + x)^n - 1 \} \quad - (11)$$

donde  $n = n_1/n_2$  y  $x = \frac{V_{in}}{R_1 I_{cc1}}$ ; siendo  $x$  la relación de la corriente de modulación ( $V_{in}/R_1$ ) a la corriente en el punto Q del acoplador superior.

Expandiendo (11) en series:  $V_0 = R_4 I_{cc2} \{ nx + \frac{n(n-1)x^2}{2!} + \dots \}$

Aquí se puede notar que si  $n_1$  y  $n_2$  son aproximadamente iguales, los términos de mayor orden son pequeños.

Cuando  $n_1$  y  $n_2$  son diferentes las alinealidades en la función de transferencia pueden ser expresadas así :

$$\frac{\text{Error de linealidad}}{\text{Señal deseada}} = \frac{\text{Señal real} - \text{Señal deseada}}{\text{Señal deseada}} = \frac{(1 + x)^n - 1 - nx}{nx}$$

Así tendremos por ejemplo que cuando  $|x| < .35$  y  $n = 1.05$  el error de linealidad es del 1 %.

\* La estabilidad de la ganancia y del offset con la temperatura es dependiente de la estabilidad de las fuentes de corriente, de las resistencias y de los opto-acopladores. Para este tipo de amplificador, cambios de K con la temperatura tendrán pequeño efecto en las variaciones de la ganancia y el offset, siempre que la relación de  $K_1$  a  $K_2$  permanezca constante.

## ANEXO E2

### FUNCION DE TRANSFERENCIA DEL ACOPLADOR DE AISLAMIENTO DE TIPO DIFERENCIAL

Para el circuito de la figura 9, acápite 1.1.5.2.1.2 :

$$I_{c1} = K_1 \left( \frac{I_{F1}}{I_{F1}} \right)^{n1} \quad - (1) \quad I_{c2} = K_2 \left( \frac{I_{F2}}{I_{F2}} \right)^{n2} \quad - (2)$$

Asimismo:

$$V_{01} = I_{c1} R_3 \quad y \quad \frac{V_{01}}{R_4} = I_{c2} - \frac{V_0}{R_5} \quad - (3) \quad - (4)$$

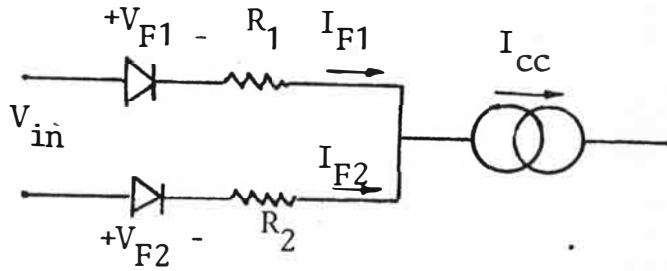
De (4)

$$\frac{V_0}{R_5} = I_{c2} - \frac{V_{01}}{R_4} \quad - (5)$$

Con (3) en (5)

$$I_{c2} - I_{c1} \frac{R_3}{R_4} = \frac{V_0}{R_5} \quad - (6)$$

Se cumple:



$$\begin{aligned} \text{Tendremos: } V_{in} &= I_{F1} (R_1 + R_2) - I_{cc} R_2 & - (7) & \text{Supuesto } V_{F1} = V_{F2} \\ V_{in} &= I_{cc} R_1 - I_{F2} (R_1 + R_2) \end{aligned}$$

$$\text{Si } R = R_1 = R_2 \text{ de (7) } I_{F1} = \frac{I_{cc}}{2} \left( 1 + \frac{V_{in}}{R I_{cc}} \right) \quad - (8)$$

$$I_{F2} = \frac{I_{cc}}{2} \left( 1 - \frac{V_{in}}{R I_{cc}} \right) \quad - (9)$$

con (8) en (1) y (9) en (2) y todo en (6):

$$V_0 = R_5 \left\{ K_2 \left( \frac{I_{cc}}{2 I_{F2}} \right)^{n_2} \left( 1 - \frac{V_{in}}{R I_{cc}} \right)^{n_2} - K_1 \left( \frac{R_3}{R_4} \right) \left( \frac{I_{cc}}{2 I_{F1}} \right)^{n_1} \left( 1 + \frac{V_{in}}{R I_{cc}} \right)^{n_1} \right\} \quad - (10)$$

Con el ajuste de cero  $V_0 = 0$  para  $V_{in} = 0$  se ha de cumplir:

$$I_{F1} = I_{F2} = \frac{I_{cc}}{2} \quad \text{y} \quad I_{c2} = \frac{R_3}{R_4} I_{c1} \quad - (11) \quad - (12)$$

con (11) y (12) en (1) y (2) :

$$K_1 \left( \frac{R_3}{R_4} \right) \left( \frac{I_{cc}}{2 I_{F1}} \right)^{n_1} = K_2 \left( \frac{I_{cc}}{2 I_{F2}} \right)^{n_2} = K' \quad - (13)$$

(13) en (10) y simplificando tenemos:

$$V_0 = R_5 K' \left\{ \left( 1 - \frac{V_{in}}{I_{cc} R} \right)^{n_2} - \left( 1 + \frac{V_{in}}{I_{cc} R} \right)^{n_1} \right\} = R_5 K' \left\{ (1 - x)^{n_2} - (1 + x)^{n_1} \right\}$$

donde:  $X = \frac{(V_{in}/R)}{I_{cc}}$  Si:  $n_1 \neq n_2 \neq 2$  se producirán alinealidades

supuesto  $n_1 \approx n_2$  por desarrollo en series:

$$V_0 = R_5 K' \left\{ (n_1 + n_2) \left( \frac{V_{in}}{RI_{cc}} \right) + \left[ n_1(n_1 - 1) - n_2(n_2 - 1) \right] \left( \frac{V_{in}}{RI_{cc}} \right)^2 \cdot \frac{1}{2!} + \dots \right\}$$

En donde los términos de orden superior son muy pequeños y la función de transferencia puede ser considerada lineal.

La relación del error de linealidad está dada por :

$$\frac{\text{Error de linealidad}}{\text{Señal deseada}} = \frac{(1+x)^{n_1} - (1-x)^{n_2} - (n_1 + n_2)X}{(n_1 + n_2)X}$$

donde por ejemplo si  $|X| < .35$  y  $n_1 = 1.9$  y  $n_2 = 1.8$  el error de linealidad será de 1.5 %.

ANEXO E3

ESQUEMAS DE FUENTE DE CORRIENTE DE TIPO DISCRETO CON AUTOCONTROL O COMPENSACION EN TEMPERATURA

Las fuentes de corriente utilizadas para polarizar los acopladores ópticos vistos en las partes E1 y E2 de este anexo, deben de tener una regulación bastante buena, si bien la regulación de la fuente de corriente es importante, el circuito no necesita de un diseño elaborado, el cual además de complicar la circuitería, aumentaría el consumo de potencia.

La figura 92 muestra algunos esquemas que trabajan muy bien. Si la fuente de alimentación no es muy estable, se puede hacer uso de un Led, el cual es un elemento sencillo y barato pero efectivo en cuanto a un funcionamiento como regulador de voltaje.

Se pueden construir fuentes de corriente con un Led y un transistor, en los cuales las variaciones de la tensión base-emisor del transistor son compensados por las variaciones de la tensión directa del led, ver figura 93.

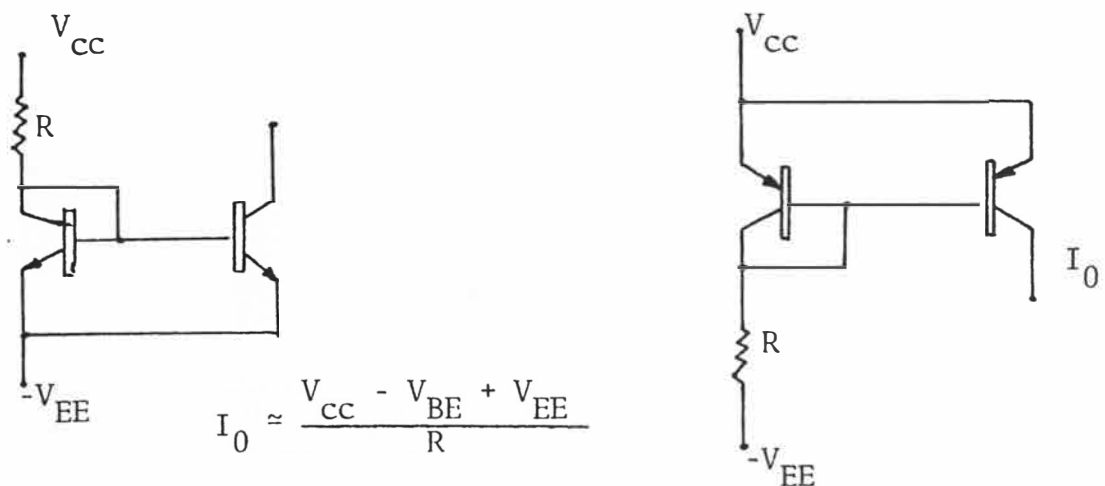
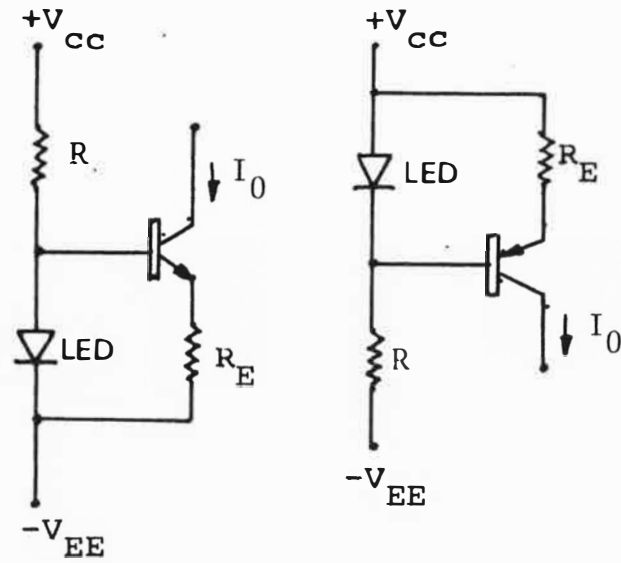


Figura N° 92





R puede ser hallada a partir de :

$$R = \frac{V_{CC} + V_{EE} - V_F}{I_F}$$

$$\rightarrow I_0 = \frac{V_F - V_{BE}}{R_E}$$

Figura N° 93 - ESQUEMAS DE FUENTES CON AUTOREGULACION MEDIANTE LEDS

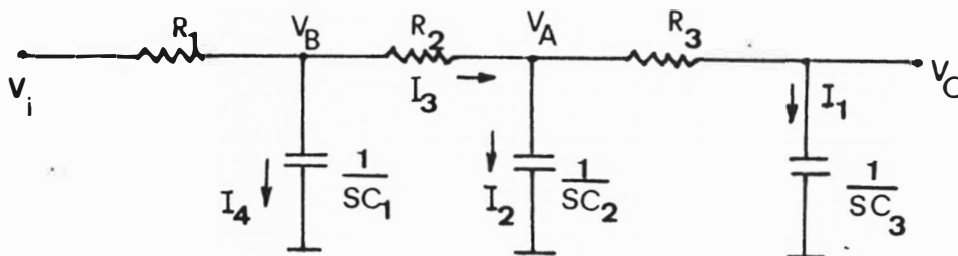


Figura N° 94 - MODELO CIRCUITAL DEL FILTRO DE SALIDA

A N E X O F (26) - FILTROS DE SEÑAL

ANEXO F1

DEDUCCION DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA DEL FILTRO PASIVO

DE 3 ETAPAS. Con respecto a la figura 94 tendremos:

$$I_1 = V_0 S C_3 \quad V_A = V_0 S C_3 R_3 + V_0 = V_0 (1 + S C_3 R_3)$$

$$I_2 = V_0 S C_2 (1 + S C_3 R_3)$$

$$I_3 = V_0 S C_2 (1 + S C_3 R_3) + V_0 S C_3 = V_0 (S C_3 + S C_2 + S^2 C_2 C_3 R_3)$$

$$V_B = V_0 (S C_3 R_2 + S C_2 R_2 + S^2 C_2 R_2 C_3 R_3) + V_0 (1 + S C_3 R_3)$$

$$I_4 = V_0 (S^2 C_1 C_3 R_2 + S^2 C_1 C_2 R_2 + S^3 C_1 C_2 R_2 R_3 C_3 + S C_1 + S^2 C_1 C_3 R_3)$$

$$V_i = V_0 (S^2 C_1 C_3 R_2 R_1 + S^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + S^3 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 C_3 + S C_1 R_1 + S^2 C_1 C_3 R_1 R_3) + V_0 (S R_1 C_3 + S R_1 C_2 + S^2 C_2 C_3 R_1 R_3) + V_0 (S C_3 R_2 + S C_2 R_2 + S^2 C_2 R_2 C_3 R_3) + V_0 (1 + S C_3 R_3)$$

$$V_i = V_0 (S^3 C_1 C_2 R_1 R_2 C_3 R_3) + V_0 S^2 (C_1 C_3 R_2 R_1 + C_1 C_2 R_1 R_2 + C_1 C_3 R_1 R_3 + C_2 C_3 R_1 R_3 + C_2 R_2 C_3 R_3) + V_0 S (C_1 R_1 + R_1 C_3 + R_1 C_2 + C_3 R_2 + C_2 R_2 + C_3 R_3) + V_0$$

$$V_i = V_0 \{ S^3 C_1 C_2 C_3 R_1 R_2 R_3 + S^2 (C_1 C_2 R_1 R_2 + C_1 C_3 R_1 R_3 + C_2 C_3 R_2 R_3 + C_1 C_3 R_1 R_2 + C_2 C_3 R_1 R_3) + S (C_1 R_1 + C_2 R_1 + R_1 C_3 + C_3 R_2 + C_2 R_2 + C_3 R_3) + 1 \}$$

Entonces:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{B(S^3 + DS^2 + E_S + F)}$$

donde:

$$B = R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3$$

$$D = \frac{R_1 R_2 C_1 C_2 + R_1 R_2 C_1 C_3 + R_1 C_3 C_1 C_3 + R_2 R_3 C_2 C_3 + R_1 R_3 C_2 C_3}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3}$$

$$E = \frac{R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2 + R_1 C_3 + R_2 C_3 + R_3 C_3}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3}$$

$$F = \frac{1}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3}$$

## ANEXO F2

### FILTRO ACTIVOS (25)

Son usados frecuentemente en lugar de los filtros pasivos debido a que evitan el uso de inductores, los cuales son caros y voluminosos, especialmente en baja frecuencia.

Mediante el uso de opamps los filtros activos son realizables en una forma fácil y económica con características altamente predecibles.

#### . Características de los filtros activos.

Estas pueden ser calificadas en términos de respuesta de fase, planitud de la banda pasante, atenuación de las frecuencias fuera de banda, pendiente en la frecuencia de corte, etc

#### . Clasificación de los filtros.

De acuerdo a sus características más importantes tenemos:

Bessel : el cual presenta máxima linealidad de fase (retardo de tiempo plano) caída gradual de la amplitud, empezando en frecuencia cero.

Butterworth: con banda pasante de máxima planitud, moderada respuesta en fase moderado roll-off (pendiente de caída en  $f_c$ ).

Chebyshev: variación máxima del roll-off para todo polo de la función característica, rizado de igual amplitud a lo largo de la banda pasante, amplitud relacionada con el roll-off requerido, pobre respuesta en fase.

Caver o Elíptico: máxima variación del roll-off obtenida por los ceros en el final de la banda, pobre rechazo a las frecuencias fuera de la banda, pobre respuesta en fase.

Los filtros que se ven a continuación son dados en su realización de polos (la función característica no contiene ceros).

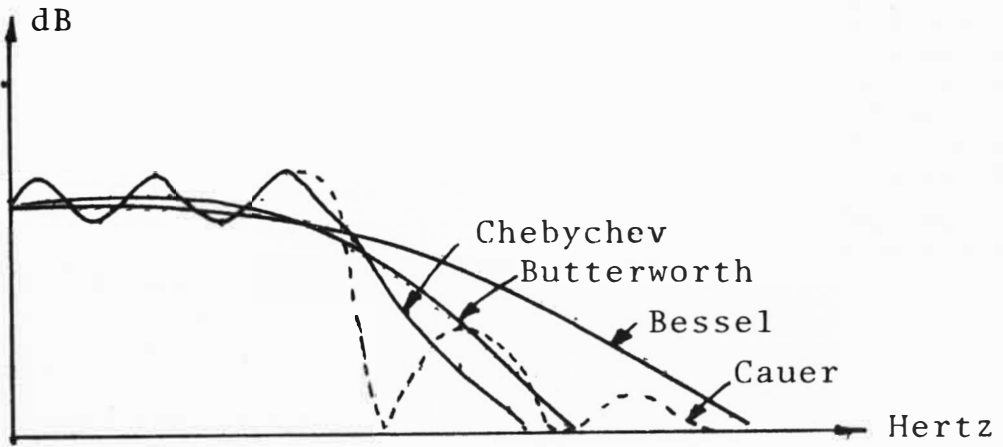
La velocidad de cambio final (roll-off) está determinada por la orden del filtro, teniéndose 6 dB/octava/polo. Esto permite que el diseñador determine el orden y complejidad del filtro necesario en su sistema.

En los circuitos que se verán, cada etapa activa genera un par de polos conjugados complejos. Para filtros de orden impar, un polo simple en el eje real puede ser generado por una red RC.

En general cualquiera de las respuestas dadas en el gráfico a continuación puede ser realizada por un gran número de circuitos.

La selección del circuito más adecuado es un difícil compromiso entre sensibilidades, interdependencia de parámetros, requerimiento del sistema, etc.

Aquí se da un circuito básico simple en la forma de un bloque útil constructivo que permite la creación de filtros de orden moderado.



RESPUESTA EN AMPLITUD DE DIVERSOS  
TIPOS DE FILTROS

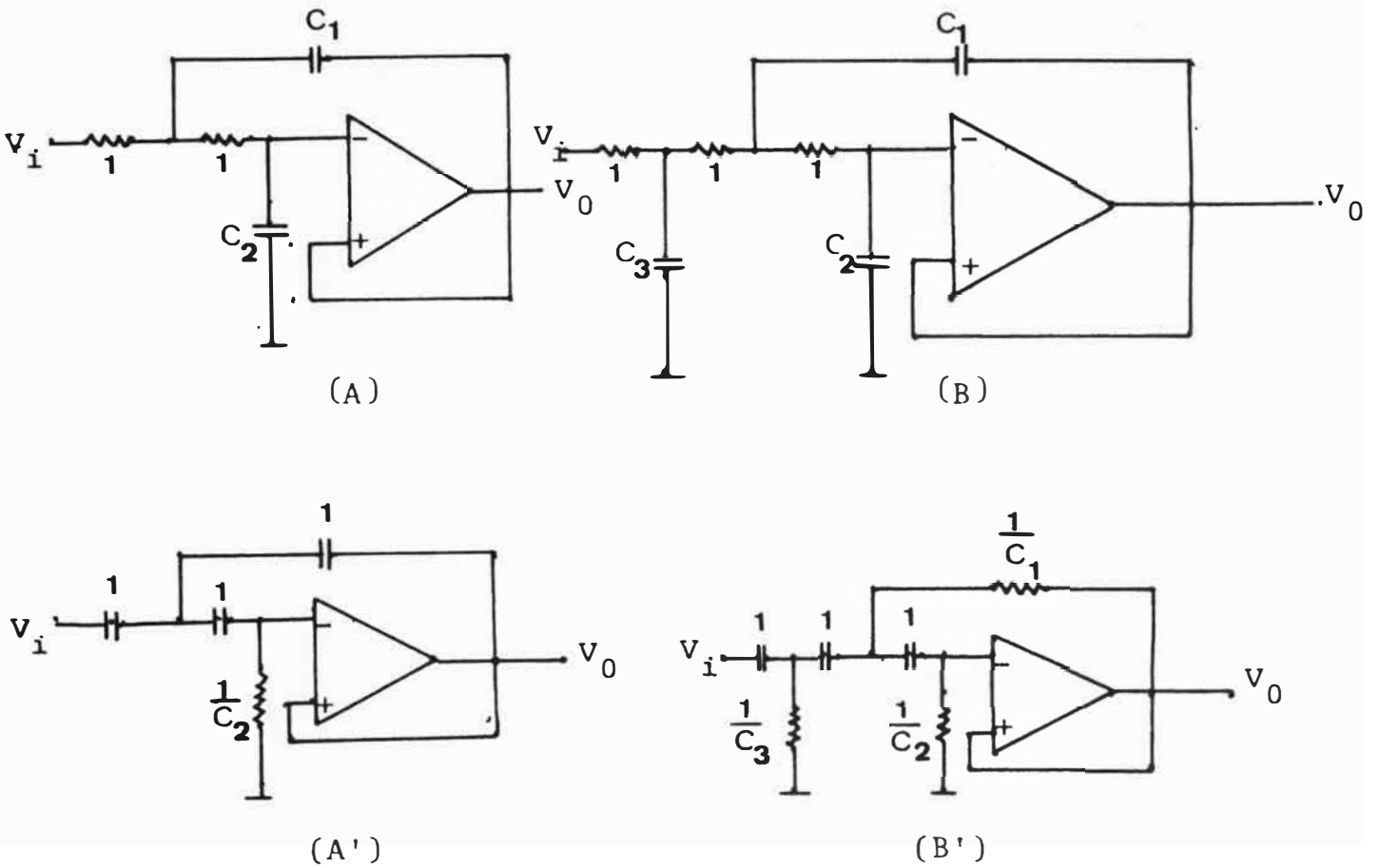


Figura N° 95

Los bloques constructivos de los filtros que se verán, son los circuitos Sallen-Key, cuya mayor ventaja es el uso de un opamp por etapa.

El opamp es utilizado en su configuración de ganancia unitaria lo que permite que la amplitud sea independiente de la orden del filtro.

Las etapas Sallen-Key de LPH y HPF son mostradas a continuación. (Ver figura 95)

Los parámetros de los componentes están dados como parámetros normalizados y se muestran las transformaciones (figuras 95A' y 95B') que nos permiten pasar de un tipo de filtro a otro (de LPF a HPF).

Para los filtros de orden impar la primera etapa incluye un circuito adicional RC (para generar el polo necesario en el eje real), como se muestra en las figuras 95B y 95B'.

Estas etapas pueden ser combinadas en paralelo o en cascada para conformar la respuesta global requerida.

Los valores denormalizados de los componentes pueden ser calculados de las tablas dadas a continuación o calculando la posición requerida de los polos.

Las tablas mostradas dan los valores para los filtros de paso bajo con valores normalizados en 1 radian/seg. y hasta un orden de 6.

El uso de las tablas se realiza de la forma siguiente :

- Habiendo escogido el orden del filtro, los valores de C son leídos de la tabla, estos valores están normalizados para una frecuencia de corte de -3 dB igual a 1 rad/seg.

Polos	Etapas N°	$C_1$	$C_2$	$C_3$
2	1	0.907	0.680	---
3	1	1.42	0.254	0.988
4	1	0.735	0.675	---
	2	1.01	0.390	---
5	1	1.01	0.31	0.871
	2	1.04	0.31	---
6	1	0.635	0.61	---
	2	0.723	0.484	---
	3	1.07	0.256	---

B E S S E L

Polos	Etapas N°	$C_1$	$C_2$	$C_3$
2	1	1.41	0.707	---
3	1	3.55	0.202	1.39
4	1	1.08	0.924	---
	2	2.61	0.382	--
5	1	1.75	0.421	1.35
	2	3.24	0.309	---
6	1	1.04	0.966	---
	2	1.41	0.707	---
	3	3.86	0.259	---

B U T T E R W O R T H

Polos	Etapas N°	$C_1$	$C_2$	$C_3$
2	1	2.22	0.606	---
3	1	16.2	0.0643	2.57
4	1	3.13	1.27	---
	2	7.55	0.149	---
5	1	8.88	0.254	3.94
	2	11.6	0.0936	---
6	1	4.41	1.90	---
	2	6.02	0.312	---
	3	16.5	0.0643	---

CHEBYCHEV : Rizado = 1 dB

Polos	Etapas N°	$C_1$	$C_2$	$C_3$
2	1	3.10	0.456	---
3	1	4.34	0.0253	3.63
4	1	4.86	1.05	---
	2	11.7	0.0943	---
5	1	15.8	0.160	5.92
	2	18.2	0.059	---
6	1	7.01	1.61	---
	2	9.58	0.200	---
	3	26.2	0.004	---

CHEBYCHEV : Rizado = 3 dB



Los valores leídos los dividimos por  $2\pi f_c$ , donde  $f_c$  es la frecuencia de corte requerida (en Hz), obteniéndose en esta forma los valores escalados para el filtro requerido (los valores de C están dados en faradios) los valores obtenidos para C pueden ser demasiado grandes y los de las resistencias demasiados pequeños (dados en ohmios).

Este desbalance puede ser corregido seleccionando un valor adecuado de factor de escala "M".

Los valores de las resistencias son multiplicados por M y los de los condensadores divididos por M para obtener el valor final de los componentes.

Es útil notar desde que cada etapa tiene una baja impedancia de salida, es despreciable la interacción entre etapas. De allí que es posible y a menudo deseable el usar diferentes valores para el factor de escalamiento de cada etapa.

El procedimiento del uso de la tabla es el mismo para el caso de los filtros de pasa alto, excepto que los valores iniciales de las figuras B y B' son el recíproco de los de la tabla en ohmios para las resistencias y en faradios para los condensadores.

Los procedimientos de escalamiento de frecuencia e impedancia son idénticos. En general las características de los filtros se pueden considerar independientes de los parámetros del amplificador, siempre que el producto ganancia-ancho de banda del opamp sea de alrededor de 10 veces la mayor frecuencia de interés.

## A N E X O G

### EFFECTO DE LA CORRIENTE SOBRE LOS SERES HUMANOS Y ANIMALES

En los medios médicos se consideran dos tipos o categorías de shock eléctrico designados por Macroshock y Microshock.

El macroshock es la forma más común y conocida de shock eléctrico.

El microshock a pesar del nombre es fatal en circunstancias adecuadas y muchas veces su nombre confunde, pensándose que no es fatal.

La compañía Hewlett-Packard Co. en su application note AN-718 "Patient Safety" ofrece la siguiente información, en la que se considera los efectos de diversos niveles de corriente en un cuerpo humano "medio" aplicados a través de la piel "intacta".

<u>Nivel de corriente</u>	<u>Efectos</u>
1 mA	Nivel umbral de percepción, la mayoría de personas no siente niveles menores de corriente.
5 mA	Nivel de corriente aceptado como la corriente máxima, inofensiva que puede fluir a través de la piel intacta.
15 mA	Mínimo nivel de corriente con el cual la victima aún puede salir de la inmovilidad.
50 mA	Shock eléctrico doloroso con posibilidad de causar daños musculares.
100-300 mA	Posibilidad de una fibrilación ventricular fatal para el corazón.

Los microshock ocurren cuando una víctima entra en contacto con una fuente de corriente eléctrica a través de medios que no sean la piel (órganos internos).

La resistencia que presentan los órganos internos es variada con valores entre 50 y 500 ohmios.

Los líquidos y fluídos del cuerpo son electrolíticos por naturaleza y esta es la razón de los valores bajos de resistencia. Haciendo estos fluídos más fácil la presencia de altas densidades de corriente hacia el corazón.

Si bien no se conoce con seguridad los niveles seguros de los microshock, se han desarrollado standards basados en la experiencia con perros (caninos), encontrándose que se puede inducir la fibrilación ventricular en caninos con niveles de corriente tan bajos como 20 microamperios a 60 Hz AC.

Se adopta como norma un valor de 10  $\mu$ A, con la finalidad de dar un nivel más seguro para el paciente, el cual es un valor adoptado por los fabricantes de equipo médico.

B I B L I O G R A F I A

1. Manual Burr-Brown págs. 3-1 al 3-6, Julio 1978
2. Electronics Technical Articles "Optical Coupling Extends Isolation Amplifier Utility" por Bill Olschewski, Burr - Brown Research Corp.
3. U. Tietze Ch. Schenk "Halbleiter Schaltungstechnik", Springer Verlag, págs. 649 y 650.
4. Jerald G. Graeme (Burr-Brown) Applications of Operational Amplifiers, pág . 63.
5. U. Tietze Ch. Schenk "Halbleiter-Schaltungstechnik" 25.1.2 Messung Von Potential Differenzen.
6. Product Guide, Analog Devices Inc. pags. 54 y 55.
7. U. Tietze Ch. Schenk: Trennverstärker "Halbleiter-Schal - tungstechnik", págs. 651 y 652.
8. "An Inexpensive High Performance Microelectro Preamplifier System" por Charles P. Schade, IEEE Transactions on Biome - dical Engineering, Julio 1969.
9. "A Novel Cardiometer" IEEE Transactions on Biomed - ical Engineering , Abril 1966.
10. "The ABC's of DC to AC Inverters" Landsdale Transistor & Electronics Inc.
11. Datos del modelo 289 de "Analog Device: "Precisión, wide Bandwith Synchronized Isolation Amplifier"
12. Linear Applications of Optocouplers - Hewlett Packard, A - pplication Note 951-2. Opto Electronics Designers catalog 1980.

13. Hohere Geschwindigkeiten mit Optokopplern (Iso-Lit).  
Litronik Co.
14. Monsanto. Application Information AN504.
15. "Optical Isolators Yield Benefits in many Linear Circuits"  
por Mark Hodapp Hewlett Packard Co.
16. "Bootstrapping a Photo Transistor improve its pulse respon  
se" Electronics - 1978
17. "Modulación" V - Temas de Telecomunicaciones: F.R. Connor  
págs. 18 y 19.
18. Electronics Designers Handbook por L.J. Giacoletto 5-60 a  
5-61.
19. Isolation and Instrumentation Amplifiers Designers Guide.  
Analog Devices, Noviembre 1980.
20. "Unique Transformer Design Shrink Hybrid Isolation Ampli  
fiers size and cost" por Bill Olschewski, Burr-Brown, págs.  
109 a 112. Electronics, Julio 20 1978.
21. Datos técnicos del Pacemaker TP300 de Phillips.
22. Transformer Design Nomograph R03: Allen-Bradley Magnetics  
División Milwaukee. "Ferrite Cores in Standard Packages"
23. "Considerations in Selecting Rectifiers for Power Supplies"  
FMC Corporation Semiconductor División.
24. "Ted Von Kampen & Paul Reeves. "How to Improve the Effi -  
ciency of your Switching Power Supply Design" TRW Inc. 1976
25. Tab 1024/314 quad programmable Operational Amplifiers. Appli  
cation Notes. Plessey Semiconductors.

26. Circuitos Eléctricos. Colección Schaum, capítulo 15.
27. Dispositivos y Circuitos Semiconductores, J. Millman & C.G. Halkias, Cap. 20.
28. Raytheon "Linear": Monolithic Jfet Input Operational Amplifiers, 1-30 y 1-31.
29. El Amplificador Operacional y sus Aplicaciones, J.C. Marchais, cap. 5.
30. Operational Amplifiers Design and Applications: Tobey-Graeme-Huelsman; Linear Applications, págs. 202 a 207.
31. A User's Guide to IC Instrumentation Amplifiers por Jeffres R. Riskin de Analog Devices Co.
32. Electronic Designers Casebook # 1, "IC Timer Circuit Yields 50 % Duty Cycle" por Frank N. Cichielo.
33. "The Theory and Application of Transformers and Inductors" BMP-2 Bourns Magnetic Products.
34. "The Switcher Transformer: Designing it in one try for Switching Power Supplies" por Phillip E. Thibodeau de Autronics Corp. Electronics Design Vol. 28 N° 18 Sept. 1. 1,980.
35. "Low-Cost Foward Converters Ease Switching Supply Design" por Kees Van Velthooven and Hugo Koppe, Phillips Semiconductor Laboratories. Electronics Feb. 2, 1978.
36. Switching Regulators & Power Supplies por Irwing Gottlieb Tab Books/N° 828.
37. Cap. 3 Electronics Designers Handbook por Giacoletto. "Toroid of Uniform Rectangular Cross Section" págs. 3.64 a 3.65

38. Electronics Designers' Handbook por Giacoletto 18-7  
"Wave Shapping Circuits", págs. 18-38 y 18-39.
39. Electronics Designers Handbook por Giacoletto 3.5 f  
"Network-Components"
40. Data Conversion Design Manual de Teledyne Semiconduc  
tor 1979.
41. "Design Power Inductors Step by Step" por Walter V.  
Manka de American Precision Industries Inc. Electro-  
nic Design 26, December 20, 1977.