



# UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

## FACULTAD DE INGENIERÍA

DISEÑO DE UN CIRCUITO ELECTRÓNICO  
PARA AMPLIFICAR SEÑALES PROVENIENTES DE  
SENSORES MAGNETORRESISTIVOS QUE  
TRABAJAN HASTA LA BANDA DE ALTA  
FRECUENCIA (HF)

T E S I S  
QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE  
INGENIERO ELÉCTRICO Y ELECTRÓNICO  
P R E S E N T A N  
GABRIELA GUTIÉRREZ CID  
HORACIO MOTA OCHOA

281592



DIRECTOR: M.I. JORGE RODRÍGUEZ CUEVAS

MÉXICO D.F.



Universidad Nacional  
Autónoma de México



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

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

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

## **Agradecimientos**

A la Universidad Nacional Autónoma de México por abrimos las puertas al mundo del pensamiento, por mostramos que en la libertad, la tolerancia y la diversidad el ser humano puede llegar a ser lo que desea ser.

A la Facultad de Ingeniería y sus profesores, por los conocimientos, experiencias e ideas compartidos.

Al Centro de Instrumentos y al personal que en él labora, por facilitamos el desarrollo de esta investigación.

Al Dr. Valeri Vountesmeri, por enseñamos las bases del extenso mundo científico.

Y de una manera muy especial al director de esta investigación, el M. en I. Jorge Rodríguez Cuevas, por todo el apoyo, tiempo y paciencia.

**Gabriela, Francisco y Horacio.**

*A mi Ene, Javier y Maru  
Por su apoyo y cariño incondicionales...*

*A Maru chiquita, Sandrita y todas y todos los que vengan por la alegría brindada. Y a Norma por  
compartir este logro.*

*A Francisco y Horacio por su amistad...*

**GRACIAS**

**GABRIELA**

Han sido muchas las personas con las que he tratado en la vida, durante un instante, durante algunos años, lo suficiente para alterar mi destino dándome nuevas ideas, cambiando de alguna manera mi forma de pensar o ayudándome a madurar y a aprender. Para todas estas personas lanzo un grito hacia los cuatro puntos cardinales esperando que los alcance, donde quiera que estén

¡GRACIAS!

Sin embargo hubo personas quienes hicieron un cambio radical en mi destino y que, en una u otra forma, me ayudaron a elegir y seguir mi actual camino, principalmente son:

- GLORIA L., sin tu ayuda no hubiera podido seguir con mi carrera.
- ESTHELA M., porque a pesar de mi actitud siempre me has apoyado.
- TETÉ M., por tu ayuda incondicional en momentos difíciles, mostrarme el gran mundo de los idiomas y tu amistad.
- GERARDO G., AHMED C., MIRIAM R., MIRIAM J., BETZABÉ P., ERIKA S., SERGIO R., JANET, CARLOS C., ISRAEL L., SARA B., ALEJANDRO C., ADELA, ALFONSO y GEORGINA (q.d.e.p.), por su amistad dentro y fuera de la universidad.
- HORACIO M., igualmente, por tu amistad dentro y fuera de la universidad, además de tu paciencia a mi impaciencia a lo largo del desarrollo de la presente tesis.
- GABRIELA G., ¡la lista de razones para agradecerte es inmensa!
- ERNESTO E., CARLOS F., KIODY T., por su apoyo, consejos y amistad a prueba del tiempo y de errores.
- ALBERTO Z., por tu preocupación y apoyo a mi familia.
- TODOS MIS PARIENTES, por los momentos de gran alegría y siempre estar presentes (¡valió la pena el susto tía JOSEFINA!)
- A MI PADRE (q.d.e.p.), por tu muy particular forma de darme la lección más valiosa de mi vida.

Por último un agradecimiento muy especial a las grandes diseñadoras y constructoras de la piedra angular de mi forma de ser, MI HERMANA, quien está adquiriendo la experiencia, pero que siempre ha contado con la inteligencia, y MI MADRE, quien combina la experiencia y la inteligencia. Siempre he contado con la ayuda de ambas.

¡MUCHAS GRACIAS!

FRANCISCO

*Para todos aquellos que me han brindado su apoyo,  
me han regalado su amor,  
me han otorgado su confianza,  
y me han inspirado para seguir el camino.*

*Gracias*

*HMO*

**“DISEÑO DE UN CIRCUITO ELECTRÓNICO PARA AMPLIFICAR SEÑALES  
PROVENIENTES DE SENSORES MAGNETORRESISTIVOS QUE TRABAJAN HASTA  
LA BANDA DE ALTA FRECUENCIA (HF)”**

**ÍNDICE**

	<b>Página</b>
<b>Capítulo I. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1 Definición del problema.....	3
1.2 Metodología.....	3
1.3 Potencia activa.....	4
1.3.1 Medidores de potencia.....	4
1.4 Principios para la adquisición de información magnética.....	5
1.5 Referencias.....	7
 <b>Capítulo II. Detectores magnetorresistivos</b>	 <b>9</b>
2.1 Introducción.....	11
2.2 Métodos para la medición de campos magnéticos.....	11
2.3 Energía magnética y detectores.....	12
2.3.1 Detectores generadores.....	13
2.3.2 Detectores moduladores.....	13
2.4 Densidad de flujo magnético.....	14
2.5 Intensidad de campo magnético.....	14
2.6 Ley de Faraday y ley de Lenz.....	15
2.7 Fuerza de Lorentz.....	16
2.8 Efecto Hall.....	17
2.9 Principios básicos de los materiales ferromagnéticos...	19
2.10 Magnetización.....	20
2.11 Desmagnetización.....	21
2.12 Fundamentos de los detectores magnetorresistivos....	22
2.12.1 El efecto magnetorresistivo anisótropo.....	22
2.12.2 Magnetización de películas delgadas ferromagnéticas.....	24
2.12.3 Influencia de los campos magnéticos externos sobre el vector de magnetización.....	24
2.12.4 Teorema de Stoner-Wohlfart.....	26
2.12.5 Rotación del detector respecto al eje fácil.....	27
2.13 El detector magnetorresistivo.....	28
2.13.1 Linearización.....	31
2.13.2 Sensibilidad e intervalo de medición.....	32
2.14 Referencias.....	34



<b>Capítulo III. El amplificador de instrumentación</b>	<b>35</b>
3.1 Introducción.....	37
3.2 El amplificador diferencial.....	38
3.3 El amplificador operacional.....	38
3.3.1 El amplificador operacional ideal.....	39
3.3.2 El amplificador operacional real.....	40
3.4 El amplificador de instrumentación.....	42
3.5 El INA-114BP.....	43
3.5.1 Caracterización del multímetro.....	44
3.5.2 Caracterización del amplificador de instrumentación INA-114BP.....	46
3.6 Referencias.....	48
<b>Capítulo IV. Problema de interconexión de amplificadores de instrumentación con detectores magnetorresistivos</b>	<b>49</b>
4.1 Conexión con el detector.....	51
4.2 La fase en las películas magnetorresistivas.....	52
4.3 Etapas de filtrado.....	52
4.4 Consideraciones de ruido.....	55
4.4.1 Ruido en las resistencias.....	55
4.4.2 Ruido generado en los amplificadores.....	56
4.5 Error debido al cambio de temperatura y su influencia sobre las corrientes de polarización y desajuste.....	59
4.6 Intervalo para la elección de las resistencias.....	60
4.7 Referencias.....	61
<b>Capítulo V. Determinación de los parámetros de los filtros</b>	<b>63</b>
5.1 Caracterización del multímetro.....	65
5.2 Caracterización del amplificador de instrumentación.....	66
5.3 Diseño de los filtros paso-bajas.....	69
5.4 Referencias.....	73
<b>Capítulo VI. Implementación del prototipo</b>	<b>75</b>
6.1 Atenuación de señales de ruido.....	77
6.2 Atenuación de las señales parásitas de corriente alterna.....	78
6.3 Reducción del error a la salida del circuito.....	79
6.4 Amplificación por medio de un amplificador de instrumentación.....	80
6.5 Reducción del error de corriente directa.....	81



6.5.1 El amplificador operacional TL 081.....	82
6.6 Diseño final.....	83
6.7 Referencias.....	84
<b>Capítulo VII. Resultados</b>	<b>85</b>
7.1 Diseño del experimento simulando el detector magnetorresistivo.....	87
7.2 Evaluación del diseño final.....	88
7.3 Evaluación del diseño final conectado al detector magnetorresistivo.....	91
7.4 Resultados.....	94
<b>Capítulo VIII. Conclusiones</b>	<b>97</b>
8.1 Conclusiones.....	99
<b>Apéndice A. Diseño e implementación de un amplificador de Potencia</b>	<b>101</b>



## CAPÍTULO I

# INTRODUCCIÓN



El presente trabajo tuvo como objetivo el diseño y construcción del prototipo de un circuito que amplifique señales provenientes de detectores magnetorresistivos; este prototipo debía trabajar con señales de hasta 3 [MHz], bajo condiciones de una excelente linealidad, bajo ruido y sin alterar la fase de la señal de corriente alterna en las películas magnetorresistivas; mostrando los resultados obtenidos así como las ventajas y desventajas de diferentes alternativas de diseño para esta aplicación.

## 1.1 Definición del problema.

En el Laboratorio de Microondas del Centro de Instrumentos de la UNAM una de las líneas de investigación es el desarrollo de detectores magnetorresistivos, los cuales son la base de nuevos convertidores, denominados convertidores magnetorresistivos (medidores de potencia activa). En este tipo de convertidores, la señal de salida es generada tanto por la parte eléctrica como por la parte magnética de un campo electromagnético. La principal característica de estos instrumentos, es la posibilidad de determinar el producto de la señal eléctrica y magnética tomando en consideración el corrimiento de fase entre ellas. Esto es, tenemos la posibilidad de encontrar el vector de Poynting del parámetro energético más importante del campo electromagnético. En este tipo de convertidores se utilizan los fenómenos galvanomagnéticos en semiconductores (efecto Hall, efecto Gauss) o los fenómenos galvanomagnéticos en películas ferromagnéticas delgadas (efecto Hall anormal, magnetorresistencia).

En el desarrollo de estos nuevos instrumentos medidores de potencia, surgió la necesidad de construir un bloque que acondicionara la información proveniente del detector magnetorresistivo para facilitar su interpretación. Dicha información es una señal de corriente directa de muy pequeña magnitud contenida en una señal de alterna. Las características (frecuencia y amplitud) de la señal de alterna debían tener una mínima influencia sobre las mediciones. El manejar filtros pasivos para acondicionar la señal, sin amplificadores, resultaba poco adecuado, ya que alteran la relación de la fase de la señal de voltaje respecto a la señal de corriente, ambas a la salida del detector magnetorresistivo; dicha relación está determinada por la acción de los campos eléctrico y magnético sobre el detector.

## 1.2 Metodología.

El proceso de medición de la señal de corriente directa, que contiene la información proveniente del detector magnetorresistivo, se realizó mediante un multímetro digital *Hewlett Packard* modelo 3458-A, el cual se analizó con el fin de conocer su respuesta en el intervalo de frecuencias a trabajar.

Se analizaron también un amplificador de instrumentación, así como diferentes filtros. Se utilizó un generador de funciones, para conocer la respuesta del circuito cuando se tiene como entrada una señal de corriente alterna cuyas características era necesario controlar.

En general, la metodología consistió en llevar a cabo pruebas a cada módulo (amplificación y filtrado), posteriormente se realizaron pruebas añadiendo módulos consecutivos verificando el correcto acoplamiento entre los mismos hasta que se llegó a probar el circuito en su totalidad.

Como etapa final, se conectó el circuito a un detector magnetorresistivo y se hicieron algunas pruebas.



### 1.3 Potencia activa.

La potencia es la transformación o transferencia de energía por unidad de tiempo. La potencia eléctrica es el flujo de energía eléctrica por unidad de tiempo [1].

En un circuito de corriente alterna la potencia instantánea está dada por

$$p = E_{máx} I_{máx} \text{sen}(\theta) \text{sen}(\theta - \phi)$$

Donde:

$p$  = Potencia instantánea.

$\theta = \omega t$

$\phi$  = ángulo de defasamiento entre la señal de voltaje y la de corriente.

A partir de esta ecuación podemos calcular la potencia media:

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E_{máx} I_{máx} \text{sen}(\theta) \text{sen}(\theta - \phi) d\theta$$

Resolviendo esta integral:

$$P = EI \cos(\phi)$$

Donde  $E$  e  $I$  son los valores rms de voltaje y corriente respectivamente. Este resultado representa el valor medio durante un número entero de períodos y se le conoce también como potencia activa o real. De esta ecuación podemos observar que es necesario considerar el factor de potencia ( $\cos \phi$ ) para realizar la medición. El simple uso de un voltímetro y de un amperímetro no es suficiente ya que dicho factor no se puede conocer mediante estos medidores [2].

#### 1.3.1 Medidores de potencia.

Algunos métodos para medir potencia en RF se basan en el hecho de que un cambio en la temperatura de una carga resistiva es directamente proporcional a la potencia disipada en dicha carga, el medidor de potencia que funciona según este principio se conoce con el nombre de calorímetro. Otro aparato usado en mediciones de potencia en alta frecuencia es el bolómetro, que básicamente es un circuito puente en el cual una rama contiene una resistencia sensible a la temperatura. En ambos medidores descritos es necesario sustituir la carga real por el medidor, de forma que se debe conocer la impedancia de la carga y diseñar el medidor para impedancias específicas, comúnmente 50  $[\Omega]$ , en el caso del detector magnetorresistivo se puede medir la potencia de diferentes cargas y sin sustituir la misma.

Otros medidores de potencia componen su sistema de tres elementos, el medidor de potencia, el detector y el cable detector de potencia. Estos dispositivos medidores de potencia disipan la energía de una señal RF a la entrada en una carga de 50  $[\Omega]$  y se produce un voltaje de corriente directa proporcional al nivel de la potencia, este voltaje es muestreado con lo que se crea una señal de corriente alterna que es acoplada para introducirla en una etapa de amplificación. El intervalo del nivel de potencia del sistema, la respuesta en frecuencia y la impedancia de la carga dependen del detector totalmente. La precisión del sistema medidor depende de un nivelador interno a cero el cual elimina los errores debidos a la temperatura ambiente a la salida del detector



de potencia. Este tipo de sistemas pueden medir sólo hasta miliWatts y tienen una estabilidad de aproximadamente  $\pm 0.02\%$  desde 1 hasta 55 °C. Por otro lado a la entrada del detector la máxima alimentación es de 18 [mV<sub>RMS</sub>]. Un sistema medidor de potencia nunca está libre de errores o incertidumbres, cualquier sistema medidor de potencia en RF tiene pérdidas de RF, pérdidas por desacoplamiento, incertidumbre por desacoplamiento e incertidumbre por descalibración, errores de hasta el 50% no sólo son posibles, sino muy comunes, a menos que las fuentes de error estén bien identificadas y en la medida de lo posible eliminadas. Las fuentes de error e incertidumbre en las mediciones son principalmente dos: en las pérdidas de RF y los desacoplamientos; en el caso de las pérdidas de RF una parte de la potencia que entra al detector no es disipada en los elementos detectores de potencia, esta pérdida de RF es causada por la disipación en las paredes de la guía de onda del detector de potencia, es decir, en el centro del conductor o del coaxial del detector, en el dieléctrico de los capacitores y en las conexiones internas del detector. Por otro lado el resultado de los desacoplamientos entre el detector de potencia y el dispositivo en el cual se quiere hacer una medición es que parte de la potencia alimentada al detector es reflejada antes de ser disipada en la carga. Los desacoplamientos afectan las mediciones de 2 formas, primero, la reflexión antes mencionada que es una simple pérdida; segundo, esta potencia reflejada viaja de regreso en la línea de transmisión hasta llegar a la fuente, allí gran parte de esta potencia es disipada en la impedancia de la fuente, pero otra parte se vuelve a reflejar por el desacoplamiento de la fuente, regresando así al detector y sumandose o restandose a la potencia inicial; para propósitos prácticos esta potencia reflejada es impredecible lo cual provoca errores igualmente impredecibles. El detector magnetorresistivo tiene muchas ventajas sobre este tipo de sistemas, primeramente no sustituye la carga receptora, no tiene problemas de pérdidas por desacoplamientos, puede tener una alimentación mucho mayor a los 18 [mV<sub>RMS</sub>], y es estable en un intervalo de temperatura mayor.

#### 1.4 Principios para la adquisición de información magnética.

Cualquier sistema moderno de procesamiento de información, incluyendo los de adquisición de información magnética, tiene:

1. Un transductor de entrada (detector).
2. Un procesador de señales.
3. Un transductor de salida.

El detector convierte la señal, con la mayor precisión y confiabilidad posible, en una señal eléctrica adecuada. El procesador de señales transforma la señal (amplifica, filtra o convierte de analógica a digital o viceversa) y mejora las características del detector (linealidad, *offset*, degradación debida a la temperatura, corrimiento "*drift*", ruido, etc.). El transductor de salida presenta el resultado final del procesamiento de la información en una forma en la cual pueda ser entendida por los sentidos humanos, es decir, las señales eléctricas son transformadas una vez más en una señal no eléctrica. La señal de salida, puede ser almacenada o utilizada para la ejecución de operaciones (control de válvulas, control de compuertas, etc.) o por medio de un transductor puede acondicionar la señal para que ésta pueda ser enviada a otro lugar.



En el mundo de los fenómenos físicos hay seis dominios de señales:

- Señales ópticas.
- Señales mecánicas.
- Señales magnéticas.
- Señales eléctricas.
- Señales térmicas.
- Señales químicas.

El dominio de las señales magnéticas incluye los siguientes parámetros:

- Intensidad de campo magnético ( $H$ ).
- Densidad de flujo magnético ( $B$ ).
- Magnetización ( $M$ ).
- Permeabilidad ( $\mu$ ).
- Momento dipolar magnético ( $m$ ).

Y para el dominio de señales eléctricas:

- Carga eléctrica ( $q$ ).
- Corriente ( $i$ ).
- Voltaje ( $V$ ).
- Frecuencia ( $f$ ).
- Inductancia ( $L$ ).
- Capacitancia ( $C$ ).
- Constante dieléctrica ( $\epsilon$ ).
- Polarización eléctrica.

En conclusión, los detectores convierten una señal perteneciente a los dominios químico, mecánico, magnético, etc. al dominio de las señales eléctricas [3]. En el caso particular de los detectores magnetorresistivos se transforma tanto la parte eléctrica como la magnética de una señal electromagnética al dominio de las señales eléctricas.



## 1.5 Referencias.

- [1] Electronic Engineers' Handbook.  
DONALD G. FINK, DONALD CHRISTIANSEN.  
Editorial McGraw-Hill.  
3ª edición.  
EE. UU., 1989.
- [2] Electrical Measurements and Measuring Instruments.  
E. W. GOLDING, F. C. WIDDIS.  
Editorial Pitman Paperbacks.  
5ª Edición.  
Inglaterra, 1968.
- [3] Handbook of sensors and actuators, volume 2, Solid State Magnetic Sensors.  
C.S. RUMENIN.  
Editorial Elsevier.  
EE.UU., 1994



## CAPÍTULO II

# **DETECTORES MAGNETORRESISTIVOS**



## 2.1 Introducción.

Los detectores magnetorresistivos pertenecen a una familia de detectores que presentan un alto grado de sensibilidad debido al campo magnético interno inherente a los materiales ferromagnéticos. La magnetorresistencia es la resistencia de un material ferromagnético en presencia de un campo magnético; dado que el parámetro influenciado es la resistencia, la evaluación de la señal que nos proporcionará la información, se puede llevar a cabo por medios electrónicos simples.

Estos detectores utilizan un efecto descubierto hace más de 130 años, sin embargo no fue sino hasta 100 años después, que el efecto magnetorresistivo pudo utilizarse. Fue mediante el desarrollo de la tecnología de la microelectrónica y especialmente la de películas delgadas que fue posible aplicar el efecto magnetorresistivo.

## 2.2 Métodos para la medición de campos magnéticos.

En el proceso de medición, la magnitud de un parámetro es expresada por un número que es comparado con una escala apropiada para dicho parámetro. Para lograr lo anterior, se conocen sólo dos técnicas de comparación. La primera, es una técnica analógica que usa un instrumento de medición, el cual se vale de una aguja cuya posición es comparada a la escala antes mencionada, sin embargo, la verdadera comparación o medición es llevada a cabo por un observador. La segunda técnica se basa en un convertidor analógico digital mediante el cual, la diferencia de potencial, la corriente o la frecuencia de la señal se comparan con una diferencia de potencial de referencia mediante técnicas de electrónica digital; el resultado de esta comparación se presenta en un código digital.

La gran variedad de parámetros físicos requiere diferentes alternativas para su medición o comparación; comúnmente esto se logra convirtiendo la magnitud del parámetro físico en una diferencia de potencial, corriente o frecuencia de referencia, o en su defecto, en un desplazamiento de la aguja de algún instrumento. Todas estas conversiones involucran un intercambio de energía; por ejemplo, la magnitud de un campo magnético se convierte en una energía de cierto tipo, es decir, se establece una relación definida entre dicho campo y un parámetro básico (diferencia de potencial, corriente o frecuencia). Si la energía registrada no es adecuada para la comparación con la escala dada, el campo magnético debe transformarse en otro tipo de energía que nos permita la aplicación de alguna de las dos técnicas de medición antes mencionadas.

En las mediciones de campo magnético, las propiedades magnéticas son determinadas por:

- La fuerza externa ejercida sobre un material magnetizado.
- La densidad de flujo magnético  $B$  o la variación del campo magnético en la vecindad del detector o muestra a investigar.

El campo magnético es descrito por varios parámetros fundamentales: el vector de magnetización  $M$ , la intensidad de campo magnético  $H$  y la densidad de flujo magnético  $B$ ; parámetros que están relacionados mediante la siguiente ecuación:

$$B = \mu_0(H + M) \quad (2.1)$$

Donde  $\mu_0$  es la permeabilidad del vacío y tiene un valor igual a  $4\pi \times 10^{-7} [V \cdot s / (A \cdot m)]$ .



### 2.3 Energía magnética y detectores.

Desde el punto de vista de los fenómenos magnéticos, un detector es un componente cuya principal vía de entrada es toda su superficie, o una porción de ella, la cual está sujeta a una influencia externa ejercida por el medio ambiente (campo magnético). El detector incluye terminales de salida que generan una señal eléctrica conectada con la entrada mediante un fenómeno físico definido.

Algunos de estos fenómenos son los llamados galvanomagnéticos, los cuales ocurren cuando un material a través del cual fluye una corriente eléctrica, se expone a un campo magnético. El más conocido de estos fenómenos es el efecto Hall, el cual produce un campo eléctrico perpendicular al vector densidad de flujo magnético  $B$  y a la dirección original de la corriente; fue descubierto por Edwin Hall en 1879 en la Universidad de Baltimore. Otro fenómeno importante es la fuerza de Lorentz o deflexión de portadores, la cual es una conexión entre las fuerzas eléctrica y magnética. El efecto recibe su nombre en honor al físico H. A. Lorentz, quien fue el primero en explicar completamente el movimiento de los portadores de carga dentro de un campo magnético.

Otros fenómenos galvanomagnéticos son el efecto magnetorresistivo y el efecto de magnetoconcentración. El primero consiste en el cambio de la resistencia eléctrica debido a un campo magnético, fue descubierto por William Thomson Kelvin en la Universidad de Glasgow en 1856. El efecto de magnetoconcentración, o efecto Suhl, produce un gradiente en la concentración de portadores que es perpendicular al vector campo magnético y a la dirección original de la corriente; fue descubierto por Harry Suhl en los Laboratorios Bell en 1949.

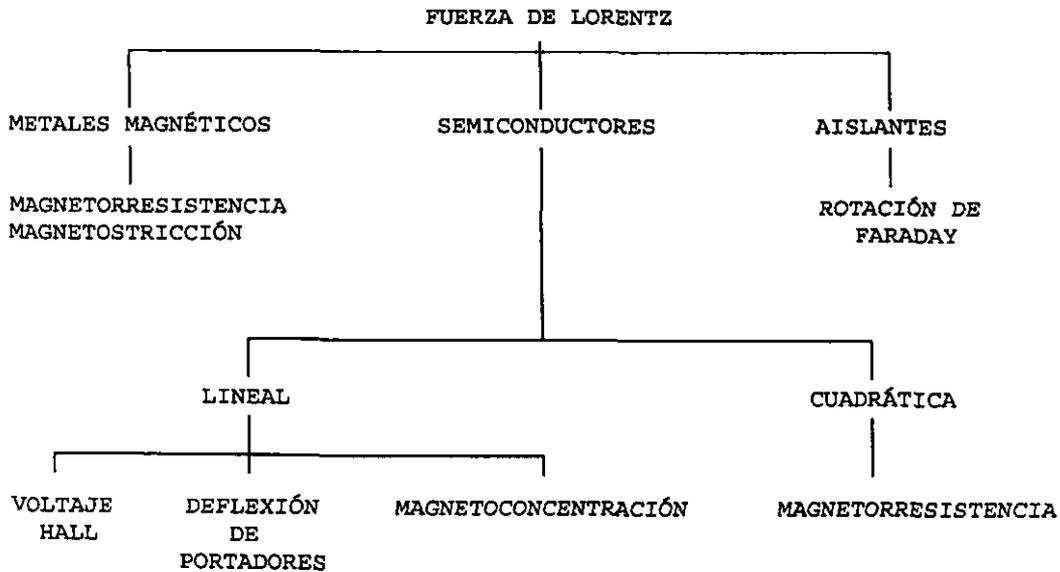


Figura 2.1 La familia de detectores magnéticos de acuerdo a los materiales y efectos galvanomagnéticos.

Desde el punto de vista del aporte de energía existen dos tipos principales de detectores; el primero, no necesita para su operación una fuente de energía externa adicional, mientras que el otro requiere de dicha energía externa aplicada a través de otra entrada.



### 2.3.1 Detectores generadores.

También llamados pasivos. Cuando este tipo de detectores son magnetizados por un campo externo su energía química interna cambia; por lo cual están sujetos a la acción de una fuerza y adquieren energía potencial. Este principio se aplica a la construcción de detectores de campo magnético y se asocia a la magnetostricción (variación de la longitud de una barra sometida a un campo magnético longitudinal).

Por ejemplo, los detectores llamados celdas solares, utilizan el efecto fotovoltaico para generar una salida eléctrica sin necesidad de ninguna fuente de energía adicional. Este tipo de detectores son llamados generadores.

La generación y la conversión de energía magnética, pueden lograrse también mediante inducción, que se refiere a la variación temporal de la densidad de flujo magnético originando la conversión de energía magnética en energía cinética de cargas eléctricas.

### 2.3.2 Detectores moduladores.

En este tipo de detectores (conocidos también como activos), la energía de salida está asociada a una fuente de energía externa adicional, la cual está conectada al detector a través de otra entrada. La señal no eléctrica, es decir, la que se va a transformar, ejerce una influencia en la energía proveniente de la fuente externa adicional, lo que determina la salida del detector.

De acuerdo a la ley de la conservación de la energía, hay cuatro formas en las que dicha influencia puede ser ejercida:

1. La fuente de energía externa adicional da lugar a un tipo de energía diferente a la generada a la salida del detector, en este caso se da una conversión autogenerada.
2. La energía externa adicional y la de salida son del mismo tipo, la acción de la entrada determina la conversión autogenerada de energía externa adicional a un tipo de energía que no es medida a la salida y que en muchos casos no es útil como información.
3. La señal no eléctrica modifica la dirección de la energía externa adicional dentro de la estructura del detector, obteniéndose a la salida del mismo una cantidad adecuada de dicha energía externa adicional.
4. La señal no eléctrica a la entrada del detector determina el momento en el cual la señal de la fuente de energía externa adicional alcanzará la salida del detector.

En los primeros dos casos, la energía de entrada, es decir, la señal no eléctrica a transformar, modifica la conversión autogeneradora, por lo cual se dice que la energía modulada está determinada sólo por el número de partículas en el material; los casos tres y cuatro ocurren sólo si la energía de entrada está espacialmente confinada, por ejemplo dentro del volumen del detector.

Las señales de entrada de los detectores moduladores son un campo magnético y una fuente de energía eléctrica conectada a una entrada adicional del detector; la salida también es una señal eléctrica. La energía externa está localizada dentro de la estructura magnetosensitiva y,



el campo magnético dependiendo del efecto galvanomagnético, determina la dirección de la energía eléctrica en el dispositivo o el momento en que dicha energía llega a la salida.

En los detectores moduladores de campo magnético, la energía magnética influye sólo sobre la magnitud y dirección de la velocidad de las cargas eléctricas móviles.

## 2.4 Densidad de flujo magnético.

La magnitud de la densidad de flujo magnético  $B$ , suponiendo que las líneas de campo magnético son perpendiculares a una superficie  $A$ , está definida por la siguiente ecuación:

$$B = \frac{\Psi_m}{A} \quad (2.2)$$

De manera más general tenemos:

$$\Psi_m = B \cdot A \cdot \cos\alpha \quad (2.3)$$

Donde

$\Psi_m$  es el flujo magnético que pasa por un área  $A$ .

$B$  es la magnitud de la densidad de flujo magnético

$\alpha$  es el ángulo entre las líneas de campo magnético y el vector normal a la superficie  $A$ .

Para el caso en el que  $B$  no sea uniforme sobre toda el área entonces se realiza una integral de superficie:

$$\Psi_m = \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.4)$$

La unidad de densidad de flujo magnético en el Sistema Internacional es la Tesla [T], y equivale a un Weber en cada metro cuadrado.

## 2.5 Intensidad de campo magnético.

La magnitud de la densidad de flujo magnético a una distancia  $R$  de un conductor recto, muy largo y delgado, debida a una corriente continua  $I$  está dada por:

$$B = \frac{\mu I}{2\pi R} \quad (2.5)$$

Donde:

$\mu$  es la permeabilidad del medio.

$I$  es la corriente en el conductor.

Si ahora  $B$  es integrado en una trayectoria cerrada de radio  $R$  alrededor del conductor tenemos:

$$\int \mathbf{B} \cdot d\mathbf{l} = \frac{\mu I}{2\pi R} \int d\mathbf{l} = \frac{\mu I}{2\pi R} 2\pi R = \mu I \quad (2.6)$$



Para hacer esta última ecuación independiente del medio en el que el conductor se encuentre se utiliza el vector intensidad de campo magnético  $H$ , como a continuación se define:

$$H = \frac{B}{\mu} \quad (2.7)$$

Dado que  $\mu$  es un escalar (sólo para materiales isotrópicos), el vector  $H$  tendrá la misma dirección que el vector  $B$ .  $H$  es llamado vector de intensidad de campo magnético.

$$\int H \cdot dl = I \quad (2.8)$$

## 2.6 Ley de Faraday y ley de Lenz.

Después de que el profesor de física de la Universidad de Copenhage, Hans C. Oersted, demostró en 1820, que la corriente eléctrica afectaba el movimiento de la aguja de una brújula, el director de la Real Sociedad de Londres, Michael Faraday tenía la idea de que si la corriente podía generar un campo magnético, entonces un campo magnético podía generar corriente. Él trabajó en éste problema durante un periodo de 10 años, hasta lograr el éxito en 1832.

Faraday hizo en un toroide de hierro dos embobinados separados, conectando un galvanómetro en uno y una batería en el otro. Al momento de cerrar el circuito de la batería, notó un cambio momentáneo en el galvanómetro; un cambio similar, pero en sentido contrario, ocurrió cuando desconectó la batería. Naturalmente éste fue el primer experimento que hizo en el cuál se involucraba un campo magnético variable, posteriormente demostró que un campo magnético variable o un embobinado en movimiento podían producir un cambio en el galvanómetro.

En términos de teoría electromagnética, se dice que un campo magnético que varía en el tiempo produce una fuerza electromotriz (*fem*), la cual puede establecer una corriente en un circuito cerrado. Esta fuerza electromotriz es simplemente una diferencia de potencial que surge en conductores que se mueven dentro de un campo magnético, o que se encuentran dentro de una campo variable, como lo manifiesta la siguiente ecuación:

$$fem = -\frac{d\psi}{dt} \quad (2.9)$$

donde:

$\psi$  es el flujo magnético.

$t$  es el tiempo.

La ecuación (2.9) representa la Ley de Faraday. El signo negativo en dicha ecuación indica que la fuerza electromotriz tiene una dirección tal que produce una corriente, cuyo flujo, si es sumado al flujo original, reduciría la magnitud de la fuerza electromotriz. El manifiesto de que un voltaje inducido produce un flujo opuesto se le conoce como la Ley de Lenz.



## 2.7 Fuerza de Lorentz.

La mayoría de los detectores magnéticos aprovechan el fenómeno conocido como fuerza de Lorentz, el cual consiste en una fuerza que actúa sobre los portadores debido a los campos eléctrico y magnético. En un campo eléctrico, la fuerza sobre una partícula cargada es:

$$F_E = qE \quad (2.10)$$

La ecuación anterior quiere decir que para una carga eléctrica positiva (en movimiento o estática) la fuerza ejercida sobre ella, tiene la misma dirección que la intensidad del campo eléctrico.

Experimentalmente se encuentra que una partícula cargada que se mueve dentro de un campo magnético de densidad de flujo  $B$ , experimenta una fuerza proporcional a la carga  $q$ , a su velocidad  $v$ , a la densidad de flujo  $B$ , y al seno del ángulo entre los vectores  $v$  y  $B$ . La dirección de la fuerza es perpendicular tanto a  $v$  como a  $B$  y está dada por un vector unitario en la dirección de  $v \times B$ ; por lo tanto, esta fuerza de origen magnético puede expresarse como:

$$F_M = qv \times B \quad (2.11)$$

Al sumar (basados en el principio de superposición) las fuerzas  $F_M$  y  $F_E$ , obtenemos la fuerza electromagnética total  $F_L$  (fuerza de Lorentz) ejercida sobre una carga, que matemáticamente se expresa como:

$$F_L = F_E + F_M = qE + qv \times B = q(E + v \times B) \quad (2.12)$$

Ahora se advierte una diferencia fundamental en el efecto de los campos eléctrico y magnético sobre las partículas cargadas, ya que una fuerza que siempre se aplica en una dirección que forma ángulos rectos con la dirección en la que está avanzando la partícula, no puede cambiar la magnitud de la velocidad de la misma. Dicho de otra manera, el vector aceleración siempre es normal al vector velocidad. En consecuencia, la energía cinética de la partícula permanece inalterada, por lo tanto, el campo magnético estable no transfiere energía a la carga en movimiento. Por otra parte, el campo eléctrico ejerce una fuerza sobre la partícula que es independiente de la dirección en la cual avanza la partícula y, por lo tanto, efectúa una transferencia de energía entre el campo y la partícula.

En los detectores magnéticos se aprovecha la parte magnética de la fuerza de Lorentz  $F_M$  [2]; observando la ecuación (2.11) y considerando que la relación entre la densidad de flujo magnético  $B$  y el vector de intensidad magnética  $H$  es:

$$B = \mu_r \mu_0 H \quad (2.13)$$

donde  $\mu_0$  es la permeabilidad del vacío y  $\mu_r$  la permeabilidad relativa del material del detector, se puede concluir que la respuesta del detector dependerá de la permeabilidad relativa del material.

De forma que se distinguen ahora dos clases de detectores:

1. Aquellos que tienen una alta permeabilidad relativa ( $\mu_r \gg 1$ ), lo cual causará un incremento en la sensibilidad; a esta clase corresponden los materiales ferromagnéticos y ferrimagnéticos. Un ejemplo de estos detectores son los basados en la magnetorresistencia de películas delgadas.



2. Los que poseen una baja permeabilidad relativa ( $\mu_r \approx 1$ ), por lo que no habrá variación apreciable debida a este factor; esta propiedad la presentan los materiales diamagnéticos y paramagnéticos. Todos los detectores basados en los efectos galvanomagnéticos en semiconductores pertenecen a esta clase.

Varias investigaciones sobre detectores fabricados con semiconductores, analizados en la región de radiofrecuencia, demuestran que en la señal de salida se tiene una señal parásita grande que tiene una magnitud similar a la de la señal útil. Los detectores basados en películas ferromagnéticas delgadas no tienen una señal parásita tan grande y poseen una mejor sensibilidad, es por ello que en el Centro de Instrumentos de la UNAM se utilizan este tipo de detectores para el proyecto de diseño y fabricación de convertidores magnetorresistivos.

### 2.8 Efecto Hall.

En una pieza de conductor muy delgada los portadores de carga se distribuyen uniformemente a todo lo largo de la misma. El efecto Hall se presenta cuando los portadores de carga se mueven dentro de un campo magnético perpendicular a la corriente que fluye por dicha pieza, concentrándolos a un lado del conductor, como se ilustra en la siguiente figura.

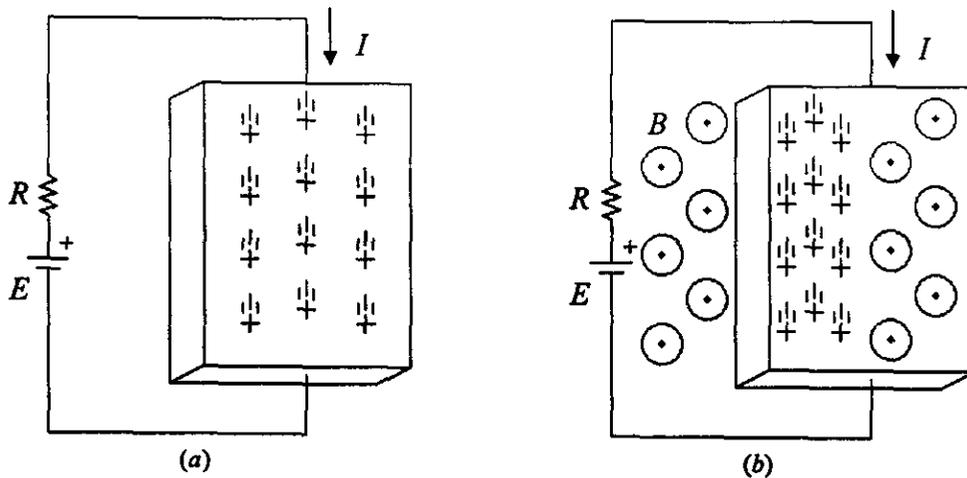


Figura 2.2 El efecto Hall. (a) En la ausencia de campo magnético no se presenta el efecto Hall y la carga se distribuye uniformemente en el conductor. (b) Dentro de un campo magnético la carga se concentra a un lado del conductor, generando una diferencia de potencial a los lados del mismo.

Los parámetros de interés en el conductor se pueden observar en la figura 2.3:

La fuerza que empuja a las cargas es la fuerza de Lorentz, donde la relación escalar entre la magnitud de la fuerza que empuja a la carga y la densidad de campo magnético es:

$$F = qvB_z \quad (2.14)$$

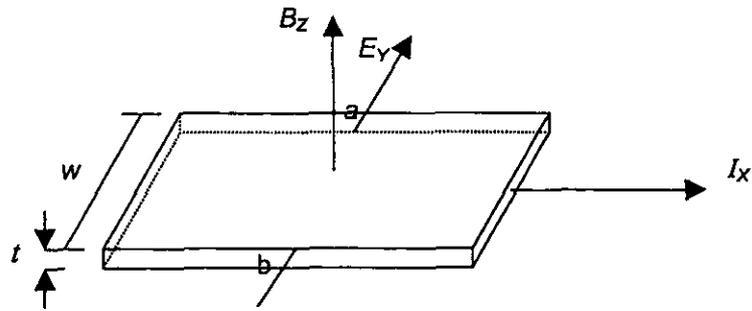


Figura 2.3 Configuración de los campos y la corriente en el experimento del efecto Hall.

El campo eléctrico producido por esta fuerza es:

$$E_y = \frac{F}{q} = \frac{qvB_z}{q} = vB_z \tag{2.15}$$

La corriente que circula por el conductor es [6] :

$$I_x = nqvA \tag{2.16}$$

donde:

$n$  es el número de portadores de carga por unidad de volumen

$A$  es la superficie a través de la cual circula la carga, en este caso  $A=t \cdot w$

Resolviendo la ecuación (2.16) para la velocidad de los portadores  $v$ , resulta:

$$v = \frac{I_x}{nq(t \cdot w)} \tag{2.17}$$

La diferencia de potencial debida a este efecto será entonces:

$$V_H = |V_{ab}| = \int_a^b E_y \cdot dy = E_y \cdot w \tag{2.18}$$

De las ecuaciones (2.15) y (2.17) :

$$E_y = \frac{I_x}{nq(t \cdot w)} \cdot B_z \tag{2.19}$$

sustituyendo en (2.18) :

$$V_H = \frac{I_x}{nq(t \cdot w)} \cdot B_z \cdot w = \left(\frac{1}{nq}\right) \left(\frac{1}{t}\right) \cdot B_z \cdot I_x \tag{2.20}$$



de la ecuación anterior la magnitud del voltaje por efecto Hall se puede expresar como:

$$V_H = kIB \quad (2.21)$$

Donde  $k$  es una constante que depende del grosor de la pieza de conductor y de la resistividad del material del mismo. El voltaje debido al efecto Hall tiende a ser muy pequeño, por lo tanto su medición requiere de amplificadores con alta ganancia.

Tal como la fuerza de Lorentz, el efecto Hall puede manifestarse tanto en un conductor como en un semiconductor, en ambos materiales se cumple la ecuación ( 2.21 ).

### 2.9 Principios básicos de los materiales ferromagnéticos.

Los detectores magnetorresistivos que se estudiaron, son los fabricados con películas delgadas de materiales ferromagnéticos. Estos materiales tienen una alta permeabilidad que produce una gran densidad de flujo magnético  $B$  para un campo magnético con intensidad  $H$ , comparada con la que habría en el vacío o en materiales normales. El ferromagnetismo se encuentra solo en unos pocos elementos: hierro, cobalto, níquel y gadolinio; a temperatura ambiente; aunque también otros materiales exhiben esta característica a diferentes temperaturas. La estructura atómica de los materiales ferromagnéticos determina su comportamiento; en la configuración electrónica de estos elementos se tienen espines no compensados, lo cual origina momentos magnéticos, que en esta clase de materiales poseen una tendencia natural a alinearse, aún sin la existencia de un campo magnético externo. Debido a esta tendencia, se forman regiones dentro del material en las cuales todos los momentos magnéticos están alineados en una dirección preferente, estas regiones se conocen como dominios.

Sin campo magnético aplicado, los dominios existentes en una muestra de material poseen direcciones diversas y se supone que hay orientación equilibrada, con un momento magnético resultante de cero. Al aplicar un campo magnético al material, los dominios que están orientados en la misma dirección que el campo, crecen a expensas de los dominios vecinos que no están orientados favorablemente. Si se incrementa el campo aplicado, los dominios se orientan en una posición más favorable.

Esto se ilustra en la siguiente figura:

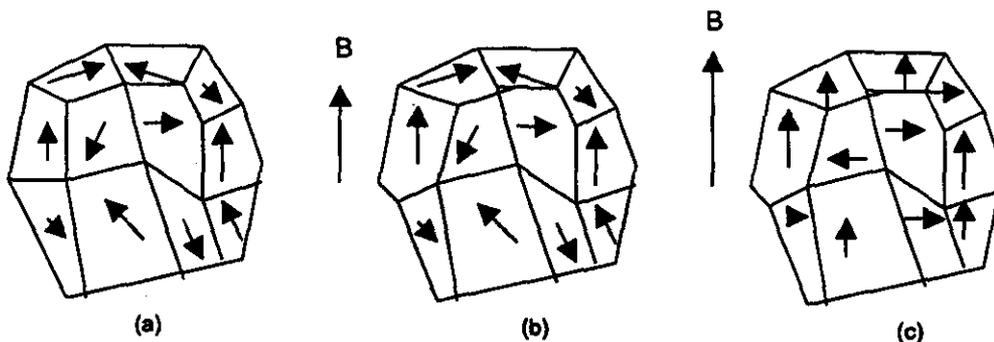


Figura 2.4 Muestra de material ferromagnético. (a) Dominios magnéticos. (b) Los dominios magnéticos han crecido a expensas de sus vecinos cuyas direcciones no eran favorables. (c) Los dominios magnéticos se han orientado debido al incremento del campo.



Existen materiales ferromagnéticos blandos que se caracterizan porque pueden ser fácilmente magnetizados y desmagnetizados; y materiales ferromagnéticos duros o permanentes que se magnetizan y desmagnetizan con dificultad, esto implica que pueden mantener la densidad de flujo magnético después de que se quita el campo magnético.

Es importante saber que en un material ferromagnético se alteran las propiedades magnéticas al elevar su temperatura y el ferromagnetismo finalmente desaparecerá a una temperatura denominada "temperatura Curie". A esta temperatura, la agitación térmica es tan grande, que supera la tendencia al alineamiento, originándose entonces una agrupación al azar de los momentos magnéticos.

### 2.10 Magnetización [3].

El momento de una fuerza es un vector cuya magnitud es el producto de las magnitudes de la fuerza vectorial, el brazo de palanca vectorial, y el seno del ángulo existente entre ellos. La dirección del momento  $T$  es normal tanto a la fuerza  $F$  como al brazo de palanca  $R$ , y puede expresarse como un producto cruz.

$$T = R \times F \quad (2.22)$$

Ahora bien, con esta pequeña introducción al concepto de momento, consideremos el momento sobre una espira diferencial de corriente en un campo magnético  $B$ .

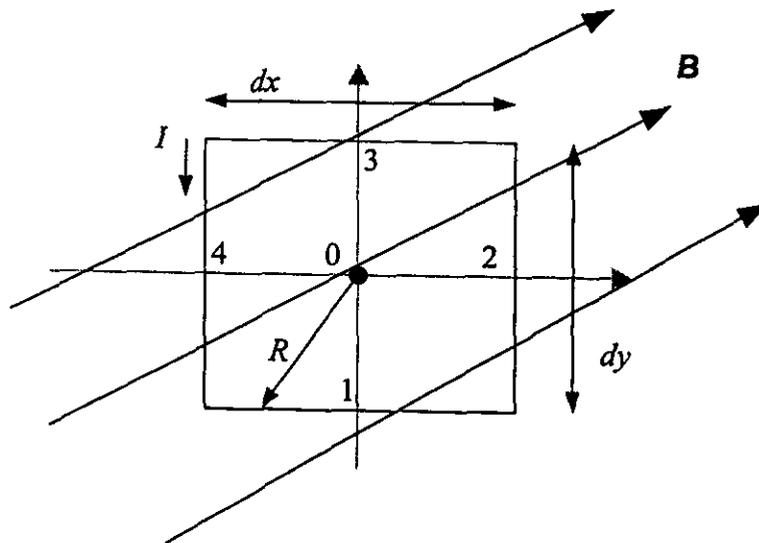


Figura 2.5 Espira dentro de un campo magnético.

La espira, se encuentra en el plano  $xy$ ; los lados de la espira son paralelos a los ejes "x" y "y" y tienen una longitud  $dx$  y  $dy$ . El valor del campo magnético en el centro de la espira se toma como  $B_0$ . Puesto que la espira es de tamaño diferencial, el valor de  $B$  en todos los puntos puede tomarse como  $B_0$ ; por lo tanto, la fuerza total sobre la espira es cero y se puede escoger el origen para colocar los brazos de palanca. La fuerza vectorial sobre el lado 1 es:



$$dF_i = Idx(B_{cj}k - B_{ok}j) \quad (2.23)$$

Las componentes en "j" y "k" del vector  $B_0$  están multiplicadas por los vectores unitarios "k" y "j" respectivamente.

Para este lado de la espira, el brazo de palanca se extiende desde el centro de la espira hasta el punto medio del lado, esto es:  $R_1 = -1/2dyj$ , y la contribución al momento total es:

$$dT_i = R_1 \times dF_i = -\frac{1}{2} dx dy IB_0 i \quad (2.24)$$

Siguiendo un procedimiento similar para los demás lados, y haciendo uso del principio de superposición tenemos que el momento total está dado por el producto cruz:

$$dT = Idxdy(k \times B_0) = IdS \times B \quad (2.25)$$

Donde  $dS$  es el área vectorial de la espira diferencial de corriente. Ahora, se define el producto de la corriente en la espira y el área vectorial de la espira, como el momento dipolar magnético diferencial  $dm$ ; de esta forma:

$$dm = IdS \quad (2.26)$$

Es decir, el momento dipolar magnético diferencial es una corriente  $I$  que circula alrededor de una trayectoria que encierra un área vectorial diferencial  $dS$ .

Ahora, definamos la magnetización en términos del momento dipolar magnético  $m$ . Si hay  $n$  dipolos magnéticos (cargas magnéticas de igual magnitud y de signo opuesto) por unidad de volumen y consideramos un volumen  $\Delta v$ , el momento dipolar magnético total estará dado por la suma vectorial:

$$m_{total} = \sum_{i=1}^{n\Delta v} m_i \quad (2.27)$$

Cada uno de los  $m_i$  puede ser diferente. El vector de magnetización  $M$  quedará definido como el momento dipolar magnético por unidad de volumen,

$$M = \lim_{\Delta v \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta v} \sum_{i=1}^{n\Delta v} m_i \quad (2.28)$$

Y tiene las mismas unidades que  $H$  [A/m].

### 2.11 Desmagnetización.

Una barra de material ferromagnético que tiene un flujo residual tiende a cancelar el campo magnético espontáneamente. El fenómeno se ilustra en la figura 2.6, la cual muestra una barra magnetizada y la orientación de uno de sus dominios. Es evidente que el campo externo de la barra magnetizada se opone al de su dominio y, por lo tanto, tenderá a invertir su polaridad, desmagnetizando la barra parcialmente.

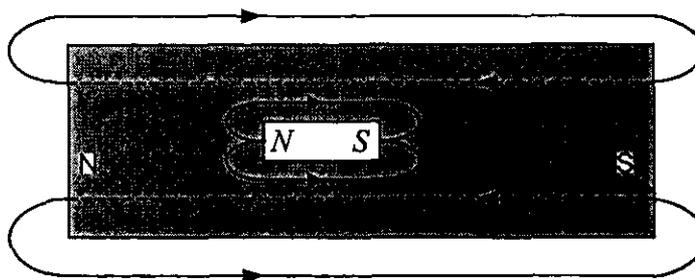


Figura 2.6 Barra magnetizada y uno de sus dominios.

## 2.12 Fundamentos de los detectores magnetorresistivos.

La teoría de los detectores magnetorresistivos puede parecer difícil a primera vista pues se debe considerar el comportamiento de los materiales ferromagnéticos. Sin embargo existen algunos factores que hacen más fácil comprender este comportamiento: primero, el vector de magnetización  $M$  en un material ferromagnético tiene una magnitud igual a la magnetización de saturación  $M_s$ ; segundo, es posible dividir el problema en dos más simples: la relación entre la resistencia y la dirección de magnetización y la relación entre campos externos y la dirección de magnetización.

### 2.12.1 El efecto magnetorresistivo anisótropo.

La anisotropía es una característica de una sustancia; en la cual, el valor de una propiedad física varía según la dirección en la que se toma la medición de dicha propiedad.

La resistencia eléctrica de los conductores de estado sólido es influenciada por un campo magnético de diversas formas. En los detectores que estamos estudiando se utiliza el efecto magnetorresistivo, también llamado magnetorresistencia anisótropa.

La resistividad específica  $\rho$  depende del ángulo  $\theta = \varphi - \psi$ , donde  $\varphi$  es el ángulo entre el vector de magnetización interna  $M$  y un eje de referencia, llamado "eje fácil" y  $\psi$  es el ángulo entre la corriente  $I$  y el mismo eje fácil, en la siguiente igualdad se ve esta relación [5]:

$$\rho(\theta) = \rho_{\perp} + (\rho_{\parallel} - \rho_{\perp}) \cdot \cos^2 \theta = \rho_{\perp} + \Delta\rho \cdot \cos^2 \theta \quad (2.29)$$

donde  $\rho = \rho_{\parallel}$  cuando  $\theta = 0^\circ$  y  $\rho = \rho_{\perp}$  cuando  $\theta = 90^\circ$ .

Al cociente  $\Delta\rho / \rho_{\perp}$  se le conoce como efecto magnetorresistivo; es positivo en la mayoría de los casos ( $\rho_{\parallel} > \rho_{\perp}$ ), y puede ser mayor que uno. Los científicos no han tenido éxito al calcular este efecto, por lo que la información se debe determinar de forma empírica.

Cabe aclarar que, dada la geometría de la película delgada, el sistema de referencia más adecuado para su estudio es el cartesiano.



Otro efecto relacionado con la magnetorresistencia anisótropa es el efecto Hall extraordinario, que se describirá a continuación: supongamos una película delgada sometida a un campo magnético  $M$  y a un campo eléctrico  $E$ , este último a lo largo de su eje "x"; en la película la resistividad específica  $\rho$  no es un escalar (esto se puede observar de la relación existente entre  $\rho$  y  $\theta$ ), lo que origina un campo eléctrico  $E_y$ , perpendicular al campo eléctrico externo  $E_x$ , causante de la densidad de corriente  $j_x$ ;  $E_y$  es perpendicular a  $j_x$  y ambos están dentro del plano  $j$ - $M$  (que es generalmente el plano de la película ferromagnética), así se tiene que:

$$E_y = j_x \cdot \Delta\rho \cdot \text{sen}\theta \cdot \text{cos}\theta \quad (2.30)$$

El efecto Hall extraordinario se conoce también como pseudo-efecto Hall, efecto Hall planar o efecto Hall anómalo por su parecido con el efecto Hall, sin embargo es importante no confundirlos, ya que tienen diferencias fundamentales. En el efecto Hall se considera que la resistividad es un escalar y es constante en el material; además la diferencia de potencial se debe a la acumulación de carga que experimenta una fuerza originada por un campo magnético perpendicular al flujo de corriente y a dicha diferencia de potencial (figura 2.2). Por otro lado, en el efecto Hall extraordinario la resistividad es un vector y no se considera constante, ya que depende del campo magnético (perpendicular o no) al que se someta el material, a su vez la diferencia de potencial se debe a la acumulación de carga en las regiones de menor resistividad.

Es común considerar el cociente  $\Delta\rho / \rho_{\perp}$  cuando se estudia el efecto magnetorresistivo. Si queremos conocer la influencia de los factores externos en dicho cociente, resulta conveniente considerar los términos  $\Delta\rho$  y  $\rho_{\perp}$  por separado. Esto se explica a continuación:

En lugar de usar la resistividad específica  $\rho$ , emplearemos la resistencia  $R$ . En una barra de longitud  $l$ , ancho  $w$ , y espesor  $t$ , con una corriente que fluye en la dirección  $i$  (ver figura 2.7), se puede deducir de la ecuación (2.29) que:

$$R(\theta) = \rho_{\perp} \frac{l}{w \cdot t} + \Delta\rho \frac{l}{w \cdot t} \cdot \text{cos}^2\theta = R_{\perp} + \Delta R \cdot \text{cos}^2\theta \quad (2.31)$$

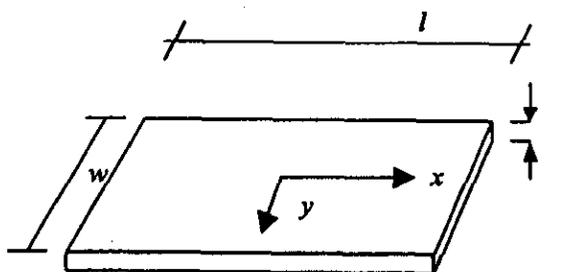


Figura 2.7 Esquema de una película ferromagnética.

y la caída de voltaje  $U_x$  es:

$$U_x = R(\theta) \cdot I = \rho_{\perp} \frac{l}{w \cdot t} \cdot I + \Delta\rho \frac{l}{w \cdot t} \cdot I \cdot \text{cos}^2\theta \quad (2.32)$$



El voltaje  $U_y$ , debido al efecto Hall extraordinario, se calcula a partir de (2.30)

$$U_y = \Delta\rho \cdot I \cdot \frac{1}{t} \cdot \text{sen}\theta \cdot \text{cos}\theta \quad (2.33)$$

Comparando las ecuaciones (2.32) y (2.33) vemos dos diferencias importantes entre los términos que dependen de  $\theta$ :

- La caída de voltaje magnetorresistiva  $U_x$  no depende del signo de  $\theta$ , mientras que el voltaje Hall extraordinario  $U_y$ , si depende del signo de  $\theta$ .
- La proporción entre las amplitudes de las señales es  $l / w$ ; la señal magnetorresistiva será mayor siempre que el diseñador haga  $l \gg w$ .

### 2.12.2 Magnetización de películas delgadas ferromagnéticas.

Los materiales ferromagnéticos tienen una alta magnetización interna, pues sus momentos magnéticos están orientados en paralelo. Sin campo externo, este paralelismo solo se conserva en los dominios. Los dominios con diferentes direcciones están separados por paredes, donde los momentos cambian gradualmente de dirección. La facilidad de magnetización varía con la dirección en un cristal. Un cristal es un sólido homogéneo constituido por un elemento, un compuesto químico o una mezcla isomorfa, cuyos átomos o moléculas están ordenados en un patrón regular repetitivo.

Las películas delgadas ferromagnéticas tienen un espesor pequeño comparado con la longitud del dominio. En las películas de metales ferromagnéticos suaves, que son las que nos interesan, esto restringe a la magnetización, de forma que esta permanece en el plano de la película. Lo mismo ocurre en los momentos magnéticos de las paredes entre los dominios.

### 2.12.3 Influencia de los campos magnéticos externos sobre el vector de magnetización.

Además de confinar la magnetización dentro del plano de una película ferromagnética, existen cambios en su dirección debidas a ciertas anisotropías.

En primer término está la anisotropía de magnetización o anisotropía cristalina. Existe un eje, sobre una película, donde se obtiene el vector de magnetización  $M$  con el mínimo de energía; éste es el llamado el eje fácil. Un segundo término está formado por la anisotropía debida a diferentes campos de desmagnetización localizados en diferentes ejes. Una tercera contribución se debe a la tensión mecánica, la cual puede ser despreciada en nuestro caso, ya que desaparece si el coeficiente de magnetostricción (característica de algunos materiales que se manifiesta como un esfuerzo cuando está sujeto a un campo magnético, y viceversa)  $\lambda$  de la película es cero, como ocurre con la mayoría de los materiales de los detectores.



La rotación de  $M$  debida a la influencia de un campo externo  $H$  puede ser calculado mediante la obtención de la densidad de energía  $u$  como una función del ángulo  $\varphi$ , el cual es el ángulo entre  $M$  y el eje fácil; el valor de equilibrio de  $\varphi$  es aquel con la mínima  $u$ .

La figura 2.8 muestra geoméricamente el problema. La película delgada se considera con forma elíptica, debido a que con esa geometría los campos de desmagnetización son homogéneos en el plano  $xy$ ; el eje fácil de esta película va a lo largo del eje mayor.

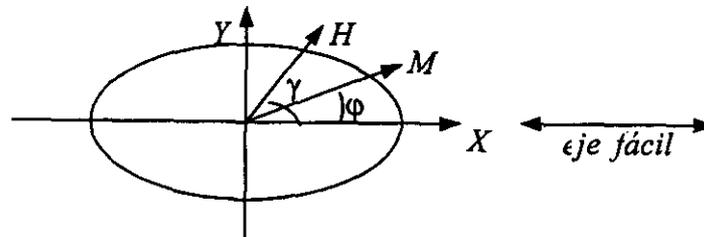


Figura 2.8 Geometría de una película delgada con forma elíptica.

Se tomarán en cuenta tres contribuciones a  $u$ .

1. La energía debida al campo magnético externo [5]:

$$u_H = -H \cdot M \cdot \cos(\gamma - \varphi) \quad (2.34)$$

2. La energía debida a la anisotropía de magnetización:

$$u_k = k \cdot \text{sen}^2 \varphi \quad (2.35)$$

sólo tiene un término debido a que sólo existe un eje fácil;  $k$  es una constante del material.

3. La energía de desmagnetización debida a la creación de cargas magnéticas libres en las orillas. Estos polos están dados por el campo de desmagnetización  $H_d$  el cual es homogéneo en elipses y está dado por [5]:

$$H_{d,x} = -N_x \cdot M_x = -N_x \cdot M \cdot \cos \varphi \quad (2.36)$$

$$H_{d,y} = -N_y \cdot M_y = -N_y \cdot M \cdot \text{sen} \varphi \quad (2.37)$$

$N_x$ ,  $N_y$  y  $N_z$  son los factores de desmagnetización;  $N_z$ , a pesar de ser mucho mayor que  $N_x$  y  $N_y$ , se desprecia debido a que el campo magnético es longitudinal a la película delgada. Dichos factores de desmagnetización dependen de los tres ejes y cumplen la condición:  $N_x + N_y + N_z = 1$ . Ambos campos contribuyen a la energía de desmagnetización  $u_d$  y sea  $N = N_y - N_x$  se tiene que:

$$u_d = \frac{1}{2} \cdot N_x \cdot M^2 \cdot \cos^2 \varphi + \frac{1}{2} \cdot N_y \cdot M^2 \cdot \text{sen}^2 \varphi \quad (2.38)$$

$$u_d = \frac{1}{2} \cdot N \cdot M^2 \cdot \text{sen}^2 \varphi + \frac{1}{2} \cdot N_x \cdot M^2 \quad (2.39)$$



Cabe notar que la desmagnetización no dependerá del ángulo en el caso de películas de forma circular ya que  $N_x = N_y$ .

La densidad de energía total  $u$  es la suma:

$$u = k \cdot \text{sen}^2 \varphi + \frac{1}{2} \cdot N \cdot M^2 \cdot \text{sen}^2 \varphi + \frac{1}{2} \cdot N_x \cdot M^2 - H \cdot M \cdot \cos(\gamma - \varphi) \quad (2.40)$$

en lugar de utilizar  $k$ , la anisotropía normalmente está dada por el campo anisotrópico  $H_k$ , el cual, obviamente, también es dependiente del material:

$$H_k = 2 \cdot \frac{k}{M} \quad (2.41)$$

$H_k$  puede ser combinado con  $H_0 = N \cdot M$  para dar el campo característico  $H_0$ .

$$H_0 = H_k + (N \cdot M) = H_k + H_d \quad (2.42)$$

Sustituyendo (2.41) y (2.42) en (2.40) resulta la suma:

$$u = \frac{1}{2} \cdot H_0 \cdot M \cdot \text{sen}^2 \varphi - H \cdot M \cdot \cos(\gamma - \varphi) + \frac{1}{2} \cdot N_x \cdot M^2 \quad (2.43)$$

El vector de magnetización  $M$  toma aquel ángulo  $\varphi$  con la mínima energía  $u$ , ésta última se calcula derivando  $u$  con respecto a  $\varphi$  e igualando a cero, resultando:

$$\text{sen} \varphi = \frac{H \cdot \text{sen} \gamma}{H_0 + H \cdot \cos \gamma / \cos \varphi} = \frac{H_y}{H_0 + H_x / \cos \varphi} \quad (2.44)$$

Esta ecuación es válida para  $-1 \leq \text{sen} \varphi \leq 1$ , de cualquier otra forma  $\text{sen} \varphi = \pm 1$

El caso más simple ocurre cuando  $H_x = 0$ ;  $M$  girará totalmente en dirección del eje difícil ( $\varphi = 90^\circ$ ) cuando  $|H_y| \geq H_0$ , pero campos menores harán que  $M$  gire menos de  $90^\circ$ . Cuando  $H_x \neq 0$  la ecuación parece complicarse, pero, si el detector se encuentra dentro de campos grandes, tal que  $H_x \gg H_0$  la ecuación se simplifica a:

$$\tan \varphi \approx H_y / H_x = \tan \gamma \quad (2.45)$$

Sin embargo, en la práctica  $|\varphi| \leq 30^\circ$ , por lo que el factor  $1/\cos \varphi$  puede tomarse como 1 en la mayoría de los casos, de tal forma que  $H_x$  se suma al campo característico  $H_0$ .

### 2.12.4 Teorema de Stoner-Wohlfart [5].

Hasta el momento no se ha demostrado si el extremo encontrado al derivar la ecuación (2.43) es realmente un mínimo; aunque, por medio de la segunda derivada puede demostrarse. Siguiendo la idea utilizada por Stoner y Wohlfart, buscando donde desaparece la segunda derivada, uno puede separar áreas donde  $u$  es mínima, de aquellas donde  $u$  es máxima. Igualando la primera y la segunda derivada a cero y haciendo  $\varphi = 0$ , se obtiene:



$$|H_x|^{2/3} + |H_y|^{2/3} = H_0^{2/3} \quad (2.46)$$

La ecuación (2.46) describe el astroide Stoner- Wohlfart, mostrado en la figura (2.9). Este astroide puede ser utilizado para determinar las posibles soluciones de  $\varphi$ ; el vector del campo magnético externo  $H$  se dibuja desde el origen y se trazan rectas tangentes al astroide que parten del extremo del vector  $H$ , el ángulo de esta recta, con respecto al eje  $x$ , es el ángulo  $\varphi$  de  $M$ . Si  $H$  se sitúa dentro del astroide (como se ilustra en el primer cuadrante de la figura 2.9) existen dos rectas tangentes posibles y por lo tanto dos soluciones  $\varphi_1$  y  $\varphi_2$ ; sin embargo si el vector  $H$  se sitúa fuera del astroide sólo existe una solución  $\varphi'$  (cuarto cuadrante de la figura 2.9).

Dado que las soluciones de  $\varphi$  para  $M$  son ángulos suplementarios las componentes  $M_x$  tendrán signos diferentes. Observando la figura 2.9, si la solución utilizada es  $\varphi_2$  y  $H$  sale del astroide dicha solución desaparecerá al dejar de existir una recta tangente al astroide por lo que el signo anterior de  $M_x$  cambia, alterando a su vez la dirección de  $M$ .

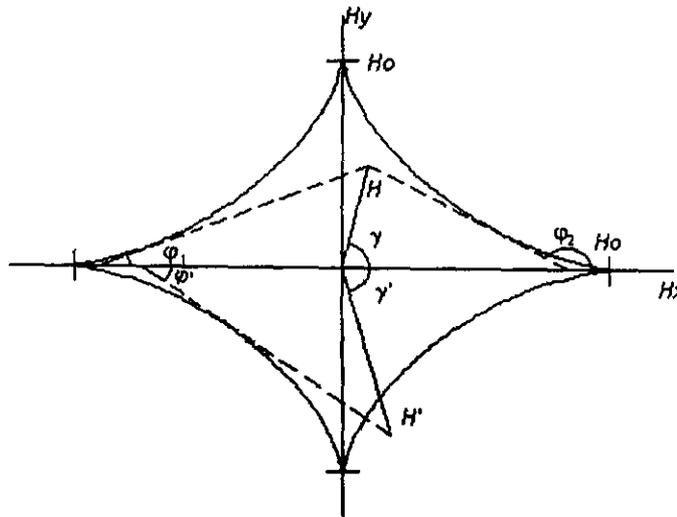


Figura 2.9 Astroide de Stoner-Wohlfart.

### 2.12.5 Rotación del detector respecto al eje fácil.

Cuando no se aplica un campo magnético externo existe un vector de magnetización  $M$  que recibe el nombre de vector de magnetización de estado de reposo  $M_0$ .

Hasta este punto se ha hecho la suposición de que el eje fácil era el eje mayor de la elipse, que a su vez coincidían con el eje  $x$  sobre el cual se encontraba el vector  $M_0$ . Ahora se considerará el caso en el cual existe un ángulo  $\varepsilon$  entre el eje fácil y el eje mayor de la elipse. Este problema puede manejarse utilizando un nuevo sistema de referencia  $x' - y'$ , rotado un ángulo  $\zeta$  con respecto a  $x - y$ , quedando ahora  $M_0$  sobre  $x'$ .

El cambio del sistema de referencia transformará la ecuación (2.43) en:

$$\tan 2\zeta = H_k \cdot \text{sen } 2\varepsilon / (H_d + H_k \cdot \cos 2\varepsilon) \quad (2.47)$$



Con un campo característico:

$$H_0 = \sqrt{H_d^2 + H_k^2 + 2H_d \cdot H_k \cdot \cos 2\varepsilon} \quad (2.48)$$

Todas las conclusiones que surgieron de la ecuación (2.43) se mantienen.

Existen 3 casos de interés:

1.  $\varepsilon \ll 1^\circ$

$$\tan 2\zeta < \tan 2\varepsilon; \quad H_0 \approx H_d + H_k \quad (2.49)$$

Las variaciones pequeñas del eje fácil pueden despreciarse.

2.  $\varepsilon \approx 90^\circ$

$$\tan (90^\circ - \varepsilon) \neq \tan (90^\circ - \zeta); \quad H_0 \approx |H_d - H_k| \quad (2.50)$$

Un eje fácil que va a lo largo del eje menor reduce el campo característico, aunque variaciones pequeñas en el ángulo  $\varepsilon$  pueden generar variaciones grandes en el sistema coordenado  $x'-y'$  si  $H_k \approx H_d$  como lo muestra la siguiente ecuación:

$$\tan 2\zeta \approx \tan \varepsilon \quad (2.50a)$$

3.  $\varepsilon \approx 45^\circ$

$$\tan 2\zeta \approx H_k / H_d; \quad H_0 \approx \sqrt{H_d^2 + H_k^2} \quad (2.51)$$

Este último caso es de especial interés, como se demuestra en la sección 2.13.1.

Para otros ángulos  $\varepsilon$ , fuera de los tres casos antes mencionados, los parámetros deberán ser calculados por medio de la ecuación (2.47) y (2.48).

### 2.13 El detector magnetorresistivo.

El elemento básico de todos los detectores es la película de espesor  $t$ , con forma rectangular de largo  $l$  y ancho  $w$ , de un compuesto donde se presenta el efecto magnetorresistivo, como lo muestra la figura 2.10a. En este ejemplo se colocan electrodos en los extremos de la película de manera que la corriente  $I$  fluya paralela al eje fácil. Normalmente la geometría del rectángulo cumple con la condición  $l > w \gg t$ .

El material es caracterizado por el campo anisotrópico  $H_k$  y la geometría, la cual a su vez define el campo de desmagnetización  $H_d$ . Un rectángulo largo y plano es una buena aproximación a una elipse, permitiendo que el cálculo del factor de desmagnetización se realice con suficiente exactitud por medio de la ecuación:

$$N = t/w \quad (2.52)$$



$N$  debe ser mucho menor que 1. Los campos de desmagnetización perpendiculares al plano de la película ( $N_z = 1 - N_x - N_y \approx 1$ ) son muy grandes, pero debido a que las fuerzas de campo normalmente no elevan al vector de magnetización  $M$  fuera del plano de la película, su influencia es nula.

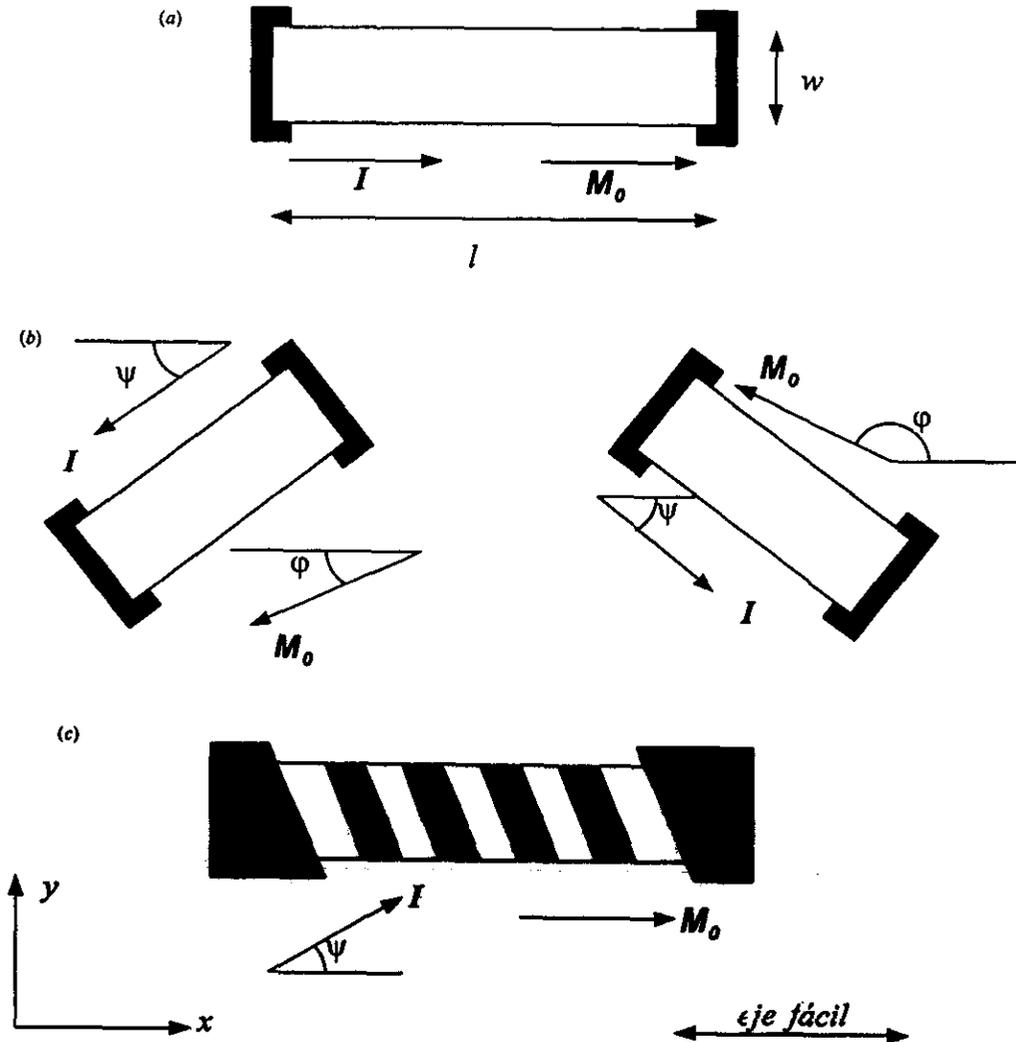


Figura 2.10 Geometría de un detector magnetorresistivo. La parte blanca (de largo  $l$ , ancho  $w$  y espesor  $t$ ) es la película magnetorresistiva, las partes oscuras son de un material de mejor conductividad (a) ejemplo de la geometría más simple. (b) y (c) muestran detectores linealizados por medio de elementos inclinados o "poste de peluquería" (barber pole); la corriente es girada fuera del eje fácil.

La resistencia  $R$  del detector puede ser calculada por medio de las ecuaciones (2.31) y (2.44). Además si  $\theta = \phi$  (el ángulo de la corriente  $\psi = 0$ ), teniendo  $H_x = 0$  y abreviando  $R_1 + \Delta R = R'_0$  entonces:

$$R(H) = R'_0 - \Delta R \cdot (H_y/H_0)^2 \quad (2.53)$$



De la misma manera es posible calcular la señal del efecto Hall extraordinario por medio de las ecuaciones (2.33) y (2.44):

$$U_y = \Delta\rho \cdot I \cdot (l/t) \cdot H_y/H_0 \cdot \sqrt{1 - (H_y/H_0)^2} \tag{2.54}$$

Si  $H_x \neq 0$ ,  $H_0$  debe

ser reemplazado en ambas ecuaciones por :

$$H_0 + H_x/\cos\phi \tag{2.55}$$

Ambas curvas están dibujadas en la figura 2.11. La curva discontinua representa el efecto magnetorresistivo en el detector de la figura 2.10a y la curva continua, con comportamiento lineal al centro, representa la ecuación (2.54), describe tanto el comportamiento del detector de la figura 2.10c, denominado "poste de peluquería", así como el efecto Hall extraordinario. Para la representación del efecto Hall extraordinario el eje de las ordenadas representaría voltaje en lugar de resistencia.

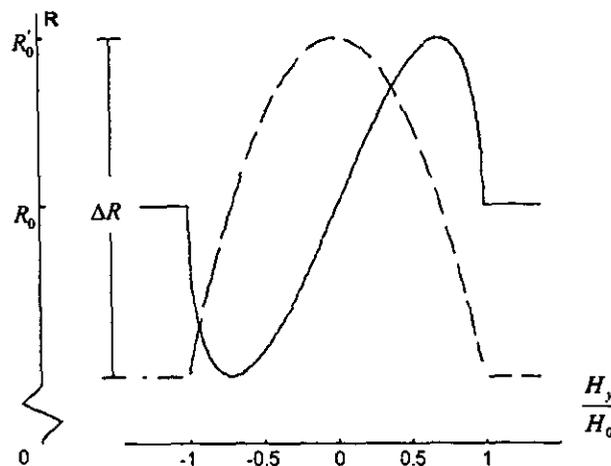


Figura 2.11 La curva discontinua es la característica de un detector magnetorresistivo simple, la curva continua representa la característica del detector "poste de peluquería" así como el Efecto Hall extraordinario.

La ecuación (2.53) establece una relación cuadrática entre el campo magnético y la resistencia, mientras que la ecuación (2.54) describe una curva en forma de "S" simétrica, con una parte lineal al centro: el error de linealidad puede reducirse solamente cuando se involucran campos magnéticos externos pequeños.

Es necesario remarcar dos posibles estados de magnetización que pueden existir, ambos serán analizados para  $H_x = 0$ . El cálculo de la señal magnetorresistiva, por medio de la ecuación (2.53), fue directo, ambas soluciones,  $\phi_1 < 90^\circ$  y  $\phi_2 = 180^\circ - \phi_1$ , resultan en la misma resistencia, ya que depende de un coseno cuadrado (ecuación (2.31)). La señal del magnetorresistor simple no depende del estado de magnetización.

Esto no se cumple en el efecto Hall extraordinario, el cálculo de  $U_y$  requiere del seno y del coseno, pero el signo del coseno es diferente en ambas soluciones. Un detector de efecto Hall extraordinario, por lo tanto, altera el signo de su señal si la magnetización cambia de un estado al otro, por lo tanto su correcta operación exige que se mantenga uno de los dos estados.



Es importante considerar las posibilidades existentes para hacer lineal la relación parabólica existente entre el campo magnético y la resistencia (ecuación (2.53)); un procedimiento mediante el cual se pueden obtener tanto pendientes positivas como negativas, que resulta ventajoso pues permite eliminar la parte constante dependiente de la temperatura; es combinar 4 o mínimo 2 elementos, con pendientes diferentes en un puente de Wheatstone.

### 2.13.1 Linearización.

Es posible afirmar de manera general que la relación cuadrática entre la resistencia y el campo magnético, es debida al paralelismo entre la magnetización  $M$  y la corriente  $I$  cuando no hay campos externos. Se puede tener una relación lineal ya sea girando  $M$  o  $I$ .

La solución más simple es girar  $M$  mediante la adición de un campo constante de polarización  $H_B$  en la dirección  $y$ . Sustituyendo  $H_y$  por  $H_y + H_B$  en la ecuación (2.53), se obtiene:

$$R(H) = R'_0 - \frac{2 \cdot \Delta R \cdot H_y \cdot H_B}{H_0^2} - \frac{\Delta R \cdot (H_y^2 + H_B^2)}{H_0^2} \quad (2.56)$$

que es lineal si  $H_y \ll H_0$ .

Desafortunadamente este método requiere un campo estable pues una variación de  $H_B$  aparece como una variación en la señal  $H_y$ ; además, si se desean diferentes pendientes se requieren diferentes signos de  $H_B$ , causando dificultades adicionales.

Un sensor linealizado y polarizado trabajará correctamente en los dos estados de magnetización, aunque puede haber ruido magnético.

Una forma alternativa de lograr la linearización es girando la corriente  $I$  un ángulo  $\psi$  medido desde el eje fácil. En la figura 2.10b se muestra una de las dos soluciones conocidas; podemos observar también las dos posibles inclinaciones. El elemento resistivo rectangular está inclinado un ángulo  $\psi$  con respecto al eje fácil, la corriente sigue fluyendo a lo largo del eje de la película. El vector de magnetización de estado de reposo gira parcialmente desde el eje fácil hacia el eje de la película como se ve en la figura. Es necesario forzar uno de los estados de magnetización mediante un campo estabilizador cuya dirección sea la del eje fácil, este campo, claro está, influenciará a  $M_0$ .

La relación  $R-H$  puede ser calculada ajustando  $\theta = \phi - \psi$  y usando las ecuaciones (2.31), (2.44) y (2.51). El resultado es muy complejo, a menos que el ángulo  $\phi_0 - \psi$  entre  $M_0$  e  $I$  se haga igual a  $\pm 45^\circ$ . Esto creará un término  $\sin(\phi - \phi_0) \cdot \cos(\phi - \phi_0)$  como se vio en la discusión del efecto Hall extraordinario.

La pendiente de la relación  $R-H$  puede ser modificada mediante el signo de la inclinación, véanse los dos ejemplos en la figura 2.10b. Es posible construir un puente de Wheatstone sin ningún problema; sin embargo, el diseñador debe pagar por esta ventaja, debido a que el detector linealizado debe estar siempre en el mismo estado de magnetización, este estado estable se logra con un campo con  $H_x > 0$ .

El ángulo de inclinación  $\psi$  es escogido casi siempre igual a  $\pm 45^\circ$ , pero inclinaciones mayores también se han utilizado.



Es posible obtener diferentes pendientes en la ecuación característica no solo cambiando la inclinación; también mediante la aplicación de campos estabilizadores positivos y negativos, a los elementos con igual dirección de corriente. Esta técnica es más complicada y reduce la sensibilidad del detector debido a asimetrías causadas por una mala alineación.

Una segunda forma para hacer girar la corriente es la aplicación de tiras inclinadas de un material con buena conductividad, como se muestra en la figura 2.10c. Este arreglo es comúnmente llamado "poste de peluquería", por su parecido con el popular símbolo de las peluquerías. Llamémosles polos a las tiras inclinadas que constituyen el poste de peluquería.

Los polos son un corto circuito, la corriente que fluye en el espacio entre ellos tomará el camino más corto, que es el perpendicular a los polos. Si la inclinación de la corriente es  $\psi$ , los polos estarán inclinados  $\psi + 90^\circ$ ; normalmente se elige  $\psi = \pm 45^\circ$ .

La relación campo magnético-resistencia puede ser calculada para  $\psi = \pm 45^\circ$ , resultando:

$$R(H) = R'_0 \pm \Delta R \cdot \frac{H_y}{H_0} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{H_y}{H_0}\right)^2} \quad (2.57)$$

Esto se representa en la curva continua de la figura 2.9, que posee una buena linealidad para  $H_y < 0.5 \cdot H_0$  (error  $\leq 5\%$ ).

El detector de poste de peluquería, como la mayoría de los detectores linealizados, funcionará correctamente sólo en un estado de magnetización. Un cambio en  $M$  ocasionará un cambio en el signo de la pendiente.

Existe una desventaja en el detector de poste de peluquería: su resistencia por unidad de área es menor; primero, porque su área tiene partes que son un corto circuito, y segundo, el camino de la corriente es más ancho, aunque es más pequeño en los espacios intermedios.

Es posible construir un puente de Wheatstone con elementos que tengan polos con inclinaciones positivas y negativas; debemos recordar que también se puede aplicar el método que emplea campos estabilizadores positivos y negativos.

### 2.13.2 Sensibilidad e intervalo de medición.

En contraste con los detectores que basan su funcionamiento en el efecto Hall, que miden densidad de flujo magnético  $B$ ; la cantidad medida por los detectores magnetorresistivos es la intensidad de campo magnético  $H$ . En el vacío (y para los materiales no ferromagnéticos e isotrópicos) la intensidad de campo magnético y la densidad de flujo magnético, están relacionadas de la siguiente forma [1]:

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} \quad (2.58)$$

El eje sensible es, con pocas excepciones, el eje difícil o en nuestra convención el eje  $y$ . La sensibilidad es menor en el eje fácil (eje  $x$ ), mientras que la sensibilidad a la intensidad de campo magnético  $H_z$  perpendicular al plano de la película se puede despreciar debido al gran campo de desmagnetización que se genera, además de que la magnetización  $M$  está confinada al plano de la película ( $xy$ ).



La sensibilidad  $S_0$  puede definirse como la variación del voltaje de salida  $U_s$  respecto al campo magnético, esta relación se normaliza respecto al voltaje de operación  $U_0$ , entonces:

$$S_0 = \left( \frac{\Delta U_s}{\Delta H_y} \right) \cdot \frac{1}{U_0} \quad (2.59)$$

La sensibilidad  $S_0$  se mide en  $[(mV/V) / (kA/m)]$ . Algunos autores definen  $S_u = S_0 U_{m\acute{a}x}$  donde  $U_{m\acute{a}x}$  es el máximo voltaje de operación permisible.  $S_0$  resulta significativa en los detectores lineales si ésta no varía con el campo.

Para ejemplificar la obtención de la sensibilidad se utilizará la teoría de un detector de poste de peluquería. Los cálculos inician con la ecuación (2.57) la cual da la relación entre el campo y la resistencia del detector.

$$U_s = U_0 \cdot \frac{\Delta \rho}{\rho} \cdot \left( \frac{H_y}{H_0 + H_x} \right) \cdot \sqrt{1 - \left( \frac{H_y}{H_0 + H_x} \right)^2} \quad (2.60)$$

si  $H_y \ll H_0 + H_x$  la sensibilidad resulta:

$$S_0 = \frac{\Delta \rho}{\rho} \cdot \frac{1}{(H_0 + H_x)} \quad (2.61)$$

La ecuación anterior muestra la importancia del campo característico  $H_0$ ; la sensibilidad  $S_0$  es recíproca a  $H_0$  cuando  $H_x = 0$ . Un campo  $H_x > 0$  decrementará la sensibilidad.

Una cantidad que describe el intervalo de medición del sensor es  $H_G$  que se define como el intervalo dentro del cual el error de linealidad no excederá cierto límite. Tomando los detectores de poste de peluquería y un límite de error del 5% se cumple que:

$$H_G \approx 0.5 \cdot (H_0 + H_x) \quad (2.62)$$

Combinando la ecuación (2.61) y (2.62) se obtiene:

$$S_0 \cdot H_G \approx 0.5 \cdot \Delta \rho / \rho \quad (2.63)$$



## 2.14 Referencias.

- [1] Handbook of sensors and actuators, volume 2, Solid State Magnetic Sensors.  
C.S. RUMENIN.  
Editorial Elsevier.  
EE.UU., 1994
- [2] Semiconductor Sensors.  
Autores Varios  
Editorial John Wiley & Sons.  
EE.UU., 1994.
- [3] Teoría Electromagnética.  
HAYT W. H.  
5ª edición.  
EE.UU., 1989
- [4] Materiales de Ingeniería y sus aplicaciones.  
RICHARD A. FLINN, PAUL K. TROJAN.  
Editorial Mc. Graw Hill  
1ª edición.  
México 1979.
- [5] Sensors, A Comprehensive Survey, volume 5, Magnetic Sensors,  
W. GOEPEL, J. HESSE, J. N. ZEMEL  
Editorial VCH Verlagsgesellschaft  
República Federal Alemana, 1989.
- [6] Electricidad y Magnetismo  
GABRIEL A. JARAMILLO.  
Editorial Trillas UNAM Facultad de Ingeniería  
2ª edición.  
México
- [7] Sensores y Acondicionadores de Señal.  
RAMÓN PALLÁS ARENY.  
Editorial Marcombo Boixareu  
2ª edición.  
España 1994.
- [8] Magnetoresistive Thin Film Sensor for Active RF Power.  
VALERI VOUNTESMERI, ALEXANDER MARTYNYUK.  
Sensors and Actuators a Physical  
Pags. 21-26
- [9] Magnetoresistive Multipliers as a New Base for Watt-Converters.  
VALERI VOUNTESMERI.  
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement  
Vol. 47, No 5, pags. 1395-1398.



## CAPÍTULO III

# **AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACIÓN**



### 3.1 Introducción.

Hasta hace poco, los textos en los que se trataba el tema de los amplificadores de corriente directa, eran muy específicos y detallados en lo que al diseño se refería, sin embargo con el desarrollo de la tecnología de los circuitos integrados, hoy en día es posible tener un excelente amplificador de corriente directa, en un circuito integrado con un costo similar al de un solo transistor, es decir, los amplificadores de corriente directa son actualmente un bloque ya dado, en un circuito integrado.

En los amplificadores convencionales de corriente alterna, capacitores y transformadores son usados para acoplar las etapas sucesivas del amplificador, esto permite que las condiciones de polarización sean independientes, una de otra en cada etapa. En los amplificadores de corriente directa no es posible hacer esto, ya que es necesario acoplar directamente cada una de las etapas, lo cual acarrea problemas por la diferencia entre las impedancias de salida y entrada de cada una.

Inicialmente, se podría pensar en un circuito amplificador de corriente directa tan simple como el mostrado en la figura siguiente:

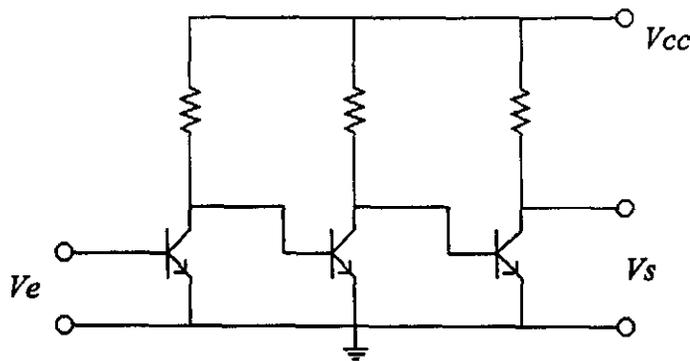


Figura 3.1 Amplificador de corriente directa en cascada.

Sin embargo, las características de los transistores dependen de varios factores, por ejemplo la temperatura, y si hay algo de vital importancia en los amplificadores de corriente directa es el voltaje colector-emisor y la corriente de fuga de colector, ya que los cambios en estos alteraría la ganancia y, en algunos casos, un transistor podría irse a la zona de saturación o de corte. El voltaje base-emisor varía 2 [mV] en cada grado centígrado. El amplificador es incapaz de distinguir entre los cambios en voltaje base-emisor debidos a la temperatura y los debidos a los cambios en la entrada. En la mayoría de las aplicaciones, la entrada del amplificador es del orden de milivolts y un simple amplificador como el mostrado en la figura 3.1 no podría ser usado si la temperatura ambiente cambia.

La corriente de fuga del colector causa un cambio de signo en el voltaje del colector, lo cual es interpretado como una señal por las etapas siguientes. Esta corriente de fuga es también dependiente de la temperatura, lo que nos lleva a la conclusión de que el amplificador de la figura 3.1 tendría un desempeño muy pobre.



### 3.2 El amplificador diferencial.

El circuito de la figura 3.2 es usado en casi todos los casos en los que se requiere amplificar corriente directa. Los transistores  $TR_1$  y  $TR_2$  son especialmente elegidos para tener características iguales y, más importante, para que estas características varíen igual con la temperatura. Ciertos componentes pasivos son escogidos para que conectados a los dos transistores y todo el arreglo a su vez, a un disipador mantenga igualdad de temperatura en el amplificador. En un circuito integrado las características se igualan, pues el encapsulado asegura una estabilidad con respecto a la temperatura.

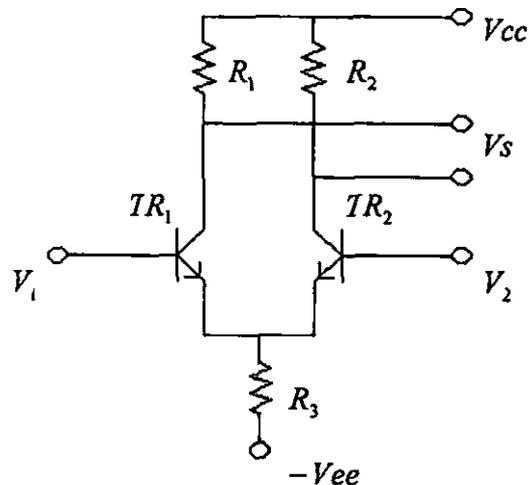


Figura 3.2. Amplificador diferencial.

Como resultado de lo anterior, los cambios en el voltaje base-emisor afectan los voltajes en el emisor de igual manera y como puede considerarse que la resistencia  $R_3$  provee una corriente constante, las corrientes y voltajes del colector, casi no son afectados. Más aún, si ocurriese algún cambio, este será el mismo para ambos transistores con lo que el voltaje diferencial de salida permanecerá sin cambio. Por otro lado los cambios en la corriente de fuga afectan a ambos transistores de manera similar causando pocos cambios en el voltaje de salida.

Supóngase que se tienen dos señales de entrada con igual amplitud y fase, lo cual causará variaciones iguales en el colector de  $TR_1$  y  $TR_2$  y, el voltaje de salida será cero. Si los voltajes de entrada son diferentes, las corrientes de colector serán diferentes y el voltaje de salida será una versión amplificada de la diferencia entre las dos señales de entrada. Por lo anterior el circuito es conocido como amplificador diferencial. La característica más importante de un amplificador diferencial, es su habilidad de amplificar únicamente la diferencia entre las señales de entrada.

### 3.3 El amplificador operacional.

Para amplificar una señal de corriente directa un amplificador operacional resulta muy útil, aunque una mejor opción es el amplificador de instrumentación, el cual, en su forma básica, es una combinación de tres amplificadores operacionales. En este capítulo presenta como están formados tanto los amplificadores operacionales como los amplificadores de instrumentación, ventajas y desventajas que tiene uno sobre el otro.



### 3.3.1 El amplificador operacional ideal.

En la figura 3.3a se muestra el símbolo del amplificador operacional, en la figura 3.3b se muestra su modelo ideal.

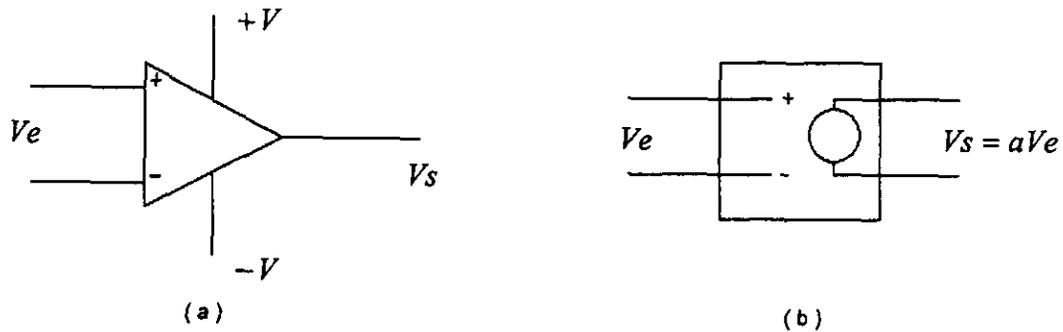


Figura 3.3 (a) Símbolo del amplificador operacional, (b) Modelo ideal.

Con base en el modelo ideal mostrado anteriormente se puede ver al amplificador operacional como una fuente de voltaje controlada por voltaje, con una terminal no inversora que produce una salida con fase igual a la de la señal de entrada y otra inversora, que produce por su parte, una señal defasada  $180^\circ$  con respecto a la señal de entrada, en este modelo, se cumple la siguiente ecuación:

$$V_s = -a(V_n - V_p)$$

Donde:

- $V_s$  : voltaje de salida.
- $V_p$  : voltaje en la entrada no inversora.
- $V_n$  : voltaje en la entrada inversora.
- $a$  : ganancia en el amplificador operacional en malla abierta.

El modelo de la figura tiene las siguientes características:

- Impedancia de entrada infinita.
- Impedancia de salida cero.
- La ganancia de lazo abierto es infinita.
- No existen desajustes (*offset*) ni no-linealidades.
- Opera en un intervalo de frecuencias infinito.

Con el fin de tener un control sobre la ganancia se utiliza retroalimentación negativa; en la figura 3.4 se muestran las dos posibles configuraciones para este propósito. La ganancia está dada por las ecuaciones:

$$V_s = V_e \left( \frac{-K_f}{R_i} \right) \quad \text{para el amplificador inversor y}$$

$$V_s = V_e \left( 1 + \frac{K_f}{R_i} \right) \quad \text{para el amplificador no-inversor.}$$

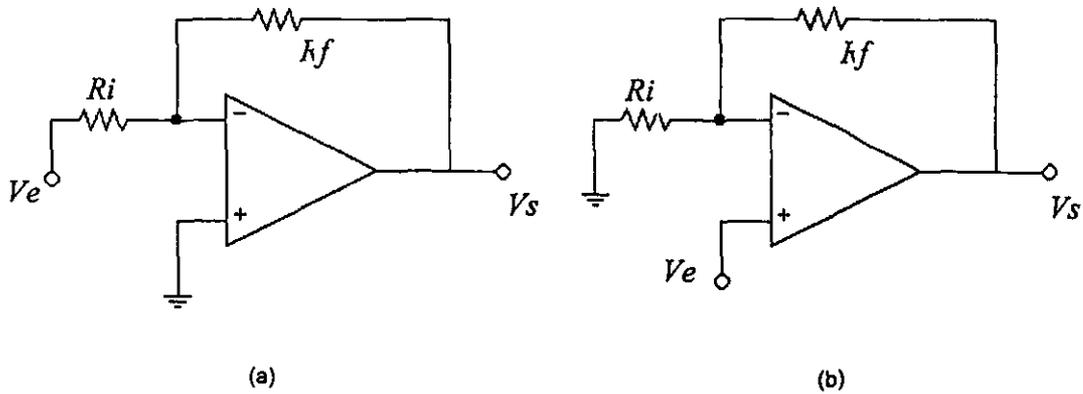


Figura 3.4 Circuitos con control de ganancia (a) Inversor (b) no inversor.

### 3.3.2 El amplificador operacional real.

La tabla 3.1 [2] muestra las especificaciones típicas de un amplificador operacional de propósito general.

Especificación	Valor
Ganancia de corriente directa en malla abierta	90 – 100 dB
Salida promedio	$\pm 22$ V, $\pm 25$ [mA]
Frecuencia máxima a ganancia unitaria	1 [MHz]
Tasa de excursión ( <i>slew rate</i> )	$0.5 \times 10^6$ [V/s]
Frecuencia de respuesta a máxima potencia	7.5 [kHz]
Voltaje de desajuste a la entrada $V_{io}$	$\pm 4$ [mV]
Corriente de polarización a la entrada $I_{BIAS}$	20 [nA]
Corriente de desajuste a la entrada $I_{io}$	70 [nA]
Impedancia de entrada diferencial	0.5 [M $\Omega$ ]
Impedancia de entrada en modo común	$10^{11}$ [ $\Omega$ ] 2 [pF]
Impedancia de salida en malla abierta	75 [ $\Omega$ ]
Razón de rechazo en modo común	70 dB.

Tabla 3.1 Especificaciones de un amplificador operacional [2].

Como se puede observar la ganancia de malla abierta, el ancho de banda y la impedancia de entrada son finitos; además, la impedancia de salida no es cero. Pero existen otros efectos más importantes que los anteriores (al menos en el caso que nos concierne) y estos son los desajustes debidos a la falta de simetría entre la entrada inversora y la no inversora.



Internamente el amplificador operacional se compone de 2 amplificadores diferenciales, (como el analizado previamente), un circuito de corrimiento de nivel, cuya función es reducir el voltaje de directa parásito generado por las dos etapas anteriores, y una etapa de potencia, ya que en las primeras etapas se amplifica principalmente el voltaje, en ésta última se amplifica corriente.

Todas las etapas mencionadas anteriormente generan desajuste debido a la falta de simetría o a la falta de precisión en las fuentes de polarización, además de que a temperaturas muy altas el desajuste tiende a aumentar. La figura 3.5 muestra el modelo del amplificador operacional que sirve de base para analizar sus no-linealidades.

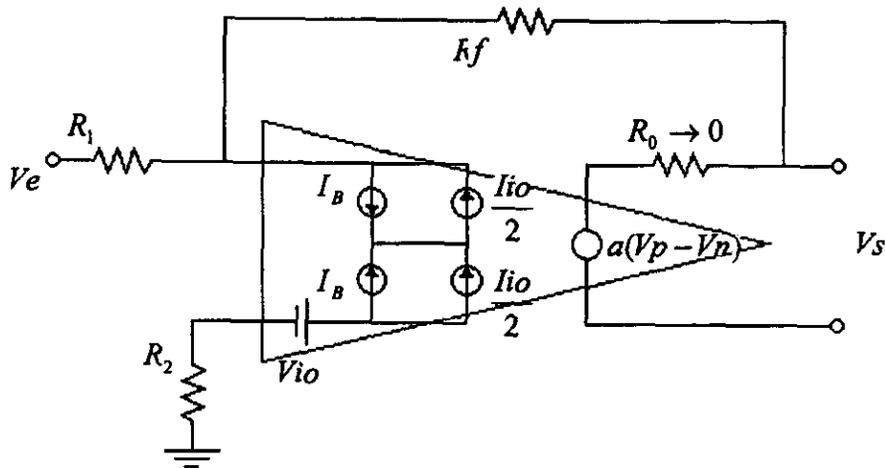


Figura 3.5 Modelo del amplificador operacional real.

Donde:

- $V_{io}$  es el voltaje de desajuste a la entrada.
- $I_{io}$  es la corriente de desajuste a la entrada.
- $I_{BIAS}$  es la corriente de desajuste debida a las fuentes de polarización del amplificador.

Haciendo uso del principio de superposición se analiza el modelo anterior y se obtiene la siguiente ecuación:

$$V_s = -\frac{Kf}{R_1} V_e + I_b \left( Kf - \frac{R_2(R_1 + Kf)}{R_1} \right) - \frac{I_{io}}{2} \left( Kf + \frac{R_2(R_1 + Kf)}{R_1} \right) + V_{io} \left( 1 + \frac{Kf}{R_1} \right)$$

Ésta es la ecuación del amplificador operacional real; donde observamos que los voltajes y las corrientes de desajuste pueden ser un problema muy grave si se escogen los valores de resistencias incorrectos.

Existe un método para eliminar cada uno de estos desajustes. De la ecuación anterior se deduce que para eliminar la contribución al voltaje de salida ( $V_s$ ) de la corriente de desajuste debida a las fuentes de polarización ( $I_b$ ) basta con que  $R_2$  sea igual al paralelo de  $R_1$  y  $R_f$ . Con el fin de eliminar los otros dos términos hay que agregar voltaje (y corriente) que compense la diferencia existente a la entrada.



En el capítulo 4 se profundiza más sobre las corrientes de polarización y de desajuste.

Un factor que no puede ser calculado del modelo anterior es la razón de rechazo en modo común, esto es la relación entre la señal de salida y la señal de entrada, cuando ésta última se aplica simultáneamente en las dos terminales de entrada de un amplificador operacional. Este factor es muy importante, ya que tales señales normalmente son ruido que se desea eliminar.

### 3.4 El amplificador de instrumentación.

Los circuitos de la figura 3.4a tiene una gran desventaja: La impedancia de entrada se ve afectada, tomando el valor de  $R_i$ .

Esto se soluciona utilizando tres amplificadores operacionales como lo muestra la figura 3.6. Típicamente este circuito se encuentra en un módulo y es llamado amplificador de instrumentación.

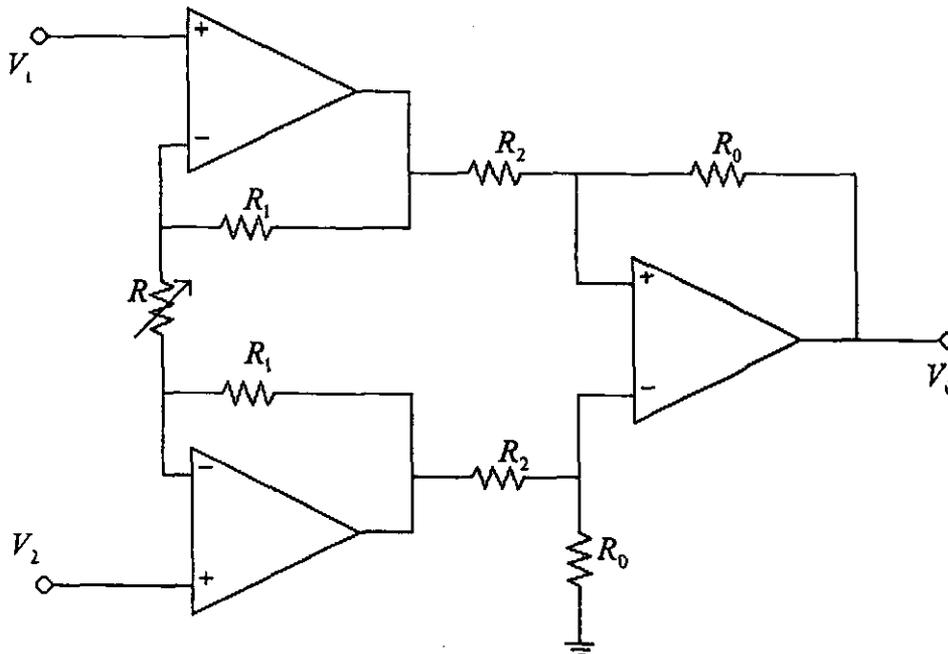


Figura 3.6 Amplificador de instrumentación.

La impedancia de entrada del circuito es muy alta, particularmente si se utilizan amplificadores operacionales con etapas de entrada FET. El voltaje de salida del circuito está dado por la ecuación:

$$V_0 = -\left(1 + \frac{2R_1}{R}\right) \frac{R_0}{R_2} (V_1 - V_2)$$



Suponiendo que  $R_0$ ,  $R_1$  y  $R_2$  tienen el mismo valor la ecuación se reduce a:

$$V_0 = -\left(1 + \frac{2R_0}{R}\right)(V_1 - V_2)$$

De la ecuación anterior se observa que se puede obtener un amplio intervalo de ganancias simplemente ajustando el valor de  $R$ , sin alterar las impedancias de entrada.

### 3.5 El INA-114BP.

La tabla 3.2 muestra las especificaciones de diferentes tipos de amplificadores.

Especificación	MC1741C [5]	LH0036C [4]	INA114BP [3]
Voltaje de desajuste a la entrada. (mV)	6.0 *	2.0 *	$0.05 + 0.1/G$ *
Voltaje de desajuste contra temperatura. ( $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ )	N.D.	15	$0.25 + 5/G$ *
Corriente de desajuste (nA)	200 *	50 *	2 *
Corriente de polarización (nA)	500 *	125 *	2 *
Razón de rechazo al modo común con una ganancia de 10. (dB)	70 **	66 *	96 **

\* Valor máximo

\*\* Valor mínimo

N.D. El dato no estuvo disponible

Tabla 3.2 Especificaciones de 3 amplificadores diferentes.

La tabla anterior muestra datos de amplificadores de propósito general. El MC1741C es un amplificador operacional, los dos siguientes son de instrumentación. Es evidente que el amplificador INA-114BP es mucho mejor a los otros dos, por lo tanto fue el que se eligió para el desarrollo de la presente investigación.

El INA114BP es de propósito general, bajo costo, ofrece una excelente precisión, además, con una sola resistencia se puede obtener cualquier ganancia desde uno hasta diez mil y es capaz de soportar hasta  $\pm 40$  [V] sin sufrir daño alguno. El INA-114 tiene un voltaje de desajuste muy bajo trabajando en corriente directa ( $50$  [ $\mu\text{V}$ ]) y un rechazo al modo común muy alto (hasta 115 dB). La figura 3.7a muestra la relación existente entre la razón de rechazo al modo común y la frecuencia, la figura 3.7b la relación de la ganancia del amplificador y la frecuencia, y la figura 3.7c la relación entre las corrientes de polarización y de desajuste a la entrada y la temperatura.

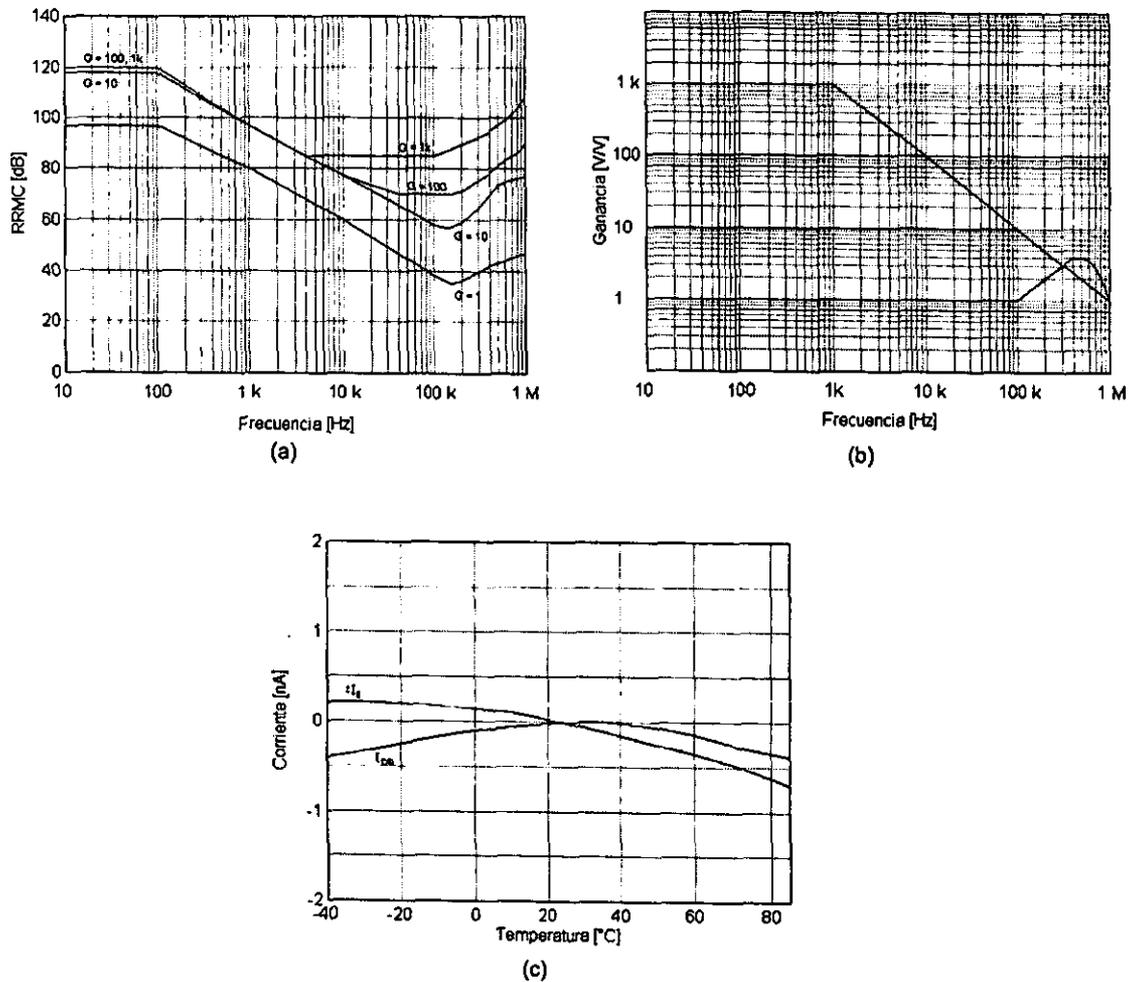


Figura 3.7 Características del amplificador INA114BP (a) relación entre la razón de rechazo al modo común y la frecuencia (b) entre la ganancia y la frecuencia y (c) entre las corrientes de polarización y de desajuste a la entrada y la temperatura.

### 3.5.1 Caracterización del multímetro.

Para medir la señal de corriente directa se usó el multímetro HP3458-A, el cual tiene una resolución de 10 [nV], un coeficiente de temperatura de 0.15ppm (partes por millón) de la lectura más 1ppm del intervalo en cada grado centígrado. Este dispositivo es programable; una de sus características de mayor importancia es el ajuste del tiempo de integración, que es el período en el cual el convertidor analógico/digital mide la señal de entrada. Para señales de corriente directa, el tiempo de integración determina la velocidad de la medición, la precisión y el máximo de dígitos de resolución. Para esta investigación, el tiempo de integración fue de 300 ciclos, dado en ciclos de línea de potencia, que en tiempo se traduce en 5 segundos.

Notando que del multímetro se obtenían lecturas de componentes de corriente directa al introducir una señal de corriente alterna, que carecía de una componente de corriente directa, fue necesario efectuar pruebas al multímetro para conocer el error en nuestras mediciones. La primera



prueba consistió en introducir una señal de corriente alterna, en forma simétrica directamente a las terminales del multímetro.

En esta prueba se varió tanto la amplitud como la frecuencia de la señal de corriente alterna, buscando una relación entre error en el nivel de corriente directa y la variación de la frecuencia y la amplitud. Primero, con una amplitud de 100 [mV], se varió la frecuencia desde 100 hasta 600 [kHz] (a intervalos de 50 [kHz]), tomando nota del nivel de la señal de corriente directa dado por el multímetro y así sucesivamente con amplitudes de 200, 300 y hasta 500 [mV]. Los resultados de esta prueba, se muestran en la figura 3.8a. Los voltajes indicados en las gráficas son los voltajes rms de la señal de corriente alterna, medidos directamente del generador de funciones. A frecuencias menores a los 100 [kHz] el comportamiento del multímetro es casi lineal.

Eliminando la posibilidad de que el generador de funciones enviara una señal de corriente directa no deseada se repitió la prueba, sólo que en esta ocasión, se conectó un filtro paso-altas como se muestra en la figura 3.9. Los resultados de la prueba se muestran en la figura 3.8b.

Note que en esta segunda prueba la señal de corriente alterna se aplica en forma asimétrica. Debido a que no es posible que una señal de corriente directa pase por los capacitores, los resultados de esta prueba indican como influye una señal de corriente alterna por sí misma y sólo en una línea de alimentación del multímetro, en las mediciones del mismo; forma en la cual se harán las mediciones finales. Aunque ninguna de las mediciones pasa de medio millivolt la influencia de la señal de corriente alterna a 50 [kHz] es notoria, pero lo importante es la amplitud en la cual la influencia de la señal de corriente alterna es mínima lo cual ocurre cuando la señal tiene una amplitud de 100 [mV<sub>rms</sub>].

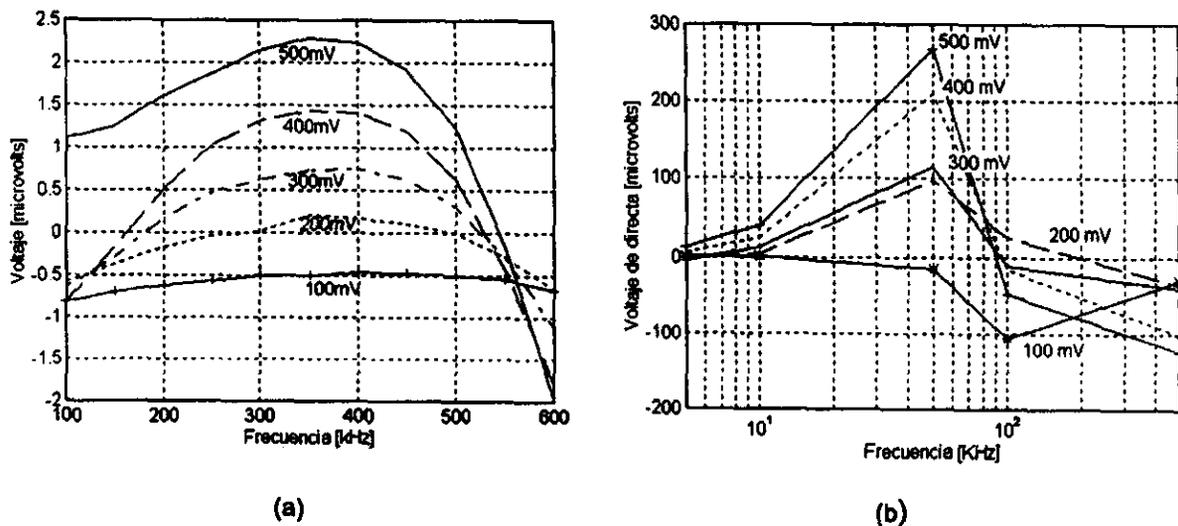


Figura 3.8 Resultados de pruebas al multímetro (a) sin filtros, aplicando la señal de AC en forma simétrica, (b) con filtro, aplicando la señal de AC en forma asimétrica.

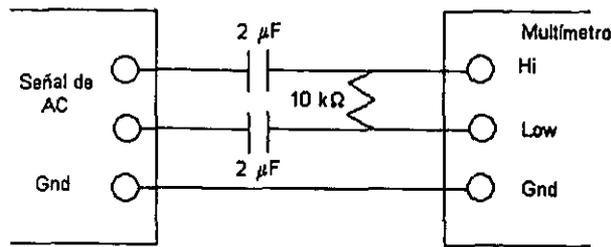


Figura 3.9 Diagrama de conexiones entre generador de funciones y multímetro para la segunda prueba.

### 3.5.2 Caracterización del amplificador de instrumentación INA-114BP.

Con el fin de conocer la respuesta del dispositivo a diferentes señales de corriente alterna a lo largo del intervalo de frecuencias de 1 [kHz] hasta 600 [kHz], se realizaron dos pruebas al amplificador de instrumentación, una tomando mediciones directamente de la salida del mismo (circuito que se muestra en la figura 3.10) y, la siguiente, conectando un filtro paso-bajas de segundo orden, con frecuencia de corte de 1 [Hz], a la salida del amplificador.

En ambas pruebas se utilizó una ganancia de 10 en el amplificador de instrumentación, además de que se aplicó la señal de corriente alterna en modo diferencial. En cada prueba se varió tanto la amplitud como la frecuencia de la señal de entrada y se midió la señal de directa para cada uno de los casos.

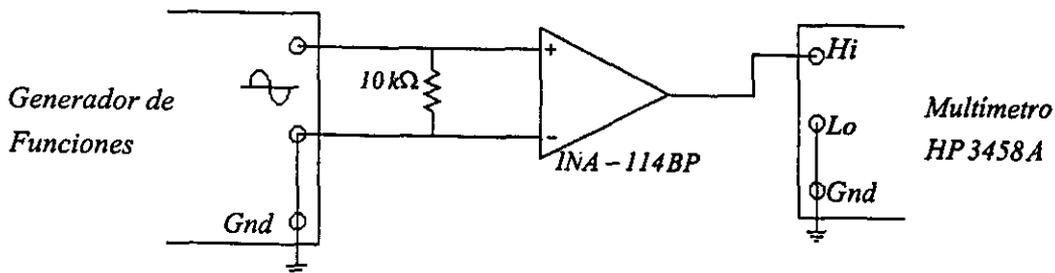


Figura 3.10 Circuito de la prueba 1.

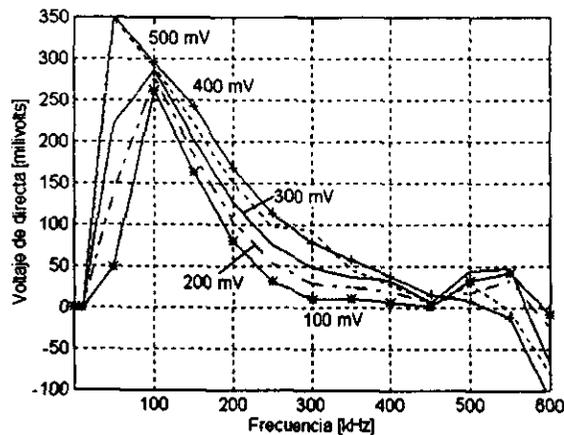


Figura 3.11 Desajuste del multímetro y el amplificador de instrumentación INA114-BP.

Comprobando las características de ancho de banda proporcionadas por el fabricante, se puede observar que, con una ganancia de 10, este amplificador comienza a atenuar a partir de 100 [kHz], atenuación que se hace presente inclusive en las mediciones de señales de corriente directa, ya que, conforme se atenúa la señal, el error disminuye. Después de 450 [kHz] el amplificador distorsiona la señal, convirtiéndola en una señal de interferencia que altera nuestras mediciones. Por supuesto que mientras menor amplitud tenga la señal de corriente alterna, menor será el error.

En el segundo experimento se buscó reducir la influencia de las señales de corriente alterna, por medio de un filtro paso-bajas de segundo orden. Los resultados de este experimento se muestran en la figura 3.12. En dicha figura se puede observar que el error disminuye especialmente en las frecuencias mayores a los 500 [kHz], pero la señal de menor amplitud (esto es 100 [mV]) cambia radicalmente, generando un error máximo de 2 [mV] a los 600 [kHz], mostrándose así la efectividad del filtro.

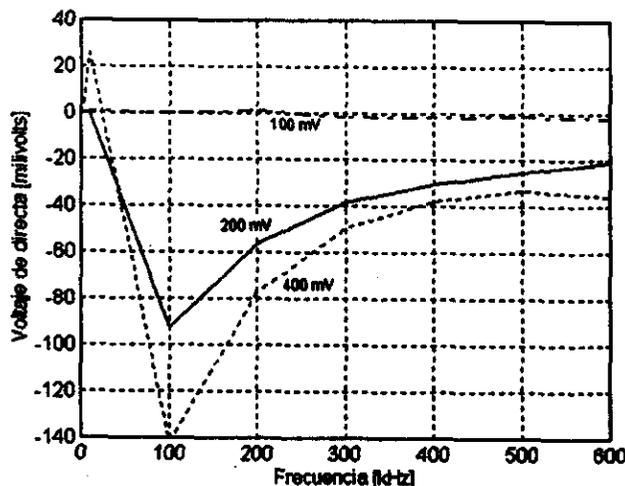


Figura 3.12 Pruebas con filtro paso-bajas a la salida del amplificador.



### 3.6 Referencias.

- [1] Newnes, Electronics Engineer's Pocket Book.  
KEITH BRINDLEY.  
Editorial Butherwoth Heinman Books.
- [2] Introduction to Operational Amplifiers Theory and Applications.  
JOHN V. WAIT, LAWRENCE P. HUELSMAN, GRANINO A. KORN.  
Editorial McGraw-Hill  
2ª edición.  
EE.UU., 1992.
- [3] Burr-Brown IC Data Book.  
Linear Products.  
Burr Brown.  
EE.UU., 1995
- [4] Linear Data Book.  
National Semiconductor Corporation.  
EE.UU., 1986
- [5] Analog/Interface ICs. Device Data. Vol. I.  
Motorola Inc.  
EE.UU., 1996



## CAPÍTULO IV

# **DEFINICIÓN DEL PROBLEMA DE INTERCONEXIÓN DE AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACIÓN CON DETECTORES MAGNETORRESISTIVOS**



### 4.1 Conexión con el detector.

Es posible aprovechar de una mejor manera el efecto magnetorresistivo cuando se usa un puente de Wheatstone, dado que mediante esta configuración (figura 4.1) las pequeñas variaciones en la resistencia de las películas permite que en los punto *A* y *B* del puente exista una señal de corriente directa, la cual se relaciona directamente con la potencia activa; además esta configuración permite tener una señal de corriente alterna casi idéntica en los puntos *A* y *B* de manera tal que en la siguiente etapa el cancelar estas señales sea más sencillo y así reducir su influencia en el resto del desempeño del circuito.

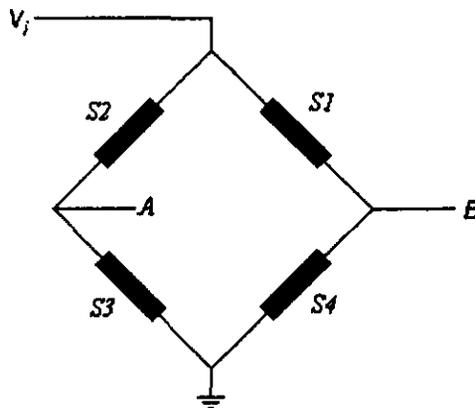


Figura 4.1 Diagrama de Puente formado de películas magnetorresistivas.

Sobre este puente pasa el cable cuyo campo magnético excita a las películas magnetorresistivas del mismo. Las películas marcadas como *S*<sub>1</sub> y *S*<sub>3</sub> varían su resistencia de forma opuesta a las marcadas como *S*<sub>2</sub> y *S*<sub>4</sub>, esto es, cuando *S*<sub>1</sub> y *S*<sub>3</sub> incrementan su resistencia *S*<sub>2</sub> y *S*<sub>4</sub> la reducen y viceversa, desbalanceando el puente y generando una diferencia de potencial entre los puntos *A* y *B* del puente. Esta diferencia de potencial es proporcional a la potencia que consume la carga que se muestra en el diagrama de bloques de la figura 4.2.

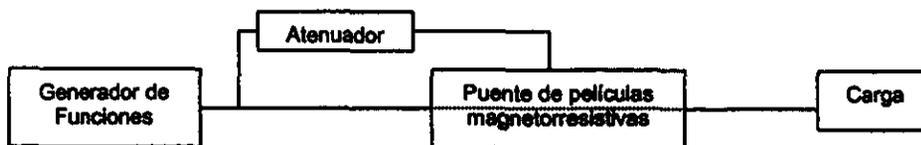


Figura 4.2 Diagrama de conexiones entre generador de funciones, detector magnetorresistivo y la carga.

Ya que el detector magnetorresistivo no puede soportar altos voltajes, se utiliza un atenuador de 20 dB que mantendrá la fase de la señal proveniente del generador de funciones.



## 4.2 La fase en las películas magnetorresistivas.

Como se vio en el capítulo 2 (ecuación 2.31) el efecto magnetorresistivo depende del ángulo formado entre el vector de magnetización  $M$  y la corriente  $I$  que pasa por las películas. La corriente debe mantener la misma fase con respecto al voltaje que la genera para cada película; esto es sumamente importante cuando se está midiendo la potencia de una carga, ya que la fase entre voltaje y corriente depende de la impedancia de dicha carga. Sabiendo que el detector sólo mide potencia activa, cualquier variación de la fase entre dichas señales (voltaje y corriente), en alguna de las películas, generaría un cambio en su resistencia diferente al de las demás, desbalanceando el puente de manera no proporcional a la potencia activa, dando resultados incorrectos.

La situación descrita en el párrafo anterior no puede presentarse cuando el detector está conectado únicamente a la línea, sin embargo, es necesario utilizar un amplificador entre los puntos  $A$  y  $B$  del puente debido a que el voltaje generado entre estos 2 puntos es extremadamente pequeño (aproximadamente  $3 \mu\text{V/W}$ ).

Ya que las películas magnetorresistivas actúan como divisores de tensión en los puntos  $A$  y  $B$  del puente, cada uno de estos presentará una señal de corriente alterna, por lo que el amplificador de instrumentación no tendrá solamente la señal de corriente directa en sus terminales, también presentará, tanto en su terminal inversora como en la no inversora, señales de corriente alterna.

En teoría una señal que entra en modo común al amplificador debería anularse, pero existe una pequeña diferencia entre estas señales de corriente alterna, además el rechazo al modo común, así como algunos otros parámetros del amplificador de instrumentación, varían conforme la frecuencia de dicha señal de entrada cambia. Un análisis hecho al amplificador de instrumentación (capítulos 3 y 5) demuestra que sus voltajes de desajuste se incrementan con la presencia de señales de alta frecuencia en sus terminales, incremento que es notable con señales de corriente alterna de gran amplitud, por lo tanto es necesaria una etapa de filtrado previa a la de amplificación.

## 4.3 Etapas de filtrado.

Cada una de las etapas de filtrado está conectada en el punto  $A$  y en el punto  $B$  del puente respectivamente, en paralelo con las películas  $S_3$  y  $S_4$ , y tienen una parte reactiva en sus impedancias, lo cual se ilustra en la figura 4.3.

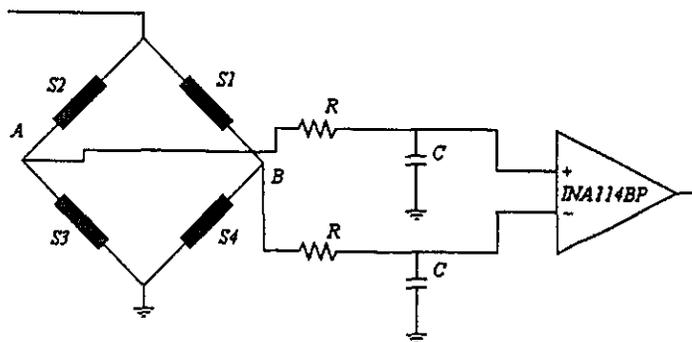


Figura 4.3 Conexión entre el puente, los filtros y el amplificador.



Las partes reactivas, debidas a las impedancias de los capacitores, alteran la fase de la corriente que pasa por las películas  $S_3$  y  $S_4$ , esto es imposible de evitar, sin embargo puede limitarse.

Una variación de 0.001 grados ( $17.4 \times 10^{-6}$  radianes) en la corriente que pasa por las películas  $S_3$  y  $S_4$  es tolerable, por lo tanto la impedancia resultante de los filtros y la resistencia central (resistencia cuando no hay excitación) de las películas debe de cumplir con la restricción anterior. Se utilizaron etapas de filtrado de primer orden, cuya impedancia de entrada es:

$$Z = R - j \frac{1}{\omega C} \quad (4.1)$$

Haciendo el paralelo de la impedancia representada por la ecuación (4.1) con el valor de resistencia central 'x' de las películas  $S_3$  y  $S_4$  resulta:

$$\frac{x \cdot Z}{x + Z} = \frac{xR - j \frac{x}{\omega C}}{x + R - j \frac{1}{\omega C}} = \frac{x^2 R + xR^2 + \frac{x}{\omega^2 C^2}}{(x + R)^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}} - j \frac{\frac{x^2}{\omega C}}{(x + R)^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}} \quad (4.2)$$

igualando la fase de dicha impedancia al valor de  $0.001^\circ$  resulta:

$$\tan^{-1} \frac{Im}{Re} = \tan^{-1} \frac{\frac{x}{\omega C}}{xR + R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}} = 0.001^\circ = 17.4 \times 10^{-6} \text{ rad} \quad (4.3)$$

y dado que la fase es muy pequeña ésta se puede aproximar a:

$$\frac{\frac{x}{\omega C}}{xR + R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}} = 17.4 \times 10^{-6} \quad (4.4)$$

por otro lado despejando C de la ecuación:

$$\omega_c = 2\pi \cdot f_c = \frac{1}{RC} \quad (4.5)$$

y sustituyéndolo en la ecuación (4.4) se obtiene:

$$\frac{2\pi x f_c}{x + R + \frac{4\pi^2 f_c^2 R}{\omega^2}} = 17.4 \times 10^{-6} \quad (4.6)$$

dado que la menor frecuencia de interés es 60 [Hz] el valor de  $\omega$  es:

$$\omega = 2\pi \cdot 60 \left[ \frac{\text{rad}}{\text{s}} \right] \quad (4.7)$$



se sustituye el valor anterior en la ecuación (4.6) y se obtiene:

$$\frac{\frac{\lambda f_c}{60}}{x + R + \frac{f_c^2 R}{3600}} = 17.4 \times 10^{-6} \quad (4.8)$$

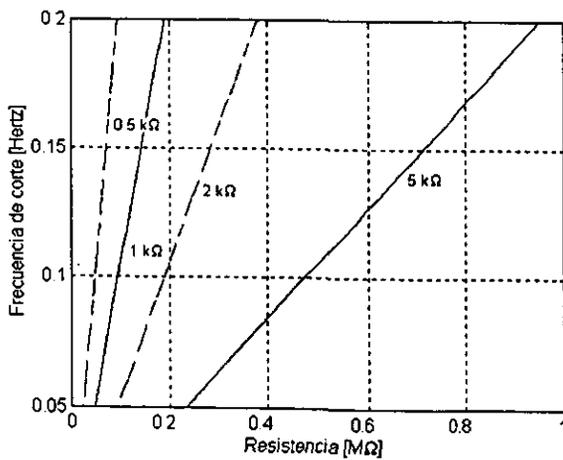
Ahora sustituyendo el valor de  $x = 1 \text{ k}\Omega$  (resistencia central de las películas usadas en esta investigación):

$$\frac{16.66 f_c}{1000 + R + \frac{f_c^2 R}{3600}} = 17.4 \times 10^{-6} \quad (4.9)$$

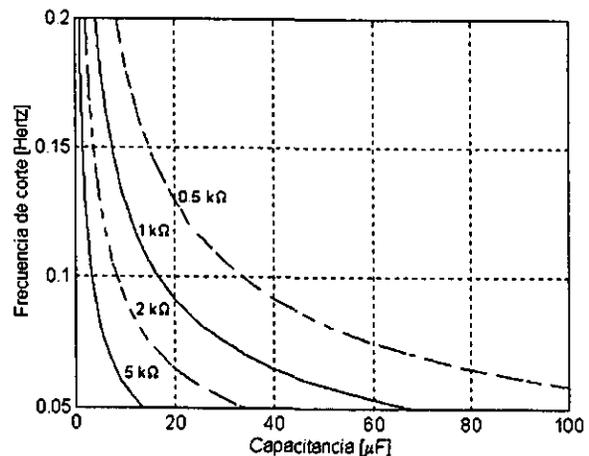
despejando  $R$  de la ecuación anterior se tiene:

$$R = \frac{\frac{16.66 f_c}{17.4 \times 10^{-6}} - 1000}{1 + \frac{f_c^2}{3600}} [\Omega] \quad (4.10)$$

La ecuación (4.10) muestra una restricción de gran importancia en el diseño de la etapa de filtrado, ésta se representa en la gráfica 4.4a, junto con las gráficas de otros valores de resistencia central 'x' para las películas magnetorresistivas. Dicha restricción es a la que están sujetos los valores de la resistencia y la frecuencia de corte de cada filtro.



(a)



(b)

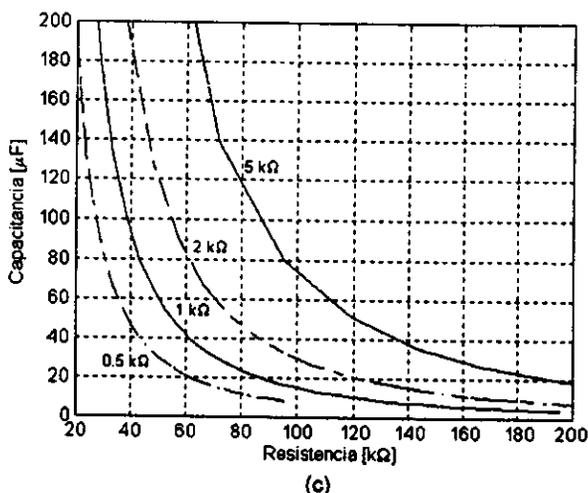


Figura 4.4 Restricciones a los filtros para diferentes valores de la resistencia central de las películas.

Una vez obtenidos los valores de  $R$  y  $f_c$  se puede obtener el valor de la capacitancia a partir de la ecuación (4.5). Las gráficas de la figura 4.4 muestran la relación entre las diferentes variables del filtro  $R$ ,  $f_c$  y  $C$ .

La gráfica de la figura 4.4c muestra los valores de resistencia y capacitancia en los filtros que se analizan en el siguiente capítulo. Debido a que falta considerar la influencia del ruido, no se puede escoger aún un valor de resistencia para los filtros.

Cabe aclarar que, para las gráficas 4.4a y 4.4b, los valores que se encuentran por debajo de las líneas correspondientes son igualmente válidos, ya que el ángulo de defasamiento es directamente proporcional a la frecuencia de corte, mientras que, para la gráfica 4.4c, los valores que se encuentran arriba de aquellos limitados por la línea, son válidos, ya que estos valores reducirían la frecuencia de corte del filtro.

#### 4.4 Consideraciones de ruido.

##### 4.4.1 Ruido en las resistencias.

Existen diversas fuentes de ruido eléctrico en una resistencia, la mayoría de estas externas al elemento, sin embargo hay un factor de gran importancia que afecta internamente a una resistencia y que, dado el caso en el que se manejen señales muy pequeñas, es muy importante: la temperatura.

El ruido térmico o resistivo es causado por el movimiento aleatorio de cargas, el cual es independiente del movimiento principal o promedio. Para una resistencia en equilibrio térmico el ruido térmico tiene una constante asociada de densidad espectral, la cual es expresada en la siguiente ecuación [1]:

$$S(f) = 4K \cdot T \cdot R \quad (4.11)$$



donde  $K$  es la constante de Boltzmann, cuyo valor es  $1.38 \times 10^{-23}$  [J / K],  $R$  el valor de la resistencia en [ $\Omega$ ] y  $T$  es la temperatura en Kelvins. Para obtener un valor de voltaje medio cuadrático se integra la ecuación anterior a lo largo de todo el ancho de banda del sistema, resultando:

$$e_n^2 = \int_{f_1}^{f_1+\Delta f} S(f) df \approx 4K \cdot T \cdot R \cdot \Delta f \quad (4.12)$$

para obtener la corriente equivalente de ruido:

$$i_n^2 = \frac{e_n^2}{R^2} = \frac{4K \cdot T \cdot \Delta f}{R} \quad (4.13)$$

En la figura 4.5 se ilustra como el ruido puede representarse como una fuente de voltaje en serie con una resistencia libre de ruido, o utilizando la ecuación (4.13) para formar un equivalente de Norton, una fuente de corriente en paralelo con una resistencia ideal.

Este ruido térmico es uno de los factores a considerar en los amplificadores de instrumentación.

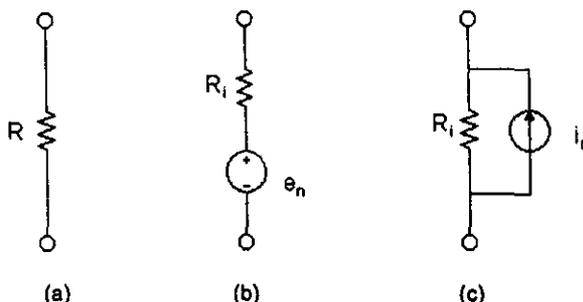


Figura 4.5 Esquemas para representar el ruido resistivo. (a) Resistencia real, (b) Resistencia ideal en serie con una fuente de voltaje, (c) Resistencia ideal en paralelo con una fuente de corriente.

#### 4.4.2 Ruido generado en los amplificadores.

En la entrada de cualquier dispositivo de amplificación existe una señal que se desea amplificar y una señal de ruido (ruido externo), a la salida del dispositivo se tendrá la señal de interés amplificada, el ruido externo amplificado y otra señal de ruido generada por el dispositivo amplificador (ruido interno), éste surge a raíz de los efectos térmicos en el amplificador. Típicamente los amplificadores generan unos cuantos microvolts de ruido interno; en el caso del INA 114BP el fabricante establece que existe un ruido de aproximadamente  $0.4 \mu V_{pp}$  cuya frecuencia varía entre 0.1 y 10 [Hz].

Existen muchas formas de caracterizar el comportamiento del ruido en dispositivos amplificadores. Una de ellas es el factor de ruido, junto con el de la figura de ruido. Cuando existe acoplamiento de impedancias a la entrada y una temperatura de 290 [K] (17 [°C]) el factor de ruido se define como:

$$\text{Factor de ruido} = \frac{\frac{\text{Potencia de la señal de entrada}}{\text{Potencia del ruido a la entrada}}}{\frac{\text{Potencia de la señal de salida}}{\text{Potencia del ruido a la salida}}} \quad (4.14)$$



La figura de ruido se relaciona con el factor de ruido por medio de la expresión:

$$Figura\ de\ ruido = 10 \log(\text{Factor de ruido}) \quad (4.15)$$

Ya que tanto la señal a amplificar como el ruido operan bajo las mismas circunstancias, en las cuales la potencia es proporcional al voltaje al cuadrado, se puede escribir la ecuación anterior de la siguiente manera:

$$Figura\ de\ ruido = 20 \log \left( \frac{\text{Voltaje de la señal de entrada}}{\text{Voltaje del ruido a la entrada}} \frac{\text{Voltaje de la señal de salida}}{\text{Voltaje del ruido a la salida}} \right) \quad (4.16)$$

Cabe mencionar que las ecuaciones (4.15) y (4.16) son válidas bajo las mismas condiciones de la ecuación (4.14).

Así, tanto al factor de ruido como la figura de ruido indican cuanto degrada un dispositivo amplificador a una señal que pasa por el mismo. Sin embargo existe una desventaja al definir estos parámetros: un dispositivo amplificador no siempre operará bajo las condiciones en que se define el factor de ruido, esto es 290 [K] y un acoplamiento de impedancias.

Por lo tanto se requiere caracterizar el ruido generado por un dispositivo de manera que se pueda generalizar en cualquier circuito. Tal como se representó en el capítulo 3 los voltajes y corrientes de desajuste de un amplificador operacional, se pueden representar también el voltaje y la corriente debidas al ruido. La siguiente figura ilustra lo anterior.

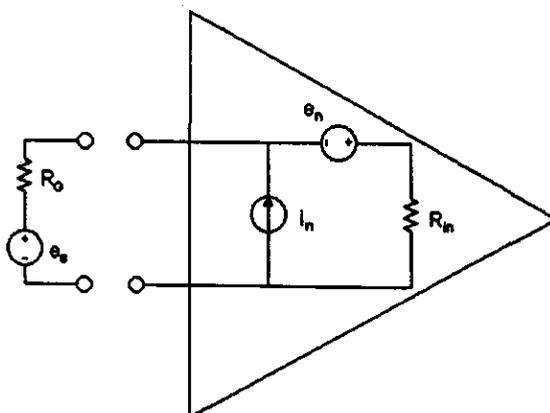


Figura 4.6 Diagrama equivalente del ruido generado por un amplificador.

$e_n$  es una fuente de voltaje debida al ruido, de impedancia nula, e  $i_n$  es una fuente de corriente debida al ruido, de impedancia infinita; esto dos factores son proporcionales a la raíz cuadrada del ancho de banda, por lo tanto sus unidades son:

- $e_n$       microvolts sobre raíz cuadrada de Hertz.
- $i_n$       picoamperes sobre raíz cuadrada de Hertz.



Estos dos factores se encuentran en los manuales del fabricante del amplificador y su importancia radica en que son independientes de elementos externos del circuito.

El efecto de la impedancia  $R_G$  se puede intuir de la figura 4.6. Suponiendo que la impedancia interna del amplificador sea infinita, es evidente que la corriente  $i_n$  pasara por  $R_G$  y generará un voltaje a la entrada. Si  $R_G$  es pequeño el producto  $i_n R_G$  será pequeño y por lo tanto  $e_n$  será el factor de ruido dominante, si  $R_G$  es grande el producto  $i_n R_G$  será grande y por lo tanto  $i_n$  será el factor de ruido dominante.

Utilizando los factores  $e_n$  e  $i_n$  se puede calcular un voltaje equivalente de entrada,  $e_{eq}$ , el cual, una vez multiplicado por la raíz cuadrada del ancho de banda, puede ser comparado directamente con el voltaje de la señal que se desea amplificar. El voltaje equivalente, generado por ruido, a la entrada de un amplificador se calcula [2]:

$$e_{eq} = \sqrt{e_n^2 + i_n^2 R_G^2 + 2\gamma e_n i_n R_G + 4KTR_G} \quad (4.17)$$

Donde:

- $e_{eq}$  Voltaje equivalente a la entrada [ $\mu V / Hz^{1/2}$ ].
- $e_n, i_n$  Datos proporcionados por el fabricante.
- $R_G$  Resistencia del generador.
- $\gamma$  Coeficiente de correlación entre  $i_n$  y  $e_n$  (se aproxima a 1).
- $K$  Constante de Boltzmann ( $1.372 \times 10^{-23}$  [Joules / K]).
- $T$  Temperatura absoluta en Kelvin.

Así para el problema que se analiza se tienen los siguientes datos:

$$\begin{aligned} e_n &= 15 \text{ [ nV / Hz}^{1/2} \text{]} \\ i_n &= 0.4 \text{ [ pA / Hz}^{1/2} \text{]} \\ T &= 293 \text{ K} \end{aligned}$$

Los valores de  $e_n$  e  $i_n$  son los valores máximos que se pueden obtener cuando el amplificador INA114BP tiene una ganancia mayor a 100. El voltaje equivalente a la entrada para diferentes resistencias posibles del filtro será:

Resistencia [ $k\Omega$ ]	$e_{eq}$ [ nV / Hz <sup>1/2</sup> ]
10	22
50	45
100	68
200	110

Tabla 4.1 Variación del voltaje de ruido equivalente con la resistencia a la entrada.

Es evidente de la ecuación (4.17) que el voltaje equivalente de ruido es proporcional a la resistencia utilizada en el filtro. En la tabla 4.1 se observa que una resistencia mayor a los 200  $k\Omega$  generará un ruido mayor al 3% de la señal de corriente directa a medir (para el caso de una potencia de 1 [W]). Antes de elegir la resistencia se analizará otro factor.



#### 4.5 Error debido a las corrientes de polarización y desajuste.

Las corrientes de polarización se originan debido al paso de la corriente proveniente de la fuente de polarización por el colector de los transistores internos del amplificador operacional, esta corriente de colector genera las corrientes de polarización ( $I_B$ ) en la base de cada transistor. La relación entre ambas corrientes está dada por:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \quad (4.18)$$

Sin embargo la  $\beta$  de cada transistor no se mantiene constante, ésta es dependiente de la temperatura, por lo tanto la variación de la corriente de polarización en cada entrada del amplificador debida a la temperatura, se calculará:

$$\frac{dI_B}{dT} = -\left(\frac{1}{\beta} \cdot \frac{d\beta}{dT}\right) I_B \quad (4.19)$$

Debido a las diferencias existentes entre los transistores que componen un amplificador, las corrientes de polarización de cada entrada serán diferentes entre sí, esta diferencia es la corriente de desajuste ( $I_{OS}$ ), la cual se relaciona con las corrientes de polarización por la expresión:

$$I_{OS} = I_{B1} - I_{B2} \quad (4.20)$$

ya que cada corriente de polarización depende del valor de  $\beta$ , la corriente de desajuste también lo hará:

$$I_{OS} = \beta_1 I_C - \beta_2 I_C = \Delta\beta \cdot I_C = \frac{\Delta\beta}{\beta} I_B \quad (4.21)$$

Por lo tanto la corriente de desajuste también depende de la temperatura.

Para el INA114BP la variación, tanto de la corriente de polarización como de la corriente de desajuste es de  $\pm 8$  [ pA / °C ]. Las corrientes de desajuste pasarán por las resistencias de los filtros, esto generará un voltaje en las mismas, que puede ser comparable con el voltaje a medir. Tomando los valores máximos de corrientes se considera su influencia, con diferentes valores de resistencias, en la siguiente tabla:

Resistencia [kΩ]	Temperatura [°C]	Voltaje en la resistencia [μV]
10	0	18
50	0	90
200	0	360
10	30	20,4
50	30	102
200	30	408

Tabla 4.2 Variación del voltaje en las resistencias debida a la corriente de desajuste.



Los voltajes en las resistencias son muy grandes, comparados con el voltaje de la señal a amplificar, además la variación que sufren con el cambio de temperatura es considerable. La solución a este problema, y a los otros factores de error antes mencionados, se trata en el capítulo 6.

#### 4.6 Intervalo para la elección de las resistencias.

La figura 4.7 ilustra solo uno de los casos de la figura 4.4c, cuando la resistencia central en la película es de 1 [k $\Omega$ ], y para el intervalo de resistencias entre 40 y 200 [k $\Omega$ ].

Se eligió dicho intervalo debido a que con resistencias menores a 40 [k $\Omega$ ] el valor requerido de los capacitores es muy grande y un valor mayor de 200 [k $\Omega$ ] genera errores muy grandes, debidos a la corriente de desajuste.

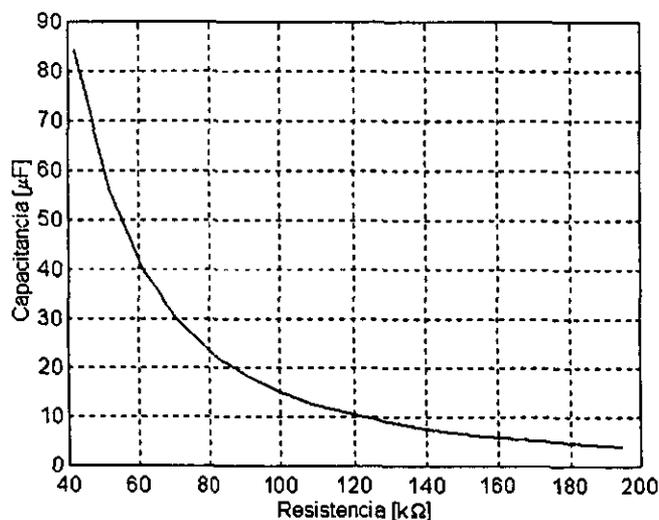


Figura 4.7 Restricción a los valores de resistencias y capacitores de los filtros.



#### 4.7 Referencias.

- [1] Operational Amplifiers. Design and Applications.  
GRAEMA, JERALD G., TOBEY GENE E..  
Editorial Mc.Graw-Hill.  
EE.UU., 1971
  
- [2] Integrated Circuits and Semiconductor Devices. Theory and Applications  
DEBOO, GORDON J..  
Editorial Mc.Graw-Hill.  
EE.UU., 1971.



## CAPÍTULO V

# **DETERMINACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE LOS FILTROS**



Para el diseño de los filtros fue necesario determinar lo más exactamente posible todas las variables que pudieran afectar el desempeño del sistema. Ya que la señal que se desea medir y amplificar es una señal de corriente directa muy pequeña, la cual se encuentra dentro de una señal de corriente alterna de gran amplitud, es necesario analizar que tan grande es la influencia de esta última en la medición de la señal de corriente directa. Además es necesario analizar la influencia de los voltajes de desajuste del amplificador de instrumentación en la medición de la señal de corriente directa. Dichos análisis proporcionarían la información necesaria para determinar los parámetros de filtrado de la señal de corriente alterna, reduciendo al máximo su influencia y permitiendo una medición confiable.

### 5.1 La caracterización del amplificador de instrumentación, tercera prueba.

La figura 4.3 del capítulo anterior ilustra el diagrama de conexiones entre el detector y el amplificador. Entre las terminales de salida del detector se encuentra el voltaje de corriente directa que se desea amplificar, pero cada una de estas terminales contiene una señal de corriente alterna, por lo tanto el amplificador de instrumentación recibirá la señal de corriente alterna en modo común, debido a lo cual fue necesario realizar una prueba adicional.

Esta prueba fue similar a las realizadas en el capítulo 3, se varió tanto la frecuencia como la amplitud de la señal de corriente alterna que entraba al amplificador. La figura 5.1 muestra las conexiones para dicha prueba y, los resultados se muestran en la figura 5.2.

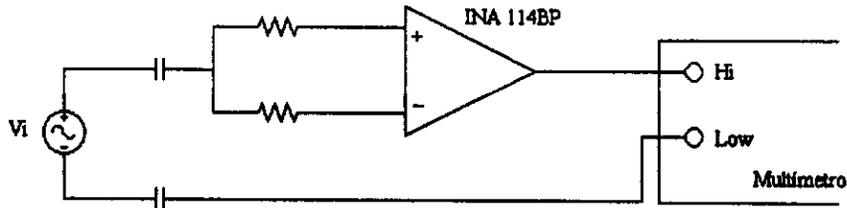


Figura 5.1 Diagrama de conexiones para la prueba de entrada en modo común al amplificador de instrumentación.

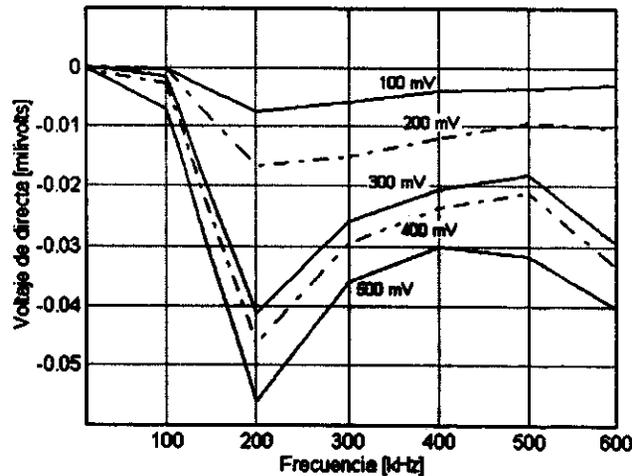


Figura 5.2 Voltaje de desajuste a la salida del amplificador de instrumentación.



Como se puede observar en los resultados de esta prueba, el voltaje de desajuste debido a la influencia de la señal de corriente alterna es mínimo a frecuencias menores a los 100 [kHz], después de esta frecuencia la amplitud de la señal de corriente alterna se vuelve el factor más importante a considerar y la amplitud donde las señales de alta frecuencia ejercen menor influencia es 100 [mV<sub>rms</sub>]. De lo anterior se pudo concluir que el error es proporcional a la amplitud de la señal de corriente alterna, por lo cual el debía lograrse el mínimo error posible reduciendo también, al mínimo, la amplitud de la señal de corriente alterna.

## 5.2 Diseño de los filtros paso-bajas.

Se requirió diseñar 2 filtros idénticos, cada uno de los cuales se localizaría en las terminales de salida del puente formado por las películas magnetorresistivas.

Para el diseño de los filtros se consideraron dos problemas primordiales, el primero fue la frecuencia a partir de la cual se necesitaba una buena precisión, el segundo fue la influencia de las señales de corriente alterna de amplitud mayor a 100 [mV<sub>rms</sub>]; por lo tanto, ya que se pretendía que el circuito trabajara con señales de más de 60 [Hz] se consideró que a partir de esta frecuencia la señal de alterna debería tener menos de 100 [mV<sub>rms</sub>] a la salida de los filtros.

De acuerdo con el capítulo 4 (sección 4.1) y, considerando que la máxima amplitud de interés para la presente investigación es 120 [V<sub>rms</sub>] la señal de corriente alterna máxima en las terminales de salida del puente es 6 [V<sub>rms</sub>] por lo tanto el orden 'n' de un filtro paso-bajas Butterworth, con frecuencia de corte en 6 [Hz] es:

$$n = \frac{1}{2} \cdot \frac{\log\left(\frac{1}{b^2} - 1\right)}{\log\left(\frac{\omega_s}{\omega_c}\right)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\log\left(\frac{1}{0.016^2} - 1\right)}{\log\left(\frac{60[\text{Hz}]}{6[\text{Hz}]}\right)} = 1.8 \quad (5.1)$$

Donde 'b' es el valor normalizado de amplitud que se desea a la frecuencia de supresión ( $\omega_s$ ) de 60 [Hz]. Cada filtro es de 2 etapas, sin embargo, realizando un análisis similar al de la sección 4.3 (solamente que en esta ocasión con un filtro de 2 etapas), resulta que para cumplir las restricciones se requieren resistencias de 5 [M $\Omega$ ], mismas que generarían un voltaje de ruido considerable a la entrada del amplificador de instrumentación, por lo cual prácticamente se estaría amplificando sólo ruido, en lugar del voltaje de corriente directa que es proporcional a la potencia de la carga.

Para cumplir con las restricciones se cambio de un filtro de 2 etapas a un filtro de 1 etapa y para tener la atenuación necesaria a la frecuencia de 60 [Hz] se redujo la frecuencia de corte. Dado que se usarían filtros de primer orden, se procede a su análisis.

La función de transferencia normalizada, de un filtro paso-bajas de primer orden es:

$$H(s) = \frac{1}{s + 1} \quad (5.2)$$

haciendo  $s = s/\omega_c$  para desnormalizar se obtiene:

$$H(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (5.3)$$



sustituyendo los valores de resistencia y capacitancia se obtiene:

$$H(s) = \frac{1}{RC} \frac{1}{s + \frac{1}{RC}} \quad (5.4)$$

de las ecuaciones 5.3 y 5.4 se obtiene:

$$\omega_c = 2\pi \cdot f_c = \frac{1}{RC} \quad (5.5)$$

Siguiendo las restricciones de la sección 4.6 se eligió el valor del capacitor, posteriormente, utilizando la ecuación (4.4) se calculó la resistencia y, finalmente, con la ecuación (5.5) se calculó la frecuencia de corte, resultando los siguientes valores:

$$\begin{aligned} C &= 11.3 \text{ } [\mu\text{F}] \\ R &= 115 \text{ } [\text{k}\Omega] \\ \omega_c &= 0.7695 \text{ } [\text{rad / seg}] \\ f_c &= 0.1225 \text{ } [\text{Hz}] \end{aligned}$$

La función de transferencia de cada filtro es:

$$H(s) = \frac{0.7695}{s + 0.7695} \quad (5.6)$$

La atenuación teórica del filtro es:

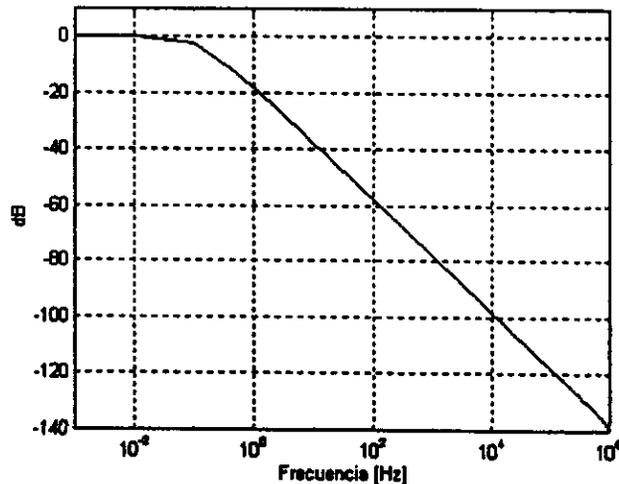


Figura 5.3 Atenuación teórica de cada filtro paso bajas.

Comparando la atenuación teórica con la práctica se obtiene la siguiente gráfica, donde la curva continua representa el comportamiento teórico de los filtros a la entrada del amplificador de



instrumentación; cabe aclarar que los asteriscos de la curva discontinua representan la frecuencia en la cual se llevaron a cabo mediciones.

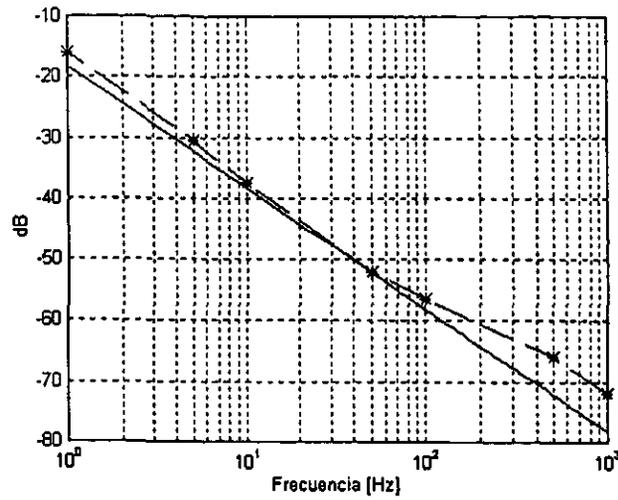


Figura 5.4 Atenuaciones teórica y práctica de los filtros.

Por otro lado, la impedancia de entrada de cada filtro es:

$$Z = R - j \frac{1}{\omega C} \quad (5.7)$$

La variación de la parte imaginaria de la impedancia del filtro, respecto a la frecuencia se muestra en la gráfica siguiente.

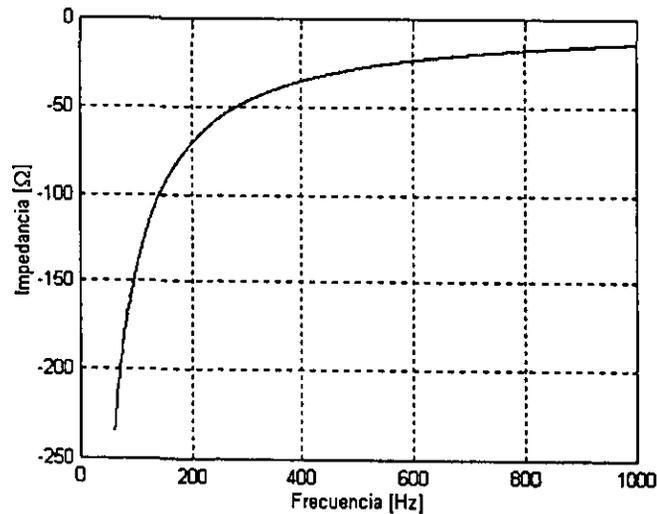


Figura 5.5 Parte imaginaria de la Impedancia del filtro.



Finalmente el desfase en las películas magnetorresistivas  $S_3$  y  $S_4$  (considerando los valores elegidos en los componentes del filtro y la ecuación (4.2)) del puente será:

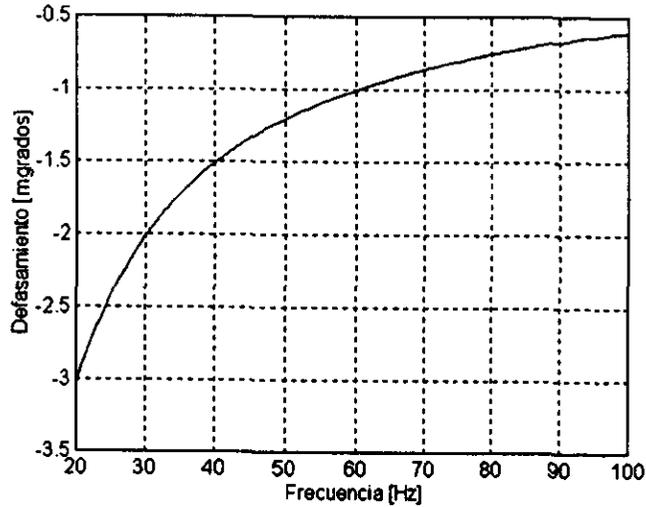


Figura 5.6 Defasamiento entre las señales de voltaje y corriente en las películas magnetorresistivas conectadas a los filtros.

### 5.3 Diseño del filtro paso-altas.

Fue necesario emplear un filtro paso-altas, dado que las diferencias entre los elementos obliga a tomar ciertas consideraciones que se describen en el siguiente capítulo. Se eligió una frecuencia de corte de 10 [Hz] y un orden dos. El circuito se muestra a continuación:

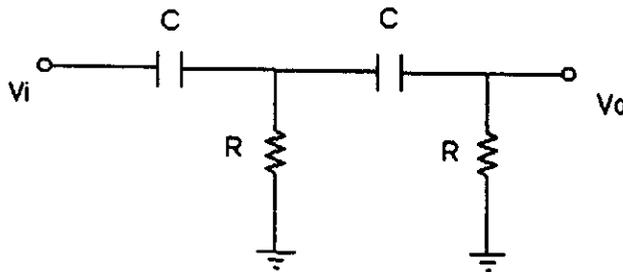


Figura 5.7 Filtro paso-altas de segundo orden.

Para facilitar el diseño del circuito, ambos capacitores tienen el mismo valor, a su vez las resistencias se hicieron iguales; analizando el circuito de la figura anterior, su función de transferencia es:

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + 3s\left(\frac{1}{RC}\right) + \frac{1}{(RC)^2}} \quad (5.8)$$



Por otro lado, la función de transferencia normalizada de un filtro paso-bajas de segundo orden, según la aproximación Butterworth, es:

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + \alpha s + 1} \quad (5.9)$$

haciendo  $s = \omega_c / s$  para obtener la función de transferencia de un filtro paso-altas de segundo orden se obtiene:

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + \alpha \omega_c s + \omega_c^2} \quad (5.10)$$

Comparando las ecuaciones (5.8) y (5.10), se concluye que el factor de amortiguamiento  $\alpha$  es igual a 3 y la frecuencia de corte  $\omega_c$  es igual a  $1/RC$ .

Considerando que la frecuencia de corte es 10 [Hz], es posible calcular el valor de los capacitores y resistencias a partir de la ecuación (5.11).

$$\omega_c = 2\pi(10) = \frac{1}{RC} \quad (5.11)$$

Se eligió un valor de capacitancia de 4.7 [ $\mu$ F] y sustituyéndolo en la ecuación anterior se obtiene el valor de la resistencia, éste fue de 3386 [ $\Omega$ ]. Se aproximó este valor a 3.3 [k $\Omega$ ].

Sustituyendo dichos valores en la ecuación (5.8), la función de transferencia del circuito es:

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + 193.42s + 4156.96} \quad (5.12)$$

De la ecuación anterior, se obtiene la siguiente gráfica:

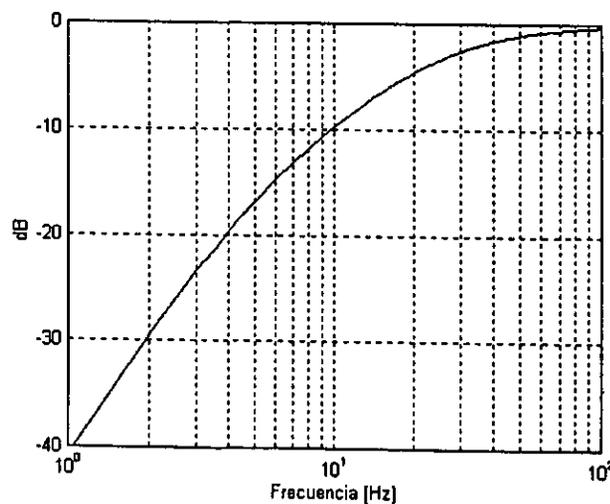


Figura 5.8 Comportamiento teórico del filtro paso altas.



Una vez determinados los valores de capacitancia y resistencia del filtro se implementó el circuito, con lo que fue posible comparar su comportamiento teórico y práctico, dicha comparación se muestra en la gráfica siguiente.

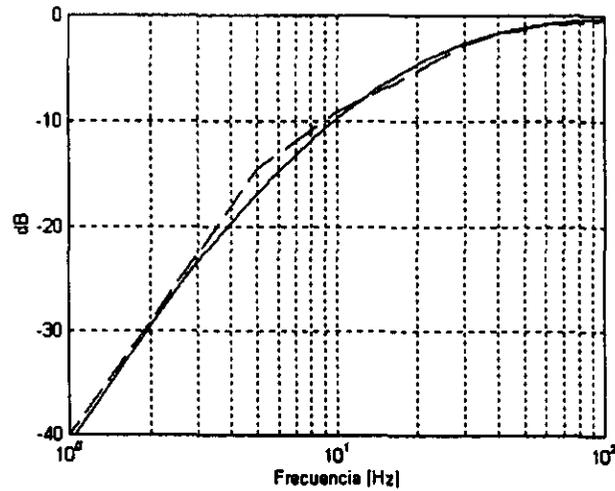


Figura 5.9 Comparación de resultados teóricos y experimentales del filtro paso-altas.

La curva discontinua representa el comportamiento práctico del filtro, mientras que la continua representa el comportamiento teórico.

También es importante conocer la variación de la impedancia del filtro con respecto a la frecuencia, así que calculando la impedancia equivalente entre la terminal de entrada del circuito y tierra (ver figura 5.7) se tiene:

$$Z_{eq}(\omega) = \frac{R + 2\omega^2 R^3 C^2}{1 + 4\omega^2 R^2 C^2} - j \left( \frac{1 + 5\omega^2 R^2 C^2}{\omega C + 4\omega^3 R^2 C^3} \right) \quad (5.13)$$

La representación gráfica del comportamiento de la magnitud y fase de dicha impedancia con respecto a la frecuencia es:

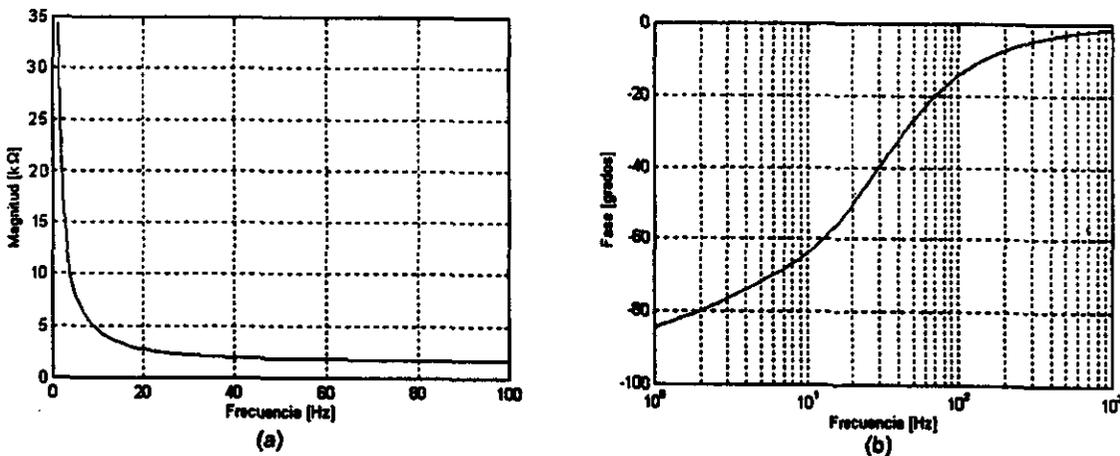


Figura 5.10 Impedancia equivalente del filtro paso-altas.



---

Se puede observar que para una señal de corriente directa este circuito se comporta como circuito abierto, conforme aumenta la frecuencia el circuito presenta una impedancia menor y el comportamiento se aproxima al de una resistencia, ya que el ángulo de la fase de la impedancia tiende a cero.



#### 5.4 Referencias.

- [1] Analog and Digital Filters: Design and Realization.  
LAM, HARRY Y-F.  
Editorial Prentice Hall.  
EE.UU., 1979
  
- [2] Investigación de No Linealidades en los Amplificadores de Instrumentación Utilizados con Detectores Magnetorresistivos.  
GABRIELA GUTIÉRREZ CID, FRANCISCO TORRES BENÍTEZ, VALERI VOUNTESMERI GIENCO.  
XIII Congreso de Instrumentación de la Sociedad Mexicana de Instrumentación.  
México, 1998



## CAPÍTULO VI

# IMPLEMENTACIÓN DEL PROTOTIPO



## 6.1 Atenuación de las señales de ruido.

Como se explicó en la sección 4.5, el ruido generado en el amplificador de instrumentación depende tanto de las resistencias que estén conectadas a sus terminales de entrada como de la temperatura. Por lo tanto, fue necesario tener en cuenta la influencia que estas señales de ruido tendrían en las mediciones.

De la tabla 4.2 se concluyó que el voltaje debido al ruido, es comparable con la señal de corriente directa a medir (y a amplificar); lo anterior obligó a diseñar otra etapa en la cual se reducirán dichas señales de ruido a niveles que no causen un error considerable. De esta manera el amplificador tuvo en un inicio la siguiente configuración:

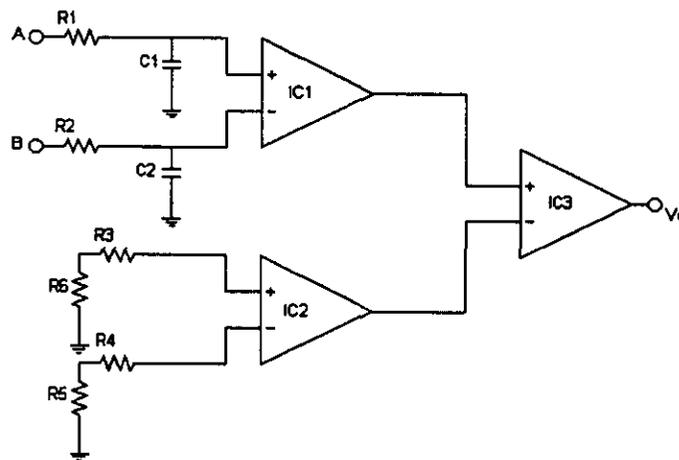


Figura 6.1 Circuito amplificador con atenuador de ruido.

En la figura 6.1  $IC1$ ,  $IC2$  e  $IC3$  representan amplificadores de instrumentación INA114BP. Debido a las consideraciones explicadas en la sección 5.3 fue necesario conectar un filtro paso bajas en cada una de las terminales de entrada de  $IC1$ ; recordando que dichos filtros están conectados a los puntos A y B del puente de Wheatstone (ver figura 4.3), es de esperarse que  $R1$ ,  $R2$ ,  $R3$  y  $R4$  generen una señal de ruido importante a la entrada de  $IC1$ , dicho ruido será obviamente amplificado por  $IC1$ .

El circuito formado por  $IC2$ ,  $R3$ ,  $R4$ ,  $R5$  y  $R6$  funciona como una fuente de ruido generado bajo las mismas condiciones que en  $IC1$ , es decir,  $R5$  y  $R6$  generan aproximadamente la misma señal de ruido que  $R3$  y  $R4$ . Cabe aclarar que  $IC1$  e  $IC2$  fueron probados previamente con el fin de buscar un comportamiento similar; sin embargo no es posible asegurar un comportamiento idéntico; por lo cual, para tratar de obtener señales lo más parecidas posible entre sí, a la salida de  $IC1$  e  $IC2$ , las ganancias de los mismos son: 1003 y 1516 respectivamente.

Fundamentalmente se busca reducir la señal de ruido, lo cual se logra casi por completo al conectar en modo común las señales (muy parecidas entre sí) que vienen de  $IC1$  e  $IC2$ , a la entrada de  $IC3$ .

Sin embargo, es imposible que las señales provenientes de  $IC1$  e  $IC2$  sean idénticas, por lo que no es factible eliminarlas del todo; aunado a lo anterior, las variaciones de temperatura influyen de manera diferente en  $IC1$  y en  $IC2$ , por lo que a la salida de  $IC3$ , cuya ganancia es de 10, existía una señal que oscilaba entre -120 y -150 [mV], esa variación de 30 [mV], es una señal



de error que equivale a una potencia de 1 [W], este error resulta significativo en mediciones a menos de 50 [W]. Cabe aclarar que al implementar el circuito, se buscó que todos los elementos estuvieran lo menos separados posible, con el fin de evitar diferencias de temperatura considerables entre dichos elementos, ya que como se puede observar en la ecuación (4.17), el ruido depende también de la temperatura.

## 6.2 Atenuación de las señales parásitas de corriente alterna.

A pesar de que los dispositivos usados en este circuito son de precisión, existe una diferencia en el comportamiento de los filtros a la entrada de IC1, lo que provoca que exista una señal de corriente alterna, amplificada, a la salida de IC1 y dado que no hay una señal similar proveniente de IC2, dicha señal sería amplificada también por IC3, restándole confiabilidad a la medición final de la señal de corriente directa (ver sección 5.1).

Debido a lo anterior, fue necesario tratar de eliminar la señal de corriente alterna a la entrada de IC3. El implementar otro filtro paso bajas en ese punto significaría introducir otra fuente de ruido, lo que generaría una vez más una señal de error y, al no ser posible eliminar totalmente dicha señal de corriente alterna, se decidió buscar una trayectoria que opusiera menor resistencia al paso de dicha señal de corriente alterna y que a su vez no permitiera el paso de la señal de corriente directa. Una opción para reducir la señal de corriente alterna se muestra en el circuito de la figura 6.2.

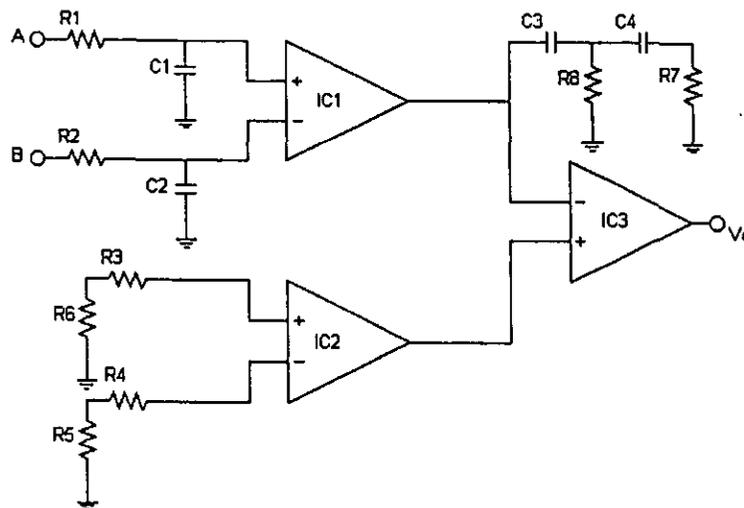


Figura 6.2 Circuito con filtro.

El análisis del circuito que se agregó, se enuncia en la sección 5.4, donde también se muestran gráficas de la variación de la impedancia de dicho circuito, misma que no es comparable a la de entrada del amplificador ( $10^{10} \Omega[1]$ ).



### 6.3 Reducción del error a la salida del circuito.

El filtro paso-altas implementado en la sección 6.2, no resultó ser la mejor opción, ya que observando la figura 6.2 se concluye que al no haber en cada una de las entradas de  $IC3$  la misma impedancia, existiría un desbalanceo que provocaría una vez más, señales de ruido desiguales en las entradas de  $IC3$ , diferencia que sería amplificada por el mismo. Sin embargo, la necesidad de reducir la señal de corriente alterna seguía presente, por lo cual se utilizó el circuito de la figura 6.3, éste tiene como función eliminar la señal de corriente alterna sin provocar ningún desbalanceo en la etapa anterior; a su vez, elimina la señal parásita de corriente directa resultado de las diferencias provocadas por las características propias de  $IC1$  e  $IC2$  (sección 6.1).

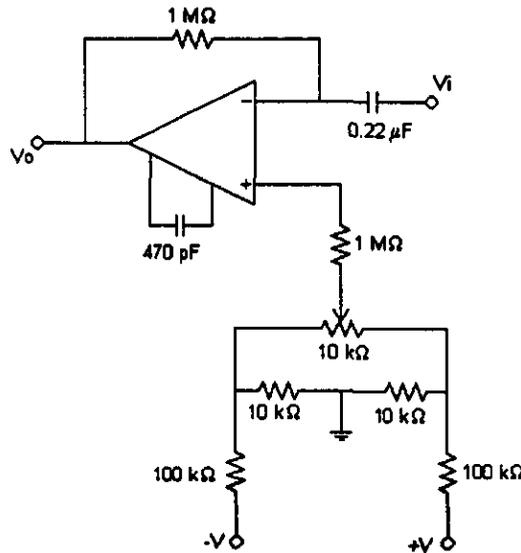


Figura 6.3 Circuito atenuador de señales parásitas.

El circuito anterior tendrá como entrada la salida del amplificador  $IC3$  del circuito de la figura 6.1 y su salida estará conectada a la referencia del mismo amplificador  $IC3$ .

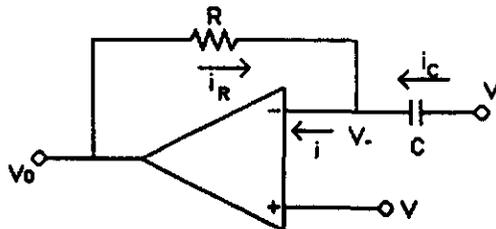


Figura 6.4 Amplificador en configuración derivadora.

Primeramente se analizará el circuito de la figura 6.4, mismo que forma parte del circuito atenuador de señales parásitas. Haciendo suma de corrientes en  $V_-$  :

$$(6.1)$$



considerando los voltajes y las impedancias de la ecuación anterior se obtiene:

$$\frac{V_i - V_-}{\frac{1}{sC}} + \frac{V_o - V_-}{R} = 0 \quad (6.2)$$

Idealmente la salida de un amplificador operacional es:

$$V_o = G(V - V_-) \quad (6.3)$$

despejando  $V$  de la ecuación anterior, y sustituyéndolo en la ecuación (6.2):

$$sCV_i - sC\left(V - \frac{V_o}{G}\right) + \frac{V_o}{R} - \left(\frac{V}{R} - \frac{V_o}{RG}\right) = 0 \quad (6.4)$$

considerando una ganancia infinita:

$$sCV_i - sCV + \frac{V_o}{R} - \frac{V}{R} = 0 \quad (6.5)$$

despejando  $V_o$ :

$$V_o = V(1 + sCR) - sCRV_i \quad (6.6)$$

dado que  $V$  es constante, el voltaje a la salida es:

$$V_o = V - sCRV_i \quad (6.7)$$

De la ecuación (6.7) se observa que la señal de salida  $V_o$ , será la derivada de  $V_i$  con signo opuesto y adelantada 90 grados. Es decir, si  $V_i$  es una señal senoidal,  $V_o$  será una señal senoidal negativa. Esta señal  $V_o$  es la referencia en IC3, y  $V_i$  será a su vez la salida de dicho circuito, por lo que una se opondrá a la otra cancelándose entre sí.

#### 6.4 Amplificación por medio de un amplificador de instrumentación.

El amplificar la señal de corriente alterna por medio de tres amplificadores tiene algunas ventajas, la ganancia puede llegar a  $10^8$ , reduce la amplitud del ruido considerablemente y, obteniendo dos amplificadores cuyas variaciones de corrientes de desajuste, debidas a cambios de temperatura sean muy similares, se obtendría inmunidad contra el ruido. Sin embargo los amplificadores con los que se experimentó diferían considerablemente en su comportamiento con respecto a la temperatura, es decir con pequeñas variaciones de temperatura (0.5 °C) un amplificador incrementaba su error mientras que el otro lo reducía, resultando una diferencia entre ambos errores, a pesar de que dicha diferencia podía regularse a la salida del tercer amplificador,



reduciendo el error, una nueva variación en la temperatura, aún cuando fuera pequeña, cambiaba por completo las condiciones antes establecidas, por lo cual, durante los experimentos se tenía una oscilación considerable, que no permitía medir valores exactos, restando confiabilidad al diseño. Finalmente se utilizó la siguiente configuración.

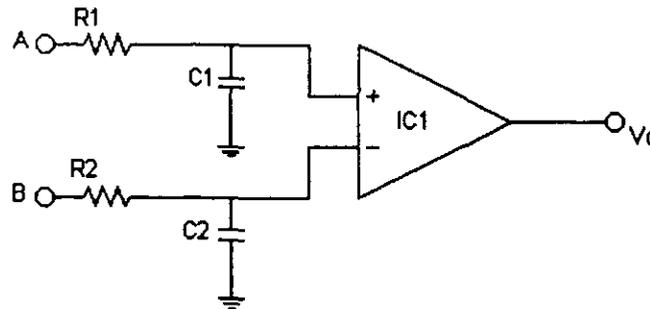


Figura 6.5 Circuito para experimentación.

Los valores de resistencias y capacitores en la etapa de filtrado son los mismos que los calculados en el capítulo 5. Se utilizó un potenciómetro de 100  $[\Omega]$  que permitió variar la ganancia entre 500 y 10,000. Este diseño resultó ser mucho más estable ya que la variación del error debida a cambios de temperatura fue mucho más pequeña por depender sólo de un amplificador, por lo que dicha variación no afectó las mediciones. Por otro lado el error debido a las corrientes de desajuste y polarización fue de gran amplitud dado que no existe compensación alguna, sin embargo éste puede reducirse con el circuito que se muestra en la siguiente sección.

### 6.5 Reducción del error de corriente directa.

Si la señal de corriente alterna a la salida del circuito amplificador no es de gran amplitud, entonces se puede prescindir de una etapa que tenga que atenuarla, es decir, se puede quitar la retroalimentación a través del capacitor en el circuito reductor del error de la figura 6.6, dado que las mediciones de señales de corriente directa no serían afectadas por las señales de corriente alterna (sección 5.1). Basándose en lo anterior y después de hacer pruebas con el circuito de la figura 6.5 se concluyó que no era necesario atenuar una señal de corriente alterna.

Sin embargo aún era necesario reducir el error de corriente directa. Para reducir dicho error se utilizó el circuito de la figura 6.6, el cual se basa en el circuito de la figura 6.3. Dicho circuito tiene ganancia unitaria, esto es, el voltaje de la señal de la terminal no inversora será el mismo que aquel a la salida del amplificador. La salida de dicho circuito fue conectada a la terminal de referencia del amplificador.

Para atenuar la señal parásita de corriente directa, se ajusta el voltaje de la terminal no inversora del amplificador operacional, hasta que dicha señal sea de la misma magnitud y de signo opuesto a la señal parásita, lo anterior se logra con el uso del potenciómetro del divisor de voltaje a la entrada de la misma terminal.



## 6.7 Referencias.

- [1] Burr-Brown IC Data Book.  
Linear Products.  
Burr Brown.  
EE.UU., 1995
- [2] Introduction to Operational Amplifiers Theory and Applications.  
JOHN V. WAIT, LAWRENCE P. HUELSMAN, GRANINO A. KORN.  
Editorial McGraw-Hill  
2ª edición.  
EE.UU., 1992.
- [3] Electronics Engineers' Handbook.  
DONALD G. FINK, DONALD CHRISTIANSEN.  
Editorial McGraw-Hill  
3ª edición.  
EE.UU., 1975.
- [4] <http://mot-sps.com/books/current.html> Revisión 51.



## CAPÍTULO VII

# RESULTADOS



### 7.1 Diseño del experimento simulando el detector magnetorresistivo.

Para simular el comportamiento del detector magnetorresistivo se usó un puente formado por cuatro resistencias de precisión, al cual se conectó un generador de funciones, una fuente de corriente directa con resolución de nanovolts y el circuito diseñado para amplificar (Capítulo 6). La siguiente figura muestra el diagrama de conexiones.

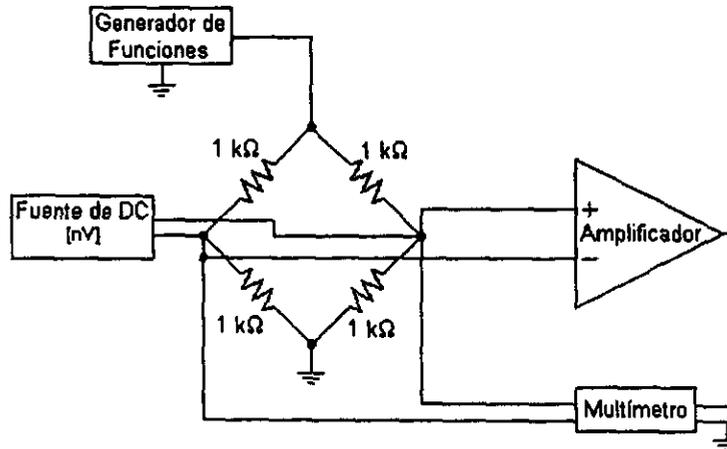


Figura 7.1 Circuito de prueba simulando un detector magnetorresistivo.

Con el circuito anterior se introdujeron al amplificador señales de voltaje de corriente directa de magnitud muy reducida (microvolts) junto con una señal de corriente alterna de gran amplitud (volts), similares a las que proporciona un detector magnetorresistivo. El multímetro usado y analizado previamente (sección 3.5.1), tiene una resolución de 10 [nV], de forma que al hacer mediciones de voltajes del mismo orden, las lecturas eran inestables. Por lo tanto se decidió que la señal de corriente directa más pequeña con la cual se trabajaría sería de 15 [ $\mu$ V]; quedando un intervalo de voltajes a la entrada del amplificador entre 15 y 900 [ $\mu$ V]. El potenciómetro que determina la ganancia del amplificador se ajustó a 5 [ $\Omega$ ] para tener una ganancia de 10 000.

Se tomaron lecturas tanto a la entrada como a la salida del amplificador; primero, teniendo como entrada sólo la señal de corriente directa (como se muestra en la figura 7.2). Posteriormente se incluyó una señal de corriente alterna de 7.071 [ $V_{rms}$ ]. Como era necesario conocer la respuesta del amplificador para señales de corriente alterna de diferentes frecuencias, se hicieron pruebas a 60 [Hz]; 1, 10 y 100 [kHz] y, 1 y 2 [MHz].

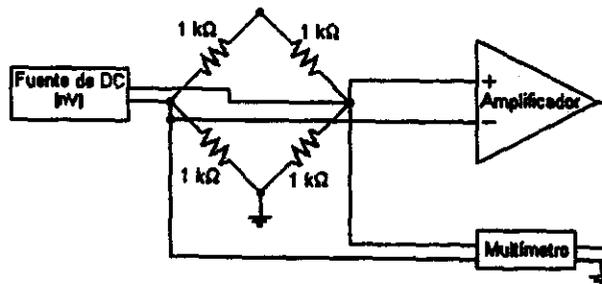


Figura 7.2 Circuito para prueba sin señal de corriente alterna.



## 7.2 Evaluación del diseño final.

En cada una de las siguientes figuras se compara lo obtenido a la salida del amplificador teniendo como entrada solamente la señal de corriente directa (línea unida con 'o'), con los resultados obtenidos cuando se agregó una señal de corriente alterna (línea unida con '+'). En la gráfica superior aparecen los resultados de todo el intervalo de voltajes de entrada, mientras que la inferior muestra a detalle los resultados para los voltajes de entrada menores a 0.15 [mV].

En las gráficas se observa que el amplificador presenta un comportamiento casi lineal cuando en la entrada se aplica sólo la señal de corriente directa; cuando las dos señales (corriente directa y corriente alterna) están presentes en la entrada el comportamiento no presenta cambios significativos en el intervalo de 60 [Hz] a 100 [kHz].

Por otro lado, a partir de 1 [MHz] el error aumenta, sin embargo la señal permanece lineal, es decir el error es constante, razón por la cual en las mediciones hechas a partir de esta frecuencia sólo debe tomarse en cuenta este error como un factor que debe sumarse a las lecturas finales.

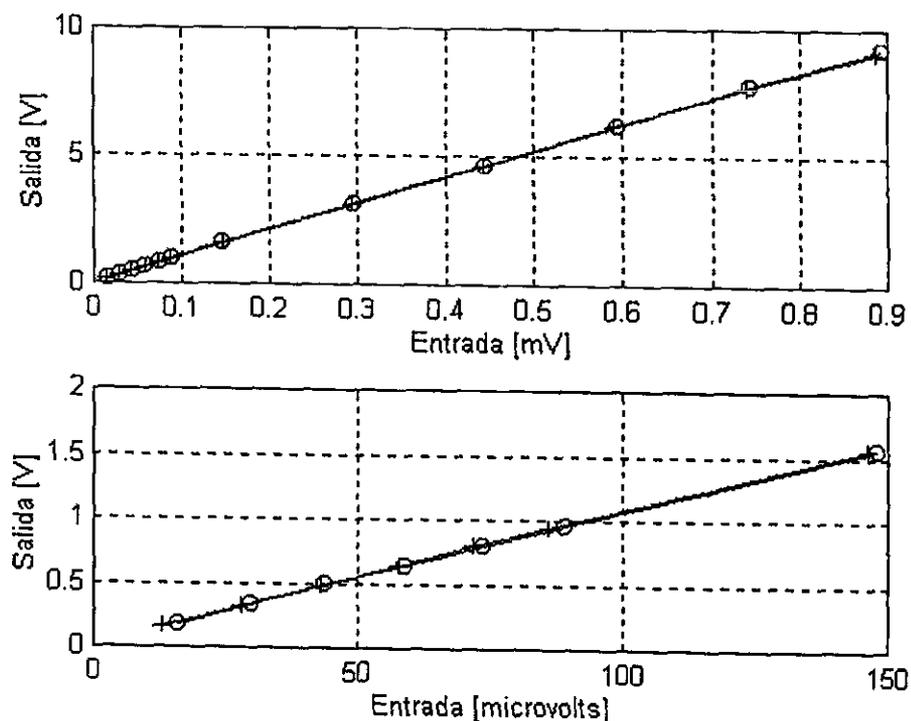


Figura 7.3 Comparación de los resultados teniendo como entrada únicamente la señal de corriente directa con los obtenidos al agregar una señal de corriente alterna de 60 [Hz].

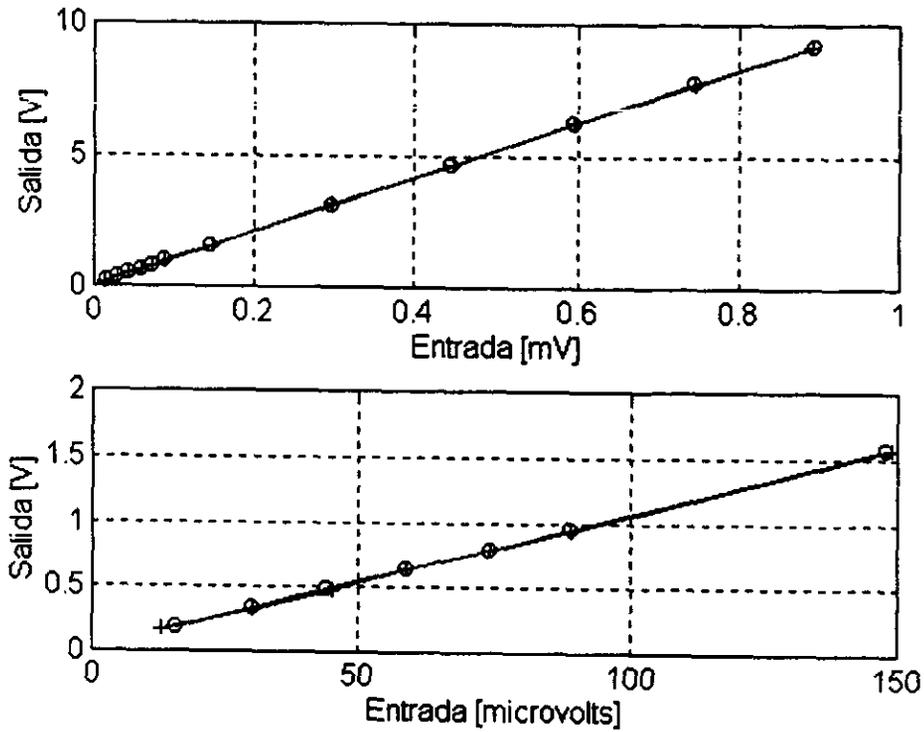


Figura 7.4 Comparación de los resultados teniendo como entrada únicamente la señal de corriente directa con los obtenidos al agregar una señal de corriente alterna de 1 [kHz].

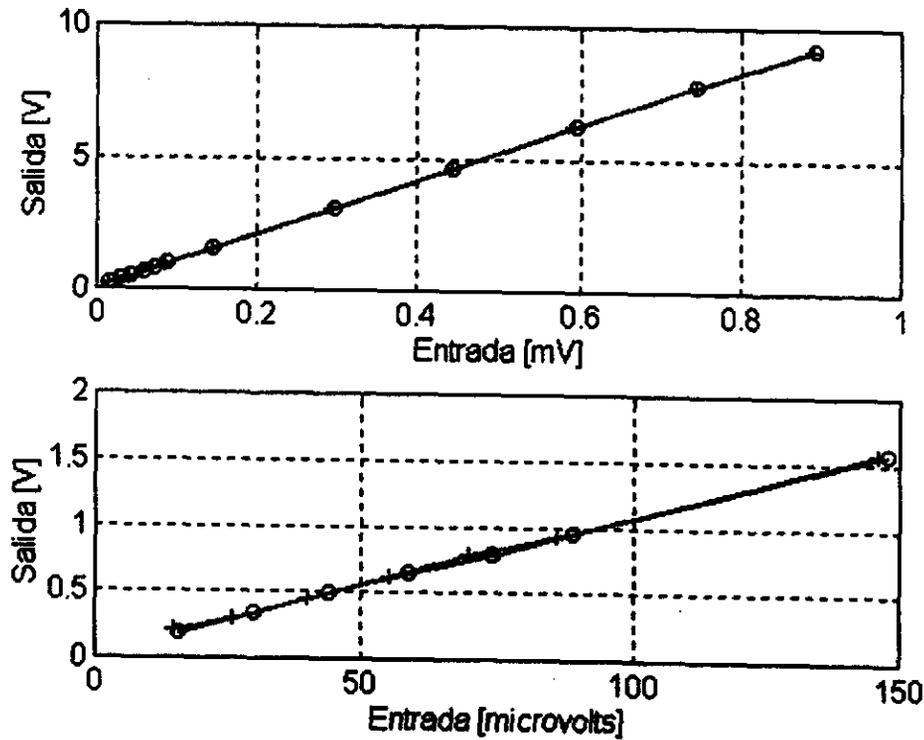


Figura 7.5 Comparación de los resultados teniendo como entrada únicamente la señal de corriente directa con los obtenidos al agregar una señal de corriente alterna de 10 [kHz].

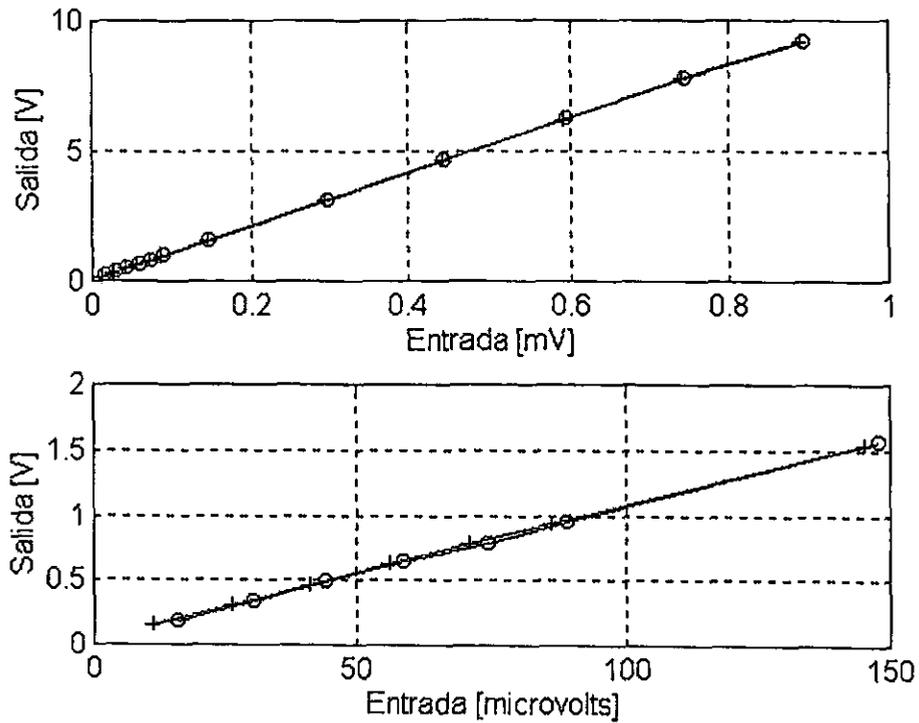


Figura 7.6 Comparación de los resultados teniendo como entrada únicamente la señal de corriente directa con los obtenidos al agregar una señal de corriente alterna de 100 [kHz].

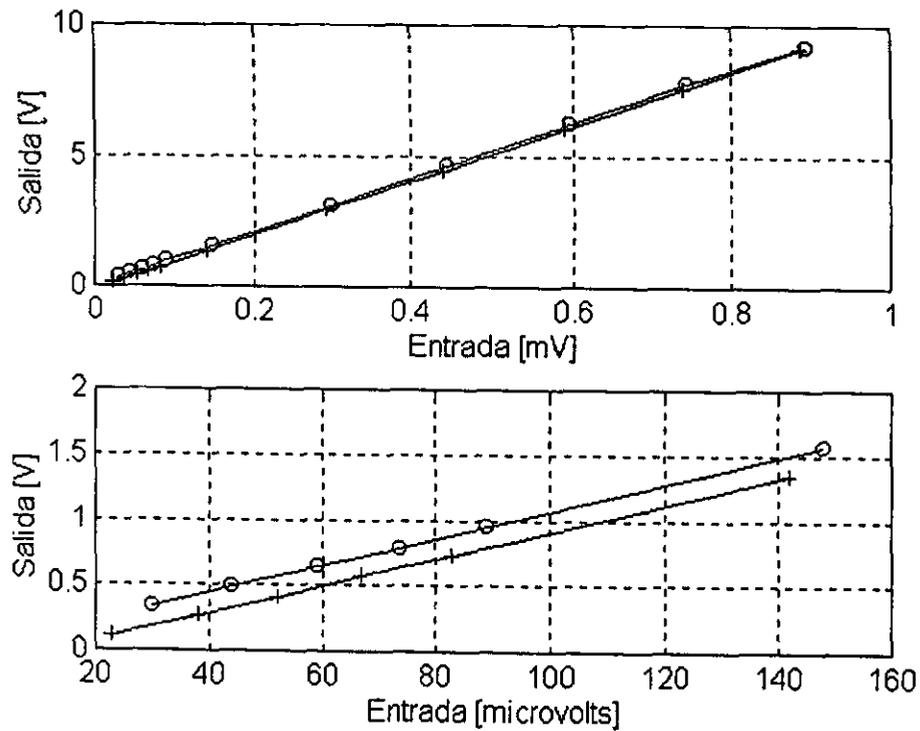


Figura 7.7 Comparación de los resultados teniendo como entrada únicamente la señal de corriente directa con los obtenidos al agregar una señal de corriente alterna de 1 [MHz].

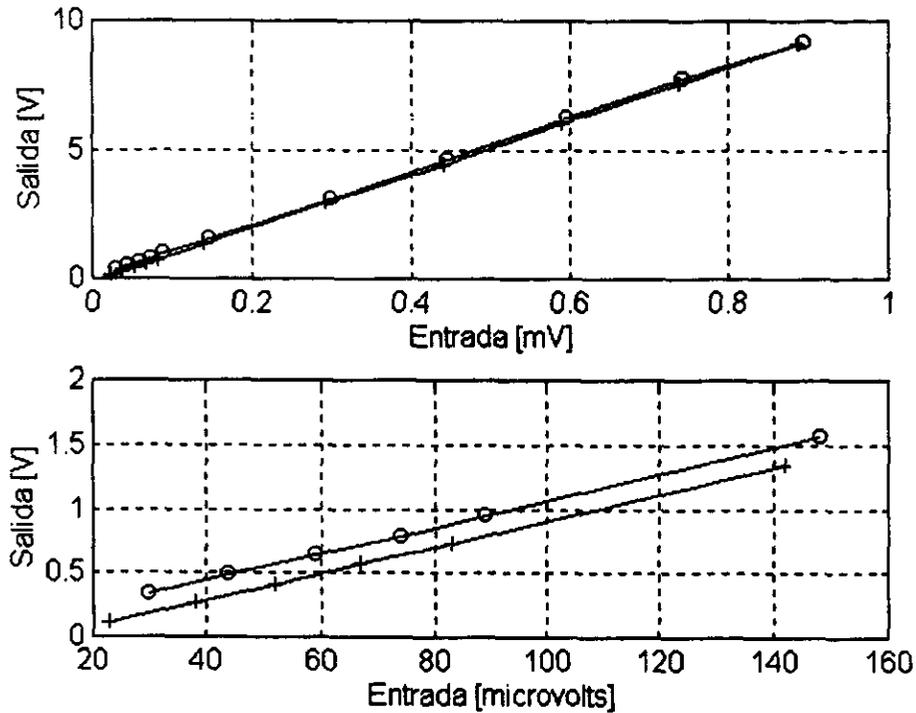


Figura 7.8 Comparación de los resultados teniendo como entrada únicamente la señal de corriente directa con los obtenidos al agregar una señal de corriente alterna de 2 [MHz].

### 7.3 Evaluación del diseño final conectado al detector magnetorresistivo.

Se realizaron tres pruebas, la primera tuvo como objetivo comprobar la linealidad del sistema propuesto. Teniendo como entrada una señal con frecuencia constante e igual a 1 [kHz]; se ajustó la ganancia del diseño final del amplificador para definir una constante "k" con un valor de 0.1 [V/W] lo que implica una equivalencia de 1 [V] por 10 [W]. Esta constante "k", representa un factor de conversión, es decir, indica cuantos Watts representa cada Volt. En la figura 7.9 se muestra el diagrama de conexiones usado para esta prueba.

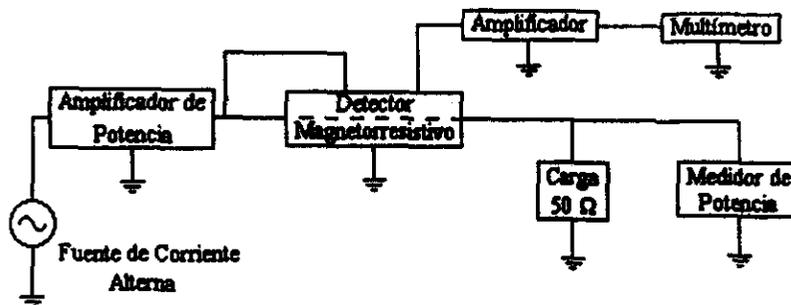


Figura 7.9 Diagrama de conexiones para la primera y segunda prueba del amplificador con el detector magnetorresistivo.



En este primer experimento se usó un amplificador de potencia (cuyo análisis se muestra en el apéndice A), éste entrega una potencia máxima de 45 [W] a una carga de 50 [ $\Omega$ ], considerando estas condiciones, se hicieron mediciones en el intervalo de 0 [W] a 45 [W] en pasos de aproximadamente 2 [W]. Para medir dicha potencia, se empleó un medidor que basa su funcionamiento en la medición del cambio de temperatura (mediante un termopar) de una resistencia (este tipo de medidores se describen más a detalle en el capítulo 1). Los resultados de esta prueba se muestran en la gráfica siguiente.

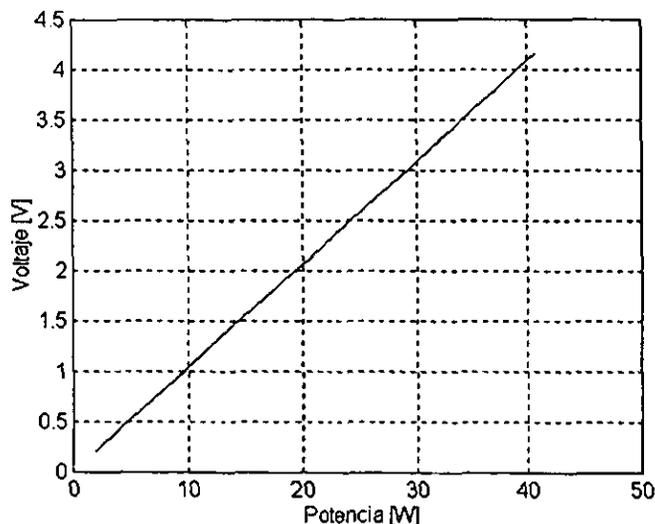


Figura 7.10 Resultados del primer experimento.

Se puede observar que el sistema tiene una respuesta completamente lineal. Por otro lado, se verificó el valor práctico de la constante "k" que resultó ser: 0.1036 [V/W].

La segunda prueba tuvo como finalidad comprobar que el valor de "k", se mantiene razonablemente constante a lo largo del intervalo de frecuencia de 20 [Hz] a 141 [kHz]. El circuito para este experimento, fue el mismo que el del experimento anterior. Los resultados se muestran a continuación.

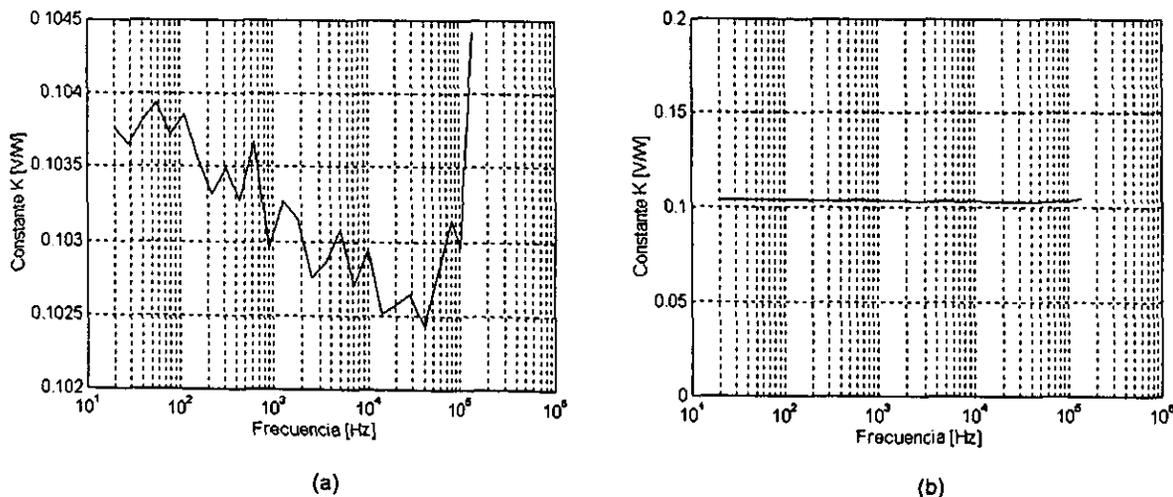


Figura 7.11 Resultados de la segunda prueba, a) Escala reducida, b) Escala ampliada.



En la gráfica de la izquierda se muestra a detalle la variación del factor "k" con respecto a la frecuencia, dicha variación podrá parecer considerable, sin embargo hay que notar que la escala en el eje de las ordenadas es muy reducida, la máxima variación es de 0.002 [V/W]. La gráfica de la derecha muestra la misma variación del factor "k" con una escala mucho mayor en las ordenadas, demostrando que el factor "k" se mantiene prácticamente constante.

La tercera prueba consistió en comprobar que el detector magnetorresistivo sólo mide potencia activa, con este fin se midió el factor de calidad de un capacitor, esto es, el dispositivo es capaz de medir las pérdidas en una carga reactiva, dichas pérdidas son potencia activa que consume el capacitor. Esta prueba es una de las posibles aplicaciones de los detectores magnetorresistivos.

El circuito utilizado para esta prueba se muestra en la siguiente figura.

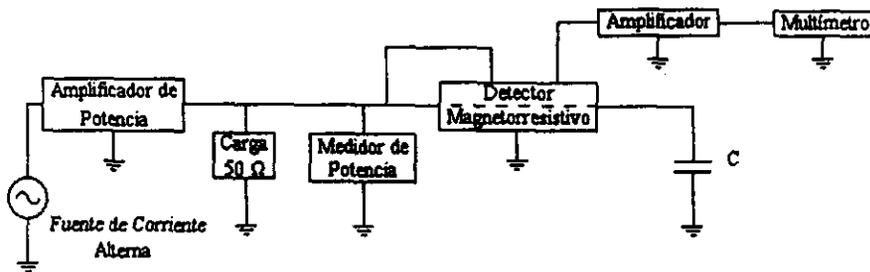


Figura 7.12 Circuito para medir el factor de calidad.

La potencia en la carga de 50 [ $\Omega$ ] depende de la siguiente ecuación:

$$P = \frac{V^2}{R} \quad (7.1)$$

La potencia reactiva en el capacitor:

$$Q = \omega C \cdot V^2 \quad (7.2)$$

De ambas ecuaciones se obtiene:

$$C = \frac{Q}{PR\omega} \quad (7.3)$$

Los parámetros que se eligieron fueron:

$$\begin{aligned} Q &= 30 \text{ [ VAR ]} \\ P &= 30 \text{ [ W ]} \\ \omega &= 2000 \pi \text{ [ rad / s ]} \end{aligned}$$

Por otro lado,

$$R = 50 \text{ [ } \Omega \text{ ]}$$

ya estaba definido. Resultando que el capacitor debía de ser de 3 [ $\mu\text{F}$ ].



Primeramente se midió la potencia que disipaba el capacitor cuando la carga consumía 30 [W], el resultado de esta medición fue 13 [mV]. Posteriormente se regreso al circuito de la figura 7.9 y se midió la potencia en la resistencia sin cambiar la amplitud del voltaje de entrada, el resultado de esta medición fue 0.7663 [V]. El factor de calidad resulta de la división:

$$Q = \frac{0.7663 V}{13 mV} = 58.94 \quad (7.4)$$

Cabe mencionar que previamente se midió bajo las mismas condiciones, el factor de calidad de dicho capacitor, obteniéndose un valor de  $Q = 63.8$ , resultando un porcentaje de error del 7.6 %. De lo anterior se concluye que este medidor es capaz de funcionar correctamente en presencia de una carga reactiva muy grande.

## 7.4 Resultados.

Los resultados presentados anteriormente, son el producto de una serie de pruebas y razonamientos llevados a cabo a lo largo de esta investigación. Haciendo una recapitulación de dicho proceso, se tiene lo siguiente:

La salida del detector magnetorresistivo se compone de una señal de corriente directa de magnitud muy pequeña y, de una señal de corriente alterna de gran amplitud, comparada con la de corriente directa. Es de particular interés medir esta señal ya que en este caso, representa información relacionada con la potencia que se quiere cuantificar por medio de los detectores magnetorresistivos; como primera opción, se pensó en usar sólo el multímetro HP3458-A, cuya resolución permite tomar mediciones hasta de décimas de nanovolt; sin embargo, al caracterizarlo, se observó un comportamiento inestable en relación a la frecuencia de la señal de corriente alterna, además de que la magnitud del error es comparable a la de la señal de corriente directa a medir. De lo anterior surge la necesidad de un amplificador con características que permitieran reducir la influencia de la frecuencia de la señal de corriente alterna y que proporcionara a la salida información que fuera fácil de relacionar con el parámetro a medir.

La caracterización del multímetro incluyó dos pruebas, una con entrada de corriente alterna simétrica, la cual arrojó los resultados mencionados en el párrafo anterior y otra que consistió en realizar mediciones con una entrada de corriente alterna asimétrica. En esta última prueba se notó la influencia de las señales de corriente alterna en el multímetro; en conclusión, sería necesario atenuar dicha señal de corriente alterna para minimizar su influencia.

De lo anterior surge la necesidad de encontrar un dispositivo que permitiera amplificar la señal de corriente directa lo más confiablemente posible, es decir que el desajuste generado por dicho dispositivo fuera el mínimo; además, para poder atenuar la señal de corriente alterna, sería necesario un dispositivo con un gran rechazo al modo común. De lo anterior se dedujo que los amplificadores operacionales no son la mejor opción, por sus altos voltajes de desajuste. Después de analizar algunos amplificadores de instrumentación, cuyo desempeño fuera superior al de los amplificadores operacionales, se eligió el amplificador de instrumentación INA-114BP.

Una vez escogido el dispositivo a utilizar, el siguiente paso fue caracterizarlo, para lo cual se llevaron a cabo tres pruebas. De las dos primeras se concluyó que la amplitud de las señales de corriente alterna en modo diferencial influye grandemente en el voltaje de desajuste (*offset*) del amplificador, lo cual se traduce en un error en las mediciones. De la tercera prueba se dedujo que en modo común la amplitud de una señal de corriente alterna que entra al amplificador, también



influye. Cabe notar que con una entrada en modo diferencial la influencia es mucho mayor que con una en modo común. En general cuando la señal de corriente alterna entra en modo común y es menor a 100mV su influencia es prácticamente nula.

Debido a que las señales de corriente alterna deben entrar en modo común (siendo muy parecidas entre si se pueden atenuar más) y, sabiendo el nivel al que deben atenuarse para su mínima influencia, se concluye que los filtros deben ser también muy parecidos.

Estos filtros se implementarían mediante circuitos RC (R no debe ser muy grande, ya que su valor podría ser comparable a la impedancia de entrada del amplificador, además de generar un voltaje de ruido), los cuales alterarían la impedancia equivalente del detector magnetorresistivo, ocasionando un defasamiento entre las señales de voltaje y corriente (a partir de las cuales se mide la potencia) dando resultados erróneos. Analizando el problema se estableció un límite dentro del cual el defasamiento ocasionaría un error mínimo en la medición. A partir de lo anterior y mediante un análisis matemático se establecieron condiciones para los elementos de los filtros. Una vez definidos los valores de los elementos (figura 4.4c) queda establecida la frecuencia de corte de los filtros. Se llevaron a cabo pruebas a los filtros las cuales confirmaron el comportamiento teórico establecido.

El siguiente paso en la investigación fue unir las etapas de filtrado y amplificación. Se probó con distintas configuraciones, buscando el mejor desempeño (voltajes de desajuste, estabilidad e inmunidad a cambios de temperatura) lo que llevó a un diseño con un amplificador (figura 6.3).

Había que agregar una etapa más con el objeto de ajustar la salida del amplificador a cero, lo cual se hizo mediante un diseño sugerido en las hojas de especificaciones del amplificador INA114BP. Cabe aclarar que el uso de potenciómetros de precisión es la mejor opción. El diseño final es el mostrado en la figura 6.7.



## CAPÍTULO VIII

# CONCLUSIONES



## 8.1 Conclusiones.

Esta investigación surgió a raíz del reciente desarrollo de detectores magnetorresistivos en occidente. Hasta el momento la experimentación con dichos dispositivos, había sido sólo a 60 [Hz], por lo que uno de los objetivos de esta investigación fue poder facilitar la experimentación de los detectores magnetorresistivos con señales de más de 60 [Hz].

Teóricamente el detector magnetorresistivo tiene un ancho de banda ilimitado; en un principio, para esta investigación el ancho de banda planteado fue desde 60 [Hz] hasta la banda de HF (High Frequency 3 - 30 [MHz] ). Se fijó este límite ya que el desarrollo matemático a partir de dicha banda es completamente diferente al aquí usado, lo anterior debido a que los dispositivos alteran su comportamiento de manera considerable. Cabe aclarar que esta investigación sienta las bases para trabajos posteriores que pretendan experimentar a partir de la banda aquí estudiada. Sin embargo, el análisis se realizó hasta 2 [MHz] ya que éste era el límite del equipo con el que se contaba.

Debido al funcionamiento del detector magnetorresistivo, fue necesario diseñar un amplificador de corriente directa. Para lograr lo anterior, existe una gran variedad de amplificadores operacionales y de instrumentación. Normalmente al amplificar señales de corriente directa se eligen amplificadores operacionales construidos a base de *choppers*. Estos dispositivos ofrecen una gran precisión, muy poco voltaje de desajuste y una gran razón de rechazo al modo común (CMRR), algunos de éstos atenúan las señales de corriente alterna (en modo diferencial), sin embargo la frecuencia de dicha señal debe ser baja. Por ejemplo algunos dispositivos basados en *choppers* son los amplificadores TLC2654 y TLC2654A los cuales pueden atenuar señales de corriente alterna de frecuencias de hasta 10 [kHz] en modo diferencial, es un ancho de banda muy superior al del TLC2652, que pertenece a la misma familia; de cualquier manera dicha frecuencia es muy lejana a la máxima que se analizó en esta investigación. Sin embargo, la razón por la cual no se implementaron *choppers* fueron sus altas corrientes de desajuste, que se traducen en ruido.

Finalmente se utilizó el INA114BP por las razones que se explican en el capítulo 3 (sección 3.5) sin embargo el lector puede considerar que esta no es la mejor opción, en tal caso se tendrán que hacer las mismas pruebas que las realizadas en las secciones 3.5.1 y 5.1 al dispositivo elegido, dado que dichas pruebas no se muestran en los manuales de los fabricantes. De los resultados obtenidos se podrá saber si se pueden utilizar los filtros sugeridos en la sección 5.2 o si hay que calcular unos nuevos.

Para sacar el mayor provecho de las ventajas del detector magnetorresistivo la etapa de amplificación debe de tener un diseño óptimo. En otros medidores de potencia también se usan amplificadores operacionales para funciones como suma de señales, cancelación de voltajes de desajuste, "buffers" y detectores, esta función depende totalmente de sus conexiones externas y del diseño de las mismas. Por ejemplo, para el caso de esta investigación (ver capítulo 6) la opción de utilizar tres amplificadores de instrumentación, en el prototipo final, queda abierta, es una gran opción en ambientes donde la temperatura varía considerablemente, sin olvidar que el comportamiento ante las variaciones de temperatura de los dos primeros amplificadores (IC1 e IC2 de la figura 6.1) tiene que ser muy similar. La función del amplificador IC3 en la figura antes mencionada es principalmente la de cancelar el ruido.

Ahora bien, una de las principales aplicaciones de los detectores magnetorresistivos es la medición de potencia.

El desarrollo de medidores de potencia eléctrica es complicado ya que no existe un dispositivo capaz de medir potencia directamente de las señales que la generan. El método más



popular para medir potencia en RF se conoce como "Wattmetro en línea" (*in line wattmeter*) el cual mide por medio de un puente de impedancias; sin embargo se tiene que abrir el circuito, es decir la línea de transmisión, para que una de las impedancias de dicho puente quede en serie con la carga cuya potencia se va a medir. En contra parte, el detector magnetorresistivo sólo necesita estar conectado en paralelo con la carga y entrar en contacto con el campo magnético generado en la línea de transmisión, lo que implica no cortar el suministro de energía a la carga. Al hacer dicha conexión en paralelo no se afecta a la impedancia de carga de manera considerable, además de que la potencia que consume el detector magnetorresistivo no se agrega a la medición final.

Existen ciertas desventajas de los detectores magnetorresistivos: el proceso de fabricación es muy complejo y requiere de un equipo muy especializado; si en el circuito se manejan altos voltajes es necesario un atenuador al conectarse a la línea de transmisión; además el detector magnetorresistivo tiene que estar lo más cerca posible de la línea de transmisión, lo cual en ciertas ocasiones puede ser poco accesible.

En la presente investigación se ha tratado al detector magnetorresistivo como un medidor de potencia, sin embargo existen otras aplicaciones para las propiedades de estos dispositivos, algunas de dichas aplicaciones son: grabar y leer información en forma magnética, por ejemplo en nuevas tarjetas de plástico con banda magnética y en nuevos componentes para memorias de computadoras; otras aplicaciones son detectores de campos magnéticos y medidores de corriente.



# APÉNDICES



## APÉNDICE A.

### A.1 Diseño de un amplificador de potencia.

Hasta antes de esta investigación, el estudio realizado en el Centro de Instrumentos sobre los detectores magnetorresistivos, se llevó a cabo a una frecuencia de 60 [Hz]; esto es, se usó directamente la alimentación eléctrica doméstica.

El siguiente paso en la investigación es estudiar la respuesta de los detectores a diferentes y mayores frecuencias, por lo que fue necesario construir un sistema capaz de regular la potencia que se entrega a una carga. Específicamente la carga fue de 50 [ $\Omega$ ], que es el estándar usado en electrónica de comunicaciones; la potencia máxima establecida para nuestro estudio fue de 50 [W]; además el sistema debía ser capaz de operar desde 10 [Hz] hasta cerca de 3 [MHz].

### A.2 Desarrollo del sistema.

Si se requiere entregar 50 [W] a una carga de 50 [ $\Omega$ ], es posible calcular la corriente y el voltaje requeridos:

$$P_{salida} = \frac{V_{salida}^2}{R_{carga}} = 50 [W] \quad (A.1)$$

Resolviendo la igualdad, el voltaje rms a la salida es  $V_{sal} = 50 [V]$  y la corriente rms en la carga es  $I_{sal} = 1 [A]$ . Por lo tanto, los valores pico de voltaje y corriente en la carga son 70.71 [V] y 1.42 [A] respectivamente.

El generador de funciones no es capaz de entregar un voltaje rms de 50 [V], ni una corriente rms de 1 [A]. De forma que es necesario amplificar tanto voltaje como corriente.

La primera idea fue construir un amplificador de dos etapas, la primera sería un amplificador en configuración emisor común, dicha etapa amplificaría voltaje. La segunda etapa sería un amplificador clase B de simetría complementaria, la cual amplificaría la corriente; ambos se alimentarían con una fuente de voltaje que proporcionara voltaje positivo, negativo y tierra. Estos circuitos se muestran en la figura A.1.

Cabe mencionar que debido al alto voltaje de polarización fue necesario alimentar la fuente por medio de un autotransformador, mismo que al permitirnos aumentar el voltaje paulatinamente, nos ayudaría a controlar la corriente instantánea demandada por los capacitores de dicha fuente.

Se construyeron ambos amplificadores, además de la fuentes de voltaje y se probaron por separado, obteniendo buenos resultados; sin embargo, al conectarlos entre sí, la salida era una señal deforme. Analizando detenidamente el arreglo, se observó que al alimentar ambos amplificadores con la misma fuente, el transistor en configuración emisor común tenía como referencia el voltaje negativo de la fuente, mientras que el amplificador de simetría complementaria estaba referenciado a tierra, por lo cual, al tener el circuito dos referencias distintas, la señal no era amplificada correctamente.

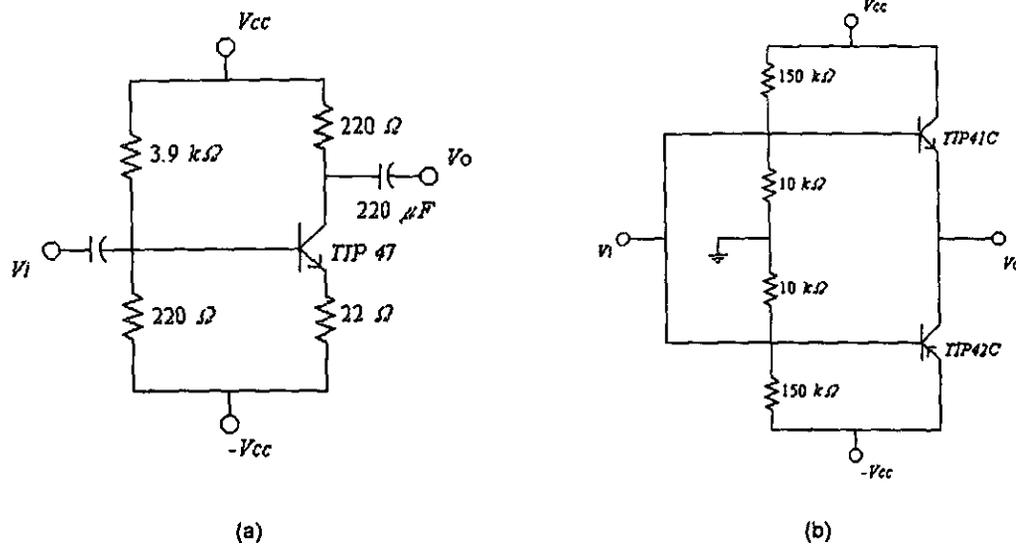


Figura A.1 Circuitos (a) emisor común (b) simetría complementaria.

Para resolver este problema se pensó en emplear dos fuentes de alimentación; sin embargo, esto no es práctico. Debido al alto voltaje de corriente directa que se maneja no es posible alimentar la fuente directamente de la línea y el autotransformador no podría regular dos fuentes distintas a la vez.

Por lo anterior se decidió que ambos amplificadores debían ser alimentados con una sola fuente. De forma que se siguió usando el amplificador de emisor común, pero ahora polarizándolo sólo con voltaje positivo; es decir, la nueva referencia sería tierra. Cabe aclarar que a pesar de seguir utilizando la configuración de emisor común, los valores de las resistencias cambian. Para amplificar la corriente se empleó un amplificador clase B llamado amplificador en contrafase cuasicomplementario, que consiste en un par de transistores conectados en configuración Darlington y otro par en configuración par retroalimentado, este amplificador tiene una alta ganancia de corriente, alta impedancia de entrada, baja impedancia de salida y no amplifica voltaje.

### A.3 Diseño del amplificador en configuración emisor común.

El diseño se realizó considerando el voltaje de polarización  $V_{CC} = 180$  [V], la corriente de colector de operación  $I_{CQ} = 0.03$  [A], el voltaje colector emisor de operación  $V_{CEQ} = 90$  [V] y el voltaje base emisor  $V_{BE} = 2$  [V] (dato del fabricante). Teniendo en cuenta estos parámetros y las ecuaciones para analizar un circuito como el de la figura siguiente:

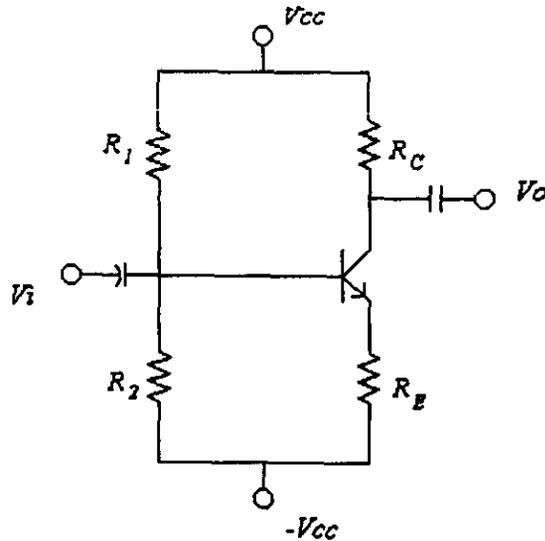


Fig. A.2 Circuito Emisor común.

Los cálculos fueron, para la resistencia de colector:

$$R_C = \frac{V_{CEQ}}{1.1 \cdot I_{CQ}} = \frac{90[V]}{1.1 \cdot 0.03[A]} = 2727.27 [\Omega] \quad (\text{A.2})$$

Ahora bien, también hay que tener en cuenta la potencia que esta resistencia disipará. Considerando que  $I_{CQ} = 0.03 [A]$ :

$$P = I_{CQ}^2 \cdot R_C = (0.03[A])^2 \cdot 2727.27[\Omega] = 2.454 [W] \quad (\text{A.3})$$

Por lo tanto para implementar esta resistencia se utilizaron dos resistencias de  $5.6 [k\Omega]$  en paralelo, de  $5 [W]$  de potencia por cada una. Ahora bien, la resistencia de emisor:

$$R_E = 0.1 \cdot R_C = 0.1 \cdot 2727.27[\Omega] = 272.73 [\Omega] \quad (\text{A.4})$$

La potencia a disipar por esta última, se calcula considerando:

$$I_E \approx I_{CQ} \quad (\text{A.5})$$

$$P = I_{CQ}^2 \cdot R_E = (0.03[A])^2 \cdot 272.73[\Omega] = 0.2454 [W] \quad (\text{A.6})$$

En este caso el valor comercial a utilizar fue de  $270 [\Omega]$  de  $\frac{1}{4}$  de watt. La resistencia en la base, que sirvió para calcular las resistencias  $R_1$  y  $R_2$ , se calculó de la siguiente forma:

$$R_B = 0.1(\beta + 1)R_E = 0.1(14 + 1)272.73[\Omega] = 409.09 [\Omega] \quad (\text{A.7})$$



Otro parámetro que sirvió para calcular dichas resistencias fue el voltaje de base:

$$V_{BB} = \left( \frac{R_B}{\beta} + R_E \right) I_{CQ} + V_{BEQ} = \left( \frac{409.09[\Omega]}{14} + 272.73[\Omega] \right) 0.03[A] + 2[V] = 1.06 [V] \quad (\text{A.8})$$

Finalmente las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  se calcularon respectivamente como:

$$R_1 = \frac{R_B \cdot V_{CC}}{V_{BB}} = \frac{409.09[\Omega] \cdot 180[V]}{11.06[V]} = 6674.52 [\Omega] \quad (\text{A.9})$$

$$R_2 = \frac{R_B \cdot V_{CC}}{V_{CC} - V_{BB}} = \frac{409.09[\Omega] \cdot 180[V]}{180[V] - 11.06[V]} = 435.87 [\Omega] \quad (\text{A.10})$$

Dada la configuración de las resistencias, la corriente que pasará por ellas será, para  $R_1$ :

$$I_{R_1} = \frac{V_{CC} - V_{BE} - R_E \cdot I_{CQ}}{R_1} = \frac{180[V] - 2[V] - 272.73[\Omega](0.03[A])}{6674.52[\Omega]} = 0.0254 [A] \quad (\text{A.11})$$

Y para  $R_2$ :

$$I_{R_2} = \frac{V_{R_2}}{R_2} = \frac{11.06[V]}{435.87[\Omega]} = 0.0254 [A] \quad (\text{A.12})$$

Por lo tanto, la potencia será para  $R_1$  y  $R_2$  respectivamente:

$$P_{R_1} = I_{R_1}^2 \cdot R_1 = (0.0254[A])^2 \cdot 6674.52[\Omega] = 4.32 [W] \quad (\text{A.13})$$

$$P_{R_2} = I_{R_2}^2 \cdot R_2 = (0.0254[A])^2 \cdot 435.87[\Omega] = 0.28 [W] \quad (\text{A.14})$$

$R_1$  y  $R_2$  se implementaron con resistencias de 6.8 [k $\Omega$ ] y 470 [ $\Omega$ ] respectivamente, sin embargo en el diseño definitivo del circuito, hubo necesidad de cambiarlas, ya que el punto de operación se encontraba mal centrado.



### A.4 Diseño del amplificador en contrafase cuasicomplementario.

Este es un amplificador clase B que opera de la siguiente manera: al estar polarizado el circuito con corriente directa los transistores se encuentran en corte; cuando se alimenta con una señal de corriente alterna a la entrada, los dos transistores del par Darlington se encienden durante el medio ciclo positivo, mientras que el par retroalimentado permanece en corte; durante el medio ciclo negativo el par Darlington está en corte, mientras que el par retroalimentado enciende. Con esta combinación tenemos el ciclo completo a la salida.

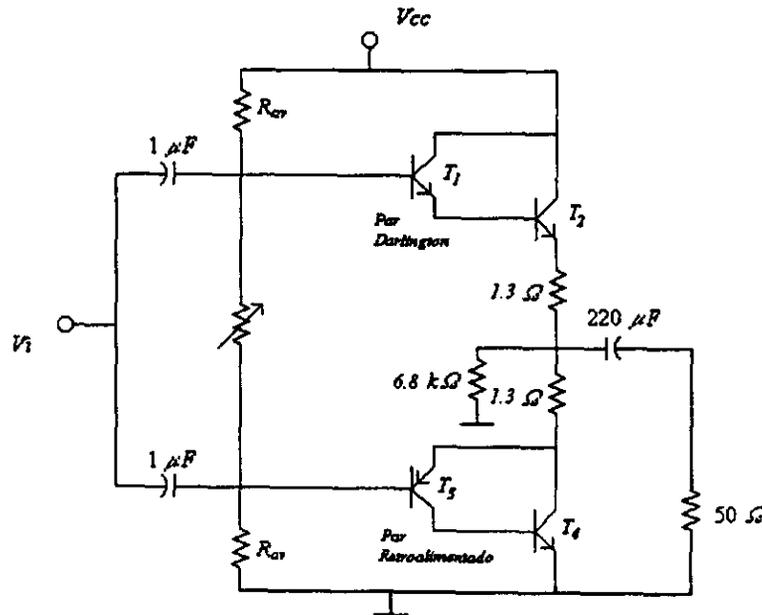


Figura A.2 Amplificador en contrafase cuasicomplementario.

En este arreglo, las resistencias de 1.3 [Ω] y 6.8 [kΩ] tienen como fin suprimir los picos de voltaje y corriente, estos valores son tales que las resistencias equivalentes siguen siendo de aproximadamente 50 [Ω]. Las resistencias designadas como  $R_{ce}$ , deben ser del mismo valor para tener una operación complementaria y el mismo debe ser grande, ya que esto determina la impedancia de entrada del circuito en corriente alterna. Para que por el circuito circulen 120 [μA], sin señal de entrada, se necesita:

$$180[V] = 2R_{ce} \cdot 120(10^{-6})[A] \tag{A.15}$$

$$R_{ce} = \frac{180[V]}{2 \cdot 120(10^{-6})[A]} = 750k\Omega \tag{A.16}$$

La resistencia variable tiene el propósito de corregir la distorsión de cruce por cero, esto lo hace ajustando las condiciones de polarización del circuito de forma que cambie el instante en que se enciende el par Darlington y el par retroalimentado. Sin embargo, en su lugar se emplearon 4 diodos, los cuales mantienen un voltaje base-emisor, en  $T_1$ ,  $T_2$  y  $T_3$ , para evitar la distorsión de cruce por cero y permitir que se enciendan con una señal de entrada muy pequeña.



Analizando el circuito se pueden observar las condiciones extremas que el transistor  $T_1$  debía soportar: en la unión base colector hay 90 [V<sub>dc</sub>], y voltajes pico de 170 [V], entre el colector y el emisor ocurre algo similar. Este transistor no disipa mucha potencia, pues la corriente de emisor es pequeña, aproximadamente 50 [mA]. Para el caso del transistor  $T_3$  se tienen condiciones parecidas.

A través de los transistores  $T_2$  y  $T_4$  circula la misma corriente que en la carga, 1 [A<sub>rms</sub>], por lo que disipan más potencia que los anteriores. Estos transistores deben soportar una corriente de colector pico 1.41[A]; y voltajes colector-emisor, base-colector, del mismo orden que para  $T_1$  y  $T_3$ .

Dadas las condiciones de operación (polarización, voltaje colector-emisor y corriente de colector) se eligieron los transistores, diseñados para aplicaciones de audio, MJ15024 (NPN) y MJ15025 (PNP); cuyas principales características se muestran en la tabla siguiente [1].

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidades
Voltaje colector-emisor máximo	$V_{CEO}$	250	[V <sub>dc</sub> ]
Voltaje colector-base máximo	$V_{CBO}$	400	[V <sub>dc</sub> ]
Corriente de colector máxima	$i_c$	16	[A <sub>dc</sub> ]
Corriente de base máxima	$i_b$	5	[A <sub>dc</sub> ]
Disipación máxima del dispositivo	$P_D$	250	[W]
Ganancia de corriente dc ( $i_c=8 A_{dc}$ , $V_{CE}=4 V_{dc}$ )	$h_{FE}$	15 mín 60 máx	[A <sub>dc</sub> ]
Producto ganancia de corriente – ancho de banda	$f_T$	4	[MHz]

Tabla A.1 Especificaciones de los transistores MJ15024 y MJ15025.

Por otro lado, existe una zona de operación llamada “segura” que se muestra en la gráfica siguiente [1]:

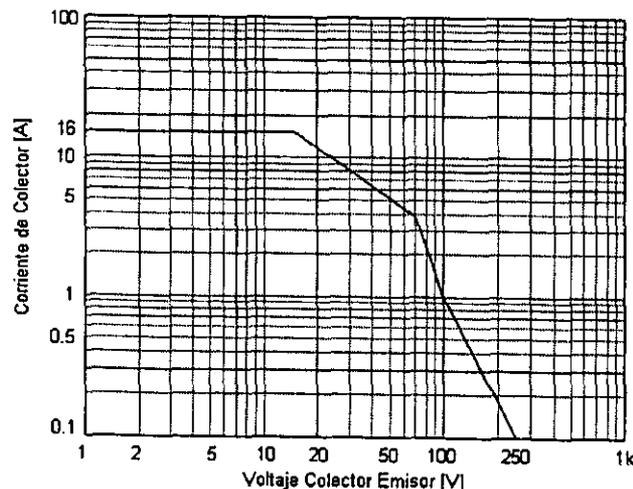


Figura A.3 Área de operación segura en la región activa para transistores MJ15024 y 15025.



De la figura A.3 se observa que las condiciones de operación segura para los transistores son aquellas contempladas bajo la curva.

Conociendo la señal de voltaje entre el colector y el emisor del transistor  $T_2$ , cuando se pretende entregar 50 watts a la carga, se puede calcular el voltaje rms. Este tiene una componente de directa, de forma que el valor rms de la señal:

$$V_{CErms} = \sqrt{V_{DC}^2 + V_{ACrms}^2} \tag{A.17}$$

Sustituyendo los valores  $V_{DC}=90$  [V] y  $V_{ACrms}=50$ [V] se tiene que  $V_{CE rms}=102.95$  [V].

Analizando la corriente en el colector de  $T_2$ , se observa que se trata de una señal de corriente alterna que está rectificadada y que tiene una componente de corriente directa. Se calcula el valor rms de esta señal por medio de la ecuación:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_{DC} + I_{max} \text{sen}(t))^2 dt} \tag{A.18}$$

Resolviéndolo y sustituyendo los valores  $I_{DC}=0.432$  [A] e  $I_{max}=1.4142$  [A] el resultado, es  $I_{rms}=0.9822$  [A].

Como la operación del par retroalimentado es complementaria, el transistor  $T_4$  tiene condiciones muy similares a las descritas para  $T_2$ . Comparando estos resultados con los límites mostrados en la figura A.3, se advierte que los transistores estarían operando muy cerca del límite, por lo cual se decidió no someterlos a estas condiciones.

En la siguiente figura se muestran tanto el voltaje como la corriente en  $T_2$  cuando se pretende entregar 50 watts a la carga.

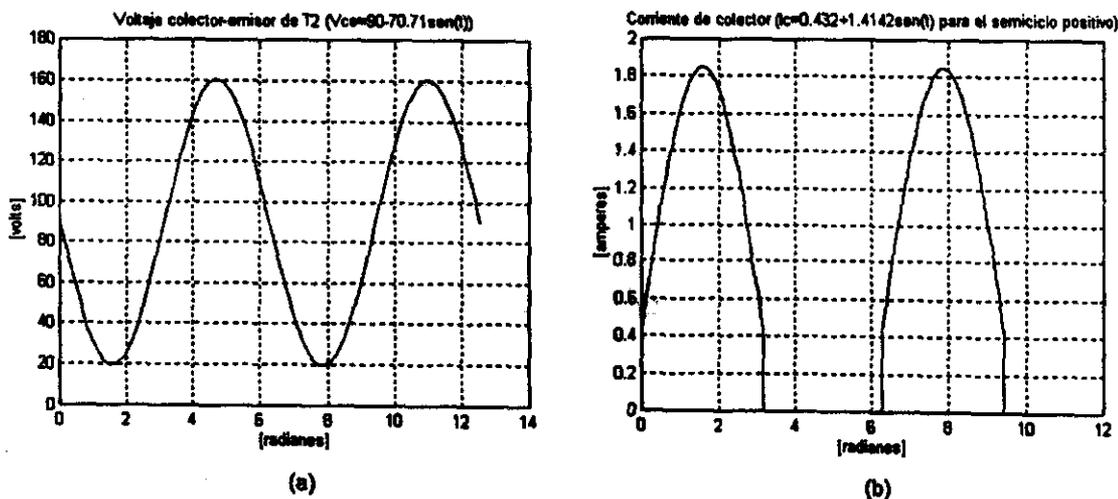


Figura A.4 (a) Voltaje colector-emisor y (b) corriente de colector para máxima potencia.



## A.5 Consideraciones de frecuencia.

### A.5.1 Consideraciones de baja frecuencia.

Dado el ancho de banda en el cual este amplificador debía operar, fue necesario tener en cuenta como afectaría, dicho ancho de banda al diseño.

Primeramente, considérese el circuito de la siguiente figura.

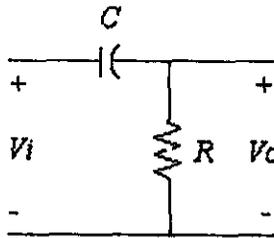


Fig. A.5 Modelo para consideraciones de baja frecuencia.

La reactancia capacitiva:

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C} \quad (\text{A.19})$$

en frecuencias medias y altas, es lo suficientemente pequeña comparada con  $R$  para considerar que ésta no producirá una caída de voltaje significativa, por lo que  $V_o = V_i$ . Sin embargo para baja frecuencia, de la ecuación (A.19) se observa que esa consideración no es válida, ya que para valores pequeños de " $f$ ",  $X_c$  tomará un valor mayor y, en algún momento dicho valor puede ser tan grande como  $R$  y producir una caída de voltaje significativa; esto es:

$$|V_o| = \frac{R}{\sqrt{(X_c^2 + R^2)}} \cdot |V_i| = \frac{R}{\sqrt{(2 \cdot R^2)}} \cdot |V_i| = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot |V_i| \quad (\text{A.20})$$

en dB

$$A_v = \frac{|V_o|}{|V_i|} = 20 \cdot \log_{10} \frac{1}{\sqrt{2}} = -3\text{dB} \quad (\text{A.21})$$

es decir, cuando  $|X_c| = R$  existe un valor de frecuencia en el cual habrá una caída de voltaje de 3 dB. Ahora bien, el valor de frecuencia en el que se dará dicha caída de voltaje es:

$$R = |X_c| = \frac{1}{2\pi f C} \quad (\text{A.22})$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R C} \quad (\text{A.23})$$



En el caso de nuestro diseño, hay que tomar en cuenta el valor del capacitor de la entrada del circuito emisor común (ver figura A.2); para saber el valor de la frecuencia donde se dará una caída de voltaje de 3 dB debido a la capacitancia a la entrada, la consideración a ser tomada no es la dada por la ecuación (A.22) sino:

$$|X_{C_B}| = R_i + Z_{in} = \frac{1}{2\pi f C_B} \quad (\text{A.24})$$

De la ecuación (A.24)

$$f = \frac{1}{2\pi(R_i + Z_{in})C_B} \quad (\text{A.25})$$

donde  $R_i$ : Resistencia interna de la fuente  
 $Z_{in}$ : Impedancia de entrada del circuito emisor común.  
 $C_B$ : Capacitor de la base.

Para nuestro circuito, la resistencia interna de la fuente y la impedancia de entrada del mismo, son 50  $[\Omega]$  y 371.66  $[\Omega]$  respectivamente; se requirió ubicar la caída de voltaje de 3 dB en 2 [Hz], por lo tanto de la ecuación (A.25) se tiene:

$$C_B = \frac{1}{2\pi \cdot (50 + 371.66) \cdot 2} = 189 \times 10^{-6}$$

Valor que se aproximó con un capacitor de 220  $[\mu\text{F}]$  a 200 [V].

Para calcular el capacitor del emisor:

$$f = \frac{1}{2\pi R_E C_E} \quad (\text{A.26})$$

donde  $R_E$ : Resistencia del emisor.  
 $C_E$ : Capacitor del emisor.

Por tanto para una frecuencia de 30 [Hz], de la ecuación (A.26) obtenemos:

$$C_E = \frac{1}{2\pi \cdot 270 \cdot 30} = 19.6 \times 10^{-6}$$

Valor que se aproximó con un capacitor de 22  $[\mu\text{F}]$  a 200 [V].

Ahora bien, el siguiente valor de capacitancia fue quizá el más importante a considerar, ya que estaría a la salida de la primera etapa, esto es el capacitor de colector; tenemos que:

$$f = \frac{1}{2\pi(R_C + R_L)C_C} \quad (\text{A.27})$$



Por lo tanto para una frecuencia de 10 [Hz], de (A.27):

$$C_c = \frac{1}{2\pi \cdot (2800 + 11094.62) \cdot 10} = 1.15 \times 10^{-6}$$

Este último se implementó con un capacitor de 1 [μF] a 200 [V].

### A.5.2 Consideraciones de alta frecuencia.

Para alta frecuencia hay dos factores que definirán el punto en el cual habrá -3 dB de la señal, estos son: la capacitancia de la red (parásita e inducida) y el producto ganancia-ancho de banda "h<sub>fe</sub>(β)". Considérese el circuito de la siguiente figura:

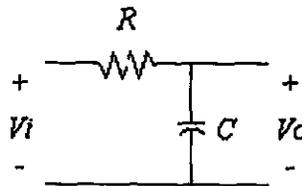


Figura A.6 Modelo para consideraciones de alta frecuencia.

Cuando la frecuencia aumenta, la reactancia capacitiva (ecuación (A.19)) disminuye hasta hacerse un corto circuito, por lo que el voltaje V<sub>o</sub> disminuirá hasta cero. Por lo tanto, para un análisis en alta frecuencia hay que considerar todas las capacitancias que pudieran causar un efecto de este tipo y en consecuencia, afectar el desempeño del amplificador.

Ahora bien en un circuito emisor común como el usado en la primera etapa del amplificador de potencia (ver figura A.2), además de las capacitancias inducidas, hay otro factor que afectará la frecuencia de corte en alta frecuencia y por lo tanto el ancho de banda, dicho factor son las capacitancias parásitas de colector a base C<sub>cb</sub>, de base a emisor C<sub>be</sub>, de colector a emisor C<sub>ce</sub> y las de los cables usados para conexiones de salida y entrada C<sub>w</sub>.

Para analizar un circuito emisor común, en alta frecuencia se considera el modelo:

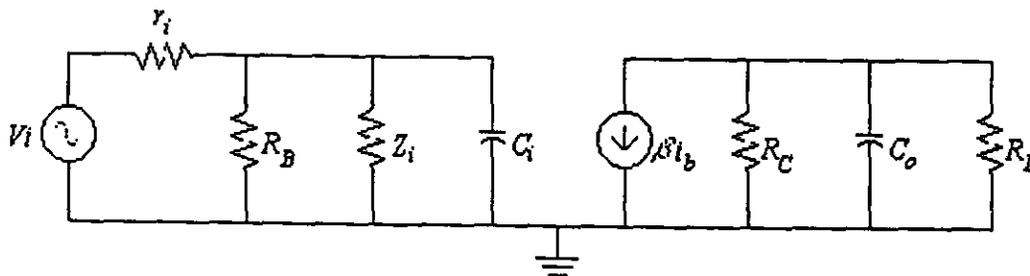


Figura A.7 Modelo en alta frecuencia del circuito emisor común.



Los capacitores de base, colector y emisor son un corto circuito y por lo tanto no aparecen en el modelo. En la figura A.7 hay diferentes resistencias:

- $r_i$ : Resistencia interna de la fuente.
- $R_B$ : Resistencia de base.
- $R_C$ : Resistencia de colector.
- $R_L$ : Resistencia de carga.
- $Z_i$ : impedancia de entrada

En lo que se refiere a  $C_i$  y  $C_o$ , éstas son las capacitancias a la entrada y a la salida del circuito respectivamente. La capacitancia de entrada incluye algunas otras, es decir:

$$C_i = C_W + C_{BE} + C_M \quad (\text{A.28})$$

- donde
- $C_W$ : Capacitancia del alambre de conexión a la entrada.
  - $C_{BE}$ : Capacitancia base-emisor.
  - $C_M$ : Capacitancia de Miller.

La capacitancia de Miller (parámetro usado en los análisis de alta frecuencia), se define como:

$$C_M = (1 + A_v) \cdot C_{i-o} \quad (\text{A.29})$$

- en la ecuación anterior,
- $A_v$ : Ganancia de voltaje.
  - $C_{i-o}$ : Capacitancia entre entrada y salida.

Regresando a la figura A.7, se puede observar que las capacitancias parásitas  $C_i$  y  $C_o$  reducen la impedancia total de los paralelos  $R_B \parallel Z_i \parallel C_i$  y  $R_B \parallel C_o$  respectivamente ya que como sabemos al aumentar la frecuencia la impedancia disminuye y con ella el voltaje. En el caso particular de  $C_i$ , cuando la frecuencia aumenta y la impedancia se reduce, el voltaje en  $C_i$  es tan pequeño comparado con el de  $r_i$  que la corriente  $I_B$  disminuye, así como la ganancia.

Como en el caso de baja frecuencia, se debe encontrar una frecuencia de corte a la entrada. Para ésta, haciendo el equivalente de Thevenin,

$$f_{H_i} = \frac{1}{2\pi R_{TH_i} C_i} \quad (\text{A.30})$$

en la ecuación (A.30),

$$R_{TH_i} = r_i \parallel R_B \parallel Z_i \quad (\text{A.31})$$

para nuestro circuito, los cálculos de dichas frecuencias de entrada y de salida son de (A.29) con  $C_{i-o} \approx C_{cb} = 1.23 \text{ pF}$

$$C_M = (1 + 10) \cdot 1.23 \text{ pF} = 13.901 \text{ pF}$$

dado que la capacitancia base-emisor, no es proporcionada por el fabricante, ésta se calcula como:



$$g_m = \frac{I_c}{n \cdot V_T} = \frac{0.03[A]}{25 \times 10^{-3}[V]} = 1.2[S]$$

$$C_{be} = \frac{g_m}{2\pi f_T} = \frac{1.2[S]}{10 \times 10^6[Hz]} = 19 \text{ pF}$$

y de (A.28):

$$C_i = 19 \text{ pF} + 13.9 \text{ pF} = 33 \text{ pF}$$

por lo tanto de (A.30):

$$f_{H_i} = \frac{1}{2\pi \cdot (35.08[\Omega]) \cdot (33 \times 10^{-9}[F])} = 137[\text{kHz}]$$

por lo tanto, la señal comenzará a atenuarse a la entrada de nuestro circuito a 137.5 [kHz] aproximadamente.