

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
FACULTAD DE CIENCIAS

**PROCESADOR ANALOGICO PARA SEÑALES DE
MICROSCOPIOS ELECTRONICOS DE BARRIDO**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
F I S I C O
P R E S E N T A**

ARMANDO MASSO OROZCO



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



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.

INDICE

CAPITULO I

1.	Introducción	1-1
2.	El Microscopio Electrónico de Barrido	1-4
3.	Descripción funcional de un SEM	1-6
4.	Motivos del presente Trabajo	1-9
	Referencias	1-11

CAPITULO II

1.	Características del Amplificador del Frente de entrada	2-1
2.	Diseño de la Etapa inicial	2-3
3.	El Teorema de Miller y su aplicación al Problema de la Impedancia de entrada	2-8
4.	El Valor límite de la Impedancia de entrada	2-12
	Referencias	2-14

CAPITULO III

1.	Selección de una Configuración diferencial para la Etapa inicial	3-1
2.	Análisis de pequeñas Señales del Circuito no retroalimentado	3-10
3.	Análisis de la Ganancia con Retroalimentación	3-13
	Referencias	3-18

CAPITULO IV

1.	Introducción	4-1
2.	Errores en el Procedimiento experimental	4-2
3.	Linealidad	4-3
4.	Impedancia de entrada	4-6
5.	Ancho de Banda	4-9
6.	Fase	4-11
7.	Razón de rechazo a modo común	4-14
8.	Estabilidad térmica	4-16
9.	Distorsión armónica	4-17
10.	Figura de ruido	4-19
	Referencias	4-26

CAPITULO V

1.	Conclusión	5-1
	Bibliografía	5-2

CAPITULO I

I. INTRODUCCION

Bajo la apariencia simple de los objetos comunes, yace un universo microscópico extraordinariamente complejo. Este mundo real, imperceptible a nuestros sentidos, encubre la explicación de los fenómenos macroscópicos mas importantes y menos conocidos por los físicos. El ojo humano no puede distinguir con buena definición objetos de diámetro menor a 0.1mm, pero los virus y cromosomas miden entre 100 y 1000 angstroms, la molécula de DNA entre 50 y 100 Å, la morfología de los insectos se encuentra alrededor de 1000 Å, algunos defectos en la estructura de los materiales semiconductores se aprecia en algunas decenas de angstroms, etc. El microscopio óptico fue durante siglos un auxiliar poderoso para el conocimiento de este campo. Su poder de resolución está limitado por⁽¹⁾

$$d = \frac{0.61\lambda}{n \sin \alpha}$$

donde λ es la longitud de onda de la luz, n el índice del medio, y α la apertura en grados. Esto le impone serias restricciones: Utilizando medios de inmersión especiales, n puede alcanzar valores hasta de 1.7 como máximo; α con los modernos sistemas ópticos se puede llevar hasta 70°. Si se utiliza luz visible, la λ más corta se sitúa alrededor de los 4000 Å —con mas cortas surge la dificultad de encontrar materiales útiles para lentes de precisión, que sean transparentes en el ultravioleta—. A causa de ésto, utilizando este tipo de microscopía, no se pueden conseguir resoluciones de menos de 1000 Å, en números cerrados, según se hace evidente de la ecuación (1).

Con el desarrollo de la óptica electrónica se implementa

en este siglo la microscopía electrónica, llegándose así a resoluciones menores a 1 Å. Existen varios sistemas. Algunos de los principales son:

- I. Microscopio Electrónico de Transmisión (TEM).
- II. Microanalizador de Rayos X.
- III. Microscopios de Emisión de Campo y Emisión de Iones (FEM, FIM).
- IV. Microscopios de Reflexión Electrónica y Reflexión Especular Electrónica.
- V. Microscopio Electrónico de Barrido (SEM).

En el Microscopio de transmisión (TEM) un rayo de electrones explora la muestra, que debe ser delgada (1000 a 5000 Å de espesor). Este rayo acelerado con potenciales de alrededor de 100 a 200 Kv atraviesa los objetos analizados convirtiendo las variaciones del ángulo de dispersión del rayo electrónico en las diversas regiones de la muestra, en variaciones de opacidad, y proyectando la imagen de un objeto bidimensional en una pantalla de fósforo⁽²⁾. Se alcanzan resoluciones de alrededor de 2 Å. El método es similar a la técnica de contraste de fase de la óptica clásica.

En el Microanalizador de Rayos X, un rayo electrónico barre la muestra generando rayos X, los cuales son analizados en espectrómetros para medir las líneas características. Su resolución es de alrededor de 1 micra, siendo posible detectar impurezas de 10^{19} a 10^{18} átomos/cm³. Su factor limitante es en general, la calidad del espectrómetro de rayos X utilizado, puesto que las muestras de número atómico bajo son poco eficientes en la producción de rayos X⁽³⁾.

Los microscopios de emisión de campo funcionan bajo el principio de que aplicando un fuerte campo eléctrico (0.5×10^6 v/cm) se logra la emisión de electrones de la superficie de un objeto ("Field Emission"). Esta corriente es llevada a una pantalla

de fósforo directamente, para formar una imagen ampliada de la superficie. El microscopio de emisión de iones funciona con el mismo método, pero usando campos de 5×10^8 v/cm, con lo cual la corriente que surge desde la superficie está formada en su mayor parte de iones. Se obtiene una resolución grande: 4 Å, sin embargo, la muestra debe tener un punto de fusión alto, como el W, Mo, etc., y gran resistencia mecánica, para soportar la erosión provocada por estos campos⁽⁴⁾.

El microscopio de Reflexión Electrónica hace uso de un rayo estacionario de electrones, que incide con una inclinación de 10 a 30° respecto a la perpendicular de la superficie de la muestra. Los electrones reflejados son enfocados y proyectados sobre una pantalla, produciendo imágenes de varios cientos de angstroms de resolución. La pérdida de energía que sufren los electrones durante el proceso de reflexión hace difícil el enfoque correcto. Una variante es el microscopio Especular: la muestra es polarizada ligeramente negativa, con lo cual los electrones siguiendo la ley de las cargas eléctricas, son rechazados con más energía -sin tocar la superficie y, por consiguiente sin provocar erosión de la misma-. El sistema es útil para obtener distribuciones magnéticas y de campo sin dañar la muestra. En general, es difícil interpretar los resultados, y el sistema está limitado a superficies planas y pulidas.

El Microscopio Electrónico de Barrido se trata en la sección siguiente.

* * *

II. EL MICROSCOPIO ELECTRONICO DE BARRIDO

En el Microscopio Electrónico de Barrido, se puede lograr la imagen de un objeto tridimensional barriendo éste con un fino haz electrónico sincronizado con un tubo de rayos catódicos, que reconstruye por puntos la imagen ampliada de la muestra. Este sistema se implementó por primera vez alrededor de 1935 en Alemania por M. Knoll y M. von Ardenne, y posteriormente más perfeccionado en 1942 por Zworykin, Hillier y Snyder de la RCA, aunque el primer SEM de tipo comercial surge alrededor de 1963, en Cambridge. El método usado es el siguiente: un rayo electr^onico originado en un cátodo termoiónico de tungsteno, es acelerado y enfocado hasta alcanzar un diámetro de alrededor de 100Å por medio de lentes magnéticas (Fig.1-1). En este proceso, el haz formado inicialmente por cerca de 10^{15} electrones/seg. —esto es, 10^{-6} amperios—, puede quedar reducido hasta un flujo de 6×10^6 electrones/seg (10^{-12} amperios), por lo cual la cantidad de corriente vertida sobre la muestra llega a ser de 1 a 10 amperes por cada cm^2 . La relación señal/ruido depende de la magnitud de esta corriente, y de la finura del haz.

Durante el proceso de interacción, en la superficie de la muestra se pueden producir rayos X, electrones Auger, radiaciones ultravioleta, infrarrojas o visibles, electrones dispersados o reflejados, y electrones secundarios. En principio, cualquiera de estos efectos puede utilizarse para producir una señal, que debidamente procesada dé lugar a una imagen, sin embargo es más común que si se quiere recabar información de la topología de la superficie explorada, se utilice la señal originada por los electrones secundarios emitidos. Estos son generados en menos de 10^{-10} segundos, por lo cual, dada la velocidad del

haz al barrer la muestra, no existen electrones generados tardíamente que se sobrepongan a la imagen cuando el haz se ha movido al punto siguiente, y la información colectada es coherente. Se necesitan 10 electrones primarios para producir entre 1 y 20 electrones secundarios, en cambio se requieren de 1000 a 100,000 electrones primarios para producir un fotón de rayos X, dependiendo este número de la muestra y ángulo de incidencia del haz. A pesar de esta baja eficiencia, la detección de rayos X ofrece mejor información de la forma y contenido de los objetos analizados, por eso encuentra cierta aplicación.

El haz de prueba genera mas electrones secundarios cuando incide oblicuamente, como consecuencia de la profundidad de penetración. Por ésto, la muestra se coloca en ángulos de 30 a 60° de la perpendicular. Este efecto es el que produce una imagen de apariencia tridimensional de la superficie, y es ésto lo que genera la información de la topografía. Además, como los electrones secundarios se colectan sin requerir enfoques de ninguna clase, la profundidad de campo en la imagen del SEM supera en mucho a la del microscopio óptico, el cual puede ser enfocado exactamente en un plano solamente.

Dado que las muestras son observadas dentro de una cámara de vacío, los tejidos biológicos deben ser cuidadosamente preparados extrayéndoseles el agua, lo cual debe hacerse con cuidado para no colapsar la superficie, y recubriéndolos con capas delgadas de sustancias conductoras —aunque algunos organismos, como la mosca de la fruta (Drosophila melanogaster) pueden ser observados vivos debido a su dureza quitinosa que los protege momentáneamente del vacío—.

Los electrones secundarios emergen como una lluvia de aerosol desde la superficie en varias direcciones, y con energías de pocos electrón-voltios. Un electrodo polarizado con alrededor de 200 voltios positivos los atrae, y luego son conducidos

a generar una corriente de señal sobre una resistencia de carga. Esta corriente, que puede variar desde 10^{-4} hasta 10^{-10} amperios, dependiendo de la velocidad de barrido, y del diámetro del haz de prueba, es conducida a un sistema de procesamiento, que generalmente es un amplificador de video, y luego a un tubo de rayos catódicos —pantalla de televisión— en sincronía con el barrido del haz de prueba.

III. DESCRIPCION FUNCIONAL DE UN SEM

En forma inmediata se puede distinguir la existencia de tres grandes bloques funcionales en la estructura de un SEM: el sistema electro-óptico, situado en la columna principal; el sistema de vacío —incluyendo a la cámara de observación y sus mecanismos—; y el bloque final, formado por el sistema electrónico e incluyendo las redes de alto voltaje, los sistemas de detección, amplificación de señales y muestreo.

El primer bloque lo integra un cañón electrónico que genera un haz de prueba por medio de la emisión termoiónica de un cátodo de tungsteno calentado al vacío. Dos, tres o cuatro lentes, dependiendo del diseño, reducen el diámetro del haz hasta 250 Å o menos. Estas lentes actúan deflectando el haz mediante cuadrupolos magnéticos. Otros enfoques son utilizados para eliminar cualquier aberración que pudiera ser adquirida en este proceso. Algunas veces el haz es modulado por una rejilla a 3,000 Hz para después en el proceso de la información eliminar ruidos sobrepuestos a la señal usando filtros pasa banda sintonizados a esta frecuencia. Algunas rejillas aceleradoras van llevando al haz hasta impactar con la muestra, mediante un potencial de alto voltaje que puede ser de 10,000 a 50,000 voltios.

Mientras tanto, un sistema apropiado de bombeo proporciona el vacío necesario dentro de la cámara de la muestra, y un sis-

tema de detección y alarma debe indicar el punto óptimo de la presión interior. La platina de la muestra tiene un sistema de engranes para dar el ángulo apropiado en relación al haz incidente. Desde el exterior se puede manipular la altura, el ángulo, o bien dar un movimiento de traslación o rotación a la muestra.

El rayo de electrones primarios interacciona con el objeto estudiado dando por resultado, además de la emisión secundaria, otros efectos —por ejemplo la cátodoluminiscencia, electrones reflejados y electrones absorbidos—, y por ésto se pueden detectar y procesar varios tipos de señales. Respecto a los electrones secundarios, éstos pueden ser atraídos por una rejilla con un potencial de cerca de 200 voltios, proceso en el cual algunos electrones son atrapados, pero una fracción considerable del total logra cruzar atraída por potenciales de cerca de 10,000 voltios, impactando un cristal y produciendo destellos luminosos mediante un proceso de ionización seguido de una recombinación con radiación fotónica. La luz resultante es conducida a un fotomultiplicador. A la salida de éste se detecta una señal procesable. Naturalmente, mediante este sistema se reciben también señales provenientes de electrones primarios reflejados. Algunas veces es útil la información recabada cuando la relación de secundarios a primarios es alta. Esta relación se puede alterar variando la inclinación de la muestra, el voltaje o la posición del colector.

Si se desea la información proveniente de los electrones primarios reflejados, se puede usar un colector especial de estado sólido. Este generalmente está formado por un par de juntas de material NP con una zona de depleción amplia, de 10 micras o más. Este detector se coloca cerca de la muestra. La ionización presente en la zona de depleción capta los electrones primarios dando lugar a desplazamientos electrón-hueco que proporcionan una señal detectable desde un circuito externo.

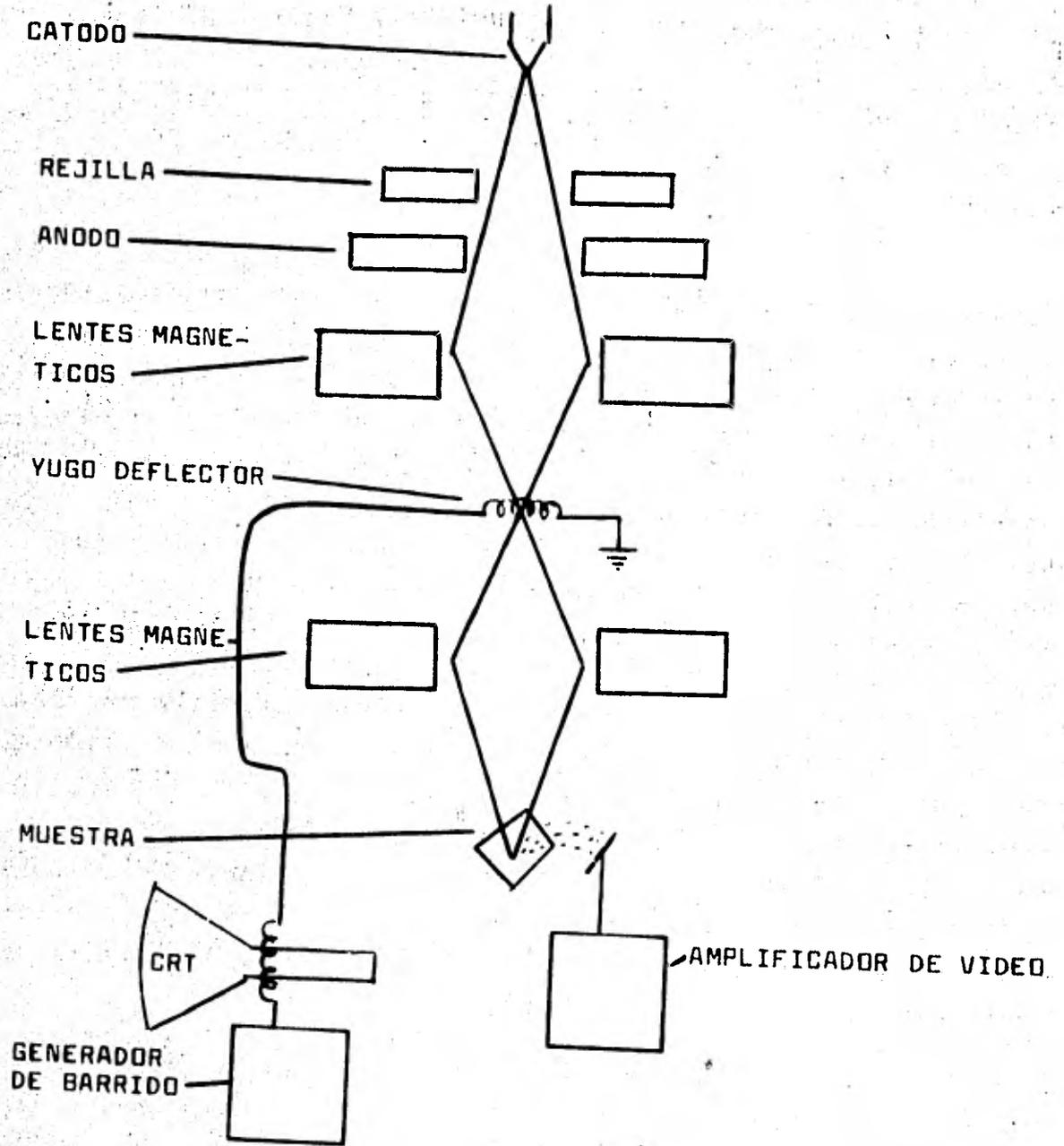


FIG. 1.1
Esquema simple de un SEM.

Existe otro tipo de señales provenientes de los electrones absorbidos por la muestra. Si se polariza ésta con un voltaje positivo, su atracción con respecto a los electrones incidentes aumenta, y aumenta también el número de electrones atrapados. El amplificador para procesar estas señales se debe adaptar a las condiciones requeridas por el tipo de muestra, pudiendo ser de muy alta impedancia, o de muy baja.

Por último, para el análisis de la luminiscencia, se usan comunmente fotomultiplicadores colocados a cierta distancia de la muestra. Se pueden intercalar filtros apropiados en el camino de la luz incidente para observar la parte del espectro que sea de interés especial, por ejemplo, el infrarrojo o el visible.

VI. MOTIVOS DEL PRESENTE TRABAJO

La estructura de un microscopio electrónico es de por sí, bastante compleja; sin embargo, dentro de su propia complicación el sistema no requiere de una tecnología tan altamente desarrollada como para que su construcción y diseño no se puedan realizar en un país como el nuestro. No existe en México una empresa nacional dedicada al diseño y construcción de instrumental electrónico de tipo científico. Cuando se requieren instrumentos especializados, por ejemplo aceleradores de partículas, espectrómetros, o inclusive, un simple osciloscopio, existe la tendencia a importar la tecnología o el instrumento. El caso es que las necesidades locales pueden ser perfectamente satisfechas con diseños y procesos diferentes a los que se producen y se usan en otros países. Por esta razón, en el Instituto de Física de la UNAM se concibió la idea de diseñar y construir un microscopio electrónico de barrido con una calidad aceptable, utilizando como punto de partida para este proyecto los progre-

recientes en la tecnología de circuitos integrados. Para esto, se ha buscado implementar la construcción en etapas que al ser integradas formen el instrumento completo. Así por ejemplo, uno de los bloques es el sistema electroóptico, otro es la sección de fuentes de alimentación, sistemas de control y alarmas, etc.

En el trabajo presente se detalla el diseño, construcción y evaluación del amplificador del frente de entrada, que es el bloque procesador encargado de recibir la señal recabada dentro de la cámara de muestras por el transductor respectivo. Se espera que trabajos posteriores permitan la construcción de un instrumento completo en nuestro país.

* * *

REFERENCIAS DEL CAPITULO I

1. **Electron Optics and Electron Microscopy.**
P.W. Hawkes
Taylor-Francis Ltd., London, 1972
p. 1 y siguientes.
2. **Electron Optics.**
P. Grivet
Pergamon Press, 1972
p.p. 498-528.
3. **Introduction to Electron Microscopy.**
Cecil E. Hall
Mc. Graw Hill, 1963
4. **An Introduction to Microscopy by Means
of Light, Electrons, X rays or ultrasound.**
Theodore and Eugene George Rochow
Plenum Press, 1978
Cap. XIV, pp. 299-310

* * *

CAPITULO II

I. CARACTERISTICAS DEL AMPLIFICADOR DEL FRENTE DE ENTRADA

Después de que la señal conteniendo la información microscópica de interés es recabada en el interior de la cámara de muestras por cualquier tipo adecuado de transductor, se hace necesario un cierto número de manipulaciones con objeto de hacer perceptible esta información por el investigador. En la mayoría de los casos, se requiere dar a esta señal una cierta amplificación, y sumarle algún nivel de C.D. para descontar los fondos de contraste inapropiados para la observación sobre una pantalla de TV. Para este trabajo, el interés particular radica en el procesamiento de señales provenientes de la recolección de electrones secundarios. Si no se hace uso de un fotomultiplicador, estas señales son extremadamente débiles, en el mejor de los casos de 10^{-4} amperios, y pueden llegar a ser tan pequeñas como 10^{-9} ó 10^{-10} amperios, dependiendo, como ya se dijo, del diámetro del haz de prueba —el cual está comprometido con la definición—, y de la velocidad de barrido del mismo. El frente de entrada del sistema procesador es por ésto, un amplificador de características muy especiales: en el caso ideal, su ganancia debe ser suficientemente alta como, para que todo el ruido agregado en los procesos posteriores quede opacado por una señal de gran magnitud —ésto es, se busca una alta relación señal/ruido—. A su vez, el rechazo a modo común CMRR debe ser muy grande, lo cual se comprende fácilmente, si se piensa que las señales manejadas aquí son casi del mismo orden de magnitud del ruido que se puede introducir por la línea de transmisión proveniente de la cámara de muestras. Otro problema que se debe considerar es el siguiente: cuando se procesan corrientes de pequeños ordenes de magnitud, se requieren impedancias de entrada tendientes a infinito, ya que los voltajes de entrada resultan del producto

de la corriente de señal por la impedancia. Esta es una de las principales características que requiere este amplificador, y que lo hace ser tan especial. Puesto que la amplitud de estas señales se extiende a lo largo de alrededor de 6 ordenes de magnitud —de 10^{-4} a 10^{-10} amperios— y por los requerimientos del sistema el amplificador de entrada debe entregar la señal de una magnitud determinada, por ejemplo 5 voltios p.p., en la salida e independientemente de que se esté trabajando con una señal de entrada de 10^{-4} ó de 10^{-10} amperios, se requiere de un tratamiento muy cuidadoso en este aspecto. Puesto que no existe una técnica adecuada para lograr un amplificador de respuesta lineal a lo largo de un rango tan vasto, y con ganancia variable además, para ajustarse a cada valor de la corriente de entrada, el problema comunmente se soluciona llevando la corriente proveniente de las placas colectoras a caer sobre diversas resistencias de carga, y de este modo se obtienen voltajes de entrada de magnitud adecuada para el amplificador. Este debe entonces presentar al menos una impedancia suficientemente alta como para recibir un voltaje de señal apreciable proveniente de la caída de una corriente de 10^{-10} amperios sobre una resistencia de carga. Naturalmente, señales de este orden de magnitud pueden presentarse en cualquier frecuencia dentro del rango de cero —o casi cero— hertz, hasta 4 Mhz. Una señal de 10^{-10} amperios cayendo sobre una resistencia de 10^6 ohmios, proporciona un voltaje de señal de 0.1 mv, el cual es muy difícil distinguir del ruido normalmente inducido en la entrada, inclusive tomando todas las precauciones debidas para evitar éste. Si llega una señal de 4 Mhz con una magnitud de 10^{-10} amperios a la entrada del amplificador, se requieren tratamientos muy especiales. Esta señal proporcionaría un voltaje de 0.1 mv como ya se dijo, al caer sobre una carga de 10^6 ohmios; pero si asociada a esta carga existe una capacidad de entrada de tan sólo 1 Pf —esto es, mucho mas pequeña que los valores comunes en amplificadores de C.A., que son de alrededor de 10 Pf en el mejor caso—, entonces la señal sentiría una impedancia efectivamente menor que:

$$\frac{1}{2\pi fc} = \frac{1}{2\pi(10^6)(10^{-12})} \cong 159 \text{ k}\Omega$$

que es la reactancia de este condensador indeseable. El voltaje de entrada entonces, sería necesariamente menor a

$$v_i \approx (10^{-10})(159 \times 10^3) \approx 159 \times 10^{-7} \text{ voltios}$$

Se requiere entonces un amplificador con capacidad de entrada muy pequeña, idealmente cero.

2. DISEÑO DE LA ETAPA INICIAL

En las condiciones reales, el sistema de procesamiento usado debe ceder en unas características para ganar en otras. Por ejemplo, sacrificar el ancho de banda puede dar por resultado una alta impedancia de entrada, y a la vez, la geometría del circuito puede delinearse de otro modo, sin tener que buscar bajas capacidades; sin embargo, ceder en cuanto al procesamiento de altas frecuencias afecta la definición y calidad de la imagen. El establecer un balance adecuado entre todos los requerimientos es el problema principal al que se enfrenta el diseñador electrónico.

Por todo esto, casi parece evidente que lo indicado como procesador inicial para la señal proveniente del cañón del SEM, es un transistor de efecto de campo - FET -. En comparación con el transistor bipolar, el FET ofrece características que lo hacen valioso en etapas en las que se busca alta impedancia de entrada y gran ancho de banda. Su capacidad entre elementos es mas baja, y su resistencia de entrada a C.D. puede alcanzar valores mas alla de 10^8 ohmios. Es también un dispositivo hábil para manejar altas frecuencias, además de presentar un nivel de ruido relativamente bajo.

En base a la aplicación del teorema de Miller⁽¹⁾ es posible eliminar el efecto nocivo de las capacidades que cargan la entra

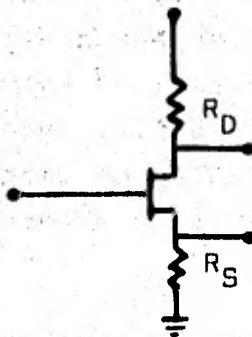
da del amplificador. El teorema asegura que cualquier impedancia Z_n' conectada en el borne de entrada con un voltaje v_i , y en un no do cualquiera del circuito con un voltaje v_n , puede ser vista también como una impedancia Z_n conectada de la entrada a tierra, y cuya magnitud es:

$$Z_n = Z_n' / 1 - \frac{v_n}{v_i} \quad (2.1)$$

Es claro que a través de las impedancias conectadas a nodos con voltajes iguales al voltaje de entrada, no fluyen corrientes. La ecuación (2.1) asegura que estas impedancias se comportan como impedancias infinitas respecto a tierra si ocurre esta igualdad de voltajes.

Si se va a usar un FET de juntura -JFET- como dispositivo de entrada, y se quiere descartar el efecto de las capacidades compuerta-fuente y compuerta-sumidero, se precisa que los tres elementos del FET se conserven a un voltaje similar respecto a tierra, es decir, que la señal v_i de la compuerta, debe presentarse también en la fuente y el sumidero. Bajo esta condición la ecuación (2.1) garantiza una impedancia de entrada para el FET, prácticamente infinita.

El voltaje en la fuente se puede hacer aproximadamente igual al de la compuerta. En el circuito típico "fuente común"



si se desprecia la resistencia compuerta-fuente, el circuito equivalente para bajas frecuencias es:

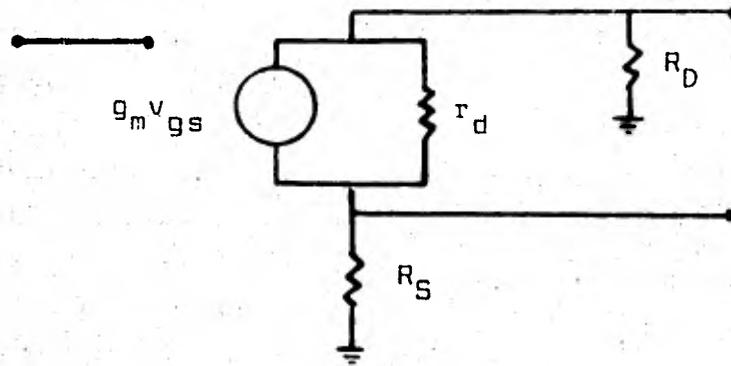


Fig. (2.2)

g_m es la transconductancia del FET, dada por

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{DS}} \approx \left. \frac{i_D}{v_{GS}} \right|_{v_{DS}}$$

El voltaje v_{o2} está dado por⁽²⁾

$$v_{o2} = \frac{g_m r_d v_i R_S}{r_d + R_D + (r_d g_m + 1) R_S}$$

Se puede ver inmediatamente que si $R_S \rightarrow \infty$, entonces $v_{o2} \cong v_i$. En base al teorema de Miller se puede asegurar que en el siguiente circuito (Fig. [2.3]).

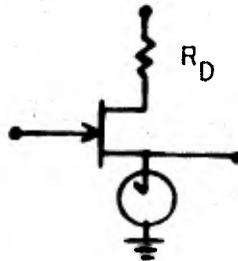


Fig. (2.3)

la impedancia entre compuerta y fuente es infinita, e independiente de la frecuencia. Este circuito, evidentemente ofrece una ganancia unitaria si se utiliza la señal v_{o2} como señal de salida.

Queda entonces el problema de anular la impedancia presentada entre la compuerta y el sumidero. En un circuito como el que se presenta en la figura (2.1) las capacidades que existen entre estos dos elementos, según el teorema de Miller, actúan con respecto a tierra como un condensador cuya magnitud inicial se ve multiplicada por un factor $1 - v_{o1}/v_i$. Esto implica que un JFET típico, como el 2A245 con una capacidad de transferencia inversa de 1 Pf, en montaje a fuente común con una ganancia de 10 veces, presentará por efecto Miller un efecto capacitivo reflejado 9 veces mayor respecto a tierra, es decir 9 Pf. Por los medios comunes, no es posible construir un circuito en el que el voltaje de señal presente en la compuerta tenga el mismo signo y magnitud que el del sumidero, debido a la inversión de fase que naturalmente ocurre en este nodo; sin embargo, es posible utilizar una retroalimentación total para colocar aquí la señal necesaria en fase y magnitud. La técnica es llamada "Bootstrapping"⁽³⁾, y un medio de aplicarla es ilustrado a continuación: (Fig. 2.4).

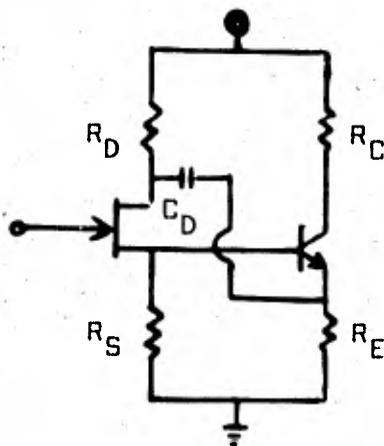


Fig. (2.4)

Como se puede ver, si el circuito presenta una ganancia unitaria —lo cual no es difícil de lograr con una buena aproximación—, el voltaje de señal presente en el sumidero seguirá en fase y magnitud a la señal de entrada. La impedancia presente entre compuerta y sumidero queda entonces neutralizada. El nodo del emisor es llamado "punto de bootstrapping" y puede servir para abastecer una señal cercanamente igual al voltaje v_i sin perturbar al nodo de entrada, a todos aquellos puntos del circuito que deban tener impedancia infinita respecto a la entrada. Por ejemplo, la neutralización de la capacidad entre la compuerta y los elementos metálicos cercanos, como blindajes, guardias de tierra, componentes, etc., se puede lograr conectando éstos al punto de bootstrapping. El efecto que la resistencia R_G de polarización de la compuerta ejerce sobre la impedancia de entrada, puede ser omitido también si se le conecta a este nodo mediante un gran condensador. (Fig. 2.5).

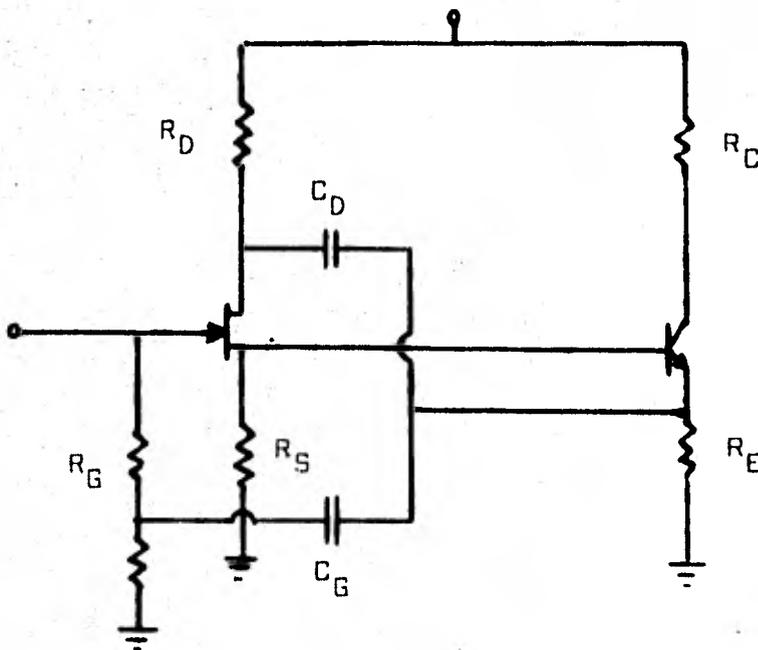


Fig. (2.5)

3. EL TEOREMA DE MILLER Y SU APLICACION AL PROBLEMA DE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA

Se puede demostrar que en el circuito de la figura (2.5) los voltajes en la fuente y el sumidero reseñan en todo momento al voltaje de la compuerta con bastante aproximación. El circuito equivalente para pequeñas señales se puede ilustrar como se muestra en la Fig. (2.6);

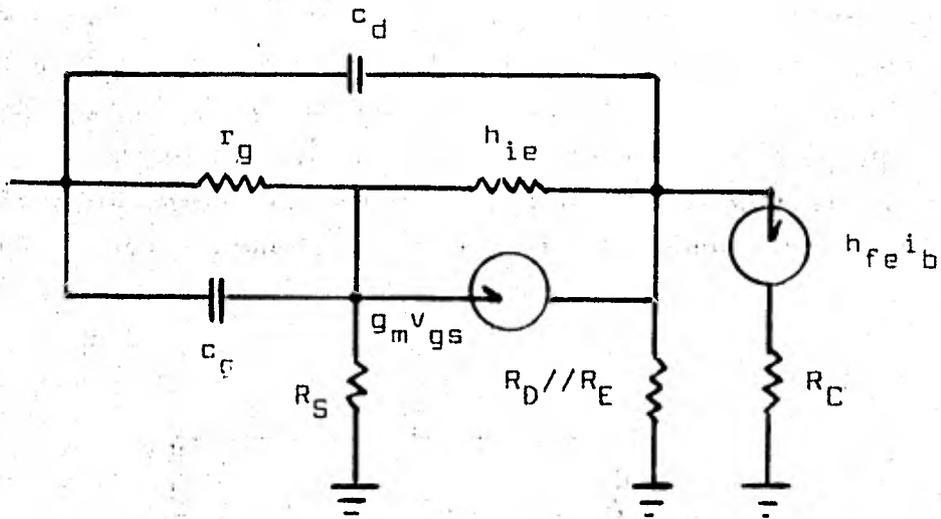


Fig. (2.6)

c_d y c_g son las capacidades existentes en el sumidero y la compuerta con respecto a la fuente. La componente resistiva de la impedancia entre la compuerta y la fuente se denota por r_g . Por simplicidad se omite en los cálculos el condensador c_d ; se demostrará que

$$\frac{v_d}{v_i} \approx \frac{v_s}{v_i} \approx 1$$

por lo que en realidad ninguna de las dos capacidades representadas en la Fig. (2.6) tiene efecto sobre el circuito, según lo ase

gura el teorema de Miller.

Sea x_g la impedancia presente entre la compuerta y el sumidero. La conservación de la corriente que entra al nodo 2 de la Fig. (2.6) implica que se cumpla:

$$\frac{v_i - v_s}{x_g} - \frac{v_s - v_d}{h_{ie}} - g_m(v_i - v_s) = 0 \quad (2.3)$$

considerando, por el momento que $R_S \rightarrow \infty$. Nótese que $v_{gs} = v_i - v_s$, g_m es la transconductancia del FET, y h_{ie} y h_{fe} son los parámetros de impedancia de entrada y ganancia de corriente con la salida en corto circuito, como son definidos comunmente para el transistor bipolar⁽⁴⁾.

Arreglando convenientemente la ecuación (2.3) se tiene:

$$v_i \left(\frac{1}{x_g} - g_m \right) + v_s \left(-\frac{1}{x_g} - \frac{1}{h_{ie}} + g_m \right) + \frac{v_d}{h_{ie}} = 0 \quad (2.4)$$

En esta última ecuación se hace evidente que si se diseña es cogiendo una h_{ie} tal que se cumpla:

$$g_m = \frac{1}{h_{ie}} \quad (2.5)$$

entonces la ecuación (2.4) se transforma en:

$$v_i \left(\frac{1}{x_g} - g_m \right) - \frac{v_s}{x_g} + \frac{v_d}{h_{ie}} = 0 \quad (2.6)$$

En un primer examen se puede ver que si la impedancia x_g tien de a infinito, y si se tiene cuidado de cumplir con la condición de diseño dada en la ecuación (2.5), entonces:

$$\frac{v_i}{v_d} \approx g_m h_{ie} \approx 1$$

Recuérdese sin embargo, que todo este análisis se hizo suponiendo a R_S muy grande en comparación con todas las demás resistencias que intervienen en el circuito de la Fig. (2.6). En un diseño, esta condición implica el uso de una fuente de corriente en el lugar ocupado actualmente por la resistencia R_S .

En la ecuación (2.3) se puede ver fácilmente hasta dónde se puede extender la validez de este análisis, esto es, en qué frecuencia comienza a ser significativa la impedancia x_g .

Ordenando convenientemente esta ecuación se tiene,

$$(v_s - v_i) \left(g_m - \frac{1}{x_g} \right) - \frac{v_s - v_d}{h_{ie}} = 0 \quad (2.8)$$

entonces x_g es despreciable si se cumple la condición

$$\frac{1}{x_g} < g_m \quad (2.9)$$

Si se desprecia el valor de la resistencia de entrada del ET representada por r_g en la Fig. (2.6) —que usualmente es del orden de 10^6 ohmios—, la impedancia x_g es atribuida al condensador formado entre la compuerta y la fuente (c_g), y al efecto Miller que reflejará la capacidad c_d sobre el nodo 1. Esto hará que la impedancia x_g sea:

$$x_g \approx \frac{1}{2\pi f c_i} \quad (2.10)$$

Combinando (2.9) con 2.10) se tiene que x_g es despreciable en (2.8) si se cumple la desigualdad

$$f < \frac{g_m}{2\pi c_i} \quad (2.11)$$

Suponiendo valores comunes para c_i y g_m , por ejemplo 10 Pf y 10^{-3} mhos respectivamente, la desigualdad (2.11) ocurre para frecuencias menores a 16 Mhz aproximadamente, lo cual quiere decir que para los fines de este diseño, el análisis efectuado mantiene su validez.

Haciendo ahora un análisis de las corrientes en el nodo 3 la ley de Kirchoff conduce a:

$$g_m (v_i - v_s) + \frac{v_s - v_d}{h_{ie}} - \frac{v_d}{R_K} - h_{fe} \frac{v_s - v_d}{h_{ie}} \quad (2.12)$$

siendo $R_K = R_D/R_E$ (Fig. 2.6).

Arreglando los términos de esta ecuación:

$$v_i g_m + v_s \left(-g_m + \frac{1}{h_{ie}} - \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \right) + v_d \left(-\frac{1}{h_{ie}} - \frac{1}{R_K} - \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \right) = 0 \quad (2.13)$$

Si por efecto de cumplir previamente la condición (2.5) se hace que $v_d \approx v_i$; esta ecuación se transforma en

$$v_i g_m - v_s \frac{h_{fe}}{h_{ie}} + v_i \left(-\frac{1}{h_{ie}} - \frac{1}{R_K} + \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \right) = 0 \quad (2.14)$$

de aquí

$$\frac{v_s}{v_i} \approx \frac{\frac{h_{fe}}{h_{ie}} - \frac{1}{R_K}}{\frac{h_{fe}}{h_{ie}}} \quad (2.15)$$

y esta es una condición fácil de cumplir en un diseño.

4. EL VALOR LIMITE DE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA

Hasta aquí se ha buscado cumplir con la condición que el teorema de Miller impone para que la impedancia de entrada z_i tienda a infinito (ec. 2.1), ésto es, que las ecuaciones (2.15) y (2.7) sean iguales a 1. Una vez dadas las condiciones para esto, se puede comprobar el valor de esta impedancia: si la corriente de entrada i_i es

$$i_i \approx \frac{v_i - v_s}{x_g} \quad (2.17)$$

se puede obtener v_s partiendo de las ecuaciones (2.4) y (2.13). Resulta ser:

$$v_s = \frac{\left[\left(-\frac{1}{x_g} + g_m \right) \left(-\frac{1}{h_{ie}} - \frac{1}{R_K} + \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \right) + \frac{g_m}{h_{ie}} \right] v_i}{\left(-\frac{1}{x_g} - \frac{1}{h_{ie}} + g_m \right) \left(-\frac{1}{h_{ie}} - \frac{1}{R_K} + \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \right) + \left(g_m - \frac{1}{h_{ie}} + \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \right) \frac{1}{h_{ie}}} \quad (2.18)$$

La corriente de entrada es, por la ecuación (2.17):

$$i_i = \frac{v_i}{x_g} \left[1 - \frac{\left(-\frac{1}{x_g} + g_m \right) \left(-\frac{1}{h_{ie}} - \frac{1}{R_K} + \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \right) + \frac{g_m}{h_{ie}}}{\left(-\frac{1}{x_g} - \frac{1}{h_{ie}} + g_m \right) \left(-\frac{1}{h_{ie}} - \frac{1}{R_K} + \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \right) + \left(g_m - \frac{1}{h_{ie}} + \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \right) \frac{1}{h_{ie}}} \right] \quad (2.19)$$

Es fácil ver que, con los valores comunes en uso para este tipo de circuitos se cumple que

$$\frac{1}{h_{ie}} + \frac{1}{R_K} \ll \frac{h_{fe}}{h_{ie}}$$

por lo cual, la impedancia de entrada es dada para todo fin práctico por:

$$z_i = \frac{v_i}{i_i} \approx \frac{x_g}{\frac{-1}{x_g} + g_m} \quad (2.20)$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{x_g} - \frac{1}{h_{ie}} + g_m + \frac{1}{h_{fe}} \left(g_m - \frac{1}{h_{ie}} + \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \right)}$$

En esta última expresión es fácil ver que si se diseña el circuito buscando cumplir la condición (2.5), esto es $g_m = 1/h_{ie}$, z_i tiende a infinito, como se esperaba.

REFERENCIAS DEL CAPITULO II

1. The Junction Transistor and its applications.
E. Wolfendale
Mc. Millan, 1958
pp. 308-311
2. Integrated Electronics.
Mc. Graw Hill, 1972
p. 334
3. Applications of Operational Amplifiers; Third Generation Techniques.
Gerald E. Graeme
Mc. Graw Hill, 1973
pp. 38-41
4. Handbook of Linear Integrated Electronics for Researcher.
T.D.S. Hamilton
Mc. Graw Hill, 1977
pp. 40-45
5. Network Analysis and Feedback Amplifier Desing.
Bode, Hendrik Wade
Van Nostrand, 1952
pp. 1-18

* * *

CAPITULO III

1. SELECCION DE UNA CONFIGURACION DIFERENCIAL PARA LA ETAPA INICIAL

Con fundamento en la teoría desarrollada en el Capítulo II, se ha podido implementar la construcción del amplificador requerido para la etapa inicial del procesador de señales del SEM. Habiendo se resuelto el problema de neutralizar las capacidades de la entrada, se ha puesto atención a algunas cuestiones importantes: el ancho de banda; la razón de rechazo a modo común -CMRR-, la estabilidad, la ganancia, el nivel de ruido, etc.; y algunos otros problemas secundarios como el montaje del circuito, blindajes, ubicación de las pistas, aislamientos, colocación de los componentes, etc. Si bien, la solución dada a cada uno de estos aspectos puede comprometer el funcionamiento total del sistema -puesto que todas estas características del circuito están relacionadas entre sí-, se ha tenido que fijar un límite a cada cualidad para no afectar a las demás, dejando al mismo tiempo establecidas las magnitudes adecuadas para la optimización del sistema.

La solución dada al problema del ancho de banda, es el uso adecuado de dispositivos de estado sólido, y de acoplamientos apropiados. La señal puede presentarse fundamentalmente en un rango de 0 a 100 KHz⁽¹⁾, sin embargo, se ha pensado en el tratamiento de señales armónicas más allá de esta frecuencia, por lo cual se ha optado por un límite superior de 1 Mhz. El transistor bipolar EM7001⁽²⁾ -usado por lo común como amplificador de video-, y el JFET 2A245,⁽³⁾ han proporcionado una solución aceptable al problema del ancho de banda sin dar grandes niveles de ruido. Las limitaciones del acoplamiento capacitivo en bajas frecuencias lo hacen inoperante para este tipo de amplificadores; por esta causa se han usado acoplamientos directos, resolviéndose posteriormente los problemas de niveles de CD con ajustes adecuados. Naturalmente, la geometría del circui

to es importante, por lo cual se toman las precauciones usuales en el trazo de circuitos de alta frecuencia, sobre todo en la parte inicial de alta impedancia de entrada: se han alejado las pistas importantes de todos los componentes que pudieran inducir señales y el dibujo del circuito se ha hecho en tableta de dos caras conductoras, dejando una de ellas completa y conectada a tierra para hacer las veces de blindaje electrostático. Con el fin de que es to no genere altas capacidades a tierra de las pistas conductoras de señales, se ha reducido la superficie de éstas al mínimo, y ade más se ha optado por el uso de resistencias de 1/4 de watt, las cuales presentan el menor volumen y poca inductancia. Para hacer menos significativas las capacidades parásitas entre la salida y la entrada de los amplificadores operacionales, se han usado resis tencias del menor valor posible en la retroalimentación de éstos. Se usaron condensadores de pequeño valor para paso a tierra de se ñales de altas frecuencias en las líneas de alimentación buscando eludir el efecto inductivo que presentan los grandes condensadores en estas redes. El circuito ya terminado se resguarda dentro de un apropiado blindaje metálico.

Con respecto al CMRR, la solución clásica es el uso del ampli ficador diferencial⁽⁴⁾. El circuito de la figura (2.5) puede ser vir como base para la construcción de uno de estos amplificadores, siempre que la salida del circuito se tome del colector del tran sistor bipolar. La optimización del amplificador diferencial exi ge que la resistencia R_E sea sustituida por una fuente de corrien te⁽⁵⁾ para elevar el CMRR. El circuito de la figura (3.1) se ha elaborado tomando como punto de partida al de la figura (2.5). Es te circuito puede tener una gran estabilidad ante la temperatura si se utiliza un arreglo integrado de 5 transistores en las fuen tes de corriente, como el LM3046. Dos de los 5 transistores se pueden utilizar para polarizar las bases de Q_3 y Q_8 actuando como diodos. Con ésto se asegura la simetría de las dos ramas del cir cuito en todo momento.

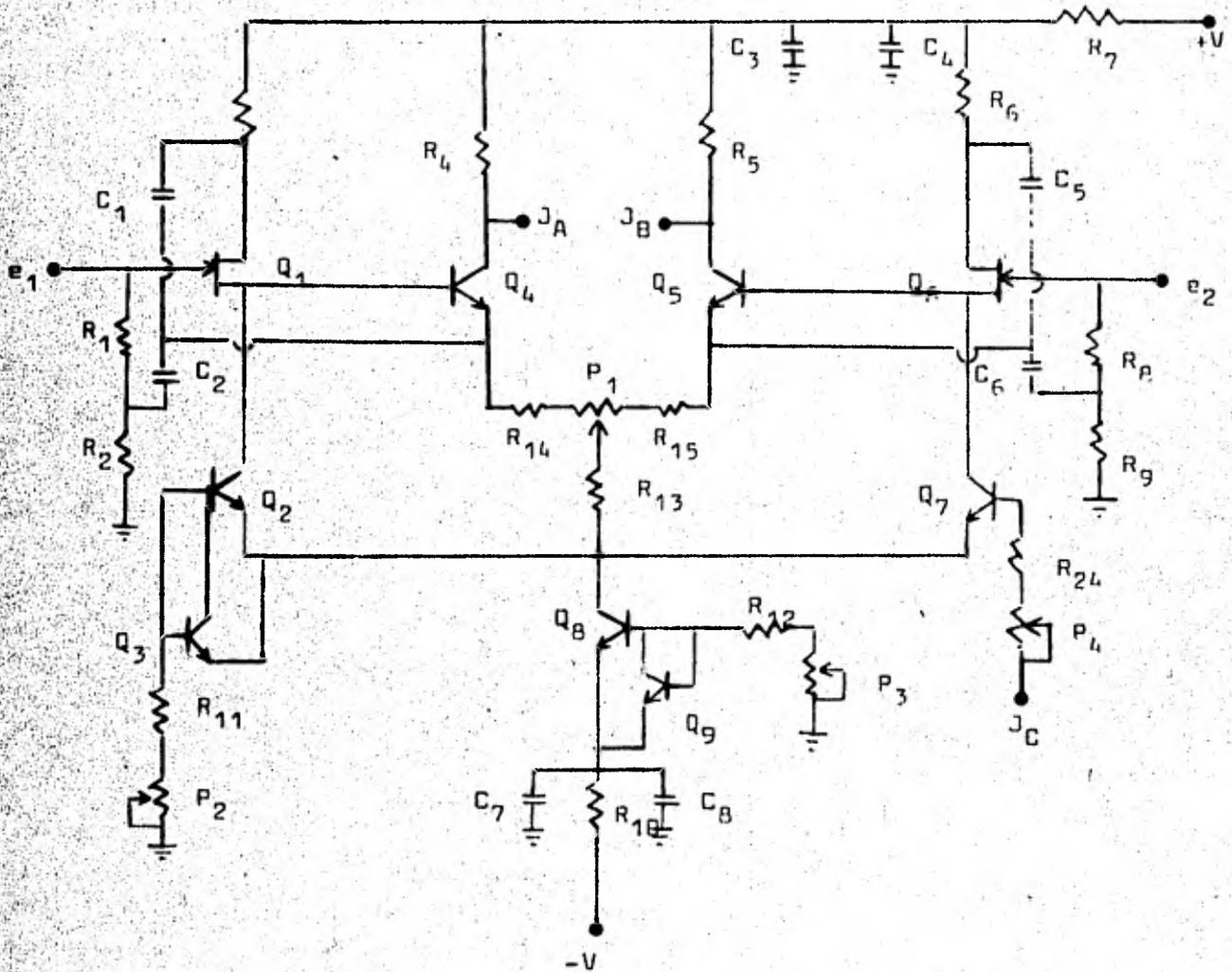


Fig. 3.1

Como consecuencia de la simetría del circuito, se puede hacer un análisis del funcionamiento en CD incluyendo a una sola rama formada por los elementos de estado sólido Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4 , Q_8 y Q_9 , con sus elementos adyacentes. Por supuesto, los condensadores son despreciados. El circuito resultante efectuando esta simplificación es el que se muestra en la Fig. (3.2):

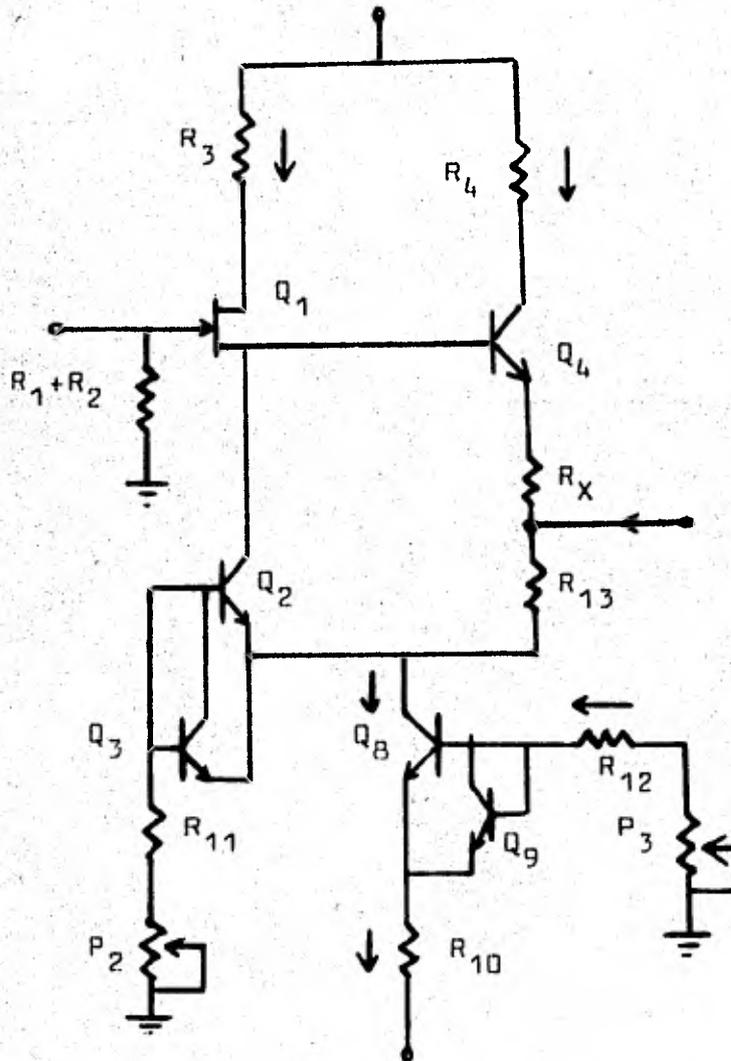


Fig. 3-2

Los transistores Q_2 y Q_8 simulan la acción de fuentes de corriente. Mediante el uso de los "diodos" Q_3 y Q_9 , las fuentes se comportan como "espejos de corriente" estables ante variaciones de temperatura⁽⁶⁾. De este modo, la corriente en R_{11} y P_2 es, para todo fin práctico idéntica a la corriente I_D del colector de Q_2 . La corriente en R_{12} y en P_3 es también similar a I_F , que es la corriente del colector de Q_8 . Dado que para estos transistores el parámetro h_{FE} es grande, se puede sin gran problema desprestigiar el efecto de la corriente de base en Q_8 sobre R_{12} y P_3 , y de la corriente de base de Q_2 sobre R_{11} y P_2 . Se desprestigia también la corriente en $R_1 + R_2$ a causa de la alta resistencia de la compuerta de Q_1 .

Con todo esto, aplicando las leyes de Kirchhoff a las diversas ramas del circuito, se tienen las siguientes ecuaciones:

$$0 - I_{DQ1}(R_{11} + P_2) - V_{BEQ2} = V_C \quad (3.1)$$

$$V_{GSQ1} - V_{BEQ4} - I_{CQ4}(R_X + R_{14}) - 2 I_{CQ4}R_{13} - V_C = 0 \quad (3.2)$$

$$I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GSQ1}}{V_{PO}}\right)^2 = I_{DQ1} \quad (3.3)$$

$$I_{DQ1} + I_{CQ4} = \frac{I_F}{2} \quad (3.4)$$

$$- I_F (R_{12} + P_3) - V_{BEQ9} - 2 I_F R_{10} = V_{EE} \quad (3.5)$$

$$V_{CC} - I_{DQ1} R_3 - V_{DSQ1} - V_{CEQ2} - V_C = 0 \quad (3.6)$$

$$V_{CC} - I_{CQ4} R_4 - V_{CEQ4} - I_{CQ4} (R_X + R_{14}) - 2I_{CQ4} R_{13} - V_C = 0 \quad (3.7)$$

$$V_C - V_{CEQ8} - 2I_F R_{10} - V_{EE} = 0 \quad (3.8)$$

La ecuación (3.1) describe los efectos de la corriente que pasa por R_{11} y el "diodo" Q_3 . La ecuación (3.2) se refiere a las caídas de potencial a lo largo de la malla formada desde la base de Q_4 al emisor de este último, y luego a las resistencias R_X que es una fracción de P_1 y R_{13} ; y al colector de Q_8 . El potencial de este punto se designa como V_C . Nótese que, dado que el voltaje de la compuerta de Q_1 es cero, en la base de Q_4 existe un potencial V_{GSQ1} referido a tierra. La ecuación (3.3) es la ecuación clásica que relaciona el voltaje de polarización compuerta-fuente para el FET Q_1 denotado por V_{GSQ1} , con la corriente de sumidero I_{DQ1} . La corriente de saturación es I_{DSS} , y el voltaje de estrangulamiento del FET es V_{p0} . La ecuación (3.4) establece la conservación de la corriente en las 2 ramas que alimentan a la fuente Q_8 . Se considera que sólo la mitad de la corriente I_F proviene de la rama formada por Q_2 y Q_4 , y que por simetría la otra mitad debe provenir de Q_5 y Q_7 , que no se analizan aquí. La ecuación (3.5) se basa en el hecho de que la corriente a través de R_{12} y de Q_9 es también I_F , de manera que la resistencia R_{10} es recorrida por una corriente $2I_F$. La ecuación (3.6) describe la malla formada por R_3 , drenaje a fuente de Q_1 , colector a emisor de Q_2 y colector de Q_8 . La ecuación (3.7) se refiere a la corriente que pasa por R_4 , va del colector al emisor de Q_4 , a las resistencias P_1 y R_{13} y al colector de Q_8 . Por último, la ecuación (3.8) denota la malla que empieza en el colector de Q_8 , sigue al emisor del mismo y pasa por R_{10} para continuar a la fuente de alimentación V_{EE} .

La ecuación (3.5) permite inmediatamente conocer la corriente

de la fuente Q_8 . Despejando, esta resulta ser

$$I_F = - \frac{V_{EE} + V_{BEQ9}}{R_{12} + P_3 + 2R_{10}} \quad (3.9)$$

y, sustituyendo los valores de la tabla 3-1, se obtiene para I_F el valor aproximado de 5.6 mA.

Las ecuaciones (3.1), (3.2), (3.3) y (3.4) constituyen un sistema de 4 ecuaciones con incógnitas V_C , I_{DQ1} , V_{GSQ1} e I_{CQ4} . Resolviendo este sistema se obtiene para V_{GSQ1} la ecuación:

$$\begin{aligned} & \frac{(P_2 + R_{11} + R_X + R_{14} + 2R_{13}) I_{DSS}}{-V_{p0}^2} V_{GSQ1}^2 + \\ & + \frac{2I_{DSS} (P_2 + R_{11} + R_X + R_{14} + 2R_{13})}{V_{p0}} - 1 V_{GSQ1} + \\ & + \frac{I_F (R_X + R_{14} + 2R_{13})}{2} - I_{DSS} (P_2 + R_{11} + R_X + R_{14} + 2R_{13}) \end{aligned} \quad (3.10)$$

Nótese que, usando los valores dados en la tabla 3-1,

$$\frac{2I_{DSS} (P_2 + R_{11} + R_X + R_{14} + 2R_{13})}{V_{p0}} \gg 1 \quad (3.11)$$

y, además:

$$I_{DSS} (P_2 + R_{11} + R_X + R_{14} + 2R_{13}) \gg \frac{I_F (R_X + R_{14} + 2R_{13})}{2} \quad (3.12)$$

Sin embargo, si se desprecian los términos menores de las desi-

gualdades (3.11) y (3.12) en la ecuación (3.10) se tiene que:

$$\frac{V_{GSQ1}^2}{V_{p0}^2} - \frac{2}{V_{p0}} V_{GSQ1} + 1 = 0$$

Esto es:

$$\left(\frac{V_{GSQ1}}{V_{p0}} - 1\right)^2 = 0$$

y, por lo tanto

$$V_{GSQ1} = V_{p0}$$

con lo cual, según la ecuación (3.3), $I_D = 0$. Esto hace al circuito de la Fig. (3.1) no funcional.

Si no se hace esta aproximación, se puede ver que I_D es pequeña pero no cero. Se tiene que, asignando los valores de la tabla 3-I a la ecuación (3.10), y suponiendo $V_{p0} = 5.5$ v, $I_{DSS} = 12$ mA⁽³⁾ se obtiene:

$$V_{GSQ1}^2 - 10.7 V_{GSQ1} + 28.0 = 0$$

de aquí se obtienen 2 voltajes:

$$V_{GSQ1} = \begin{cases} \text{a) } 6.3 \text{ v} \\ \text{b) } 4.4 \text{ v} \end{cases}$$

Sin embargo, el FET puede trabajar en la región de estrangulamiento del canal sólo si se cumple la condición ⁽⁸⁾.

$$V_{DSQ1} = V_{GSQ1} - V_{p0} > 0$$

por lo tanto, V_{GSQ1} queda de este modo determinado como

$$V_{GSQ1} \cong 4.4 \text{ v}$$

Con esto, la ecuación (3.3) conduce a

$$I_{DQ} \cong 4 \times 10^{-4} \text{ A}$$

y, de las ecuaciones (3.1) y (3.4) se obtienen respectivamente:

$$V_C \cong -3.4 \text{ v}$$

$$I_{CQ4} \cong 2 \text{ mA}$$

La ecuación (3.6) determina el valor de V_{DSQ1} considerando que

$$V_{CEQ2} \cong V_{GSQ1} - V_C = 7.9 \text{ v}$$

entonces, de la ec. (3.6)

$$V_{DSQ1} \cong 14.7 \text{ v}$$

y, por las ecuaciones (3.7) y (3.8) se tienen

$$V_{CEQ4} \cong 13.1 \text{ v}$$

y,

$$V_{CEQ8} \cong 2 \text{ v}$$

2. ANALISIS DE PEQUEÑAS SEÑALES DEL CIRCUITO NO RETROALIMENTADO

Para este análisis hay que volver a las consideraciones del Capítulo II, según las cuales los condensadores c_d y c_g , y las resistencias r_g , R_1 y R_8 de las figuras (2.6) y (3.1) quedan descartados. Mediante esta suposición, el circuito equivalente para pequeñas señales del amplificador de la Fig. (3.1) es el siguiente:

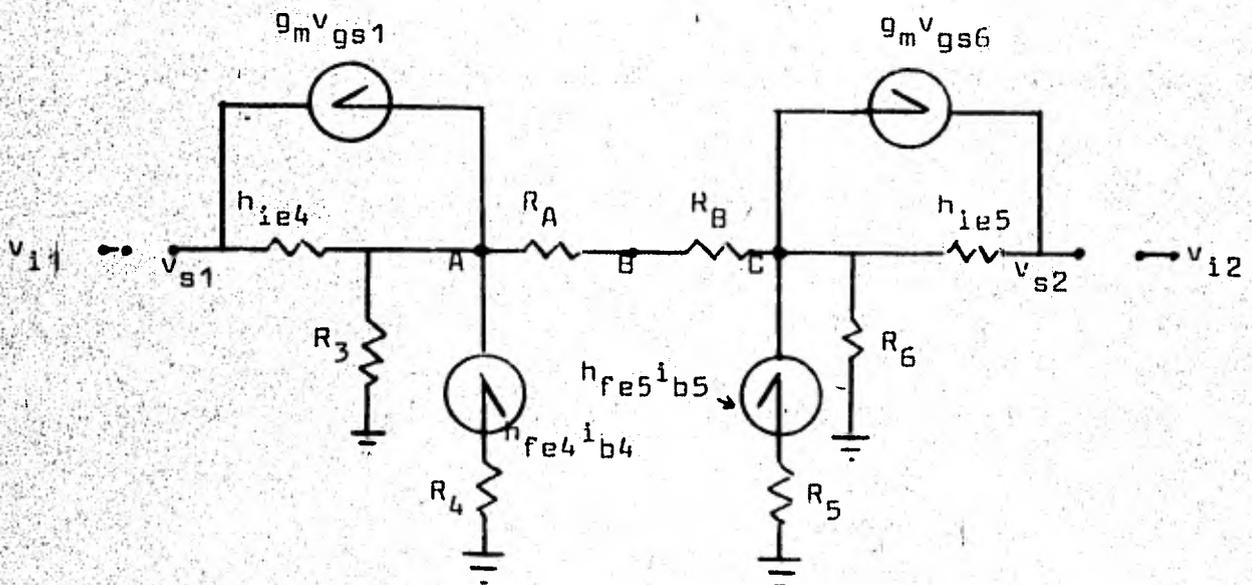


Figura (3.3)

La verosimilitud de esta representación exige que los condensadores C_1 , C_2 , C_5 y C_6 sean suficientemente grandes como para presentar una reactancia despreciable en comparación a sus circuitos asociados formados por R_3 y la resistencia de sumidero

r_{d1} -Fig. (3.1)- en el caso de C_1 ; R_2 en el caso de C_2 , etc. Se debe suponer también que la impedancia presentada por las fuentes de corriente Q_2 , Q_7 y Q_8 es demasiado grande como para ser notada. Por lo mismo se omite también la resistencia de colector h_{oe}^{-1} de los transistores Q_4 y Q_5 , y la resistencia r_d de sumidero de los FET's Q_1 y Q_6 -esta es demasiado alta en comparación con las resistencias R_3 , R_4 , R_5 y R_6 involucradas en sus circuitos. Las fuentes de alimentación, desde luego, se consideran tierras virtuales para señales. Por último, se desprecian los parámetros de transferencia inversa de voltajes, h_{re} de los transistores Q_4 y Q_5 debido a su pequeñez.

Para los efectos de este análisis, se supone una perfecta simetría en cuanto a las características de Q_4 y Q_5 , y de Q_5 y Q_6 , esto es, se asigna el mismo valor de los parámetros h_{ie} y h_{fe} a los dos primeros, y de g_m a los dos segundos.

Ahora, considérense iguales los voltajes de entrada v_{i1} y v_{i2} . La simetría del circuito hace que las corrientes sobre las resistencias R_3 y R_6 sean iguales, y por tanto la diferencia de potencial entre los puntos A y C es cero. El teorema de Miller en estas circunstancias permite descartar las resistencias R_A y R_B por representar éstas una acción nula en el circuito. De esta manera, si v_{s1} y v_{gs1} son los voltajes de la fuente y de la fuente a la compuerta del FET respectivamente,

$$v_{i1} - v_{s1} = v_{gs1} \quad (3.10)$$

y, además

$$v_{s1} = g_m v_{gs1} h_{ie4} + h_{fe4} i_{h4} R_3 \quad (3.11)$$

$$i_{b1} = g_m v_{gs1} \quad (3.12)$$

$$v_{o1} = h_{fe4} i_{b4} R_4 \quad (3.13)$$

Utilizando la ecuación (3.12) en la (3.11) e introduciendo el resultado en la (3.10) se llega a

$$v_{i1} - v_{gs1} (g_m h_{ie4} + g_m h_{fe4} R_3) = v_{gs1} \quad (3.14)$$

y de aquí

$$v_{gs1} = \frac{v_{i1}}{1 + g_m h_{ie4} + g_m h_{fe4} R_3} \quad (3.15)$$

la ecuación (3.12) en la (3.13) conduce a:

$$v_{o1} = h_{fe4} g_m v_{gs1} R_4 \quad (3.16)$$

y, mediante la (3.15):

$$v_{o1} = \frac{h_{fe4} g_m v_{i1} R_4}{1 + g_m h_{ie4} + g_m h_{fe4} R_3} \quad (3.17)$$

puesto que $g_m h_{ie4} \approx 1$ (ecuación (2.5), cap. II)

$$\frac{v_{o1}}{v_{i1}} \approx \frac{R_4}{R_3} \quad (3.18)$$

El mismo tratamiento se puede hacer para la rama derecha del circuito, con un voltaje de entrada v_{i2} y se obtiene:

$$\frac{v_{o2}}{v_{i2}} \approx \frac{R_5}{R_6} \quad (3.19)$$

Por otra parte, si se hace que $v_{i1} = -v_{i2}$ se puede ver que por simetría las corrientes en R_3 y R_6 son iguales en magnitud,

pero en direcciones contrarias. Entonces los voltajes en los puntos A y C de la Fig. (3.3) tienen signo contrario y magnitudes idénticas, por lo cual ambos se cancelan en el punto B. Este punto, por lo tanto, puede ser considerado como una tierra virtual por estar siempre a un potencial cero. De esta manera, las resistencias R_A y R_B —representadas en el circuito por el potenciómetro P_1 — quedan conectadas a tierra en el punto B, es decir, quedan en paralelo con R_3 y R_6 respectivamente. Un análisis idéntico al caso anterior en el cual se trataron los voltajes v_{i1} y v_{i2} iguales, conduce en este caso, como es de esperarse, al resultado:

$$\frac{v_{o1}}{v_{i1}} = \frac{R_4}{R_3 // R_A} \quad (3.20)$$

y:

$$\frac{v_{o2}}{v_{i1}} = \frac{R_5}{R_6 // R_B} \quad (3.21)$$

Si se define a la ecuación (3.18) como la amplificación a modo común, y a la (3.20) como la amplificación a modo diferencial, el rechazo a modo común (CMRR viene dado como el cociente entre ambas ecuaciones:

$$CMRR = \frac{R_3}{R_3 // R_A}$$

3. ANALISIS DE LA GANANCIA CON RETROALIMENTACION

Las salidas de señal J_A y J_B del circuito de la Fig. (3.1) se

aplican a un amplificador de tres etapas para el cual se usa el circuito integrado LM318, el cual es un amplificador operacional de alta impedancia de entrada y gran ancho de banda⁽⁷⁾. La salida J_C se ha dejado para introducir una retroalimentación con el fin de estabilizar los puntos de operación de CD del circuito de la Fig. (3.1). El primer amplificador operacional (Fig. (3.4)) en realidad funciona como un amplificador de ganancia ten diente a infinito, retroalimentado por una red B formada por Q_9 y su circuito adyacente:

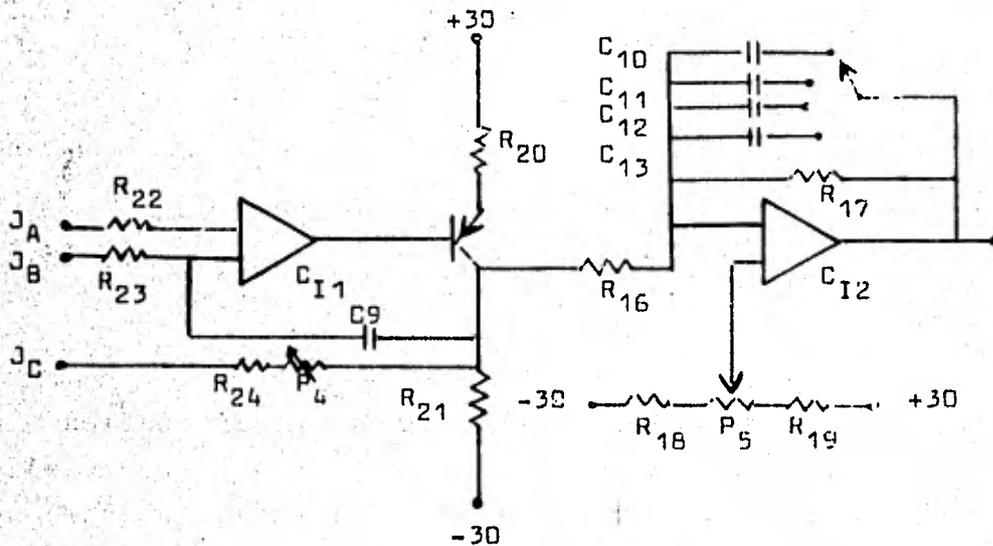


Fig. 3.4

Se puede apreciar en la Fig. (3.4), que el amplificador operacional no está trabajando a lazo abierto, a causa de la retroalimentación introducida por la inversión de fase en Q_9 . Si se analiza la señal en el colector de Q_9 , que puede apreciarse que este amplificador es del tipo llamado "seguidor de voltaje" con ganancia unitaria (ver referencia 6, pág. 542). El transistor Q_9 tiene como fin disminuir el potencial de CD a la salida de C_{11} hasta cero voltios, en ausencia de señal, para aplicarlo a C_{12} . En este último, el nivel de CD se ajusta por medio de las resistencias R_{18} , R_{19} y el potenciómetro preajustable P_5 . La ganancia de la última etapa es pequeña para conservar el ancho de banda apropiado, y viene dada por R_{17}/R_{16} .

El ancho de banda se restringe constituyendo un integrador mediante la selección de uno de los condensadores C_{10} al C_{13} en la vía de retroalimentación de C_{12} .

Por último se han incluido algunas divisoras de potencial (Fig. 3.5) para poder dar, si fuese necesario, un desplazamiento al nivel de la señal agregando desde la entrada una componente de CD a la terminal e_1 de la fig. (3.1). El interruptor rotativo, accionado por el operador del microscopio, puede agregar corrientes desde 10^{-5} hasta 10^{-12} amperios. Otro interruptor rotativo selecciona una resistencia de entrada, desde 10 hasta $10^6 \Omega$, lo cual hace posible recibir señales de magnitudes 10^{-5} hasta 10^{-6} amperios. (fig. 3.6)

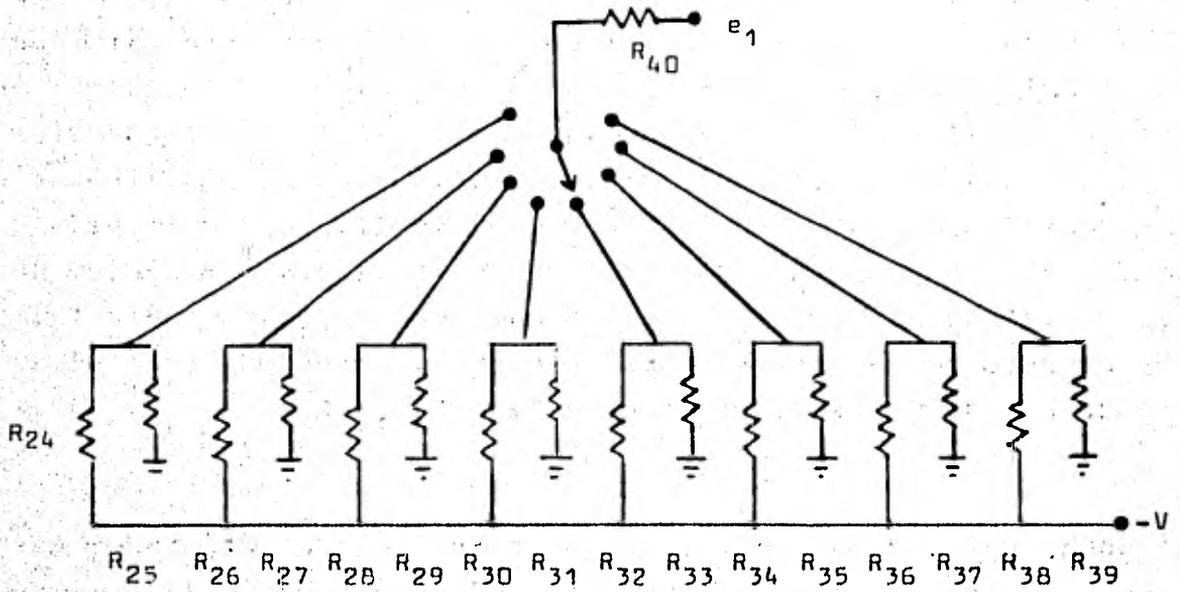


Fig. 3.5

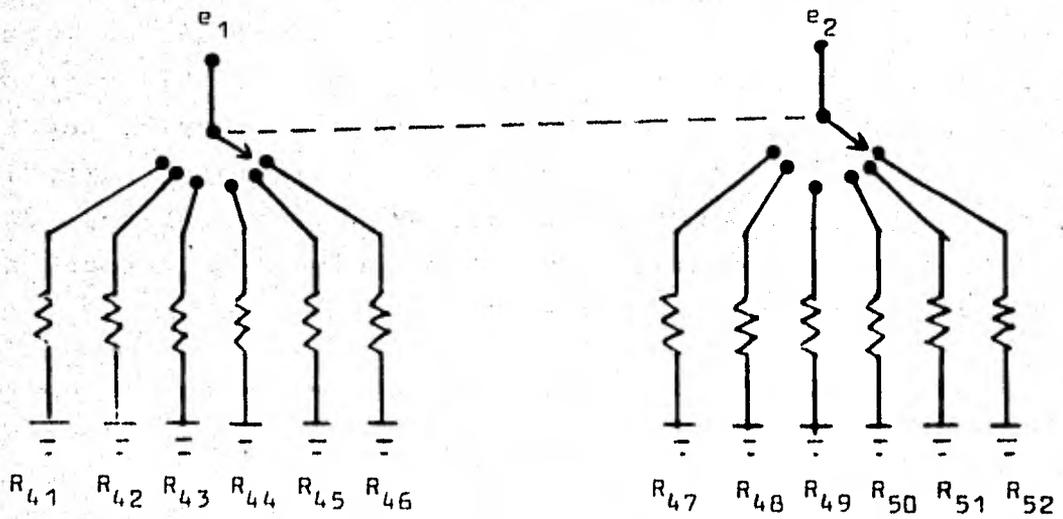


Fig. 3.6

TABLA 3.1

$R_1=10$ Meg	$R_{21}=3.9K$	$P_1=1K$
$R_2=1$ Meg	$R_{22}=56K$	$P_2=220K$
$R_3=27$ K	$R_{23}=56K$	$P_3=1K$
$R_4=6.8K$	$R_{24}=10$ Meg	$P_4=470K$
$R_5=6.8K$	$R_{25}=10$	$P_5=2.2K$
$R_6=27K$	$R_{26}=10$ Meg	
$R_7=680$	$R_{27}=47$	$C_1=0.22$ MFd
$R_8=10$ Meg	$R_{28}=10$ Meg	$C_2=0.22$ MFd
$R_9=1$ Meg	$R_{29}=470$	$C_3=0.27$ MFd
$R_{10}=2.2K$	$R_{30}=10$ Meg	$C_4=0.1$ MFd
$R_{11}=220K$	$R_{31}=4.7K$	$C_5=0.22$ MFd
$R_{12}=2.2K$	$R_{32}=10$ Meg	$C_6=0.22$ MFd
$R_{13}=2.2K$	$R_{33}=82K$	$C_7=0.27$ MFd
$R_{14}=100$	$R_{34}=10K$	$C_8=400$ MFd
$R_{15}=100$	$R_{35}=470$	$C_9=150$ MFd
$R_{16}=1.2K$	$R_{36}=10K$	$C_{10}=0.12$ NFd
$R_{17}=12K$	$R_{37}=4.7K$	$C_{11}=1.2$ NFd
$R_{18}=2.7K$	$R_{38}=10K$	$C_{12}=0.12$ MFd
$R_{19}=2.7K$	$R_{39}=82K$	$C_{13}=0.12$ MFd
$R_{20}=2.2K$	$R_{40}=470K$	
$R_{41}, R_{47}=10$	$R_{44}, R_{50}=10K$	
$R_{42}, R_{48}=100$	$R_{45}, R_{51}=100K$	
$R_{43}, R_{49}=1K$	$R_{46}, R_{52}=1$ Meg	

CAPITULO III

REFERENCIAS

1. Espejel, R-Cabrera, E.-Toca, R.
Sistema Derivador para Estudios Dinámicos en el Microscopio Electrónico de Barrido.
Rev. Mexicana de Física 24 (1975).
Pag. FA15-FA23.
2. Manual de Semiconductores "Fairchild"
Marzo de 1966
Pag. SL-234.
3. Texas Instruments, Catálogo 72/73
Pág. 39-42.
4. Grinich, Victor H. - Jackson, Horace G.
Introducción a los Circuitos Integrados
Gustavo Gili, S.A., Barcelona, 1979
5. Gray, Paul R.- Meyer, Robert G.
Analysys and Design of Analog Integrated Circuits
John Wiley & Sons
1977.
6. Hamilton, Douglas J.-Howard, William G.
Basic Integrated Circuit Engineering
Mc. Graw Hill, 1975
pág. 314-315
7. Linear Data Book
National, Junio 1976
Pág. 3-135, 3-141

8. Crawford, Robert H.
MOSFET in Circuit Design
Mc. Graw Hill, 1967
pp. 59-62.

CAPITULO IV

1. INTRODUCCION.

El procesador de señales descrito en este trabajo es un amplificador con características muy especiales; por lo mismo se requieren para su evaluación métodos cuidadosamente controlados, y un instrumental preciso y eficiente. En este capítulo, se detallan las técnicas y procedimientos usados para tal objeto, así como los resultados obtenidos.

Básicamente, una medición es el acto por medio del cual se obtiene información de alguna cantidad variable llamada parámetro, exhibida por algún sistema. Esta información puede ser obtenida como una indicación dada por algún instrumento de medida en forma de la deflexión de una aguja sobre una carátula con una escala graduada; de una lectura digital, del dibujo realizado por un graficador sobre papel marcado con cuadrícula graduada, etc. Por esta razón, la finura de la escala es un factor importante para la precisión de la medida obtenida. En las pruebas realizadas con este circuito, se detalla en cada caso el tipo de instrumento usado, su precisión, y el montaje del experimento, buscando con esto tener un balance final de los resultados obtenidos en el diseño y construcción de este procesador.

Las especificaciones del amplificador se han obtenido mediante la realización de una serie de pruebas rigurosas, sobrepasando las condiciones normales de operación, con el propósito final de calificar el grado en el que se han satisfecho los requerimientos deseados.

En el diseño de este circuito se ha buscado cumplir con una serie de especificaciones importantes: ancho de banda de 0 a 600 khz, impedancia de entrada de alrededor de 500 K Ω , - una alta razón de rechazo a modo común -CMRR-, baja impedancia de salida, linealidad, estabilidad ante factores físicos, etc. En los párrafos siguientes se detallan estos términos y su significado.

2. ERRORES EN EL PROCEDIMIENTO EXPERIMENTAL.

Los errores que pueden afectar una medición se producen generalmente como consecuencia de al menos alguno de estos 4 factores:

- i. Interacción: El proceso de medida cambia la condición bajo la cual está trabajando el circuito.
- ii. Influencias Externas: El medio afecta al sistema; por ejemplo, la temperatura; la presencia de campos magnéticos o eléctricos; vibraciones mecánicas, etc.
- iii. Fallas del equipo: Deficiencias, limitaciones o mala calibración del instrumental usado en la medición.
- iv. El Factor Humano: Errores de apreciación en la lectura de la escala, en la realización de la medición, etc.

Algunas veces se puede escoger un método de medición para el cual la exactitud de la misma sea independiente de la calibración del instrumental usado. También algunas veces se puede reducir la interacción sobre el sistema bajo medición mediante la selección adecuada de un buen método y de un laboratorio con condiciones especiales de aislamiento contra todos los factores físicos que influyen en el proceso de medición. Sin embargo los errores de apreciación pueden reducirse solamente con un número repetido de observaciones.

En los procedimientos que se detallan a continuación, cuando se evalúa una magnitud Z en función de ciertas magnitudes primarias A, B, C, \dots las cuales medidas directamente puedan presentar errores típicos $\Delta A, \Delta B, \Delta C, \dots$, etc, se da el error propagado en Z como lo indica el siguiente cuadro:⁽¹⁾

RELACION

ERROR TIPICO EN Z

$$A = A+B, \quad Z = A+B \quad (\Delta Z)^2 = (\Delta A)^2 + (\Delta B)^2 \quad (4.1)$$

$$Z = AB, \quad Z = A/B \quad \left(\frac{\Delta Z}{Z}\right)^2 = \left(\frac{\Delta A}{A}\right)^2 + \left(\frac{\Delta B}{B}\right)^2 \quad (4.2)$$

$$Z = A^n \quad \frac{\Delta Z}{Z} = n \frac{\Delta A}{A} \quad (4.3)$$

$$Z = \ln A \quad \Delta Z = \frac{\Delta A}{A} \quad (4.4)$$

$$Z = e^A \quad \frac{\Delta Z}{Z} = \Delta A$$

Cuando las magnitudes a medir estén relacionadas por una función lineal, se hará un análisis de la recta de mínimos cuadrados expresando el coeficiente de correlación como una apreciación de la calidad del ajuste de los datos obtenidos.⁽²⁾

3. LINEALIDAD

La linealidad es una propiedad importante de algunos sistemas, que da origen a una extensa teoría matemática. Para los efectos considerados aquí se puede entender un sistema como lineal si:⁽³⁾

- i.- Existe una proporcionalidad entre causa y efecto; y:
- ii.- Se cumple el principio de superposición.

Las afirmaciones (i) y (ii) se pueden hacer si y sólo si se cumple la siguiente definición equivalente:

Si la respuesta $R(t)$ del sistema bajo un estímulo $S(t)$ es representada por la transformación $H S(t)$, esto es

$$R(t) = H [S(t)],$$

entonces, para asegurar la linealidad es condición necesaria y suficiente que H sea una transformación lineal, esto es que (4)

$$H [S_1(t) + S_2(t)] = H [S_1(t)] + H [S_2(t)]$$

y, que

$$aH [S(t)] = H [aS(t)]$$

4.6

Dentro de esta definición, una condición necesaria para asumir la linealidad de este amplificador es que, teniendo una señal de entrada $v_i(s)$, y una señal de salida $v_o(s)$, el cociente de ambas tenga un valor específico de amplitud y ángulo de fase a una frecuencia compleja s dada. (5)

Procedimiento de evaluación.- Utilizando la salida de bajo nivel de un generador de funciones Hewlett Packard Mod. 3310A, se aplicó una señal senoidal de 10 KHz directamente a las terminales de entrada del amplificador. La frecuencia se midió conectando un contador digital Tektronix mod. Dc501 a la salida de alto nivel del generador (Fig. 4.1).

Las amplitudes de la señal a la entrada del amplificador se hicieron variar entre 0 y 100 mv, midiendo el voltaje pico a pico en las terminales de entrada y salida, con auxilio de los dos canales de un osciloscopio Tektronix Mod. 2213.

La especificación del fabricante para la exactitud en la medida de la amplitud del osciloscopio, es del 3%, sin incluir al error posible de la mitad de la mínima escala del cuadrante, dependiente en cada caso de la posición del control de amplitud vertical del osciloscopio. La medición de la frecuencia está especificada en 10Khz \pm 10 hz.

Con la serie de datos obtenidos, se elaboró la gráfica 4-1 en la que aparece la recta más probable obtenida por el método de mínimos cuadrados. El coeficiente de correlación da idea de la invariabilidad de la ganancia del amplificador ante los cambios en la magnitud de la señal procesada, esto es, da una medida de la linealidad de la respuesta.

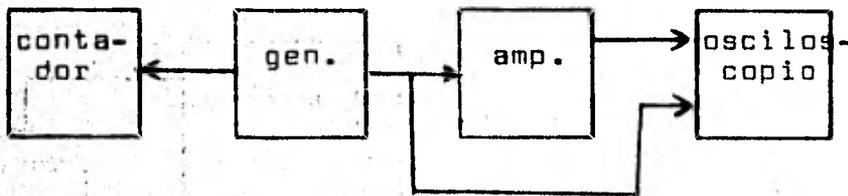


Fig. 4.1

4. IMPEDANCIA DE ENTRADA.

La impedancia de entrada z_i se define como el cociente v_i/i_i , dando por supuesto que la corriente de entrada i_i es una consecuencia del voltaje de entrada v_i solamente. Como consecuencia de los resultados obtenidos en la sección precedente, se tiene la posibilidad de medir la z_i reduciendo a un mínimo la interacción de los instrumentos de medición sobre el circuito. El método descrito a continuación requiere como condición necesaria la linealidad del dispositivo, como se hará notar posteriormente.

DISPOSITIVO EXPERIMENTAL. La salida de bajo nivel de un generador de funciones Hewlett Packard Mod. 3310A, proporcionando una señal senoidal de frecuencia f variable, y magnitud $v_g = 50$ mv pp., se aplica a las terminales de entrada del amplificador, intercalando en serie con el polo vivo de señal, una resistencia de valor conocido R puenteadada con un interruptor S . La salida de alto nivel del generador, se lleva a un contador digital Tektronix Mod. DC501. En las terminales de salida del amplificador se conecta un osciloscopio Tektronix Mod. 2213. (Fig. 4.2)

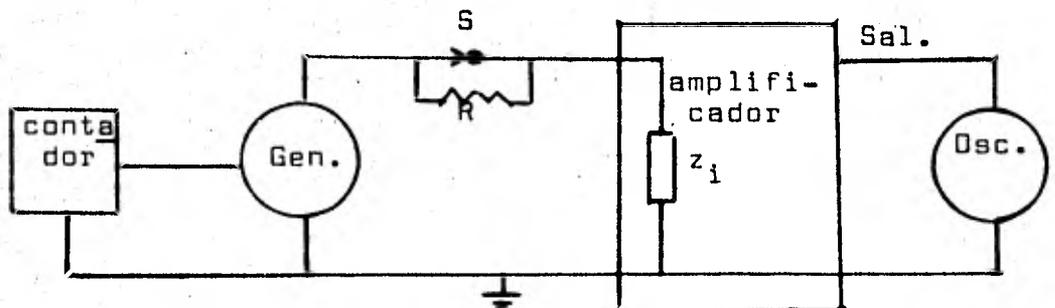


Fig. 4.2

Dispositivo para la medición de la impedancia de entrada.

Se puede suponer que el voltaje de salida v_{01} cuando el interruptor S está cerrado es:

$$v_{01} = \frac{v_g z_i G_v}{z_i + r_g} \quad (4.7)$$

siendo v_g el voltaje de la señal entregada por el generador de funciones G_v la ganancia de voltaje del amplificador, y r_g la resistencia interna del generador. Si se abre el interruptor S, el voltaje medido a la salida debe ser:

$$v_{02} = \frac{v_g z_i G_v}{r_g + R + z_i} \quad (4.8)$$

y, dividiendo la ec. (4.8) entre la (4.7) se tiene:

$$\frac{v_{02}}{v_{01}} = \frac{z_i + r_g}{r_g + R + z_i} \quad (4.9)$$

De la ec. (4.9) se puede ver que la medición tiene sentido en cuanto se seleccione R de valor comparable a z_i . Si se tiene una r_g despreciable:

$$z_i = \frac{R}{\frac{v_{01}}{v_{02}} - 1} \quad (4.10)$$

Se considera que si la frecuencia de la señal de entrada es del orden de 10^2 hz, sólo el valor real de la z_i es perceptible en una medición, puesto que la capacidad de entrada del orden esperado -10^{-11} faradios- posee una reactancia de alrededor de $10^8 \Omega$ esto es mucho mayor que las resistencias de entrada utilizadas en el diseño de este circuito. Por tanto, se hizo una primera medición a una frecuencia de 100 hz. El resultado al aplicar la ec. (4.10) fue de 388.1 K Ω

El error probable en el voltaje de salida v_{01} es la suma de dos errores: el error del 3% especificado en el manual del osciloscopio, y el error surgido en la lectura, que es la mitad de la mínima escala de la carátula del instrumento. El osciloscopio se utilizó en la escala de 0.5 v/div cuya mínima división es de 0.1 v, y el valor obtenido para v_{01} fue de 3.18 v; por tanto

$$v_{01} = 0.095 + 0.050 = 0.145 \text{ v}$$

Del mismo modo se tiene para $v_{02} = 1.44 \text{ v}$ que,

$$v_{02} = 0.043 + 0.050 = 0.093$$

La resistencia R utilizada, medida con un multímetro digital Systron Donner Mod. 7003, dió un valor de 469 K con una incertidumbre especificada en el manual del instrumento como $\pm 0.4\% \pm 3$ cuentas, esto es, $4.9\text{K}\Omega$

El error propagado por estas incertidumbres en la evaluación de la ecuación (4.10) se puede dar como dz_i :

$$\begin{aligned} dz_i &= \frac{\partial z_i}{\partial v_{01}} \delta v_{01} + \frac{\partial z_i}{\partial v_{02}} \delta v_{02} + \frac{\partial z_i}{\partial R} \delta R = \\ &= \frac{-R \delta v_{01}}{v_{02} \left(\frac{v_{01}}{v_{02}} - 1 \right)^2} + \frac{R v_{01} \delta v_{02}}{v_{02}^2 \left(\frac{v_{01}}{v_{02}} - 1 \right)^2} + \frac{\delta R}{\frac{v_{01}}{v_{02}} - 1} = \\ &\approx 24.1 \text{ k} \end{aligned}$$

Por tanto, $z_i = 388.1 \pm 24.1 \text{ K} \equiv R_i$

Haciendo ahora una medición a una frecuencia alta, 300 KHz; la impedancia z_i encontrada es de $101 \text{ K}\Omega \pm 3.5 \text{ K}\Omega$. Si se supone que esta z_i es debida a la existencia de un condensador c_i de entrada es paralelo con una resistencia $R_i = 3.88.1 \text{ K}$ encontrada para la medición a baja frecuencia, se tiene que

$$z_i = \frac{R_i}{1 + j\omega R_i C_i} \quad (4.11)$$

siendo ω la frecuencia de la señal de prueba. El valor observado es obviamente el módulo de z_i y coincide con:

$$Z_i = \frac{R}{(R_i^2 + \omega^2 C_i^2)^{1/2}} \quad (4.12)$$

y, de aquí

$$C_i = \frac{(R_i^2 - z_i^2)^{1/2}}{R_i z_i \omega} \approx 5.1 \text{ Pf}$$

que está dentro de la magnitud esperada para este amplificador. En la gráfica 4.2 se muestra el resultado de una medición efectuada para la z_i dentro del rango de frecuencias de servicio de este amplificador.

5. ANCHO DE BANDA.

Se define por ancho de banda, a la diferencia en hertz entre dos frecuencias a las cuales la potencia entregada por el amplificador se reduce a la mitad de su máximo valor; o bien, la ganancia de voltaje se encuentra a 3 db por debajo de la máxima ganancia. Por comodidad, se define la ganancia de voltaje en decibeles como:

$$G_v \text{ db} = 20 \log \frac{v_o}{v_i}$$

Para la medición se utiliza el mismo dispositivo de la fig. 4-1, y el procedimiento relatado en la sección 3 de este capítulo, con la única diferencia de que se va a dejar fija la amplitud de la señal del generador en 10 mv pp., y se va a cambiar la frecuencia desde casi cero hasta 10^6 hertz.

La medición del ancho de banda se lleva a cabo determinando primero el valor de referencia, esto es, la frecuencia a la cual el voltaje de salida es máximo, y después fijando los límites de frecuencia sí establecidos. Es particularmente útil presentar una gráfica de la ganancia de voltaje en función de la frecuencia en escalas logarítmicas, es decir, decibels contra logaritmo de frecuencia. Los resultados se presentan en la gráfica 4-3.

La exactitud del contador está dada como $(\pm 1/\text{cuenta total}) +$ exactitud de la base de tiempo, en el manual de operación como se usa la base interna de tiempo del contador, cuya exactitud está especificada a una parte en 10^7 , prácticamente el único error posible en la medición en altas frecuencias está en la lectura de las cifras significativas que ya no aparecen en la carátula del instrumento.

La evaluación en bajas frecuencias -cerca de CD- ofrece el problema de que no se puede utilizar el contador por estar este tipo de operación lejos de las especificaciones del mismo. En efecto, según el manual, el contador mide frecuencias desde 10 Hz hasta 110 MHz.

En vez de este dispositivo de evaluación, se ha aplicado a la entrada del amplificador un voltaje de rampa lineal de 50 mv pp., proveniente de un generador de funciones Hewlett Packard mod. 3310A, con una frecuencia de 9.26×10^{-5} Hz,

esto es un período de aproximadamente 3 horas. La señal de salida del amplificador, tomada con un graficador "Plotomatic" Mod. 815M, reveló una línea recta de pendiente 2.5×10^4 con coeficiente de correlación aproximado de 0.998, lo cual quiere decir que la ganancia a esta frecuencia es de 46 aproximadamente. Por esta razón, se considera el ancho de banda de este amplificador al intervalo (0, 430KHz).

6. FASE.

La combinación de dos movimientos armónicos perpendiculares genera patrones característicos llamados "figuras de Lissajous" -por Jules Antoine Lissajous, que trató este fenómeno en 1857 con luz reflejada con espejos vibrantes-.

Cuando las frecuencias de estos dos movimientos están relacionadas armónicamente, los patrones obtenidos dependen también de la fase, por lo cual este fenómeno es usado para la medición de la diferencia de fase entre dos señales. Para esto se utilizan los movimientos generados por las dos señales en direcciones perpendiculares sobre la pantalla de un osciloscopio. La imagen que se puede ver es la de las proyecciones de los fasores individuales, que se combinan en el movimiento del rayo electrónico sobre la pantalla del TRC. Si las frecuencias de estos dos fasores son iguales, estos pueden expresarse como:

$$y = V_y \text{sen } wt \quad (4.1)$$

$$x = V_x \text{sen } (wt + \theta)$$

$$= V_x (\text{sen } wt \cos \theta + \cos wt \text{sen } \theta) \quad (4.2)$$

reemplazando (4.1) en (4.2), sustituyendo $\cos^2 \omega t = 1 - \sin^2 \omega t$, y reacomodando los términos:

$$\frac{x}{V_x} - \frac{y}{V_y} \cos \theta = \sin \theta \left(1 - \frac{y^2}{V_y^2} \right) \quad (4.15)$$

elevando al cuadrado y arreglando la ecuación (4.15):

$$\frac{x^2}{V_x^2 \sin^2 \theta} - \frac{2xy \cos \theta}{V_x V_y \sin^2 \theta} + \frac{y^2}{V_y^2} \left(\frac{\cos^2 \theta}{\sin^2 \theta} + 1 \right) = 1 \quad (4.16)$$

esto es:

$$\frac{x^2}{(V_x \sin \theta)^2} - \frac{2xy \cos \theta}{V_x V_y \sin^2 \theta} + \frac{y^2}{(V_y \sin \theta)^2} = 1 \quad (4.17)$$

que es la ecuación de una familia de elipses. El área de una elipse puede ser dada como

$$a = \pi ab = \int y dx$$

siendo a el semieje menor, y b el semieje mayor de la elipse. Si se usan las ecuaciones (4.13) y (4.14)

$$\pi ab = \int_0^{2\pi} V_x \cos(\omega t + \theta) V_y \sin \omega t d(\omega t) = \pi V_x V_y \sin \theta, \quad (4.18)$$

esto es:

$$\sin \theta = \frac{ab}{V_x V_y} \quad (4.19)$$

véase la figura (4.3) para más claridad.

Nótese en la ec. (4.17) que si $x = 0$, entonces

$$\sin \theta = \frac{y}{V_y} \quad (4.20)$$

que es una relación muy conocida para la medición de fases.⁽⁶⁾

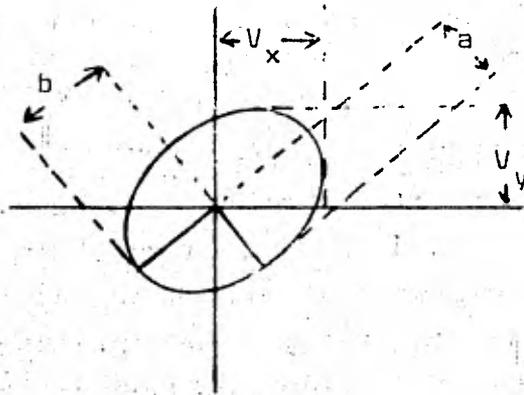


Fig. 4.3

Magnitudes usadas para la medición de la relación de fases entre dos señales.

Nótese que en todo el proceso que condujo a la relación (4.19), no se especificó ninguna condición para la magnitud de los parámetros usados. Por esta razón, la relación entre el ángulo de fase y las proporciones de la elipse no depende en este caso de que la deflexión entre x y y sea igual. Este procedimiento cumple con la necesidad expresada en la sección 4-2, de que la exactitud de una medición debe ser independiente de la calibración del instrumental usado en la medida.

La evaluación efectuada en este amplificador es el corrimiento de fase de la señal de salida respecto a la entrada, y su relación con la frecuencia. Se ha analizado la señal de salida introduciéndola sobre las placas de deflexión vertical de un osciloscopio Tektronix Mod. 2213, a través de la entrada marcada como "Canal 2, o Y". La señal de entrada se aplicó a las placas de deflexión horizontal, mediante la entrada señalada como "Canal 1 o X". Las proporciones de la figura 4.3 se han medido --

directamente en la pantalla del osciloscopio. Los resultados obtenidos mediante la ecuación (4.19) se presentan en la gráfica 4-4.

6. RAZON DE RECHAZO A MODO COMUN.

Una figura de mérito importante en un amplificador diferencial, es la Razón de Rechazo a Modo Común -CMRR-, que en última instancia expresa la aptitud del amplificador para discernir entre señales y ruido, dando preferencia a aquellas. Si existe una respuesta lineal, entonces las señales v_1 y v_2 aplicada a ambas entradas del amplificador diferencial se superponen y dan por resultado un voltaje de salida v_0 de la forma

$$v_0 = A_1 v_1 + A_2 v_2$$

donde A_1 y A_2 son las ganancias de cada entrada.

Se definen la amplificación común A_c y la amplificación diferencial A_d respectivamente como:

$$A_c = A_1 + A_2; \quad A_d = 1/2(A_1 - A_2)$$

Para la condición óptima de servicio, un amplificador diferencial debe tener una A_c tendiente a cero; sin embargo en la práctica esto no ocurre así. Una manera de evaluar esta condición es el CMRR definido como:

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right|$$

que puede ser expresada en decibeles como

$$CMRR|_{db} = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \quad (4.21)$$

En este amplificador se analiza la dependencia del CMRR respecto a la frecuencia de la señal. La amplificación a modo común se ha medido aplicando una señal senoidal de 10 mv proveniente de la salida de bajo nivel de un generador de funciones Hewlett Packard Mod. 3310A, a las dos entradas del amplificador diferencial simultáneamente. La salida de alto nivel del generador se ha lleva a un contador digital tektronix Mod. DC501 para medir en todo momento la frecuencia de la señal (fig. 4-4).

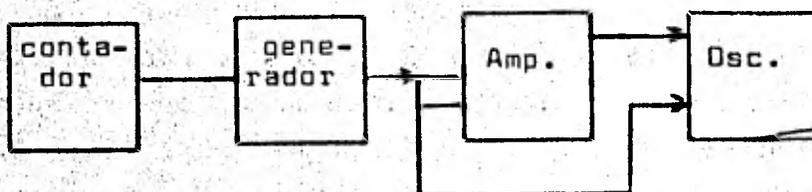


Fig. 4-4

Dispositivo para la medición del CMRR.

El canal 1 de un osciloscopio Tektronix Mod. 2213 mide la magnitud del voltaje pico a pico en la entrada del amplificador, mientras que el canal 2 es usado para medir el voltaje en la salida.

La amplificación diferencial se ha medido con este mismo procedimiento, pero aplicando ahora la señal solamente a una de las dos terminales de entrada del amplificador, y refiriendo la otra a tierra.

En la gráfica 4-5 se presenta el resultado de esta evaluación, efectuada en varias frecuencias.

El error en la medición está dado por:

$$\frac{\partial \text{CMRR}}{\partial A_d} \delta A_d + \frac{\partial \text{CMRR}}{\partial A_c} \delta A_c = 20 \left(\frac{\delta A_d}{A_d} - \frac{\delta A_c}{A_c} \right)$$

Este error en todo el intervalo de la gráfica 4-5 es inferior al 5%.

8. ESTABILIDAD TERMICA.

Uno de los grandes problemas en la electrónica del estado sólido es la temperatura, ya que las mayorías de los componentes activos usados en los circuitos poseen puntos de operación muy sensibles al calor. Normalmente los diseños con transistores bipolares se hacen tomando en cuenta la dependencia del parámetro $\beta = I_C/I_B$ con la temperatura, y procurando que esta dependencia influya mínimamente en el punto de operación del circuito; sin embargo, en una serie de etapas amplificadoras colocadas en cascada, las desviaciones del punto de operación se propagan, dando por resultado un corrimiento indeseable del voltaje de salida con la temperatura, que puede por momentos verse incrementado por un efecto de retroalimentación positiva, dentro de las redes, i.e., a más temperatura más corriente, y por tanto más temperatura etc. Para el correcto funcionamiento del circuito, conviene que esta estabilidad sea pequeña respecto a la magnitud de las señales manejadas.

En el caso de este amplificador, la evaluación de la estabilidad térmica se realizó de la siguiente manera: se colocó la tableta del circuito en un recipiente adiabático, dentro del cual se puso también un calentador eléctrico de baja potencia. Se dejaron orificios pequeños en las paredes del recipiente para salida de cables, y para la colocación de un termómetro. El circuito se puso a funcionar conectado normalmente a sus fuentes de alimentación, pero en ausencia de señal, esto es, con las terminales de entrada en corto circuito.

El voltaje de salida se midió con un multímetro digital Systron Donner Mod. 7003 con una exactitud especificada en $0.5\% \pm 2$ cuentas, es decir, un error siempre menor a 2.25 mv. La temperatura

medida con un termómetro de mercurio con escalas graduadas de dos en dos grados centígrados, se ha supuesto exacta con un error probable de 1°C, salvo errores de calibración.

El resultado de la evaluación es un corrimiento lineal con la temperatura a partir de 20°C, con una pendiente de - - (2.55 ± 0.01)mv/°C, es decir, el corrimiento del voltaje de salida V_o y la temperatura T se pueden relacionar con la ecuación

$$V = (2.55 \pm 0.01) \times 10^{-3} (T - 20) \quad (4.22)$$

donde V se expresa en voltios y T en grados centígrados.

Para calcular el error probable en la pendiente se hizo uso de la ecuación (4.3).

9. DISTORSION ARMONICA.

Es bien conocido que cualquier señal periódica se puede representar en términos de una serie de Fourier⁽⁷⁾ como:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n e^{jn\omega t} \quad t_0 < t < t_0 + T \quad (4.23)$$

donde los coeficientes F_n están dados por

$$\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) e^{-jn\omega t} dt \quad (4.24)$$

Si en un amplificador es introducida una señal, una manera de conocer el grado en el cual la forma de onda de la salida difiere de la forma de onda en la entrada, es la evaluación de la distorsión armónica, o dicho de otro modo, cuántos de aquéllos términos armónicos aparecen en la salida sin estar presentes en la señal original. Esta medición es importante porque entre otras cosas, permite detectar el máximo nivel de señal que puede manejar el amplificador sin exceder las especificaciones de linealidad.

El osciloscopio puede cualitativamente mostrar la distorsión armónica visible si esta excede de un 5-10%, dependiendo de la habilidad del observador. Sin embargo, la mayor precisión se alcanza con una medida cuantitativa proporcionada por un analizador de distorsión. Este mide el voltaje total y lo compara con el valor de voltaje obtenido cuando la frecuencia fundamental es eliminada por un filtro de rechazo. Este filtro es ajustado hasta tener un voltaje de salida -- E_{min} en la frecuencia fundamental. De esta manera se tiene que

$$\% \text{ Dist. Armónica} = \frac{E_{min}}{E_{salida}} \times 100$$

Si E_{salida} es ajustado al 100 de la escala, el instrumento dará directamente el valor porcentual de la distorsión armónica.

Para la evaluación se conectó un generador de funciones Hewlett Packard Mod. 3310A, con un voltaje senoidal de 50 mv p.p. a la entrada del amplificador. La frecuencia fué medida con un contador digital Tektronix Mod. DC501 conectado al generador de manera similar a la explicada en las secciones anteriores. La distorsión fué medida primero a la salida del generador, y después en la salida del amplificador con un Analizador de Distorsión Hewlett Packard Mod. 334A. Este instrumento puede trabajar con un rango desde 5 Hz hasta 600 KHz, realizando medidas tan pequeñas como de 0.002% de distorsión armónica. El rechazo de la frecuencia fundamental es típicamente de 99.9%, y a la segunda armónica es menor que 1 db en audiofrecuencia, y de 3 db (alrededor del 30%) en el límite de 600 KHz.

Los resultados de la medición, obtenidos como la diferencia de la distorsión de la señal de entrada a la distorsión de la señal a la salida del amplificador, se presentan en la gráfica 4-6.

10. FIGURA DE RUIDO.

La relación señal-ruido, se define como el cociente v_s / v_r , donde v_s es la magnitud del voltaje de señal y v_r el voltaje de ruido, entendido este como cualquier voltaje parásito exento de información y agregado a la señal. El ruido tiene muchas fuentes, algunas no muy bien explicadas en el marco de las actuales teorías microscópicas. La fuente más común de ruido es la radiación originada por las fluctuaciones aleatorias en la energía de los portadores de carga, debidas a la agitación térmica en el interior de los materiales - - -

conductores -el llamado ruido Térmico o de Johnson-⁽⁸⁾, pero existen otras muchas y muy variadas causas, como el ruido debido a la naturaleza discreta de las cargas -llamado ruido de Schottky- y otros.⁽⁹⁾

Desde luego se encuentra que el ruido está estrechamente relacionado con la temperatura y con la magnitud del espectro de frecuencias dentro del cual se mide. El ruido térmico producido dentro de una resistencia está dado por:

$$v_n = (4KTR\Delta\omega)^{1/2} \quad (4.25)$$

donde K es la constante de Boltzmann, aproximadamente 1.38×10^{-23} joule/°Kelvin; T es la temperatura ambiente, R la resistencia y $\Delta\omega$ el ancho de banda en el que se efectúa la medición.

Un aspecto importante en los amplificadores, es la cantidad de ruido que se superpone a la señal durante el tratamiento a través de las diversas etapas de procesamiento. Una figura de mérito que puede dar un detalle cuantitativo de este fenómeno es la Figura de Ruido F, definida como la razón de la relación señal-ruido a la entrada, a la relación señal-ruido en la salida. Naturalmente, la figura de ruido tiene una fuerte dependencia con la resistencia interna del generador de la señal, y con la frecuencia.

La figura de ruido F en decibeles, se expresa como :

$$F = 20 \log \frac{s_i/n_i}{s_o/n_o} = 20 \log \frac{s_i}{n_i} - 20 \log \frac{s_o}{n_o} \quad (4.26)$$

Aprovechando la forma de la relación (4.26), se ha medido

en este amplificador la figura de ruido con un artificio: después de medir con un multímetro Systron Donner Mod. - 7003, una resistencia de carbón especificada en 1 m Ω se calculó n_i aprovechando la ecuación (4.25), y utilizando como w al ancho de banda adecuado dado por el selector del amplificador. Se colocó esta resistencia en serie - con un generador de funciones Hewlett Packard mod. 3310A, conectado a las terminales de entrada del amplificador.

La señal del generador se fijó con la ayuda de un osciloscopio Tektronix Mod. 2213, en la magnitud $10n_i$, con lo cual la ecuación 4.26 se transforma en

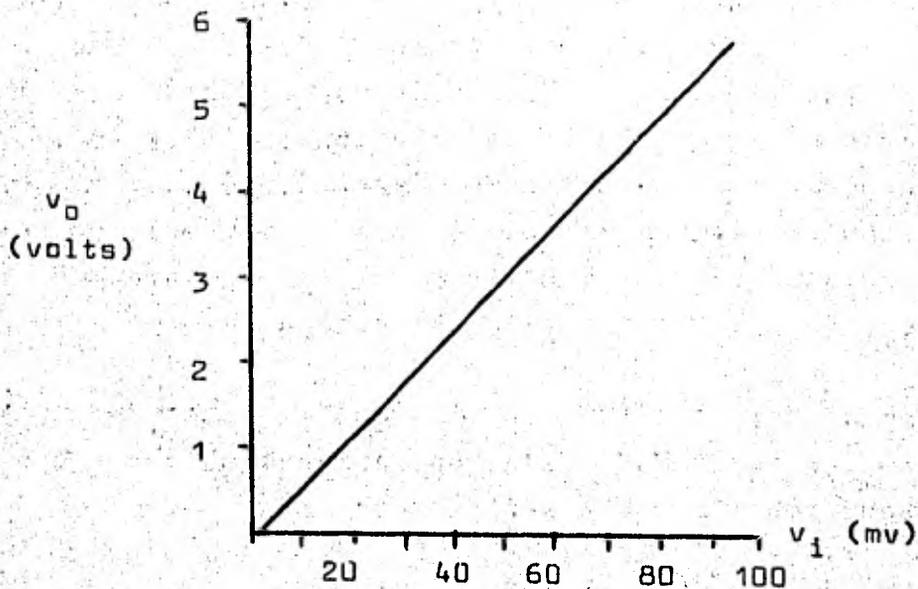
$$F = 20 - 20 \log \frac{s_o}{n_o} \quad (4.27)$$

Es de suponerse que en estas condiciones s_o es mayor que n_o , y lo que se mide en la salida es para todo fin práctico, la señal siendo despreciable el ruido. Se midió - pues esta señal con el osciloscopio, y se midió el ruido n_o apagando el generador. Todos este procedimiento repetido en cierto rango de frecuencias dió por resultado los datos presentados en la gráfica (4-7).

El error probable en F se ha calculado como se indica en la sección 4.7, siendo igual a

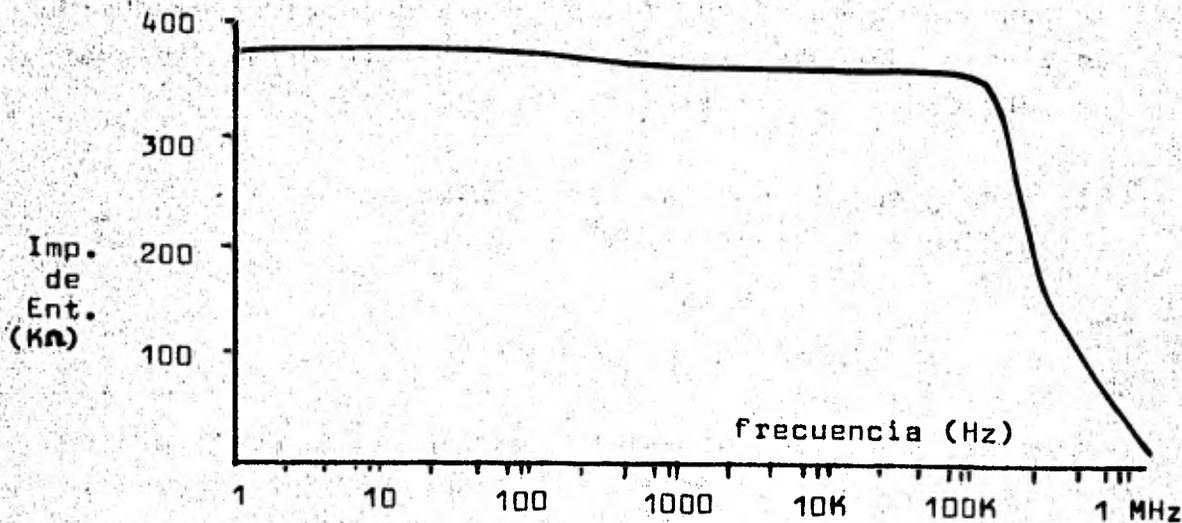
$$20 \left(\frac{\delta s_o}{s_o} - \frac{\delta n_o}{n_o} \right)$$

donde δs_o y δn_o son obtenidos como la mitad de la mínima escala de la cuadrícula del osciloscopio. Este error resultó ser siempre menor o igual a 0.5 db en todo el intervalo de la gráfica (4-7).



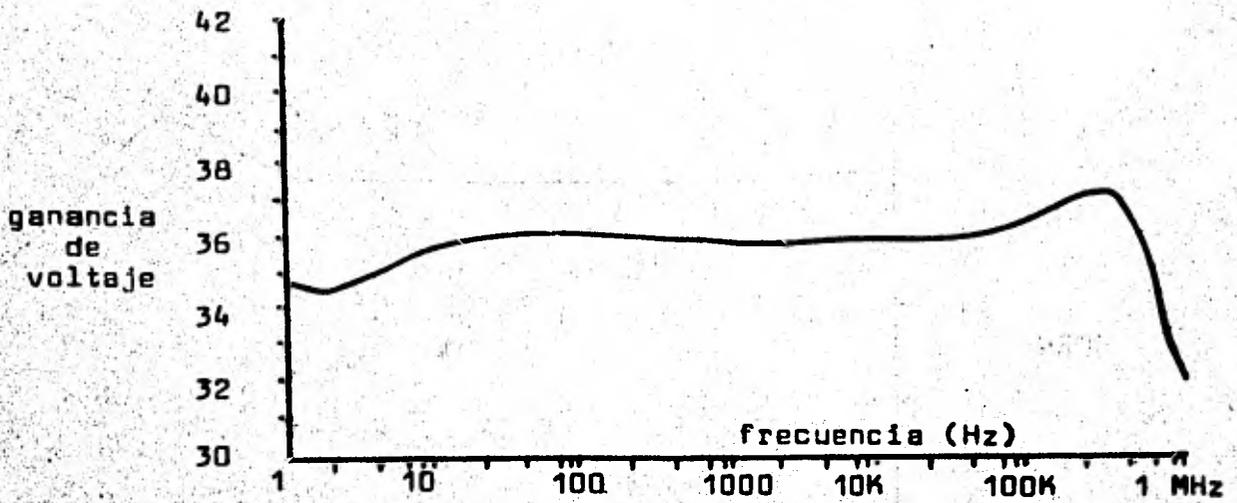
Gráfica 4-1

Linealidad: recta de mínimos cuadrados
 $v_o = 63.6 v_i - 0.047$ con coeficiente de correlación de 0.995.

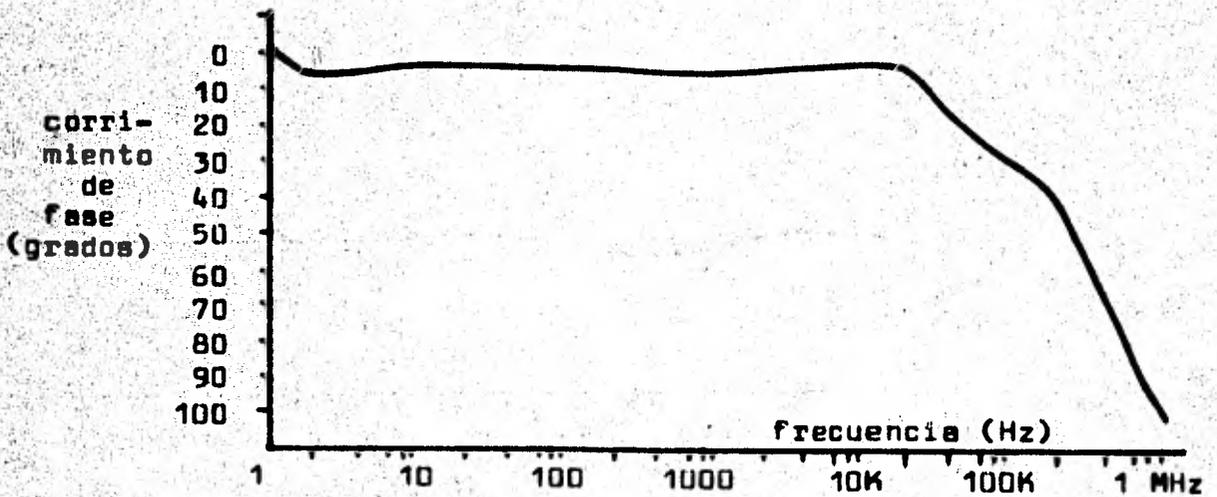


Gráfica 4-2

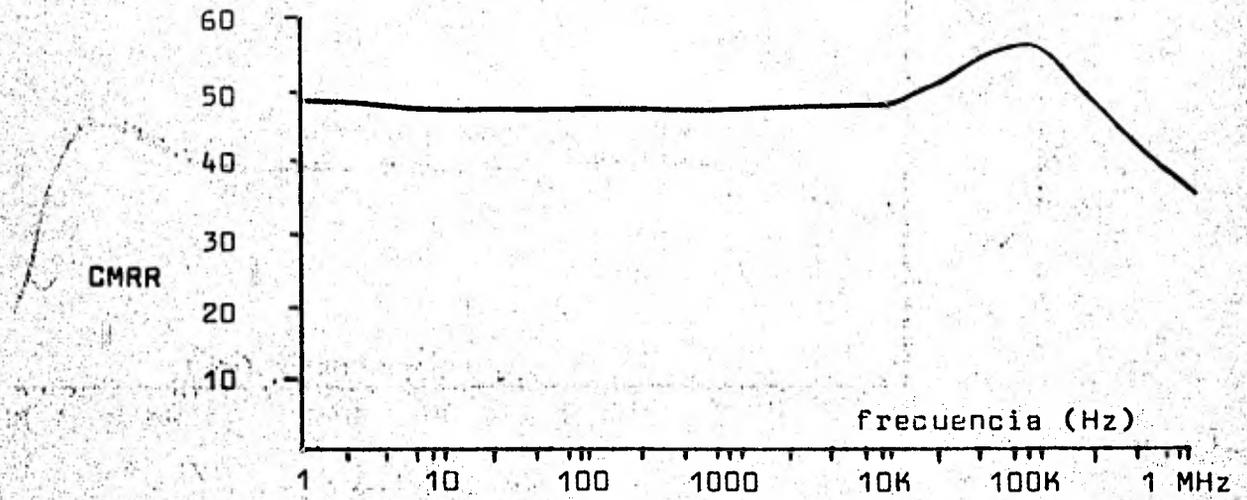
Impedancia de entrada contra frecuencia.



Gráfica 4-3
Ganancia de voltaje contra frecuencia.

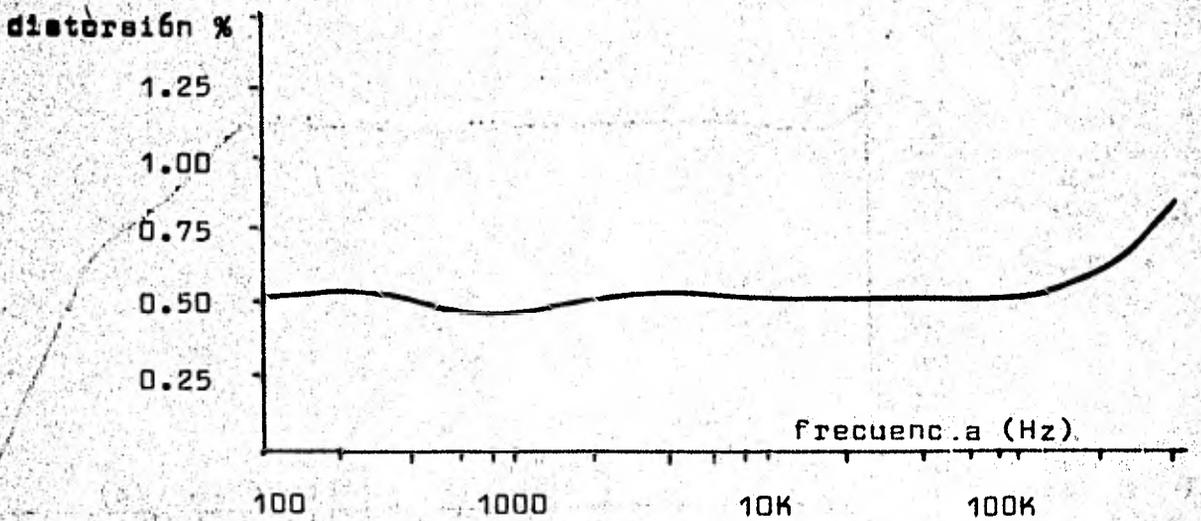


Gráfica 4-4
Diferencia de fase entrada-salida contra frecuencia.



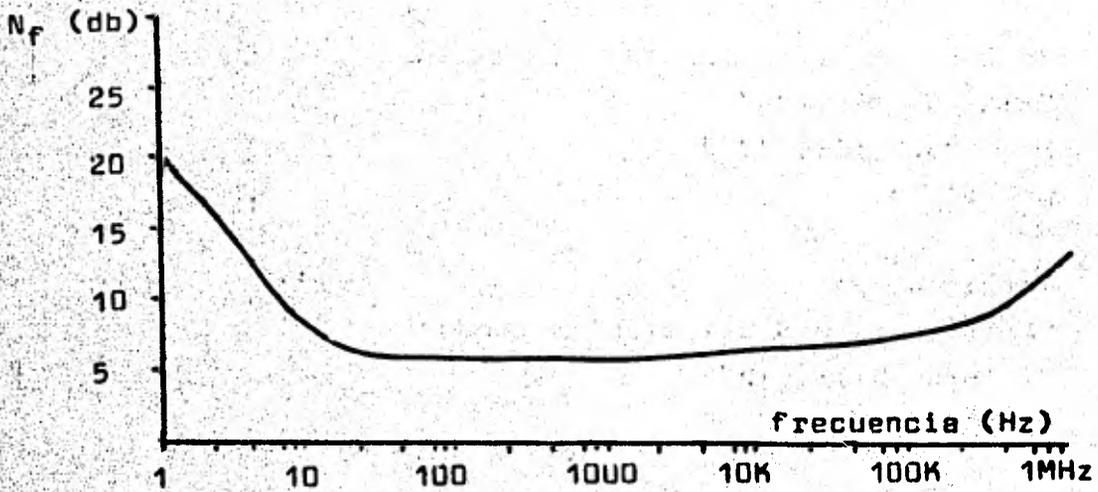
Gráfica 4-5

Razón de Rechazo a Modo Común, contra Frecuencia.



Gráfica 4-6

Distorsión Armónica Contra Frecuencia.



Gráfica 4-7

Figura de Ruido contra Frecuencia.

REFERENCIAS

1. Squires, G.L.
"Física Práctica"
Mc. Graw Hill, 1972.
pp. 51-53.
2. Morrison, Donal F.
"Multivariate Statistical Methods"
Mc. Graw Hill, 1976
pp. 102-120
3. Stern, Thomas E.
"Theory of Nonlinear Networks and Systems"
Addison Wesley, 1965
p. 8 y sig.
4. Gabel - Roberts.
"Señales y Sistemas Lineales"
Limusa, 1975
pp. 16-18
5. Roe, Peter
"Networks and Systemas"
Addison Wesley. 1966
pp. 2-3
6. "Operating and Service Manual, Oscilloscope 1220 A and
1221A"
Hewlett Packard, 1974
Sec. 2-32

Referencias...

7. Smith, Jon M.
"Scientific Analysis on the Pocket Calculator"
Wiley and Sons, 1975
Cap. 5
8. Weber-Mc Lean
"Electrical Measurement Systems for Biological and
Physical Scientists"
Addison Wesley, 1975
p. 286 y sig.
9. Millman-Halkias
"Integrated Electronics"
Mc. Graw Hill, 1972
p. 402

CAPITULO V

CONCLUSION

Las pruebas descritas en el capítulo 4 de este informe, demuestran que el procesador descrito en este trabajo puede funcionar eficientemente en los microscopios electrónicos de barrido de tipo común. Tómese como referencia al amplificador de corriente para el microscopio Stereoscan 600 producido por la empresa inglesa Cambridge Scientific Instruments, Ltd., y compárense los datos reportados en el manual de este instrumento, con los resultados mencionados en el capítulo 4: El amplificador de la empresa Cambridge S. I. L., tiene un volumen y peso mayores, es mucho más costoso; ambos instrumentos tienen el mismo rango de corriente, pero el amplificador Cambridge tiene un ancho de banda menor, y además está construido con elementos poco comunes en el comercio, por lo cual su reparación es difícil y costosa.

Sin embargo, preocupan algunas características del instrumento descrito en este reporte: la razón de rechazo a modo común, la estabilidad térmica y la figura de ruido, podrían en algunos casos representar problemas. Estas particularidades no son reportadas por el fabricante del amplificador Cambridge.

Solamente un uso más continuado del instrumento que se presenta en este reporte, deberá resolver en definitiva si este representan una alternativa útil. Desde luego, integrar una tecnología nacional para la fabricación de instrumentos electrónicos de apoyo a las ciencias, es una tarea que se tiene que hacer, y que se debe ya comenzar.

Si este trabajo pudiera servir a este fin, aunque se tuvieran que hacer ciertas modificaciones, se estaría avanzando en la dirección correcta, sin olvidar que todo camino comienza con un simple paso.

BIBLIOGRAFIA

Para complementar, se pueden consultar los siguientes textos:

Microscopía Electrónica.

Barer, R. and Cosslett, V.E.

Advances in Optical and Electron Microscopy

Academic Press, 1971

-Es una obra en varios tomos, conteniendo artículos acerca de los fundamentos, principios y aplicaciones del SEM.

Bowen, D.

Microscopy of Materials; modern Imaging Methods Using Electron, X-Ray and Ion Beams.

Mc. Millan, 1975

-Descripción Funcional de SEM.

Burton, Eli F.

The Electron Microscope

Reinhold, 1942.

Hall, Cecil Edwin

Introduction to Electron Microscopy

Mc. Graw Hill, 1966.

Hayat, M. A.

Introduction to Biological Scanning Electron Microscopy.

Baltimore, University Park., 1979

-Contiene explicaciones acerca de la instrumentación y la formación de imágenes.

Scanning Electron Microscopy: Systems and Applications.

Proceedings of a Conference organized by the Electron

Microscopy and Analysis Group of the Institute of Physics

Univ. of Newcastle, July 1973

London, Institute of Physics.

-Contiene una serie de artículos acerca del SEM.

Oatley, C. M.
 The Scanning Electron Microscope
 Cambridge, Unive. 1972.

III Research Institute, Chicago
 Symposium of the Scanning Electron Microscope, 1979
 -Varios artículos de diversos autores, v. gr. "Int. to S. E. Mi
 crocopy" de W. C. Nixon; etc.

Análisis y Diseño Electrónico

Angelo, E. J.
 Electronic circuits
 Mc. Graw Hill, 1964
 -Un buen texto para el estudio de análisis y retroalimentación.

Beerens, A. C. J.
 Measuring Methods and Devices in Electronics
 Hayden Book Company, N. Y., 1966.
 -Teoría de errores, instrumentación.

Cirovic, Michael M.
 Basis Electronics: Devices, Circuits and Systems
 Prentice Hall, 1974
 -FET's, modelos, amplificadores, análisis.

Cutler, Phillip
 Análisis de Circuitos con Semiconductores
 Mc. Graw Hill, 1978
 -Análisis

Oliver, Bernard M. And Cage, John M.
 Electronic Measurements and Instrumentation
 Mc. Graw Hill, 1971
 -Mediciones en amplificadores.

Prensky, Sol D.
Electronic Instrumentation
Prentice Hall, 1971
-Instrumentación.

Tuttle, David F.
Circuits
Mc. Graw Hill, 1977
-Funciones de Transferencia'

Weber, Leonard J. and Mc. Lean, Donald
Electrical Measurement Systems for Biological and Physical
Scientists
Addison Wesley, 1975
-Medida de pequeñas señales en presencia de ruido.

TESIS DIRIGIDA POR:
ESTEBAN AMANO TOYOMOTO
RAUL ESPEJEL PAZ, Y
ANDRES V. PORTA CONTRERAS