

120
20



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO**

FACULTAD DE INGENIERIA

**TEORIA E IMPLEMENTACION DE FILTROS DE
CAPACITOR CONMUTADO.**

**TESIS PROFESIONAL
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
P R E S E N T A :
ALBERTO SANTIAGO MEJA WILLIAMS**



DIRECTOR DE TESIS: ING. MARIO A. IBARRA PEREYRA

MEXICO, D. F.,

1998

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



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.

TESIS

COMPLETA

Este trabajo se realizó con la ayuda desinteresada y eficaz de las siguientes personas:

Dr. Eduardo Montes de Oca F.
Subdirector del Depto. de Enseñanza e Investigación.
Instituto Nacional de la Comunicación Humana. (I.N.C.H.)

M.C. Guillermo Martínez López.
Jefe del Depto. de Innovación Tecnológica.
Instituto Nacional de la Comunicación Humana. (I.N.C.H.)

L.E.E. Mónica López Negrete de Regil
Comaudi.

Dedico la presente tesis a:

**Mis padres: Sr. Alberto Mejía (finado) y Sra. Luz del Alba Williams Mex.
Quienes lucharon tenazmente para lograr el más anhelado de sus sueños.**

Mis hermanos: Carola, Tomás y Alfredo.

**Quienes me han hecho valorar su cariño y su comprensión durante estos años de
lucha que hemos vivido después de la muerte de mi padre.**

Mis cuñados: Rubén y Zully.

**Quienes son dos personas muy a todo dar y que gracias a Dios son parte de ésta
familia.**

Mis sobrinos: Luz del Alba, Rubén y Alberto.

**Que son la alegría de nuestras vidas y en quienes ponemos toda nuestra fe para
que algún día sigan el camino que se les ha marcado.**

Mis familiares: Abuelos y tíos.

Quienes me brindaron una niñez llena de dicha.

Mis dos grandes amigos: Gerardo y Pablo.

Porque seguirán vivos en mis recuerdos aunque ya no los vea más.

**Y muy en especial al Ing. Mario A. Ibarra Pereyra porque es una persona a todo
dar que me apoyó y alentó de principio a fin.**

GRACIAS.

Y a ti cuñado (Rubén Arias Sellschopp) quien has sido más que un amigo y un benefactor, no encuentro las palabras para agradecerte todo tu apoyo en los momentos más difíciles de mi vida, solamente puedo decir: "gracias Señor por haber puesto en nuestras vidas a aquel lo da todo por amor".

TEMARIO:	PAG.
CAPITULO 1. INTRODUCCION.	1.
CAPITULO 2. RESUMEN DE CONCEPTOS BASICOS.	4.
CAPITULO 3. FUNDAMENTOS TEORICOS DE LOS FILTROS DE CAPACITOR CONMUTADO.	17.
1. FUNCIONES DE TRANSFERENCIA BUTTERWORTH Y CHEBYSHEV.	18.
2. ALGUNOS CONCEPTOS DE TRANSFORMADA Z Y BILINEAL.	31.
3. PRINCIPIO FUNDAMENTAL DE LOS FILTROS CON CAPACITOR CONMUTADO.	37.
4. ANALISIS DE CASOS PARTICULARES.	59.
5. SIMULACION EN COMPUTADORA DE FILTROS ACTIVOS CON CAPACITORES CONMUTADOS.	72.
CAPITULO 4. DISEÑO DE FILTROS CON CAPACITORES CONMUTADOS.	117.
CAPITULO 5. DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN AUXILIAR AUDITIVO.	131.
1. CONSTRUCCION.	132.
2. PRUEBAS DE LABORATORIO.	140.
3. PRUEBAS AL AUXILIAR AUDITIVO.	151.
CAPITULO 6. CONCLUSIONES.	155.
1. EVALUACION DEL PROYECTO.	156.
2. AUTOCRITICA DE LA TESIS.	156.
BIBLIOGRAFIA.	157.

CAPITULO 1:

INTRODUCCION

INTRODUCCION.

El sector salud en México ha dependido del uso de productos procedentes de otros países para resolver algunos de sus problemas. En el caso específico de la instrumentación médica se menciona que los aparatos utilizados para el diagnóstico, tratamiento o rehabilitación son en un 80 % de origen extranjero y el 20 % restante de origen nacional. Lo anterior ha hecho que el sector salud del país sufra pérdidas en recursos económicos, y ofrezca un servicio vulnerable y riesgoso en la operatividad de los equipos. Los desperfectos de equipo afectan directamente a las personas que utilizan algún aparato para corregir parcial o totalmente algún padecimiento físico u orgánico.

Se calcula que el 10 % de la población general de nuestro país tiene un defecto auditivo y en la mayoría de los casos se requieren auxiliares auditivos para su rehabilitación. Por lo anterior, en ésta tesis se pretende desarrollar un prototipo de auxiliar auditivo que cubra las necesidades básicas de los pacientes que tienen problemas en la capacidad para escuchar adecuadamente, partiendo del entendimiento que se trata de una tecnología de mediana complejidad y además teniendo la confianza de que se podía realizar con materiales de fácil obtención en el mercado nacional. Buscando realizar un instrumento con incidencia real se lleva a cabo éste proyecto con la participación de especialistas en audiología, terapeutas del lenguaje, maestras de escuelas de educación especial e investigadores clínicos, considerando sus opiniones para el desarrollo de un auxiliar auditivo tipo caja de ganancia elevada.

OBJETIVOS.

Uno de los objetivos fundamentales de éste trabajo es el diseño y construcción de un auxiliar auditivo individual tipo caja, que utilice filtros de capacitor conmutado para poder compararlo con uno de diseño clásico (filtros activos RC) que se ponga a disposición de la población *hipoacúsica* (sordera profunda) de tipo conductivo, con el fin de que éste contribuya al desarrollo del lenguaje hablado en los niños sordos de corta edad y en general, para solucionar los problemas de comunicación de las personas que presentan disminución de la capacidad auditiva.

El auxiliar auditivo desarrollado está enfocado para la rehabilitación de hipoacúsicos, ya sea de naturaleza congénita o adquirida, así como para adultos de edad avanzada para quienes el aspecto estético no es tan importante y en los cuales es muy frecuente la hipoacusia de tipo conductivo.

Otro de los objetivos es el de poder realizar un diseño que aparte de ser competitivo en características electroacústicas, lo sea también en cuanto a que pueda ser fácil de construir con los componentes electrónicos nacionales, y que no implique mayor dificultad en su construcción. Obviamente en éste aspecto también es de importancia el problema económico.

Los auxiliares auditivos con filtros de capacitor conmutado ofrecen mucho mayores ventajas que aquellos diseños elaborados con filtros RC analógicos, entre las cuales podemos mencionar: que en un sólo integrado se puede conseguir un sistema ecualizador de tres bandas el cual nos permite una gran reducción de componentes, ya que los componentes externos, tales como resistencias y capacitores serían menos que en un diseño con RC. Otra característica favorable es que el filtro de capacitor conmutado presenta la posibilidad de variar su frecuencia de corte o su ganancia simplemente variando la frecuencia de reloj. Todo esto ofrece, la posibilidad de reducir enormemente el tamaño del circuito de aquella comparada con uno RC.

Una característica importante que presenta éste diseño es que incorpora un *compresor de audio* el cual nos permite controlar la ganancia automáticamente en los auxiliares auditivos, ya que los nuevos auxiliares próximos a salir al mercado están incorporando dichos *compresores* en sus diseños.

Realmente ha sido muy escasa la participación de los filtros de capacitor conmutado en la elaboración de dichos auxiliares, ya que por lo general tienen mayor aplicación en sintetizadores de voz y sistemas de telecomunicaciones. No se ha explotado o no se ha vislumbrado el gran potencial que presentan éstos filtros en el rango de frecuencia de voz, ya que al ser filtros que manejan señales analógicas y se comportan como filtros digitales, siguen siendo analógicos simplemente conectándoles un filtro RC a la salida.

Por todo lo anterior es que se enfoca la tesis en el proyecto de un auxiliar auditivo que tenga control sobre la curva de respuesta a la frecuencia por medio de filtros, ya que el oído de las personas hipoacúsicas tiene una respuesta a la frecuencia fuera de lo normal, éste aparato además de restituirles la audición también les proporciona una respuesta a la frecuencia "normal".

**CAPITULO 2:
RESUMEN DE
CONCEPTOS
BASICOS.**

TIPOS DE SORDERA:

La sordera está caracterizada por una disminución en la percepción de los sonidos (disminución de la sensibilidad auditiva), o disminución de la habilidad para discriminar los diferentes sonidos de las palabras, o ambas cosas. La disminución de la sensibilidad puede ser causada por un incremento de la impedancia mecánica entre el oído externo y el oído interno o por la reducción de la sensibilidad del órgano sensorial de la audición. La disminución de la habilidad de discriminación está primeramente asociada con daño del órgano sensorial, aunque otras estructuras nerviosas a niveles superiores pueden también estar involucradas. De ésta manera la sordera se clasifica en: conductiva; causada por lesiones que interfieren con la transmisión del sonido desde el exterior hasta la cadena oscilar; sensorial, causada por lesiones de la cóclea o del nervio auditivo; y central, por alteraciones de las vías de conducción superiores o de la corteza cerebral encargada de la audición. Las causas que provocan las sorderas también pueden clasificarse como congénitas y adquiridas como se muestra a continuación.

Congénita:

Deformidad del pabellón.

Estenosis o atresia del meato.

Adquirida:

Cerumen.

Cuerpos extraños.

Estenosis inflamatoria del meato.

Tumores del canal auditivo.

Perforación de la membrana timpánica.

Otosclerosis.

Disfunción de la trompa de Eustaquio.

Un tipo de sordera que se clasifica como adquirida y de tipo sensorial es la producida por exposición prolongada a sonidos de gran intensidad. En la cual existe una disminución de la capacidad auditiva en las frecuencias altas.

CONCEPTO Y DESCRIPCIÓN DE UN AUXILIAR AUDITIVO.

Un auxiliar auditivo es un instrumento electrónico amplificador de sonidos que permite la llegada de las ondas sonoras hasta el oído en una forma más efectiva, ya que aumenta la potencia acústica, usando para ello dispositivos electrónicos. Para que el sonido amplificado pueda ser de utilidad, se requiere que éste sea de suficiente calidad para permitir la comprensión del lenguaje. Pese a que existen diversas marcas comerciales todos funcionan bajo un mismo principio. Consta de tres etapas básicas: micrófono, amplificador y audífono.

El avance tecnológico de auxiliares auditivos ha sido posible debido a la constante mejora en los componentes. Las mejoras llevadas a cabo, tanto

acústicas como eléctricas, el tamaño reducido y mayor fiabilidad, han dado grandes resultados. La construcción típica y operación de unos pocos componentes mayores se describirá enseguida.

MICROFONO.

El micrófono transforma la energía acústica en una señal eléctrica. Es un transductor acústico mecánico-eléctrico, en el que la conversión se realiza por la respuesta de un diafragma a las compresiones ocasionadas por las variaciones de la onda sonora, que activa un mecanismo capaz de convertir esos movimientos vibratorios mecánicos en su correspondiente corriente de energía eléctrica.

El micrófono *electret* es casi universalmente usado para auxiliares auditivos debido a su buena sensibilidad, excelente respuesta en frecuencia, tamaño pequeño, bajo ruido interno e insensibilidad a la vibración mecánica. La palabra "*electret*" es similar en derivación a "*magneto*", pero aplicado a campo eléctrico en lugar de a uno magnético. Un electret se hace de un plástico de fluorocarbono que sostiene una carga eléctrica permanente. Un diagrama de un micrófono electret se muestra en la figura 2.1. Un muy delgado diafragma plástico con un enrollamiento metálico, es encerrado adyacente a la capa de electret. Debido a que el diafragma vibra por la acción de las ondas sonoras que vienen a través del sonido de entrada, entonces se genera un voltaje entre el plato trasero y el diafragma. Este pequeño voltaje se amplifica por un transistor de efecto de campo dentro del empaquetamiento del micrófono y es entregado a las terminales de entrada del amplificador principal.

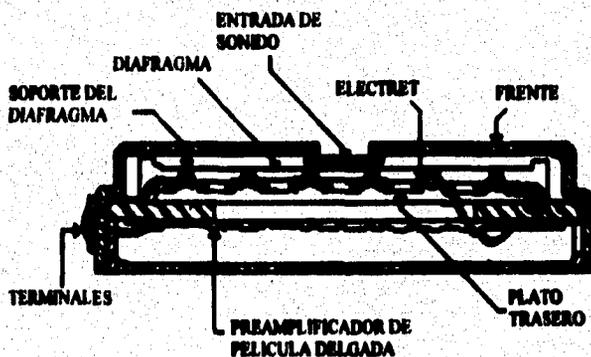


Fig. 2.1 Diagrama mostrando el principio de construcción de un micrófono electret.

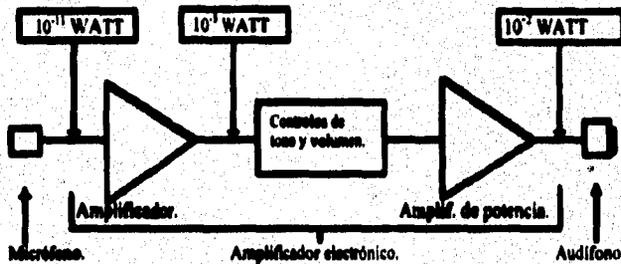
ENTRADAS ALTERNAS.

En adición al micrófono, puede haber otros transductores de entrada. Uno en uso general en auxiliares de ganancia moderada y alta es una bobina de inducción de teléfono, frecuentemente llamada *telebobina*. Las fugas del campo

magnético alterno alrededor de un teléfono inducen un voltaje en la *telebobina* que es entonces amplificado. La mejor recepción telefónica se obtiene debido al micrófono, que es usualmente apagado y no puede captar ruido ambiental. También, la respuesta en frecuencia del sistema es mucho más suave comparada con la disponible si el acoplamiento acústico del receptor telefónico al micrófono se usa. El modo *telebobina* también se usa para sistemas de red de inducción. La *telebobina* consiste de un núcleo de metal de alta permeabilidad alrededor del cual es devanado un gran número de vueltas de fino alambre esmaltado. Algunos auxiliares auditivos tienen provisiones para entradas eléctricas, usando conectores o contactos especiales para hacer las conexiones dentro del amplificador. Estas entradas pueden ser de radio receptores FM llevados por la persona o de grabadoras portátiles, etc.

AMPLIFICADORES.

El amplificador completo de un auxiliar auditivo normalmente tiene muchas etapas de amplificación, las etapas amplificadoras colocadas inmediatamente después del micrófono donde los niveles de señal son muy pequeños son llamados "*preamplificadores*" y aquellas etapas de alto nivel que preceden inmediatamente al audifono se conocen con el nombre de "*amplificadores de potencia*" (figura 2.2). A veces están formadas de componentes discretos montados sobre tarjetas de circuito impreso. Sin embargo, cada vez es más común el uso de circuitos integrados, los cuales tienen todos los transistores, resistencias y capacitores en un fragmento de silicio de aproximadamente 1.7mm^2 .



Esquema a bloques de un posible auxiliar electrónico para la audición.

Fig. 2.2 Partes de un auxiliar auditivo.

Los amplificadores de auxiliares auditivos son típicamente de circuito integrado (IC) o del tipo híbrido, y algunas veces una combinación de los dos. En el amplificador de IC, muchos transistores, diodos y resistores son formados sobre un pedazo de silicón (*chip*) para realizar la electrónica deseada. Las uniones o pistas son depositadas en el *chip* para proveer las conexiones externas

necesarias. La flexibilidad y capacidad de los auxiliares auditivos con IC's se ha incrementado en años recientes. En el amplificador de tipo híbrido, muy pequeños componentes de circuitos discretos son soldados con técnicas especiales a un patrón de circuito sobre un sustrato cerámico o tarjeta de circuito impreso. Los componentes pueden incluir *chip's* de IC. Los controles de un amplificador son una parte muy importante en un auxiliar auditivo. El control que nos da el mayor uso, es el control de ganancia operable por el usuario. Este es muy pequeño, pero también robusto.

Además de aumentar la potencia sonora, los auxiliares auditivos también pueden introducir ciertos cambios en la calidad sonora. Tanto para limitar su potencia como para variar la respuesta en frecuencia y otras características importantes, los amplificadores disponen de una serie de mandos o controles que es preciso conocer y manejar adecuadamente.

Control de volúmenes.

Al igual que cualquier amplificador, en un auxiliar auditivo, éste control permite graduar la potencia sonora a voluntad. Este generalmente tiene una graduación arbitraria de referencia que permite ir aumentando la potencia en forma lineal desde cero hasta un máximo posible y que es diferente en cada aparato.

Control automático de ganancia.

Este control no está presente en todos los aparatos. Se utiliza en hipoacusias de origen coclear con presencia de reclutamiento, para evitar que una excesiva potencia del aparato penetre en el umbral doloroso de la audición (figura 2.3). Más adelante hablaremos del diseño de un *compresor de audio* para el control automático de ganancia.

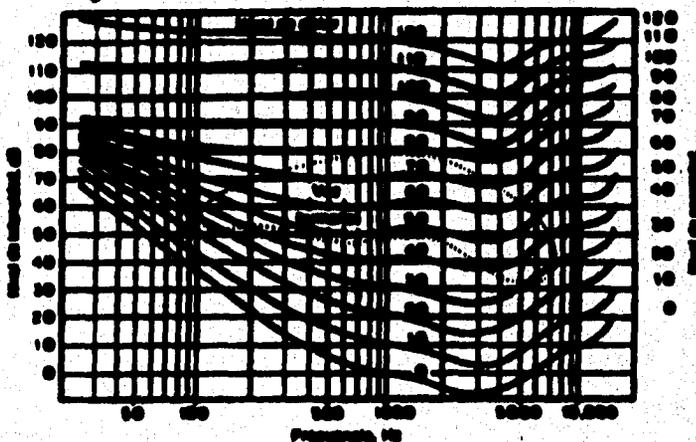


Fig. 2.3 Umbrales de sensibilidad al dolor.

Control de balance sonoro.

Este control es usado solamente en algunos auxiliares de caja y permite en los casos de adaptación binaural, aumentar la potencia sonora hacia un oído, y en su posición neutral, obtener una amplificación con la misma potencia en ambos.

Control de tono.

Con éste mando se permite enfatizar los sonidos graves o agudos, y por consiguiente, variar la curva de respuesta en frecuencia. Estos controles pueden ser variables, en pasos de posición *SI-NO*. El ajuste de control de tono se emplea más frecuentemente para reducir la potencia de las frecuencias graves, en primer lugar las que quedan por debajo de 500 Hz., éstas no añaden mucho pero están presentes en muchos ruidos ambientales, la supresión de tales frecuencias reduce el efecto enmascarante del ruido ambiental. En segundo lugar, el audiograma que se da con mayor frecuencia es el que presenta una pérdida de los tonos agudos por encima de 1000 Hz., con una pérdida menor en graves. Si el auxiliar tiene una respuesta plana, el oído se sobrecargaría con éstas frecuencias, por lo tanto, para aprovechar los restos auditivos en éstos tipos de pérdidas, deberán realizarse ajustes. Algunos instrumentos no tienen un control de tono ajustable y en su lugar se ofrecen varios modelos, cada uno con énfasis particular en los tonos altos, bajos o medios. Otros auxiliares tienen un control interno para el tono, que es fijado por el médico, ajustándolo a los requerimientos individuales del paciente. Y otros auxiliares son ajustados por medio de la selección de un receptor apropiado.

Dentro de éste tipo de controles podemos clasificar también a los *filtros*, que mencionaremos enseguida.

FILTRADO DE SEÑALES ELECTRICAS.

Concepto de filtro.

Un *filtro eléctrico* se puede definir como una red interconectada de componentes eléctricos, tales como resistores, capacitores, inductores y transistores, que permite o impide el paso de señales dependiendo de la frecuencia de éstas. La señal eléctrica aplicada se denomina *señal de entrada* o *excitación*. El producto del procesamiento ejecutado por la red en la excitación se denomina *señal de salida* o *respuesta*. La excitación y la respuesta diferirán de acuerdo al procesamiento o filtrado ejecutado por la red. Como veremos, hay varios medios por los cuales podemos representar y especificar ésta operación de filtrado. Nos involucraremos con el análisis, especificación, diseño y realización de filtros eléctricos para el rango de frecuencia de $f \leq 500$ KHz., con énfasis en aplicaciones de audiodiferencia ($f \leq 20$ KHz.). Es en éste rango de frecuencia donde los más grandes beneficios son derivados por el uso de componentes activos en redes de filtros eléctricos.

El filtrado en el sentido general es un proceso de selección. La salida de un filtro es entonces un subarreglo seleccionado de la entrada. En filtración eléctrica el objeto es ajustar la transmisión de frecuencia selectiva. Sabemos de la teoría elemental de señales que cualquier onda periódica de período $2\pi/\omega_R$ puede ser representada por la serie de Fourier expandida:

$$s(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos k\omega_R t + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin k\omega_R t$$

donde los coeficientes a_k y b_k definen el contenido armónico de la onda $s(t)$. El término de frecuencia independiente a_0 se denomina la *componente de DC*. Cuando una $s(t)$, rica armónicamente se aplica al filtro, el proceso de filtrado servirá para alterar la magnitud de los coeficientes a_k y b_k ; algunos coeficientes podrán ser grandemente atenuados, esto definiéndose como rechazo de banda. El realzamiento resistivo, la atenuación y el remover de la armónica componentes de $s(t)$ nos dice de qué tipo de filtración eléctrica se trata. En un filtro lineal, la operación de filtrado no puede rendir una salida que tiene más componentes armónicas que la entrada. Así, dando una entrada y una salida deseada, la tarea del diseñador de filtros consistirá en determinar:

1. La operación de filtrado requerida.
2. La red para implementar la operación de filtrado.
3. Los valores de los componentes de la red que realicen la operación específica de filtrado.

El escoger la implementación de una red es la mayoría de las veces determinado por las consideraciones económicas y tecnológicas. Por los avances en tecnología, lo que fue considerada la mejor implementación de filtros económica hace 10 años, o hace un año, puede no ser la implementación más económica actualmente.

El uso de redes activas, ha facilitado a los ingenieros el utilizar los avances en tecnología de circuitos integrados para implementar a bajo costo, filtros de frecuencia de voz microminiatura. Aunque los filtros activos pueden ser usados para todo el rango de síntesis de voz ($f < 4$ khz.) las aplicaciones de frecuencia de voz cuentan con cientos de millones de filtros activos que son producidos anualmente por todo el mundo.

Concepto de filtro de capacitor conmutado.

La aparición de los circuitos de capacitor conmutado [Switched Capacitor (SC)] ha permitido resolver de forma muy eficiente el problema de la realización de filtros monolíticos para el procesado analógico de señales. En principio, los filtros clásicos RC no se adaptan convenientemente a la integración, ya que en ellos se requieren valores precisos para las constantes de tiempo, expresadas

como productos RC, lo que implica la realización de resistores y capacitores con bajas tolerancias, que además deben mantener sus valores dentro de amplios márgenes de variación de la temperatura.

Los circuitos de capacitores conmutados se realizan en tecnología MOS y se basan fundamentalmente en la posibilidad de simular el comportamiento de los resistores de los circuitos RC mediante la conmutación periódica de capacitores a frecuencias elevadas respecto a las de las señales a procesar, consiguiendo así transferencias de carga que son, en cierto modo, equivalentes a las que se realizan a través de los resistores. Como se desprende de este principio, pueden sustituirse resistencias de valores incluso muy elevados, por pequeñas capacidades, reduciéndose, por tanto, espectacularmente el área de integración a utilizar, en comparación con la necesaria en la realización RC del mismo circuito. Otro aspecto notable que incide favorablemente en el comportamiento real, con relación al previsto en el diseño, es la calidad de los capacitores MOS que pueden considerarse prácticamente ideales. Por otra parte, tal como se verá más adelante, las características frecuenciales de los circuitos SC no dependen de los valores absolutos de las capacidades, sino de las relaciones entre ellas. Esta propiedad es de gran importancia ya que, por razones inherentes al proceso tecnológico, estas relaciones pueden conseguirse con mucha mayor precisión que los valores absolutos. Actualmente pueden alcanzarse tolerancias hasta del 0.3 % que, además de mantenerse de forma aceptable con la temperatura, distan considerablemente de las tolerancias que se garantizan normalmente para los valores absolutos de los parámetros.

Otro aspecto fundamental que presentan los circuitos SC, por realizarse en tecnología MOS, es la posibilidad de integrarse en un mismo dispositivo junto con otros bloques para los que se utiliza la misma tecnología, llegándose así a la implementación de sistemas monolíticos de procesado de señales capaces de combinar funciones analógicas y digitales. Un ejemplo muy notable de ello lo constituyen los codificadores-decodificadores PCM (Pulse Code Modulation) para transmisión telefónica. En estos sistemas los filtros de antialiasing y alisado, necesarios en los sistemas de procesado de señales analógicas, se han realizado como circuitos SC en tecnología MOS, junto con los bloques de control lógico y conversión analógica-digital (A/D).

Aunque la mayor parte de las aplicaciones de los circuitos SC giraron inicialmente en torno a la realización de filtros y conversores A/D, pronto se desarrollaron otras posibilidades de aplicación, que en la actualidad se extienden a una gran parte de los bloques funcionales que constituyen los sistemas típicos de telecomunicación. A ello ha contribuido de forma decisiva el progresivo ensanche de la banda de frecuencias utilizable, que se ha ido alcanzando gracias a los incesantes avances en la tecnología de los procesos de integración VLSI.

Así, mientras en un principio las aplicaciones de los circuitos SC estaban limitadas únicamente al margen de las frecuencias vocales, hoy día también pueden encontrarse realizaciones situadas claramente en las bandas de radio frecuencia (RF), tales como filtros de frecuencia intermedia (FI) para receptores de radiocomunicaciones de frecuencia modulada (FM), y filtros para sistemas de vídeo.

Los circuitos SC operan esencialmente como sistemas muestreados, por lo que pueden compararse en ciertos aspectos con los filtros digitales, en la actualidad también realizables como sistemas monolíticos. Por esta razón, los filtros SC precisan también que se limite previamente la banda de frecuencias de las señales a tratar, para evitar así el solapamiento de los espectros sucesivamente desplazados inherentes al proceso de muestreo. Sin embargo, no requieren las conversiones A/D y D/A necesarias en el procesado digital de señales analógicas, por operar directamente con las muestras, lo que supone una drástica reducción en la complejidad del sistema. De todas formas, los filtros digitales presentan indiscutibles ventajas en aplicaciones en las que se requiera una fácil programabilidad o en aquellas en las que sean necesarios órdenes muy elevados. En este sentido, puede concluirse que los campos de aplicación de los dos tipos de filtros quedan bastante definidos. Así por ejemplo, los filtros digitales integrados se utilizan fundamentalmente en aplicaciones donde las señales a procesar están ya digitalizadas, o cuando se necesitan filtrados en los que sea necesario un procesado fácilmente programable. Por el contrario, suele ser preferible la utilización de filtros SC en aplicaciones en las que las señales a procesar son originalmente analógicas, por ejemplo en telefonía, radio o televisión, donde además de no requerirse órdenes muy elevados, en general no son necesarios filtros programables.

En éstos últimos campos de aplicación hay otro factor importante que es, el gran volumen de producción implicado, lo que justifica también desde el punto de vista económico el desarrollo de diseños específicos. De todas formas, los filtros SC tampoco son totalmente descartables en aplicaciones donde se requiere una programabilidad dinámica. De hecho, aunque es cierto que con menor versatilidad que los filtros digitales, también pueden conseguirse realizaciones programables de interés, ya que las características de la respuesta frecuencial pueden desplazarse variando la frecuencia de conmutación, de forma análoga a lo que ocurre en los filtros digitales con la frecuencia de muestreo. Además, la implementación de capacitores en "array" (en formación) de valor controlable digitalmente por un sistema de conmutadores adecuados, permite bastantes posibilidades.

Control de máxima potencia de salida.

Con el fin de conseguir que el control de volumen sea más eficaz, algunos auxiliares tienen un control de ganancia adicional, que es un ajuste que debe ser realizado por el audiólogo. Este ajuste podrá considerarse como dependiente del grado de sordera, en tanto que el control de volumen normal lo usará el paciente para adaptarse a los cambios del ambiente acústico en que se encuentre.

AUDIFONO.

El audífono lleva a cabo la función inversa de un micrófono, o sea, transforma la corriente eléctrica que llega del amplificador de potencia en una señal acústica. Los transductores de salida para los auxiliares auditivos son de dos clases generales: de conducción aérea y de conducción ósea.

Audífonos de conducción aérea.

Todos los audífonos de conducción aérea para auxiliares auditivos individuales llevados en el tórax, son colocados en el oído. Están sostenidos por un molde auricular plástico. El tipo más común de audífono utilizado en los auxiliares auditivos de mayor tamaño portados sobre el cuerpo, es el audífono magnético de hierro móvil. Un diafragma de hierro, se monta cerca de un magneto permanente, como se muestra en la figura 2.4. La corriente eléctrica del amplificador de potencia pasa a través de bobinas que están enrolladas alrededor de núcleos de material magnético, fijados al magneto permanente. De acuerdo con la intensidad y dirección de la corriente a través de la bobina, el campo magnético se hace más fuerte o más débil, atrayendo al diafragma con mayor o menor fuerza. El diafragma vibra e inicia ondas sonoras en el aire.

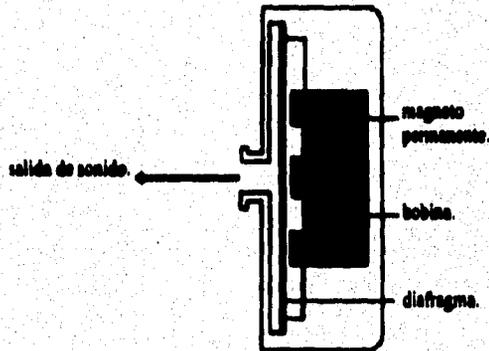


Fig. 2.4 Audífono de conducción aérea.

Los auxiliares auditivos con audífonos de tipo magnético han sido los más satisfactorios en un gran período de tiempo. Estos operan eficazmente conectados directamente a la etapa de salida amplificadora de un auxiliar

auditivo teniendo un bajo consumo de voltaje. Los devanados en los receptores magnéticos pueden hacerse para tener la impedancia eléctrica deseada para diferentes diseños de amplificadores. Los devanados pueden ser con derivación central para amplificadores *push-pull*. Un amplificador *push-pull* de etapa de salida tiene dos transistores similares operando en una relación de fase opuesta, cuyas salidas se combinan con la capacidad de poder manejar la potencia incrementada y la mucho menor distorsión armónica.

Los audífonos a nivel del oído son generalmente del tipo de armadura magnética balanceada esto debido al alto desempeño que puede ser alcanzado en un espacio pequeño. La figura 2.5 es un diagrama de uno de tales dispositivos. Una lengüeta de metal magnéticamente permeable es hecha un electromagneto por la señal de corriente alterna en la bobina de fino alambre alrededor de ella. Su terminación es alternadamente atraída o repelida desde el pequeño pero poderoso magneto permanente. Su vibración se transmite por una pequeña barra al diafragma y el sonido es producido en la cavidad adyacente, desde la cual es transmitida a través de la salida al sistema de tubo y molde auricular.

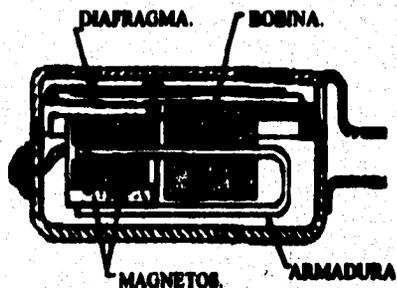


Fig. 2.5 Diagrama mostrando la construcción de un receptor por conducción de aire de armadura balanceada.

El "botón" o auricular insertado que se utiliza con auxiliares corporales, opera como un receptor de teléfono miniatura. La señal de corriente en una bobina sobre un núcleo de metal magnético permeable modula los tironea de un magneto permanente sobre un diafragma redondo de metal magnético y causa que éste vibre. El sonido es producido en una pequeña cavidad adyacente al diafragma y se transmite al sistema del molde auricular.

Vibradores de conducción ósea.

El tipo más común es magnético. Está diseñado para hacer vibrar su caja en lugar de originar ondas sonoras en el aire Figura 2.6. Su diafragma está rígidamente unido a una caja plástica, cuya forma se adapta confortablemente al hueso mastoides por detrás de la oreja.

Los vibradores de conducción ósea operan con el principio de "reacción". Una masa libre de vibrar dentro de una caja cerrada, es la causante de hacer esto, por un sistema manejador magnético.

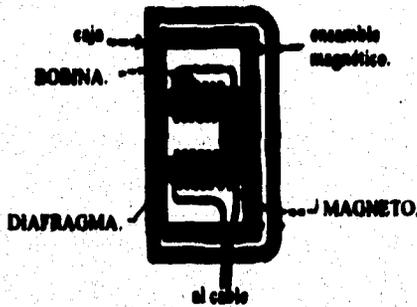


Fig. 2.6 Audífono de conducción ósea.

La figura 2.7 es un diagrama de un vibrador por conducción ósea usado por auxiliares corporales. Las vibraciones de la masa son transmitidas a través del soporte saltando a la caja y entonces, a la piel y a la estructura del hueso de la cabeza.

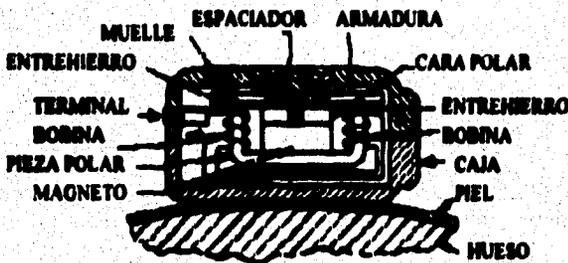


Fig. 2.7 Diagrama mostrando la construcción de un receptor tipo de conducción ósea.

BATERIAS.

Las baterías de los auxiliares auditivos son corrientemente de dos tipos; de mercurio o de zinc-aire. Las del tipo de óxido de plata, la cual tiene ligeramente mayor voltaje, está disponible, pero el alto precio de éstas ha minimizado su uso. Las baterías de auxiliares auditivos tienen una curva de descarga relativamente plana, esto es, el voltaje no cae mucho durante la vida útil. La capacidad de la batería es medida en miliamperes-hora (mAh.) para corrientes de carga típicas. Si el flujo de corriente de un auxiliar es conocido, una estimación o expectativa de la vida de la batería puede encontrarse dividiendo la

capacidad en miliamperes-hora por el flujo de corriente en miliamperes (mA.). La vida de la batería es de alguna manera difícil de predecir para auxiliares que tienen un amplificador en clase B, cuya etapa de salida *push-pull* esté polarizada cerca del corte, así que el flujo de la batería es muy pequeño en niveles de salida de pequeño sonido, pero se incrementa rápidamente al incrementarse el nivel de salida. El porcentaje del flujo de corriente entonces depende del nivel de salida requerido por un usuario particular, así como en el nivel de ruido ambiental en el cual es usado el auxiliar.

CAPITULO 3:
FUNDAMENTOS
TEORICOS DE LOS
FILTROS DE
CAPACITOR
CONMUTADO

1. FUNCIONES DE TRANSFERENCIA BUTTERWORTH Y CHEBYSHEV.

LA APROXIMACION BUTTERWORTH.

Una aproximación frecuentemente usada para la realización de filtros paso-bajas es el arreglo de funciones Butterworth. La función Butterworth de orden n está dada por:

$$B_n(\omega) = \frac{1}{1 + \omega^{2n}}; \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad \dots\dots\dots 3.1.1$$

Para cada valor de n , la función Butterworth $B_n(\omega)$ previamente tiene las propiedades de una función de magnitud al cuadrado como la establecida en el siguiente teorema:

TEOREMA. Ambos polinomios, el numerador y el denominador de la función de magnitud al cuadrado de una función de transferencia, son polinomios de ω^2 con coeficientes reales, y éstos polinomios son más grandes que cero para todo ω real.

Ambos, el denominador y el numerador son polinomios de ω^2 con coeficientes reales y $B_n(\omega) > 0$ para toda ω . Entonces, una función de Butterworth puede ser una función de magnitud de una función de transferencia realizable.

Un filtro Butterworth paso-bajas normalizado de n -ésimo orden tiene una función de magnitud dada por:

$$|H(j\omega)|^2 = B_n(\omega) = \frac{1}{1 + \omega^{2n}} \quad \dots\dots\dots 3.1.2$$

Una ilustración gráfica de la ecuación 3.1.2 se muestra en la figura 3.1.1.

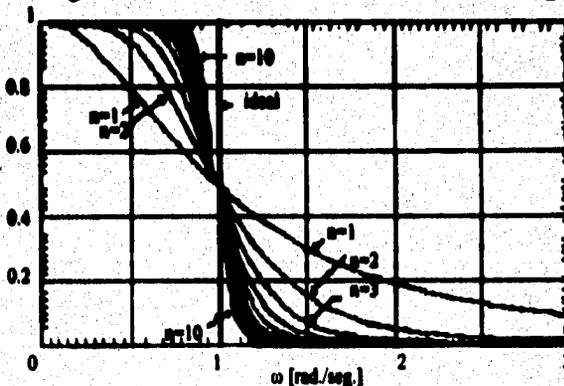


Fig. 3.1.1 Funciones de magnitud de filtros Butterworth.

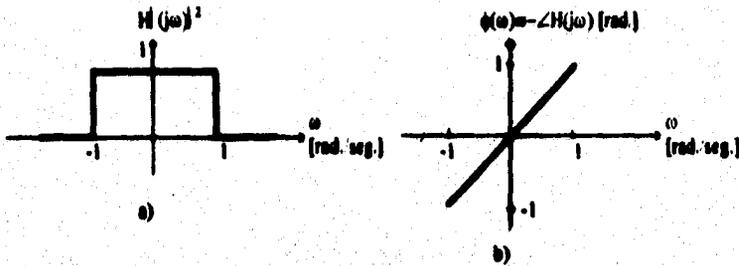


Fig. 3.1.2 Características en frecuencia de filtros paso-bajas ideal normalizado. a) Función de magnitud; b) Función de fase.

Observe que cuando $n \rightarrow \infty$ la función de magnitud de Butterworth se aproxima a las características de magnitud ideales de la figura 3.1.2a. Conforme el orden n del filtro Butterworth se incrementa, la función de magnitud es cercana a la unidad en la banda de paso, la banda transitoria es más estrecha y la función de magnitud es cercana a cero en la banda de rechazo. Entonces n es un parámetro que se escoge para lograr una transición con determinada anchura.

La figura 3.1.3 es otra gráfica de la ecuación 3.1.2 con la escala vertical dada en dB., donde:

$$|H(j\omega)|_{(dB)} \approx -10 \log |H(j\omega)|^2 \dots\dots\dots 3.1.3$$

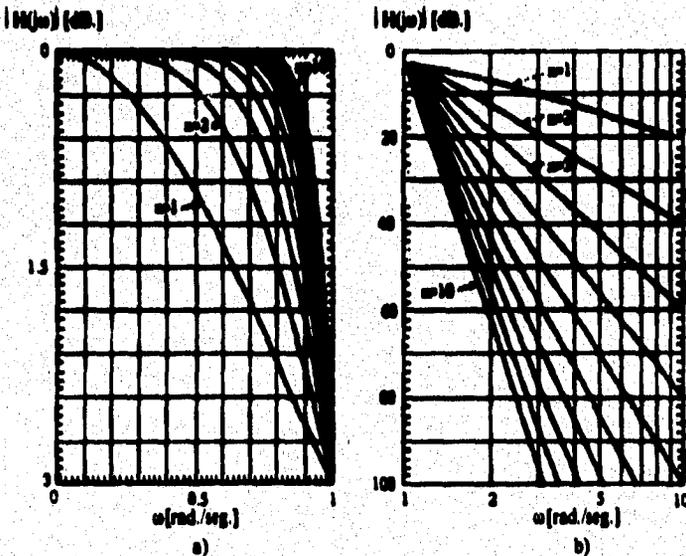


Fig. 3.1.3 Características de magnitud de filtros Butterworth. a) Atenuación de la banda de paso; y b) Atenuación de la banda de rechazo.

La característica de fase:

$$\phi(\omega) \approx -\angle H(j\omega) \dots\dots\dots 3.1.4$$

de un filtro Butterworth paso-bajas normalizado de n-ésimo orden se muestra en la figura 3.1.4. Note que para ω muy pequeña, la función de fase se comporta casi linealmente, específicamente para bajos valores de n.

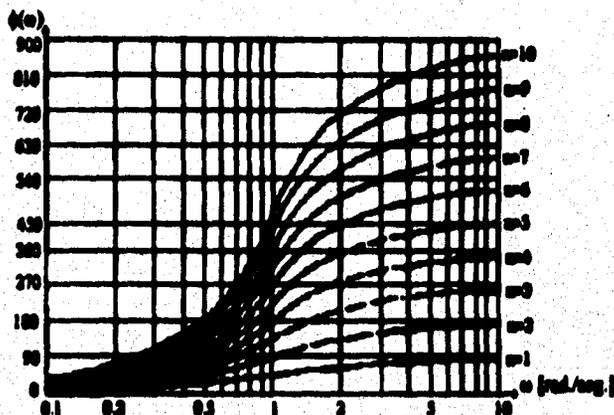


Fig. 3.1.4 Característica de fase de filtros Butterworth.

PROPIEDADES BASICAS.

Basados en la ecuación 3.1.2 y la figura 3.1.1, el filtro Butterworth paso-bajas normalizado tiene las siguientes propiedades básicas.

PROPIEDAD BUTTERWORTH 1.

Para cada n tenemos:

$$|H(j0)|^2 = 1 ; |H(j1)|^2 = 0.5 \text{ y } |H(j\infty)|^2 = 0 \dots\dots\dots 3.1.5$$

Esto implica que la ganancia en DC (el valor de la magnitud en $\omega = 0$) es 1 y la frecuencia de corte de 3 dB., es de 1 rad./seg.

La frecuencia de corte de es la frecuencia donde la función de magnitud al cuadrado es igual a 0.5. Esto implica que ω_c puede ser calculada de la siguiente ecuación:

$$|H(j\omega_c)|^2 = \frac{1}{2} \dots\dots\dots 3.1.6$$

En términos de dB., ω_c es el punto donde la función de atenuación es:

$$-10\log|H(j\omega_c)|^2 = -10\log\left(\frac{1}{2}\right) \approx 3\text{dB} \dots\dots\dots 3.1.7$$

PROPIEDAD BUTTERWORTH 2.

Las funciones de magnitud de filtros Butterworth son monótonamente decrecientes para $\omega > 0$. Entonces, $|H(j\omega_c)|$ tiene su máximo valor en $\omega = 0$.

PROPIEDAD BUTTERWORTH 3.

El primer término $(2n-1)$ se deriva de un filtro Butterworth paso-bajas de n -ésimo orden con cero en $\omega = 0$. Por ésta razón los filtros Butterworth también son llamados *filtros de magnitud máximamente plana*.

PROPIEDAD BUTTERWORTH 4.

A frecuencias más altas que ω_c la pendiente de un filtro Butterworth de n -ésimo orden es $20n$ dB/déc., como se ilustra en la figura 3.1.5.

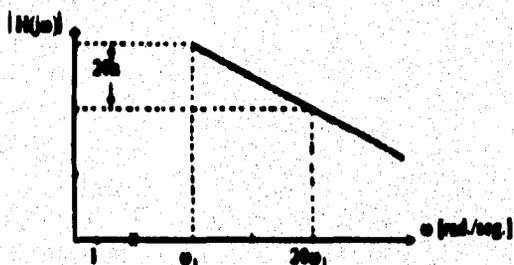


Fig. 3.1.5 Pendiente de alta frecuencia de un filtro Butterworth de n -ésimo orden.

LA APROXIMACION CHEBYSHEV.

Un filtro que usa todos sus grados de libertad en la filtración de la respuesta de magnitud plana en el origen, tal como un filtro Butterworth, puede no ser el mejor filtro. En muchas situaciones, es más importante el tener la aproximación uniformemente a través de toda la banda de paso. Un filtro que tiene ésta propiedad de aproximación uniforme es el filtro Chebyshev. La magnitud de la respuesta de un filtro Chebyshev es rizada entre dos valores en la banda de paso, como se muestra en la figura 3.1.8. El número de rizados en la banda de paso depende del orden n del filtro. La amplitud del rizo es un parámetro libre.

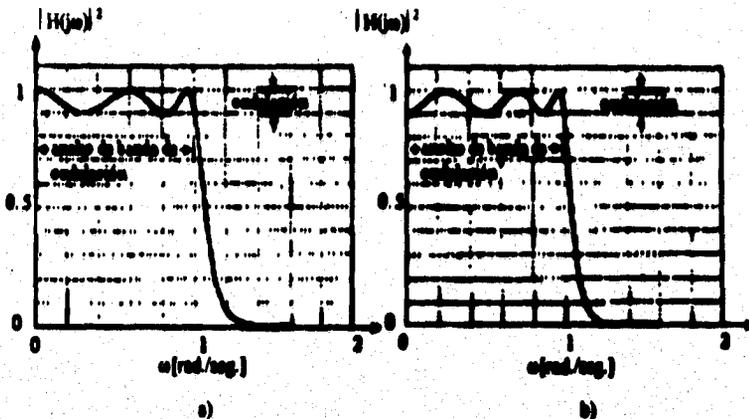


Fig. 3.1.8 Características de magnitud de filtros Chebyshev.
a) $n=5$; b) $n=6$.

POLINOMIOS DE CHEBYSHEV.

Se mostrará que los filtros Chebyshev están definidos a través de los polinomios de Chebyshev. Daremos algunas propiedades básicas de los polinomios de Chebyshev.

El polinomio de Chebyshev de n -ésimo orden está dado por:

$$T_n(\omega) \equiv \cos(n \cos^{-1} \omega) \dots\dots\dots 3.1.8$$

Para ver que $T_n(\omega)$ es un polinomio de ω , definamos una variable intermedia:

$$x \equiv \cos^{-1} \omega \dots\dots\dots 3.1.9$$

Entonces:

$$T_n(\omega) \equiv \cos n x \dots\dots\dots 3.1.10$$

Con la ayuda de algunas identidades trigonométricas, las ecuaciones 3.1.9 y 3.1.10 dan:

$$\begin{aligned}
 T_0(\omega) &= \cos(0) = 1 \\
 T_1(\omega) &= \cos x = \cos(\cos^{-1} \omega) = \omega \\
 T_2(\omega) &= \cos 2x = 2 \cos^2 x - 1 = 2\omega^2 - 1 \dots\dots\dots 3.1.11 \\
 T_3(\omega) &= \cos 3x = -3 \cos x + 4 \cos^3 x = -3\omega + 4\omega^3 \\
 T_4(\omega) &= \cos 4x = 1 - 8 \cos^2 x + 8 \cos^4 x = 1 - 8\omega^2 + 8\omega^4
 \end{aligned}$$

La relación trigonométrica recursiva:

$$\cos[(n+1)x] = 2\cos x \cos nx - \cos[(n-1)x] \quad \dots\dots\dots 3.1.12$$

puede ser usada para establecer la fórmula recursiva del polinomio de Chebyshev:

$$T_{n+1}(\omega) = 2\omega T_n(\omega) - T_{n-1}(\omega); \quad n = 1, 2, \dots \quad \dots\dots\dots 3.1.13$$

Con $T_0(\omega) = 1$ y $T_1(\omega) = \omega$, los polinomios de mayor orden pueden ser formados usando las ecuaciones anteriores repetitivamente.

En vista de 3.1.8 y 3.1.13, un polinomio de Chebyshev de n -ésimo orden tiene las siguientes propiedades:

1. Para todos los valores de n , tenemos:

$$0 \leq |T_n(\omega)| \leq 1 \quad \text{para} \quad 0 \leq |\omega| \leq 1 \quad \dots\dots\dots 3.1.14$$

y:

$$|T_n(\omega)| \geq 1 \quad \text{para} \quad |\omega| \geq 1 \quad \dots\dots\dots 3.1.15$$

2. $T_n(\omega)$ es monótonamente incrementada para $\omega \geq 1$, y para toda n .

3. $T_n(\omega)$ es un polinomio positivo de ω si n es un entero positivo.

4. $|T_n(0)| = 0$; cuando n es par. $\dots\dots\dots 3.1.16$

y:

$|T_n(0)| = 1$; cuando n es impar. $\dots\dots\dots 3.1.17$

Para $|\omega| \leq 1$, $\cos^{-1}\omega$ es un ángulo real. Entonces $T_n(\omega)$ es el coseno de un ángulo real. Esto significa que $T_n(\omega)$ oscila entre -1 y 1 para $|\omega| \leq 1$, $\cos^{-1}\omega$ es imaginario, y $\cosh(n\cos^{-1}\omega)$ es una función hiperbólica de un ángulo real. Porque el coseno hiperbólico varía entre 1 e ∞ , $1 < |T_n(\omega)| < \infty$ para $|\omega| > 1$. Entonces, la propiedad 1 es cierta.

Usando el hecho de que ambos, $\cosh(*)$ y $\cos^{-1}h(*)$ son funciones monótonamente incrementadas de sus argumentos, podemos mostrar que la propiedad 2 se mantiene. Las propiedades 3 y 4 son ciertas en vista de la ecuación 3.1.13, con las ecuaciones repetitivas como ejemplos. Ilustraciones, gráficas de $T_n(\omega)$ contra ω para $n = 1, 2, 3$, y, 4 se muestran en la figura 3.1.9.

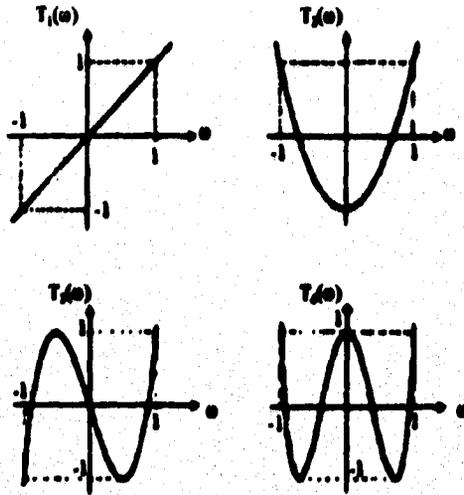


Fig. 3.1.9 Polinomios de Chebyshev.

FILTROS CHEBYSHEV.

A diferencia de las funciones de Butterworth, los polinomios de Chebyshev no poseen todas las propiedades de la función de magnitud como establecimos en el teorema. Sin embargo, estas pueden ser usadas para construir funciones de transferencia que aproximen las características de magnitudes de filtros ideales paso-bajas normalizados. Para un filtro paso-bajas, la función de magnitud puede ir a cero conforme $\omega \rightarrow \infty$. Entonces, los polinomios de Chebyshev serán parte del denominador de la función de magnitud del filtro. Una apropiada función de magnitud al cuadrado del filtro es:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 T_n^2(\omega)} \dots\dots\dots 3.1.18$$

donde ϵ es un parámetro libre que ajusta la amplitud de los rizados mostrados en la figura 3.1.8.

Usando el cuadrado de $\epsilon T_n(\omega)$, ambos, el numerador y el denominador de $|H(j\omega)|^2$ son polinomios de ω^2 y tienen valores positivos. Entonces, todas las condiciones para una función de magnitud como establecimos en el teorema, son satisfechas por la ecuación 3.1.18. Esto significa que una función de transferencia válida puede ser extraída de la ecuación 3.1.18. Entonces, llamamos un filtro Chebyshev paso-bajas normalizado (más corto, un filtro Chebyshev) de orden n si tenemos una función de magnitud al cuadrado dada por 3.1.18.

Basados en 3.1.18 y en las propiedades de los polinomios de Chebyshev, un filtro Chebyshev paso-bajas normalizado de n-ésimo orden tiene las siguientes propiedades básicas.

PROPIEDAD CHEBYSHEV 1. Para $|\omega| \leq 1$, $|H(j\omega)|^2$ oscila entre $1/(1+\epsilon^2)$ y 1. Todos éstos juntos son n puntos críticos en $0 \leq \omega \leq 1$, donde $|H(j\omega)|^2$ alcanzan cada uno su máximo valor de 1 o su mínimo valor de $1/(1+\epsilon^2)$. Esta es la razón de que los filtros Chebyshev sean llamados también filtros de igual rizo (equiripple). Como ilustraciones, la figura 3.1.10 contiene gráficas de $|H(j\omega)|^2$ de 3.1.18 contra ω para $0 \leq \omega \leq 1$. Note que el ancho de banda de rizado en el caso normalizado es de 1 rad./seg. Si $1/(1+\epsilon^2) > 0.5$, el cual es el caso normal, la frecuencia de corte ω_c de 3 dB, de un filtro Chebyshev paso-bajas normalizado es mayor que 1 rad./seg.

PROPIEDAD CHEBYSHEV 2. Para $\omega \geq 1$, $|H(j\omega)|^2$ decrece monótonamente; la pendiente es 20n dB/déc.

PROPIEDAD CHEBYSHEV 3. La función de magnitud al cuadrado de un filtro Chebyshev de n-ésimo orden satisface:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\epsilon^2} \quad \text{si } n \text{ es impar.} \quad \dots\dots\dots 3.1.19$$

$$|H(j\omega)|^2 = 1$$

y:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\epsilon^2} \quad \text{si } n \text{ es par.} \quad \dots\dots\dots 3.1.20$$

Dado un conjunto de especificaciones de la banda de paso y de la banda de rechazo; el parámetro de rizado ϵ y el orden del filtro Chebyshev n pueden determinarse. Normalmente, en lugar de ϵ , se especifica el rizo máximo de la banda de paso A_{max} dB., siendo:

$$A_{\text{max}} \text{ dB} \approx -10 \log \frac{1}{1+\epsilon^2} = 10 \log(1+\epsilon^2) \quad \dots\dots\dots 3.1.21$$

Entonces, el parámetro de rizado ϵ se determina como:

$$\epsilon = \sqrt{10^{(A_{\text{max}}/10)} - 1} \quad \dots\dots\dots 3.1.22$$

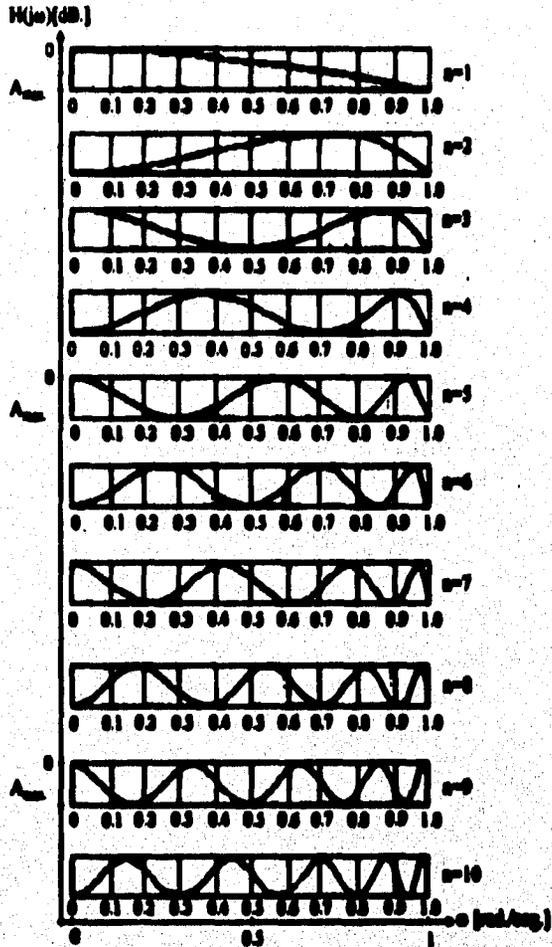


Fig. 3.1.10 Ondulaciones Chebyshev en la banda de paso.

El orden n de un filtro Chebyshev está determinado por otros criterios tales como el rango de la pendiente en dB., en altas frecuencias, frecuencias de corte deseadas, costo (número de componentes permitidos), y otros factores.

Como ayudas de diseño, la figura 3.1.11 contiene gráficas de las funciones de magnitud de los filtros Chebyshev para varios valores de especificaciones del rizo de la banda de paso.

FUNCION DE TRANSFERENCIA.

Como es en el caso de un filtro Butterworth, un filtro Chebyshev tiene una función de transferencia sólo con polos, (el numerador es una constante) y entonces tiene ceros no finitos. Los polos de un filtro Chebyshev se hallan en una elipse algo mayor que en un círculo como es en el caso de los filtros

Butterworth. El eje mayor de la elipse se halla a través del eje imaginario del plano-s, y el eje menor se halla a través del eje real. Es obvio que en lo más angosto de la elipse, los polos serán más cercanos al eje imaginario, y entonces cada polo individual tendrá un impacto mucho mayor, significando que los rizados serán más pronunciados. Así, la magnitud del rizo prescrito tendrá un fuerte efecto en la localización de los polos de la función de transferencia resultante en el sentido de que los rizados mayores harán que la elipse sea más angosta.

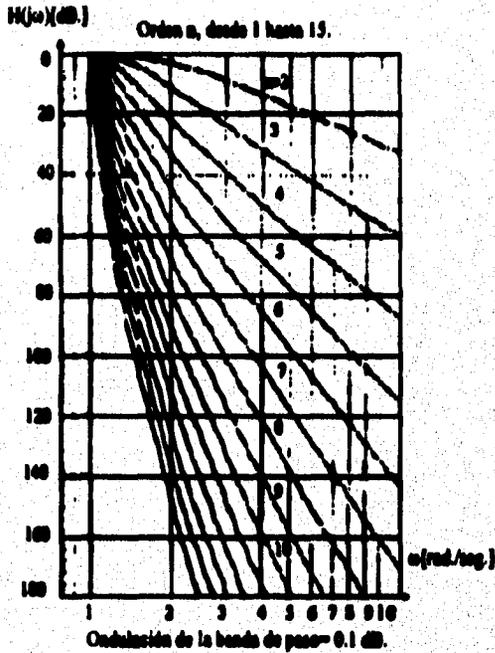


Fig. 3.1.11 Características de atenuación de filtros Chebyshev.

Para localizar los polos de una función de transferencia de Chebyshev de n-ésimo orden, primero necesitamos hacer algún trabajo analítico. Sustituyendo la ecuación 3.1.8 en 3.1.18, la función de magnitud de un filtro Chebyshev pasabajas normalizado de n-ésimo orden está dada por:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 T_n^2(\omega)} = \frac{1}{1 + \epsilon^2 \cos^2(n \cos^{-1} \omega)} \dots\dots\dots 3.1.23$$

Definamos una variable compleja:

$$\xi = \alpha + j\beta \approx \cos^{-1} \frac{\sigma}{\omega} \quad \dots\dots\dots 3.1.24$$

donde $s = \sigma + j\omega$. Invirtiendo la relación de la ecuación 3.1.24, tenemos:

$$\frac{1}{j} [\sigma + j\omega] = \cos[\alpha + j\beta] \quad \dots\dots\dots 3.1.25$$

o bien:

$$s = \sigma + j\omega = j\cos\alpha \cosh\beta + \operatorname{sen}\alpha \operatorname{senh}\beta \quad \dots\dots\dots 3.1.26$$

Resolviendo las partes real e imaginaria de la ecuación anterior, obtenemos:

$$\omega = \cos\alpha \cosh\beta \quad \dots\dots\dots 3.1.27$$

$$\sigma = \operatorname{sen}\alpha \operatorname{senh}\beta$$

Sustituyendo la ecuación 3.1.24 en la ecuación 3.1.23, tenemos:

$$h(s) = H(s)H(-s) = |H(j\omega)|_{\omega=\gamma}^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 \cos^2 \left[n \cos^{-1} \left(\frac{\gamma}{\omega} \right) \right]} = \frac{1}{1 + \epsilon^2 \cos^2 (n\xi)} \quad \dots\dots\dots 3.1.28$$

Entonces, los polos de $h(s)$ son las soluciones de la ecuación:

$$1 + \epsilon^2 \cos^2 n\xi = 0 \quad \dots\dots\dots 3.1.329$$

ó:

$$(1 + j\epsilon \operatorname{sen} n\xi)(1 - j\epsilon \operatorname{sen} n\xi) = 0 \quad \dots\dots\dots 3.1.30$$

Las soluciones de la ecuación 3.1.30 son las soluciones de la ecuación:

$$1 \pm j\epsilon \operatorname{sen} n\xi = 0 \quad \dots\dots\dots 3.1.31$$

El resolver la ecuación anterior es equivalente a resolver:

$$\begin{aligned} \cos n\zeta &= \cos(n\alpha + jn\beta) = \cos n\alpha \cosh n\beta - j \sin n\alpha \sinh n\beta = \\ &= \pm \frac{j}{g} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots 3.1.32$$

Resolviendo las partes real e imaginaria de la ecuación anterior nos da:

$$\cos n\alpha \cosh n\beta = 0 \quad \dots\dots\dots 3.1.33$$

ó:

$$\sin n\alpha \sinh n\beta = \pm \frac{j}{g} \quad \dots\dots\dots 3.1.34$$

la cual conduce a las soluciones:

$$\alpha_k = \pm \frac{2k-1}{2n} \pi \quad \dots\dots\dots 3.1.35$$

$$\beta_k = \pm \frac{1}{n} \operatorname{senh}^{-1} \frac{1}{g}$$

donde k es un entero positivo. Entonces, por las ecuaciones 3.1.27, los polos de la función de transferencia Chebyshev de n-ésimo orden son $s_k = \sigma_k + j\omega_k$, donde:

$$\sigma_k = -\operatorname{senh} \left[\frac{1}{n} \operatorname{senh}^{-1} \frac{1}{g} \right] \operatorname{sen} \frac{2k-1}{2n} \pi \quad \text{y,} \quad k = 1, 2, \dots, n. \quad \dots\dots\dots 3.1.36$$

$$\omega_k = \operatorname{cosh} \left[\frac{1}{n} \operatorname{senh}^{-1} \frac{1}{g} \right] \operatorname{cos} \frac{2k-1}{2n} \pi$$

Usando la identidad $\operatorname{sen}^2 x + \operatorname{cos}^2 x = 1$, las ecuaciones anteriores dan:

$$\frac{\sigma_k^2}{\operatorname{senh}^2 \left[\frac{1}{n} \operatorname{senh}^{-1} \frac{1}{g} \right]} + \frac{\omega_k^2}{\operatorname{cosh}^2 \left[\frac{1}{n} \operatorname{senh}^{-1} \frac{1}{g} \right]} = 1 \quad \dots\dots\dots 3.1.37$$

De la ecuación anterior, concluimos que todos los polos $s_k = \sigma_k + j\omega_k$ son sobre la elipse del plano-s con:

$$\begin{aligned} \text{eje menor} &= a \pm \operatorname{senh} \left[\frac{1}{n} \operatorname{senh}^{-1} \frac{1}{\epsilon} \right] \\ \text{y} & \dots\dots\dots 3.1.38 \\ \text{eje mayor} &= b \pm \operatorname{cosh} \left[\frac{1}{n} \operatorname{senh}^{-1} \frac{1}{\epsilon} \right] \end{aligned}$$

Entonces, los polos de un filtro Chebyshev paso-bajas normalizado pueden determinarse, si ϵ y n son conocidos. La figura 3.1.12 muestra ésta elipse con los ejes vertical y horizontal dándonos b y a , respectivamente, donde b y a son también escritos como:

$$\begin{aligned} b &= \frac{1}{2} \left(\left[\sqrt{Y_0^2 + 1} + Y_0 \right]^{1/n} + \left[\sqrt{Y_0^2 + 1} - Y_0 \right]^{-1/n} \right) \\ & \dots\dots\dots 3.1.39 \\ a &= \frac{1}{2} \left(\left[\sqrt{Y_0^2 + 1} + Y_0 \right]^{1/n} - \left[\sqrt{Y_0^2 + 1} - Y_0 \right]^{-1/n} \right) \end{aligned}$$

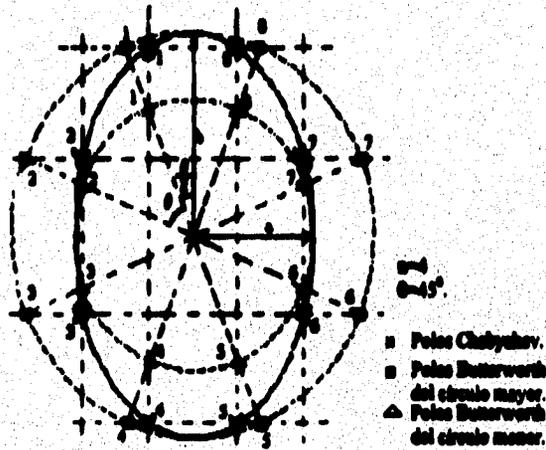


Fig. 3.1.12 Construcción gráfica de los polos Chebyshev.

Los polos sobre la elipse pueden relacionarse geoméricamente a los polos de dos círculos Butterworth con radio a y b . La posición del polo vertical de un filtro Chebyshev de n -ésimo orden es igual a la posición vertical de los polos correspondientes a un filtro Butterworth de n -ésimo orden sobre el círculo más grande (con radio b), y la posición del polo Chebyshev horizontal es la posición horizontal del mismo polo Butterworth en el círculo más pequeño (con radio a). Vea la figura 3.1.12 para la construcción de las líneas. En vista de las relaciones

entre la localización de los polos Butterworth y Chebyshev, un filtro Chebyshev de n -ésimo orden tendrá un polo real negativo en $s = -\alpha$ cuando n es un entero impar.

Para encontrar la función de transferencia $H(s)$ de un filtro Chebyshev pasobajas normalizado desde la función de magnitud al cuadrado de la ecuación 3.1.18, de nuevo usaremos los siguientes tres pasos:

PASO 1. Formar:

$$h(a) \equiv H(s)H^*(a) = \frac{1}{[1 + \epsilon^2 T_n^2(\frac{s}{a})]} \quad \dots\dots\dots 3.1.40$$

PASO 2. Encontrar los polos de $H(s)H^*(a)$. Esto puede hacerse ya sea gráficamente, construyendo una figura similar a la de la figura 3.1.12 para un grupo de valores de ϵ y n , o analíticamente como se indica por las ecuaciones 3.1.36.

PASO 3. Los factores asociados con los polos del plano- s de la mitad izquierda son asignados a $H(s)$. Entonces, la función de transferencia está dada por:

$$H(s) = \prod_{\substack{\text{polos del plano-} \\ \text{mitad izquierda}}} \frac{1}{(s - s_k)} \quad \dots\dots\dots 3.1.41$$

donde s_k para $k = 1, 2, \dots, n$ está definida por las ecuaciones 3.1.36.

2. ALGUNOS CONCEPTOS DE TRANSFORMADA Z Y BILINEAL

En esta sección se presenta el método de la transformada z para tratar funciones discretas en el tiempo. Como se verá, el papel que juega la transformada z en sistemas discretos en el tiempo es bastante similar al de la transformada de Laplace en sistemas continuos en el tiempo. Como las funciones de tiempo discreto se presentan al muestrear señales continuas, primero se tratan los muestreadores y dispositivos de retención.

Muestreadores y dispositivos de retención. El elemento esencial de un sistema de tiempo discreto es el muestreador. En un muestreador convencional, una llave se cierra para admitir una señal de entrada cada T segundos. En la práctica, la duración del muestreo es muy breve en comparación con el intervalo entre muestras. El muestreador convierte una señal continua en un tren de pulsos producidos en los instantes de muestreo, $0, T, 2T, \dots$, donde T es el período de muestreo. (Entre instantes de muestreo no se transmite información.) Dos

señales cuyos valores respectivos son iguales en los instantes de muestreo, producen la misma señal muestreada.

Un dispositivo de retención convierte la señal muestreada en una señal continua que reproduce aproximadamente la señal aplicada al muestreador. El dispositivo de retención más simple convierte la señal muestreada en una señal constante entre dos instantes de muestreo consecutivo, como se ve en la figura 3.2.1.

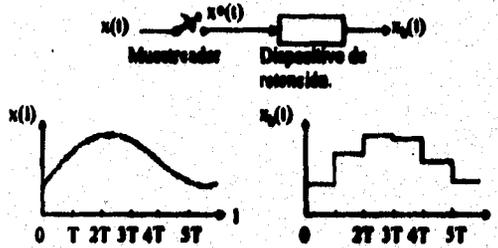


Fig. 3.2.1 Señales antes y después del muestreador y dispositivo de retención.

Un dispositivo así se denomina dispositivo de retención de orden cero. La función de transferencia G_h de un dispositivo de retención de orden cero es:

$$G_h = \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \dots\dots\dots 3.2.1$$

Cuando se muestrea la señal de entrada $x(t)$ en instantes discretos, la señal muestreada pasa a través del dispositivo de retención. Este dispositivo, que es un filtro paso-bajas, alisa la señal muestreada $x^*(t)$ produciendo la señal $x_h(t)$ que es constante desde el último valor muestreado hasta disponer del próximo valor de muestreo. Es decir:

$$x_h(kT + t) = x(kT) \quad \text{para} \quad 0 \leq t < T \quad \dots\dots\dots 3.2.2$$

En el análisis que sigue se supone que el dispositivo de retención es de orden cero. Esencialmente, un dispositivo de retención de orden cero integra la señal $x^*(t)$ entre dos instantes de muestreo consecutivos. Notando que la integral de una función impulso es una constante, se ve que la entrada a un dispositivo de retención de orden cero es un tren de funciones impulso.

Considerando que la salida de un muestreador es un tren de impulsos ponderados, se puede relacionar la señal continua $x(t)$ con la salida del muestreador $x^*(t)$ por:

$$x^*(t) = \delta_T(t)x(t) \quad \dots\dots\dots 3.2.3$$

donde $\delta_T(t)$ representa un tren de impulsos unitarios, como se ve en la figura 3.2.2a. La salida del muestreador es igual al producto de la entrada continua $x(t)$ por el tren de impulsos unitarios. En otras palabras, se puede considerar al muestreador como un modulador de entrada $x(t)$ como señal de modulación y el tren de impulsos unitarios como la portadora, como se ve en la figura 3.2.2b. Se hace notar que se puede escribir $\delta_T(t)$ como:

$$\delta_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT) \quad \dots\dots\dots 3.2.4$$

donde $\delta(t - kT)$ es la función impulso unitario que se produce en $t = kT$.

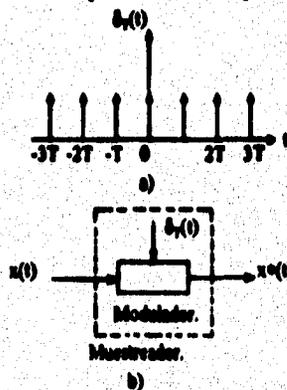


Fig. 3.2.2 a) Tren de impulsos unitarios;
b) Muestreador como modulador.

Si se muestrea la señal continua $x(t)$ en forma periódica, se puede representar la señal muestreada por:

$$x^*(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(t)\delta(t - kT) \quad \dots\dots\dots 3.2.5$$

$$x^*(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT)\delta(t - kT) \quad \dots\dots\dots 3.2.6$$

En la figura 3.2.3 se ven $\delta_T(t)$, $x(t)$, y $x^*(t)$. Como la amplitud de cualquier función impulsiva es infinita, conviene indicar la intensidad o área de la función impulso por la longitud de una flecha. En la figura 3.2.3 la longitud de cada flecha en el diagrama de la señal muestreada $x^*(t)$ indica la intensidad de cada valor muestreado $x(kT)$.

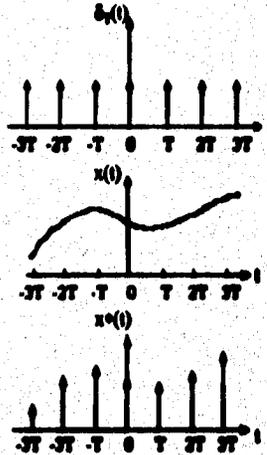


Fig. 3.2.3 Diagramas de $\delta_T(t)$, $x(t)$ y $x^*(t)$ en función de t .

La mayor parte de las funciones temporales que se consideran aquí, son cero para $t < 0$. Por lo tanto, a menos que se estipule lo contrario, se supone sea éste el caso. Por tanto, para la señal $x(t)$, las ecuaciones anteriores se convierten respectivamente en:

$$x^*(t) = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT) \delta(t - kT) \quad \dots\dots\dots 3.2.7$$

y

$$x^*(t) = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT) \delta(t - kT) \quad \dots\dots\dots 3.2.8$$

En los análisis que siguen, se toman las ecuaciones 3.2.5 ó 3.2.7 (alternativamente las ecuaciones 3.2.6 ó 3.2.8) como definición de la señal muestreada $x^*(t)$. Es decir, se considera a la salida del muestreador como un tren de impulsos cuyas intensidades son iguales a los valores muestreados en los respectivos instantes de muestreo.

Transformada z. Ahora se define la transformada z . Tomando la transformada de Laplace de la ecuación 3.2.9, se obtiene:

$$X^*(s) = \mathcal{L}\{x^*(t)\} = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT)e^{-kTs} \quad \dots\dots\dots 3.2.9$$

Se define:

$$z = e^{Ts} \quad \dots\dots\dots 3.2.10$$

y se escribe $X^*(s)$ como $X(z)$. Entonces:

$$X(z) = X^*(s) \cdot X^*\left(\frac{1}{T} \ln z\right) = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT)z^{-k} \quad \dots\dots\dots 3.2.11$$

A $X(z)$ se le denomina transformada z de $x^*(t)$ y la notación para la transformada z de $x^*(t)$ es $\mathcal{Z}\{x^*(t)\}$.

En la transformación z sólo se consideran los valores de la señal en los instantes de muestreo. Por tanto, la transformada z de $x(t)$ y la de $x^*(t)$ dan el mismo resultado o sea:

$$\mathcal{Z}\{x(t)\} = \mathcal{Z}\{x^*(t)\} = X(z) = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT)z^{-k} \quad \dots\dots\dots 3.2.12$$

Como $X(z)$ depende únicamente de los valores de $x(t)$ en $t = kT$ ($k = 0, 1, 2, \dots$), la transformada inversa z de $X(z)$ da información sobre $x(t)$ únicamente en los instantes de muestreo.

FUNCIONES DE TRANSFERENCIA BICUADRATICAS EN EL DOMINIO DE Z DE FILTROS DE CAPACITORES CONMUTADOS.

Para diseñar un filtro de capacitores conmutados, uno deberá primero deducir una función de transferencia en el dominio de z de los requerimientos del filtro. Esto puede hacerse primero obteniendo la función de transferencia en el dominio de s de acuerdo a los métodos clásicos. La función de transferencia en el dominio de z deseada puede entonces obtenerse de la función en el dominio de s usando la muy conocida transformada bilineal:

$$s = \frac{\left(\frac{z}{T}\right)(1 - z^{-1})}{(1 + z^{-1})} \quad \dots\dots\dots 3.2.13$$

donde T representa un periodo de reloj. Alternativamente, las funciones de transferencia en el dominio de z pueden obtenerse directamente de los

requerimientos especificados del filtro usando cualquiera de las muchas técnicas computacionales.

Los biquadráticos activos RC han jugado un rol dominante en la realización de filtros activos RC de orden elevado. Además, los filtros de capacitores conmutados proveen la oportunidad de implementar filtros de mucho mayor orden en un simple integrado, conservando la ventaja de los bloques constructivos biquadráticos. Los filtros de capacitor conmutado se prestan regularmente al proceso de diseño y pueden considerablemente reducir el tamaño del circuito.

Así como los biquadráticos activos RC realizan funciones de transferencia biquadráticas en el dominio de s , los biquadráticos con capacitores conmutados realizan funciones de transferencia biquadráticas en el dominio de z . Así, las funciones de transferencia a realizar son de la forma:

$$H(z) = \frac{N(z)}{D(z)} = \frac{(y + \alpha z^{-1} + \delta z^{-2})}{(1 + \alpha z^{-1} + \beta z^{-2})} \dots\dots\dots 3.2.14$$

Las bien conocidas formas genéricas de la ecuación 3.2.14, nombradas paso-bajas (LP), paso-altas (HP), paso-banda (BP), paso-bajas de ranura (LPN), paso-altas de ranura (HPN), y paso-todo (AP), pueden derivarse aplicando la transformada bilineal a las bien conocidas funciones genéricas biquadráticas en el dominio de s .

Una propiedad importante de la función de transferencia bilineal que consideraremos en éste punto es la propiedad de que los ceros del plano s en el infinito se localizan dentro de los ceros del plano z en la mitad frecuencia de muestreo (por ejemplo $z = -1$). Tales ceros aparecen en las funciones LP y BP. Aunque BP y LP bilineal proveen una pendiente satisfactoria en la vecindad de la mitad de la frecuencia de muestreo, éstos no pueden ofrecer las realizaciones de capacitor conmutado, más económicas. Para altas tasas de muestreo típicamente usadas en filtros SC, la atenuación que se tiene a la mitad de la frecuencia de muestreo es de poca importancia y disminuye en importancia conforme $\omega_p \tau$ y $\omega_s \tau$ se hacen más pequeñas.

Cuando ésta relación se toma en cuenta, muchas funciones de transferencia alternativas biquadráticas LP y BP pueden deducirse reemplazando los ceros en $z = -1$ (por ejemplo los factores $1 + z^{-1}$) con cualquiera, 2 ó $2z^{-1}$.

En la tabla 3.2.1, los numeradores $N(z)$, son listados para las varias formas genéricas biquadráticas en el dominio de z . Las formas LP y BP son referidas en ésta tabla como LPIJ y BPIJ, donde I e J pueden tener el valor 0, 1 ó 2. Los

sufijos I e J denotan, respectivamente, el número de factores $1 + z^{-1}$ y el número de factores z^{-1} .

El procedimiento de diseño recomendado es: primero obtener $D(z)$ y $N(z)$ vía la transformada bilineal. Esto asegurará la colocación apropiada de los polos y ceros (otros como aquellos en $z = -1$). Uno o más de los ceros $z = -1$ pueden entonces ser reemplazados por cualquiera 2 ó $2z^{-1}$. Para colocar el nivel de ganancia exactamente, la constante de ganancia k requerirá una despreciable alteración.

Tabla 3.2.1. Funciones de transferencia bicuadráticas genéricas.

Forma genérica.	Numerador $N(z)$.
LP 20 (transformada bilineal).	$K(1 + z^{-1})^2$
LP 11	$Kz^{-1}(1 + z^{-1})$
LP 10	$K(1 + z^{-1})$
LP 02	Kz^{-2}
LP 01	Kz^{-1}
LP 00	K
BP 10 (transformada bilineal).	$K(1 - z^{-1})(1 + z^{-1})$
BP 01	$Kz^{-1}(1 - z^{-1})$
BP 00	$K(1 - z^{-1})$
HP	$K(1 - z^{-1})^2$
LPN	$K(1 + \epsilon z^{-1} + z^{-2}), \epsilon > \alpha/\sqrt{\beta}, \beta > 0$
HPN	$K(1 + \epsilon z^{-1} + z^{-2}), \epsilon < \alpha/\sqrt{\beta}, \beta > 0$
AP	$K(\beta + \alpha z^{-1} + z^{-2})$
General.	$\gamma + \epsilon z^{-1} + \delta z^{-2}$

3. PRINCIPIO FUNDAMENTAL DE LOS FILTROS CON CAPACITORES CONMUTADOS

Como se mencionó en la introducción a este capítulo, el principio básico, a partir del que se ha venido desarrollando el diseño de los circuitos SC, es la posibilidad que existe de simular el comportamiento de los resistores utilizando para ello pequeños condensadores conmutados periódicamente. La primera referencia histórica que se tiene de éste mecanismo se debe a J. C. Maxwell y se encuentra en su obra "Treatise of Electricity and Magnetism" publicada en 1873.

Ha sido cien años más tarde cuando el desarrollo de la tecnología MOS ha permitido su aplicación práctica a gran escala, aunque la teoría referente al funcionamiento de los sistemas muestreados ya tenía varias décadas de existencia.

En éste punto se estudian detalladamente algunas de las configuraciones que permiten la simulación de resistores, así como su aplicación directa en la obtención de los integradores SC, circuitos éstos de gran interés, que con ligeras modificaciones, según se verá más adelante, constituyen los bloques básicos en la mayor parte de los circuitos SC actuales.

SIMULACION DE RESISTORES.

En la figura 3.3.1 se ilustra una de las posibilidades para simular el comportamiento de un resistor mediante un condensador conmutado.

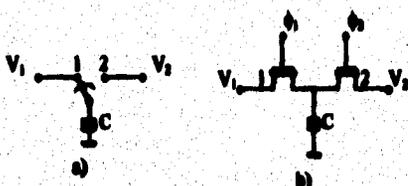


Fig. 3.3.1 a) Simulación de un resistor mediante un capacitor conmutado. b) Implementación con transistores MOS.

Suponiendo que inicialmente el conmutador está en la posición 1, el condensador se cargará a la tensión V_1 . Al pasar a la posición 2 se recargará a la tensión V_2 , con lo que la carga transferida por el condensador desde el nodo 1 al 2 será; recordando que $C = \frac{Q}{V}$:

$$\Delta q = C(V_1 - V_2) \dots\dots\dots 3.3.1$$

Si ahora se acciona el conmutador de forma que pase alternativamente entre las posiciones 1 y 2 a la frecuencia f_c , aparecerá una corriente pulsada entre los dos nodos recordando que $i = \frac{dq}{dt} = \frac{Q}{T} = \frac{Q}{1/f_c} = Qf_c$; cuyo valor medio en un período vendrá dado por:

$$I = C(V_1 - V_2)f_c \dots\dots\dots 3.3.2$$

suponiendo que V_1 y V_2 no cambien apreciablemente en éste intervalo. Por lo tanto, el valor de la resistencia equivalente que produzca el mismo valor para la corriente se calcula de la siguiente forma:

$$R = \frac{V}{i} = \frac{V_1 - V_2}{i} = \frac{1}{Cf_c} \dots\dots\dots 3.3.3$$

conectada entre los nodos 1 y 2.

Para llegar a éste resultado se ha supuesto que las tensiones V_1 y V_2 no se alternan por la conexión del condensador, es decir, que se trata de tensiones medidas, o bien en terminales de fuentes de tensión, si éstas son distintas de cero, o bien en una masa real o virtual, si alguna de ellas es nula. Por otra parte, para que el resultado tenga cierta consistencia, al menos en una primera aproximación, se requiere obviamente que la frecuencia de conmutación sea mucho mayor que las frecuencias de interés en el circuito. A medida que f_c se aproxime a éstas frecuencias, más diferirán entre sí los comportamientos de un circuito RC continuo en el tiempo y del circuito SC obtenido sustituyendo según 3.3.3 los resistores por condensadores conmutados. En cualquier caso, un análisis preciso siempre necesitará técnicas propias de los sistemas muestreados.

Los resistores realizados con condensadores conmutados requieren superficies reducidas de integración aún para valores elevados de resistencia. De hecho, según el mecanismo descrito y como queda reflejado en 3.3.3, cuanto mayor es el valor de la resistencia a emular, menor es la capacidad del condensador conmutado que se necesita. En los circuitos SC que se utilizan actualmente hay una diferencia de uno o dos órdenes de magnitud entre el área ocupada por condensadores conmutados y el área que ocuparían las resistencias equivalentes realizadas por las técnicas clásicas de integración. Por ejemplo, para conseguir un producto RC del orden de 0.1 ms., valor típico en el margen de audiofrecuencia, se requiere una resistencia de 10 MΩ., para que el condensador asociado sea del orden de 10 pF., que es un valor razonablemente práctico. Esta resistencia se puede conseguir según 3.3.3 conmutando un condensador de 1 pF. a la frecuencia de 100 kHz. El área que se requiere es, por lo menos, cien veces inferior a la que ocuparía una resistencia de 10 MΩ., con película de polisilicio, que además es un valor bastante impráctico.

En la figura 3.3.2 se representa un circuito SC alternativo para la simulación de resistores.

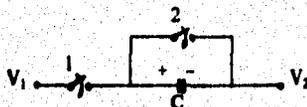


Fig. 3.3.2 Circuito alternativo para la emulación de resistores.

Suponiendo que inicialmente el interruptor 1 se cierra mientras el 2 permanece abierto, el condensador adquirirá una carga cuya expresión va a coincidir con 3.3.1.

Si ahora se invierte la posición de ambos interruptores, el condensador se descargará a través de 2. Repitiendo alternativamente de forma periódica éstas dos operaciones a la frecuencia f_c , entre los nodos de tensiones V_1 V_2 circulará una corriente cuyo valor medio coincidirá con el dado por 3.3.2, con lo que la expresión 3.3.3 para la resistencia equivalente es válida también para éste circuito, presentando además las mismas limitaciones antes descritas. Sin embargo, como se verá en los apartados siguientes, los circuitos SC derivados por sustitución de los resistores por ambos tipos de condensador conmutado presentan ciertas diferencias en sus comportamientos que pueden ponerse de manifiesto sometiendo a los referidos circuitos a un análisis detallado en los términos propios de los sistemas muestreadores.

UN INTEGRADOR SC.

En muchas técnicas de realización de filtros RC, como las basadas en el diseño de secciones bicuadráticas por simulación analógica de sus funciones de red, y la realización de filtros activos a partir del flujograma de señal de las redes LC en escalera, se utiliza como bloque básico el integrador de la figura 3.3.3, donde se verifica:

$$V_{oRC}(t) = -\frac{1}{R_1 C_1} \int_{-\infty}^t v_{in}(\tau) dt \quad \dots\dots\dots 3.3.4$$

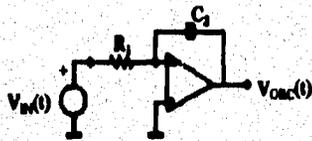


Fig. 3.3.3 Integrador RC.

En éste circuito puede sustituirse el resistor por cualquiera de los circuitos de simulación descritos con el propósito de conseguir un integrador SC. Utilizando para ello el condensador conmutado de la figura 3.3.1 se llega al circuito de la figura 3.3.4, donde la capacidad de C_1 está relacionada con R_1 a través de 3.3.3.

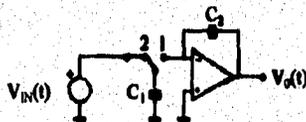


Fig. 3.3.4 Integrador de capacitor conmutado (SC).

Para comprobar su comportamiento, puede determinarse la tensión de salida $v_o(t)$ para una tensión de entrada $v_{IN}(t)$ en escalón de amplitud V . El conmutador

se acciona con la señal de control $v_c(t)$ de la figura 3.3.5 a una frecuencia f_c y permanece en las posiciones 1 ó 2 durante los intervalos φ_1 ó φ_2 respectivamente, que se suponen de igual duración $T/2$, siendo T el periodo de conmutación.

Cada vez que el conmutador pasa a la posición 2, el condensador C_1 se carga a la tensión V con una constante de tiempo que depende de la resistencia R_{ON} del conmutador. Cuando el conmutador pasa a la posición 1, el capacitor se descarga a través del cortocircuito virtual a la entrada del amplificador operacional (AO) y toda su carga inicial es transferida al condensador C_2 , repitiéndose periódicamente el proceso. El incremento de la tensión de salida $v_o(t)$ que se produce en cada periodo viene dado por:

$$\Delta v_o(t) = -\frac{C_1}{C_2} V \quad \dots\dots\dots 3.3.5$$

ya que la carga transferida a C_2 es igual a $C_1 V$.

En la figura 3.3.5 se representan la señal de control $v_c(t)$, la tensión $v_1(t)$ en el condensador C_1 y la tensión de salida $v_o(t)$.

Aplicando la misma tensión de entrada al integrador RC de la figura 3.3.3, se obtendrá a la salida una tensión en rampa de pendiente negativa cuya expresión, teniendo en cuenta 3.3.3 y 3.3.4, será:

$$v_{ORC}(t) = -\frac{C_1}{C_2} \frac{V}{T} t \quad \dots\dots\dots 3.3.6$$

Esta tensión está representada en la figura 3.3.5 por la línea de trazos y su comparación con la tensión en escalera $v_o(t)$ permite comprobar la estrecha relación entre los dos integradores y el carácter aproximado de su equivalencia.

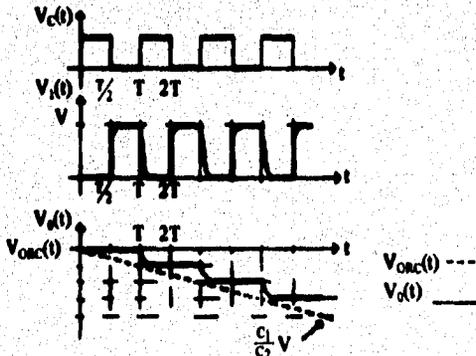


Fig. 3.3.5 Señales en el integrador SC con entrada constante; $V_1(t)$: tensión en C_1 ; $V_o(t)$: tensión de salida.

Para generalizar el estudio anterior se supone ahora, a la entrada del integrador SC, una tensión cualquiera $v_{IN}(t)$ variable con el tiempo y se trata de obtener la tensión de salida $v_O(t)$. Según el comportamiento descrito, el condensador C_1 se cargará a la tensión $v_{IN}(t)$ durante las fases 2 y transferirá paquetes de carga al condensador C_2 en las fases 1. De esta manera, si se supone despreciable el efecto de la constante de tiempo de carga y descarga, la tensión $v_O(t)$ será constante a tramos de duración T , que coincidirá con los intervalos $[nT, (n+1)T]$, tal como puede verse en la figura 3.3.6.

Además, esta tensión $v_O(t)$ sólo depende de los valores que toma $v_{IN}(t)$ en los instantes nT^- , inmediatamente anteriores a las conmutaciones de la fase 2 a la fase 1. Esta característica va a permitir establecer una relación exacta entre secuencias definidas sobre las señales de entrada y de salida respectivamente.

Aplicando el principio de conservación de carga en la transferencia que se produce desde el condensador C_1 al condensador C_2 puede escribirse:

$$C_2 [v_O(nT^-) - v_O((n-1)T^-)] = -C_1 v_{IN}((n-1)T^-) \dots\dots\dots 3.3.7$$

Esta es una ecuación en diferencias que relaciona entre sí secuencias definidas por muestreo sobre $v_{IN}(t)$ y $v_O(t)$ en los instantes nT^- , que se denominarán secuencias de entrada y de salida respectivamente.

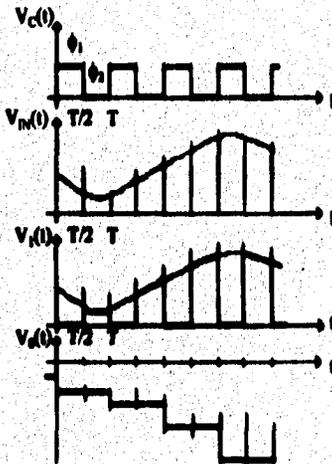


Fig. 3.3.6 Señales en el integrador SC con entrada variable en el tiempo.

Tomando la transformada Z en ambos miembros se obtiene:

$$C_2(1 - z^{-1})V_0(z) = -C_1z^{-1}V_{IN}(z) \quad \dots\dots\dots 3.3.8$$

donde $V_{IN}(z)$ y $V_0(z)$ son las transformadas de las secuencias de entrada y de salida que se han definido. Despejando $V_0(z)$ se tendrá:

$$V_0(z) = \left(-\frac{C_1}{C_2}\right)\left(\frac{1}{z-1}\right)V_{IN}(z) \quad \dots\dots\dots 3.3.9$$

Este resultado permite asignar al integrador SC de la figura 3.3.3 la función de transferencia:

$$H(z) = \left(-\frac{C_1}{C_2}\right)\left(\frac{1}{z-1}\right) \quad \dots\dots\dots 3.3.10$$

En esta expresión se pone de manifiesto que el comportamiento de este integrador SC no depende de los valores absolutos de sus capacidades sino de las relaciones entre ellas. Esta importante propiedad es común a todos los circuitos SC.

Resulta ahora interesante contrastar el comportamiento de los dos integradores, RC y SC, en el dominio de la frecuencia.

Haciendo en 3.3.10:

$$z = e^{j\omega T} \quad \dots\dots\dots 3.3.11$$

y después de operar convenientemente se obtiene:

$$H(e^{j\omega T}) = \left(-\frac{C_1}{C_2}\right)\left(\frac{1}{j\omega T}\right)\left[\frac{\frac{\omega T}{2}}{\text{sen } \frac{\omega T}{2}}\right]e^{-\frac{j\omega T}{2}} \quad \dots\dots\dots 3.3.12$$

Por otra parte, la función de transferencia en la variable s del integrador RC tiene la expresión:

$$H_{RC}(s) = -\frac{1}{R_1C_2s} \quad \dots\dots\dots 3.3.13$$

Haciendo $s = j\omega$ y teniendo en cuenta la relación 3.3.3, supuesta entre R_1 y C_1 , para conseguir la equivalencia entre los integradores, se tendrá:

$$H_{RC}(j\omega) = \left(-\frac{C_1}{C_2} \right) \left(\frac{1}{j\omega T} \right) \dots\dots\dots 3.3.14$$

que coincide precisamente con el primer factor de 3.3.12.

Por lo tanto, sustituyendo 3.3.14 en 3.3.12 puede escribirse:

$$H(e^{j\omega T}) = H_{RC}(j\omega) = \left[\frac{\frac{\omega T}{2}}{\text{sen} \frac{\omega T}{2}} \right] e^{-j\frac{\omega T}{2}} \dots\dots\dots 3.3.15$$

En esta expresión pueden verse con claridad las diferencias entre ambos integradores en el dominio de la frecuencia. El término fraccionario es el inverso de la función $\text{sinc}(\omega T/2)$ que es aproximadamente igual a la unidad siempre que $\omega T/2 \ll 1$. Es decir, que la frecuencia de las señales de entrada sea muy inferior a la frecuencia de conmutación. En la figura 3.3.7 se puede ver la variación con la frecuencia de este término corrector, que modifica sólo la amplificación.

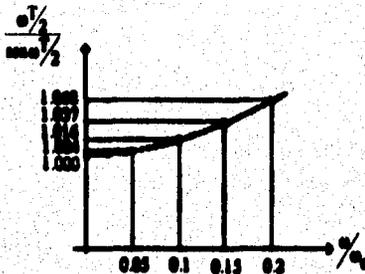


Fig. 3.3.7 Término corrector de la amplificación.

Puede comprobarse que su influencia es poco notable incluso para márgenes de frecuencia bastante amplios. Por ejemplo, para $\omega = 0.1\omega_c$, la alteración introducida es tan sólo del 1.6 %. Si se pretendiera realizar un circuito SC mediante la sustitución de los integradores en un circuito RC, éste efecto equivaldría a una variación en los parámetros y, si la sensibilidad del circuito RC de partida no es elevada, apenas introduciría diferencias en su comportamiento.

En cuanto al término exponencial $e^{-\frac{j\omega T}{2}}$, que no tiene efecto sobre la amplificación, aunque sí sobre el desfase, representa un retardo de $T/2$ y desde el punto de vista práctico es el que impone mayores restricciones en la posibilidad de sustituir en un circuito los integradores RC por el integrador SC que se está estudiando.

Suponiendo $\omega T/2 \ll 1$ y haciendo la aproximación:

$$e^{-\frac{j\omega T}{2}} \approx 1 + \frac{j\omega T}{2} \dots\dots\dots 3.3.16$$

para la expresión 3.3.12 se obtiene:

$$H(e^{j\omega T}) \approx \frac{C_1}{T \left(j\omega C_2 - \frac{\omega^2 T}{2} C_2 \right)} \dots\dots\dots 3.3.17$$

Este resultado permite interpretar el comportamiento del integrador SC, desde el punto de vista de la respuesta frecuencial, como el que se produciría en un integrador RC en el que el condensador tuviera un factor de calidad:

$$Q = -\frac{2}{\omega T} \dots\dots\dots 3.3.18$$

cuyo signo implica una conductancia de pérdidas negativa en paralelo con el condensador.

Según 3.3.18 para que $|Q| \geq 100$ se requiere que $\omega < \omega_c/100\pi$, condición muy restrictiva al exigir frecuencias de conmutación muy elevadas para señales de entrada en los márgenes frecuenciales de interés. Este aspecto determina que debe descartarse como método útil de diseño el consistente en la simple sustitución de los integradores RC por el integrador SC estudiado. Sin embargo, ello no significa en absoluto su invalidación para ser utilizado como primera fase en el diseño, sino que los métodos prácticos de síntesis deben ser más elaborados en el sentido de tomar en consideración las características específicas de los circuitos SC. De hecho, el integrador SC referido, con pequeñas modificaciones que se verán en detalle, constituye uno de los bloques básicos en los circuitos SC actuales.

Al haberse caracterizado el integrador SC como sistema discreto mediante la función de transferencia 3.3.10, interesa ver la relación que hay entre las variables s y z al sustituir el integrador RC por el integrador SC equivalente.

Comparando 3.3.10 con 3.3.13 y teniendo en cuenta 3.3.3, se comprueba directamente que la función de transferencia del integrador SC se obtiene aplicando la transformación:

$$s \rightarrow \frac{z-1}{T} \quad \dots\dots\dots 3.3.19$$

a la función de transferencia del integrador RC. Esta expresión corresponde a la transformación por diferencias en adelante ("forward difference"), inicialmente utilizada en diseño de filtros digitales, que equivale a sustituir la derivación en el dominio temporal por la diferencia, ponderada con el período de muestreo, entre la muestra inmediatamente adelantada y la actual en el sistema discreto. Esta interpretación de 3.3.19 es obvia si se tiene en cuenta que la derivación respecto al tiempo equivale a la multiplicación por s en el dominio transformado y que adelantar en una unidad una secuencia produce la multiplicación de su transformada por z .

Como se ve, éste enfoque permite analizar desde otro punto de vista la relación entre los dos integradores y justificar ahora el carácter aproximado de su equivalencia por las limitaciones que tiene la sustitución de la derivada en el dominio temporal implicada por 3.3.19.

INTEGRADOR SC ALTERNATIVO.

Puede obtenerse un segundo integrador SC sustituyendo el resistor del integrador RC por un condensador conmutado según se indicaba en la figura 3.3.2. El circuito que se obtiene se representa en la figura 3.3.8.

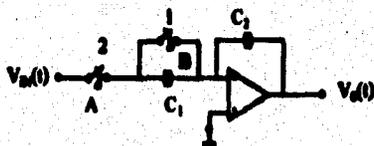


Fig. 3.3.8 Circuito alternativo de integrador SC.

Según el control de los interruptores que se indica en la figura, el condensador C_1 se descarga durante la fase 1 y se carga a la tensión $v_{in}(t)$ en la fase 2, pero en este caso la corriente de descarga circula también por C_2 . Es decir, a diferencia del integrador SC de la figura 3.3.3, en este circuito la transferencia de carga a C_2 se realiza simultáneamente a la carga de C_1 .

En la figura 3.3.9 se puede ver la tensión de salida del nuevo integrador $v_d(t)$ cuando la tensión de entrada es el escalón de amplitud V . Cada vez que se cierra el interruptor A, la tensión de salida experimenta un incremento negativo que

vendrá dado por 3.3.5, ya que, también ahora, la carga transferida a C_2 en cada periodo es C_1V . La línea a trazos representa, igual que en la figura 3.3.5, la tensión que se obtendría a la salida del integrador RC equivalente.

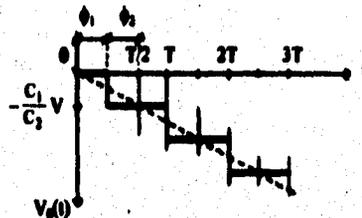


Fig. 3.3.9 Tensión de salida del integrador de la figura 3.3.8 con tensión de entrada en escalón.

Comparando las tensiones en escalera de ambas figuras, se observa que hay un adelanto de $T/2$ en la salida del último integrador descrito, respecto a la señal de salida del primero. Esta diferencia en el comportamiento es debida a la simultaneidad con se producen la carga de C_1 y la transferencia de carga a C_2 en este segundo integrador.

Si se supone ahora una tensión de entrada variable con el tiempo, la tensión de salida no será constante a tramos de duración T , como ocurría con el integrador de la figura 3.3.3. En efecto, mientras que en la fase 1 el valor de $v_0(t)$ si es constante, durante la fase 2 hay una conexión directa entre la entrada y la salida, por lo que en $v_0(t)$ habrá una componente que seguirá las variaciones de $v_{in}(t)$ y tendrá su misma forma. De hecho, al margen de la tensión que C_2 haya adquirido en los intervalos anteriores, el circuito se comporta durante la fase 2 adicionalmente como un amplificador de amplificación $-C_1/C_2$.

Para conseguir una caracterización en términos de una función de transferencia equivalente a 3.3.10, puede plantearse una ecuación similar a 3.3.7. En éste caso se tendrá:

$$C_2 \{v_0(nT^-) - v_0[(n-1)T^-]\} = -C_1 v_{in}(nT^-) \dots\dots\dots 3.3.20$$

donde se observa que ahora el incremento de la tensión de salida en nT^- depende del valor de la tensión de entrada en el mismo instante.

Aplicando la transformada z a la ecuación en diferencias 3.3.20 y despejando la transformada de la secuencia de salida, se obtiene:

$$V_0(z) = \left(-\frac{C_1}{C_2} \right) \left(\frac{z}{z-1} \right) V_{IN}(z) \dots\dots\dots 3.3.21$$

con lo que puede asignarse al integrador de la figura 3.3.8 la función de transferencia:

$$H(z) = \left(-\frac{C_1}{C_2} \right) \left(\frac{z}{z-1} \right) \dots\dots\dots 3.3.22$$

Para contrastar el comportamiento de este integrador en el dominio de la frecuencia con el integrador RC, se procede de forma similar a como se hizo para el primer integrador, obteniéndose:

$$H(e^{j\omega T}) = \left(-\frac{C_1}{C_2} \right) \left(\frac{1}{j\omega T} \right) \left[\frac{\frac{\omega T}{2}}{\sin \frac{\omega T}{2}} \right] e^{j\frac{\omega T}{2}} \dots\dots\dots 3.3.23$$

Comparando ésta expresión con 3.3.12 se observa que la amplificación es la misma y que la única diferencia radica en el término exponencial, que implica ahora un adelanto de T segundos respecto al comportamiento del primer integrador y que se ponía de manifiesto al comparar la expresión 3.3.21 con 3.3.10.

Suponiendo también ahora el término entre corchetes aproximadamente constante y englobando el término exponencial en el primer factor, se obtiene la expresión aproximada:

$$H(e^{j\omega T}) \approx -\frac{C_1}{T \left(j\omega C_2 + \frac{\omega^2 T}{2} C_2 \right)} \dots\dots\dots 3.3.24$$

que admite una interpretación similar a 3.3.17, pero ahora el factor de calidad atribuible al condensador del integrador RC sería positivo aunque con el mismo valor absoluto, es decir, $Q = \frac{1}{2\omega T}$, presentando el circuito idénticas limitaciones que el anterior.

De todas formas, ésta complementariedad respecto al signo del factor Q que se presenta en los dos integradores descritos, actúa positivamente en ciertos métodos de síntesis. En ellos, la utilización adecuada de los dos tipos de integrador, permite la cancelación casi total de los efectos debidos al error de

fase que se produce al sustituir los integradores de una realización RC por integradores SC.

Por otra parte, comparando 3.3.22 con la función de transferencia del integrador RC y teniendo en cuenta la expresión 3.3.3 para establecer la equivalencia entre los integradores, se comprueba que ahora la función de transferencia del nuevo integrador puede obtenerse a partir de 3.3.13 mediante el cambio $s \rightarrow (1 - z^{-1})/T$, que corresponde a la transformación "backward difference" y equivale a sustituir la derivación en el dominio temporal por la diferencia, ponderada con T, entre la muestra actual y la muestra retrasada inmediata.

ESTUDIO DE LAS TRANSFORMACIONES.

Un estudio detallado de las transformaciones "backward-difference" y "forward-difference" permite justificar, desde un punto de vista más general, la conclusión a la que se llegó anteriormente sobre la escasa utilidad de la simple sustitución de los integradores RC por uno u otro tipo de integrador SC, ya que ninguna de éstas transformaciones se adecua, sin fuertes limitaciones, a la discretización de una función de transferencia en la variable s .

Para que la función de transferencia discreta, que se obtiene mediante una transformación, conserve adecuadamente las características de la respuesta frecuencial, se requiere que el eje imaginario $j\omega$ del plano s se proyecte sobre la circunferencia de radio unidad en el plano z . Por otra parte, para garantizar la estabilidad del sistema discreto obtenido, es necesario que el semiplano izquierdo del dominio s se proyecte en el interior del círculo de radio unidad en el plano z .

El primero de los requisitos no lo cumple ninguna de las dos transformaciones. En la figura 3.3.10 pueden verse las imágenes del eje $j\omega$ producidas. La transformación "forward-difference" lo proyecta sobre la recta $\text{Re}(z) = 1$ y la transformación "backward difference" produce como imagen una circunferencia de radio $1/2$ centrada en $z = 1/2$.

Sólo se conservarán, por ello, las características de la respuesta frecuencial en un pequeño entorno de $z = 1$ sobre la circunferencia de radio unitario, para lo que se requiere que las frecuencias de trabajo estén muy lejos del límite de Nyquist $\omega/2$.

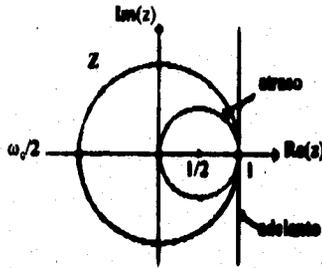


Fig. 3.3.10 Imágenes del eje j producidas por las transformaciones $s \rightarrow z$.

Respecto al segundo requisito, la transformación "backward difference" lo cumple, ya que el semiplano izquierdo del plano s se proyecta en el interior del círculo de radio unidad, pero no así la transformación "forward-difference" que lo hace sobre el semiplano definido por $\text{Re}(z) = 1$. Ello tiene como consecuencia que bajo ésta transformación puede llegarse a un sistema inestable, hecho que concuerda con el factor de calidad negativo que se asignaba al condensador del integrador RC para justificar el comportamiento frecuencial propio del integrador SC equivalente.

Puede concluirse, por lo tanto, que una técnica de realización de filtros SC, consistente sólo en la simple sustitución directa de los integradores en un filtro RC, no dará resultados muy satisfactorios. Sin embargo, ésta línea puede utilizarse provechosamente para generar las estructuras que, una vez analizadas de forma exacta en el dominio de la variable z , permitan elaborar métodos útiles de diseño, basados, por ejemplo, en la aplicación de la transformación bilineal, a las funciones de transferencia en la variable s .

En la bibliografía pueden encontrarse integradores SC de desarrollo posterior que realizan la transformación bilineal del integrador RC equivalente. Aunque desde el punto de vista teórico el problema parecía resuelto, pronto estos circuitos fueron descartados por razones tecnológicas, ya que las estructuras que utilizaban tenían un comportamiento dependiente de las capacidades parásitas de los dispositivos MOS, aspecto éste que se desarrollará más adelante. Los métodos de síntesis actuales, basados en la transformación bilineal, la introducen de forma global, por ejemplo como se esboza en el párrafo anterior, y no por traducción individualizada de los elementos.

ASPECTOS PRACTICOS EN LA REALIZACION DE CIRCUITOS SC.

Según se acaba de ver, las expectativas que se abrían de cara al diseño de circuitos SC, basados en la equivalencia entre resistores y condensadores conmutados, quedan apreciablemente limitadas por las propiedades de las transformaciones $s \rightarrow z$ que implican la sustitución directa de los resistores.

Existen además otras limitaciones que derivan de los aspectos prácticos de la realización física de los circuitos y que van a imponer fuertes restricciones en las topologías a utilizar como punto de partida. Estas limitaciones se desprenden directamente de las propiedades reales de los elementos de circuito realizados en tecnología MOS y pueden dividirse en dos categorías. En la primera se agrupan principalmente las que se desprenden de factores tales como las capacidades parásitas que forman las placas de los condensadores con el sustrato del circuito integrado, las corrientes de deriva y la estabilización de los amplificadores operacionales. Las limitaciones impuestas por estos factores se consideran fundamentales y se traducen en un conjunto de reglas básicas de diseño que se describen seguidamente y que se aplican en la mayor parte de las realizaciones actuales.

En la segunda categoría se incluyen las limitaciones debidas a la influencia de las capacidades parásitas de los transistores que realizan los conmutadores. Este es un factor importante sobre todo de cara a minimizar el área de integración, aspecto éste muy importante en la realización de circuitos con gran número de elementos.

REGLAS BASICAS DE DISEÑO.

Las reglas básicas de diseño que se describen derivan de aspectos considerados normalmente como fundamentales y se aplican, en general, en el diseño cuando se quieren conseguir realizaciones de calidad y precisión elevadas.

Estas reglas son las siguientes:

1. El mínimo circuito que debe llevar cada amplificador operacional en el bucle de realimentación es un condensador no conmutado. Ya que, en caso contrario, no existirían los lazos continuos de realimentación, necesarios para estabilizar los amplificadores operacionales. Pueden utilizarse, sin embargo, condensadores conmutados en paralelo con el condensador fijo de realimentación, por ejemplo para simular el resistor que lleva el Integrador RC con pérdidas en paralelo con el condensador.

2. No son admisibles los nodos en los que confluyan únicamente condensadores no conmutados. Pues, en general las placas de los condensadores están sometidas a cierta acumulación de carga producida por varios agentes parásitos, tales como las corrientes de deriva, transitorios al conectar la alimentación, etc., que podrían saturar los amplificadores operacionales.

Por lo tanto, para garantizar la estabilización del circuito en la zona de trabajo, se requiere que cada nodo esté conectado, bien directamente o, como mínimo, a través de un condensador conmutado, a puntos de baja impedancia respecto a masa. Se consideran en ésta categoría: los terminales de los generadores de tensión puestos a masa, entre los que se incluyen las salidas de los

amplificadores operacionales, y las masas reales o virtuales. El circuito de la figura 3.3.11 sería aceptable porque la tensión del nodo 1 está estabilizada por el condensador C3.

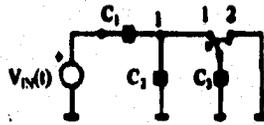


Fig. 3.3.11 Estabilización de un nodo mediante un capacitor conmutado.

3. Al menos uno de los terminales de cada condensador debe someterse a las siguientes normas en su conexión:

- a) En cada fase, éste terminal debe estar conectado, bien a un generador de tensión o bien a masa.
- b) Si el terminal en cuestión se conecta a una masa virtual durante una de las fases, debe ir conectado necesariamente en la otra fase a un nodo de tensión cero.

Esta restricción sobre el conexionado de los condensadores es debida a que, en los condensadores realizados en tecnología MOS, las placas forman capacidades parásitas con el sustrato del circuito integrado, siendo particularmente importante la asociada a la placa inferior. Esta capacidad forma valores poco controlables que, sin embargo, pueden llegar a ser muy significativos. Concretamente, en los condensadores de doble placa de polisilicio, es del orden del 10 % de la capacidad nominal del condensador a realizar. Es evidente, por lo tanto, la importancia que tiene conseguir estructuras cuyo comportamiento no dependa de éstas capacidades.

Puede comprobarse fácilmente que si se cumple ésta regla de diseño respecto al terminal conectado a la placa inferior de cada condensador, éste objetivo se logra. En la figura 3.3.12a, C_p es la capacidad parásita entre la placa inferior de C_1 y el sustrato. Como A se conecta alternativamente entre la salida de AO_1 y masa, C, se cargará y se descargará sin afectar al resto del circuito. Desde el punto de vista del análisis, es un elemento superfluo. Por el contrario, el terminal A en la figura 3.3.12b no cumple la condición y la capacidad C, sí incide ahora sobre el comportamiento del circuito, puesto que la carga adquirida durante la fase 1 se transfiere a C durante la fase 2.

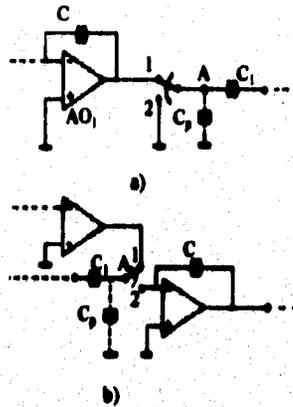


Fig. 3.3.12 Influencia de la capacidad parásita de la placa inferior de los capacitores.

4. El terminal no inversor de los amplificadores operacionales debe mantenerse a una tensión de valor constante. Si no se hace así, es decir, si el terminal positivo se conecta a un nodo de tensión variable, el comportamiento del circuito va a depender de las capacidades parásitas que aparezcan entre el terminal inversor y el sustrato.

En éste aspecto se profundiza en el punto siguiente. Además, en el caso de no cumplirse ésta condición, se necesitarían amplificadores operacionales con mejor rechazo del modo común en las realizaciones.

Es evidente que éstas restricciones, traducidas en reglas de diseño, limitan notablemente las topologías de circuitos RC utilizables como punto de partida para generar circuitos SC equivalentes por simulación de los resistores. Por ejemplo, deben descartarse los filtros activos RC obtenidos a partir de filtros LC en escalera por simulación de los inductores. En estos filtros se utiliza como estructura básica el GIC (Convertor Generalizado de Inmitancias). En éste circuito, cuando se utiliza para simular inductores, ninguno de los amplificadores operacionales lleva condensadores en los bucles de realimentación. Por otra parte, si en el filtro LC inicial hay inductores flotantes, es preferible realizar un escalado de todos los elementos según $1/s$, con lo que cada condensador se transforma en un FDNR. En la realización de éste nuevo elemento solamente uno de los amplificadores operacionales lleva un condensador en el bucle de realimentación. Puede concluirse que, en ninguno de los dos casos, el circuito SC equivalente cumpliría la restricción 1.

Por otra parte, las topologías de los circuitos SC derivados por éste procedimiento tampoco cumplirían la condición 4, aunque considerada menos

crítica, ya que en el GIC ninguno de los amplificadores operacionales tiene el terminal no inversor situado a una tensión constante.

Puede comprobarse, como se detalla en el apartado siguiente, que los integradores SC que se han descrito se adaptan a las reglas anteriores. Por ello, las estructuras RC que van a resultar de especial interés como punto de partida para la síntesis de circuitos SC, son todas las que incluyen el integrador RC como bloque básico, generalmente combinado con operaciones de suma, o también actuando como integrador con pérdidas. Esto a pesar de los problemas, ya tratados, que plantea la simple sustitución de integradores RC por SC. Las técnicas de diseño de filtros RC que emplean éstas configuraciones son fundamentalmente: las basadas en la simulación estructural de las redes LC en escalera y las que utilizan la conexión en cascada de secciones bicuadráticas que pueden generarse a partir del flujograma de señal. Las primeras se utilizan en realizaciones de órdenes elevados que requieren mayor precisión, ya que conservan las características de las redes LC originales, respecto a la sensibilidad paramétrica. La conexión en cascada de secciones bicuadráticas, sin embargo, es el método de aplicación más directo y permite una mayor versatilidad y posibilidades tales como la utilización de diferentes frecuencias de conmutación para cada una de las secciones, con lo que puede conseguirse que sean menos rigurosas las especificaciones del filtro de antisolapamiento. Por otra parte, se adaptan mejor a las aplicaciones en las que se requiera la preprogramación de las características frecuenciales partiendo de una estructura de soporte común. En la bibliografía se han descrito varios filtros monolíticos preprogramables por máscara que utilizan éste principio y permiten disponer de hasta un total de 20 polos y ceros, e incluyen en el mismo circuito los filtros de antisolapamiento y alisado.

CAPACIDADES PARASITAS ASOCIADAS A LOS CONMUTADORES.

En la implementación en tecnología MOS de los circuitos SC aparecen unas capacidades parásitas, adicionales a las estudiadas, debidas a los transistores que se utilizan para realizar los conmutadores. Estas capacidades son las formadas entre las difusiones de drenador y fuente (o surtidor) con el sustrato. Sus valores no dependen de la capacidad de los condensadores del circuito, por lo que su influencia será tanto más notable cuanto más pequeñas sean las capacidades utilizadas. Es por ello conveniente buscar líneas de diseño que conduzcan a estructuras cuyo comportamiento no dependa tampoco de éstas capacidades parásitas, evitando así tener que aumentar los valores de los condensadores y, en consecuencia, el área de integración necesaria, factor éste primordial en la implementación de circuitos con gran número de elementos.

Los dos integradores descritos anteriormente que se han vuelto a representar en la figura 3.3.13, se ajustan a las líneas básicas de diseño desarrolladas

anteriormente. En particular, para que se cumpla la regla 3, basta que el terminal de C_1 , señalado con el asterisco, coincida con la placa inferior. Por lo tanto, sus comportamientos no están influidos por la capacidad parásita de ésta placa respecto al sustrato. Sin embargo, no ocurre así respecto a las nuevas capacidades parásitas que se estudian ahora debidas a los conmutadores. En efecto, en el integrador a) de la figura 3.3.13, la capacidad parásita C_{pA} , que aparece entre el nodo A y tierra, suma su valor al de C_1 , modificando así la función de transferencia. El valor de C_{pA} puede llegar a ser del orden de 0.05 pF., por consiguiente, si quiere garantizarse una precisión del 1 % para C_1 , deben utilizarse valores superiores a 5 pF., lo que conduce a superficies considerables en la integración, sobre todo si se tiene en cuenta que el condensador C_2 suele tener una capacidad bastante mayor que C_1 , por lo menos en un orden de magnitud.

En el integrador b) la capacidad C_p no se suma a la de C_1 , sino que actúa de forma distinta. Como se ve en el circuito, durante la fase 2 se carga a la tensión de entrada y en la fase 1 transfiere carga a C_2 , siguiendo un mecanismo similar al de C_1 en el integrador a). La función de transferencia, por lo tanto, quedará alterada incluso estructuralmente.

Las capacidades parásitas del resto de los nodos no afectan subsubstancialmente al comportamiento, si se supone que el nodo de entrada está conectado a un generador de tensión o salida de otro amplificador operacional del circuito y el amplificador operacional del integrador se comporta prácticamente como ideal.

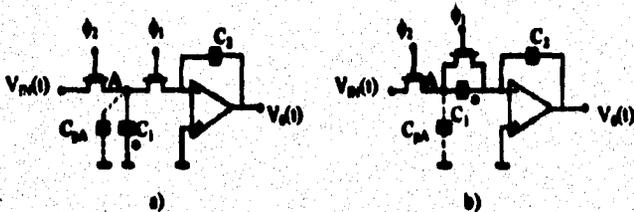


Fig. 3.3.13 Capacidades parásitas en los integradores.

INTEGRADORES INSENSIBLES A LAS CAPACIDADES PARASITAS.

Con ligeras modificaciones pueden conseguirse integradores SC insensibles a las capacidades parásitas de los nodos. En la figura 3.3.14 se representan dos nuevos integradores que van a sustituir en las realizaciones a los correspondientes de la figura 3.3.12 y que, como puede comprobarse fácilmente, su comportamiento no se ve afectado por éstas capacidades.

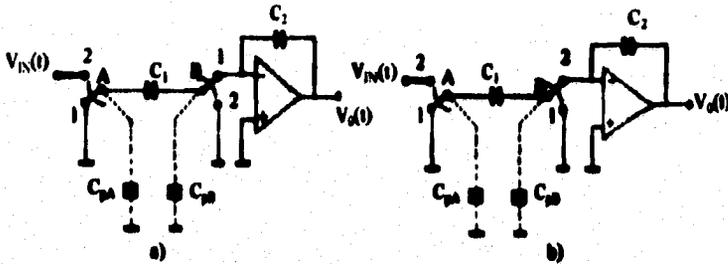


Fig. 3.3.14 Integradores insensibles a las capacidades parásitas.

En efecto, en ambos circuitos el condensador C_{pA} alternativamente se carga a la tensión $v_{IN}(t)$ y se descarga sin alterar la tensión del condensador C_2 . El condensador C_{pB} permanece constantemente a tensión cero con la suposición que se ha hecho de un amplificador operacional prácticamente ideal.

En cuanto al funcionamiento de éstos dos circuitos, el integrador a) actúa en forma similar al correspondiente de la figura 3.3.12. Es decir, C_1 se carga a la tensión $v_{IN}(t)$ durante la fase 2 y transfiere a C_2 una carga $C_1 v_{IN}(nT^-)$ en la fase 1, pero ahora invirtiendo los terminales en la conmutación. Por consiguiente su función de transferencia será igual a (3.3.10) cambiada de signo, teniéndose:

$$H_a(z) = \left(\frac{C_1}{C_2}\right) \left(\frac{1}{z-1}\right) \dots\dots\dots 3.3.25$$

El signo positivo puede interpretarse como si éste integrador fuera el equivalente de un integrador RC con resistencia negativa. Esta resulta útil, por ejemplo, en la generación de secciones bicuadráticas a través del flujograma de señal, al no restringir el signo de las ampliificaciones asignadas a las ramas.

El integrador b) se comporta de forma idéntica al correspondiente de la figura 3.3.13, por lo que su función de transferencia será:

$$H_b(z) = \left(-\frac{C_1}{C_2}\right) \left(\frac{z}{z-1}\right) \dots\dots\dots 3.3.26$$

igual que 3.3.22.

La utilización de éstos dos últimos integradores en la implementación de circuitos SC permite utilizar valores de capacitancia tan pequeños como posibilite el proceso tecnológico, garantizando la tolerancia requerida. Actualmente se utilizan capacitancias que pueden ser del orden de 0.1 pF. Ello supone una reducción de 50 veces en el área de integración debida a los

capacitores, respecto a la que habría que utilizar en circuitos basados en los integradores que no tengan esta importante propiedad.

REGLAS DE CONEXION PARA CIRCUITOS INSENSIBLES A LAS CAPACITANCIAS PARASITAS.

Tal como se ha visto, resulta de gran importancia disponer de circuitos de capacitor conmutado cuyo comportamiento no se vea afectado por ninguna de las capacitancias parásitas, incluyendo las introducidas por los conmutadores, pues ello permite minimizar el área de integración.

Se trata ahora de ver las restricciones adicionales que hay que imponer sobre la conexión de los capacitores para conseguir este objetivo.

Cada terminal de un capacitor que se conmute entre distintos puntos, queda conectado necesariamente a difusiones de drenador o fuente y, por lo tanto, aparece una capacidad parásita entre este terminal y el sustrato. Para evitar su efecto habrá que aplicar la restricción 3 del punto anteriormente mencionado, ya que esta capacidad ejerce una influencia equivalente a la que producía la capacidad parásita debida a la placa inferior de los condensadores.

En conclusión, si quiere insensibilizarse el comportamiento del circuito también de las capacidades debidas a los conmutadores, esta regla básica debe aplicarse a los dos terminales de cada condensador.

Una consecuencia inmediata de su aplicación es que no puede haber nodos capacitivos en ninguna de las fases. En efecto, en la figura 3.3.15 se representa un nodo capacitivo A, que sería admisible según se mencionó anteriormente. El asterisco indica los terminales correspondientes a la placa de cada condensador más próxima al sustrato. En la misma figura pueden verse las capacidades parásitas C_p , entre el nodo en cuestión y el de referencia, debidas precisamente al conmutador y que condicionarian claramente el comportamiento del circuito si el nodo A no se conectara a un punto de baja impedancia.

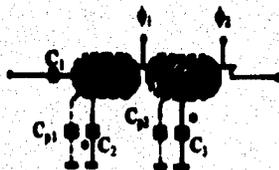


Fig. 3.3.15 Capacidad parásita entre un nodo capacitivo y el sustrato.

Puede observarse que estas nuevas restricciones, además de modificar las reglas 2 y 3 mencionadas anteriormente, dándoles un carácter más restrictivo, refuerzan también la necesidad de aplicar la regla 4 pues el nodo de tensión no nula al que se conectará el terminal no inversor de un amplificador operacional

sería tratado como un nodo capacitivo y, por ello, sometido a la influencia de las capacidades parásitas que se están considerando.

En la figura 3.3.16 se ha representado la conexión más general posible para un condensador C en un circuito insensible a las capacidades parásitas, basándose en las consideraciones anteriores. Los nodos A y B sólo pueden estar conectados a salidas de amplificadores operacionales, el generador de tensión de entrada o a masa. El nodo M debe estar conectado a un punto de tensión cero. No tiene sentido suponer que A o B fuera una masa virtual, porque en ese caso, como el otro nodo, B o A, tendría que estar conectado a un punto de tensión cero según las reglas de conexión, el condensador sería superfluo, es decir, no produciría efecto alguno sobre el circuito.

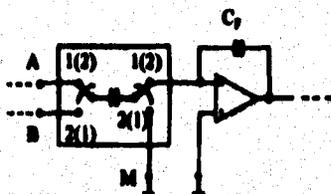


Fig. 3.3.16 Conexión general de un capacitor conmutado en un circuito.

Como se desprende de la conexión general de la figura 3.3.16, el hecho de que todos los nodos de un circuito queden conectados a puntos de baja impedancia en ambas fases, es condición necesaria pero no suficiente para que el comportamiento de éste circuito no dependa de las capacidades parásitas. En efecto, bastaría que el nodo M se conectara a un punto de tensión distinta de cero para que se perdiera ésta propiedad.

Aunque las restricciones estudiadas, que deben imponerse en la conexión de condensadores por la presencia de las capacidades parásitas, son realmente severas, han permitido, sin embargo, el desarrollo de suficientes técnicas de diseño que permiten la realización de cualquier función de transferencia dentro de los márgenes frecuenciales adecuados. Puede asegurarse que en la actualidad todos los diseños de circuitos de capacitor conmutado orientados a la implementación de filtros monolíticos se ajustan a éstas reglas de diseño, ya que sólo así puede conseguirse, tal como se ha justificado, una importante reducción del área ocupada por el circuito sin deteriorar con ello las características previstas. No obstante, en ciertos casos, se admite la conexión de algún condensador según una configuración no inmune a las capacidades parásitas. Esto puede hacerse en diseños en los que la variación en el valor absoluto del condensador en cuestión, motivadas por tales capacidades, provoque alteraciones que, por ejemplo, afectarán de forma constante a la amplificación

en todo el margen de frecuencias, por lo que su efecto podría considerarse irrelevante desde el punto de vista de la selectividad.

4. ANALISIS DE CASOS PARTICULARES.

FILTROS DE VARIABLE DE ESTADO.

La unidad de filtro de variable de estado básico es de segundo orden y tiene tres salidas las cuales proveen funciones paso-bajas, paso-altas y paso-banda. Con menores cambios del circuito o adiciones, casi cualquier otra función de segundo orden puede realizarse. Por ésta razón, éste es algunas veces llamado un *filtro activo universal*, y también se refiere a él como un *filtro biquad ó bicuadrático*. Otras ventajas son, que la frecuencia usualmente puede cambiarse sin afectar la ganancia o el factor de calidad que puede ser de varios cientos. Para algunos tipos de filtros, el proceso de diseño es mucho más simple que para circuitos alternos. La circuitería es de alguna manera compleja, requiriendo de al menos tres amplificadores operacionales. Sin embargo, versiones de circuitos integrados (IC) están disponibles para reducir ambos requerimientos, tales como costo y espacio.

CIRCUITO BASICO.

El circuito más simple de variable de estado usa amplificadores operacionales y componentes discretos, como se muestra en la figura 3.4.1.

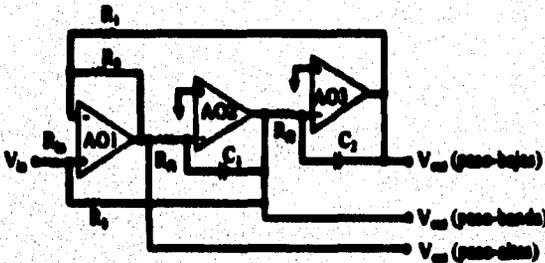


Fig. 3.4.1 Filtro de variable de estado.

Hay tres salidas para las funciones paso-bajas, paso altas y paso-banda. Los parámetros para las funciones de transferencia, ecuaciones 3.4.1; 3.4.2 y 3.4-3 que son las siguientes:

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{A_1 \omega_n^2}{s^2 + (\omega_n/Q)s + \omega_n^2} \dots\dots\dots 3.4.1$$

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{A_p s^2}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2} \dots\dots\dots 3.4.2$$

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{A_p s \omega_0}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2} \dots\dots\dots 3.4.3$$

son calculadas con éstas ecuaciones:

Frecuencia natural resonante:

$$\omega_0 = \left(\frac{R_1}{R_2 R_{11} R_{12} C_1 C_2} \right)^{1/2} \dots\dots\dots 3.4.4$$

Factor de calidad:

$$Q = \frac{R_1 R_{11} + R_2}{R_2 R_1 + R_2} \left(\frac{R_2 R_{11} C_1}{R_1 R_{12} C_2} \right)^{1/2} \dots\dots\dots 3.4.5$$

Genancia de la banda de paso, función paso-bajas:

$$A_l = \frac{R_2 (R_1 + R_2)}{R_2 (R_{11} + R_3)} \dots\dots\dots 3.4.6$$

Genancia de la banda de paso, función paso-altas:

$$A_h = \frac{R_2 (R_1 + R_2)}{R_1 (R_{11} + R_3)} \dots\dots\dots 3.4.7$$

Genancia de la banda de paso, función paso-banda:

$$A_p = -\frac{R_2}{R_{11}} \dots\dots\dots 3.4.8$$

Después de que éstos parámetros han sido determinados, las características del filtro particular son encontradas usando los datos antes mencionados.

FILTROS DE CIRCUITO INTEGRADO.

Los filtros de variable de estado de circuito integrado, son diseñados para máxima versatilidad con un mínimo número de componentes discretos. Un tipo de circuito ampliamente usado se muestra en la figura 3.4.2, con ciertas

conexiones de componentes externos. Esto ilustra sólo unas pocas de las muchas formas de usar los circuitos integrados.

FUNCIONES PASO-BAJAS Y PASO ALTAS.

La configuración de la figura 3.4.2 es el diseño más conveniente para filtros paso-bajas o paso-altas de segundo orden o para módulos de segundo orden de filtros de mucho mayor orden. Las funciones de transferencia son expresadas por las ecuaciones 3.4.1 y 3.4.2. Los valores de los parámetros son determinados con éstas ecuaciones:

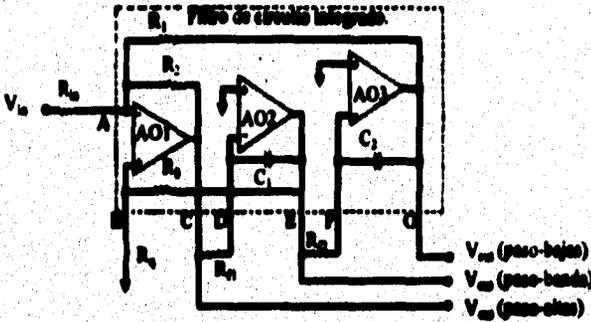


Fig. 3.4.2 Circuito integrado de filtro de variable de estado. Circuito recomendado para filtro paso-bajas y paso-altas.

Frecuencia natural resonante:

$$\omega_n = \left(\frac{R_2}{R_1 R_{f1} R_{f2} C_1 C_2} \right)^{1/2} \dots\dots\dots 3.4.9$$

Factor de calidad:

$$Q = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{\frac{R_1 + R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_{f1}}} \left(\frac{R_2 R_{f1} C_1}{R_1 R_{f2} C_2} \right)^{1/2} \dots\dots\dots 3.4.10$$

Ganancia en la banda de paso:

$$A_l = -\frac{R_1}{R_{f1}} \quad (\text{paso-bajas}) \dots\dots\dots 3.4.11$$

$$A_h = -\frac{R_2}{R_{f1}} \quad (\text{paso-altas})$$

Los valores para la función paso-banda, teniendo la función de transferencia de la ecuación 3.4.3, pueden necesitarse también.

Las ecuaciones 3.4.9 y 3.4.10 se aplican a ω_c y Q. La ganancia del paso-banda es:

$$A_p = \frac{\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)}{\frac{(R_1 + R_2)}{R_1 + \frac{R_1^2}{R_2}}} \dots\dots\dots 3.4.12$$

Estos pasos del procedimiento de diseño son sugeridos:

1. Encontrar los valores necesarios para ω_c y Q. De cualquier tabla, o una de datos similares.
2. En los circuitos integrados, C_1 y C_2 son usualmente iguales. Use $R_{f1} = R_{f2}$. Entonces de la ecuación 3.4.9:

$$R_{f1} = R_{f2} = \frac{1}{\omega_c C_1} \left(\frac{R_2}{R_1}\right)^{1/2} \dots\dots\dots 3.4.13$$

3. Determine R_{in} para la ganancia deseada del paso-banda, con las ecuaciones 3.4.11.
4. Calcule R_1 para el factor de calidad Q deseado. De la ecuación 3.4.10, con $R_{f1} = R_{f2}$ y C_1 y C_2 :

$$R_1 = \frac{R_2}{Q \left[\frac{(R_1 + R_2)}{R_1 + \frac{R_1^2}{R_2}} \right] \left(\frac{R_2}{R_1}\right)^{1/2} - 1} \dots\dots\dots 3.4.14$$

5. Verificar las amplitudes de la señal en todas las salidas para saturación o limitación. Reducir el nivel de la señal rediseñando para ganancia más baja si es necesario.

FUNCION PASO-BANDA.

El circuito de la figura 3.4.2 puede usarse para la función paso-banda también. Sin embargo, cuando se necesite ganancia unitaria (o cuando la ganancia en cualquier parte pueda ajustarse fácilmente para acomodar la ganancia unitaria en el filtro), el circuito alternativo de la figura 3.4.3 es más fácil de diseñar. Este circuito también puede preferirse para paso-bajas o paso-altas si la no inversión de la señal paso-banda se necesita.

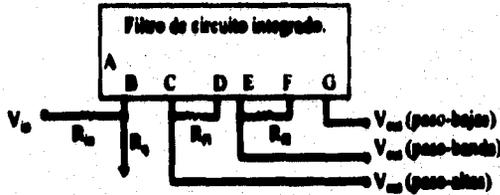


Fig. 3.4.3 Circuito integrado de filtro de variable de estado.
Circuito recomendado para filtro paso-banda.

La frecuencia natural resonante ω_n está dada por la ecuación 3.4.9. Otros valores para la función de transferencia del paso-banda, ecuación 3.4.3, para el circuito de la figura 3.4.3 son como sigue:

Factor de calidad:

$$Q = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_1}{R_{in}} + \frac{R_2}{R_4} \right) \left(\frac{R_2 R_{f1} C_1}{R_1 R_{f2} C_2} \right)^{1/2} \dots\dots\dots 3.4.15$$

Ganancia en la banda de paso:

$$A_p = - \left(\frac{1 + \frac{R_1}{R_{in}} + \frac{R_2}{R_4}}{1 + \frac{R_1}{R_1} + \frac{R_2}{R_4}} \right) \dots\dots\dots 3.4.16$$

Para las funciones paso-bajas y paso-altas, se aplican las ecuaciones 3.4.9 y 3.4.15. Las ganancias de la banda de paso son:

$$A_l = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_{in}} \right) \quad (\text{paso - bajas}) \dots\dots\dots 3.4.17$$

$$A_h = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_{in}} \right) \quad (\text{paso - altas})$$

Estos pasos del procedimiento de diseño se sugieren:

1. Determine la frecuencia ω_n deseada y el factor de calidad Q usando las ecuaciones 3.4.18, 3.4.19, 3.4.20 y 3.4.21 que son:

Ancho de banda:

$$f_{c2} - f_{c1} = \frac{f_n}{Q} \quad \dots\dots\dots 3.4.18$$

Frecuencia natural resonante:

$$f_n = \sqrt{f_{c1} f_{c2}} \quad \dots\dots\dots 3.4.19$$

Frecuencias de corte:

$$f_{c1} = f_n \frac{\sqrt{1+4Q^2} - 1}{2Q} \quad \dots\dots\dots 3.4.20$$

$$f_{c2} = f_n \frac{\sqrt{1+4Q^2} + 1}{2Q} \quad \dots\dots\dots 3.4.21$$

según se necesiten.

2. Encuentre $R_{n1} = R_{n2}$ con la ecuación 3.4.13.
3. Para ganancia unitaria $A_p = 1$, ponga $R_{n2} = R_3$.
4. Calcule R_3 para el factor de calidad Q deseado. De la ecuación 3.4.15, con $R_{n1} C_1 = R_{n2} C_2$ y $R_{n2} = R_3$;

$$R_3 = \frac{R_2}{Q \left[\frac{(R_1 + R_2)}{R_1} \right] \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^2 - 1 - \frac{R_2}{R_1}} \quad \dots\dots\dots 3.4.22$$

5. Verificar los niveles de la señal en todas las salidas para limitación, y reducir el nivel de la señal de entrada si es necesario.

FILTROS DE MUCHO MAYOR ORDEN.

Las secciones de filtros de variable de estado pueden conectarse en cascada, junto con un filtro de primer orden si se necesita, para formar un filtro de cualquier orden deseado.

OPERACION EN BAJA FRECUENCIA.

El examen de la ecuación 3.4.13 muestra que así como ω_n decrece, R_f se incrementa. Sin embargo, no se debe exceder un valor máximo de R_f especificado por el fabricante del circuito integrado. Para operación a baja frecuencia, R_f puede reducirse incrementando efectivamente los valores de capacitancia como se muestra en la figura 3.4.4, con capacitores adicionales externamente en paralelo con los capacitores internos. En las varias fórmulas,

los valores de C_1 y C_2 son reemplazados por la suma de las capacitancias en paralelo con alguna otra.

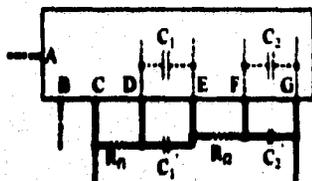


Fig. 3.4.4 Capacitores adicionales para operación a baja frecuencia.

Una técnica alterna para frecuencias bajas es el uso de redes especiales resistivas. Los datos para éstas usualmente son dadas por el fabricante del circuito integrado en las especificaciones y aplicaciones recomendadas.

FILTROS SINTONIZADOS POR VOLTAJE.

El desarrollo de multiplicadores en circuito integrado, junto con los filtros de variable de estado, ha hecho posible filtros sintonizados por voltaje relativamente de bajo costo. Las conexiones de los circuitos se muestran en la figura 3.4.5. Cambiando las amplitudes de la señal en R_{n1} y R_{n2} tiene el mismo efecto que cambiar los valores de los resistores, los cuales determinan la frecuencia. Estas amplitudes son activadas por el multiplicador, así que ellos son proporcionales al control del multiplicador de entrada V_m .

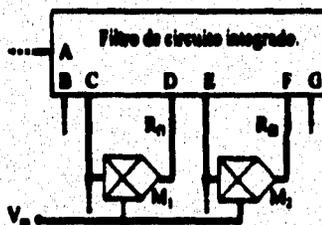


Fig. 3.4.5 Multiplicadores adicionales M_1 y M_2 para control de voltaje de frecuencia; (la frecuencia es proporcional a V_m).

Para configuraciones de circuito tales como los de la figura 3.4.2 y 3.4.3, donde R_{n1} y R_{n2} son las únicas otras conexiones a las terminales D y F, éste arreglo trabaja muy bien, y la sintonización del voltaje no afectará la ganancia de la banda de paso o el factor de calidad Q. Esto no es, sin embargo, recomendado para circuitos tales como el de la figura 3.4.6, donde componentes adicionales se conectan a esas terminales.

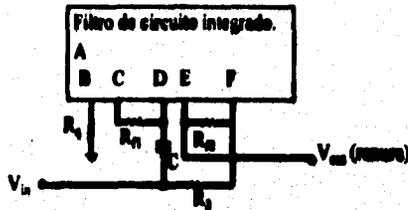


Fig. 3.4.6 Circuito integrado de filtro de variable de estado. Circuito recomendado para filtro ranura o de rechazo de banda.

BIQUADS (BICUADRATICOS) DE CAPACITOR CONMUTADO INSENSIBLES A CAPACITANCIAS PARASITAS.

Un bicuadrático de capacitor conmutado general que realiza la ecuación 3.2.14 y los casos especiales en la tabla 3.2.1 (vista anteriormente), fue introducido por Fleischer y Laker. Este bicuadrático insensible a parásitas, mostrado en la figura 3.4.7, es ampliamente usado en la industria. A la par con las limitaciones de espacio, en ésta sección podremos sólo resaltar las características sobresalientes de éste. (Ver bibliografía.)

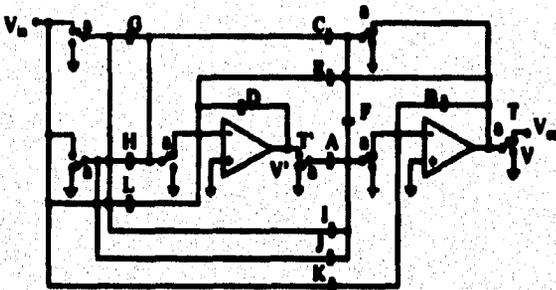


Fig. 3.4.7 Topología general de SC activo bicuadrático.

Para simplificar el análisis general de éste bicuadrático se asume que la entrada (V_{in}) se muestra y se retiene para el período completo de reloj. Esta condición no es necesaria en todos los casos especiales implementados de la figura 3.4.7, pero deberá ser tomada en cuenta.

Por lo tanto, si la entrada a un arreglo de bicuadráticos de capacitor conmutado de la forma de la figura 3.4.7 se presenta con una señal muestreada y retenida en un período completo de reloj, el tiempo de conmutación en los bicuadráticos propagará ésta condición a través del filtro entero. Esta condición es provista inherentemente por los bicuadráticos LP02 y BP01 para propiamente cualquier entrada en banda limitada.

Además, dependiendo de la aplicación, la salida deseada puede ser cualquiera V ó V' , ambas corresponden a funciones de transferencia que son de interés. Estas son dadas como sigue:

$$H = \frac{V}{V_{in}} = \frac{D(I+K) + (AG+AL-DI-DJ-2DK)z^{-1} + (DJ+DK-AH-AL)z^{-2}}{D(F+B) + (AC+AE-DF-2BD)z^{-1} + (DB-AE)z^{-2}} \quad \dots\dots 3.423$$

$$H' = \frac{V'}{V_{in}} = \frac{(IC+IE+KC+KE-GF-GB-LF-LB) + (FH+BH+BG+FL+2BL-JC-JE-IE-KC-2KE)z^{-1} + (EJ+EK-BH-BL)z^{-2}}{D(F+B) + (AC+AE-DF-2BD)z^{-1} + (DB-AE)z^{-2}} \quad \dots\dots 3.424$$

De la figura 3.4.7 y las ecuaciones anteriores se reconocerá que los polos de la función de transferencia están determinados por la red de realimentación, que consiste de los capacitores A, B, C, D, E, y F. Además, los ceros de la función de transferencia están determinados por los dos caminos de realimentación hacia adelante, que consisten, respectivamente, de los capacitores G, H, L, e I, J, K. Como es de esperarse, ambas H y H' corresponden al mismo denominador, sin embargo, los numeradores son bastante diferentes.

Las propiedades de éste circuito general bicuadrático son mucho más fácilmente discernibles si ciertas simplificaciones son introducidas. Así, puede observarse fácilmente que el circuito general de la figura 3.4.7 no es mínimo, con redundancias ocurriendo en ambos caminos, el de realimentación y el de alimentación en adelante. En los caminos de realimentación, el capacitor E y el capacitor conmutado F proveen dos maneras para el amortiguamiento de los polos de la función de transferencia. Así, en la práctica, cualquier E ó F son usados, pero no ambos. Por consiguiente, es útil el definir un "circuito E" en el cual $E \neq 0$ y $F = 0$ y un "circuito F" en el cual $E = 0$ y $F \neq 0$.

También, como se notó anteriormente, los dos ceros formando caminos de realimentación en adelante consisten de seis elementos. Al menos cuatro de éstos seis elementos, que son dos elementos por cada camino, se requieren para realizar localizaciones arbitrarias de ceros. Consecuentemente, durante el diseño inicial de un bicuadrático, es conveniente asignar $K = L = 0$. Estos grados de libertad son fácilmente recuperados para el diseño usando las equivalencias de elementos mostrados en la figura 3.4.8. Esto es, después de que un diseño inicial es completado, éstas equivalencias son utilizadas para modificar el circuito hasta que un diseño aceptable es obtenido. La validación en el dominio de z de las equivalencias recae en las terminales 1 y 2 estando conectadas a una fuente de

voltaje (fuente de voltaje independiente o la salida de un amplificador operacional) y tierra virtual, respectivamente.

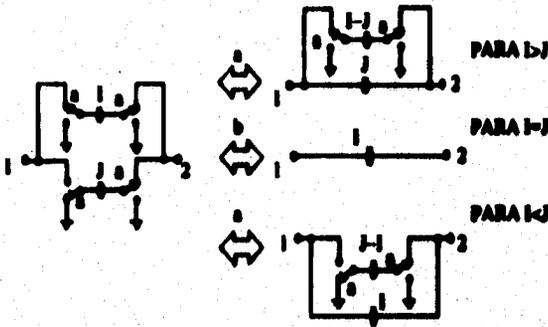


Fig. 3.4.8 Equivalencias de elementos SC.

Aunque la función de transferencia de los filtros de capacitor conmutado depende sólo de la proporción de los capacitores, un capacitor en cada etapa puede escogerse arbitrariamente. Esto es conveniente para ejercitar éstos grados de libertad poniendo $B = D = 1$. En suma, puede mostrarse que uno puede poner inicialmente $A = 1$. El efecto de ésta selección es el renunciar temporalmente a la constante de control de ganancia asociada con la función de transferencia de la salida "secundaria". Una vez que el diseño inicial está completo, las etapas pueden rescalarse apropiadamente para recuperar la total generalidad del bicuadrático. En vista de lo anterior, es conveniente el poner $K = L = 0$ y $A = B = D = 1$ en las ecuaciones 3.4.23 y 3.4.24 y además el considerar el circuito E y el circuito F separadamente. Esto resulta en las siguientes ecuaciones útiles:

$$H_E = - \frac{1 + (G - I - J)z^{-1} + (J - H)z^{-2}}{1 + (C + E - 2)z^{-1} + (-1 - E)z^{-2}} \dots\dots\dots 3.4.25$$

$$H'_E = - \frac{(IC + IE - G) + (H + G - IC - JE - IE)z^{-1} + (EJ - H)z^{-2}}{1 + (C + E - 2)z^{-1} + (-1 - E)z^{-2}} \dots\dots\dots 3.4.26$$

$$H_F = - \frac{1 + (G - I - J)z^{-1} + (J - H)z^{-2}}{(F + 1) + (C - F - 2)z^{-1} + z^{-2}} \dots\dots\dots 3.4.27$$

$$H'_F = - \frac{(GF + G - IC) + (IC - FH - H - G)z^{-1} + Hz^{-2}}{(F + 1) + (C - F - 2)z^{-1} + z^{-2}} \dots\dots\dots 3.4.28$$

Los siguientes símbolos ($\hat{}$), son puestos en los elementos del circuito F para poder distinguir aquellos elementos del circuito E.

Las ecuaciones sintetizadas para el bicuadrático pueden fácilmente derivarse de las ecuaciones 3.4.23, 3.4.24, 3.4.25, 3.4.26, 3.4.27, y 3.4.28. Para evitar repetir, las ecuaciones de diseño serán dadas sólo para las funciones más usadas de H_E y H_F . Un completo conjunto de ecuaciones de diseño se pueden encontrar en la bibliografía.

Para la colocación de los polos, las ecuaciones sintetizadas para E, C, y F, C en términos de la función de transferencia en el dominio de z de los coeficientes α y β pueden establecerse como sigue:

Para el "circuito E"

$$E = 1 - \beta \quad \dots\dots\dots 3.4.29$$

$$C = 1 + \alpha + \beta$$

Para el "circuito F"

$$\hat{F} = \frac{(1 - \beta)}{\beta} \quad \dots\dots\dots 3.4.30$$

$$\hat{C} = \frac{(1 + \alpha + \beta)}{\beta}$$

Las ecuaciones sintetizadas para la colocación de ceros pueden obtenerse en términos de la función de transferencia en el dominio de z de los coeficientes α , ϵ , y δ comparando las ecuaciones 3.4.25, 3.4.26, 3.4.27, y 3.4.28 con las formas genéricas del numerador en la tabla 3.2.1. Además en las ecuaciones 3.4.25, 3.4.26, 3.4.27, y 3.4.28 esos coeficientes del numerador son determinados por cuatro capacitores, la solución no es única. Por lo tanto, en la tabla 3.4.1 un conjunto completo de ecuaciones de diseño se da para cada caso genérico. Para cada uno de los casos una solución "simple" se ofrece también.

Las ecuaciones sintetizadas resultan en valores inescalados de capacitores. Para completar la síntesis, se requiere algún escalado. El primer paso a realizar, es el ajustar el nivel de voltaje en la salida "secundaria". Si éste voltaje es alto, resultarán sobrecargas, si éste es muy bajo, deberán tomarse precauciones para ruido innecesario.

Aunque los niveles de voltaje pueden obtenerse utilizando técnicas de análisis, el más simple procedimiento es el de simular el circuito inescalable en un

programa de análisis (por ejemplo ARIADNA). Esto también sirve como una confirmación de lo correcto del diseño.

Para ajustar el nivel de voltaje V' , por ejemplo, la ganancia plana de H' , sin afectar H , sólo los capacitores A y D necesitarán escalarse. Esto es, si se necesitara modificar la ganancia constante asociada con V' de acuerdo a: $H' \rightarrow \mu H'$ entonces, sólo es necesario el escalar A y D como:

$$(A, D) \rightarrow (V_{\mu})A, (V_{\mu})D \dots\dots\dots 3.4.31$$

La ganancia constante asociada con H permanece invariante bajo éste escalado. Lo más correcto de éste procedimiento sigue directamente de los conceptos gráficos de flujo de señal. De una manera similar, podemos mostrar que la ganancia plana asociada con V es posible de modificarse, por ejemplo: $H \rightarrow vH$, los siguientes capacitores deberán escalarse:

$$(B, C, E, F) \rightarrow (V_v)B, (V_v)C, (V_v)E, (V_v)F \dots\dots\dots 3.4.32$$

Una vez que los niveles de ganancia han sido satisfactoriamente obtenidos en ambas salidas, es conveniente el escalar las admitancias asociadas con cada etapa, así que el mínimo valor de capacitancia en el circuito será unitario. Esto hace fácil el observar la proporción máxima de capacitancia requerida para realizar un dado circuito y también sirve para "estandarizar" diferentes diseños, para que así el total de capacitancia requerida pueda fácilmente visualizarse. Los dos grupos de capacitores que serán escalados conjuntamente son listados como sigue:

- Grupo 1: (C, D, E, G, H, L) 3.4.33
- Grupo 2: (A, B, F, Y, J, K)

Note que los capacitores en cada grupo se distinguen por el hecho de que todos ellos inciden en el mismo nodo de entrada de uno de los amplificadores operacionales.

Tabla 3.4.1. Fórmulas de la localización de ceros para T_E y T_F .

Tipo de filtro.	Ecuaciones de diseño.	Solución simple
LP 20	$I = K$ $G - I - J = 2K$ $J - H = K$	$I = J = K$ $G = 4K, H = 0$
LP 11	$I = 0$ $G - I - J = \pm K$ $J - H = \pm K$	$I = 0, J = K$ $G = 2K, H = 0$
LP 10	$I = K$ $G - I - J = K$ $J - H = 0$	$I = K, J = 0$ $G = 2K, H = 0$
LP 02	$I = 0$ $G - I - J = 0$ $J - H = \pm K$	$I = J = 0$ $G = 0, H = K$
LP 01	$I = 0$ $G - I - J = \pm K$ $J - H = 0$	$I = J = 0$ $G = K, H = 0$
LP 00	$I = K$ $G - I - J = 0$ $J - H = 0$	$I = K, J = 0$ $G = K , H = 0$
BP 10	$I = K $ $G - I - J = 0$ $J - H = - K $	$I = K , J = 0$ $G = H = K $
BP 01	$I = 0$ $G - I - J = \pm K$ $J - H = \pm K $	$I = 0, J = K$ $G = H = 0$
BP 00	$I = K $ $G - I - J = - K $ $J - H = 0$	$I = K , J = 0$ $G = H = 0$
HP	$I = K $ $G - I - J = -2 K $ $J - H = K$	$I = J = K $ $G = H = 0$
HPN y LPN	$I = K $ $G - I - J = K \epsilon$ $J - H = K $	$I = J = K $ $G = K (2 + \epsilon), H = 0$
AP ($\beta > 0$)	$I = K\beta$ $G - I - J = K \alpha$ $J - H = K $	$I = K\beta, J = K $ $G = K (1 + \beta + \alpha) = K C $ $H = 0$
General. ($\gamma > 0$)	$I = \gamma$ $G - I - J = \epsilon$ $J - H = \delta$	$I = \gamma$ $J = \delta + \alpha$ $G = \gamma + \delta + \epsilon - \alpha$ $H = \alpha \geq 0$
Nota: $\hat{G} = G(1 + \hat{F}), \hat{H} = H(1 + \hat{F}), \hat{I} = I(1 + \hat{F}), \gamma, j = J(1 + \hat{F})$		

5. SIMULACION EN COMPUTADORA DE FILTROS ACTIVOS Y CON CAPACITOR CONMUTADO.

CARACTERISTICAS DEL PROGRAMA ARIADNA. **INTRODUCCION.**

En el campo de la simulación de circuitos analógicos existe un gran número de programas que permiten el tratamiento de circuitos lineales y no lineales; que incorporan modelos muy elaborados de los dispositivos activos y tienen capacidad para el análisis en DC, AC y en régimen transitorio, además de dar otras prestaciones, como pueden ser el cálculo de sensibilidades a pequeñas y grandes variaciones de los parámetros, análisis de fallos y estudio de los efectos de las tolerancias de los componentes por aplicación de métodos estadísticos. Estos programas, si bien son generales, tienen un elevado costo y son de difícil acceso para los profesionales que desarrollan su actividad en el campo del diseño de circuitos electrónicos de complejidad media, existiendo una separación entre costo y prestaciones por un lado y necesidades a cubrir, por el otro.

El desarrollo de las computadoras personales (PC), proceso en el que se están dando simultáneamente importantes reducciones de precio y elevados aumentos de capacidad, ha facilitado la realización de programas de menor costo, con prestaciones más reducidas, pero acordes con las necesidades antes citadas.

Sin embargo, la mayor parte de ellos, cuyo objetivo es la determinación de la respuesta frecuencial de circuitos analógicos lineales, presentan fuertes restricciones en cuanto al tipo de elementos que pueden tratar, a la complejidad de los modelos de los dispositivos activos que incorporan y al tiempo de ejecución. Estos factores tienen la suficiente importancia como para que de su campo de aplicación queden excluidos circuitos de gran interés práctico.

El origen de éstas limitaciones es doble. Por una parte, con el *método nodal* sólo pueden formularse directamente las ecuaciones para circuitos con elementos definidos por su admitancia o trasconductancia (resistores, inductores, condensadores y fuentes de corriente controladas por tensión) y excitaciones modeladas con fuentes independientes de corriente, quedando excluidos elementos de tanto interés como las fuentes de tensión independientes o controladas y los amplificadores operacionales. El *método nodal* puede ampliarse para incorporar el modelo ideal del amplificador operacional, aunque con él no es posible estudiar aspectos importantes como son los efectos del valor finito del producto ganancia-ancho de banda y que pueden determinar, incluso, la inestabilidad de un circuito.

Además, éste tipo de programas no incorporan la determinación de la función de red, obteniéndose la respuesta frecuencial por solución repetida del sistema

de ecuaciones del circuito, para cada valor de la frecuencia. Parece obvio, que frente a programas que obtienen la función de transferencia y la aplican a la determinación de la respuesta frecuencial, el tiempo de ejecución será innecesariamente elevado.

Consecuencia de lo anterior, es que se abren dos líneas para la mejora sustancial de los programas de simulación:

1. Aplicación de métodos generales en la formulación automática de las ecuaciones.
2. Determinación de la función de transferencia como paso previo a la obtención de la respuesta frecuencial.

El programa, cuyas características se presentan en éste capítulo, se ha elaborado atendiendo a estos criterios. Por una parte, se aplica el *método nodal modificado* al planteamiento de las ecuaciones de los circuitos analógicos, lo que permite el tratamiento de todo tipo de elementos y, por otra parte, obtiene los coeficientes de los polinomios numerador y denominador de la función de transferencia, previa estimación por el usuario del orden del circuito. Este último aspecto confiere al programa el carácter de semisimbólico, a la vez que implica una importante reducción del tiempo de ejecución, frente a programas basados en la solución, para cada valor de la frecuencia, del sistema de ecuaciones.

El programa incluye, además el análisis frecuencial de circuitos de condensadores conmutados, aplicándose el planteamiento de las ecuaciones del *método nodal por equilibrio de carga*.

ESTRUCTURA.

El programa está dividido en tres bloques principales, que intercambian información a través de ficheros secuenciales.

En la figura 3.5.1 se presenta un esquema generalizado de la estructura de dicho programa y la interconexión de sus bloques a través de los ficheros. La función de cada uno de éstos bloques corresponde a:

1. Descripción del circuito y cálculo de la matriz del sistema.
2. Obtención de la función de transferencia.
3. Cálculo y representación gráfica de la respuesta frecuencial.

Los datos correspondientes a la descripción del circuito, que incluyen para cada elemento su identificación, tipo, nodos a los que está conectado y valor de sus parámetros, son introducidos utilizando el primer bloque y se graban en un fichero tipo texto. Para los circuitos de condensadores conmutados la descripción topológica debe hacerse para cada una de las fases.

Antes de proceder a cualquier tipo de cálculo, existe la posibilidad de listar los ficheros anteriormente creados y modificarlos en caso de posibles errores. Por

otro lado, también es posible listar o modificar un fichero tipo texto que se hubiera creado con anterioridad.

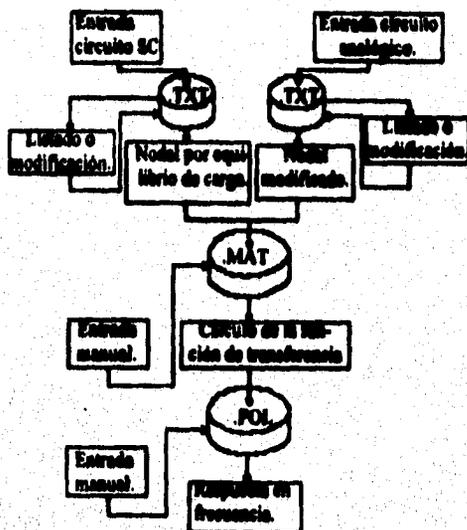


Fig. 3.5.1 Estructura del programa.

A partir de los datos contenidos en estos ficheros se obtiene la matriz del sistema y uno o dos vectores de términos independientes, para circuitos analógicos o de condensadores conmutados, respectivamente. Tanto en un caso como en el otro, los elementos de la matriz del sistema son de primer grado, en s ó z , por lo que puede descomponerse en suma de dos, según las expresiones:

$$\vec{T} = s\vec{C} + \vec{G} \tag{3.5.1}$$

$$\vec{C}' = z\vec{C}_1 + \vec{C}_2$$

Los elementos de las matrices \vec{G} , \vec{C} , \vec{C}_1 y \vec{C}_2 , y de los vectores del término independiente se graban en un fichero con la extensión MAT. El segundo bloque, que requiere como datos los contenidos en un fichero MAT, permite la entrada manual y la modificación de las matrices de un sistema de ecuaciones. Su objetivo es la determinación de la función de red en s o de transferencia en z de circuitos analógicos o de condensadores conmutados, respectivamente, incluyendo algoritmos para la descomposición triangular o LU de matrices cuadradas, solución de sistemas de ecuaciones algebraicas y lineales

e interpolación compleja. Los coeficientes de los polinomios numerador y denominador de $H(s)$ ó $H(z)$ se graban en un fichero con la extensión POL.

Este bloque también da la posibilidad de calcular los ceros y polos de la función de transferencia obtenida o simplemente calcular las raíces de un polinomio que se introduzca manualmente.

Por último, el tercer bloque obtiene la respuesta frecuencial del circuito, a la que da una expresión tabular o gráfica, a partir de los datos de un fichero POL, o de los introducidos de forma manual.

En el apéndice A se describe la estructura de los ficheros de datos.

Los bloques citados están integrados en un menú principal que aparece al cargar el programa ARIADNA, pudiendo acceder el usuario directamente a cada uno de ellos proporcionando como dato el número de opción que en él se ha asignado.

Las características de cada uno de estos bloques se detallan a continuación.

ENTRADA DEL CIRCUITO Y CALCULO DE LA MATRIZ DEL SISTEMA.

El objetivo fundamental de éste bloque es la obtención de la matriz del sistema de ecuaciones de un circuito analógico o de condensadores conmutados, a partir de su descripción.

En éste sentido, el programa dispone de las siguientes opciones: entrada de elementos de un circuito analógico, entrada de elementos de un circuito SC, listado o modificación de un fichero existente y cálculo de la matriz del sistema.

El tratamiento de la información varía dependiendo del tipo de circuito que se esté analizando. Por lo tanto, habrá que diferenciar entre circuitos analógicos y de condensadores conmutados.

Para circuitos analógicos se aplica el *método nodal modificado* y, en su forma actual, puede tratar circuitos con un número de elementos no superior a 50 que den lugar a una matriz del sistema cuyo orden no exceda a 40. En su ejecución, se genera un mensaje de error en caso de que se supere alguna de éstas cotas.

Con las limitaciones descritas, el programa admite circuitos con elementos de los siguientes tipos: resistor, caracterizado por sus parámetros resistencia (R) ó Conductancia (G), Condensador (C), Inductor (L), Acoplamiento magnético (M), Fuente independiente de tensión (E), Fuente independiente de corriente (J), Transductor tensión-corriente o fuente de corriente controlada por tensión (TVC), Transductor tensión-tensión o fuente de tensión controlada por tensión (TVV), Transductor corriente-corriente o fuente de corriente controlada por corriente (TCC), Transductor corriente-tensión o fuente de tensión controlada por corriente (TCV), Amplificador operacional (O), Transistor bipolar (Q) y Transistor de efecto de campo o FET (QF).

Para cada tipo de elemento se ha indicado el código de identificación que deberá usarse en la denominación de cada elemento del circuito.

El programa trata a los resistores, de resistencia R a través de su parámetro conductancia de valor $G = 1/R$, excepto en el caso de resistencia nula, en el que formula una ecuación adicional que consiste en la igualdad de las tensiones de sus nodos, lo que permite la determinación de corrientes de cortocircuito.

El inductor se define por el valor de su impedancia LS planteándose una ecuación adicional y definiéndose su intensidad como variable adicional.

Para el amplificador operacional puede utilizarse el modelo ideal, caracterizado por su amplificación infinita, o un modelo más exacto, definido por la amplificación en continua A_0 , expresada en dB., y el producto ganancia-ancho de banda en Hz.

En cuanto al transistor bipolar, el programa incorpora dos modelos de pequeña señal. El primero de ellos se representa en la figura 3.5.2b, donde la fuente de corriente controlada por corriente de valor β que aparece en la figura 3.5.2a, se ha sustituido por otra controlada por la tensión base-emisor, de valor $g = \beta / r_i$, para evitar la formulación de una ecuación adicional.

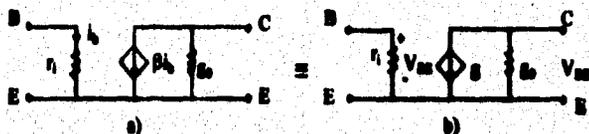


Fig. 3.5.2 Modelo elemental de pequeña señal del transistor bipolar.

El dato de la resistencia de colector se introduce como una conductancia g_o , para que en caso de que su valor sea nulo, sin alteración alguna el programa pueda trabajar con el modelo más simple representado en la figura 3.5.3.

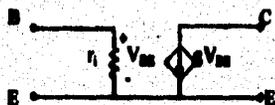


Fig. 3.5.3 Modelo simplificado de pequeña señal del transistor bipolar.

El segundo modelo, más complejo pero de mayor exactitud, presenta una configuración que implica la definición de un nuevo nodo e incluye tres condensadores, que hacen aumentar el orden del circuito. En la figura 3.5.4 se representa dicho modelo.

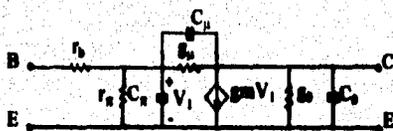


Fig. 3.5.4 Modelo de pequeña señal del transistor bipolar.

También en éste caso se introducen los datos como resistencias o conductancias para que las simplificaciones en el modelo se puedan hacer asignando valores nulos a algunos de los parámetros. En caso de que r_b valga cero no se genera el nodo adicional.

Por último, el modelo de pequeña señal del FET es el representado en la figura 3.5.5.

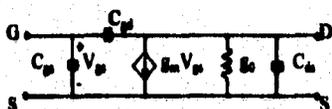


Fig. 3.5.5 Modelo de pequeña señal del transistor de efecto de campo (FET).

El programa incluye la posibilidad de normalizar los parámetros del circuito analógico, introduciendo valores de la resistencia de normalización y del factor de normalización frecuencial, R_0 y ω_0 respectivamente. Este aspecto es fundamental para evitar exceder los límites superior e inferior de las magnitudes que pueden tratarse en la computadora y para conseguir resultados de precisión.

Los valores normalizados de cualquier parámetro con dimensiones de resistencia o de frecuencia son iguales a su cociente por R_0 y ω_0 , respectivamente.

En la tabla 3.5.1 se presenta para cada tipo de elemento el factor de normalización y el valor normalizado.

Tabla 3.5.1 Normalización de elementos.

Elemento.	Parámetro de normalización.	Valores normalizados.
Conductancia	$1 / R_0$	$G_n = R_0 G$
Resistor	R_0	$R_n = R / R_0$
Condensador	$1 / R_0 \omega_0$	$C_n = R_0 \omega_0 C$
Inductor	R_0 / ω_0	$L_n = L \omega_0 / R_0$
Acoplamiento magnético	R_0 / ω_0	$M_n = M \omega_0 / R_0$
Fuentes independientes	1	E, J
Transductor tensión-corriente	$1 / R_0$	$g_n = R_0 g$
Transductor tensión-tensión	1	$\mu_n = \mu$
Transductor corriente-corriente	1	$\alpha_n = \alpha$
Transductor corriente-tensión	R_0	$r_n = r / R_0$
Amplificador operacional	$1; \omega_0$	$A_0; GB / \omega_0$

A la matriz del sistema se incorporan, de forma automática, los valores normalizados de los elementos.

Una alternativa a la normalización de parámetros es la utilización de sistemas coherentes de unidades.

La matriz resultante se graba en un fichero de nombre igual al que se había fijado para la descripción del circuito y extensión .MAT ("nombre del fichero" .MAT).

En cuanto a circuitos de condensadores conmutados se ha utilizado el método nodal por equilibrio de carga para la obtención de la matriz del sistema. El número de condensadores, en este caso, no debe de exceder de 50 y el de amplificadores operacionales no será superior a 20.

Las capacidades de los condensadores deberán introducirse convenientemente normalizadas para evitar posibles desbordamientos.

El programa trata únicamente los circuitos de condensadores conmutados de mayor interés práctico, que son aquellos cuyos nodos corresponden al de entrada del circuito y a los de entrada inversora y salida de los amplificadores operacionales, para los que se utilizará el modelo ideal.

OBTENCION DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA.

El objetivo fundamental de éste bloque es la obtención de la función de red $H(s)$ de circuitos analógicos o de la de transferencia $H(s)$ en los de condensadores conmutados a partir de la matriz del sistema y del vector o vectores del término independiente.

Para ello, además de la entrada automática a través de un fichero MAT, se dispone de las opciones de entrada manual de la matriz del sistema, modificación o listado de la misma, cálculo de la función de transferencia y obtención de las raíces de un polinomio.

Si la matriz se introduce de forma manual su orden no debe exceder en ningún caso de 40. Además, se debe entrar como dato el término independiente del sistema de ecuaciones que constará de uno o dos vectores según se trate de un circuito analógico o uno SC.

Para la obtención de la función de transferencia habrá que especificar la variable de salida del circuito.

En los circuitos analógicos ésta variable coincide con una tensión nodal o con una de las que generan los elementos que precisan la formulación de una ecuación adicional. En la ejecución del programa aparece en pantalla una relación de estos elementos en la que a cada uno de ellos se le asigna un número que coincide con el de la variable adicional a que da lugar.

En el caso de circuitos de condensadores conmutados el número de la variable de salida coincide con el del amplificador operacional donde está definida. Para estos circuitos, la función de transferencia coincide con una de las parciales o

puede obtenerse a partir de ellas. El programa la calcula automáticamente aplicando una de las expresiones H_{ix} , $H_{ix} + H_{iy}$, $H_{ix} + zH_{iy}$, $H_{ix} + (1/z)H_{iy}$, después de que el usuario, además de los parámetros i , x ó y , elija la más adecuada al circuito que está analizando.

En la determinación de la función de red o de transferencia el usuario debe aportar como dato el orden estimado del circuito. En el caso de los analógicos su valor es como máximo igual al número de condensadores e inductores del circuito, al que habrá de añadir el de amplificadores operacionales modelados con una función de transferencia con un polo real. Para los de condensadores conmutados, el orden del circuito coincide con el número de amplificadores operacionales que incluye. La estimación debe hacerse con rigor, ya que en caso de optar por un número inferior al orden real, los resultados obtenidos, tanto de las funciones de red como de la respuesta frecuencial, serán erróneos, por lo que, ante cualquier duda, se recomienda que la estimación se haga por exceso, pero sin sobrepasar el máximo de 40.

Aún en el caso de que el orden estimado sea el adecuado, puede suceder que algún punto de interpolación coincida con un polo de la función de red con lo que para ese valor la matriz es singular. Este problema lo resuelve el programa aumentando el orden de forma automática. Si a pesar de ello persiste la singularidad de la matriz, el sistema se considera no resoluble.

CALCULO Y REPRESENTACION GRAFICA DE LA RESPUESTA FRECUENCIAL.

Este bloque calcula y representa la respuesta en frecuencia de una función de transferencia, que puede provenir de un fichero de datos o bien introducida de forma manual. En cualquier caso, el grado de los polinomios no deberá exceder de 40.

Los resultados se presentan en forma de tabla o de manera gráfica, según se pretenda obtener valores exactos de la respuesta a determinadas frecuencias o la caracterización de la respuesta frecuencial en una banda más amplia.

En cuanto a las tablas, no existe limitación del número de puntos a calcular y en éste formato la respuesta viene representada a través del módulo, argumento, y la parte real e imaginaria de la función de transferencia en dichos puntos.

En modo gráfico, existe la posibilidad de trabajar en baja, media o alta resolución, lo que equivale a obtener 50, 166 ó 500 puntos de la respuesta frecuencial, correspondiente a la función de transferencia que se esté considerando, para un intervalo que previamente se habrá establecido, representando la curva del módulo o del argumento, según indicación del usuario. En ambos casos, el eje de abscisas se podrá escalar de forma lineal o logarítmica, según convenga en la representación, teniendo en cuenta que en el caso de circuitos analógicos éste eje representará la pulsación (ω) en

radianes/segundos o la frecuencia (f) en Hz., mientras que para circuitos de condensadores conmutados se referirá a la frecuencia discreta en grados.

En la gráfica del módulo se puede optar por un escalado lineal o logarítmico del eje de ordenadas, correspondiendo la representación a la amplificación o a la ganancia, respectivamente.

Por otra parte, es posible también incidir sobre todos los parámetros de la retícula, en la que se representará la curva, con objeto de obtener una representación acorde con las necesidades del problema.

Finalmente, cabe destacar que en una misma retícula se podrán representar hasta seis curvas, de un mismo tipo y en un mismo intervalo, correspondientes a funciones de transferencia diferentes.

MANUAL DE UTILIZACION DEL PROGRAMA ARIADNA.

En éste apartado se presenta el manual de utilización del programa ARIADNA para la determinación de la respuesta frecuencial de circuitos analógicos y de condensadores conmutados, que se caracteriza por obtener como paso previo la función de red o de transferencia.

Para la ejecución del programa es necesario disponer de una computadora personal (PC) compatible, con una memoria de usuario de 150 kb como mínimo y una o dos unidades de disco de 360 kb.

PUESTA EN MARCHA.

En primer lugar se ha de cargar el sistema operativo y las utilerías necesarias para tener la PC preparada para trabajar.

Para acceder al menú principal, que es el que contiene los tres grandes bloques que componen el programa, después del indicador (prompt) se escribe la palabra ARIADNA y se pulsa ↵ (retorno), apareciendo en pantalla el nombre del programa.

Pulsando una tecla cualquiera, aparece el menú principal.

PROGRAMA ARIADNA DE ANALISIS DE CIRCUITOS

MENÚ PRINCIPAL

1. Entrada de datos del circuito. Cálculo del sistema de ecuaciones.
2. Obtención de la función de transferencia.
3. Cálculo y representación gráfica de la respuesta frecuencial.

Entra el número de opción.

>

como denominación del elemento, dando lugar a errores posteriores de interpretación del fichero.

R12	denominación VALIDA	R 12	denominación NO VALIDA.
Ci1	" "	Ci 1	" "
OpAmp1	" "	OpAmp 1	" "

La denominación del transistor bipolar varía dependiendo del tipo de modelo escogido y, aunque el usuario sólo debe introducir el código de identificación Q, seguido de los caracteres que desee, el programa insertará en dicha denominación la letra E, si el modelo escogido es el simplificado, o la C si es el general.

	QE1	para el modelo simplificado
Q1	QC1	para el modelo general

El programa no permite que dos o más elementos tengan la misma denominación. En caso de no respetarse esta norma aparece un mensaje de error.

Una vez definido el elemento, en pantalla se visualiza su símbolo y la referencia de sus terminales para su identificación, debiéndose proceder, seguidamente, a introducir los nodos a los que se encuentra conectado dicho elemento y su valor.

En el caso de que el elemento seleccionado precise de un modelo para su análisis, como sucede para el amplificador operacional y los transistores FET y bipolar, éste aparece en pantalla de forma automática, requiriendo los valores de los componentes que forman parte de él.

Para finalizar la introducción de elementos del circuito, al preguntar el nombre del siguiente elemento se responderá con un asterisco (*) y aparecerá en pantalla:

Nombre del fichero de datos?

debiendo responder con el nombre del fichero donde se pretende almacenar la información introducida con anterioridad, sin incluir ni el drive donde se encuentra el disco ni la extensión. El drive se especificará por:

Disco de datos en drive (A/B/C)?

y la extensión viene fijada automáticamente por el programa.

En caso de que se omita el nombre del fichero, se asume por defecto la denominación «TEMPORAL» que corresponde a un fichero de éste tipo. En pantalla aparece:

«drive»:«nombre del fichero».TXT
Grabando el fichero

El fichero así creado se almacena en el disco del drive seleccionado con la extensión TXT («nombre del fichero».TXT).

Una vez completado el proceso de grabación vuelve de nuevo al menú 1.

ENTRADA DE ELEMENTOS DE UN CIRCUITO DE CAPACITOR CONMUTADO.

Con ésta opción se introducirán circuitos de condensadores conmutados (SC) para su análisis. Las preguntas que aparecen en la pantalla son:

Número de condensadores (MAXIMO=50)?
Número de AO (MAXIMO=20)?

cuyas respuestas deben corresponder al número de condensadores y amplificadores operacionales existentes en el circuito. Otros datos, también necesarios, son la relación de condensadores que forman el circuito, su valor y los nodos a los que están conectados. Esta información será adquirida por el programa de la siguiente forma:

Condensador?
Valor?

Al igual que en la entrada de circuitos analógicos, para definir el nombre del elemento, no puede existir ningún espacio de separación entre caracteres y, además, el primero de ellos debe ser una «C» ó «c».

C1	elemento VALIDO	C 1	elemento NO VALIDO
cond1	" "	cond 1	" "

En la pantalla se visualiza una representación esquemática de un condensador y la referencia de sus terminales para la identificación posterior.

Por tratarse de circuitos SC se han de introducir los nodos a los que se conectará el condensador en cada una de las fases.

FASE1

Condensador

Terminal (+): Nodo?

Hay que especificar uno de los cuatro tipos de nodos posibles en los circuitos SC que cumplen con las consideraciones mencionadas anteriormente. Para ello se ha elegido una simbología que relaciona determinados caracteres con dichos nodos y que aparece en pantalla:

V:	Salida de un AO
S:	Entrada inversora de un AO
I:	Entrada del circuito
M:	Masa del circuito

Si el nodo es la entrada (S) o la salida (V) de un amplificador operacional el programa preguntará el número del AO al que corresponde de la forma:

Terminal (+): Nodo? S (o V) correspondiente al AO?

Terminal (-): Nodo?....

Para la fase 2 se procede de igual forma.

La entrada de elementos finaliza en el momento en que se haya introducido el número de condensadores indicado con anterioridad.

La información se almacena en un fichero de iguales características que en el caso de circuitos analógicos, tomando el mismo tipo de denominación (nombre del fichero.TXT).

Al finalizar éste proceso el programa vuelve de nuevo al menú 1.

LISTADO O MODIFICACION DE UN FICHERO EXISTENTE.

Es posible que en algún caso, se desee saber el contenido de un fichero para corroborar su validez o bien se pretenda hacer una modificación, por ser incorrecto el circuito que se haya introducido o porque se pretenda variar sus características. Al seleccionar ésta opción aparecerá en pantalla:

Nombre del fichero de datos?
Disco de datos en drive (A/B/C)?

debiendo responder con el nombre del fichero en el que se tiene almacenada la información y el drive donde se encuentra ubicado el disco de datos.

Si no se especifica ningún nombre de fichero, éste asumirá que se trata de un fichero temporal en cuyo caso buscaría uno con el nombre TEMPORAL.TXT.

Una vez elegido el fichero, existe la posibilidad de comprobar el contenido del mismo respondiendo afirmativamente (S) a la pregunta:

Quieres listar el fichero (S/N)?

en cuyo caso aparece una relación de los elementos que componen el circuito, su conexión y el valor de cada uno de ellos.

Esto es, por ejemplo:

Ein 1 0 1 .05

rin 1 2 .5

R1 2 3 1

QC1 3 0 4 .1 10 50 1E-12 1E-6 .1E-12 2E-4 .5E-12 .05E-3

R2 3 0 5

Pulse una tecla para seguir.

Por el contrario, si la respuesta es negativa (N) o simplemente ↵ (retorno) se pasa directamente a la posible modificación del fichero.

Quieres modificar el fichero (S/N)?

En caso negativo el programa vuelve al menú 1, pero si la respuesta es afirmativa se discierne entre circuitos analógicos o de condensadores conmutados:

Circuito analógico o SC (A/SC)?

Es muy importante tener en cuenta qué tipo de circuito se está estudiando pues la construcción de los ficheros es diferente según el caso que se trate y, por consiguiente, un error en la elección puede dar lugar a resultados posteriores incorrectos.

Sin embargo, aunque el tratamiento de los ficheros es distinto según el tipo de circuito que se analice, su modificación se hace siguiendo un proceso común, que se describe a continuación.

Los mensajes que se visualizan son:

Quieres eliminar algún elemento (S/N)?

Si la respuesta es afirmativa aparece, en el caso de circuitos analógicos, la relación de denominaciones de elementos:

Elemento?			
R...	—Resistencia	G...	—Conductancia
C...	—Condensador	L...	—Inductor
E...	—Fuente de tensión	J...	—Fuente de corriente
O...	—Ampl. Operacional	Q...	—Transistor bipolar
M...	—Acopl. magnético	QF...	—Transistor FET
TVC...	—Transistor tensión-corriente.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.

•—Fin introducción de elementos.

debiendo introducir el elemento a eliminar.

Un caso particular es el del transistor. Como ya se explicó con anterioridad, éste elemento toma denominaciones diferentes según el modelo elegido, por lo que cuando se quiera acceder a uno de éstos elementos, para su modificación, deberá introducirse la denominación que incluya el tipo de modelo utilizado.

Para circuitos SC el mensaje que se visualiza es:

Condensador?

y se tendrá que responder con el nombre del condensador a eliminar.

Tanto para circuitos analógicos como de condensadores conmutados, en el caso de que el nombre del elemento no sea correcto o éste no exista, el programa transmite un mensaje de error. Si, por el contrario, es correcto éste será eliminado del fichero visualizándose el siguiente mensaje:

Quieres eliminar algún elemento más (S/N)?

Respondiendo afirmativamente se repite la situación anterior.

En caso de que la respuesta a cualquiera de las preguntas relativas a la eliminación de un elemento sea negativa, aparece en pantalla:

Quieres añadir algún elemento (S/N)?

Seleccionando la opción afirmativa se activa el proceso de generación de un nuevo elemento en el fichero de trabajo y su introducción se realiza de la misma forma que en la entrada de elementos (tanto para analógicos como para SC). Si el elemento en cuestión ya existiera, se obtendría un mensaje de error como respuesta. Si no es así, el programa pregunta:

Quieres añadir algún elemento más (S/N)?

y se repite de nuevo el proceso hasta que se responda no, con lo que aparece en pantalla:

Quieres modificar algún elemento (S/N)?

Con esta opción lo que se consigue es que a un elemento ya existente se le pueden modificar los nodos de conexión al circuito, su valor y el modelo equivalente si lo tuviera. Hay que hacer constar que cuando se realice una modificación se deberán introducir todos los datos del elemento, tanto los modificados como los que permanezcan inalterados. Por lo tanto, el cambio se realiza como si se tratara de uno nuevo, de forma que se incorpora al fichero sustituyendo todos los parámetros anteriores por los actuales. Si el elemento que se pretende modificar no existiera, respondería con un mensaje de error.

Al terminar, pregunta:

Quieres modificar algún elemento más (S/N)?

En caso afirmativo se repite el proceso anterior, de lo contrario, grabará los nuevos datos indicando el fichero donde se almacenará la información mediante el mensaje:

«drive»:nombre del fichero.TXT

Grabando el fichero

Al finalizar se produce de nuevo el retorno al menú 1 para continuar la ejecución del programa.

CALCULO DE LA MATRIZ DEL SISTEMA.

Para la obtención de la matriz del sistema se partirá de un fichero tipo texto, con la extensión TXT, generado en el proceso anterior o creado mediante un editor de textos. En pantalla aparecerá:

Nombre del fichero de datos?

Disco de datos en drive (A/B/C)?

Una vez introducido el nombre del fichero y el drive correspondiente, se tiene que seleccionar el tipo de circuito de que se trata:

Circuito analógico o SC (A/SC)?

Como se ha dicho anteriormente, el tratamiento del fichero es distinto según corresponda a un circuito analógico o SC, por lo que una respuesta incorrecta generará mensajes de error en los siguientes pasos del programa. Existen rutinas que detectan dónde se ha producido el error y que tipo de error es (sintaxis, número de elementos excesivo, circuito sin excitación, elemento desconocido, superado el orden máximo, etc.), cancelándose el análisis si es necesario.

A partir de éste punto, según el tipo de circuito, el programa tomará dos vías diferentes.

Para circuitos analógicos lista el fichero que contiene la información del circuito (nombre del fichero.TXT). Por ejemplo:

```
1: J1 0 1 1
2: g1 1 0 .5
3: G2 1 2 50
4: TVV 1 2 3 0 200
5: OpAmp1 ...
```

Pulsa una tecla para seguir.

y pregunta si se pretenden normalizar los parámetros:

Aplicar constantes de normalización (S/N)?

La normalización se realiza para que los elementos de la matriz no tengan una dispersión de valores muy grande, hecho que podría provocar excesos de memoria durante la ejecución del programa y, por lo tanto, su finalización. Además, es importante que la frecuencia de normalización sea tal que el intervalo de frecuencias de interés esté próximo a la unidad. En caso contrario y si el orden estimado del circuito es superior al real, pueden producirse errores difícilmente detectables. Los parámetros se introducirán, en caso de respuesta afirmativa, con:

—Resistencia de normalización?

—Factor de normalización frecuencial?

A continuación, tanto si se han aplicado parámetros de normalización como si no, en la pantalla se lista la relación del número que tiene asignado cada ecuación adicional con el elemento que la ha generado, lo que facilita la identificación de algunas posibles variables de salida.

Un ejemplo sería el siguiente:

ECUACIONES ADICIONALES	ELEMENTO
5	Ein
6	Li
7	OpAmp1
.	.
.	.
.	.

Pulsa una tecla para seguir.

donde los números del 1 al 4, que no están reflejados en la relación anterior, corresponden a las ecuaciones KCL (Kirchoff de malla cerrada) en los nodos del circuito y del 5 en adelante a las ecuaciones adicionales. Así, cada tensión nodal tendrá asignado un número del 1 al 4, mientras que las variables introducidas por los elementos que precisan de una ecuación adicional tendrán asignado un número mayor que 5, según la relación anterior.

Si no se detecta ningún tipo de error, el programa sigue su ejecución creando y grabando un nuevo fichero con la matriz del sistema, cuyos elementos son coeficientes reales o polinomios de primer grado en s . Este fichero tiene como denominación «nombre del fichero».MAT y en la pantalla aparecerá un mensaje de grabación:

«drive:nombre del fichero».MAT
Grabando el fichero

Para circuitos SC se considera que los condensadores ya han sido introducidos normalizados y en pantalla se visualiza el mensaje:

Calculando la matriz del sistema

Una vez que se ha determinado esta matriz, cuyos elementos serán de nuevo polinomios como máximo de primer grado, aunque en este caso de la variable s , el programa lista el fichero que contiene el circuito, por ejemplo:

1: 3 n-1
2: C1 1.0021 +S1 -10 +S1 -10
3: C6 1 +S1 -V1 +S1 -V1
4: C2 .03153 +S2 -10 +S2 -10
.
.
.
n: C8 .55 +S3 -V3 +M0 -M0

Pulsa una tecla para seguir.

y finaliza, al igual que en circuitos analógicos, creando y grabando en el fichero la matriz del sistema:

drive: nombre del fichero.MAT
Grabando el fichero

Una vez grabado el fichero el programa vuelve al menú 1.

FIN DE LA EJECUCION.

Con esta opción se vuelve al menú principal.

OBTENCION DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA.

El siguiente paso, una vez obtenida la matriz del sistema, es calcular la función de transferencia. Para ello se dispone de la opción 2 del menú principal y al acceder a ella se visualiza el menú 2 que engloba las siguientes opciones:

1. Entrada manual de la matriz del sistema.
2. Modificación de la matriz.
3. Listado de la matriz.
4. Cálculo de la función de transferencia.
5. Obtención de las raíces.
6. Fin de la ejecución.

OPCION?

A continuación se dará una descripción detallada de cada una de ellas.

ENTRADA MANUAL DE LA MATRIZ DEL SISTEMA.

Al elegir esta opción aparece en pantalla:

ENTRADA MANUAL DE LA MATRIZ

Orden de la matriz?

El orden de la matriz, para circuitos analógicos, es el correspondiente al número de nodos más el número de ecuaciones adicionales y para los SC equivale al doble del número de amplificadores operacionales del circuito.

Por consiguiente, habrá que discernir entre circuitos analógicos y de condensadores conmutados respondiendo a la pregunta:

Circuito analógico o SC (A/SC)?

Una vez incorporada esta información se empieza a introducir la matriz del sistema y el vector o vectores de los términos independientes según el siguiente formato:

MATRIZ DEL SISTEMA

$T(1,1) =$

Se introducirá, a continuación, el término independiente del polinomio correspondiente al elemento de la primera fila y columna de la matriz, al que se denomina k para generalizar, y al pulsar ↵ (retorno) el programa contestará con el siguiente mensaje:

$T(1,1) = k \quad \text{soz} \Rightarrow$

debiendo responder con el coeficiente del término de primer grado (en s para circuitos analógicos y en z para los SC) del mismo elemento.

Todos los elementos de la matriz y del término independiente se introducirán, de igual forma que el descrito, a medida que los vaya requiriendo el programa, con la salvedad de que en el caso de tratarse de un elemento del término independiente aparecerá el mensaje:

TERMINO INDEPENDIENTE

$T(1,N+1) =$

El tratamiento dado por el programa a los coeficientes de la matriz del sistema y del término independiente es el mismo, almacenándolas en una sola matriz no cuadrada, donde la última columna, para circuitos analógicos, o las dos últimas,

para los de condensadores consultados, corresponderán a los elementos del vector o vectores del término independiente.

Al finalizar la introducción de datos se tiene que especificar el nombre del fichero donde se pretende almacenar dicha información y el drive donde se encuentra el disco, respondiendo a las preguntas:

Nombre del fichero de datos?
Disco de datos en drive (A/B/C)?

El programa almacena la matriz del sistema introducido en un fichero, con la denominación nombre del fichero.MAT, que se grabará en el disco del drive especificado apareciendo en la pantalla el mensaje:

drive:nombre del fichero.MAT
Grabando el fichero.

Una vez finalizado el proceso, el programa vuelve al menú 2.

MODIFICACION DE LA MATRIZ.

Al escoger ésta opción hay que especificar el nombre del fichero y el drive donde se encuentra almacenada la información a modificar:

Nombre del fichero de datos?

Disco de datos en drive (A/B/C)?

Una vez incorporada ésta información en la pantalla se visualiza:

MODIFICACION DE DATOS

ORDEN DE LA MATRIZ: x

NUMERO DE VECTORES DEL TERMINO INDEPENDIENTE: 1 ó 2.

donde los valores que aparecen (x, 1 ó 2) están fijados por el circuito que se está analizando.

Para la modificación de los elementos de la matriz se pregunta:

Quieres modificar todos los elemento de la matriz (S/N)?

Si se pretenden modificar sólo algunos elementos se deberá responder negativamente, y el programa preguntará, a continuación, de qué elemento se trata, apareciendo en pantalla:

T(

En este punto, hay que introducir el número de la fila de la matriz, correspondiente al elemento que pretendemos modificar (i), y pulsar ↵ (retorno), con lo que se leerá en pantalla:

T(i,

Una vez efectuada esta operación, se introducirá el número de la columna (j) pulsando de nuevo ↵ (retorno).

A continuación se visualizan los valores anteriormente almacenados del término constante (k) y de primer orden (m) del elemento de la matriz que se vaya a modificar.

T(i, j) = k s o z ⇒ m?

El signo de interrogación indica que ya se pueden introducir los coeficientes del polinomio correspondientes al elemento de la matriz.

T(i, j) = k s o z ⇒ m? ?k ' ?m'

En el caso de no querer modificar ninguno de los coeficientes, se deberá pulsar simplemente ↵ (retorno), cuando aparezca el signo de interrogación, dejando el programa inalterado el valor del término almacenado con anterioridad.

Una vez finalizada la modificación de un elemento se pregunta:

Otra modificación (S/N)?

Respondiendo afirmativamente se repite el proceso anterior y si la respuesta es negativa se procede a la grabación del fichero sin alterar su denominación.

Por otra parte, si lo que se pretende es modificar toda la matriz del sistema, se deberá responder afirmativamente a la pregunta:

Quieres modificar todos los elemento de la matriz (S/N)?

El programa irá listando uno por uno los valores de los elementos y preguntando los nuevos valores, procediendo de igual forma que en el caso de modificación de un solo elemento.

Al finalizar vuelve de nuevo al menú 2.

LISTADO DE LA MATRIZ

La opción del menú 2 escogida para obtener un listado de la matriz del sistema es la 3.

Al igual que en el apartado anterior, la primera información que se deberá proporcionar al programa será la correspondiente al nombre del fichero y el drive donde se encuentran alojados los datos:

Nombre del fichero de datos?
Disco de datos en drive (A/B/C)?

Seguidamente se visualizan los siguientes mensajes:

LISTADO DE LA MATRIZ

Pulsar cualquier tecla para visualizar los distintos términos.

ORDEN DE LA MATRIZ: x

NUMERO DE VECTORES EN TERMINO INDEPENDIENTE: y

MATRIZ DEL SISTEMA

$t(i,1) = k$ $s \ o \ z \Rightarrow m$

Al ir pulsando una tecla cualquiera irán apareciendo todos los elementos de la matriz según el formato:

$T(1, 2) = \dots$

.

.

.

TERMINO INDEPENDIENTE

$T(1, N + 1) = \dots$

.

.

.

Finalizando el listado el programa vuelve al menú 2.

CALCULO DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA.

Para calcular la función de transferencia se utilizará la opción 4 del menú 2. De nuevo los primeros datos que se deberán introducir serán los referentes al nombre y ubicación del fichero de datos:

Nombre del fichero de datos?
Disco de datos en drive (A/B/C)?

El programa reconoce qué tipo de circuito (analógico o SC) corresponde al fichero seleccionada, planteando cuestiones diferentes según el caso.

Considerando, en primer lugar, los circuitos analógicos, los mensajes que aparecen y las preguntas que se formulan son:

CIRCUITO ANALOGICO
ORDEN DE LA MATRIZ: x
Orden estimado del circuito?
Número de la salida considerada?

El orden de la matriz (x) es un dato que el programa interpreta directamente del fichero de datos, sin embargo, el orden del circuito tiene que estimarlo el usuario e introducirlo para su procesamiento. Esta estimación no deberá ser inferior al orden exacto del circuito ya que de otra forma los resultados serían erróneos.

En cuanto a la pregunta sobre la salida considerada, ésta se refiere al número asignado a la variable elegida como salida del circuito.

Con el fin de poder modificar cualquiera de los datos introducidos hasta este punto, el programa pregunta, a continuación:

DATOS CORRECTOS (S/N)?

En caso negativo los datos anteriores no son considerados y se retrocede hasta el menú 2.

Cuando la respuesta es afirmativa, se inicia el proceso de cálculo de la función de transferencia, según el método descrito en el capítulo 4. Mientras realiza éste algoritmo, en pantalla aparecen diversos mensajes que permiten saber en qué punto de dicho algoritmo se encuentra la ejecución del programa:

LU Paso x w = xxx j = yyy
Calculando los coeficientes de los polinomios.

Una vez finalizado el proceso de cálculo, en la pantalla se listan los polinomios del numerador y del denominador de la siguiente forma:

COEFICIENTES DEL NUMERADOR.

s0 b₀
s1 b₁
.
.
.

Pulsa una tecla para seguir.

COEFICIENTES DEL DENOMINADOR.

s0 a₀
s1 a₁
.
.
.

Pulsa una tecla para seguir.

donde los b_i y a_i corresponden a los coeficientes del numerador y denominador calculados, respectivamente.

Para finalizar, ambos polinomios son almacenados en un nuevo fichero de datos con la denominación nombre del fichero.POL, apareciendo en pantalla:

drive:nombre del fichero.POL

Grabando el fichero

y volviendo de nuevo, al menú 2.

Por otra parte, si el tipo de circuito corresponde a un SC los mensajes y cuestiones que formula el programa son los siguientes:

CIRCUITO DE CONDENSADORES CONMUTADOS.

ORDEN DE LA MATRIZ: X

Orden estimado del circuito?

1. H_{ix}
2. $H_{ix} + H_{iy}$
3. $H_{ix} + zH_{iy}$
4. $H_{ix} + (1/z)H_{iy}$

Tipo de función (1 a 4)?

En este caso, para el orden estimado del circuito se recomienda introducir la mitad del orden de la matriz, ya que, salvo cancelaciones, éste será el orden exacto del circuito.

Como ya se comentó con anterioridad, existen varias posibilidades en la definición de la función de transferencia a partir de las cuatro funciones parciales. El programa lista las posibles combinaciones debiendo, el usuario, elegir entre ellas. Además, habrá que especificar a qué funciones parciales de transferencia corresponden H_{ix} y H_{iy} (ésta última sólo en el caso de haber escogido las opciones 2, 3 ó 4), por lo que el programa preguntará los subíndices correspondientes:

Valor de i (1 o 2)?

Valor de x (1 o 2)?

Valor de y (1 o 2)?

Numero de la salida considerada?

El número de la salida considerada debe ser la del amplificador operacional que define la variable de salida del circuito.

Al igual que en circuitos analógicos estos datos se corroborarán contestando afirmativamente a la pregunta:

DATOS CORRECTOS (S/N)?

Si la respuesta es negativa no se tienen en cuenta los parámetros introducidos y se retrocede hasta el menú 2.

Una vez introducidos y confirmados los datos se inicia el proceso de cálculo de la función de transferencia, realizándose de la misma forma que para el caso de circuitos analógicos, con la salvedad de que, en el caso de no corresponder la

función de transferencia al primer tipo de las indicadas, el algoritmo se duplica pues el número de funciones parciales de transferencia a calcular es igual a dos.

Los mensajes que aparecerán serán:

LU Paso x w = xxx j = yyy
Calculando los coeficientes de los polinomios

A continuación se listan los polinomios del numerador y denominador de la función de transferencia en la forma:

COEFICIENTES DEL NUMERADOR.

z0 b₀
z1 b₁
.
.
.

Pulse una tecla para seguir.

COEFICIENTES DEL DENOMINADOR.

z0 a₀
z1 a₁
.
.
.

Pulse una tecla para seguir.

Obtenida la función de transferencia el programa vuelve al menú 2.

OBTENCION DE LAS RAICES.

Para poder determinar el valor que toman los ceros y polos de la función de transferencia, se dispone de la opción 5 del menú 2. Esta opción, sin embargo, también permite hallar las raíces de un polinomio que se introduzca manualmente, por lo que se tendrá que diferenciar entre entrada por fichero o de forma manual:

Entrada por fichero (S/N)?

Si se parte de un fichero de datos, con la extensión POL, donde se encuentra almacenada la función de transferencia, calcula los polos o los ceros según requerimiento del usuario. Para ello, éste debe contestar a las siguientes preguntas:

Nombre del fichero de datos?
Disco de datos en drive (A/B/C)?
Polos, Ceros o Fin (P/C/F)?

Respondiendo P a la última pregunta el programa calcula los polos de la función de red y los lista de la forma:

LOS POLOS SON

x POLO(S) EN EL ORIGEN

RAIZ (1) = $a_1 \pm jb_1$

RAIZ (2) = $a_2 \pm jb_2$

Pulsa una tecla para seguir.

volviendo a la misma pregunta.

Si la respuesta es C serán los ceros los que se calculen, visualizándose:

LOS CEROS SON

x CERO(S) EN EL ORIGEN

RAIZ (1) = $a_1 \pm jb_1$

RAIZ (2) = $a_2 \pm jb_2$

Pulsa una tecla para seguir.

regresando, de nuevo, a la misma pregunta.

El proceso finaliza al teclear F lo que provoca el retorno del programa al menú

2.

Por otra parte, en el caso de que la entrada del polinomio, del que se pretenden extraer las raíces, se haga de forma manual, los parámetros que lo definen se introducirán de la siguiente forma:

Grado del polinomio? n

COEFICIENTES DEL POLINOMIO POR ORDEN DECRECIENTE

GRADO n ? a_n

GRADO $n-1$? a_{n-1}

.

.

.

GRADO 0 ? a_0

donde n es el grado del polinomio y los valores a_i son sus coeficientes.

Una vez calculadas sus raíces, éstas se visualizarán en pantalla con el mismo formato que se utilizaba para los ceros de la función de red, preguntando el programa, a continuación:

Quieres entrar un nuevo polinomio (S/N)?

En caso afirmativo se repite el proceso anterior y en caso negativo el programa vuelve al menú 2.

El algoritmo utilizado se basa en el método de *Lin-Bairstow* y presenta, en algunos casos, problemas de convergencia. En caso de no haber llegado a la solución correcta después de 1000 iteraciones da un mensaje de error.

FIN DE LA EJECUCION.

Escogiendo ésta opción (6) el programa regresa al menú principal.

CALCULO Y REPRESENTACION GRAFICA DE LA RESPUESTA FRECUENCIAL.

Una vez obtenida la función de transferencia se puede proceder al cálculo y representación gráfica de la respuesta frecuencial correspondiente, para lo cual se dispone de la opción 3 del menú principal.

Existe la posibilidad de entrar la función de red de forma manual a través de un fichero donde se encuentre almacenada, por lo que el programa pregunta en primer lugar:

Entrada por fichero (S/N)?

Si los datos están almacenados en un fichero, acto seguido preguntará el nombre del mismo y su ubicación de la siguiente forma:

Nombre del fichero de datos?
Disco de datos en drive (A/B/C)?

Si no se especifica ningún nombre para el fichero, el programa asume que se trata de un fichero temporal con la denominación TEMPORAL.POL.

En caso de entrada manual las preguntas serán las siguientes:

Grado del numerador? n

COEFICIENTES DEL NUMERADOR POR ORDEN CRECIENTE

Grado del numerador? n

GRADO 0? b_0

GRADO 1? b_1

.

.

GRADO n? b_n

DATOS CORRECTOS (S/N)?

Los coeficientes b_i corresponden al numerador de la función de red y si se han entrado de forma errónea se pueden modificar contestando negativamente a la última pregunta. En éste caso, los coeficientes introducidos no se tendrán en cuenta y el programa volverá a pedir todos los parámetros que definen el numerador.

Una vez validados estos datos, se procede a introducir el denominador de la función de red de igual forma a como se ha realizado con el numerador.

Grado del denominador? n

COEFICIENTES DEL DENOMINADOR POR ORDEN CRECIENTE

GRADO 0? a_0

GRADO 1? a_1

.

.

**GRADO n? a,
DATOS CORRECTOS (S/N)?**

A continuación, se almacena la función de transferencia introducida en el fichero de datos que se especifique mediante:

Nombre del fichero de datos?
Disco de datos en drive (A/B/C)?

apareciendo en pantalla el mensaje:

«drive»: nombre del fichero.POL
Grabando el fichero

En caso de no especificar el nombre del fichero, el programa asume que se trata de un fichero temporal y, dado que es posible introducir hasta 6 funciones de transferencia, habrá que poder diferenciarlas, por lo que la denominación que adquieren en éste caso es Temporal x.POL, donde x puede variar de 1 a 6.

Cuando el programa dispone ya de la información sobre la función de transferencia, tanto si se ha introducido por fichero como si ha sido de forma manual, pregunta a qué tipo de circuito pertenece dicha función:

Función de transferencia de un circuito analógico o SC (A/SC)?

Esta distinción es de gran importancia ya que el cálculo de la respuesta frecuencial se realiza de diferente forma según sea el tipo de circuito; sin embargo, no se reflejará de forma muy acusada en las preguntas y mensajes que se suceden en el transcurso del programa.

Definido el tipo de circuito, la siguiente cuestión que aparece en pantalla es:

Tablas, Gráficas, Cambio Función de Transferencia o Fin Ejecución (T/G/C/F)?

La respuesta C se elegirá cuando se pretenda estudiar una nueva función de transferencia, con lo que el programa volverá a preguntar toda la información sobre la nueva función.

Si se responde F, finaliza la ejecución de ésta opción y el programa regresa al menú principal.

Con las otras dos posibilidades se obtendrá la respuesta frecuencial del circuito. Debido a que el programa discurre por vías distintas, según sea la opción elegida, se describen a continuación cada una de ellas.

En primer lugar se considerará la representación tabular. Al escogerla, pulsando la letra T, aparecerá en pantalla la pregunta:

Frecuencia determinada o Intervalo de frecuencias (D/I)?

Si únicamente se necesita el valor de la respuesta frecuencial para un determinado valor de la frecuencia, se deberá contestar pulsando D y acto seguido, si se trata de un circuito analógico, el programa preguntará:

Frecuencia (Hz.) o Pulsación (rad./s.) (F/P)?

lo que permite elegir entre las variables frecuencia f y pulsación ω para después introducir su valor normalizado respondiendo a :

Frecuencia en Hz.?

o bien

Pulsación en rad./s.?

Si el circuito considerado es de condensadores conmutados, la pregunta será:

Angulo en grados?

En cualquier caso, la información sobre dicha respuesta vendrá dada en el formato:

MODULO	=
MODULO (dB)	=
ARGUMENTO	=
Re $[H(j\omega)]$	=
Im $[H(j\omega)]$	=

salvo el término $j\omega$ que en circuitos SC aparecerá como z.

Por otro lado, si el valor elegido coincide con un cero o un polo de la función de la red o en él se produce una cancelación polo-cero, en lugar de aparecer el listado anterior, se visualizan los siguientes mensajes, respectivamente:

CERO DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA

POLO DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA CANCELACION DE POLOS Y CEROS

Al finalizar, el algoritmo permite calcular el valor de la respuesta frecuencial para otro valor, por lo que el programa preguntará a continuación:

Otro valor de la frecuencia (S/N)?

cuando se trate de un circuito analógico o:

Otro valor de ángulo(S/N)?

cuando sea un SC.

Respondiendo afirmativamente el proceso se repite; por el contrario, cuando la respuesta es negativa volverá a preguntar:

Tablas, Gráficas, Cambio Función de Transferencia o Fin Ejecución (T/G/C/F)?

Si al elegir la opción tabular lo que se pretende es obtener un conjunto de valores correspondientes a un determinado intervalo, se responderá I a la pregunta:

Frecuencia determinada o Intervalo de frecuencias (D/I)?

con lo que en la pantalla aparecerá:

Escala? (N = LINEAL / L = LOGARITMICA)

En el caso de que se quiera una distribución lineal del eje de frecuencias se deberá responder con una N a la pregunta sobre la escala y si, por el contrario, se prefiere logarítmica, se responderá L.

Si el circuito es analógico, el programa pregunta a continuación:

Frecuencia (Hz.) o Pulsación (rad./s.) (F/P)?

debiendo contestar según la modalidad de representación tabular que se prefiera.

La siguiente cuestión, tanto si el circuito es analógico como SC, es la referente al intervalo:

Intervalo? (ANGULO EN GRADOS)

En principio aparece en pantalla sólo el primero de los interrogantes, debiendo introducir el valor inicial de dicho intervalo y pulsar ↵ (retorno), visualizándose, a continuación, el otro signo de interrogación que ahora se referirá al valor final de aquel.

La siguiente pregunta será, en el caso de haber escogido la escala lineal:

Escalado?

y en el caso de haberla elegido logarítmica:

Número de puntos?

El escalado de la distribución lineal es el valor de la distancia entre muestras que se prefiere, mientras que, para el caso logarítmico, el dato al que se tiene acceso es el número de valores que se quiere calcular, siendo estas muestras equidistantes en el eje logarítmico.

Por otra parte, si se pretenden listar los resultados por impresora se deberá responder afirmativamente a la pregunta:

Resultados en papel (S/N)?

Al igual que en otros puntos del programa, aquí se deberá corroborar la validez de los datos introducidos respondiendo a la pregunta:

DATOS CORRECTOS (S/N)?

Si la respuesta es negativa, vuelve a preguntar todos los datos referentes al intervalo y, cuando es afirmativa, calcula la respuesta frecuencial y la lista en forma de tabla según el formato:

FREC	MODULO	MOD.dB	ARG. P.REAL	P.IMAG.
.
.
.

Pulsa una tecla para seguir.

En el caso particular de que un punto coincida con un cero o con un polo o bien se produzca una cancelación polo-cero en él, en lugar de aparecer la relación de los valores del módulo, módulo en dB., argumento, etc., se visualiza uno de los siguientes mensajes:

**CERO DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA
POLO DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA
CANCELACION DE POLOS Y CEROS**

Para finalizar existe la opción de poder listar otro intervalo de la misma respuesta frecuencial, por lo que el programa pregunta:

Otro intervalo (S/N)?

volviendo a requerir, en caso afirmativo, toda la información sobre el nuevo intervalo y repitiéndose el proceso anterior. Si se responde negativamente la pregunta siguiente será, de nuevo:

Tablas, Gráficas, Cambio Función de Transferencia o Fin Ejecución (T/G/C/F)?

Queda por considerar la opción gráfica de ésta última pregunta, que se escoge tecleando G, con lo que aparece en pantalla:

Tipo de gráfica? (1 = MODULO / 2 = ARGUMENTO)

Elegido uno de éstos dos posibles tipos, será necesario introducir los parámetros referentes a los ejes de la gráfica a medida que lo requiera el programa.

Para el eje de abscisas el programa pregunta:

EJE DE ABCISAS

Escala? (N = LINEAL / L = LOGARITMICA)

Frecuencia (Hz) o pulsación (rad./s.) (F/P)?

Intervalo? ? (ANGULO EN GRADOS)

Alta, Media o Baja Resolución (A/M/B)?

La pregunta sobre frecuencia o pulsación sólo aparecerá si el circuito es analógico, correspondiendo la representación a la modalidad seleccionada, y el mensaje ángulo en grados sólo se visualiza si el circuito es un SC. Los datos de la escala, la modalidad de representación y el intervalo se introducirán de igual manera a como se realizó en el caso de la opción tabular.

Dependiendo del grado de precisión con que se pretenda obtener la gráfica habrá que elegir uno de los tres tipos de resolución. El número de puntos que se calculan es de 50, 166 y 500 según se escoja baja (B), media (M) o alta (A)

resolución, respectivamente, y por consiguiente cuanto mayor sea la resolución exigida mayor será el tiempo de ejecución.

Definidos los datos necesarios para el eje de abscisas y en el caso de que se trate de la representación gráfica del módulo, el programa pregunta el escalado del eje de ordenadas, pudiendo representar tanto la amplificación (N) como la ganancia (L).

EJE DE ORDENADAS (MODULO)

Escala? (N = LINEAL / L = LOGARITMICA)

En la gráfica del argumento el eje de ordenadas siempre se escala de forma lineal por lo que el programa no preguntará ningún dato sobre éste eje, representando ésta magnitud en grados.

Llegados a éste punto, existe la posibilidad de modificar los parámetros referentes a la gráficas que se hayan introducido. Para ello basta con contestar negativamente a la pregunta:

DATOS CORRECTOS (S/N)?

en cuyo caso volverá de nuevo a preguntar el tipo de gráfica a representar y todos sus datos.

Si la respuesta es afirmativa aparece el siguiente mensaje:

CALCULANDO PUNTO x

donde x representa el punto que está calculando y variará en función del tipo de resolución que se haya escogido.

Al finalizar el cálculo, pregunta:

Otra función de transferencia en la gráfica (S/N)?

lo que habilita la posibilidad de que en una misma retícula se representen hasta seis gráficas, de módulo o de argumento, correspondientes a seis funciones de transferencia del mismo tipo.

En caso de que la respuesta sea afirmativa, la introducción de la siguiente función de transferencia se realiza según el método descrito con anterioridad, tanto si proviene de un fichero como si la entrada es manual, por lo que en primer lugar preguntará:

Entrada por fichero (S/N)?

Sin embargo, por tratarse de una gráfica superpuesta a otra, no pedirá ni el tipo de gráfica ni los datos referentes a los ejes de abscisas y ordenadas pues ya estarán fijados.

Cada vez que se introduzca una nueva función de transferencia aparece el mensaje:

CALCULANDO PUNTO x

Al finalizar vuelve a preguntar si se desea otra función de transferencia en la gráfica. En caso afirmativo se repite el proceso anterior hasta seis veces, que es el máximo de gráficas permitidas.

Si la respuesta es negativa se procederá a definir los parámetros de la retícula de la siguiente forma:

Título línea 1?

Título línea 2?

Estas dos preguntas sirven para introducir posibles títulos o comentarios aclaratorios que después aparecerán en la gráfica.

Una vez introducidas se darán las características de los ejes de abscisas y ordenadas para su representación gráfica. En la pantalla aparece:

EJE DE ORDENADAS

VALOR MAXIMO = x_{MAX} VALOR MINIMO = x_{MIN}

Valor inicial en la gráfica?

Número de divisiones (OPTIMAS: 2,3,6,9)?

Escalado de la retícula (MINIMO z_{MIN})?

VALOR MAXIMO EN LA GRAFICA = y_{MAX}

El valor máximo que aparece como y_{MAX} , corresponde al máximo de todos los puntos calculados para la representación frecuencial (módulo o argumento) de las seis posibles funciones de transferencia que se pueden introducir y el valor x_{MIN} es el correspondiente al mínimo. Estos valores serán útiles para hacer una estimación del escalado de la retícula y del número de divisiones, con el fin de que todas las gráficas queden dentro de los márgenes establecidos.

Una vez dado el valor inicial en la gráfica, que en caso de pulsar ↵ (retorno) acepta como cero, pide el número de divisiones del eje de ordenadas. En él aparecen una serie de valores que se consideran óptimos a efectos de utilización

del máximo espacio en pantalla para la representación gráfica. Definido éste valor el programa calcula el mínimo escalado de la retícula para que todas las funciones estén dentro de éstos márgenes y aparecerá en la pregunta del escalado como el valor z_{MIN} . Una vez definido el escalado, el programa calcula el valor máximo en la gráfica para ver si los parámetros propuestos entran dentro de las predicciones. En caso negativo existe la posibilidad de cancelar todos estos datos contestando de forma negativa a la pregunta:

DATOS CORRECTOS (S/N)?

Si no existe ningún error se procede a la entrada de los parámetros:

Notación exponencial (S/N)?

Número de decimales (MAXIMO d_{MAX})?

Unidades (EN LETRAS)?

que corresponden a la notación del eje. El número d_{MAX} indica el máximo número de decimales que pueden ser representados en pantalla. En el caso de que el escalado sea inferior a 10^3 se recomienda utilizar la notación exponencial.

Definidos todos los datos referentes al eje de ordenadas se introducirán los del eje de abscisas de la forma siguiente:

EJE DE ABCISAS

f_1 ? f

f_2 ? f'

w_1 ? w

w_2 ? w'

Los valores de f y f' o w y w' corresponden a la frecuencia o pulsación inferior y superior, respectivamente, del intervalo que se pretende que cubra el eje de frecuencias, en el caso de un circuito analógico. Si el circuito es un SC la pregunta aparece como:

θ_1 ? θ

θ_2 ? θ'

donde θ y θ' serán los límites del eje de abscisas que en éste caso representa una magnitud angular.

Una vez definido el intervalo, si la representación elegida para el eje era lineal preguntará:

Escalado de la retícula (NUM. MAX. DIVISIONES = k_{MAX})?

debiendo responder con el valor de la distancia entre muestras que se desee, teniendo en cuenta que éste no debe ser tal que produzca un número de divisiones superior al máximo (k_{MAX}) especificado en la misma pregunta.

Si la escala era logarítmica y el intervalo es igual o mayor que una década, la pregunta será:

Divisiones por década (1/2/4/9)?

refiriéndose al número de particiones en cada una de las décadas.

Si el intervalo de frecuencias es inferior a una década, el programa pregunta por el escalado de la retícula que será representada sobre un eje logarítmico.

En cualquier caso, se visualizará en pantalla el mensaje:

NUMERO DE DIVISIONES = d

siendo d el número total de divisiones que aparecerán en la retícula horizontal.

Al igual que en otros casos, si se ha producido un error o los parámetros obtenidos no son los esperados, también es posible descartar los valores de los datos introducidos contestando negativamente a la cuestión:

DATOS CORRECTOS (S/N)?

Si, por el contrario, se responde afirmativamente, se tendrán que especificar los parámetros:

Notación exponencial (S/N)?

Número de decimales (MAXIMO d_{MAX})?

Unidades (EN LETRAS)?

del mismo modo que se hizo para el eje de ordenadas.

Una vez definidos todos los parámetros necesarios, el programa está listo para el trazado de la gráfica, pudiendo optar por incluir la retícula en la representación o representar únicamente los ejes.

Dibujo de la retícula (S/N)?

Elegida ésta posibilidad, en pantalla aparece la gráfica o gráficas de la respuesta en frecuencia, con todos los parámetros introducidos con anterioridad.

En el programa no existe ninguna opción para salida por impresora de ésta gráfica, por lo que si se desea una reproducción de la misma, será necesario realizarla pulsando la tecla «Print Screen» que volcará el contenido de la pantalla en la impresora.

Para seguir la ejecución del programa será necesario pulsar ↵ (retorno) con lo que la gráfica desaparecerá de pantalla y se formulará la cuestión:

Quieres modificar la retícula (S/N)?

Esta opción permite la modificación de todos los parámetros de la retícula en caso de que la gráfica obtenida no haya sido del agrado del usuario. Si se pretende realizar dicha modificación se contestará afirmativamente, en cuyo caso volverá a pedir todos los datos de la misma forma.

Título línea 1?

Título línea 2?

·
·
·

Si, por el contrario, la respuesta es negativa el programa sigue su ejecución preguntando:

Quieres la curva del argumento (S/N)?

en el caso de que la curva obtenida con anterioridad fuera la del módulo y:

Quieres la curva del módulo (S/N)?

cuando la gráfica correspondiera a la del argumento.

Respondiendo afirmativamente, el programa pasará a representar la curva requerida después de preguntar, de nuevo, todos los datos referentes a la retícula y, si la nueva curva es la del módulo, preguntará además la escala del eje de ordenadas (lineal o logarítmica).

Si se contesta negativamente a cualquiera de las dos preguntas anteriores la siguiente opción a elegir es:

Quieres definir un nuevo intervalo (S/N)?

Esta opción será válida para poder estudiar la respuesta en frecuencia de la misma función o funciones en otro intervalo. Al escogerla preguntará de nuevo el tipo de gráfica (módulo o argumento) y los datos referentes a los ejes de abscisas y ordenadas como se hizo anteriormente, obteniendo la gráfica en el nuevo intervalo sin necesidad de especificar otra vez las funciones a representar.

En el caso de no querer definir un nuevo intervalo se pregunta:

Quieres seguir la ejecución del programa (S/N)?

Si se desea finalizar la ejecución, se contestará de forma negativa, con lo que el programa vuelve al menú principal, mientras que si la respuesta es afirmativa se vuelven a requerir la función o funciones de transferencia para una nueva ejecución del programa.

Como se puntualizó con anterioridad, el tratamiento para circuitos SC es similar al de analógicos, salvo que el cálculo de la respuesta en frecuencia se realiza de forma diferente y en algunas cuestiones se intercambian los papeles de frecuencia y ángulo y las variables ω por z .

APENDICE.

En éste apéndice se presenta el formato de cada uno de los ficheros de datos que sirven de interconexión entre los bloques principales del programa.

Estos ficheros secuenciales se diferenciarán según el tipo de datos que tengan almacenados, siendo los de extensión TXT aquellos cuya información es la referente a la descripción del circuito, los MAT los que almacenan la matriz del sistema, mientras que los POL incorporan la información referente a los coeficientes de numerador y denominador de la función de red o de transferencia.

A continuación se describe la estructura de cada uno de ellos.

FICHEROS TXT.

En estos ficheros cada una de las líneas representará uno de los elementos pertenecientes al circuito, teniendo en cuenta que han de conservar todas las características de denominación descritas anteriormente.

Para circuitos analógicos, la estructura de cada una de las líneas dependerá del tipo de elemento y será la representada en la tabla 3.5.2.

Tabla 3.5.2 Descripción de los registros en un fichero TXT para cada elemento.

ELEMENTO	FORMATO EN FICHERO	SÍMBOLO
Resistencia	Rxxx ij R	
Condensador	Cxxx ij C	
Inductancia	Lxxx ij L	
Conductancia	Gxxx ij G	
Fuente de tensión	Exxx ij E	
Fuente de corriente	Jxxx ij J	
Amplificador operacional ideal	Oxxx ij k	
Amplificador operacional real	Oxxx ij A ₀ (dB) GB(Hz)	
Acoplamiento magnético	Mxxx L ₁ L ₂ M	
Transductor corriente-tensión	TVCxxx ij k ρ r	
Transductor tensión-corriente	TVCxxx ij k ρ g	
Transductor tensión-tensión	TVVxxx ij k ρ μ	
Transductor corriente-corriente	TCCxxx ij k ρ β	
Transistor bipolar Modelo general	QCxxx BEC r _b r _π c _π g _m c _μ β ₀ c ₀ β _m	
Transistor bipolar Modelo simplificado	QExxx BEC r _i β ₀ β _m	
Transistor FET	QFxxx GDS c _{gs} c _{gd} c _{ds} β ₀ β _m	

Para el caso de circuitos de condensadores conmutados la primera línea del fichero secuencial contendrá el orden del circuito y el número de condensadores, y en cada una de las líneas sucesivas los registros corresponderán a las especificaciones de cada elemento del circuito. En la figura 3.5.6 se muestra la estructura de las líneas del fichero.



Fig. 3.5.6 Descripción del registro de un condensador correspondiente a un circuito SC en un fichero TXT.

Los caracteres xxx que aparecen en cada uno de los elementos, independientemente de si se trata de circuitos analógicos o SC, corresponden a una serie alfanumérica que el usuario puede introducir para diferenciar cada componente del circuito.

Hay que hacer constar que una línea en blanco intercalada en el fichero o al final del mismo da lugar a errores de sintaxis.

FICHEROS MAT.

En éste tipo de fichero la información que se almacena es la referente al orden de la matriz, el número de vectores del término independiente y las matrices G y C del sistema considerado. La estructura de éstos ficheros, también secuenciales, es la que se representa a continuación:

n	orden de la matriz
n_b	dependiendo de si se trata de un circuito analógico o SC, corresponderá a 1 ó 2 respectivamente
G(1, 1)	
G(1, 2)	
.	Fila primera de la matriz G del sistema
.	
G(1, n)	
G(1, n+ n _b)	Primer elemento del vector del término independiente
.	
.	
G(2, 1)	
G(2, 2)	

Segunda fila de la matriz G del sistema

G(2, n)

G(2, n+n_b)

Segundo elemento del vector del término independiente

G(n, 1)

G(n, 2)

Fila n-ésima de la matriz G del sistema

G(n, n)

G(n, n+n_b)

Elemento n-ésima del vector del término independiente

C(1, 1)

C(1, 2)

Fila primera de la matriz C del sistema

C(1, n)

C(1, n+n_b)

Primer elemento del vector del término independiente

C(2, 1)

C(2, 2)

Segunda fila de la matriz C del sistema

C(2, n)

C(2, n+n_b)

Segundo elemento del vector del término independiente

C(n, 1)

$C(n, 2)$

Fila n -ésima de la matriz C del sistema

$C(n, n)$

$C(n, n+n_b)$

Elemento n -ésimo del vector del término independiente

Al igual que para los ficheros TXT no pueden existir líneas en blanco entre dos líneas del fichero ni al final del mismo pues provocarían errores.

FICHEROS POL.

m

Orden estimado del circuito.

$N(0)$

$N(1)$

Coefficientes del numerador.

$N(m)$

$D(1)$

$D(2)$

Coefficientes del denominador.

$D(m)$

Al igual que en los anteriores ficheros no pueden existir líneas en blanco entre dos registros del fichero.

CAPITULO 4.

TECNICAS DE DISEÑO DE FILTROS CON CAPACITORES CONMUTADOS.

UN DISPOSITIVO CON FILTRO DE CAPACITOR CONMUTADO.

Un típico SCF es el MF-10. Este dispositivo puede ser usado como un filtro para frecuencias por arriba de casi 20 KHz., con una máxima frecuencia de reloj de 1 MHz. La frecuencia central del filtro, o la caída de 3 dB., es puesta dividiendo el reloj por 50 ó 100 (dependiendo del voltaje sobre una pata de control). La precisión del filtro es tan buena como la estabilidad de la frecuencia del reloj. Si usamos un reloj controlado por cristal, tendremos un filtro preciso. El MF-10 contiene dos filtros separados de segundo orden, una mitad se muestra a continuación.

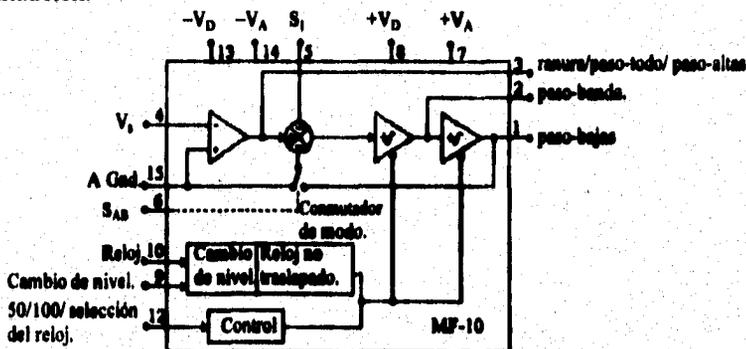


Fig. 4.1 Diagrama a bloques del MF-10.(una mitad)

Como se ha visto en la figura, éste tiene cinco diferentes respuestas en frecuencia disponibles desde tres salidas, de ranura (N), pasa-todo (AP), paso-altas (HP), paso-banda (BP) y paso-bajas (LP).

Las señales de entrada pueden entrar por la pata 4 para una salida invertida o por la pata 5 (S_1) para una salida no invertida. Cuando se usa la pata 5, la impedancia manejada puede ser menor que $1K\Omega$. La señal pasa a través de una junta sumadora donde dos de las entradas (-) son restadas de una tercera (+). Tomando la pata 6 (S_{AB}) baja, causará el modo conmutado para mover a una posición que aterrizará la entrada a la junta sumadora. Con la pata 6 alta, la salida del segundo integrador será conectada a la junta sumadora. Veremos más tarde como esto puede cambiar el modo operativo. El cambio de nivel (pata 9) permite niveles para varias entradas de reloj. Con una entrada de reloj TTL, ésta pata estará aterrizada, pero si la entrada de reloj oscila en su recorrido a un valor negativo de alimentación, la pata 9 estará atada a ésta alimentación.

LOS INTEGRADOS CONMUTADOS.

Los integrados conmutados, fabricados por National y por Texas, se dividen en cuatro categorías: paso-bajas, paso-altas, paso-banda, de ranura y universales.

Aunque con los filtros universales se pueden realizar los cuatro filtros más comunes, si se necesita un único filtro paso-bajas o bien un paso-banda o uno de ranura, no conviene adquirir un filtro universal, ya que tiene características considerablemente inferiores a la de los filtros fabricados para desempeñar una sola función.

En la tabla 4.1 se indican las siglas de los integrados conmutados más comunes, sus correspondientes funciones, la frecuencia máxima de reloj y la frecuencia máxima de corte.

En ésta tabla se puede observar que existen algunas parejas de integrados con la misma sigla que termina con el número 50 o con el número 100 (ver MF.4/50 y MF.4/100).

La única diferencia existente entre ambos tipos es la frecuencia de corte; el integrado MF.4/50 nos permite realizar filtros paso-bajas con una frecuencia de corte hasta un máximo de 20 kHz., mientras que el integrado MF.4/100 nos permite realizar filtros paso-bajas con una frecuencia de corte de tan sólo 10 kHz.

Tabla 4.1.

Sigla del integrado.	Función.	Máxima frecuencia de reloj.	Máxima frecuencia de corte.
MF.4/50	PASO-BAJAS	1 MHz.	20 KHz.
MF.4/100	PASO-BAJAS	1 MHz.	10 kHz.
MF.40/50	PASO-BAJAS	2 MHz.	40 kHz.
LMF.40/100	PASO-BAJAS	2 MHz.	20 kHz.
MF.5	UNIVERSAL	1 MHz.	10 kHz.
MF.6/50	PASO-BAJAS	1 MHz.	20 kHz.
MF.6/100	PASO-BAJAS	1 MHz.	10 kHz.
LMF.60/50	PASO-BAJAS	2 MHz.	40 kHz.
LMF.60/100	PASO-BAJAS	2 MHz.	20 kHz.
MF.8	PASO-BANDA	2 MHz.	20 kHz.
MF.10	UNIVERSAL	1 MHz.	10 kHz.
LMF.100	UNIVERSAL	3 MHz.	70 kHz.
LMF.90	RANURA ()	2 MHz.	20 kHz.
TLC.04	PASO-BAJAS	2 MHz.	40 kHz.
TLC.10	UNIVERSAL	2 MHz.	40 kHz.
TLC.14	PASO-BAJAS	2 MHz.	20 kHz.

Al ver que la versión 50 puede alcanzar los 20 kHz., y la versión 100 tan sólo 10 kHz., se podría suponer que la serie 50 resulta mejor que la 100.

En la práctica, la serie 100 es preferible a la serie 50; de hecho, el número 50 ó 100 situado tras la sigla indica las veces que tiene que ser superior la frecuencia de reloj con respecto a la frecuencia de corte.

Si, por ejemplo, se pretende realizar un filtro paso-bajas con una frecuencia de corte de 2.4 kHz., y se utiliza un integrado MF.4/50, hay que conseguir una frecuencia de reloj de $2400 \times 50 = 120$ kHz., mientras que si se utiliza un integrado MF.4/100, hay que conseguir una frecuencia de $2400 \times 100 = 240$ kHz.

Llegados a éste punto y tras constatar que la única diferencia entre los dos integrados consiste en tener que escoger una frecuencia de reloj distinta, nos preguntaremos qué ventajas se pueden conseguir utilizando uno u otro de los integrados.

Al escoger un integrado de la serie 50, una onda entera tiene 50 escalones de muestreo, mientras que al utilizar un integrado de la serie 100, los escalones de muestreo son 100 (ver figura 4.2); en consecuencia, al tener la segunda un número superior de puntos de muestreo, conseguiremos en la salida una onda sinusoidal más perfecta.

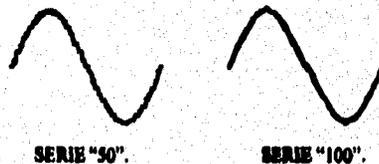


Fig. 4.2 Formas de onda a la salida de un filtro de la serie "50" y de la serie "100".

No obstante, tampoco se ha de pensar que con 50 escalones se consiguen señales distorsionadas, ya que como veremos basta con aplicar en la salida de éstos integrados una resistencia y un capacitor para recuperar una onda sinusoidal perfecta.

Al decir esto, se podría suponer que conviene utilizar siempre los filtros de la serie 100, pero lo cierto es que si en el mercado existe también la serie 50 será por algo.

Si observamos la tabla 4.1, la frecuencia máxima de reloj de los dos integrados MF.4/50 y MF.4/100, veremos que en ambos casos es de 1 MHz.

Ahora bien, si pretendemos realizar un filtro paso-bajas con una frecuencia de corte de 16 kHz., al emplear un integrado MF.4/100 tendríamos que utilizar una frecuencia de reloj igual a $16000 \times 100 = 1.6$ MHz., y como su reloj no lo acepta, nunca podríamos realizar dicho filtro si no dispusiéramos del integrado MF.4/50.

Por el contrario, si utilizamos el integrado MF.4/50 podemos realizar fácilmente un filtro con una frecuencia de corte de 16 kHz., ya que la frecuencia de reloj que se ha de utilizar es inferior a 1 MHz., puesto que $16000 \times 50 = 800$ kHz..

Si, por el contrario, deseamos realizar un filtro con una frecuencia de corte de 2450 Hz., podemos utilizar indistintamente cualquiera de los dos tipos de integrados, el MF.4/50 o el MF.4/100, ya sea que, en ambos casos, la frecuencia de reloj estaría por debajo de 1 MHz.

De hecho, al utilizar el MF.4/100 necesitaríamos una frecuencia de reloj de $2450 \times 100 = 245$ kHz., mientras que utilizando el MF.4/50 necesitaríamos una frecuencia de reloj de $2450 \times 50 = 122.5$ kHz. Es decir, una frecuencia equivalente a la mitad de la requerida por el MF.4/100.

LA FRECUENCIA IMAGEN.

Todos sabemos que al aplicar en la entrada de cualquier integrado o transistor dos frecuencias distintas, se consigue una mezcla que nos ofrece en la salida cuatro frecuencias distintas:

1. frecuencia de entrada.
2. frecuencia de reloj.
3. frecuencia de reloj-frecuencia de entrada.
4. frecuencia de reloj+frecuencia de entrada.

La frecuencia de reloj y la frecuencia de reloj+frecuencia de entrada no se perciben al ser superiores a la frecuencia máxima de la banda de audio, mientras que si no se suprime la frecuencia 3 correspondiente a la frecuencia de reloj-frecuencia de entrada, podrían surgir graves problemas. (Ver figura 4.3).

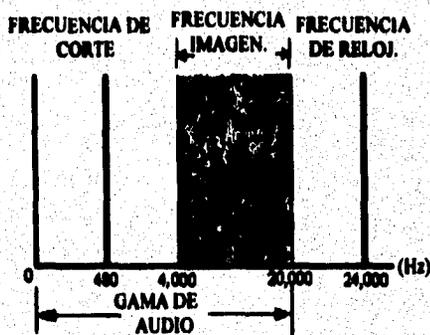


Fig. 4.3 Frecuencias imagen que se generan en el rango audible.

De hecho, si realizamos un filtro con una frecuencia de corte de 2450 Hz., tendremos que utilizar un reloj de 122 kHz., o de 245 kHz., frecuencias no audibles; otro tanto podemos decir de la frecuencia de reloj más la de BF (baja frecuencia):

$$122500+2450=124,950 \text{ Hz.}$$

$$245000+2450=247,450 \text{ Hz.}$$

La que origina más problemas es la tercera frecuencia de conversión, es decir, la frecuencia de reloj-frecuencia de entrada, en especial si tenemos que realizar filtros paso-bajas con una frecuencia de corte inferior a 800 Hz.

Por ejemplo, si queremos realizar un filtro de 480 Hz., utilizando un integrado de la serie 50, tendremos que utilizar una frecuencia de reloj de: $480 \times 50 = 24$ kHz. Calculando la diferencia entre estas dos frecuencias vemos que $24000 - 480 = 23,520$ Hz., que como ya sabemos, no es audible.

Pero no debemos olvidar que aunque hemos calculado nuestro filtro para una frecuencia de corte de 480 Hz., a la entrada del integrado llegan también todas las frecuencias de la gama de audio, que pueden partir de un mínimo de 10 Hz., hasta alcanzar un máximo de 20 KHz.

Al entrar todas estas frecuencias, se consigue un número infinito de frecuencias espurias audibles.

De hecho, cuando a la entrada del integrado llega una frecuencia de 10 KHz., obtenemos una tercera frecuencia (frecuencia de reloj-frecuencia de entrada) igual a: $24000 - 10000 = 14$ kHz.

Cuando entre una frecuencia de 13 kHz., obtendremos una tercera frecuencia, que ya se encuentra en la gama audible, es decir:

$$24000 - 13000 = 11 \text{ kHz.}$$

Si entra una frecuencia más elevada, por ejemplo de 15 kHz., obtendríamos una tercera frecuencia de pulsación de alrededor de:

$$24000 - 15000 = 9 \text{ kHz.}$$

Si entrara una frecuencia de 20 kHz., conseguiríamos una frecuencia de pulsación aún más baja: $24000 - 20000 = 4$ kHz.

Todas estas frecuencias espurias, al estar dentro de la gama audible, generan un molesto ruido de fondo.

Para evitar éste inconveniente existe una solución: evitar que entren en el integrado las frecuencias superiores a la de corte, que podrían provocar estos molestos ruidos.

ELIMINACION DE LAS PULSACIONES.

Para eliminar éste molesto ruido hay que pasar la señal de BF a través de un filtro analógico paso-bajas, denominado anti-imagen, de 12 dB/octava,

calculado a una frecuencia superior en un 10-20 % respecto a la frecuencia de corte, antes de que entre en el filtro digital (ver figura 4.4).

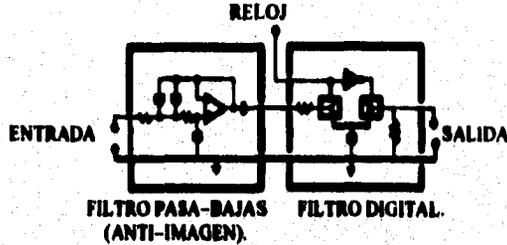


Fig. 4.4 Filtro anti-imagen conectado al filtro de capacitores conmutados.

Por ejemplo, si se quiere realizar un filtro de capacitor conmutado paso-bajas para una frecuencia de corte de 480 Hz., habrá que situar antes de él un filtro analógico calculando los valores de C2 y R1 mediante las fórmulas siguientes:

$$R1=94000/(C2 \times \text{Hz})$$

$$C2=94000/(R1 \times \text{Hz})$$

NOTA: puntualizaremos que el valor de la resistencia R1 se expresa en kΩ., y el del capacitor en nF.

En éstas fórmulas, la frecuencia de corte en Hz., no debe aumentarse más del 20%.

Para conseguir éste filtro analógico anti-imagen, lo primero que hay que hacer es escoger un valor estándar para el condensador C2 y luego, con la fórmula, calcular el valor de la resistencia R1. En la tabla 4.2 se puede comprobar qué combinaciones de C2 y R1 son las más adecuadas.

Tabla 4.2.

C1	R1	Valores aconsejados.
33 nF.	5.93 kΩ	5.6 kΩ
56 nF.	3.49 kΩ	3.3 kΩ
68 nF.	2.87 kΩ	2.7 kΩ
82 nF.	2.38 kΩ	2.2 kΩ

Se puede observar que los valores que aconsejamos usar en la tercera columna están muy próximos a los indicados en la segunda columna: ello no debe preocuparnos ya que en éste filtro se tolera bien una diferencia en más o en menos del 10 %.

Si queremos comprobar las frecuencias de corte que se consiguen con éstos valores de resistencias estándar, podemos emplear la fórmula siguiente:

$$\text{Hz} = 112,580 / (\text{C1} \times \text{R1}).$$

Y realizar entonces el cálculo de comprobación:

$$112,580 / (33 \times 5.6) = 609.1 \text{ Hz.}$$

$$112,580 / (56 \times 3.3) = 609.1 \text{ Hz.}$$

$$112,580 / (68 \times 2.7) = 613.1 \text{ Hz.}$$

$$112,580 / (82 \times 2.2) = 624.0 \text{ Hz.}$$

Como se puede observar, el corte de frecuencia se produce, en todo caso, por encima del 20% de la frecuencia de corte del filtro de capacitor conmutado.

FRECUENCIA DE RELOJ.

Dentro de algunos filtros de capacitor conmutado hay ya una etapa osciladora, por lo que basta con aplicar a las patas indicadas con CLOCK IN y CLOCK R (ver figura 4.5) un capacitor y una resistencia de valor adecuado, que se han de calcular en función de la frecuencia de corte que se pretenda conseguir.

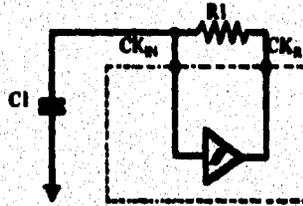


Fig. 4.5 Etapa osciladora en el integrado con los componentes externos.

Para desarrollar una de éstas fórmulas, aconsejamos escoger un valor estándar para el capacitor C1 y luego calcular el valor de la resistencia R1.

Una vez elegido el valor del capacitor en función de la frecuencia podemos calcular el valor de R1 teniendo en cuenta que para cada serie de estos integrados se ha de utilizar una fórmula distinta.

TENSION DE ALIMENTACION

Estos integrados se pueden alimentar con una tensión sencilla o con una tensión dual.

Si se alimenta con una tensión sencilla, se aconseja emplear una tensión estabilizada de 9 ó 12V.

No conviene elevar ésta tensión por encima de los 13 V., ni reducir por debajo de los 8V.

Por el contrario, si se utiliza una tensión dual, se aconseja emplear una tensión estabilizada de 5V., positivos y de 5V., negativos.

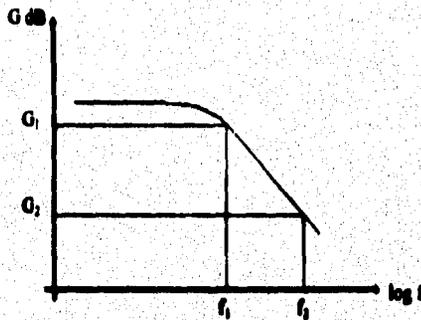
No conviene alimentar el circuito con tensiones duales inferiores a 4+4V., ni superiores a 6+6V.

Si no alimentamos éstos integrados con tensiones estabilizadas, podemos detectar fluctuaciones en el valor de las frecuencias de corte.

PENDIENTE.

En cualquier filtro se indica siempre un coeficiente de atenuación en dB./octava, conocido como "pendiente".

La pendiente se suele calcular en la parte decreciente de la curva de ganancia-frecuencia, que generalmente es casi recta si el eje horizontal es logarítmico, como se ve en la siguiente figura.

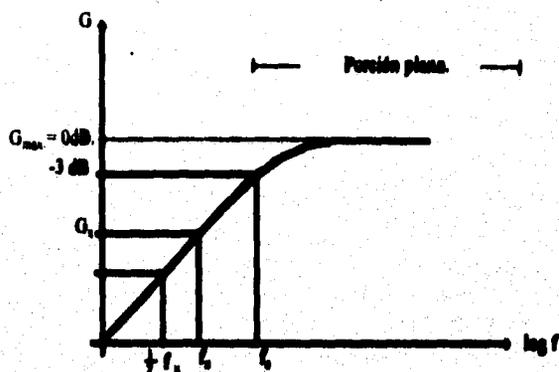


En ésta gráfica la pendiente se calcula como $G_2 - G_1$ siempre que f_2 sea el doble de f_1 (una octava).

El signo de la pendiente no se menciona si se sabe qué tipo de filtro se está analizando.

La pendiente nos permite valorizar el comportamiento del filtro pues entre mayor sea ésta, el filtro se acerca más al ideal.

Si nos dan la frecuencia de corte, la pendiente y el tipo de filtro, podemos construir su curva de ganancia-frecuencia localizando el punto correspondiente a la frecuencia de corte (se debe conocer la ganancia), hacia un lado la curva cae con la pendiente especificada y hacia el otro lado la curva sube 3 dB., y se aplana.



para averiguar la ganancia G_x en cualquier punto de la parte recta de la curva, se procede de la siguiente forma:

$$\frac{-3 - G_x}{\log f_c - \log f_1} = \frac{\text{Pendiente}}{\log f_c - \log \frac{1}{2} f_1}$$

despejando G_x :

$$-G_x = \frac{\text{Pendiente}}{\log f_c - \log \frac{1}{2} f_1} (\log f_c - \log f_1) + 3$$

MEDICION DE LA FRECUENCIA DE CORTE.

Para medir con exactitud la frecuencia de corte del filtro, se aconseja aplicar en su entrada una señal sinusoidal de BF, de amplitud conocida (por ejemplo, 2 V_{pp}). A continuación se enlaza a la salida del filtro un osciloscopio y luego se varía la sintonía del generador de BF hasta dar con la posición en que la señal se atenúa 1.41 veces respecto a la de entrada (por ejemplo: $2/1.41 = 1.41 V_{pp}$). La frecuencia de la señal atenuada coincide con la frecuencia de corte del filtro. No podemos medir la frecuencia de corte midiendo la frecuencia de reloj con un frecuencímetro digital, dividiendo por 50, ya que de ésta forma se apagaría el oscilador del reloj.

CONFIGURACIONES DEL MF-10.

Podemos encontrar en las hojas de especificaciones del MF-10 varias posibles configuraciones, dentro de las cuales la más adecuada para nuestro diseño es la llamada modo 3 por el fabricante el cual provee funciones de salida paso-bajas, paso-altas, paso-banda y de ranura.

Necesitamos definir la respuesta del filtro en términos de ganancia en la banda pasante, frecuencia de corte, frecuencia central, selectividad, etc.

A continuación se muestran las ecuaciones para el diseño de filtros en modo 3.

$$f_0 = \frac{f_{c\text{alt}}}{100} \left(\sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \right) ; \quad R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 22\text{k}\Omega.$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_2}{R_4} \frac{R_3}{R_4}} = 0.707$$

$$H_{\text{OHP}} = \left(f \rightarrow \frac{f_{c\text{alt}}}{2} \right) = -\frac{R_2}{R_1} = -1 \quad \text{ganancia del paso - altas.}$$

$$H_{\text{BPF}} = -\frac{R_3}{R_1} = -1 \quad \text{ganancia del paso - banda.}$$

$$H_{\text{OLP}} = -\frac{R_4}{R_1} = -1 \quad \text{ganancia del paso - bajas.}$$

$$\frac{H_{\text{OHP}}}{H_{\text{OLP}}} = \frac{R_2}{R_4} = 1 \quad H_{\text{BPF}} = \sqrt{H_{\text{OHP}}(H_{\text{OLP}})}(Q)$$

$$H_{\text{OLP}}(\text{pico}) = Q(H_{\text{OLP}}) \quad \text{para Q's altas.}$$

$$H_{\text{OHP}}(\text{pico}) = Q(H_{\text{OHP}}) \quad \text{para Q's altas.}$$

A continuación veremos en la figura 4.6 la conexión del modo 3, para una mitad del MF-10.

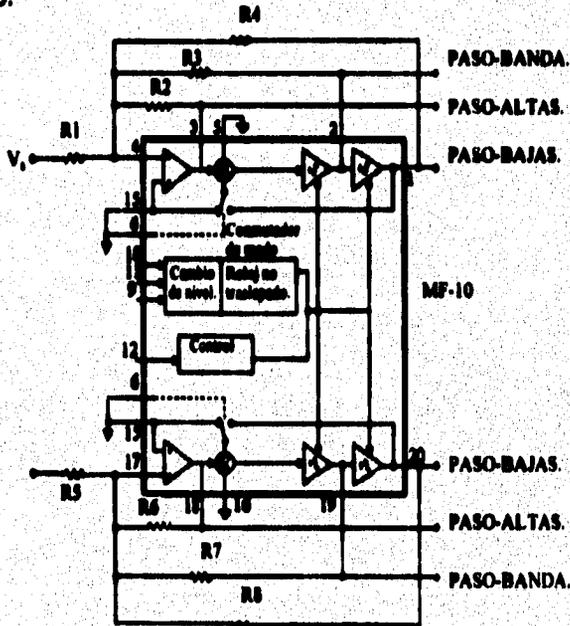


Fig. 4.6 Modo 3 con funciones a la salida de paso-bajas, paso-altas y paso-banda.

DISEÑO DE UN FILTRO CON EL MF-10.

Tras explicar qué son y cómo se usan los integrados de capacitor conmutado, procederemos a la realización de un filtro basado en dichos integrados.

Este circuito, al utilizar un integrado MF-10 o su equivalente el TLC-10, que contienen en su interior dos filtros MF-5, nos permite realizar un cross-over estéreo de dos vías con 12 dB/octava o bien un filtro paso-banda o un filtro de ranura.

En las patas de entrada 4 y 17 se aplica la señal estéreo (si tenemos una señal mono la podemos aplicar en una de las dos o en ambas) y de las patas indicadas a continuación podemos recoger:

- 1 y 20 el paso-bajas estéreo.
- 3 y 18 el paso-altas estéreo.
- 3 y 18 el ranura estéreo.
- 2 y 19 el paso-banda estéreo.

Como podemos observar tanto el paso-altas como el ranura se recogen de las mismas patas 3 y 18 y, por lo tanto, debemos puntualizar de inmediato que con este circuito se pueden conseguir filtros paso-bajas, paso-altas y paso-banda, pero no se podrá conseguir un filtro de ranura y, viceversa que corresponde a la pata 6.

Para modificar la frecuencia de corte de los filtros paso-bajas, paso-altas o la frecuencia central de los filtros paso-banda y de ranura, tendremos que variar la frecuencia de reloj del oscilador CD4046 mediante un potenciómetro. Por lo que se obtiene una frecuencia de corte 50 ó 100 veces inferior a la frecuencia de reloj según se conecte la pata 12.

En cuanto se refiere al filtro paso-banda, observaremos que, si no se modifica el valor de las resistencias R1, R2, R3, R4 (para el canal derecho) y el de las resistencias R5, R6, R7, R8 (para el canal izquierdo, que hemos fijado en 22k Ω), conseguiremos un filtro con una anchura igual a la frecuencia central de banda.

Si queremos conseguir un filtro paso-banda más ancho o más estrecho tendremos que modificar las resistencias R1 y R3 (para el canal derecho) y las resistencias R5 y R7 (para el canal izquierdo). En todo caso, tienen que ser del mismo valor, para evitar comportamientos diferentes en los dos filtros.

Para calcular el valor de estas cuatro resistencias podemos utilizar las dos fórmulas siguientes:

$$RA=(Fc/Bw) \times 22000.$$

$$Bw=(Fc/RA) \times 22000.$$

Los símbolos que figuran en éstas fórmulas indican:

- A = Valor de las resistencias R1, R3, R5 y R7 expresadas en ohmios
- Fc = Frecuencia central del filtro en Hz.
- Bw = Ancho de banda que deseamos conseguir expresado en Hz.

Lo mismo se puede decir para el filtro de ranura, ya que si no se varía el valor de las resistencias R1, R2, R3, R4 y R5, R6, R7, R8, que hemos fijado en 22kΩ, el ancho de banda será igual a la frecuencia central del ranura.

Si deseamos que el filtro de ranura sea más estrecho o más ancho, tendremos que variar el valor de la resistencia R3 para el canal derecho y de la resistencia R7 para el canal izquierdo, empleando las dos fórmulas siguientes:

$$RB = (Fc/Bw) \times 22000$$

$$Bw = (Fc/RB) \times 22000.$$

En ésta fórmula hemos indicado con RB el valor de las resistencias R3 y R7 expresado en Ω.

La señal de BF para aplicar en las patas de entrada 17 (para el canal derecho) y 4 (para el canal izquierdo) del MF-10 no deberá ser nunca superior a 8 V_{pp} es decir unos 3 V_r.

Al decir esto, se habrá comprendido que la señal que se habrá de aplicar en la entrada de éste filtro se ha de recoger en la salida de un amplificador de BF.

La señal que recogemos de las salidas paso-bajas, paso-altas y paso-banda de éste filtro se han de aplicar a la entrada de cualquier amplificador de potencia.

Si la pata 12 se conecta al positivo de alimentación conseguiremos una frecuencia de corte de 50 veces inferior a la frecuencia de reloj, y de 100 veces inferior a la frecuencia de reloj si se conecta a la mitad de tensión de alimentación.

Si la pata 6 se conecta a masa nos permitirá preparar el integrado para funcionar como filtro paso-bajas, paso-altas y paso-banda, o como filtro de ranura si se conecta hacia el positivo de alimentación. Sin embargo, subrayamos que para conseguir un filtro ranura no basta esto solamente sino que hay que eliminar también del circuito las resistencias R4 y R6.

Como generador de reloj hemos utilizado un integrado CD 4046 se puede utilizar.

De la pata de salida 4 de éste integrado se recoge la frecuencia de reloj que se aplica a las dos patas del integrado MF-10.

La frecuencia de reloj que puede generar éste oscilador depende de la capacitancia del condensador y de la posición a la que hayamos girado el potenciómetro.

La frecuencia generada por el oscilador se puede leer aplicando un frecuencímetro digital entre el terminal 4 y la masa.

Como se puede observar en la tabla 4.4, con sólo 14 capacitores y accionando el potenciómetro podemos oscilar éste CD 4046 desde un mínimo de 2500 Hz, a un máximo de 1.3 MHz.

Para determinar la frecuencia de corte tendremos que dividir la frecuencia de reloj por 50 o por 100 según la conexión hecha.

Las señales en las patas de salida 18, 19, 20 del canal derecho y 1, 2, 3 del canal izquierdo se "limpian" de dientes de sierra residuales mediante los filtros resistencia-capacitor R-C.

Para terminar la descripción, diremos que éste circuito se ha de alimentar con una tensión estabilizada de 9 V.

Tabla 4.4.

Capacitor en pF.	Frecuencia mínima.	Frecuencia máxima.
25000	2.5 kHz.	5 kHz.
15000	3 kHz.	10 kHz.
6000	9 kHz.	18 kHz.
3300	18 kHz.	33 kHz.
2200	25 kHz.	55 kHz.
1500	33 kHz.	60 kHz.
1000	40 kHz.	130 kHz.
560	90 kHz.	200 kHz.
330	130 kHz.	300 kHz.
220	220 kHz.	450 kHz.
150	330 kHz.	600 kHz.
82	500 kHz.	900 kHz.
60	570 kHz.	1 MHz.
47	770 kHz.	1.3 MHz.

En el siguiente capítulo se diseña un filtro utilizando las técnicas enunciadas hasta aquí.

CAPITULO 5.

**DISEÑO Y
CONSTRUCCION DE
UN AUXILIAR
AUDITIVO.**

1.CONSTRUCCION.

CARACTERISTICAS ELECTROACUSTICAS.

Los parámetros más importantes que son valorados y descritos en un auxiliar auditivo son los siguientes:

Ganancia. Este parámetro en cualquier amplificador es la relación entre la entrada y la salida del sistema. Puesto que los auxiliares no producen la misma ganancia alrededor de todo el rango de frecuencias, la información más útil respecto al concepto de ganancia se obtiene promediando sus valores en 800, 1600 y 2500Hz. El pico de ganancia es la ganancia obtenida por un auxiliar en su frecuencia más eficiente y generalmente se encuentra cerca de los 2kHz.

Ganancia máxima. Se obtiene introduciendo un tono con nivel de presión sonora de 60 dB., y manteniendo el control de volumen al máximo. Desde éste punto de vista los auxiliares auditivos se clasifican en tres categorías según el valor de la ganancia máxima.

- | | | |
|----|------------------|-----------------------|
| 1. | Ganancia débil | Inferior a 40 dB. |
| 2. | Ganancia media | Entre los 40 y 70 dB. |
| 3. | Ganancia elevada | Superior a 70 dB. |

Limitación de la ganancia. Es habitual que los sujetos con lesiones cocleares no puedan tolerar los niveles de sonido proporcionados por sus audífonos cuando el ruido ambiental aumenta bruscamente, de tal manera que la ganancia acústica deberá ser limitada para que no llegue al umbral de incomodidad.

Potencia máxima de salida. Todos los sistemas de amplificación tienen una salida máxima por encima de la cual no se amplifica el sonido y corresponde a su nivel de saturación. Esta medición se denomina SSPL 90, que significa, nivel de presión sonora saturada, e indica un nivel de estímulo de 90 dB. La potencia máxima de salida puede estar dada en diferentes formas. La principal es una curva que muestra los niveles de salida para todas las frecuencias medidas, colocando el valor de la frecuencia en el eje horizontal y la presión sonora en el vertical. También se da el mayor nivel máximo y la frecuencia en la cual dicho nivel aparece, así como el promedio de salidas máximas en tres frecuencias. Las frecuencias escogidas son: 800Hz., 1.6kHz., y 2.5kHz., a las que se denomina "promedio de frecuencias agudas". La potencia máxima de salida en los auxiliares auditivos varía según los diferentes modelos y tipos de aparatos, recorriendo una gama de valores desde 106 hasta 142 dB. Desde éste punto de vista los auxiliares se clasifican de la siguiente manera:

	Potencia máxima de salida.
Baja potencia.	Inferior a 115 dB.
Potencia media.	Entre 115 y 125 dB.
Alta potencia.	Entre 125 y 135 dB.
Superpotencia.	Superior a los 135 dB.

Curva de respuesta en frecuencia. Es un dato que describe el ancho de banda, medición que informa cuales son las frecuencias más graves y más agudas que el aparato reproduce eficientemente. Trazando una línea horizontal en el nivel de 20 dB., menor que el promedio de ganancias de las frecuencias agudas en la curva de respuesta. Las frecuencias en que la línea intercepta a la curva de respuesta son los límites graves y agudos de la gama frecuencial.

La amplificación selectiva se basa en que la pérdida auditiva para cada frecuencia determina su correspondiente nivel de presión sonora de salida del audífono y el resultado es que la curva de frecuencias es una "imagen de espejo" del audiograma del paciente. Sin embargo, la relación entre el audiograma y la curva de frecuencias no es tan simple. Una pérdida severa en una cierta banda de frecuencias, pocas veces puede compensarse aplicando una mayor ganancia en esa banda sin que se produzcan fenómenos como una pérdida de la discriminación o reclutamiento. Una ganancia grande en una zona limitada puede ocasionar sonidos de salida muy fuertes que lo único que consiguen es disminuir la comprensión del lenguaje y molestar al paciente. En la práctica la amplificación selectiva de frecuencias se regula mediante los cambios en los mandos, el codo y el molde del audífono, según el perfil audiométrico del usuario y sus necesidades de comunicación particulares, teniendo como puntos de referencia las posibilidades de respuesta que ofrezca cada aparato.

En los auxiliares auditivos, el corte en los tonos graves debe de ser entre 200 y 300Hz., y el corte en los tonos agudos debe de ser de preferencia en 4000Hz., y no más abajo de 3000Hz. La pendiente de la curva de salida deberá ser plana o subir hacia las frecuencias altas con una pendiente no mayor de 1 dB./octava. Un ajuste de tono deberá proveer una pendiente alternativa de entre 6 y 7 dB./octava.

Distorsión. Ninguno de los micrófonos y receptores son capaces de reproducir una copia fiel de una señal (acústica o eléctrica). Las distorsiones son causadas por los transductores o el amplificador. La distorsión puede ser lineal (por ganancia o por retardo) o alineal (armónica o por intermodulación).

La distorsión por ganancia produce una curva de respuesta a la frecuencia no plana, unas frecuencias se amplifican más que otras.

La distorsión por retardo se origina cuando las componentes senoidales de una señal se desfasan unas con respecto a otras; no es perceptible por el ser humano.

La distorsión armónica es cuando una onda senoidal pura alimentada al circuito es deformada, generalmente por saturación, es molesta porque produce armónicas de la senoide pero no ocurre frecuentemente.

La distorsión por intermodulación ocurre cuando dos o más componentes senoidales se multiplican unas con otras debido a la saturación del amplificador. Esto produce sumas y restas de frecuencias.

Nivel de ruido. En general todos los aparatos producen un ruido interno y constante, parecido al de la "estática", que puede ser o no excesivo. El ruido se mide directamente con el aparato ajustado en su ganancia máxima y sin ningún estímulo de entrada. El aspecto más importante de ésta medición es que ayuda a determinar si el aparato está funcionando adecuadamente, ya que muchos desperfectos aumentan considerablemente el nivel de ruido.

MODIFICACIONES EXTERNAS.

Antiguamente las modificaciones realizadas en el tubo y en el codo, eran muy necesarias para lograr una curva de respuesta en frecuencia adecuada para cada paciente. En la actualidad y gracias al avance de la tecnología electrónica la característica de la respuesta en frecuencia es más fácil de lograr modificando el circuito eléctrico mediante los controles. En la actualidad el elemento de mayor importancia, en cuanto a modificaciones externas, es el molde auricular.

Molde auricular. Es la pieza que se ajusta al conducto auditivo externo y sirve para sujetar mecánicamente al receptor o audifono de los auxiliares tipo caja, y a todo el aparato en los retroauriculares. Conduce el sonido hacia el interior del oído, impidiendo además con su correcto ajuste que el sonido viaje al exterior y se produzca retroalimentación en el aparato. Los moldes pueden ser elaborados con materiales duros o blandos tales como acrílico, silicona o poliestireno. Las modificaciones en el molde varían según sea en la longitud, diámetro o abertura del mismo. El principio más importante para tener en cuenta es, que a mayor volumen de aire residual dentro del conducto auditivo externo, mayor amplificación de las frecuencias agudas. Por lo tanto, con respecto a la longitud de la porción del molde que penetra en el canal auditivo, podemos decir que cuando es corta ésta, damos mayor énfasis a las frecuencias agudas, si la longitud es media, enfatiza frecuencias entre 700 y 1500Hz., y una porción larga acentúa más la amplificación de las frecuencias graves. Por otro lado cuando se reduce el volumen de aire residual aumenta por consiguiente el nivel de presión del sonido (intensidad), y una cavidad grande con mayor aire residual reduce la presión sonora. Referente al diámetro del canal del molde, a mayor diámetro mayor amplificación de las frecuencias agudas, y viceversa. Los moldes pueden ser totalmente cerrados, lo que facilita la conducción ósea logrando mayor

amplificación de frecuencias graves, o bien abiertos, con grandes orificios que permiten una óptima ventilación del conducto auditivo y una máxima amplificación de frecuencias agudas, o con pequeños orificios (ventiladores) cuyo diámetro puede variar de 0.6mm., a 5mm., ofreciendo ventilación parcial y por consiguiente modificando la ganancia en ciertos grupos de frecuencias. La función principal de una abertura adicional o tubo de ventilación es permitir que escapen las frecuencias graves y reducir la sensación de presión en el oído. Las aberturas de diámetro pequeño son más recomendables ya que las grandes pueden producir retroalimentación.

PROPUESTA DE DISEÑO Y CONSTRUCCION.

Después de haber hecho una revisión de las características que presenta un auxiliar auditivo, se plantearon los requisitos de diseño del auxiliar. Se tomaron en cuenta además sugerencias del personal especializado en audiolgía. Los requisitos de diseño se consideraron con las siguientes características:

Ancho de banda. Es de alrededor de los 300Hz., a 3kHz. Esto debido a que se encuentran en éste rango las frecuencias producidas por la voz, lo cual es importante para promover en los niños hipoacúsicos profundos el desarrollo del lenguaje hablado.

Control de tono. Consistente en un sistema de ecualización formado por tres filtros paso-banda y un sumador, basados en el MF-10. La banda de frecuencias bajas comprende de 300Hz., a 500Hz., la de medias de 500Hz., a 2kHz., y la de altas de 2 a 3kHz., aproximadamente. Con esto se podrán enfatizar las frecuencias a las cuales el paciente es hipoacúsico, es decir, se adecuará la respuesta del dispositivo al audiograma de cada paciente.

Control de máxima potencia de salida. Es independiente del control de volumen que maneja el paciente, y será utilizado únicamente por el médico una vez determinada la severidad de la sordera.

Control automático de ganancia. Le permite al paciente adaptarse a la intensidad de los sonidos ambientales.

DISEÑO.

Diagrama a bloques. En éste observamos las partes básicas de un auxiliar: un preamplificador con control automático de ganancia (compresor), el sistema del control de tonos (filtros y sumador) y el amplificador de potencia.

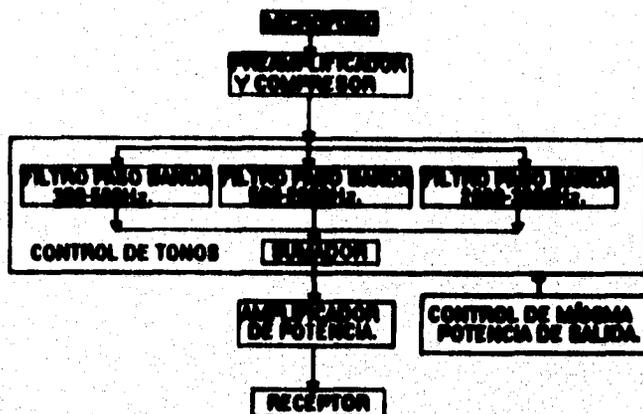


Diagrama a bloques de un auxiliar auditivo.

Para la construcción del auxiliar auditivo se utilizó un micrófono de condensador, cuyas características son las siguientes:

Respuesta en frecuencia.	50Hz., a 8kHz.
Voltaje de polarización.	1.5V., a 10V.
Gran sensibilidad.	-65dB., ±3dB.
Nivel de presión de sonido.	120dB. máx.
Resistencia interna.	10kΩ.
Características omnidireccionales.	
Gran estabilidad frente a cambios de temperatura y humedad.	

Para la polarización de tal micrófono se propone una resistencia que se calcula de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}
 V_p &= 2.5V & R_p &= V_p / I_p \\
 R_{mic} &= 10k\Omega & R_p &= (9V - 2.5V) / 0.25mA = 26 k\Omega \\
 I_p &= 0.00025A & R_p &= 27k\Omega. \text{ (valor comercial).}
 \end{aligned}$$

La señal eléctrica se acopla a la siguiente etapa mediante un condensador de 1 μF., para no interferir con su polarización.

CONTROL DE GANANCIA.

El control de la ganancia del instrumento se realizará a través de un amplificador compresor y un amplificador lineal conectados en cascada como se vé en la figura 5.1. Aproximadamente el circuito es un amplificador logarítmico, no lo es verdaderamente, puesto que la función logarítmica es discontinua en cero. R_f

frecuencias. Para ésta etapa usamos el LM324, empleando una configuración de amplificador inversor, el cual puede manejar más de una entrada simultáneamente.

Esto significa que se puede tener una ganancia diferente para cada entrada y la salida es la suma de las entradas amplificadas. La misma idea se aplica para cualquier número de entradas; basta con agregar un nuevo resistor de entrada para cada señal adicional. Una onda aditiva es la suma o superposición de dos o más ondas seno; por ejemplo, si se está amplificando una señal senoidal con frecuencia F_y y se introduce al amplificador una señal de frecuencia F_x , ambas se sumarán en el interior del amplificador. El sumador junto con el sistema de filtros permitirá cambios en la curva de respuesta a frecuencias, teniendo la posibilidad de enfatizar o desenfatar grupos de frecuencias de acuerdo al audiograma del paciente.

La señal disponible a la salida del sumador, que es una onda compleja formada por tres bandas de frecuencia, es acoplada mediante un condensador de $1\mu F.$, a la siguiente etapa que es el control manual de volumen, del cual se puede tomar una señal de poca o gran amplitud que será introducida al amplificador de potencia.

Para obtener una ganancia de 2 o mayor en la salida se propone:

$POT5-R26=100\text{ k}\Omega.$

$R23-R25=47\text{ k}\Omega.$

AMPLIFICADOR DE POTENCIA.

Se utiliza el circuito integrado LM386 que es un amplificador de audio de potencia de bajo ruido y de bajo consumo de corriente de sólo 4mA. , su voltaje de operación es de 4 a 12V. , su construcción es ideal para uso con batería. Se usa en una configuración con el mínimo de componentes proporcionándole una ganancia de 20.

AUDIFONO.

Por último la señal eléctrica grandemente amplificada en potencia (corriente) es acoplada al audifono para que sea convertida en energía acústica de gran intensidad. Como en el caso de los micrófonos, los picos de resonancia en la respuesta de los audifonos de los auxiliares auditivos se localizan con frecuencia en la gama de 1000 a 4000Hz. , dentro de la cual el contenido de información en el habla es relativamente elevado. El audifono generalmente controla el límite de frecuencia superior de un auxiliar auditivo. Respecto a los audifonos se consideran tres tipos:

"Normal". Presenta prácticamente una curva plana con una frecuencia de corte alrededor de 4000Hz.

"De potencia". Pone énfasis en frecuencias que van de 1000 a 2000Hz., con una caída pronunciada en los 3000Hz.

"Banda ancha". Presenta una curva plana y una caída alrededor de los 6000Hz.

Inicialmente el audífono fue el de banda ancha (comercial), al cual se le debía hacer una modificación para que se adaptara a la entrada del molde auricular. Pero debido a que los audífonos disponibles de éste tipo no son de buena calidad y a que la modificación resultaría costosa y laboriosa, se optó por utilizar un receptor de uso específico, siendo de tipo normal y con una impedancia de $1k\Omega$. Partiendo de que existen tres tipos de audífonos, si se tiene un circuito cuya característica de la respuesta en frecuencia eléctrica sea plana, la decisión de cual audífono utilizar dependerá de las necesidades de cada paciente.

ALIMENTACION.

El circuito utiliza una fuente de alimentación, de entre 9 y 12V. En el diagrama general también se observan los conectores.

NOTA. Para acoplar todas las señales de una etapa a otra se utilizan capacitores con valor de: $C=1\mu F$.

DIAGRAMA ELECTRICO GENERAL.

En la figura 5.4 se presenta el diagrama esquemático del auxiliar auditivo completo, con todos los valores de los componentes.

Circuito impreso. Fue realizado en fibra de vidrio, de 1mm., de espesor, las dimensiones se especifican en la figura 5.3.

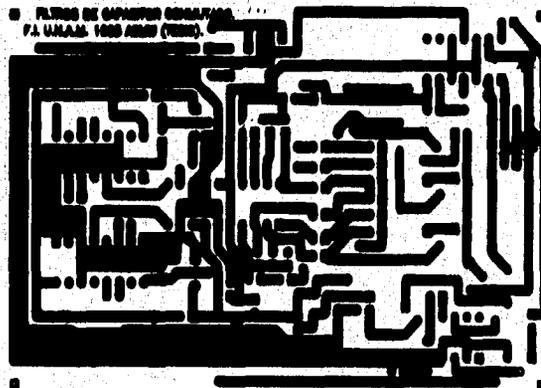


Fig. 5.3 Circuito impreso del auxiliar auditivo a escala real.

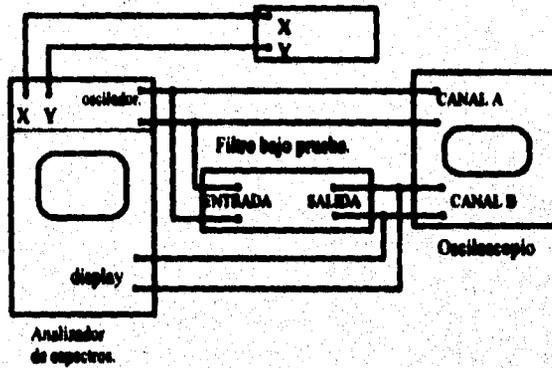
2. PRUEBAS DE LABORATORIO.

Las pruebas hechas a los filtros de capacitor conmutado se hicieron con el siguiente equipo de prueba:

Un analizador de espectros.

Osciloscopio.
Multímetro.
Gráficoador.

La conexión de los diferentes aparatos de medición se muestra a continuación:

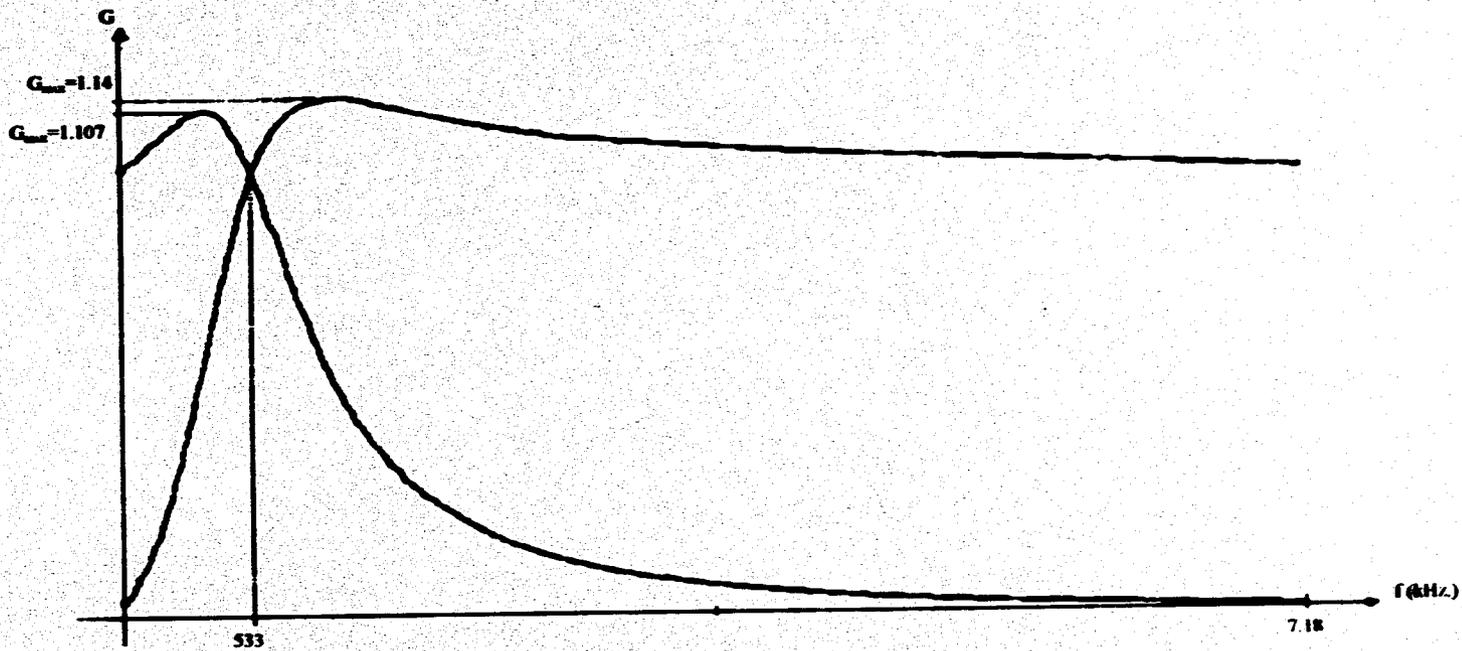


A continuación veremos las curvas de respuesta de los filtros de capacitor conmutado obtenidas con dicho equipo, mostrándose en ellas sus parámetros más importantes.

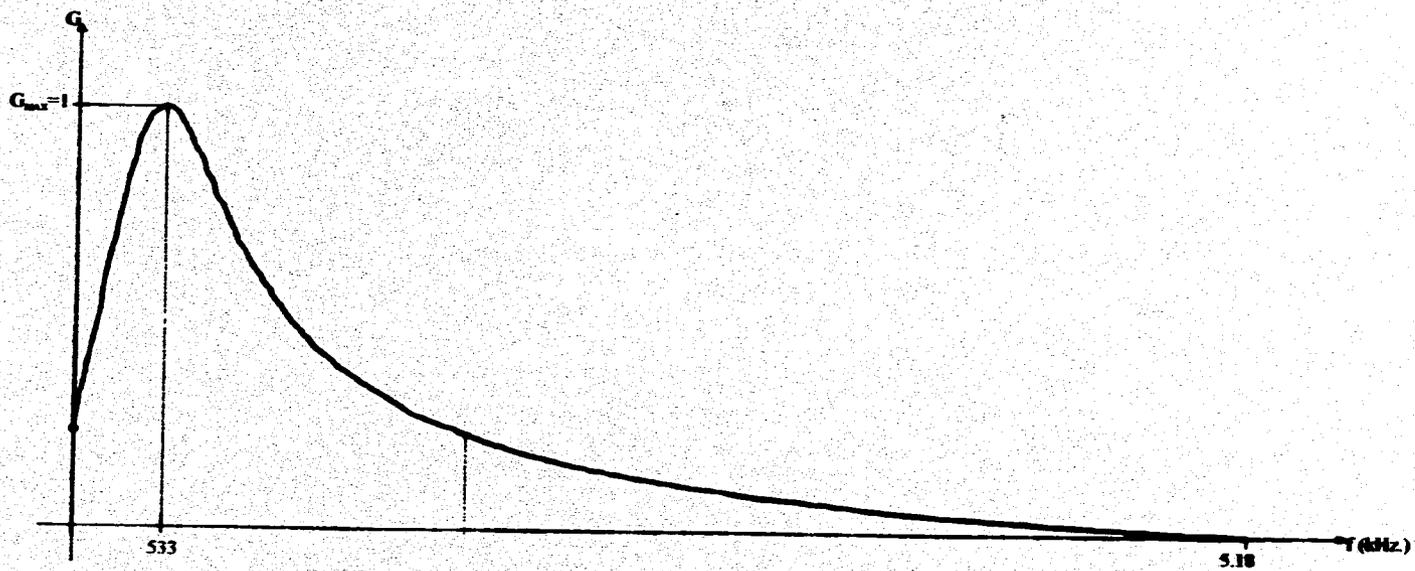
En la siguiente tabla veremos cual fué la frecuencia de reloj que se midió con el frecuencímetro y a que frecuencia de corte (filtros paso-bajas y paso-altas) y frecuencia central (filtro paso-banda) corresponde cada valor.

Gráfica.	f_{CLK} (kHz.)	f_{-6} (kHz.)
5.1 y 5.2	53.37	0.533
5.3 y 5.4	384.1	3.84
5.5	384.2	3.64
5.6 y 5.7	127.6	1.276
5.8	74.1	0.741

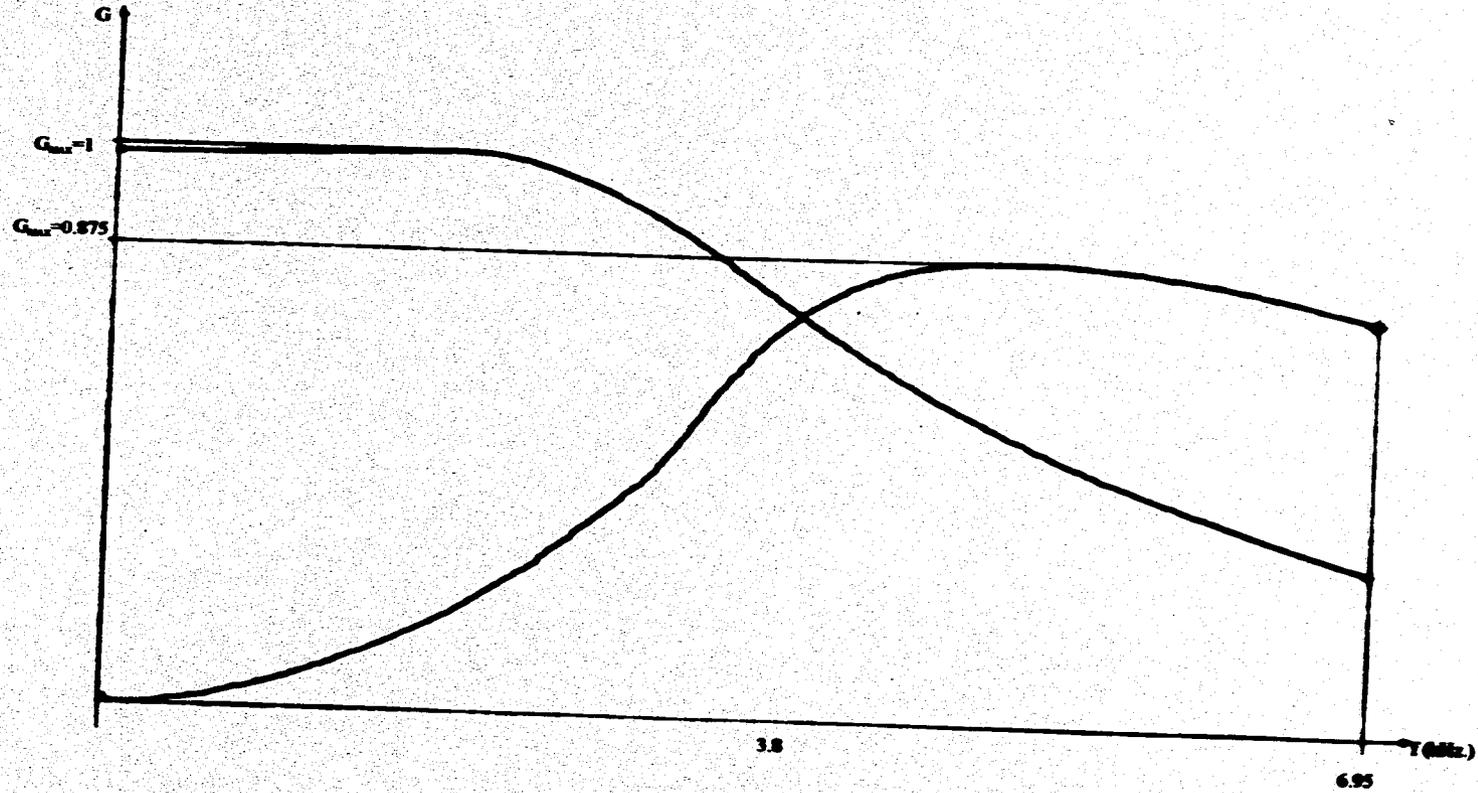
NOTA: Estas curvas son apenas valores representativos de los que se pueden obtener de los filtros de capacitor conmutado.



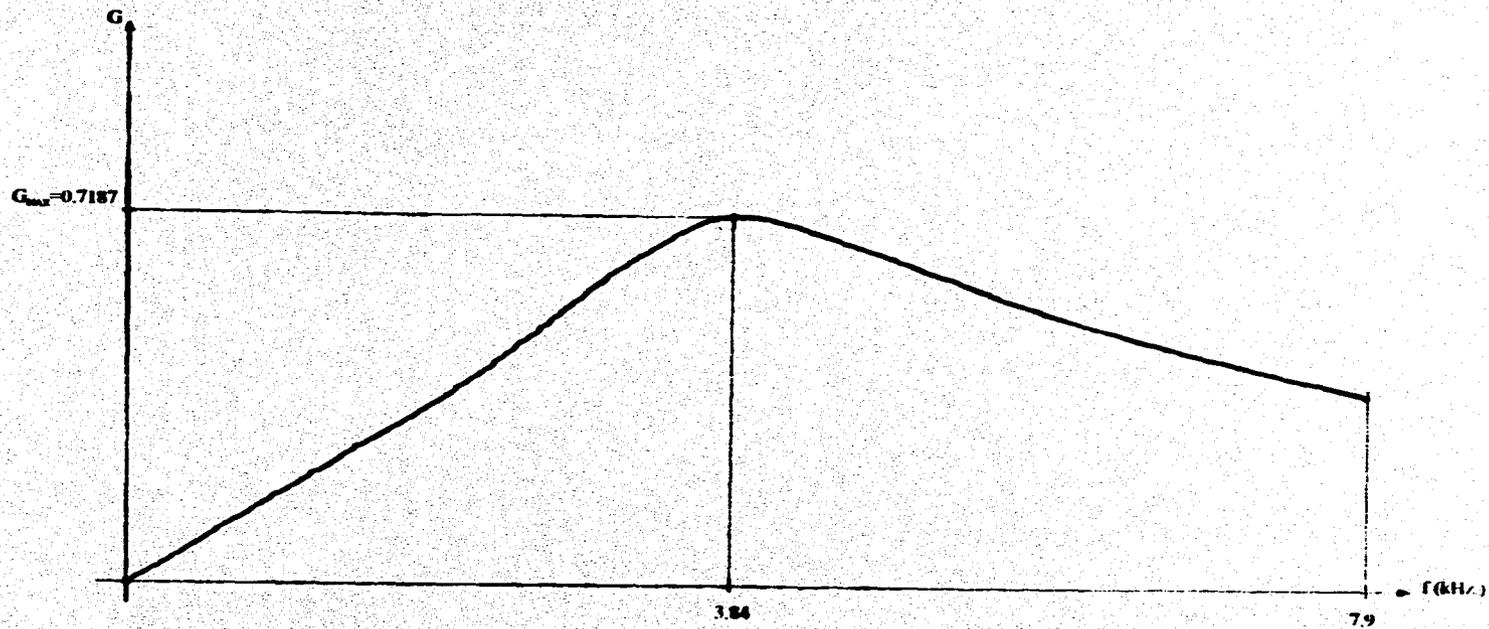
GRAFICA 5.1



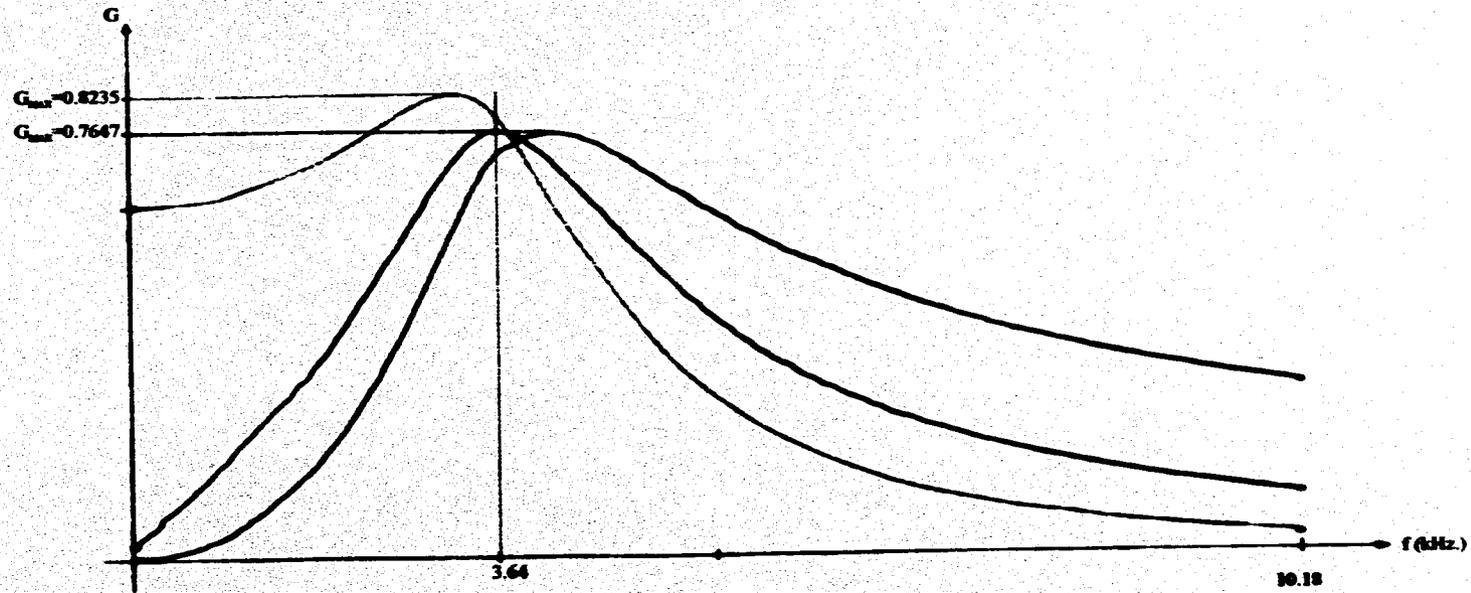
GRAFICA 5.2



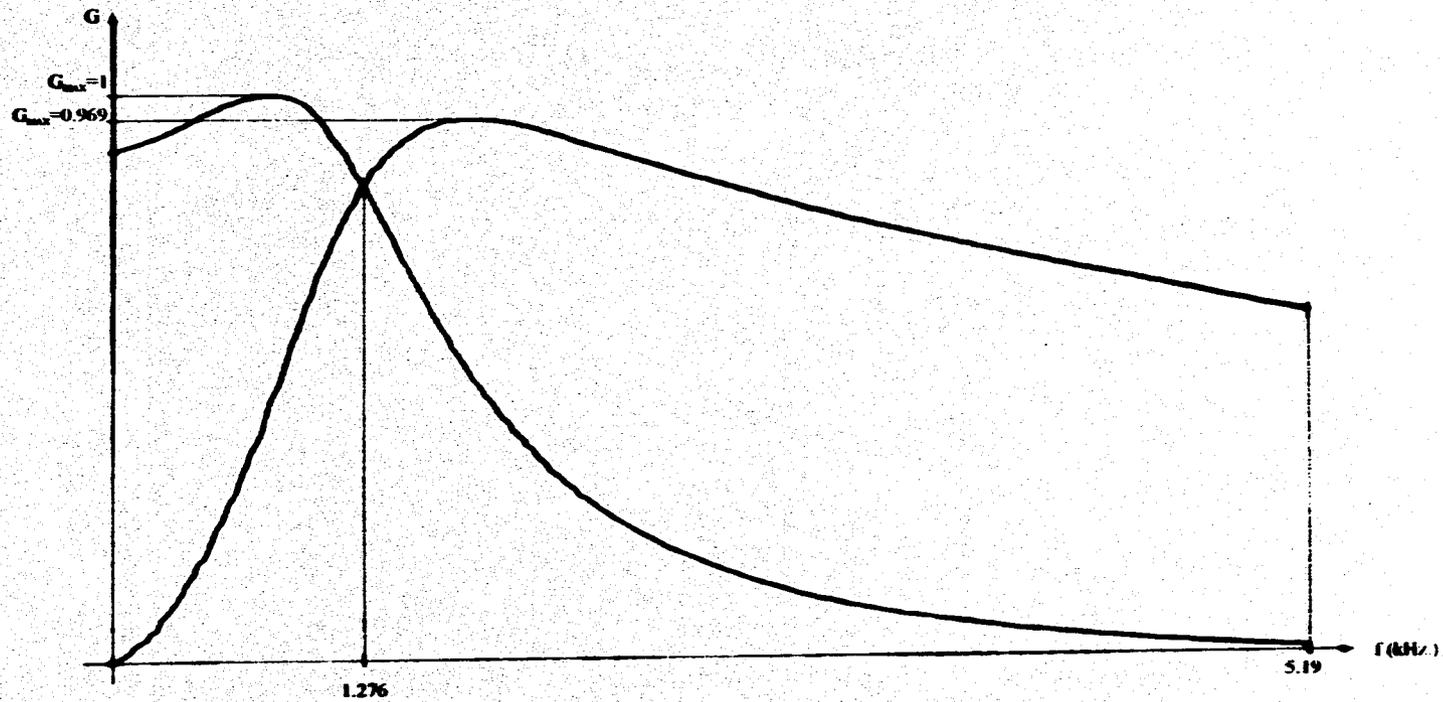
GRAFICA 5.3



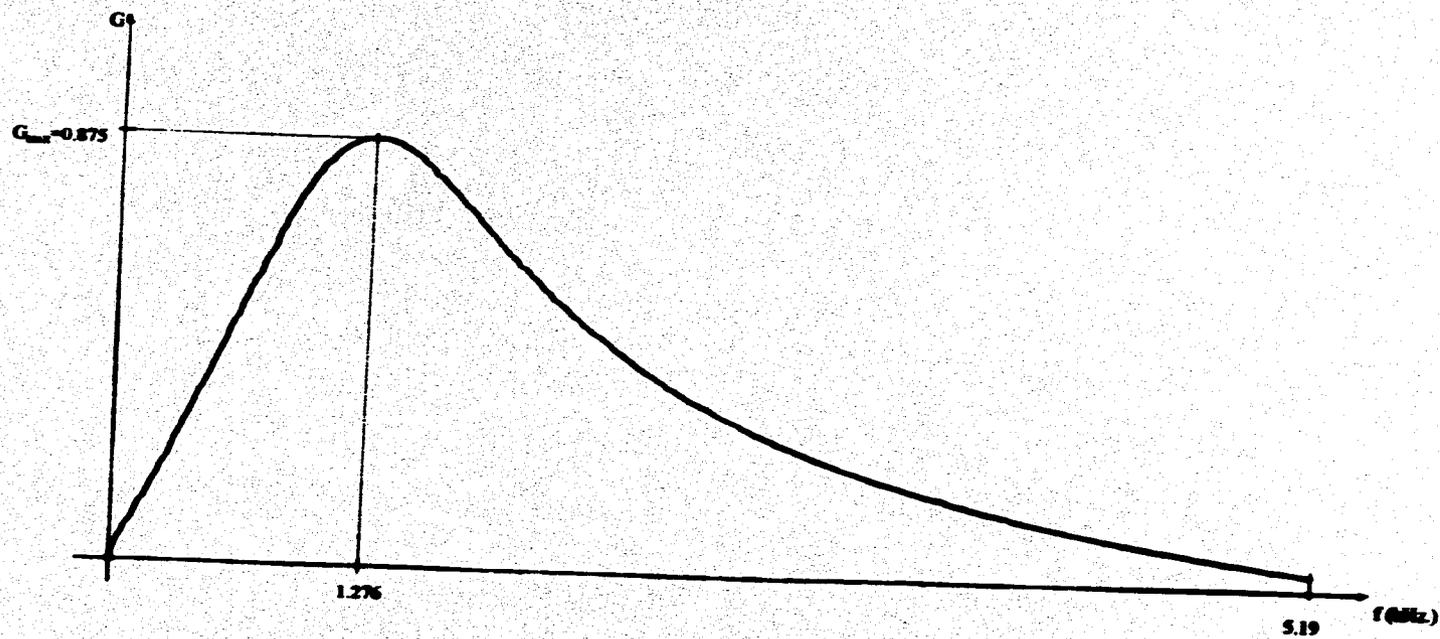
GRAFICA 5.4



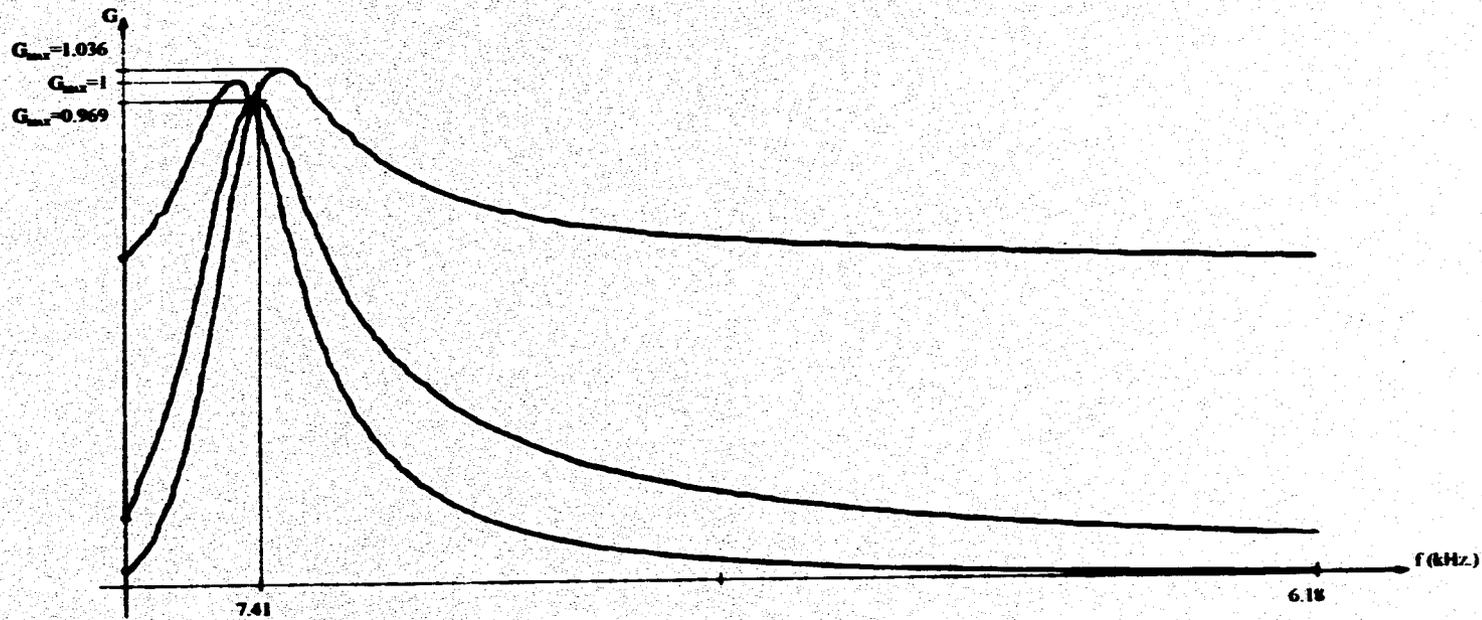
GRAFICA 5.5



GRAFICA 5.6



GRAFICA 5.7



GRAFICA 5.8

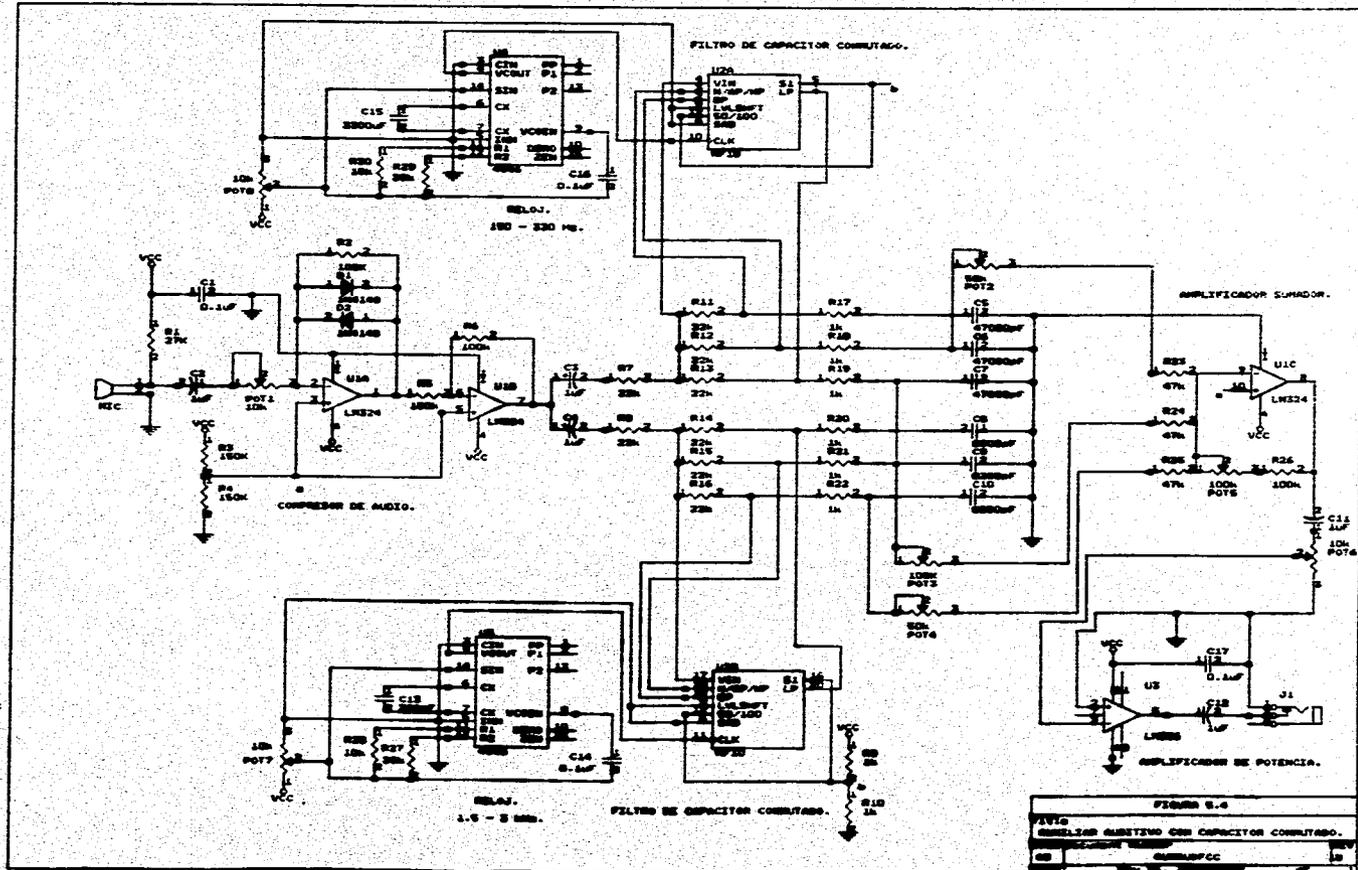


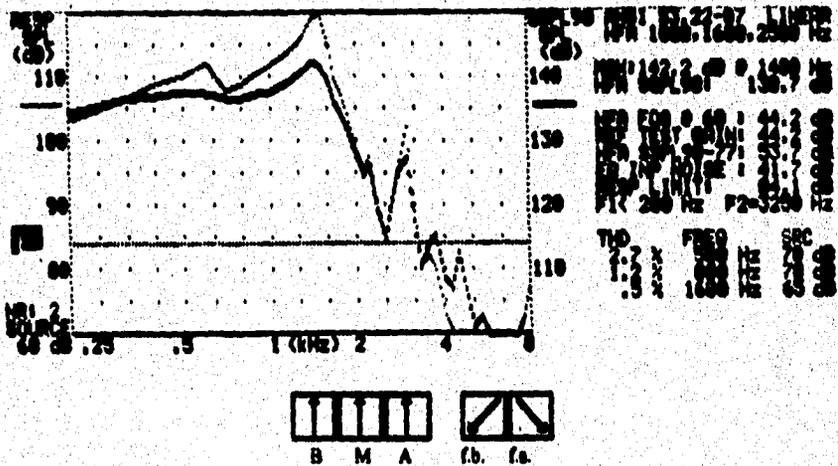
FIGURA 8-4
 FV14
 RELAJ. SUJETIVO CON CAPACITOR CONMUTADO.
 88
 89

3. PRUEBAS REALIZADAS AL AUXILIAR AUDITIVO.

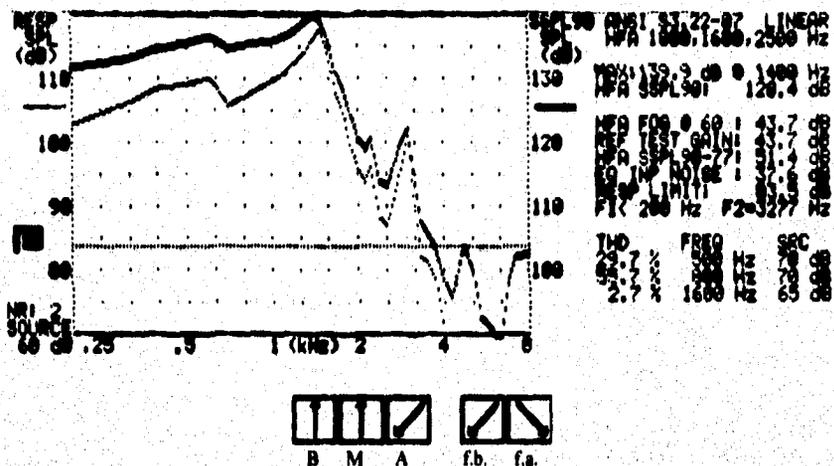
Estas pruebas se realizaron con un equipo que hace pruebas a los auxiliares auditivos, éste pertenece a la marca *Fonix modelo FP40*; con él se validan diferentes parámetros de los auxiliares auditivos, entre ellos:

1. Nivel de presión sonora de saturación, (máx. SSPL), a una frecuencia dada.
2. Nivel de presión sonora promedio a altas frecuencias, (HFA-SSPL), referencia (1kHz., 1.6kHz., y 2.5kHz.).
3. Ganancia acústica. Que es la cantidad expresada en dB., en la cual la intensidad sonora entregada por el audífono del auxiliar excede a la intensidad sonora sobre el micrófono.
4. Salida máxima a una frecuencia determinada en la curva.
5. Valor de la ganancia del auxiliar, que se obtiene del promedio de las ganancias a las frecuencias de 1kHz., 1.6kHz., y 2.5kHz.
6. Rango de frecuencias o banda de paso del auxiliar. Las frecuencias mínima y máxima se obtiene en la intersección de una línea horizontal 15 dB., por debajo de la ganancia del auxiliar, con la curva de respuesta.
7. El ruido equivalente de entrada máximo permitido a 30dB.
8. La distorsión armónica total permitida en un auxiliar, (del 5% máximo).
9. La curva de linealidad se efectúa produciendo una frecuencia de 1kHz., a diferentes intensidades a la entrada y monitoreando la intensidad a la salida.

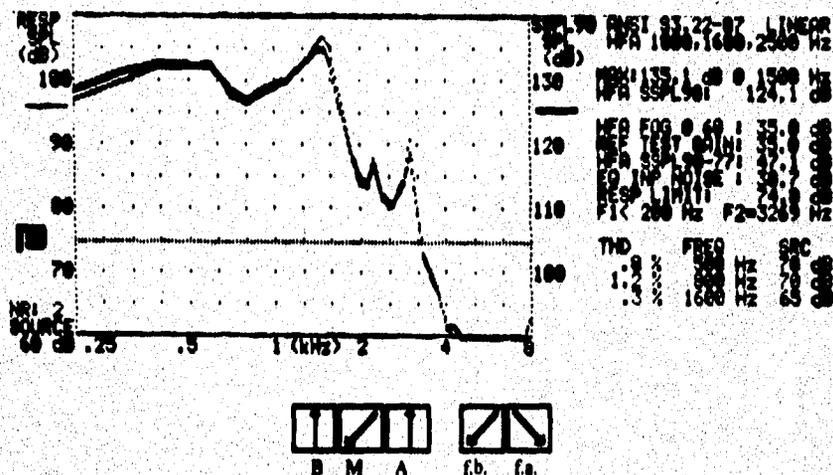
A continuación se presentan las pruebas realizadas con dicho equipo; en estas gráficas se observará la variación de la ganancia al variar el control de tonos y la variación del ancho de banda (que se indican en la parte inferior).



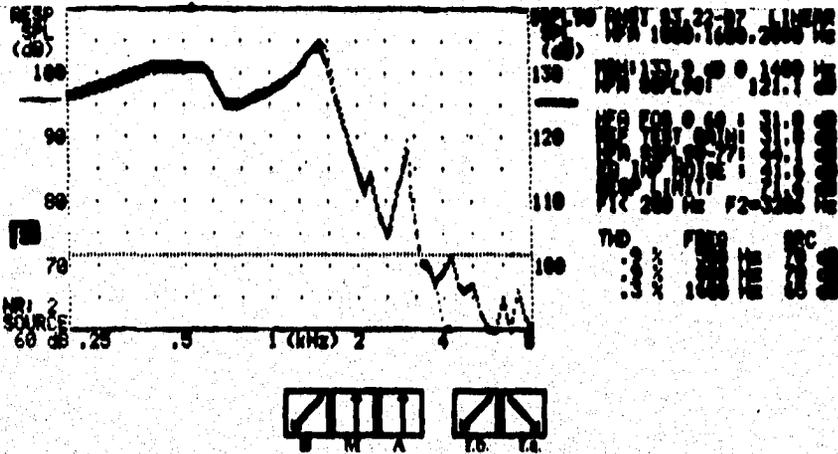
En esta gráfica los controles de tono están en la posición media, y los de reloj al mínimo, y ésta es la gráfica de referencia para observar los cambios en las siguientes gráficas.



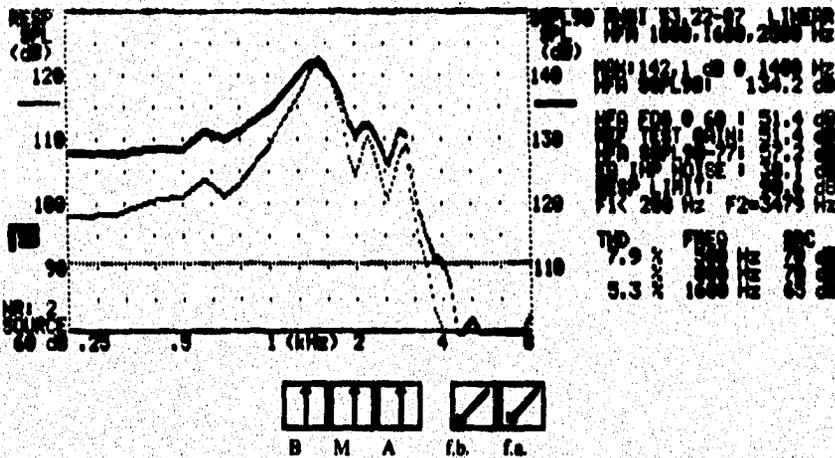
En esta gráfica podemos observar que las frecuencias altas se desenfatan y que la curva presenta menos cambios bruscos más allá de 2kHz.



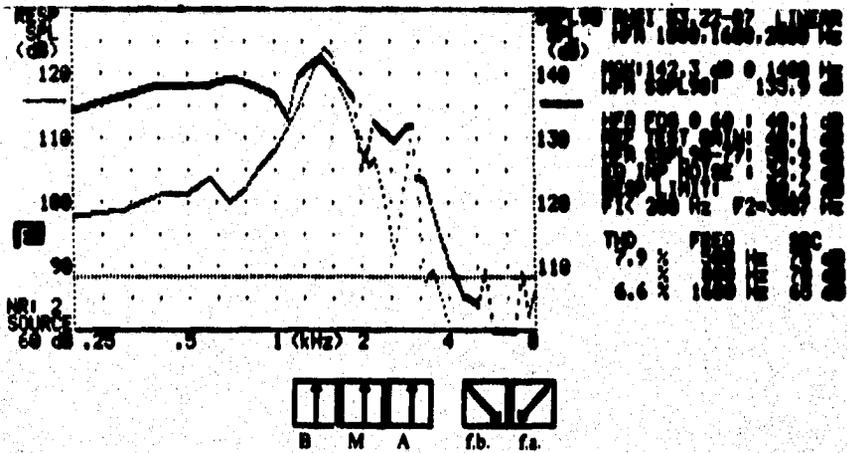
En ésta, las frecuencias medias se atenúan y el ancho de banda es el mismo.



En ésta, las frecuencias bajas presentan un aplanamiento a partir de los 500Hz., esto es, se atenúan.



En ésta, observamos que la curva ha sufrido un corrimiento en frecuencia a partir de los 2kHz, y las variaciones de amplitud en altas frecuencias ya no son tan bruscas.



En ésta observamos que las frecuencias bajas, aproximadamente alrededor de los 500Hz., empieza a contraerse dando lugar a una reducción en el ancho de banda a partir de las frecuencias bajas.

En suma, pudimos observar que las variaciones en la forma de la curva nos demuestra que todos los controles funcionan como era de esperarse, y que la curva de respuesta obtenida en el rango de 1kHz. a 2.5kHz., se comporta como se esperaba, la distorsión que presenta el auxiliar está dentro de las normas y por lo tanto podemos asegurar que el diseño es bueno, esto según los expertos en audiología.

CAPITULO 6:

CONCLUSIONES.

1. EVALUACION DEL PROYECTO.

Como vimos anteriormente, los filtros de capacitor conmutado presentan ventajas con respecto a los filtros clásicos hechos con circuitos integrados, ya que los filtros de capacitor conmutado pueden variar su ancho de banda o la frecuencia de corte (y central) únicamente al cambiar el valor de las resistencias en el primer caso y variando un potenciómetro (variando la frecuencia de reloj) en el segundo de los casos; no así en los filtros clásicos ya que si se quiere variar algún parámetro se tendría que rediseñar todo el filtro. Los filtros de capacitor conmutado casi no dependen de la tolerancia de fabricación de los capacitores, ya que se compensa con la frecuencia de reloj.

Esto nos habla de la gran versatilidad que tienen éstos filtros comparados con los filtros activos, además, los filtros de capacitor conmutado son filtros que se diseñan para ser altamente selectivos ya que se pueden lograr Q's de varios cientos.

Los filtros de capacitor conmutado presentan menos problemas en lo que a diseño se refiere ya que únicamente se necesitan resistencias con valores idénticos para poder obtener filtros con la exacta frecuencia de corte (o central) a la que fue diseñado, no siendo lo mismo para los filtros activos con resistencias y capacitores.

En cuanto al auxiliar auditivo, podemos decir que está dentro de las normas establecidas para auxiliares y que cumple con los objetivos planteados.

2. AUTOCRITICA DE LA TESIS.

Según lo expuesto anteriormente, las aplicaciones que se pueden encontrar para éstos filtros son variadas, ya que trabajar con ellos evita en gran medida el buscar componentes (resistencias y capacitancias) de precisión que realmente en nuestro país no son de fácil obtención, necesarios para obtener filtros que trabajen con los parámetros para los que se diseñaron.

En cuanto a la aplicación que nosotros propusimos, realmente se obtuvieron resultados muy por encima de lo que se pretendía. Se sabía de la versatilidad de éstos filtros, pero no del alcance que pueden tener en aplicaciones médicas.

Algunos de los objetivos planteados no se alcanzaron (estética y alimentación por batería) pero los resultados compensan en gran medida lo que se pretendía, ya que si la utilización a la que estaba destinado el auxiliar no se cumplió, si se le dio una aplicación que no se había contemplado y que pasa a cubrir una necesidad presente en audiología.

Pienso que hay campo de investigación y desarrollo para éstas aplicaciones y ojalá se sigan buscando soluciones en el campo médico.

BIBLIOGRAFIA.

-
- REF.1 Mc. Menamin Michael J. LINEAR INTEGRATED CIRCUITS. Operation and applications. Ed. Prentice Hall, 1985.
- REF.2 M.S. Ghausi/K.R. Laker. MODERN FILTER DESING. Active RC and Switched Capacitor. Ed. Prentice Hall, 1981.
- REF.3 Jordan, C. Edward. REFERENCE DATA FOR ENGINEERS: RADIO, ELECTRONICS, COMPUTER, AND COMMUNICATIONS. Ed. Howard W. Sams, ed.7^o, 1981.
- REF.4 Contin Sanz, Agustín./Gamboa, Muñoz, et all. ELECTRONICA PRACTICA. VOLUMEN 2. Ed. Mc. Graw Hill, 1986.
- REF.5 Berlin, M. Howard. FUNDAMENTALS OF OPERATIONAL AMPLIFIERS AND LINEAR INTEGRATED CIRCUITS. Ed. Merrill Publishing Company, 1990.
- REF.6 Lam, Y-F. Harry. ANALOG AND DIGITAL FILTERS: DESING AND REALIZATION. Ed. Prentice Hall, 1979.
- REF.7 Tobey, E. Gene/Graeme, G. Jerald. AMPLIFICADORES OPERACIONALES. Diseño y aplicación. Ed. Diana, 1985.
- REF.8 Miró, J.M./Notario, Puerta A., et all. ANALISIS Y DISEÑO DE CIRCUITOS CON COMPUTADORA. Ed. Marcombo, 1989.
- REF.9 Gregorian, Roubik./Temes, Garbor C. ANALOG MOS INTEGRATED CIRCUITS FOR SIGNAL PROCESSING. Ed. John Wiley & Sons, 1986.
- REF.10 Ogata, Khatsuhiko. INGENIERIA DE CONTROL MODERNA. Ed. Prentice Hall International, ed.8^o, 1982.
-

-
- REF.11 Meiksin, Z. H. COMPLETE GUIDE TO ACTIVE FILTER DESIGN OF AMPLIFIERS & PASSIVE COMPONENTS. Ed. Prentice Hall, 1982
- REF.12 Faulkenberg, M. Lucas. INTRODUCCION A LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES CON APLICACIONES A C.I. LINEALES. Ed. Limusa, Gpo. Noriega editores, 1989.
- REF.13 Dailey, J. Denton. OPERATIONAL AMPLIFIERS AND LINEAR INTEGRATED CIRCUITS. THEORY AND APPLICATIONS. Ed. Mc. Graw Hill, 1989
- REF.14 Sedra, S. Adel./Smith, C. Kenneth. DISPOSITIVOS ELECTRONICOS Y AMPLIFICACION DE SEÑALES. Ed. Interamericana, 1986.
- REF.15 Wait, V. John./et. all. INTRODUCTION TO OPERATIONAL AMPLIFIER. THEORY AND APPLICATIONS. Ed. Mc. Graw Hill, ed. 8^o, 1992.
- REF.16 Johnson, E. David. INTRODUCTION TO FILTER THEORY. Ed. Prentice Hall, Electrical Engineering Series., 1976.
- REF.17 Kaufman, Milton./Seidman, Arthur H. HANDBOOK FOR ELECTRONIC ENGINEERING TECHNICIANS. Ed. Mc.Graw Hill., ed. 2^o, 1984.
-