

145  
Zejeu



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA  
DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

" DISEÑO DE UN FILTRO DIGITAL DE RANURA  
DE 60 HZ PARA ELECTROCARDIOGRAFO "

FALLA DE ORIGEN

**T E S I S**

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE  
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA  
( AREA ELECTRICA - ELECTRONICA )  
P R E S E N T A :  
OSCAR PALOMEQUE MORALES



DIRECTOR DE TESIS:

DR. BOHUMIL PSENICKA

MEXICO, D. F.

1988

TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



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

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

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

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

# TESIS CON FALLA DE ORIGEN

A mis padres:

Oscar y Delia

Por la confianza, apoyo y amor que me han dado en la vida.

A mis hermanos:

Delia, Martha, Rafael y Consuelo.

Por su ayuda y esfuerzos realizados durante mi carrera profesional.

A mis amigos:

Rubén Rivera Calderón y Leonardo Vega Fernandez

Por su valiosa contribución para realizar este trabajo.

A mi maestro:

Dr. Bohumil Psenicka

Por su asesoría y paciencia ofrecidas durante el desarrollo de este trabajo.

A TODOS MIL GRACIAS.

# Contenido

<b>1</b>	<b>INTRODUCCION</b>	<b>7</b>
<b>2</b>	<b>CONCEPTOS GENERALES</b>	<b>11</b>
2.1	Definición de filtro digital . . . . .	11
2.2	Diseño de filtros digitales . . . . .	13
2.2.1	El problema de aproximación . . . . .	13
2.2.2	El problema de realización . . . . .	14
<b>3</b>	<b>PROPIEDADES DE LOS FILTROS CON RESPUESTA INFINITA AL IMPULSO</b>	<b>17</b>
3.1	Formulación de filtros IIR en el dominio de la frecuencia . . . . .	18
3.2	Cálculo de la respuesta en frecuencia de los filtros IIR . . . . .	18
<b>4</b>	<b>APROXIMACION DEL FILTRO DE RANURA</b>	<b>23</b>
4.1	Cálculo de los coeficientes de la función de transferencia del filtro de ranura . . . . .	24
<b>5</b>	<b>REALIZACION DEL FILTRO DE RANURA</b>	<b>29</b>
5.1	Estructuras de filtrado . . . . .	29
5.1.1	Realizaciones directas . . . . .	30
5.1.2	Formas escalera. . . . .	33
5.1.3	Sensibilidad de los coeficientes . . . . .	38
5.1.4	Realizaciones indirectas . . . . .	40
5.1.5	Estructura de variables de estado . . . . .	41
<b>6</b>	<b>IMPLEMENTACION DEL FILTRO DIGITAL</b>	<b>45</b>
6.1	Estructura en cascada mediante la forma directa II . . . . .	45
6.2	Estructura en cascada mediante el filtro de estado . . . . .	46
6.3	Estructura en paralelo mediante la forma directa II . . . . .	48
6.4	Estructura en paralelo mediante el filtro de estado . . . . .	50
6.5	Estructura en escalera . . . . .	50

# Contenido

<b>7</b>	<b>DESCRIPCION Y ARQUITECTURA DEL TMS320C25</b>	<b>53</b>
7.1	Descripción general . . . . .	53
7.2	Características del TMS320C25 . . . . .	53
7.3	Arquitectura . . . . .	54
7.4	Diagrama de bloques funcional . . . . .	56
7.5	Organización de la memoria . . . . .	58
7.6	Instrucciones del lenguaje ensamblador . . . . .	62
	7.6.1 Modos de direccionamiento de memoria . . . . .	62
7.7	Filtrado HR . . . . .	63
<b>8</b>	<b>RESULTADOS DE LOS PROGRAMAS EN LENGUAJE ENSAM- BLADOR</b>	<b>65</b>
<b>9</b>	<b>CONCLUSIONES</b>	<b>69</b>

# Capítulo 1

## INTRODUCCION

La meta de un sistema de registro de electrocardiogramas (ECG) es la reproducción fiel de las señales del corazón. Las señales que no son deseadas sobrepuestas a la señal que sí lo es, son llamadas ruido de artefactos ocasionadas por el movimiento del paciente, por la forma equivocada de colocar los electrodos y por la línea de potencia, cuyo campo eléctrico causa una interferencia de 60 Hz. La figura 1.1 muestra muchos de los artefactos que causan problemas en el registro de electrocardiogramas.

Se han realizado trabajos para entender las causas de estos problemas y desarrollar procedimientos para minimizarlos a niveles no significativos.

La correcta colocación de los electrodos disminuye el ruido ocasionado por los músculos y por el movimiento excesivo de la piel. La figura 1.1 muestra que los dos conductores que conectan al paciente y al amplificador forman un lazo. El campo magnético pasa a través de este lazo e induce voltaje en el circuito. El voltaje es proporcional a la fuerza del campo magnético; la solución al problema es separar la fuente y el lazo para disminuir el campo magnético; también es proporcional al área del lazo, otra solución es minimizar el área, reduciendo la longitud de los cables.

Para disminuir la interferencia eléctrica a 60 Hz se recomienda utilizar un filtro de rama sintonizado en 60 Hz. El propósito del presente trabajo es diseñar un filtro de estas características.

Se eligió un filtro digital debido a las ventajas que tiene sobre uno analógico. Una de las primeras aplicaciones de los filtros digitales fue sustituir a los analógicos, compuestos por resistencias, capacitores e inductores. Este remplazo se realiza usualmente para superar algunas de las limitaciones inherentes de los componentes analógicos, incluyendo la fluctuación de los valores de los componentes con la temperatura y el tiempo de uso. Otra desventaja de los componentes analógicos es su gran tamaño físico, especialmente en el caso de inductores y capacitores de valores muy grandes. Una desventaja más de los filtros analógicos, es la dificultad encontrada en cambiar los valores de los componentes en un filtro existente. En muchos casos, el filtro digital equivalente es implementado como una secuencia de instrucciones en una computadora, el cual puede cambiarse fácilmente con un editor, mientras que para cambiar un componente físico en el filtro analógico puede requerirse de soldar. Cuando el filtro digital está implementado en *hardware*, los coeficientes del multiplicador usualmente son almacenados en una memoria de sólo lectura (ROM), los cuales fácilmente pueden remplazarse si se desea una modificación del filtro.

Remplazar un filtro analógico con un filtro digital en una aplicación dada involucra

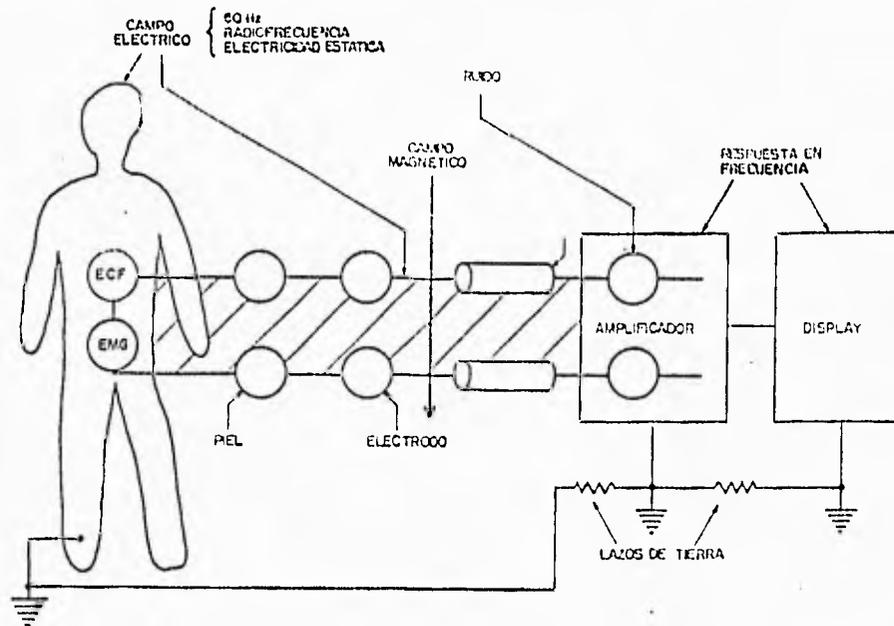


Figura 1.1: Artefactos que causan problemas en el registro de electrocardiogramas.

varias consideraciones. Para ilustración examinemos la situación en la figura 1.2, la cual muestra una señal de entrada  $x(t)$  en tiempo continuo, un filtro pasobajas RC analógico sencillo y la señal de salida  $y(t)$ . Para remplazar este filtro analógico con el filtro digital equivalente, se debe realizar una conversión analógico-digital (ADC) para producir una secuencia de entrada en tiempo discreto  $\{x(n)\}$  de  $x(t)$ . La secuencia de entrada  $\{x(n)\}$  es entonces procesada con un filtro digital, implementado con un *hardware* de propósito especial o como un programa de computadora, para producir la secuencia de salida  $\{y(n)\}$ . Finalmente, se debe realizar una conversión digital-analógico (DAC) para reconstruir la señal en tiempo continuo  $y(t)$ . Para filtros analógicos sencillos, el gasto adicional involucrado en la ADC, DAC y el *hardware* para implementar el filtro digital, usualmente no hace esta sustitución económicamente factible. Pero con la proliferación de microcomputadoras y el costo reducido de convertidores analógico-digital, desarrollar una operación de filtrado con circuitos digitales ya es común.

En algunas aplicaciones, los filtros analógicos pueden ser costosos. En aplicaciones biomédicas, las señales con componentes de muy bajas frecuencias, requieren inductores y capacitores muy voluminosos y costosos. En estos casos, comúnmente los filtros digitales se emplean como sustitutos. En algunas aplicaciones donde se involucran frecuencias muy altas los filtros analógicos todavía tienen la ventaja. Pero con el decremento de costo y el incremento de la velocidad del filtro digital, más filtros analógicos están siendo remplazados por sus contrapartes digitales.

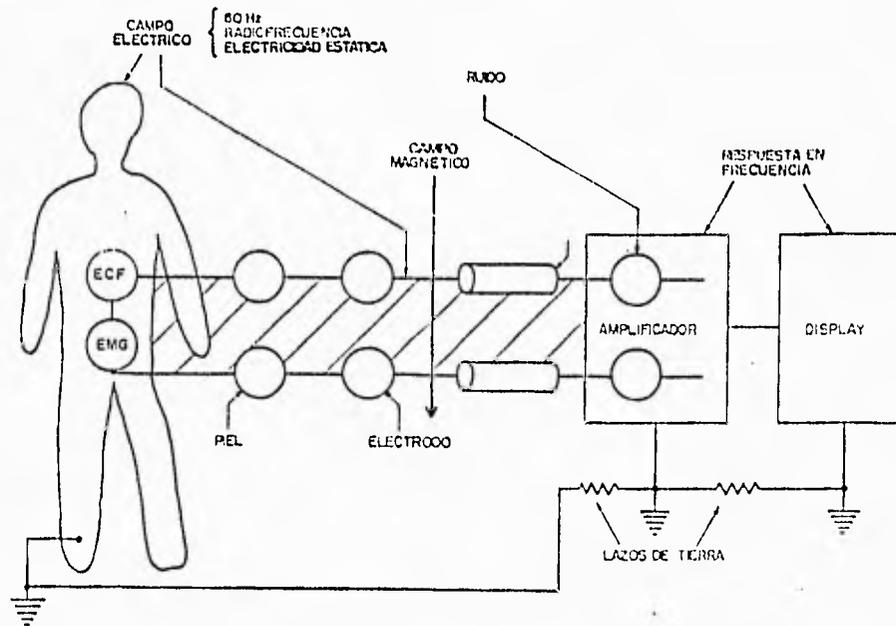


Figura 1.1: Artefactos que causan problemas en el registro de electrocardiogramas.

varias consideraciones. Para ilustración examinemos la situación en la figura 1.2, la cual muestra una señal de entrada  $x(t)$  en tiempo continuo, un filtro pasobajas RC analógico sencillo y la señal de salida  $y(t)$ . Para remplazar este filtro analógico con el filtro digital equivalente, se debe realizar una conversión analógico-digital (ADC) para producir una secuencia de entrada en tiempo discreto  $\{x(n)\}$  de  $x(t)$ . La secuencia de entrada  $\{x(n)\}$  es entonces procesada con un filtro digital, implementado con un *hardware* de propósito especial o como un programa de computadora, para producir la secuencia de salida  $\{y(n)\}$ . Finalmente, se debe realizar una conversión digital-analógico (DAC) para reconstruir la señal en tiempo continuo  $y(t)$ . Para filtros analógicos sencillos, el gasto adicional involucrado en la ADC, DAC y el *hardware* para implementar el filtro digital, usualmente no hace esta sustitución económicamente factible. Pero con la proliferación de microcomputadoras y el costo reducido de convertidores analógico-digital, desarrollar una operación de filtrado con circuitos digitales ya es común.

En algunas aplicaciones, los filtros analógicos pueden ser costosos. En aplicaciones biomédicas, las señales con componentes de muy bajas frecuencias, requieren inductores y capacitores muy voluminosos y costosos. En estos casos, comúnmente los filtros digitales se emplean como sustitutos. En algunas aplicaciones donde se involucran frecuencias muy altas los filtros analógicos todavía tienen la ventaja. Pero con el decremento de costo y el incremento de la velocidad del filtro digital, más filtros analógicos están siendo remplazados por sus contrapartes digitales.

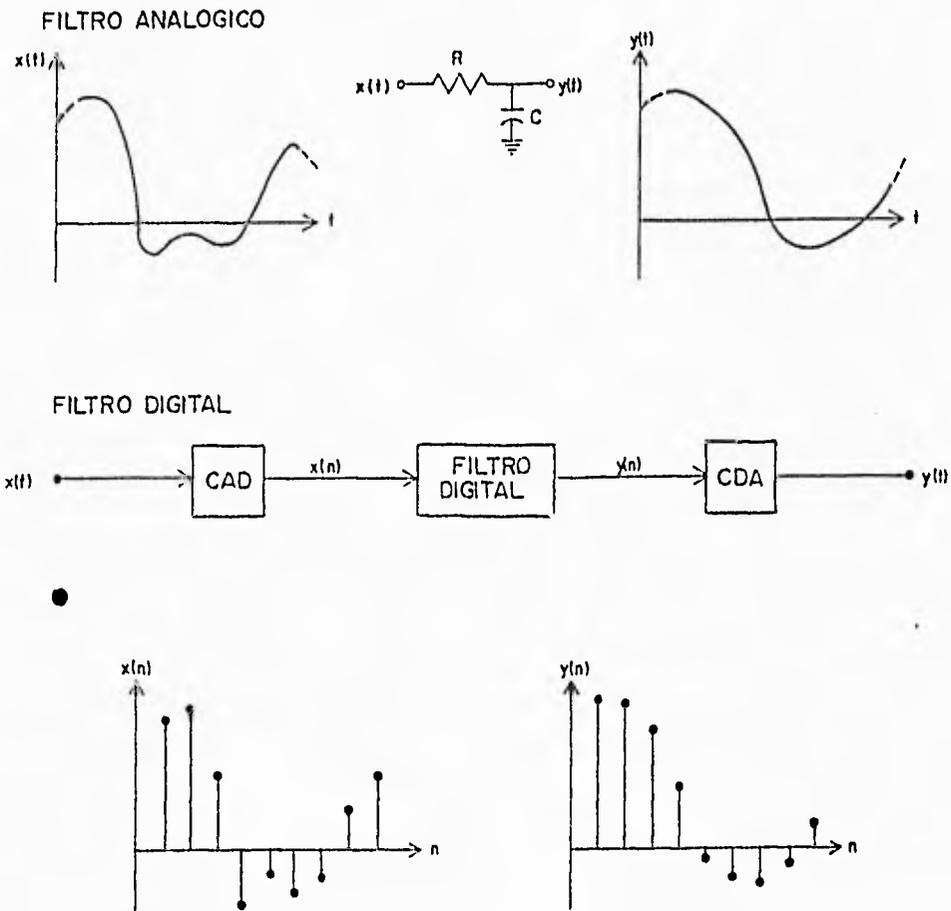


Figura 1.2: Reemplazar un filtro analógico con un filtro digital requiere de las operaciones adicionales de una conversión analógico-digital (ADC) y una conversión digital-analógico (DAC).

**FALTA PAGINA**

**No 10 a la.....**

## Capítulo 2

# CONCEPTOS GENERALES

### 2.1 Definición de filtro digital

Se conoce como filtro digital al procedimiento numérico, o algoritmo que transforma una secuencia de números dada que tiene algunas propiedades deseables, tales como menos ruido o distorsión. Como se muestra en la figura 2.1, la secuencia de enteros de entrada se denotará en este trabajo como  $x(n)$ , y la secuencia de enteros de salida como  $y(n)$ , donde  $n$  es un índice, (para el grupo de valores del índice se utilizan enteros consecutivos, los cuales en algunos casos toman valores de menos infinito a más infinito).

Las características deseadas en la secuencia de salida dependen de la aplicación. Por ejemplo, si la secuencia de entrada es generada por un dispositivo sensible, como puede ser un micrófono, el filtro digital puede intentar producir una secuencia de salida teniendo menos ruido de fondo o interferencia. En aplicaciones de radar, los filtros digitales se usan para mejorar la detección de aviones; en procesamiento de voz, los filtros digitales han sido empleados para reducir la redundancia en la señal de voz así como para permitir una transmisión mas eficiente, y para el reconocimiento de la voz.

Las secuencias de entrada pueden ser generadas en varias formas, como se muestra en la figura 2.2. Un método común es tomar muestras de una señal en tiempo continuo en un grupo de intervalos de tiempo igualmente espaciados. Si la señal en tiempo continuo es denotada por  $x(t)$ , entonces los valores de la secuencia en tiempo discreto se denotan como

$$x(nT_s) = x(t)|_{t=nT_s} \quad (2.1)$$

donde  $T_s$  es el periodo de muestreo.



Figura 2.1: Un filtro digital transforma la secuencia de entrada  $x(n)$  en la secuencia de salida  $y(n)$ .

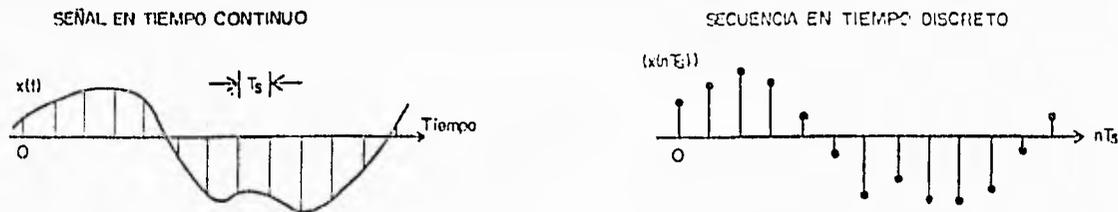


Figura 2.2: Manejo de una secuencia unidimensional en tiempo discreto de una señal analógica.

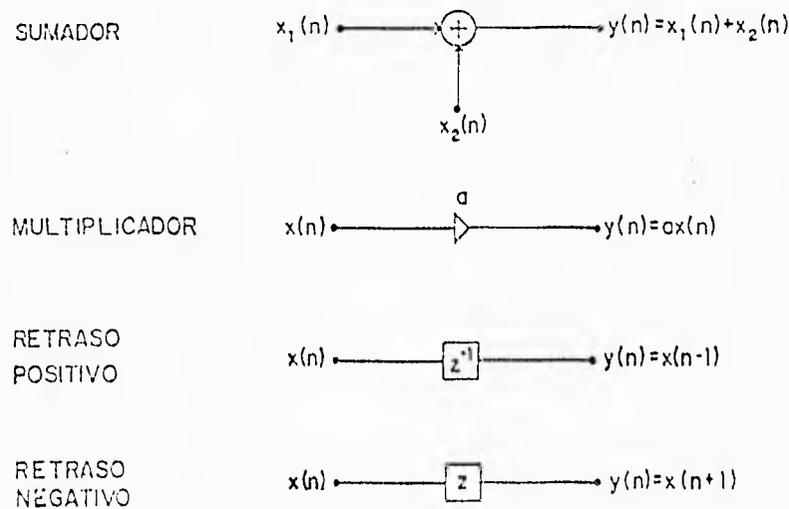


Figura 2.3: Elementos que se interconectan para implementar el filtro digital.

Un filtro digital está formado por la interconexión de tres elementos simples: sumadores, multiplicadores y retrasos (ver figura 2.3). El sumador y el multiplicador son, conceptualmente, componentes simples que se implementan con facilidad en la unidad de lógica aritmética de la computadora. Los retrasos son componentes que permiten acceder valores futuros y pasados en la secuencia. Las flechas con cabeza abierta indican dirección del flujo de información; mientras que las flechas mas grandes de cabeza cerrada, multiplicadores. Esta convención es útil para dibujar algunas estructuras complicadas de filtros digitales.

Los retrasos son de dos tipos básicos: positivos y negativos. El retraso positivo, o simplemente retraso, se implementa por un registro de memoria que almacena el valor actual de una secuencia para un intervalo de muestreo, poniéndolo disponible para cálculos futuros. El retraso positivo se indica convencionalmente por una caja denotada por  $z^{-1}$ . El retraso negativo, o avance, se usa para ver el valor próximo en la secuencia, y se indica por una caja denotada por  $z$ .

El diseño del filtro digital consiste en la selección e interconexión de un número finito de estos elementos y en determinar los valores de los coeficientes de los multiplicadores.

## 2.2 Diseño de filtros digitales

Las dos partes del proceso para diseñar filtros digitales son: el problema de aproximación y el de realización. La parte de de aproximación trata sobre la elección de parámetros o coeficientes en la función de transferencia del filtro para alcanzar una respuesta deseada o ideal. En la parte referente al problema de realización del diseño del filtro se escoge una estructura para implementar la función de transferencia. Esta estructura podría estar en la forma de un diagrama de circuito si el filtro va a ser construido de componentes, o puede ser un programa para usarse en una computadora de propósito general o un microprocesador de señales.

La parte de aproximación toma las especificaciones del filtro y da una función de transferencia a través de cuatro pasos:

1. Se escoge una respuesta deseada, usualmente en el dominio de la frecuencia.
2. Se escoge una clase permitida de filtros (por ejemplo un filtro IIR de orden 6).
3. Se escoge una medida de la calidad de la aproximación (por ejemplo, máximo error en el dominio de la frecuencia).
4. Se selecciona un método o algoritmo para encontrar la mejor función de transferencia del filtro.

Entonces la parte de realización toma esta función de transferencia y da un programa a través de cuatro pasos:

1. Se escoge un grupo de estructura permitido.
2. Se escoge una medida del desempeño de la estructura (por ejemplo, la minimización del ruido de cuantización).
3. Se escoge la mejor estructura del grupo permitido y se calculan sus parámetros a partir de la función de transferencia.
4. La estructura se implementa como un programa.

Éstos pasos en el diseño del filtro no son independientes uno de otro; por lo tanto, casi siempre se requiere de una iteración.

### 2.2.1 El problema de aproximación

La función de transferencia se define como la transformada  $z$  de la respuesta al impulso unitario del filtro. En este trabajo se asume que el filtro digital que va a ser diseñado es causal y puede ser caracterizado por una función de transferencia

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1z^{-1} + \dots + a_Mz^{-M}}{1 + b_1z^{-1} + \dots + b_Nz^{-N}} \quad (2.2)$$

La región de convergencia para  $H(z)$  está fuera de un círculo centrado en el origen del plano  $z$ . Este círculo pasa por el polo con el radio mas grande. Para filtros estables este radio es menor que la unidad. Si la función de transferencia de un filtro puede escribirse como un polinomio (todas las  $b_i = 0$ ) el filtro tiene una respuesta al impulso unitario de duración finita y es llamado filtro FIR. Si se toman en cuenta los factores comunes en el numerador y denominador de (2.2) y si después de la cancelación de todos ellos alguno de los coeficientes  $b_i$  en el denominador no son igual a cero, entonces el filtro tiene una respuesta al impulso unitario de duración infinita y es llamado filtro IIR.

Aunque un filtro FIR de longitud  $N$  tiene un polo de orden  $N-1$  en el origen del plano  $z$ , un polo en el origen no afecta la magnitud de la respuesta en frecuencia del filtro. Un filtro FIR puede tener una respuesta al impulso que es simétrica alrededor del punto  $(N-1)/2$  y por lo tanto puede tener fase exactamente lineal.

Generalmente, un filtro IIR puede lograr una transición más marcada entre los extremos de banda que la que logra un filtro FIR con el mismo número de coeficientes, debido a que en un filtro IIR están presentes los polos y ceros. El filtro de ramura que se diseña en este trabajo debe tener la característica de contar con una pendiente muy vertical en la región de transición, por esta razón se elige el filtro IIR sobre el FIR.

En su forma más general el problema de aproximación es un problema de aproximación polinomial (para filtros FIR) o racional (para filtros IIR) con una función compleja deseada, en la banda de frecuencias de  $-\pi$  a  $\pi$ . Los parámetros  $a_i$  y  $b_i$  se escogen para minimizar una métrica apropiada de la distancia entre la respuesta deseada  $D(z)$  y la respuesta real  $H(z)$ , seguido la normal de la diferencia.

$$E(z) = D(z) - \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_M z^{-M}}{1 + b_1 z^{-1} + \dots + b_N z^{-N}} \quad (2.3)$$

El problema no lineal, complejo que resulta del diseño IIR hasta la fecha no tiene una solución completamente satisfactoria.

### 2.2.2 El problema de realización

Después de que se obtienen los coeficientes en la función de transferencia, el problema ha sido resuelto parcialmente. La segunda parte del diseño es el problema de realización.

La función de transferencia de (2.2) corresponde a una ecuación en diferencias que relaciona la salida  $y(n)$  y la entrada  $x(n)$ .

$$y(n) = a_0 x(n) + a_1 x(n-1) + \dots + a_M x(n-M) - b_1 y(n-1) - b_2 y(n-2) - \dots - b_N y(n-N) \quad (2.4)$$

Una implementación o realización del filtro es el cálculo directo implicado por (2.4). Más adelante se explicará por qué éste método puede no ser satisfactorio cuando los coeficientes son cuantizados. En realidad, es esta cuantización de coeficientes y los valores de señal los que hacen importante la opción de realización del filtro. Así como hay diferentes métodos para evaluar un polinomio, hay muchas formas diferentes de calcular  $y(n)$  en (2.4). Estos diferentes métodos para calcular salidas de filtros digitales se pueden representar convencionalmente por diagramas de bloques que ilustran estructuras alternativas de filtros. Por ejemplo, los dos diagramas de las figuras 2.4 y 2.5 representan el cálculo de la misma ecuación en diferencias describiendo la relación entrada/salida para un filtro IIR de segundo orden. Sin embargo, estas dos estructuras tienen propiedades diferentes cuando se cuantizan los coeficientes y los valores de la señal. Las cajas con  $z^{-1}$  representan elementos de retraso, y los coeficientes  $a_i$  y  $b_i$  están como ganancias en las diferentes ramas de los diagramas. Los efectos de palabra, tales como sobre flujo, ruido de cuantización y errores de coeficientes causados por los coeficientes cuantizados, demandan el entendimiento de las posibles estructuras para implementar un filtro digital.

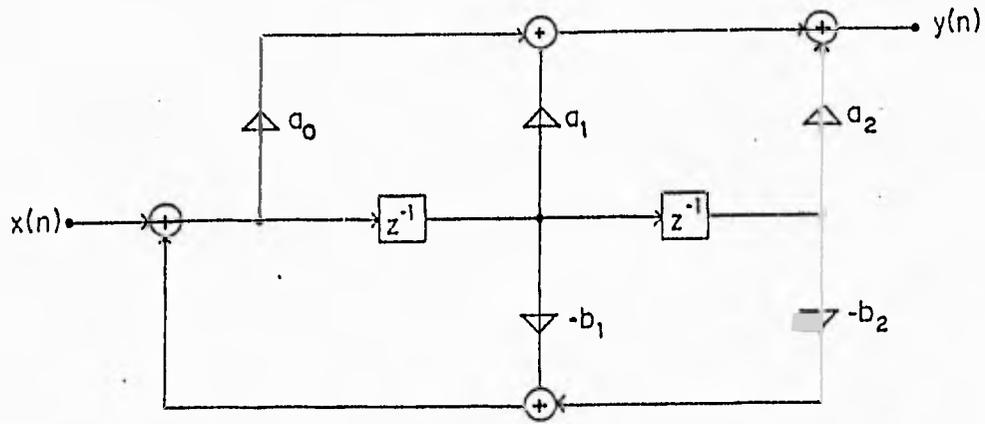


Figura 2.4: Bloque de segundo orden en forma directa.

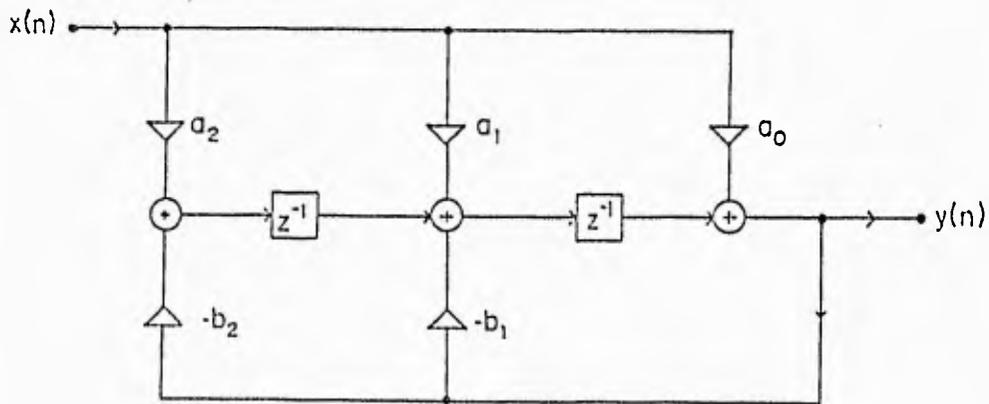


Figura 2.5: Bloque de segundo orden en forma transpuesta.

**FALTA PAGINA**

**No. 16 a la.....**

## Capítulo 3

# PROPIEDADES DE LOS FILTROS CON RESPUESTA INFINITA AL IMPULSO

Los filtros digitales con respuesta al impulso de duración infinita (IIR) tienen características que los hacen útiles en muchas aplicaciones. Ya que es el tipo de filtro escogido para elaborar este trabajo, se incluye este capítulo que describe las propiedades y características de estos filtros.

Debido a la realimentación necesaria en una implementación, el filtro de respuesta al impulso de duración infinita (IIR) también es llamado filtro recursivo. La función de transferencia siendo una relación de polinomios tiene ceros y polos finitos, y el problema de diseño en el dominio de la frecuencia se convierte en un problema de aproximación de función racional en contraste a la aproximación polinomial para el filtro FIR. Esto da considerablemente más flexibilidad y poder, pero trae consigo ciertos problemas en diseño y en implementación.

La relación entre las variables de entrada y salida para el filtro IIR es dada por

$$y(n) = - \sum_{k=1}^N b(k)y(n-k) + \sum_{k=0}^M a(k)x(n-k) \quad (3.1)$$

El segundo sumando en (3.1) es la suma del valor presente más los M valores pasados de la entrada. El primer sumando en (3.1) es la suma que consta de los N valores anteriores de salida. Es esta la realimentación o parte recursiva que causa que la respuesta a una entrada impulso sea teóricamente infinita. El cálculo de cada término de salida  $y(n)$  de (3.1) requiere  $N+M+1$  multiplicaciones y  $N+M$  sumas. Otros algoritmos o estructuras para calcular  $y(n)$  pueden requerir más o menos aritmética.

Justo como en el caso del filtro FIR, la salida de un filtro IIR también puede ser calculada por convolución.

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k)x(n-k) \quad (3.2)$$

En este caso la duración de la respuesta al impulso  $h(n)$  es infinita, y por lo tanto, el número de términos en (3.2) es infinito. Las  $N+M+1$  operaciones requeridas en (3.1)

son claramente preferibles al número infinito requerido en (3.2). Esto da una indicación del porqué el filtro IIR es muy eficiente.

### 3.1 Formulación de filtros IIR en el dominio de la frecuencia

La función de transferencia de un filtro está definida como la relación  $Y(z)/X(z)$ , donde  $Y(z)$  y  $X(z)$  son las transformadas  $z$  de la salida  $y(n)$  y la entrada  $x(n)$ , respectivamente. También es la transformada  $z$  de la respuesta al impulso. La función de transferencia de un filtro IIR está dada por la transformada  $z$  de  $h(n)$  como

$$H(z) = \sum_{n=0}^{\infty} h(n)z^{-n} \quad (3.3)$$

Esta función de transferencia también es la relación de la transformada  $z$  de los términos  $a(n)$  y  $b(n)$ .

$$H(z) = \frac{\sum_{n=0}^M a(n)z^{-n}}{\sum_{n=0}^N b(n)z^{-n}} = \frac{A(z)}{B(z)} \quad (3.4)$$

La respuesta en frecuencia del filtro, se encuentra haciendo  $z = e^{j\omega}$ , lo cual da a (3.3) la forma

$$H(\omega) = \sum_{n=0}^{\infty} h(n)e^{-jn\omega} \quad (3.5)$$

Esta forma asume una razón de muestreo de  $T=1$ . Para simplificar la notación usamos  $H(\omega)$  en vez de  $H(e^{j\omega})$  para la respuesta en frecuencia. Esta función de respuesta en frecuencia es un valor complejo y consiste de una magnitud y una fase. Aunque la respuesta al impulso es una función de la variable discreta  $n$ , la respuesta en frecuencia es una función de la variable de frecuencia continua  $\omega$  y es periódica con período  $2\pi$ .

A diferencia del caso del filtro FIR, es imposible tener fase exactamente lineal para el filtro IIR. La fase lineal es equivalente a la simetría de la respuesta al impulso. Esta equivalencia es claramente imposible para el filtro IIR con una respuesta al impulso que es cero para  $n < 0$  y diferente de cero para  $n \geq 0$ . Pero para la elaboración de este trabajo la fase lineal no es importante.

### 3.2 Cálculo de la respuesta en frecuencia de los filtros IIR

La función de respuesta en frecuencia  $H(\omega)$  de un sistema estable ETT se puede determinar evaluando la función del sistema  $H(z)$  en el círculo unitario. Cuando  $H(z)$  es una función racional, la función de respuesta en frecuencia es de la forma

$$H(\omega) = \frac{\sum_{i=0}^M a_i e^{-j\omega i}}{1 + \sum_{k=1}^N b_k e^{-j\omega k}} \quad (3.6)$$

En la evaluación de la magnitud de la respuesta, la fase de la respuesta, y el retraso de grupo como funciones de la frecuencia, es conveniente expresar  $H(\omega)$  en términos de sus polos y ceros, por lo que escribimos  $H(\omega)$  en forma factorizada como

$$H(\omega) = a_0 \frac{\prod_{k=1}^M (1 - z_k e^{-j\omega})}{\prod_{k=1}^N (1 - p_k e^{-j\omega})} \quad (3.7)$$

o equivalente, como

$$H(\omega) = a_0 e^{j\omega(N-M)} \frac{\prod_{k=1}^M (e^{j\omega} - z_k)}{\prod_{k=1}^N (e^{j\omega} - p_k)} \quad (3.8)$$

Los factores complejos en (3.8) se pueden escribir en la forma polar como

$$e^{j\omega} - z_k = V_k(\omega) e^{j\Theta_k(\omega)} \quad (3.9)$$

y

$$e^{j\omega} - p_k = U_k(\omega) e^{j\Phi_k(\omega)} \quad (3.10)$$

donde

$$V_k(\omega) = |e^{j\omega} - z_k|, \Theta_k(\omega) = \angle(e^{j\omega} - z_k) \quad (3.11)$$

y

$$U_k(\omega) = |e^{j\omega} - p_k|, \Phi_k(\omega) = \angle(e^{j\omega} - p_k) \quad (3.12)$$

La magnitud de  $H(\omega)$  es igual al producto de las magnitudes de todos los términos en (3.8). Usando de (3.8) a (3.12), obtenemos

$$|H(\omega)| = |a_0| \frac{V_1(\omega) \cdots V_M(\omega)}{U_1(\omega) U_2(\omega) \cdots U_N(\omega)} \quad (3.13)$$

de aquí que la magnitud de  $e^{j\omega(N-M)}$  es 1.

La fase de  $H(\omega)$  es la suma de las fases de los factores del numerador, menos la fase de los factores del denominador. De esta manera, combinando de (3.8) a (3.12), tenemos

$$\angle H(\omega) = \angle a_0 + \omega(N-M) + \Theta_1(\omega) + \Theta_2(\omega) + \cdots + \Theta_M(\omega) - \Phi_1(\omega) - \Phi_2(\omega) - \cdots - \Phi_N(\omega) \quad (3.14)$$

La fase del término de ganancia  $a_0$  es cero o  $\pi$ , dependiendo de que  $a_0$  sea positivo o negativo.

Es claro que si conocemos los polos y ceros de la función  $H(z)$  del sistema, podemos evaluar la respuesta en frecuencia de (3.13) y (3.14).

Hay una interpretación geométrica de las cantidades que aparecen en (3.13) y (3.14). Consideremos un polo  $p_k$  y un cero  $z_k$  localizados en los puntos A y B del plano  $z$  como se muestra en la figura 3.1. Se asume que deseamos calcular  $H(\omega)$  en un valor específico de la frecuencia  $\omega$ . El valor dado de  $\omega$  determina el ángulo de  $e^{j\omega}$  con la axisa real positiva. La punta del vector  $e^{j\omega}$  especifica un punto L sobre el círculo unitario. La evaluación de la transformada de Fourier para el valor dado de  $\omega$  es equivalente a

En la evaluación de la magnitud de la respuesta, la fase de la respuesta, y el retraso de grupo como funciones de la frecuencia, es conveniente expresar  $H(\omega)$  en términos de sus polos y ceros, por lo que escribimos  $H(\omega)$  en forma factorizada como

$$H(\omega) = a_0 \frac{\prod_{k=1}^M (1 - z_k e^{-j\omega})}{\prod_{k=1}^N (1 - p_k e^{-j\omega})} \quad (3.7)$$

o equivalente, como

$$H(\omega) = a_0 e^{j\omega(N-M)} \frac{\prod_{k=1}^M (e^{j\omega} - z_k)}{\prod_{k=1}^N (e^{j\omega} - p_k)} \quad (3.8)$$

Los factores complejos en (3.8) se pueden escribir en la forma polar como

$$e^{j\omega} - z_k = V_k(\omega) e^{j\Theta_k(\omega)} \quad (3.9)$$

y

$$e^{j\omega} - p_k = U_k(\omega) e^{j\Phi_k(\omega)} \quad (3.10)$$

donde

$$V_k(\omega) = |e^{j\omega} - z_k|, \Theta_k(\omega) = \angle(e^{j\omega} - z_k) \quad (3.11)$$

y

$$U_k(\omega) = |e^{j\omega} - p_k|, \Phi_k(\omega) = \angle(e^{j\omega} - p_k) \quad (3.12)$$

La magnitud de  $H(\omega)$  es igual al producto de las magnitudes de todos los términos en (3.8). Usando de (3.8) a (3.12), obtenemos

$$|H(\omega)| = |a_0| \frac{V_1(\omega) \cdots V_M(\omega)}{U_1(\omega) U_2(\omega) \cdots U_N(\omega)} \quad (3.13)$$

de aquí que la magnitud de  $e^{j\omega(N-M)}$  es 1.

La fase de  $H(\omega)$  es la suma de las fases de los factores del numerador, menos la fase de los factores del denominador. De esta manera, combinando de (3.8) a (3.12), tenemos

$$\angle H(\omega) = \angle a_0 + \omega(N-M) + \Theta_1(\omega) + \Theta_2(\omega) + \cdots + \Theta_M(\omega) - \Phi_1(\omega) + \Phi_2(\omega) + \cdots + \Phi_N(\omega) \quad (3.14)$$

La fase del término de ganancia  $a_0$  es cero o  $\pi$ , dependiendo de que  $a_0$  sea positivo o negativo.

Es claro que si conocemos los polos y ceros de la función  $H(z)$  del sistema, podemos evaluar la respuesta en frecuencia de (3.13) y (3.14).

Hay una interpretación geométrica de las cantidades que aparecen en (3.13) y (3.14). Consideremos un polo  $p_k$  y un cero  $z_k$  localizados en los puntos A y B del plano  $z$  como se muestra en la figura 3.1. Se asume que deseamos calcular  $H(\omega)$  en un valor específico de la frecuencia  $\omega$ . El valor dado de  $\omega$  determina el ángulo de  $e^{j\omega}$  con la axisa real positiva. La punta del vector  $e^{j\omega}$  especifica un punto L sobre el círculo unitario. La evaluación de la transformada de Fourier para el valor dado de  $\omega$  es equivalente a

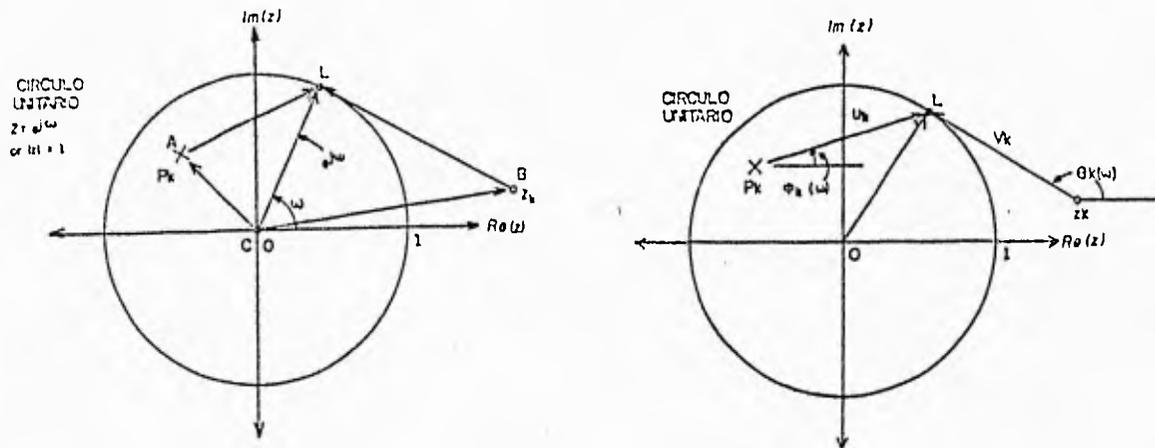


Figura 3.1: Interpretación geométrica de la contribución de un polo y un cero a la transformada de Fourier (1)magnitud: el factor  $V_k/U_k$ , (2)fase: el factor  $\Theta_k - \Phi_k$ .

evaluar la transformada  $z$  en el punto  $L$  del plano complejo. Dibujemos los vectores  $AL$  y  $BL$  de las ubicaciones del polo y el cero al punto  $L$ , en el cual deseamos calcular la transformada de Fourier. De la figura 3.1 se deduce que

$$CL = CA + AL \text{ y } CL = CB + BL$$

sin embargo,  $CL = e^{j\omega}$ ,  $CA = p_k$  y  $CB = z_k$ . Así

$$AL = e^{j\omega} - p_k \quad (3.15)$$

y

$$BL = e^{j\omega} - z_k \quad (3.16)$$

Combinando estas relaciones con (3.9) y (3.10), obtenemos

$$AL = e^{j\omega} - p_k = U_k(\omega)e^{j\Phi_k(\omega)} \quad (3.17)$$

$$BL = e^{j\omega} - z_k = V_k(\omega)e^{j\Theta_k(\omega)} \quad (3.18)$$

Entonces,  $U_k(\omega)$  es la magnitud de  $AL$ , es decir, la distancia del polo  $p_k$  al punto  $L$  correspondiente a  $e^{j\omega}$ , mientras que  $V_k(\omega)$  es la distancia del cero  $z_k$  al mismo punto  $L$ . Las fases  $\Phi_k(\omega)$  y  $\Theta_k(\omega)$  son los ángulos de los vectores  $AL$  y  $BL$  con la axisa real positiva, respectivamente. Estas interpretaciones geométricas se muestran en la figura 3.1b.

Las interpretaciones geométricas son muy útiles para entender como la ubicación de polos y ceros afecta la magnitud y fase de la transformada de Fourier. Suponiendo que un cero, digamos  $z_k$ , y un polo, digamos  $p_k$  están sobre el círculo unitario como se muestra en la figura 3.2. Se nota que en  $\omega = \angle z_k$ ,  $V_k(\omega)$  y consecuentemente  $|H(\omega)|$  llegan a ser cero. Similarmente, en  $\omega = \angle p_k$  la longitud  $U_k(\omega)$  llega a ser cero y por lo

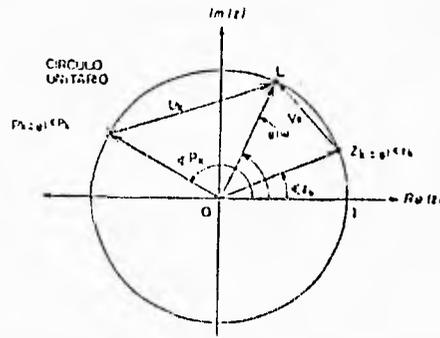


Figura 3.2: Consecuencias de que un cero  $z_k$ , y un polo  $p_k$  estén sobre el círculo unitario.

tanto  $|H(\omega)|$  llega a ser infinito. Claramente, la evaluación de la fase en estos casos no tiene significado.

De esta discusión fácilmente se puede ver que la presencia de un cero cerca del círculo unitario causará que la magnitud de la respuesta en frecuencia sea pequeña en frecuencias que corresponden a puntos del círculo unitario cercanos a ese punto. En contraste, la presencia de un polo cerca del círculo unitario causará que la magnitud de la respuesta en frecuencia sea grande en frecuencias cercanas a ese punto. Entonces los polos tienen el efecto contrario al de los ceros. También, colocando un cero cerca a un polo se cancela el efecto del polo, y viceversa. Esto también puede verse de (3.8), por lo tanto si  $z_k = p_k$ , los términos  $e^{j\omega} - z_k$  y  $e^{j\omega} - p_k$  se cancelarán. Obviamente la presencia de polos y ceros en una transformada resultan en una variedad mas grande de formas para  $|H(\omega)|$  y  $\angle H(\omega)$ . Esta observación es muy importante en el diseño de filtros digitales.

## Capítulo 4

# APROXIMACION DEL FILTRO DE RANURA

La función de transferencia de un filtro de ranura del tipo IIR es de la forma

$$H(z) = a_0 \frac{(z - re^{-j\omega_0 T})(z - re^{j\omega_0 T})}{z^2 + b_1 z + b_2} \quad (4.1)$$

Donde  $r=1$  y los coeficientes  $a_0$ ,  $b_1$  y  $b_2$  se eligen para cumplir con los requisitos del filtro. De esta forma para una  $\omega = \omega_0$  se tiene  $H(z) = 0$  obteniéndose así una atenuación infinita; además se requiere que la respuesta sea máximamente plana fuera del intervalo de supresión, por lo que éste se especifica como:

$$\omega_0 - \Delta \leq \omega \leq \omega_0 + \Delta \quad (4.2)$$

El filtro se construye como arreglos en cascada y en paralelo de tres filtros de segundo orden cuyas funciones de transferencia son de la forma:

$$H_i(z) = a_0 \frac{(z - e^{-j\omega_0 T})(z - e^{j\omega_0 T})}{(z - p_i)(z - p_i^*)} \quad (4.3)$$

donde  $i=1,2,3$ .

Si los polos se ubican en el intervalo:

$$0 \leq \omega T \leq \frac{\pi}{2} \quad (4.4)$$

Podemos calcular su ubicación mediante las siguientes ecuaciones:

$$p_1 = \cos\omega_0 T - \Delta \cos(\omega_0 T - \frac{2\pi}{5}) + j[\sin\omega_0 T - \Delta \sin(\omega_0 T - \frac{2\pi}{5})] \quad (4.5)$$

$$p_2 = (1 - \Delta)\cos\omega_0 T + j(1 - \Delta)\sin\omega_0 T \quad (4.6)$$

$$p_3 = \cos\omega_0 T + \Delta \cos(\omega_0 T + \frac{2\pi}{5}) + j[\sin\omega_0 T + \Delta \sin(\omega_0 T + \frac{2\pi}{5})] \quad (4.7)$$

El valor de  $a_0$  se obtuvo de tal forma que  $|H(z)| = 1$  para  $\omega = 0$ .

## Capítulo 4

# APROXIMACION DEL FILTRO DE RANURA

La función de transferencia de un filtro de ranura del tipo IIR es de la forma

$$H(z) = a_0 \frac{(z - re^{-j\omega_0 T})(z - re^{j\omega_0 T})}{z^2 + b_1 z + b_2} \quad (4.1)$$

Donde  $r=1$  y los coeficientes  $a_0$ ,  $b_1$  y  $b_2$  se eligen para cumplir con los requisitos del filtro. De esta forma para una  $\omega = \omega_0$  se tiene  $H(z) = 0$  obteniéndose así una atenuación infinita; además se requiere que la respuesta sea máximamente plana fuera del intervalo de supresión, por lo que éste se especifica como:

$$\omega_0 - \Delta \leq \omega \leq \omega_0 + \Delta \quad (4.2)$$

El filtro se construye como arreglos en cascada y en paralelo de tres filtros de segundo orden cuyas funciones de transferencia son de la forma:

$$H_i(z) = a_0 \frac{(z - e^{-j\omega_0 T})(z - e^{j\omega_0 T})}{(z - p_i)(z - p_i^*)} \quad (4.3)$$

donde  $i=1,2,3$ .

Si los polos se ubican en el intervalo:

$$0 \leq \omega T \leq \frac{\pi}{2} \quad (4.4)$$

Podemos calcular su ubicación mediante las siguientes ecuaciones:

$$p_1 = \cos\omega_0 T - \Delta \cos(\omega_0 T - \frac{2\pi}{5}) + j[\text{sen}\omega_0 T - \Delta \text{sen}(\omega_0 T - \frac{2\pi}{5})] \quad (4.5)$$

$$p_2 = (1 - \Delta)\cos\omega_0 T + j(1 - \Delta)\text{sen}\omega_0 T \quad (4.6)$$

$$p_3 = \cos\omega_0 T + \Delta \cos(\omega_0 T + \frac{2\pi}{5}) + j[\text{sen}\omega_0 T + \Delta \text{sen}(\omega_0 T + \frac{2\pi}{5})] \quad (4.7)$$

El valor de  $a_0$  se obtuvo de tal forma que  $|H(z)| = 1$  para  $\omega = 0$ .

**FALTA PAGINA**

**No22.a la.....**

## 4.1 Cálculo de los coeficientes de la función de transferencia del filtro de ranura

Para encontrar los coeficientes de la función de transferencia del filtro de ranura, se calcula en este trabajo la ubicación de los polos  $p_i$  para varios valores de  $T$  y  $\Delta$ , los cuales se sustituyen en (4.5), (4.6) y (4.7).

Para obtener el denominador de  $H_i(z)$  multiplicamos los polos  $p_i$  por sus conjugados; el numerador de la función de transferencia se obtiene con la siguiente expresión:

$$z^2 - 2\cos(\omega_0 T)z + 1 \quad (4.8)$$

A continuación se muestran las funciones de transferencia  $H_i(z)$  obtenidas con los diferentes valores de  $T$  y  $\Delta$ .

a)  $T = 0.001$ ,  $\Delta = 0.001\pi$

$$H_1(z) = \frac{1 - 1.859552972z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1.855547919z^{-1} + 0.9980682586z^{-2}}$$

$$H_2(z) = \frac{1 - 1.859552972z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1.853711014z^{-1} + 0.9937266813z^{-2}}$$

$$H_3(z) = \frac{1 - 1.859552972z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1.859947496z^{-1} + 0.9980682586z^{-2}}$$

b)  $T = 0.001$ ,  $\Delta = 0.005\pi$

$$H_1(z) = \frac{1 - 1.859552972z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1.839527707z^{-1} + 0.990538685z^{-2}}$$

$$H_2(z) = \frac{1 - 1.859552972z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1.830343182z^{-1} + 0.9688308435z^{-2}}$$

$$H_3(z) = \frac{1 - 1.859552972z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1.861525594z^{-1} + 0.990538685z^{-2}}$$

c)  $T = 0.001$ ,  $\Delta = 0.01\pi$

$$H_1(z) = \frac{1 - 1.859552972z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1.819502411z^{-1} + 0.9815708501z^{-2}}$$

$$H_2(z) = \frac{1 - 1.859552972z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1.801133392z^{-1} + 0.9381551074z^{-2}}$$

$$H_3(z) = \frac{1 - 1.859552972z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1.863498216z^{-1} + 0.98157085z^{-2}}$$

d)  $T = 0.001$ ,  $\Delta = 0.05\pi$

$$H_1(z) = \frac{1 - 1.859552972z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1.659300319z^{-1} + 0.927593159z^{-2}}$$

$$H_2(z) = \frac{1 - 1.859552972z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1.567455074z^{-1} + 0.7105147456z^{-2}}$$

$$H_3(z) = \frac{1 - 1.859552972z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1.879279195z^{-1} + 0.927593159z^{-2}}$$

e)  $T = 0.004$ ,  $\Delta = 0.001\pi$

$$H_1(z) = \frac{1 - 0.1255810393z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0.1194952518z^{-1} + 0.9980682586z^{-2}}$$

$$H_2(z) = \frac{1 - 0.1255810393z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0.1251865148z^{-1} + 0.9937266841z^{-2}}$$

$$H_3(z) = \frac{1 - 0.1255810393z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0.1314229973z^{-1} + 0.9980682585z^{-2}}$$

f)  $T = 0.004$ ,  $\Delta = 0.005\pi$

$$H_1(z) = \frac{1 - 0.1255810390588z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0.0951521016245z^{-1} + 0.9905386819161z^{-2}}$$

$$H_2(z) = \frac{1 - 0.1255810390588z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0.1236084167097z^{-1} + 0.9688308135711z^{-2}}$$

$$H_3(z) = \frac{1 - 0.1255810390588z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0.1547908288339z^{-1} + 0.9905386819161z^{-2}}$$

g)  $T = 0.004$ ,  $\Delta = 0.01\pi$

$$H_1(z) = \frac{1 - 0.1255810390588z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0.06472316419098z^{-1} + 0.9815708500529z^{-2}}$$

$$H_2(z) = \frac{1 - 0.1255810390588z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0.1216357943615z^{-1} + 0.9381551073683z^{-2}}$$

$$H_3(z) = \frac{1 - 0.1255810390588z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0.1840006186098z^{-1} + 0.9815708500529z^{-2}}$$

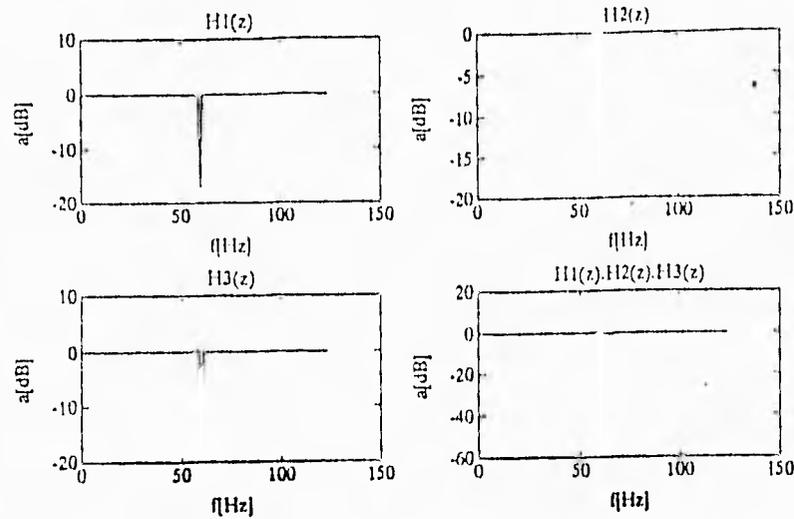


Figura 4.1: Respuesta en frecuencia de  $H(z)$  para  $T = 0.004$  y  $\Delta = 0.001\pi$ .

h)  $T = 0.004$ ,  $\Delta = 0.05\pi$

$$H_1(z) = \frac{1 - 0.1255810393z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0.178708335z^{-1} + 0.9275934589z^{-2}}$$

$$H_2(z) = \frac{1 - 0.1255810393z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0.1058548158z^{-1} + 0.7105147456z^{-2}}$$

$$H_3(z) = \frac{1 - 0.1255810393z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0.4176789372z^{-1} + 0.9275934591z^{-2}}$$

Las funciones de transferencia (a), (b), (c) y (d) son descartadas debido a que tienen coeficientes mayores a la unidad y provocarían errores de cuantización al momento de implementar el filtro.

Con ayuda del paquete MATLAB se obtienen las gráficas de las cuatro funciones de transferencia restantes y se deduce cual de ellas proporciona la respuesta en frecuencia mas cercana a la deseada. Estas gráficas son mostradas en las figuras 4.1, 4.2, 4.3 y 4.4.

Las gráficas de las funciones (e) y (h) no muestran una respuesta totalmente plana en las frecuencias cercanas a 60 Hz, por lo que tampoco son escogidas. De las gráficas (f) y (g), se puede observar que sí tienen una respuesta plana en las frecuencias cercanas al punto de 60 Hz y muestran una atenuación grande en éste punto, por esta razón son sus funciones de transferencia correspondientes las que se eligen para realizar el filtro digital de ranura sintonizado en 60 Hz.

Debido a que se eligió  $r = 1$  los ceros están localizados en el círculo unitario mientras que los polos se ubican tal como se muestra en la figura 4.5.

Puede observarse que los polos se encuentran ubicados muy cerca del círculo unitario. Esta característica puede representar problemas en el momento de implementar el filtro con un procesador digital de señales, debido a que los errores de cuantización en los coeficientes y de redondeo en las operaciones aritméticas pueden desplazar los polos fuera del círculo unitario, ocasionando la inestabilidad. Con objeto de evitar esta situación es necesario utilizar una longitud de palabra adecuada, así como el utilizar estructuras que sean menos sensibles a tales errores.

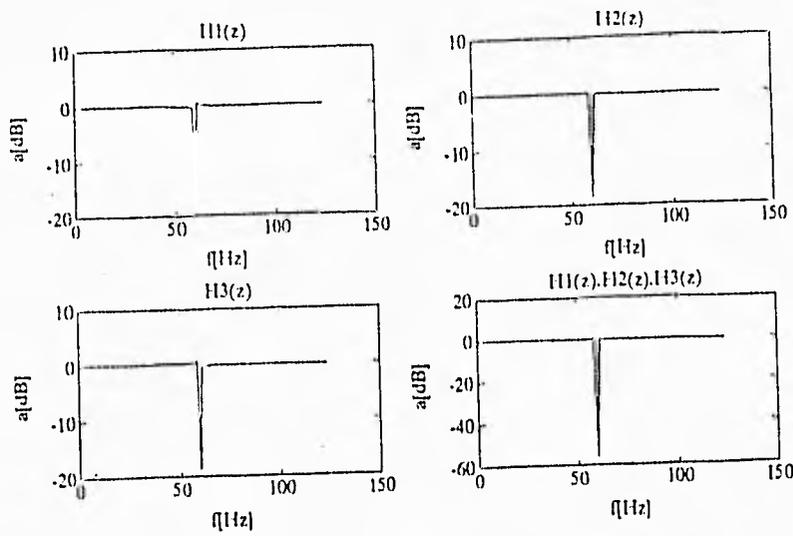


Figura 4.2: Respuesta en frecuencia de  $H(z)$  para  $T = 0.004$  y  $\Delta = 0.005\pi$ .

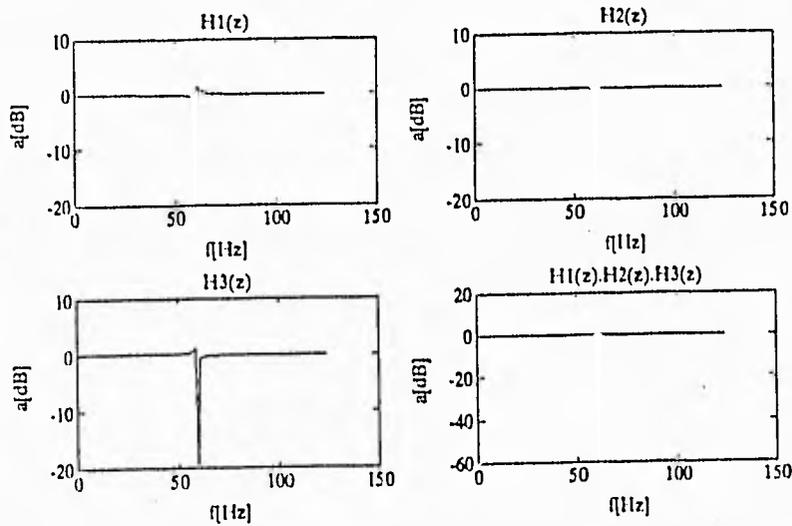


Figura 4.3: Respuesta en frecuencia de  $H(z)$  para  $T = 0.004$  y  $\Delta = 0.01\pi$ .

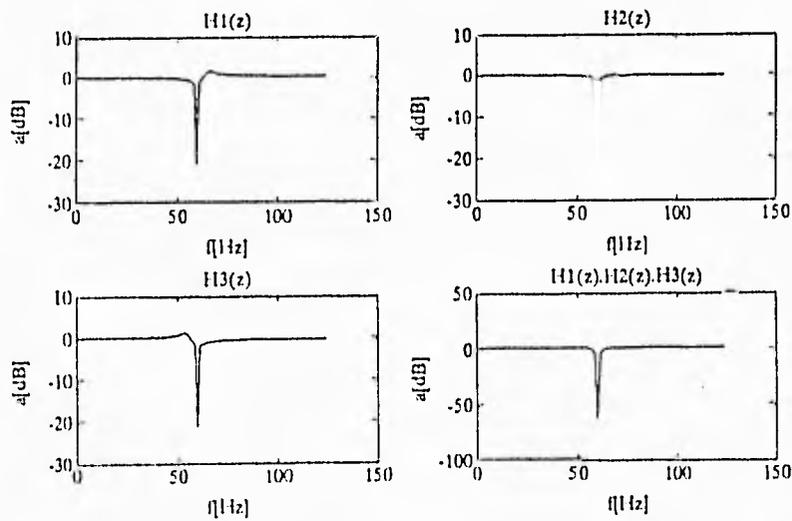


Figura 4.4: Respuesta en frecuencia de  $H(z)$  para  $T = 0.004$  y  $\Delta = 0.05\pi$ .

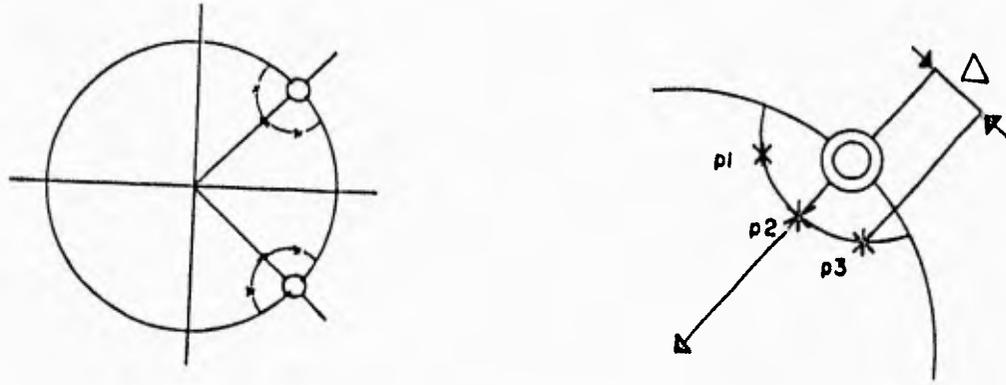


Figura 4.5: Ubicación de los polos y ceros de la función de transferencia  $H(z)$

## Capítulo 5

# REALIZACION DEL FILTRO DE RANURA

Después de obtener la función de transferencia que reúne los requisitos del filtro digital, el problema que falta resolver, es implementar o realizar la función de transferencia obtenida.

### 5.1 Estructuras de filtrado

Hay dos tipos de estructuras para realizar filtros digitales IIR, estas son:

- Realización directa
- Realización indirecta

En la aproximación directa, la función de transferencia  $H(z)$  del filtro digital se realiza en una sola sección.

Hay muchas técnicas en la aproximación directa para realizar funciones de transferencia digitales.

Entre las técnicas más conocidas están las formas directas (I y II), y estructuras de rejilla y escalera, técnicas de extracción de multiplicadores, y las formas modulares de filtros digitales de onda.

Las formas directas son formas de realización que implementan las ecuaciones en diferencias de los filtros en varias formas. Las constantes de multiplicación son los coeficientes de las funciones de transferencia. Para funciones de transferencia de bajo orden, las formas directas son muy competitivas en desempeño y costo. Las formas de rejilla y escalera tienen la propiedad inherente de baja sensibilidad estructural. Sus constantes de multiplicación son calculadas vía una serie de operaciones aritméticas. Esto causa alguna degradación en el desempeño del filtro digital resultante. La técnica de extracción de multiplicadores tiene la ventaja de que el filtro digital resultante siempre tendrá el mínimo número de multiplicadores.

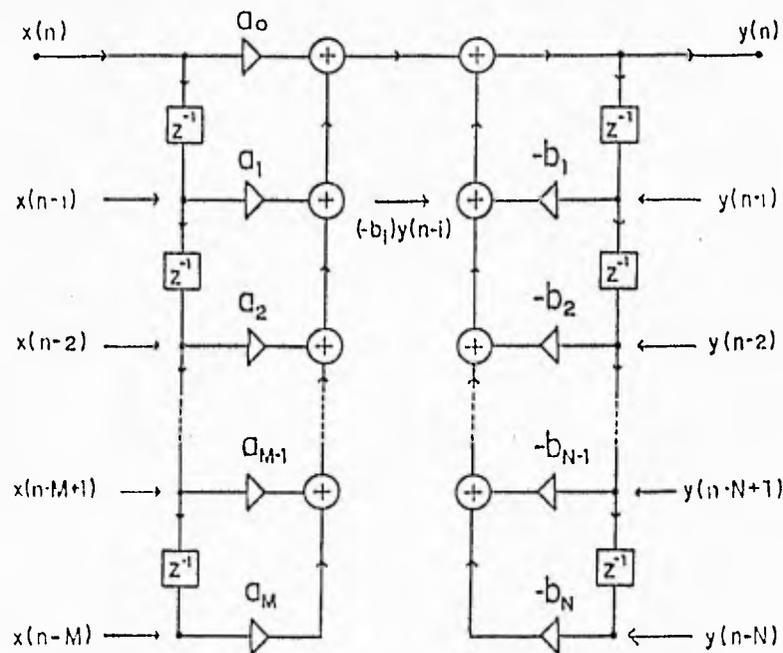


Figura 5.1: Realización en forma directa.

### 5.1.1 Realizaciones directas

Recordando que la función de transferencia

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^M a_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^N b_i z^{-i}} = \frac{A(z)}{B(z)} \quad (5.1)$$

define una ecuación en diferencias relacionando la secuencia de entrada  $x(n)$  y la secuencia de salida  $y(n)$  como

$$y(n) = \sum_{i=0}^M a_i x(n-i) + \sum_{i=1}^N (-b_i) y(n-i) \quad (5.2)$$

De aquí, que una relación de la función de transferencia de (5.1) se pueda obtener implementando un procedimiento de cálculo para (5.2). La figura 5.1 muestra una implementación de red digital de (5.2). Esta configuración se llama realización en la forma directa I de la función de transferencia de (5.1). En la figura 5.1 cada sumador se utiliza para sumar dos señales.

Un diagrama simplificado para la forma directa I se muestra en la figura 5.2, donde los sumadores suman más de dos señales.

Suponiendo que  $W(z)$  está definida por

$$\frac{W(z)}{X(z)} = \frac{1}{B(z)} \quad (5.3)$$

entonces (5.1) se puede usar para obtener

$$\frac{Y(z)}{W(z)} = \frac{Y(z)X(z)}{X(z)W(z)} = \frac{A(z)}{B(z)} B(z) = A(z) \quad (5.4)$$

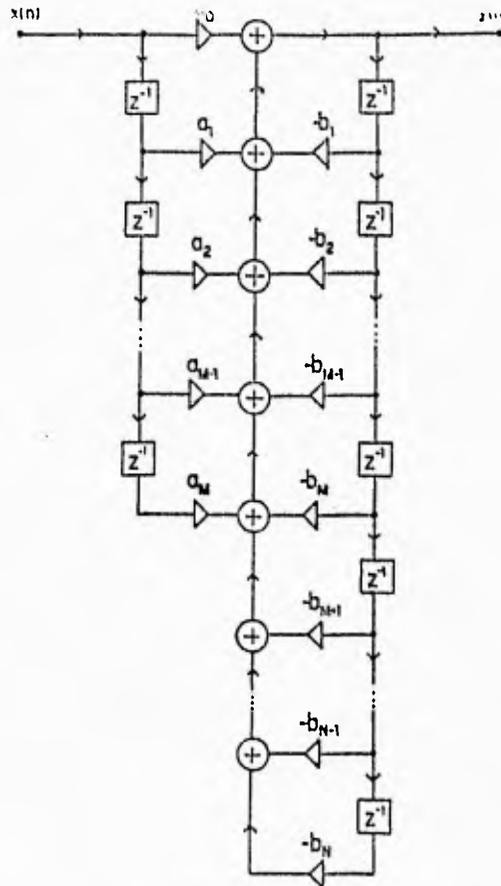


Figura 5.2: Forma directa I (diagrama simplificado).

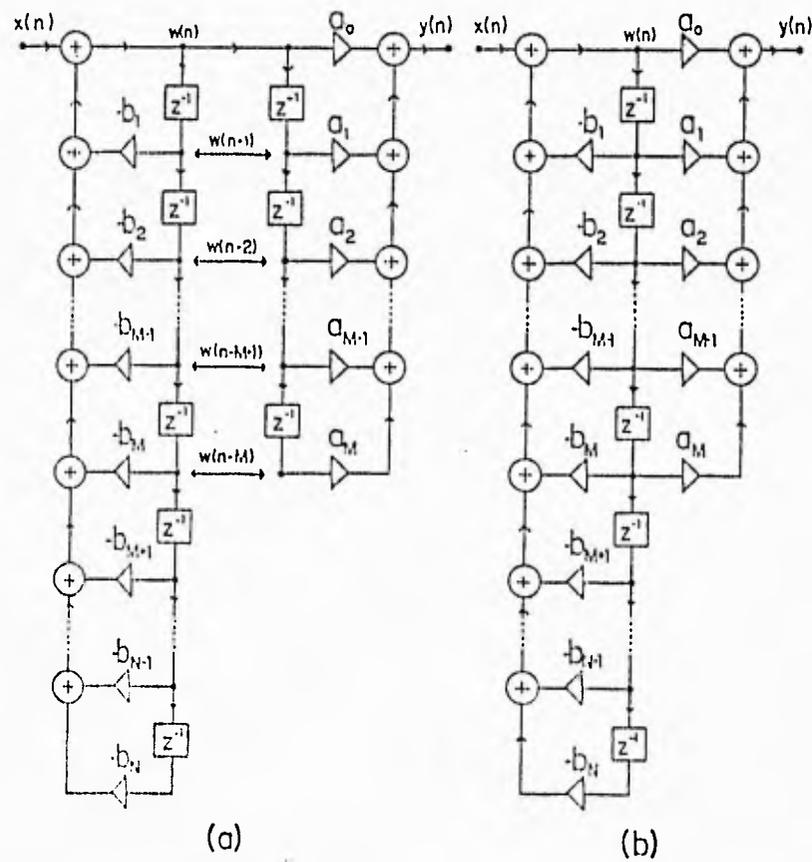


Figura 5.3: Realización de la forma directa II.

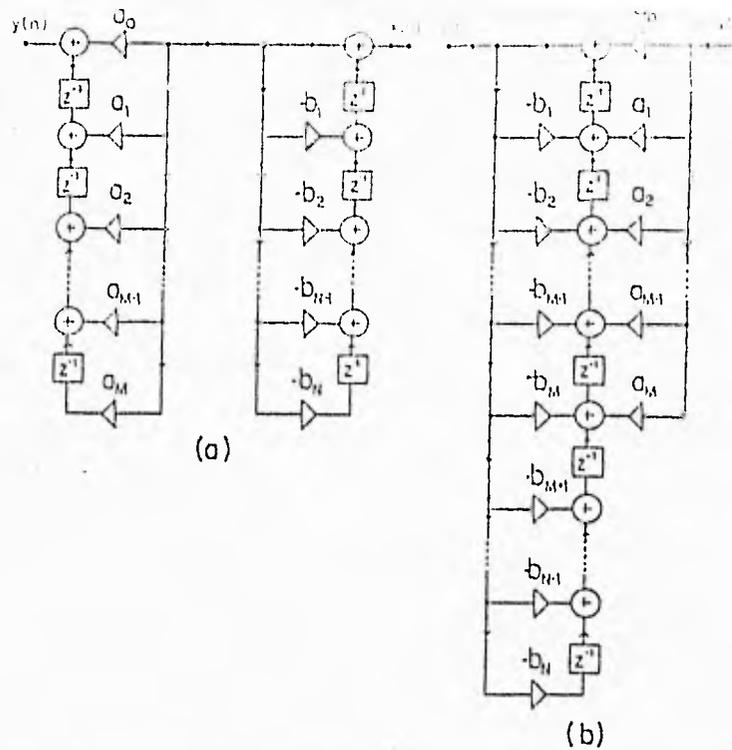


Figura 5.4: Formas directas transpuestas. (a) Forma directa transpuesta I. (b) Forma directa transpuesta II.

En (5.3), vemos que se puede realizar la función de transferencia  $H(z)$  de (5.1) realizando dos funciones de transferencia más simples, dadas por (5.3) y (5.4). Esta implementación se muestra en la figura 5.3a. Un esquema simplificado de la figura 5.3a es dado en la figura 5.3b. La figura 5.3 ilustra la realización en la forma directa II de (5.1). Como podemos observar, la realización de la forma directa II requiere solo  $N$  elementos de retraso.

Esta es la cantidad más pequeña de las unidades de retraso requeridas para realizar un filtro digital de orden  $N$  tal como el especificado por (5.1). Ambas formas directas requieren  $(N+M+1)$  multiplicadores, cantidad mínima de multiplicadores necesitados para realizar (5.1).

Con base en la teoría de gráficos de flujo de señales, la transposición de un circuito digital y el circuito digital original tienen funciones de transferencia idénticas. Específicamente, el circuito digital transpuesto se obtiene invirtiendo las direcciones de cada rama en el circuito y cambiando las terminales de entrada y salida. Por ejemplo, los circuitos transpuestos de las formas directas I y II de las figuras 5.2 y 5.3b se muestran en las figuras 5.4a y 5.4b, respectivamente. Se puede demostrar que las funciones de transferencia de las figuras 5.4a y 5.4b están dadas por (5.1).

### 5.1.2 Formas escalera.

Si suponemos que la función de transferencia del filtro digital IIR deseado está dado por

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_M z^{-M}}{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_N z^{-N}} \quad (5.5)$$

donde

$$|N - M| \leq 1 \quad (5.6)$$

entonces  $H(z)$  puede admitir varias representaciones equivalentes en la forma de expansiones de fracciones continuas. Para construir la estructura de este tipo se consideran algunas situaciones específicas.

CASO 1. Supongamos que  $H(z)$  de (5.5) admite una expansión de fracciones continuas en  $z^{-1} = \infty$  o  $z = 0$ :

$$H_1(z) = A_0 + \frac{1}{B_1 z^{-1} + \frac{1}{A_1 + \frac{1}{B_2 z^{-1} + \frac{1}{A_2 + \dots + \frac{1}{B_N z^{-1} + \frac{1}{A_N}}}}} \quad (5.7)$$

o

$$H_2(z) = B_0 z^{-1} + \frac{1}{A_0 + \frac{1}{B_1 z^{-1} + \frac{1}{A_1 + \frac{1}{B_2 z^{-1} + \frac{1}{A_2 + \dots + \frac{1}{B_N z^{-1} + \frac{1}{A_N}}}}} \quad (5.8)$$

Examinando (5.7) y (5.8) detalladamente, podemos concluir que las realizaciones de las fracciones continuas (5.7) y (5.8) se podrían efectuar fácilmente si pudiéramos realizar dos bloques caracterizados por las dos funciones de transferencia siguientes:

$$H_{B1}(z) = \frac{1}{A + T(z)} \quad (5.9)$$

y

$$H_{B2}(z) = \frac{1}{Bz^{-1} + T(z)} \quad (5.10)$$

donde  $T(z)$  es arbitraria. Esto es porque las fracciones continuas (5.7) y (5.8) se pueden escribir en las formas (5.9) y (5.10) repetidamente. La figura 5.5a y 5.5b da una realización del circuito digital de  $H_{B1}(z)$  y  $H_{B2}(z)$  de (5.9) y (5.10), respectivamente. Con la figura 5.5 que proporciona los bloques básicos del circuito digital, podemos proceder a la realización de (5.7) y (5.8). Específicamente, consideremos primero el caso de (5.7). Escribiendo  $H_1(z)$  como

$$\frac{1}{T_{A_0}^1(z)} = H_1(z) = A_0 + T_{B_1}^1(z) \quad (5.11)$$

donde

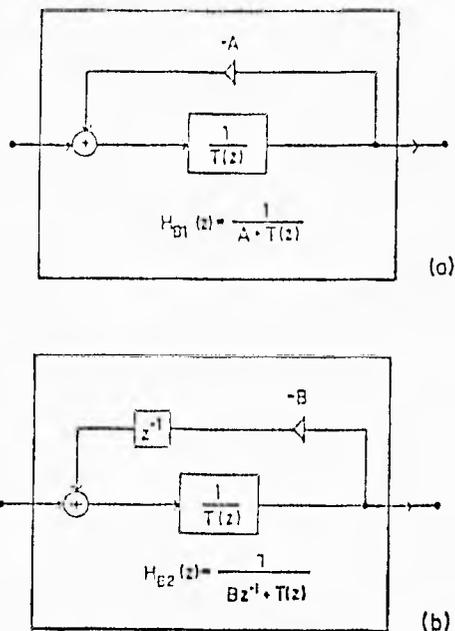


Figura 5.5: Dos bloques básicos para realizaciones en escalera.

$$T_{B_1}^1(z) = \frac{1}{B_1 z^{-1} + \frac{1}{A_1 + \frac{1}{\dots + \frac{1}{A_N}}}} \quad (5.12)$$

Podemos realizar  $H_1(z)$  sumando las dos funciones de transferencia  $A_0$  y  $T_{B_1}^1(z)$ , como se muestra en la figura 5.6a. Para realizar  $T_{B_1}^1(z)$ , escribimos

$$T_{B_1}^1(z) = \frac{1}{B_1 z^{-1} + T_{A_1}^1(z)} \quad (5.13)$$

donde

$$\frac{1}{T_{A_1}^1(z)} = A_1 + \frac{1}{B_2 z^{-1} + \frac{1}{\dots + \frac{1}{A_N}}} \quad (5.14)$$

Usando la figura 5.5b, podemos implementar (5.13) con el circuito mostrado en la figura 5.6b. Se puede ver que la función de transferencia de  $T_{A_1}^1(z)$  de (5.14) está en la misma forma que  $T_{A_0}^1(z)$  de (5.11) excepto que es más simple. Por lo tanto podemos usar los procedimientos de (5.11), (5.12) y (5.13), (5.14) repetidamente hasta que  $H_1(z)$  sea realizada.

En la figura 5.6c se muestra una realización de  $H_1(z)$  usando el procedimiento alternativo de (5.11), (5.12) y (5.13), (5.14).

De una forma similar, la función de transferencia  $H_2(z)$  de (5.8) se puede realizar aplicando la figura 5.5a repetidamente. Los pasos correspondientes y la realización final del circuito se muestran en la figura 5.7, donde

$$T_{A_0}^2(z) = \frac{1}{A_0 + T_{B_1}^2(z)} \quad (5.15)$$

y

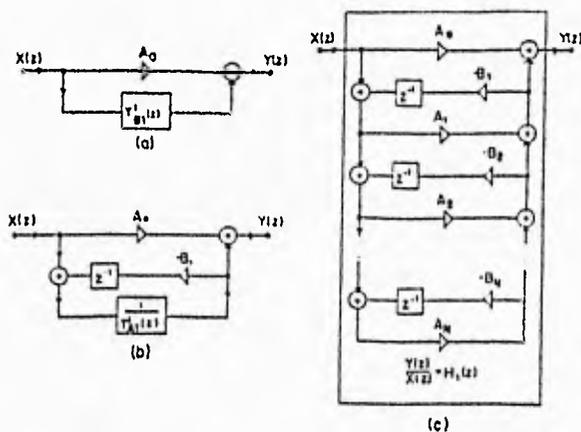


Figura 5.6: Una realización en escalera del circuito de  $H_1(z)$  de (6.7). (a) y (b) Pasos realizados. (c) Realización final del circuito.

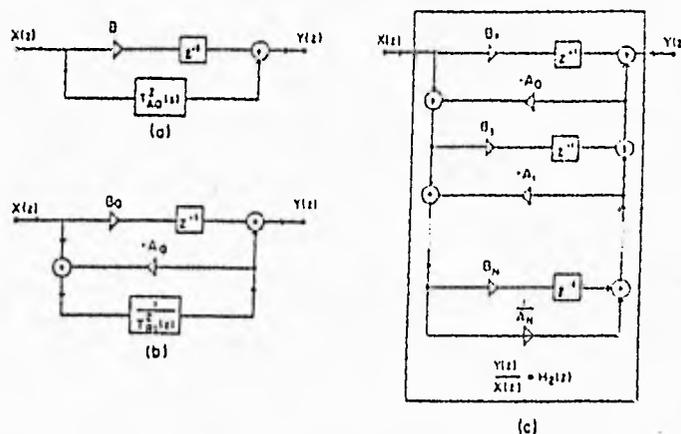


Figura 5.7: Una realización en escalera del circuito de  $H_2(z)$  de (6.8). (a) y (b) Pasos realizados. (c) Una realización final del circuito.

$$T_{B_1}^2(z) = \frac{1}{B_1 z^{-1} + \frac{1}{A_1 + \frac{1}{\dots + \frac{1}{A_N}}}} \quad (5.16)$$

Si  $\frac{1}{A_N} = 0$  (la expansión de fracción continua termina con  $B_N z^{-1}$ ), entonces el proceso producirá circuitos de realización válidos.

CASO 2. Supongamos que  $H(z)$  de (5.5) admite una expansión de función continua en  $z^{-1} = 0$  o  $z = \infty$ :

$$H_3(z) = A_0 + \frac{1}{B_1 z + \frac{1}{A_1 + \frac{1}{\dots + \frac{1}{B_N z + \frac{1}{A_N}}}}} \quad (5.17)$$

$$H_4(z) = \frac{1}{A_0 + \frac{1}{B_1 z + \frac{1}{A_1 + \frac{1}{\dots + \frac{1}{B_N z + \frac{1}{A_N}}}}} \quad (5.18)$$

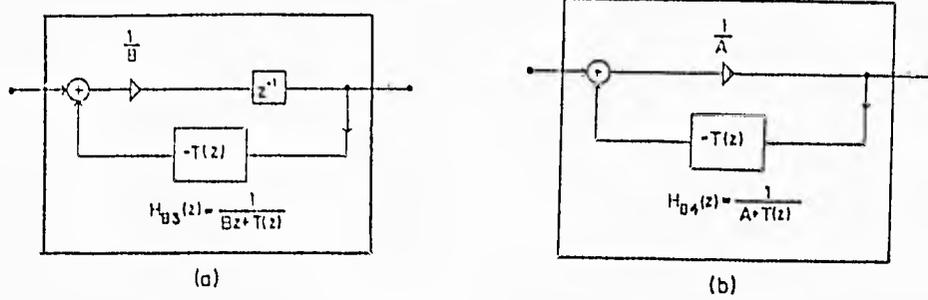


Figura 5.8: Dos bloques básicos para realizaciones en escalera.

Para implementar (5.17) y (5.18), necesitamos construir bloques que realicen las dos funciones

$$H_{B_3}(z) = \frac{1}{Bz + T(z)} \quad (5.19)$$

y

$$H_{B_4}(z) = \frac{1}{A + T(z)} \quad (5.20)$$

La figura 5.8 proporciona las realizaciones de  $H_{B_3}(z)$  y  $H_{B_4}(z)$ .

Para realizar la función de transferencia de (5.17), escribimos  $H_3(z)$  como

$$H_3(z) = A_0 + T_{B_1}^3(z) = A_0 + \frac{1}{B_1z + T_{A_1}^3(z)} \quad (5.21)$$

donde

$$T_{B_1}^3(z) = \frac{1}{B_1z + T_{A_1}^3(z)} \quad (5.22)$$

y

$$T_{A_1}^3(z) = \frac{1}{A_1 + \frac{1}{B_2z + \frac{1}{\dots + \frac{1}{A_N}}}} \quad (5.23)$$

Aplicando la figura 5.8a, las acciones de (5.21), (5.22) y (5.23) son implementadas en la figura 5.9a y 5.9b. En la figura 5.9b  $-T_{A_1}(z)$  puede ser escrita como

$$-T_{A_1}(z) = \frac{1}{-A_1 - T_{B_2}(z)} \quad (5.24)$$

donde

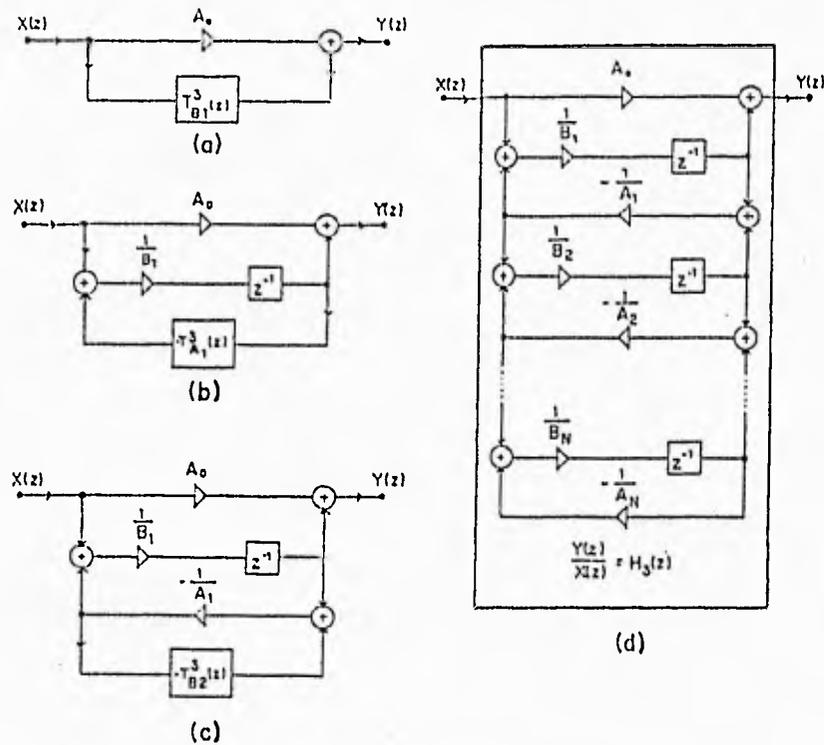


Figura 5.9: Una realización en escalera del circuito de  $H_3(z)$  de (6.17). (a), (b) y (c) Pasos implicados. (d) Realización final del circuito.

$$T_{B_2}^3(z) = \frac{1}{B_2 z + \frac{1}{A_2 + \frac{1}{B_N z + \frac{1}{A_N}}}} \quad (5.25)$$

Con la ayuda de la figura 5.8b, la figura 5.9c ilustra el paso involucrado en (5.24) y (5.25). Se nota que  $T_{B_2}^3(z)$  es parecida a  $T_{B_1}^3(z)$  excepto que es más simple. Repitiendo el proceso de (5.22), (5.23) y (5.24), (5.25), podemos obtener  $H_3(z)$  como se ve en la figura 5.9d.

Similarmente, si aplicamos las figuras 5.8a y 5.8b repetidamente, obtenemos la realización del circuito de  $H_4(z)$  de (5.18) como se ilustra en la figura 5.10. donde

$$-T_{B_1}^4(z) = \frac{1}{-B_1 z - T_{A_1}^4(z)} \quad (5.26)$$

y

$$T_{A_1}^4(z) = \frac{1}{A_1 + \frac{1}{B_2 z + \frac{1}{A_N}}} \quad (5.27)$$

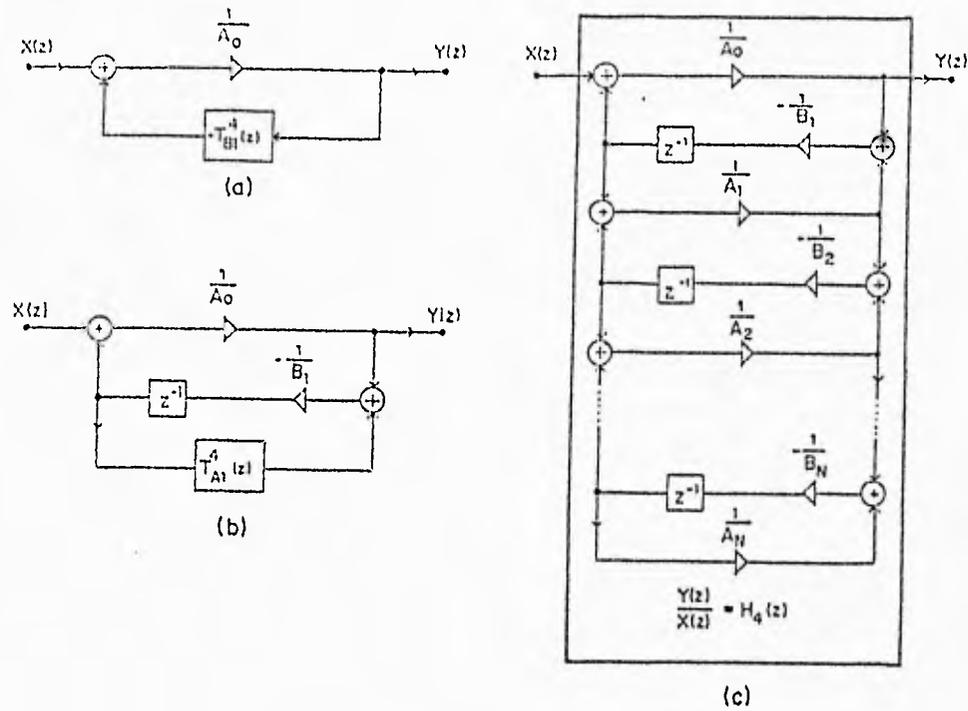


Figura 5.10: Una realización en escalera del circuito de  $H_4(z)$  de (6.18). (a) y (b) Pasos implicados. (c) Realización final del circuito.

### 5.1.3 Sensibilidad de los coeficientes

Cuando los coeficientes en la ecuación en diferencias

$$y(n) = \sum_{m=0}^M a_m x(n-m) - \sum_{m=1}^M b_m y(n-m) \quad (5.28)$$

la cual implementa un filtro digital recursivo, son cuantizados, los errores de coeficientes resultantes pueden causar importantes cambios en las características del filtro. Para entender el efecto de errores de coeficientes en la respuesta en frecuencia y la sensibilidad se deben estudiar cómo las ubicaciones de los polos de la función de transferencia  $H(z)$  en (5.29)

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_M z^{-M}}{1 + b_1 z^{-1} + \dots + b_N z^{-N}} = \frac{A(z)}{B(z)} \quad (5.29)$$

varían cuando hay cambios en los coeficientes  $a_k$  del denominador de  $H(z)$ .

La función de transferencia de un filtro recursivo es una función racional de  $z$ , como se muestra en (5.29). Para obtener  $H(z)$  en términos de potencias positivas de  $z$ , la escribimos como

$$H(z) = \frac{z^{N-M}(a_0 z^M + \dots + a_M)}{z^N + b_1 z^{-1} + \dots + b_N} \quad (5.30)$$

$$H(z) = z^{N-M} \frac{\hat{A}(z)}{\hat{B}(z)} \quad (5.31)$$

El polinomio del denominador en (5.31) se puede escribir como

$$\hat{B}(z) = \sum_{k=0}^N b_k z^{N-k} = \sum_{m=0}^N (z - z_m), \quad (5.32)$$

donde  $b_0 = 1.0$

Para ver cómo un cambio en el coeficiente  $b_k$  afecta la ubicación del polo  $z_m$ , se considera la expresión en serie de Taylor de  $\hat{B}(z)$  considerada como una función de  $z$  y  $b_k$ :  $\hat{B}(z, b_k)$ .

$$\hat{B}(z_m + \Delta z_m, b_k + \Delta b_k) = \hat{B}(z_m, b_k) + \Delta b_k \frac{\partial \hat{B}(z)}{\partial b_k} + \Delta z_m \frac{\partial \hat{B}(z)}{\partial z_m} \quad (5.33)$$

Assumiendo que  $\Delta b_k$  y  $\Delta z_m$  compensan para mantener la misma  $\hat{B}(z)$ , obtenemos

$$\Delta z_m = -\Delta b_k \frac{\partial \hat{B}(z)/\partial b_k}{\partial \hat{B}(z)/\partial z_m} \quad (5.34)$$

evaluando las derivadas parciales en (5.34) se obtiene

$$\frac{\partial \hat{B}(z)}{\partial b_k} = \frac{\partial}{\partial b_k} \left| \sum_{i=0}^N b_i z^{N-i} \right| = z^{N-k} \quad (5.35)$$

$$\frac{\partial \hat{B}(z)}{\partial z_m} = \frac{\partial}{\partial z_m} \left| \sum_{j=1}^N (z - z_j) \right|_{j \neq m} = - \sum_{j=1}^N (z - z_j) \quad (5.36)$$

Evaluando (5.35) y (5.36) en  $z = z_m$  se obtiene

$$\Delta z_m = \Delta b_k \left| \frac{z_m^{N-k}}{\prod_{j=1, j \neq m}^N (z_m - z_j)} \right| \quad (5.37)$$

La expresión para sensibilidad de coeficientes (5.37) lleva a varias conclusiones sobre la implementación de filtros recursivos:

1. El filtro es más sensible a variaciones del último coeficiente  $a_N$  debido a que  $N-k$  es cero.
2. Moviendo el polo  $z_m$  más cerca del círculo unitario ( $|z| = 1$ ) incrementa la sensibilidad de la ubicación del polo a la variación de un coeficiente porque el numerador de (5.37) es muy grande.
3. La sensibilidad de los coeficientes se incrementa cuando los polos están cerca unos de otros debido a los valores pequeños de  $z_m - z_j$  en el denominador de (5.37).

Cuando hay una pendiente muy vertical en la región de transición en la respuesta en frecuencia (cuando  $N$  es grande), es difícil tener polos bien separados. Así, para reducir la sensibilidad se recomienda una estructura en cascada de varias secuencias de bajo orden en vez de una realización directa de un filtro de alto orden. De esta forma es posible tener polos bien separados en cada sección y lograr reducir la sensibilidad

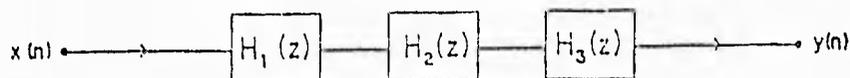


Figura 5.11: Estructura en Cascada.

a la variación de los coeficientes en cada sección de orden más bajo. Las secciones de segundo orden son mucho más fáciles de analizar que los bloques de alto orden.

Ya que la sensibilidad de los coeficientes, de acuerdo a la conclusión 3, se incrementa cuando los polos están cerca entre ellos, los filtros de banda muy angosta son más sensibles a los errores de coeficientes que los filtros de banda ancha debido a que los polos usualmente están agrupados alrededor de la región de banda de paso del plano  $z$ .

#### 5.1.4 Realizaciones indirectas

En lo que concierne a errores de cuantización se ha encontrado que la aproximación indirecta da mejores resultados que los obtenidos por la aproximación directa.

Para disminuir el efecto de error de cuantización o efecto de longitud de palabra finita, los filtros digitales se realizan interconectando secciones, de primer y segundo orden.

#### •Estructuras en cascada.

Factorizando se puede escribir la función de transferencia racional de (5.29) como

$$H(z) = k \prod_{k=1}^{[N/2]} \frac{1 + a_{1k}z^{-1} + a_{2k}z^{-2}}{1 + b_{1k}z^{-1} + b_{2k}z^{-2}} \quad (5.38)$$

donde  $[N/2]$  es el entero más pequeño  $\geq N/2$ .

Cada uno de los factores de segundo orden en (5.39) puede ser implementado con una de las estructuras descritas en la sección 6.1.1, dando la realización de  $H(z)$  como una cascada de secciones de segundo orden, como se muestra en la figura 5.11. Si el filtro tiene un orden impar, entonces es necesaria una sección de primer o tercer orden.

Hay muchas estructuras en cascada diferentes que corresponden a diferentes ordenamientos de los bloques  $H_k(z)$  y diferentes formas de hacer parejas de los factores del numerador y denominador de (5.38). Esta libertad de ordenar y formar parejas se puede usar para reducir el ruido de cuantización. Las secciones de segundo orden se pueden ordenar de tal forma que la sección con los polos más cercanos al círculo unitario sea la última. Para determinar el mejor orden y pares para un filtro en particular, se debe evaluar el ruido de cuantización para todas las posibilidades.

Es posible usar estructuras diferentes para secciones diferentes. Por ejemplo, las secciones con polos cerca del círculo unitario pueden ser implementadas con estructuras que tienen sensibilidad más baja pero pueden requerir más cálculos. Las secciones con polos bien separados del círculo unitario se pueden implementar con estructuras más simples.

Una posible ventaja de la estructura en cascada es que los ceros del círculo unitario de la función de transferencia completa pueden implementarse fácilmente. Cuando el coeficiente del numerador  $a_{2k}$  en (5.38) es igual a la unidad, el cero para la  $k$ -ésima sección está sobre el círculo unitario, entonces (excepto para la posible cancelación de polo/cero) el filtro completo tendrá un cero en el círculo unitario.

### Estructuras en paralelo.

Si el denominador de (5.29) tiene  $N_r$  raíces reales y  $N_c$  pares de raíces reales-conjugadas, entonces de una expansión de fracción parcial de (5.29) se obtiene

$$H(z) = \sum_{k=0}^{M-N} p_k z^{-k} + \sum_{k=1}^{N_r} \frac{B_k}{1 - d_k z^{-1}} + \sum_{k=1}^{N_c} \frac{B_k(1 - C_k z^{-1})}{(1 - r_k z^{-1})(1 - r_k^* z^{-1})} \quad (5.39)$$

Cuando ambos polos, el real y el complejo conjugado, son agrupados en parejas, (5.39) llega a ser

$$H(z) = \sum_{k=1}^{\lfloor N/2 \rfloor} H_k(z) + \sum_{k=0}^{M-N} p_k z^{-k} \quad (5.40)$$

con

$$H_k(z) = \frac{c_0 k - c_1 k z^{-1}}{1 - b_1 k z^{-1} - b_2 k z^{-2}} \quad (5.41)$$

La estructura en paralelo se muestra en la figura 5.12 para  $M=N$ . En esta estructura, a diferencia de la estructura en cascada, no hay diferencia si se reordenan los bloques de  $H_k(z)$ ; por lo tanto se evita el problema de escoger el lugar de los bloques de segundo orden. Una posible desventaja de la estructura en paralelo es la dificultad de colocar exactamente los ceros en el eje de frecuencias (círculo unitario).

Sin embargo, en la estructura en paralelo los ceros dependen de la cancelación de términos en la suma y son más sensibles a la cuantización de coeficientes.

### 5.1.5 Estructura de variables de estado

Usualmente es conveniente modelar un filtro digital como un sistema lineal invariante en el tiempo con ecuaciones en diferencias de matriz de coeficientes constantes llamadas ecuaciones de *estado*. Con el vector de estado  $x$ , la entrada simple  $u$ , la salida  $y$ ,

$$x(n+1) = Ax(n) + Bu(n) \quad y(n) = Cx(n) + Du(n) \quad (5.42)$$

Para un sistema de entrada simple/salida simple de orden  $N$ , los tamaños de las matrices son

$A$   $N \times N$

$B$   $N \times 1$

$C$   $1 \times N$

$D$   $1 \times 1$

La función de transferencia del sistema en (5.40) es

Una posible ventaja de la estructura en cascada es que los ceros del círculo unitario de la función de transferencia completa pueden implementarse fácilmente. Cuando el coeficiente del numerador  $a_{2k}$  en (5.38) es igual a la unidad, el cero para la  $k$ -ésima sección está sobre el círculo unitario, entonces (excepto para la posible cancelación de polo/cero) el filtro completo tendrá un cero en el círculo unitario.

### Estructuras en paralelo.

Si el denominador de (5.29) tiene  $N_r$  raíces reales y  $N_c$  pares de raíces reales-conjugadas, entonces de una expansión de fracción parcial de (5.29) se obtiene

$$H(z) = \sum_{k=0}^{M-N} p_k z^{-k} + \sum_{k=1}^{N_r} \frac{B_k}{1 - d_k z^{-1}} + \sum_{k=1}^{N_c} \frac{B_k(1 - C_k z^{-1})}{(1 - r_k z^{-1})(1 - r_k^* z^{-1})} \quad (5.39)$$

Cuando ambos polos, el real y el complejo conjugado, son agrupados en parejas, (5.39) llega a ser

$$H(z) = \sum_{k=1}^{\lfloor N/2 \rfloor} H_k(z) + \sum_{k=0}^{M-N} p_k z^{-k} \quad (5.40)$$

con

$$H_k(z) = \frac{c_0 k - c_1 k z^{-1}}{1 - b_1 k z^{-1} - b_2 k z^{-2}} \quad (5.41)$$

La estructura en paralelo se muestra en la figura 5.12 para  $M=N$ . En esta estructura, a diferencia de la estructura en cascada, no hay diferencia si se reordenan los bloques de  $H_k(z)$ : por lo tanto se evita el problema de escoger el lugar de los bloques de segundo orden. Una posible desventaja de la estructura en paralelo es la dificultad de colocar exactamente los ceros en el eje de frecuencias (círculo unitario).

Sin embargo, en la estructura en paralelo los ceros dependen de la cancelación de términos en la suma y son más sensibles a la cuantización de coeficientes.

### 5.1.5 Estructura de variables de estado

Usualmente es conveniente modelar un filtro digital como un sistema lineal invariante en el tiempo con ecuaciones en diferencias de matriz de coeficientes constantes llamadas ecuaciones de *estado*. Con el vector de estado  $x$ , la entrada simple  $u$ , la salida  $y$ ,

$$x(n+1) = Ax(n) + Bu(n) \quad y(n) = Cx(n) + Du(n) \quad (5.42)$$

Para un sistema de entrada simple/salida simple de orden  $N$ , los tamaños de las matrices son

$$A \quad N \times N$$

$$B \quad N \times 1$$

$$C \quad 1 \times N$$

$$D \quad 1 \times 1$$

La función de transferencia del sistema en (5.40) es

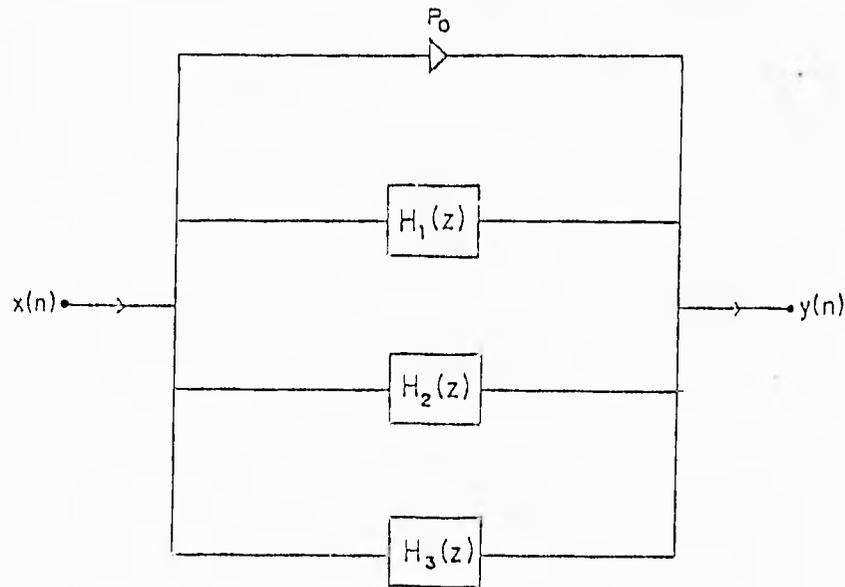


Figura 5.12: Estructura en Paralelo.

$$H(z) = C[zI - A]^{-1}B + D, \quad (5.43)$$

donde  $I$  es la matriz identidad.

Muchas elecciones de  $A$ ,  $B$ ,  $C$  y  $D$  en (5.42) dan la misma función de transferencia (5.43).

Sea

$$A' = M^{-1}AM \quad B' = M^{-1}B \quad C' = CM, D' = D \quad (5.44)$$

El sistema descrito en (5.44) tiene una función de transferencia

$$H'(z) = C'[zI - A']^{-1}B' + D' \quad (5.45)$$

Sustituyendo (5.44) en (5.45) da

$$H'(z) = CM[zI - M^{-1}AM]^{-1}M^{-1}B + D \quad (5.46)$$

A partir de que

$$[zI - M^{-1}AM]^{-1} = M^{-1}[zI - A]^{-1}M, \quad (5.47)$$

tenemos  $H'(z) = H(z)$ .

Si el filtro digital fuera un sistema lineal, entonces todos los sistemas descritos en (5.45) para diferentes elecciones de  $M$  tendrían el mismo comportamiento, es decir, serían equivalentes. Un diagrama de bloques de la estructura de variables de estado se muestra en la figura 5.13 para  $N=2$ .

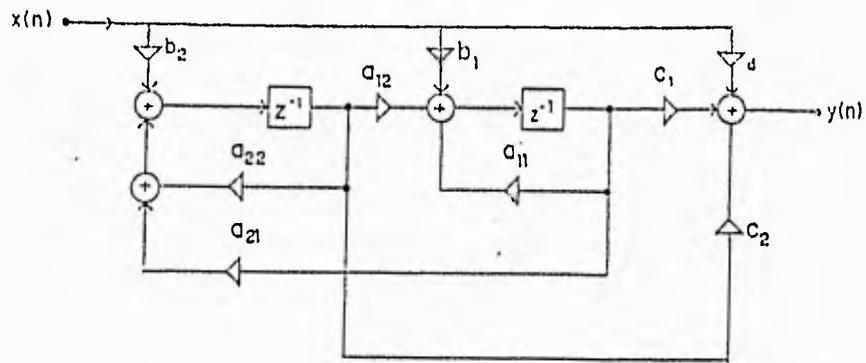


Figura 5.13: Estructura de variables de estado.

La estructura de variables de estado requiere mucho más aritmética que las estructuras transpuesta y directa.

## Capítulo 6

# IMPLEMENTACION DEL FILTRO DIGITAL

En el presente trabajo, el filtro de ramura se implementó mediante las configuraciones de cascada y paralelo, utilizando la forma directa II (segunda forma canónica), la estructura escalera y la estructura de variables de estado por ser ésta menos sensible a los errores de cuantización en los coeficientes y de redondeo en las operaciones aritméticas.

Para implementar el filtro mediante estas estructuras, en este capítulo (al igual que en el anterior) se hará referencia a las funciones de transferencia elegidas como (f) y (g), las cuales se muestran a continuación.

Función de transferencia (f).

$$H_1(z) = \frac{1 - 0.1255810390588z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0.0951521016215z^{-1} + 0.9905386849161z^{-2}}$$

$$H_2(z) = \frac{1 - 0.1255810390588z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0.1236084167097z^{-1} + 0.9688308135741z^{-2}}$$

$$H_3(z) = \frac{1 - 0.1255810390588z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0.1547908288339z^{-1} + 0.9905386849161z^{-2}}$$

Función de transferencia (g).

$$H_1(z) = \frac{1 - 0.1255810390588z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0.06472316419098z^{-1} + 0.9815708500529z^{-2}}$$

$$H_2(z) = \frac{1 - 0.1255810390588z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0.1216357943615z^{-1} + 0.9381551073683z^{-2}}$$

$$H_3(z) = \frac{1 - 0.1255810390588z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0.1810006186098z^{-1} + 0.9815708500529z^{-2}}$$

### 6.1 Estructura en cascada mediante la forma directa II

Utilizando la estructura de la forma directa II realizamos

$$H(z) = H_1(z).H_2(z).H_3(z) \quad (6.1)$$

**FALTA PAGINA**

**No 44 la.....**

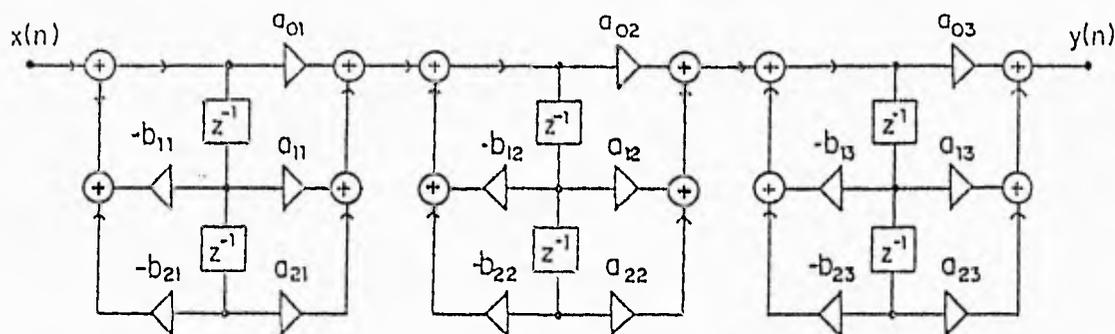


Figura 6.1: Filtro de la forma directa II (canónica) en cascada.

y obtenemos el filtro en cascada como se muestra en la figura 6.1. Los coeficientes para las estructuras de las funciones de transferencia (f) y (g) son los siguientes:

Para la estructura de (f)

$$\begin{array}{lll}
 a_{01} = 1.00000000000000 & a_{02} = 1.00000000000000 & a_{03} = 1.00000000000000 \\
 a_{11} = -0.1255810390588 & a_{12} = -0.1255810390588 & a_{13} = -0.1255810390588 \\
 a_{21} = 1.00000000000000 & a_{22} = 1.00000000000000 & a_{23} = 1.00000000000000 \\
 b_{11} = -0.0951521016245 & b_{12} = -0.1236084167097 & b_{13} = -0.1547908288339 \\
 b_{21} = 0.99053868491640 & b_{22} = 0.96883081357410 & b_{23} = 0.99053868491640
 \end{array}$$

Para la estructura de (g)

$$\begin{array}{lll}
 a_{01} = 1.00000000000000 & a_{02} = 1.00000000000000 & a_{03} = 1.00000000000000 \\
 a_{11} = -0.1255810390588 & a_{12} = -0.1255810390588 & a_{13} = -0.1255810390588 \\
 a_{21} = 1.00000000000000 & a_{22} = 1.00000000000000 & a_{23} = 1.00000000000000 \\
 b_{11} = -0.06472316419098 & b_{12} = -0.1216357943615 & a_{13} = -0.1840006186098 \\
 b_{21} = 0.981570850052900 & b_{22} = 0.93815510736830 & a_{23} = 0.98157085005290
 \end{array}$$

## 6.2 Estructura en cascada mediante el filtro de estado

Para obtener el filtro en cascada utilizando la estructura de variables de estado (el cual se muestra en la figura 6.2) se calculan los coeficientes de ésta a partir de las funciones de transferencia  $H_1(z)$ ,  $H_2(z)$  y  $H_3(z)$ , donde

$$H(z) = \frac{A_0 + A_1 z^{-1} + A_2 z^{-2}}{1 + B_1 z^{-1} + B_2 z^{-2}}$$

Los valores de los elementos del filtro se obtienen utilizando las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 d &= A_0 \\
 a_{11} &= a_{22} = -B_1/2 \\
 a_{12} &= -a_{21} = \sqrt{B_2 - B_1^2/4}
 \end{aligned}$$

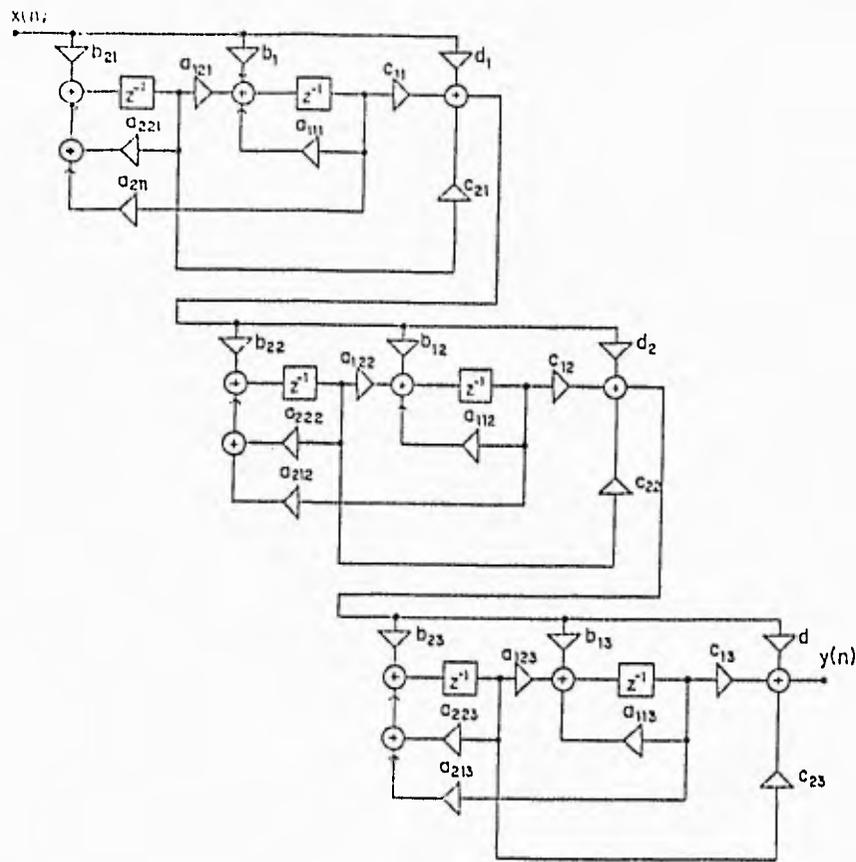


Figura 6.2: Filtro de estado en cascada.

$$\alpha = A_1 - A_0 B_1$$

$$\beta = A_2 - A_0 B_2$$

$$\epsilon = (\beta + \alpha a_{22})^2 / 4a_{12}^2$$

$$c_2 = -b_2 = \sqrt{(\sqrt{\alpha_2 + 4\epsilon} - \alpha) / 2}$$

$$c_1 = b_1 = -\sqrt{\alpha + c_2^2}$$

Los coeficientes obtenidos para las estructuras de las funciones de transferencia (f) y (g) son los siguientes:

Para la estructura de (f)

$b_{21} = -0.17593678786690$	$b_{22} = -0.12969045947810$	$b_{23} = -0.33900782621590$
$b_{11} = -0.02290886052666$	$b_{12} = -0.12184823728940$	$b_{13} = -0.17423849413220$
$d_1 = 1.0000000000000000$	$d_2 = 1.0000000000000000$	$d_3 = 1.0000000000000000$
$a_{111} = 0.04757605081225$	$a_{112} = 0.06180420835487$	$a_{113} = 0.07739541441695$
$a_{121} = 0.99412031681560$	$a_{122} = 0.98234976123770$	$a_{123} = 0.99224424147670$
$a_{211} = -0.9941203168156$	$a_{212} = -0.9823497612377$	$a_{213} = -0.9922442414767$
$a_{221} = 0.04757605081225$	$a_{222} = 0.06180420835487$	$a_{223} = 0.07739541441695$
$c_{11} = -0.02290886052666$	$c_{12} = -0.12184823728940$	$c_{13} = -0.17423849413220$
$c_{21} = 0.175936787866900$	$c_{22} = 0.129690459478100$	$c_{23} = 0.033900782621590$

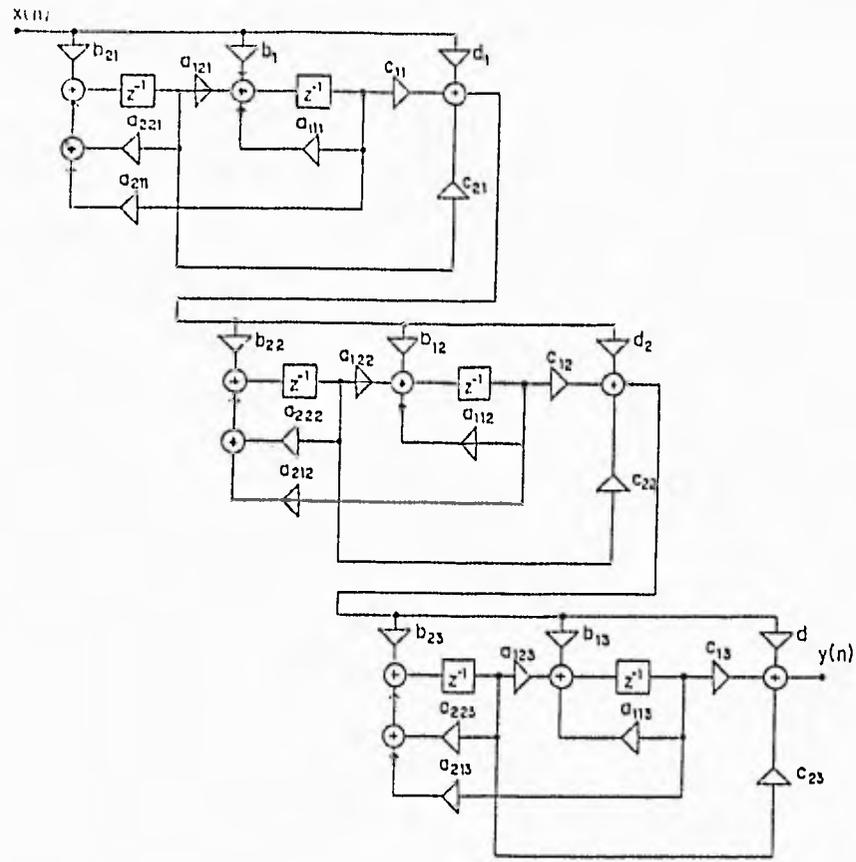


Figura 6.2: Filtro de estado en cascada.

$$\alpha = A_1 - A_0 B_1$$

$$\beta = A_2 - A_0 B_2$$

$$c = (\beta + \alpha a_{22})^2 / 4a_{12}^2$$

$$c_2 = -b_2 = \sqrt{(\sqrt{\alpha_2 + 4c} - \alpha) / 2}$$

$$c_1 = b_1 = -\sqrt{\alpha + c_2^2}$$

Los coeficientes obtenidos para las estructuras de las funciones de transferencia (f) y (g) son los siguientes:

Para la estructura de (f)

$b_{21} = -0.17593678786690$	$b_{22} = -0.12969045947810$	$b_{23} = -0.33900782621590$
$b_{11} = -0.02290886052666$	$b_{12} = -0.12184823728940$	$b_{13} = -0.17423849413220$
$d_1 = 1.0000000000000000$	$d_2 = 1.0000000000000000$	$d_3 = 1.0000000000000000$
$a_{111} = 0.04757605081225$	$a_{112} = 0.06180420835487$	$a_{113} = 0.07739541441695$
$a_{121} = 0.99412031681560$	$a_{122} = 0.98234976123770$	$a_{123} = 0.99224424147670$
$a_{211} = -0.9941203168156$	$a_{212} = -0.9823497612377$	$a_{213} = -0.9922442414767$
$a_{221} = 0.04757605081225$	$a_{222} = 0.06180420835487$	$a_{223} = 0.07739541441695$
$c_{11} = -0.02290886052666$	$c_{12} = -0.12184823728940$	$c_{13} = -0.17423849413220$
$c_{21} = 0.175936787866900$	$c_{22} = 0.129690459478100$	$c_{23} = 0.033900782621590$

Para la estructura de (g)

$$\begin{array}{lll}
 b_{21} = -0.24894276221420 & b_{22} = -0.18411423404340 & b_{23} = -0.04892561904925 \\
 b_{11} = -0.03338591038385 & b_{12} = -0.17306879117880 & b_{13} = -0.24660351933890 \\
 d_1 = 1.0000000000000000 & d_2 = 1.0000000000000000 & d_3 = 1.0000000000000000 \\
 a_{111} = 0.03236158209549 & a_{112} = 0.06081789718073 & a_{113} = 0.09200030930489 \\
 a_{121} = 0.99021390520290 & a_{122} = 0.96667279404710 & a_{123} = 0.98646149490100 \\
 a_{211} = -0.9902139052029 & a_{212} = -0.9666727940471 & a_{213} = -0.9864614949010 \\
 a_{221} = 0.03236158209549 & a_{222} = 0.06081789718073 & a_{223} = 0.09200030930489 \\
 c_{11} = -0.03338591038385 & c_{12} = -0.17306879117880 & c_{13} = -0.24660351933890 \\
 c_{21} = 0.248942762214200 & c_{22} = 0.184114234043400 & c_{23} = 0.048925619049250
 \end{array}$$

### 6.3 Estructura en paralelo mediante la forma directa II

Para la realización del filtro digital mediante la estructura en paralelo es necesario que  $H(z)$  se expanda en fracciones parciales. Con ayuda del paquete MATLAB se obtuvo la función de transferencia  $H'(z)$ .

$$H'(z) = K + H'_1(z) + H'_2(z) + H'_3(z) \quad (6.2)$$

Para la función de transferencia (f) se calcularon los siguientes coeficientes:

$$K = 1.05198409602149$$

$$H'_1(z) = \frac{-0.02339247313046 + 0.0001461371187086z^{-1}}{1 - 0.1236088157679z^{-1} + 0.9688312820749z^{-2}}$$

$$H'_2(z) = \frac{-0.01429614739401 + 0.0004768245188371z^{-1}}{1 - 0.09515206426703z^{-1} + 0.9905383112039z^{-2}}$$

$$H'_3(z) = \frac{-0.01429547550031 + 0.001331661482222z^{-1}}{1 - 0.1547904671651z^{-1} + 0.9905385799209z^{-2}}$$

Para la función de transferencia (g) se obtuvieron los siguientes coeficientes:

$$K = 1.10632327097432$$

$$H'_1(z) = \frac{-0.04816126617265 + 0.003003213638882z^{-1}}{1 - 0.1216357811472z^{-1} + 0.9381551362714z^{-2}}$$

$$H'_2(z) = \frac{-0.02907810428581 + 0.003597248967861z^{-1}}{1 - 0.1840006097463z^{-1} + 0.9815708301883z^{-2}}$$

$$H'_3(z) = \frac{-0.02908090054587 + 0.0004070928076433z^{-1}}{1 - 0.06473318640659z^{-1} + 0.9815708396343z^{-2}}$$

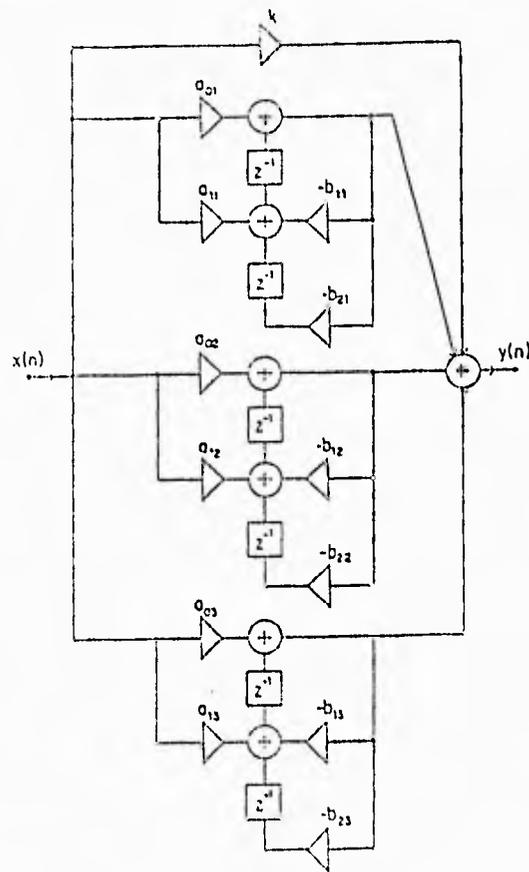


Figura 6.3: Filtro de la forma canónica en paralelo.

Si utilizamos la forma directa II para realizar la función de transferencia (6.2), obtenemos el filtro en forma paralela como se muestra en la figura 6.3. Cuyos elementos son:

Para la estructura de la función (f).

$$\begin{aligned}
 K &= 1.05198409602449 \\
 a_{01} &= -0.023392473130 & a_{02} &= -0.014296147394 & a_{03} &= -0.014295475500 \\
 a_{11} &= 0.0001464371187 & a_{12} &= 0.0004768245188 & a_{13} &= 0.0013316614822 \\
 b_{11} &= -0.123608815768 & b_{12} &= -0.095152064267 & b_{13} &= -0.154790467165 \\
 b_{21} &= 0.9688312820749 & b_{22} &= 0.9905383112039 & b_{23} &= 0.9905385799209
 \end{aligned}$$

Para la estructura de la función (g).

$$\begin{aligned}
 K &= 1.10632327097432 \\
 a_{01} &= -0.0481642661727 & a_{02} &= -0.029078104286 & a_{03} &= -0.029080900516 \\
 a_{11} &= 0.0030032136389 & a_{12} &= 0.0035972489679 & a_{13} &= 0.0001070928076 \\
 b_{11} &= -0.121635781147 & b_{12} &= -0.184000609746 & b_{13} &= -0.064723186407 \\
 b_{21} &= 0.9381551362714 & b_{22} &= 0.9815708301883 & b_{23} &= 0.9815708396343
 \end{aligned}$$

## 6.4 Estructura en paralelo mediante el filtro de estado

Utilizando el mismo método que en la sección anterior, si realizamos la función de transferencia (6.2) mediante la forma de estado, obtenemos el filtro de estado en la forma paralela como se muestra en la figura 6.4. Los coeficientes de esta estructura son:

Para la función de transferencia (f),

$$\begin{aligned}
 K &= 1.05198409602449 \\
 b_{21} &= -0.1135933228009 & b_{22} &= -0.08692897476411 & b_{23} &= -0.08692129435159 \\
 b_{11} &= -0.1007887106881 & b_{12} &= -0.08168943161003 & b_{13} &= -0.08169559084151 \\
 d_1 &= -0.02339247313016 & d_2 &= -0.01429614739401 & d_3 &= -0.01429547550031 \\
 a_{221} &= 0.06180440788395 & a_{222} &= 0.04757603213352 & a_{223} &= 0.07739523358255 \\
 a_{211} &= -0.9823499871436 & a_{212} &= -0.9941201297481 & a_{213} &= -0.9922442026737 \\
 a_{121} &= 0.9823499871436 & a_{122} &= 0.9941201297481 & a_{123} &= 0.9922442026737 \\
 a_{111} &= 0.06180440788395 & a_{112} &= 0.04757603213352 & a_{113} &= 0.07739523358255 \\
 c_{11} &= -0.1007887106881 & c_{12} &= -0.08168943161003 & c_{13} &= -0.08169559084151 \\
 c_{21} &= 0.1135933228009 & c_{22} &= 0.08692897476411 & c_{23} &= 0.08692129435159
 \end{aligned}$$

Para la función de transferencia (g),

$$\begin{aligned}
 K &= 1.10632327097432 \\
 b_{21} &= -0.1573316325644 & b_{22} &= -0.1236465439437 & b_{23} &= -0.1236909116658 \\
 b_{11} &= -0.1479795867847 & b_{12} &= -0.1163414280393 & b_{13} &= -0.1162941352783 \\
 d_1 &= -0.04816426617265 & d_2 &= -0.02907810428581 & d_3 &= -0.02908090051587 \\
 a_{221} &= 0.0608178905736 & a_{222} &= 0.09200030487315 & a_{223} &= 0.0323615930533 \\
 a_{211} &= -0.9666728094426 & a_{212} &= -0.9864617448698 & a_{213} &= -0.9902138995584 \\
 a_{121} &= 0.9666728094426 & a_{122} &= 0.9864617448698 & a_{123} &= 0.9902138995584 \\
 a_{111} &= 0.0608178905736 & a_{112} &= 0.09200030487315 & a_{113} &= 0.0323615930533 \\
 c_{11} &= -0.1479795867847 & c_{12} &= -0.1163414280393 & c_{13} &= -0.1162941352783 \\
 c_{21} &= 0.1573316325644 & c_{22} &= 0.1236465439437 & c_{23} &= 0.1236909116658
 \end{aligned}$$

## 6.5 Estructura en escalera

Mediante la estructura escalera de la figura (5.10), realizamos las funciones de transferencia (f) y (g).

Para realizar la función de transferencia (f),  $H_1(z)$  puede escribirse de la siguiente forma:

$$H_1(z) = \frac{z^2 - 0.1255810390588z + 1}{z^2 - 0.0951521016245z + 0.9905386849164} \quad (6.3)$$

una expansión de fracción parcial de  $H_1(z)$  da como resultado la siguiente ecuación:

## 6.4 Estructura en paralelo mediante el filtro de estado

Utilizando el mismo método que en la sección anterior, si realizamos la función de transferencia (6.2) mediante la forma de estado, obtenemos el filtro de estado en la forma paralela como se muestra en la figura 6.4. Los coeficientes de esta estructura son:

Para la función de transferencia (f),

$$\begin{aligned}
 K &= 1.05198409602449 \\
 b_{21} &= -0.1135933228009 & b_{22} &= -0.08692897476411 & b_{23} &= -0.08692129435159 \\
 b_{11} &= -0.1007887106881 & b_{12} &= -0.08168943161003 & b_{13} &= -0.08169559084151 \\
 d_1 &= -0.02339247313016 & d_2 &= -0.01429614739401 & d_3 &= -0.01429547550031 \\
 a_{221} &= 0.06180440788395 & a_{222} &= 0.04757603213352 & a_{223} &= 0.07739523358255 \\
 a_{211} &= -0.9823499871436 & a_{212} &= -0.9941201297481 & a_{213} &= -0.9922442026737 \\
 a_{121} &= 0.9823499871436 & a_{122} &= 0.9941201297481 & a_{123} &= 0.9922442026737 \\
 a_{111} &= 0.06180440788395 & a_{112} &= 0.04757603213352 & a_{113} &= 0.07739523358255 \\
 c_{11} &= -0.1007887106881 & c_{12} &= -0.08168943161003 & c_{13} &= -0.08169559084151 \\
 c_{21} &= 0.1135933228009 & c_{22} &= 0.08692897476411 & c_{23} &= 0.08692129435159
 \end{aligned}$$

Para la función de transferencia (g),

$$\begin{aligned}
 K &= 1.10632327097432 \\
 b_{21} &= -0.1573316325644 & b_{22} &= -0.1236465439437 & b_{23} &= -0.1236909116658 \\
 b_{11} &= -0.1479795867847 & b_{12} &= -0.1163444280393 & b_{13} &= -0.1162941352783 \\
 d_1 &= -0.04816426617265 & d_2 &= -0.02907810428581 & d_3 &= -0.02908090051587 \\
 a_{221} &= 0.0608178905736 & a_{222} &= 0.09200030487315 & a_{223} &= 0.0323615930533 \\
 a_{211} &= -0.9666728094126 & a_{212} &= -0.9864617448698 & a_{213} &= -0.9902138995584 \\
 a_{121} &= 0.9666728094126 & a_{122} &= 0.9864617448698 & a_{123} &= 0.9902138995584 \\
 a_{111} &= 0.0608178905736 & a_{112} &= 0.09200030487315 & a_{113} &= 0.0323615930533 \\
 c_{11} &= -0.1479795867847 & c_{12} &= -0.1163444280393 & c_{13} &= -0.1162941352783 \\
 c_{21} &= 0.1573316325644 & c_{22} &= 0.1236465439437 & c_{23} &= 0.1236909116658
 \end{aligned}$$

## 6.5 Estructura en escalera

Mediante la estructura escalera de la figura (5.10), realizamos las funciones de transferencia (f) y (g).

Para realizar la función de transferencia (f),  $H_1(z)$  puede escribirse de la siguiente forma:

$$H_1(z) = \frac{z^2 - 0.1255810390588z + 1}{z^2 - 0.0951521016245z + 0.9905386849164} \quad (6.3)$$

una expansión de fracción parcial de  $H_1(z)$  da como resultado la siguiente ecuación:

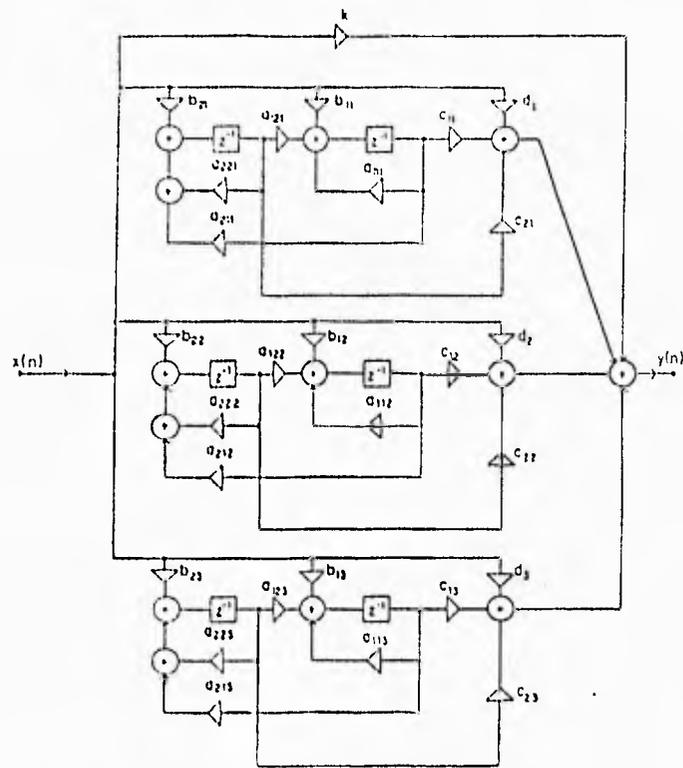


Figura 6.4: Filtro de estado en paralelo.

$$H_1(z) = \frac{1}{1 + \frac{1}{32.8634z + \frac{1}{0.1641 + \frac{1}{-1.0674z + -0.1736}}} } \quad (6.4)$$

La realización de  $H_1(z)$  de la función de transferencia (f) por medio de la ecuación (6.4) se muestra en la figura 6.5.

De manera similar se obtienen expansiones de fracciones parciales para las funciones  $H_2(z)$  y  $H_3(z)$  de la función de transferencia (f), así como para las funciones  $H_1(z)$ ,  $H_2(z)$  y  $H_3(z)$  que corresponden a la función de transferencia (g). La estructura que representa la realización de cada una de estas funciones es la que se muestra en la figura 6.5. Los coeficientes cada una de las realizaciones son los siguientes:

Para la realización de la función de transferencia (f).

$$\begin{array}{lll} A_{01} = 1.00000000 & A_{02} = 1.00000000 & A_{03} = 1.00000000 \\ B_{11} = 32.8634544 & B_{12} = 506.939405 & B_{13} = -34.235097 \\ A_{11} = 0.16416974 & A_{12} = 0.00012584 & A_{13} = 0.06498428 \\ B_{21} = -1.0674959 & B_{22} = -500.88810 & B_{23} = 6.03783310 \\ A_{21} = -0.1736310 & A_{22} = -0.0312950 & A_{23} = -0.0744455 \end{array}$$

Para la realización de la función de transferencia (g).

$$\begin{array}{lll} A_{01} = 1.00000000 & A_{02} = 1.00000000 & A_{03} = 1.00000000 \\ B_{11} = 16.4317272 & B_{12} = 253.469702 & B_{13} = -17.115917 \\ A_{11} = 0.34336087 & A_{12} = 0.00025370 & A_{13} = 0.13247946 \\ B_{21} = -0.4899021 & B_{22} = -250.41184 & B_{23} = 2.92238349 \\ A_{21} = -0.3617900 & A_{22} = -0.0620986 & A_{23} = -0.1509086 \end{array}$$

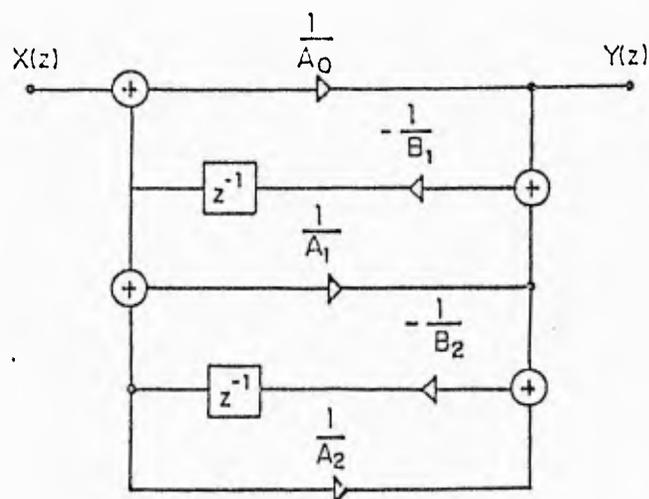


Figura 6.5: Realización en escalera de cada una de las  $H_i(z)$  ( $i=1,2,3$ ) de las funciones de transferencia (f) y (g).

Al desarrollar este método se observa que los coeficientes del filtro, en la realización final, se obtienen después de una serie de cálculos. En consecuencia, la realización resultante puede no representar exactamente la función de transferencia original y no tenemos mucho control sobre el tamaño de las constantes de multiplicación, lo cual causa serios problemas de sobreflujo al implementar el filtro con el procesador TMS320C25.

Existen procedimientos adicionales a este método para disminuir el tamaño de las constantes de multiplicación. Estos fueron aplicados en este trabajo, pero la disminución no fue suficiente para obtener constantes menores a la unidad.

Debido a estos inconvenientes, el filtro de estructura en escalera no se implementó con el procesador de señales TMS320C25. Las estructuras implementadas fueron las siguientes: Filtro de estado (en cascada y en paralelo) y filtro en la forma directa II (en cascada y en paralelo), cuyos programas se presentan en el siguiente capítulo. A la estructura de la forma directa II también se le llama forma canónica.

## Capítulo 7

# DESCRIPCION Y ARQUITECTURA DEL TMS320C25

El objetivo de éste capítulo es dar una descripción general, así como características principales de funcionamiento y arquitectura del procesador TMS320C25.

El grupo poderoso de instrucciones, la flexibilidad inherente, la alta velocidad y la arquitectura innovadora son características que han hecho a los procesadores de la familia TMS320 una solución ideal para solucionar problemas de telecomunicaciones, computación, comercio, industria, militares y de medicina.

### 7.1 Descripción general

La combinación de la arquitectura tipo *Harvard* de la familia TMS320 (separación de los *buses* de datos y de programa) y su conjunto de instrucciones especiales para el Procesamiento Digital de Señales (DSP) proporcionan una velocidad y gran flexibilidad para producir una familia de microprocesadores capaz de ejecutar 10 millones de instrucciones por segundo.

El TMS320C25, el último miembro de la segunda generación TMS320, es procesado en tecnología CMOS. Las características adicionales de este procesador hacen que supere por mucho la funcionalidad del TMS32020, éstas son: 133 instrucciones, ocho registros auxiliares, un *stack hardware* de ocho niveles, 1K palabras en memoria ROM de programa y un modo de direccionamiento indexado, entre otras.

### 7.2 Características del TMS320C25

- Tiempo del ciclo de instrucción: 100 ns.
- 511 palabras de datos programables en memoria RAM interna.
- 1K palabras de programa en memoria ROM interna.
- 128K palabras de espacio total de memoria de datos/programa.

- Unidad Lógica Aritmética(ALU)/Acumulador de 32 bits.
- Multiplicador paralelo de 16X16 bits con producto de 32 bits.
- Instrucciones multiplicar/acumular de ciclo simple de instrucción.
- Instrucciones de repetición para uso eficiente del espacio de programa y mejor ejecución.
- Movimiento de bloques para el manejo de datos/programa.
- Reloj integrado para operaciones de control.
- 8 registros auxiliares con unidad aritmética propia.
- *Stack hardware* de 8 niveles.
- 16 canales de entrada y 16 de salida.
- Registro de corrimiento paralelo de 16 bits.
- Posibilidad de generar tiempos de espera para comunicación a periféricos o memorias de respuesta lenta.
- Un puerto serie para interface directa a *codecs*.
- Entrada de sincronización para sincronía en configuraciones de multiprocesadores.
- Interface global de memoria de datos.
- Concurrencia con DMA usando una operación de espera extendida.
- Instrucciones para filtrado adaptivo, Transformada Rápida de Fourier y aritmética de precisión extendida.
- Generador de reloj interno.
- Suministro de potencia de 5V.
- Tecnología CMOS.

### 7.3 Arquitectura

El diseño arquitectónico del TMS320C25 enfatiza sobre todo la velocidad del sistema, comunicación y flexibilidad en la configuración del procesador. Las instrucciones y señales de control proporcionan transferencias de bloques de memoria, comunicación con dispositivos más lentos, e implementaciones de multiprocesamiento.

El procesador digital de señales TMS320C25 de alto rendimiento, implementa una arquitectura tipo *Harvard* que maximiza el procesamiento manteniendo dos estructuras de *bus* de memoria separadas: programa y datos, para incrementar la velocidad

de ejecución. Se incluyen instrucciones para proporcionar transferencia de datos entre los dos espacios. La flexibilidad incrementada en el diseño del sistema se debe a dos bloques de datos internos en RAM (con un total de 514 palabras de 16 bits), uno de los cuales es configurado como memoria de datos o de programa.

La memoria interna ROM enmascarada de 4K palabras se puede usar para reducir el costo del sistema. Los programas de 4K palabras pueden ser enmascarados en la memoria ROM interna y de esta forma se pueden ejecutar a alta velocidad desde este espacio de memoria. Externamente, el espacio de memoria de programa direccionable es de 64K palabras.

El TMS320C25 realiza aritmética complemento a dos usando la Unidad de Lógica Aritmética y el acumulador de 32 bits. La ALU es una unidad aritmética de propósito general que opera usando palabras de 16 bits tomadas de la memoria RAM de datos o derivadas de instrucciones inmediatas o usando el resultado de 32 bits del producto del multiplicador. Además para instrucciones usuales de aritmética, la ALU puede desarrollar operaciones Booleanas. El acumulador almacena los resultados de la ALU y es la segunda entrada a ésta. El acumulador tiene una longitud de 32 bits y está dividido en dos palabras: una de alto orden (bits del 31 al 16) y una de bajo orden (bits del 15 al 0). Se proporcionan instrucciones de almacenamiento para cada una de las partes (alta y baja) del acumulador.

El multiplicador realiza una multiplicación de 16X16 bits en modo complemento a dos con un resultado de 32 bits en un solo ciclo de instrucción. El multiplicador consiste de tres elementos: el registro T, el registro P y el arreglo multiplicador. El registro T de 16 bits almacena temporalmente el multiplicando; el registro P almacena el producto de 32 bits. Los valores del multiplicador provienen de la memoria de datos, de la memoria de programa (cuando se usan las instrucciones MAC/MACD), o son derivadas inmediatamente de la palabra de instrucción MPYK (multiplicación inmediata). La rapidez del multiplicador integrado permite la ejecución de operaciones fundamentales en el DSP como la convolución, correlación y filtrado.

El registro de corrimiento del TMS tiene una entrada de 16 bits conectada al *bus* de datos y una salida de 32 bits conectada a la ALU. Este registro produce corrimientos a la izquierda de 0 a 16 bits sobre el dato de entrada y son programados mediante las instrucciones. Además, se tiene la capacidad de que el procesador funcione con escalamiento numérico, extracción de bits, aritmética extendida y prevención de sobre flujo.

La interface de la memoria local del TMS consiste de un *bus* de datos paralelo de 16 bits (D15-D0), un *bus* de direcciones de 16 bits (A15-A0), tres *pins* para selección de memoria de datos/programa o espacio entrada/salida (DS, PS, IS) y varias señales de control del sistema. La señal R/W controla la dirección de transferencia de datos, y la señal STRB proporciona una señal de tiempo para controlar la transferencia. Cuando se emplean las memorias ROM, RAM internas o memoria de programa externa de alta velocidad, el TMS ejecuta instrucciones a la máxima velocidad sin estados de espera. El empleo de la señal READY permite generar tiempos de espera para comunicarse con memorias externas más lentas.

Los ocho niveles del *stack* se sirven para guardar el contenido del contador de programa durante interrupciones y llamadas de subrutina. Las instrucciones PUSH y POP permiten salvar y recuperar información contenida en el *stack*. Las instrucciones empleadas en el dispositivo pueden ser enmascaradas.

Las operaciones de control son proporcionadas en el TMS por un reloj interno de 16 bits mapeado en memoria, un contador de repetición, tres interrupciones externas que pueden ser enmascarada y una interrupción interna generada por el puerto serie o por el reloj.

Un puerto serial interno *full – duplex* proporciona comunicación directa con dispositivos seriales tales como codificadores, convertidores A/D y otros. Los dos registros del puerto serial mapeados en la memoria (registros de transmisión/recepción de datos) pueden operar en modo *byte* (8 bits) o modo palabra (16 bits). Cada registro tiene una entrada de reloj externa, una entrada de sincronía y registros de corrimiento.

La comunicación en serie se puede utilizar entre procesadores en aplicaciones de multiprocesamiento. El TMS tiene la capacidad de distribuir el espacio global de memoria de datos y de comunicarse con con este espacio mediante las señales de control BR (solicitud de *bus*) y READY. El registro de distribución de memoria global (GREG) de ocho bits especifica hasta 32K palabras de memoria de datos como memoria global externa. El contenido del registro determina el tamaño del espacio global de memoria. Si la instrucción actual direcciona un operando dentro de este espacio, BR solicita el control del *bus*. La duración del ciclo de memoria está controlado por la línea READY.

El TMS realiza el Acceso Directo a Memoria (DMA) a su memoria externa programa/datos usando las señales HOLD y HOLDA. Otro procesador puede controlar por completo la memoria externa del TMS por medio de la señal HOLD (activa baja). Esto provoca que el TMS mantenga en estado de alta impedancia sus líneas de dirección, datos y control.

## 7.4 Diagrama de bloques funcional

El diagrama de bloques mostrado en la figura 7.1 bosqueja los bloques principales y trayectorias de datos dentro del TMS. El diagrama de bloques también muestra todos los *píns* de interface de éste procesador. Su arquitectura se construye alrededor de dos *buses* principales: el de programa y el de datos.

El *bus* de programa lleva el código de instrucción y los operandos inmediatos de la memoria de programa. El de datos interconecta varios elementos, tales como la Unidad lógica Aritmética Central (CALU) y los registros auxiliares a la memoria RAM de datos. Juntos, los *buses* de datos y de programa pueden llevar datos de la memoria RAM interna de datos y la memoria de programa interna o externa al multiplicador en un sólo ciclo de instrucción para operaciones de multiplicar/acumular.

El TMS tiene un alto grado de paralelismo, es decir, mientras la CALU está operando con los datos, también se pueden llevar a cabo operaciones aritméticas en la Unidad Aritmética de Registros Auxiliares (ARAU). Tal paralelismo ofrece un poderoso conjunto de operaciones aritméticas, lógicas y manipulación de bits que se ejecutan en un ciclo de máquina.

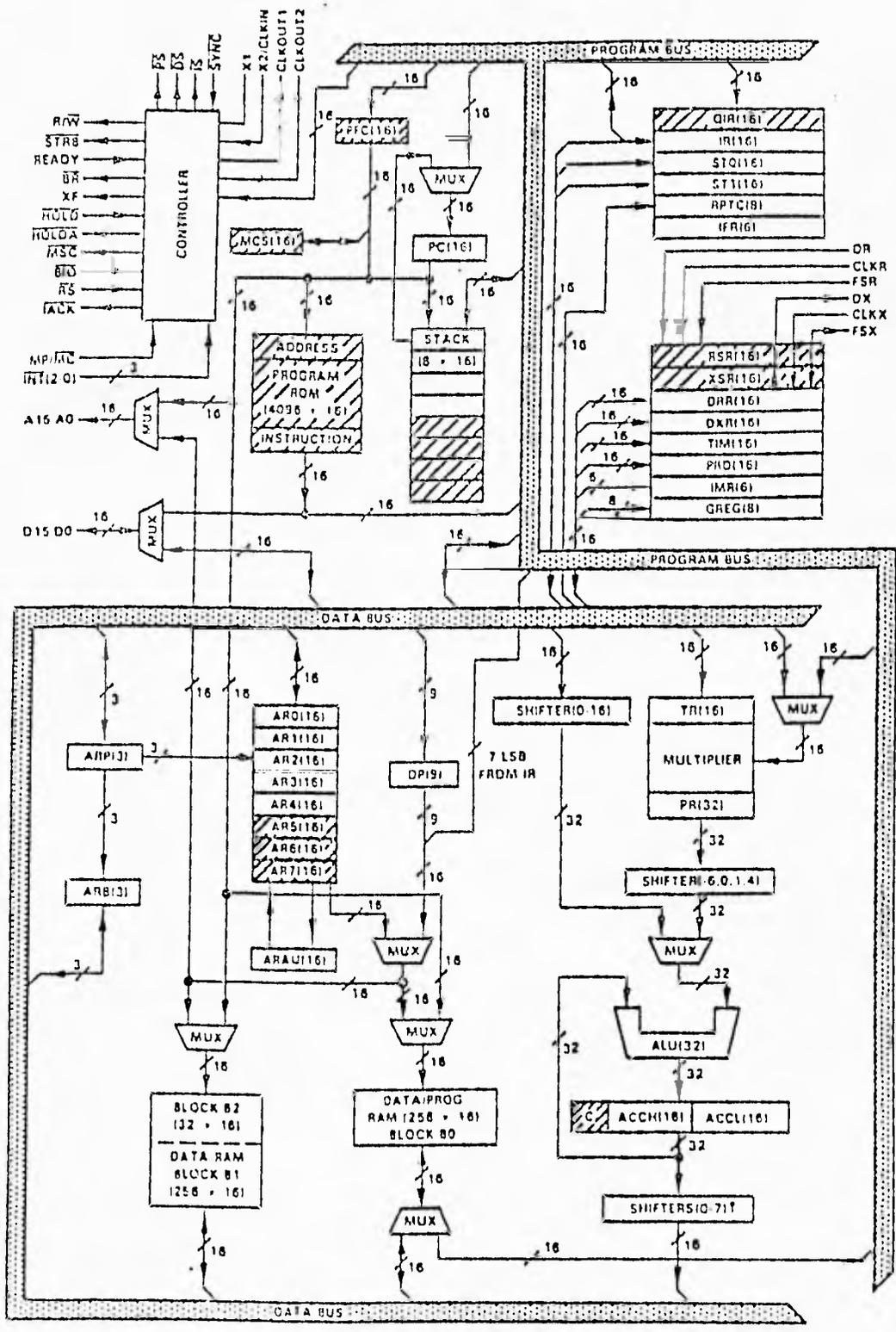


Figura 7.1: Diagrama de bloques del TMS320C25.

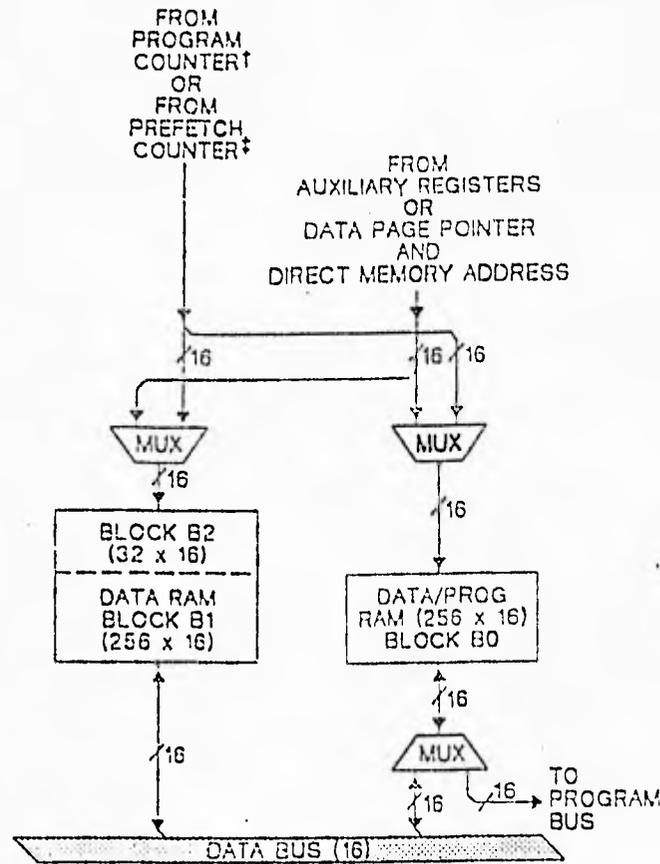


Figura 7.2: Memoria de datos interna.

## 7.5 Organización de la memoria

El TMS320C25 tiene un total de 544 palabras de 16 bits de memoria de datos interna, de las cuales 288 siempre son memoria de datos y las 256 restantes se pueden configurar como memoria de datos o de programa. También tiene 4K palabras (que pueden ser enmascaradas) en ROM de programa.

Las 544 palabras de la RAM de datos interna están divididas en tres bloques separados (B0, B1 y B2), como se muestra en la figura 7.2. De las 544 palabras, 256 (bloque B0) como memoria de programa o de datos por medio de instrucciones (CNFP o CNPD). Como memoria de datos, B0 reside en las páginas 4 y 5 del mapa de memoria de datos y como memoria de programa en las direcciones de  $> FF00$  a  $> FFFF$ . La instrucción BLKP (movimiento de bloque de la memoria de programa a la memoria de datos) se puede usar para cargar la información del programa al bloque B0 cuando es configurado como RAM de datos. Las 288 palabras (bloques B1 y B2) siempre se configuran como memoria de datos. B1 está localizado en las páginas 6 y 7 abarcando 256 localidades, mientras que B2 está en las 32 localidades superiores de la página 0.

La ROM interna permite la ejecución de programas a máxima velocidad sin necesidad de memorias externas de alta velocidad. El trazo de estas 4K palabras se hace por medio del *pin* de selección MP/MC (microprocesador/microcomputadora). Manteniendo MP/MC en alto, traza este bloque de memoria como externo y MP/MC en bajo, lo traza en ROM interna (ver mapas de memoria).

NOMBRE DE REGISTRO	DIRECCION DE LOCALIDAD	DEFINICION
DRR (15-0)	0	Registro receptor de datos de puerto serial
DXR (15-0)	1	Registro transmisor de datos de puerto serial
TIM (15-0)	2	Registro de reloj
PRD (15-0)	3	Registro de periodo
IMR (15-0)	4	Registro de máscara de interrupción
GRG (7-0)	5	Registro de asignación de memoria global

Tabla 7.1: Registros trazados en memoria.

El TMS proporciona tres espacios de dirección separados para la memoria de programa, memoria de datos y entrada/salida (I/O), como se muestra en la figura 7.3. Estos espacios son distinguidos externamente por medio de las señales PS, DS, e IS (programa, datos e I/O). Estas señales, además de la señal STRB, son activadas sólo cuando se está dirigiendo hacia un espacio externo de memoria. Durante un acto interno de dirigir estas señales permanecen en estado inactivo alto para evitar conflictos de dirección cuando el B0 es configurado como memoria de programa.

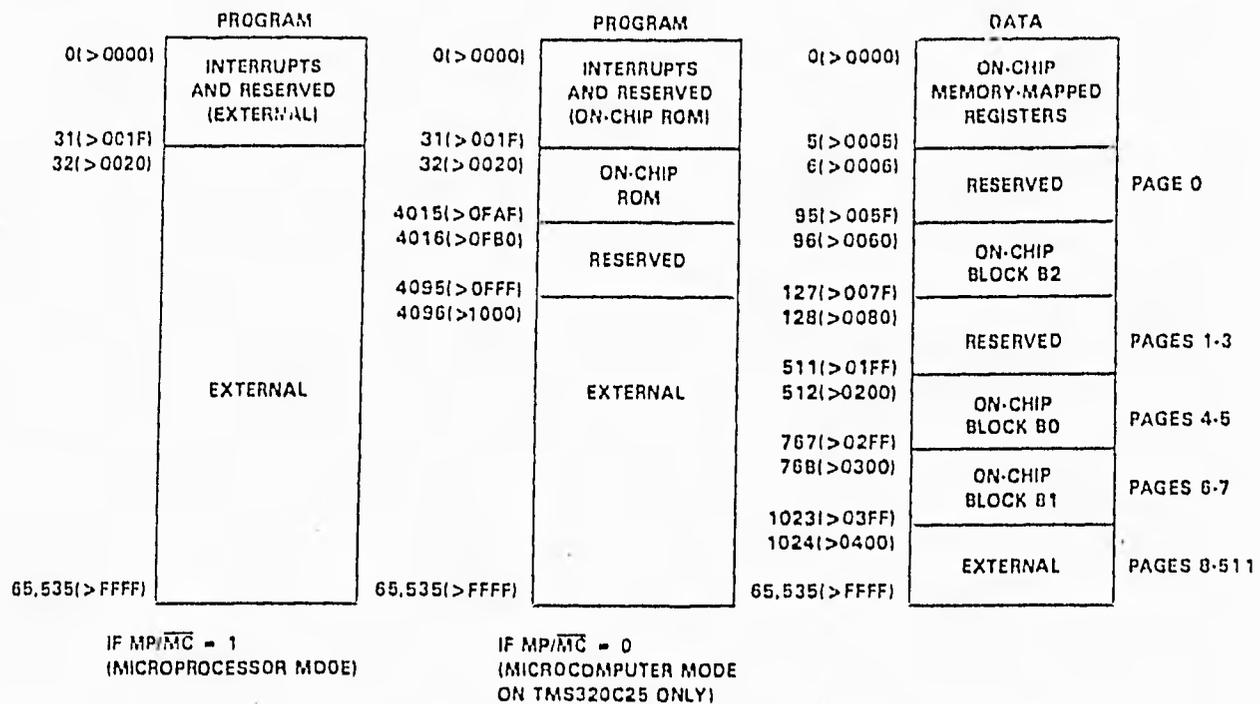
### Registros trazados en memoria

En el mapa de memoria, los registros pueden ser accedidos en la misma forma que cualquier localidad de la memoria de datos, con la excepción de que el movimiento de bloques usando la instrucción BLKD no puede ser ejecutado de los registros trazados en memoria.

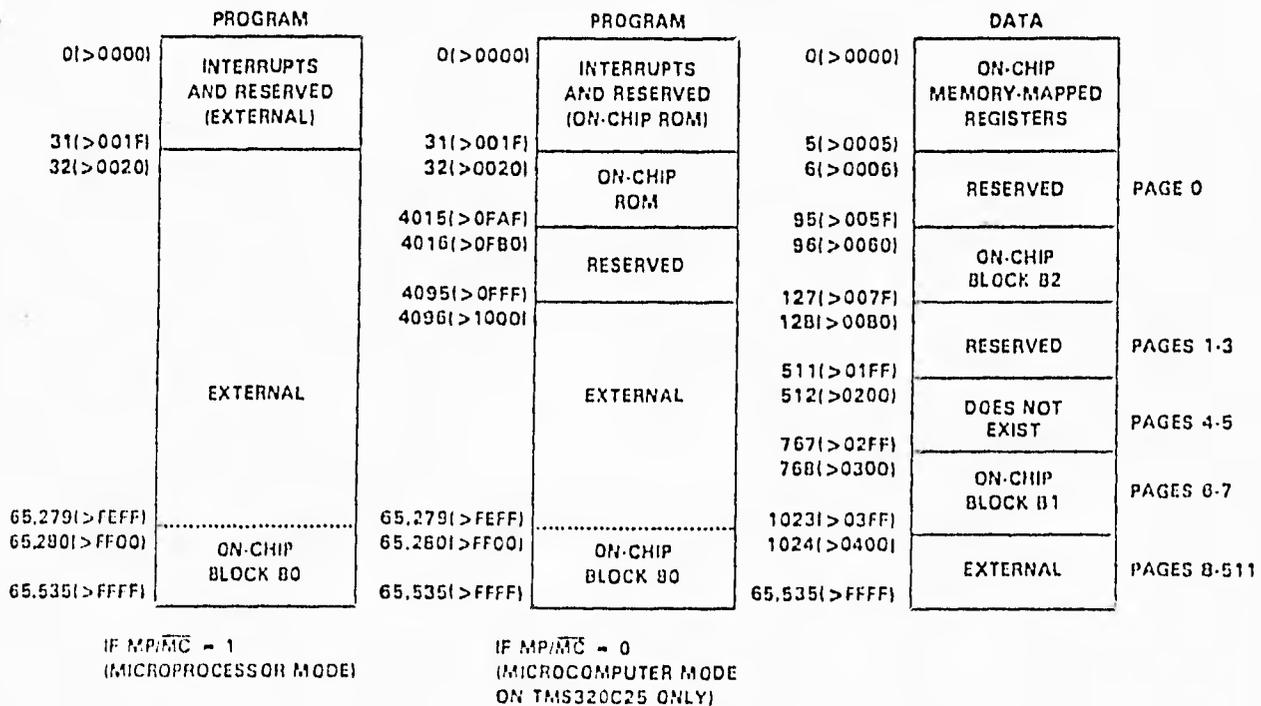
### Registros auxiliares

El TMS tiene ocho registros auxiliares (AR0-AR7), los cuales pueden ser utilizados para dirección indirecta de la memoria de datos o para almacenar datos temporalmente. La dirección indirecta (ver figura 7.4) permite colocar la dirección de la memoria de datos de un operando de instrucción en uno de los registros auxiliares. Estos registros son seleccionados por un apuntador de registros auxiliares (ARP) que es cargado con un valor de 0 a 7 para designar AR0 a AR7, respectivamente.

Los ocho registros auxiliares del TMS están conectados a la ARAU, mostrada en la figura 7.4. Esta unidad puede autoindexar el registro auxiliar actual mientras la localidad de la memoria de datos está siendo direccionada. Como resultado, el acceso a tablas de información no requiere de la Unidad Lógica Aritmética Central (CALU) para manipulación de direcciones, de esta forma efectúa libremente otras operaciones.

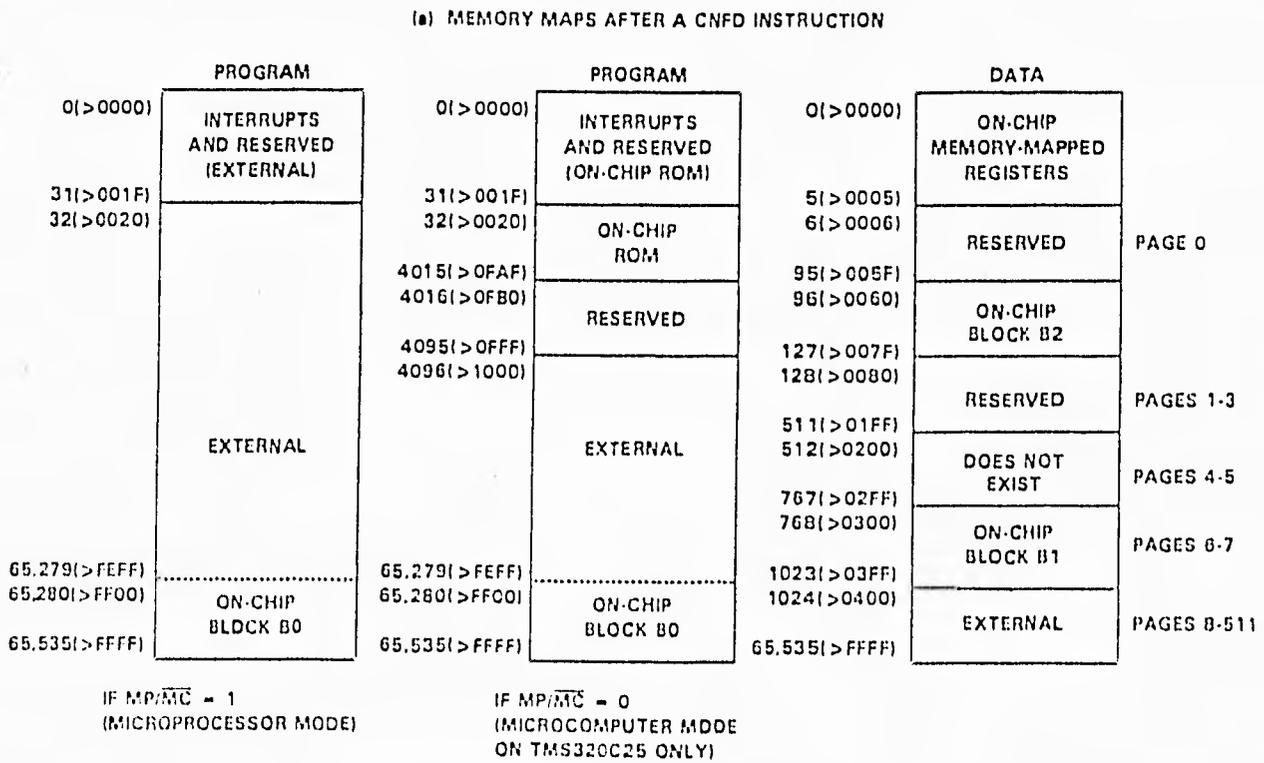
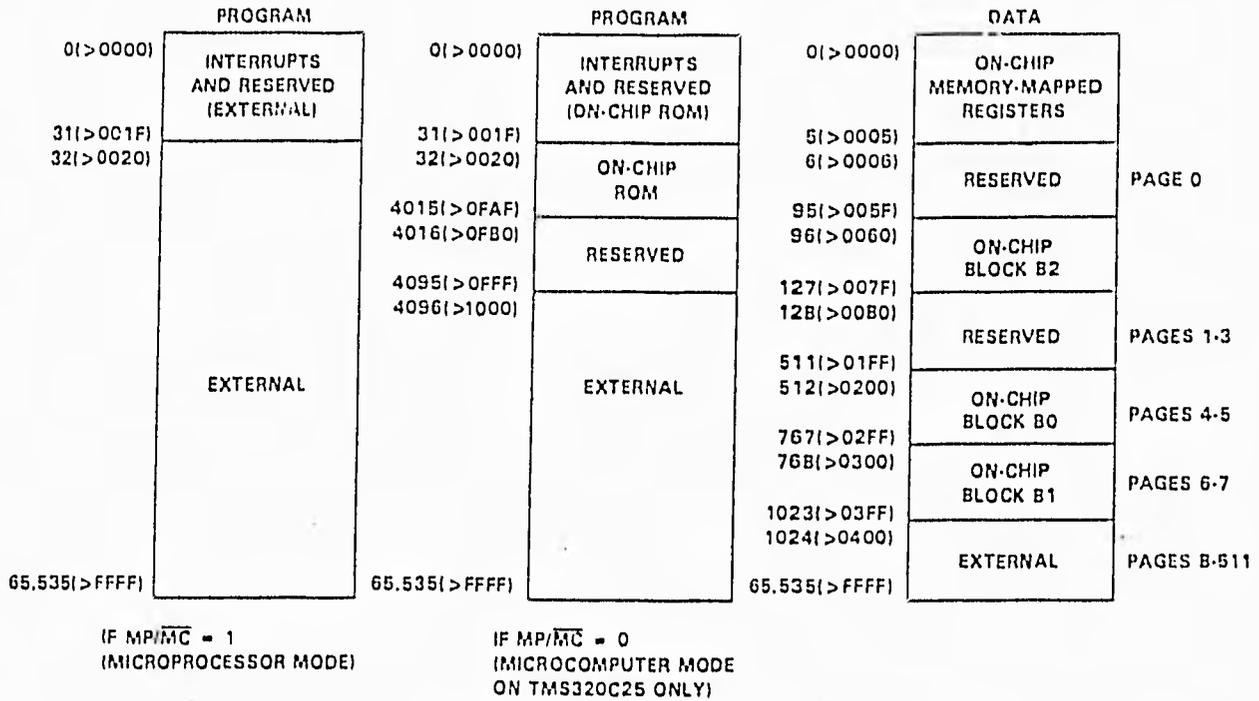


(a) MEMORY MAPS AFTER A CNFD INSTRUCTION



(b) MEMORY MAPS AFTER A CNFP INSTRUCTION

Figura 7.3: Mapa de memoria.



(b) MEMORY MAPS AFTER A CNFP INSTRUCTION

Figura 7.3: Mapa de memoria.

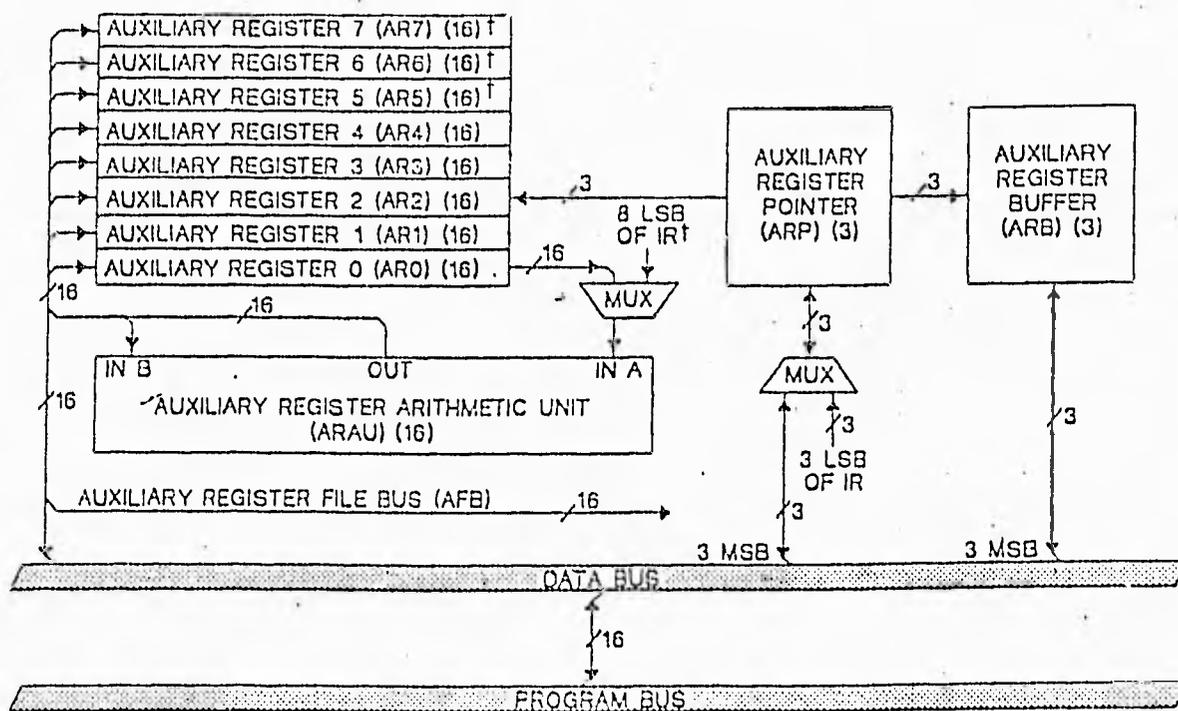


Figura 7.4: Registros Auxiliares (AR0-AR7).

La ARAU cumple las siguientes funciones:

$AR(ARP)+AR0 \rightarrow AR(ARP)$  Indexa el AR actual sumando un entreo de 16 bits contenido en AR0.

$AR(ARP)-AR0 \rightarrow AR(ARP)$  Indexa el AR actual restando un entreo de 16 bits contenido en AR0.

$AR(ARP)+1 \rightarrow AR(ARP)$  Incrementa el AR actual en uno.

$AR(ARP)-1 \rightarrow AR(ARP)$  Decrementa el AR actual en uno.

$AR(ARP) \rightarrow AR(ARP)$  AR(ARP) sin cambios.

$AR(ARP)+IR(7-0) \rightarrow AR(ARP)$  Suma 8 bits inmediatos al AR actual.

$AR(ARP)-IR(7-0) \rightarrow AR(ARP)$  Resta 8 bits inmediatos del AR actual.

$AR(ARP)+rcAR0 \rightarrow AR(ARP)$  Suma AR0 con la propagación de *carry* reservado.

$AR(ARP)-rcAR0 \rightarrow AR(ARP)$  Resta AR0 con la propagación de *carry* reservado.

Aunque la ARAU sea útil para manipulación de direcciones en paralelo con otras operaciones, también puede servir como unidad aritmética adicional para propósitos generales ya que los registros auxiliares pueden comunicarse directamente con la memoria de datos. La ARAU implementa aritmética de 16 bits, mientras que la CALU implementa aritmética complemento a dos de 32 bits.

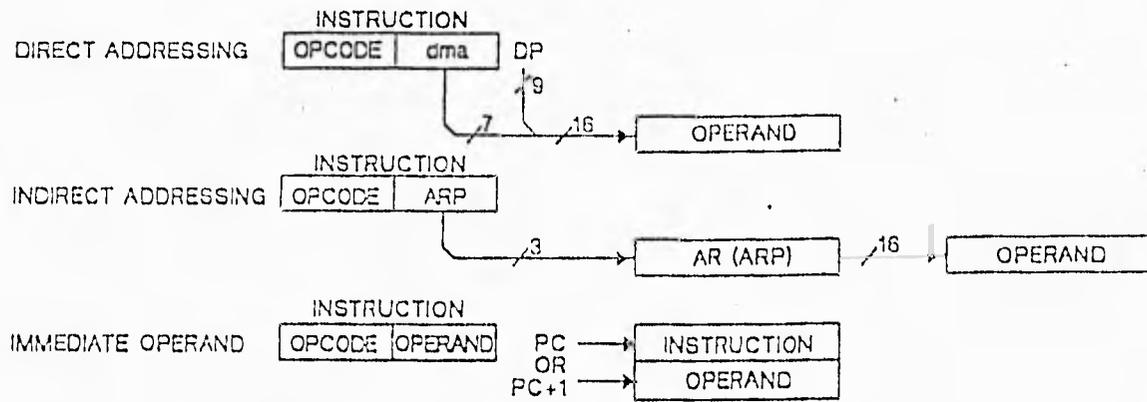


Figura 7.5: Modos de dirección.

### Modos de dirección de memoria

El TMS puede direccionar un total de 64K palabras de memoria de programa y 64K palabras de memoria de datos. El bus de 16 bits de direcciones de datos direcciona la memoria de datos en una de las siguientes formas:

- 1) Por el bus de dirección directa usando el modo de dirección directa.
- 2) Por el bus de registros auxiliares usando el modo de dirección indirecta.

Los operandos también son dirigidos por el contenido del contador de programa en el modo de dirección inmediata.

En el modo de dirección directa, el apuntador de página de 9 bits de la memoria de datos (DP), puede apuntar 512 páginas de 128 palabras cada una. La dirección de memoria de datos (dma), especificada por los siete bits menos significativos de la instrucción, apunta la palabra deseada dentro de la página.

En el modo de dirección indirecta, el registro auxiliar de 16 bits seleccionado en ese momento AR(ARP) direcciona la memoria de datos a través del bus de registros auxiliares (AFB).

Cuando se usa un operando inmediato, éste está contenido dentro de la misma palabra de instrucción o en el caso de operandos inmediatos de 16 bits, estará contenido en la siguiente palabra del código de instrucción.

## 7.6 Instrucciones del lenguaje ensamblador

El grupo de instrucciones del TMS320C25 respalda las operaciones de procesamiento de señales numérico intensivo, tales como multiprocesamiento y control de alta velocidad.

### 7.6.1 Modos de direccionamiento de memoria

El grupo de instrucciones del TMS320C25 proporciona tres modos de direccionamiento de memoria.

- a) Modo de direccionamiento directo
- b) Modo de direccionamiento indirecto
- c) Modo de direccionamiento inmediato

Los modos de direccionamiento directo e indirecto pueden usarse para acceder a la memoria de datos. El direccionamiento directo concatena siete bits de palabra de instrucción con los nueve bits del apuntador de página de la memoria de datos para formar la dirección de la memoria de datos de 16 bits. El direccionamiento indirecto accede a la memoria de datos a través de los registros auxiliares. En el direccionamiento inmediato, los datos están basados en una porción de la(s) palabra(s) de instrucción.

## 7.7 Filtrado IIR

Los filtros digitales son un requisito común para los sistemas de procesamiento digital de señales. Como se mencionó anteriormente, los filtros se clasifican en dos categorías: Los de Respuesta Finita al Impulso (FIR) y los de Respuesta Infinita al Impulso (IIR). Para ambos tipos de filtros, sus coeficientes pueden fijarse o adaptarse durante el curso del procesamiento de la señal.

Los filtros IIR se benefician del tiempo del ciclo de instrucción de 100 ns del TM-S320C25. Típicamente los filtros IIR requieren menos operaciones de multiplicar/acumular. Correspondientemente, la cantidad de memoria de datos para muestras y coeficientes no es usualmente el factor limitante. Debido a la sensibilidad que tienen los coeficientes a la cuantización, se acostumbra que los filtros IIR se implementen en secciones de segundo orden en cascada. Esto lleva a códigos de instrucción que consisten en pares de instrucciones LTD-MPY en vez de MACDs.

**FALTA PAGINA**

**No64a la.....**

## Capítulo 8

# RESULTADOS DE LOS PROGRAMAS EN LENGUAJE ENSAMBLADOR

En este capítulo se muestran las gráficas obtenidas de cada uno de los programas en lenguaje ensamblador (ver figuras 8.1-8.8), las cuales se obtuvieron con el Simulador del PDS TMS320C25 en una PC. Los listados de los ocho programas se presentan en el apéndice de este trabajo y corresponden a las dos funciones de transferencia elegidas (f) y (g) en las cuatro estructuras en que se implementó el filtro digital supresor de banda de 60 Hz.

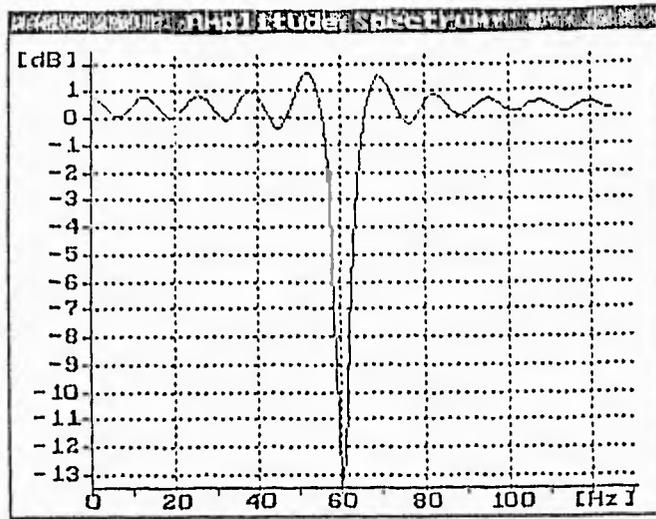


Figura 8.1: Espectro de amplitud del filtro de la forma canónica en cascada (función "g"). Programa: cascadag.asm.

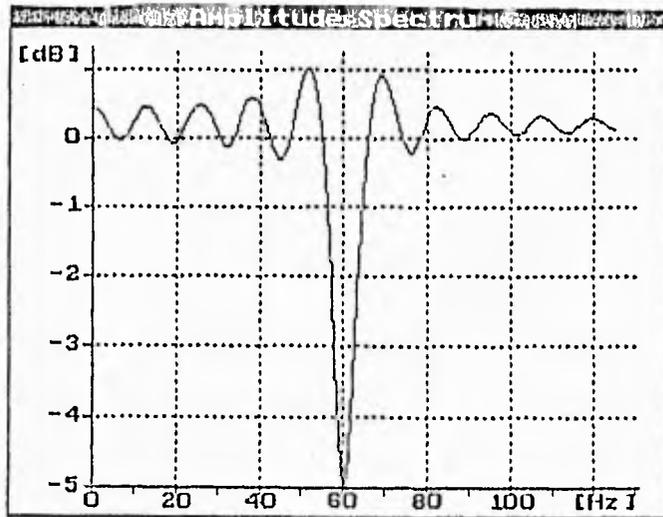


Figura 8.2: Espectro de amplitud del filtro de la forma canónica en cascada (función "f"). Programa: cascadaf.asm.

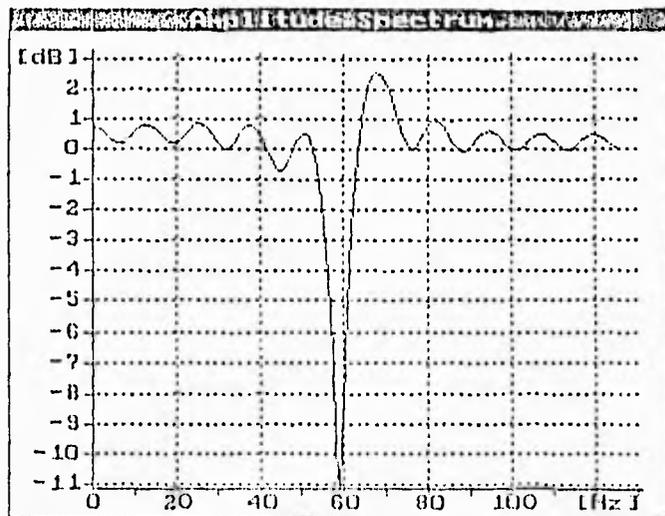


Figura 8.3: Espectro de amplitud del filtro de estado en cascada (función "g"). Programa: estacag.asm.

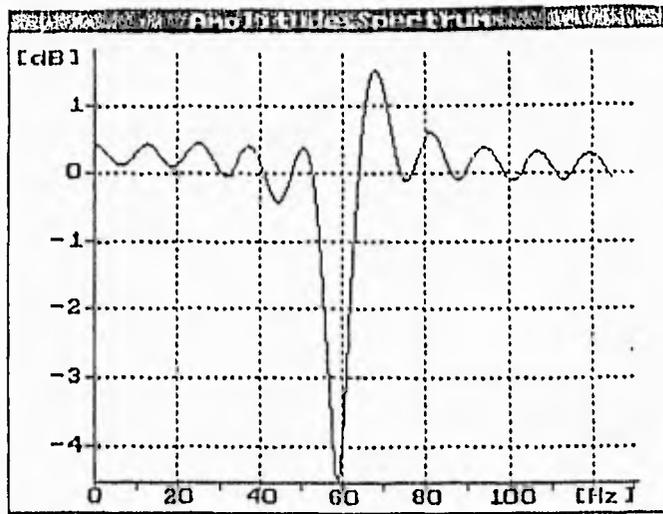


Figura 8.4: Espectro de amplitud del filtro de estado en cascada (función "f"). Programa: estacasf.asm.

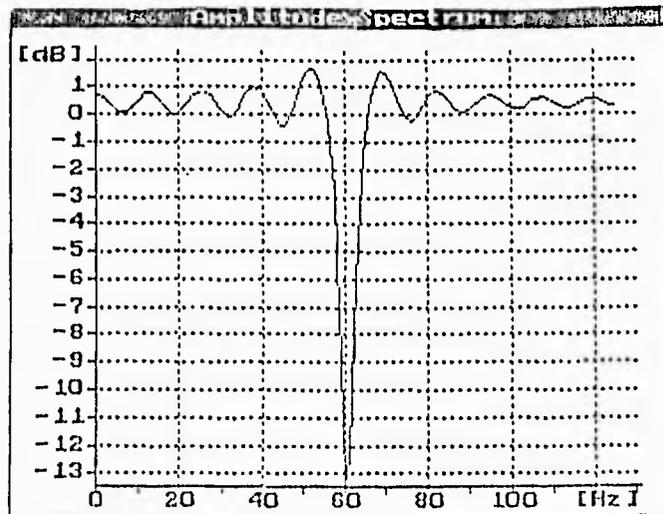


Figura 8.5: Espectro de amplitud del filtro de la forma canónica en paralelo (función "g"). Programa: pariig.asm.

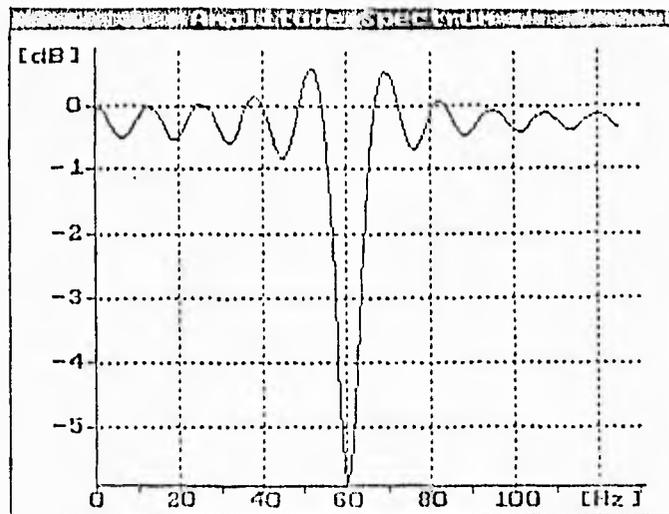


Figura 8.6: Espectro de amplitud del filtro de la forma canónica en paralelo (función "f"). Programa: pariif.asm.

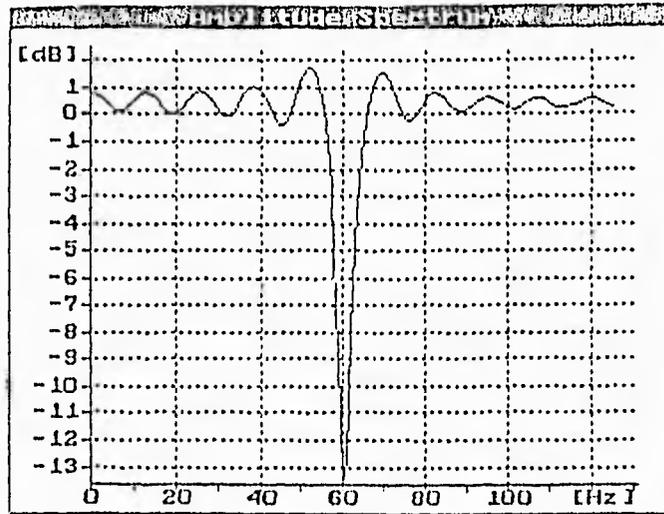


Figura 8.7: Espectro de amplitud del filtro de estado en paralelo (función "g"). Programa: estaparg.asm.

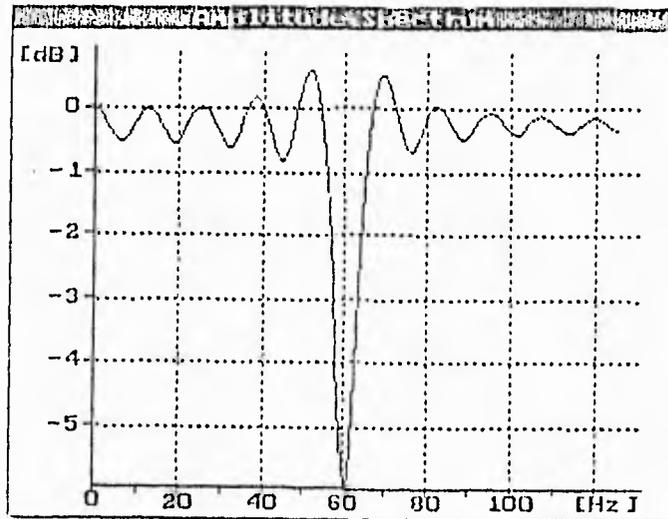


Figura 8.8: Espectro de amplitud del filtro de estado en paralelo (función "f"). Programa: estaparf.asm.

## Capítulo 9

# CONCLUSIONES

A lo largo del presente trabajo se han descrito las características de diseño de un filtro digital de rama para la cancelación de interferencia a 60 Hz en el registro de señales electrocardiográficas, se han detallado las características de los filtros digitales HR, así como su implementación por medio de cuatro estructuras diferentes.

### Conclusiones

1. Se diseñó un filtro digital de rama de 60 Hz para electrocardiógrafo. La implementación se hizo con ayuda del simulador del PDS TMS320C25.
2. Se cumplió con el objetivo de diseñar un filtro que tuviera una pendiente muy vertical en la región de transición para perder la menor cantidad posible de información.
3. Se logró obtener filtros cuyos coeficientes fueran menores que 1, para evitar el sobreflujo en las operaciones del TMS320C25.
4. En las cuatro gráficas que corresponden a la función de transferencia (f), las cuales se mostraron en el capítulo 8, se observa una atenuación menor en la señal de 60 Hz a la que podemos ver en las gráficas de la función (g).
5. Entre las cuatro gráficas de la función de transferencia (g), la única que no muestra un resultado satisfactorio, es la que corresponde al filtro de estado en cascada, ya que la rama de la gráfica no se encuentra exactamente en el punto de los 60 Hz, sino desplazada un poco hacia la izquierda.
6. En cada filtro, la atenuación de la señal de 60 Hz puede aumentarse y el rizo disminuirse si se incrementa el número de cálculos en el simulador del TMS320C25.
7. La implementación del filtro de la estructura escalera, que no se realizó en este trabajo, se puede llevar a cabo con el PDS TMS320C30 sin presentar problemas de sobreflujo.

# Apendice

PAGE 0001

```

0001 *****
0002 *   FILTRO DE RANURA TIPO IIR EN CASCADA DE 6TO ORDEN   *
0003 *   PARA LA CANCELACION DE INTERFERENCIA A 60 Hz EN EL  *
0004 *   REGISTRO DE SEÑALES ELECTROCARDIOGRAFICAS          *
0005 *****
0006 *                                                         *
0007 *               -1      -2                -1      -2   *
0008 *           A01+A11*z  +A21*z           A02+A12*z  +A22*z *
0009 * H(z)= ----- x ----- *
0010 *               -1      -2                -1      -2   *
0011 *           1+B11*z  +B21*z           1+B12*z  +B22*z *
0012 *                                                         *
0013 *               -1      -2                *
0014 *           A03+A13*z  +A23*z           *
0015 *   x ----- *
0016 *               -1      -2                *
0017 *           1+B13*z  + B23*z           *
0018 *****
0019 *
0020 0000          AORG >0000
0021 0000 FF80  RESET B   INI
      0001 0020
0022 *
0023 0020          AORG >0020
0024 *****
0025 * INICIALIZACION DEL MICROCONTROLADOR *
0026 *****
0027 0020 CE03  INI SOVM          ; TRABAJA EN SATURACION.
0028 0021 C800  LDPK 0           ; TRABAJA CON BANDERA CERO.
0029 0022 CA00  ZAC              ; LIMPIA EL ACUMULADOR.
0030 0023 558A  LARP AR2         ; ACTUALIZA EL REGISTRO AUXILIAR AR2.
0031 0024 D200  LRLK AR2,>0060 ; INICIA EL BLOQUE B2
      0025 0060
0032 0026 CB1F  RPTK 31          ; REPITE LA SIGUIENTE INSTRUCCION 32 VECES
0033 0027 60A0  SACL **         ; ANULACION DEL BLOQUE B2.
0034 0028 D200  LRLK AR2,>0060 ; INICIA EL BLOQUE B2 EN LA DIRECCION 0060
      0029 0060
0035 002A CB0E  RPTK 14          ; REPITE LA SIGUIENTE INSTRUCCION 15 VECES
0036 002B FCA0  BLKP COEF,**    ; TRANSFIERE LOS COEFICIENTES AL BLOQUE B2
      002C 005C
0037 002D CA01  LACK 1           ; CARGA EL ACUMULADOR CON UN BIT.
0038 002E 6075  SACL ONE        ; CARGA LA VARIABLE ONE CON UN BIT PARA REDONDEAR
0039 *****
0040 * DECLARACION DEL VARIABLES *
0041 *****
0042      0060 A01 EQU >0060 ; \
0043      0061 A11 EQU >0061 ; |
0044      0062 A21 EQU >0062 ; |
0045      0063 B11 EQU >0063 ; |
0046      0064 B21 EQU >0064 ; |
0047      0065 A02 EQU >0065 ; |

```

```

0048 0066 A12 EQU >0066 ; |
0049 0067 A22 EQU >0067 ; > DIRECCIONES DE LOS COEFICIENTES
0050 0068 B12 EQU >0068 ; |
0051 0069 B22 EQU >0069 ; |
0052 006A A03 EQU >006A ; |
0053 006B A13 EQU >006B ; |

```

PAGE 0002

```

0054 006C A23 EQU >006C ; |
0055 006D B13 EQU >006D ; |
0056 006E B23 EQU >006E ;/
0057 006F MODE EQU >006F
0058 0070 CLOCK EQU >0070
0059 0071 MASK1 EQU >0071
0060 0072 MASK2 EQU >0072
0061 0073 YN EQU >0073 ; VARIABLE DE SALIDA
0062 0074 XN EQU >0074 ; VARIABLE DE ENTRADA
0063 0075 ONE EQU >0075 ;
0064 0076 N EQU >0076 ;\
0065 0077 N1 EQU >0077 ; |
0066 0078 N2 EQU >0078 ; |
0067 0079 N3 EQU >0079 ; |
0068 007A N4 EQU >007A ; > VARIABLES INTERIORES
0069 007B N5 EQU >007B ; |
0070 007C N6 EQU >007C ; |
0071 007D N7 EQU >007D ; |
0072 007E N8 EQU >007E ;/
0073 *
0074 * INICIO DEL PROGRAMA
0075 *
0076 002F 8174 NXTP IN XN,PA1
0077 0030 2074 LAC XN
0078 0031 6074 SACL XN ;
0079 0032 2F74 LAC XN,15 ;<XN> AL ACCH
0080 0033 3C77 LT N1 ;<N1> AL REGISTRO T
0081 0034 3863 MPY B11 ;<B11*N1> AL REGISTRO P
0082 0035 3D78 LTA N2 ;<N2> AL REG T , <B11*N1> AL ACC
0083 0036 3864 MPY B21 ;<B21*N2> AL REGISTRO P
0084 0037 CE15 APAC ;<B21*N2+B11*N1> AL ACC
0085 0038 6976 SACH N,1 ;<B21*N2+B11*N1> A N
0086 0039 CA00 ZAC ;0 AL ACC
0087 003A 3862 MPY A21 ;<A21*N2> AL REGISTRO P
0088 003B 3F77 LTD N1 ;<N1> AL T , <N1> AL N2
0089 * ;<A21*N2> AL ACC
0090 003C 3861 MPY A11 ;<A11*N1> AL REGISTRO P
0091 003D 3F76 LTD N ;<N> AL T , <N> AL N1
0092 * ;<A11*N1+A21*N2> AL ACC
0093 003E 3860 MPY A01 ;<A01*N> AL REGISTRO P
0094 003F 3D7A LTA N4 ;<N4> AL T
0095 * ;<A01*N+A11*N1+A21*N2> AL ACCH
0096 0040 3868 MPY B12 ;<B12*N4> AL REGISTRO P
0097 0041 3D7B LTA N5 ;<N5> AL T
0098 * ;<B12*N4+A01*N+A11*N1+A21*N2> AL ACCH
0099 0042 3869 MPY B22 ;<B22*N5> AL REGISTRO P
0100 0043 CE15 APAC ;<B22*N5+B12*N4+A01*N+A11*N1+A21*N2> AL ACCH
0101 0044 6979 SACH N3,1 ;<B22*N5+B12*N4+A01*N+A11*N1+A21*N2> A N3

```

0102 0045 CA00 ZAC ;0 AL ACC  
 0103 0046 3867 MPY A22 ;<A22\*N5> AL REGISTRO P  
 0104 0047 3F7A LTD N4 ;<N4> AL REG T <N4> AL N5  
 0105 \* ;<A22\*N5> AL ACC  
 0106 0048 3866 MPY A12 ;<A12\*N4> AL REGISTRO P  
 0107 0049 3F79 LTD N3 ;<N3> AL REG T, <N3> AL N4  
 0108 \* ;<A12\*N4+A22\*N5> AL ACC  
 0109 004A 3865 MPY A02 ;<N3\*A02> AL REGISTRO P  
 0110 004B 3D7D LTA N7 ;<N7> AL REG T

PAGE 0003

0111 \* ;<A02\*N3+A12\*N4+A22\*N5> AL ACCH  
 0112 004C 386D MPY B13 ;<B13\*N7> AL REGISTRO P  
 0113 004D 3D7E LTA N8 ;<N8> AL REG T  
 0114 \* ;<B13\*N7+A02\*N3+A12\*N4+A22\*N5> AL ACCH  
 0115 004E 386E MPY B23 ;<B23\*N8> AL REG P  
 0116 004F CE15 APAC ;<B23\*N8+B13\*N7+A02\*N3+A12\*N4+A22\*N5> AL ACCH  
 0117 0050 697C SACH N6,1 ;<B23\*N8+B13\*N7+A02\*N3+A12\*N4+A22\*N5> A N6  
 0118 0051 CA00 ZAC ;0 AL ACC  
 0119 0052 386C MPY A23 ;<A23\*N8> AL REGISTRO P  
 0120 0053 3F7D LTD N7 ;<N7> AL REG T  
 0121 \* ;<A23\*N8> AL ACC  
 0122 0054 386B MPY A13 ;<A13\*N7> AL REG P  
 0123 0055 3F7C LTD N6 ;<N6> AL REG T  
 0124 \* ;<A13\*N7+A23\*N8> AL ACC  
 0125 0056 386A MPY A03 ;<A03\*N6> AL REG P  
 0126 0057 CE15 APAC ;<A13\*N7+A23\*N8+A03\*N6> AL ACC  
 0127 0058 6973 SACH YN,1 ;<A13\*N7+A23\*N8+A03\*N6> AL YN  
 0128 0059 E273 OUT YN,PA2 ;LA MUESTRA AL ARCHIVO PA2  
 0129 005A FF80 B NXTP ;SALTO A NXTP  
 005B 002F  
 0130 005C  
 0131 \*  
 0132 \* LOS COEFICIENTES DEL FILTRO (G).  
 0133 \*  
 0134 005C 7FFF COEF DATA >7FFF,>EFED,>7FFF,>0848,>825C,>7FFF,>EFED  
 005D EFED  
 005E 7FFF  
 005F 0848  
 0060 825C  
 0061 7FFF  
 0062 EFED  
 0135 0063 7FFF DATA >7FFF,>0F91,>87EB,>7FFF,>EFED,>7FFF,>178D  
 0064 0F91  
 0065 87EB  
 0066 7FFF  
 0067 EFED  
 0068 7FFF  
 0069 178D  
 0136 006A 825C DATA >825C  
 0137 END

NO ERRORS, NO WARNINGS

PAGE 0001

```

0001 *****
0002 *      FILTRO DE ESTADO DE 6TO ORDEN EN CASCADA PARA LA CANCELACION DE      *
0003 *      INTERFERENCIA A 60 Hz EN EL REGISTRO DE SENALES ELECTROCARDIOGRAFICAS *
0004 *****
0005 *
0006 *
0007 *
0008 *      H(z) = ----- X -----
0009 *              -1      -2              -1      -2
0010 *      A01 + A11*z  + A21*z      A02 + A12*z  + A22*z
0011 *
0012 *              -1      -2              -1      -2
0013 *      1 + B11*z  + B21*z      1 + B12*z  + B22* z
0014 *
0015 *              -1      -2
0016 *      A03 + A13*z  + A23*z
0017 *      X -----
0018 *              -1      -2
0019 *      1 + B13*z  + B23*z
0020 *****
0021 *
0022 0020 0000          AORG >0000
0023 0021 0000 FF80  RESET B    INIT
0024          0001 0020
0025 *
0026 0023 0020          AORG >0020
0027 *
0028 * INICIACION DEL MICROPROCESADOR
0029 0026 0020 CE03  INIT  SOVM          ; TRABAJA EN SATURACION.
0030 0027 0021 C800          LDPK 0      ; TRABAJA CON BANDERA CERO.
0031 0028 0022 CA00          ZAC         ; LIMPIA EL ACUMULADOR.
0032 0029 0023 558A          LARP AR2    ; ACTUALIZA EL REGISTRO AUXILIAR AR2.
0033 0030 0024 D200          LRLK AR2,>0060 ; INICIA EL BLOQUE B2.
0034          0025 0060
0035 0032 0026 CB1F          RPTK 31    ; REPITE LA SIGUIENTE INSTRUCCION 32 VECES.
0036 0033 0027 60A0          SACL ++    ; ANULA EL BLOQUE B2.
0037 0034 0028 D200          LRLK AR2,>0060 ; INICIA EL BLOQUE B2 EN LA DIRECCION 0060.
0038          0029 0060
0039 0035 002A CB11          RPTK 17    ; REPITE LA SIGUIENTE INSTRUCCION 18 VECES.
0040 0036 002B FCA0          BLKP COEF,++ ; TRANSFIERE LOS COEFICIENTES AL BLOQUE B2.
0041          002C 0083
0042 *
0043 * DECLARACION DE VARIABLES
0044 *
0045 0040          0060 B11      EQU  >0060      ; \
0046 0041          0061 B21      EQU  >0061      ; \
0047 0042          0062 A111     EQU  >0062      ; |
0048 0043          0063 A121     EQU  >0063      ; |
0049 0044          0064 A211     EQU  >0064      ; |
0050 0045          0065 D1       EQU  >0065      ; |
0051 0046          0066 B12      EQU  >0066      ; |> COEFICIENTES DEL FILTRO
0052 0047          0067 B22      EQU  >0067      ; |
0053 0048          0068 A112     EQU  >0068      ; |
0054 0049          0069 A122     EQU  >0069      ; |
0055 0050          006A A212     EQU  >006A      ; |
0056 0051          006B D2       EQU  >006B      ; |
0057 0052          006C B13      EQU  >006C      ; |> COEFICIENTES DEL FILTRO

```

0053 006D B23 EQU >006D ; |

```

0054 007E A113 EQU >007E ; |
0055 007F A123 EQU >007F ; |
0056 0070 A213 EQU >0070 ; /
0057 0071 D3 EQU >0071 ; /
0058 0072 XN EQU >0072 ; VARIABLE DE ENTRADA
0059 0073 YN EQU >0073 ; VARIABLE DE SALIDA
0060 0074 N1 EQU >0074 ; \
0061 0075 N2 EQU >0075 ; \
0062 0076 N3 EQU >0076 ; |
0063 0077 N4 EQU >0077 ; |
0064 0078 N5 EQU >0078 ; |> VARIABLES INTERNAS DEL FILTRO
0065 0079 N6 EQU >0079 ; |
0066 007A N7 EQU >007A ; |
0067 007B N8 EQU >007B ; /
0068 007C N9 EQU >007C ;
0069 007D N10 EQU >007D ;
0070 007E N11 EQU >007E ;
0071 007F N12 EQU >007F ;
0072 *
0073 * INICIA EL PROGRAMA
0074 * PRIMER BLOQUE DEL FILTRO DE ESTADO
0075 002D 8172 NEXT IN XN,PA1 ;
0076 002E 3C72 LT XN ;XN-->TR
0077 002F 3860 MPY B11 ;<XN*B11>-->PR
0078 0030 3D77 LTA N4 ;<N4> --> T <XN*B11>--> ACC
0079 0031 3863 MPY A121 ;<A121*N4>--> PR
0080 0032 3D75 LTA N2 ;<N2>--> TR
0081 * ;<A121*N4+XN*B11>--> ACC
0082 0033 3862 MPY A111 ;<A111*N2>--> PR
0083 0034 CE15 APAC ;<A11*N2+A12*N4+XN*B1> --> ACC
0084 0035 6974 SACH N1,1 ;<A11*N2+A12*N4+XN*B1> --> N1
0085 0036 CA00 ZAC ;0-->ACC
0086 0037 3864 MPY A211 ;<N2*A211>-->PR
0087 0038 3D72 LTA XN ;<XN>-->TR <N2*A211>--> ACC
0088 0039 3861 MPY B21 ;<XN*B21>-->PR
0089 003A 3D77 LTA N4 ;<N4> --> TR
0090 * ;<XN*B21+N2*A211>--> ACCH
0091 003B 3862 MPY A111 ;<A111*N4> --> PR
0092 003C CE15 APAC ;<A111*N4+XN*B21+N2*A211>--> ACC
0093 003D 6976 SACH N3,1 ;<A111*N4+XN*B21+N2*A211> --> N3
0094 003E CA00 ZAC ;0--> ACCH
0095 003F 3861 MPY B21 ;<N4*B21> -->PR
0096 0040 3F76 LTD N3 ;<N3>--> TR <N3> --> N4
0097 * ;<N4*B21>-->ACC
0098 0041 CE23 NEG ;<-N4*B21>-->ACC
0099 0042 3C72 LT XN ;<XN> -->TR
0100 0043 3865 MPY D1 ;<D1*XN>--> PR
0101 0044 3D75 LTA N2 ;<N2>--> TR
0102 * ;<D1*XN-N4*B21>--> ACC
0103 0045 3860 MPY B11 ;<N2*B1>-->PR
0104 0046 3F74 LTD N1 ;<N1>-->TR <N1>-->N2
0105 * ;<-N4*B21+D1*XN+N2*B11>-->ACC
0106 0047 6973 SACH YN,1 ;<-N4*B21+D1*XN+N2*B11>-->YN

```

0107 0048 CA00 ZAC  
 0108 \* SEGUNDO BLOQUE DEL FILTRO DE ESTADO  
 0109 0049 3C73 LT YN ;<YN>--> TR  
 0110 004A 3866 MPY B12 ;<YN\*B12>-->PR

PAGE 0003

0111 004B 3D7B LTA N8 ;<N8> -->TR <YN\*B12>-->ACC  
 0112 004C 3869 MPY A122 ;<A122\*N8> -->PR  
 0113 004D 3D79 LTA N6 ;<N6>-->TR  
 0114 \* ;<A122\*N8+YN\*B12>--> ACC  
 0115 004E 3868 MPY A112 ;<A112\*N6>-->PR  
 0116 004F CE15 APAC ;<A112\*N6+A122\*N8+YN\*B12>--> ACC  
 0117 0050 6978 SACH N5,1 ;<A112\*N6+A122\*N8+YN\*B12>--> N5  
 0118 0051 CA00 ZAC ;0 --> ACC  
 0119 0052 386A MPY A212 ;<N6\*A212> --> PR  
 0120 0053 3D73 LTA YN ;<YN>-->TR <N6\*A212>-->ACC  
 0121 0054 3867 MPY B22 ;<YN\*B22>-->PR  
 0122 0055 3D7B LTA N8 ;<N8>-->TR  
 0123 \* ;<YN\*B22+N6\*A212>-->ACCH  
 0124 0056 3868 MPY A112 ;<A112\*N8>-->PR  
 0125 0057 CE15 APAC ;<A112\*N8+YN\*B22+N6\*A212>-->ACC  
 0126 0058 697A SACH N7,1 ;<A112\*N8+YN\*B22+N6\*A212>-->N7  
 0127 0059 CA00 ZAC ;0-->ACC  
 0128 005A 3867 MPY B22 ;<N8\*B22>-->PR  
 0129 005B 3F7A LTD N7 ;<N7>-->TR <N7> --> N8  
 0130 \* ;<N8\*B22>-->ACC  
 0131 005C CE23 NEG ;<-N8\*B22>-->ACC  
 0132 005D 3C73 LT YN ;<YN>-->TR  
 0133 005E 386B MPY D2 ;<D2\*YN>-->PR  
 0134 005F 3D79 LTA N6 ;<N6>-->TR  
 0135 \* ;<-B22\*N8+D2\*YN>-->ACC  
 0136 0060 3866 MPY B12 ;<B12\*N6>-->PR  
 0137 0061 3F78 LTD N5 ;<N5>-->TR <N5>-->N6  
 0138 \* ;<-B22\*N8+D2\*YN+B12\*N6>-->ACC  
 0139 0062 6973 SACH YN,1 ;<-B22\*N8+D2\*YN+B12\*N6>-->YN  
 0140 0063 CA00 ZAC ;0-->ACC  
 0141 \* TERCER BLOQUE DEL FILTRO DE ESTADO  
 0142 0064 3C73 LT YN ;<YN>-->TR  
 0143 0065 386C MPY B13 ;<YN\*B13>-->PR  
 0144 0066 3D7F LTA N12 ;<N12>-->TR <YN\*B13>-->ACC  
 0145 0067 387F MPY A123 ;<A123\*N12> -->PR  
 0146 0068 3D7D LTA N10 ;<N10> -->TR  
 0147 \* ;<A123\*N12+YN\*B13>-->ACC  
 0148 0069 387E MPY A113 ;<A113\*N10> --> PR  
 0149 006A CE15 APAC ;<A113\*N10+A123\*N12+YN\*B13>-->ACC  
 0150 006B 697C SACH N9,1 ;<A11\*N6+A12\*N4+PP\*B1>--> N1  
 0151 006C CA00 ZAC ;0-->ACC  
 0152 006D 3870 MPY A213 ;<N10\*A213>-->PR  
 0153 006E 3D73 LTA YN ;<YN>-->TR <N10\*A213>-->ACC  
 0154 006F 386D MPY B23 ;<YN\*B23>-->PR  
 0155 0070 3D7F LTA N12 ;<N12>-->TR  
 0156 \* ;<YN\*B23+N10\*A213>--> ACCH  
 0157 0071 387E MPY A113 ;<A113\*N12>--> RP  
 0158 0072 CE15 APAC ;<A113\*N12+YN\*B23+N10\*A213>-->ACC  
 0159 0073 697E SACH N11,1 ;<A113\*N12+YN\*B23+N10\*A213>-->N11  
 0160 0074 CA00 ZAC ;0-->ACC

0107 0048 CA00	ZAC	
0108	* SEGUNDO BLOQUE DEL FILTRO DE ESTADO	
0109 0049 3C73	LT YN	; <YN>--> TR
0110 004A 13866	MPY B12	; <YN*B12>-->PR
PAGE 0003		
0111 004B 3D7B	LTA N8	; <N8> -->TR <YN*B12>-->ACC
0112 004C 3869	MPY A122	; <A122*N8> -->PR
0113 004D 3D79	LTA N6	; <N6>-->TR
0114	*	; <A122*N8+YN*B12>--> ACC
0115 004E 3868	MPY A112	; <A112*N6>-->PR
0116 004F CE15	APAC	; <A112*N6+A122*N8+YN*B12>--> ACC
0117 0050 6978	SACH N5,1	; <A112*N6+A122*N8+YN*B12>--> N5
0118 0051 CA00	ZAC	; 0 --> ACC
0119 0052 386A	MPY A212	; <N6*A212> --> PR
0120 0053 3D73	LTA YN	; <YN>-->TR <N6*A212>-->ACC
0121 0054 3867	MPY B22	; <YN*B22>-->PR
0122 0055 3D7B	LTA N8	; <N8>-->TR
0123	*	; <YN*B22+N6*A212>-->ACCH
0124 0056 3868	MPY A112	; <A112*N8>-->PR
0125 0057 CE15	APAC	; <A112*N8+YN*B22+N6*A212>-->ACC
0126 0058 697A	SACH N7,1	; <A112*N8+YN*B22+N6*A212>-->N7
0127 0059 CA00	ZAC	; 0-->ACC
0128 005A 3867	MPY B22	; <N8*B22>-->PR
0129 005B 3F7A	LTD N7	; <N7>-->TR <N7> --> N8
0130	*	; <N8*B22>-->ACC
0131 005C CE23	NEG	; <-N8*B22>-->ACC
0132 005D 3C73	LT YN	; <YN>-->TR
0133 005E 386B	MPY D2	; <D2*YN>-->PR
0134 005F 3D79	LTA N6	; <N6>-->TR
0135	#	; <-B22*N8+D2*YN>-->ACC
0136 0060 3866	MPY B12	; <B12*N6>-->PR
0137 0061 3F78	LTD N5	; <N5>-->TR <N5>-->N6
0138	*	; <-B22*N8+D2*YN+B12*N6>-->ACC
0139 0062 6973	SACH YN,1	; <-B22*N8+D2*YN+B12*N6>-->YN
0140 0063 CA00	ZAC	; 0-->ACC
0141	* TERCER BLOQUE DEL FILTRO DE ESTADO	
0142 0064 3C73	LT YN	; <YN>-->TR
0143 0065 386C	MPY B13	; <YN*B13>-->PR
0144 0066 3D7F	LTA N12	; <N12>-->TR <YN*B13>-->ACC
0145 0067 387F	MPY A123	; <A123*N12> -->PR
0146 0068 3D7D	LTA N10	; <N10> -->TR
0147	*	; <A123*N12+YN*B13>-->ACC
0148 0069 387E	MPY A113	; <A113*N10> --> PR
0149 006A CE15	APAC	; <A113*N10+A123*N12+YN*B13>-->ACC
0150 006B 697C	SACH N9,1	; <A11*N6+A12*N4+PP*B1>--> N1
0151 006C CA00	ZAC	; 0-->ACC
0152 006D 3870	MPY A213	; <N10*A213>-->PR
0153 006E 3D73	LTA YN	; <YN>-->TR <N10*A213>-->ACC
0154 006F 386D	MPY B23	; <YN*B23>-->PR
0155 0070 3D7F	LTA N12	; <N12>-->TR
0156	*	; <YN*B23+N10*A213>--> ACCH
0157 0071 387E	MPY A113	; <A113*N12>--> RP
0158 0072 CE15	APAC	; <A113*N12+YN*B23+N10*A213>-->ACC
0159 0073 697E	SACH N11,1	; <A113*N12+YN*B23+N10*A213>-->N11
0160 0074 CA00	ZAC	; 0-->ACC

```

0161 0075 386D      MPY B23      ;<N12*B23>-->PR
0162 0076 3F7E      LTD N11      ;<N11>-->TR <N11> --> N12
0163                *                ;<N12*B23>-->ACCH
0164 0077 CE23      NEG          ;<-N12*B23>-->ACC
0165 0078 3C73      LT YN       ;<YN>-->TR
0166 0079 3871      MPY D3      ;<YN*D3>-->PR
0167 007A 3D7D      LTA N10     ;<N10>-->TR <D3*YN-N12*B23>-->ACC

```

PAGE 0004

```

0168 007B 386C      MPY B13      ;<B13*N10>-->PR
0169 007C 3F7C      LTD N9       ;<N9>-->TR , <N9> --> N10
0170                *                ;<B13*N10+D3*YN-N12*B23>-->ACC
0171 007D 6973      SACH YN,1    ;<B13*N10+D3*YN-N12*B23>-->YN
0172 007E CA00      ZAC          ;0-->ACC
0173 007F E273      OUT YN,PA2   ;<YN>-->PA2
0174 0080 6973      SACH YN,1    ;0-->YN
0175 0081 FF80      B NEXT      ;SALTO PARA LEER OTRA MUESTRA
0082 002D

```

```

0176                *
0177                *  CONSTANTES DEL FILTRO
0178                *
0179 0083 FBBB      COEF DATA >FBBB,>E023,>0424,>7EBF,>8141,>7FFF
0084 E023
0085 0424
0086 7EBF
0087 8141
0088 7FFF
0180 0089 E9D9      DATA >E9D9,>E86F,>07C8,>7BBB,>8445,>7FFF
008A E86F
008B 07C8
008C 7BBB
008D 8445
008E 7FFF
0181 008F E070      DATA >E070,>F9BD,>0BC6,>7E44,>81BC,>7FFF
0090 F9BD
0091 0BC6
0092 7E44
0093 81BC
0094 7FFF

```

0182 END  
NO ERRORS, NO WARNINGS

PAGE 0001

```

0001                *****
0002                * FILTRO DE RAMURA TIPO IIR EN PARALELO DE 6TO. ORDEN PARA LA CANCELACION *
0003                * DE INTERFERENCIA A 60 Hz EN EL REGISTRO DE SEÑALES ELECTROCARDIOGRAFICAS*
0004                *****
0005                *
0006                *                -1                -1                -1                *
0007                *                A01 + A11 * z                A02 + A12 * z                A03 + A13 * z                *
0008                * H(z)= K + ----- + ----- + ----- + ----- *
0009                *                -1                -2                -1                -2                -1                -2                *
0010                *                1+B11*z +B21*z                1+B12*z +B22*z                1+B13*z +B23*z                *
0011                *

```

```

0012 *****
0013 *
0014 0000 AORG >0000
0015 0000 FF30 RESET B INI
      0001 0020
0016 *
0017 0020 AORG >0020
0018 *
0019 * INICIO DEL MICROPROCESADOR
0020 *
0021 0020 CE03 INI SOVM ; TRABAJA EN SATURACION.
0022 0021 C300 LDPK 0 ; TRABAJA CON BANDERA CERO.
0023 0022 CA00 ZAC ; LIMPIA EL ACUMULADOR.
0024 0023 558A LARP AR2 ; ACTUALIZA REGISTRO AUXILIAR AR2
0025 0024 D200 LRLK AR2,>0060 ; INICIALIZA BLOQUE B2.
      0025 0060
0026 0026 CB1F RPTK 31 ; REPITE LA SIGUIENTE INSTRUCCION 32 VECES.
0027 0027 60A0 SACL ** ; ANULACION DEL BLOQUE B2.
0028 0028 D200 LRLK AR2,>0060 ; INICIA EL BLOQUE B2 EN LA DIRECCION 0060.
      0029 0060
0029 002A CBOC RPTK 12 ; REPITE LA SIGUIENTE INSTRUCCION 13 VECES.
0030 002B FCA0 BLKP COEF,*+ ; TRANSFIERE LOS COEFICIENTES AL BLOQUE B2.
      002C 0066
0031 002D CA01 LACK 1 ; CARGA EL ACUMULADOR CON UN BIT.
0032 002E 606F SACL ONE ; CARGA LA VARIABLE ONE CON UN BIT PARA REDONDEAR.
0033 *
0034 * DECLARACION DE VARIABLES.
0035 *
0036 0060 A01 EQU >0060 ; \
0037 0061 A11 EQU >0061 ; |
0038 0062 B11 EQU >0062 ; |
0039 0063 B21 EQU >0063 ; |
0040 0064 A02 EQU >0064 ; |
0041 0065 A12 EQU >0065 ; |
0042 0066 B12 EQU >0066 ; > COEFICIENTES DEL FILTRO
0043 0067 B22 EQU >0067 ; |
0044 0068 A03 EQU >0068 ; |
0045 0069 A13 EQU >0069 ; |
0046 006A B13 EQU >006A ; |
0047 006B B23 EQU >006B ; |
0048 006C K EQU >006C ; /
0049 006D XN EQU >006D ; SEÑAL DE ENTRADA
0050 006E YN EQU >006E ; SEÑAL DE SALIDA
0051 006F ONE EQU >006F ; BIT PARA REDONDEAR
0052 0070 N1 EQU >0070 ; \
0053 0071 N2 EQU >0071 ; |

                                PAGE 0002

0054 0072 N3 EQU >0072 ; |
0055 0073 N4 EQU >0073 ; |
0056 0074 N5 EQU >0074 ; > VARIABLES INTERNAS DEL FILTRO
0057 0075 N6 EQU >0075 ; |
0058 0076 N7 EQU >0076 ; |
0059 0077 N8 EQU >0077 ; |
0060 0078 N9 EQU >0078 ; /
0061 0079 P1 EQU >0079

```

0062	007A	P2	EQU	>007A
0063		*		
0064		*	INICIA EL PROGRAMA	
0065		*		
0066		*	PRIMER BLOQUE DEL FILTRO	
0067	002F	816D	NXTP	IN XN,PA1
0068	0030	3C71		LT N2
0069	0031	3862		MPY B11
0070	0032	3D72		LTA N3
0071	0033	3863		MPY B21
0072	0034	CE15		APAC
0073	0035	0F6D		ADD XN,15
0074	0036	6970		SACH N1,1
0075	0037	3F71		LTD N2
0076	0038	CA00		ZAC
0077	0039	3861		MPY A11
0078	003A	3F70		LTD N1
0079	003B	3860		MPY A01
0080	003C	CE15		APAC
0081	003D	6979		SACH P1,1
0082	003E	CA00		ZAC
0083		*		
0084		*	SEGUNDO BLOQUE DEL FILTRO	
0085		*		
0086	003F	3C74		LT N5
0087	0040	3866		MPY B12
0088	0041	3D75		LTA N6
0089	0042	3867		MPY B22
0090	0043	CE15		APAC
0091	0044	0F6D		ADD XN,15
0092	0045	6973		SACH N4,1
0093	0046	3F74		LTD N5
0094	0047	CA00		ZAC
0095	0048	3865		MPY A12
0096	0049	3F73		LTD N4
0097	004A	3864		MPY A02
0098	004B	CE15		APAC
0099	004C	697A		SACH P2,1
0100	004D	CA00		ZAC
0101		*		
0102		*	TERCER BLOQUE DEL FILTRO	
0103		*		
0104	004E	3C77		LT N8
0105	004F	386A		MPY B13
0106	0050	3D78		LTA N9
0107	0051	386B		MPY B23
0108	0052	CE15		APAC
0109	0053	0F6D		ADD XN,15
0110	0054	6976		SACH N7,1
0111	0055	3F77		LTD N8
0112	0056	CA00		ZAC
0113	0057	3869		MPY A13
0114	0058	3F78		LTD N7
0115	0059	3868		MPY A03

PAGE 0003

```

0116 005A 3D6D      LTA  XN
0117 005B 386C      MPY  K
0118 005C CE15      APAC
0119 005D 386C      MPY  K
0120 005E CE15      APAC
0121 005F 0F79      ADD  P1,15
0122 0060 0F7A      ADD  P2,15
0123 0061 696E      SACH YN,1
0124 0062 CA00      ZAC
0125 0063 E26E      OUT  YN,PA2
0126 0064 FF80      B    NXTP
      0065 002F
0127                *
0128                * DEFINICION DE LOS COEFICIENTES DEL FILTRO.
0129                *
0130 0066 F9D6      COEF  DATA >F9D6,>0062,>0F91,>87EB
      0067 0062
      0068 0F91
      0069 87EB
0131 006A FC48      DATA >FC48,>0075,>178D,>825C
      006B 0075
      006C 178D
      006D 825C
0132 006E FC48      DATA >FC48,>0003,>0848,>825C
      006F 0003
      0070 0848
      0071 825C
0133 0072 46CE      DATA >46CE
0134                END
NO ERRORS, NO WARNINGS

```

PAGE 0001

```

0001                *****
0002                * FILTRO DE ESTADO DE 6TO ORDEN EN PARALELO PARA LA CANCELACION DE *
0003                * INTERFERENCIA A 60 Hz EN EL REGISTRO DE SEÑALES ELECTROCARDIOGRAFICAS *
0004                *****
0005                *
0006                *          -1      -2          -1      -2          -1      -2 *
0007                *      A01+A11*z +A21*z      A02+A12*z +A22*z      A03+A13*z +A23*z *
0008                *H(z)=K+ ----- + ----- + ----- *
0009                *          -1      -2          -1      -2          -1      -2 *
0010                *      1+B11*z +B21*z      1+B12*z +B22*z      1+B13*z +B23*z *
0011                *****
0012                *
0013 0000                AORG >0000
0014 0000 FF80      RESET B    INIT
      0001 0020
0015                *
0016 0020                AORG >0020
0017                *
0018                * INICIACION DEL MICROPROCESADOR
0019                *
0020 0020 C803      INIT  SOVM                ;TRABAJA EN SATURACION.
0021 0021 C800                LDPK 0                ;TRABAJA CON BANDERA CERO.

```

79

ESTA TESIS NO DEBE  
SALIR DE LA BIBLIOTECA

```

0022 0022 CA00      ZAC          ;LIMPIA EL ACUMULADOR.
0023 0023 558A     LARP AR2       ;ACTUALIZA EL REGISTRO AUXILIAR AR2.
0024 0024 D200     LRLK AR2,>0060 ;INICIA EL BLOQUE B2.
0025 0060
0025 0026 CB1F     RPTK 31        ;REPITE LA SIGUIENTE INSTRUCCION 32 VECES.
0026 0027 60A0     SACL ++        ;ANULACION DEL BLOQUE B2.
0027 0028 D200     LRLK AR2,>0060 ;INICIA EL BLOQUE B2 EN LA DIRECCION 0060.
0029 0060
0028 002A CB0F     RPTK 15        ;REPITE LA SIGUIENTE INSTRUCCION 16 VECES.
0029 002B FCA0     BLKP COEF,++   ;TRANSFIERE LOS COEFICIENTES AL BLOQUE B2.
002C 0088

```

```

0030      *
0031      * DECLARACION DE VARIABLES
0032      *
0033      0060 B11     EQU >0060      ;\
0034      0061 B21     EQU >0061      ; \
0035      0062 A111    EQU >0062      ; |
0036      0063 A121    EQU >0063      ; |
0037      0064 D1      EQU >0064      ; |
0038      0065 B12     EQU >0065      ; |
0039      0066 B22     EQU >0066      ; |
0040      0067 A112    EQU >0067      ; |
0041      0068 A122    EQU >0068      ; |> COEFICIENTES DEL FILTRO
0042      0069 D2      EQU >0069      ; |
0043      006A B13     EQU >006A      ; |
0044      006B B23     EQU >006B      ; |
0045      006C A113    EQU >006C      ; |
0046      006D A123    EQU >006D      ; |
0047      006E D3      EQU >006E      ; |
0048      006F K       EQU >006F      ; |
0049      0070 XN      EQU >0070      ; /
0050      0071 YN      EQU >0071      ; /
0051      0072 P1      EQU >0072      ;
0052      0073 P2      EQU >0073      ;
0053      0074 N1      EQU >0074      ;\

```

PAGE 0002

```

0054      0075 N2      EQU >0075      ; \
0055      0076 N3      EQU >0076      ; |
0056      0077 N4      EQU >0077      ; |
0057      0078 N5      EQU >0078      ; |> VARIABLES INTERNAS DEL FILTRO
0058      0079 N6      EQU >0079      ; |
0059      007A N7      EQU >007A      ; |
0060      007B N8      EQU >007B      ; |
0061      007C N9      EQU >007C      ; |
0062      007D N10     EQU >007D      ; |
0063      007E N11     EQU >007E      ; /
0064      007F N12     EQU >007F      ; /
0065      *
0066      * INICIA EL PROGRAMA
0067      * PRIMER BLOQUE DEL FILTRO DE ESTADO
0068 002D 8170     NEXT IN XN,PA1      ;<PA>-->XN
0069 002E 3C70     LT XN              ;XN-->TR
0070 002F 3861     MPY B21            ;<XN*B21>-->PR
0071 0030 3D77     LTA N4            ;<N4> -->TR <XN*B11>--> ACC
0072 0031 3863     MPY A121          ;<A121*N4>--> PR

```

```

0022 0022 CA00      ZAC          ;LIMPIA EL ACUMULADOR.
0023 0023 558A     LARP AR2      ;ACTUALIZA EL REGISTRO AUXILIAR AR2.
0024 0024 D200     LRLK AR2,>0060 ;INICIA EL BLOQUE B2.
0025 0060
0025 0026 CB1F     RPTK 31       ;REPITE LA SIGUIENTE INSTRUCCION 32 VECES.
0026 0027 60A0     SACL **       ;ANULACION DEL BLOQUE B2.
0027 0028 D200     LRLK AR2,>0060 ;INICIA EL BLOQUE B2 EN LA DIRECCION 0060.
0029 0060
0028 002A CBOF     RPTK 15       ;REPITE LA SIGUIENTE INSTRUCCION 16 VECES.
0029 002B FCA0     BLKP COEF,**  ;TRANSFIERE LOS COEFICIENTES AL BLOQUE B2.
002C 0088

```

```

0030      *
0031      * DECLARACION DE VARIABLES
0032      *
0033      0060 B11    EQU >0060      ;\
0034      0061 B21    EQU >0061      ; \
0035      0062 A111   EQU >0062      ; |
0036      0063 A121   EQU >0063      ; |
0037      0064 D1     EQU >0064      ; |
0038      0065 B12    EQU >0065      ; |
0039      0066 B22    EQU >0066      ; |
0040      0067 A112   EQU >0067      ; |
0041      0068 A122   EQU >0068      ; |> COEFICIENTES DEL FILTRO
0042      0069 D2     EQU >0069      ; |
0043      006A B13    EQU >006A      ; |
0044      006B B23    EQU >006B      ; |
0045      006C A113   EQU >006C      ; |
0046      006D A123   EQU >006D      ; |
0047      006E D3     EQU >006E      ; |
0048      006F K      EQU >006F      ; |
0049      0070 XN     EQU >0070      ; /
0050      0071 YN     EQU >0071      ; /
0051      0072 P1     EQU >0072      ;
0052      0073 P2     EQU >0073      ;
0053      0074 N1     EQU >0074      ;\

```

PAGE 0002

```

0054      0075 N2     EQU >0075      ; \
0055      0076 N3     EQU >0076      ; |
0056      0077 N4     EQU >0077      ; |
0057      0078 N5     EQU >0078      ; |> VARIABLES INTERNAS DEL FILTRO
0058      0079 N6     EQU >0079      ; |
0059      007A N7     EQU >007A      ; |
0060      007B N8     EQU >007B      ; |
0061      007C N9     EQU >007C      ; |
0062      007D N10    EQU >007D      ; |
0063      007E N11    EQU >007E      ; /
0064      007F N12    EQU >007F      ; /
0065      *
0066      * INICIA EL PROGRAMA
0067      * PRIMER BLOQUE DEL FILTRO DE ESTADO
0068 002D 8170     NEXT IN  XN,PA1      ;<PA>-->XN
0069 002E 3C70     LT    XN          ;XN-->TR
0070 002F 3861     MPY  B21          ;<XN*B21>-->PR
0071 0030 3D77     LTA  N4          ;<N4> -->TR <XN*B11>--> ACC
0072 0031 3863     MPY  A121         ;<A121*N4>--> PR

```

0073	0032	3C75	LT	N2	; <N2> --> TR
0074	0033	3B62	MPYS	A111	; <A111*N2>--> PR
0075	0034	CE15	APAC		; <A111*N2+A121*N4+XN*B11> --> ACC
0076	0035	6974	SACH	N1,1	; <A111*N2+A121*N4+XN*B11> --> N1
0077	0036	CA00	ZAC		; 0-->ACC
0078	0037	3863	MPY	A121	; <N2*A211>-->PR
0079	0038	3D70	LTA	XN	; <XN>-->TR <N2*A121>--> ACC
0080	0039	3860	MPY	B11	; <XN*B21>-->PR
0081	003A	3D77	LTA	N4	; <N4> --> TR
0082				*	; <XN*B21-N2*A121>--> ACCH
0083	003B	3862	MPY	A111	; <A111*N4> --> PR
0084	003C	CE15	APAC		; <A111*N4+XN*B21-N2*A121>--> ACC
0085	003D	6976	SACH	N3,1	; <A111*N4+XN*B21+N2*A211> --> N3
0086	003E	CA00	ZAC		; 0--> ACCH
0087	003F	3860	MPY	B11	; <N4*B21> -->PR
0088	0040	3F76	LTD	N3	; <N3>--> T <N3> --> N4
0089				*	; <N4*B21>-->ACC
0090	0041	3C70	LT	XN	; <XN> -->TR
0091	0042	3864	MPY	D1	; <D1*XN>--> PR
0092	0043	3D75	LTA	N2	; <N2>--> TR
0093				*	; <D1*XN-N4*B21>--> ACC
0094	0044	3861	MPY	B21	; <N2*B1>-->PR
0095	0045	5B74	LTS	N1	; <N1>-->TR <N1>-->N2
0096				*	; <-N4*B21+D1*XN+N2*B11>-->ACC
0097	0046	6972	SACH	P1,1	; <-N4*B21+D1*XN+N2*B11>-->YN
0098	0047	3F74	LTD	N1	; <N1>-->N2
0099	0048	CA00	ZAC		
0100				*	
0101				*	SEGUNDO BLOQUE DEL FILTRO DE ESTADO
0102				*	
0103	0049	3C70	LT	XN	; <XN>--> TR
0104	004A	3866	MPY	B22	; <YN*B22>-->PR
0105	004B	3D7B	LTA	N8	; <N8> -->TR <XN*B12>-->ACC
0106	004C	3868	MPY	A122	; <A122*N8> -->PR
0107	004D	3C79	LT	N6	; <N6>-->TR
0108	004E	3B67	MPYS	A112	; <A112*N6>-->PR
0109	004F	CE15	APAC		; <A112*N6+A122*N8+XN*B12>--> ACC
0110	0050	6978	SACH	N5,1	; <A112*N6+A122*N8+YN*B12>--> N5

PAGE 0003

0111	0051	CA00	ZAC		; 0 --> ACC
0112	0052	3868	MPY	A122	; <N6*A122> --> PR
0113	0053	3D70	LTA	XN	; <XN>-->TR <N6*A122>-->ACC
0114	0054	3865	MPY	B12	; <XN*B22>-->PR
0115	0055	3D7B	LTA	N8	; <N8>-->TR
0116				*	; <XN*B22-N6*A212>-->ACCH
0117	0056	3867	MPY	A112	; <A112*N8>-->PR
0118	0057	CE15	APAC		; <A112*N8+XN*B22-N6*A212>-->ACC
0119	0058	697A	SACH	N7,1	; <A112*N8+XN*B22+N6*A212>-->N7
0120	0059	CA00	ZAC		; 0-->ACC
0121	005A	3866	MPY	B22	; <N8*B12>-->PR
0122	005B	3F7A	LTD	N7	; <N7>-->TR <N7> --> N8
0123				*	; <N8*B22>-->ACC
0124	005C	3C70	LT	XN	; <XN>-->TR
0125	005D	3869	MPY	D2	; <D2*XN>-->PR
0126	005E	3D79	LTA	N6	; <N6>-->TR

```

0127 * ;<-B22*N8+D2*XN>-->ACC
0128 005F 3866 MPY B22 ;<B11*N6>-->PR
0129 0060 5B78 LTS N5 ;<N5>-->TR <N5>-->N6
0130 0061 6973 SACH P2,1 ;<-B22*N8+D2*YN+B12*N6>-->P2
0131 0062 3F78 LTD N5
0132 0063 CA00 ZAC ;0-->ACC
0133 *
0134 * TERCER BLOQUE DEL FILTRO DE ESTADO
0135 *
0136 0064 3C70 LT XN ;<XN>-->TR
0137 0065 386B MPY B23 ;<XN*B13>-->PR
0138 0066 3D7F LTA N12 ;<N12>-->TR <YN*B13>-->ACC
0139 0067 386D MPY A123 ;<A123*N12> -->PR
0140 0068 3C7D LT N10 ;<N10> -->TR
0141 0069 3B6C MPYS A113 ;<A113*N10> --> PR
0142 006A CE15 APAC ;<A113*N10+A123*N12+YN*B13>-->ACC
0143 006B 697C SACH N9,1 ;<A11*N6+A12*N4+PP*B1>--> N9
0144 006C CA00 ZAC ;0-->ACC
0145 006D 386D MPY A123 ;<N10*A213>-->PR
0146 006E 3D70 LTA XN ;<XN>-->TR <N10*A213>-->ACC
0147 006F 386A MPY B13 ;<XN*B23>-->PR
0148 0070 3D7F LTA N12 ;<N12>-->TR
0149 * ;<XN*B23-N10*A213>--> ACCH
0150 0071 386C MPY A113 ;<A113*N12>--> RP
0151 0072 CE15 APAC ;<A113*N12+XN*B23-N10*A213>-->ACC
0152 0073 697E SACH N11,1 ;<A113*N12+XN*B23-N10*A213>-->N11
0153 0074 CA00 ZAC ;0-->ACC
0154 0075 386A MPY B13 ;<N12*B23>-->PR
0155 0076 3F7E LTD N11 ;<N11>-->TR <N11> --> N12
0156 * ;<N12*B23>-->ACCH
0157 0077 3C70 LT XN ;<XN>-->TR
0158 0078 386E MPY D3 ;<YN*D3>-->PR
0159 0079 3D7D LTA N10 ;<N10>-->TR <D3*YN-N12*B23>-->ACC
0160 007A 386B MPY B23 ;<B13*N10>-->PR
0161 007B 5B7C LTS N9 ;<N9>-->TR , <N9> --> N10
0162 * ;<B13*N10+D3*YN-N12*B23>-->ACC
0163 007C 3C70 LT XN ;<XN>-->TR
0164 007D 386F MPY K ;<XN*K>-->PR
0165 007E 3A6F MPYA K ;<XN*K>-->PR <XN*K+ACC>-->ACC
0166 007F CE15 APAC ;<XN*K+XN*K+ACC>-->ACC
0167 0080 0F72 ADD P1,15 ;

```

PAGE 0004

```

0168 0081 0F73 ADD P2,15 ;
0169 0082 6971 SACH YN,1 ;<ACC+P1+P2>-->YN
0170 0083 3F7C LTD N9 ;
0171 0084 CA00 ZAC ;0-->ACC
0172 0085 E271 OUT YN,PA2 ;<YN>-->PA2
0173 0086 FF80 B NEXT ;SALTO PARA LEER OTRA MUESTRA
0087 002D
0174 *
0175 * CONSTANTES DEL FILTRO
0176 *
0177 0088 ED10 COEF DATA >ED10,>EBDD,>07C3,>7BBB,>F9D6
0089 EBDD
008A 07C8

```

008B 7BBB  
008C F9D6  
0178 008D F11C DATA >F11C,>F02D,>0BC6,>7E44,>FC48  
008E F02D  
008F 0BC6  
0090 7E44  
0091 FC48  
0179 0092 F11E DATA >F11E,>F02B,>0424,>7EBF,>FC48  
0093 F02B  
0094 0424  
0095 7EBF  
0096 FC48  
0180 0097 46CE DATA >46CE  
0181 END  
NO ERRORS, NO WARNINGS

**FALTA PAGINA**

**No 84 a la.....**

## Referencias

- [1] ANTONIOU, Andreas, "Digital Filters: Analysis and Design", McGraw-Hill, 1973.
- [2] BOMAR, B. W., "New Second-Order State-Space Structures for Realizing Low Roundoff Noise Digital Filters", IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Processing, Vol. 33, pp. 106-110, February 1985.
- [3] HARRY, Y-F. Lam, "Analog and Digital Filters-Design and Realization", Prentice Hall, 1979.
- [4] KUC, Roman, "Introduction to Digital Signal Processing", Mc Graw-Hill, 1988.
- [5] MERRI, M.-Farden D.C.-Mottley J.G.-Tittlebaum E.L., "Sampling Frequency of de Electrocardiogram for Espectral Analysis of the Heart Rate Variability", IEEE Trans. Biomed. Eng. Vol. 37, No. 1 January 1990.
- [6] PARKS, T.W.-Burrus, C.S., "Digital Filter Design-Topics in Digital Signal Processing", John Wiley and Sons, 1987.
- [7] PROAKIS, John G-Manolakis, Dimitris, "Digital Signal Processing", Macmillan, 1992.
- [8] PSENICKA, Bohumil-Zadák, J., Davídek, V. "Design of State Digital Filters", Acta Polytechnica, CVUT, Vol. III, No. 3, pp. 5-12, Prague, 1991.
- [9] TEXAS INSTRUMENTS, "Second Generation TMS320 User's Guide", Prentice-Hall, 1987.
- [10] WEBSTER, J.G. "Reducing Motion Artifacts and Interference in Biopotential Recording IEEE Trans. Biomed. Eng. Vol. 31, No. 12, December 1984.