Pág. III

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

Facultad de Ingeniería

Depto. Ingeniería Mecánica y Eléctrica

Diseño y Construcción de un Correlador Utilizando un Microcomputador

TESIS PROFESIONAL

Que para obtener el título de:

INGENIERO MECANICO Y ELECTRICO

p r e s e n t a :

JORGE CORTES JIMENEZ

Director de Tesis: M. en I. Carlos E. Ramírez Valenzuela

Ciudad Universitaria, México, D. F 1981

Universidad Nacional Autónoma de México
UNAM
Biblioteca Central
Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

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.

C O N T E N I D O

CAPITULO 1 INTRODUCCION 1

CAPITULO 2 SEÑALES ALEATORIAS Y CORRELACION 3

2.1.- VARIABLES Y PROCESOS ALEATORIOS 4

2.1.1.-Propiedades del proceso aleatorio 5

2.1.2.-Promedios estadísticos.La correlación 8

2.1.3.-Promedios en el tiempo 15

2.2.- VARIABLES Y PROCESOS ALEATORIOS - DISCRETOS 19

2.2.1.-Promedios estadísticos en la - población 20

2.2.2.-Promedio en el tiempo 22

2.3.- ESTIMACIONES DE LA CORRELACION 24

2.3.1.-Estimaciones para señales discretas 26

2.3.2.-Estimaciones para señales analógicas 32

CAPITULO 3 METODOS DE OBTENER LA CORRELACION Y MODOS DE PROCESAMIENTO 34

3.1.- METODO DIRECTO 34

3.2.- METODO DE LA TRANSFORMADA DE FOURIER 35
3.3.- MODOS DE PROCESAMIENTO 38
3.3.1.-Procesamiento analógico 39
3.3.2.-Procesamiento discreto 41
3.4.- LA CORRELACION MEDIANTE PROCESAMIENTO DIGITAL 44
3.4.1.-La correlación mediante procesamiento digital usando la transformada de Fourier 58
3.4.2.-La correlación mediante procesamiento digital usando el método directo 68

CAPITULO 4 DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL CORRELADOR 71

4.1.- DESARROLLO Y ELECCION DEL METODO 71
4.1.1.-Procedimientos 90
4.2.- DESCRIPCION DE LOS COMPONENTES DEL SISTEMA 95
4.2.1.-Etapa de procesamiento (microcomputador) 98
4.2.2.-Etapa multiplexora 101
4.2.3.-Etapa conversora A/D 109
4.2.4.-Etapa conversora D/A 121

4.3.- PROGRAMACION 129

4.3.1.- Inicialización 130

4.3.2.- Muestreo, almacenamiento y procesamiento de datos 139

4.3.3.- Despliegue de resultados 160

4.3.4.- Procedimiento para inicio de corrida 167

4.4.- CONSTRUCCION Y RESULTADOS 172

4.4.1.- Período mínimo de muestreo 172

4.4.2.- Características del correlador 176

4.4.3.- Comprobación de resultados 178

4.4.4.- Construcción 188

CAPITULO 5 CONCLUSIONES 193

BIBLIOGRAFIA 195

APENDICE A LISTADO DE LA PROGRAMACION 197

A.1.- Asignación de direcciones de memoria 208

APENDICE B VERSION MODIFICADA DEL CORRELADOR 210

APENDICE C CIRCUITO DE LAS FUENTES 215

APENDICE D LISTA DE PARTES 216

APENDICE E ASIGNACION DE TERMINALES DE LOS CONECTORES DEL KIM-1 217

C A P I T U L O 1

INTRODUCCION

Durante los ultimos tiempos, el uso de la función probabilística de correlación como herramienta científica se ha visto constantemente incrementado en los diversos campos de la ciencia. Esta actividad es manifiesta sobre todo en el área de la electrónica, donde han aparecido algunos circuitos correladores que ayudan en el tratamiento de señales, tanto analógicas como digitales.

La correlación es un parámetro estadístico, siendo algunas de sus aplicaciones en el procesamiento de señales las enumeradas a continuación :

- Reconocimiento y comparación de modelos de señales.
- Detección de señales preestablecidas en presencia de ruido.
- Medición de retrasos de tiempo en la propagación a través de varios medios tales como: materiales, el cuerpo humano, circuitos electrónicos, etc.
- Analisis de vibraciones resonantes o perjudiciales en sistemas mecánicos.

- Estudio de movimientos sísmicos.

El propósito del presente trabajo es proporcionar un medio sencillo de obtener la correlación de señales analógicas ó digitales de baja frecuencia, un aparato de campo que pueda ser facilmente llevado a los lugares de trabajo y un dispositivo generalizado de conversión análogo/digital y digital/análogo de señales, que pueda ser utilizado eficazmente en diversas aplicaciones.

CAPITULO 2

SEÑALES ALEATORIAS Y CORRELACION

Uno de los problemas que se presentan en el análisis de sistemas es determinar la respuesta de estos para el caso donde la señal de entrada no se puede describir con simples expresiones matemáticas, o cuando el valor de la señal en un instante de tiempo determinado no es predecible (señales aleatorias).

Una manera de llevar a cabo el análisis del sistema, cuando la entrada es una función aleatoria del tiempo, es tratar primeramente de obtener una representación matemática para la entrada aleatoria. Existen dos métodos generales para describir señales aleatorias matematicamente: el más básico emplea modelos probabilísticos, cuya descripción (probabilística), no obstante, no puede usarse directamente en el análisis de sistemas (ya que dice muy poco acerca de la variación de la señal con el tiempo ó cual es su espectro en frecuencia), sin embargo, el segundo método, que emplea modelos estadísticos, proporciona una descripción que sí puede ser usada en el análisis de sistemas. Esta descripción "estadística" consiste de un con--

junto apropiado de valores medios entre los cuales están la media, la varianza, la densidad espectral y la función de correlación, objeto de nuestro estudio.

2.1.- VARIABLES ALEATORIAS Y PROCESOS ALEATORIOS.

En el análisis de sistemas las variables aleatorias se asocian con funciones aleatorias del tiempo. Una función típica se muestra en la figura 2.1, la cual llamaremos $x(t)$. Una variable, por ejemplo X_1, es el valor de la función $x(t)$ para un tiempo particular t_1. En una situación física dada, esta función aleatoria del tiempo es solamente una de un número infinito de ellas que podrían haber ocurrido. La colección de todas las posibles funciones del tiempo que podrían haber sido observadas pertenecen a un "proceso aleatorio", que designaremos $\{x(t)\}$. Cuando también las funciones de probabilidad son completamente especificadas, esta colección forma lo que se llama una "población". A cualquier función miembro del proceso se le llama "función muestra" y, como se estableció antes, el valor de esta función en un tiempo particular constituye una variable aleatoria del proceso.

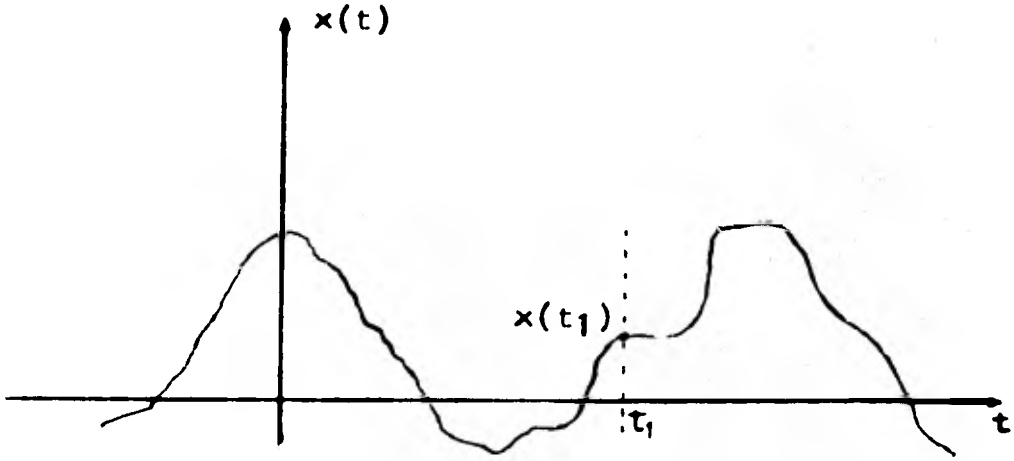


Figura 2.1.- Una variable aleatoria es el valor de la función muestra $x(t)$, para $t = t_1$.

2.1.1.- PROPIEDADES DEL PROCESO ALEATORIO.

A) PROCESO ALEATORIO DISCRETO Y CONTINUO.

Este término, normalmente, se aplica a los posibles valores de la variable aleatoria. Un proceso aleatorio continuo es aquel en que la variable aleatoria puede tomar cualquier valor dentro de un intervalo específico de valores posibles. Un proceso aleatorio discreto es aquel en que la variable aleatoria solo puede tomar un número finito de valores especificados.

B) PROCESO ALEATORIO DETERMINISTICO Y NO DETERMINISTICO

Un proceso aleatorio es determinístico cuando los valores de cualquier función muestra pueden ser exactamente predichos del conocimiento de los valores pasados y será no determinístico en caso contrario. Una función muestra del tipo:

$$x(t) = A \cos (wt + \theta)$$

donde θ es una variable aleatoria con distribución de probabilidad especificada, A y w son constantes y t es el tiempo, es un ejemplo del primer tipo. En este caso, para cada función muestra, la variable θ tendrá un valor fijo para todo tiempo, pero variará para otros miembros de la población.

C) PROCESO ALEATORIO ESTACIONARIO Y NO ESTACIONARIO.

Un proceso aleatorio es estacionario cuando todas las funciones de distribución y de densidad de probabilidad, ya sea conjunta o de una sola variable, no dependen del instante de tiempo elegido como origen. En este caso todos los valores medios y momentos son constantes y no dependen del tiempo.

Si cualquier función probabilística varía con la - elección del punto de origen el proceso es nó estacionario.

D) PROCESO ALEATORIO ERGODICO Y NO ERGODICO.

Cuando un proceso aleatorio estacionario posee la propiedad de que cada miembro de la población exhibe las mismas características estadísticas correspondientes al total de la población, se dice que - es un proceso ergódico. De esta suerte, es posible determinar la conducta estadística de la población examinando sólo una función muestra típica.

Para procesos ergódicos, los valores medios y mo-- mentos pueden ser determinados por medio de promedios en el tiempo, tanto como por promedios en la población.

Así, el n-esimo momento $\overline{x^n}$ está dado por :

$$\overline{x^n} = \int_{-\infty}^{\infty} \overline{x^n} p(x) dx \qquad \text{(promedio de la población)}$$

o por: $\overline{x^n} = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} x^n(t)\, dt$ (promedio en el tiempo)

Siendo p(x) la función densidad de probabilidad de la variable x.

2.1.2.- PROMEDIOS ESTADISTICOS. LA CORRELACION.

Como mencionamos anteriormente, el modelo estadístico para señales aleatorias consiste en un conjunto de valores medios apropiados que nos dan una descripción (estadística) de la señal y nos ayudan en el análisis de sistemas con ese tipo de entradas.

A continuación, damos un resumen de las expresiones de los promedios estadísticos básicos de este modelo. La función de correlación, siendo el punto central de nuestro trabajo, será tratada en forma más amplia.

Supongamos que tenemos una función del tiempo muestra. Si integramos sobre algún intervalo de tiempo podremos obtener un valor promedio de la función, sin embargo, tal promedio en el tiempo no tiene sentido para una variable aleatoria que es el valor de la función para un tiempo en particular. En lugar de esto, es necesario encontrar, para la variable aleatoria, el valor promedio por medio de la integración sobre el intervalo de valores posibles que la variable aleatoria puede asumir. Tal operación es llamada <u>promedio en la población</u> y su resultado es <u>la media</u>. La expresión es la siguiente:

$$\bar{x} = E[x] = \int_{-\infty}^{\infty} x\, p(x)dx \qquad (2.1)$$

Donde $E[x]$ es la esperanza matemática ó valor esperado de la variable aleatoria x.

El valor esperado de una función de x se puede calcular de forma similar. Los <u>momentos generales</u> de una variable aleatoria, dados cuando $f(x) = x^n$, son:

$$\overline{x^n} = E[x^n] = \int_{-\infty}^{\infty} x^n\, p(x)dx \qquad (2.2)$$

Los momentos más importantes son: cuando n=1, donde la expresión anterior se convierte en la media, y cuando n=2, que nos da el valor cuadrático medio, o sea:

$$\overline{x^2} = E[x^2] = \int_{-\infty}^{\infty} x^2\, p(x)dx \qquad (2.3)$$

Los <u>momentos centrales</u> respecto a la media se definen como sigue:

$$\overline{(x-\bar{x})^n} = E[(x-\bar{x})^n] = \int_{-\infty}^{\infty} (x-\bar{x})^n\, p(x)dx \qquad (2.4)$$

Al momento central, con n=2, se le llama <u>varianza</u>, (σ^2), o sea:

$$\sigma^2 = E\left[(x-\bar{x})^2\right] = \int_{-\infty}^{\infty} (x-\bar{x})^2 \; p(x)dx \qquad (2.5)$$

Donde, usando las reglas de la esperanza de sumas, la varianza puede expresarse como:

$$\sigma^2 = \overline{x^2} - (\bar{x})^2 \qquad (2.6)$$

Otro parámetro estadístico que, siendo uno de los más útiles en el análisis de sistemas lineales, envuelve a dos variables aleatorias, y que naturalmente constituye nuestro objetivo a tratar, es la <u>función de correlación</u>.

En general, la función de correlación es el valor esperado del producto de dos variables aleatorias. Cuando las dos variables aleatorias proceden del mismo proceso aleatorio, esta cantidad es llamada <u>funcion de autocorrelación</u>. La autocorrelación es una medida de la dependencia entre valores del proceso aleatorio a diferentes tiempos.

Sea $x(t)$ una función muestra de un proceso aleatorio dado y sean las variables aleatorias definidas como :

$$x_1 = x(t_1)$$

$$x_2 = x(t_2)$$

Entonces, la función de autocorrelación se define como:

$$R_{xx}(t_1,t_2) = E[x_1x_2] = \int_{-\infty}^{\infty} dx_1 \int_{-\infty}^{\infty} x_1x_2p(x_1,x_2)dx_2 \quad (2.7)$$

La definición anterior es válida para procesos aleatorios estacionarios y no estacionarios. Sin embargo, dado que trataremos con procesos estacionarios, podemos hacer una simplificación a la ecuación (2.7). De la propiedad de un proceso estacionario, sabemos que todo promedio en la población es independiente del tiempo de origen. En concordancia con esto, para un proceso estacionario podemos escribir:

$$R_{xx}(t_1,t_2) = R_{xx}(t_1 + T,\ t_2 + T) = E[x(t_1 + T) \times (t_2 + T)]$$

Como esta expresión es independiente del tiempo de origen podemos hacer $T=-t_1$ y así:

$$R_{xx}(t_1,t_2) = R_{xx}(0, t_2 - t_1) = E[x(0) \times (t_2 - t_1)]$$

Vemos que esta expresión solo depende de la diferencia $t_2 - t_1 = \tau$. Suprimiendo el 0 del argumento de $R_{xx}(0,\ t_2 - t_1)$ y sustituyendo τ tenemos :

$$R_{xx}(\tau) = E[x(t_1) \times (t_1 + \tau)]$$

Como $R_{xx}(\tau)$ es independiente del valor t_1, es costumbre - suprimir el índice, quedando:

$$R_{xx}(\tau) = E\,[x(t)\ x\ (t+\tau)]$$
$$= \int_{-\infty}^{\infty} dx_1 \int_{-\infty}^{\infty} x_1\ x_2 p(x_1,\ x_2) dx_2 \qquad (2.8)$$

como expresión para la función de autocorrelación de un proceso aleatorio estacionario, donde

$$x_1 = x(t_1)$$
$$x_2 = x(t_1 + \tau) \qquad (2.9)$$

El valor de t_1 puede ser cualquiera, dentro del intervalo permitido para $x(t)$, con lo que $R_{xx}(\tau)$ es solo función de τ y no de t_1.

Es posible considerar la correlación entre dos variables aleatorias procedentes de dos procesos aleatorios distintos. - Si los procesos aleatorios son conjuntamente estacionarios, esto es, que las distribuciones de probabilidad conjunta dependan solo de las diferencias de tiempo, entonces, siendo las - funciones muestra designadas $x(t)$ e $y(t)$ respectivamente, para cada proceso, y definiendo las variables aleatorias

$$x_1 = x(t_1)$$
$$y_2 = y(t_1 + \tau) \qquad (2.10)$$

definimos la función de intercorrelación como:

$$R_{xy}(\tau)=E[x_1 y_2]=\int_{-\infty}^{\infty} dx_1 \int_{-\infty}^{\infty} x_1 y_2 p(x_1, y_2) dy_2 \qquad (2.11)$$

donde el segundo suscrito en $R_{xy}(\tau)$ se refiere a la variable - tomada en $t_1 + \tau$.

Hay también otra función de intercorrelación que podemos definir para los mismos dos instantes. Esto es, siendo

$$y_1 = y(t_1)$$

$$x_2 = x(t_1 + \tau) \qquad (2.12)$$

entonces $R_{yx}(\tau)= E[y_1 x_2]=\int_{-\infty}^{\infty} dy_1 \int_{-\infty}^{\infty} y_1 x_2 p(y_1, x_2) dx_2 \qquad (2.13)$

Donde solamente se intercambió la situación de las variables - aleatorias.

En general, la interpretación física de la función de intercorrelación es análoga a la de la autocorrelación, ó sea , es una medida de la interdependencia que existe entre las dos variables aleatorias.

Las propiedades más importantes de la autocorrelación y - la intercorrelación se enumeran a continuación.

Autocorrelación:

1.- $R_{xx}(0) = \overline{x^2}$

2.- $R_{xx}(\tau) = R_{xx}(-\tau)$

3.- $|R_{xx}(\tau)| \leq R_{xx}(0)$

4.- Si $x(t)$ tiene una componente constante, entonces - $R_{xx}(\tau)$ también tendrá una componente constante.

5.- Si $x(t)$ tiene una componente periódica, entonces - $R_{xx}(\tau)$ tendrá también una componente periódica con el mismo periodo.

6.- Si $x(t)$ no tiene una componente periódica o constante, entonces:

$$\lim_{|\tau| \to \infty} R_{xx}(\tau) = 0$$

Para grandes valores de τ, las variables aleatorias tienden a ser estadisticamente independientes, dado que el efecto de valores pasados tiende a desaparecer a medida que el tiempo transcurre.

Intercorrelación:

1.- $R_{xy}(0) = R_{yx}(0)$. Aunque las cantidades $R_{xy}(0)$ y - $R_{yx}(0)$ no tienen significancia física son iguales - para $\tau = 0$.

2.- $R_{yx}(\tau) = R_{xy}(-\tau)$.

3.- $|R_{xy}(\tau)| \leq \sqrt{(R_{xx}(0)\ R_{yy}(0))}$. De lo anterior, sigue que la función de intercorrelación no necesariamente tiene su máximo valor en $\tau = 0$, sino que puede suceder en cualquier lugar; sin embargo, no excede los valores arriba especificados.

4.- Si dos procesos aleatorios son estadisticamente independientes, entonces:

$$R_{xy}(\tau) = E[x_1\ y_2] = E[x_1]\ E[y_2] = \overline{xy} = R_{yx}(\tau)$$

2.1.3.- PROMEDIOS EN EL TIEMPO.

En la sección precedente vimos cómo se pueden obtener los promedios estadísticos más importantes efectuando promediados en la población. En la práctica, sin embargo, el cálculo de estos promedios a partir de las funciones de densidad de probabilidad conjunta, resulta casi siempre imposible; ya que estas funciones de densidad son raramente conocidas. Además, es común que los promedios en la población no puedan realizarse, debido a que, por lo general, se dispone de un solo miembro de la misma. Por otro lado siempre es preferible tratar con una sola función muestra en lugar de hacerlo con toda la población.

De la existencia de las circunstancias anteriores, resulta la importancia que tienen los promedios en el tiempo en el estudio de señales aleatorias; ya que para procesos ergódicos los promedios en el tiempo resultan ser iguales a los promedios en la población y mediante el análisis de una sola función muestra, se pueden obtener ciertos promedios representativos del proceso aleatorio ó tratar de inferir la ley de probabilidad del mismo, sin tener que tratar con una población infinita de funciones muestra.

En la realidad casi todos los procesos son no ergódicos, sin embargo, bajo las circunstancias mencionadas, el procedimiento práctico comunmente seguido, para efectuar el cálculo de los promedios estadísticos, es suponer que la función del tiempo dada es una función muestra perteneciente a un proceso aleatorio ergódico (siempre que sea posible hacerlo) y efectuar el cálculo mediante promedios en el tiempo. A continuación damos algunos de los promedios en el tiempo mas importantes.

Valor medio (media):

$$\langle x(t) \rangle = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} x(t)\, dt \qquad (2.14)$$

El símbolo $\langle\ \rangle$ indica promediado en el tiempo igual que $E[\ ]$ indica promediado en la población.

Momentos generales:

$$\langle x^n(t)\rangle = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T}\int_{-T}^{T} x^n(t)\,dt \qquad (2.15)$$

Si n=2, tenemos el valor medio cuadrático:

$$\langle x^2(t)\rangle = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T}\int_{-T}^{T} x^2(t)\,dt \qquad (2.16)$$

Función de autocorrelación:

$$R_{xx}(\tau) = \langle x(t)x(t+\tau)\rangle = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T}\int_{-T}^{T} x(t)x(t+\tau)dt \qquad (2.17)$$

Función de intercorrelación:

$$R_{xy}(\tau) = \langle x(t)y(t+\tau)\rangle = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T}\int_{-T}^{T} x(t)y(t+\tau)dt \qquad (2.18a)$$

y

$$R_{yx}(\tau) = \langle y(t)x(t+\tau)\rangle = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T}\int_{-T}^{T} y(t)x(t+\tau)dt \qquad (2.18b)$$

Para $\tau=0$, la ecuación 2.17 se reduce a la ecuación 2.16, ó sea, el valor medio cuadrático. Para otros valores distin-- tos de $\tau=0$, la autocorrelación puede interpretarse como una -

medida de la similitud de la forma de onda $x(t)$ y la forma de onda $x(t+\tau)$. La interpretación de las ecuaciones 2.18 es análoga a la anterior.

Resumiendo, se tiene que la función de correlación para procesos estacionarios ergódicos, se puede obtener de dos maneras diferentes: por promediado en la población (ecuaciones 2.8, 2.11 y 2.13) ó mediante promediado en el tiempo (ecuaciones 2.17, 2.18a y 2.18b) siendo ambas equivalentes, esto es,

Para la autocorrelación:

$$R_{xx}(\tau) = \mathbb{R}_{xx}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} dx_1 \int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 p(x_1, x_2)\, dx_2 = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} x(t)x(t+\tau)dt \qquad (2.19)$$

donde x_1 y x_2 están definidos por las ecuaciones 2.9.

Para la intercorrelación:

$$R_{xy}(\tau) = \mathbb{R}_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} dx_1 \int_{-\infty}^{\infty} x_1 y_2\, p(x_1, y_2) dy_2 = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} x(t)y(t+\tau)dt \qquad (2.20)$$

donde x_1 y y_2 se definen en las ecuaciones 2.10, y

$$R_{yx}(\tau) = \mathbb{R}_{yx}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} dy_1 \int_{-\infty}^{\infty} y_1 x_2 p(y_1, x_2) dx_2 = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} y(t)x(t+\tau)dt \qquad (2.21)$$

con y_1 y x_2 definidos por las ecuaciones 2.12.

2.2.- VARIABLES Y PROCESOS ALEATORIOS DISCRETOS.

En razón de que la presente tesis trata de un correlador utilizando un microprocesador, y por este motivo las señales a procesar se digitizarán, haremos un enfoque análogo al estudio anterior pero aplicado a las variables y procesos aleatorios discretos.

Cuando tratamos con señales aleatorias discretas (o variables aleatorias discretas) la situación es idéntica a la que teníamos, definiendo formalmente un proceso aleatorio discreto como una familia indexada de variables aleatorias discretas $\{x_n\}$. La familia de variables aleatorias discretas está igualmente caracterizada por un conjunto de distribuciones de probabilidad, que en general, pueden ser funciones del índice n, asociandose éste con el tiempo ó con otra variable física. Una variable aleatoria individual tiene su función de distribución de probabilidad, su función densidad de probabilidad, una media, un valor medio cuadrado, momentos generales y centrales, etc. y asociada a otra da lugar a las funciones de probabilidad conjunta. La autocorrelación, la intercorrelación, la densidad espectral, etc. son otros parámetros estadísticos asociados a una o dos variables aleatorias. Una secuencia dada de valores $\{x(n)\}$, $-\infty < n < \infty$, es una realización del proceso aleatorio dis-

creto y es llamada secuencia muestra del proceso. Como antes, el número de secuencias que pueden ser generadas es infinito, y la colección de todas las posibles secuencias constituyen la población de secuencias muestra.

2.2.1.- PROMEDIOS ESTADISTICOS EN LA POBLACION.

Media:

Sea la variable aleatoria discreta x_n, la media m_{x_n} se define como :

$$m_{x_n} = E[x_n] = \int_{-\infty}^{\infty} x p_{x_n}(x,n)\, dx \qquad (2.22)$$

donde $p_{x_n}(x,n)$ es la densidad de probabilidad de x_n, que también puede depender de n.

El valor cuadrático medio de x_n es el promedio de x_n^2, o sea:

$$E\,[x_n^2] = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 p_{x_n}(x,n)\, dx \qquad (2.23)$$

Varianza:

$$\sigma_{x_n}^2 = E[(x_n - m_{x_n})^2] = \int_{-\infty}^{\infty} (x_n - m_{x_n})^2\, p_{x_n}(x,n)dx \qquad (2.24)$$

La media, el valor medio cuadrático, y la varianza son simples promedios que proporcionan sólo una pequeña cantidad

de información acerca del proceso. Un promedio más útil es el siguiente.

Autocorrelación:

$$R_{x_n x_m}(n,m)=E\left[x_n x_m\right]=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} x_n x_m p_{x_n,x_m}(x_n,n,x_m,m)\,dx_n\,dx_m \quad (2.25)$$

La autocorrelación es una medida de la dependencia que existe entre valores del proceso aleatorio discreto en tiempos diferentes. En este sentido, describe la variación en el tiempo de una señal aleatoria. Una medida de la dependencia entre dos señales aleatorias discretas diferentes se obtiene de la secuencia de intercorrelación. Si $\{x_n\}$ y $\{y_n\}$ son dos procesos aleatorios discretos, su secuencia de intercorrelación es:

$$R_{x_n y_m}(n,m)=E\left[x_n\ y_m\right]=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} x\ y\ p_{x_n,y_n}(x_n,n,y_m,m)\,dx_n\,dy_m \quad (2.26)$$

Si el proceso es estacionario, entonces, la media es una constante que denotaremos m_x y la secuencia de correlación solo dependerá de la diferencia de tiempo n-m. Así, si denotamos ahora la diferencia de tiempo por m tenemos para la autocorrelación :

$$R_{x_n x_{n+m}}(n,n+m)=R_{x_n\ x_{n+m}}(m)=E\left[x_n\ x_{n+m}\right]$$

y para la intercorrelación :

$$R_{x_n y_{n+m}}(n,\ n+m) = R_{x_n y_{n+m}}(m) = E\left[x_n y_{n+m}\right]$$

2.2.2.- PROMEDIOS EN EL TIEMPO.

Definimos el valor medio de un proceso aleatorio discreto como :

$$\langle x_n \rangle = \lim_{N\to\infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^{N} x_n \qquad (2.27)$$

La <u>autocorrelación</u> igualmente es:

$$R_{x_n x_{n+m}}(m) = \langle x_n\ x_{n+m} \rangle = \lim_{N\to\infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^{N} x_n\ x_{n+m} \qquad (2.28)$$

La intercorrelación se define como:

$$R_{x_n y_{n+m}}(m) = \langle x_n y_{n+m} \rangle = \lim_{N\to\infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^{N} x_n\ y_{n+m} \qquad (2.29)$$

Analogamente a lo visto en la sección anterior, si el proceso aleatorio discreto es <u>ergódico</u> los promedios en el tiempo coincidirán con los promedios en la población. O sea, para cualquier secuencia muestra simple $\{x(n)\}$, con $-\infty < n < \infty$:

$$\langle x(n) \rangle = \lim_{N\to\infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^{N} x(n) = E\left[x_n\right] = m_x \qquad (2.30)$$

$x(n)$ significa el valor de la secuencia muestra.

$$R_{x_n x_{n+m}}(m) = \lim_{N\to\infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^{N} x(n)x(n+m) \tag{2.31a}$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} x_n\, x_{n+m} P_{x_n, x_{n+m}}(x_n, x_{n+m}, n, m) = R_{x_n x_{n+m}}(m)$$

$$R_{x_n y_{n+m}}(m) = \lim_{N\to\infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^{N} x(n)y(n+m) \tag{2.31b}$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} x_n\, y_{n+m} P_{x_n, y_{n+m}}(x_n, y_{n+m}, n, m) = R_{x_n y_{n+m}}(m)$$

$$R_{y_n x_{n+m}}(m) = \lim_{N\to\infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^{N} y(n)x(n+m) \tag{2.31c}$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} y_n\, x_{n+m} P_{y_n, x_{n+m}}(y_n, x_{n+m}, n, m) = R_{y_n x_{n+m}}(m)$$

2.3.- ESTIMACIONES DE LA CORRELACION.

En la sección anterior hemos visto las expresiones que nos proporcionan la correlación, ya sea para señales analógicas (ecuaciones 2.19, 2.20 y 2.21) o para señales discretas (ecuaciones 2.31a, 2.31b y 2.31c). En la práctica, sin embargo, evaluar tanto las ecuaciones analógicas como las discretas no es un asunto fácil, no obstante que la evaluación se puede llevar a cabo de dos formas distintas, esto es, en la población ó en el tiempo (asumiendo ergodicidad).

Si hablamos en la población, en la mayoria de los casos resulta casi imposible conocer todas las funciones muestra, ya que, por lo general, sólo se conoce una de ellas y unicamente una sección limitada de la misma. Además, como ya antes lo hemos mencionado, las funciones de densidad de probabilidad son muy raramente conocidas, todo lo cual hace sumamente difícil, casi siempre imposible, la evaluación de dichas ecuaciones por este método.

Si nos situamos en el tiempo parece ser que el asunto mejora, aquí, basta con conocer una función muestra. Sin embargo, existe un problema: las ecuaciones 2.19, 2.20 y 2.21, para el caso analógico y las ecuaciones 2.31's para -

el caso discreto, establecen el cálculo para periódos infinitos ($T \to \infty$) ó para secuencias infinitas ($N \to \infty$) respectivamente. Lo anterior es practicamente imposible, puesto que, por lo regular, no se conoce sino secciones de la señal ó resultaría ilógico el tratar de hacer una cantidad infinita de sumas y multiplicaciones.

Así pues, aunque parece ser que el método más indicado para obtener la correlación es mediante promediados en el tiempo, necesitamos primeramente encontrar técnicas que nos permitan salvar los problemas que se presentan. Los medios para esto, nos los proporciona "La teoria de estimación". En ella, se define lo que se llama un estimador de la correlación, el cual nos proporciona un valor aproximado de la misma. La estimación de este parámetro del proceso aleatorio, se basa en los valores de un segmento finito de una función muestra (caso análogo) ó una secuencia muestra (caso discreto) y el poder para evaluar si un estimador es lo bastante bueno nos lo da, por supuesto, esta teoria de estimación. Daremos primeramente un enfoque a los estimadores para el caso discreto, extendiéndolo después para el analógico.

2.3.1.- ESTIMACION PARA SEÑALES DISCRETAS.

Como no está dentro de nuestro objetivo estudiar la teoría de estimación, solamente daremos los estimadores más convenientes a nuestro propósito. El lector interesado en la teoría de estimación para este campo, puede encontrarla en los libros de Bartlett (referencia 4), Blackman y Tukey (referencia 5) y el de Hannan (referencia 6). Libros más recientes son los de Jenkins y Watts (referencia 7) y el de Koopmanss (referencia 8).

En general, un estimador $\hat{\alpha}$, de un parámetro α, es una función de las variables aleatorias x_n, $0=n\leq N-1$, o sea : $\hat{\alpha} = F[x_0, x_1, \ldots, x_{N-1}]$, y es por tanto también una variable aleatoria. De esta forma, tiene una función de densidad $p_{\hat{\alpha}}(\hat{\alpha})$, que dependerá de la elección del estimador como función de las variables aleatorias $F[x_0, x_1, \ldots, x_{N-1}]$ y de las densidades de probabilidad de las propias variableas aleatorias x_n. Es razonable caracterizar a un estimador como bueno, si la probabilidad de que el estimador esté cerca del valor verdadero es alta. Asi, en la figura 2.2 se vé que el estimador 2 es superior que el estimador 1, debido a que la densidad de probabilidad del estimador 2 está más concentrada al rededor del valor verdadero α.

Una forma de caracterizar la concentración de la función de densidad de un estimador es en términos de un "intervalo de confianza". Por ejemplo, para la función de densidad de probabilidad de la figura 2.3, el área bajo la función de densidad, dentro de los límites $\alpha - \Delta_2 \leq \hat{\alpha} \leq \alpha + \Delta_1$, es la probabilidad de que la estimación se extienda dentro de

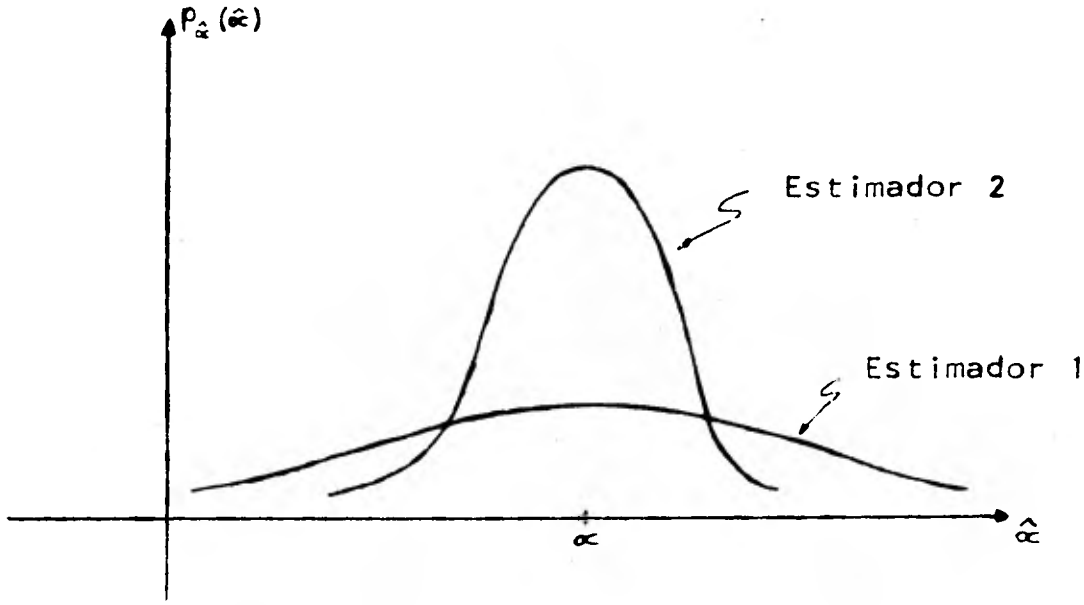


Fig. 2.2.- Función densidad de probabilidad de dos estimadores de .

estos dos limites y, si por ejemplo, para un estimador en particular, encontramos que con $\Delta_1 = \Delta_2 = 0.1$ el área fue de 0.95, entonces podemos decir en este caso que, con una confianza de 95%, la estimación deberá estar dentro de más o menos 0.1 del valor verdadero.

Debido a que, para computar los límites de confianza para estimadores, necesitamos saber la distribución de probabilidad de las variables aleatorias x_n, y como es típico que en el procesamiento de señales se desconozcan, lo que se hace es suponer una ley de probabilidad Gaussiana derivando límites de confianza aproximados.

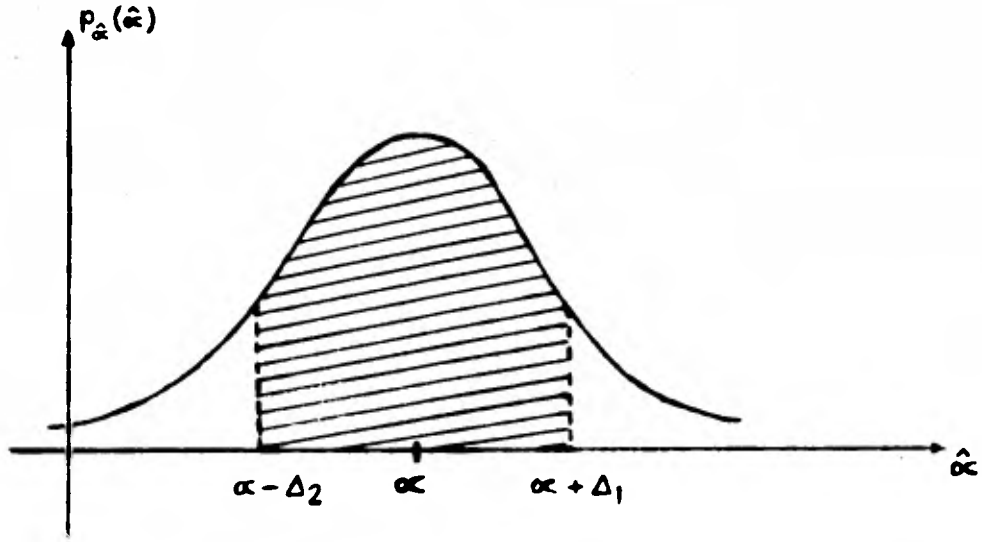


Fig. 2.3.- Límites de confianza para un estimador.

Existen otras dos propiedades de los estimadores que se usan para decidir cúal de ellos es el mejor, estas son: el sesgo y la varianza.

El sesgo se define como el valor verdadero menos el valor esperado de la estimación, o sea:

$$\text{Sesgo} = \alpha - E[\hat{\alpha}] \triangleq B$$

La varianza del estimador es una medida de la anchura de la densidad de probabilidad y se define como:

$$VAR[\hat{\alpha}] = E[(\hat{\alpha} - E[\hat{\alpha}])^2] = \sigma_{\hat{\alpha}}^2$$

una varianza pequeña significa que la densidad de probabilidad está concentrada alrededor de su valor medio.

Debido a que en muchos casos la comparación entre dos estimadores se complica, por el hecho de que uno de ellos teniendo un sesgo pequeño posee una varianza grande y viceversa, es conveniente considerar el error medio cuadrático definido como:

$$\text{Error M.C.} = E[(\hat{\alpha} - \alpha)^2] = \sigma_{\hat{\alpha}}^2 + B^2$$

Las expresiones siguientes son las de más frecuente utilización como estimadores (digitales) de la correlación.

Estimador para la autocorrelación:

$$C^{1}_{xx}(m) = \frac{1}{N-|m|} \sum_{n=0}^{N-|m|-1} x(n)x(n+m) \qquad (2.32)$$

donde $|m| < N$, $n=0,1,2,\ldots,N-1$ y $m=0,1,2,\ldots,M-1$ siendo $M<N$.

En este estimador el sesgo es 0 (ver referencia # 1 pag. 539; para la varianza ver pag. 540), lo cual significa que su valor esperado es el real.

Otro estimador para la autocorrelación es:

$$C_{xx}(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-|m|-1} x(n)\, x(n+m) \qquad (2.33)$$

El cual está relacionado con el anterior por

$$C_{xx}(m) = \frac{N-m}{N} C^{1}_{xx}(m)$$

y su valor esperado es

$$E\left[C_{xx}(m)\right] = \frac{N-m}{N} R_{xx}(m)$$

donde $R_{xx}(m)$ es el valor real de la correlación. Por tanto,

$$B = R_{xx}(m) - \frac{N-|m|}{N} R_{xx}(m) = \frac{m}{N} R_{xx}(m)$$

luego, tiene sesgo aunque al aumentar N $B \rightarrow 0$; igualmente la varianza de ambos tiende a cero al incrementar N.

Jenkins y Watts (referencia 7) conjeturan que en muchos casos el error cuadrado medio para $C_{xx}(m)$ es mucho menor que $C^{1}_{xx}(m)$. Esta conjetura, si es válida, provee una relación - para el uso de $C_{xx}(m)$. Sin embargo, para mejorar la estimación, la forma mas conveniente es incrementando el número de muestras.

Al usar un estimador el valor de la correlación estimada diferirá del valor real por alguna cantidad aleatoria. - Según ref. # 2. pag. 308, para hacer que este error tenga un valor rms menor que el 10% de $R_{xx}(0)$, usando la expresión - $C^{1}_{xx}(m)$, es necesario hacer N alrededor de 200 veces mayor - que la anchura aproximada de la función de autocorrelación.

Estimador para la intercorrelación:

Siendo x(n) e y(n) dos secuencias muestras o dos señales aleatorias diferentes, entonces, en correspondencia a la ecuación (2.33) para la autocorrelación, la intercorrelación estimada es:

$$C_{xy}(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-m-1} x(n)\ y(n+m) \qquad 0 \leq m < N \qquad (2.34)$$

$$C_{xy}(m) = C_{yx}(-m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-m-1} x(n) y(n+m) \qquad (2.35)$$

nótese que si x(n)=y(n), las ecuaciones 2.34 y 2.35 se reducen a la ecuación 2.33.

2.3.2.- ESTIMACION PARA SEÑALES ANALOGICAS.

Para el caso de señales analógicas la situación es parecida a la anterior. Aquí la estimación se hace sobre un segmento finito de la señal, ó sea, T tendra un valor finito determinado de acuerdo a la longitud de la función muestra. Los estimadores pueden ser deducidos a las ecs. 2.19, 2.20 y 2.21, esto es:

$$R^E_{xx}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T x(t)x(t+\tau)\,dt \tag{2.36a}$$

$$R^E_{xy}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T x(t)y(t+\tau)\,dt \tag{2.36b}$$

$$R^E_{yx}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T y(t)x(t+\tau)\,dt \tag{2.36c}$$

CAPITULO 3

METODOS DE OBTENER LA CORRELACION Y MODOS DE PROCESAMIENTO

De acuerdo a la forma de obtener la correlación (autocorrelación e intercorrelación) se pueden diferenciar dos métodos: a partir de la fórmula de la correlación, usando el estimador analógico ó el discreto, y utilizando como herramienta la transformada de Fourier. Al primero lo llamaremos "método directo" y al segundo "método de la transformada de Fourier".

3.1.- METODO DIRECTO.

En el método directo se evalúan los estimadores de la correlación de acuerdo a como lo indican sus expresiones (analógicas en ecuaciones 2.36's ó discretas en ecuaciones 2.33, 2.34 y 2.35). El diagrama de bloques de la figura 3.1 muestra el procedimiento para obtener la correlación. En la entrada del sistema se tienen las dos señales a correlacionar (analógicas o digitales) ambas con la misma duración (T para analógicas, N en el caso de secuencias de pun

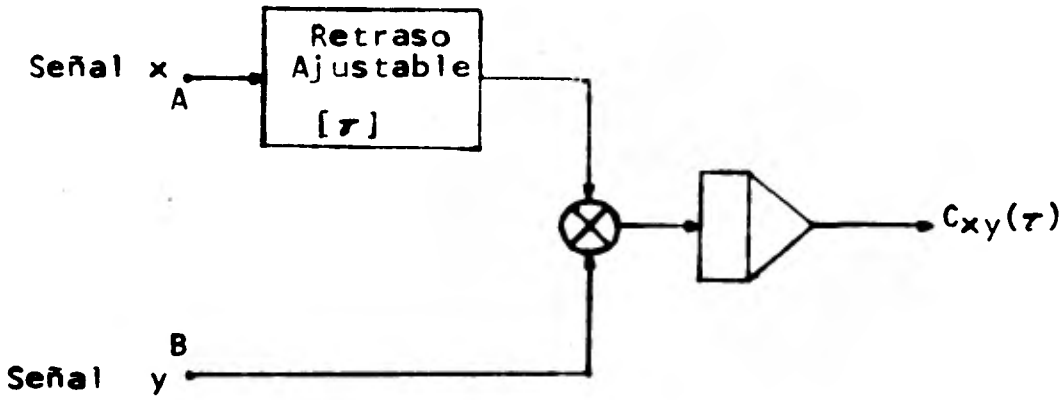


Fig. 3.1.- Obtención de la correlación por el método directo.

tos). La señal que entra por el punto A es retrazada en el tiempo una cantidad τ (siendo $\tau \ll T$ en analógicas y $\tau \ll N$ en discretas), antes de ser multiplicada punto por punto con la otra señal. El producto así obtenido pasa enseguida a un dispositivo donde se efectúa la integración (de 0 a T), si las señales son analógicas, ó la sumatoria (de 0 a N-1), si se trata de señales discretas, teniendose a la salida del sistema un punto de correlación $C_{xy}(\tau)$. Para obtener otro punto de $C_{xy}(\tau)$ se modifica el valor de τ y se repite el proceso.

3.2.- METODO DE LA TRANSFORMADA DE FOURIER.

El método de la transformada de Fourier se basa en la relación que existe entre la correlación, la transformada de

Fourier y la "densidad espectral". En general se define como densidad espectral S(w) (referencia 2, cap. 11) a

$$S(w) = \lim_{T \to \infty} \frac{E\left[X_T(jw) Y_T(-jw) \right]}{2T}$$

donde $X_T(jw)$ e $Y_T(-jw)$ son las transformadas de Fourier de las funciones muestra truncadas $x_T(t)$ e $y_T(t)$, las cuales están definidas como las funciones de duración finita:

$$x_T(t) = \begin{cases} x(t) & |t| \leq T < \infty \\ 0 & |t| > T \end{cases}$$

$$y_T(t) = \begin{cases} y(t) & |t| \leq T < \infty \\ 0 & |t| > T \end{cases}$$

La densidad espectral y la correlación estan relacionados por

$$C_{xy}(\tau) = \mathbb{F}^{-1}[S(w)]$$

De acuerdo a las ecuaciones anteriores, se puede obtener la correlación si tomamos la transformada de Fourier de las señales a procesar, manipulándolas de acuerdo a la expresión de S(w) y tomando después la antitransformada de S(w).

Como en la práctica las señales están definidas solamente para tiempos positivos, tomandose solo una sección de longitud T de la señal original, y por otro lado, puesto que el valor esperado del producto de las transformadoras se puede tomar (para un tiempo T suficientemente grande) igual al propio producto, podemos, para un determinado valor de T, estimar S(w) con

$$S_T(w) = \frac{X_T(jw)Y_T(-jw)}{T}$$

donde el 2 del denominador ha desaparecido al tomar en cuanta solo tiempos positivos. De acuerdo a esto, un procedimiento práctico para obtener la correlación por medio de la transformada de Fourier, en forma de diagrama de bloques simplificado, es el mostrado en la figura 3.2. Donde los bloques con $\mathbb{F}$ indican que se toma la transformada de Fourier y el de $\mathbb{F}^{-1}$ indica que se toma la antitransformada.

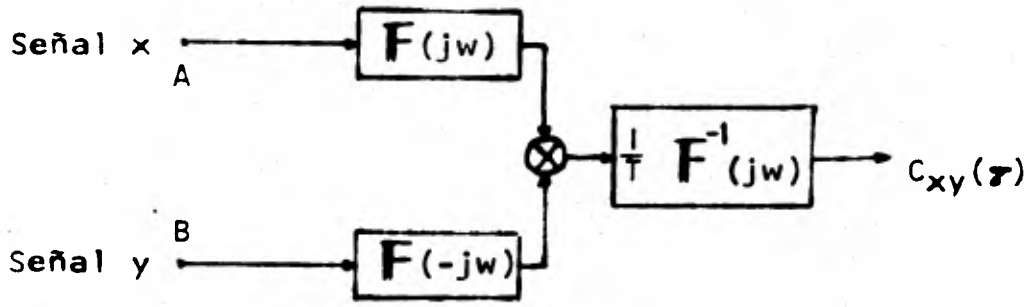


Fig. 3.2.- Obtención de la correlación por el método de la transformada de Fourier.

3.3.- MODOS DE PROCESAMIENTO.

Atendiendo la forma de procesamiento, el desarrollo de los métodos para obtener la correlación -el directo y el - de la transformada de Fourier- se puede llevar a cabo de - dos modos diferentes: el analógico y el discreto (digital). La tendencia actual es implantarlos en modo digital, ya que el método analógico exige dispositivos muy elaborados y difíciles de conseguir. Sin embargo, el modo de procesamiento más conveniente depende también del tipo de señales a - tratar y de la frecuencia de las mismas, por lo que la elección de cualquier camino deberá estar basado en el análisis previo de todos los factores involucrados. Enseguida hacemos un pequeño estudio de estos dos tipos de procesamiento, enfocado al presente trabajo.

3.3.1.- PROCESAMIENTO ANALOGICO.

El problema principal para el desarrollo del método directo en forma analógica, estriba en obtener el retardo de las señales. Existen varias formas de obtener este retardo, una de las cuales, la mas conocida, es por medio de filtros analógicos. El valor del retrazo que por este medio se obtiene es, sin embargo, relativamente pequeño, por lo que su aplicación es conveniente solo cuando el valor del retrazo que se desea obtener también es pequeño. Cuando, como en nuestro caso, el retrazo deseado es grande, el uso de este tipo de dispositivos es inconveniente; ya que resulta extremadamente aparatoso tratar de hacer por este medio una línea de retardo adecuada, debido a la cantidad de elementos necesaria para construirla.

Otra forma de obtener el retardo de la señal en forma analógica, es por medio de ondas acústicas de superficie en cristales piezoeléctricos (Referencias 16,17,18 y 19). Estas ondas elásticas viajan en la superficie del cristal a una velocidad 10^5 veces menor que la velocidad de una onda electromagnética y en materiales piezoeléctricos existe la propiedad de que la onda elástica es acompañada por una onda eléctrica, cuya velocidad depende de las propiedades del

material. Debido a estas características, estos dispositivos pueden ser usados para construir líneas de retardo. Por ejemplo, una señal eléctrica tarda aproximadamente 3 microseg. en atravezar un cable de una longitud de un kilómetro, mientras que una onda acústica en ese tiempo recorre alrededor de un centímetro solamente, resultando muy convenientes por el ahorro de espacio y peso.

La exitación y la detección de las ondas acústicas en el sustrato piezoeléctrico, se hace por medio de unos transductores (en forma de dedos interdigitales) depositados en él. El material piezoeléctrico más usado en estas aplicaciones, por lo conveniente de sus propiedades, es el niobato de litio.

La utilización de este tipo de dispositivos para aplicaciones de la correlación se halla aún en etapa de desarrollo, por lo que, en la actualidad, son difíciles de conseguir y siendo su uso, por lo pronto, restringido a aplicaciones de alta frecuencia, no resultan de la utilidad requerida para nuestro trabajo.

Por otro lado, la obtención de la correlación en forma analógica, utilizando el método de la transformada de Fourier, resulta también una situación posible, sin embargo, este -

camino resulta todavía mas difícil, laborioso y costosos que - los anteriores.

3.3.2.- PROCESAMIENTO DISCRETO.

La obtención de la correlación mediante procesamiento discreto está en la actualidad desarrollandose rápidamente, debido al gran auge que ha tenido la electrónica digital en los últimos tiempos. Veremos enseguida algunas formas de obtener la correlación mediante procesamiento discreto.

Hablando del método directo, una forma de obtener el retardo de la señal, es por medio de los dispositivos de una nueva tecnología en desarrollo: la tecnología CCD (charge-couple-devices, ver ref. 15). Los CCD'S son arreglos de capacitores MOS a lo largo de los cuales una carga puede ser transferida, prestandose esta propiedad para la organización de los mismos como registros de corrimiento. Estas celdas o capacitores CCD pueden almacenar y transferir, dentro de ciertos límites, cualquier nivel analógico de voltaje que se les presente, por lo - que, un registro de corrimiento de este tipo, puede almacenar en forma analógica las muestras uniformemente espaciadas de - una señal. De esta forma se puede obtener el retrazo deseado, de acuerdo a la longitud del registro. La figura 3.3. muestra un correlador que usa CCD de este tipo, donde todos los compo

nentes del mismo estan construidos con CCD'S. En este caso, - se esta discretizando en el tiempo, pero no así en amplitud.

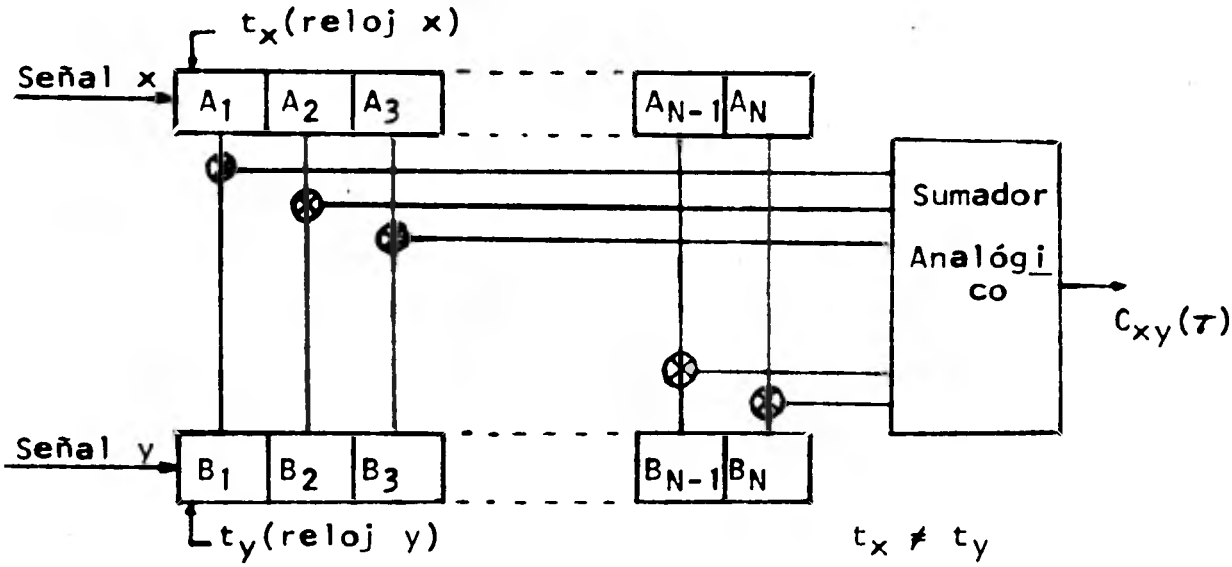
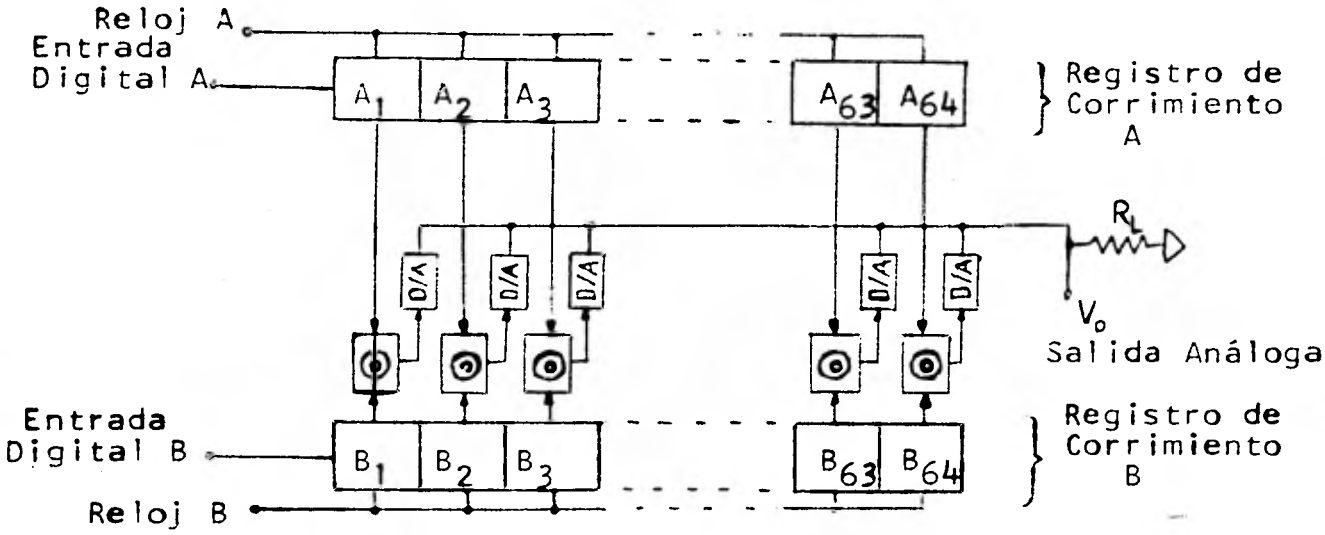


Fig. 3.3.- Correlador usando CCD.

Los CCD también son usados en eléctronica digital, existiendo varias estructuras y arreglos desarrollados. Una de - ellos es el correlador digital, que en general es análogo al - diseño anterior pero utiliza lógica digital. Aquí las mues--- tras de las señales necesitan primeramente ser convertidas de analógico a digital y así, en forma de palabra digital de va-- rios bits, ser introducidas a los registros de corrimiento: - que serán también de los mismos bits en paralelo por N etapas

de longitud.

Otro correlador digital, del mismo tipo que los anteriores pero hecho con otra tecnología, es el mostrado en la figura 3.4. Este circuito, fabricado a muy grande escala de integración (VLSI) mediante el proceso de triple difusión, está diseñado solo para señales binarias.



D/A- Fuente de corriente digital a analógico

⊙ - Función OR-exclusivo

Fig. 3.4.- Correlador digital.

La correlación toma lugar cuando dos señales binarias son trasladadas en serie dentro de los dos registros de corrimiento con relojes independientes. Las dos palabras continuamente son comparadas, bit por bit, por circuitos OR-exclusivos, realizando así la función de multiplicación requerida. Cada circuito OR-exclusivo maneja una fuente de corriente convertidora D/A. Estas salidas de corriente se suman y producen la salida análoga de correlación, la cual, es ejecutada en cada pulso de reloj.

3.4.- LA CORRELACION MEDIANTE PROCESAMIENTO DIGITAL.

Otra alternativa de obtener la correlación en forma discreta, ya sea por el método directo ó por el de la transformada de Fourier, es mediante procesamiento digital, utilizando un microcomputador como componente central del sistema.

La forma de proceder, en este caso, es digitalizando las señales por medio de un conversor A/D y haciendo el procesamiento de las mismas utilizando la capacidad del microcomputador.

Existen varias alternativas para realizar el procesamiento (digital) de las señales, esto es: haciéndolo completamente por programa; haciendolo mediante circuiteria y dispositivos que -

efectuen el procesamiento fuera del microprocesador, usando a este solamente como controlador del sistema (esto abarca inclusive el uso de los circuitos para la obtención de la correlación que hemos estudiado arriba); ó bién, haciendolo mediante una combinación de las alternativas anteriores.

Independientemente de la alternativa tomada, los pasos a seguir en el procesamiento son los mismos (se debe seguir el procedimiento de la fig. 3.1. cuando se utilice el método directo y el de la fig. 3.2 en caso de usar el método de la transformada), siendo la única diferencia entre alternativas la velocidad de procesamiento.

A continuación describiremos, para ambos métodos -el directo y el de la transformada de Fourier- la forma de realizar mediante procesamiento digital la computación de la correlación. De igual forma, daremos los pasos a seguir en la programación de la misma cuando todo el procesamiento es efectuado por programa (que es la alternativa seguida en este trabajo). Para ello estableceremos primero algunos conceptos y definiciones que utilizaremos posteriormente (para un estudio mas detallado de lo que sigue, ver la ref. 1).

CONVOLUCION LINEAL DISCRETA.- Esta es el equivalente dis

creto de la convolución lineal normal, Su expresión Es:

$$x_3(n)= \sum_{m=-\infty}^{\infty} x_1(m)x_2\ (n-m) \qquad (3.1)$$

CONVOLUCION PERIODICA.- Sean dos secuencias periódi-- cas de período N, $\hat{x}_1(n)$ y $\hat{x}_2(n)$ y sean sus <u>series discre-- tas de Fourier</u>:

$$\hat{X}_1(k)= \sum_{m=u}^{N-1} \hat{x}_1(m)\ W_N^{nk} \qquad \text{donde } W_N=e^{-j2\pi/N}$$

$$\hat{X}_2(k)= \sum_{m=0}^{N-1} \hat{x}_2(m)\ W_N^{mk}$$

Se define como convolución periódica a la secuencia (periódica), $\hat{x}_3(n)$, que cumple :

$$\hat{x}_3(n)= \sum_{m=0}^{N-1} \hat{x}_1(m)\ \hat{x}_2(n-m) \qquad (3.2)$$

y siendo $\hat{X}_3(K)$ la serie discreta de Fourier de $\hat{x}_3(n)$, entonces también :

$$\hat{X}_3(K)= \hat{X}_1(k)\ \hat{X}_2(K) \qquad (3.3)$$

La ecuación (3.2) establece que $\hat{x}_3(n)$ se obtiene por la combinación de $\hat{x}_1(n)$ y $\hat{x}_2(n)$ en una manera reminecente de -

convolución. Es importante notar que, en contraste con la convolución de secuencias aperiódicas, la secuencias $\hat{x}_1(m)$ y $\hat{x}_2(n-m)$ son periódicas en m, con periodo N y consecuentemente así es su producto. La sumatoria también es llevada a cabo solamente sobre un período. Las variables se pueden

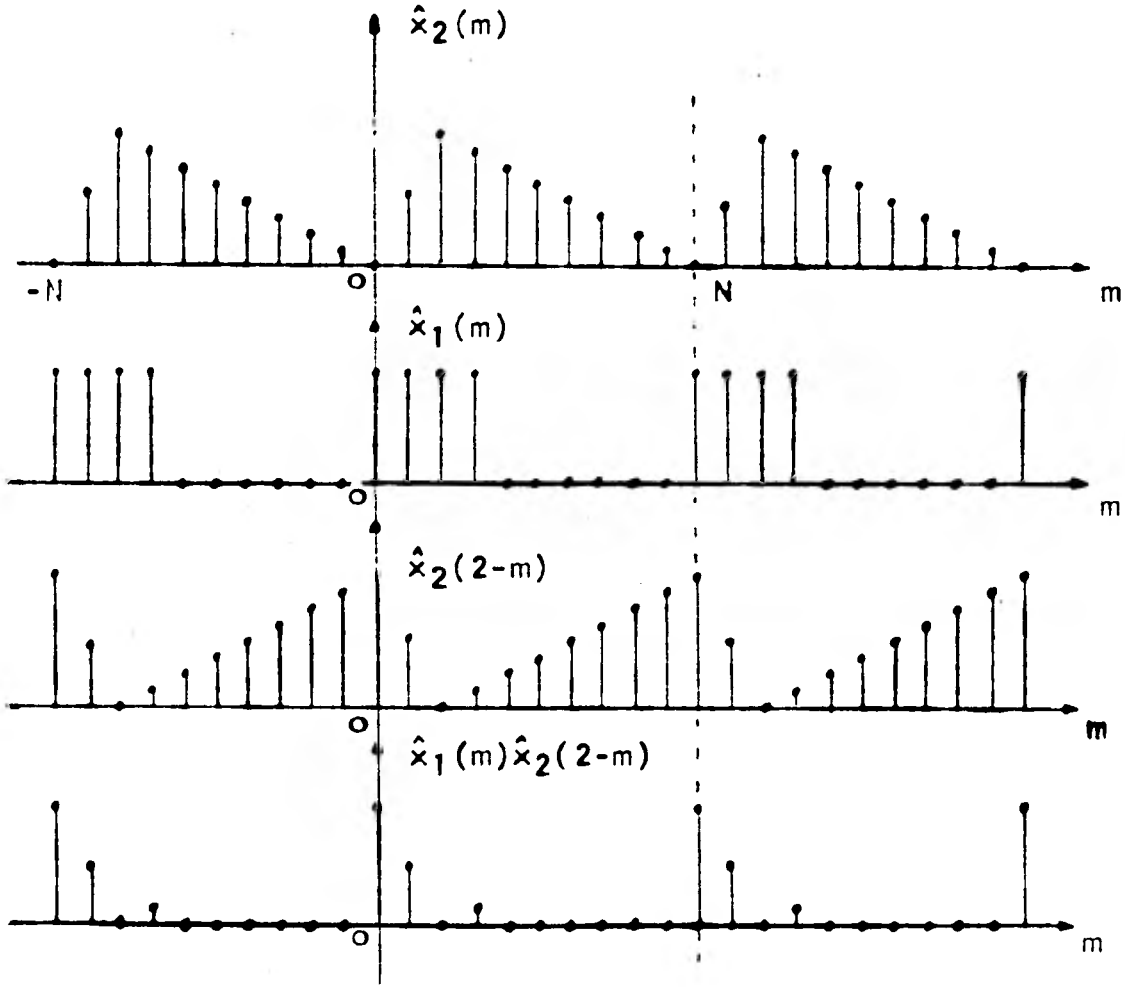


Fig. 3.5.- Procedimiento para formar la convolución periódica de dos secuencias periódicas.

intercambiar en la ecuación (3.2) sin alterar el resultado. En la fig. 3.5 se muestra el procedimiento para formar la convolución periódica.

CONVOLUCION CIRCULAR.- Consideremos las secuencias de duración finita N, $x_1(n)$ y $x_2(n)$, cuyas <u>trasnformadas discretas de Fourier</u> son :

$$X_1(k)=\begin{cases}\sum_{m=0}^{N-1} x_1(m)\, W_N^{mk} & \text{en } 0\leq k\leq N-1 \quad k \text{ entero}\\ 0 & \text{de otra forma}\end{cases}$$

$$X_2(k)=\begin{cases}\sum_{m=0}^{N-1} x_2(m)\, W_N^{mk} & \text{en } 0\leq k\leq N-1 \quad k \text{ entero}\\ 0 & \text{de otra forma}\end{cases}$$

Se define como convolución circular a la secuencia $x_3(n)$, cuya transformada discreta de Fourier $X_3(k)$ es:

$$X_3(k)=X_1(k)X_2(k) \tag{3.4}$$

$x_3(n)$ corresponde precisamente a un periodo de la convolución periódica $\hat{x}_3(n)$ dada en la ecuación (3.2), o sea, si:

$$\varepsilon_N(n)=\begin{cases}1 & 0\leq n\leq N-1\\ 0 & \text{de otra forma}\end{cases}$$

$$x_3(n)=\hat{x}_3(n)\ \varepsilon_N(n)$$

de esta forma:

$$x_3(n)=\left[\sum_{m=0}^{N-1} \hat{x}_1(m)\ \hat{x}_2(n-m)\right]\ \varepsilon_N(n) \qquad (3.5)$$

La ecuación (3.5) difiere de la convolución lineal de $x_1(n)$ y $x_2(n)$, dada por la ecuación (3.1), en algunos aspectos importantes. La operación básica para realizar la convolución lineal consiste en la multiplicación de $x_1(n)$ por una versión de $x_2(n)$ invertida y corrida linealmente, sumando luego los valores en el producto. Para obtener sucesivos valores de la secuencia que representa a la convolución lineal, las dos secuencias iniciales son sucesivamente corridas una con relación a la otra.

En contraste con lo anterior, la convolución dada por la ecuación (3.5) se puede interpretar como sigue: imaginemos que colocamos una de las secuencias alrededor de la circunferencia de un cilindro, dividiendo dicha circunferencia en exactamente N puntos. Igualmente, la segunda secuencia se invierte en el tiempo y es colocada en el contorno de otro cilindro, cuya circunferencia está también dividida en N puntos. Si imaginamos que se pone un cilindro dentro del

otro, entonces podemos obtener sucesivos valores al multiplicar los puntos en uno de los cilindros por los correspondientes del otro y formar la suma de los N productos. Para generar valores sucesivos de la "convolución circular" debemos rotar un cilindro respecto del otro.

La convolución circular equivale también a construir dos secuencias periódicas con período N, $\hat{x}_1(n)$ y $\hat{x}_2(n)$ a partir de $x_1(n)$ y $x_2(n)$ y entonces realizar la convolución periódica. La convolución circular estará formada por los N puntos, del 0 al N-1, de la convolución periódica y los demás serán nulos. La manera de formar las secuencias periódicas, $\hat{x}_1(n)$ y $\hat{x}_2(n)$, es haciendo que el N+1 punto (que estará marcado N) sea igual al primero (marcado 0) como lo muestra la figura 3.6.

Veamos un ejemplo de convolución circular. Sea la secuencia $x_2(n)$ de la fig. 3.6, con duración de N puntos, y sea $x_1(n) = \delta(n-n_0)$, donde $n_0 < N$, o sea:

$$x_1(n) = \begin{cases} 0 & 0 \leq n < n_0 \\ 1 & n = n_0 \\ 0 & n_0 < n \leq N-1 \end{cases}$$

La transformada discreta de Fourier de $x_1(n)$ es:

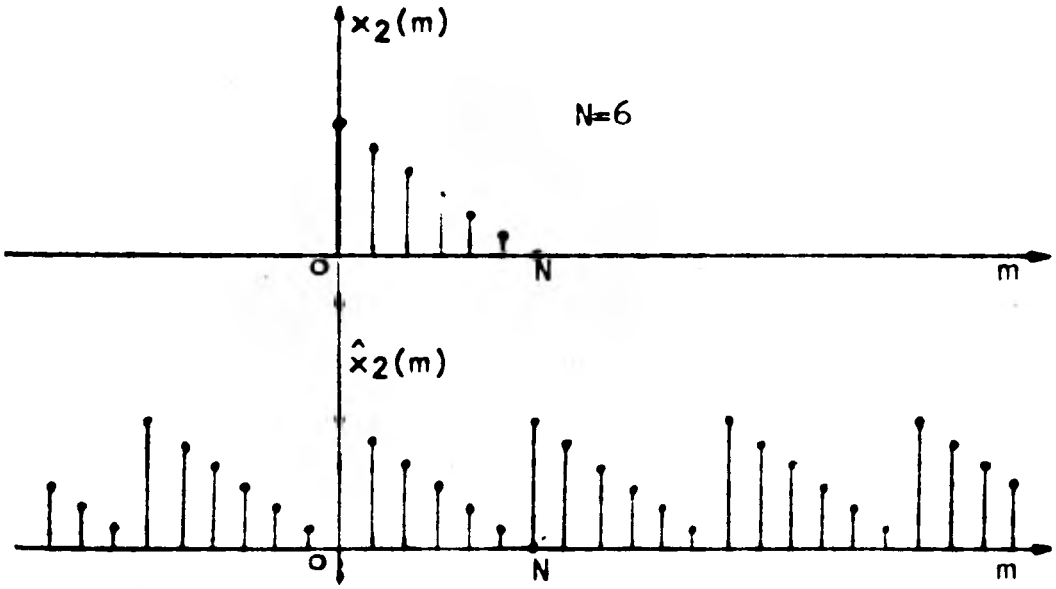


Fig. 3.6.- Formación de una secuencia periódica a partir de una secuencia de N puntos.

$$X_1(k) = W_N^{n_0 k} = e^{-j(2\pi/N)n_0 k}$$

por tanto:

$$X_3(k) = W_N^{n_0 k} X_2(k) = e^{-j(2\pi/N)n_0 k} X_2(k)$$

Luego, $x_3(n)$ es igual a la secuencia $x_2(n)$ rotada a la derecha n_0 muestras en el intervalo $0 \leq n \leq N-1$, es decir, la convo-

lución circular de $x_2(n)$, con una muestra unitaria retrazada $x_1(n)$, dá como resultado la rotación de la secuencia $x_2(n)$ en el intervalo $0 \leq n \leq N-1$. En la fig. 3.7 se muestra $x_2(m)$, $x_1(m)$, $\hat{x}_2(0-m)\,\mathcal{E}_N(n)$ formada a partir de $x_2(m)$, lo mismo que $\hat{x}_2(1-m)\mathcal{E}_N(n)$ y la convolución circular $x_1(n) \textcircled{N} x_2(n)$ (el simbolo $\textcircled{N}$ indica convolución circular). Se ha tomado $N=6$ y $n_0 = 1$.

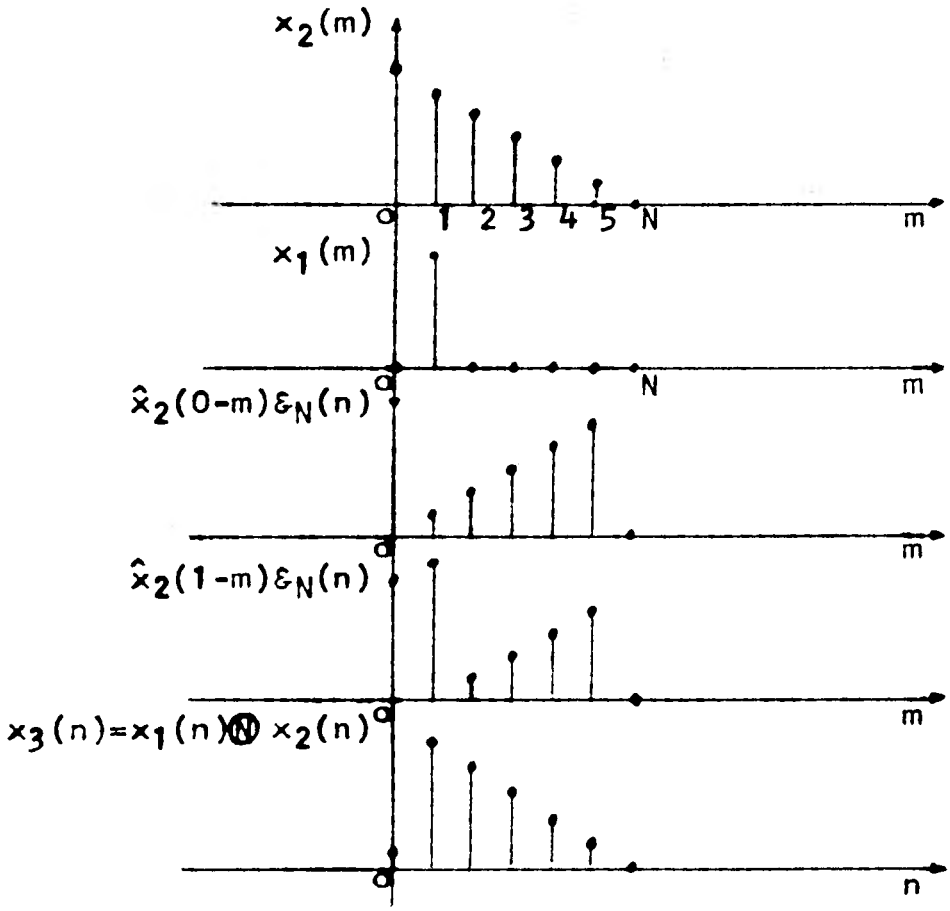


Fig. 3.7.- Convolución circular de dos secuencias.

Veamos otro ejemplo que servirá para establecer una conclusión importante. Sean las secuencias:

$$x_1(n)=x_2(n)=\begin{cases}1 & 0\leq n\leq N-1\\ 0 & \text{de otra forma}\end{cases}$$

entonces,

$$X_1(k)=X_2(k)=\sum_{n=0}^{N-1} W_N^{nk} = \begin{cases}N & k=0\\ 0 & \text{de otra forma}\end{cases}$$

luego,

$$X_3(k)=X_1(k)X_2(k)=\begin{cases}N^2 & k=0\\ 0 & \text{de otra forma}\end{cases}$$

por tanto,

$$x_3(n)=N \quad \text{en} \quad 0\leq n\leq N-1.$$

Lo anterior se ilustra en la fig. 3.8.

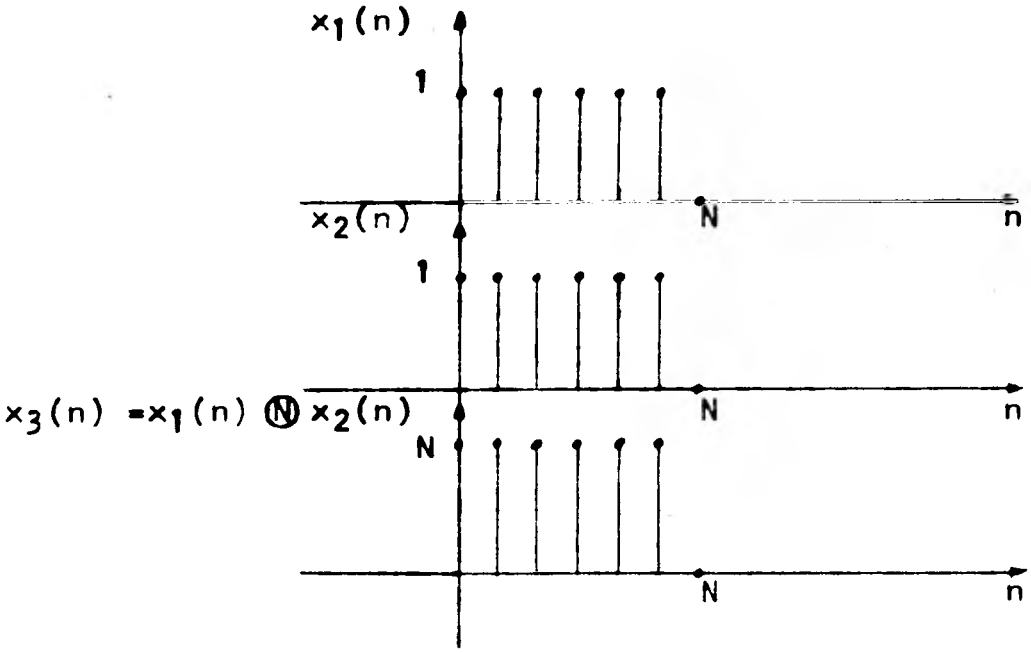


Fig. 3.8.- Convolución circular de dos secuencias rectangulares de duración N.

Ahora bien, si aumentamos las secuencias $x_1(n)$ y $x_2(n)$ en N ceros haciéndolas de duración 2N y realizamos la convolución circular en base a 2N puntos, obtendremos la secuencia que se muestra en la fig. 3.9, o sea, se tendrá la convolución lineal de la secuencia $x_1(n)$ con la secuencia $x_2(n)$. Ver. fig. 3.9.

Por lo tanto la convolución circular de dos secuencias

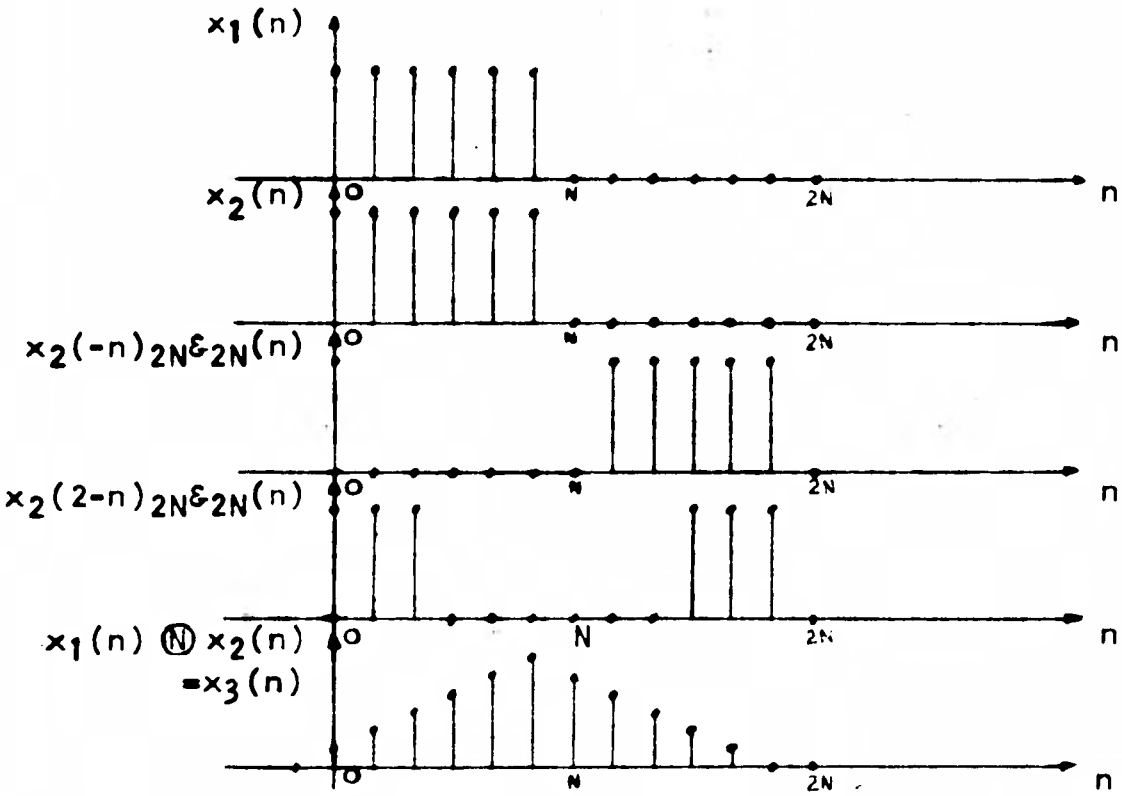


Fig. 3.9.- Convolución circular de 2 secuencias aumentadas.

de longitud N, computada en base a 2N puntos, corresponde a la convolución lineal de las mismas.

LA TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER EN EL CALCULO DE LA CONVOLUCION LINEAL.

La convolución lineal se puede obtener usando la transformada discreta de Fourier, es decir, computando la trans-

formada de las dos secuencias, multiplicandolas y computando después la transformada inversa discreta de Fourier. Vimos (ecuaciones 3.4), que la multiplicación de las transformadas de dos secuencias corresponde a la transformada de la convolución circular de las mismas; ahora bien, si nuestro interés está en obtener la convolución lineal, entonces lo que deberemos hacer es asegurarnos de que la convolución circular tenga el efecto de convolución lineal. La clave para hacer esto se encuentra en el ejemplo anterior. Consideremos dos secuencias de N puntos $x_1(n)$ y $x_2(n)$ y denotemos su convolución lineal por $x_3(n)$, o sea:

$$x_3(n)= \sum_{m=0}^{N-1} x_1(n)x_2(n-m)$$

Directamente se puede verificar que la longitud de $x_3(n)$ es de 2N-1 puntos diferentes de 0. Si lo anterior se obtiene a partir de la multiplicación de las transformadas discretas de Fourier de $x_1(n)$ y $x_2(n)$, y de su antitransformada, entonces cada una de estas transformadas, $X_1(k)$ y $X_2(k)$, también deberán haberse computado sobre la base de 2N-1 puntos; añadiendo N-1 ceros a cada secuencia $x_1(n)$ y $x_2(n)$. Asi, si definimos:

$$X_1(k)= \sum_{n=0}^{2N-2} x_1(n)\, W_{2N-1}^{nk}$$

$$X_2(k)= \sum_{n=0}^{2N-2} x_2(n)\ W_{2N-1}^{nk}$$

y la antitransformada discreta de Fourier:

$$x_3(n)= \frac{1}{2N-1}\left[\sum_{k=0}^{2N-2} x_1(k)X_2(k)\ W_{2N-1}^{-nk}\right] \varepsilon_{2N-1}(n)$$

entonces, $x_3(n)$ será la convolución lineal de $x_1(n)$ y $x_2(n)$.

Por supuesto la convolución lineal también se podrá obtener si las transformadas discretas de Fourier se computan con base en más de 2N-1 puntos.

En general, podríamos desear convolucionar dos secuencias de longitudes desiguales. Si $x_1(n)$ tiene duración N_1 y $x_2(n)$ duración N_2, entonces su convolución tendrá una longitud de $N_1+ N_2-1$ puntos. De esta forma, deberemos multiplicar las transformadas calculadas sobre la base de $N=N_1 + N_2-1$ puntos.

3.4.1.- LA CORRELACION MEDIANTE PROCESAMIENTO DIGITAL USANDO LA TRANSFORMADA DE FOURIER.

Este método proporciona ciertas ventajas en la obtención de la correlación. La transformada rápida de Fourier, que es el medio esencial de lograrlo y que citaremos adelante, es un algoritmo de programación para obtener en forma rápida la transformada discreta de Fourier. Para el lector interesado en esta cuestión se puede documentar en la referencia 1, donde se da una forma de computar la transformada rápida de Fourier (capítulo 6).

Entraremos enseguida a la descripción de este método - enfocándonos primeramente a la obtención de la autocorrelación y extendiéndonos posteriormente para la intercorrelación.

Una expresión práctica para obtener la autocorrelación de una secuencia de puntos, siendo estos muestras igualmente espaciadas de la señal en estudio, es el estimador:

$$C_{xx}(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-|m|-1} x(n)x(n+m) \qquad 0 \leq m \leq M-1 \qquad (3.6)$$

donde $M \leq N$. Recordando que $C_{xx}(m)=C_{xx}(-m)$ queda claro que solamente necesitamos evaluar la ecuación (3.6) para valores positivos de m.

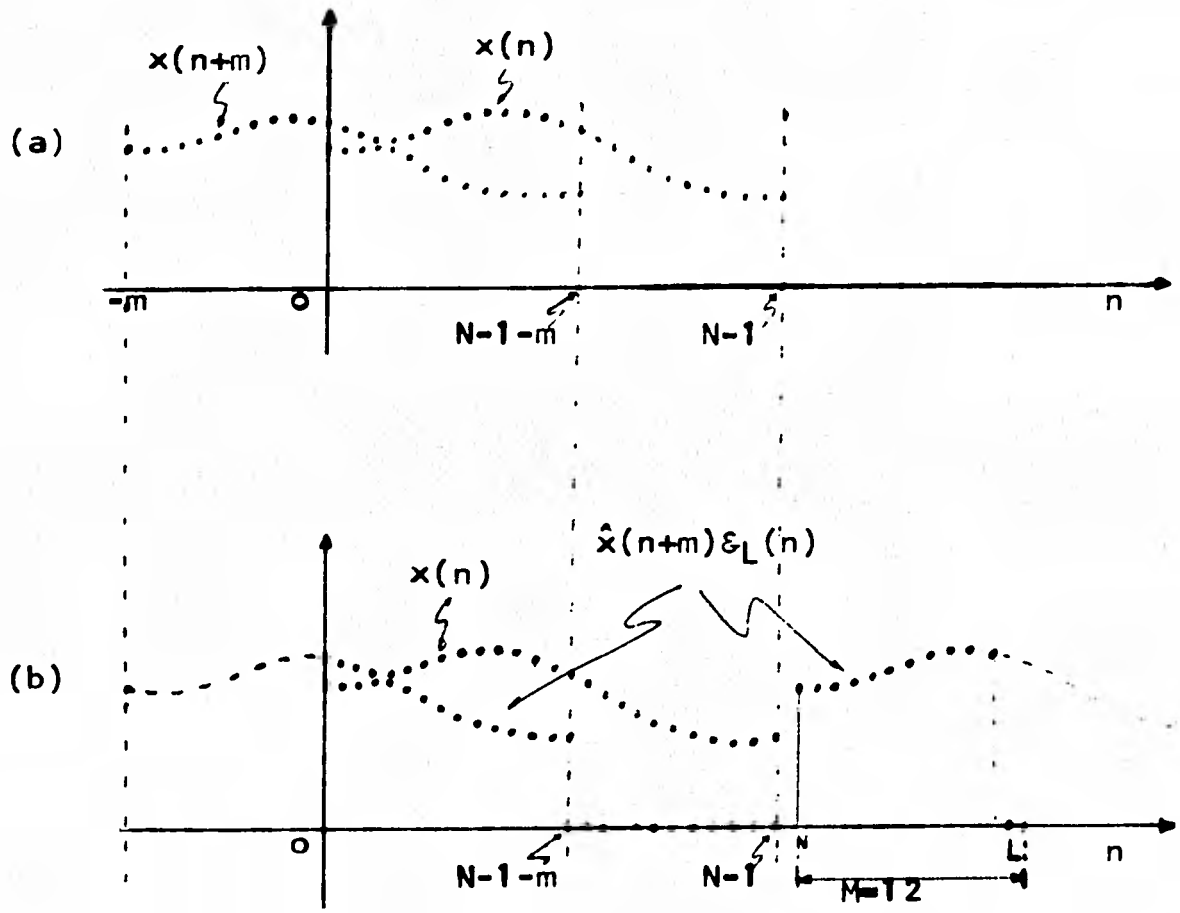


Fig. 3.10.- Computación de la autocorrelación.(a) $x(n)$ y $x(n+m)$ para una secuencia de longitud N; (b) las secuencias periódicas $x(n)$ y $\hat{x}(n+m)$ envueltas en la correlación circular.

La clave para comprender cómo la transformada rápida de Fourier puede ser usada para computar $C_{xx}(m)$, esta en observar que $C_{xx}(m)$ es una convolución lineal discreta de $x(n)$ - con $x(-n)$, o sea, si $x_3(m)$ es la convolución lineal, entonces:

$$x_3(m)= \sum_{n=0}^{N-1} x(n)x[m-(-n)] = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)x(n+m)$$

ecuación que es análoga a la ecuación (3.6), excepto en el - factor 1/N. Si obtenemos X(k) - transformada discreta de Fourier de X(n)- y X*(k) -transformada discreta de Fourier de x(-n)- entonces, la transformada inversa de $X(k)X^*(k)=|X(k)|^2$ corresponderá a la convolución circular de x(n) con x(-n) y, por tanto, en forma proporcional, a la "correlación circular".

Para hacer que la correlación circular corresponda a - la correlación lineal en el intervalo de $0 \leq m \leq N-1$, deberemos, como se vió antes, aumentar N-1 ceros a la secuencia x(n) y computar su transformada discreta de Fourier con base en - 2N-1 puntos. Por tanto, cuando queramos que sea correcta en el intervalo de $0 \leq m \leq M-1$, tendremos que formar una secuencia de L puntos aumentando M-1=L-N ceros a x(n) y computando la

transformada discreta de Fourier con base en L puntos. Para ver como hemos seleccionado L, consideremos la figura 3.10.- En la fig. 3.10a se muestran las secuencias $x(n)$ y $x(n+m)$ para un valor particular positivo (+11) de m. La figura 3.10b muestra las secuencias $x(n)$ y $\hat{x}(n+m)\mathcal{E}_L(n)$, que se emplean en la obtención de la correlación circular correspondiente a $|X(k)|^2$. Hemos hecho M=12.

La correlación circular será igual a N veces $C_{xx}(m)$ (debido al factor 1/N) para $0 \leq m \leq M-1$, si al correrse $\hat{x}(n+m)\mathcal{E}_L(n)$ no traslapa a $x(n)$ en los puntos no-ceros del margen derecho, para $0 \leq m \leq M-1$. De la fig. 3.10b se vé que éste será el caso cuando $L \geq N+M-1$, ó sea, para correr $x(n+m)\,\mathcal{E}_L(n)$ con $m = M-1 = 11$, sin sufrir traslape con $x(n)$, debemos hacer $L \geq N+M-1$.

Asi, podemos computar $C_{xx}(m)$, para $0 \leq m \leq M-1$, con el siguiente procedimiento (ref. # 1) :

1.- Fórmese una secuencia de L puntos aumentando en M-1 ceros a $x(n)$.

2.- Compútese la transformada discreta de Fourier de L puntos :

$$X(k)=\sum_{n=0}^{L-1} x(n)e^{-j(2\pi/L)kn} \qquad k=0,1,2,\ldots,L-1$$

3.- Compútese la transformada discreta de Fourier inversa de L-puntos:

$$v(m)=1/L \sum_{n=0}^{L-1} |X(k)|^2 e^{j(2\pi/L)km} \qquad m=0,1,\ldots,M-1$$

4.- Finalmente:

$$C_{xx}(m)=(1/N)v(m) \qquad m=0,1,\ldots,M-1$$

Para el cálculo de la transformada discreta de Fourier - del modo más eficiente, podemos usar la transformada rápida de Fourier. La cantidad de multiplicaciones y sumas para - realizar este cálculo es proporcional a la expresión : - $(L)\log_2(L)=(N+M)\log_2(N+M)$. Así pues, mediante este procedimiento para obtener $C_{xx}(m)$, la cantidad de computación será proporcional a $(N+M)\log_2(N+M)$.

Hemos visto que, para reducir la varianza de la estimación $C_{xx}(m)$, debemos hacer N grande. En tales casos puede ser inconveniente o imposible computar eficientemente la

transformada discreta de Fourier de L-puntos que se requiere. No obstante, como M es usualmente mucho menor que N, se puede seguir una estrategia más conveniente como explicamos a continuación.

Reordenando la ecuación (3.6), tenemos:

$$C_{xx}(m)=1/N \sum_{n=0}^{M-1} x(n)x(n+m)+ \sum_{n=M}^{2M-1} x(n)x(n+m)+\ldots$$

$$\ldots+\sum_{n=(I-1)M}^{IM-1} x(n)x(n+m) \qquad (3.7)$$

donde N=IM. Al escribir la ecuación (3.7) se utilizó el hecho de que, con x(n) considerado cero fuera de $0 \leq n \leq N-1$, el límite superior de la ecuación (3.6) se puede reemplazar por N-1. Escribamos la ecuación (3.7), como:

$$C_{xx}(m)=1/N \sum_{i=1}^{I} \sum_{n=0}^{M-1} x(n+(i-1)M)x(n+(i-1)M+m)$$

definiendo :

$$v_i(m)= \sum_{n=0}^{M-1} x(n+(i-1)M)\ x(n+(i-1)M+m) \qquad (3.8)$$

tenemos:

$$C_{xx}(n)= (1/N) \sum_{i=1}^{I} v_i(m) \qquad 0 \leq m \leq M-1 \qquad (3.9)$$

Para evaluar la ecuación (3.8) es conveniente definir - las secuencias de P-puntos:

$$f_i(n)=\begin{cases} x(n+(i-1)M) & 0 \leq n \leq M-1 \\ 0 & M \leq n \leq P-1 \end{cases}$$

y

$$g_i(n)=x(n+(i-1)M) \qquad 0 \leq n \leq P-1$$

Entonces la correlación circular

$$v_i(m)= \sum_{n=0}^{M-1} f_i(n)g_i(n+m)\ \mathcal{E}_p(n)$$

es igual a $v_i(m)$ para $0 \leq m \leq M-1$, si $P \geq 2M-1$. En la fig.- 3.11 se muestran secuencias típicas de $f_i(n)$ y $g_i(n)$.

Si $F_i(k)$ y $G_i(k)$ son las transformadas discretas de Fou

rier de P-puntos de $f_i(n)$ y $g_i(n)$, entonces con $P \geq 2M-1$, podemos computar la transformada discreta de Fourier inversa de P-puntos:

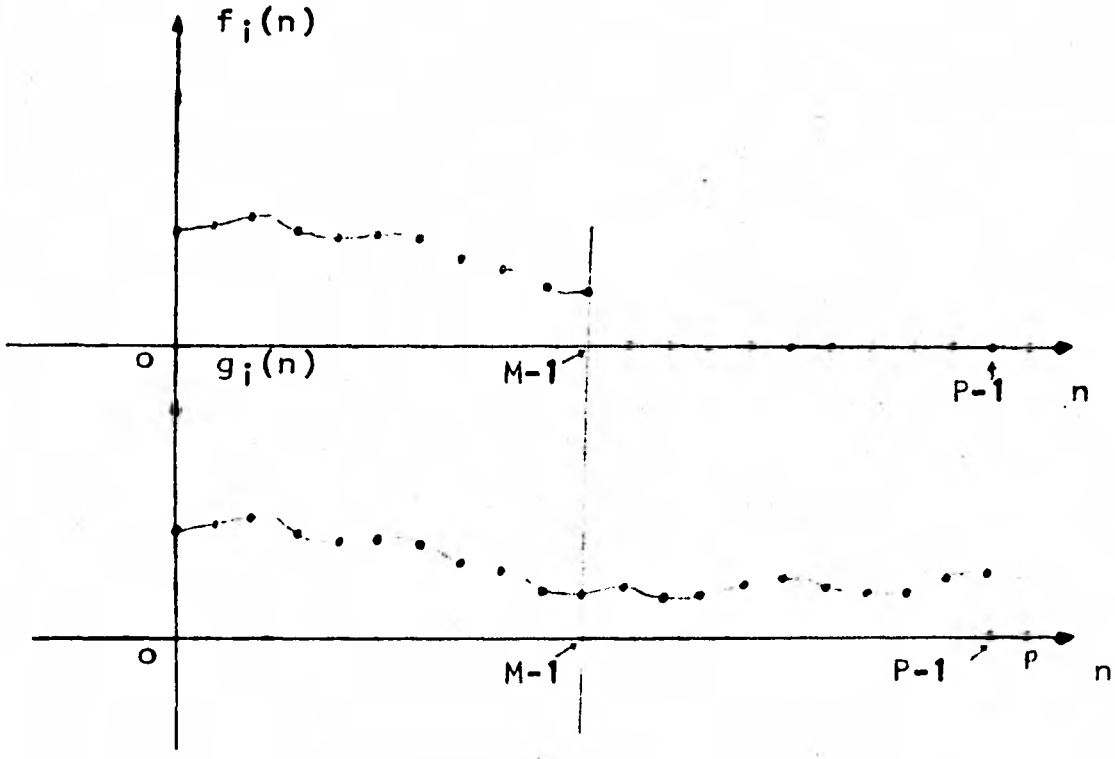


Fig. 3.11.- Dos secuencias de P-puntos requeridas para calcular la contribución de i-ésimo segmento a la autocorrelación estimada.

$$v_i(m) = 1/P \sum_{k=0}^{P-1} v_i(k) W_P^{km} \qquad 0 \leq m \leq M-1$$

donde

$$v_i(k) = F_i(k)\, G_i^*(k)$$

Si en lugar de la ecuación 3.9 computamos:

$$V(k) = \sum_{i=1}^{I} V_i(k) \qquad k=0,1,2,\ldots,P-1$$

entonces

$$C_{xx}(m) = \frac{1}{N} v(m) = \frac{1}{NP} \sum_{k=1}^{P-1} V(k) e^{j(2\ /P)km} \quad 0 \leq m \leq M-1$$

Así, mediante este procedimiento podemos calcular M valores de $C_{xx}(m)$ con el cálculo de 2(I) transformadas discretas de Fourier de P-puntos y una transformada discreta de Fourier inversa de P-puntos.

El procedimiento descrito arriba se puede aplicar per-

fectamente bien para hacer el cálculo de la "intercorrelación" estimada

$$C_{xy}(m)=1/N \sum_{n=0}^{N-|m|-1} x(n)y(n+m)$$

aquí definimos como antes

$$f_i(n)=\begin{cases} x(n+(i-1)M) & 0 \leq n \leq M-1 \\ 0 & M \leq n \leq P-1 \end{cases}$$

y ahora

$$g_i(n) = y(n+(i-1)M) \qquad 0 \leq n \leq P-1$$

para $i=1,2,\ldots I$ en lugar de la anterior. Si hacemos

$$V_i(k)=F_i(k)\ G_i^*(k)$$

y

$$V(k) = \sum_{i=1}^{I} V_i(k)$$

entonces

$$C_{xy}(m)= \frac{1}{N} \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{P-1} V(k)e^{j(2\ /p)km} \quad 0 \leq m \leq M-1$$

Aqui para el cálculo de $C_{xy}(m)$, con $m<0$, se hace en la misma forma pero intercambiando las secuencias x e y, dado que $C_{yx}(m)= C_{xy}(-m)$.

3.4.2.- LA CORRELACION MEDIANTE PROCESAMIENTO DIGITAL USANDO EL METODO DIRECTO.

Como se infiere del nombre, mediante el método directo se obtiene la correlación a partir de la evaluación directa de la fórmula que representa una estimación de la correlación.

El cálculo de la correlación, como hemos visto, es sumamente más sencillo si se realiza utilizando las expresiones que la proporcionan como un promedio en el tiempo. En la práctica, dada la imposibilidad de hacer evaluaciones infinitas, se han establecido estimadores para estas expresiones que, de un modo aproximado, nos proporcionan dicho valor.

Estas estimaciones, según el caso, se pueden hacer en forma análoga ó en forma discreta. Para el caso discreto ya anteriormente hemos establecido cuales son los más convenientes. De esta forma, supongamos que tenemos el estimador de la correlación

$$C_{xy}(m)= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n)\ y(n+m); \text{ donde } 0 \leq m \leq M-1$$

y $N>M$.

La aplicación del método directo, supone la evaluación "directa" de la fórmula anterior. Es decir, si tenemos las secuencias de longitud $N, x(n)$ y $y(n)$, para obtener un punto de $C_{xy}(m)$, necesitamos hacer la sumatoria del producto de cada punto de $x(n)$, por cada punto de $y(n)$ defasado una cantidad m, dividiendola después entre N. Para realizar el cálculo cuando m es negativa, ó lo que es lo mismo, para evaluar $C_{xy}(-m)$, con $0 \leq m \leq M-1$, solo debemos tomar en cuenta las propiedades simétricas de la intercorrelación, ó sea, que

$$C_{xy}(-m)= C_{yx}(m)= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n)x(n+m)$$

y en forma análoga $C_{yx}(-m) = C_{xy}(m)$

Si $x(n)=y(n)$ resulta la "autocorrelación" estimada

$$C_{xx}(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n)x(n+m)$$

Para realizar por este método el cálculo de la correlación es necesario hacer N multiplicaciones y N sumas para cada punto de $C_{xy}(m)$ que se calcule. Por tanto, la cantidad necesaria de computación es, en este caso, igual a N×M sumas y multiplicaciones.

Como se puede observar este método resulta bastante más sencillo, puesto que, dada una secuencia de valores muestreados, la aplicación de la fórmula es directa, aunque, por otro lado, la cantidad necesaria de cálculo es proporcional a N × M. De cualquier forma, se deberá hacer un análisis detallado para decidir en cada situación en particular cual es el método más conveniente a seguir. En el capitulo siguiente se estudia más profundamente el método directo enfocado al caso en que M es pequeño y N grande.

CAPITULO 4

DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL CORRELADOR

4.1.- DESARROLLO Y ELECCION DEL METODO.

En el capitulo anterior, hemos visto los métodos para obtener la correlación, los modos de hacer el procesamiento y las alternativas que existen cuando el procesamiento se hace en forma digital. Con base en lo anterior, la obtención de la correlación en este trabajo se efectuará mediante procesamiento digital, utilizando el microcomputador y ejecutando por programa todo el procesamiento de las señales, ya que considerando que para señales con ancho de banda reducido y los requerimientos para construir el sistema, no es necesario añadir al mismo componentes de circuiteria costosos y difíciles de conseguir (multiplicadores, sumadores, registros de corrimiento, circuitos integrados con CCD, etc.).

Resumiendo, la forma en que procederá será: digitalizando las señales a correlacionar por medio de un conversor A/D, efectuando el procesamiento de las mismas dentro del microcomputador y, cuando el total del procesamiento se halla terminado de efectuar, los puntos de la curva de correlación serán sacados del sistema por medio de un conversar D/A.

La estructuración y los lineamientos generales del diseño son sencillos, los componentes necesarios para implantar el sistema son relativamente fáciles de obtener y su construcción y manejo no resulta aparatoso, cumpliendo, así, con el objetivo de tener un aparato de campo que se pueda transportar fácilmente al lugar de trabajo.

Ahora bién, aunque el ancho de banda de las señales que se pueden procesar con este sistema no es muy grande, sin embargo, es suficiente para las aplicaciones que se le pretenden dar; teniendo, por otro lado, una ventaja muy importante, esto es, al implantar tal sistema no solo se tiene un correlador de funciones sino que, además, se tiene un sistema computacional con etapas conversoras A/D y D/A, al que se le pueden dar una infinidad de aplicaciones de gran utilidad.

La utilización de un microcomputador como unidad de procesamiento no es exlusiva, sino que se puede utilizar cualquier tipo de máquina computadora (desde una pequeña hasta una grande), sólo que para aplicaciones de campo la movilidad de una máquina grande resulta inconveniente.

Refiriendose a la computación de la correlación mediante procesamiento digital, esta puede realizarse utilizando cualquiera de los dos métodos antes vistos, es decir, el de

la transformada de Fourier y el directo, basando la elección de uno de ellos, entre otros aspectos, en las condiciones particulares existentes en la realización del proyecto. En esta sección desarrollaremos el procedimiento básico que seguiremos para la obtención de la correlación, haciendo, al mismo tiempo, una comparación cualitativa de los dos métodos existentes; lo cual justificará la elección del método seguido.

En el capitulo 3, vimos que la cantidad de computación necesaria para obtener la correlación mediante la transformada rápida de Fourier (TRF) era proporcional a $(N+M)\ \mathrm{Log}_2\ (N+M)$ -donde N es la longitud de las secuencias de puntos a correlacionar y M es la cantidad de puntos deseados de la correlación- y que, por otro lado, si se utiliza el método directo, la cantidad de computación era proporcional a $N \times M$. Según estas expresiones, la cantidad de computación puede resultar aparentemente mayor para el método directo. Sin embargo, para valores pequeños de M la cantidad de cálculo puede ser más pequeña para el método directo (ref. # 1 y 10). Veamos en forma práctica cual sería la cantidad de cálculo en cada uno de los métodos para un valor de $N \gg M$, que sea más o menos del orden del que manejaremos en nuestro trabajo. Fijemos N en $2^{10} = 1024$ puntos (hemos fijado N como potencia de 2 con el fin de favorecer el cálculo de la TRF).

En el método directo la cantidad de cálculo es aproximadamente $N \times M = 2^{10}M$ sumas y multiplicaciones convensionales (reales), ya que, por cada punto de la correlación, se debe hacer una sumatoria que consta de $N-\gamma = N$(con $N \gg \gamma$) productos, y siendo M puntos, el total de cálculo será igual a $2^{10}M$ multiplicaciones y sumas reales.

En el método de la transformada existen dos posibilidades: seccionando la secuencia original de N puntos, en $I = N/M = 2^{10}/M$ partes, o no seccionando y manejar los N puntos de cada secuencia juntos. Si seccionamos, se tienen que hacer $2(2^{10}/M)$ transformadas de $P=2M-1$ puntos cada una, y una antitransformada de 2M-1 puntos, lo que, si se utiliza el algoritmo más eficiente para calcular la TRF, nos da un total de $[(2 \times 2^{10}/M)+1](P/2)\log_2(P) = [(2^{11}/M)+1](2M/2)\log_2(2M)$ multiplicaciones complejas, y $[(2^{11}/M)+1]2M\log_2(2M)$ sumas complejas. Además el producto $V_i(k)=F_i(k)G_i^*(k)$, implica aprox. 2N multiplicaciones complejas, y la sumatoria $V(k)=\sum_{i=1}^{I} V_i(k)$ N sumas complejas. Como cada multiplicación compleja hace 4 multiplicaciones reales más 2 sumas reales, y cada suma compleja equivale a 2 sumas reales, finalmente, el total de computación sería aproximadamente de $8N+4(2^{11}+M)\log_2(2M)$ multiplicaciones reales y $6N+6(2^{11}+M)\log_2(2M)$ sumas reales.

Si no seccionamos, se deberán hacer dos TRF (una por cada señal) de $L=N+M-1 \approx N+M$ puntos, una TRF inversa de $L \approx N+M$ puntos y el producto $V(k)=X(k)Y^*(k)$, lo que en terminos reales significa un total de $4N+6(2^{10}+M)\log_2(2^{10}+M)$ multiplicaciones reales y $2N+9(2^{10}+M)\log_2(2^{10}+M)$ sumas reales.

En los dos casos (seccionado y no seccionando) hemos despreciado el cálculo que significa la división entre N de $C_{xy}(\tau)=(1/N)v(\tau)$, donde $v(\tau)=F^{-1}V(k)$.

El valor de M, para el cual la cantidad de cálculo en el método directo se iguala al necesario por el método de la transformada, se puede obtener igualando las expresiones que representan el cálculo para ambos métodos.

En general, para cualquier valor de N y de M, el punto de equilibrio donde se igualan las cantidades de cálculo está dado por las ecuaciones siguientes.

Seccionando: $4(2N+M)\mathrm{Log}_2(2M)+8N=NM$

$$\mathrm{Log}_2(2M)=\frac{NM}{4(2N+M)}-\frac{8N}{4(2N+M)}$$

$$\mathrm{Log}\ (m)=\frac{M}{8+4\frac{M}{N}}-\frac{1}{1+\frac{M}{2N}}$$

Donde se ve que si $N \gg M$: $\mathrm{Log}_2(2M)=\frac{M}{8}-1 \Rightarrow M=64$

Que es independiente del valor de N.

No seccionando: $6(N+M)\ \mathrm{Log}_2(N+M)+4N=NM$

$$\mathrm{Log}_2(N+M)=\frac{NM}{6(N+M)}-\frac{4N}{6(N+M)}$$

$$\mathrm{Log}_2(N+M)=\frac{M}{6(1+\frac{M}{N})}-\frac{4}{6(1+\frac{M}{N})}$$

Si $N \gg M$: $\mathrm{Log}_2(N)=\frac{M}{6}-\frac{2}{3}$

que depende de N. Si $N=2^{10}=1024$, tenemos:

$$\mathrm{Log}_2(2^{10})=\frac{M}{6}-\frac{2}{3}$$

$$10=\frac{M}{6}-\frac{2}{3} \Rightarrow M=64$$

lo que coincide con el resultado anterior.

Refirámonos ahora, a la cantidad de memoria exigida por cada uno de los métodos. Para ello, fijemos primero la cantidad de puntos a procesar de cada señal en un número determinado N, por lo cual, si estos puntos son almacenados en la memoria, se tendrá como punto de partida 2N localidades de memoria para ambos métodos.

En el método de la transformada se tienen dos posibili-

dades de hacer el cálculo: seccionando ó no haciendolo. Si no seccionamos, se debe obtener la TRF de cada señal con base en L=N+M puntos, donde cada TRF ocupará N+M localidades dobles (complejas) de memoria, ó sea, 2(N+M) localidades sencillas. Si en el cálculo de las TRF utilizamos un algoritmo que substituye los puntos originales por los nuevos, en total necesitaremos 4(N+M) localidades para las transformadas. Además, es necesaria otra cierta cantidad de memoria, que se utiliza en hacer el cálculo de las transformadas; esta cantidad varia de acuerdo con el procedimiento que se siga para la obtención de los coeficientes W_N^{kn} de la TRF. Si se almacenan, representan (N+M)/2 localidades dobles, ó sea, N+M sencillas; si nó, se deben calcular por programa cada vez que se necesiten; lo que tiene la desventaja de aumentar aún más la complejidad de todo el programa y sobre todo hace que el tiempo de cálculo aumente. Asi, si se almacenan los coeficientes W_N^{kn}, en total se necesitarán 5(N+M) localidades de memoria, y si se calculan serán 4(N+M)+C, siendo C la memoria utilizada en almacenar la subrutina que los obtenga. Hemos despreciado una pequeña cantidad de memoria auxiliar, utilizada por las subrutinas de suma, multiplicación, etc.

Si se seccionan las secuencias de puntos, entonces cuando menos se ocupará la siguiente cantidad de memoria:

2N localidades para las señales de entrada, 2(2P)=8M localidades para las dos transformadas de los segmentos de longitud P=2M de ambas señales, 2(2M)=4M localidades para la sumatoria de transformadas y P=2M ó C^1 localidades, según se escoja, para almacenar ó calcular los coeficientes W_N^{kn}. Es decir, tendremos un total de 2N+14M ó 2N+12M+C^1 localidades de memoria. Se puede ver que se requiere menos memoria seccionando las muestras de entrada.

Por otro lado, usando el método directo se necesitan: 2N localidades para almacenar las muestras, M localidades , para almacenar los puntos que se obtengan de la correlación y las localidades auxiliares (que tampoco tomaremos en cuenta por ser pocas, aprox. 8). O sea, se necesita un total de 2N+M localidades de memoria.

Así, pués, en cuanto a cantidad de memoria se refiere, cuando se almacenan las N muestras de ambas señales, podemos observar que el método de la transformada ocupa más memoria que el directo (si M=64, cuando se secciona, serán 12M=833 localidades más que él método directo).

Nó hemos hecho un análisis comparativo concerniente a la memoria ocupada por el programa, ni a la complejidad del mismo, pero es evidente que el método de la transformada de Fourier será mucho más complejo y, en consecuencia, ocu-

pará mucha más memoria que el método directo. De cualquier forma, la mayor parte de la memoria utilizada siguiendo este camino, se ocupará en almacenar las muestras de las señales a procesar. Para mejorar el uso de la memoria, existe, como a continuación se explica, otra posible forma de proceder.

Dado que el proceso se supone ergódico y, por lo tanto, "estacionario", el conjunto de N puntos, correspondiente a las muestras de las señales a correlacionar, se puede tomar a partir de cualquier tiempo de inicio, dentro del intervalo de tiempo durante el cual estén definidas las señales. - Es decir, podemos hacer el muestreo de los N puntos de las dos señales en cualquier tiempo, siempre y cuando éste sea simultáneo para ambas señales, y el resultado será la misma curva de correlación. Lo anterior, en el caso de método directo, se puede aprovechar para hacer el procesamiento de - las señales, de tal forma que redunde en una reducción de - la memoria utilizada.

Como la mayor parte de la memoria que se necesita, es ocupada en almacenar las 2N muestras de las señales, se puede hacer una reducción significativa de la cantidad de memoria ocupada si nó hacemos el almacenamiento de las muestras, esto es, que conforme se vayan muestreando las señales se -

vaya haciendo el procesamiento de las mismas, deshechando-- las cuando ya hayan sido procesadas. De esta forma, como - veremos más adelante, la cantidad de memoria utilizada se-- ría solo lo necesaria para obtener el retrazo deseado.

Ahora bién, cada una de las N muestras, tiene una cierta contribución en el cálculo de cada uno de los M puntos de la correlación. Esto significa que antes de poder deshechar dicha muestra se tiene que hacer el cálculo de su contribución a cada uno de los M puntos de $C_{xy}(\tau)$. Sin embargo, éste cálculo representa una cantidad muy grande de computación a efectuar antes de poder deshechar una muestra y, como no podemos hacer el muestreo del siguiente punto sino hasta haber terminado el procesamiento del presente, se - tiene que el intervalo de muestreo resulta demasiado grande y, por tanto, el ancho de banda de las señales que se podrían procesar se ve grandemente reducido; siendo útil solo para señales cuya frecuencia sea de unos cuantos hertz.

En este punto, podemos aprovechar la propiedad de ergodicidad para aumentar el ancho de banda, de tal forma, que satisfaga los requerimientos del diseño.

Habiamos establecido que, en concordancia con la propiedad de ergodicidad, podemos obtener la correlación del - proceso tomado el conjunto de N puntos de las señales a -

partir de cualquier tiempo de inicio. Otro procedimiento - que es equivalente, y que resulta del anterior, es obtener cada punto de $C_{xy}(\tau)$ de diferentes conjuntos de N puntos. - Por ejemplo, en la figura 4.1, se tienen dos señales a correlacionar, mostrandose en ellas M diferentes secciones de N puntos. Si cada sección es procesada para obtener solo - un punto de $C_{xy}(\tau)$ (de la sección 1 se podría obtener - $C_{xy}(0)$; de la sección 2 : $C_{xy}(1)$; de la 3 : $C_{xy}(2)$, etc.), la curva de correlación resultante es equivalente a la que se obtiene calculando todos los puntos de una sola sección.

Por tanto, podemos obtener solo un punto de la correlación cada vez que se muestreen N puntos y repetir este proceso M veces hasta tener los M puntos de la misma, con lo cual, se reduce el tiempo de procesamiento entre cada muestra, aumentando, por tanto, la rapidez del muestreo. Bajo estas circunstancias, el procesamiento debe ser de tal forma que, para una muestra, se obtenga unicamente su contribución para un solo valor de τ, en lugar de hacerlo pa-

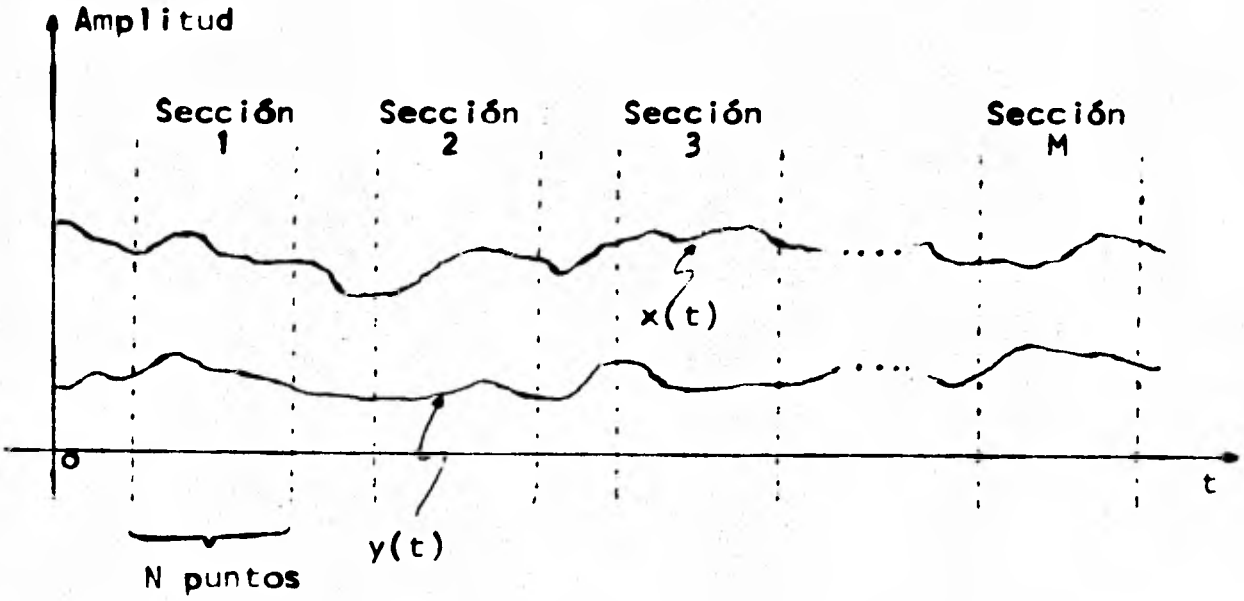


Fig. 4.1.

ra los M diferentes valores. Así, al terminar el procesamiento de las N muestras, habremos obtenido un punto de la correlación y repitiendo el proceso sucesivamente para diferentes valores de τ, se obtendrán todos los puntos deseados de la misma. La curva de correlación que de esta forma se obtiene, como ya se ha señalado, es completamente equivalente a la que se obtiene haciendo el procesamiento de un solo conjunto de N muestras que esten almacenados en memoria.

Como se observa, aprovechando la propiedad de ergodicidad y procediendo de la forma arriba anotada, la cantidad de cálculo que se efectúa para cada muestra, antes de ser deshechada, es muchas veces menor que la que se efectúa obteniendo todos los puntos de $C_{xy}(\tau)$ a la vez (ya que el procesamiento de la muestra no se hace para todos los valores de τ), por lo cual, la rapidez de muestreo aumenta considerablemente y, en consecuencia, el ancho de banda permisible para las señales a procesar se incrementa también en igual proporción. Veamos en forma aproximada cual es la cantidad de memoria que se necesita en este caso.

Para hacer el cálculo de cada punto de $C_{xy}(\tau)$, se tiene que almacenar una cierta cantidad de muestras (que va de acuerdo al valor de τ)de una de las señales, tal que se pueda obtener el retrazo fijado (esto se debe a que cada nueva muestra que se obtiene de una de las señales debe ser multiplicada por la que fue leída τ unidades de tiempo atrás de la otra señal). De esta forma, la cantidad de muestras almacenadas irá desde una para $\tau=0$, hasta M para $\tau=M-1$. Así pués, la cantidad máxima de memoria que se usa, despreciando las localidades auxiliares, es aproximadamente de M loca-

lidades, con lo cual, hemos reducido en gran proporción la cantidad de memoria utilizada.

Debe notarse que, aunque se ha reducido grandemente la cantidad de memoria utilizada, el ancho de banda de las señales que se pueden procesar también se ha visto reducido.- Esto es, si se hace el almacenamiento del total de muestras a procesar, el ancho de banda solo depende de la rapidez - con que podamos muestrear las señales, es decir, depende básicamente del tiempo de conversión A/D y, por tanto, puede ser bastante grande (ya que inmediatamente que se almacena la muestra leída se ordena la conversión de la siguiente - muestra, con lo cual, practicamente, se está leyendo mues-- tra tras muestra). En cambio, siguiendo el procedimiento - de muestrear, procesar y deshechar, que acabamos de ver, el ancho de banda depende también del tiempo de procesamiento de una muestra cualquiera para un determinado valor de τ , o sea,el tiempo mínimo de muestreo es aproximadamente igual al tiempo que dura el procesamiento de una muestra en el - cálculo de un punto de la correlación, (más el tiempo de - conversión análogo/digital de dicha muestra, que resulta - despreciable)tiempo este que es mucho mayor que si hablamos solo del tiempo de conversión A/D.

Veamos ahora, para el caso del método de la transformada de Fourier, que posibilidades existen de reducir la cantidad de memoria utilizada aprovechando la propiedad de ergodicidad u otro medio.

Como se sabe, el método de la transformada basa su conveniencia en la reducción de la cantidad de cálculo que se puede lograr utilizando en la computación de la TDF, el algoritmo llamado transformada rápida de Fourier (TRF).

Para el caso del método directo, se logra una reducción muy grande en la cantidad de memoria utilizada, no haciendo el almacenamiento de las muestras, sino efectuando el procesamiento de las mismas conforme se va haciendo el muestreo, y deshechandolas después de esto. En el caso del método de la transformada no se puede realizar lo anterior, si es que desea reducir la cantidad de computación (utilizando para ello la TRF). Esto es, para utilizar el algoritmo de la TRF es necesario almacenar en memoria la totalidad de los puntos que se van a transformar, ya que la manipulación que hace este algoritmo de las muestras (ordenamientos multiplicación de puntos defasados entre si, etc.), es de tal forma que resulta imposible si no se encuentra almacenada la totalidad de las muestras.

Debido a esto, queda descartada una reducción de memoria cuando se utiliza la TRF.

Existe, sin embargo, para el método de la transformada una forma de reducir la cantidad de memoria utilizada a niveles comparables a los que se obtuvieron para el método directo. Si hacemos el cálculo de cada punto de la TDF en forma análoga a como se hizo el cálculo de cada punto de la correlación por el método directo, es decir, si aprovechamos la propiedad de ergodicidad y para cada sección de N puntos de las señales de entrada, calculamos solo un punto a la vez de la TDF de cada señal, podemos prescindir del almacenamiento de las muestras; ya que se puede ir deshechando toda muestra ya procesada. El procedimiento sería el siguiente: Se cálcula, como hemos propuesto, un punto de la TDF de cada señal, se multiplican entre sí ambos puntos y se obtiene su contribución a los M puntos de la TDF inversa, que es la correlación de las señales. Repitiendo este procedimiento N veces, obtendremos finalmente el valor total de los M puntos de la curva de correlación.

En este procedimiento, para el método de la transformada, la cantidad de memoria utilizada también es aproximadamente igual a M localidades, sin embargo, el cálculo de

las TDF esta hecho en forma directa, razón por la cual la - cantidad de cálculo resulta ser mucho más grande (proporcional a N^2 y no a $(N+M)\ Log_2\ (N+M)$) que la que se tiene cuando se - usa la TRF.

Hay otra alternativa para ahorrar memoria usando la TRF en el cálculo de la correlación. Cuando se partisionan las secuencias de N puntos en varias secciones para hacer el cálculo de la TDF, se puede pensar en no hacer el almacenamiento de las N muestras, sino solo almacenar las muestras correspondientes a una sección. Como hemos visto, estas secciones se procesan en forma independiente, por lo que después de procesar una de ellas, se puede muestrear otra sección - deshechando los puntos ya procesados. De esta forma, la cantidad de memoria ocupada se reduciria solo a la necesaria para almacenar una sección.

Este procedimiento tiene un problema: cada sección debe ser la continuación de lo anterior, mas, sin embargo, si muestreamos cada sección en diferentes tiempos, dificilmente coinciderán los puntos de unión y, por tanto, existirán discontinuidades en estos puntos, las cuales, estarán regidas por el azar y tendrán cierto efecto en el resultado obtenido ; aumentando el porcentaje de error en el valor final de los puntos de la correlación. En la fig. 4.2a se muestra una posi-

ble señal obtenida al unir varias secciones tomadas en diferentes tiempos. Se puede notar que el error en las discontinuidades puede ser pequeño ó grande, dando por resultado que la señal obtenida al unir varias secciones, sea diferente a la señal original, fig. 4.2b. De esta suerte, estaríamos obteniendo la correlación de la curva de la fig. 4.2a, en lugar de obtenerla para la curva de la fig. 4.2b.

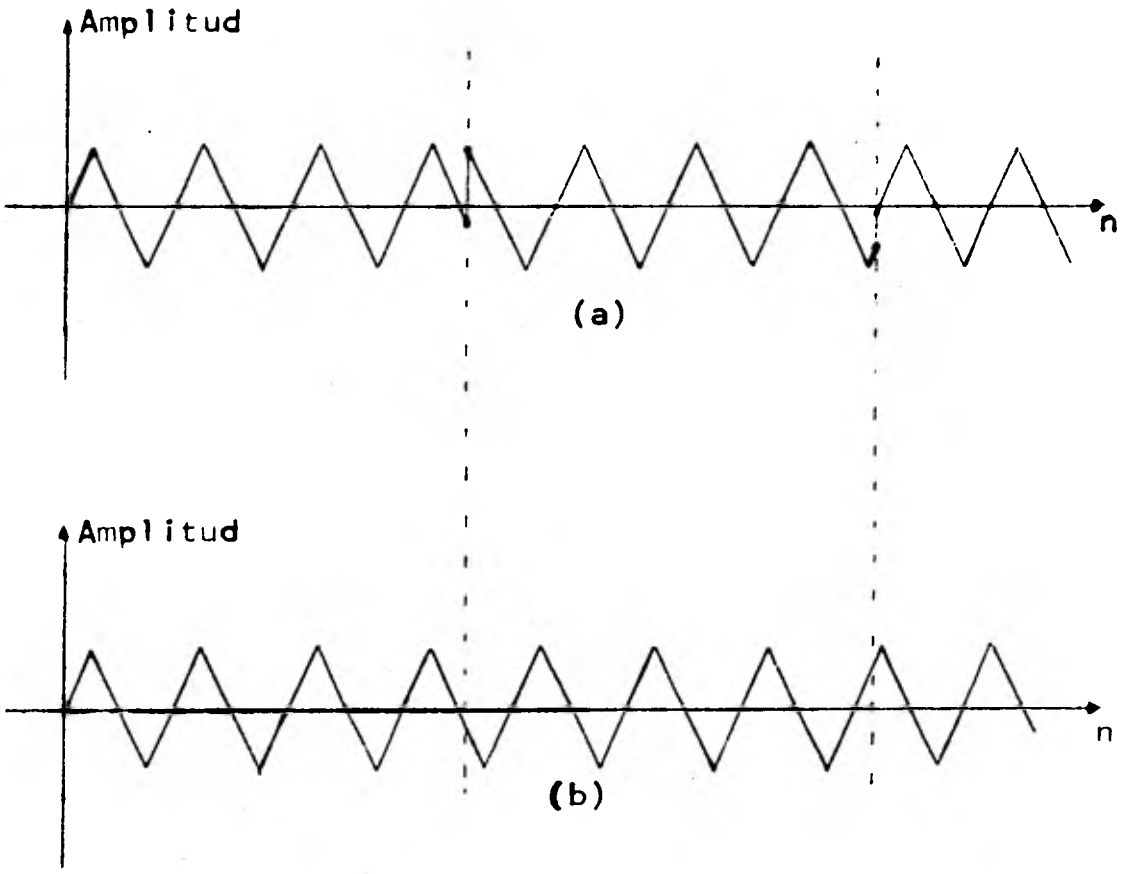


Fig. 4.2

En los párrafos precedentes hemos hecho un análisis de los métodos de obtener la correlación (directo y de la transformada) y de las característica y factores que se deben tomar en cuenta para hacer la elección de cualquiera de ellos. Con base en lo anterior podemos concluir lo siguiente:

- El método de la transformada (usando la TRF) es un método poderoso, apropiado cuando se está utilizando una computadora (mini ó más grande) de suficiente capacidad, se esta manejando una cantidad (N) muy grande de muestras y la cantidad (M) de puntos de la correlación que se desea obtener es también muy grande.

- Para valores relativamente pequeños de M el método directo nos resulta más conveniente, ya que la cantidad de memoria que ocupa es pequeña; la cantidad de computación resulta menor ó comparable a la necesaria por el método de la transformada y la estructura y complejidad del programa que se necesita es muchas veces menor que el necesario para el método de la transformada.

De acuerdo a lo anterior, es claro que el uso del mé-

todo directo nos resulta más ventajoso al uso del método de la transformada, razón por la cual, el método directo es el utilizado para la obtención de la correlación en este trabajo.

4.1.1.- PROCEDIMIENTOS.

Haciendo un resumen de los puntos analizados en la discusión anterior, referentes a la obtención de la correlación por el método directo, se puede establecer lo siguiente:

- Las señales a procesar serán muestreadas por secciones de N puntos, obteniendo un punto de la correlación del procesamiento de cada una de estas secciones. De esto resulta que se muestrearán M secciones de N puntos, siendo M el número de puntos deseados de la correlación.

- El procesamiento de cada par de muestras (una por cada señal) se hará durante el intervalo de muestreo deshechandose después de esto y ocupando su lugar el nuevo par de muestras leídas.

- La cantidad de memoria ocupada para el almacenamiento de las muestras sera igual a $\tau+1$ (τ varía de cero

a M-1, de acuerdo al retrazo) localidades de memoria.

Con base en lo anterior, analizaremos enseguida el procedimiento que se sigue en el cálculo de cada uno de los puntos de la correlación. Como el cálculo de todos los puntos es semejante, variando solo por la longitud del retrazo τ, nos referimos, en forma general, al cálculo de uno de ellos para un cierto valor del retrazo τ, entendiendose que para el cálculo de cada punto de $C_{xy}(\tau)$ este procedimiento debe repetirse.

Consideremos el cálculo de un punto de la correlación, dado por la expresión siguiente:

$$C_{xy}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N} x(n)\,y(n+\tau)$$

La expresión anterior, indica que la señal y(n) debe ser adelantada τ unidades de tiempo respecto a la señal x(n), para luego ser multiplicadas (punto por punto) entre si ambas señales; sumandose estos productos en una sola cantidad y finalmente dividiendo dicha cantidad entre N. El resultado obtenido de las operaciones anteriores representa el punto $C_{xy}(\tau)$ de la curva de correlación.

Veámos en forma gráfica lo que significa el párrafo anterior. La figura 4.3 muestra la señal x(n), y(n) y $y(n+\tau)$.

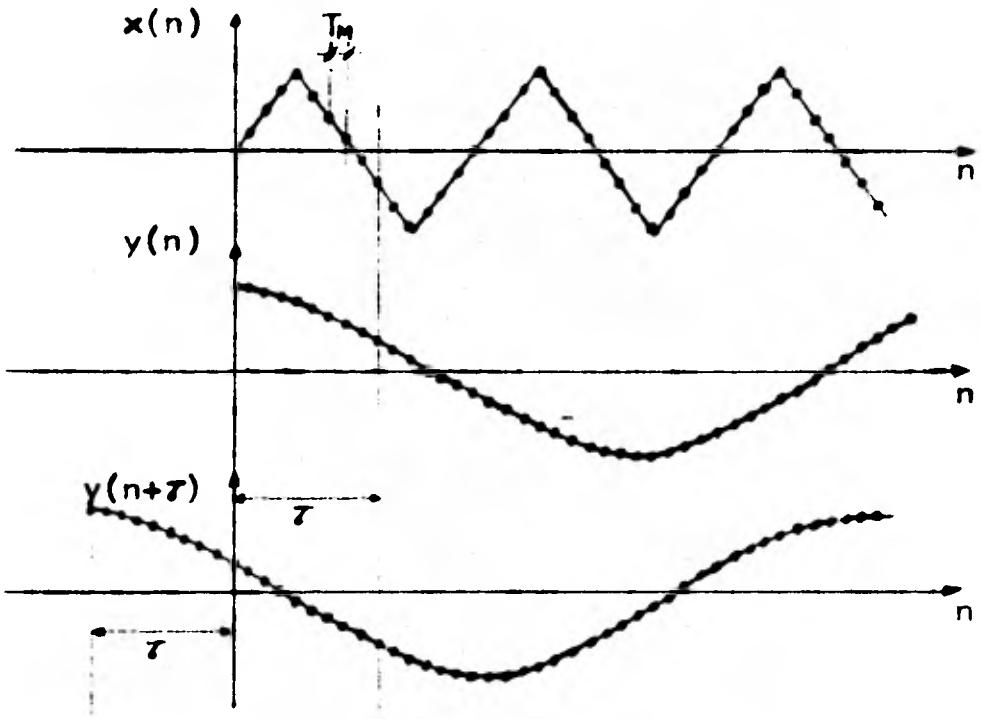


Fig. 4.3.- Las señales x(n), y(n) y y(n + τ) usadas en el cálculo de un punto de la correlación.

Como se aprecia en la figura, todo punto de x(n) debe ser multiplicado por el punto correspondiente de y(n), que está τT_M segundos más adelante (T_M es el período de muestréo, ver sección 4.4.1), ó lo que es equivalente todo punto de y(n) debe ser multiplicado por el punto correspondiente x(n) que está τT_M seg. mas atrás.

La forma en que se obtiene el adelanto de y(n) es mediante el microcomputador, sin embargo, como no es posible predecir valores de y(n), el procedimiento equivalente que se sigue

es retrazando x(n) la misma cantidad, lo cual, se consigue almacenando los puntos de x(n) durante τT_M seg. en un conjunto de localidades de memoria de longitud $\tau + 1$, al cual llamaremos "Rol de memoria". Las muestras de la señal y(n) son almacenadas en una única localidad de memoria llamada BACTUAL, donde la nueva muestra leída substituye a la anterior, es decir, para la señal y(n) solamente es necesario almacenar la muestra actual, ya que no debe ser retrazada.

El Rol de memoria consiste en $\tau + 1$ localidades de memoria (de la cero a la τ), donde el almacenamiento de las muestras se vá turnando circularmente, es decir, se almacenan las primeras $\tau + 1$ muestras en las $\tau + 1$ localidades, llenando el Rol de memoria, comenzando de nuevo en la localidad cero para la muestra $\tau + 2$ y así sucesivamente. Nótese que toda muestra que se desplaza ha sido ya procesada.

Toda muestra de x(n) que ya ha sido retrazada τT_M segundos, es multiplicada por la muestra actual de y(n) (que esta τT_M seg. más adelante), sumándose este producto a una cantidad llamada sumatoria, almacenada en varias localidades de memoria (que al principio del procesamiento de cada punto es puesta en ceros). Nótese también, que solo existe una muestra de x(n) en el Rol de memoria, que tenga un retrazo de τT_M seg. respecto a la última muestra tomada de y(n).

El procesamiento de las muestras no comienza, sino hasta que se obtiene el par de muestras No.τ + 1, que es cuando la - primera muestra de x(n), almacenada en el rol de bytes, tiene un retrazo de τT_M seg. respecto a la muestra No.τ + 1 de y(n). En ese momento se multiplica la muestra τ + 1 de y(n) (y(τ)),- por la primera muestra de x(n) (x(0)), almacenandose su producto en la sumatoria y continuando después el procesamiento con la multiplicación de la muestra y(τ + 1)(No.τ + 2) por la muestra x(1) (No. 2 de x(n)), y(τ + 2) por x(2), etc., hasta que - se han muestreado y procesado N pares de puntos. Finalmente - se divide la sumatoria entre N, con lo cual se completa el cálculo del punto $C_{xy}(\tau)$ de la curva de correlación.

Hemos conciderado el cálculo de la correlación solo para valores positivos de τ . Para valores negativos se puede aprovechar las propiedades de simetría de la intercorrelación, esto es, que $C_{xy}(\tau) = C_{yx}(-\tau)$. Entonces, si intercambiamos las - señales tomando la señal y(n) como x(n) y x(n) como y(n), ob-- tendremos la correlación para valores negativos de τ .

Si lo que queremos es obtener la autocorrelación de una - señal, simplemente conectamos la misma señal a las dos entra-- das, obteniendose la curva completa de la autocorrelación; ya que en este caso $C_{xx}(\tau) = C_{xx}(-\tau)$.

4.2.- DESCRIPCION DE LOS COMPONENTES DEL SISTEMA.

Como se estableció, la correlación se obtendrá mediante procesamiento digital, utilizandose para ello el método directo y un microcomputador como componente central del sistema.

En esta sección se establecerán y diseñarán las partes ó componentes del sistema que es necesario construir para satisfacer los requerimientos del mismo.

De acuerdo al objetivo del proyecto, a la entrada del correlador se deberán introducir las dos señales analógicas que se desean procesar y a la salida del mismo, después de haberse efectuado el procesamiento, se dispondrá de la correlación de dichas señales en forma analógica.

Puesto que el procesamiento de las señales se hará en forma digital, la primera necesidad que surge es dotar al sistema con una etapa de muestréo y conversión análoga-digital de las señales de entrada. Asimismo, para disponer a la salida del sistema de la señal de correlación en forma analógica, se debe contar con otra etapa de conversión digital-análogo.

Ya que se trata de convertir dos señales de análogo a digital se tienen dos posibilidades :

a) Utilizando dos conversores A/D, uno para cada señal, y b) - Utilizando un solo conversor A/D y añadiendo una etapa multi-- plexora que conecte al conversor una u otra señal. Hemos escogido la opción b, puesto que resulta más económica y los resultados que se obtienen son similares.

El hecho de que, para la opción b, el muestreo de ambas - señales no sea exactamente simultaneo (en razón de que primero se muestrea y convierte una de las señales y enseguida la otra), tiene un efecto mínimo en el resultado final. Esto se justifica debido a que el tiempo de retrazo entre el muestreo de una y otra señal (aproximadamente el tiempo de conversión A/D) es alrededor de 40 useg y el intervalo de muestreo, dada la frecuencia de las señales que se procesa, es del orden de varios cientos de useg. Por tanto, el tiempo de retrazo es considerablemente más pequeño que el intervalo de muestreo, por lo que resulta despreciable el error que se podría introducir por este motivo. El efecto total es la aproximación que se hace al tomar $\tau T_M \cong \tau T_M + t_R$, donde T_M es el período de muestreo, t_R es el tiempo de retrazo entre el muestreo de una y otra señal y se cumple que $T_M \gg T_R$.

La fig. 4.4 muestra el diagrama del bloque del sistema, - el cual consta finalmente de: Una "Etapa Multiplexora", una - "Etapa Conversora Análogo/Digital", una "Etapa de Procesamiento"

y una "Etapa Conversora Digital/Análogo".

A continuación daremos una descripción resumida del microcomputador que utilizaremos (Etapa de Procesamiento) y enseguida la descripción y diseño detallados de los restantes componentes del sistema.

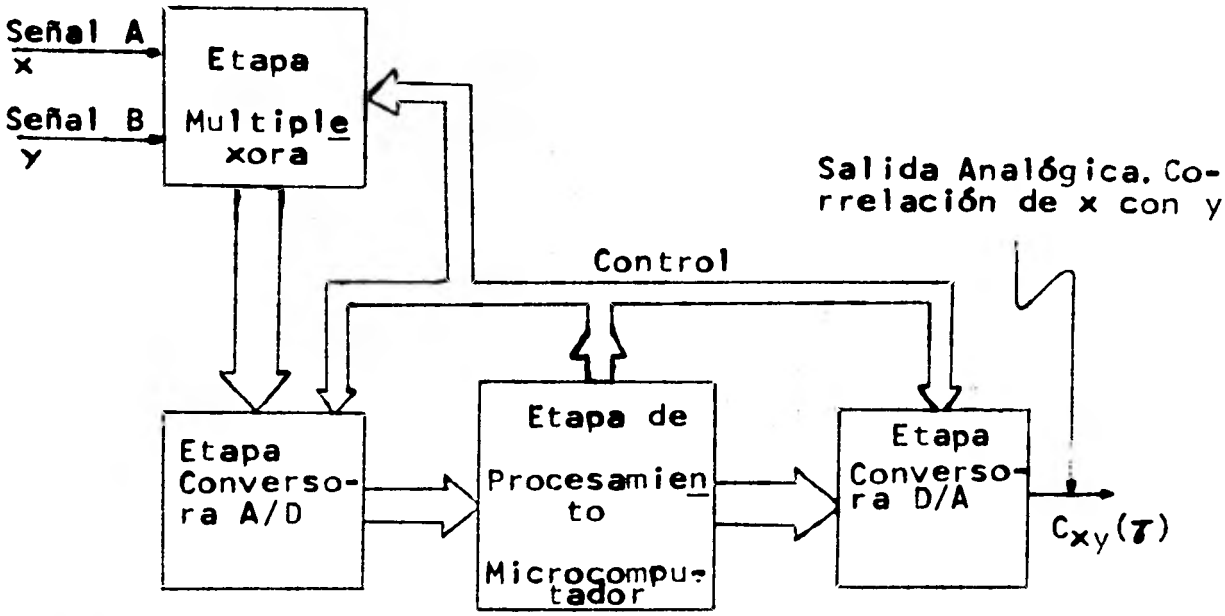


Fig. 4.4.- Diagrama de bloques del sistema.

4.2.1.- ETAPA DE PROCESAMIENTO (MICROCOMPUTADOR)

El procesamiento, y todas las acciones de control que se ejecutan en el correlador, son llevadas a cabo por el microcomputador. La figura 4.5 muestra un diagrama de bloques del microcomputador utilizado. Se trata del módulo KIM-1 de la firma MOS TECHNOLOGY INC., que utiliza el microprocesador MCS6502. Los componentes y características generales del sistema KIM-1 se describen a continuación.

MPU MCS6502

Microprocesador de una sola pastilla con 40 terminales - (tecnología MOS), palabra de 8 bits para datos y 16 bits para dirección, circuito de memoria abarcando un total de 65,536 localidades, reloj interconstruido de 1 MHZ (se añade cristal externo) y capacidad para manejar interrupciones.

PIMD MCS6530-002 Y PIMD MCS6530-003

Memoria de lectura (ROM) e interface paralela para perifericos (tecnología MOS). Cada PIMD incluye: 1,024 bytes de ROM, 64 bytes de RAM, dos puertos paralelos de 8 líneas de entrada salida (E/S), reloj temporizador interconstruído programable (TIMER) y capacidad de interrupción programable mediante el reloj temporizador.

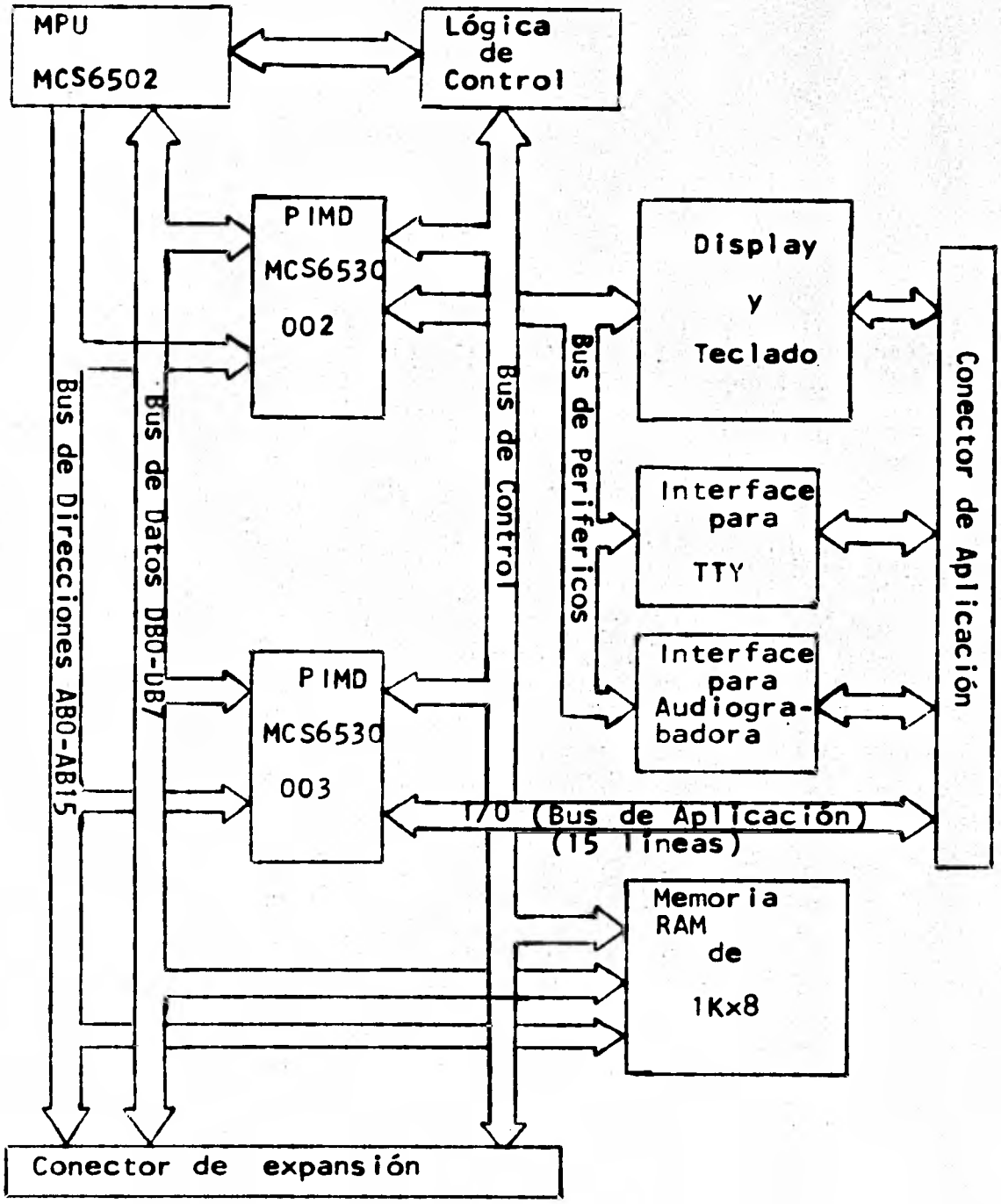


Fig. 4.5.- Diagrama de bloques del KIM-1

LOGICA DE CONTROL

Circuiteria lógica usada para proporcionar las señales de control a todos los componentes del microcomputador.

DISPLAY Y TECLADO

Display de seis digitos y teclado hexadecimal. Mas 7 teclas de control y un interruptor.

INTERFACE PARA TTY Y AUDIOGRABADORA

Circuitos de interface para efectuar la transmisión y recepción de datos digitales a un teletipo (modelo 33ARS ó equivalente) y a una audiograbadora convencional.

MEMORIA RAM DE 1kx8

1,024 locales de memoria de 8 bits disponibles para escritura y lectura de datos.

CONECTORES DE APLICACION Y EXPANSION

Conectores de 44 terminales usados para proporcionar puntos de conexión externa al módulo KIM-1 (ver la asignación de

terminales de los conectores en el apéndice E).

Para una descripción detallada de todos los componentes - del KIM-1 veanse las referencias 11, 12 y 13.

4.2.2.- ETAPA MULTIPLEXORA.

Esta etapa tiene como objeto hacer el multiplexaje de las dos señales a procesar. Es decir, servirá para conectar y desconectar una ú otra señal a la entrada de la etapa conversora A/D, con el fin de que se realice el muestreo de los puntos correspondientes a cada señal. Este proceso de conexión y desconexión se realiza ininterrumpidamente durante todo el tiempo - que dura el muestreo, por lo cual, es necesario que esta etapa cuente con interruptores que realicen dicha función y cuya velocidad de respuesta sea lo suficientemente grande para satisfacer las necesidades del sistema.

Puesto que la velocidad de respuesta de los interruptores debe ser conciderablemente grande (por lo que resultan incon-- venientes los interruptores mecánicos),se han utilizados los - interruptores electrónicos en circuito integrado tipo MOS modelo CD4016,cuya rapidez de respuesta es adecuada,operan en forma efectiva para señales de hasta 15 volts pico a pico y se compor

tan eficasmente, ya séa como corto circuito ó como circuito abierto, de acuerdo al voltaje a que este sujeta la terminal de control.

El control de los interruptores, dada la función que desempeñan, es hecho por programa utilizandose para este fin las terminales PB0 y PB1 del puerto B existente en el microcomputador. Estas terminales tendrán un voltaje de cero ó 5 volts de acuerdo a la acción que se ejecute. Por otro lado, para abrir ó cerrar los interruptores es necesario sujetar la terminal de control V_c de los mismos a un voltaje igual a V_{DD} (alto) ó V_{SS}(bajo) respectivamente, y este voltaje deberá ser producido a partir del voltaje dado por PB0 y PB1, que es cero ó cinco volts. Analizando varias alternativas posibles se concluyó que la mejor forma de hacerlo, debido a la rapidez de respuesta y su sencilles, era por medio de un simple transistor que trabaje como un amplificador en emisor común entre corte y saturación y donde el voltaje de colector de corte sea V_{DD} y el de saturación corresponda a V_{SS}. Dado que estos voltajes (V_{DD} y V_{SS}) son generados a partir de cero ó cinco volts,resulta que una manera eficaz de trabajar los interruptores es haciendo que el voltaje de control varie entre cero y +15 volts; voltajes éstos que son facilmente producidos al conectar el amplificador entre cero y +15 volts. La fig. 4.6 muestra el circuito del amplificador que se utilizó: si el

voltaje en A es de cero volts, la salida en B tendrá 15 v; - si el voltaje A es de 5 volts, B tendrá aproximadamente 0 v - (saturación).

Con V_{DD} =15 v y V_{SS} = 0 v, debemos convertir las señales de entrada (que harian de -10 a + 10 volts) al rango de - voltaje que manejarán los interruptores (de 0 a 15 volts). Para esto, se utilizaron los amplificadores operacionales A_1 y A_2 (ver la figura 4.8), que reducen en un factor de 2:1 el - voltaje de entrada de cada señal y le añaden una componente - de directa de + 5 volts. De esta forma, las señales de entrada variarán ahora de 0 a + 10 volts.

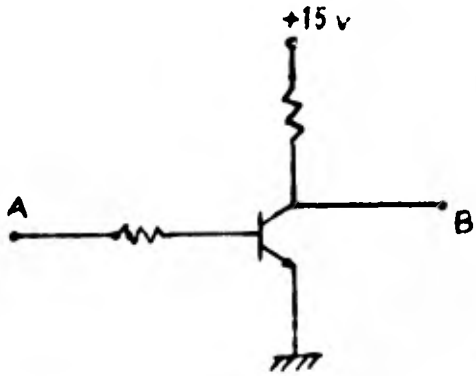


Fig. 4.6.- Circuito Amplificador.

En la sección correspondiente a la etapa conversora A/D - se verá que el rango de voltajes que debe ser entregado a la - misma por la etapa multiplexora debe de ir de -10 v a 0v. - Como a la salida de los interruptores se tiene una variación - de 0 a 10 volts, se ha añadido un amplificador operacional - (A_3) en ese punto, que suma una componente de directa de - 10 volts a la señal que ahí se tiene, produciendo de esta forma - la entrada adecuada para la siguiente etapa (-10 a 0 volts).

En suma, el efecto de la etapa multiplexora es que, te-- niendo a la entrada dos señales variando de -10 volts a + 10 - volts, proporciona a la salida una señal que es el multiplexa- je de las señales de entrada y cuya variación va de - 10 volts a cero volts.

El control de esta etapa, como se ha señalado antes, es - hecho por programa mediante las terminales PB0 y PB1. Aunque la combinación lógica de estas dos terminales dán como resulta do cuatro funciones lógicas (dos de las cuales controlas la co nexión de una ú otra señal de entrada), se ha hecho aprovicio- namiento mediante circuiteria para poder disponer de las dos - funciones restantes en alguna aplicación posterior.

El desarrollo de las funciones lógicas de control con com puertas NAND se muestra en la figura 4.7, donde A es la función

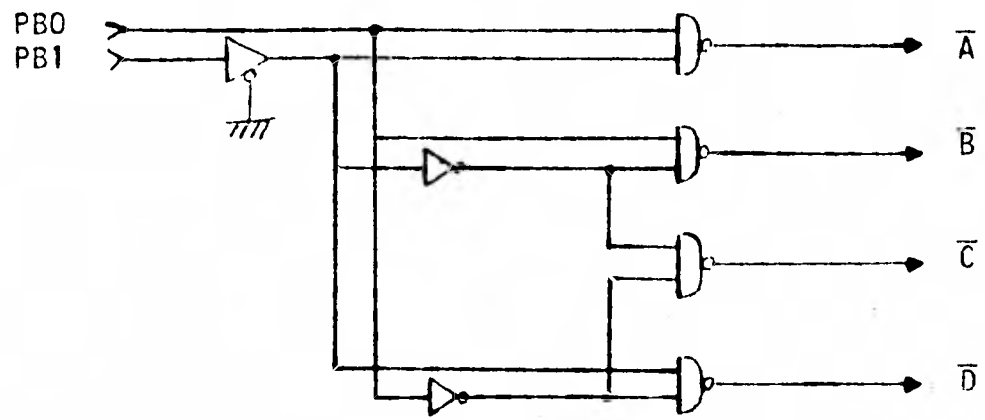


Fig. 4.7.- Desarrollo de las funciones lógicas de Control usando compuertas NAND e Inversores.

"control para señal A conectada", B es la función "control para señal B conectada" y C y D son las funciones restantes. El hecho de que, a la salida de esta lógica de control, se tenga el negado de las funciones lógicas se debe a que los amplificadores que disparan los interruptores actúan como inversores. Se ha añadido un "buffer" para acoplar PB1 a las compuertas, debido a que, de acuerdo a las especificaciones técnicas del microcomputador relativos a los puertos, PB1 solo puede manejar una carga TTL, mientras que PB0 es completamente compatible con la tecnología TTL.

Finalmente el diseño de la etapa multiplexora queda como lo muestra la figura 4.8, donde los interruptores están marcados S1 y S2.

El diagrama de señales y funciones lógicas en diferentes puntos de la etapa multiplexora, para el caso en que es hecha la conexión de la señal A, se muestra en la figura 4.9. Como se puede apreciar en ésta, al cambiar PB0 y PB1 al "1" lógico, el transistor pasa de saturación a corte, conectando la señal A durante el tiempo que PB0 y PB1 son simultánemante 1.

Cabe hacer notar que en el punto P, la señal A, además de estar reducida en escala y tener una componente de directa, también se encuentra invertida. En el punto Q nuevamente se invierte la señal, quedando, asi, otra vez en fase con la señal de entrada.

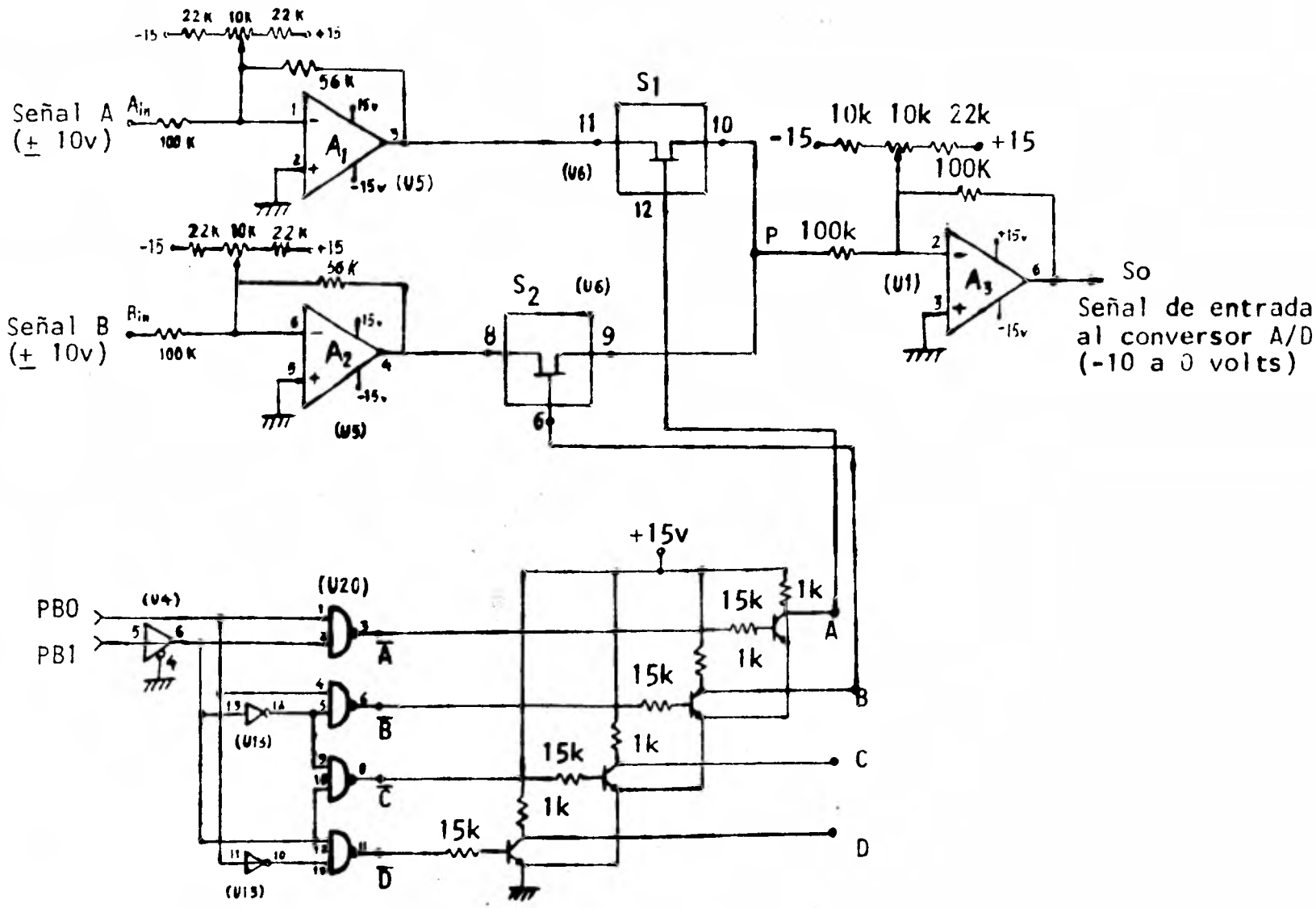


Figura 4.8.- Etapa Multiplexora.

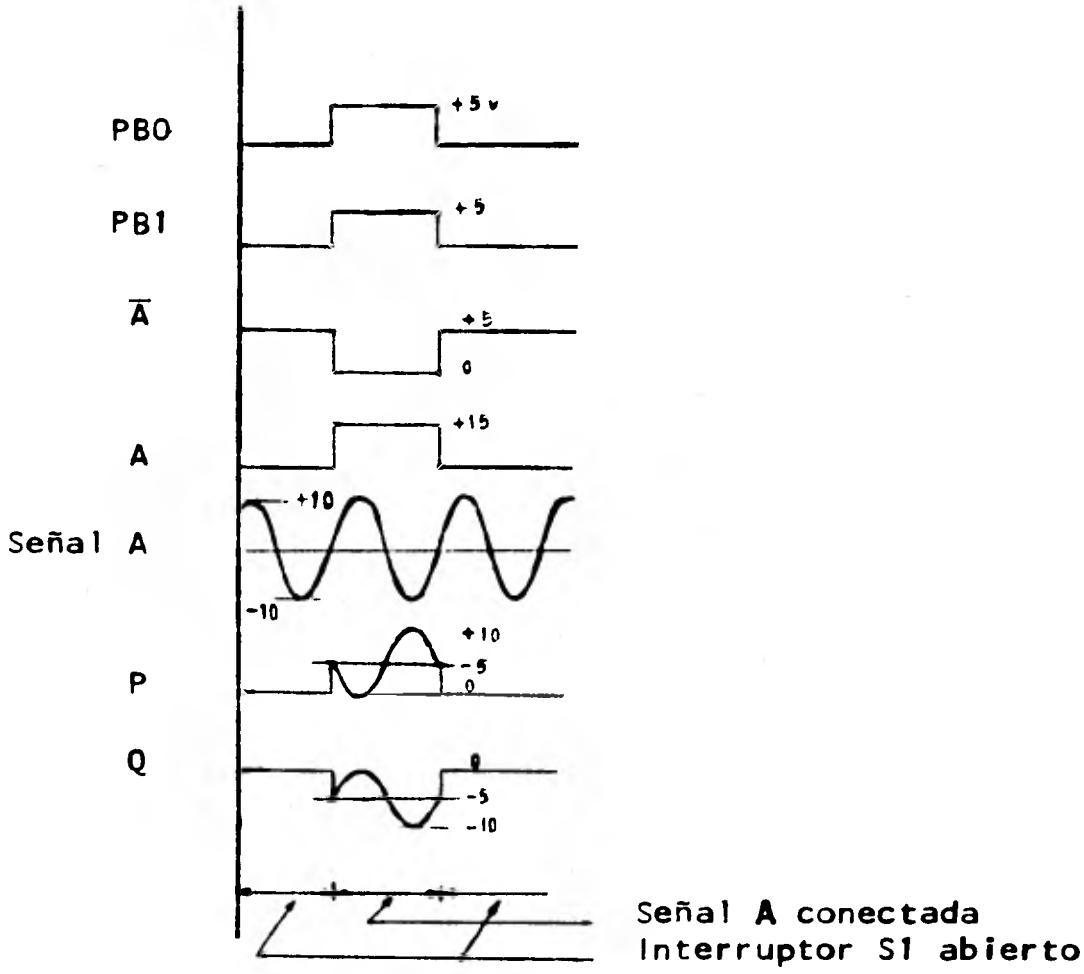


Fig. 4.9.- Diagrama de señales y funciones lógicas (caso para la señal A conectada).

4.2.3.- ETAPA CONVERSORA A/D.

La etapa conversora de análogo a digital tiene como elemento principal un circuito integrado, el cual realiza la conversión A/D de una muestra analógica a un número binario con una resolución de 8 ó 10 dígitos. Se trata del conversor análogo a digital AD7570, fabricado por la firma "Analog Devices".

De acuerdo a las especificaciones y a la guía de operación (referencia 20) hemos usado la forma del circuito mostrada en la figura 4.10.

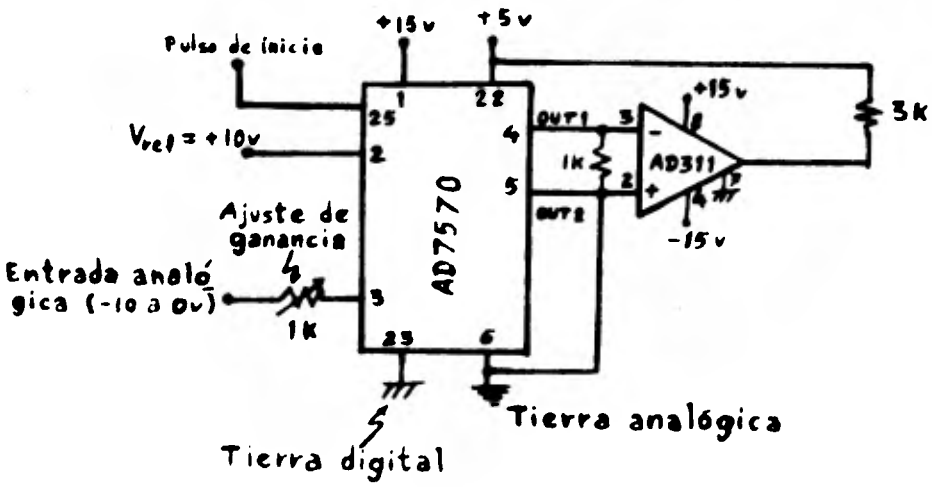


Fig. 4.10

La forma general en que opera esta etapa al realizar la - conversión A/D es la siguiente:

1.- Se escribe un "uno" en el bit menos significante de - una cierta dirección de memoria llamada ANALO; indicando, así, que la conversión A/D debe comenzar.

Durante la escritura la dirección de memoria ANALO es usada solamente para este fín y, con el objeto de evitar su direccionamiento indeseado, corresponde a una sección de memoria no existente en el microcomputador; ó sea, a direcciones de memoria para expansión y cuya decodificación viene ya hecha.

La acción: "escribir un uno" en el bit menos significante de ANALO, es detectada mediante lógica de con-- trol que ha sido añadida y que ocasiona el disparo de un circuito que genera un pulso de "inicio", el cual inicializa al conversar AD7570, comenzando, así, la - conversión A/D.

2.- Con el fín de averiguar si la conversión se ha completado, se efectúa la lectura de la localidad de memoria ANALO. Si el bit 7 es "0", la conversión es aún incompleta; si es "1" la conversión se habrá completado.

Durante la lectura la localidad ANALO es usada solo - para este fin, no interfiriendo al uso que se le dá - durante la escritura.

Al realizar la lectura de ANALO, la lógica de control transmite el estado del indicador "BUSY" (terminal 28 del conversar AD7570) al bit 7 del bus de datos, trás de cuyo análisis se sabrá si la conversión se ha completado ó no.

3.- Si el estado del BUSY es "1" (conversión completa), - se hace la lectura de la dirección de memoria llamada "DIGITA", la cual proporsionará el dato digital correspondiente a la conversión A/D efectuada.

La dirección DIGITA corresponde también a localidades de memoria de expansión,no existentes en el microcomputador, utilizandose unicamente para este fin durante la lectura. La transmisión del dato digital (de 8 bits), de la terminales del conversor A/D al bus de - datos, es efectuada mediante la lógica de control al hacer la lectura de DIGITA.

Para producir el pulso de disparo que inicializa la conversión A/D del voltaje presente en ese instante en la entrada

analógica A (terminal 3 del AD7570), se ha usado el circuito integrado 74121. La fig. 4.11 muestra el arreglo necesario - para esto. Al producirse un cambio de voltaje de + 5 a 0 volts en la terminal 4 del circuito 74121, este genera un pulso cuya anchura está en función de la resistencia y el capacitor conectados en las patas 10 y 11. Dado que, de acuerdo a las especificaciones, el ancho del pulso que necesitamos generar debe ser de un mínimo de 0.5 microsegundos, los valores de - R =8.2 K y C=100 pf han sido elegidos para que satisfagan este requerimiento, produciendose un pulso de duración de 0.57 microsegundos.

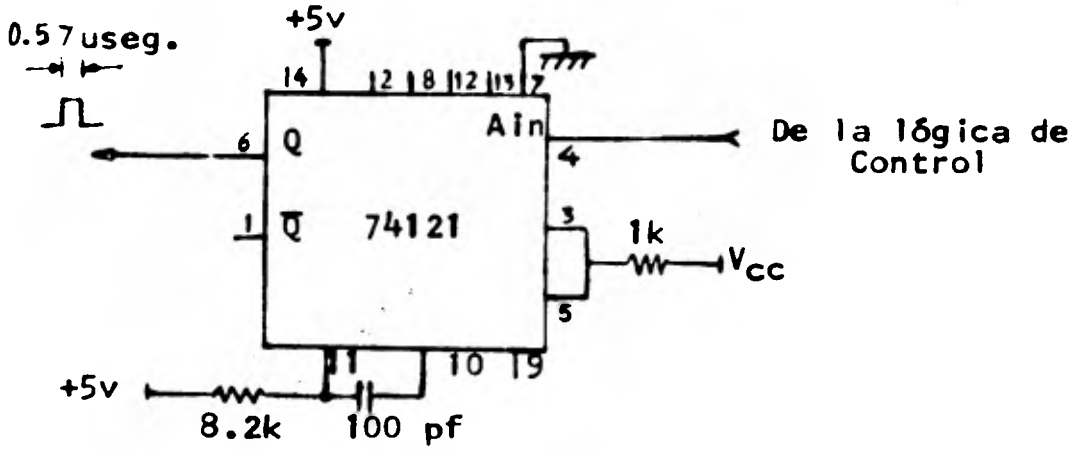


Fig. 4.11

La figura 4.12 muestra las conexiones hechas a la terminal del BUSY, a los bits dato de salida del conversor A/D DB2 a DB9 (terminales de la 12 a la 17) y a las terminales habilitadoras tanto del BUSY (Ben, Term.27) como de los bits dato (LBen y HBen, Term. 20 y 21). Se han conectado "buffers" aisladores al BUSY y a los bits dato, debido a que, no obstante que son de 3 estados, la corriente que pueden suministrar no es la suficiente para manejar el bus de datos del microcomputador cuando se conectan directamente (controlandolos mediante sus terminales habilitadoras). Las terminales habilitadoras ahora se han conectado a +5 volts, con lo cual a la entrada de los "buffers" siempre se tiene el estado real del BUSY y de los bits dato. De esta forma, el control del paso de éstas señales ahora se hace mediante las terminales habilitadoras de los "buffers", mismas que se han conectado a la lógica de control.

El control de esta etapa es, por supuesto, también hecho por programa, a travez de las conexiones hechas con la lógica de control. Veámos como se armó esta lógica.

La decodificación dada en el KIM está hecha por secciones de 1k (1024)de memoria mediante los bits 11, 12 y 13 del bus de direcciones, llamándosele a estas decodificaciones - K0, K1, K2, K3, K4, K5, K6 y K7. La sección de memoria que

cubre cada decodificador se muestra en la tabla siguiente , - donde todas las direcciones están dadas en código hexadecimal.

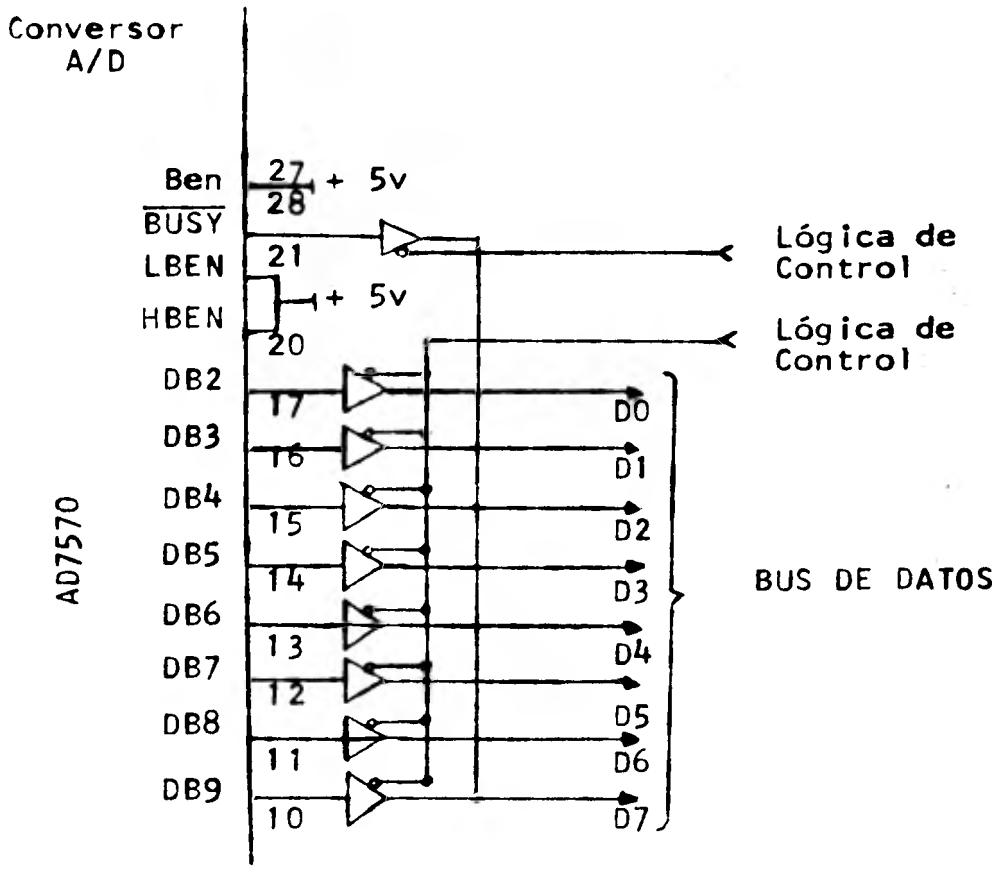
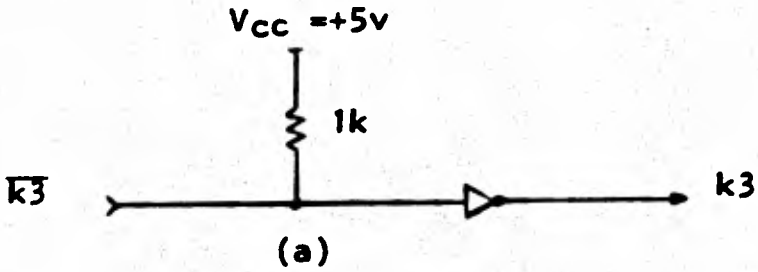


Fig. 4.12

DECODIFICADOR	DIRECCIONES QUE CUBRE
K0	0000 a la 03FF (Hex)
K1	0400 a la 07FF (Hex)
K2	0800 a la 0BFF (Hex)
K3	0C00 a la 0FFF (Hex)
K4	1000 a la 13FF (Hex)
K5	1400 a la 17FF (Hex)
K6	1800 a la 1BFF (Hex)
K7	1C00 a la 1FFF (Hex)

Se ha escogido el decodificador K3 (direcciones 0C00 a 0FFF) para representar a la dirección de memoria ANALO. Es decir, para inicializar la conversión deberemos escribir cualquier número binario que contenga un "1" en el bit menos significativo (D0) en cualquier dirección dentro del rango que cubre K3. En las decodificaciones hechas en el KIM se tienen los valores negados de las K'S, mismas que vienen con salida de colector abierto, por lo que se deberá armar el circuito que se muestra en la fig. 4.13a.

Por otro lado, para asegurar que el disparo del circuito (74121) que produce el pulso de inicio, sólo suceda cuando con



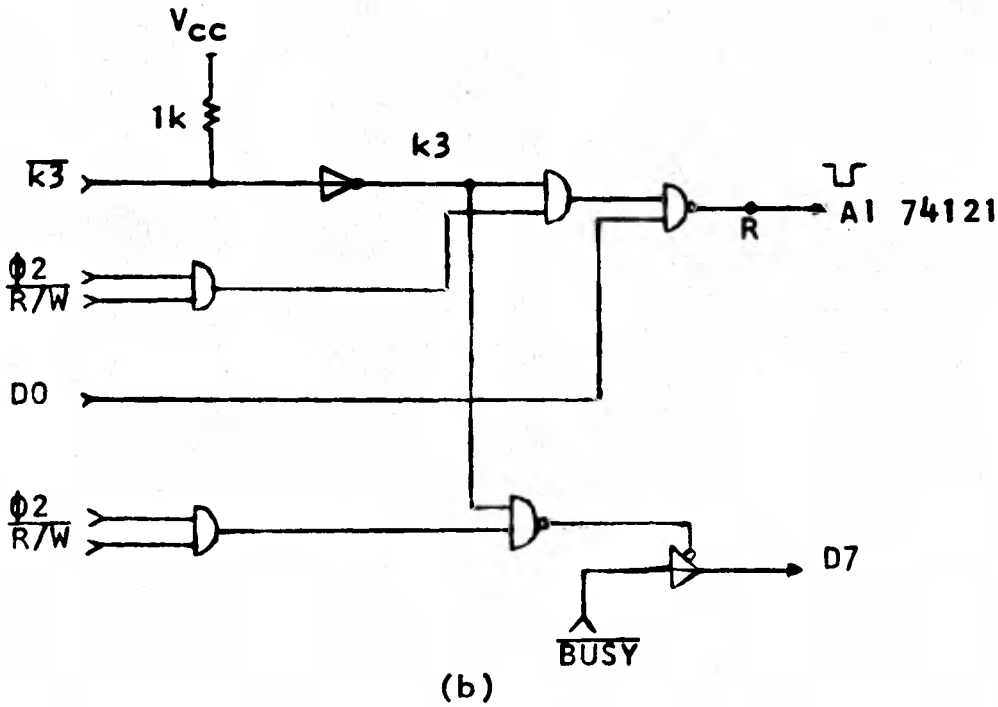


Fig. 4.13

curran las condiciones establecidas para ello, se ha armado el circuito de la figura 4.13b, donde se a armado el circuito necesario para habilitar la lectura del estado del BUSY, que ocurre con la línea R/W en estado "1".

La relación de tiempos de escritura y lectura para la dirección dada por K3 se muestran en la fig. 4.14 (a) y (b) respectivamente.

En la figura 4.15 se muestra el aprovisionamiento hecho para realizar el control de los "Buffers" conectados a las terminales de datos del conversor (DB2 a DB9). Esto se a hecho mediante la lectura de la decodificación K4 (direcciones del 1000 al 13FF), la cual representa a la dirección de memoria DIGITA. En la fig. 4.14c se muestra el diagrama de tiempos de ocurrencia.

Veamos lo que ocurre en la lógica de control durante alguno de los procesos. Sea, por ejemplo, la lectura del dato digital correspondiente a la conversión de la muestra analógica. En este caso, como lo hemos fijado, se leerá el contenido de la dirección de memoria DIGITA.

Al iniciarse el ciclo con la bajada del reloj (Ø2) del mi

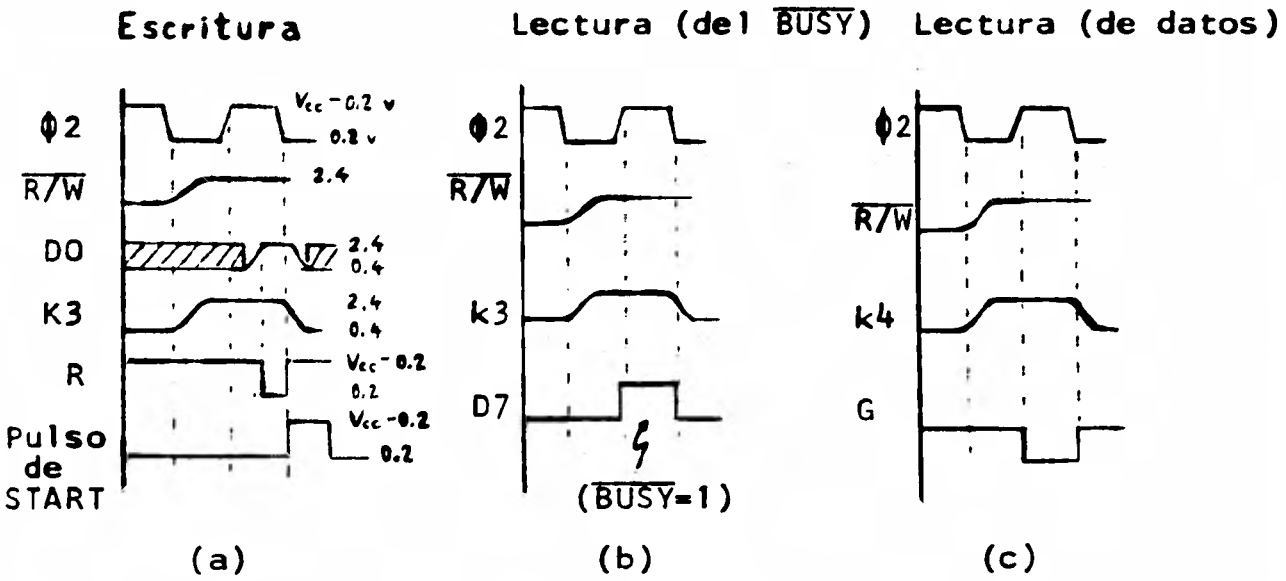


Fig. 4.14.- Diagrama de tiempos.

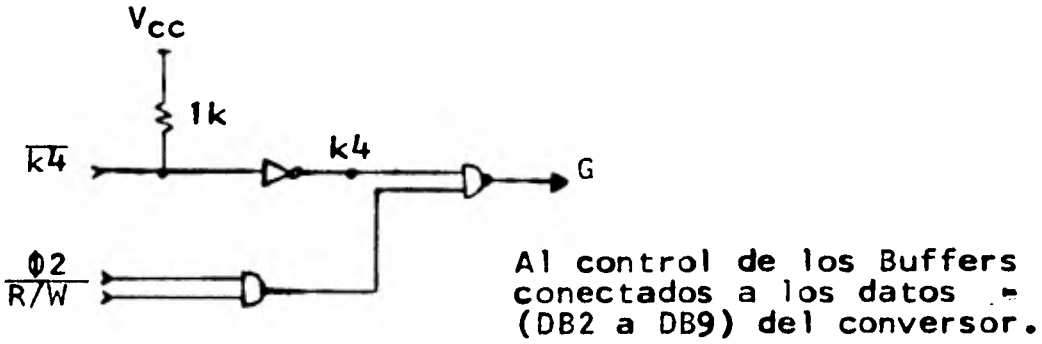


Fig. 4.15

croprocesador(pasando de + 5 a 0 volts), K4 cambiará de "0" a "1" durante todo ese ciclo y R/W continuará en el estado "1". Con esto, la señal G de la figura 4.15, que es la que maneja el control de los "Buffers", hará el habilitamiento de los mismos cuando Φ_2 pase al estado "1" y presentará así los datos al microprocesador en el momento oportuno. Cuando termina el ciclo, Φ_2 pasa a "0" y la función G deshabilita los "Buffers".

Se puede ver que se satisfacen los requerimientos del microprocesador al habilitarsele la información en el bus de datos justo en la fase alta de Φ_2. La etapa conversora de analógico a digital queda finalmente como se ilustra en la figura 4.16.

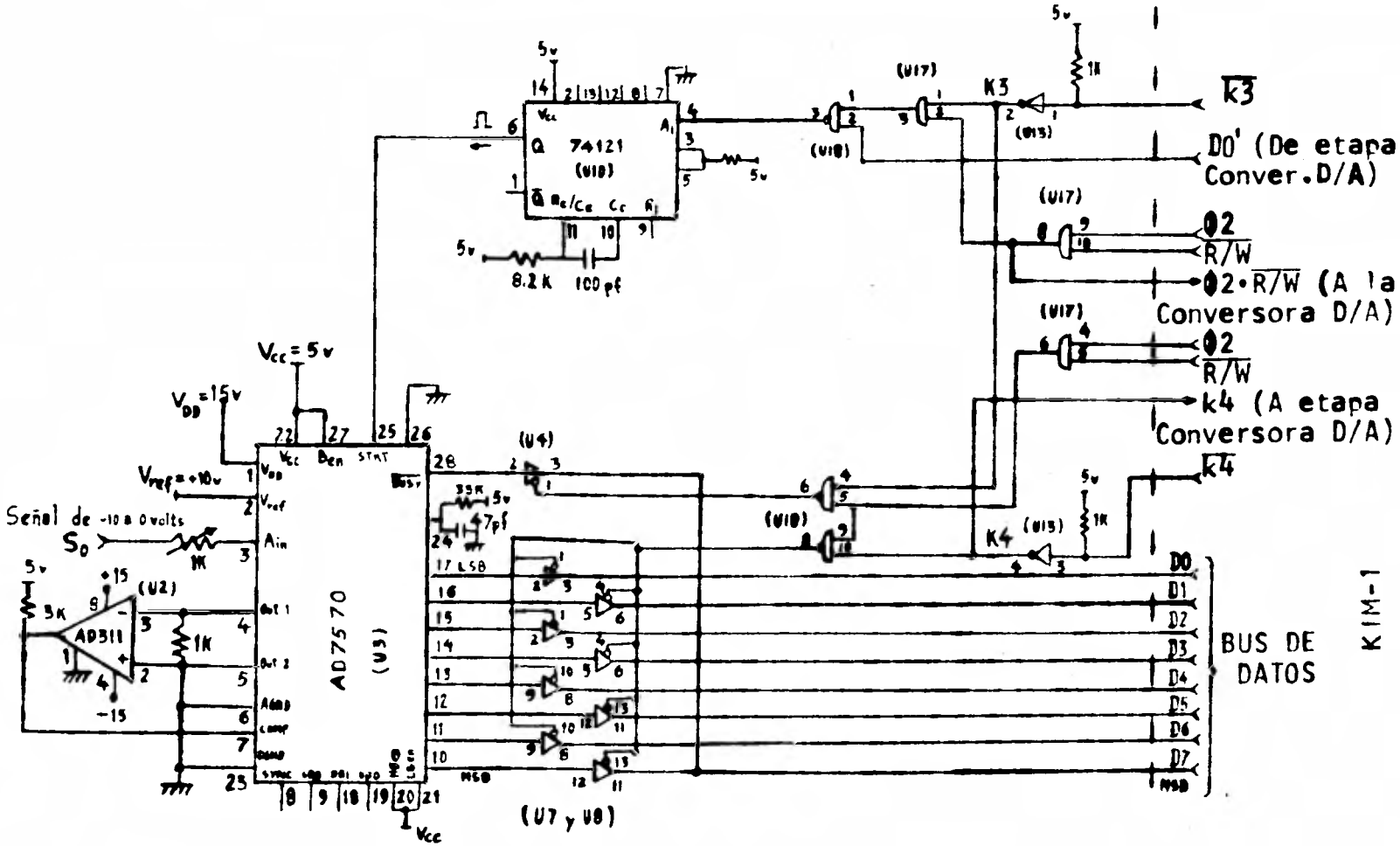
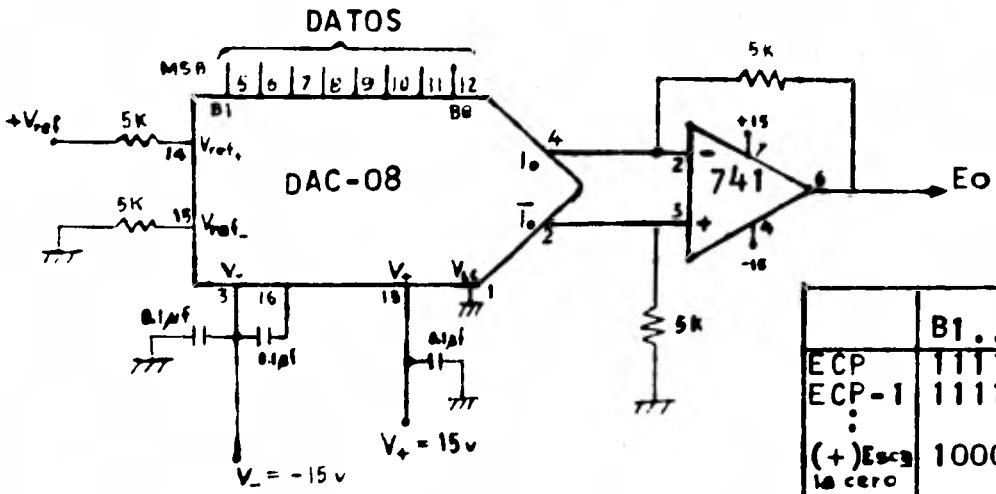


Fig.4.16.- Etapa Conversora A/D .

4.2.4.- ETAPA CONVERSORA D/A.

El propósito de esta etapa es convertir la información digital que se tiene dentro del microprocesador a su equivalente en forma analógica. Por esta razón, el elemento principal es un conversor de digital a análogo, habiéndose usado para este fin el conversor D/A integrado DAC-08, cuyo tiempo de conversión es de aproximadamente 100 nanosegundos. El circuito para operación bipolar, mostrado en la figura 4.17, es el usado en la construcción de la etapa conversora D/A.



	B1....B8	Eo
ECP	11111111	+9.92
ECP-1	11111110	+9.04
⋮		⋮
(+)Escala cero	10000000	+0.04
(-)Escala cero	01111111	-0.04
		⋮
ECN+1	00000001	-9.04
ECN	00000000	-9.92

ECP-Escala completa positiva
ECN-Escala completa negativa

Fig. 4.17

El número digital que debe ser convertido a un voltaje - análogo por el circuito integrado DAC-08, es tomado del BUS de datos del microprocesador. Debido a que este BUS es atravezado en forma continua por un sin fin de señales durante la ejecución de cualquier programa, el DAC-08 estaría expuesto a efectuar conversiones indeseadas de datos. Para evitar esta situación, se ha añadido una circuitería que "atrapa" solo los datos deseados y los mantiene presentes en la entrada del conversor durante el tiempo que es necesario. Para realizar la función de "atrapar los datos", se han utilizado los biestables en circuito integrado tipo 7475 que satisfacen tal requerimiento; necesitándose solamente una lógica que controle el tiempo justo en que se realiza la acción de "atrapar".

La conexión entre los biestables y el bus de datos no puede hacerse en forma directa, ya que la tecnología TTL (biestables) no es compatible con la tecnología MOS (Microprocesador). Para realizar este acoplamiento se han utilizado las compuertas NAND 7550 que son compatibles con MOS en la entrada y con TTL en la salida. La fig. 4.18 muestra la conexión hecha a estas compuertas.

Para escribir en el conversor D/A el dato digital que se desea convertir se ha usado la dirección DIGITA (decodifica-

ción K4, usada para la lectura del conversor A/D, la cual, durante la escritura, será usada solamente para este fin.

Se debe tomar en cuenta que, al dar la instrucción de escritura, los datos que se deben atrapar no aparecen en el bus de datos sino hasta aproximadamente la mitad de la fase alta de Φ_2. Por tanto, para producir el pulso habilitador de los biestables, se debe hacer provisión mediante lógica para que éste ocurra en el momento preciso, esto es, casi al final de la fase alta de Φ_2. Para llevar a cabo lo anterior, se han dispuestos dos monoestables en serie, disparando el primero cuando, al escribir en cualquier dirección de las antes fijadas, ocurra la subida de la fase Φ_2, y al segundo, cuando termine el pulso producido por el primer monoestable. Así, dandole una anchura adecuada al primer pulso, el segundo se producirá justo cuando los datos estén presentes y completamente estables.

La lógica de control conectada a los monoestables (74123), al igual que los demás componentes de la etapa de conversión D/A, se ilustra en la fig. 4.19.

La fig. 4.20 muestra el diagrama de tiempo, donde se puede ver cual es el ancho que deben tener los pulsos de disparo para que puedan producir el efecto deseado. Esto es, si al primer pulso se le dá una anchura de 170 nanosegundos, el segundo pulso, que de esta forma será generado en el tiempo adecua-

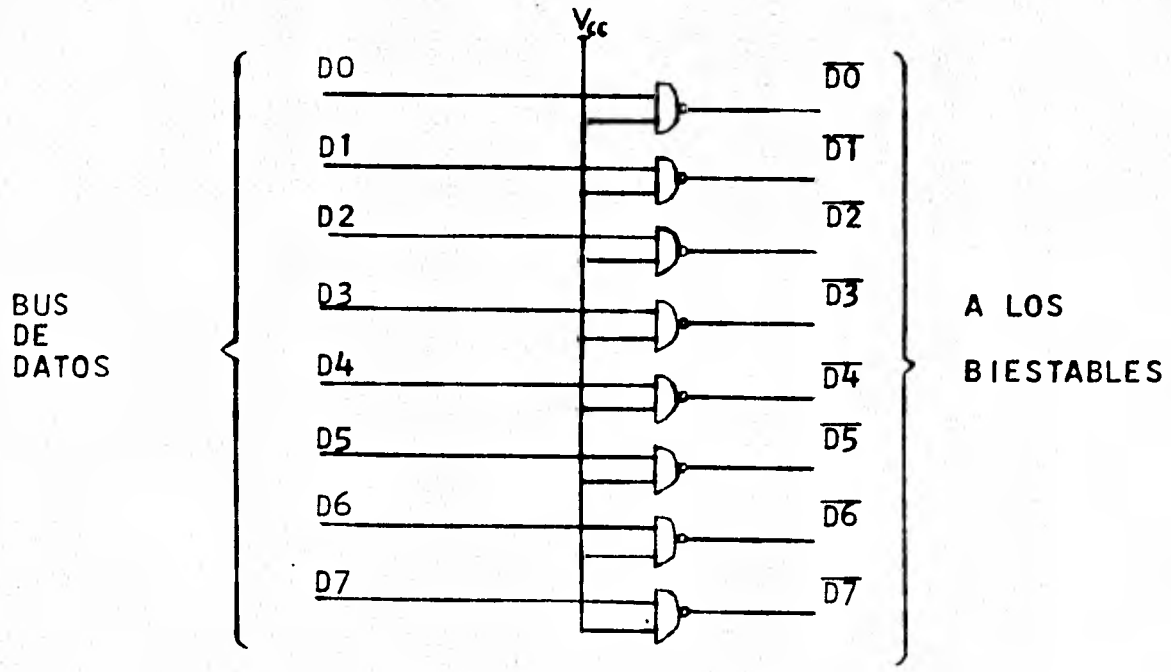


Fig. 4.18

do para producir la captación de datos, solo deberá tener una anchura sufiente para ser detectado por los controles de los - Biestables. Se le ha dado 60 nanosegundos de duración. Los - valores de las resistencias y las capacitancias que se necesitan conectar a los nonoestables son: R_1 =22K, C_1 =4.7 p.f. para producir el pulso de 170 nseg y para los 60 nseg del segundo monoestable, R_2 = 6.8K y C_2 =4.7 p.f.

El motivo de que se haya conectado el inversor a las terminales de control de los biestables, se encuentra en razón de

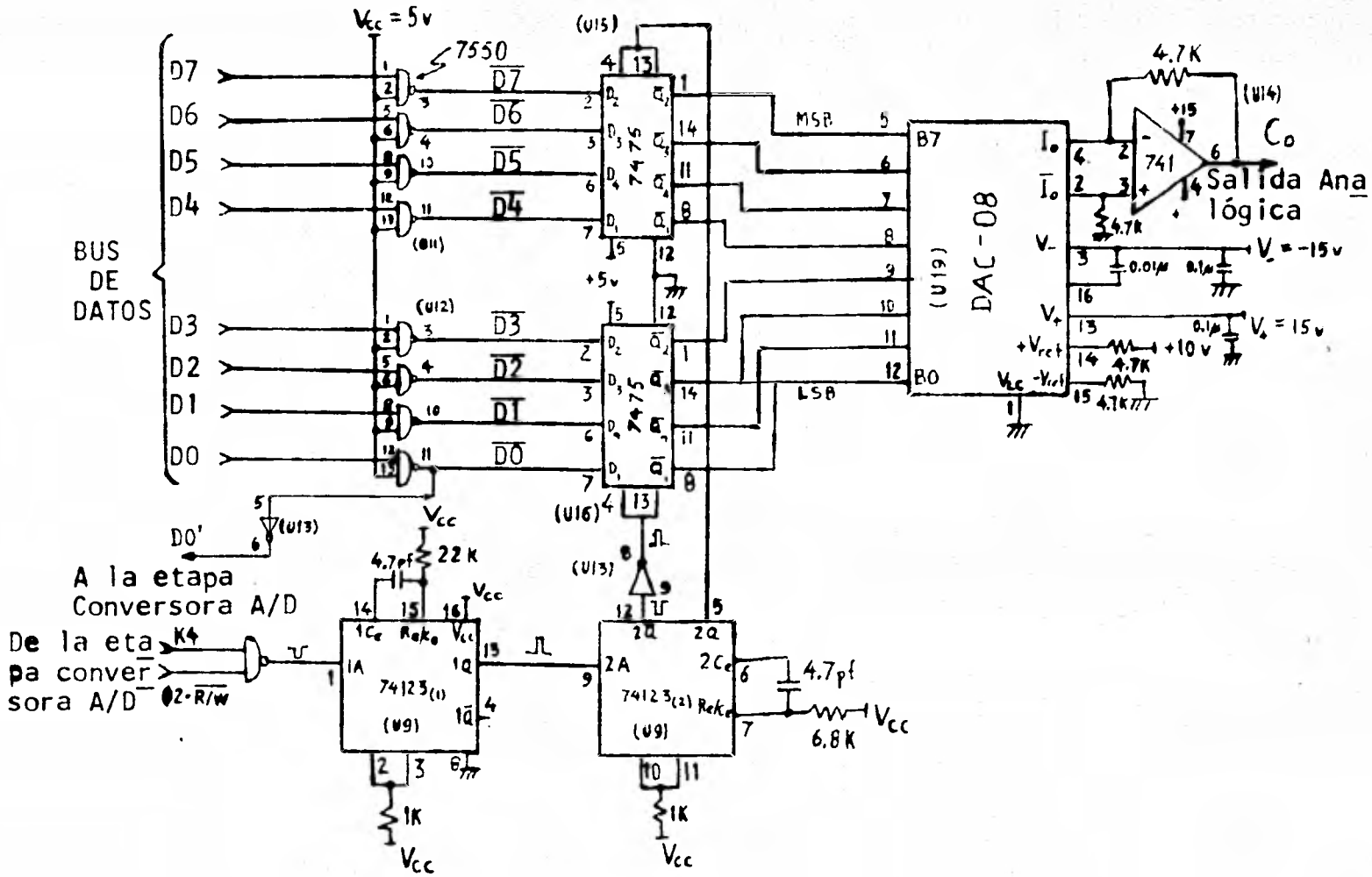


Fig. 4.19.- Etapa Conversora D/A.

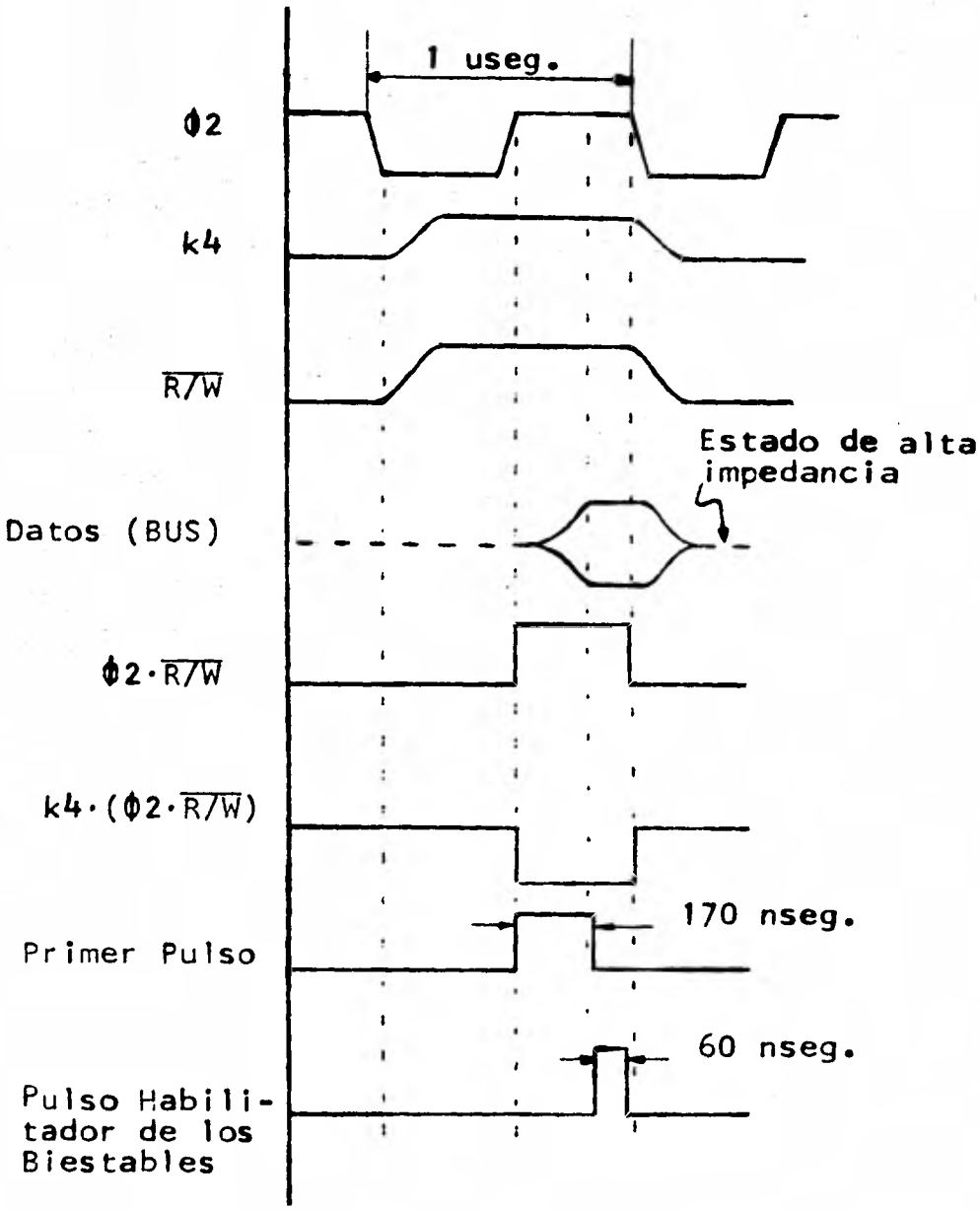

1 useg.
Ø2
k4
R/W
Estado de alta impedancia
Datos (BUS)
Ø2·R/W
k4·(Ø2·R/W)
170 nseg.
Primer Pulso
60 nseg.
Pulso Habilitador de los Biestables

Fig. 4.20

que, siendo 4 terminales de control (dos por circuito integrado) representando cada una de ellas 4 cargas TTL, necesitamos suministrar 16 cargas TTL. Sin embargo, debido a que el integrado 74123 no las podría manejar a todas, han sido divididas en dos partes de 8 cargas cada una, siendo 8 para el inversor y las restantes 8 para el 74123.

En la sección del diseño de la etapa conversora de analógico a digital, se había hecho notar que la conexión del dato - '0' (D0) del bus de datos, no se debería hacer directamente a la entrada de la compuerta NAND, en razón de la incompatibilidad de tecnología que existía. En la fig. 4.19 se puede ver que , hecho el acoplamiento al bus de datos mediante las compuertas NAND 7550, podemos sacar el D0 conectando simplemente un inversor a la salida de la compuerta que nos proporciona a D0. Este D0 es el que se deberá conectar a la entrada de la compuerta NAND de la Fig. 4.13b.

De esta forma hemos completado el diseño y descripción de los componentes del sistema. El diagrama completo del circuito construído se ilustra en forma modular en la fig. 4.21, mostrándose las conexiones que, a través del conector de interface, deben ser hechas al microcomputador, a las fuentes, etc.,- para tener totalmente armado el sistema. El diagrama del circuito impreso correspondiente, así como la asignación de terminales del conector de interface, se pueden ver en las figuras 4.41, 4.42 y 4.43.

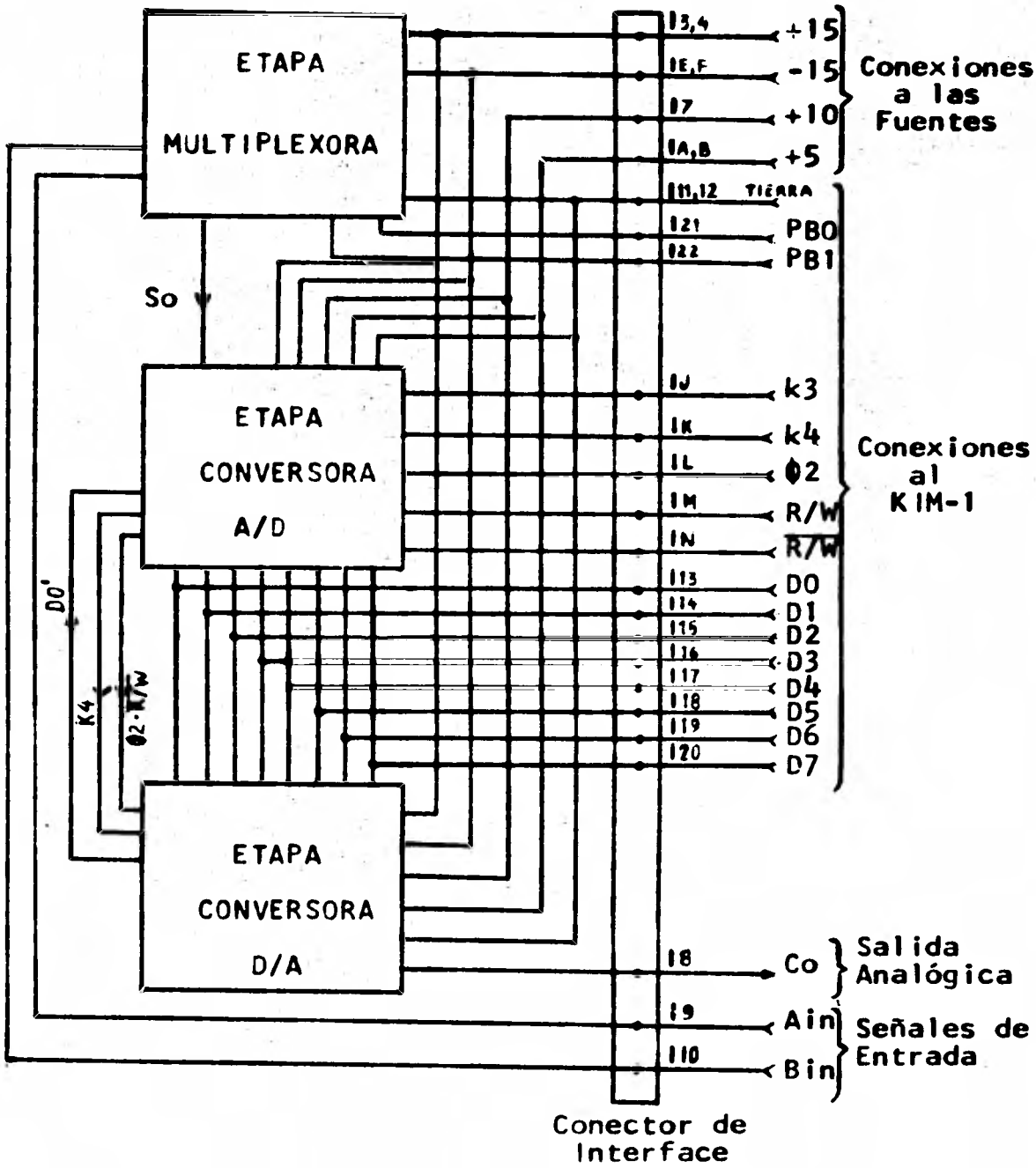


Fig.4.21.- Diagrama del Sistema Construido.

4.3.- PROGRAMACION.

La programación del sistema es una de las partes escenciales de nuestro trabajo, por lo cual pondremos especial atención en detallar su descripción.

Fig. 4.22.- Etapas de la programación.

Para facilitar el estudio que nos ocupa hemos dividido la programación en tres etapas o secciones que describiremos por separado. La fig. 4.22 nos muestra un diagrama de bloques con la división hecha. Primeramente se tiene una etapa de "INICIALIZACION" del sistema, seguida por otra etapa de "MUESTREO, ALMACENAMIENTO Y PROCESAMIENTO DE DATOS" y por último se tiene -

la etapa de "DESPLIEGUE DE RESULTADOS". En la descripción que sigue, las direcciones de memoria y los datos estarán dados en hexadecimal, a menos que se especifique lo contrario.

4.3.1.- INICIALIZACION.

La presente etapa comprende la inicialización de : los - dispositivos del sistema que son utilizados durante el proceso, la programación y el procesamiento. La fig. 4.23 muestra el - diagrama de flujo de esta sección.

Bloque 1.- La función del bloque señalado con el número 1 es - la de cargar, en las localidades de memoria correspondientes , la dirección de la primera instrucción que se debe ejecutar - dentro de la subrutina de interrupción de muestreo. La subrutina de interrupción de muestreo se verá en detalle en la sección de "Muestreo, Almacenamiento y Procesamiento de Datos".

Bloque 2.- En el bloque número 2 se enciende la bandera de interrupciones (SEI) para asegurar que no habrá alguna interrupción accidental indeseada antes del tiempo indicado. Asimismo, se establece mediante la instrucción CLD el modo octal de operación.

Bloque 3.- En el bloque número 3 se realiza la inicialización

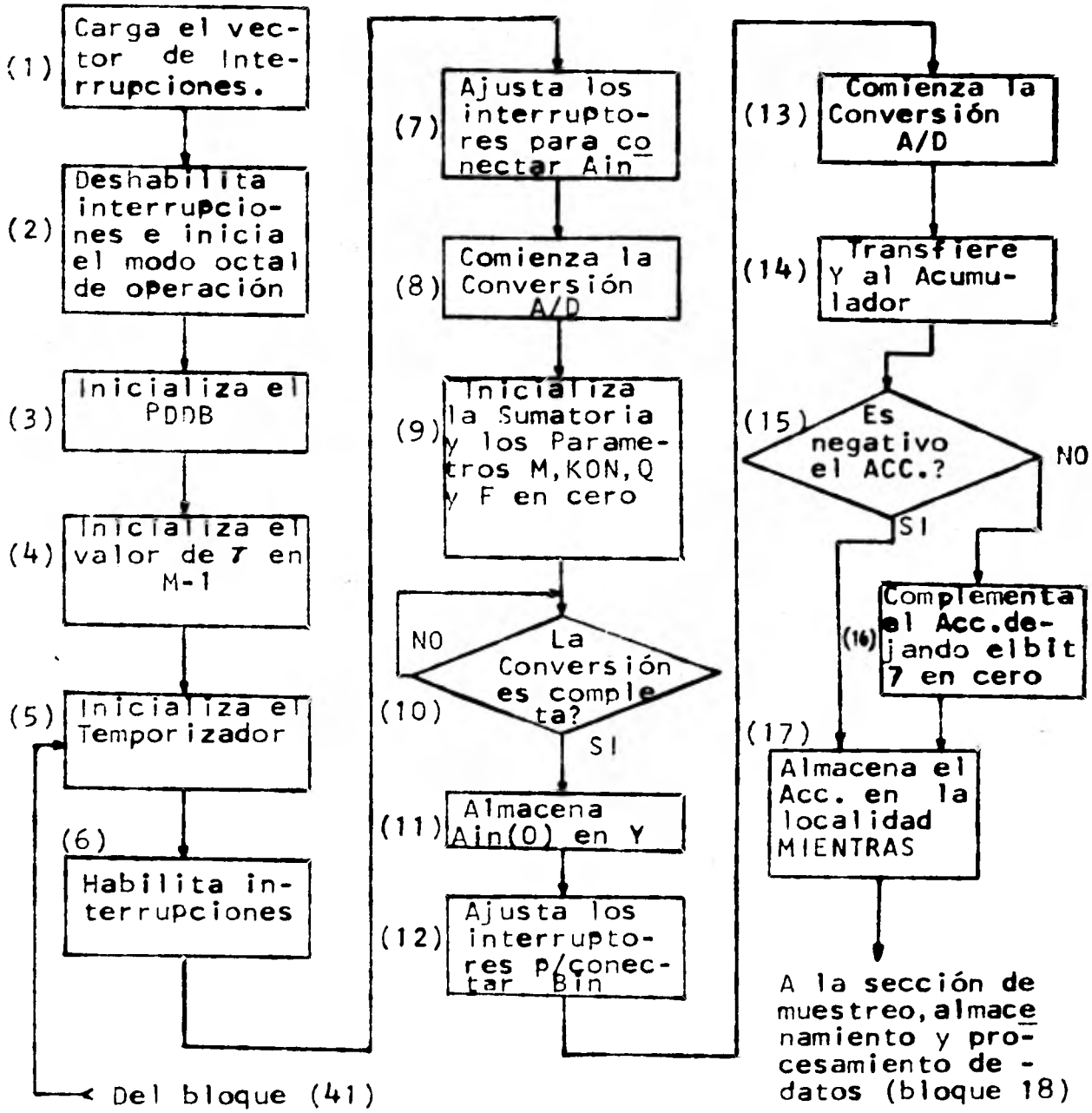


Fig. 4.23.- Sección de Inicialización.

del registro de dirección de datos PDDB del puerto B. Dado - que del puerto B se utilizarán las terminales PB0 y PB1 para salida de datos y la PB7 para producir las interrupciones al microprocesador, se deberá cargar 1's en los bit cero y uno y cero en el bit 7 (sin importar lo que se cargue en los restantes bits puesto que no son utilizados) de la dirección del - PDDB (1703). De esta forma los bits PB0 y PB1 del puerto B - (PDB) quedarán habilitados solo para salida de datos.

Bloque 4.- En el bloque número 4 se inicializa el valor del parámetro τ, dandole el valor del retraso mayor (M-1), ya que , en la estructura del programa, el primer punto de la correlación que se obtiene es el correspondiente al τ mayor, continuando en forma progresiva con los de menor valor hasta llegar al punto donde el valor del τ es cero. El número de puntos - (M) que se desean de la curva de correlación y que nos proporciona el valor del τ mayor, se deberá cargar en forma manual, previamente a la corrida del programa, en la localidad de memoria correspondiente (al igual que otros datos que más adelante definiremos).

Bloque 5.- El bloque 5 señala la inicialización del temporizador. Para realizar esto, se carga el valor del intervalo de - conteo en la localidad correspondiente del temporizador. De - acuerdo al valor del intervalo de conteo y a la localidad del temporizador usada, será la amplitud del intervalo de muestreo

(el intervalo de muestreo ha sido fijado al mínimo permisible - por el procesamiento, sin embargo, puede ser modificado cambiando el intervalo de conteo y la localidad usada del temporizador. Ver los manuales del KIM y el listado del programa).

Bloque 6.- El bloque número 6 nos indica el habilitamiento de - interrupciones mediante la instrucción CLI. De esta forma, al completarse el conteo del temporizador la interrupción será - aceptada.

Bloque 7.- El muestreo de las señales será hecho al principio - de cada ciclo del temporizador, por lo tanto, subsecuente a la inicialización de éste, el bloque 7 establece el ajuste de los interruptores electrónicos para conectar la señal A. Como se - vió en el diseño de la etapa multiplexora, esto se logra al escribir 1's en las terminales PB0 y PB1 del puerto B, es decir , escribiendo el dato 03 en la dirección de PDB (1702).

Bloque 8.- Una vez conectada la señal A, el bloque 8 nos indica el comienzo de la conversión de Ain , lo cual se lleva a cabo al escribir un "1" en el bit 0 de la dirección ANALO (en la fig. 4.16 y 4.19 se muestra la circuiteria que se armó para producir tal efecto).

Bloque 9.- Mientras transcurre el tiempo necesario para que se realice la conversión (aproximadamente 46 useg.) podemos apro-

vechar para efectuar algunas acciones necesarias. El bloque - número 9 muestra la inicialización de los parámetros n, KON,Q, y F, que son utilizados para control en el programa, así como la inicialización en cero de las localidades de la sumatoria.

Bloque 10.- Hasta este momento se ha estado efectuando la conversión A/D de Ain. Para saber si la conversión se ha completado necesitamos preguntar al estado de la señal $\overline{BUSY}$. La función del bloque número 10 es ésta: se trata de un circulo de - espera en el que se leé el contenido de la dirección de $\overline{BUSY}$ - (dirección ANALO, dada por k3). El $\overline{BUSY}$ se encuentra conectado al bit más significante D7, por lo que analizando éste bit mediante una instrucción condicional (Branch) sabremos el estado del $\overline{BUSY}$. Si el D7 es "1" se continua con la siguiente instrucción: si es "0" se vuelve a leer el $\overline{BUSY}$, repitiéndose este proceso hasta que se detecte un "1" en el D7.

Bloque 11.- Cuando la conversión se ha completado (BUSY=1), entonces se podrá leer el dato del conversor A/D. En el bloque número 11 se efectúa la lectura de la primera muestra de Ain - en la dirección del dato digital (dirección DIGITA, de la 1000 a la 13FF), almacenandose temporalmente en el registro Y.

Bloque 12.- En el bloque 12 se tiene el ajuste de los interruptores para conectar la señal B. Para efectuar esto, debe ser

escrito un 1 en PB0 y un "0" en PB1, ó sea, deberemos escribir el dato 01 en la dirección de PDB (1702).

Bloque 13.- En el bloque número 13 se ordena el inicio de la conversión A/D. La función de este bloque es igual a la del bloque 8, solo que la señal que se convertirá ahora será Bin.- Como se puede observar la conversión de la señal B se hace inmediatamente después de que se ha completado la de la señal A; las únicas instrucciones que se dan antes (bloque 11 y 12) son indispensables para salvar el dato y para conectar la señal B.

Bloque 14.- Se transfiere el dato (Ain) del registro Y al acumulador con el fin de hacerle los ajustes necesarios.

Para saber en forma exacta cual es la correspondencia entre la señal de entrada y los datos que nos entrega el conversor A/D, así como de los ajustes que se hacen necesarios, vease la fig. 4.24. En la fig. 4.24a se tiene una supuesta señal del amplificador A_1, de la fig. 4.7 se tiene la onda mostrada en la fig. 4.24b, la cual va de 0v a +10v y está invertida. - Esta onda entra al amplificador A_3 donde nuevamente es invertida y se le añade un voltaje continuo de -10v, teniéndose a la

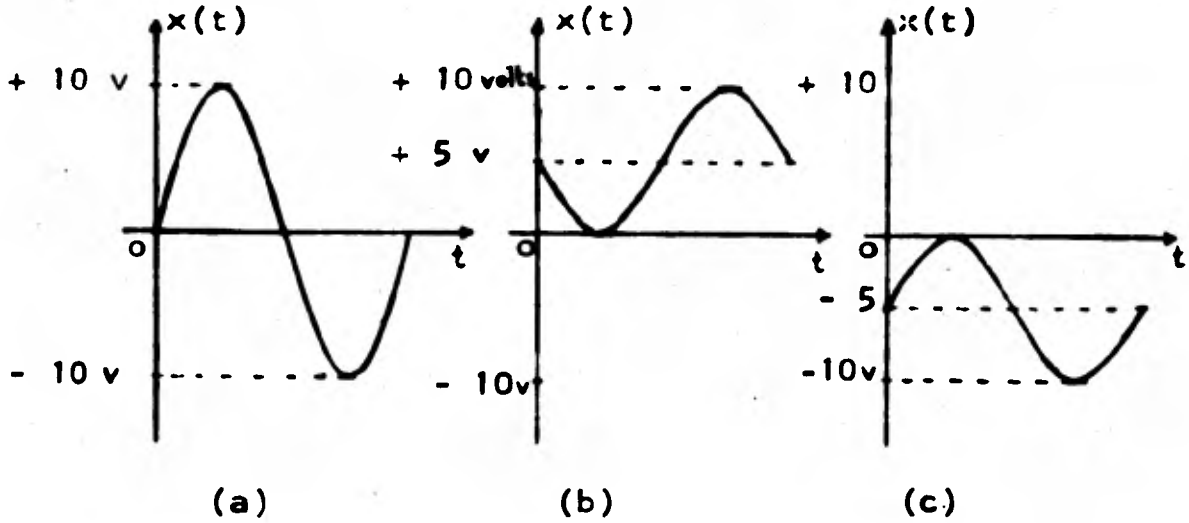


Fig. 4.24

1	2	3	4
Señal A	Entrada al Conversor A/D	Datos de Salida del Conver.A/D	Magnitud Signada
+ 10	0	0000 0000	0111 1111
		0000 0001	0111 1110
		0100 0000	0011 1111
		0100 0001	0011 1110
		0111 1111	0000 0000
0	- 5	1000 0000	1000 0000
		1000 0001	1000 0001
		1100 0000	1100 0000
		1100 0001	1100 0001
		1111 1110	1111 1110
- 10	-10	1111 1111	1111 1111

Fig. 4.25.- Tabla de correspondencia de las señales de entrada y los datos digitales.

salida de A_3 la señal que entra al conversor A/D y que se muestra en la fig. 4.24c. De acuerdo a esto, la relación de datos digitales y las señales de entrada se puede ver en la tabla de la fig. 4.25. Por otra parte, dado el procesamiento que haremos a los datos que llegan del conversor, la forma más conveniente de disponerlos es en magnitud signada, de acuerdo a la correspondencia señalada por la columna 4 de la tabla, es decir, el bit 7 indicará el signo del número, siendo el "0" para los positivos y el "1" para los negativos, mientras que los restantes bits darán la magnitud del mismo. El uso de la disposición anterior nos deja una resolución de 7 bits para la magnitud de la muestra, pues el octavo bit es usado para dar el signo del número. Por tanto, se deberán ajustar los datos que salen del conversor A/D (columna 3) a su correspondiente en magnitud signada (columna 4). Para tal efecto, se puede observar en la columna 3 de la tabla, que los datos correspondientes a los valores negativos no necesitan ajuste alguno, pues precisamente ya están arreglados en magnitud signada. Sin embargo, los datos que corresponden a los valores positivos sí lo necesitan, consistiendo éste simplemente en complementar los 7 bits menos significantes, dejando el más significante (B7) tal y como está (en cero). El ajuste de datos arriba citado, se efectúa en los bloques 15 y 16.

Bloque 15.- En este bloque mediante una instrucción (BMI) se - pregunta por el signo del dato que se ha obtenido del conversor A/D; si el signo es positivo se ordena ir al bloque 16, si nó, se deberá saltar al bloque 17.

Bloque 16.- Si el signo del dato ha sido positivo, entonces, - se procede a complementar los bits, manteniendo el bit mas significante en cero.

Bloque 17.- Se ordena almacenar el dato (que corresponde a una muestra de la señal A) en una localidad de memoria temporal - llamada MIENTRAS. Este dato después será transferido a la primera localidad de memoria de un conjunto de bits de almacenamiento para la señal A llamado "Rol de memoria". En la sección siguiente explicaremos la operación que se hace con este conjunto de localidades de almacenamiento.

Con el bloque número 17 termina la parte de la programación que hemos llamado inicialización. Hasta este punto se tiene ya la primer muestra de la señal A (Ao) y está en proceso - de conversión la primer muestra de la señal B (Bo). El muestreo, ajuste y almacenamiento de los restantes puntos (hasta sumar N) que se procesan para obtener un punto de la correlación, se realiza dentro de la subrutina de interrupción de - muestreo en la sección de muestreo almacenamiento y procesa---

miento de datos. La lectura y el almacenamiento de Bo (que se encuentra en proceso de conversión), así como la transferencia de Ao de la localidad temporal MIENTRAS al Rol de memoria, también se realiza en la subrutina de interrupción de muestreo.

4.3.2.- MUESTREO, ALMACENAMIENTO Y PROCESAMIENTO DE DATOS.

Después del bloque 17 el procesador entra a una "secuencia de espera de datos", en la cual, continuamente, está analizando el estado de dos parámetros (KON y F). El primero de ellos (KON) es usado para detectar si hay o nó dato a procesar y el segundo (F) indica si ya hasido procesada la totalidad de los N puntos involucrados en la obtención de un punto de la correlación.

Dentro de la secuencia de espera de datos es donde ocurren las interrupciones y durante estas últimas cuando el estado de los parametros KON y F es establecido. El procesador estará analizando continuamente esta malla hasta que complete el procesamiento de los N puntos correspondientes al cálculo del punto de la correlación en turno, con la cual, en la sumatoria,se tendrá la cantidad que representa a ese punto de la correlación (multiplicada por N) y el parámetro F habrá sido puesto en el estado "1". Después de que se ha detectado un "1" en el parámetro F, el procesador pasa por una pequeña sección donde divide la sumatoria entre una constante (aquí queda implicita la -

división por N) que transforma su valor por otro, adecuado para ser utilizado en la etapa de despliegue de resultados. En seguida modifica el valor del τ con el fin de procesar otro punto de $C_{xy}(\tau)$ y salta de ahí a la etapa de inicialización, por donde llega de nueva cuenta a la secuencia de espera de datos para el cálculo del siguiente punto de $C_{xy}(\tau)$. Este ciclo se repite continuamente hasta que se tienen los M puntos de la correlación, después de lo cual se pasa finalmente a la etapa de "despliegue de resultados", terminando de esta forma la ejecución del programa.

Haremos la descripción de esta sección en dos partes: la primera será la sección de procesamiento y la segunda la subrutina de interrupción de muestreo. En la fig. 4.26 se muestra el diagrama de flujo de la fase de procesamiento.

Bloque 18.- Se analiza el estado del parámetro KON; si es cero, indicará que no hay nuevos datos a procesar pasando al bloque 31, si es diferente de cero, significará que hay un nuevo dato continuándose la ejecución de la sección de procesamiento en el bloque 19.

Bloque 19.- Habiéndose detectado en el bloque 18 nuevos datos a procesar, se decrementa KON con el fin de que al volver a la secuencia de espera no halla una detección falsa de datos.

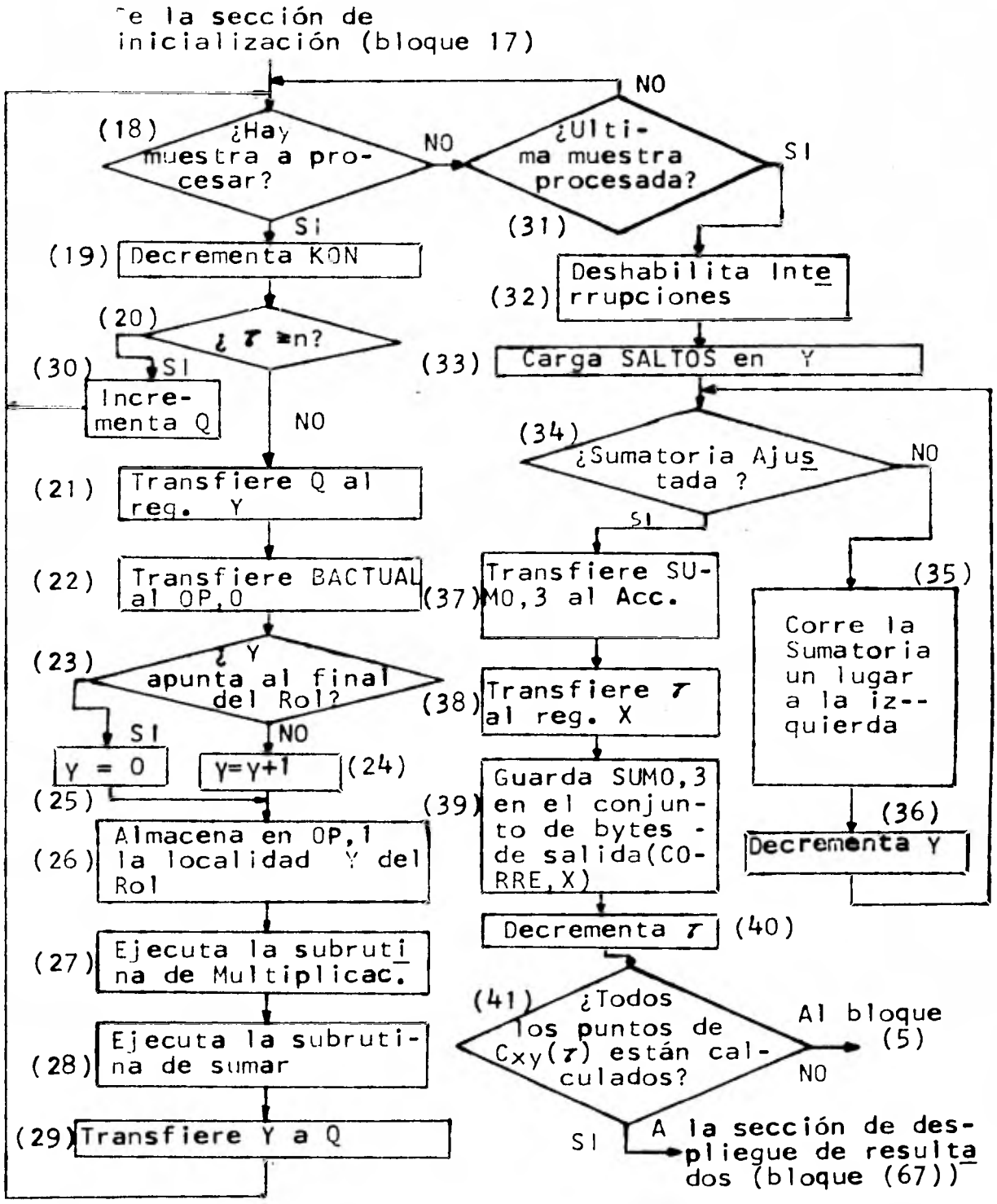


Fig. 4.26.- Sección de Procesamiento.

Bloque 20.- Aquí se compara el número de pares de muestras que se han leído (n) con el tamaño del τ que se está procesando, ya que, para cada punto de la correlación, el proceso de multiplicación debe comenzar multiplicando A(0) con B (τ), lo cual es posible solo hasta que se ha leído el par τ +1 (el par τ +1 son las muestras A(τ) y B(τ)), desde cuyo momento en adelante, y hasta que n sea igual a N, toda muestra leída de la señal B será multiplicada por la correspondiente muestra de la señal A que fué leída τ unidades de tiempo atrás (pués n será mayor que τ durante el resto del procesamiento del presente punto de $C_{xy}(\tau)$). Antes del par τ +1 las muestras de la señal B son deshechadas sin procesarse.

Del bloque 21 al 26 se colocan en el lugar correspondiente (localidades OP,0 y OP,1), los operandos que utiliza la subrutina de multiplicar (MULTIP). Estos operandos deben ser: la muestra actual de la señal B y la muestra de la señal A que ha sido leída τ unidades de tiempo atrás.

Antes de continuar, veamos la forma en que es llevada a cabo la obtención de los operandos indicados para la subrutina MULTIP.

En la figura 4.27 se muestra una esquematización del proceso de almacenamiento y multiplicación de las muestras.

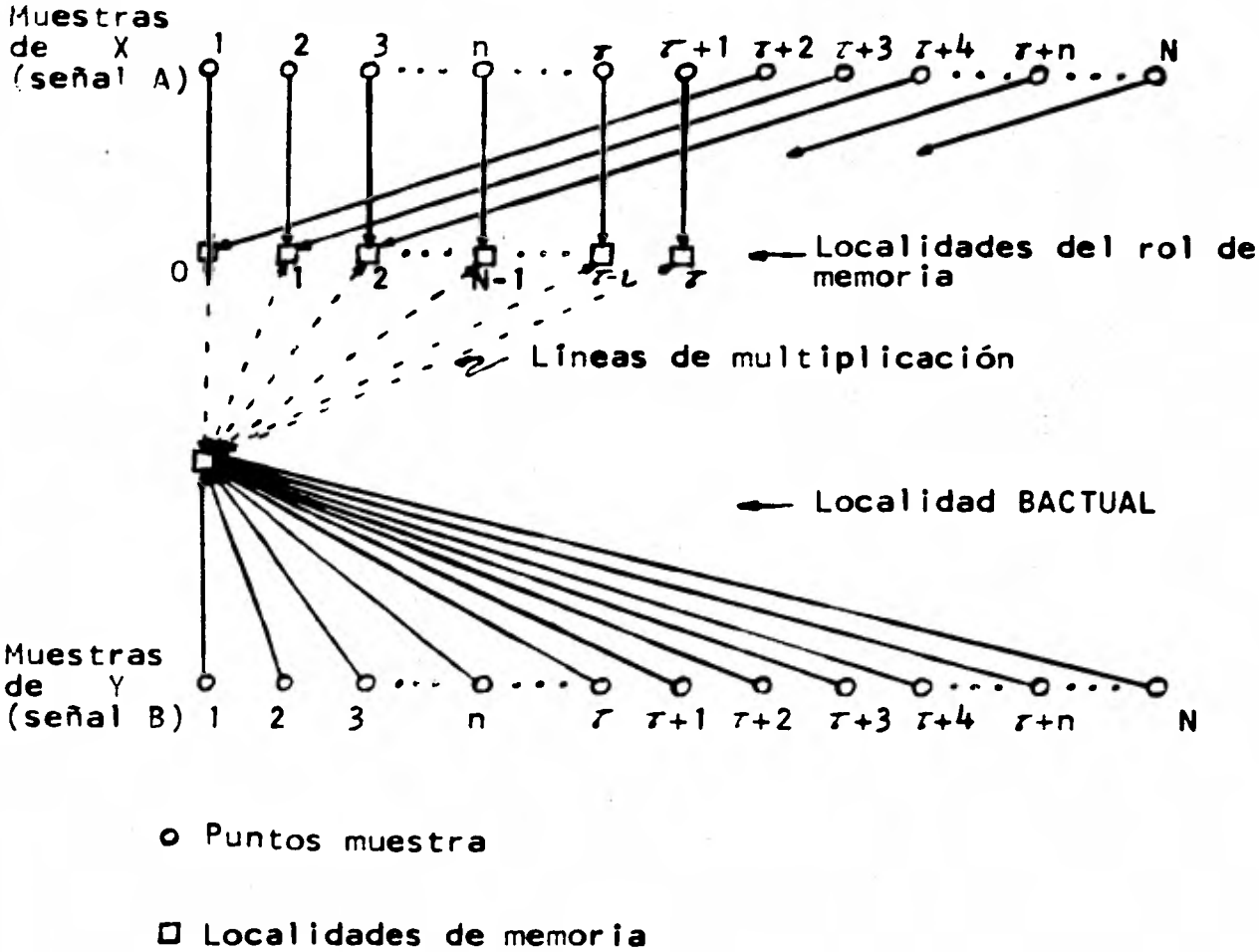


Fig. 4.27.- Proceso de almacenamiento y multiplicación de las muestras.

Las muestras (circulares) de A, de la 1 a la $\tau + 1$, son - almacenadas sucesivamente en las localidades (cuadros) de la 0 a la τ del rol de memoria, la muestra $\tau + 2$, dado que ya se ha llegado al final del rol, ahora es almacenada nuevamente en la

localidad cero, siguiendo con la muestra $\tau+3$ en la localidad 1, la $\tau+4$ en la 2, etc. Cabe señalar que, antes de llegar al rol de memoria, las muestras de A pasan por una localidad de memoria temporal llamada "MIENTRAS" (no mostrada en la fig.) que retraza su llegada al rol de memoria; en razón de que esa muestras pertenece al siguiente par de muestras a procesar y no se puede almacenar en el rol debido a què aún no se ha procesado la muestra que se tendría que deshechar.

Por otro lado, las muestras de B son almacenadas en la localidad BACTUAL sustituyendo la actual a la anterior.

El proceso de multiplicación comienza cuando se ha leído el par $\tau+1$ ($A(\tau)$ se almacena en la localidad número τ del rol de memoria y $B(\tau)$ en BACTUAL); multiplicandose $B(\tau)$ por $A(0)$ que se encuentra almacenada en la localidad cero del rol de memoria. El nuevo par de muestras leído ($\tau+2$) ahora se almacena en las localidades de las muestras que se acaban de procesar y que se deshechan ($A(\tau+1)$ se almacena en la cero del rol y $B(\tau+1)$ en BACTUAL). Seguidamente, se multiplica $A(1)$, que se encuentra en la localidad uno de rol, por $B(\tau+1)$ en BACTUAL y se almacena el par $\tau+3$ en estas dos localidades, continuando el proceso en la misma forma.

Como puede observarse, la siguiente localidad del rol,

contigua a donde es almacenada la nueva muestra de A, contiene una muestra de A retrazada τ unidades de tiempo con respecto a las muestras recién leídas (cuando $n > \tau$), así, esta fase del - procesamiento se reduce simplemente a multiplicar BACTUAL por la muestra de A que esta una localidad adelante en el rol de - memoria de la nueva muestra de A que se acaba de almacenar.

Como el manejo de las muestras en el rol de memoria se hace por medio de un índice, lo anterior significa únicamente almacenar la nueva muestra de A con un determinado valor Z del - índice, incrementar a Z + 1 el valor del índice y multiplicar por BACTUAL la muestra que ahora se apunta. La función de los bloques del 21 al 26 es simplemente incrementar el valor del - índice (ya que está apuntando la localidad donde se acaba de - almacenar la muestra recién leída) y colocar la muestra apuntada junto con BACTUAL en los operandos de la subrutina de multiplicación.

Bloque 21.- El registro Y es hecho igual al apuntador Q para - ser utilizado como índice.

Bloque 22.- Un operando (OP,O) de la subrutina MULTIP es hecho igual a BACTUAL.

Bloque 23.- Se compara el valor del índice "puntero" del rol de

memoria con τ. Si son iguales, significa que se está al final del rol, por lo que no se puede incrementar sino que se vuelve al principio haciendo Y=0; si no es igual, entonces significa que es menor, por lo que se puede incrementar sin salirse del rol.

Bloque 24.- Se incrementa Y en uno.

Bloque 25.- Se hace Y igual a cero.

Bloque 26.- Se coloca la muestra apuntada por el índice Y en el operando OP,1.

Bloque 27.- Se salta a la subrutina de multiplicación MULTIP.

La subrutina MULTIP toma los operandos (que están en magnitud signada), los multiplica y almacena el resultado en forma de complemento del dos en un operando (SUMI) de la subrutina de sumar (SUMA).

La multiplicación de los dos operandos (8 bits por 8 bits) en la subrutina MULTIP dá como resultado dos bytes de 8 bits cada uno, sin embargo, este resultado es almacenado en cuatro localidades de memoria en forma de complemento del dos para ser utilizado como un operando de la subrutina SUMA. Esto se

hace debido a que se efectúan N sumas de números de longitud - de dos bytes, lo que dá como resultado una sumatoria de 16 bits + (Log_2 N)bits. Como N es del orden de 1024 muestras, tenemos que el tamaño máximo posible de la sumatoria, en ese caso, es de

$$16 \text{ bits} + Log_2 1024 = 16 \text{ bits} + 10 \text{ bits} = 26 \text{ bits}$$

lo que dá como resultado 4 bytes para la sumatoria, quedando - 6 bits del byte más significante sin ocupar, para un posible aumento de valor de N hasta del orden de $Log_2 N = 16$, ó sea, N=65, 536; lo que esta muy por encima de nuestros propósitos. El - listado de la subrutina MULTIP se puede ver a partir de la dirección 027D en el listado general del programa.

Bloque 28.- Se salta a la subrutina SUMA. Esta subrutina suma dos operandos, SUMO y SUM1, cada uno de longitud de 4 bytes - (SUMO,0 SUMO,1, SUMO,2 SUMO,3, etc.) dejando el resultado en el operando SUMO que representa la sumatoria. La aritmética - utilizada en esta subrutina es la del complemento del dos, por lo que los operandos y el resultado estarán en esa forma. El listado de la subrutina SUMA se puede ver a partir de la dirección 0263 en el listado general del programa.

Bloque 29.- Puesto que se ha utilizado el registro Y como apun

tador del Rol de memoria (ver bloque 21) y dado que se ha modificado, ahora se vuelve a actualizar el apuntador Q del rol, haciéndolo igual a Y.

Bloque 30.- Si n no es mayor que τ (ver el bloque 20), se incrementa en 1 el valor del parámetro Q, que es el apuntador del Rol de Memoria.

Bloque 31.- Si al analizar el parámetro KON en el bloque 18 éste fué cero, se analiza ahora el estado del parámetro F. Si es "cero", indicará que aún faltan puntos por procesar y se regresará a la secuencia de espera de datos; si es "uno", indicará que ya han sido procesados los N puntos, con lo que se pasa a la sección donde se ajusta la sumatoria para ser desplegada (Bloque 32 en adelante).

Bloque 32.- Si el parámetro F no fué cero (ver bloque 31) se pasará a la sección de ajuste de la sumatoria, en donde ésta se transforma al valor definitivo del punto de la correlación, almacenandose y modificándose el valor del τ. En este bloque, previo al inicio del ajuste se enciende la bandera de interrupciones (I) para evitar que ocurra otra interrupción.

Del bloque 33 al bloque 39 se hace el ajuste de la sumatoria, convirtiendo los 4 bytes iniciales en uno, cuyo valor

deberá estar escalado para poder ser introducido en el conversor D/A.

Veamos en forma exacta cual es la información que tenemos en la sumatoria, después de terminar el procesar N pares de puntos. Supongamos N=1024.

El número máximo positivo que puede darse en la sumatoria ocurre cuando los N pares de muestras corresponden al valor de + 10 volts, ó sea, su valor en magnitud signada es 7F (0111 - 1111), donde el bit más significante representa el signo. Al multiplicar dos de estos puntos el producto vale 3F01 (0011 - 1111 0000 0001) y al sumar N veces 3F01 se tendrá en los 4 - bytes de lasumatoria el número siguiente:

0000 0000	1111 1100	0000 0100	0000 0000
byte 3	byte 2	byte 1	byte 0

por tanto, todo número positivo estará en el intervalo de 0 - al número arriba indicado.

El número menor en la sumatoria ocurre cuando los N productos son -3F01, con lo que después de sumarlos se tendrá en la sumatoria, en forma de complemento del dos, el siguiente nú

mero, que es el negativo del número positivo máximo:

1111 1111	0000 0011	1111 1100	0000 0000
byte 3	byte 2	byte 1	byte 0

por tanto, los números negativos variarán desde "unos" en los cuatro bytes (equivalente a -1) hasta el número negativo anterior.

Hasta este punto, para obtener el valor exacto del punto de la correlación en proceso, solo falta dividir la sumatoria entre N. Si N=1024 implica que se recorrería el punto binario 10 lugares a la izquierda, quedando para los números máximos:

Máx. Positivo	0000 0000	11111100 000001
Máx. Negativo	1111 1111	00000011 111111

Como se puede ver, los 8 bits más significantes para el máximo positivo son ceros y unos para el máximo negativo; esto es debido a que está sobrado el espacio de 4 bytes para N=1024. Estos 8 bits más significantes son todos iguales al bit de signo por lo que, para este valor de N, se pueden deshechar los 7 bits más significantes dejando solo uno como bit de signo. Es claro que, según sea el valor de N, será el número de bits más significantes que se podrán deshechar. Así, si quitamos los 7 bits más significantes tenemos que, finalmente, la longi

tud total del valor de cada punto de la correlación sería 15 - bits, incluido el bit de signo. Sin embargo, dado que el conversor no puede convertir números de más de 8 bits (con la correspondencia de la tabla de la fig. 4.16) es necesario efectuar un truncamiento de los 7 bits menos significativos para - obtener números de 8 bits (1 byte). Este ajuste se hace dividiendo el valor de cada punto de la correlación entre una constante, tal que, al hacer la conversión de digital a análogo, - los números máximos se correspondan aproximadamente con + 10v el positivo y -10v el negativo, quedando los demás en puntos intermedios. La división entre N queda implícita al realizar el ajuste de la sumatoria.

Como hemos apuntado antes, este truncamiento se efectúa - en los bloques del 33 al 39, dejando cada punto de la correlación almacenado en un byte (en forma de complemento del dos) - dentro de un "arreglo de salida" de donde serán tomados por la subrutina de despliegue de resultados.

Bloque 33.- Se hace el registro Y igual a una cantidad llamada SALTOS que establece el escalamiento que será efectuado a la - sumatoria. El ajuste se realiza corriendo la sumatoria hacia la izquierda tantos bits como indique el valor de SALTOS y tomando el byte más significativo de la sumatoria (tal como halla quedado después del corrimiento), como el valor final del punto de la correlación. En la fig. 4.28b se muestra el resulta -

do de realizar el ajuste cuando en la sumatoria se tiene el máximo positivo (fig. 4.28a) con N=1024; siendo SALTOS igual a 7. De acuerdo a esto, el número que finalmente se almacena en el conjunto de bytes de salida como representativo del punto de la correlación es 01111110 (número que contiene el byte más -

(a)	0000 0000	1111 1100	0000 0100	0000 0000
	3	2	1	0
(b)	0111 1110	0000 0010	0000 0000	0000 0000
	3	2	1	0

Fig. 4.28.- (a) Número máximo positivo
(b) Máximo positivo después de realizar el ajuste.

significante).

La cantidad SALTOS se deberá ajustar de acuerdo al valor de N, esto es, si N es menor de 1024 el número de saltos será mayor de 7 y en caso contrario será menor. La cantidad de saltos también se puede ajustar para producir amplificación cuan

do la curva de correlación resultante tiene una amplitud demasiado pequeña: en cuyo caso basta con aumentar el valor a SALTOS, hasta producir el efecto deseado. En la etapa de despliegue de resultados se verá el procedimiento usado para producir la curva de correlación a partir de los datos almacenados en el conjunto de bytes de salida.

Bloque 34.- Se pregunta si Y es igual a cero, lo que indicará que ya ha sido corrida la sumatoria lo establecido por SALTOS. Si es así, se pasa al bloque 37, en caso contrario se vá al bloque 35.

Bloque 35.- En este bloque se realiza un corrimiento hacia la izquierda a la sumatoria, introduciendo un cero en el bit menos significante.

Bloque 36.- Se decrementa en uno el valor de Y.

Bloque 37.- Se carga el acumulador con el byte más significante de la sumatoria.

Bloque 38.- Se hace el registro X igual al τ en proceso para ser utilizado como índice.

Bloque 39.- Se almacena el valor del punto de la correlación -

obteniendo, en el lugar correspondiente del conjunto de bytes de salida.

Bloque 40.- Se modifica el valor de τ decrementandolo en 1.

Bloque 41.- Se pregunta si τ es menor que cero; si lo es, indicará que ya se tiene en el conjunto de bytes de salida todos los puntos deseados de la correlación, por lo que se pasará a la subrutina de despliegue (bloque 42); si nó, se volverá al bloque 5 en la sección de inicialización para realizar el cálculo del siguiente punto de la correlación.

Con el bloque 41 termina la fase de procesamiento, por lo que describiremos enseguida la subrutina de interrupción de muestreo mostrada en la fig. 4.29.

Bloque 42.- En este bloque se vuelve a inicializar la cuenta del temporizador, cargando el intervalo de muestreo (ver bloque 5). Observese que el intervalo de muestreo es perfectamente constante, ya que inmediatamente que el temporizador termina la cuenta de un periodo interrumpiendo al microprocesador, una cuenta nueva es iniciada.

Bloque 43.- Se carga en Y el valor del dato que se tiene en el conversor A/D y que corresponde al punto recién leído de la se

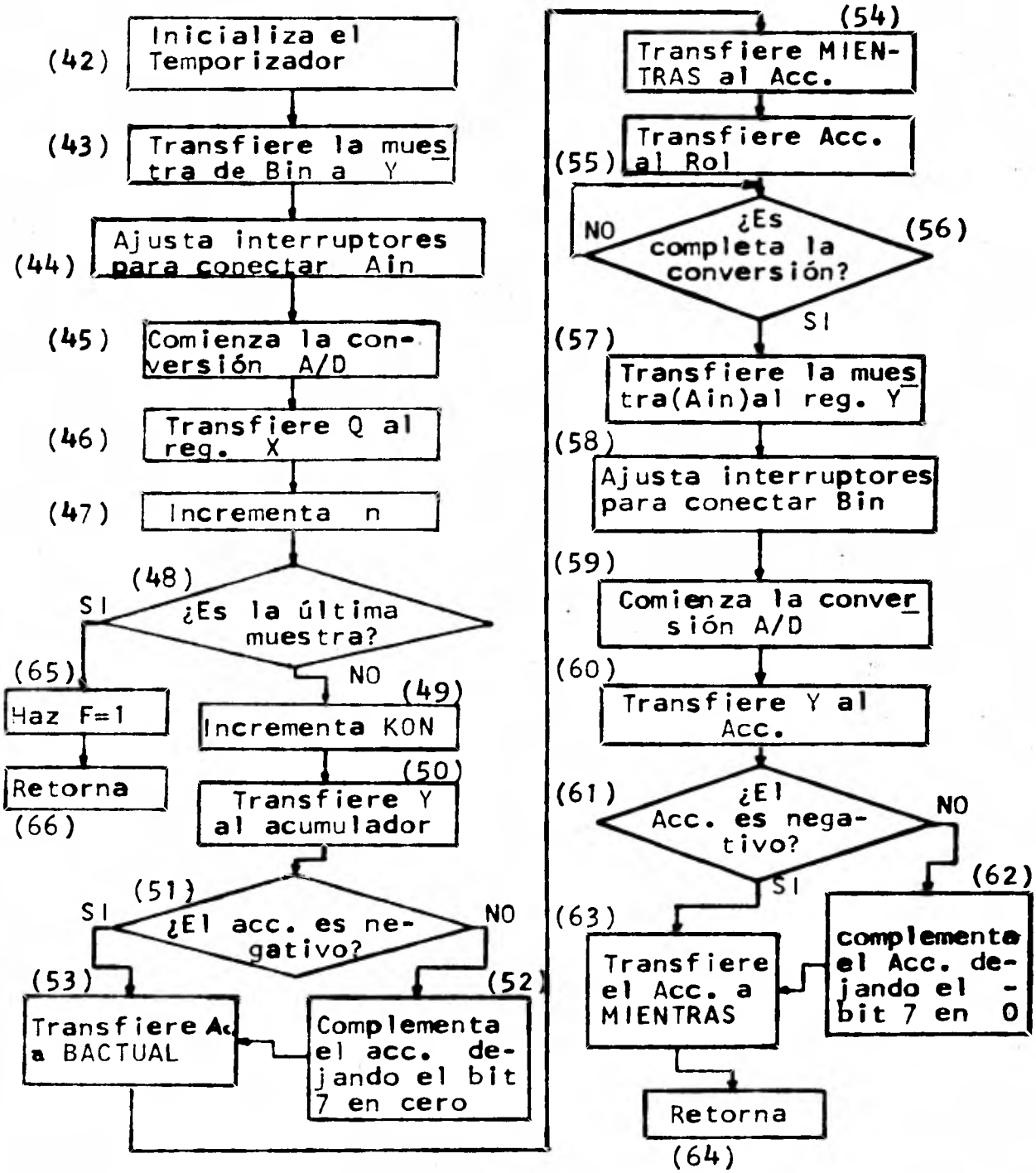


Fig. 4.29.- Subrutina de Interrupción de muestreo.

ñal B. Aquí, no es necesario preguntar por el estado del BUSY ya que desde que se inició la conversión de este punto de Bin ha transcurrido mucho más que el tiempo necesario para que se complete.

Bloque 44.- La función de este bloque es idéntica a la del bloque 7. Véase el bloque 7.

Bloque 45.- Igual al bloque 8.

Bloque 46.- El registro X es hecho igual al apuntador Q del - rol de memoria para ser utilizado posteriormente (bloque 57) - como índice.

Bloque 47.- Se incrementa en uno el contador de pares de muestras leídas (n).

Bloque 48.- Se compara n con el número N de muestras que se deben leer. Si son iguales, significa que ya ha sido procesado el último par de muestras, por lo que se procederá a encender el parámetro F (bloque 65) que indicará en la fase de procesamiento que se debe pasar a la sección de ajuste de la sumatoria; si nó, se pasa al bloque 49.

El número N de pares de muestras que se deben leer se fi-

ja cargándolo en forma manual previamente a la corrida del programa (más adelante se hace una lista de los datos que es necesario cargar antes de iniciar una corrida).

Bloque 49.- Se enciende el parámetro KON (que deberá estar en cero) para indicar en la fase de procesamiento (ver bloque 18) que existe un par de muestras a procesar.

Bloque 50.- Dado que la última muestra de B ha sido salvada en el registro Y (bloque 43), ahora es puesta en el acumulador para ser ajustada y almacenada para su posterior procesamiento. (ver explicación del bloque 14).

Bloque 51.- Se pregunta si el acumulador (que contiene a B) es un número negativo, es decir, si el bit 7 es uno; si nó lo es vá al bloque 52, si lo es pasa al bloque 53.

Bloque 52.- Igual al bloque 16.

Bloque 53.- La muestra leída de B es puesta en la localidad - BACTUAL.

Bloque 54.- Se carga en el acumulador el contenido de la localidad MIENTRAS (que es la última muestra leída de la señal A). Nótese que ahora se encuentra en proceso de conversión una -

muestra nueva de la señal A (bloque 44 y 45).

Bloque 55.- Se almacena el acumulador (última muestra de A) en la localidad apuntada por Q dentro del Rol de memoria. El índice X se ha hecho igual a Q en el bloque 46.

Bloque 56.- Igual al bloque 10.

Bloque 57.- Se leé el dato del conversor A/D que corresponde a la nueva muestra de la señal A y se carga en el registro Y.

Bloque 58.- Igual al bloque 12.

Bloque 59.- Igual al bloque 8.

Bloque 60.- Se transfiere la última muestra de A, que se encuentra en el registro Y, al acumulador para hacerle los ajustes necesarios (ver bloque 14).

Bloque 61.- Se pregunta si el contenido del acumulador (muestra de la señal A) es negativo; si nó, se pasa al bloque 62. - En caso afirmativo se vá al bloque 63..

Bloque 62.- Igual al bloque 16.

Bloque 63.- Se ordena almacenar la muestra ajustada de A, con-

tenida en el acumulador, en la localidad MIENTRAS. Esta muestra después será transferida al Rol de memoria (bloques 54 y 55). El paso de las muestras de la señal A por la localidad MIENTRAS tiene como objeto, como antes se ha señalado, retrazar su llegada al Rol de memoria, ya que al momento de ser leídas aún no se pueden almacenar en el Rol de memoria; puesto que aún no ha sido procesada la muestra que se tendría que deshechar.

Bloque 64.- Se retorna de la subrutina de interrupción de muestreo.

Bloque 65.- Se carga un "uno" en el parámetro F (ver bloque 48).

Bloque 66.- Se retorna de la subrutina de interrupción de muestreo. En este punto se ha retornado en virtud de haberse completado la lectura de las N muestras de las señales, habiendose encendido antes el indicador F. Obsérvese que el parámetro KON se ha dejado en "cero", por lo que ya nó se procesará ningún otro par de muestras para el presente punto de la correlación.

Con el bloque 66 se ha completado la descripción de la etapa de muestreo y procesamiento de datos. En el momento en que el procesador termine de ejecutar esta etapa se habrá com-

pletado el cálculo de los M puntos deseados de la correlación, los cuales se tendrán almacenados en forma de complemento del dos en un conjunto de M bytes de salida, de donde serán tomados por la sección de despliegue de resultados para ser desplegados en forma de curva análoga mediante el conversor D/A.

4.3.3.- DESPLIEGUE DE RESULTADOS.

Para efectuar el despliegue de la curva de correlación en forma de señal análoga, se ha hecho uso del reloj temporizador interconstruido (TIMER), el cual interrumpe al microprocesador cada cierto intervalo de tiempo constante, que es fijado mediante programa, y durante el cual se despliega cada punto de la correlación.

El desplegado de los M puntos de la curva de correlación es hecho en forma continua y en un orden que va de acuerdo al valor del τ , esto es, se despliegan como lo indica la siguiente secuencia:

$$S, S, S, C_{AB}(0),\ C_{AB}(1),\ C_{AB}(2), \ldots\ldots, C_{AB}(M), S, S, S,$$
$$C_{AB}(0),\ C_{AB}(1), \ldots.$$

Las S'S indican separadores, siendo éstos simplemente 3 - ceros que se despliegan, indicando el principio de una secuen-

cia de M puntos ó el final de otra secuencia idéntica. El desplegado en forma continua significa que la secuencia de M puntos, junto con los separadores, estarán enviandose repetitivamente, una después de la otra, en forma indefinida. La fig. - 4.30 muestra una curva típica obtenida, donde se señalan los - puntos separadores. Se muestra también la línea K4.

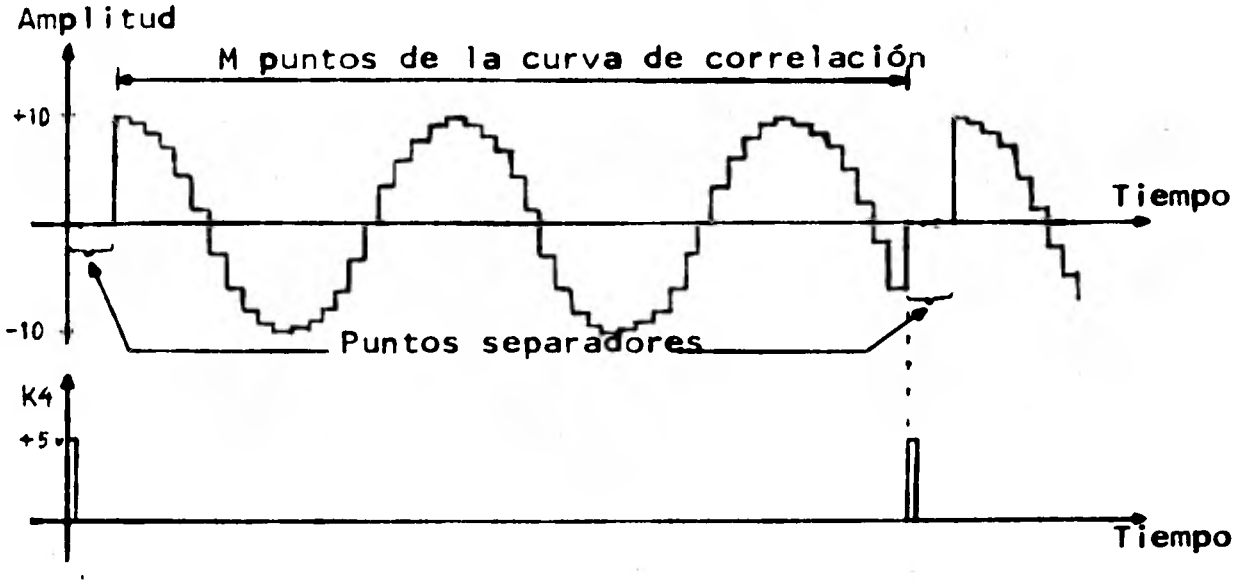


Fig. 4.30

En la figura 4.31 se tiene el diagrama de flujo de la etapa de despligue de resultados. Esta consta de dos partes, la sección de inicialización y la subrutina de interrupción de despliegue.

Bloque 67.- Dado que ahora se tiene una nueva subrutina de in-

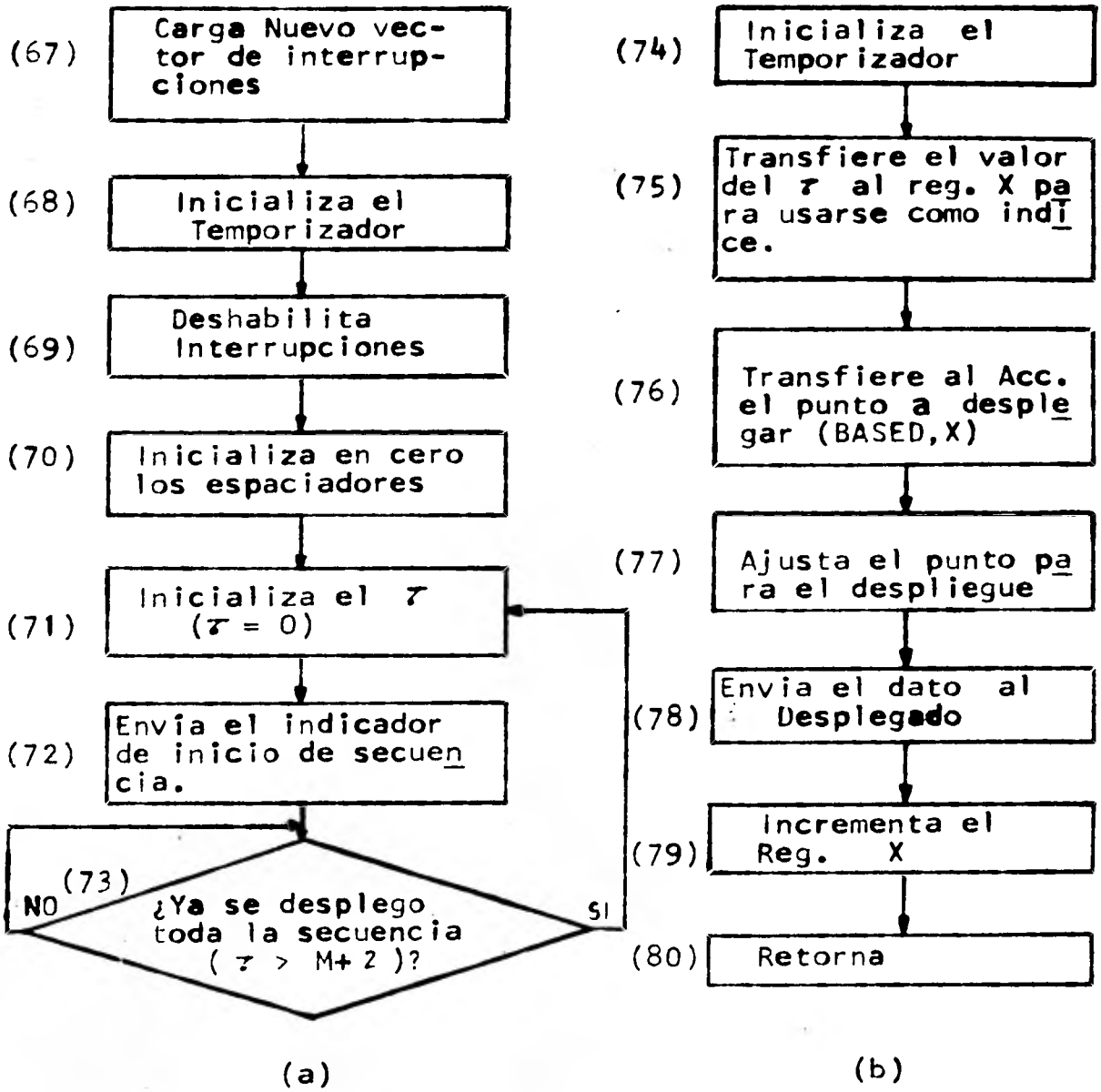


Fig. 4.31.- Etapa de "Despliegue de resultados".(a) - sección de inicialización,(b)subrutina de interrupción de despliegue.

terrupción, se modifica el vector de interrupción, cargando en él la dirección de la primera instrucción de la subrutina de interrupción de despliegue.

Bloque 68.- Se inicializa el reloj temporizador cargandole el número que dará el intervalo de tiempo deseado en el despliegue (El periodo de despliegue ha sido fijado igual al de muestreo, sin embargo, puede ser modificado. Ver el bloque 5).

Bloque 69.- Se apaga la bandera de interrupciones (CLI), permitiendo, así, que ocurran éstas.

Bloque 70.- Se cargan ceros en los tres espaciadores S1, S2 y S3.

Si el principio ó final de la curva de correlación no se distingue perfectamente de los espaciadores, se puede mofificar el valor de los mismo, cargandolos con cualquier otra cantidad que haga facilmente visible el principio y final de la curva. Esto se logra cargando la cantidad deseada (1 byte) en la dirección 00DA del programa. Los tres espaciadores tienen el mismo valor dado por la dirección 00DA .

Bloque 71.- Se inicializa el valor del τ en cero. El valor del τ variará desde cero hasta M + 2, dado que será utilizado

como índice para desplegar los M puntos de la correlación (del $C_{xy}(0)$ al $C_{xy}(M-1)$, almacenados en el conjunto de bytes de salida) más los puntos separadores.

Los bloques 71,72 y 73 constituyen un circulo de espera de interrupciones, en el cual el procesador estará en forma indefinida, controlando (mediante la inicialización del) el número de puntos desplegados en cada secuencia y enviando el indicador de inicio de la misma, saliendo de ella solo momentaneamente para ejecutar la subrutina de interrupción de despliegue.

Bloque 72.- Se leé la señal BUSY para dar un indicador adicional en la localización del inicio de la curva de correlación.- Al leer el BUSY (dirección 1000) se activa K4, resultando un pulso en dicha línea en cada inicio de secuencia, pulso éste que puede ser utilizado para sincronizar la señal en el oscilloscopio usado en el despliegue.

Bloque 73.- Se compara el valor del con el número de puntos a desplegar de cada secuencia (M + 2). Si resulta mayor, significa que ya se ha desplegado el último punto de la secuencia, por lo que se irá al bloque 70 donde se dá el valor cero al y se inicia, por tanto, el despliegue de otra nueva secuencia (encendiendose el indicador de nueva secuencia, ver el bloque 72). Si es menor ó igual a M+2, significa que debe continuar el desplegado de puntos, por lo que el procesador continuará en el bloque 73 en un circulo de espera de interrupciones.

Bloque 74.- En este bloque se tiene el inicio de la subrutina de interrupción de despliegue. Aquí se inicializa el temporizador inmediatamente que ocurre la interrupción para mantener el intervalo de despliegue constante. Ver el bloque 68.

Bloque 75.- Se hace el registro X igual al valor de τ , con el objeto de ser utilizado como índice en el siguiente bloque.

Bloque 76.- Utilizando el índice X, se carga en el acumulador el punto a ser desplegado por el conversor D/A. La dirección base en el despliegue es la 02DD , esta dirección está tres localidades antes que la dirección base del conjunto de bytes de salida utilizada anteriormente; dado que estas tres localidades contienen los separadores de secuencia.

Bloque 77.- Se ajusta el punto a desplegar sumandole 80. Este ajuste se hace debido a que los puntos a desplegar, almacenados en el conjunto de bytes de salida, estan en forma de complemento de dos, por lo que se deben convertir al código de salida del conversor D/A; lo cual se logra simplemente sumandoles 80 antes de ser desplegados. La fig. 4.32 muestra una tabla con valores definidos de los puntos de la correlación (columna a), sus equivalentes de entrada al conversor D/A (columna c) y el valor de voltaje analógico equivalente (columna d).

Bloque 78.- Se envia el dato de salida al conversor D/A. Esto se logra escribiendo el dato en la dirección 1000 dada por K4 (ver el diseño de la etapa conversora D/A en la sección 4.2).

Bloque 79.- Se incrementa el índice X con el fin de apuntar el siguiente punto a desplegar.

Bloque 80.- Se retorna de la subrutina de interrupción de despliegue.

Complemento Del Dos	Valor Numerico en HEX	Entrada al Conv. D/A	Salida Análoga
0111 1110	+ 7E	1111 1110	+ 9.96
0110 0000	+ 60	1110 0000	+ 7.5
0100 0000	+ 40	1100 0000	+ 5.0
0010 0000	+ 20	1010 0000	+ 2.5
0000 0000	+ 00	1000 0000	+ 0.04
1111 1111	- 01	0111 1111	- 0.04
1110 0000	- 20	0110 0000	- 2.5
1100 0000	- 40	0100 0000	- 5.0
1010 0000	- 60	0010 0000	- 7.5
1000 0001	- 7F	0000 0001	- 9.96
(a)	(b)	(c)	(d)

Fig. 4.32

Con el bloque 80, termina la descripción de los algoritmos de programación que hemos empleado para la obtención de la correlación. El listado completo del programa se muestra en el apéndice A, así como también una lista de la asignación hecha en las direcciones de memoria.

4.3.4.- PROCEDIMIENTO PARA INICIO DE CORRIDA.

Como habiamos apuntado anteriormente, antes de realizar una corrida, se deben fijar algunos parámetros que se han dejado libres; con objeto de ajustarlos a los requerimientos que se presenten. Estos se deben cargar manualmente antes de iniciar una corrida en las direcciones correspondientes que se dán en el apéndice A. Los parámetros son los siguientes:

M- Número de puntos deseados de la correlación.

N- Número total de pares de muestras que se toman de las señales a correlacionar.

En el capitulo 2 vimos que, para que el error en la curva de correlación obtenida sea aceptable, es necesario hacer N mucho mayor que M. Tomando en cuenta esto, junto con las limitaciones de memoria y de programa que se tienen, podemos establecer los límites dados a continuación:

Parámetro: M

Variación: Decimal, 1 a 144

Hexadecimal, 1 a 90

La razón de estos límites se encuentra en la cantidad de memoria disponible. Con el microcomputador se tiene un total de 1K de localidades de memoria disponibles en RAM'S (de la localidad 0000 Hex a la 03FF Hex), sin embargo, casi en su totalidad, la página uno no la hemos usado debido a que corresponde a las localidades utilizadas por el apilador (stack). Además, el programa que ocupa 437 bytes es almacenado en la página cero y buena parte de la página 2; o sea, ocupa desde la localidad 0020 a la 00ED de la página cero, de la 0100 a la 0113 de la página uno y desde la 0200 a la 02D6 de la página dos. Por último, el programa utiliza 31 localidades de almacenamiento temporal (de la 0000 a la 001F). De esta suerte, resulta que el espacio de memoria disponible para almacenar el Rol de memoria y el conjunto de bytes de salida (incluidos los espaciadores), son 297 bytes (de la dirección 02D7 a la 03FF). Dejando 6 localidades libres después del fin del programa, quedan 291 bytes para el almacenamiento. Por otro lado, como la longitud máxima del Rol de memoria y del conjunto de bytes de salida es igual a M, resulta final

mente que, el valor máximo de M está dado por: - - el número de bytes disponibles, menos tres (de los espaciadores), dividido entre dos; es decir, - (291-3)/2 = 144 bytes.

Parametro: N

Variación: Decimal, límite máximo 65,535

Hexadecimal, límite máximo FFFF

Los límites, en este caso, son fijados por los re-- querimientos del usuario y estarán de acuerdo al - porcentaje de error que se concidere aceptable; tomando en cuenta lo apuntado a este respecto en el - capítulo 2.

El límite mínimo no lo hemos establecido, debido a que es opcional y depende de las necesidades del - usuario. Así, en el caso límite de M=1, podemos hacer N=200 y nuestro error en $C_{xy}(0)$ será aproximadamente del 10%.

El límite máximo obedece al hecho de que la sumatoria cuenta solo con 4 bytes y $65,536=2^{16}$ sumas de 2 bytes cada una, dán como resultado 4 bytes. Además, se debe considerar que N se guarda en 2 bytes,

por lo que el número máximo que se puede almacenar ahí es FFFF.

En el bloque 33 se había mencionado que, en el caso de $N=1024=2^{10}$, la cantidad "SALTOS" debería ser igual a 7. Para un valor diferente de N, SALTOS debe ser modificada de acuerdo a la siguiente correspondencia:

N	SALTOS
$2^8 = 256$	9
$2^9 = 512$	8
$2^{10} = 1024$	7
$2^{11} = 2048$	6
$2^{12} = 4096$	5
$2^{13} = 8192$	4
$2^{14} = 16384$	3
$2^{15} = 32768$	2
$2^{16} = 65536$	1

El procedimiento para inicio de corrida, después de encender el aparato, cargar el programa y conectar las señales a correlacionar, es como sigue:

- Cargar manualmente en la dirección 0000 Hex el valor en hexadecimal del número de puntos deseados de la correlación (que corresponde al valor de parámetro M), tomando en cuenta los límites dados arriba.

- Cargar manualmente en las direcciones 0001 y 0002 - Hex el valor en hexadecimal de N (número total de pares de muestras). Como N es un número grande, de cuatro cifras hexadecimales, las dos menos significantes se cargan en la dirección 0001 Hex y las más significantes en la 0002 Hex.

- Ajustar el valor de SALTOS al valor de N, cargando manualmente su valor en hexadecimal en la dirección 00AC, de acuerdo a la correspondencia dada.

- Correr el programa tomando como inicio la dirección - 0020 Hex.

4.4.- CONSTRUCCION Y RESULTADOS.

En esta sección hablaremos primeramente de las características definitivas del correlador y de los resultados obtenidos, pasando posteriormente a los detalles finales de la construcción.

4.4.1.- PERIODO MINIMO DE MUESTREO.

La frecuencia máxima de las señales que el correlador puede procesar, está directamente relacionada con el valor mínimo del período de muestreo T_M, período este que está constituído por el intervalo de tiempo que transcurre entre la lectura de dos muestras consecutivas de una misma señal. Estableceremos enseguida la expresión para T_M.

El muestreo de las señales a correlacionar debe ser hecho a intervalos regulares de tiempo, lo que constituye el "período de muestreo" T_M. Para garantizar que T_M sea constante, se ha usado el temporizador interconstruído que existe en el microcomputador, el cual puede ser programado para interrumpir al mismo cada cierto tiempo previamente fijado. Al ocurrir cada interrupción se efectúa el muestreo de las señales, con lo cual, se tiene un período T_M siempre constante y ajustable (por el operador) a las necesidades que se tengan.

Como sabemos, el procesamiento de las muestras se hace durante el intervalo de muestreo, por lo cual T_M debe ser ajustado de tal suerte que sea suficientemente grande como para dar tiempo a que se efectúe el procesamiento del par de muestras que en ese momento se tiene. De esta forma, el período mínimo de muestreo y por tanto la frecuencia máxima de las señales que se pueden procesar, queda fijado por: el tiempo de procesamiento T_p de un juego de muestras (una de cada señal) y un cierto tiempo T_m que es el tiempo que transcurre mientras se efectúa el muestreo, se hace el ajuste de las muestras y se almacenan (que es el tiempo que tarda en ejecutarse la subrutina de interrupción de muestreo). Por tanto, la expresión para T_M queda en realidad como sigue

$$T_M \geq T_p + T_m$$

esto es, el período de muestreo debe ser mayor que la suma de T_p y T_m. El signo igual se cumple cuando T_M esta ajustado al mínimo permisible.

Puesto que la estructura del programa ha quedado completamente establecida, se puede calcular el valor del período mínimo de muestreo y por tanto la frecuencia máxima de señal que se puede procesar, haciendo el cálculo de los tiempos T_p y T_m.

Los tiempos T_p y T_m son calculados para el peor caso (el más largo), con base a las instrucciones involucradas en cada bloque (ver listado en el apéndice A) y tomando en cuenta el tiempo de ejecución, dado por el manual (ref. 11), de cada una de ellas. En el caso de la subrutina MULTIP se ha tomado en cuenta las mallas repetitivas presentes en la misma.

El tiempo de procesamiento T_p está dado por el tiempo que tarda en ejecutarse los bloques 18 al 31 (exceptuando los bloques 24 y 30 en el caso largo), los cuales, como se puede observar, forman un lazo cerrado. Los tiempos de ejecución de cada bloque son los dados a continución.

BLOQUE	TIEMPO DE EJECUCION
18	6 us.
19	5 us.
20	16 us.
21	3 us.
22	6 us.
23	8 us.
25	2 us.
26	7 us.
27	438 us.
28	50 us.
29	3 us.
31	6 us.

Considerando la ejecución de la subrutina en el caso más largo, el tiempo de procesamiento es T_p = 550 us.

El tiempo T_m es el tiempo de ejecución de la subrutina de interrupción de muestreo (bloque 42 al 66 exceptuando los bloques 65 y 66). Los tiempos de ejecución de cada bloque son los siguientes :

BLOQUE	TIEMPO DE EJECUCION	BLOQUE	TIEMPO DE EJECUCION
42	6 us.	54	3 us.
43	4 us.	55	5 us.
44	6 us.	56	7 us.
45	4 us.	57	4 us.
46	3 us.	58	6 us.
47	18 us.	59	4 us.
48	17 us.	60	2 us.
49	5 us.	61	3 us.
50	2 us.	62	2 us.
51	3 us.	63	3 us.
52	2 us.	64	6 us.
53	3 us.		

Sumando los tiempos se tiene que, para el caso más largo, T_m = 118 useg. Finalmente, sumando T_p y T_m resulta que el período mínimo de muestreo es T_M = 668 useg.

De lo anterior, y tomando en cuenta que el criterio de Nyquist establece un mínimo de dos muestras por periodo de la componente de más alta frecuencia (un buen valor es 3), resulta que la fuecuencia máxima de señal que se puede procesar, considerando que es aceptable un total de 6 muestras por periodo es: $F_{max}=1/(6T_M)$ = 250 Hertz.

4.4.2.- CARACTERISTICAS DEL CORRELADOR.

Las características principales del correlador se enlistan enseguida:

Funciones disponibles:	Intercorrelación y autocorrelación.
Tipo de Señales:	Periódicas.
Período Mínimo de Muestreo :	668 usegundos.
Frecuencia Máxima : (señales de entrada)	250 Hertz.
Número máximo de puntos de la correlación :	144 Puntos.
Número Máximo de pares de muestras a Procesar : (señales de entrada)	65,535 pares de muestras.
Amplitud máxima para las señales de entrada :	+ 10 volts.
Amplitud mínima para las señales de entrada:	- 10 volts.
Señal de Salida:	Señal analógica de correlación desplegandose continuamente. Esta señal queda almacenada en un conjunto de bytes de salida en forma de bits. Su rango de variación es de -10 volts a + 10 volts.

Resolución y presión de la etapa de conversión A/D y D/A (referencias 20 y 21).	8 bits de resolución con una presición de $\pm$ 1/2 LSB donde: $LSB=(-V_{ref})2^{-7}$ $=(-(-10))2^{-7}$ $=0.0781$ Volts.

4.4.3.- COMPROBACION DE RESULTADOS.

Para comprobación de los resultados dados por el correlador, damos unos ejemplos simples, que ilustran la validez de los resultados obtenidos. Para esto, hemos obtenido la correlación de una señal, primero en forma teórica y después por medio del correlador, comparando, así, los resultados.

Consideremos primeramente la obtención de la autocorrelación de una senoidal (ver fig. 4.33a).

Sea, $x(t) = \text{sen}\, t$

La autocorrelación esta dada por :

$$\mathbb{R}_{xx}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} x(t)\, x\,(t+\tau)\, dt$$

$$= \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} \text{sen}\, t\, \text{sen}\,(t+\tau)\, dt$$

$$\mathbb{R}_{xx}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} \text{sen}\, t\,(\text{sen}\, t \cos\tau + \text{sen}\,\tau \cos t)\, dt$$

$$= \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \left[\int_{-T}^{T} \text{sen}^2\, t \cos\tau\, dt + \int_{-T}^{T} \text{sen}\,\tau\, \text{sen}\, t \cos t\, dt \right]$$

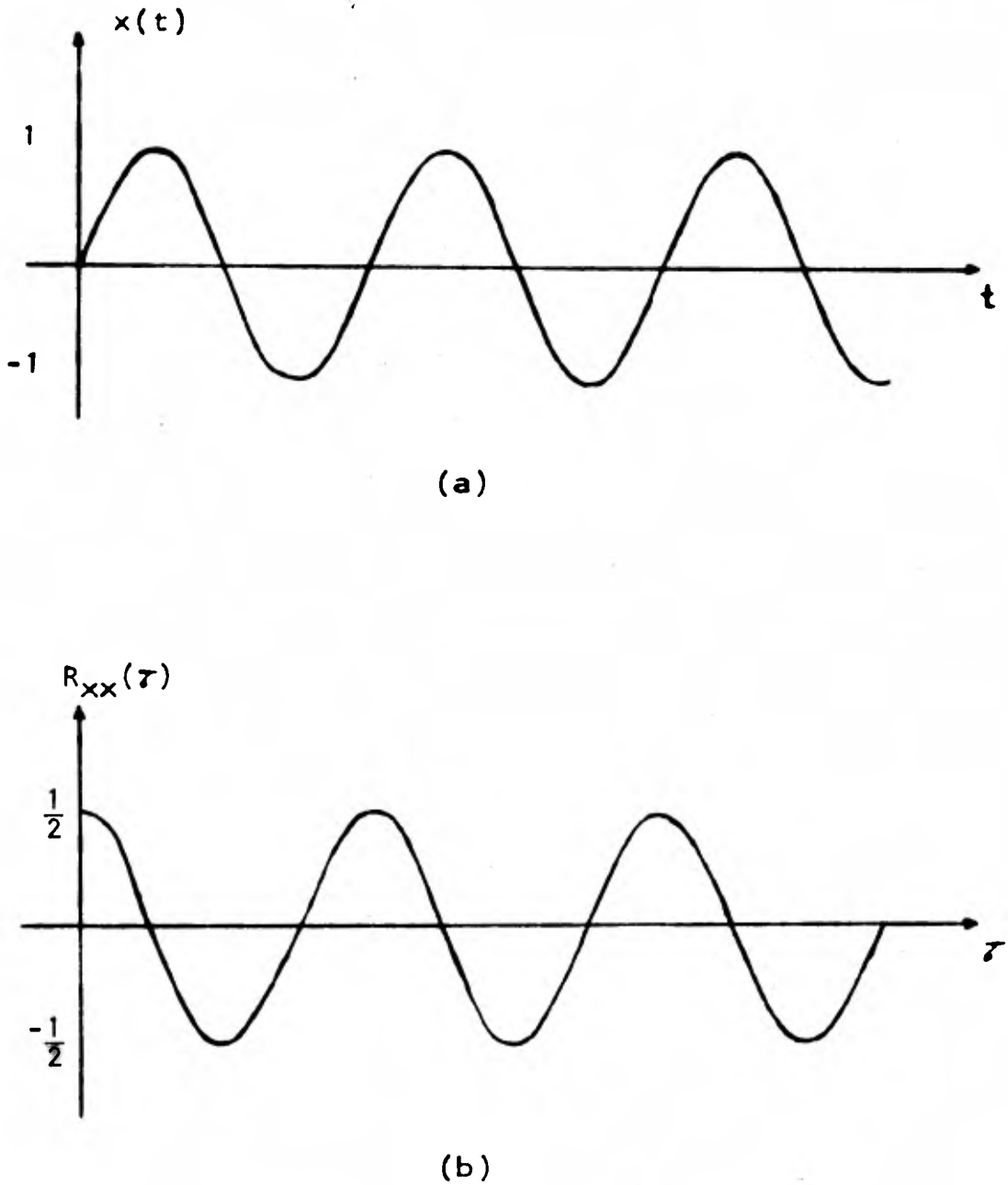


Figura 4.33.- Autocorrelación (b) de una senoidal (a).

$$= \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T}\left[\cos\tau \int_{-T}^{T} \text{sen}^2 t\,dt + \text{sen}\tau \int_{-T}^{T} \frac{\text{sen}2t}{2}\,dt\right]$$

$$= \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T}\left\{\left[\cos\tau\left(\frac{1}{2}t - \frac{1}{4}\text{sen}2t\right)\right]_{-T}^{T} + \text{sen}\tau\left[-\frac{1}{4}\cos 2t\right]_{-T}^{T}\right\}$$

$$= \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T}\left\{\cos\tau\left[\frac{1}{2}T - \frac{1}{4}\text{sen}2T + \frac{1}{2}T + \frac{1}{4}\text{sen}(-2T)\right] + \text{sen}\tau\left[-\frac{1}{4}\cos 2T + \frac{1}{4}\cos(-2T)\right]\right\}$$

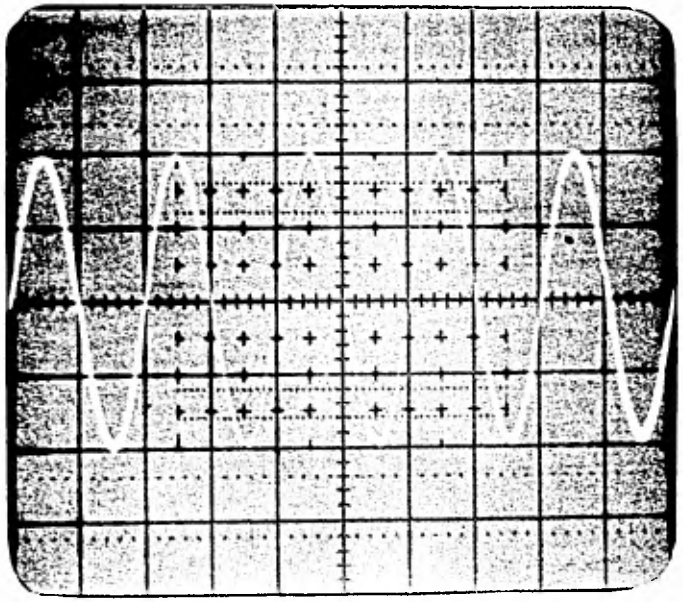
$$= \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T}\left\{\cos\tau\left(T - \frac{1}{2}\text{sen}\,2T\right) + 0\right\}$$

$$= \lim_{T\to\infty} \frac{\cos\tau}{2T}\left(T - \frac{1}{2}\text{sen}2T\right) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2}\left(1 - \frac{\text{sen}2T}{2T}\right)\cos\tau$$

$$\mathbb{R}_{xx}(\tau) = \frac{1}{2}\cos\tau$$

Así, pués, la autocorrelación de una senoidal (sent) es otra senoidal ($\frac{1}{2}\cos\tau$) en función de la variable τ . En la figura 4.33b se muestra la gráfica de $R_{xx}(\tau)$.

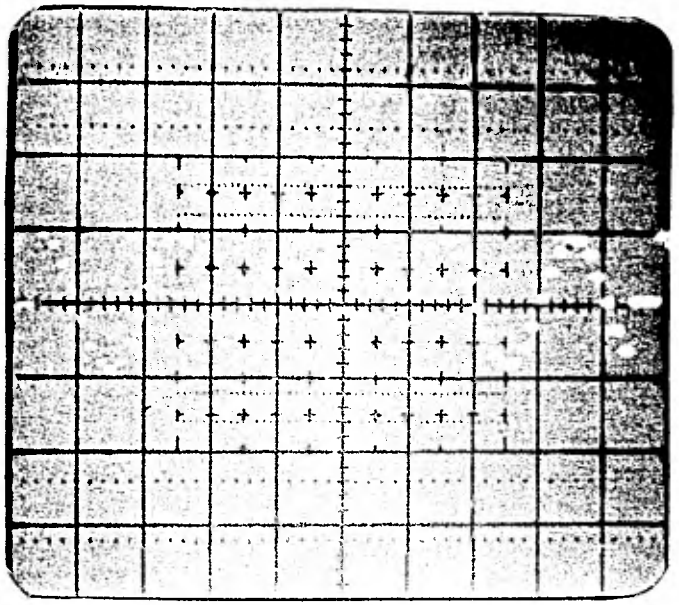
Introduciendo al correlador la señal mostrada por el osciloscopio en la figura 4.34 (senoidal de 20 V_{pp} y frec.de 100 Hz), se obtiene la senoidal mostrada en la foto de la figura 4.35. La amplitud de esta señal de salida, como antes se esta



Tiempo: 5 mseg/div.

Amplitud: 5 volts/div.

Fig. 4.34.- Foto que muestra la señal introducida al Correlador.



Tiempo: 5 mseg/div.

Amplitud: 5 volts/div.

Fig. 4.35.- Señal obtenida en el correlador, correspondiente a la autocorrelación de la señal de la fig. 4.34.

bleció, puede ser regulada por programa. En este caso, la frecuencia de la señal de salida es igual a la de la señal de entrada, debido a que el período de despliegue de cada punto se ha dejado igual al período de muestreo de la señal de entrada. Sin embargo, debe notarse que la amplitud y la frecuencia de la curva de correlación pueden ser cambiados por programa, dentro de los límites permisibles.

Como puede observarse, la señal obtenida con el correlador es un coseno, ya que, en $\tau=0$, la amplitud es la máxima positiva. Así, pués, la curva de correlación teórica y práctica coinciden, siendo ambos (para este caso) un coseno.

Consideremos ahora la obtención de la intercorrelación entre las dos señales siguientes (ver la fig. 4.36a)

$x(t) = \cos t \qquad\qquad y(t) = \operatorname{sen} t$

La correlación esta dada por

$$\mathbb{R}_{xy}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} x(t)\, y(t+\tau)\,dt$$

$$= \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} \cos t \operatorname{sen}(t+\tau)\,dt$$

$$= \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} \cos t \quad (\operatorname{sen} t \cos\tau + \operatorname{sen}\tau \cos t)\,dt$$

$$= \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \left\{ \int_{-T}^{T} \cos\tau \text{ sen } t \cos t \, dt + \int_{-T}^{T} \text{sen}\,\tau \cos^2 t \, dt \right\}$$

$$= \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \left\{ \cos\tau \int_{-T}^{T} \frac{\text{sen}2t}{2} \, dt + \text{sen}\tau \int_{-T}^{T} \cos^2 t \, dt \right\}$$

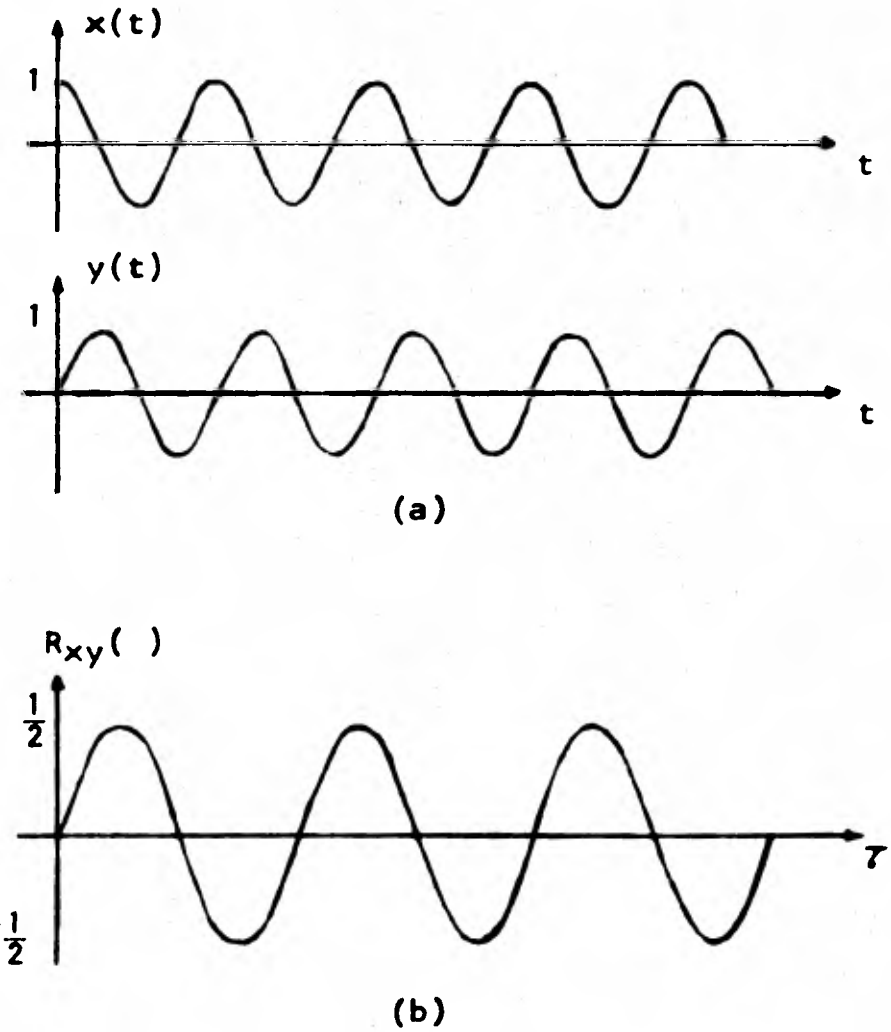


Fig. 4.36.- Correlación cruzada (b) de las señales mostradas en (a).

$$R_{xy}(\tau)=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{2T}\left\{\cos\tau\left[-\frac{1}{4}\cos 2t\right]_{-T}^{T}+\operatorname{sen}\tau\left[\frac{1}{2}t+\frac{1}{4}\operatorname{sen}2t\right]_{-T}^{T}\right\}$$

$$=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{2T}\left\{\cos\tau\left[-\frac{1}{4}\cos 2T+\frac{1}{4}\cos(-2T)\right]+\operatorname{sen}\tau\left[\frac{1}{2}T+\right.\right.$$

$$\left.\left.\frac{1}{4}\operatorname{sen}2T+\frac{1}{2}T-\frac{1}{4}\operatorname{sen}(-2T)\right]\right\}$$

$$=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{2T}\left\{0+\operatorname{sen}\tau\left[T+\frac{1}{2}\operatorname{sen}2T\right]\right\}$$

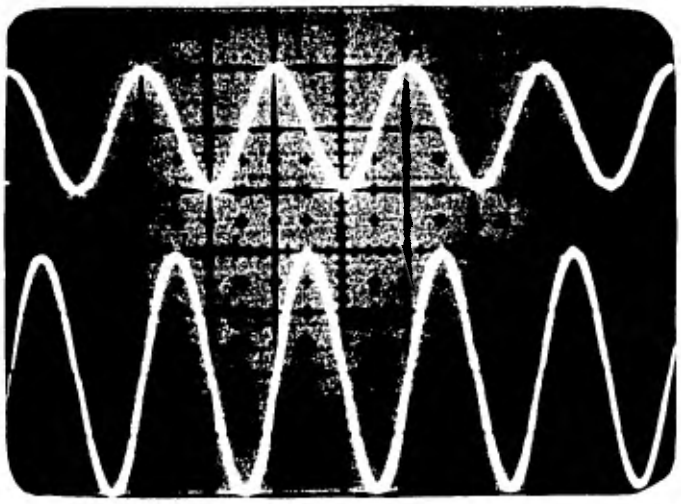
$$=\lim_{T\to\infty}\operatorname{sen}\tau\left[\frac{T}{2T}+\frac{1}{2}\frac{\operatorname{sen}2T}{2T}\right]=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{2}\left(1+\frac{\operatorname{sen}2T}{2T}\right)\operatorname{sen}\tau$$

$$R_{xy}(\tau)=\frac{1}{2}\operatorname{sen}\tau$$

La gráfica de $R_{xy}(\tau)=\frac{1}{2}\operatorname{sen}\tau$ se muestra la figura 4.36b. Nótese que ahora $R_{xy}(0)$ no es un máximo, como en el caso de la autocorrelación.

En la foto de la figura 4.37 se muestran las dos señales (senoidales de 20 Vp.p., frecuencia de 100 Hz y defasadas 90° entre sí) que introducidas al correlador dán como resultado la curva de la figura 4.38. Como puede observarse se trata de un seno, pues $R_{xy}(0)=0$, lo cual coincide perfectamente con el cálculo teórico.

Un caso más (de obtención práctica), se muestra en las figuras 4.39 y 4.40, donde se ha obtenido la autocorrelación (figura 4.40), de la onda cuadrada mostrada en la figura 4.39. La onda triangular obtenida está de acuerdo a los resultados esperados teoricamente (no mostrados).

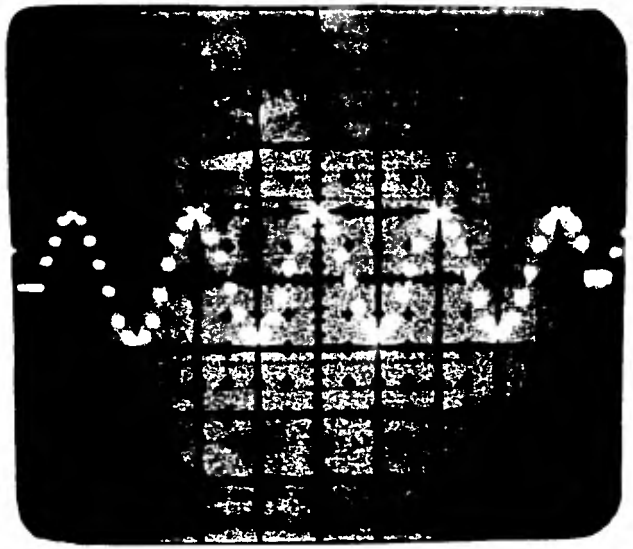


Tiempo: 5 mseg/div.

Amplitud (señal superior): 2 volts/div.

Amplitud (señal inferior): 5 volts/div.

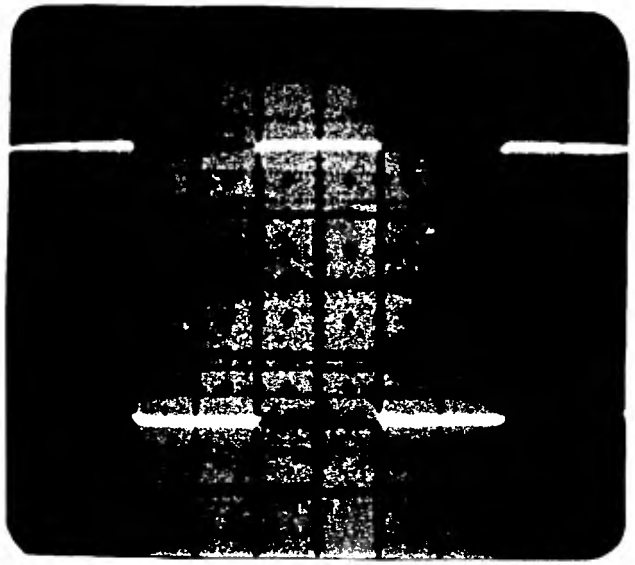
Fig. 4.37.- Foto que muestra las señales introducidas al correlador.



Tiempo: 5 mseg/div.

Amplitud: 1 volt/div.

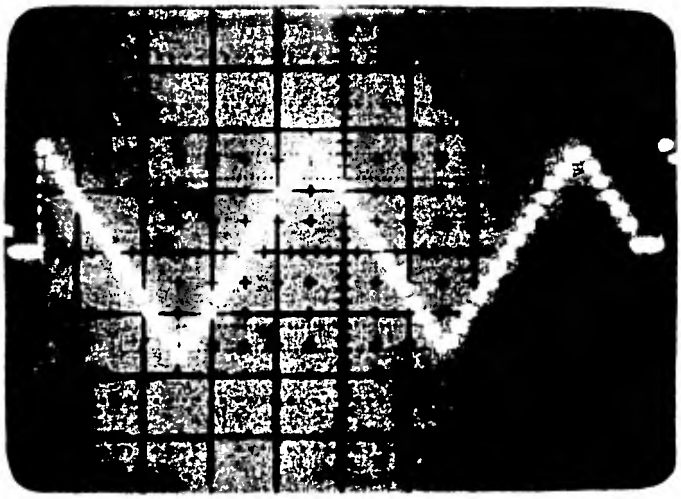
Fig. 4.38.- Señal obtenida en el correlador correspondiente a la intercorrelación de las señales de la fig. 4.37.



Tiempo: 5 mseg/div.

Amplitud: 5 volts/div.

Fig. 4.39.- Foto que muestra la señal introducida al correlador.



Tiempo: 5 mseg/div.

Amplitud: 5 volts/div.

Fig. 4.40.- Señal obtenida en el correlador, correspondiente a la autocorrelación de la señal de la fig. 4.39.

4.4.4.- CONSTRUCCION.

En la sección 4.2 de este capitulo, quedó completamente - establecido el diseño final de la circuitería que es necesario armar para la construcción del correlador. Esta circuitería - fué armada en un circuito impreso, cuyas dimensiones (20 X 30 cm) fueron hechas iguales a las de la tarjeta del microcomputador (KIM-1). La parte anterior y posterior del circuito impreso se muestran en las figuras 4.41 y 4.42 respectivamente, mismas en las que se puede apreciar la ubicación de cada circuito integrado. La asignación de funciones dada a las terminales - de los conectores se dá en la figura 4.43.

Cabe hacer notar que, en el diseño del circuito impreso , se han hecho provisiones (aumento de circuitos y modificaciones) para una posible versión mejorada del correlador; que se explica brevemente en el apéndice B. Sin embargo, toda la circuitería se armó de acuerdo al diseño dado en la sección 4.2, dejandose sin armar las partes correspondientes a la nueva versión. La foto de la figura 4.44 muestra el aspecto final de la tarjeta armada. Las fichas de C.I. (chips) no colocadas corresponden a las modificaciones.

Finalmente el correlador fué armado en una estructura de acero inoxidable de 40X20X10 cm. Las fuentes necesarias para el funcionamiento del aparato (+15, -15, +12, +10, +5 -

volts) fueron armados en la parte posterior de la estructura. - Explicar el diseño de las mismas esta fuera de nuestro objetivo (ver circuitos en el apéndice C).

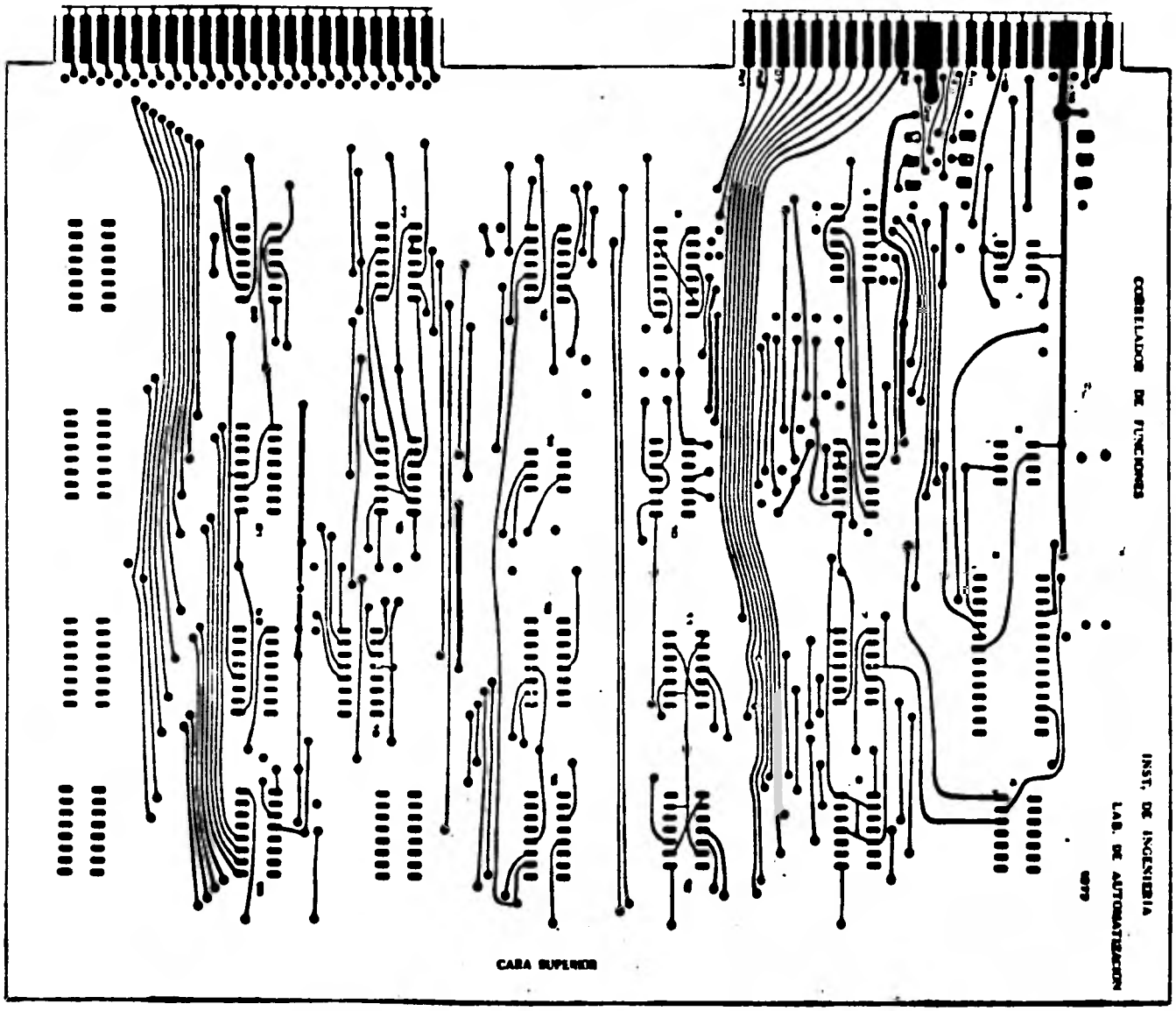


Fig. 4.41.- Parte anterior del circuito impreso.

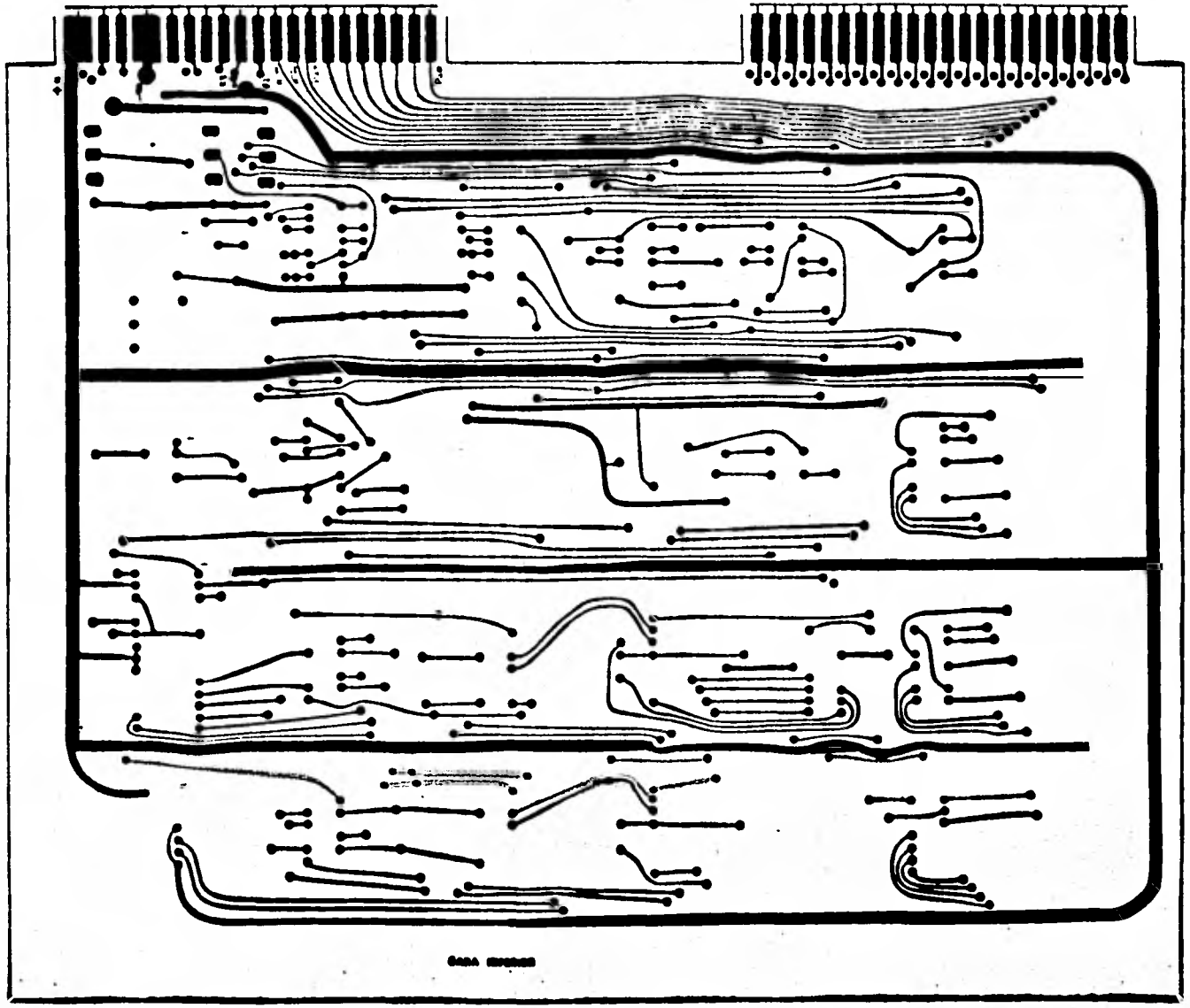


Fig. 4.42.- Parte posterior del circuito impreso.

I1	-	IA	+ 5 v
I2	-	IB	+ 5 v
I3	+15 v	IC	-
I4	+15 v	ID	-
I5	-	IE	-15 v
I6	-	IF	-15 v
I7	+10 v	IG	-
I8	Co	IH	-
I9	Ain	II	-
I10	Bin	IJ	k3
I11	Tierra	IK	k4
I12	Tierra	IL	Φ2
I13	D0	IM	R/W
I14	D1	IN	$\overline{R/W}$
I15	D2	IO	-
I16	D3	IP	-
I17	D4	IQ	-
I18	D5	IR	-
I19	D6	IS	-
I20	D7	IT	-
I21	Pb0	IU	-
I22	Pb1	IV	-

Fig. 4.43 .- Asignación de Terminales del Conector de Interface.

CAPITULO 5

C O N C L U S I O N E S

La correlación es esencialmente un proceso de comparación entre dos señales, cuya realización puede ser llevada a cabo usando la capacidad de procesamiento de un microprocesador.

En el trabajo que se ha desarrollado se presentó una versión de un correlador de funciones cuya complejidad y costo son relativamente pequeños. Este dispositivo puede ser utilizado para obtener la correlación de señales en diversas aplicaciones de campo, donde la fácil movilidad del mismo puede ser de gran ayuda para realizar multiples pruebas que, por ejemplo, den una idea de la localización aproximada de los puntos de prueba criticos de algún sistema fisico antes de iniciar un estudio más complejo que requiera de la movilización de gran cantidad de recursos para su realización y que pudiera estar utilizando datos erroneos en su proceso. Asimismo, el sistema descrito proporciona la facilidad de ser utilizado en otras aplicaciones que involucren la adquisición de datos para el tratamiento de señales analógicas en forma digital, y/o que requieran de la generación de señales de salida analógicas para el control digital de algún proceso.

El campo del procesamiento de señales, y en particular el de la correlación, es muy amplio y su implantación en cualquier aplicación varia de acuerdo a las condiciones que se tienen ó que se presentan en la misma. Así, por ejemplo en este trabajo, se ha visto que el uso del método directo resulta más conveniente que el uso del método de la transformada de Fourier cuando se está trabajando con valores pequeños de M (M es el número de puntos deseados de la correlación y se cumple que $N \gg M$, donde N es el total de muestras tomadas), sin embargo, el proceso de implantación variará cuando se modifiquen las condiciones impuestas en la realización del proyecto.

R E F E R E N C I A S

1.- Alan V.Oppenheim & Ronald W. Shafer "Digital signal processing" Prentice -Hall Inc., Englewood Cliffs, N.J. 1975.

2.- George R. Cooper & Clare D.Megillen "Methods of signal and system analysis". Holt, Rinehart and Winston, Inc. 1967.

3.- Papoulis "Probability Random Variables and stochastics processes.

4.- M.S. Bartlett, "An introduction to stochastic processes - with special reference to methods and applications", Cambridge Univ. Press, N.Y. 1953.

5.- R.B. Blackman & J.W. Turkey, "The measurement of power spectra". Doner Publications, Inc., N.Y. 1958.

6.- E.J. Hannan. "Time series analysis", Methuen & company - LTD., Londres, 1960.

7.- G.M. Jenkins & D.G. Watts, "Spectral analysis and its applications", Holden Day, Inc., San Francisco, 1968.

8.- L.H. Koopmanns, "Spectral analysis of time series", Academic Press, N.Y. 1974.

9.- C.M. Reader "An improved algorithm for high-speed autocorrelation with applications to spectral estimations", I E E trans. Audio Electroacustic, Vol. Av-18,dec.1970. pag. 439-441.

10.- T.G. Stockham, Jr., "High-speed convolution and Correla---

tion" Spring Joint computer cont., AFIPS Proc., Vol. 28, - Spartan books, Washinton, D.C., 1966. pag. 229-233.

11.-MCS6500, Microcomputer Family, "Programing manual", JAN. - 1976, MOS Technology, Inc., Norristown, Pa.

12.-MCS6500, Microcomputer Family, "Hardware manual", JAN. 1976. MOS Technology, Inc., Norristown, Pa.

13.-KIM-1, Microcomputer Products, User's manual", JAN. 1976.- MOS Technology, Inc., Norristown, Pa.

14.-J.L. Buie and T.A. Zimmerman "Very large scale integrated circuits for digital signal processing" parte 2, I E E E - circuits and sistems" Volumen 11, núm. 2 abril 1977.

15.-Thomas A. Zimmerman and David F. Barbe "A nex role for - Charge-coupled devices: digita signal processing" ELECTRONICS/March 31, 1977.

16.-Scientific American, "Acoustic surface waves", Octubre - 1972.

17.-"Surface acoustic wave devices for communications", Proceeding of de I E E E , Vol. 64, No. 5 Mayo 1976.

18.-Arturo Serrano Santoyo, "Diseño de un acoplador Multiras", tesis de maestria, Dpto.de Ingeniería Eléctrica C.I.E.A. - I.P.N., 1974.

19.-Gerard Coussot, "Filtros de ondas elásticas de superficie" una técnica prometedora para las aplicaciones con destino al público en general. Industrias Eléctrica y Electrónica, Estudios e investigaciones, sumario No. 3, 1974.Distrib. - por los servicios económicos. Embajada de Francia.

20.-Especificaciones técnicas y guía de operación del conversor A/D AD7570.

21.-Especificaciones técnicas y guía de operación del conversor D/A DAC-08.

APENDICE A

LISTADO DE LA PROGRAMACION

A continuación se proporciona el listado del programa, el cual abarca de la dirección 0020 Hex a la 02D6 Hex, excluyendo las direcciones 00EE a la 00FF usadas por el monitor del KIM-1 y de la 0114 a la 01FF reservadas al stack. Se han señalado las instrucciones comprendidas en cada bloque, donde, a excepción de las instrucciones que ocasionan la exclusión de las localidades arriba anotadas, las instrucciones de salto (JMP) no comprendidas en algún bloque corresponden a líneas de unión en los diagramas de flujo de la programación.

ETIQUETA	DIRECCION	CODIGO	ENSAMBLADOR	No.DE BLOQUE
	0020	A9	LDA # 0E	BLOQUE 1
	0021	0E		"
	0022	8D	STA IRQL	"
	0023	FE		"
	0024	17		"
	0025	A9	LDA # 02	"
	0026	02		"
	0027	8D	STA IRQH	"
	0028	FF		"
	0029	17		"
	002A	78	SEI	BLOQUE 2
	002B	D8	CLD	"
	002C	A9	LDA # 03	BLOQUE 3
	002D	03		"
	002E	8D	STA PDDB	"
	002F	03		"
	0030	17		"
	0031	A6	LDX M	BLOQUE 4
	0032	00		"
	0033	CA	DEX	"
	0034	86	STX τ	"
	0035	03		"
INI	0036	A9	LDA # 01	BLOQUE 5
	0037	0B		"
	0038	8D	STA TIMER	"
	0039	0E		"
	003A	17		"
	003B	A9	LDA # 03	BLOQUE 7
	003C	03		"
	003D	8D	STA PDB	"
	003E	02		"
	003F	17		"
	0040	8D	STA ANALO	BLOQUE 8
	0041	00		"
	0042	0C		"
	0043	A9	LDA # 00	BLOQUE 9
	0044	00		"
	0045	85	STA nL	"
	0046	04		"
	0047	85	STA nH	"
	0048	05		"
	0049	85	STA KON	"
	004A	06		"
	004B	85	STA F	"
	004C	07		"
	004D	85	STA Q	"
	004E	08		"
	004F	85	STA SUMO,0	"

ETIQUETA	DIRECCION	CODIGO	ENSAMBLADOR	No.DE BLOQUE
	0050	0D		BLOQUE 9
	0051	85	STA SUMO,1	"
	0052	0E		"
	0053	85	STA SUMO,2	"
	0054	0F		"
	0055	85	STA SUMO,3	"
	0056	10		"
	0057	58	CLI	BLOQUE 6
busy 1	0058	AD	LDA $\overline{\text{BUSY}}$	BLOQUE 10
	0059	00		"
	005A	0C		"
	005B	10	BPL BUSY 1	"
	005C	FB	-5	"
	005D	AC	LDY DIGITA	BLOQUE 11
	005E	00		"
	005F	10		"
	0060	A9	LDA # 01	BLOQUE 12
	0061	01		"
	0062	8D	STA PDB	"
	0063	02		"
	0064	17		"
	0065	8D	STA ANALO	BLOQUE 13
	0066	00		"
	0067	0C		"
	0068	98	TYA	BLOQUE 14
	0069	30	BMI MIENTRAS	BLOQUE 15
	006A	02		"
	006B	49	EOR # 7F	BLOQUE 16
	006C	7F		"
MIENTRAS	006D	85	STA MIENTRAS	BLOQUE 17
	006E	16		"
ESPE	006F	A5	LDA KON	BLOQUE 18
	0070	06		"
	0071	F0	BEQ FINAL	"
	0072	33	+ 33	"
	0073	C6	DEC KON	BLOQUE 19
	0074	06		"
	0075	38	SEC	BLOQUE 20
	0076	A5	LDA τ	"
	0077	03		"
	0078	E5	SBC nL	"
	0079	04		"
	007A	A9	LDA # 00	"
	007B	00		"
	007C	E5	SBC nH	"
	007D	05		"
	007E	B0	BCS VUEL	"
	007F	21	+ 21	"
	0080	A4	LDY Q	BLOQUE 21

ETIQUETA	DIRECCION	CODIGO	ENSAMBLADOR	No.DE BLOQUE
	0081	08		BLOQUE 21
	0082	A5	LDA BACTUAL	BLOQUE 22
	0083	15		"
	0084	85	STA OP,O	"
	0085	0B		"
	0086	98	TYA	BLOQUE 23
	0087	C5	CMP γ	"
	0088	03		"
	0089	F0	BEQ CLY	"
	008A	04	+ 4	"
	008B	C8	INY	BLOQUE 24
	008C	4C	JMP PUN 1	
	008D	91		
	008E	00		
CLY	008F	A0	LDY # 00	BLOQUE 25
	0090	00		"
PUN 1	0091	B9	LDA ROLL,Y	BLOQUE 26
	0092	70		"
	0093	03		"
	0094	85	STA OP,1	"
	0095	0C		"
	0096	20	JSR MULTIP	BLOQUE 27
	0097	7D		"
	0098	02		"
	0099	20	JSR SUMAR	BLOQUE 28
	009A	63		"
	009B	02		"
	009C	84	STY Q	BLOQUE 29
	009D	08		"
	009E	4C	JMP ESPE	
	009F	6F		
	00A0	00		
VUEL	00A1	E6	INC Q	BLOQUE 30
	00A2	08		"
	00A3	4C	JMP ESPE	
	00A4	6F		
	00A5	00		
FINAL	00A6	A5	LDA F	BLOQUE 31
	00A7	07		"
	00A8	F0	BEQ ESPE	"
	00A9	C5	- 3B	"
	00AA	78	SEI	BLOQUE 32
	00AB	A0	LDY # SALTOS	BLOQUE 33
	00AC	06		"
LOCALI	00AD	F0	BEQ CONTINU	BLOQUE 34
	00AE	0C	+C	"
	00AF	06	ASL SUMO,O	BLOQUE 35

ETIQUETA	DIRECCION	CODIGO	ENSAMBLADOR	No.DE BLOQUE
	00B0	0D		BLOQUE 35
	00B1	26	ROL SUMO,1	"
	00B2	0E		"
	00B3	26	ROL SUMO,2	"
	00B4	0F		"
	00B5	26	ROL SUMO,3	"
	00B6	10		"
	00B7	88	DEY	BLOQUE 36
	00B8	4C	JMP LOCALI	
	00B9	AD		
	00BA	00		
CONTINU	00BB	A5	LDA SUMO,3	BLOQUE 37
	00BC	10		"
	00BD	A6	LDX T	BLOQUE 38
	00BE	03		"
	00BF	9D	STA CORRE,X	BLOQUE 39
	00C0	E0		"
	00C1	02		"
	00C2	C6	DEC T	BLOQUE 40
	00C3	03		"
	00C4	30	BMI DESPLI	BLOQUE 41
	00C5	03	+ 3	"
	00C6	4C	JMP INI	"
	00C7	36		"
	00C8	00		"
DESPLI	00C9	A9	LDA # 0C	BLOQUE 67
	00CA	0C		"
	00CB	8D	STA IRQL	"
	00CC	FE		"
	00CD	17		"
	00CE	A9	LDA # 01	"
	00CF	01		"
	00D0	8D	STA IRQH	"
	00D1	FF		"
	00D2	17		"
	00D3	A9	LDA # 0A	BLOQUE 68
	00D4	0B		"
	00D5	8D	STA TIMER	"
	00D6	0E		"
	00D7	17		"
	00D8	58	CLI	BLOQUE 69
	00D9	A9	LDA # 00	BLOQUE 70
	00DA	00		"
	00DB	8D	STA S1	"
	00DC	DD		"
	00DD	02		"
	00DE	8D	STA S2	"
	00DF	DE		"
	00E0	02		"

ETIQUETA	DIRECCION	CODIGO	ENSAMBLADOR	No. DE BLOQUE
	00E1	8D	STA S3	BLOQUE 70
	00E2	DF		"
	00E3	02		"
CLτ	00E4	A9	LDA #00	BLOQUE 71
	00E5	00		"
	00E6	85	STA τ	"
	00E7	03		"
	00E8	AD	LDA BUSY	BLOQUE 72
	00E9	00		"
	00EA	0C		"
	00EB	4C	JMP COMPA	
	00EC	00		
	00ED	01		
COMPA	0100	A5	LDA M	BLOQUE 73
	0101	00		"
	0102	18	CLC	"
	0103	69	ADC #02	"
	0104	02		"
	0105	C5	CMP	"
	0106	03		"
	0107	F0	BEQ CLτ	"
	0108	DB	-25	"
	0109	4C	JMP COMPA	"
	010A	00		"
	010B	01		"
INTDE	010C	A9	LDA #0B	BLOQUE 74
	010D	0B		"
	010E	8D	STA TIMER	"
	010F	0E		"
	0110	17		"
	0111	4C	JMP PUENTE	
	0112	00		
	0113	02		
PUENTE	0200	A6	LDX τ	BLOQUE 75
	0201	03		"
	0202	BD	LDA BASED,X	BLOQUE 76
	0203	DD		"
	0204	02		"
	0205	18	CLC	BLOQUE 77
	0206	69	ADC #80	"
	0207	80		"
	0208	8D	STA DIGITA	BLOQUE 78
	0209	00		"
	020A	10		"
	020B	E6	INC τ	BLOQUE 79
	020C	03		"
	020D	40	RTI	BLOQUE 80
INTMU	020E	A9	LDA #0B	BLOQUE 42
	020F	0B		"
	0210	8D	STA TIMER	"
	0211	0E		"

ETIQUETA	DIRECCION	CODIGO	ENSAMBLADOR	No.DE BLOQUE
	0212	17		BLOQUE 42
	0213	AC	LDY Bin	BLOQUE 43
	0214	00		"
	0215	10		"
	0216	A9	LDA # 03	BLOQUE 44
	0217	03		"
	0218	8D	STA PDB	"
	0219	02		"
	021A	17		"
	021B	8D	STA ANALO	BLOQUE 45
	021C	00		"
	021D	0C		"
	021E	A6	LDX Q	BLOQUE 46
	021F	08		"
	0220	18	CLC	BLOQUE 47
	0221	A5	LDA nL	"
	0222	04		"
	0223	69	ADC # 01	"
	0224	01		"
	0225	85	STA nL	"
	0226	04		"
	0227	A5	LDA nH	"
	0228	05		"
	0229	69	ADC # 00	"
	022A	00		"
	022B	85	STA nH	"
	022C	05		"
	022D	38	SEC	BLOQUE 48
	022E	A5	LDA nL	"
	022F	04		"
	0230	E5	SBC NL	"
	0231	01		"
	0232	A5	LDA nH	"
	0233	05		"
	0234	E5	SBC NH	"
	0235	02		"
	0236	B0	BCS MONIT	"
	0237	26	+ 26	"
	0238	E6	INC KON	BLOQUE 49
	0239	06		"
	023A	98	TYA	BLOQUE 50
	023B	30	BMI GUARDAB	BLOQUE 51
	023C	02	+ 2	"
	023D	49	EOR # 7F	BLOQUE 52
	023E	7F		"
GUARDAB	023F	85	STA BACTUAL	BLOQUE 53
	0240	15		"
	0241	A5	LDA MIENTRAS	BLOQUE 54

ETIQUETA	DIRECCION	CODIGO	ENSAMBLADOR	No.DE BLOQUE
	0242	16		BLOQUE 54
	0243	9D	STA ROLL,X	BLOQUE 55
	0244	70		"
	0245	03		"
BUSY 2	0246	AD	LDA $\overline{\text{BUSY}}$	BLOQUE 56
	0247	00		"
	0248	0C		"
	0249	10	BPL BUSY 2	"
	024A	FB	- 5	"
	024B	AC	LDY Ain	BLOQUE 57
	024C	00		"
	024D	10		"
	024E	A9	LDA # 01	BLOQUE 58
	024F	01		"
	0250	8D	STA PDB	"
	0251	02		"
	0252	17		"
	0253	8D	STA ANALO	BLOQUE 59
	0254	00		"
	0255	0C		"
	0256	98	TYA	BLOQUE 60
	0257	30	BMI GUARDAM	BLOQUE 61
	0258	02	+ 2	"
	0259	49	EOR # 7F	BLOQUE 62
	025A	7F		"
GUARDAM	025B	85	STA MIENTRAS	BLOQUE 63
	025C	16		"
	025D	40	RTI	BLOQUE 64
MONIT	025E	A9	LDA # 01	BLOQUE 65
	025F	01		"
	0260	85	STA F	"
	0261	07		"
	0262	40	RTI	BLOQUE 66
SUMA	0263	18	CLC	SUBR.SUMA
	0264	A5	LDA SUMO,0	"
	0265	0D		"
	0266	65	ADC SUM1,0	"
	0267	11		"
	0268	85	STA SUMO,0	"
	0269	0D		"
	026A	A5	LDA SUMO,1	"
	026B	0E		"
	026C	65	ADC SUM1,1	"
	026D	12		"
	026E	85	STA SUMO,1	"
	026F	0E		"
	0270	A5	LDA SUMO,2	"
	0271	0F		"

ETIQUETA	DIRECCION	CODIGO	ENSAMBLADOR	No.DE BLOQUE
	0272	65	ADC SUM1,2	SUBR.SUMA
	0273	13		"
	0274	85	STA SUMO,2	"
	0275	0F		"
	0276	A5	LDA SUMO,3	"
	0277	10		"
	0278	65	ADC SUM1,3	"
	0279	14		"
	027A	85	STA SUMO,3	"
	027B	10		"
	027C	60	RTS	"
MULTIP	027D	A9	LDA # 00	SUBR.MULTIP
	027E	00		"
	027F	85	STA SIG,0	"
	0280	09		"
	0281	85	STA SIG,1	"
	0282	0A		"
	0283	A2	LDX # 01	"
	0284	01		"
CALAR	0285	B5	LDA OP,X	"
	0286	0B		"
	0287	10	BPL DETEC	"
	0288	04	+ 4	"
	0289	29	AND # 7F	"
	028A	7F		"
	028B	F6	INC SIG,X	"
	028C	09		"
DETEC	028D	95	STA OP,X	"
	028E	0B		"
	028F	CA	DEX	"
	0290	30	BMI EFECTUA	"
	0291	03	+ 03	"
	0292	4C	JMP CALAR	"
	0293	85		"
	0294	02		"
EFECTUA	0295	D8	CLD	"
	0296	A9	LDA # 00	"
	0297	00		"
	0298	85	STA SUM1,0	"
	0299	11		"
	029A	85	STA SUM1,1	"
	029B	12		"
	029C	A2	LDX # 08	"
	029D	08		"
ROTAC	029E	06	ASL OP,0	"
	029F	0B		"
	02A0	90	BCC DEX	"
	02A1	0D	+D	"

ETIQUETA	DIRECCION	CODIGO	ENSAMBLADOR	No.DE BLOQUE
	02A2	18	CLC	SUBR.MULTIP
	02A3	A5	LDA SUM1,0	"
	02A4	11		"
	02A5	65	ADC OP,1	"
	02A6	0C		"
	02A7	85	STA SUM1,0	"
	02A8	11		"
	02A9	A5	LDA SUM1,1	"
	02AA	12		"
	02AB	69	ADC # 00	"
	02AC	00		"
	02AD	85	STA SUM1,1	"
	02AE	12		"
DEX	02AF	CA	DEX	"
	02B0	F0	BEQ ACABE	"
	02B1	07	+7	"
	02B2	06	ASL SUM1,0	"
	02B3	11		"
	02B4	26	ROL SUM1,1	"
	02B5	12		"
	02B6	4C	JMP ROTAC	"
	02B7	9E		"
	02B8	02		"
ACABE	02B9	A5	LDA SIG,0	"
	02BA	09		"
	02BB	C5	CMP SIG,1	"
	02BC	0A		"
	02BD	F0	BEQ ALMA	"
	02BE	11	+ 11	"
	02BF	A5	LDA SUM1,0	"
	02C0	11		"
	02C1	49	EOR # FF	"
	02C2	FF		"
	02C3	85	STA SUM1,0	"
	02C4	11		"
	02C5	A5	LDA SUM1,1	"
	02C6	12		"
	02C7	49	EOR # FF	"
	02C8	FF		"
	02C9	85	STA SUM1,1	"
	02CA	12		"
	02CB	A9	LDA # FF	"
	02CC	FF		"
	02CD	4C	JMP TIENDA	"
	02CE	D2		"
	02CF	02		"
ALMA	02D0	A9	LDA # 00	"
	02D1	00		"
TIENDA	02D2	85	STA SUM1,2	"
	02D3	13		"

ETIQUETA	DIRECCION	CODIGO	ENSAMBLADOR	No.DE BLOQUE
	02D4	85	STA SUM1,3	SUBR.MULTIP
	02D5	14		"
	02D6	60	RTS	"

A.1.- LISTADO DE LA ASIGNACION DE DIRECCIONES DE MEMORIA.

DIRECCION	CONTENIDO
0000	M
0001	NL (bits menos significantes de N)
0002	NH (bits mas significantes de N)
0003	τ
0004	nL (Bit menos significante de n)
0005	nH (bit mas significante de n)
0006	KON
0007	F
0008	Q
0009	dirección base de SIG,X (SIG,0)
000A	SIG,1
000B	dirección base de OP,X (OP,0)
000C	OP,1
000D	dirección base de SUMO,X (SUMO,0)
000E	SUMO,1
000F	SUMO,2
0010	SUMO,3
0011	dirección base de SUM1,X (SUM1,0)
0012	SUM1,1
0013	SUM1,2
0014	SUM1,3
0015	BACTUAL
0016	MIENTRAS
0020	Inicio de programa
00AC	SALTOS
010C	Subrutina de interrupción de despliegue (INTDE)
020E	Subrutina de interrupción de muestreo (INTMU)
0263	Subrutina SUMAR
027D	Subrutina MULTIP
02D6	Final del programa
02DD	S1 y dirección base BASED,X
02DE	S2
02DF	S3
02E0	dirección base de CORRE,X (arreglo de salida)
0370	dirección base de ROLL,X (Rol de memoria)
0C00	ANALO. En escritura: Se inicia la conversión - A/D. En lectura: Se leé el estado del $\overline{BUSY}$.
1000	DIGITA. En escritura: Se hace la conversión D/A del dato escrito. En lectura: Se leé el dato digital del conversor A/D.

DIRECCION	CONTENIDO
1702	PDB
1703	PDDB
1704-OF	TIMER (Reloj temporizador interconstruído)
17FE	IRQL
17FF	IRQH

APENDICE B

VERSION MODIFICADA DEL CORRELADOR

En la versión original del correlador, la frecuencia máxima de las señales que podemos procesar es 250 Hertz. Es posible aumentar considerablemente esta frecuencia máxima de procesamiento, incorporando varios elementos nuevos y haciendo ciertas modificaciones al circuito original.

Esta nueva versión sigue prácticamente la misma filosofía que la original, excepto que la multiplicación e integración (sumatoria) es realizada en tiempo real por medio de circuitería añadida (a diferencia de la original donde se realiza por programación dentro del microcomputador). El resultado es un ahorro muy grande en el tiempo invertido en efectuar la multiplicación y la sumatoria (subrutinas donde se utiliza más tiempo), con lo cual, el tiempo de procesamiento T_p es ahora reducido grandemente, pudiendo disminuir así, el periodo de muestreo y, por tanto, aumentar la frecuencia de procesamiento en la misma proporción.

Principalmente, en esta versión del correlador, se incorpora a la circuitería del dispositivo original, un módulo de conversión digital -analógico (conectado a las terminales del puerto A del 6530 en el microcomputador y formado por los cir-

cuitos integrados U21, U22, U23 y U5) y un integrador realizado con un amplificador operacional (C.I. U5). Con el nuevo conversor D/A y el ya existente, se realiza la multiplicación de las muestras fuera del microcomputador, integrandose los resultados en forma también instantánea en el integrador que ha sido conectado a la salida del primer conversor D/A. El circuito completo se muestra en la figura B.1.

La secuencia de eventos es prácticamente la misma que la anterior, por lo cual, explicaremos solamente la parte donde difieren, esto es, en la forma de obtener el producto de las muestras y en efectuar la integración.

Dada la forma en que operan los conversores D/A en la obtención de la multiplicación, llamaremos al nuevo conversor D/A añadido "conversor de referencia" (ya que su salida proporciona el voltaje de referencia para el otro conversor) y al ya existente "conversor multiplicador" (por la acción de multiplicación que se lleva a cabo en él). A partir del punto donde las muestras deben ser multiplicadas la secuencia de eventos es como sigue.

- Uno de los operandos es enviado al puerto A, mismo que está conectado a los biestables que proporcionan las señales digitales de entrada al conversor de referencia.-

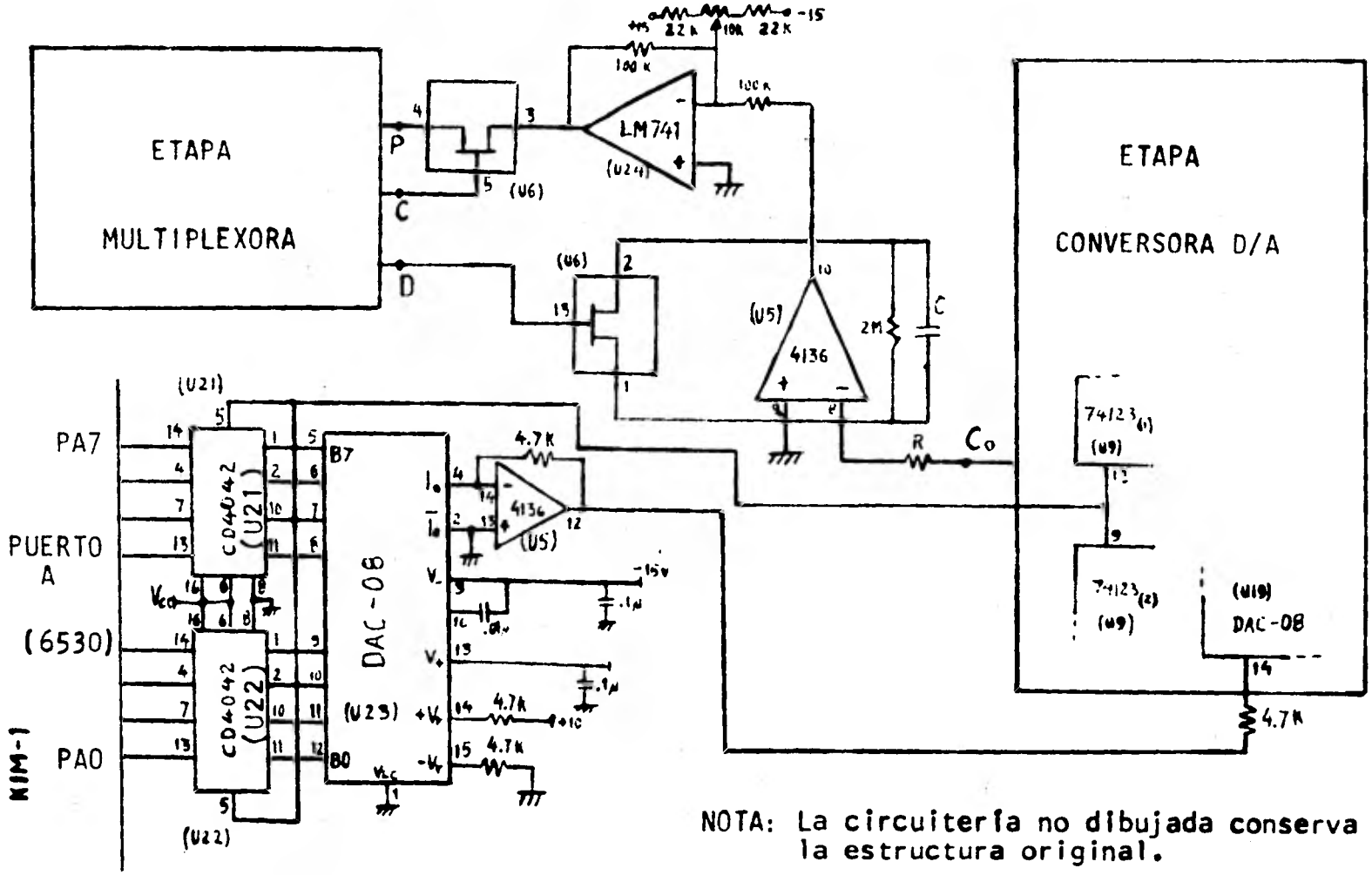


Fig. B.1.- Versión modificado del correlador.

Estos biestables no modifican su estado, sino hasta - cuando es enviado el otro operando al conversor multi-- plicador.

- El otro operando es enviado al conversor multiplicador, cargandose en los biestables correspondientes (U15 y - U16). La señal que acciona estos biestables, acciona también los biestables del conversor de referencia, pero con una pequeña diferencia de tiempo encaminada a - presentar el voltaje de referencia al conversor multiplicador aproximadamente al mismo tiempo que los datos digitales.

- La salida del conversor multiplicador que representa el producto de las dos muestras se transmite al integrador.

- Se repite el proceso anterior, hasta que se terminen de procesar las N pares de muestras, con lo que se tiene a la salida del integrador el voltaje que representa al - punto de la correlación correspondiente.

- Se cierra el interruptor SW3 escribiendo ceros en PB0 - y PB1, con lo cual, la salida del integrador -a la que se le añade una componente de directa en U24 para colocarla dentro del rango de 0 a +10v- es transmitida a la entrada del módulo de conversión analógico/Digital.

- Se ordena realizar la conversión análogo a digital del

dato; se lee, se ajusta y se almacena en memoria, completandose, así, el cálculo de un punto de la correlación.

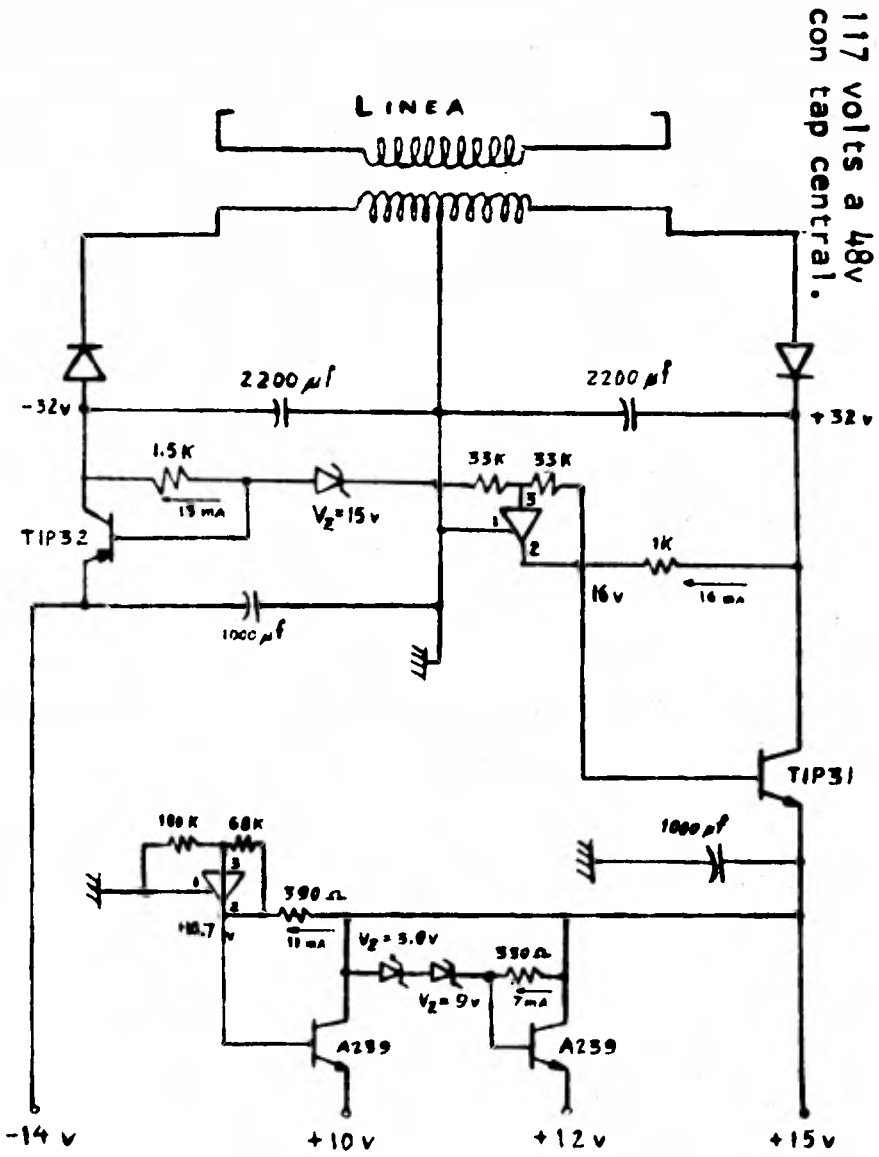
- Se ordena cerrar el interruptor SW4, con lo cual, se descarga el capacitor del integrador, quedando inicializado este para el cálculo de otro punto de la correlación.

Por último cuando se ha completado el cálculo de los M puntos de la correlación, se debe cargar "unos" en el puerto A antes de iniciar el despliegue de la curva de correlación, con el objeto de fijar en +10 volts el voltaje de referencia del conversor multiplicador mismo por donde se desplegará la correlación.

Como se ha podido observar, en esta versión modificada del correlador, la proporción de error resultante es mayor que la que se tiene en el correlador original, sin embargo, la frecuencia máxima de señal que se puede procesar ha aumentado grandemente, puesto que ahora el tiempo de procesamiento T_p se ha reducido en una proporción considerable.

APENDICE C

CIRCUITO DE LAS FUENTES



NOTA: La fuente de +5 volts no se incluye en el circuito.

APENDICE D

LISTADO DE PARTES
(Circuitos Integrados)

U1 - UA741C (Amplificador Operacional)

U2 - LM311N (Comparador de alta Velocidad)

U3 - AD7570JD (Conversor A/D MOS)

U4 - SN74125N (Buffer de tres estados)

U5 - RC4136DB (Amplificador Operacional cuádruple)

U6 - TP4016AN (Interruptor electrónico MOS)

U7 - SN74125N (Buffer de tres estados)

U8 - SN74125N (Buffer de tres estados)

U9 - SN74123N (Temporizador)

U10 - SN74121N (Temporizador)

U11 - F7550 (Compuerta NAND de acoplo TTL/MOS)

U12 - F7550 (Compuerta NAND de acoplo TTL/MOS)

U13 - SN7404 (Inversor TTL)

U14 - LM741C (Amplificador Operacional)

U15 - SN7475N (Biestables tipo D TTL -latches-)

U16 - SN7475N (Biestables tipo D TTL -latches-)

U17 - SN7408 (Compuerta AND TTL)

U18 - SN7400N (Compuerta NAND TTL)

U19 - DAC-08 (Conversor D/A)

U20 - SN7400 (Compuerta NAND TTL)

U21 - CD4042A (Biestables tipo D MOS/TTL -latches-)

U22 - CD4042A (Biestables tipo D MOS/TTL -latches-)

U23 - DAC-08 (Conversor D/A)

U24 - LM741C (Amplificador Operacional)

APENDICE E

ASIGNACION DE TERMINALES DE LOS CONECTORES DEL KIM-1

CONECTOR DE APLICACION				CONECTOR DE EXPANSION			
1	VSS GND	A	VCC + 5v	1	SYNC	A	AB0
2	PA3	B	K0	2	RDY	B	AB1
3	PA2	C	K1	3	01	C	AB2
4	PA1	D	K2	4	IRQ	D	AB3
5	PA4	E	K3	5	RO	E	AB4
6	PA5	F	K4	6	NMI	F	AB5
7	PA6	H	K5	7	RST	H	AB6
8	PA7	J	K7	8	DB7	J	AB7
9	PB0	K	DECODE ENAB	9	DB6	K	AB8
10	PB1	L	AUDIO IN	10	DB5	L	AB9
11	PB2	M	AUDIO OUT LO	11	DB4	M	AD10
12	PB3	N	+ 12 v	12	DB3	N	AB11
13	PB4	P	AUDIO OUT HI	13	DB2	P	AB12
14	PB0	R	KYBD RTN (+)	14	DB1	R	AB13
15	PB7	S	PTR RTN (+)	15	DB0	S	AB14
16	PB5	T	TTY KYBD	16	K6	T	AB15
17	KB ROW 0	U	TTY PTR	17	SST OUT	U	02
18	KB COL F	V	KB ROW 3	18	-	V	R/W
19	KB COL B	W	KB COL G	19	-	W	$\overline{R/W}$
20	KB COL E	X	KB KOW 2	20	-	X	PLL TEST
21	KB COL A	Y	KB COL C	21	VCC + 5	Y	02
22	KB COL D	Z	KB KOW 1	22	VSS GND	Z	RAM/R/W