

(1-37) E4

**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO**

**FACULTAD DE CIENCIAS**

**Diseño de un Instrumento de Precisión para la  
Medición de Parametros Físicos Temporales**

INSTITUTO DE FISICA



BIBLIOTECA  
JUAN B. DE OYARZABAL

**T E S I S**

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE

**F I S I C O**

P R E S E N T A

**ADALBERTO GUSTAVO GONZALEZ BURMESTER**



INSTITUTO DE FISICA

MEXICO, D. F.

1971



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



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

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

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

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

A mis Padres con todo cariño

## AGRADECIMIENTOS

Deseo expresar mi sincero agradecimiento a la Maestra en Ciencias Gertrudis Kurz de Delara, por su dirección y consejo en la elaboración de la presente tesis.

Al Fís. Domingo Navarro C., por sus constructivas sugerencias sobre el diseño electrónico del instrumento.

Agradezco a los Laboratorios de Física de la Facultad de Ciencias, por haber facilitado el equipo y material necesarios para la realización y experimentación de este trabajo.

También expreso mi gratitud al Fís. Jesús A. Pérez de Tejada J. y al Sr. Arturo Nogueira J., por la cooperación prestada en elaborar este instrumento.

Quisiera agradecer especialmente a la cooperación brindada por el Sr. Roberto Toca Lazcano, cuya gentileza hizo posible una elaboración más eficiente del original de este trabajo, así como la construcción del aparato y la experimentación con el mismo.

ADALBERTO G. GONZALEZ BURMESTER.

## INDICE

	Pág.
INTRODUCCION	1
CAPITULO 1	
INSTRUMENTOS DE MEDICION	3
CAPITULO 2	
LOGICA DE CONMUTACION	38
CAPITULO 3	
ELECTRONICA Y CIRCUITOS INTEGRADOS	90
CAPITULO 4	
INTEGRACION DEL SISTEMA	159
CAPITULO 5	
ESTADISTICA Y EXPERIMENTACION	200
CONCLUSIONES	216
APENDICES	218
BIBLIOGRAFIA	234

"Frecuentemente digo que cuando puede usted medir aquello de lo que está hablando, y expresarlo en números, sabe usted algo de ello; pero cuando usted no puede expresarlo en números, su conocimiento es pobre y de una calidad poco satisfactoria; puede ser el principio del conocimiento, pero en sus pensamientos usted apenas ha avanzado al estado de ciencia, cualquiera que sea el asunto de que se trate."

William Thomson.- Lord Kelvin, 1824 - 1907.

## INTRODUCCION

Cuando se hace una observación de la naturaleza, a la manera de un experimento, ésta tomará generalmente la forma de una medición. Esto sucede si el proceso anterior tiene como objeto sostener a una conclusión cualitativa, o si la experiencia requiere precisión, en cuyo caso la respuesta es la magnitud de una cantidad desconocida. Debido a este papel absolutamente fundamental de la medición, es necesario considerar con algún detalle cuál es la esencia de la misma.

Para contestar a la pregunta ¿Qué es una medición?, es más fácil decir lo que no es. Hay dos clases de proposiciones que se pueden hacer acerca del conocimiento humano. La primera es del tipo ejemplificado por los teoremas de Euclides que tratan con definiciones humanamente construidas, y que son completamente irrefutables. Si Euclides define líneas, planos, ángulos, etc., entonces él puede decir con absoluta seguridad que la suma de los ángulos internos de su triángulo es  $180^\circ$ . Esto es una verdad exacta porque es poco más que una repetición de sus propias definiciones. Este tipo de enunciado es exactamente lo que una medición no es. La otra clase de proposiciones trata con la experiencia y no con definiciones precisamente construidas por el hombre.

Cuando se trata de hacer una aseveración, no de cosas ideales, pero acerca del mundo exterior, inmediatamente se pierde la ventaja de la exactitud inequívoca y se expone uno a todas las debilidades del juicio humano. La naturaleza de una medición es, pues, la propuesta del re-

sultado de un proceso humano de observación.

Los instrumentos de medición surgieron para ayudar al hombre a realizar con más precisión sus observaciones de la naturaleza. La exactitud con que se puede conocer una medida está limitada por varios factores, como la calibración y reproducibilidad del instrumento, la destreza del operador y ciertos otros errores misceláneos. El desarrollo de la instrumentación en el presente ha introducido técnicas de medida que se ven afectadas cada vez en menor grado por los factores mencionados y, consecuentemente, se logra mayor precisión y alcance que en los instrumentos más antiguos.

El presente trabajo se encamina hacia el diseño de instrumentos de medición, en los que se incorporan algunas de las técnicas más novedosas de medición desarrolladas en los últimos años. La instrumentación digital y la miniaturización de componentes electrónicos contribuye a incrementar esa precisión y alcance con que se pueden observar los parámetros físicos más importantes de la naturaleza.

Concretamente, el propósito del trabajo es el diseño de un instrumento para la medición de parámetros físicos relacionados con el tiempo y algunas cantidades derivadas. Se empieza con una descripción y clasificación genérica de los instrumentos digitales, después se expone la necesidad de respaldar al diseño con el conocimiento previo de la lógica y electrónica de los elementos que lo integran. Entonces la síntesis se logra como una serie de conclusiones lógicas bien fundamentadas. Al final se analiza el comportamiento del aparato resultante en determinadas situaciones experimentales y se comparan los resultados de las mediciones con patrones establecidos.





INSTITUTO DE FISICA

## Capítulo 1

### LOS INSTRUMENTOS DE MEDICION

Los elementos de construcción de la física son las cantidades físicas, en función de las cuales se expresan las leyes de la misma. Entre esas cantidades están fuerza, tiempo, velocidad y bastantes más. muchos de esos términos, tales como fuerza y temperatura, son parte de nuestro vocabulario cotidiano. Cuando esos términos se usan así, sus significados pueden ser vagos o diferentes de sus significados científicos.

Para los fines de la física como ciencia, las cantidades fundamentales deben definirse clara y precisamente. Un criterio que se acepta actualmente, es que la definición de una cantidad física queda establecida cuando se estipulan los procedimientos para medir esa cantidad. Este criterio se llama "punto de vista operacional" porque la definición es, en el fondo, una serie de operaciones de laboratorio que conducen finalmente a un número con una unidad. Las operaciones pueden incluir cálculos matemáticos o algebraicos.

A veces se dividen las cantidades físicas en cantidades fundamentales y cantidades derivadas. Tal división de las cantidades es arbitraria, en el sentido de que una cantidad cualquiera puede considerarse como fundamental en un cierto grupo de operaciones y como derivada en otro grupo.

Las cantidades derivadas son aquellas cuyas opera

ciones de definición se fundan en el uso de otras cantidades físicas. Ejemplos de cantidades que usualmente se consideran como derivadas son la velocidad, la aceleración y el volumen.

Las cantidades fundamentales no se definen en función de otras cantidades físicas. El número de cantidades consideradas como fundamentales, es el mínimo número que se necesita para dar una descripción coherente y sin ambigüedades de todas las cantidades de la física. Ejemplos de cantidades que ordinariamente se consideran como fundamentales son longitud y tiempo. Sus definiciones operacionales incluyen dos pasos: primero, escoger un patrón, y segundo, establecer métodos para obtener múltiplos y submúltiplos del patrón.

Un patrón ideal tiene dos características principales: es accesible e invariable o estable. Generalmente los dos requisitos son incompatibles y debe aceptarse lo que más convenga. Historicamente se dio en otras épocas mayor importancia a la accesibilidad, pero conforme han mejorado las técnicas de medida, ha crecido la necesidad de mayor estabilidad en los patrones. Por ejemplo, las unidades familiares como la yarda, el pie y la pulgada, son descendientes directos del brazo humano, el pie y el pulgar. Actualmente, esas burdas medidas de longitud no son tan satisfactorias, y debe usarse un patrón mucho más estable, aún a expensas de la accesibilidad.

Una vez que se ha escogido el patrón, generalmente se puede hacer una comparación directa de una cantidad por medirse con el patrón, de tal manera que se puede determinar un número como medida de esa cantidad.

Sin embargo, es importante darse cuenta que hay muchos casos en los cuales las cantidades no se pueden medir de una manera directa. Para tales casos es necesario

un método indirecto usando procesos operacionales más complicados. Se hacen ciertas suposiciones para relacionar los resultados de una medida indirecta con la operación directa. En estos procesos indirectos de medición es donde aparece, por lo general, el uso de instrumentos especiales.

Los instrumentos de medición son aparatos que el hombre ha desarrollado para auxiliarle en los procesos de extraer una medida. Pueden ser de cualquier grado de complejidad, o pueden ser también muy sencillos; sirven para medir varias cosas, o están especializados en la observación de una sola cantidad física.

### 1.1 Breve Historia de la Instrumentación

El hombre primitivo tuvo necesidad de medir cantidades físicas como longitud, peso y tiempo, para contar y conocer sus pertenencias. Los primeros instrumentos de medición que usó el hombre fueron las partes de su propio cuerpo; de esos instrumentos, el más versátil era la mano, pues le servía tanto como unidad de longitud que como instrumento de cálculo. En estos tiempos aparecen las unidades de longitud basadas en el brazo humano, el pie y el pulgar, que eventualmente serían la yarda, el pie y la pulgada. Los problemas originados por las distintas fisonomías del hombre, es decir, por las diferencias de tamaño, los llevó a la adopción de patrones y unidades convencionales; por ejemplo, el brazo del jefe de la tribu. Así aparecen en la historia las primeras reglas graduadas, análogamente ocurren también los primeros relojes de sol para medir el tiempo, las primeras pesas y balanzas de comparación, en fin, muchos instrumentos rudimentarios pero eficientes para su época, que medían o comparaban los patrones directamente con las cantidades que eran desconocidas.

Quando el hombre trató de medir distancias muy grandes o tiempos muy pequeños con sus patrones rudimenta-

rios, encontró que el esfuerzo necesario era mayúsculo. Comprendió que eran insuficientes los métodos directos de medición, entonces adoptó nuevos patrones e inventó la técnica de la medición indirecta. En las distintas culturas antiguas se manifestaron de distintas formas: En una aparece la trigonometría, en otra aparece el reloj de péndulo y aún en otra se origina el ábaco. Desde entonces, los mecanismos ingeniosos de medición usados por el hombre se suceden rápidamente, perfeccionándose en cada paso.

Todo esto para cantidades fundamentales resultaba muy sencillo, pero la medición de parámetros derivados, por definición, es más complicada. El problema se resolvió usando la relación que existe entre algún efecto y la cantidad que se quería medir. Así tenemos el dinamómetro, que mide fuerzas por medio del estiramiento proporcional de un resorte, al cual se le aplicaba la fuerza.

Es estudio de la electricidad en sus comienzos, trajo consigo una revolución en el campo de la instrumentación. Muchos de los instrumentos modernos están basados en el galvanómetro de bobina móvil, el puente y el potenciómetro de resistencias, originados en aquellos tiempos. Evidentemente resultó más práctico y sencillo aplicar a las mediciones elementos que traducen cantidades físicas en análogos eléctricos. Estos transductores hacían posible la medición de temperaturas, presiones, intensidades luminosas, etc., traduciendo el efecto en algún voltaje o corriente eléctrica que estuviera relacionado con los desconocidos de una manera sencilla. Entonces, la cantidad eléctrica se medía fácilmente con un galvanómetro o un instrumento similar.

La evolución de los instrumentos de cálculo tuvo otra historia, pero que está muy relacionada con la evolución de los instrumentos de medida. Desde la aparición de los sistemas de numeración, el cálculo aritmético siempre

fue una especie de taquigrafía para el proceso de contar. El ábaco chino, y posteriormente el japonés, fueron las primeras máquinas de cálculo. En 1642, Blaise Pascal hizo una notable contribución a los instrumentos de cálculo, al introducir ruedas dentadas y engranes en los mecanismos de su invento: "La Máquina de Cálculo", sentando las bases para las computadoras modernas.

A su vez, los instrumentos de cálculo dieron origen a la automatización de ciertos mecanismos de producción. La capacidad de poder programar las distintas operaciones y la capacidad de contar los pasos sin la intervención humana, aumentó la velocidad de producción. En estas aplicaciones, que datan del siglo pasado, aparecieron los programadores automáticos, los contadores de pasos y los primeros autómatas propiamente dichos. Eventualmente, debido a estos desarrollos, se establece la lógica matemática como ciencia imprescindible en el diseño de las primeras computadoras automáticas.

La electricidad demostró que era más práctico un instrumento eléctrico que uno mecánico. A principios del siglo, la tendencia fue hacia el diseño de instrumentos con pocas piezas móviles y con elementos eléctricos más precisos. Es notable que los grandes avances de la física, como son las teorías clásicas de electromagnetismo, la mecánica cuántica, la relatividad, etc., datan de estos tiempos en que la experimentación era esencialmente a base de instrumentos eléctricos.

La electrónica hace su aparición con el bulbo electrónico y alcanza mayor desarrollo con el transistor. Esta ciencia perfeccionó a los aparatos de medida al incorporar en ellos ciertos refinamientos que los hacían más confiables y precisos. Entre esas mejoras tenemos amplificadores de señal, miniaturización de componentes y aparatos, transductores nuevos y más sensibles, que hacían posible

la medición de parámetros físicos derivados en una sola operación.

Los instrumentos de cálculo también reciben un impulso notorio con los avances de la electrónica, especialmente en el campo de la microminiaturización y producción masiva de circuitos integrados.

Los instrumentos de medición en el presente tienden hacia lo automático. Los laboratorios se ven invadidos por computadoras que controlan a conjuntos de instrumentos automáticos y realizan sus operaciones de medición miles de veces más veloces que si se realizaran por el hombre. Se procesan los datos al instante en que se miden y las computadoras se programan para enunciar resultados matemáticos precisos hasta diez o doce cifras decimales.

Sólo falta mencionar que los patrones actuales de las cantidades fundamentales, son en su mayoría de naturaleza atómica: relojes atómicos de cesio, como patrones de tiempo, y la longitud de onda de luz monocromática de kriptón, como patrón de longitud. Estas referencias primarias son estables, accesibles y se conocen con doce cifras decimales de precisión; son pues, prácticamente ideales.

## 1.2 Instrumentos Analógicos y Digitales

Existen dos métodos para medir parámetros físicos: el directo y el indirecto. El caso directo, cuando se comparan los múltiplos o submúltiplos de una unidad con la cantidad desconocida, es relativamente sencillo de comprender y no se tratará más.

El método indirecto utiliza modos operacionales más complicados y es objeto de muchas técnicas de medición. Generalmente, el método consiste en hacer mediciones de cantidades que están relacionadas con la desconocida por

medio de principios físicos conocidos. Como se mencionó en la sección anterior, el dinamómetro mide fuerzas por medio del estiramiento de un resorte, al cual se le aplica la fuerza desconocida. Se sabe, por medio de la ley de Hooke, que el estiramiento de un resorte es directamente proporcional a la fuerza aplicada; por lo tanto, resulta fácil encontrar la constante de proporcionalidad y poder calibrar el instrumento.

El objeto de toda medición es la de tener un resultado numérico con cierta cantidad de cifras significativas. Los instrumentos proporcionan esta información de dos maneras diferentes. Lo pueden hacer de una manera continua, es decir, en la que cualquier variación de la cantidad que se mide, se refleja en una variación proporcional de lectura de salida; o lo pueden hacer de una manera ta, en la que solo se altera la lectura de salida cuando se excede un incremento pequeño y definido de la cantidad que se mide.

Los instrumentos de lectura continua se llaman instrumentos analógicos, y a los otros se les denomina instrumentos digitales.

1.2.1 Instrumentos Analógicos.- Los instrumentos que proporcionan una lectura por la posición de un indicador sobre una escala graduada, se conocen como analógicos. Esto se debe a que existe una analogía entre la posición del indicador y la cantidad desconocida que se mide. (Existen algunos otros, pero los anteriores son los más usuales).

Muchos de los instrumentos de medición, por la técnica indirecta, usan como lectura de salida a alguna forma de analogía. Podemos mencionar la analogía existente entre fuerza y estiramiento del resorte en el dinamómetro y muchos otros casos.

Los galvanómetros de bobina móvil son instrumentos que producen una deflexión proporcional a la corriente que pasa por el embobinado. Una aguja indicadora montada en la bobina, recorre una carátula graduada con unidades apropiadas. Con este tipo de medidor se utilizan transductores de corriente eléctrica, esto es, elementos que transforman cantidades físicas en corrientes.

Los instrumentos analógicos utilizan, en general, un galvanómetro acoplado a un transductor por medio de circuitos eléctricos pasivos o de amplificación. Los transductores eléctricos más usuales son: cristales piezoeléctricos, resistencias fotosensibles y termosensibles, elementos termopares, fotoceldas y otros más. Un transductor de esos, con un circuito eléctrico adecuado y con un galvanómetro, puede medir: desplazamientos, velocidades, aceleraciones, intensidades luminosas, temperatura, presión barométrica, etc. Sin el uso del transductor, el galvanómetro se usa para medir cantidades eléctricas como voltajes, corrientes y resistencias eléctricas.

Un voltímetro de bobina móvil es un buen ejemplo de instrumento que muestra información de una manera analógica. La aguja indicadora recorre la escala graduada del medidor de tal forma que podemos suponer que es totalmente continua. Cualquier cambio en la lectura de voltaje, por más pequeño que sea, será representado por un cambio en la posición de la aguja.

El método analógico de mostrar información sufre de algunas desventajas. Si, por ejemplo, el instrumento anterior tiene una deflexión de 100 volts máxima escala, no será posible distinguir, con buen grado de precisión cambios menores de 0.25 volts de magnitud: es decir, la definición o resolución mínima del instrumento está limitada. Cuando no se observa el instrumento de frente, la distancia finita entre la escala y la aguja indicadora produce erro-



res de lectura por el paralaje. Usualmente, este tipo de aparato es sensible a los campos magnéticos, golpes mecánicos y aún a la orientación relativa de sus partes móviles con respecto a la vertical. Evidentemente que no todos los indicadores analógicos son del tipo bobina móvil, pero sufren también de algunos o más graves inconvenientes que el mencionado.

1.2.2 Instrumentos Digitales.- Los aparatos digitales proporcionan una medición en forma de números discretos. El instrumento es, en esencia, un contador de eventos o sucesos que representan a un múltiplo o submúltiplo de la unidad con que se mide.

La palabra digital viene del latín "digitus" que significa dedo.- Instrumento primitivo que el hombre usaba para contar.

Se mencionó que el medidor digital sólo altera su lectura de salida cuando se excede un incremento pequeño y definido de la cantidad que se mide. Este tipo de aparato es ideal para contar eventos discretos, como el paso de cierto número de partículas por una superficie, o el número de pulsos eléctricos producidos por cierto circuito.

También es ideal para medir cantidades físicas relacionadas con el tiempo o con procesos repetitivos, ya que el suceso de medir tiempo es un mecanismo de contar repetidas veces la unidad y el otro es el de contar las repeticiones. Así se tienen instrumentos que miden frecuencias, períodos, intervalos de tiempo y muchos derivados.

Las ventajas de las mediciones digitales sobre las analógicas son varias: la señal leída no está sujeta a errores de lectura de las escalas, la información digital se puede manejar directamente y, además, puede ser procesada por computadoras. La información discreta en forma de

pulsos no tiene que ser promediada, sino que se puede medir en forma inmediata. Los instrumentos tienen menor sensibilidad al ruido, golpes y orientaciones; la precisión puede mejorarse sobre los analógicos, puesto que dependen poco de elementos con valores precisos.

1.2.3 Comparaciones entre ambos Tipos.- Las ventajas de los instrumentos analógicos para la medición de eventos continuos es muy marcada pero se había visto que existen limitaciones en cuanto a la sensibilidad del aparato. Si se requiere tener alcance de medición, se sacrifica la sensibilidad, pero si era necesario aumentar la sensibilidad de la medida en una pequeña porción de la escala, entonces la expansión de la escala reducía el alcance automáticamente; además, la precisión de los elementos de medición que manejan a la escala deben de mejorarse cada vez, llegando a un punto en que es difícil, si no imposible, aumentar la sensibilidad a mayor grado.

Al mismo tiempo que los instrumentos digitales tienen mayor ventaja para medir eventos discretos, estos son capaces de mayor alcance y al mismo tiempo de mayor precisión que los instrumentos analógicos. Esto se debe a su naturaleza intrínseca de ser contadores muy sofisticados, pues basta incrementar la capacidad de contar sin afectar en lo absoluto a la precisión. El único inconveniente de los digitales es que, aparentemente, la precisión de las medidas hace aumentar el tiempo de medición proporcionalmente.

La traducción de cantidades físicas a cantidades eléctricas, tanto continuas como discretas hace posible el empleo de las dos técnicas de medida en la física moderna. Las cantidades continuas se miden con aparatos analógicos y las discretas se analizan con instrumentos digitales.

A pesar de que las mediciones con instrumentos

analógicos tienen muchas aplicaciones en el laboratorio, como se había mencionado antes, la electrónica ha hecho que sean cada vez más usuales las mediciones automatizadas que proporcionan lecturas digitales directas de señales analógicas o de eventos discretos. Para esto se está generalizando el empleo de convertidores analógico-digitales, que son transductores muy especiales capaces de convertir una señal continua en un conjunto de pulsos o niveles discretos muy bien definidos. Los convertidores se acoplan a un instrumento digital y tienen, por lo tanto, una lectura digital de una medición analógica. Hay que hacer notar que un instrumento analógico típico sólo proporciona tres cifras decimales significativas por medición, en cambio, un aparato digital puede arrojar de cinco a seis cifras por operación.

Pues bien, si antes las cantidades continuas, debidamente traducidas a voltajes o corrientes, se medían con voltímetros o galvanómetros analógicos, ahora es posible medirlas con voltímetros digitales. Las ventajas son evidentes.

### 1.3 Clasificación Funcional de los Instrumentos Digitales

Los diferentes instrumentos digitales tienen varias características funcionales en común; todos ellos están basados en una unidad totalizadora de cuentas, a la cual se le adicionan elementos de control, transductores y otras condiciones límites, que dependen específicamente del tipo de cantidad que se mide. Algunos aparatos, inclusive pueden tener elementos o bloques funcionales idénticos, pero difieren en el sentido del flujo interno de información para proporcionar medidas de cantidades distintas.

Para hacer un análisis más profundo del flujo de información dentro de los instrumentos y poder hacer una clasificación de acuerdo a su funcionamiento, es necesario

hacer una descripción muy generalizada de la constitución interna de los aparatos y después, aplicando esas definiciones, enunciar las características principales de los distintos procesos digitales de medición.

Los instrumentos digitales que se emplean en el presente son, en su mayoría, de origen electrónico. Los otros aparatos mecánicos, o a lo más electromecánicos, tienen características de operación más reducidas que los electrónicos, por lo que no se tratarán más adelante.

1.3.1 Funcionamiento Interno.- Los instrumentos digitales de medición se basan, en general, en un proceso de conteo de eventos que ocurren dentro de unas condiciones límites especificadas. Para esto se utilizan contadores acoplados a un sistema de transducción y de selección que resulte adecuado al fenómeno que se estudia.

En los procesos de contar para la medición de parámetros físicos intervienen los siguientes pasos:

- a) Detección de eventos discretos.
- b) Discriminación en contra de contar más que los eventos de interés.
- c) Decidir y controlar cuándo debe empezar y parar la cuenta.
- d) Contar los eventos.
- e) Presentar los resultados de una manera útil.

Para que la medición sea precisa, el intervalo de conteo debe controlarse exactamente y los sistemas de selección deben producir una unidad contable por cada evento de interés, mientras que discriminan perfectamente a otros eventos y ruidos ajenos a la medición.

Una de las últimas técnicas usadas en medidores digitales consiste en emplear contadores electrónicos de

alta velocidad con lectura decimal de los datos. La presente discusión se llevará a cabo con la idea de describir integramente el funcionamiento de instrumentos electrónicos y como se realizan los cinco pasos que intervienen en el proceso de medición:

a) La detección de los eventos discretos se logra por medio de una gran variedad de elementos transductores que producen tanto pulsos eléctricos, como diferencias de potencial y variaciones de resistencia o de corriente en algún circuito. Cuando se estudian sistemas físicos complejos, se usa también un sistema de transducción y selección que convierte y codifica la información deseada acerca de las cantidades físicas, sortea selectivamente la información de cada uno de ellos y convierte lo anterior a señales eléctricas significativas. Frecuentemente, en un sistema complejo como el anterior, intervienen varios detectores y transductores.

b) En la parte de discriminación, usualmente se requiere de un circuito que conforma las señales de entrada en señales de características muy definidas; para manejar el resto de los aparatos o parte del instrumento, las señales de los transductores deben tener cierta amplitud o duración que depende del destino de esa información. Los circuitos de discriminación seleccionan las señales de voltaje con cierta amplitud, duración o cualquier otra condición predeterminada y permite pasar sólo a aquellas que reúnan todas las características deseadas.

c) Los elementos de control son los que deciden el derrotero de la información, desde los discriminadores hasta el contador, pasando por diferentes elementos de modificación o codificación, como se verá más adelante. La compuerta electrónica es una parte esencial de un control, siendo un circuito que permite el paso de información si están presentes ciertas señales, y que evita el flujo si

esas señales están ausentes o si otras señales están presentes; en otras palabras, permite el paso de señales eléctricas cuando está abierta o activada y las detiene cuando está cerrada. Uno de estos elementos es precisamente el que controla el acceso del contador, normando cuándo y cuáles son las señales o pulsos eléctricos que deben contarse. El resto del sistema de control depende en su mayoría de las condiciones límites especificadas para el estudio de un fenómeno en particular.

d) El contador electrónico se encarga de llevar la cuenta del número de pulsos que han logrado llegar a su entrada. Está dividido en varias décadas o circuitos que pueden contar y almacenar sólo hasta diez eventos; cuando se excede la cuenta de la primera década, ésta produce un pulso de salida por cada diez de entrada, regresando después de cada ciclo decimal a una cuenta inicial de cero. Al ponerse en cascada varias décadas, esto es, cuando se conecta la salida de una a la entrada de la siguiente, entonces el contador va almacenando ordenadamente y en cada década a las unidades, decenas, centenas, millares, etc., de la cuenta original que está entrando en la primera década.

e) La presentación de la cuenta almacenada en el circuito contador se logra por medio de indicadores decimales, es decir, por medio de dispositivos que tienen diez estados estables definidos y distinguibles. Los más comunes son indicadores luminosos que muestran en una pantalla al número que está almacenado en el contador. Usualmente, se introducen circuitos de memoria en la sección de indicadores, para guardar el resultado de un proceso completo de medición; cuando el contador está operando a alta velocidad, la cuenta no es estable en un número significativo, esa cantidad puede transferirse a la memoria para observarse detalladamente, o bien, puede guardar el resultado mientras que el contador repite otro ciclo de medición.

Se propone describir un ejemplo típico para identificar a algunas de las porciones más importantes que ya se han mencionado.

Problema: "Medir el número de gotas por litro de alguna solución."

Solución: "Se utiliza un contador de eventos."

Las gotas de solución que caen de una bureta se detectan por medio de una fotocelda; cuando pasa una gota por un rayo de luz, la fotocelda emite un pulso eléctrico de determinada amplitud.

El discriminador-conformador produce un pulso eléctrico por cada pulso que proviene de la fotocelda; el pulso del conformador es capaz de accionar a la compuerta y al contador, pues en general el pulso de la fotocelda no puede hacerlo directamente.

El sistema de control está integrado por un circuito que abre la compuerta al instante en que se abre la llave de la bureta que contiene la solución; también se tiene otro circuito que contiene un detector de nivel del líquido y que produce una señal que cierra la compuerta cuando el recipiente en el que caen las gotas llega al nivel de un litro. Además, el circuito de la compuerta permite pasar los pulsos del discriminador-conformador solamente cuando está abierta y hasta el instante en que se cierra por el resto del circuito de control.

Mientras la compuerta está abierta, el contador recibe los pulsos del discriminador-conformador y procede a contarlos, cuando se cierra la compuerta el contador contiene justamente el número de gotas por litro que se pedía conocer.

La unidad de proyección se encarga de mostrar la información contenida en el contador, o sea, el número de gotas por litro de solución.

1.3.2 Funcionamiento Externo.- El flujo de la información en el interior de un instrumento digital es muy particular del fenómeno que se estudia y del proceso con que se mide. Muchos de los aparatos están diseñados para una aplicación especial; por ejemplo, un medidor digital de pH, o nivel de acidez, que contiene en su interior a todo el sistema de transducción electrónico, elementos de control y módulo contador, para proporcionar las lecturas decimales del pH. Los instrumentos especializados no son más que aplicaciones particulares de aparatos que realizan mediciones más generalizadas. A continuación trataremos los procesos más usuales de medida, mencionando las características operacionales más importantes; se evitará mencionar aplicaciones muy especializadas.

1.3.2.1 El Contador de Eventos.- El contador de eventos es un instrumento que totaliza el número de eventos que ocurren dentro de unas condiciones límites especificadas. Las condiciones se pueden especificar en dos partes principales:

- a) Las condiciones límites están dadas por la presencia de un voltaje, que es capaz de mantener abierta a la compuerta durante el intervalo en que se deben contar los eventos, se le llamará primer caso.
- b) Las condiciones límites están establecidas por la ocurrencia de un pulso de encendido, o apertura de la compuerta, y la de otro pulso que cierra a la misma, se le llamará segundo caso.

El segundo es un caso especial del primero; pues,



con la adición de un circuito sensible a pulsos llamado biestable<sup>1</sup> se logra reducir el primero a este último. El circuito biestable produce sólo dos niveles de voltaje, un nivel alto cuando se dice que está encendido y un nivel bajo cuando esta apagado; el encendido se logra con la incidencia de un pulso por una entrada de control y el apagado se logra proporcionando un pulso en otra entrada apropiada. Como se ve en ambos casos, la compuerta está controlada por un nivel de voltaje que permite el paso de pulsos hacia el contador.

Se insiste en hacer esta distinción porque, como se verá posteriormente, el segundo caso es el que tiene aplicaciones más fecundas.

1.3.2.2 Medición de Frecuencias.- Cuando se mide o se cuenta el número de eventos que ocurren por cierta unidad, el número obtenido se le llama frecuencia de aparición. Generalmente al enunciar el resultado se menciona la unidad que fijó las condiciones limitantes; por ejemplo, dislocaciones por milímetro, revoluciones por minuto, etc.

Debido a su importancia, la medición de frecuencia, en el sentido de contar eventos por unidad de tiempo, es la más generalizada. En la física se utiliza mucho el concepto de frecuencia, teniendo como unidad propia el "Hertz" (Hz), que equivale a un "ciclo/segundo", y que es la razón de contar un evento por segundo o medir la repetición de un evento por cada unidad de tiempo.

La medición de frecuencias se puede reducir al segundo caso de contar eventos, de acuerdo al siguiente razonamiento: es necesario contar eventos, dentro de una unidad determinada de tiempo; por tanto, si se tiene un cir-

---

<sup>1</sup>Ver sección 4.2.5 para una descripción más detallada del funcionamiento de la memoria biestable.

cuito que produzca pulsos cada unidad de tiempo (en general un oscilador) y se aplican estos pulsos a las entradas de control del biestable (que a su vez controla a la compuerta), el primer pulso encenderá al biestable y abrirá la compuerta, hasta que ocurre el segundo pulso que apaga al biestable y cierra la compuerta. Los eventos previamente detectados y discriminados se aplican al contador a través de la compuerta; como la compuerta permite el paso de los eventos sólo durante un intervalo de tiempo bien determinado, tenemos garantizado que la lectura representa a la frecuencia por unidad de tiempo que se haya escogido.

Dependiendo de la unidad de tiempo seleccionada, la lectura almacenada en el contador puede ser la frecuencia en Hertz, Kiloherztz o Megahertz, si previamente se usaron pulsos de control con una separación de segundos, milisegundos o microsegundo. El medidor de frecuencia es, por lo tanto, un contador de eventos controlado por un oscilador de pulsos con una separación constante y precisa. Si el instrumento debe medir frecuencias en varios intervalos o alcances (por ejemplo Hz, Khz, Mhz), no es práctico tener varios osciladores para cada orden de magnitud, sino más bien un oscilador de frecuencia fija y algunos circuitos que disminuyen la frecuencia por intervalos regulares. Al disminuir la frecuencia por un factor de diez, el intervalo de tiempo aumenta por el mismo factor.

1.3.2.3 Medición de Intervalos de Tiempo.- Cuando los eventos que se están midiendo son pulsos con una separación constante, el instrumento se puede usar para medir tiempo. Si además la separación de los pulsos corresponde a una unidad de tiempo, el instrumento toma la denominación de cronómetro.

El cronómetro puede medir tiempos en las dos modalidades mencionadas en la sección 1.3.2.1, por medio de la aparición de un nivel alto de voltaje, o por la separación

entre la ocurrencia de dos pulsos consecutivos de control. Nuevamente se requiere de un oscilador estable que produce los pulsos de tiempo y que son los que se van a contar. La compuerta permite acceso al contador solamente durante el intervalo de tiempo que se quiere medir. El número de pulsos que pasa hacia el contador es una medida directa del tiempo que estuvo encendida la compuerta y que corresponde al intervalo de tiempo que se quería medir. Por lo tanto, un cronómetro consiste de un contador y un oscilador para producir pulsos con una separación constante y conocida, que representan las unidades de tiempo. Al igual que en el caso del medidor de frecuencias (sección 1.3.2.2), no es práctico tener varios osciladores, pues basta con uno solo y la adición de circuitos que disminuyen la frecuencia por factores conocidos y, consecuentemente, aumentan el intervalo entre pulsos por el mismo factor (por ejemplo diez). Así se pueden medir intervalos de tiempos en segundos, milisegundos, microsegundos, etc.

Un caso particular de la medición de tiempo es el de medir períodos de fenómenos recurrentes. El instrumento en cuestión es un cronómetro, controlado por un detector especial que puede discriminar cuando empieza un ciclo del fenómeno que se estudia. El detector produce un pulso de encendido cuando se inicia el ciclo y otro pulso de apagado cuando se inicia otro ciclo que, evidentemente, corresponde al final del anterior. La lectura del cronómetro proporciona el período en las unidades de tiempo seleccionadas.

1.3.2.4 Instrumentos Combinados.- Las descripciones de los tres párrafos anteriores (1.3.2.1-2-3), confirman la idea de que existen varios elementos comunes en las diferentes modalidades de medición. Un instrumento que tuviera la capacidad de medir a todos los parámetros mencionados, consistiría de las partes que tienen en común: el contador de pulsos, la parte de proyección de datos, la compuerta electrónica y algún oscilador de referencia para unidades de tiem-

po. Las variantes estarían en los circuitos de control que definen las rutas que la información sigue por las distintas partes del instrumento: determinan cuales pulsos se van a contar, los del transductor-convertidor o los del oscilador; seleccionan la modalidad de control de la compuerta, por voltajes o por pulsos; escogen cuantos divisores hay que interponer al oscilador para determinar las unidades de tiempo apropiadas, segundos, milisegundos, etc.

En el instrumento combinado de propósito general, las variantes y modalidades se pueden escoger por medio de selectores de múltiples contactos, que conmutarían entre sí las distintas partes del instrumento, dependiendo de la función que se fuera a desempeñar.

1.3.2.5 Mediciones Digitales de Voltaje.- Las medidas descritas en las secciones anteriores demuestran la habilidad de los instrumentos digitales para contar eventos y medir las relaciones temporales entre los mismos. En cada caso el evento que se va a medir se convierte en una señal eléctrica y después a la de un pulso que es compatible con las necesidades de la compuerta y los circuitos de conteo.

La amplitud de la señal de entrada es de relativamente poca importancia, dado que ese parámetro puede variar considerablemente y todavía dar una indicación clara si ocurrió o no el evento dentro de las condiciones límites especificadas.

Sin embargo, en muchos otros casos, la amplitud de la señal es la que está relacionada con la información deseada. Cuando se necesitan las ventajas obtenidas por el empleo de mediciones digitales, es necesario convertir esa amplitud analógica de la señal buscada en grupos de pulsos o niveles digitales de voltaje, que representen a esa información. Para lograr esto se han ideado varias técnicas de conversión de voltajes a intervalos de tiempo, o voltajes a

número de pulsos, ambas cantidades proporcionales entre sí. El uso de estos convertidores analógico-digitales, a los cuales se les asocian cronómetros o medidores de frecuencia, hacen posible la medición de cantidades analógicas con la precisión y alcance sólo obtenibles en los instrumentos digitales.

Los voltímetros y multímetros digitales hacen, a su vez, posible la medición de todas las cantidades que requerían antiguamente transductores eléctricos y electrónicos.

Los métodos de conversión analógico-digitales y digital-analógicos sólo tienen un interés descriptivo para este trabajo, por lo cual no se discutirán con más detalle.

#### 1.4 Diagramas de Instrumentos Digitales

Es necesario analizar el comportamiento de los distintos instrumentos digitales, desde el punto de vista de los diagramas funcionales, para poder visualizar cómo es el flujo de información y en qué partes intervienen los elementos de control. Además, la presente discusión servirá para aclarar y completar los conceptos definidos en la sección anterior.

1.4.1 Elementos Diagramáticos.- Para comprender mejor la notación empleada en los diagramas, es imprescindible definir los elementos que se emplean en cada uno de ellos. Se proporciona una breve descripción de las cualidades principales así como el símbolo respectivo de cada elemento.

Tenemos en primer plano a dos elementos conformadores "A" y "B", que traducen señales del mundo exterior en pulsos eléctricos de amplitud y duración adecuada para efectuar con ellos las funciones de conteo y de control. Por simplicidad, se supone que en estos conformadores van inclu

idos los elementos de transducción, detección y discriminación pertinente a cada fenómeno por estudiar.

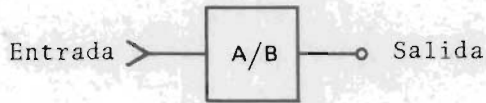


Fig 1.1 Conformadores de entrada.

Después, es necesario un oscilador patrón o de referencia, para generar pulsos periódicos y que sirvan como unidades de tiempo.

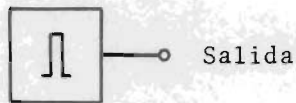


Fig 1.2 Oscilador patrón.

También se usarán dos elementos divisores de frecuencia "D<sub>1</sub>" y "D<sub>2</sub>", para escalar los pulsos de sus entradas por factores de diez. Los divisores tienen varias salidas, cada una de ellas proporciona pulsos con una frecuencia diez veces menor que la anterior. Análogamente, la separación entre pulsos de salida con respecto a los de entrada es diez veces más grande que en los pasos anteriores.

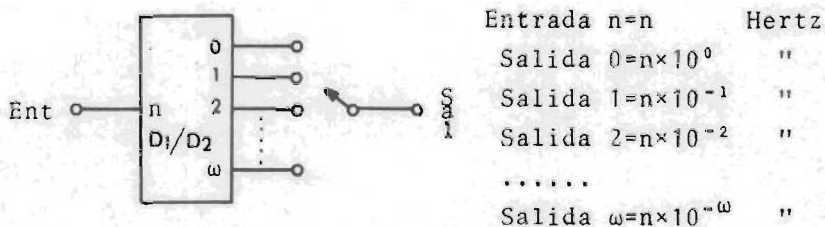


Fig 1.3 Escaladores o divisores de frecuencia.

Se usa una compuerta de paso "C" que permite la circulación de los pulsos entre su entrada y su salida de acuerdo con la presencia de un nivel alto de voltaje en su entrada de control; cuando no está presente ese nivel de control (por ejemplo, más bajo que cierto límite), el paso de pulsos está inhibido.

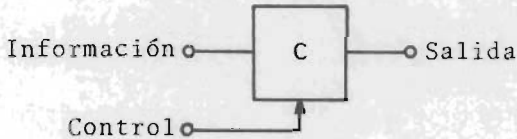


Fig 1.4 Compuerta.

El elemento biestable "RST", que es un elemento que tiene una memoria temporal, está controlado por tres entradas y tiene una salida que puede adquirir dos niveles estables de voltaje: alto y bajo. El nivel de voltaje presente en la salida depende del orden en que se apliquen los pulsos en sus tres entradas; sujeto a la restricción de que no pueden incidir dos pulsos simultáneamente en cualquier pareja de entradas, con un pulso en la entrada de encendido (S), la salida del biestable pasa a un nivel alto de voltaje y se mantiene así indefinidamente; con un pulso en la entrada de apagado (R), la salida del biestable pasa indefinidamente a un nivel bajo de voltaje; con un pulso en la entrada de cambio (T), la salida del biestable pasa al estado contrario, es decir, si estaba en un nivel alto pasa a un nivel bajo y viceversa, si estaba bajo pasa a un nivel alto.

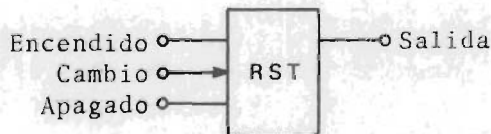


Fig 1.5 Elemento biestable.

Por último tenemos al elemento contador "Q", que emplea varias décadas totalizadoras, una por cada cifra sig

nificativa. El módulo se encarga de contar y almacenar el número de pulsos que logran atravesar a la compuerta. El contador contiene también circuitos de memoria y de proyección numérica, para almacenar y observar la cuenta contenida en el contador al instante de memorización.

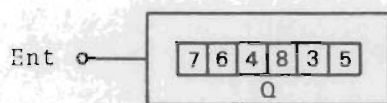


Fig 1.6 Contador de pulsos.

1.4.2 Medidor de Eventos.- Como se vio en la sección anterior de eventos (1.3.2.1), el medidor o contador de eventos es un simple contador de pulsos al cual se le asocian ciertas condiciones límites:

- a) La primera consiste en contar eventos mientras cierta señal de voltaje tiene un nivel alto.
- b) La segunda consiste en contar eventos comprendidos entre la aparición de dos pulsos consecutivos de control.

Ambos métodos de medición pueden utilizar escalación del número de eventos, es decir, división del número de eventos entre factores de diez.

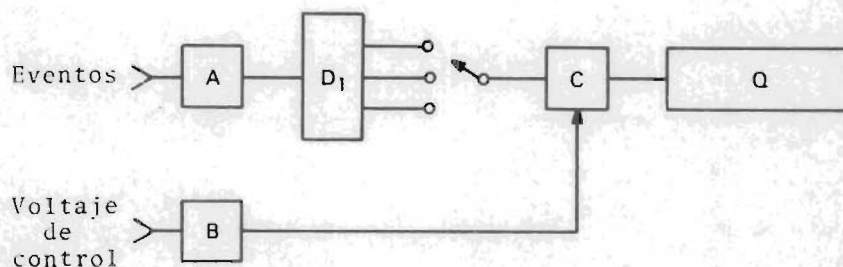


Fig 1.7 Medidor de eventos, en función de un voltaje de control.



En la figura 1.7 se observa como los eventos que se van a contar inciden por el conformador A y son escalados por el divisor  $D_1$  (este paso de escalación se puede suprimir o tomarse como división entre uno), entran en la compuerta C y después al contador Q. El número de eventos que entra a Q está manejado directamente por el voltaje de control aplicado a la compuerta C, debidamente condicionado por el conformador B.

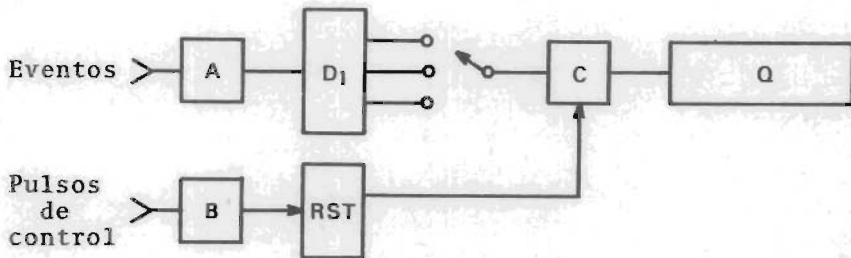


Fig 1.8 Medidor de eventos, controlados por la separación entre pulsos consecutivos.

En la figura 1.8 el circuito de medición es el mismo que en el primer caso, excepto que ahora la compuerta C está controlada por un elemento biestable RST. Cuando aparece el primer pulso, el biestable RST toma un nivel alto de salida, permitiendo el paso de pulsos por la compuerta C; cuando ocurre el segundo pulso, RST regresa a un nivel bajo de salida, cortando el paso de pulsos por C. La cuenta almacenada en Q representa solamente a los pulsos o eventos que ocurrieron entre los dos pulsos de control.

1.4.3 Medidor de Frecuencias.- Para un medidor de frecuencias es necesario contar el número de eventos o pulsos de entrada por unidad de tiempo (sección 1.3.2.2). El arreglo es similar al de un medidor de eventos, sólo que el intervalo de contar está determinado por una separación bien definida de tiempo entre los pulsos de control. Para medir frecuencias en función de unidades distintas al tiempo, se

usa un medidor de eventos en el cual se traduce la unidad de definición en un voltaje o en una separación entre pulsos de control.

La unidad de tiempo se puede derivar del oscilador patrón, debidamente escalado para escoger las unidades adecuadas de tiempo; por ejemplo, segundos para medir en Hertz, milisegundos para medir en Kiloherztz, microsegundos para Megahertz.

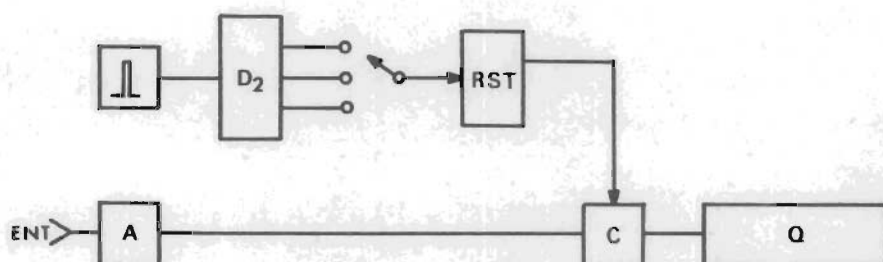


Fig 1.9 Medidor de frecuencias.

De la figura 1.9 se observa como el oscilador patrón, a través del escalador  $D_2$ , maneja al elemento biestable  $RST$ . El primer pulso marca el inicio del intervalo de tiempo y el segundo pulso denota el final del intervalo. El primer pulso enciende la compuerta  $C$  a través de  $RST$  y el segundo la apaga. Solamente el número de pulsos que ocurren en ese intervalo de tiempo aparece en el contador  $Q$  y represente por lo tanto a la frecuencia que se quería medir.

**1.4.4 Razón de Frecuencias.** - Para medir el cociente o la razón existente entre dos frecuencias es necesario contar cuantos pulsos de una de las señales cabe entre dos pulsos consecutivos de la otra señal. Esto se debe a la definición de frecuencia y el cociente de ellas; si una frecuencia es  $\kappa$  veces más grande que otra, hay  $\kappa$  veces más pulsos en una que en la otra por unidad de tiempo y, por lo tanto, se pueden usar dos pulsos de la frecuencia más pequeña para deno-

tar que han ocurrido  $\times$  pulsos de la frecuencia mayor entre ellos. La frecuencia menor se puede dividir entre factores de diez para aumentar la precisión.

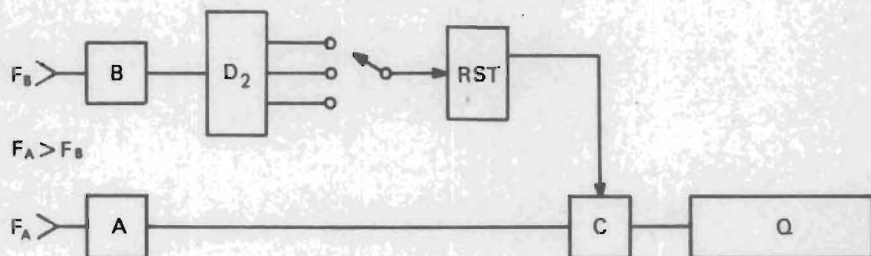


Fig 1.10 Medidor del cociente o razón de dos frecuencias.

De la figura 1.10 se puede notar que el diagrama es prácticamente igual al diagrama de un medidor de frecuencias (Fig 1.9), la única diferencia está en que se ha substituído el oscilador patrón por la entrada de frecuencia B. En este caso se supone que la frecuencia A es mayor que la frecuencia B. Es fácil ver como la separación de dos pulsos de frecuencia B controlan a la compuerta C para permitir el paso de pulsos de frecuencia A.

1.4.5 Medidor de Períodos.- La medición de períodos consiste en contar el número de unidades de tiempo existentes entre dos pulsos consecutivos de la señal, que marcan los extremos de alguno de los ciclos que se repiten (ver la sección 1.3.2.3). Si se escala el intervalo de tiempo que marca el principio y el fin del ciclo de repetición, por factores de diez, entonces se obtendrán lecturas que son proporcionales al promedio de diez, cien o mil períodos.

En la figura 1.11 se ve como los pulsos del oscilador patrón, debidamente escalados por  $D_2$  para elegir la unidad de tiempo, circulan por la compuerta C hacia el contador Q. La entrada A produce un pulso al inicio del ciclo

que pone en alto la salida del biestable RST y permite el paso de pulsos por la compuerta C; cuando se completa el ciclo, el segundo pulso baja el nivel de salida del biestable RST y corta la compuerta C. La cuenta almacenada en Q es el período expresado en la unidad de tiempo escogida.

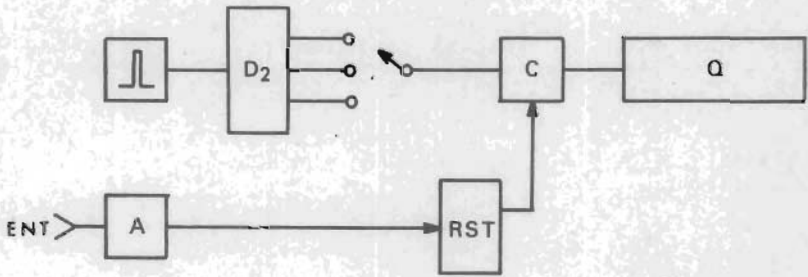


Fig 1.11 Medidor de períodos.

En la figura 1.12 se ha intercalado un escalador  $D_1$  para aumentar el tiempo que está abierta la compuerta C por factores de diez. El primer pulso del escalador  $D_1$  enciende a la compuerta a través de RST y el siguiente pulso la apaga. Si el intervalo entre cada pulso de  $D_1$ , representa a diez, cien o mil períodos, el número de pulsos en el contador Q aumentará proporcionalmente. Dividiendo esa lectura entre el factor de escalación, obtenemos efectivamente un promedio de diez, cien o mil períodos.

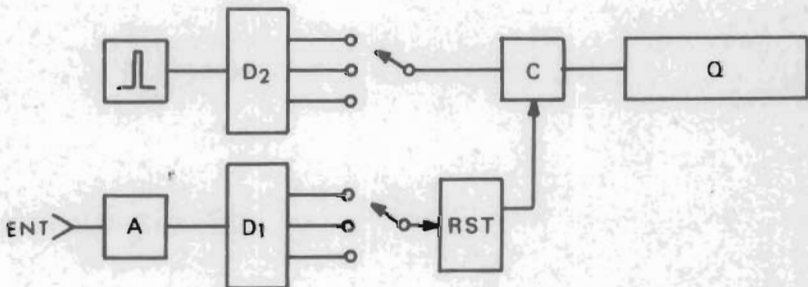


Fig 1.12 Medidor de múltiples períodos o promedios de períodos.

Este tipo de medición es útil cuando el período de la señal de entrada no es muy estable y varía de medición en medición. Tomando promedios sería la manera más efectiva de representar ese período tan variable.

1.4.6 Medidor de Intervalos de Tiempo.- La medición de intervalos de tiempo consiste en contar las unidades de tiempo que existen durante las condiciones limitantes fijadas por el problema (1.3.2.3). Puede haber varias modalidades de medición:

- a) Intervalo de tiempo en el cual un voltaje tiene un nivel alto.
- b) Intervalo de tiempo entre dos pulsos consecutivos de una de las entradas.
- c) Intervalo de tiempo entre un pulso de encendido que ocurre en una de las entradas y la aparición de un pulso de apagado en la otra entrada.

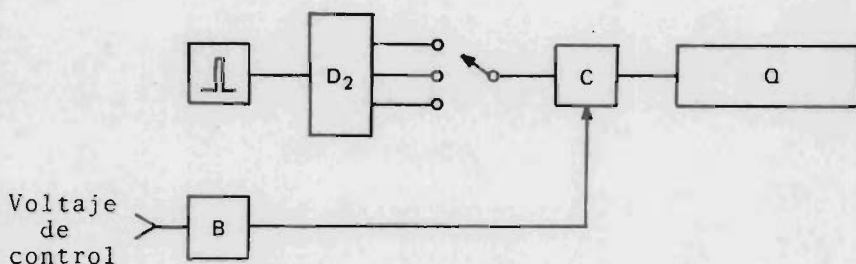


Fig 1.13 Medidor de intervalos de tiempo, mientras el voltaje de control tenga un nivel alto.

En la figura 1.13 se observa como el oscilador patrón, debidamente escalado por  $D_2$  para obtener la unidad de tiempo apropiada, circula por la compuerta  $C$  hacia el contador  $Q$ . Aquí la compuerta  $C$  está controlada directamente por el voltaje de la entrada  $B$ .

En la figura 1.14 solamente se ha introducido el elemento biestable RST que controla la compuerta C de la manera usual: con el primer pulso la enciende y con el segundo la apaga.

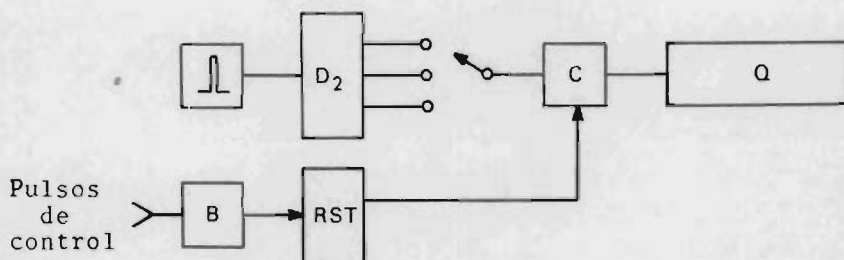


Fig 1.14 Medidor de intervalos de tiempo entre dos pulsos consecutivos de la entrada B.

En la figura 1.15 perdura el elemento biestable RST, pero ahora la salida se encuentra controlada directamente por cada conformador; el conformador A controla directamente al encendido y el conformador B controla directamente el apagado de RST. Cuando se enciende RST las unidades de tiempo pasan por la compuerta C hacia el contador Q y cuando se apaga, dejan de hacerlo.

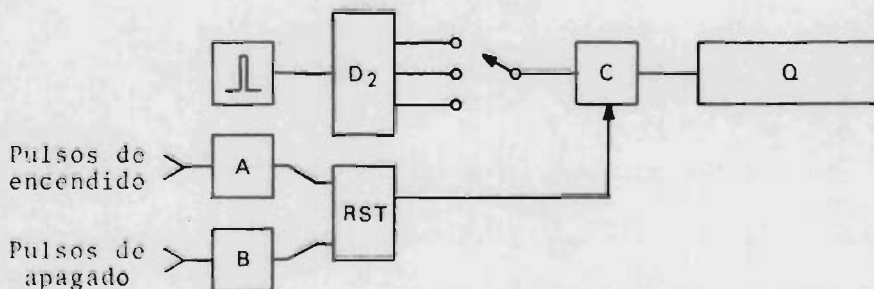


Fig 1.15 Medidor de intervalos de tiempo entre los pulsos de encendido por A y los de apagado por B.

En los tres casos anteriores, la cuenta almacena da en el contador Q representa al intervalo de tiempo expresado en las unidades escogidas previamente por  $D_2$ .

1.4.7 Instrumentos de Medición Múltiple.- Analizando los diagramas anteriores, se pueden ver muchas de las similitudes mencionadas anteriormente (1.3 y 1.3.2.4). La organización de los diagramas se hizo de esa manera para facilitar la observación de este hecho. Es fácil visualizar como se puede sintetizar un instrumento que realice todos los procesos de medición con sólo cambiar conexiones entre unidades funcionales. A continuación se expone el diagrama de un instrumento que cumple con estos requisitos.

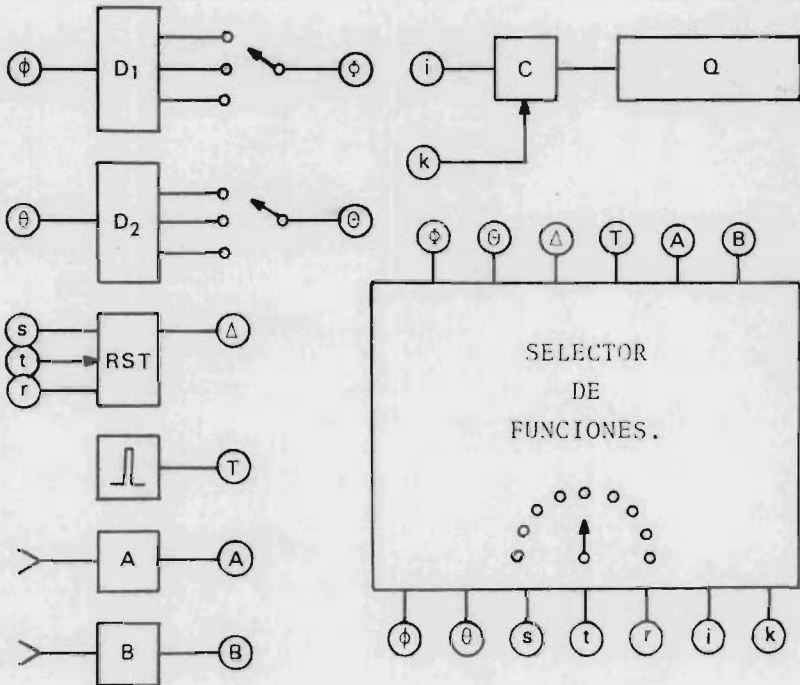


Fig 1.16 Esquema de un aparato de múltiples funciones.

En la figura 1.16 se observan todos los bloques funcionales descritos hasta ahora; excepto el selector de funciones. Esta porción del diagrama consiste de un sistema de conmutación entre las siete entradas ( $\theta, \phi, s, t, r, i, k$ ) y las seis salidas ( $T, A, B, \theta, \phi, \Delta$ ) que realiza las conexiones pertinentes cuando se requiere hacer una determinada medición. En seguida se da una tabla de conexiones necesarias para lograr el propósito descrito.

T A B L A 1								
CONEXIONES DEL SELECTOR DE FUNCIONES								
#	FUNCION:	ENTRADAS:						
		$\theta$	$\phi$	s	t	r	i	k
1	Eventos por voltaje	-	A	-	-	-	$\phi$	B
2	Eventos por pulsos	-	A	-	B	-	$\phi$	$\Delta$
3	Frecuencia	T	-	-	$\theta$	-	A	$\Delta$
4	Razón de frecuencias	B	-	-	$\theta$	-	A	$\Delta$
5	Período	T	-	-	A	-	$\theta$	$\Delta$
6	Promedio de períodos	T	A	-	$\phi$	-	$\theta$	$\Delta$
7	Intervalos de tiempo por voltaje	T	-	-	-	-	$\theta$	B
8	Intervalos de tiempo por pulsos en B-B	T	-	-	B	-	$\theta$	$\Delta$
9	Intervalos de tiempo por pulsos en A-B	T	-	A	-	B	$\theta$	$\Delta$

Fig 1.17 Definición del selector de funciones.



La síntesis de un selector de funciones como éste es relativamente sencilla de hacer. Como se verá más adelante, la información contenida en la tabla 1 es suficiente para determinar completamente el diseño del selector.

La figura 1.16 representa a un instrumento que realiza nueve funciones de medición con un mínimo de elementos. A este tipo de instrumento se le denomina "Contador Universal" y ha sido el esqueleto principal del diseño incluido en este trabajo.

### 1.5 Métodos de Diseño

El problema esencial del diseño de aparatos es el de realizar físicamente una operación utilizando un conjunto mínimo de componentes, los cuales deben conectarse entre sí para realizar una función determinada. Cuando la operación que necesita implementarse requiere de la aplicación de técnicas digitales o de control, el diseño se divide frecuentemente en tres partes:

a) La primera sección consiste en el Análisis o Diseño del Sistema. La función de esta parte es la de definir claramente la operación que se va a realizar y después analizarla, enumerando y explicando las características principales del problema que tendrán la mayor influencia en el diseño del aparato. El resultado de este estudio será un listado del conjunto de propiedades que dirán con detalle qué es lo que el aparato hará y especificar de una manera genérica cómo debe hacerlo.

b) La segunda sección corresponde al Diseño de Circuitos y Componentes Básicos. En esta parte se desarrollan las unidades básicas que manejan la información o el material en la forma de elementos capaces de almacenar esa información o material y unidades que pueden alterar a las mismas de acuerdo con algunas reglas fijadas de antemano.

Si el análisis del sistema empieza con la definición de una operación y trata de sistematizarla, el diseño de circuitos empieza con un conjunto de elementos fundamentales (transistores, resistencias, etc.) y trata de formar con ellos un conjunto de circuitos y componentes básicos que realizan confiablemente algunas operaciones sencillas pero bien definidas.

c) La función de la tercera sección es la del Diseño Lógico. Esta parte toma a los componentes básicos desarrollados por el diseño de circuitos y los combina de una manera tal, que la unión de ellos pueda realizar las operaciones especificadas por el diseño del sistema. El resultado de esta sección es un conjunto de diagramas de interconexión que muestran cómo la unión de los componentes logra sintetizar las funciones requeridas para una operación en particular, o todo el aparato en conjunto.

Con estas bases en mente, en los siguientes capítulos se verán los fundamentos teóricos y prácticos que se utilizan en las tres secciones del diseño mencionado anteriormente. En primer lugar, el Algebra Booleana aplicada al sistema de Lógica de Conmutación Electrónica; donde se desarrollan los elementos lógicos y componentes funcionales genéricos de todos los aparatos e instrumentos digitales. En segundo lugar, se analizan los Circuitos Integrados y Elementos Electrónicos; que sirven para realizar físicamente las funciones lógicas de decisión y almacenamiento de información. Por último, se estudia la Síntesis Lógica de los componentes anteriores para realizar las funciones del aparato en cuestión en la manera más sencilla y adecuada.

El ataque del problema de diseño se hará de esta manera por las siguientes razones: se estudia el aspecto lógico para dar familiaridad con la terminología de los elementos lógicos, así como sus propiedades fundamentales; después se ve el aspecto circuital, para comprender cómo es

que los elementos electrónicos realizan las funciones lógicas mencionadas anteriormente; y al final, se trata el problema de la síntesis con el conocimiento firme de todas las propiedades lógicas y electrónicas de las unidades funcionales usadas en esta parte.

Así, de esta manera se desarrollan los tres siguientes capítulos del trabajo.

## Capítulo 2

### LOGICA DE CONMUTACION

El diseño lógico es la parte del diseño de un aparato que se encarga de la combinación de los elementos circuitales básicos para que realicen efectivamente el conjunto de operaciones especificadas por el análisis del sistema. La lógica de conmutación se vale de ciertos elementos lógicos fundamentales, que tienen propiedades de conmutación bien definidas, y también de un conjunto de reglas para poder sintetizar cualquier operación que se pueda expresar de una manera lógica. Por tanto, es necesario estudiar primero los conceptos y propiedades funcionales de los elementos lógicos, para facilitar la comprensión posterior de los componentes electrónicos que realizan esas funciones, así como sentar las bases de la síntesis de operaciones de conmutación que utilizan los aparatos digitales.

En este capítulo se estudia el Algebra Booleana<sup>1</sup> aplicada a sistemas de conmutación electrónica; es decir, se describe un Algebra de Circuitos de Conmutación, definiendo los términos apropiados y posteriormente identificándolos con los elementos y bases axiomáticas del Algebra Booleana. Se analizan los elementos lógicos de decisión y de memoria, así como su simbología y la aplicación de los conceptos mencionados en la definición de unidades funcionales más complejas.

---

<sup>1</sup>En honor a George Boole (1815-1864), por ser el primero en publicar un tratado sobre el álgebra de clases aplicada al campo de la lógica, cosa que describe en su obra "Una Investigación de las Leyes del Pensamiento" de 1854.

## 2.1 Conceptos Principales del Algebra Booleana

El Algebra Booleana no utiliza como sus elementos a cantidades numéricas y relaciones matemáticas, sino que es un cálculo que trata con elementos que tienen dos valores y sus relaciones. Las variables son proposiciones cuyos valores son "cierto" o "falso".

Como un Algebra de Circuitos de Conmutación, a las variables les corresponde elementos de conmutación que sólo pueden tener dos estados, que arbitrariamente se llaman "cierto" y "falso". Debido a que el diseño de este trabajo es de naturaleza electrónica, se verá más adelante que la interpretación corresponde a la presencia de sólo dos niveles lógicos de voltaje en un conjunto de alambres. Estos niveles deben escogerse de tal manera que los alambres siempre estén en un nivel o en el otro, pero que no puedan estar en ambos a la vez, o en ningun otro que no sea cualquiera de los dos escogidos.

Por ejemplo, sea  $A$  la proposición: "el foco está encendido" y que  $\text{no}A$  sea la proposición: "el foco no está en cendido". Claro está que ambas proposiciones no pueden ser verdaderas al mismo tiempo porque son exclusivas y exhaustivas. La que sea verdadera se le asigna el valor lógico  $1$  y la que sea falsa se le asigna el valor lógico  $0$ ; por tanto, afirmar que es verdad que el foco está encendido es equivalente a decir que  $A = 1$ , en cuyo caso  $\text{no}A = 0$ . Nótese que  $1$  y  $0$  son usados aquí en un sentido no numérico. Esto debe distinguirse del uso del  $1$  y  $0$  para denotar valores numéricos en el sistema binario<sup>2</sup> que frecuentemente se encuentra asociado con el Algebra Booleana.

En aplicaciones de conmutación, el álgebra es usada para describir y diseñar circuitos de conmutación con un

---

<sup>2</sup>Ver apéndice 1 "El Sistema Binario de Numeración".

mínimo de elementos físicos. Estos circuitos pueden sumar dos números, pueden decodificar un número binario en uno decimal, indicar a un circuito de control secuencial cuándo cambiar de estado, etc. Estos mismos circuitos, trabajando de acuerdo con el Algebra Booleana, forman el núcleo del diseño de aparatos digitales modernos.

2.1.1 Bases del Algebra.- En este sistema algebraico está de finida la relación de igualdad (=) en el sentido de equivalencia, con las tres propiedades siguientes:

- a) Reflexividad:  $A=A$
- b) Conmutatividad: si  $A=B$ , entonces  $B=A$
- c) Transitividad: si  $A=B$  y  $B=C$ , entonces  $A=C$

Existe en el álgebra el uso de los paréntesis ( ) { }, que debe tomarse en el sentido convencional, de definir el alcance sobre el cual alguna relación es efectiva.

Un sistema formal siempre tiene dados algunos elementos primitivos no definidos, como pueden ser conectivos, funciones, o símbolos no interpretados, acerca de los cuales las proposiciones de los axiomas se van a hacer.

Además, están dadas algunas reglas primitivas, aceptadas como generadoras de transformaciones válidas de una proposición algebraica en otra; es decir, las reglas que se consideran válidas en la demostración de teoremas sobre los axiomas y que pueden usar teoremas válidos ya demostrados. Por complementación del trabajo sólo se mencionarán dos de ellos: la regla de sustitución y la regla de inferencia.

2.1.1.1 Regla de Sustitución.- Si dos variables son iguales cualquiera de ellas puede sustituirse en todas las ocurrencias de la otra en alguna expresión. Por tanto, si  $X=Y$  entonces  $f(X,A,B,\dots)=f(Y,A,B,\dots)$ , donde la función puede ser una variable, un conectivo primitivo o una frase construída

de estas dos por sustituciones.

2.1.1.2 Regla de Inferencia.- Si  $X$  es un axioma o un teorema validamente derivado de los axiomas y  $X$  implica al teorema  $Y$  entonces  $Y$  es un teorema válido (modus ponens).

2.1.2 Axiomas del Algebra Booleana.- Aquí se enuncian los elementos primitivos y los axiomas del Algebra Booleana.

2.1.2.1 Elementos Primitivos.- Los elementos primitivos del álgebra son los siguientes:

- a) Una clase  $K$ , a la cual pertenecen las variables y en la cual están definidas las operaciones.
- b) Variables  $A, B, C, \dots$ ; que pertenecen a la clase  $K$  y que sólo pueden tener dos valores: 0 y 1.
- c) Dos operaciones o conectivos primitivos "+" y "·", que se conocen como la suma lógica y el producto lógico.

En la interpretación circuital;  $K$  será la clase a la cual pertenecen los alambres  $A, B, C, \dots$ ; que sólo pueden tener dos niveles exclusivos y exhaustivos de voltaje, a los cuales se les asigna arbitrariamente los valores lógicos 0 y 1. Las operaciones, entonces, estarían representadas por circuitos electrónicos especiales que responden a los niveles de voltaje anteriores, como se verá más adelante.

2.1.2.2 Axiomas o Postulados.- Los axiomas o postulados del álgebra son los siguientes:

- I a) Si  $A$  y  $B$  están en  $K$ , entonces  $A+B$  está en  $K$ .
- I b) Si  $A$  y  $B$  están en  $K$ , entonces  $A \cdot B$  está en  $K$ .
- II a) Existe 0 en  $K$  tal que  $A+0=A$ .
- II b) Existe 1 en  $K$  tal que  $A \cdot 1=A$ .

- III a) Si  $A$  y  $B$  están en  $K$ ,  $A+B=B+A$ .
- III b) Si  $A$  y  $B$  están en  $K$ ,  $A \cdot B=B \cdot A$ .
- IV a) Si  $A, B, C$  están en  $K$ ,  $A+(B \cdot C)=(A+B) \cdot (A+C)$ .
- IV b) Si  $A, B, C$  están en  $K$ ,  $A \cdot (B+C)=A \cdot B + A \cdot C$ .
- V) Si  $0$  está en  $K$  y  $1$  está en  $K$ , entonces  $1 \neq 0$
- VI) Si  $0 \neq 1$  y  $0$  está en  $K$ , entonces para todo  $X$  que está en  $K$ , existe  $\bar{X}$  que está en  $K$ , tal que  $X+\bar{X}=1$  y  $X \cdot \bar{X}=0$ .

Los axiomas I simplemente cierran al sistema en  $K$ , tal que ninguna función booleana con valores en  $K$  pueda tener un valor que no está en  $K$ .

Los axiomas II definen a  $0$  y  $1$  como los elementos idénticos para las operaciones  $+$  y  $\cdot$  respectivamente.

Los axiomas III definen la conmutatividad.

Los axiomas IV definen la distributividad de una operación sobre la otra.

El axioma V nos asegura que el álgebra no sea degenerada. La Teoría de Información nos dice, en efecto, un sistema degenerado con (o ningún) valor en  $K$ , no contiene información.

El axioma VI introduce el complemento de una función o variable, donde  $\bar{X}$  se llama  $\text{no}X$ , o el complemento de  $X$ . La operación de un complemento se le llama inversión, complementación o negación, y se denota con una barra sobre la variable o función.

Los primeros ocho axiomas están agrupados en cuatro parejas, este agrupamiento ilustra la perfecta simetría o dualidad del álgebra con respecto a las dos operaciones  $+$  y  $\cdot$ ; si en cualquiera de esos ocho postulados se intercambia  $0$  por  $1$ ,  $1$  por  $0$ , cada  $+$  es reemplazado por un  $\cdot$  y cada



• por un +, el resultado será el dual del postulado original.

Si un teorema es válido, también lo es su dual. Pues, en efecto, el dual de un teorema se puede demostrar tomando la dualidad de la demostración del original.

2.1.3 Teoremas del Algebra Booleana.- A continuación se enumeran los teoremas más importantes del álgebra, su demostración no es el objeto de este trabajo<sup>3</sup>. Adelante se usará la convención de que  $A \cdot B = AB$  y que  $A \cdot (X) = A(X)$ , el punto se suprime excepto cuando sea necesario, por facilidad de escritura. (Algunos de los teoremas no son independientes.)

- |                         |  |   |
|-------------------------|--|---|
| 1 a) 0 es único         | 8 a) $A(A+B) = A$                                |   |
| 1 b) 1 es único         | 8 b) $A+(AB) = A$                                |   |
| 2 a) $A+A = A$          | 9 a) $A(\bar{A}+B) = AB$                         |   |
| 2 b) $A \cdot A = A$    | 9 b) $A+(\bar{A}B) = A+B$                        |   |
| 3 ) $\bar{\bar{A}} = A$ | 10 a) $\bar{A}(A+B) = \bar{A}B$                  |   |
| 4 a) $A+1 = 1$          | 10 b) $\bar{A}+(AB) = \bar{A}+B$                 |   |
| 4 b) $A \cdot 0 = 0$    | 11 ) $(A+B)(\bar{A}+C) = AC + \bar{A}B + BC$     |   |
| 5 a) $0+0 = 0$          | 11 a) $(A+B)(C+D) = AC + AD + BC + BD$           |   |
| 5 b) $1 \cdot 1 = 1$    | 11 b) $AB+CD = (A+C)(A+D)(B+C)(B+D)$             |   |
| 6 a) $1+0 = 1$          | 12 a) $(A+B)(C+D) = (A+B)C + (A+B)D$             |   |
| 6 b) $1 \cdot 0 = 0$    | 12 b) $AB+CD = (AB+C)(AB+D)$                     |   |
| 7 a) $\bar{0} = 1$      | 13 a) $\overline{A \cdot B} = \bar{A} + \bar{B}$ | 13 a') $A \cdot B = \overline{\bar{A} + \bar{B}}$ |
| 7 b) $\bar{1} = 0$      | 13 b) $\overline{A+B} = \bar{A} \cdot \bar{B}$   | 13 b') $A+B = \overline{\bar{A} \cdot \bar{B}}$   |
- 
- |   |
|---|
| 14 a) $\overline{AB+CD} = (\bar{A} + \bar{B})(\bar{C} + \bar{D})$             |
| 14 b) $\overline{(A+B)(C+D)} = \bar{A} \cdot \bar{B} + \bar{C} \cdot \bar{D}$ |
| 15 a) $(A+B)(A+\bar{B}) = A$  |
| 15 b) $AB + A\bar{B} = A$   |
| 16 a) $A+(B+C) = (A+B)+C \equiv A+B+C$  |
| 16 b) $A(BC) = (AB)C \equiv ABC$  |

<sup>3</sup>Referirse a la bibliografía.

17 a) Si  $A=B$ , entonces  $A+C=B+C$

17 b) Si  $A=B$ , entonces  $A \cdot C=B \cdot C$

18 ) Si  $A=B$ , entonces  $\bar{A}=\bar{B}$

19 a) Si  $A+B=0$ , entonces  $A=B=0$

19 b) Si  $A \cdot B=1$ , entonces  $A=B=1$

Sea  $A_i$  una variable y  $F(A_1, A_2, \dots, A_n)$  una función de  $n$  variables, donde  $i=1, 2, \dots, n$ .

20 a)  $F(A_1, A_2, \dots, A_n) = F(A_1, A_2, \dots, A_n) + A_1 \bar{A}_1 + A_2 \bar{A}_2 + \dots + A_n \bar{A}_n$

20 b)  $F(A_1, A_2, \dots, A_n) = F(A_1, A_2, \dots, A_n) (A_1 + \bar{A}_1) (A_2 + \bar{A}_2) \dots$   
 $\dots (A_n + \bar{A}_n)$

21 a)  $F(A_1, \dots, A_k, \dots, A_n) = A_k F(A_1, \dots, 1, \dots, A_n) +$   
 $\bar{A}_k F(A_1, \dots, 0, \dots, A_n)$

21 b)  $F(A_1, \dots, A_k, \dots, A_n) = \{A_k + F(A_1, \dots, 0, \dots, A_n)\}$   
 $\{\bar{A}_k + F(A_1, \dots, 1, \dots, A_n)\}$

## 2.2 Funciones Booleanas

En el diseño lógico se utilizan expresiones booleanas que son funciones de un número finito de variables. La expresión más simple es una función de una variable (por ejemplo,  $F=\bar{A}$ ), donde la función puede tomar los valores 1 y 0 de acuerdo con el valor lógico de la única variable (del ejemplo anterior,  $F=0$  si  $A=1$ ). Este tipo no tiene mucha aplicación porque carece de la variedad de posibles combinaciones de valores que tienen las funciones de más variables. Aquí sólo se estudiarán principalmente las funciones de dos variables y después se verá la posibilidad de reducir las funciones de más variables a combinaciones de funciones de dos variables.

2.2.1 Representación de las Funciones.- Existen cuatro maneras de representar funciones lógicas muy empleadas tanto en la literatura alusiva como en el diseño, que se emplearán en este trabajo:

- a) Tabla Funcional.
- b) Expresiones Algebraicas.
- c) Diagramas de Bloques.
- d) Gráficas de Tiempos.

2.2.1.1 Tabla Funcional.- La tabla funcional es una forma tabular de una función que da el valor lógico de la función para cada una de las posibles combinaciones de valores de las variables. Estas tablas funcionales son prácticas para funciones de hasta cuatro variables, antes de perder su efectividad práctica; dado que el número de funciones de  $n$  variables es  $2^{2^n}$ .

Esta forma de representar funciones es conveniente para especificar las condiciones iniciales de la función ya que por su construcción, se asegura que una vez llenada la tabla, la función está completamente especificada para todos los valores de las variables. Es más, una vez que alguna expresión algebraica se ha reducido a una tabla, está completamente definida; por tanto, la tabla funcional es el punto de partida de la síntesis y el final del análisis.

La tabla funcional tiene otro atractivo, porque a pesar de que para cada función haya una cantidad grande de expresiones algebraicas, todas tienen la misma tabla funcional. Esta propiedad es muy útil en la demostración de teoremas por inducción perfecta. Sí y sólo sí el análisis de ambos lados de una ecuación producen la misma tabla funcional para cada una de las variables, entonces la ecuación es un teorema válido.

El único inconveniente es su gran tamaño para funciones complicadas o de muchas variables.

Por ejemplo, la función Bicondicional está definida ser verdadera solamente cuando las dos variables tienen el mismo valor lógico.

A	B	F
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Fig 2.1 Tabla de la función bicondicional.

La tabla de la figura 2.1 denota que  $F=1$  solamente cuando  $A=B$  y  $F=0$  en caso contrario.

A las tablas funcionales se les conoce también como tablas de valores o tablas de verdad.

2.2.1.2 Expresiones Algebraicas.- Si la capacidad de ser única era el principal atributo de la tabla funcional, la variedad de formas equivalentes es uno de los papeles más importantes de la forma algebraica.

Una expresión algebraica de alguna función puede ser la dimensión más concisa para expresarla. El álgebra puede expresar propiedades lógicas de un circuito de conmutación independientemente de la estructura o distribución espacial del circuito. Claro está, la manipulación algebraica puede ser una herramienta muy útil para optimizar la implementación de una red de conmutación, de acuerdo con ciertos criterios bien definidos. A pesar de que el álgebra es concisa (cosa que no lo es la tabla), su desventaja recae en la pérdida de visión geométrica que ocurre al pasar de tablas a expresiones algebraicas, pero se verá posteriormente que ambas formas son poderosos suplementos.

Por ejemplo, una expresión algebraica de una función puede ser  $F=(A+B)(C+\bar{A})+(A+\bar{B})(\bar{C}+\bar{A})$ , cuestión que ocupa un renglón; la tabla correspondiente ocuparía por lo menos nueve renglones y de cuatro a diez columnas.

Se mencionó que uno de los atributos de una expresión algebraica es la variedad de formas equivalentes, aquí se da (sin demostración) un ejemplo de seis expresiones que representan a la misma función:

$$\begin{aligned}
 F &= A + \bar{B} \\
 &= A + \bar{A} \cdot \bar{B} \\
 &= \bar{B} + AB \\
 &= AB + A\bar{B} + \bar{B} \\
 &= AB + A\bar{B} + \bar{B}(A + \bar{A}) \\
 &= AB + A\bar{B} + \bar{A} \cdot \bar{B}
 \end{aligned}$$

2.2.1.3 Diagramas de Bloques.- Mientras que las tablas funcionales y las expresiones algebraicas nos daban propiedades independientes de cualquier configuración circuital, los diagramas de bloques muestran la estructura de alguna implementación particular de la función lógica. Es una abstracción del circuito de conmutación actual, descartando las impertinencias a la función lógica del circuito.

Dado que los elementos conocidos como diagramas de bloques son cajas negras y líneas conectivas, los circuitos del interior pueden ser de cualquier técnica física con tal de que realicen la función que representan. En este caso los circuitos del interior de los diagramas' corresponderán a circuitos de elementos electrónicos.

Un diagrama de bloques contiene mucha información acerca del circuito lógico, que no proporcionan las otras expresiones. Por ejemplo, el número de niveles de conmutación es explícito; además, una expresión algebraica no indica (como sí lo hace el diagrama) que ciertos términos comunes se pueden generar una sola vez y emplearse dos o más veces en niveles subsecuentes.

Finalmente, dados los circuitos de cada unidad, el diagrama de bloques sirve como un diagrama de alambrado, que puede ser más útil que el diagrama circuital, puesto que se le han abstraído las diversas conexiones comunes y el alambrado básico interno de cada circuito-elemento. Este concepto es muy valioso, pues se puede seguir perfectamente el flujo de información a través de los diversos niveles y

prever las interacciones del control sobre dicho flujo.

Cabe decir que los diagramas de bloque de los elementos lógicos son muy variados en la literatura, por falta de la adopción de alguna convención adecuada. Adelante se propondrá una convención de cuatro puntos, para denotar a los bloques que se emplean con más frecuencia. Aquí se presenta el diagrama asociado con la función conocida como conjunción lógica.



Fig. 2.2(A) Diagrama de bloques de la conjunción lógica.

El diagrama de esta función puede estar representada por un circuito electrónico con siete resistencias y cuatro transistores, además de las conexiones al suministro o fuente de energía y el retorno común de la corriente a la fuente. Este circuito es una implementación muy particular y de ninguna manera es la única forma de hacer una conjunción lógica con elementos electrónicos.

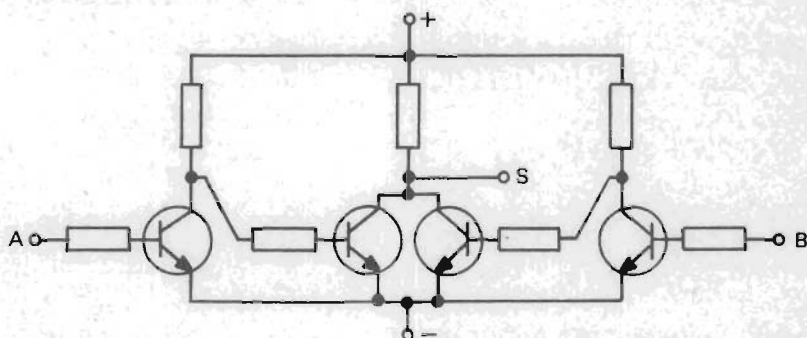


Fig 2.2(B) Circuito electrónico equivalente de una conjunción lógica de dos entradas.

Como se puede observar, el circuito electrónico de la figura 2.2(B) es mucho más complicado y de conjunto

un diagrama circuital con elementos individuales, en general, no aporta ningún significado lógico, o siquiera llega a indicar que operación se está realizando.

2.2.1.4 Gráficas de Tiempos.- Las gráficas de tiempo son una dimensión muy práctica e indispensable en la síntesis, análisis o perfeccionamiento de circuitos de conmutación más complejos. Su propósito es el de introducir el elemento de tiempo en el álgebra, donde se supone que los elementos lógicos son de respuesta inmediata, pero cualquier realización física debe tomar en cuenta que no hay efectos instantáneos.

En cualquier circuito secuencial, la relación temporal entre señales es muy importante y conviene más expresarlas con una gráfica de tiempos. Como se verá más adelante, en un sistema asíncrono las señales lógicas tienen relaciones temporales entre sí en el sentido de simultaneidad, pero no están sujetas a una base de tiempo o referencia sincrónica. En un sistema sincronizado, las señales lógicas sólo tienen significado cuando ocurren simultáneamente con alguna señal de sincronía, y el resto del tiempo las señales carecen de valor. En un sistema sincronizado, siempre se supone que los pulsos de sincronía se suceden a intervalos finitos de tiempo, fijados de antemano.

A continuación se presenta la gráfica temporal de una función lógica conocida como alternación, la cual está definida ser verdadera cuando cualquiera de las variables es verdadera y sólo es falsa cuando todas son falsas. Los niveles lógicos en este caso se representan para el valor 1 como un nivel alto y el valor 0 como un nivel bajo de voltaje. En la gráfica de la figura 2.3 se puede observar como la alternación de A con B es 1 cuando cualquiera de A o B son 1 y solamente es 0 cuando ambas son 0. Se puede considerar que las gráficas temporales coinciden con lo que se observaría en la pantalla de un osciloscopio, al mo

nitorear con este aparato a las entradas y salidas de un circuito electrónico que realizara la función lógica en cuestión.

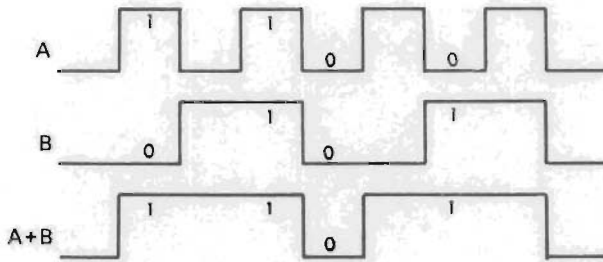


Fig 2.3 Gráfica de tiempos de una alternación lógica.

2.2.2 Funciones Lógicas de Dos Variables.- Las funciones lógicas de dos variables tienen mucha importancia por ser la herramienta principal del diseño lógico. Las funciones de dos variables son 16 ( $2^{2^2}$ ) y corresponden a todas las posibles combinaciones de valores de las dos variables y de la función que las relaciona. Cada una de ellas tiene un nombre específico de acuerdo a la relación lógica que expresa entre las dos variables.

A continuación se analizan las 16 funciones, dando su tabla funcional y expresión algebraica equivalente, en algunos casos se definirán unos símbolos algebraicos que se emplean comúnmente para denotar a estas relaciones.

2.2.2.1 Negación total.- La negación total es la función lógica que representa o simboliza a la relación "ninguno de los dos" o simplemente "ninguno". Se conoce también como la función antitautología y en ocasiones se usa el símbolo especial  $\emptyset$  para denotar a esta función.

A	B	$F_0$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	0

$F_0 = 0$

$F_0 = \emptyset$

Fig 2.4(A) Tabla de la negación total.



La negación total siempre es falsa independientemente de los valores de las variables A y B.

2.2.2.2 Conjunción.- La conjunción es la función lógica que

A	B	$F_1$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Fig 2.4(B) Tabla de la conjunción.

representa a la relación "A y B". Es necesario aclarar que esta función coincide en todas sus propiedades con la operación lógica " $\cdot$ " definida axiomáticamente en la sección 2.1.2. Se observa que esta función es verdadera solamente cuando ambas variables son verdades

simultáneamente. Se conoce también como el producto lógico.

2.2.2.3 Exclusión.- La exclusión es la función lógica que

A	B	$F_2$
0	0	0
0	1	0
1	0	1
1	1	0

Fig 2.4(C) Tabla de la exclusión.

representa a las relaciones "A pero no B", "A y no B" ó "B inhibe a A". A esta función se le asocia el símbolo especial  $A\phi B$ . La función es verdadera solamente cuando A es verdadera y B es falsa, que por definición es  $A\cdot\bar{B}$ .

2.2.2.4 Identidad Singular en A.- La identidad singular en

A	B	$F_3$
0	0	0
0	1	0
1	0	1
1	1	1

Fig 2.4(D) Tabla de la identidad singular en A.

A es la función lógica que representa a la relación "A" sencillamente. Nótese que la función es cierta siempre que A es cierta o verdadera.

2.2.2.5 Conjunción Condicional.- La conjunción condicional es la función lógica que representa a la relación "no A pero sí B".

A	B	$F_4$
0	0	0
0	1	1
1	0	0
1	1	0

$$F_4 = A \nabla B$$

$$F_4 = \bar{A}B$$

A esta función se le asocia el símbolo especial  $A \nabla B$ . La función es verdadera sólo cuando A es falsa y B es verdadera, que por definición es  $\bar{A} \cdot B$ .

Fig 2.4(E) Tabla de la conjunción condicional.

#### 2.2.2.6 Identidad singular en B.- La identidad singular en

A	B	$F_5$
0	0	0
0	1	1
1	0	0
1	1	1

$$F_5 = B$$

B es la función lógica que representa a la relación "B" sencillamente. Nótese que la función es cierta siempre que B es cierta o verdadera.

Fig 2.4(F) Tabla de la identidad singular en B.

#### 2.2.2.7 Disyunción.- La disyunción es la función lógica que

A	B	$F_6$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

$$F_6 = A \oplus B$$

$$F_6 = A \wedge B$$

representa a la relación "A ó B, pero no ambas", o también a la relación "ó A ó B". A esta función se le conoce además como el "ó exclusivo" y se le asocian los símbolos  $A \oplus B$  y  $A \wedge B$ . La función es verdadera sólo cuando los valores lógicos de las variables son diferentes.

Fig 2.4(G) Tabla de la disyunción.

**2.2.2.8 Alternación.-** La alternación es la función lógica que representa a la relación "A ó B ó ambas". Esta función coincide en todas sus cualidades con el operador lógico "+" y que está definido axiomáticamente en la sección 2.1.2.

A	B	$F_7$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Fig 2.4(H) Tabla de la alternación.

Observar que esta función es verdadera cuando cualquiera de las variables es verdadera. Se le asocia también el símbolo  $A \vee B$ . Además se conoce como la función "ó inclusivo", y se le llama suma lógica en ocasiones.

2.2.2.9 Negación Conjunta. - La negación conjunta es la función

A	B	$F_8$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Fig 2.4(I) Tabla de la negación conjunta.

lógica que representa a la relación "ni A ni B". Esta función se conoce también como la función alternación negada porque la tabla corresponde a la de una alternación en la que se ha negado el valor de la función. Se le asocia el símbolo especial  $A \nabla B$ . Nótese que

la función es verdadera sólo cuando A es falsa y B es falsa que por definición es  $\overline{A \cdot B}$ .

2.2.2.10 Bicondicional. - El bicondicional es la función

A	B	$F_9$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Fig 2.4(J) Tabla del bicondicional.

lógica que representa a la relación "A sí y sólo sí B". A esta función se le asocia el símbolo especial de equivalencia  $A \equiv B$ , ya que la función es verdadera solamente cuando A y B tienen el mismo valor.

2.2.2.11 Negación Singular en B. - La negación singular en B

A	B	$F_{10}$
0	0	1
0	1	0
1	0	1
1	1	0

Fig 2.4(K) Tabla de la negación singular en B.

es la función que representa a la relación "no B". Nótese que esta función es verdadera siempre que B es falsa, que por definición es  $\overline{B}$ .

2.2.2.12 Causal.- El causal es la función lógica que representa a la relación "A porque B" ó también "A a causa de B". A esta función se le asocia el símbolo especial  $A \subset B$ , que recuerda a la teoría de conjuntos de que B contiene a A.

A	B	$F_{11}$
0	0	1
0	1	0
1	0	1
1	1	1

$F_{11} = A \subset B$

Fig 2.4(L) Tabla del causal.

2.2.2.13 Negación Singular en A.- La negación singular en A es la función lógica que representa a la relación "no A". Nótese que esta función es verdadera sólo cuando A es falsa, que por definición es  $\bar{A}$ .

A	B	$F_{12}$
0	0	1
0	1	1
1	0	0
1	1	0

$F_{12} = \bar{A}$

Fig 2.4(M) Tabla de la negación singular en A.

2.2.2.14 Condicional.- El condicional es la función lógica que representa a las relaciones "A entonces B", ó "A implica B". Esta función utiliza los símbolos especiales  $A \supset B$ ,  $A \rightarrow B$  y  $A \Rightarrow B$ . El primero de ellos recuerda a la teoría de conjuntos de que A contiene a B.

A	B	$F_{13}$
0	0	1
0	1	1
1	0	0
1	1	1

$F_{13} = A \supset B$   
 $F_{13} = A \rightarrow B$   
 $F_{13} = A \Rightarrow B$

Fig 2.4(N) Tabla del condicional.

2.2.2.15 Negación Alternativa.- La negación alternativa es la función lógica que representa a la relación "ó no A ó no B". Esta función se le conoce también como la conjunción negada porque la tabla funcional corresponde a la de una conjunción con los valores de la función negados. Se le asocia el símbolo especial  $A \uparrow B$ .

A	B	$F_{14}$
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

$F_{14} = A \uparrow B$   
 $F_{14} = \overline{A \cdot B}$

Fig 2.4(O) Tabla de la negación alternativa.

2.2.2.16 Identidad Total.- La identidad total es la función

A	B	$F_{15}$
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Fig 2.4(P) Tabla de la identidad total.

$$F_{15}=1$$

$$F_{15}=\mathcal{X}$$

lógica que representa a la relación "todo". Esta función se conoce también como la tautología y siempre es cierta independientemente de los valores de A y B. Se le asigna en ocasiones el símbolo especial  $\mathcal{X}$ .

2.2.2.17 Resumen de Funciones de Dos Variables.- Las funciones de dos variables se pueden resumir en seis tipos fundamentales ya que muchas de ellas son simétricas con respecto a las variables o de definición semejante:

a) Funciones universales

$$F_0=0, F_{15}=1.$$

b) Funciones singulares

$$F_3=A, F_5=B, F_{10}=\bar{B}, F_{12}=\bar{A}.$$

c) Funciones de inhibición

$$F_2=A\bar{B}, F_4=\bar{A}B.$$

d) Funciones de implicación

$$F_{11}=A B, F_{13}=A \bar{B}.$$

e) Funciones compuestas

$$F_6=A\oplus B, F_9=A\equiv B.$$

f) Funciones principales

$$F_1=A \cdot B, F_7=A+B, F_8=\overline{A+B}, F_{14}=\overline{AB}.$$

El tipo de funciones clasificadas como universales reciben ese nombre porque los valores que toman son independientes de las variables. Las funciones singulares son, en realidad, funciones de una sola variable. Las dos funciones de inhibición también coinciden en definición con sólo sustituir variables de la misma manera que las funciones de implicación. Las funciones compuestas se agrupan aparte por razones que se explicarán más adelante.

Las funciones denominadas principales son las fun

ciones que normalmente se conocen como elementos de decisión o compuertas lógicas. Estas merecen un estudio especial, puesto que son las que con más frecuencia se emplean en el diseño y con las que se pueden obtener las demás funciones.

2.2.3 Funciones de Más de Dos Variables.- Las funciones de tres variables son 64 y en general las funciones de  $n$  variables son  $2^{2^n}$ . Las funciones de más de dos variables no ameritan un estudio especial, puesto que las definiciones empleadas en las funciones anteriores se pueden extender a las de tres o más. Por ejemplo, persisten las funciones de identidad y negación total, identidad y negación singular, todas las funciones de dos variables, inhibición, implicación y gran cantidad de funciones compuestas de tres variables o más.

Las funciones principales se pueden extender de la siguiente manera:

- a) La alternación de dos o más variables es verdadera cuando alguna de las variables es verdadera.
- b) La conjunción de dos o más variables es verdadera cuando todas las variables son verdaderas.
- c) La alternación negada o negación conjunta de dos o más variables es verdadera cuando todas las variables son falsas.
- d) La conjunción negada o negación alterna de dos o más variables es falsa sólo cuando todas las variables son verdaderas.

Estos cuatro conceptos de extensión serán útiles en secciones posteriores, se pueden deducir fácilmente de los teoremas de la sección 2.1.3; las definiciones extendidas se usarán más adelante en donde se trata con los elemen

tos de decisión y de sus propiedades.

2.2.4 Mintérminos y Maxtérminos.- Un mintérmino de  $n$  variables está definido como la conjunción o el producto lógico de esas  $n$  variables, en la cual cada variable está presente en su forma afirmada o en su forma complementaria o negada. Hay cuatro mintérminos de dos variables y son  $\bar{A}\cdot\bar{B}$ ,  $\bar{A}B$ ,  $A\bar{B}$  y  $AB$ .

Un maxtérmino de  $n$  variables es la alternación o suma lógica de esas  $n$  variables, en la cual cada variable está presente en su forma afirmada o en su forma complementaria. Hay cuatro maxtérminos de dos variables y son  $(\bar{A}+\bar{B})$ ,  $(\bar{A}+B)$ ,  $(A+\bar{B})$  y  $(A+B)$ .

Los mintérminos se denotarán por  $m_i$  y los maxtérminos por  $M_j$ , donde los subíndices  $i, j$  sirven para identificar al término particular. Para determinar las  $i, j$  primero se escribe abajo de cada variable complementada un 0 y un 1 bajo las variables no complementadas. Si la secuencia de ceros y unos se interpreta como un número binario ordinario, su equivalente decimal es el subíndice del mintérmino o maxtérmino en cuestión. Por ejemplo  $A\cdot\bar{B}\cdot\bar{C}=m_4$  y  $(A+B+\bar{C})=M_6$ .

A	B	C	Mintérminos	Maxtérminos
0	0	0	$m_0 = \bar{A}\cdot\bar{B}\cdot\bar{C}$	$M_0 = \bar{A}+\bar{B}+\bar{C}$
0	0	1	$m_1 = \bar{A}\cdot\bar{B}\cdot C$	$M_1 = \bar{A}+\bar{B}+C$
0	1	0	$m_2 = \bar{A}\cdot B\cdot\bar{C}$	$M_2 = \bar{A}+B+\bar{C}$
0	1	1	$m_3 = \bar{A}\cdot B\cdot C$	$M_3 = \bar{A}+B+C$
1	0	0	$m_4 = A\cdot\bar{B}\cdot\bar{C}$	$M_4 = A+\bar{B}+\bar{C}$
1	0	1	$m_5 = A\cdot\bar{B}\cdot C$	$M_5 = A+\bar{B}+C$
1	1	0	$m_6 = A\cdot B\cdot\bar{C}$	$M_6 = A+B+\bar{C}$
1	1	1	$m_7 = A\cdot B\cdot C$	$M_7 = A+B+C$

Fig 2.5 Tabla de mintérminos y maxtérminos de tres variables.

De la tabla anterior se pueden deducir algunas

relaciones importantes, su demostración no es el objeto de este trabajo<sup>4</sup>, aquí se enumeran las más usadas:

$$\begin{aligned} a) \quad \bar{m}_i &= M_{2^n-1-i} \\ a') \quad \bar{M}_i &= m_{2^n-1-i} \\ b) \quad m_i m_j &= 0 \quad (\text{si } i \neq j) \\ b') \quad M_i + M_j &= 1 \quad (\text{si } i \neq j) \\ c) \quad \sum_{i=0}^{2^n-1} m_i &= 1 \\ c') \quad \prod_{i=0}^{2^n-1} M_i &= 0 \end{aligned}$$

Las dos primeras expresiones a) nos dicen que el complemento de un mintérmino es un maxtérmino y viceversa, donde la fórmula expresa la relación entre los subíndices.

Las dos segundas expresiones b) nos dicen que si dos mintérminos o maxtérminos son diferentes, entonces al menos una de las variables en uno de ellos está presente en su forma afirmada, mientras que en el otro aparece en forma complementada.

Las dos últimas expresiones c) son consecuencias inmediatas de la cerradura del Algebra Booleana. Una de ellas implica sencillamente que el todo es igual a la suma de sus partes, y la otra expresión es la expresión dual de la anterior, y por consiguiente, igualmente válida.

2.2.5 Teorema Básico del Algebra.- El teorema básico del Algebra Booleana y su dual afirman que cualquier función de  $n$  variables se puede expresar como la suma lógica de un conjunto de mintérminos o el producto lógico de un conjunto de maxtérminos. Estas formas de expresión se llaman respectivamente Forma Canónica Alterna (FCA) y Forma Canónica Conjunta (FCC).

---

<sup>4</sup>Referirse a la bibliografía.



La relación de las formas canónicas con la función es la siguiente: la FCA indica las combinaciones de valores que producen un 1 de la función, y la FCC señala las combinaciones que producen un 0 de la función; por tanto, ambas formas son equivalentes a una tabla funcional.

Para comprender mejor el teorema, se prosigue de la siguiente manera: se escriben las  $n$  variables en orden alfabético a la cabeza de  $n$  columnas, abajo se escriben las  $2^n$  combinaciones de valores que pueden tener las variables (se prefiere el orden binario); al lado de cada uno de esos  $2^n$  valores, se escribe el valor de la función  $F$  que es deseada para esa combinación particular de variables. A cada uno de esos valores de  $F$  se les llama  $f_i$ , donde el subíndice  $i$  es el equivalente decimal que corresponde al número binario que tiene a su lado. Por todo lo anterior:

$$F = \sum_{i=0}^{2^n-1} f_i m_i$$

Por ejemplo:

A	B	C	F
0	0	0	1=f <sub>0</sub>
0	0	1	0=f <sub>1</sub>
0	1	0	0=f <sub>2</sub>
0	1	1	1=f <sub>3</sub>
1	0	0	1=f <sub>4</sub>
1	0	1	0=f <sub>5</sub>
1	1	0	1=f <sub>6</sub>
1	1	1	0=f <sub>7</sub>

entonces,  $F = m_0 + m_3 + m_4 + m_6$

$$= \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} + \bar{A} \cdot B \cdot C + A \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} + A \cdot B \cdot \bar{C}$$

Fig 2.5(A) Tabla<sup>a</sup> de una función arbitraria como ejemplo.

También, por el teorema de dualidad tenemos que:

$$F = \prod_{i=0}^{2^n-1} (f_i + M_{2^n-1-i})$$

Del ejemplo anterior tenemos que:

$$F = M_6 \cdot M_5 \cdot M_2 \cdot M_0 = (A+B+\bar{C})(A+\bar{B}+C)(\bar{A}+B+\bar{C})(\bar{A}+\bar{B}+\bar{C})$$

Es fundamental en el álgebra la existencia de una forma algebraica para expresar cualquier función de  $n$  variables, que representa explícitamente los valores de la función para todas las combinaciones de valores de las variables.

La posibilidad de expresar funciones de esta forma hace factible el primer paso de la síntesis y posteriormente se emplea con alguno de los teoremas 20 y 21 para la reducción o minimización de la función a su forma más elemental.

2.2.6 Funciones Compuestas.- Se dejó pendiente la razón de llamar funciones compuestas a la disyunción y al bicondicional. Aquí se dará una justificación, usando el teorema fundamental. La tabla funcional de la disyunción de dos variables es la siguiente:

A	B	A⊕B	Por el teorema fundamental
0	0	0=f <sub>0</sub>	$A \oplus B = m_1 + m_2 = \bar{A}B + A\bar{B}$
0	1	1=f <sub>1</sub>	
1	0	1=f <sub>2</sub>	$A \oplus B = \bar{A}B + A\bar{B}$
1	1	0=f <sub>3</sub>	

Fig 2.6 Tabla de la Disyunción.

Si se trata de reducir la expresión algebraica que se encontró para la disyunción usando algunos de los teoremas del álgebra, se encuentra que no es posible hacerlo. Cuando se analiza de una manera análoga a la función bicondicional se tiene que  $A \equiv B = \bar{A} \cdot \bar{B} + A \cdot B$ , igualmente irreducible. De las 16 funciones de dos variables, éstas son las únicas que están expresadas como la suma lógica de dos minterminos y en una forma irreducible, y las otras son funciones de expresión más sencilla, por esto se les llamó funciones compuestas.

### 2.3 Funciones Equivalentes

El Algebra Booleana está construída alrededor de dos operadores "+" y "·", que corresponden a las funciones lógicas de alternación y conjunción. Además se incluye la negación para completar el cuadro de postulados y dar la posibilidad de expresar cualquier función lógica en términos de estos tres operadores.

En efecto, el teorema fundamental del álgebra garantiza que es posible expresar a cualquier función como la alternación o suma lógica de mintérminos (que son conjunciones o productos lógicos de variables afirmadas o negadas), o también como la conjunción de maxtérminos (que son alternaciones de variables afirmadas o negadas); en un caso es la FCA y en el otro es la FCC. Como este teorema garantiza que bastan los tres operadores de alternación, conjunción y negación para representar a cualquier función, entonces sería posible diseñar cualquier aparato digital que sólo empleara como elementos de decisión a estos tres operadores.

La posibilidad de poder obtener a la alternación o a la conjunción de algunas de las otras funciones de dos variables, permite afirmar que los tres operadores no son los únicos que se pueden emplear para dar una representación completa del álgebra.

Por ejemplo, los teoremas 13a') y 13b') indican que la conjunción se puede obtener a partir de la negación alterna o conjunción negada, y que la alternación se puede obtener de la negación conjunta o alternación negada.

$$T \ 13a') \ A \cdot B = \overline{\overline{A} + \overline{B}} = \overline{(\overline{A \cdot B})}$$

$$T \ 13b') \ A + B = \overline{\overline{A} \cdot \overline{B}} = \overline{(\overline{A + B})}$$

Es más, los mismos teoremas implican que la alternación se puede obtener de la conjunción negando las variables, haciendo la conjunción y después negando el resultado. También, por dualidad, la conjunción se puede obtener de la alternación.

Otra observación que confirma lo enunciado anteriormente, es que la negación se puede obtener independientemente de otras funciones. Por ejemplo, la negación conjunta o alternación negada de una variable es lo mismo que la negación de la variable:

$$\overline{A+A}=\overline{A}$$

Así mismo, la negación alterna o conjunción negada de una variable es también la negación de la variable:

$$\overline{A \cdot A}=\overline{A}$$

Por tanto, se concluye que es posible hacer una representación del álgebra no sólo con alternaciones, conjunciones y negaciones, sino basta inclusive cualquier pareja negación-alternación o negación-conjunción; o también para no tener tanta variedad, basta solamente con la negación conjunta o la negación alterna.

De esta manera se justifica el hecho de haber agrupado a la negación conjunta y a la negación alterna con las funciones de alternación y conjunción en el grupo de funciones principales.

La posibilidad de tener un elemento de decisión universal para el diseño de aparatos digitales facilita grandemente el proceso de fabricación, ya que sólo se requiere de un elemento en lugar de tener que usar dos o tres diferentes.

Además, se puede hacer una representación del ál-

gebra usando bicondicionales, disyunciones, inhibiciones o implicaciones, pero su implementación es de poca importancia. Como consecuencia práctica se puede mencionar que los circuitos integrados (de los que se hablará en el siguiente capítulo) están contruidos solamente de puras negaciones alternas o negaciones conjuntas.

#### 2.4 Elementos de Decisión

Los elementos de decisión, en la logica de conmutación, están representados por unidades que realizan alguna función lógica sobre un conjunto de variables y emiten como resultado la relación lógica que dicha función representa. Se había visto que estos elementos, para ser prácticos, podían ser de cualquier técnica física, eléctrica o electrónica, con tal que produjeran el efecto deseado. En estos elementos es necesario definir con anterioridad cuales son los dos estados perfectamente distinguibles a los cuales se les asocia los valores lógicos 1 y 0.

Los elementos más usuales en el diseño corresponden con las funciones que se han llamado hasta ahora funciones principales y funciones singulares. En la práctica se tienen realizaciones físicas de seis tipos diferentes de elementos de decisión, con los cuales están contruidos la mayoría de los aparatos digitales modernos.

Las seis funciones correspondientes a esos elementos lógicos son: la identidad singular (conocida en electrónica como amplificador), la negación singular y las cuatro principales, alternación, conjunción, negación alterna y negación conjunta.

A estos elementos de decisión se les ha llamado tradicionalmente "compuertas lógicas" porque, en el sentido que se definió una compuerta en el capítulo 1, sirven para controlar el flujo de información desde una entrada hasta

una salida dependiendo de alguna otra entrada de control. Sea A la información cuyo paso se desea controlar y donde A puede variar en el tiempo, tomando los valores 1 y 0; las señales de control pueden ser también 1 y 0, permitiendo el paso de A (o de  $\bar{A}$ ) cuando sea necesario, o escondiéndolo bajo una salida igual a un valor lógico constante:

$$a) A+0=A, A+1=1$$

$$b) A \cdot 1=A, A \cdot 0=0$$

$$c) \overline{A+0}=\bar{A}, \overline{A+1}=0$$

$$d) \overline{A \cdot 1}=\bar{A}, \overline{A \cdot 0}=1$$

En el caso a) usando una alternación, la información A incide por una entrada, por la otra se controla el paso; si el control es 0, pasa A, si el control es 1, el flujo de A está escondido por la presencia de un 1 constante en la salida. Análogamente para los otros tres casos.

Los seis elementos de decisión ya mencionados se utilizan en este trabajo para controlar el flujo de información entre distintas partes de un instrumento de medida, así como de conmutar dicho flujo entre las diferentes partes del mismo, dependiendo de la medición que se vaya a realizar. Estos mismos elementos se usarán posteriormente para implementar unidades funcionales más complejas, que servirán después para simplificar el diseño del instrumento, objetivo principal de este trabajo.

## 2.5 Elementos de Memoria

Los elementos de memoria son unidades lógicas que tienen un conjunto de estados internos muy bien determinados y distinguibles entre sí. Se usan para el almacenamiento temporal de información, utilizando algún estado estable, o combinación de estados estables, para denotar la presencia o ausencia de esa información.

Estos elementos tienen al menos una entrada, la cual determinará el próximo estado que va a tomar, y también tienen al menos una salida, de tal manera que se puede conocer en que estado se encuentra. El paso de un estado a otro lo realiza en un tiempo finito de transición, durante el cual no está definido estado alguno.

En el Algebra Booleana sólo son importantes los elementos de memoria que tienen dos estados distinguibles. A esos estados se les asignan los valores lógicos 1 y 0, donde se descarta la posibilidad de que la unidad pueda asumir un estado distinto de los definidos por esos valores.

Las características más importantes de una memoria se pueden resumir como sigue:

- a) El estado de un elemento de memoria está definido por el nivel lógico estable de sus salidas.
- b) Las salidas de un conjunto de memorias pueden interconectarse con elementos lógicos de decisión para formar funciones lógicas.
- c) El estado de una unidad de memoria o cualquier conjunto de estos elementos, sólo está definido en el intervalo de tiempo que media entre transiciones.
- d) El estado de un elemento de memoria, en un intervalo de tiempo particular, es función de dos cosas: primero, el estado del elemento y de sus entradas antes del período de transición; y segundo, de las propiedades lógicas del elemento, que expresan cómo están relacionados el estado del mismo con sus entradas dependiendo del tipo particular de memoria.

Existe una relación muy importante entre las memorias y el tiempo, ya que sus características de operación

están definidas alrededor del momento de transición. En efecto, más adelante se verá como están relacionados los estados posteriores al período de transición, para los distintos tipos de unidades, con los estados y entradas del elemento un instante antes de dicho cambio. De esta manera se introduce el concepto de tiempo en las unidades de decisión y de memoria, ya que los valores lógicos de las funciones sintetizadas con ellos sólo están definidos entre períodos de transición.

En algunas ocasiones se prefiere que, dentro de los sistemas digitales, todas las transiciones de los elementos de memoria ocurran simultáneamente, para que los valores lógicos de sus salidas sean todos operables al mismo tiempo. Esto se logra con elementos de memoria que utilizan señales de sincronía y que se estudian en una rama especial de la lógica, llamada lógica sincrónica. Cuando no es necesaria la operación sincronizada de las memorias, es posible hacer una simplificación en el estudio, tratando a los elementos de memoria de una manera asíncrona, al igual que los elementos de decisión. Con la técnica asíncrona es necesario introducir el concepto de tiempo de propagación o tiempo de reestablecimiento. Se entiende por tiempo de propagación o reestablecimiento al intervalo de tiempo que transcurre entre la aplicación de niveles lógicos en las entradas de un elemento, capaces de inducir algún cambio, y el establecimiento definitivo de sus salidas en otro nivel lógico resultante.

Para facilitar la comprensión posterior de las memorias, es necesario aclarar que, en general, están divididas internamente en dos partes: a) la memoria fundamental y b) el circuito de disparo. La memoria fundamental es el elemento que tiene los dos estados distinguibles y que posee todas las propiedades que se describirán más adelante. El circuito de disparo es el responsable de producir la transición o cambio de estado y puede ser de dos tipos: síncro-



no o asíncrono, pero que de ninguna manera afecta a las propiedades lógicas de la memoria fundamental. La discusión de la sección de disparo se postpondrá hasta que se hayan descrito las propiedades lógicas de las memorias fundamentales.

2.5.1 Distintos Tipos de Memorias.- Los elementos de memoria se pueden clasificar en biestables, monoestables y astables, dependiendo del número de estados estables que posean. Dentro de cada tipo se tienen algunas variantes.

Los elementos de memoria reciben tradicionalmente el nombre de multivibradores (porque historicamente el tipo astable fue el primer oscilador que se construyó y que oscilaba o vibraba); también se les conoce genéricamente con el nombre de Flip-flops, que es un anglicismo cuyo significado compuesto se acerca al de invertir un objeto repetidas veces. En todo caso se persistirá en utilizar el término de memoria en lugar de estos dos últimos.

2.5.2 Memorias Biestables.- Las memorias biestables tienen dos estados estables y bien determinados. En general cada estado estable tiene una salida, y cada una de ellas es el complemento o negación de la otra; a una salida se le denomina arbitrariamente Q y a la otra se le denominará, por lo tanto,  $\bar{Q}$ . Si una salida está al nivel lógico 1, la otra estará al nivel lógico 0.

Se enunciarán las propiedades de cinco memorias biestables, en donde se analizarán las relaciones existentes entre el estado del elemento después de la transición, con el estado y sus entradas antes de dicha transición.

Si el elemento tiene m entradas, entonces el estado de la memoria al instante  $(n+1)$  es una función del estado del elemento al tiempo  $(n)$  y de los valores lógicos de las m entradas.

$$Q^{\eta+1} = F_1(Q^\eta, E_1^\eta, E_2^\eta, \dots, E_m^\eta) \quad \{2.5.1\}$$

donde  $F_1$  es una función booleana de los términos en el paréntesis y el superíndice indica la relación temporal entre ellos. Además puede haber algunas restricciones sobre las posibles combinaciones de entradas, que se expresa como:

$$F_2(Q^\eta, E_1^\eta, E_2^\eta, \dots, E_m^\eta) = 0 \quad \{2.5.2\}$$

donde  $F_2$  es otra función de los términos del paréntesis. Estas dos ecuaciones describen la respuesta lógica de un elemento de memoria a las señales de entrada y se llaman, por tanto, ecuaciones características del elemento.

A las ecuaciones que expresan al valor de  $Q$  en el tiempo  $(\eta+1)$  como función, entre otras cosas, de su valor a un tiempo  $(\eta)$ , se les llama ecuaciones de diferencia. Además, se puede afirmar que cuando se tiene que resolver algún problema de diseño, siempre será posible llegar a una tabla funcional que describa a la operación de una memoria antes y después de cada transición, entonces se puede derivar de ella unas ecuaciones de diferencia que tengan la siguiente forma:

$$Q^{\eta+1} = G_1 Q^\eta + G_2 \bar{Q}^\eta \quad \{2.5.3\}$$

en esta ecuación,  $G_1$  y  $G_2$  representan funciones booleanas de variables que determinan los estados de  $Q$  en una aplicación particular, por esto a esa ecuación 2.5.3 se le llama ecuación de aplicación; claro está que  $G_1$  y  $G_2$  no pueden contener a  $Q$  y  $\bar{Q}$ .

Dado que las salidas de las memorias biestables son complementarias, basta hacer el análisis funcional para una de ellas. Notar que la señal de sincronía no aparece explícitamente en las ecuaciones características o de aplicación de una memoria, si es que la tiene.

2.5.2.1 Memoria de Retardo o Memoria D.- La memoria de retardo o memoria D <sup>5</sup> es una unidad que tiene una entrada (D) y su salida toma el valor lógico que su entrada tenía en el intervalo de tiempo anterior. La tabla funcional del elemento de memoria que muestra su estado o salida  $Q^{n+1}$  al tiempo  $(n+1)$  como función de su entrada  $D^n$  y su estado  $Q^n$  al tiempo  $(n)$  se da a continuación:

$D^n$	$Q^n$	$Q^{n+1}$
0	0	0
0	1	0
1	0	1
1	1	1

Fig 2.7 Tabla de la memoria de retardo.

Nótese que en este caso, la salida no depende del estado de la memoria en el tiempo anterior. La ecuación característica de la memoria D es simplemente:

$$Q^{n+1} = D^n \quad \{2.5.4\}$$

Se sabe por la ecuación de aplicación 2.5.3 que:

$$Q^{n+1} = G_1 Q^n + G_2 \bar{Q}^n = (G_1 Q + G_2 \bar{Q})^n \quad \{2.5.3\}$$

combinando estas dos últimas ecuaciones se puede escribir inmediatamente que:

$$D = G_1 Q + G_2 \bar{Q} \quad \{2.5.5\}$$

Aquí  $Q$  y  $\bar{Q}$  son las salidas de la memoria y D es la entrada de la misma. En el caso particular en que  $G_1 = G_2$  tenemos:

$$D = G_1 Q + G_1 \bar{Q} = G_1$$

---

<sup>5</sup>La D viene del inglés Delay=Retardo.

$$D=G_1 \text{ (si } G_1=G_2)$$

{2.5.6}

2.5.2.2 Memoria de Complementación o Memoria T.- La memoria de complementación o memoria T <sup>6</sup> tiene una sola entrada (T) que induce al elemento a cambiar de estado o complementarse cuando ésta tiene nivel lógico 1, y no lo altera en el caso de que su entrada sea 0. Se le denomina también memoria de gatillo o de disparo. Su tabla funcional es la siguiente:

$T^n$	$Q^n$	$Q^{n+1}$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig 2.8 Tabla de la memoria de complementación.

De aquí se escribe la ecuación característica:

$$Q^{n+1} = (\bar{T}Q + T\bar{Q})^n \quad \{2.5.7\}$$

Para encontrar la función de entrada T es necesario resolver la ecuación lógica en función de la ecuación de aplicación 2.5.3:

$$\bar{T}Q + T\bar{Q} = G_1Q + G_2\bar{Q} \quad \{2.5.8\}$$

Esto se logra usando la tabla de la figura 2.9, donde se tabulan los valores de  $G_1$ ,  $G_2$  y  $Q$  de la ecuación 2.5.8 y se encuentran los valores de T que satisfacen la misma ecuación para todas las combinaciones de valores de la tabla. De la tabla mencionada se tiene que:

$$T = (\bar{G}_1G_2 + G_1G_2)\bar{Q} + (\bar{G}_1\bar{G}_2 + \bar{G}_1G_2)Q = \bar{G}_1Q + G_2\bar{Q}$$

$$T = \bar{G}_1Q + G_2\bar{Q} \quad \{2.5.9\}$$

---

<sup>6</sup>La T viene del inglés Trigger=Gatillo o Disparo.

			$G_1Q+G_2\bar{Q}$	
G	G	Q	$=\bar{T}Q+T\bar{Q}$	T
0	0	0	0	0
0	0	1	0	1
0	1	0	1	1
0	1	1	0	1
1	0	0	0	0
1	0	1	1	0
1	1	0	1	1
1	1	1	1	0

Fig 2.9 Tabla para encontrar la función de entrada T.

En la ecuación 2.5.9  $Q$  y  $\bar{Q}$  son las salidas de la memoria y  $T$  es la entrada de la misma. En el caso particular en que  $\bar{G}_1=G_2$  tenemos:

$$T=\bar{G}_1Q+\bar{G}_1\bar{Q}=\bar{G}_1$$

$$T=\bar{G}_1 \quad (\text{si } \bar{G}_1=G_2) \quad \{2.5.10\}$$

**2.5.2.3 Memoria de Almacenamiento RS.**- La memoria de almacenamiento RS <sup>7</sup> es la memoria biestable más común, tiene dos entradas (R) y (S), en la cual la entrada S pone al elemento en el estado 1 y la entrada R lo pone en el estado 0; pero con la condición de que R y S no pueden tener nivel lógico 1 al mismo tiempo, porque la memoria no puede pasar al estado 1 y al estado 0 simultáneamente; en el caso de que ambas entradas son 0, la memoria no cambia. Su tabla funcional está expresada en la figura 2.10, donde la interrogación (?) indica que se desconoce el estado que la memoria ocupará después de aplicar la combinación no permitida de las entradas. Las ecuaciones características de la memoria RS se encuentran resumidas en dos expresiones que se presentan después de la tabla mencionada.

<sup>7</sup>Las iniciales vienen del inglés Reset=Apagar, y Set=Prender.

$R^n$	$S^n$	$Q^n$	$Q^{n+1}$
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	?
1	1	1	?

Fig 2.10 Tabla de la memoria RS.

$$Q^{n+1} = (\bar{R} \cdot \bar{S} \cdot Q + \bar{R} \cdot S)^n \quad \{2.5.11\}$$

sujeta a la restricción:

$$R^n S^n = 0 \quad \{2.5.12\}$$

combinando ambas ecuaciones tenemos que:

$$Q^{n+1} = (\bar{R} \cdot \bar{S} \cdot Q + \bar{R} \cdot S + R \cdot S)^n = (S + \bar{R} \cdot \bar{S} \cdot Q)^n = (S + \bar{R}Q)^n$$

$$Q^{n+1} = (S + \bar{R}Q)^n \quad \{2.5.13\}$$

resolviendo para R y S en función de la ecuación de aplicación 2.5.3, tenemos la expresión 2.5.14 usada en la tabla:

$G_1$	$G_2$	$Q$	$G_1 Q + G_2 \bar{Q}$ $= S + \bar{R}Q$	R	S
0	0	0	0	$\alpha_0$	0
0	0	1	0	1	0
0	1	0	1	0	1
0	1	1	0	1	0
1	0	0	0	$\alpha_1$	0
1	0	1	1	0	$\alpha_2$
1	1	0	1	0	1
1	1	1	1	0	$\alpha_3$

Fig 2.11 Tabla para encontrar las funciones de entrada R, S.

En la tabla de la figura 2.11 aparecen cuatro constantes booleanas arbitrarias  $\alpha_0$ ,  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  y  $\alpha_3$ , que pueden valer 1 ó 0, porque no hay restricción sobre ellas, a pesar de que se debe cumplir la relación 2.5.12.

$$S + \bar{R}Q = G_1Q + G_2\bar{Q} \quad (\text{con } RS=0) \quad \{2.5.14\}$$

De la tabla anterior se tiene que:

$$R = (\alpha_0\bar{G}_1\bar{G}_2 + \alpha_1G_1\bar{G}_2)\bar{Q} + (\bar{G}_1\bar{G}_2 + \bar{G}_1G_2)Q$$

$$S = (\bar{G}_1G_2 + G_1G_2)\bar{Q} + (\alpha_2G_1\bar{G}_2 + \alpha_3G_1G_2)Q$$

para el caso particular en que  $\alpha_0 = \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = 0$ , se tiene:

$$R = (\bar{G}_1\bar{G}_2 + \bar{G}_1G_2)Q = \bar{G}_1Q, \quad R = \bar{G}_1Q \quad \{2.5.15\}$$

$$S = (\bar{G}_1G_2 + G_1G_2)\bar{Q} = G_2\bar{Q}, \quad S = G_2\bar{Q} \quad \{2.5.16\}$$

En otro caso particular, en que  $\bar{G}_1G_2 = 0$ , existe una simplificación notable si  $\alpha_0 = \alpha_3 = 1$  y  $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$ , dando:

$$R = \bar{G}_1\bar{G}_2\bar{Q} + \bar{G}_1\bar{G}_2Q + \bar{G}_1G_2Q = \bar{G}_1\bar{G}_2$$

$$S = G_1G_2\bar{Q} + G_1G_2Q + \bar{G}_1G_2Q = G_1G_2$$

pero, como  $\bar{G}_1G_2 = 0$  entonces se tiene:

$$R = \bar{G}_1\bar{G}_2 + 0 = \bar{G}_1\bar{G}_2 + \bar{G}_1G_2 = \bar{G}_1, \quad R = \bar{G}_1 \quad (\text{si } \bar{G}_1G_2 = 0) \quad \{2.5.17\}$$

$$S = G_1G_2 + 0 = G_1G_2 + \bar{G}_1G_2 = G_2, \quad S = G_2 \quad (\text{si } \bar{G}_1G_2 = 0) \quad \{2.5.18\}$$

2.5.2.4 Memoria de Almacenamiento RST.- La memoria de almacenamiento RST tiene tres entradas (R), (S) y (T), en la cual las entradas R y S tienen el mismo efecto que en la memoria RS, y la entrada T es análoga a la entrada de la memoria de complementación. La operación de la unidad no está definida para la ocurrencia simultánea de dos o más entradas con valor lógico 1. Su tabla funcional se encuentra expresada en la figura 2.12.

$R^n$	$S^n$	$T^n$	$Q^n$	$Q^{n+1}$	$R^n$	$S^n$	$T^n$	$Q^n$	$Q^{n+1}$
0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
0	0	0	1	1	1	0	0	1	0
0	0	1	0	1	1	0	1	0	?
0	0	1	1	0	1	0	1	1	?
0	1	0	0	1	1	1	0	0	?
0	1	0	1	1	1	1	0	1	?
0	1	1	0	?	1	1	1	0	?
0	1	1	1	?	1	1	1	1	?

Fig 2.12 Tabla de la memoria RST.

De la tabla funcional se obtiene la ecuación característica 2.5.19, sujeta a las restricciones 2.5.20:

$$Q^{n+1} = (\bar{R} \cdot \bar{S} \cdot \bar{T} \cdot Q + \bar{R} \cdot \bar{S} \cdot T \cdot \bar{Q} + \bar{R} \cdot S \cdot \bar{T})^n \quad (2.5.19)$$

$$R^n S^n = S^n T^n = R^n T^n = 0 \quad (2.5.20)$$

combinando ambas ecuaciones se tiene:

$$Q^{n+1} = (S + T \cdot \bar{Q} + \bar{R} \cdot \bar{T} \cdot Q)^n \quad (2.5.21)$$

resolviendo para R, S y T en función de la ecuación de aplicación 2.5.3, tenemos la ecuación 2.5.22 usada en la tabla:

		$G_1 Q + G_2 \bar{Q} =$				
$G_1$	$G_2$	$Q$	$S + T \cdot \bar{Q} + \bar{R} \cdot \bar{T} \cdot Q$	R	S	T
0	0	0	0	$\alpha_0$	0	0
0	0	1	0	$\alpha_1$	0	$\bar{\alpha}_1$
0	1	0	1	0	$\alpha_2$	$\bar{\alpha}_2$
0	1	1	0	$\alpha_3$	0	$\bar{\alpha}_3$
1	0	0	0	$\alpha_4$	0	0
1	0	1	1	0	$\alpha_5$	0
1	1	0	1	0	$\alpha_6$	$\bar{\alpha}_6$
1	1	1	1	0	$\alpha_7$	0

Fig 2.13 Tabla usada para encontrar las funciones de entrada R, S y T.



En la tabla de la figura 2.13 aparecen ocho constantes booleanas arbitrarias  $\alpha_i$  y los complementos de cuatro de ellas  $\bar{\alpha}_i$ ; dichas constantes pueden valer 1 ó 0 ya que no hay restricción sobre ellas, a pesar de que se deben cumplir las relaciones 2.5.20; evidentemente los complementos de las constantes deben tomar el valor contrario al que se le asigna a la constante original.

$$S+T \cdot \bar{Q} + \bar{R} \cdot \bar{T} \cdot Q = G_1 Q + G_2 \bar{Q} \quad \{2.5.22\}$$

de la tabla anterior se tiene que la solución general es:

$$\begin{aligned} R &= (\alpha_0 \bar{G}_1 \bar{G}_2 + \alpha_4 G_1 \bar{G}_2) \bar{Q} + (\alpha_1 \bar{G}_1 \bar{G}_2 + \alpha_3 \bar{G}_1 G_2) Q \\ S &= (\alpha_2 \bar{G}_1 G_2 + \alpha_6 G_1 G_2) \bar{Q} + (\alpha_5 G_1 \bar{G}_2 + \alpha_7 G_1 G_2) Q \\ T &= (\bar{\alpha}_2 \bar{G}_1 G_2 + \bar{\alpha}_6 G_1 G_2) \bar{Q} + (\bar{\alpha}_1 \bar{G}_1 \bar{G}_2 + \bar{\alpha}_3 \bar{G}_1 G_2) Q \end{aligned}$$

para el caso particular en que  $\alpha_0 = \alpha_1 = \alpha_6 = \alpha_7 = 1$  y  $\alpha_2 = \alpha_3 = \alpha_4 = \alpha_5 = 0$ , se tiene:

$$R = \bar{G}_1 \bar{G}_2 \quad \{2.5.23\}$$

$$S = G_1 G_2 \quad \{2.5.24\}$$

$$T = \bar{G}_1 G_2 \quad \{2.5.25\}$$

en otro caso particular en que  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \alpha_6 = 1$  y  $\alpha_0 = \alpha_4 = \alpha_5 = \alpha_7 = 0$ , se tiene:

$$R = \bar{G}_1 Q \quad \{2.5.26\}$$

$$S = G_2 \bar{Q} \quad \{2.5.27\}$$

$$T = 0 \quad \{2.5.28\}$$

se puede observar que la ecuación 2.5.26 es igual a la ecuación 2.5.15 y que la 2.5.27 es la misma que la 2.5.16; lo cual implica que en este caso, la memoria RST con la entrada  $T=0$ , se reduce a una memoria RS (cosa que era de esperarse).

Para el caso particular en que todas las constan-

tes  $\alpha_1=0$ , se tiene que:

$$R=0 \quad \{2.5.29\}$$

$$S=0 \quad \{2.5.30\}$$

$$T=\overline{G}_1Q+G_2\overline{Q} \quad \{2.5.31\}$$

analogamente, dado que las ecuaciones 2.5.31 y 2.5.9 son iguales, en este caso cuando  $R=0$  y  $S=0$ , la memoria RST se reduce a una memoria T (lo cual era también de esperarse).

2.5.2.5 Memoria de Almacenamiento JK.- La memoria de almacenamiento JK <sup>8</sup> tiene dos entradas (J) y (K), de tal manera que su funcionamiento es semejante al de las entradas S y R de la memoria RS, excepto cuando ambas toman el valor lógico 1, en cuyo caso se induce una complementación de estados. Tiene la siguiente tabla funcional:

$J^n$	$K^n$	$Q^n$	$Q^{n+1}$
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	0

Fig 2.14 Tabla de la memoria JK.

De la tabla se obtiene la ecuación característica:

$$Q^{n+1} = (\overline{J} \cdot \overline{K} \cdot Q + J \cdot \overline{K} + J \cdot K \cdot \overline{Q})^n = (\overline{K}Q + J\overline{Q})^n$$

$$Q^{n+1} = (\overline{K}Q + J\overline{Q})^n \quad \{2.5.32\}$$

resolviendo para J y K en función de la ecuación de aplica-

<sup>8</sup>En este caso la J y K son totalmente arbitrarias.

ción 2.5.3, se tiene la ecuación 2.5.33 usada en la tabla de la figura 2.15:

$$\bar{K}Q + J\bar{Q} = G_1Q + G_2\bar{Q} \quad \{2.5.33\}$$

			$G_1Q + G_2\bar{Q}$		
$G_1$	$G_2$	$Q$	$=\bar{K}Q + J\bar{Q}$	$J$	$K$
0	0	0	0	0	$\alpha_0$
0	0	1	0	$\alpha_1$	1
0	1	0	1	1	$\alpha_2$
0	1	1	0	$\alpha_3$	1
1	0	0	0	0	$\alpha_4$
1	0	1	1	$\alpha_5$	0
1	1	0	1	1	$\alpha_6$
1	1	1	1	$\alpha_7$	0

Fig 2.15 Tabla para encontrar las funciones de entrada J y K.

De la tabla anterior se tiene que:

$$J = (\bar{G}_1G_2 + G_1\bar{G}_2)\bar{Q} + (\alpha_1\bar{G}_1\bar{G}_2 + \alpha_3\bar{G}_1G_2 + \alpha_5G_1\bar{G}_2 + \alpha_7G_1G_2)Q$$

$$K = (\alpha_0\bar{G}_1\bar{G}_2 + \alpha_2\bar{G}_1G_2 + \alpha_4G_1\bar{G}_2 + \alpha_6G_1G_2)\bar{Q} + (\bar{G}_1\bar{G}_2 + \bar{G}_1G_2)Q$$

en el caso particular de que  $\alpha_0 = \alpha_2 = \alpha_3 = \alpha_7 = 1$  y que  $\alpha_1 = \alpha_4 = \alpha_5 = \alpha_6 = 0$ , se tiene:

$$J = G_2 \quad \{2.5.34\}$$

$$K = \bar{G}_1 \quad \{2.5.35\}$$

obsérvese que las ecuaciones 2.5.34 y 2.5.18 son iguales, así como la 2.5.35 y 2.5.17, lo cual implica que la memoria JK es igual a la RS pero sin la restricción impositiva de que  $\bar{G}_1G_2 = 0$ .

2.5.2.6 Distinción de Memorias Biestables según la sincronía. - La discusión que se ha presentado hasta ahora sobre memorias biestables ha sido independiente de sincronía; la

transición o cambio de estado ocurre a un tiempo arbitrario y sólo se ha mencionado el instante antes ( $\eta$ ) y el instante después ( $\eta+1$ ) de dicha transición. Todas las memorias descritas anteriormente pueden funcionar de una manera asíncrona o también de una forma sincronizada.

El funcionamiento sincronizado de una memoria se logra con la introducción en la unidad de algún pulso de sincronía, derivado generalmente de un oscilador patrón o base de tiempo y que se conoce como "reloj". Estos pulsos de reloj llegan a todas las memorias del sistema y provocan la transición simultánea de todas las unidades que deben de estar sincronizadas.

En el funcionamiento asíncrono de las memorias, la transición o cambio de estado de la unidad sucede cuando hay una modificación en el nivel lógico de una o varias de las entradas.

Estas diferencias de funcionamiento se deben a ciertas características físicas del circuito de disparo de la memoria y no afectan a las propiedades lógicas de la misma. Todas las diferencias se aclararán en el siguiente capítulo, cuando se analizan las memorias desde un punto de vista electrónico.

2.5.2.7 El Elemento Schmitt.- Existe un elemento biestable que no es rigurosamente una memoria como las que se han visto hasta ahora. El elemento Schmitt es una unidad que tiene sus dos estados estables y que se acerca en funcionamiento al de una memoria D. La transición del elemento Schmitt no depende de un circuito de disparo o de sincronía, sino más bien de un nivel de voltaje en su entrada. Es decir, el elemento tiene un umbral de disparo, excedido el cual, el elemento cambia de estado o se complementa y permanece en él mientras su entrada exceda cierto otro nivel inferior de voltaje; cuando la entrada es menor que el nivel de disparo,

la unidad se encuentra en su estado base y que normalmente se toma como el estado 0, por consiguiente, el estado exitado se le toma como el estado 1.

Este elemento, más que como memoria, se emplea como un convertidor analógico-digital, ya que sirve para detectar cuando alguna señal analógica excede de cierto valor, manifestándolo por un nivel lógico de salida 1 ó 0.

2.5.3 Memorias Monoestables.- La memoria monoestable, como su nombre lo indica, tiene solamente un estado estable. Se puede inducir a que pase de su estado base o estable a su otro estado semiestable, donde permanece por cierto tiempo y después espontáneamente regresa a su estado inicial estable. El tiempo que dura en su estado semiestable no está determinado por la señal de entrada, que es lo que la induce a cambiar, sino que es una propiedad intrínseca del modelo físico empleado. Por lo tanto, el intervalo de tiempo que la unidad permanece en su estado semiestable sólo puede ser fijado por el diseñador o se puede dejar con la propiedad de que variando algún ajuste externo, el período semiestable se amolde a las necesidades de la operación que realiza en el sistema. En su comportamiento como elemento lógico, se puede considerar como una memoria  $\bar{D}$ .

Existen algunas variantes de la memoria monoestable, pero como son variedades de tipo electrónico, su descripción se postpondrá hasta el siguiente capítulo.

2.5.4 La Unidad Astable.- La unidad estable es la extensión lógica de la memoria monoestable. No es rigurosamente una memoria porque sus estados no dependen de ningún nivel lógico en alguna entrada; simplemente, no tiene entradas lógicas. Si el monoestable tiene un estado estable, el estable no tiene estado estable alguno. La unidad alterna constantemente entre dos estados semiestables, generando una señal de salida que está cambiando de niveles lógicos 1 y 0 con

cada ciclo. Esta unidad se usa como oscilador o generador de pulsos y como marcador de tiempos. Nuevamente, el tiempo que perdura en los estados semiestables no depende de señales lógicas externas (puesto que no tiene entradas lógicas), sino que son propiedades intrínsecas del modelo, y que también puede ser ajustable cada uno de ellos.

La unidad astable es importante porque se emplea como generador de pulsos de sincronía para las distintas secciones de un sistema digital (o sea el reloj que se mencionó en la sección 2.5.2.6).

También tiene algunas variantes, pero al igual que las del monoestable, su descripción se postpondrá para el siguiente capítulo.

## 2.6 Simbología de los Elementos Lógicos

Como se vio en la sección 2.2.1.3, los diagramas de bloques de un elemento lógico son una especie de taquigrafía del modelo físico o circuito electrónico particular de esa unidad. Su empleo en el diseño lógico es esencial, ya que no se vale de ningún conocimiento profundo de las propiedades intrínsecas del modelo o circuito. Los diagramas de bloques son muy útiles para visualizar el flujo de información a través de los diversos niveles de conmutación, además sirven como diagramas de alambrado muy simplificados cuando se conectan en un esquema, según se mencionó en la misma sección.

A cada elemento lógico se le asigna un elemento diagramático, antes de proseguir a utilizar dichas unidades en cualquier aplicación particular. Por falta de una convencción específica que fije los símbolos de los elementos, se hará uso de la libertad de escoger oportunamente un conjunto adecuado de ellos. Aquí se adoptarán los símbolos que con más frecuencia aparecen en publicaciones sobre el tema,

o los que han tenido más aceptación recientemente.

2.6.1 Símbolos de Elementos de Decisión.- Los símbolos empleados para denotar a los elementos de decisión son esencialmente cuatro, a partir de los cuales se pueden construir los restantes:

- a) El símbolo de amplificación.
- b) El símbolo de la conjunción lógica.
- c) El símbolo de la alternación lógica.
- d) La convención de la complementación.

Existen más símbolos que se usan para representar a los elementos de decisión, pero su empleo no ha sido tan generalizado como los cuatro anteriores, sólo se mencionarán algunos con el interés de completar la descripción.

2.6.1.1 El Símbolo de Amplificación.- El símbolo de amplificación que se emplea universalmente es el que se muestra en la figura 2.16. Se usa para denotar cualquier tipo de ampli-

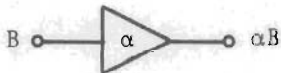


Fig 2.16 Símbolo de amplificación.

ficación, ya sea de corriente, voltaje o inclusive de nivel lógico como se verá más adelante. En el interior de la figura suele ponerse algún símbolo que da una idea de qué es lo que se está amplificando, o a cuánto asciende la amplificación. Este símbolo se usa también para denotar a un amplificador analógico, en cuyo caso debe de tener una o

dos entradas como se muestra en la figura 2.17. Cuando sólo aparece en la figura una sola entrada, debe entenderse que la otra entrada está conectada al retorno común de corriente (conocido por común o tierra).

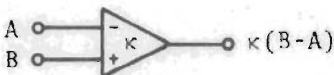


Fig 2.17 Amplificador operacional o analógico.

2.6.1.2 Símbolo de la Conjunción Lógica.- El símbolo que se emplea para denotar a una conjunción lógica es el que se muestra en la figura 2.18. Este símbolo puede llevar el signo



Fig 2.18 Símbolo de la conjunción.

no de la operación "." en su interior. Debe tenerse cuidado con este diagrama porque en la literatura se usa como símbolo universal de compuerta, y en cuyo caso aparece en su interior el signo de la operación lógica que representa.

2.6.1.3 Símbolo de la Alternación Lógica.- El símbolo que se usa para representar a una alternación lógica se muestra en la figura 2.19. Este símbolo es de empleo reciente, pero



Fig 2.19 Símbolo de la alternación.

que se ha generalizado más rápido que otros símbolos que se utilizaban antes para denotar a la alternación.

2.6.1.4 La Convención de la Complementación o Inversión.-

Existe una convención muy usual para representar a la función de complementación, inversión o negación; el símbolo apropiado es el de sobreponer a la entrada o a la salida negada de cualquier elemento a un círculo pequeño. Por ejemplo, un amplificador con la entrada o la salida negada, realiza la función de un complementador, inversor o negador. Efectivamente, cualquiera de los dos símbolos de la figura 2.20 se emplea para denotar a un inversor lógico.



Fig 2.20 Complementador, inversor o negador.



Quando se tiene una conjunción y se niega su salida, se obtiene una conjunción negada; pero recordando que esta función es también una negación alterna, entonces se poseen dos símbolos para denotar a la misma función, como se muestran en la figura 2.21.

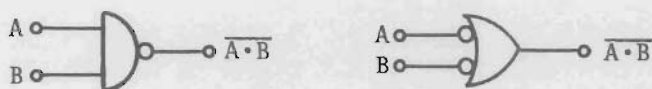


Fig 2.21 Conjunción negada o negación alterna.

También cuando se niega la salida de una alternación se tiene a una alternación negada, e igualmente equivalente a una negación conjunta; los símbolos adecuados se presentan en la figura 2.22.

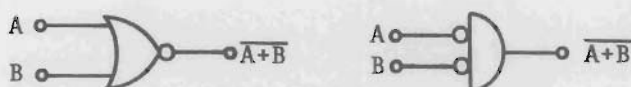


Fig 2.22 Alternación negada o negación conjunta.

En fin, un círculo pequeño siempre denotará a una negación, ya sea de entrada o de salida. Con esta convención se tiene una mayor uniformidad en los símbolos que la que se encuentra comunmente en la literatura; además se prescinde de usar una gran variedad de símbolos, cosa que dificulta a la comprensión de los diagramas funcionales más complicados.

Otra ventaja de esta convención es que en un diagrama de muchas compuertas lógicas se pueden reconocer inversores superfluos y evitar el empleo de compuertas complicadas, sustituyéndolas con elementos más sencillos. Véase el ejemplo de la figura 2.23 para aclarar este punto.

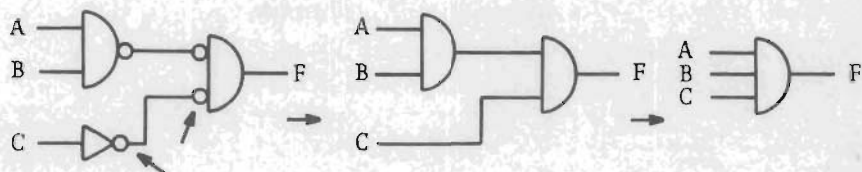


Fig 2.23 Eliminación de inversores superfluos.

2.6.1.5 Diagramas más Complicados.- Los diagramas de funciones de más de dos entradas utilizan el mismo símbolo que para el caso de dos entradas. En algunos casos, cuando es necesario hacer incidir muchas entradas en una compuerta, para no deformar absurdamente el diagrama, conviene hacer la extensión del símbolo que se muestra en la figura 2.24.



Fig 2.24 Compuertas de más de dos entradas.

En la figura anterior se observan una alternación de tres, una conjunción de cuatro, una alternación de diez y una conjunción de nueve entradas.

En otros casos tampoco se restringe que alguna de las entradas y/o la salida sea negada; por ejemplo, la función de inhibición quedaría muy bien representada por el símbolo de la figura 2.25. Nótese que la entrada B está negada y que la conjunción tiene como resultado a la inhibición de A con B (ver sección 2.2.2.3). La implicación también quedaría muy bien representada por una alternación en la que se niega una de las



Fig 2.25 Símbolo de la inhibición.

entradas (ver sección 2.2.2.14).

Se ve entonces como queda la notación más completa con la representación de funciones complicadas, pero sencillas de reconocer. Además la eliminación de inversores superfluos es más notoria y fácil de aplicar.

2.6.2 Símbolos de Elementos de Memoria.- Se reconoce universalmente el empleo de un sólo símbolo para todas las unidades de memoria, ya sean biestables, monoestables o astables (que no son memorias propiamente dicho). La distinción entre tipos y variedades se logra con la inicialización de las entradas y salidas. Se introduce el empleo de las señales de sincronía con una flecha; las entradas asíncronas o directas se reconocen por el empleo del subíndice D, que viene de la palabra directo.

2.6.2.1 Símbolos de Memorias Biestables.- Es común en las memorias biestables poner las iniciales: D, T, R, S, J, K, según el tipo de unidad de que se trate. Pueden tener una salida Q, o las dos salidas complementarias Q y  $\bar{Q}$ .

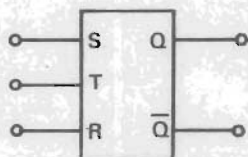


Fig 2.26 Memoria RST

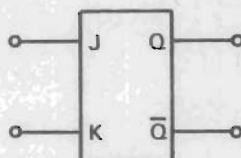


Fig 2.27 Memoria JK

Nótese que la memoria RST tiene tres entradas correspondientes a cada inicial S, T y R; y dos salidas Q y  $\bar{Q}$ , complementarias. El orden de las entradas y salidas en la figura es arbitrario, pero se prefiere el ilustrado. La memoria JK también tiene sus dos entradas J y K, junto con sus dos salidas complementarias.

La figura 2.28 denota a una memoria RS, con entradas sincronizadas S y R, y entradas asíncronas  $S_D$  y  $R_D$ . Aparece la entrada de sincronía "t" marcada con una flecha. Las entradas asíncronas funcionan inmediatamente, mientras

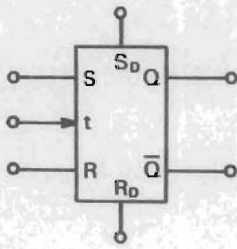


Fig 2.28 Memoria RS con entradas directas y sincronizadas.

que las entradas sincronizadas están supeditadas a la ocurrencia del pulso o señal de sincronía para producir un cambio de estado en este elemento. Usualmente las entradas asíncronas o directas se emplean para mandar a un conjunto de memorias al estado 0 (borrado general), o al estado 1 (encendido general); la entrada de sincronía de

cada memoria suele estar conectada al mismo generador de tiempos para que los cambios de estado ocurran al mismo instante.

2.6.2.2 Símbolos de Memorias Monoestables.- Se reconocen las memorias monoestables por el uso de una inicial M en su interior. Pueden tener una salida Q, o las dos salidas complementarias Q y  $\bar{Q}$ . En ocasiones se anota en el interior alguna cantidad que represente al tiempo de retardo o anchura de pulso que proporcione.

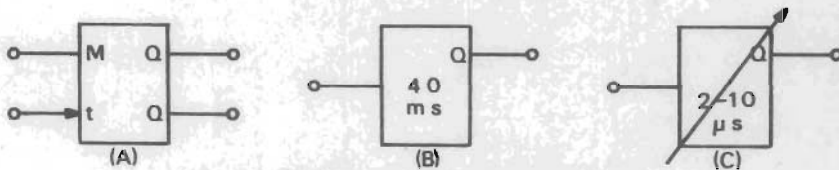


Fig 2.29 Memorias monoestables.

En la figura 2.29 se observan los diagramas de tres monoestables. El primero (A), denota a un monoestable sincronizado M, con sus dos salidas Q y  $\bar{Q}$ . El segundo (B), representa a un monoestable asíncrono, con un retardo o anchura de pulso fijado en 40 ms, además tiene una sola salida. El tercero (C), es un monoestable en el cual la anchura de pulso o tiempo de retardo es variable de 2 a 10  $\mu$ s, según se indica (no confundir la flecha de variable con la flecha de entrada de sincronía).

2.6.2.3 Símbolos de Unidades Astables.- Las unidades astables se reconocen porque no tienen entradas lógicas; aunque pueden tener entradas de sincronía. Se denotan con una letra A en su interior, pero es más frecuente encontrar el dibujo de un pulso o tren de pulsos en esa región. En ocasiones se anota también la frecuencia de oscilación, o el período de la misma. Es muy poco usual el empleo de la señal de sincronía externa, ya que generalmente ellos son los generadores de los pulsos de sincronía. Pueden tener una salida Q, o las dos salidas complementarias Q y  $\bar{Q}$ .

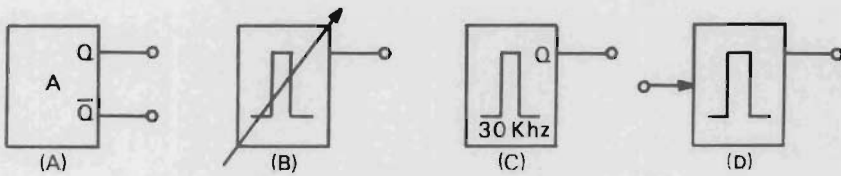


Fig 2.30 Unidades astables.

Los diagramas que se muestran en la figura 2.30 corresponden a cuatro astables. El primero (A) tiene sus dos salidas complementarias. El segundo (B) es de frecuencia variable. El tercero (C) es de frecuencia fija en 30 KHz, según se indica. El último (D) es un astable sincronizado con algún otro oscilador patrón o de referencia (generalmente es externo al aparato).

2.6.2.4 Símbolos de Memorias más Complicadas.- Es usual encontrar en una notación más compacta a los diagramas de memorias más especializadas, en las cuales se incluyen algunos elementos de decisión. Por ejemplo, la memoria JK de en-

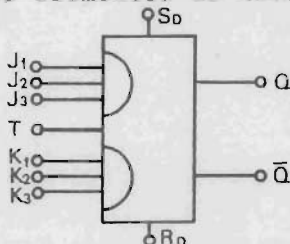


Fig 2.31 Memoria JK de entradas múltiples.

tradas múltiples que se muestra en la figura 2.31 tiene a la conjunción de tres entradas J, en lugar de una sola entrada J, y también la conjunción de tres entradas K, en lugar de una sola entrada K. Aparece también la entrada de sincronía y las entradas directas de

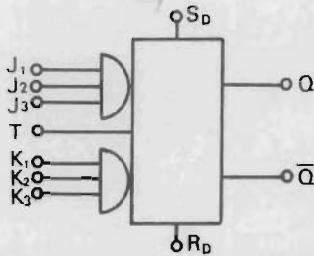


Fig 2.32 Memoria JK de entradas múltiples (alternativa).

encendido  $S_D$  y apagado  $R_D$  (asíncronas ambas). En la figura 2.32 se da una manera alternativa de representar a la misma memoria JK de la figura 2.31. En la literatura suele usarse la inicial  $T$  para denotar a la entrada de sincronía. No confundir con la entrada  $T$  de una memoria de complementación. También se usan las iniciales  $P_D=S_D$  y  $C_D=R_D$ <sup>9</sup>.

Aparentemente no tiene caso distinguir a estos elementos de los otros, ya que se dispone de los diagramas individuales. Estos diagramas se usan mucho para denotar a elementos funcionales que vienen en forma de circuito integrado, donde el fabricante suele incluir dentro del mismo a los elementos de decisión ya interconectados para darle mayor versatilidad.

2.6.3 Diagramas de Bloques Funcionales.- Es frecuente que en el diseño aparezcan combinaciones repetidas de elementos de decisión y de memoria, mezclados en formas funcionales. La repetición en los diagramas de un conjunto funcional como el anterior puede resultar tedioso y en ocasiones oscurece el verdadero significado funcional de la combinación. Por esto, el diseñador recurre a la utilización de ciertos bloques funcionales o bloques sintéticos, para los cuales define previamente una función y lo sustituye en el diagrama maestro. Por ejemplo, un conmutador de diez líneas seleccionadas por cuatro señales de control, sería una combinación de diez conjunciones de cinco entradas, cuatro inversores y una alternación de diez entradas; si un diagrama contiene varios conmutadores de este tipo, resulta mucho trabajo emplear el diagrama explícito; es más práctico de-

<sup>9</sup> Las iniciales vienen del inglés Preset=Encendido previo y Clear=Borrado o apagado.

finir un bloque funcional, que por un lado tenga las diez entradas, por otro lado tenga las cuatro señales de control y todavía por otro lado esté la salida, poniendo en su interior alguna clave alusiva como "selector de  $10 \times 4$ "; la unidad así definida resulta más informativa que el conjunto de elementos antes descrito.

En este trabajo aparecen varios bloques funcionales, que se definirán a su debido tiempo, y que se emplean para facilitar la comprensión del mismo diseño en el que se utilizan.

## Capítulo 3

### ELECTRONICA Y CIRCUITOS INTEGRADOS

La parte correspondiente al diseño de circuitos, dentro del problema general de diseño de un aparato digital, es la de combinar elementos electrónicos de una forma tal que puedan desempeñar funciones lógicas de decisión o de memoria. La combinación funcional de elementos se le llama "circuito" y cada uno de ellos puede realizar una o varias funciones.

En este capítulo se analiza el comportamiento de los circuitos electrónicos que realizan funciones lógicas de decisión o de memoria. Se estudia una representación del álgebra que sólo utiliza una función de decisión principal: la alternación negada, una función de memoria: la memoria de almacenamiento JK, y algunas otras funciones derivadas de estas dos. También se estudia el comportamiento de los circuitos integrados, pequeñas unidades funcionales completas que ya vienen interconectadas dentro de una sola caja, cápsula o paquete. Finalmente, se verá el uso de los circuitos integrados para el diseño de instrumentos digitales.

#### 3.1 Evolución de los Circuitos Digitales

Los elementos digitales (ya sean de decisión o de memoria) se emplearon por primera vez en el siglo pasado, en máquinas automatizadas de producción, realizando decisiones y almacenando instrucciones referentes a los distintos pasos del proceso.



Los primeros elementos fueron mecánicos totalmente, ya que la electricidad era una ciencia relativamente nueva y la electrónica del tubo al vacío era desconocida.

Las primeras máquinas computadoras o calculadoras estaban fabricadas con relevadores<sup>1</sup>, engranes y conmutadores motorizados. Estas máquinas eran lentas, consumían gran cantidad de energía y constantemente tenían problemas de ajuste y desgaste mecánico.

La siguiente generación de aparatos ya fue construida con los primeros elementos electrónicos: los diodos y triodos de vacío (tubos o bulbos electrónicos). A semejanza que los anteriores, consumían mucha energía, pero habían logrado superar la barrera del tiempo puesto que los tiempos de conmutación eran más rápidos. El desgaste natural de un tubo electrónico limitaba, por otro lado, el funcionamiento de las máquinas; la disipación calorífica de los mismos producía muchos problemas de control de temperatura en los equipos más grandes.

Otra generación de calculadoras electrónicas fue construida a base de elementos semiconductores como los diodos de germanio y, posteriormente, de silicio; pero esa generación fue sustituida de inmediato con el empleo masivo del transistor, otro elemento semiconductor que vino a revolucionar el campo de la electrónica. La producción en grande escala de transistores, cada vez más veloces y confiables, ayudó al desarrollo de las gigantescas máquinas computadoras que se conocen desde hace varias décadas.

Las técnicas de diseño digital no han variado hasta ahora, a excepción de pequeñas contribuciones con el a-

---

<sup>1</sup>Elemento de conmutación que tiene un conjunto de contactos que se cierran o abren dependiendo de la presencia de un campo magnético en un electroimán incluido en la unidad.

vance de la ciencia electrónica y el diseño auxiliado con las mismas computadoras. En otras palabras, el diseño lógico digital no depende para nada de la técnica electrónica que se emplea para realizarla físicamente. En cambio, el diseño circuital ha evolucionado grandemente, puesto que con cada avance logrado, se tienen cada vez circuitos más elaborados que realizan funciones digitales con menos elementos físicos (menos piezas), que gastan menos energía, duran más, son más económicos y uniformes, y sobre todo, son de operación cada vez más confiable.

El continuo afán por mejorar los circuitos digitales indujo en el diseño que cada vez se fueran empleando menos variedad de circuitos. Con menos circuitos que diseñar, el tiempo adicional se podía ocupar en mejorarlos notablemente. La técnica está ahora en el estado que se puede diseñar cualquier aparato o instrumento digital con un solo elemento de decisión y un solo elemento de memoria, utilizando repetidas veces. Estos circuitos "universales" pueden sustituir a cualquier otro elemento digital en cualquier diseño.

3.1.1 Circuitos Integrados.- La electrónica ha culminado en el desarrollo de las unidades funcionales llamados "circuitos integrados" que, como se había dicho, son elementos que pueden realizar una función lógica en el mismo sentido en que se define una compuerta o una memoria. En esencia, los circuitos integrados son circuitos electrónicos que realizan una función lógica, pero que no están contruidos de elementos individuales (por ejemplo resistencias, transistores, etc.), sino que ya vienen interconectados todos los elementos electrónicos necesarios para realizar una función en una sola caja, cápsula o paquete muy pequeño. Los circuitos integrados tienen algunas ventajas sobre los circuitos de componentes individuales y que se mencionan a continuación:

- a) Reducción notable de tamaño y, frecuentemente, de costo sobre otros circuitos equivalentes construidos con elementos individuales. El volumen de los circuitos electrónicos se puede reducir varios órdenes de magnitud, desde mil hasta un millón de veces.
- b) Mayor velocidad de conmutación, debido a las conexiones más pequeñas y casi perfecto acoplamiento de componentes; que no se ven afectados por contingencias ambientales como humedad, capacidades parasíticas e inductancias de alambrados; ya vienen compensados internamente para disminuir esos efectos adversos.
- c) Menor número de componentes físicos y conexiones externas por función lógica. En general, una función lógica se reduce a un número limitado de componentes: el número de compuertas y memorias, y no a un número grande de elementos individuales que se tenían que interconectar anteriormente para formar a las compuertas o memorias. El número de conexiones por función se reduce, en ocasiones, a sólo conectar entradas y salidas.
- d) Mejores circuitos de conmutación, debido a la posibilidad de poder emplear más transistores por función de lo que pudiera ser práctico en circuitos de componentes individuales. En principio, no hay límite en la complejidad de los circuitos que se pueden fabricar como circuito integrado. En la práctica, la complejidad está limitada por el número de elementos que se pueden combinar y todavía dar un rendimiento razonable de unidades que funcionen y, además, del número de conexiones externas que se tendrían que hacer para acoplarlo.

Los circuitos integrados están fabricados con una tecnología parecida a la de un transistor. Pero el proceso de fabricación va varios pasos más allá, en el sentido de que al mismo tiempo de hacer los transistores, se incluyen algunas resistencias, diodos y capacitores, que después de interconectarse pueden realizar funciones lógicas. Normalmente, un transistor viene encapsulado en una sola caja con dos o tres alambres que salen de ella para poder conectarse con otros elementos de algún circuito. Los circuitos integrados vienen similarmente encapsulados en una sola caja, pero con ocho o diez alambres para sustituir por completo al circuito anterior.

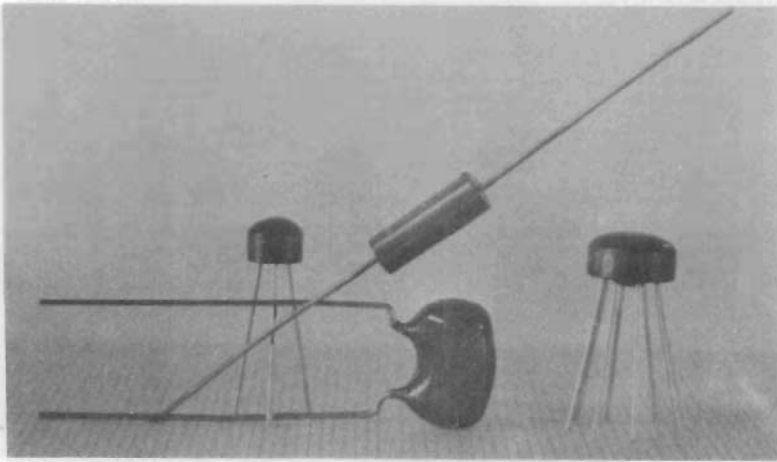


Fig 3.1 Dimensiones relativas.

En la fotografía de la figura 3.1 se puede observar el tamaño aparente de un transistor, una resistencia y un capacitor o condensador, comparado con las dimensiones de un circuito integrado que tiene 15 transistores, 18 resistencias y 2 capacitores equivalentes.

Como se puede ver, la utilización de circuitos integrados tiene muchas ventajas prácticas sobre el empleo de componentes individuales. Por esta razón, se hará un uso extensivo de un tipo particular de circuitos integrados en este trabajo y se enfocará el aspecto electrónico de los circuitos a su posible implementación con estos mismos.

3.1.2 Familias de Circuitos Integrados.- Los circuitos integrados digitales se encuentran clasificados en varias familias, dependiendo de la naturaleza de los elementos que lo integran, así como de los circuitos esenciales de que están compuestos. Los circuitos electrónicos que se usaban con más frecuencia estaban contruidos, según su aplicación, de transistores y resistencias para mayor economía, de transistores, resistencias y capacitores para mayor velocidad, de transistores y diodos para una mayor inmunidad al ruido, en fin, a cada combinación de elementos se dice que pertenecen a una familia. Estas familias reciben el nombre compuesto por las iniciales de sus componentes; por ejemplo LTR, LTCR y LTD querían decir familias de Lógica Transistor Resistencia, Lógica Transistor Capacitor Resistencia y Lógica Transistor Diodo.

Igualmente, los circuitos integrados se clasifican dentro de una familia de acuerdo con la base anterior. En la práctica hay familias LTR, LTCR y LTD, pero además hay otras como LTT, LAN, LEA y LTEC, que quieren decir en su respectivo orden: Lógica Transistor Transistor, Lógica de Alto Nivel, Lógica de Emisores Acoplados y Lógica de Transistores de Efecto de Campo.

Esta diversidad de familias se debe a que tienen ciertas ventajas unas sobre las otras en lo que respecta a la función lógica básica que representan, tipo de interconexión, niveles lógicos de voltaje, capacidad de manejo de otras unidades, retardo o tiempo de propagación, inmunidad al ruido, voltaje de suministro, etc. Estas ventajas y cua-

lidades se encuentran resumidas para algunas familias en el Apéndice 2.

La familia que se escogió para usarse en este trabajo corresponde a la familia LTR por las siguientes razones:

- a) Bajo costo; es la familia más barata y fácil de conseguir en pequeñas y moderadas cantidades, el costo de una unidad dividida entre el número de elementos lógicos que contiene es menor que si se construyera con elementos individuales.
- b) Facilidad de interconexión con elementos convencionales. Es posible sustituir cualquier función lógica construida de circuitos integrados LTR con transistores y resistencias únicamente, así como acoplar a estos circuitos LTR con transistores y resistencias para realizar funciones más complejas que las existentes en forma integrada. Esta cualidad es casi exclusiva de esta familia.
- c) La familia es relativamente lenta, la máxima frecuencia de operación es de 10 Mhz. No es necesario emplear una familia más rápida si la función que van a realizar no lo requiere. "La velocidad cuesta".
- d) La capacidad de manejo es menor que algunas otras, pero es más que adecuada para esta aplicación en particular (la capacidad de manejo está definida como la cantidad de otras unidades que una de ellas puede controlar).

Las desventajas son las siguientes:

- e) Consume más energía que cualquiera de las otras. El bajo voltaje requiere de alta co-

- riente con una regulación aceptable del 10%.
- f) Es relativamente sensible al ruido en los niveles de voltaje; pero a la velocidad con que trabaja, la posibilidad de que las transiciones violentas de corriente o voltaje produzcan problemas es pequeña.

Las cualidades de la familia LTR sobregiran por mucho a las desventajas para esta aplicación. No se quiere decir que sea la mejor, pero en este caso particular así resulta. Para aplicaciones de mayor velocidad o de capacidad de trabajo, se hubiera escogido una familia como LTT o LTEC respectivamente, que son las de mayor versatilidad ahora.

Como se mencionó, el enfoque de la descripción de los circuitos electrónicos digitales se hará desde el punto de vista de la Lógica Transistor Resistencia para facilitar la posterior aplicación y sustitución de todos los elementos lógicos con algunos circuitos integrados del tipo LTR.

### 3.2 Circuitos de Elementos de Decisión

Los circuitos de decisión están desarrollados alrededor de la función lógica principal de la alternación negada. Según se vio en el capítulo anterior, es posible construir una representación del álgebra usando solamente esta función, puesto que todas las demás se pueden derivar de ella. Esta cualidad de universalización es muy importante para el diseño, ya que no se requiere gran variedad de funciones para desarrollar o sintetizar algún sistema digital.

La alternación negada de dos variables se deriva un conjunto complementario de funciones como el inversor y otras compuertas de más entradas. Esta compuerta tiene una aplicación inesperada en la parte de elementos de memoria, puesto que con dos compuertas de este tipo se puede construir una memoria de almacenamiento. También aparecen

en los elementos circuitales dos funciones que no son lógicas en naturaleza, pero que son características necesarias para el buen funcionamiento de la familia lógica debido a sus limitaciones, ellas son: los expansores o aumentadores de entradas y los amplificadores de salida.

### 3.2.1 La Alternación Negada de Dos Variables o Entradas. -

El circuito principal de la representación del álgebra que se va a hacer es el de la Alternación Negada o Negación Conjunta. El circuito esencial de esta compuerta lógica y su símbolo adecuado se muestran en la figura 3.2.

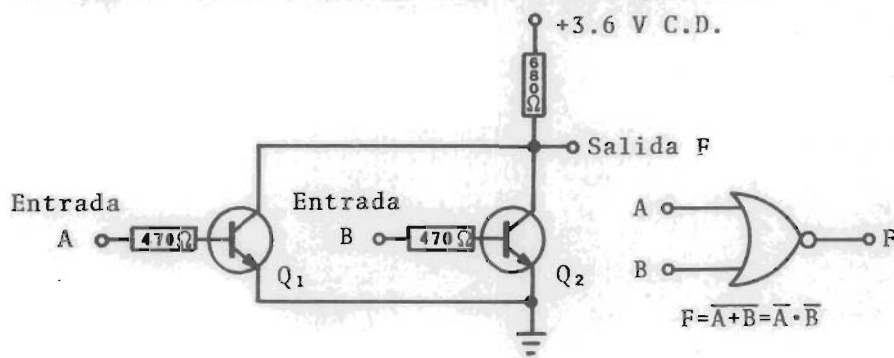


Fig 3.2 Alternación negada o negación conjunta.

El circuito electrónico de la figura 3.2 muestra tres resistencias y dos transistores. Los transistores son NPN y se comportan como cualquier transistor de silicio. La compuerta funciona o está condicionada cuando se le aplica un voltaje positivo a las entradas o cuando se nulifica<sup>2</sup> el voltaje en ellas. La compuerta responde proporcionando o un voltaje positivo o una salida de voltaje nulo.

La familia LTR es una familia de lógica saturada; es decir, todos los transistores internos están o completa-

<sup>2</sup>La frase "nulificar el voltaje de un punto" se tomará en el sentido de que el voltaje del punto se obliga a ser cero, o comunmente se conecta al común (o tierra). Un voltaje nulo se tomará como voltaje cero.



mente cortados o conduciendo el máximo posible de corriente (excepto por el pequeño intervalo durante el cual cambia entre estos dos estados y que en la lógica no se toma en cuenta).

Si las dos entradas de la compuerta están nulificadas, ninguna de las dos bases de los transistores recibe corriente y ambos permanecen cortados. Dado que los dos transistores están apagados, no hay corriente de colector por ninguno de ellos y así no hay paso de corriente por la resistencia de  $680 \Omega$  de los colectores. No puede haber caída de voltaje a través de esta resistencia si no hay paso de corriente por ella y, por lo tanto, la salida debe ser positiva.

Si se aplica un voltaje positivo a la entrada A, el transistor  $Q_1$  se satura (se prende o se enciende) y permite el paso de la corriente máxima posible a través de la resistencia de  $680 \Omega$  en el colector. La caída de potencial en la resistencia es casi todo el voltaje de suministro (menos unos 0.2 volts de la caída en el transistor saturado), entonces la salida está efectivamente nulificada. La misma cosa sucedería si se aplica un voltaje positivo a la entrada B, excepto que se saturaría  $Q_2$  y nulificaría la salida. Si se hacen A y B positivas, la salida sigue nulificada. Para hacer que la salida sea positiva, las dos entradas deben de nulificarse. Para nulificar la salida, cualquiera de las dos o las dos entradas deben de hacerse positivas.

Este último par de razonamientos justifican el haber llamado a esta compuerta con el sustantivo de alternación negada, ya que el funcionamiento de la misma coincide con el de la función lógica de este nombre si se le asigna un valor lógico 1 a un nivel positivo de voltaje y un valor lógico 0 a un nivel nulo de voltaje, según se compara valores en las tablas de la figura 3.3.

A	B	$F_a$	$F_a = \overline{A+B} = \overline{A} \cdot \overline{B}$	A	B	Sal
0	0	1		0	0	+
0	1	0	1 lógico=voltaje +	0	+	0
1	0	0	0 lógico=voltaje 0	+	0	0
1	1	0		+	+	0

Fig 3.3 Comparación de la tabla funcional de la alternación negada con valores lógicos y con valores de voltaje.

El circuito de la figura 3.2 y su correspondiente símbolo se le denominará desde aquí en adelante como el circuito y el símbolo de "la compuerta", ya que sólo se tiene un tipo básico. Además, la frase "Alternación Negada" se abreviará, en ocasiones, como AN. Una compuerta AN será, por lo tanto, una compuerta como ésta que realiza la función lógica de Alternación Negada.

3.2.2 El Inversor.- Una compuerta de una entrada se le llama inversor, negador o complementador. El circuito de un inversor está representado en la figura 3.4.

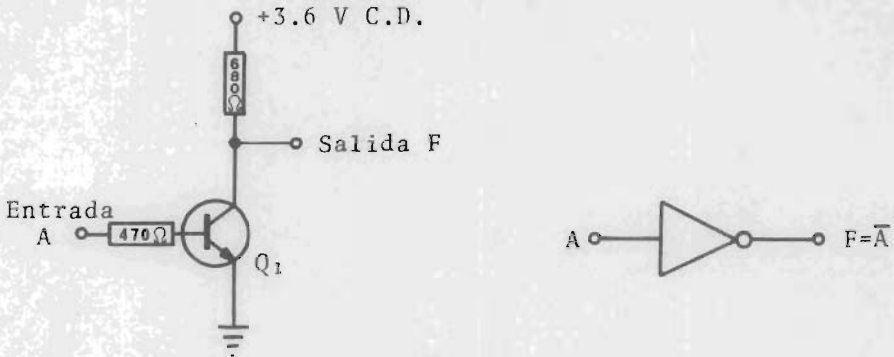


Fig 3.4 El inversor.

Si la entrada se hace positiva,  $Q_1$  recibe corriente de base y la salida se nulifica. Si la entrada se hace nula, la salida es positiva. Por tanto, la entrada y la salida son complementarias, coincidiendo con la definición de inversor dada en el capítulo 2.

El inversor es un circuito muy útil para formar el complemento de una variable o función; ya que si la variable vale 1, su complemento es 0, y si su entrada vale 0, su salida es 1. Además tiene la posibilidad de amplificación como se mencionará más adelante.

3.2.3 Compuertas con más de Dos Entradas.- Algunas veces se requiere algún circuito que responda lógicamente a la coincidencia o ausencia de más de dos entradas. En estos casos se usa una compuerta con otras tantas entradas. Son comunes las compuertas de tres y cuatro accesos (cuando se necesitan más, se usan los expansores de entradas). En la figura 3.5 se tiene una compuerta de tres entradas.

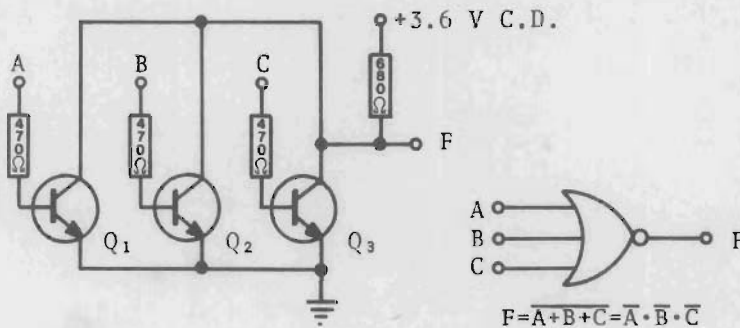


Fig 3.5 Compuerta de tres entradas.

Este circuito tiene tres transistores y cuatro resistencias, su operación es la misma que para el inversor o la compuerta de dos entradas. Cuando cualquiera de las entradas es positiva, el transistor correspondiente está saturado y la salida está nulificada. Cuando todas las entradas se hacen nulas, la salida se vuelve positiva. Esto igualmente coincide con el concepto de alternación negada extendida a tres entradas, como se mencionó en el capítulo 2.

Añadiendo un transistor y una resistencia al circuito de la compuerta de tres entradas, se tiene una compuerta de cuatro, como en la figura 3.6.

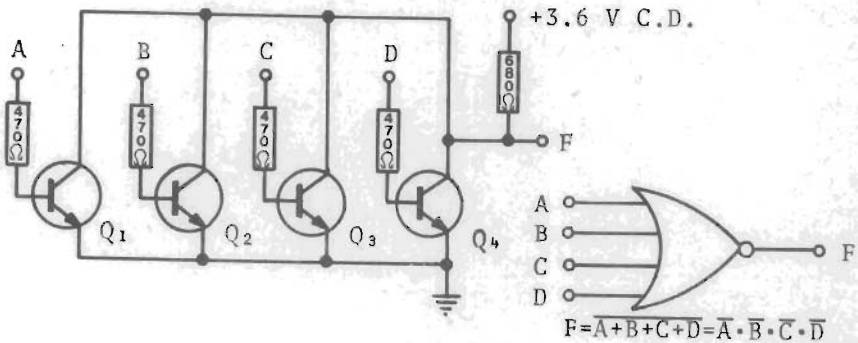


Fig 3.6 Compuerta de cuatro entradas.

Aquí, la salida está nulificada si cualquiera de los cuatro transistores recibe corriente de base al hacer su entrada positiva, y sólo es positiva la salida si todas las cuatro entradas no reciben corriente de base. La compuerta de cuatro accesos se usa exactamente como se emplean las compuertas de dos o tres entradas, excepto que responde a las señales lógicas presentes en todas sus cuatro líneas.

3.2.4 Expansores de Entradas..- Cuando se necesitan más de cuatro entradas en una compuerta, se requiere de un expansor de entradas. Los expansores son circuitos que tienen suficientes transistores de entrada para hacer que cualquier compuerta tenga el número deseado de entradas. En la figura 3.7 se muestran tres tipos de expansores.

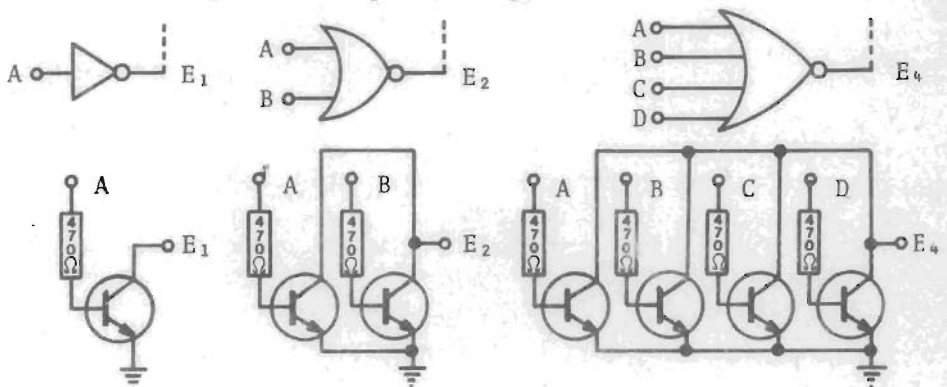


Fig 3.7 Expansores de una, dos y cuatro entradas.

Son comunes los expansores de una, dos y cuatro entradas. En la figura 3.8 se muestra cómo se usa un expansor de dos entradas para convertir una compuerta de cuatro en una de seis entradas. El funcionamiento de un expansor es muy sencillo, puesto que sirve

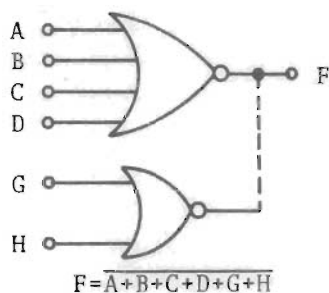


Fig 3.8 Uso de un expansor.

para adicionar más transistores de entrada en un circuito con un número fijo de ellas (que, como se verá adelante, viene encerrado dentro de la cápsula de un circuito integrado). Normalmente en un circuito con elementos individuales no es necesario definir un expansor; si se requieren más entradas, basta poner tantos transistores co

mo se necesiten, pero en circuitos integrados su empleo es muy solicitado.

3.2.5 Conversiones entre Compuertas.- Para convertir una compuerta de cuatro entradas en una compuerta de tres, sólo hay que conectar permanentemente una entrada al común (nulificar permanentemente). Esto hace que dicho transistor de entrada jamás conduzca corriente, cosa que lo elimina efectivamente del circuito. Para convertir una compuerta de cuatro en una de dos accesos, basta nulificar permanentemente a dos entradas; y para que la compuerta sea de una entrada (inversor), se tienen que nulificar tres entradas permanentemente. Cuando se posee un circuito integrado con varias compuertas de cuatro entradas y se necesita alguna de menos (por ejemplo dos o tres), basta nulificar entradas. De esta manera se puede evitar el empleo de muchos circuitos integrados diversos, si en cambio se puede usar uno en su lugar. Claro está, que en un circuito con elementos individuales, para convertir una compuerta de cuatro en una de menos, sólo hay que retirar transistores del circuito.

Por otro lado, es posible conectar las salidas de

dos compuertas de dos entradas para formar una de cuatro, o conectar dos de tres para formar una de seis. Como esta conexión altera el valor efectivo de la resistencia del colector de los transistores (puesto que pone a las dos resistencias en paralelo a través de la conexión con el suministro positivo y al juntar las dos salidas) debe usarse con discreción, pues puede pasar demasiada corriente por algún transistor. No se recomienda conectar las salidas de más de dos compuertas completas; se prefiere el uso de expansores de entradas.

3.2.6 Los Amplificadores de Salida. - Un amplificador de salida es un circuito que se emplea cuando se van a controlar muchos circuitos desde una sola salida; o cuando se requiere una salida más potente para manejar circuitos de elementos individuales.

Existen varios tipos de amplificadores, los más sencillos tienen una entrada e invierten la señal; así pues son inversores de potencia. Se muestra un amplificador de salida en la figura 3.9.

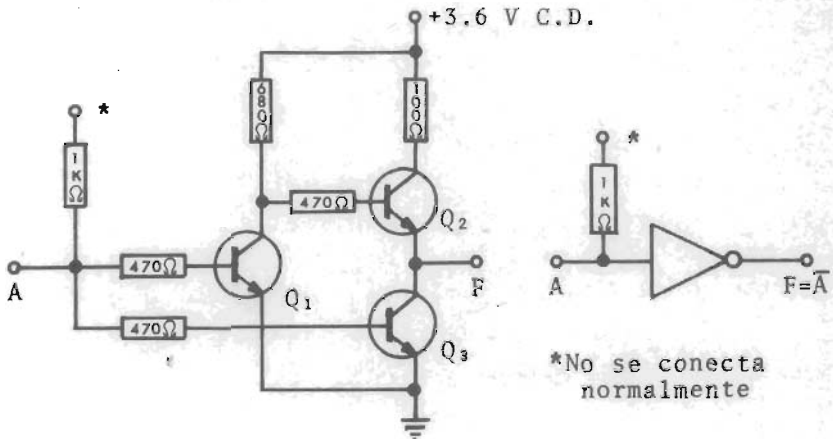


Fig 3.9 Amplificador de salida o inversor de potencia.

Si la entrada se hace nula,  $Q_1$  y  $Q_3$  están apagados. El transistor  $Q_2$  entonces recibe corriente de base por

la resistencia de  $680 \Omega$  y la salida se hace positiva. Si la entrada se hace positiva, le llega corriente de base a  $Q_1$  y  $Q_3$ ; al conducir  $Q_3$  nulifica la salida. Como  $Q_1$  está encendido,  $Q_2$  no recibe corriente de base y permanece cortado. Este comportamiento corresponde al de un inversor. Como el circuito es capaz de manejar más elementos que una compuerta normal, debido a su resistencia de salida más baja ( $100$  comparado con  $680 \Omega$ ), el circuito es un amplificador de corriente. Esto justifica, en parte, el empleo del símbolo de amplificación con su círculo pequeño de inversión.

La resistencia de  $1 K\Omega$  que se ve en la figura 3.9 se usa en otras aplicaciones que se verán posteriormente. Para construir un amplificador que no invierta la salida, se prefiere anteponer un inversor a un amplificador de salida como el anterior.

3.2.7 Funciones de Decisión con Compuertas AN.- Conociendo las propiedades lógicas de las compuertas AN, es posible derivar con ella a las demás compuertas principales. En la figura 3.10 se muestran los equivalentes de las tres funciones principales<sup>3</sup>.

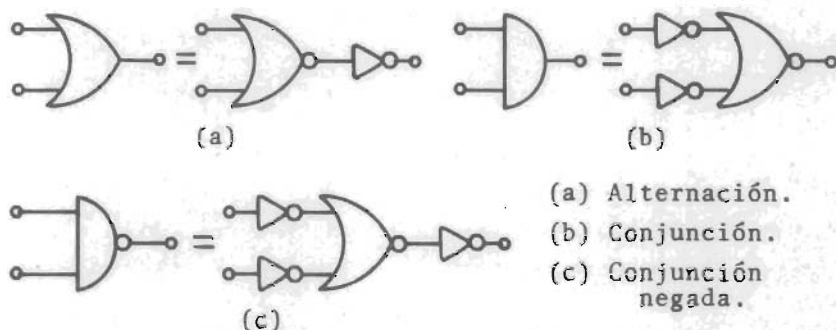


Fig 3.10 Equivalencia de las compuertas principales.

<sup>3</sup>Ver apéndice 3 "Equivalencia de las 16 funciones de dos variables en compuertas AN".

Para encontrar la equivalencia en compuertas AN de una función complicada se procede con los siguientes pasos:

- A partir de la expresión algebraica de la función, se representa a la misma con los elementos primitivos (alternaciones, conjunciones e inversores), es decir, se construye la FCA o alguna expresión simplificada.
- Se sustituye en la construcción anterior a todas las alternaciones y conjunciones por sus equivalentes en compuertas AN, las inversiones se dejan tal cual.
- Se suprimen los inversores superfluos: por parejas (ya que dos inversiones equivalen a una afirmación), o repetidos (cuando se tienen dos inversores para obtener una misma variable negada en distintos puntos).
- La construcción resultante es un equivalente en compuertas AN de la función original.

Con el objeto de aclarar conceptos se verá un ejemplo. Sea, entonces,  $F$  la función que se quiere construir en compuertas AN:

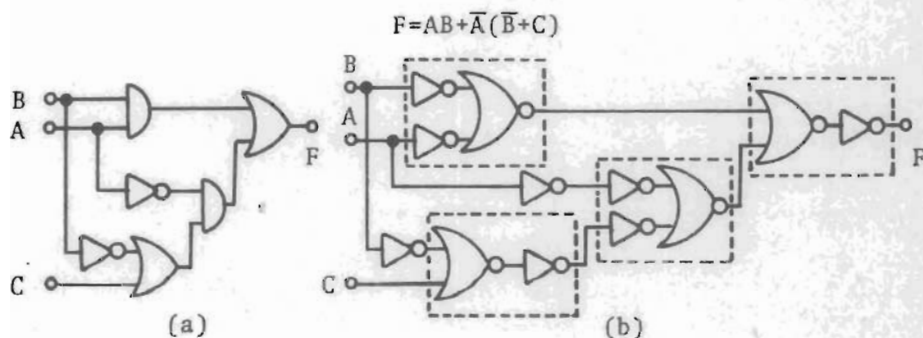


Fig 3.11 Construcción del circuito equivalente de una función con compuertas AN.



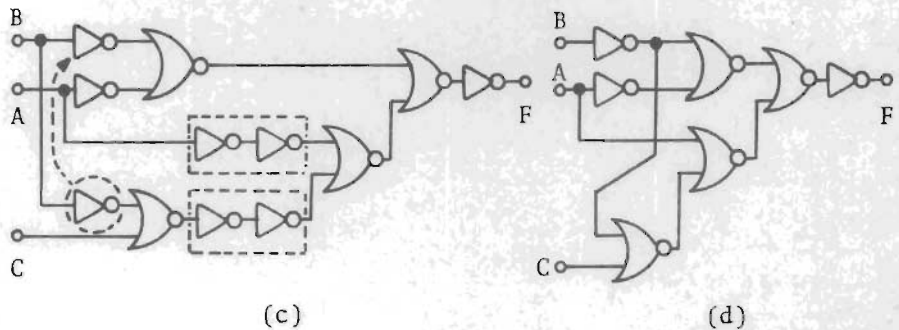


Fig 3.11 Construcción del circuito equivalente de una función con compuertas AN (continuación).

El circuito de la figura 3.11(D) es equivalente al de la figura 3.11(A). Los circuitos representados con compuertas AN se pueden construir fácilmente usando circuitos integrados; mientras que los representados con conjunciones y alternaciones no se pueden sintetizar directamente, y si se pudiera hacerlo sería necesario usar circuitos integrados especiales y más costosos (dos tipos diferentes comparado con uno de la compuerta AN).

3.2.8 Gráficas Temporales de los Elementos de Decisión.- Es importante conocer el comportamiento físico de las compuertas lógicas para comprender cómo es posible que controlan el flujo de información.

En el apéndice 4 se encuentran resumidas las gráficas temporales de los seis elementos de decisión que se han considerado hasta ahora.

### 3.3 Circuitos de Elementos de Memoria

Los circuitos de los elementos de memoria están contruidos también alrededor de la compuerta AN. Todos los elementos de memoria biestables contienen una memoria fundamental que utiliza dos o más compuertas AN. Los elementos

de memoria monoestables y estables están basados en un circuito especial llamado pulsador o medio monoestable. Primero se verán estos dos circuitos esenciales y después se dará una descripción ordenada de las memorias según el grado creciente de complejidad.

3.3.1 La Memoria Fundamental. - Suponer, como en la figura 3.12, que se conectan dos inversores, la salida de uno a la entrada del otro y viceversa. El circuito tiene dos estados estables y se conoce como memoria fundamental.

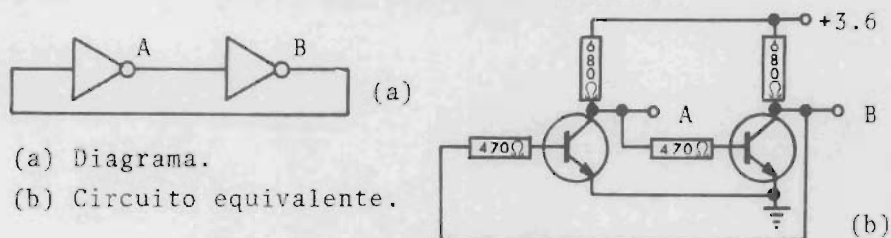


Fig 3.12 Memoria fundamental.

Si sucede que el inversor A no está recibiendo co rriente de base, permanece apagado. Si el inversor A está apagado, su salida es positiva y, entonces, proporciona co rriente de base al inversor B. Por lo tanto, el inversor B estará encendido (o conduciendo). Si el inversor B está co nduciendo, su salida está nulificada; esta condición es ju stamente lo que el inversor A necesita para permanecer apa ga do. Si no es perturbado el circuito, los dos inversores qu e darán de esta forma indefinidamente.

De la misma manera se puede tener al inversor B apagado y al inversor A conduciendo; este estado es igual de estable que el otro. El circuito puede estar en uno de dos posibles estados; si no se perturba, permanecerá en cualquiera de ellos.

El circuito anterior sería más útil si se pudiera obligar a que pasara a uno de los dos posibles estados bajo algún comando de control. El proceso de obligar a que la me

moria tome un estado deseado se le llama "disparar" o "gatillar"; todas las memorias biestables son disparables o gatillables.

Hay tres maneras de disparar una memoria biestable y obligarla a ocupar un estado deseado: a) se puede gatillar mecánicamente con algún contacto o interruptor, b) se puede disparar electrónicamente con otro transistor de entrada, o c) se puede gatillar acoplando capacitivamente pulsos negativos a la salida del inversor apagado.

3.3.1.1 Disparo Mecánico de la Memoria Fundamental.- Suponer que se tiene el circuito de la figura 3.13, igualmente

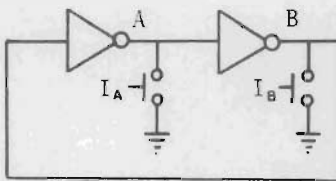


Fig 3.13 Disparo mecánico de la memoria fundamental.

suponer que el inversor A está apagado y que su salida se nulifica momentaneamente por medio del interruptor  $I_A$ . Esto retira la corriente de base del inversor B y lo apaga. La salida de B se vuelve positiva y proporciona corriente de base para A; lo cual enciende o hace conducir a A. Cuando se retira el

contacto momentáneo al común, A permanece encendido. Al nulificar momentaneamente la salida del inversor A, se ha obligado a la memoria a pasar a un estado con la salida de A nulificada y la salida de B positiva. Si la salida de B se nulifica momentaneamente con el interruptor  $I_B$ , el circuito regresará al estado en el cual la salida de B está nulificada y la salida de A es positiva.

3.3.1.2 Disparo Electrónico de la Memoria Fundamental.- En lugar de usar dos inversores, se pueden usar dos compuertas conectadas sus salidas de tal manera que sólo se utilice una entrada de cada una de las compuertas, esto deja libre una entrada de cada lado. El circuito se muestra en la figura 3.14. Cuando una entrada se hace positiva, la memoria ocupa el estado que nulifica la salida del lado donde ocu-

rió la entrada positiva. En la figura 3.14 se ve como llegan pulsos angostos a la entrada adecuada, siempre que se requiera disparar a la memoria. Los pulsos pueden venir de otros circuitos de memoria o de decisión. El primer pulso debe terminar antes de que llegue el segundo pulso.

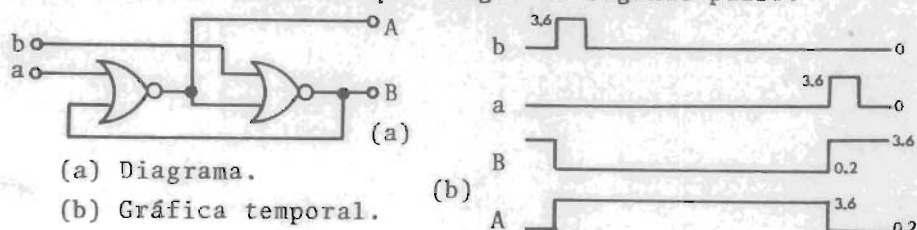


Fig 3.14 Disparo electrónico de una memoria fundamental.

En la figura 3.15 se muestra otro tipo de disparo electrónico usando diferenciadores en las entradas para obtener una memoria sensible a transiciones de voltaje.

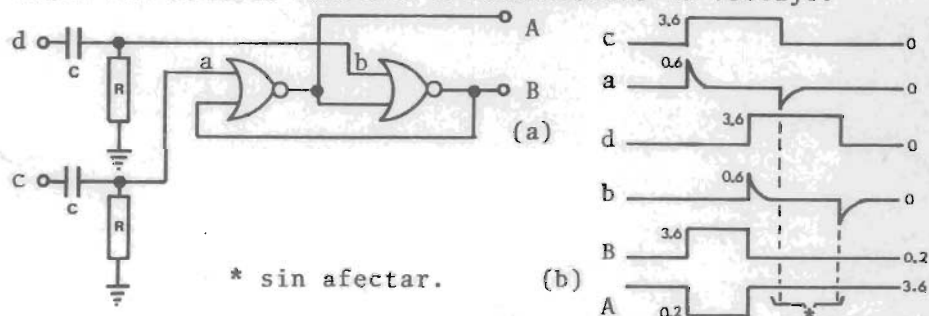


Fig 3.15 Disparo electrónico con diferenciadores.

Aquí, si una entrada subitamente se vuelve positiva y permanece de esa manera, se proporciona un pulso muy angosto a la memoria. Este pulso se produce por la diferenciación del capacitor y la resistencia con la transición de subida de la señal de entrada. Lo mismo sucede si la otra entrada subitamente se vuelve positiva. La memoria es sensible ahora a transiciones positivas o de subida en las señales de entrada y no a la duración de los niveles en las entradas. La transición de bajada o final de la señal de en-

trada no tiene efecto en el circuito, ya que proporciona un pulso negativo de apagado a una entrada que ya está apagada.

Una memoria biestable que sea sensible a transiciones negativas se obtiene facilmente invirtiendo las entradas antes de los diferenciadores. Aquí, en este caso la transición positiva no tiene efecto alguno y la transición negativa produce un pulso positivo de disparo que gatilla a la memoria al estado deseado. El circuito mencionado se presenta en la figura 3.16.

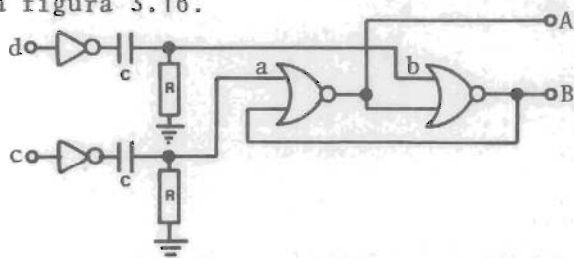


Fig 3.16 Disparo electrónico con diferenciadores para transiciones negativas.

### 3.3.1.3 Disparo con Acoplamiento Capacitivo de la Memoria Fundamental.

- En la figura 3.17 se ve como un pulso negativo de apagado se acopla a la salida del inversor apagado. El pulso negativo sustrae la corriente de base lo suficiente para que la memoria pase al estado deseado. Este método de disparo requiere un control cuidadoso de la amplitud y forma del pulso. También depende de la carga conectada a las salidas de la memoria; además, una porción de la señal de disparo puede aparecer en la salida.

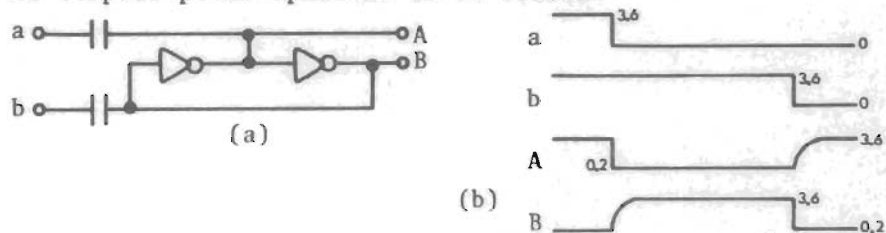


Fig 3.17 Disparo con acoplamiento capacitivo de la memoria fundamental.

3.3.2 El Pulsador o Medio Monoestable.- Siempre es posible usar un sólo circuito de inversión que tiene propiedades monoestables. A este circuito se le llama pulsador o medio monoestable y se muestra en la figura 3.18.

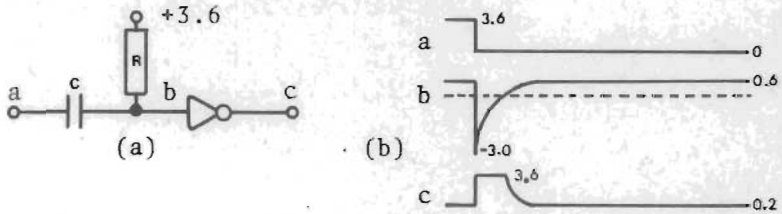


Fig 3.18 Pulsador o medio monoestable.

Este circuito tiene algunas restricciones, pero cuando se cumplen éstas, el medio monoestable es uno de los generadores de pulsos más sencillos y útiles de la familia LTR.

El pulsador se basa en el hecho de que no se puede cambiar instantáneamente la carga en un capacitor. En el medio monoestable, la entrada debe ser positiva durante el tiempo antes que ocurra el disparo, como se muestra en la figura 3.18(B). Durante este tiempo, el capacitor C se carga hasta este voltaje positivo, menos la caída de potencial de 0.6 volts que hay de emisor a base dentro del inversor. Para disparar el pulsador, el voltaje positivo de la entrada debe nullificarse bruscamente y permanecer a potencial ce ro. Dado que la carga de C no puede cambiar instantáneamente, el lado derecho de C (punto b) debe volverse negativo por la misma cantidad que se hizo el otro extremo respecto al nivel positivo que tenía, proporcionando un voltaje nega tivo a la entrada del inversor. Esta actitud polariza inver samente la entrada, lo cual apaga el inversor y permite que la salida se vuelva positiva inmediatamente. Estas condicio nes perduran hasta que la resistencia R pueda cargar a C hasta los 0.6 volts positivos necesarios para producir co rriente de base y poder prender al inversor, cosa que nuli fica la salida. El resultado neto es un pulso positivo an-

gosto que aparece el instante que una señal de entrada se nulifica y permanece a potencial cero. Se conviene decir que el pulsador está encendido mientras que su salida sea positiva (1 lógico).

Las restricciones y limitaciones del medio monoestable no son muy severas. La señal de entrada debe de empezar en un voltaje positivo y nulificarse rápidamente, en un tiempo que es corto comparado con el que tenía de ser positivo (a esto se le llama transición negativa, porque va de un voltaje positivo a uno más negativo, es decir, a cero volts): la entrada debe permanecer a potencial cero durante todo el tiempo de encendido. Una vez que la entrada se vuelva positiva, debe permanecer así hasta el próximo disparo.

La caída de la señal de salida es lenta, usualmente siendo de  $1/10$  a  $1/5$  del tiempo de encendido. Este tiempo de encendido será estable dentro de un 20%, puesto que depende mucho de la amplitud y velocidad de caída de la señal de entrada. El tiempo de encendido puede tomarse como aproximadamente  $0.4 \times RC$ .

En lugar del inversor, el medio monoestable puede usar como elemento activo a un amplificador de salida, utilizando la resistencia de  $1 \text{ K}\Omega$  incluida en el circuito (ver figura 3.9). De esta manera se puede usar un pulsador que consiste de un capacitor y un amplificador de salida (dos elementos físicos) y que tiene gran capacidad para proporcionar pulsos a otros elementos lógicos.

El pulsador o medio monoestable es la base de todas las constantes de tiempo bien ajustadas en los circuitos monoestables, astables y simples generadores de pulsos.

3.3.3 La Memoria Monoestable.- Si se conecta la salida de un inversor a la entrada de un pulsador, y la salida del pulsador a la entrada del inversor, se tiene una memoria

monoestable como la que se muestra en la figura 3.19.

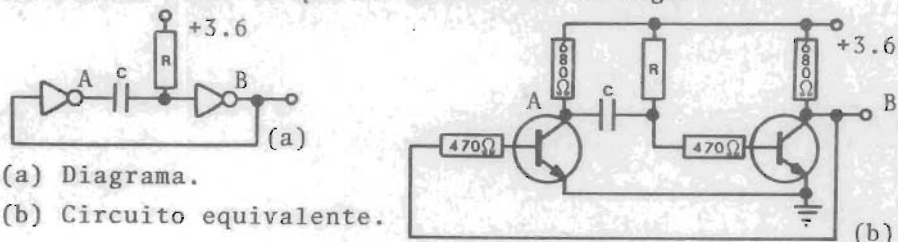


Fig 3.19 Memoria monoestable.

A un instante dado la memoria puede estar en cualquiera de dos estados, pero eventualmente el capacitor C se cargará y el circuito asumirá el estado en el cual el inversor B está recibiendo corriente de base y tiene su salida nulificada. Este circuito tiene un estado preferente que eventualmente ocupará. Hay un estado estable y uno inestable, por eso se le llama memoria monoestable o simplemente monoestable. La salida del pulsador (inversor B) coincide con la salida del monoestable.

Generalmente, el monoestable se dispara a su estado inestable (con el pulsador encendido), para que regrese por sí mismo al estado estable a un tiempo posterior, determinado por los valores de R y C escogidos.

Hay tres métodos diferentes de disparar el circuito: a) mecánico, b) electrónico o c) con pulsos negativos.

### 3.3.3.1 Disparo Mecánico del Monoestable.-

En la figura 3.20 se muestra un monoestable con disparo mecánico. Suponer que el circuito está en su estado estable, es decir, con la salida del inversor B nulificada y la salida de A positiva.

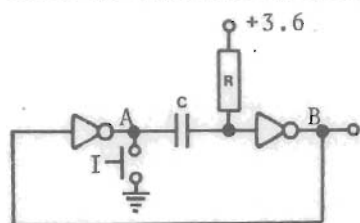


Fig 3.20 Disparo mecánico del monoestable.

Si se cierra momentaneamente el interruptor I, la salida de A se nulifica de inmediato. Como el capacitor, la resistencia y el inversor B forman



un pulsador, al nulificarse la entrada del mismo, el pulsador se enciende y, por tanto, la salida de B se vuelve positiva. Con la salida de B positiva, la entrada de A es positiva; al abrir el contacto del interruptor, la salida de A permanece nulificada, pero sólo por cierto tiempo. Cuando el pulsador se apaga por sí mismo (ver sección 3.3.2), la salida de B se vuelve nula, la entrada de A es nula también y la salida de A es positiva. Entonces, al apagarse el pulsador, el monoestable regresa a su estado estable original.

El monoestable es disparado a su estado inestable; cambia instantáneamente, pero permanece allí sólo mientras la constante de tiempo RC se lo permita, después regresa a su estado original.

3.3.3.2 Disparo Electrónico del Monoestable.- En la figura 3.21 se ve a un monoestable con disparo electrónico.

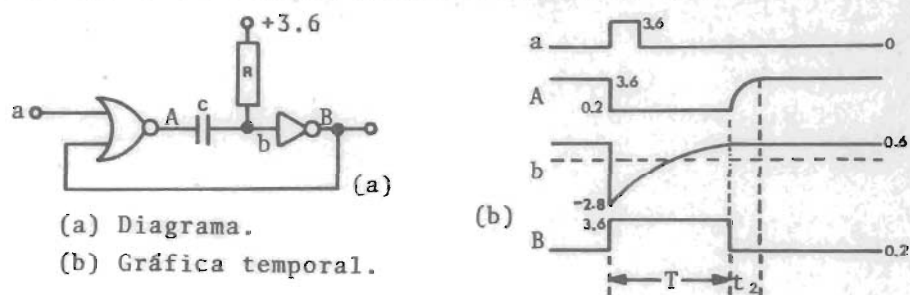


Fig 3.21 Monoestable con disparo electrónico.

En este circuito se observa como se añade una entrada al inversor A para disparar al monoestable, igual que el disparo electrónico de la memoria fundamental. En la figura 3.21(B) se observan las señales que aparecen en los distintos puntos del monoestable.

3.3.3.3 Disparo por Pulsos Negativos del Monoestable.- En la figura 3.22 se observa un circuito con disparo por pulsos negativos de un monoestable. En este caso los pulsos de disparo se acoplan a la salida del inversor A.

Este método de disparo no se emplea comunmente.

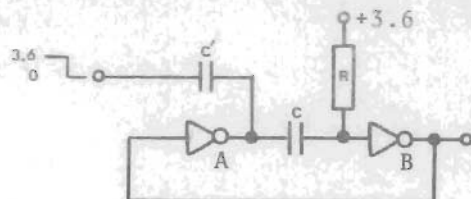


Fig 3.22 Disparo por pulsos del monoestable.

3.3.3.4 Tiempo de Encendido.- El tiempo de encendido del monoestable se puede controlar variando tanto R como C, ya que ambos modifican a la constante de tiempo. El tiempo de encendido esta dado por  $T=0.8 \times RC$ .

Para el caso especial de los circuitos integrados LTR empleados en este trabajo, se tiene que el capacitor C puede variar desde 330 pf hasta algunos miles de  $\mu\text{f}$ , cuando se emplea un condensador electrolítico, el lado positivo de berá ir a la salida del inversor A.

La variación de R es más limitada; su valor deberá estar comprendido entre 1 K $\Omega$  y 25 K $\Omega$ . El valor máximo es tá limitado por la corriente mínima de base necesaria para saturar al inversor B. El límite inferior está fijado por la resistencia de base interna del inversor B; la resistencia exterior deberá ser por lo menos tres veces este valor. Por tanto, la mínima resistencia deberá ser 1 K $\Omega$  si se usa un amplificador de salida para el inversor B y 2 K $\Omega$  si se usa un inversor normal (notar que el amplificador de salida ya trae incluido la resistencia de 1 K $\Omega$ ).

Cuando se trata de construir monoestables con elementos discretos, el transistor usado para el inversor B de berá ser de alta ganancia en corriente, si se necesita una constante de tiempo grande; la constante de tiempo grande con resistencia de valor alto, proporcionaría muy poca corriente de base al transistor del inversor B, por lo tanto,

se usa de alta ganancia para que con poca corriente se sature.

Después que el monoestable regresa a su estado estable, el capacitor C debe cargarse totalmente. Esta recarga tarda cierto tiempo que se llama "tiempo de recuperación" del circuito ( $t_2$  de la figura 3.21{B}). A la razón de tiempo de encendido a tiempo de redisparo, se le llama "razón de trabajo" del monoestable. Para monoestables construidos con circuitos integrados LTR, una razón de trabajo menor del 75% es esencial para que haya funcionamiento adecuado, y deberá ser menor del 30% para que un redisparo no afecte al tiempo de encendido. La señal de disparo también deberá ser de corta duración comparado con el tiempo de encendido, para permitir que el monoestable se apague. La amplitud de esta señal deberá estar entre 1.5 y 4.5 volts para LTR.

La salida del inversor A del monoestable no podrá usarse como salida para controlar a otros elementos sin afectar seriamente al tiempo de encendido. Esta señal tiene un tiempo de subida muy lento debido al tiempo de recuperación o recarga del capacitor C, a través de la resistencia de colector del inversor o compuerta A.

3.3.4 La Unidad Astable. - Si se conecta la salida de un pulsador a la entrada de otro y viceversa, se tendrá una unidad astable, como la que se observa en la figura 3.23.

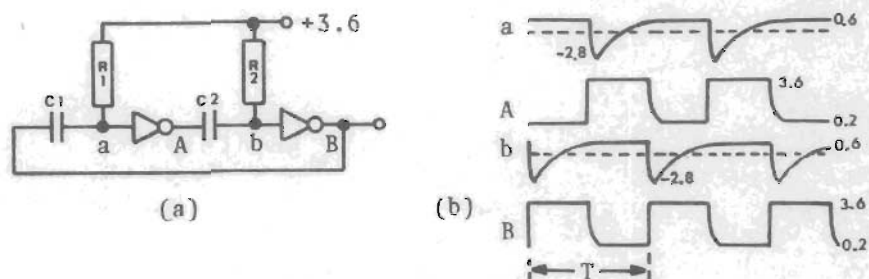


Fig 3.23 Unidad astable.

En este caso ambos estados serán inestables, en donde la unidad astable estará pasando de un estado a otro, generando una señal oscilante a la salida. Suponer que la entrada del pulsador B está nulificada, por tanto su salida es positiva (por el momento). La entrada del otro pulsador A es positiva, ya que está conectada a la salida de B; como el pulsador A no está activado, su salida es nula. Esta situación perdura hasta que el pulsador B se apaga por sí mismo; al apagarse hay una transición negativa a la entrada del otro pulsador A, lo cual lo enciende. Al encenderse A, la entrada de B es positiva, lo cual no afecta al estado apagado de B. Nuevamente la situación perdura hasta que el pulsador A se apaga por sí mismo, nulificando su salida y produciendo una transición negativa que acciona al pulsador B. Aquí se repite el ciclo. El resultado neto, por todo lo anterior, es que las salidas toman alternadamente valores positivos o nulos de voltaje, lo que equivale a decir que su salida toma valores lógicos 1 ó 0 repitiéndose constantemente; claro está que ambas salidas son complementarias.

Como se ve de la discusión anterior, la salida de cualquiera de los pulsadores es una secuencia de encendidos y apagados que depende de las constantes de tiempo de los dos pulsadores y no depende de ninguna señal externa de disparo para que cambie de estado. Es decir, no tiene entradas lógicas como las otras memorias; por no ser disparable o gatillable para obligarlo a ocupar un estado deseado, se dice que no es rigurosamente una memoria.

El astable puede tener entradas de sincronía, para obligarlo a que oscile en fase con otros osciladores externos, esta descripción se dará más adelante en la sección 3.3.4.2.

3.3.4.1 Frecuencia de Oscilación.- Se puede ajustar cualquier R y C para que se controle la frecuencia de oscilación de un astable. Los valores de R y C tienen las mismas

variaciones de valores que en el caso del monoestable (ver sección 3.3.3.4). El período de oscilación está dado por  $T=1.4 \times RC$  en el caso de que las dos resistencias y los dos capacitores sean del mismo valor. La frecuencia de oscilación es el inverso del período.

No es posible utilizar alguna salida del astable sin modificar seriamente el período de oscilación. El tiempo de encendido de los pulsadores variará más agudamente conforme más se cargue a las salidas. Para el caso de LTR, se prefiere usar siempre algún amplificador en una de las salidas, el amplificador puede ser cualquier inversor o un amplificador de salida como los que ya se conocen. Si se utiliza un amplificador con componentes discretos o individuales, se prefiere el empleo de transistores de alta ganancia en corriente, para que la primera etapa de amplificación no tome demasiada corriente y afecte la oscilación.

3.3.4.2 Sincronía de un Astable.- El astable se puede sincronizar de varias maneras. La más común es la que emplea acoplamiento capacitivo de pulsos negativos de apagado en las entradas de los pulsadores o a las salidas de los mismos. Cuando llega uno de esos pulsos negativos a una entrada, dispara prematuramente al pulsador independientemente de que si estaba o no encendido. Esto tiene el efecto de reiniciar la oscilación partiendo de la transición inducida por ese pulso de sincronía, y por tanto estarán en fase.

3.3.5 La Memoria Biestable de Almacenamiento RS.- Si tomamos como elemento lógico a la memoria biestable fundamental descrita en la sección 3.3.1, se tiene a una memoria biestable de almacenamiento RS (ver sección 2.5.2.3), como la que se muestra en la figura 3.24, que es la misma cosa que el circuito de la figura 3.14 dibujado de otra manera. Este elemento lógico posee una historia, porque se debe considerar cual fue la última cosa que le sucedió para determinar si habrá o no cambio alguno en las salidas.

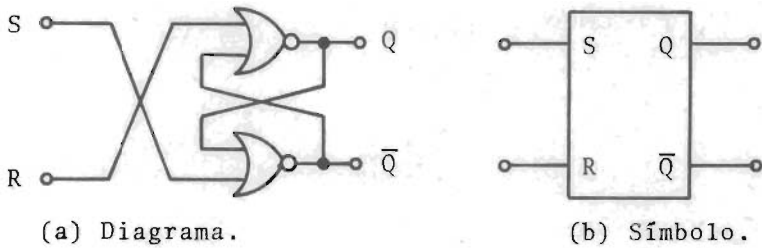


Fig 3.24 Memoria Biestable de Almacenamiento RS.

Dado que tiene dos entradas digitales, hay cuatro combinaciones posibles de entradas que se deben considerar:

- a) Si las dos entradas están nulificadas, nada pasará, y la memoria se quedará en el estado anterior.
- b) Si la entrada S se hace positiva y la entrada R está nulificada, la memoria pasará al estado en el cual la salida Q se hace positiva, sin importar en que estado estaba la memoria anteriormente.
- c) Si la entrada R se hace positiva y la entrada S está nulificada, la memoria pasará al estado en el cual la salida  $\bar{Q}$  se hace positiva (por consiguiente, la salida Q se nulifica), sin importar el estado anterior.
- d) Si ambas entradas se hacen positivas, ambas salidas se nulifican. Evidentemente, en esta condición las salidas Q y  $\bar{Q}$  ya no son complementarias. El estado que asumirá la memoria está determinado por la última entrada que se nulifique. Es raro el caso en que se requiera que las dos salidas sean nulificadas, este modo de operación no se utiliza normalmente, se le llama como "estado no permitido" o "estado de salida indefinida".

Resumiendo en una tabla funcional las caracterís-

ticas anteriores, se justifica el hecho de llamar a esta memoria fundamental con el calificativo de memoria biestable

$S^n$	$R^n$	$Q^n$	$Q^{n+1}$	$\bar{Q}^{n+1}$
0	0	0	0	1
0	0	1	1	0
0	1	0	0	1
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	1	0
1	1	0	0+?	0+?
1	1	1	0+?	0+?

Fig 3.25 Tabla funcional de una memoria RS.

de almacenamiento RS.

Notar que la tabla funcional de la figura 3.25 es de valores de la respuesta inmediata de la unidad a las combinaciones de valores en las entradas. Si se compara con la tabla funcional de la memoria RS de la figura 2.10, se observa que son idénticas si se prohíbe la combinación  $S=R=1$ .

3.3.5.1 Disparo de una Memoria RS.- Se puede disparar a una memoria RS de dos maneras diferentes: a) con niveles lógicos, suministrados por otros elementos lógicos acoplados a sus entradas, ó b) por pulsos, ya sea usando pulsadores o diferenciadores en las entradas (ver figuras 3.15 y 3.16). Los otros dos métodos de disparo de una memoria fundamental descritos en las secciones 3.3.1.1 y 3.3.1.3 no son de aplicación interesante; en cambio, el disparo electrónico descrito en la sección 3.3.1.2 es el método más fecundo.

3.3.5.2 Memoria RS Asíncrona y Sincronizada.- La descripción anterior corresponde a la de una memoria RS asíncrona, puesto que el circuito no contiene referencia a ninguna señal de sincronía. Para convertir la memoria RS asíncrona en una memoria sincronizada, es necesario añadir dos conjunciones de las entradas con la señal de sincronía. El circuito traducido a compuertas AN se muestra en la figura 3.26.

El funcionamiento del circuito de la figura 3.26 es similar al anterior, excepto que para que funcione correctamente, la entrada de sincronía  $t$  debe ser positiva por un instante pequeño cuando debe de ocurrir el cambio de

estado y nula a cualquier otro tiempo. Mientras la entrada  $t$  sea nula, el inversor de la entrada  $t$  tiene salida positiva; esta situación mantiene a las dos compuertas de entrada con sus salidas nulas; la salida nula de las dos compuertas de entrada dejan a la memoria fundamental en el estado que ocupaba desde el último pulso de sincronía. Cuando  $t$  se hace positiva por un instante pequeño, la salida del inversor de  $t$  se nulifica y permite el paso de los niveles lógicos presentes en  $R$  y  $S$  hacia las entradas de la memoria, induciendo algún cambio de estado según sus valores.

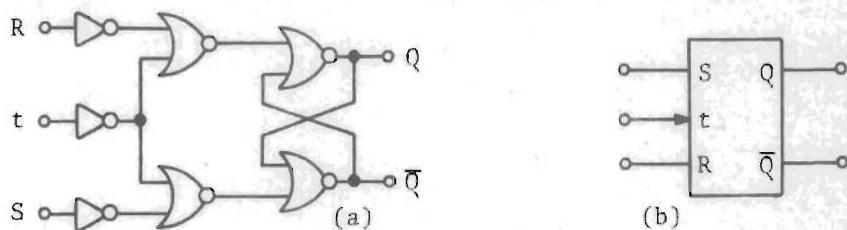


Fig 3.26 Memoria RS sincronizada por un pulso  $t$ .

3.3.6 Memoria Biestable de Retardo o Memoria D. - Una memoria fundamental con un inversor, conectados como se muestra en la figura 3.27, forman a una memoria biestable de retardo o memoria D.

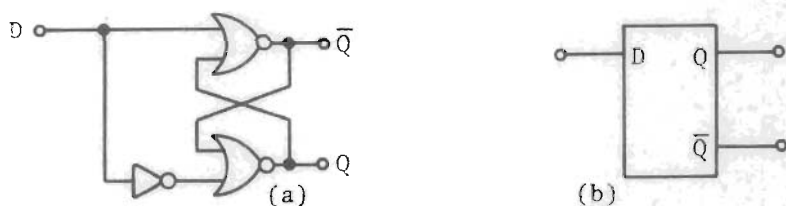


Fig 3.27 Memoria biestable de retardo o memoria D.

La memoria D es una memoria fundamental con una entrada, la otra se deriva de la primera a través de un inversor. Cuando la entrada  $D$  es positiva, y la salida del inversor conectado a  $D$  es negativa, la combinación equivale a  $S$  positiva y  $R$  nula, lo cual hace que la salida  $Q$  sea positiva. Cuando la entrada  $D$  es nula, y la salida del inversor de  $D$  es positiva, la combinación equivale a  $S$  nula y  $R$  posi



tiva, lo cual hace que la salida  $\bar{Q}$  sea positiva (y por lo tanto  $Q$  nula). Se ve entonces como se deriva la tabla fun-

$D^n$	$Q^n$	$Q^{n+1}$	$\bar{Q}^{n+1}$
0	0	0	1
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	1	0

cional de la figura 3.28. Esta tabla funcional es de valores instantáneos. La tabla coincide con la tabla funcional de la memoria D de la figura 2.7.

Fig 3.28 Tabla funcional de la memoria D.

Notar que en la tabla anterior no ocurren estados no permitidos o de salidas indefinidas. El disparo de una memoria D se logra con cualquiera de los métodos descritos para la memoria RS (ver sección 3.3.5.1).

**3.3.6.1 Memoria D Sincronizada.**- Nuevamente, la descripción anterior corresponde a la de una memoria D asíncrona. Para convertir el circuito anterior en una memoria D sincronizada, se recurre al mismo método de la conjunción con el pulso de sincronía, como se muestra en la figura 3.29.

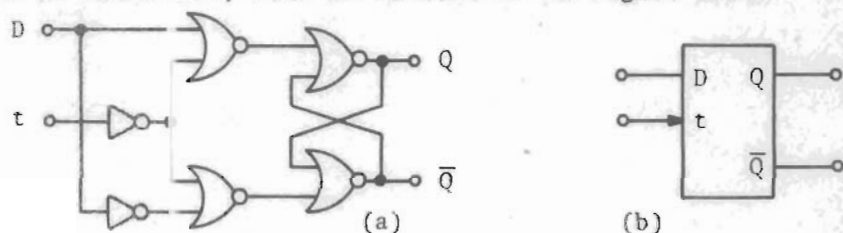


Fig 3.29 Memoria D sincronizada.

El funcionamiento de este circuito es similar al de la memoria RS sincronizada, por lo que no se repetirá.

**3.3.7 Memoria de Disparo o Memoria T.**- La memoria T es un poco más complicada de construir a partir de la memoria fundamental; se muestra un circuito muy particular de la memoria T en la figura 3.30. El funcionamiento del circuito es algo complicado y depende mucho de los valores de los componentes individuales externos.

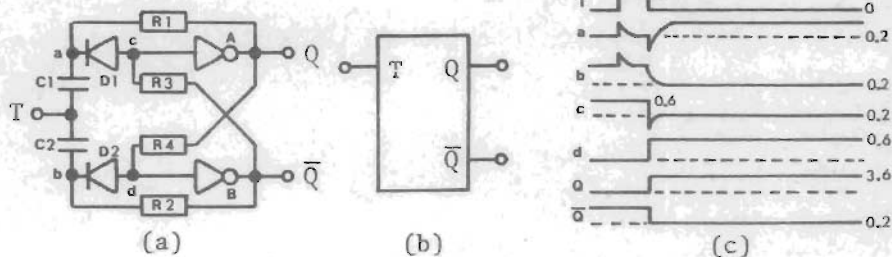


Fig 3.30 Memoria de disparo o memoria T.

Suponer que la salida  $Q$  del inversor A es nula y, por consiguiente, la salida  $\bar{Q}$  del inversor B debe ser positiva.  $\bar{Q}$  proporciona una corriente de base a la entrada de A a través de la resistencia  $R_3$ . Cuando aparece la señal de disparo en T, los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  se cargan al potencial positivo de T; cuando T se hace nulo nuevamente, la carga de los capacitores se transfiere hacia los diodos  $D_1$  y  $D_2$ . Como  $Q$  estaba a potencial cero, el punto (a) estaba también a ese potencial, al sumársele a este punto el potencial negativo de la carga almacenada en el capacitor  $C_1$  debido a la transición negativa de T, se transfiere un pulso negativo a través de  $D_1$  lo cual suprime momentaneamente la corriente de base del inversor A. Al volverse positiva la salida  $Q$  del inversor A, la entrada del inversor B se hace positiva y esto nulifica la salida  $\bar{Q}$ , que a su vez suprime la corriente de base del inversor A. En pocas palabras, si  $Q$  era nula, al aparecer el pulso en T,  $Q$  se hace positiva; es decir, cambia de estado o se complementa. Antes del cambio,  $\bar{Q}$  era positiva y el punto (b) también lo era, al transferir su carga  $C_2$  hacia  $D_2$  cuando cae T a potencial cero, el punto (b) sigue siendo positivo; el diodo  $D_2$  no transfiere pulso alguno porque esta polarizado inversamente, por tanto, este ramal del circuito no produce efecto alguno. Como el circuito es simétrico, al próximo pulso de T, el circuito se complementará o cambiará de estado nuevamente. Notar que la transición positiva o levantamiento de T no tiene efecto sobre el circuito porque no se propaga el pulso positivo resultante a través de los diodos.

Este circuito en LTR se usa poco, ya que una memoria de complementación se puede derivar directamente de la memoria JK, que se tratará más adelante. En el caso de usar circuitos con piezas individuales, este circuito es el más apropiado.

3.3.7.1 Memoria T Sincronizada. - Para convertir la memoria T asincrónica de la figura 3.30(A) en una memoria T sincronizada, se usa el método de la conjunción con la señal de sincronía, como se muestra en la figura 3.31.

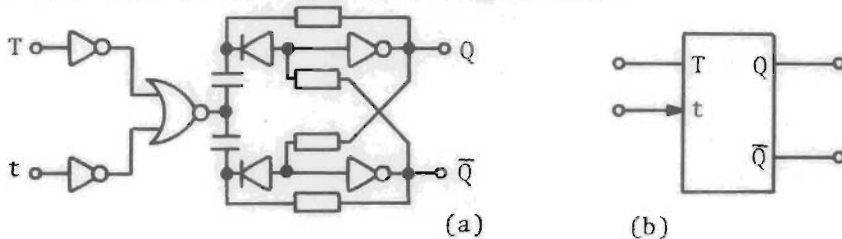


Fig 3.31 Memoria T sincronizada.

En este caso T puede ser un nivel lógico positivo o un pulso que aparezca conjuntamente con el pulso de sincronía t.

3.3.8 La Memoria de Almacenamiento RST. - La memoria de almacenamiento RST, según se vio en el capítulo anterior en la sección 2.5.2.4, es una combinación de las memorias RS y T, con la propiedad de que se puede reducir la RST a las otras dos nulificando entradas apropiadas, y además en la cual la restricción  $RS=RT=ST=0$  era obligatoria. El circuito de la memoria RST se presenta en la figura 3.32.

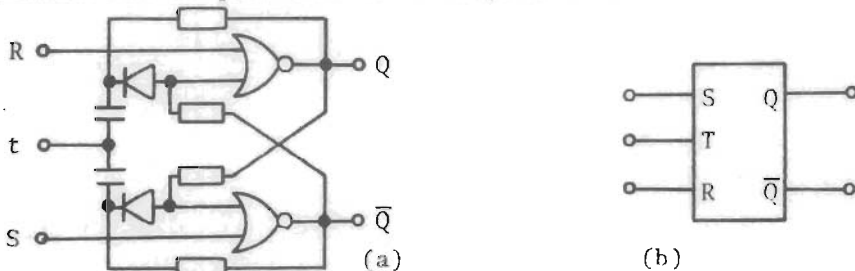


Fig 3.32 Memoria RST.

El circuito se puede reconocer como una memoria T a la cual se le añaden dos transistores de entrada a cada inversor para formar compuertas de dos entradas; además el mismo circuito se puede reconocer como la memoria fundamental o memoria RS, si se suprimen los elementos individuales que usa la memoria T. Si R y S se nulifican, la memoria RST se comporta como una memoria T y, semejantemente, si T se nulifica, el circuito se comporta como una memoria RS.

3.3.8.1 Memoria RST Sincronizada. - Para sincronizar a una memoria RST, se procede igual que para todos los casos anteriores, haciendo una conjunción con la señal de sincronía  $t$  para cada entrada; el circuito debidamente traducido se muestra en la figura 3.33.

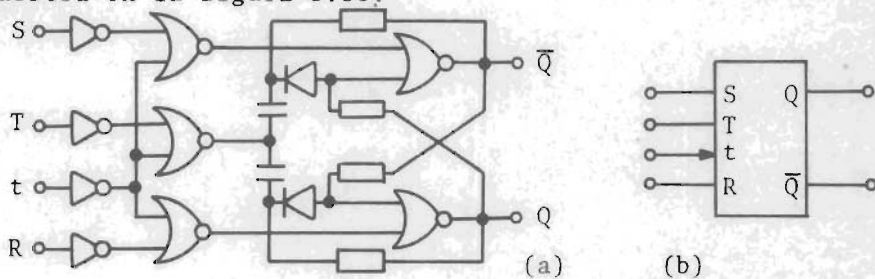


Fig 3.33 Memoria RST sincronizada.

3.3.9 La Memoria Maestra-Esclava. - La memoria maestra-esclava es una variedad común del circuito de la memoria fundamental. Como la memoria fundamental se usa para construir a todas las memorias biestables, este circuito de la memoria maestra-esclava se puede sustituir por la otra con ciertas ventajas, como se verá más adelante. El diagrama se muestra en la figura 3.34. Este diagrama corresponde al de una memoria RS maestra-esclava, para convertirlo en el diagrama de una memoria D maestra-esclava basta suprimir el inversor 10 de la entrada R y conectar la entrada de la compuerta 8 directamente a la entrada S, que entonces se llamaría D. El circuito de la figura 3.34 se puede reconocer como dos memorias RS sincronizadas puestas en cascada, las entradas de una van a las salidas de la otra.

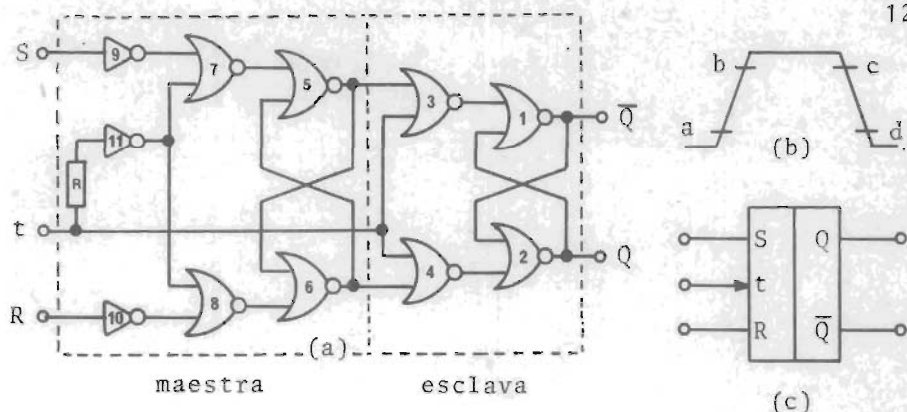


Fig 3.34 Memoria RS maestra-esclava.

El funcionamiento del circuito es el siguiente: la señal de sincronía  $t$  es normalmente nula y debe ser positiva por un instante pequeño, según se muestra en la figura 3.34(B). Nótese el uso de una resistencia a la entrada del inversor 11; esto tiene el efecto de que cuando aparece el pulso positivo en  $t$ , las compuertas 3 y 4 nulifican sus salidas (aislando a la memoria esclava de la maestra) antes de que el inversor 11 nulifique su salida; esto ocurre en la posición (A) de la señal de sincronía, la resistencia y el poco voltaje positivo de la señal impiden que llegue suficiente corriente a la base del inversor 11 para saturarlo y nulificar su salida. Cuando la señal  $t$  llega a (B), entonces el inversor 11 nulifica su salida (porque ya hay suficiente voltaje para producir corriente de base que lo sature) y permite el paso de las señales  $S$  y  $R$  hacia la memoria maestra formada por 5 y 6, induciendo algún cambio de estado según sus valores (hasta ahora, las entradas sólo afectan a la memoria maestra y no a la esclava o sus salidas). Con el transcurso del tiempo, la señal  $t$  llega al punto (C), que tiene el efecto de hacer nuevamente positiva la salida del inversor 11 (porque otra vez ya no le llega suficiente corriente de base para saturarlo). Esto aísla las entradas  $S$  y  $R$  de la memoria maestra. Cuando  $t$  llega al punto (D), las compuertas 3 y 4 permiten el paso de la información almacenada en la memoria maestra hacia la memoria es-

clava, formada por 1 y 2, induciendo alguna transición según las salidas de 5 y 6.

Este arreglo tiene algunas propiedades importantes. Cuando termina el pulso de sincronía o transferencia, la información de la memoria maestra está almacenada en la memoria esclava. Al llegar el pulso de transición, primero se aísla a la memoria esclava de la maestra; esto implica que las salidas de la esclava aún guardan la información original de la memoria maestra, mientras que la maestra está cambiando según los valores de S y R. Antes de que acabe el pulso de sincronía, las entradas S y R se desconectan para que ya no tengan efecto sobre la memoria maestra. Cuando termina el pulso de sincronía, la nueva información es transferida a la memoria esclava.

De la descripción anterior se nota que el cambio en las salidas no ocurre hasta después de que termina el pulso de transición y, por lo tanto, los efectos de cambios en las salidas no pueden aparecer mientras ocurre el pulso de sincronía y propagarse adversamente por elementos que son sensibles a transiciones lógicas.

Este tipo de circuito se originó por la necesidad de subsanar algunos problemas secuenciales de disparo en memorias asíncronas o en aquellas que sólo se podían sincronizar por medio de acoplamiento capacitivo, como en el caso de la memoria T. No se puede hacer una memoria T con sólo conectar las salidas Q a R y  $\bar{Q}$  a S, para hacer la complementación en una memoria RS sincronizada, ya que las entradas están conectadas a las salidas mientras dura el pulso de sincronía; esto provocaría una condición oscilatoria porque el circuito no puede distinguir si ha ocurrido o no el cambio de estado y seguiría complementándose repetidas veces mientras dure el pulso de sincronía.

La memoria maestra-esclava resolvió los problemas

de sincronía sin despreciar las ventajas del acoplamiento directo de niveles lógicos, en lugar de usar pulsos acoplados capacitivamente. Además se evita, con esta memoria, los posibles efectos de las transiciones de las salidas sobre las entradas a las que están conectadas si son del tipo acoplamiento capacitivo, o si estas mismas salidas retroalimentan a las entradas de la misma memoria en cuestión.

En el caso de la memoria maestra-esclava se puede conectar una o ambas salidas a las entradas y tener una memoria T, o inclusive se puede tener una memoria JK.

Para una sola memoria, resulta excesivamente complicada; pero cuando es necesario acoplar varios de estos elementos en cascada, en los cuales la información que se debe transferir a otras debe perdurar mientras hace su efecto, la memoria maestra acepta la información del paso anterior, mientras que la esclava condiciona a la siguiente.

3.3.10 Memoria JK Maestra-Esclava.- La memoria JK se puede obtener fácilmente usando la memoria RS maestra-esclava de la sección anterior como se muestra en la figura 3.35.

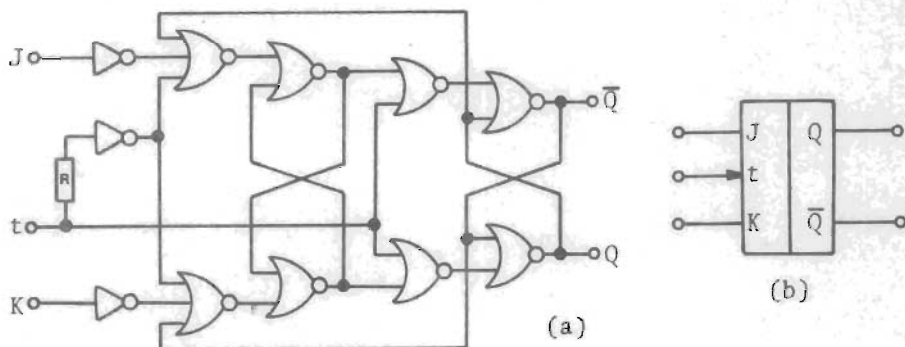


Fig 3.35 Memoria JK maestra-esclava.

El funcionamiento de la memoria JK maestra-esclava es similar a la anterior en cuanto a las combinaciones del RS, excepto que ahora es posible usar la combinación

$J=1$  y  $K=1$ , o sea, ambas positivas. En el caso de que las dos entradas son positivas, las salidas de los inversores de  $J$  y  $K$  son nulas, lo cual equivale a no estar presentes; en ese caso la lógica de la conexión hace que la memoria cambie de estado, lo cual es correcto para ese caso de la memoria JK (ver sección 2.5.2.5). La retroalimentación de las dos salidas hacia las dos compuertas de entrada simplifica el funcionamiento, puesto que detecta las combinaciones de entradas y salidas que no producirían cambios en las salidas al instante posterior y evita la propagación del cambio aún antes de llegar la información a la memoria maestra.

El caso de la memoria JK asíncrona es de poca importancia y además muy difícil de sintetizar como los circuitos descritos hasta ahora; en general sólo se pueden construir modelos en los cuales las entradas tienen acoplamiento capacitivo, muy peligroso de usar según se ha visto. También en el caso de tratar de hacer una memoria JK que sea sensible sólo a niveles lógicos, no se sabría cuantas veces ha de complementarse la memoria si sus entradas son simultáneamente 1 y no hay referencia de sincronía.

3.3.11 Memoria JK Disparada por Transiciones..- La memoria JK también se puede obtener de la memoria fundamental, pero empleando un sistema radicalmente distinto. El circuito se presenta en la figura 3.36.

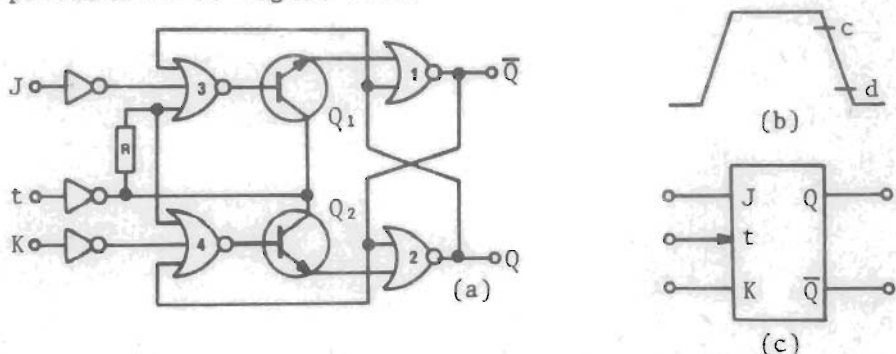


Fig 3.36 Memoria JK disparada por transiciones.



El circuito funciona de la siguiente manera: suponer que  $Q$  es nula,  $J$  es positiva y  $K$  es nula, cuando llega el pulso de transición. El inversor de la entrada  $t$  se nulifica mientras que  $t$  es positiva; dado que  $J$  es positiva, el inversor de  $J$  es nulo y como  $Q$  es nula también, la compuerta 3 tiene salida positiva. La salida positiva de 3 proporciona corriente de base a  $Q_1$ , pero la salida nula del inversor de  $t$  no proporciona corriente al colector y, por tanto, no circula corriente alguna por  $Q_1$  hacia la memoria esclava formada por 1 y 2. Cuando el pulso en  $T$  tiende a nulificarse, es decir pasa por el punto (C) de la figura 3.36(B), la salida del inversor tiende a ser positiva, esto proporciona corriente de colector a  $Q_1$ , el cual conduce porque todavía tiene corriente de base proporcionada por 3; la corriente que pasa por  $Q_1$  incide en la entrada de 1 y hace que su salida sea nula, es decir  $\bar{Q}$  se hace nula y, por consiguiente,  $Q$  se hace positiva. Mientras tanto, el pulso  $t$  llega al punto (D) de la misma figura 3.36(B), o sea un voltaje casi nulo, lo cual hace que el inversor sea más positivo que antes; la resistencia insertada entre las dos compuertas y la salida del inversor de  $t$  hace que la salida positiva necesaria para proporcionar corriente de base sea más positiva de lo normal, cuando ésta llega a ese nivel las compuertas 3 y 4 se nulifican; al nulificarse 3, ya no proporciona corriente de base a  $Q_1$ , cortándose el paso de corriente hacia la entrada de 1. El resultado neto es un pulso de corriente muy angosto que hizo cambiar de estado a la memoria esclava de 1 y 2. Como el circuito es simétrico, funciona igual para  $Q=1$ ,  $J=0$  y  $K=1$ , haciendo que al final del pulso de transición  $Q=0$  y  $\bar{Q}=1$ .

En el caso en que  $J=K=1$ , los inversores de  $J$  y  $K$  son de salida nula, descartando su efecto, entonces la lógica depende sólo de las entradas de 3 y 4 que están conectadas a  $Q$  y  $\bar{Q}$  respectivamente; en este caso la memoria cambia de estado, porque sólo habrá pulso hacia la compuerta que debe hacerse nula y complementar estados.

Como se podrá ver, entonces, el diagrama de la figura 3.36(A) corresponde a una memoria JK sincronizada, con las mismas propiedades que el de la figura 3.35(A).

Nótese que el elemento JK de 3.36 no es en esencia una memoria maestra-esclava, puesto que tiene la porción esclava pero no tiene memoria maestra; por esto el símbolo de 3.36(C) es diferente al de 3.35(C). En otras palabras, el elemento JK de la figura 3.36 es una memoria fundamental con un circuito novedoso de disparo.

3.3.12 Entradas Directas de las Memorias Sincronizadas.- Todas las memorias sincronizadas están controladas por un conjunto de entradas que, como se sabe, están en conjunción con el pulso de sincronía. A todas esas memorias se les puede poner dos entradas directas o asíncronas de control, que equivalen a las entradas R y S de la memoria fundamental que todas tienen. Esto se puede hacer de dos maneras; en un circuito de elementos individuales, se puede poner un transistor de entrada a cada inversor o compuerta AN de la memoria fundamental; en circuitos integrados LTR, se le puede poner un expansor a cada salida de la memoria (esto no siempre se puede hacer en todas las memorias integradas) o se usa una compuerta de más entradas para construir la memoria fundamental.

Por ejemplo, en el circuito de la figura 3.26 de la memoria RS sincronizada se añaden dos entradas directas, como se muestra en la figura 3.37.

En general, a todas las memorias sincronizadas descritas anteriormente se les puede poner entradas asíncronas de la misma manera que en el caso de la figura 3.37.

Se conviene llamar a las entradas asíncronas con el calificativo de entradas "directas" y usar un suíndice D para identificarlas en un diagrama.

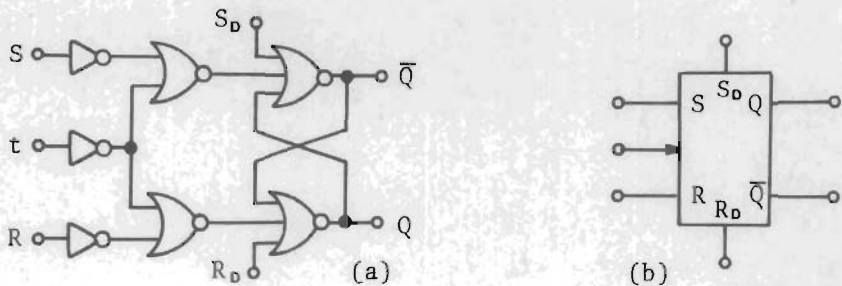


Fig 3.37 Memoria RS con entradas síncronas y asíncronas.

3.3.13 El Elemento Schmitt.- El elemento Scmitt es una memoria biestable que sirve como detector de niveles de voltaje. El circuito de uno de estos elementos se muestra en la figura 3.38.

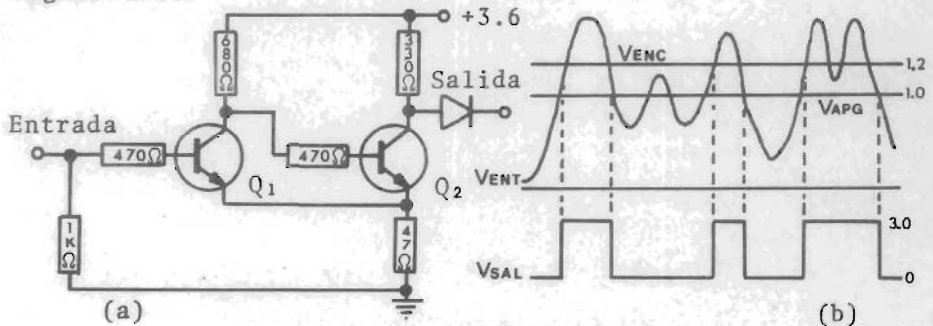


Fig 3.38 Elemento Schmitt.

El circuito funciona de la siguiente manera: suponer que el voltaje de entrada es lo suficientemente bajo, de tal manera que Q<sub>1</sub> está cortado. El voltaje de colector de Q<sub>1</sub> es positivo y está acoplado a la base de Q<sub>2</sub> a través de R<sub>3</sub>, por tanto, Q<sub>2</sub> está saturado. La corriente a través de Q<sub>2</sub> produce una caída de potencial en R<sub>E</sub> y por consiguiente, determina el voltaje de emisor de Q<sub>1</sub>. El voltaje de salida sera  $V_{SAL} = I_2 R_E + V_{CE(SAT)}$  en este estado. Si el voltaje de entrada V<sub>ENT</sub> tiende a subir, se llegará a un potencial que hace que Q<sub>1</sub> empiece a conducir. El potencial en el colector de Q<sub>1</sub> bajará paulatinamente y a su vez, hace que Q<sub>2</sub>

conduzca menos. Esto disminuye la corriente a través de  $R_E$ , bajando el potencial de emisor de  $Q_1$  y haciendo que este transistor conduzca aún más. El ciclo regenerativo continúa hasta que  $Q_1$  está saturado y  $Q_2$  está cortado. La salida de voltaje en este estado es  $+V=3.6$  volts. El potencial de entrada  $V_{ENT}$  necesario para esta transición es  $V_{ENC}$ .

Para que haya acoplamiento regenerativo a través de los emisores es esencial que el potencial de ellos decaiga cuando  $Q_1$  se enciende y  $Q_2$  se apaga. Para asegurar esto,  $R_1$  debe ser mayor que  $R_2$  de tal manera que la corriente a través de  $Q_1$  es menor que la corriente por  $Q_2$ .

Suponer ahora que el voltaje de entrada  $V_{ENT}$  tiende a disminuir. Cuando  $V_{ENT}$  se hace suficientemente bajo para sacar a  $Q_1$  de saturación, el potencial positivo del colector de  $Q_1$  tiende a aumentar, haciendo que  $Q_2$  conduzca más y aumentando a su vez el voltaje de emisores. Esta regeneración actúa rápidamente apagando a  $Q_1$  y prendiendo a  $Q_2$ . El voltaje de entrada necesario para esta transición es  $V_{APG}$ . En resumen, para prender a  $Q_1$   $V_{ENT}$  debe ser positivo con respecto al potencial de emisores  $I_2 R_E$  por lo menos por  $V_{BE(ENC)}$  para  $Q_1$ , o sea:

$$V_{ENC} = I_2(SAT)R_E + V_{BE(ENC)}$$

Para apagar a  $Q_1$ ,  $V_{ENT}$  debe ser ligeramente menor que  $V_{BE(ENC)}$  más el nuevo potencial de emisores  $I_1(SAT)R_E + V_{BE(ENC)}$ . Como  $I_1(SAT)$  debe ser menor que  $I_2(SAT)$  para que haya la regeneración necesaria, se sigue que:

$$V_{APG} < V_{ENC}$$

La acción del circuito para una señal arbitraria se muestra en la figura 3.38(B). Nótese que la señal de tiempos de subida y bajada lentos se convierte, en primer lugar, en una señal con cambios bruscos de niveles de vol $\underline{ta}$

je cuando se cruzan  $V_{ENC}$  y  $V_{APG}$ . Notar también que los pulsos que permanecen abajo de  $V_{ENC}$  son discriminados totalmente. Al ajustar  $V_{ENC}$  en un nivel apropiado, ruidos y otras señales indeseables son rechazadas. Además, las señales que exceden a  $V_{ENC}$  se convierten en pulsos lógicos claros y sin ambigüedades; fijarse sin embargo, que el pico doble no se resuelve en dos, porque los dos niveles  $V_{ENC}$  y  $V_{APG}$  deben cruzarse para formar cada pulso.

Debido a que el potencial de salida está a un nivel  $I_2 R_E + V_{CE(SAT)}$  más arriba del cero, es necesario tomar la salida a través de un diodo de silicio, que proporciona una caída de potencial adecuada para manejar a otros elementos lógicos.

El elemento Schmitt tiene un número de funciones esenciales, como conformación de señales, reajuste de niveles lógicos, cuadrador de pulsos, discriminación y detección. Es un circuito prácticamente indispensable y básico en instrumentación.

Tiene el inconveniente de que sólo se puede construir con circuitos integrados con dos inversores o dos compuertas AN en una sola cápsula, dado que se debe introducir una resistencia entre los emisores y el común.

### 3.4 Unidades Funcionales Más Complicadas

Las unidades funcionales tienen por objeto realizar una operación específica de decisión o de memoria, pero a causa de que aparecen repetidas veces en la síntesis de un sistema en particular, merecen la distinción de ser estudiadas separadamente. Los bloques funcionales se usan para clarificar la síntesis, puesto que se conoce previamente su funcionamiento, y en los diagramas del sistema identifican inmediatamente la función que realizan; mientras que si se usaran los elementos lógicos de que están compuestos, el

significado de su función podría estar velado o disperso en distintas partes del sistema.

Los bloques funcionales que merecen estudio especial son los siguientes:

- a) Compuerta de paso.
- b) Selectores de varios canales de entrada y salida.
- c) Amplificadores aisladores de salida.
- d) Conformadores de entrada.
- e) Divisores de frecuencia.
- f) Década divisora de frecuencia.
- g) Década contadora completa.

3.4.1 Compuerta de paso.- La compuerta de paso responde con la cualidad de permitir el paso de una señal de información lógica que incide por una entrada, dependiendo si una señal de control está o no presente.

Si la señal de control es verdadera, se transmite la señal sin inversión hacia la salida; si el control es falso, el paso de información está inhibido y su salida es nula. Recordando que estas son las características de una función lógica de conjunción, se pensaría que no merece distinción especial; se afirma que esto es cierto, pero que era necesario hacerlo para redefinir a la función de conjunción, desde el punto de vista de una compuerta que controla el paso de información lógica (que puede ser 1 ó 0, variando en el tiempo). Aclarado esto, en la figura 3.39 se propone el símbolo apropiado y se recuerda su gráfica de tiempos.

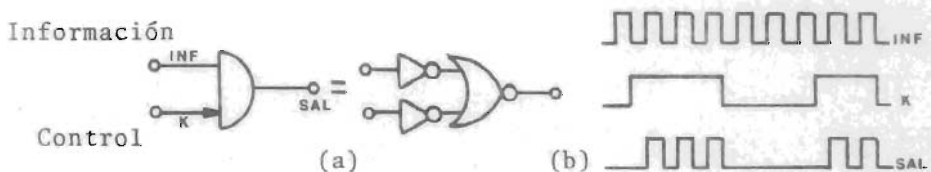


Fig 3.39 Compuerta de paso.

3.4.2 Selector de Varios Canales. - Los selectores de varios canales son unidades que escogen a una entrada, dentro de un conjunto de ellas, y transmiten a la salida toda la información incidente por la entrada escogida. Esto sería el equivalente de un conmutador de un sólo circuito y con selección de varias entradas. En efecto, el selector de canales es el sustituto electrónico de un conmutador de varias posiciones. En la figura 3.40 se propone el circuito de un selector de tres canales de entrada y uno de salida para ejemplificar la descripción. En esta figura, se reconoce el

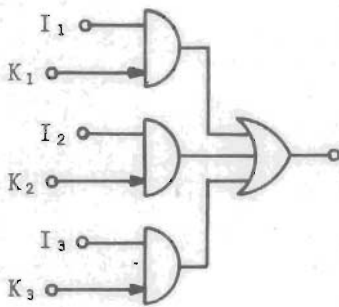


Fig 3.40 Selector de tres canales.

empleo de tres compuertas de paso, en las que  $I_1$ ,  $I_2$  e  $I_3$  son los tres canales de entrada;  $K_1$ ,  $K_2$  y  $K_3$ , son las señales de control que van a seleccionar cuál de ellas es la que pasa; y, por último, una compuerta de alternación, para mezclar en una sola salida a las de las tres compuertas de paso. Suponer que  $K_1=K_2=K_3=0$ ; en este caso la salida es nula, puesto que ninguna compuerta de paso permite la

transmisión de señal alguna. Si alguna de las  $K_j$  es positiva (valor lógico 1), entonces la salida del selector será la respectiva  $I_j$ .

El selector de canales debe tener la propiedad de que sólo una de las  $K_j$  sea 1 a la vez, excluyendo la posibilidad de que dos o tres de ellas sean 1 simultáneamente. Esto se resuelve fácilmente con lógica para evitar las múltiples combinaciones, o se recurre a un truco sencillo como el siguiente. Como los selectores de canales son el sustituto del conmutador mecánico, implica que el conmutador se hubiera usado para escoger cuál de las señales pasaba; pues bien, se usa un conmutador mecánico para escoger la señal de control, porque se estaría utilizando algo que siempre está en alguna de sus  $n$  posiciones y no puede estar en dos

o más posiciones a la vez. Esto tiene varias ventajas: primero, la información NO pasa por el conmutador; segundo, el conmutador sólo maneja niveles lógicos de voltaje (que son las señales de control); y tercero, la combinación resultante funciona mejor que al usar sólo al conmutador, porque el sistema electrónico empleado es más confiable y seguro; además, se evita el uso de alambrados y conmutadores especiales que estén blindados contra ruidos. En la figura 3.41 se muestra un selector de canales completo.

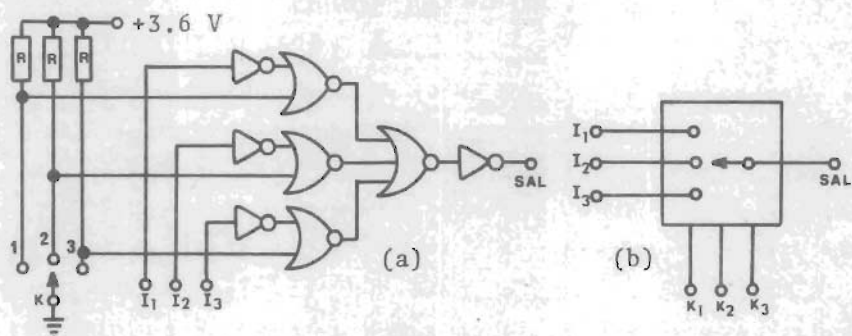


Fig 3.41 Selector de tres canales.

Obsérvese en la figura 3.41 cómo están escogidas las señales de control. Se usa un conmutador de tres posiciones que selecciona cuál de las tres señales de control se va a nulificar. Al nulificar cualquiera de las tres, la compuerta AN correspondiente permite el paso de su entrada de información hacia la salida. Las otras dos señales de control están conectadas a través de una resistencia a un nivel positivo de voltaje; esto inhibe el paso de la información, puesto que la salida de la compuerta correspondiente está nulificada. La compuerta AN de tres entradas y el inversor son el equivalente de una alternación. La figura 3.41(B) es el símbolo de la unidad funcional. Para un selector de menos o de más entradas, simplemente se usará el mismo símbolo con menos o más entradas, sobreentendiéndose que el circuito equivalente tiene menos o más compuertas de paso conectadas a la alternación de salida. Si se requieren más salidas, basta incluir más alternaciones de las salidas



adecuadas de las compuertas de paso.

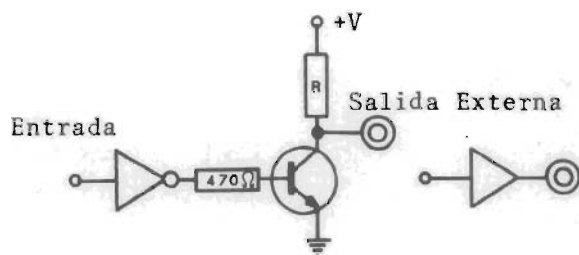
El circuito anterior tiene una aplicación importante en instrumentos o aparatos que deben tener control remoto de operaciones. Es decir, si el conmutador de los selectores se coloca en una posición de apagado, o sea, en la que todas las entradas de control están desconectadas (y por tanto positivas, debido a las resistencias que van al suministro positivo), entonces la salida del selector es nula; si ahora, por medio de un acceso externo que ese selector tenga, se nulifica la entrada de control apropiada, entonces el circuito transmite esa información escogida hacia la salida. La nulificación de la entrada de control se puede hacer tanto por contacto mecánico, como por conexión electrónica (por ejemplo un transistor saturado), en ambos casos remotos o externos al aparato. Se ve, por tanto, como un instrumento de éstos (en el cual todos los selectores son de este tipo) se puede controlar por un sistema remoto, escogiendo las rutas adecuadas que debe seguir la información a través de esos selectores.

3.4.3 Amplificadores Aisladores de Salida.- Todos los aparatos o instrumentos digitales en los cuales se desea alguna forma de salida de información al mundo exterior, usan amplificadores aisladores de salida. Los amplificadores en cuestión son elementos que amplifican el nivel de corriente o voltaje, del que comunmente se emplea en el interior del aparato, para que puedan manejar a otros circuitos externos al mismo; en general, los circuitos externos son totalmente distintos (por ejemplo no son circuitos integrados) y utilizarán otros niveles lógicos de voltaje, o usarán más corriente para funcionar (por ejemplo focos). Los amplificadores, como su nombre lo indica, sirven también para aislar al interior del exterior en la eventualidad de mal manejo de las salidas (por ejemplo cortocircuitar las salidas); en este caso de mal manejo, el amplificador es el que sufre el daño, pero la lógica interna queda protegida.

Para este caso particular, en el diseño del instrumento se emplean dos tipos.

Un amplificador aislador consiste de dos inversores conectados en serie, en el cual el último está construído de elementos individuales. La señal que va hacia el exterior se invierte dos veces, quedando efectivamente sin alterar. En caso de daño al inversor de salida, la reposición de una resistencia o un transistor es preferible a tener que reponer uno o varios circuitos integrados (son muy delicados en lo que respecta hacer incidir voltajes positivos a las salidas, puesto que el transistor en saturación conduciría demasiada corriente para su capacidad de manejo si no tiene alguna resistencia limitadora de esa corriente, y virtualmente se fundiría esa parte si no todo el circuito integrado).

Otro amplificador aislador sería uno que convirtiera niveles lógicos de los circuitos en señales luminosas; es decir, un circuito que enciende algún foco si la señal es un 1 lógico y no lo prende si la señal es 0 lógico (en realidad es un transductor eléctrico-luminoso). Este tipo de lectura luminosa es muy empleado para conocer externamente el estado de los niveles lógicos en el interior del aparato. Como los focos son generalmente de mayor corriente y voltaje de los que se emplean con frecuencia en los circuitos electrónicos internos, se debe usar un amplificador de conversión.



El voltaje +V y el valor de la resistencia R se ajustan según la impedancia de salida necesaria.

Fig 3.42 Amplificador aislador de salida externa.

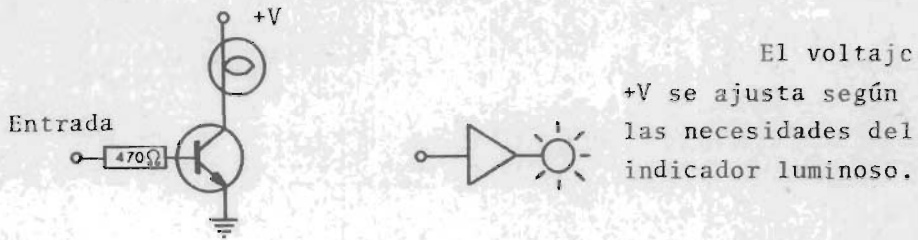


Fig 3.43 Amplificador aislador de salida luminosa.

En las figuras 3.42 y 3.43 se proponen los circuitos de los dos amplificadores y se conviene en el empleo de dos símbolos para estas unidades funcionales.

3.4.4 Conformadores de Entrada.- Cuando es necesario introducir información a un instrumento digital por métodos no electrónicos, es necesario convertir esa información por medio de transductores eléctricos. Los transductores más comunes son convertidores mecánicos y resistivos.

Un contacto eléctrico está construido de piezas mecánicas que permiten el paso de corriente cuando se unen. En general, un contacto como éste cuando se cierra produce una señal eléctrica con ruidos e interrupciones, debido a la mala calidad del contacto eléctrico de las piezas y a rebotes de los contactos. Para evitar el falseamiento de la información, con la introducción de "ruido mecánico", es necesario condicionar la entrada de un contactor remoto al aparato por medio de un conformador de entrada. Estos circuitos limpian a la señal de todo ruido.

Hay dos tipos de conformadores de entrada mecánicos: para los contactos momentáneos y para los contactos continuos de encendido y apagado.

En ambos casos se utiliza un filtro capacitivo de ruido y en ocasiones, cuando el contacto mecánico se conecta remotamente al aparato (por ejemplo cuando se une el con

tacto por medio de un cable de extensión y el conformador está en el aparato), se protege la entrada contra la posibilidad de hacer incidir indevidamente voltajes excesivos o de polaridad inversa. Las figuras 3.44 y 3.45 muestran dos conformadores mecánicos y sus respectivos símbolos.

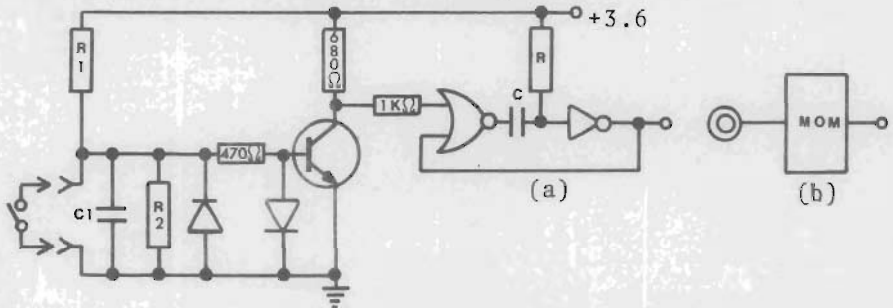


Fig 3.44 Conformador de contacto momentáneo.

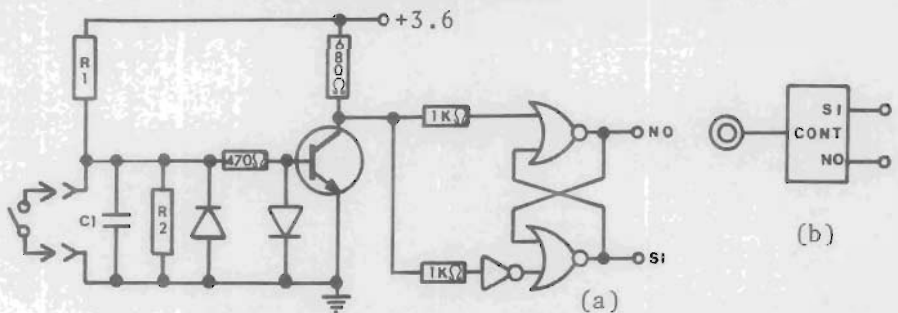


Fig 3.45 Conformador de contacto continuo.

En la figura 3.44(A) se observa que el circuito de entrada está indicado sin valores, puesto que dependerán tanto del ruido presente en el contacto y su cable de extensión como de la frecuencia máxima de operación del contacto; también el uso de un inversor construido con piezas individuales, que se puede reparar fácilmente en caso de mal manejo de la entrada (por ejemplo introducir voltajes altos). La resistencia de  $1\text{ K}\Omega$  colocada después del inversor sirve tanto como protección que como exigencia del establecimiento de un nivel positivo y definitivo. El circuito del filtro sirve para uniformizar la forma del pulso, cosa que el contacto mecánico no logra hacer cuando permite el paso de corriente.

El circuito que está después del filtro en 3.44 es un monoestable sin valores (pues dependen de la frecuencia de trabajo), éste emite un pulso por cada contacto momentáneo o continuo del contactor externo. El circuito que está después del filtro en 3.45 es un biestable; las dos salidas sirven para identificar si hay o no contacto continuo externo.

Como es frecuente el empleo de transductores resistivos, se incluye en la figura 3.46 un circuito de un conformador que es sensible a los cambios de valor de una resistencia o elemento transductor; mientras el valor anterior exceda de cierta cantidad, la salida del circuito es nula, si es menor entonces la salida se hace positiva. Por ejemplo, un termistor disminuye de resistencia al aumentar la temperatura; una fotoresistencia baja de valor cuando se expone a la luz, al igual que un fotodiodo.

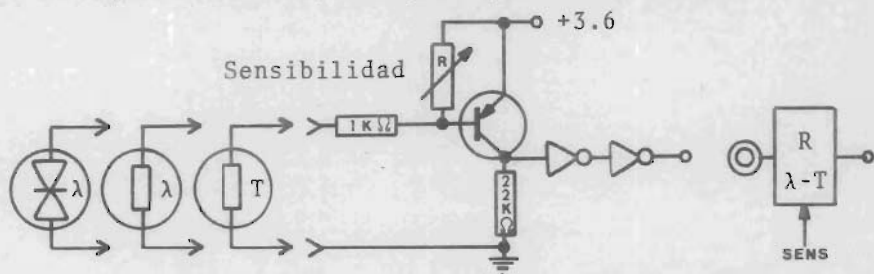


Fig 3.46 Conformador resistivo (fotosensible).

En la figura 3.46 se muestra el circuito que utiliza elementos fotosensibles de alta velocidad. El mismo se puede usar con cualquier transductor resistivo; tiene ajuste de sensibilidad para mejorar el funcionamiento del circuito y escoger el nivel de disparo o cambio de estado. En el caso de los elementos fotosensibles, se puede contrarrestar el efecto de distintos fondos luminosos; en el caso termosensible, se puede contrarrestar el efecto de distintas temperaturas ambientales. En ambos casos se selecciona el punto de disparo.

Los dos inversores colocados después del amplificador sólo sirven para hacer más bruscas las variaciones lentas de resistencia, así adquieren la característica de una verdadera transición lógica.

Los conformadores electrónicos de entrada se postponen para el próximo capítulo, donde se describen con más detalle.

3.4.5 Divisores de Frecuencia.- Un divisor de frecuencia es un circuito que tiene la propiedad de dividir la frecuencia de una señal de entrada entre algún número entero (generalmente múltiplos o potencias de dos y de diez). Se usan en infinidad de aplicaciones, en las cuales las salidas de menor frecuencia deben estar sincronizadas con la señal de entrada.

Los divisores de frecuencia son combinaciones de circuitos de memoria y algunas compuertas. La memoria más empleada para estos propósitos es la memoria JK. Esta memoria JK responde a una transición negativa en su entrada de sincronía y es insensible a los niveles lógicos o transiciones positivas en la misma entrada (ver sección 3.3.11). La

$J^n$	$K^n$	$Q^n$	$Q^{n+1}$
0	0	0	1
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	1	1

Fig 3.47 Tabla funcional de la memoria JK modificada.

variante para facilitar el empleo del elemento y ahorrar componentes externos.

memoria JK que se emplea en los circuitos integrados tiene la tabla funcional expresada en la figura 3.47. Nótese que hay una discrepancia entre esta tabla y la tabla funcional del JK de la figura 2.14. En este caso, la combinación  $J=K=0$  es la que produce la complementación de las salidas en lugar de la combinación  $J=K=1$ . El fabricante de circuitos integrados introduce esta

Para producir la complementación basta nulificar las entradas de un JK integrado, o sea, es equivalente a tener una memoria T o memoria de disparo. Esto es más conveniente que tener que conectar ambas entradas a un voltaje positivo a través de dos resistencias para obtener el 1 lógico.

La memoria de complementación divide la frecuencia de la señal de entrada debido a que, por cada dos disparos (transiciones negativas), la señal de salida ha cambiado de estado solamente dos veces y, por tanto, sólo ha tenido una transición positiva y una negativa, como se muestra en la figura 3.48. Obsérvese que por cada transición negativa de la entrada, la salida cambia de estado (como debe ser) y por cada dos transiciones negativas de la entrada sólo hay una transición negativa a la salida.

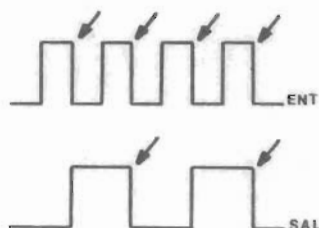


Fig 3.48 Gráfica temporal de una memoria T.

Pues bien, si se conectan en cascada varias memorias T como se muestran en la figura 3.49, se tendrá lo siguiente:

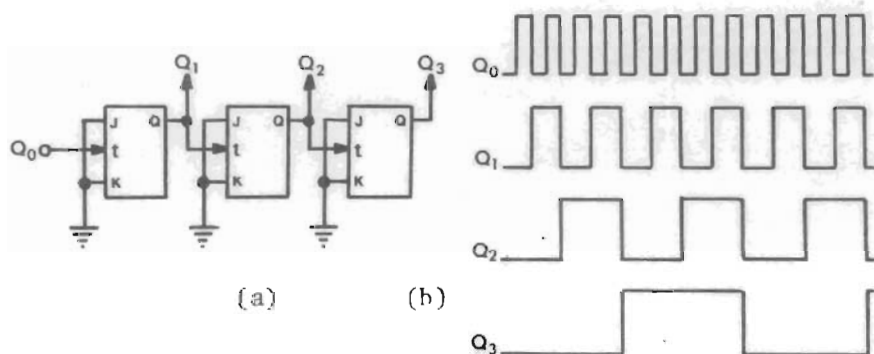


Fig 3.49 Divisor de frecuencia.

En la figura 3.49 se observan tres memorias JK con las entradas J y K de las tres conectadas al común (nulificadas) para convertirlas en memorias T; después se ve

cómo se deriva la entrada de sincronía de una memoria usando la salida de la memoria anterior. Esto se debe a que dicha salida tiene las transiciones negativas necesarias para que la memoria a la que está conectada divida a esa frecuencia entre dos. Nótese que la frecuencia de  $Q_1$  es la mitad de la de  $Q_0$ , la de  $Q_2$  es la mitad de la de  $Q_1$  y la de  $Q_3$  es la mitad de la de  $Q_2$ ; en total, la frecuencia de  $Q_3$  es ocho veces menor que la de  $Q_0$ .

Pues bien, usando la simple conexión de la figura 3.49, se puede hacer un divisor de frecuencia entre potencias de dos (por ejemplo 2,4,8,16). Obsérvese también que las transiciones negativas ocurren en sincronía.

Para hacer un divisor de frecuencia por otra cantidad distinta a potencias de dos, es necesario emplear compuertas o también usar las entradas J y K diferentes de 0. Como en este trabajo sólo se utilizan las anteriores potencias de dos y la única variante es la del factor de diez, se declinará de describir más que las de interés.

3.4.6 Década Divisora de Frecuencia.- La década divisora de frecuencia es una combinación de circuitos de decisión y de memoria que produce una transición negativa por cada diez de entrada y, además, sincronizada. La década divisora empleada en este trabajo se diseñó con teoría de autómatas<sup>4</sup>, el circuito resultante se muestra en la figura 3.50.

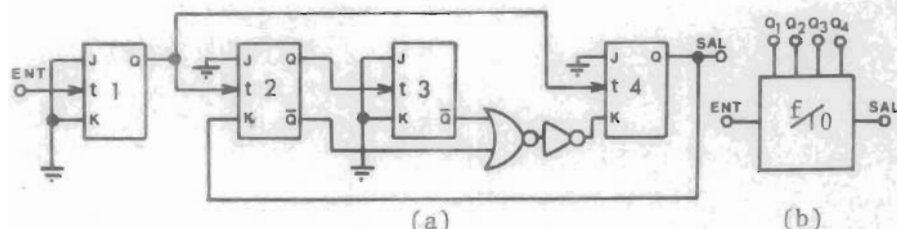


Fig 3.50 Década divisora de frecuencia.

<sup>4</sup>Ver apéndice 5 "Diseño de la década divisora de frecuencia" para un análisis más completo del circuito.



La figura 3.50 representa a una década divisora de frecuencia que proporciona una transición negativa por cada diez de entrada, como se había dicho. Este circuito no es único, sino que hay muchos que pueden realizar la misma función; pero sí es el circuito que tiene un número mínimo de elementos y que cambia de estados de tal manera que sus salidas siguen una secuencia binaria-decimal perfecta. Si se toman las salidas ( $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$ ) de las memorias como un número binario (caracterizado por  $Q_1 \times 2^0 + Q_2 \times 2^1 + Q_3 \times 2^2 + Q_4 \times 2^3$ ), entonces la década ira pasando por los estados cuyas salidas binarias corresponden con el orden decimal acostumbrado. Es decir, con la primera transición negativa, la década cambia del estado cero (caracterizado por 0000) al estado uno (caracterizado por 1000); con la siguiente transición pasa al estado dos (0100) y después a los siguientes, tres, cuatro, cinco, etc., hasta llegar al estado nueve (1001) en el cual, a la siguiente transición, regresa al estado cero (0000) en vez de ir al estado diez (0101); los estados del diez al quince (1111) son estados no permitidos, porque el contador nunca puede llegar normalmente a ellos, excepto cuando se conecta el suministro de energía a los circuitos pueden estar de pura coincidencia en estos estados, pero el diseño lógico hace que regresen al ciclo normal de la secuencia en menos de tres transiciones negativas.

El circuito de la figura 3.50 es el circuito mínimo que tiene las salidas binarias del estado actual de la cuenta. Por tanto, este circuito es un contador, puesto que por cada transición negativa, el número binario en sus salidas es igual al número de transiciones que han ocurrido en su entrada.

Este circuito es muy conveniente ya que se puede usar también en cascada, al igual que las memorias de la figura 3.49, y entonces se pueden contar en cifras decimales cuántas transiciones negativas han llegado a la entrada primitiva. Una década contará diez pulsos; si parte de cero, al

ocurrir la novena, el contador almacena una cuenta de nueve; al siguiente pulso, su cuenta se va a cero, emite una transición hacia la siguiente década que se va de cero a uno, en total se tiene una cuenta de diez pero repartido en las dos: cero en la primera y uno en la segunda. Con nueve pulsos más, tendremos nueve y uno, o sea diecinueve; con el siguiente pulso, nuevamente la primera década se va a cero, emite una transición hacia la segunda y ahora tenemos cero y dos, o sea veinte. En fin, se ve que dos décadas contarán hasta noventa y nueve, tres hasta 999, etc. Cada década equivale a un orden de magnitud, y lo que es más conveniente, cada una proporciona el número binario de la cuenta almacenada. Usando décadas como éstas se puede construir un contador decimal de pulsos.

3.4.7 Década Contadora Completa.- En el capítulo 1 se vio que los contadores como el descrito en la sección 3.4.6 se usan para contar el número de pulsos que llega a su entrada y poder mostrar la cuenta por medio de una unidad de proyección. Además, se mencionó que el contador, en ocasiones, usaba alguna unidad de memoria para retener la cuenta mientras era proyectada y, a su vez, el contador iniciaba una nueva cuenta.

Si se toma a una década y se le acoplan circuitos de memoria, como una memoria D o RS y algún sistema de transferir el número binario almacenado en el contador hacia esas memorias, se habrá logrado parte de lo dicho.

Si, además, se dispone de algún sistema de decodificación de números binarios a decimales, entonces se tendrá una salida decimal del número almacenado en el contador o en la memoria completa.

En la figura 3.51 se muestra un sistema para transferir información de una salida de alguna década a su correspondiente unidad de memoria.

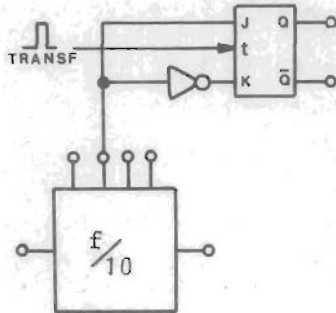


Fig 3.51 Transferencia de una cifra binaria del contador a la memoria.

Recordando que la memoria RS se puede obtener de la JK usando  $J=S$  y  $K=R$ , entonces sólo se utilizarán elementos conocidos en circuitos integrados (es más fácil emplear un JK integrado en una sola cápsula, que un RS sincronizado construido con cuatro compuertas y tres inversores que vienen en más de dos cápsulas).

Si se usa una memoria D o una memoria RS conectada a cada una de las cuatro salidas y usando el pulso de transferencia en común, se tendrá una memoria decimal; es decir, un conjunto de memorias capaces de almacenar los cuatro dígitos binarios que constituyen a un número decimal desde 0 hasta 9.

Recordando que la memoria RS se puede obtener de la JK usando  $J=S$  y  $K=R$ , entonces sólo se utilizarán elementos conocidos en circuitos integrados (es más fácil emplear un JK integrado en una sola cápsula, que un RS sincronizado construido con cuatro compuertas y tres inversores que vienen en más de dos cápsulas).

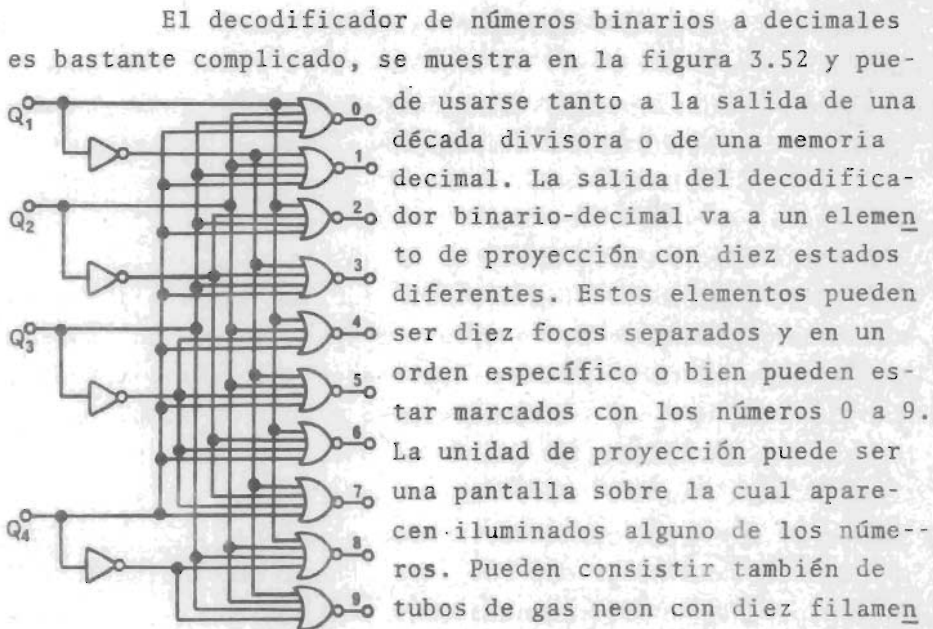


Fig 3.52 Decodificador binario-decimal.

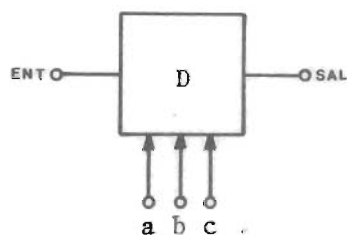
El decodificador de números binarios a decimales es bastante complicado, se muestra en la figura 3.52 y puede usarse tanto a la salida de una década divisora o de una memoria decimal. La salida del decodificador binario-decimal va a un elemento de proyección con diez estados diferentes. Estos elementos pueden ser diez focos separados y en un orden específico o bien pueden estar marcados con los números 0 a 9. La unidad de proyección puede ser una pantalla sobre la cual aparecen iluminados alguno de los números. Pueden consistir también de tubos de gas neon con diez filamentos en forma de números ("nixie"® de la Cía. Burroughs); o pueden

ser tubos al vacío que tienen diez o treinta cátodos de deflexión electrónica ("dekatrón"® de la Cía Philips).

En el diseño de instrumentos digitales con salida decimal directa de los datos, se emplea un contador decimal de varias décadas; a cada década se le puede o no acoplar una unidad de memoria decimal; la memoria decimal o la década divisora va unida siempre al decodificador binario-decimal, y la salida del mismo va a una unidad de proyección adecuada.

Para evitar excesivos detalles en el diagrama del sistema, se reunirán en un sólo símbolo a una década divisora de frecuencia (figura 3.50, que equivale a una década del contador), a una memoria decimal (que son cuatro memorias JK conectadas según 3.51), a un decodificador binario-decimal (figura 3.52) y a una unidad de proyección decimal (no especificada aún).

En la figura 3.53 se representa a una década contadora completa, con todo lo descrito en el párrafo anterior; en la que además se observan una entrada de pulsos o transiciones negativas, una salida de propagación de transiciones negativas (una por cada diez de entrada), una entrada para el pulso de transferencia (que va a cada una de las cuatro entradas de sincronía de las memorias JK de la memoria decimal) y dos entradas de borrado general para el contador y la memoria. La señal de borrado va conectada a todas las entradas asíncronas  $R_D$  de las memorias JK que componen al contador (en el caso de borrado de contador) y a las que integran la memoria decimal (en el caso de borrado de memoria). El efecto de las entradas de borrado



- (a) Transferencia.
- (b) Borrado contador.
- (c) Borrado memoria.

Fig 3.53 Década contadora completa.

El efecto de las entradas de borrado

es el de regresar la cuenta de la década y/o la memoria a una cuenta de cero (0000).

3.4.8 Otras Unidades Funcionales.- En general habrá muchas unidades funcionales, tantas variedades y combinaciones como uno quiera; pero para los propósitos del diseño del instrumento de medición que es el objetivo principal de este trabajo, bastan los anteriores por el momento. Los demás se definirán en el capítulo 4.

### 3.5 Los Circuitos Integrados LTR

Los circuitos integrados LTR empleados en este trabajo se escogieron por las razones enumeradas en la sección 3.1.2. En esta parte se dará una descripción física y funcional de los principales elementos lógicos de decisión y de memoria de los que está compuesta la familia LTR:

- a) Compuertas de dos entradas.
- b) Inversores.
- c) Compuertas de tres y cuatro entradas.
- d) Expansores de una y dos entradas.
- e) Amplificadores de salida.
- f) La memoria JK.

3.5.1 Apariencia Física.- Los circuitos integrados de la familia LTR vienen en cuatro variedades de cápsulas, de las cuales sólo se emplean dos de ellas en este trabajo:

- A) Cápsula metálica cilíndrica con 8 ó 10 patas.
- B) Cápsula cerámica plana con 10 ó 14 patas.
- C) Cápsula epóxica cilíndrica con 8 patas.
- D) Cápsula plástica rectangular con 14 ó 16 patas.

En este trabajo se usan las dos últimas variedades, con cápsula epóxica cilíndrica que se denominará caja "C", y con cápsula plástica rectangular que se llamará ca-

ja "D". Las dimensiones de los circuitos integrados típicos se encuentran representadas en la figura 3.54,

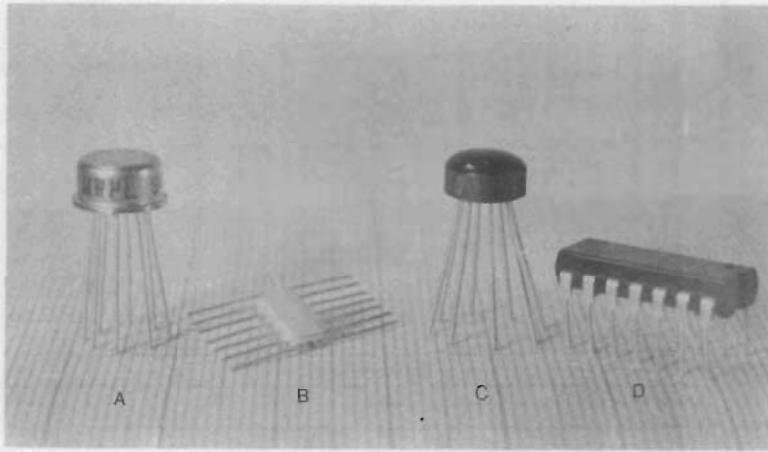


Fig 3.54 Dimensiones de los circuitos integrados típicos (escala en mm).

Las dos cajas tienen sus patas numeradas y se identifican contando en sentido positivo<sup>5</sup> visto desde arriba. La caja C identifica su pata 8 con un aplanamiento del cilindro, una cejilla saliente, o un punto de color sobre la caja. La cuenta procede en sentido positivo visto desde arriba del 1 al 8. La caja D identifica su pata 1 con un punto o depresión a un lado de dicha pata y en la parte superior de la caja. La cuenta procede en sentido positivo a lo largo de un lado de 1 a 7 (1 a 8) y después a lo largo del otro lado del 8 al 14 (9 al 16), con la última pata 14 (16) directamente arriba de la 1. Una muesca entre la pata 1 y 14 (16) ayuda a identificarlas.

Las conexiones comunes siempre son las mismas pa-

<sup>5</sup>Sentido contrario a las manecillas de un reloj.

ra un tipo particular de caja. En la caja C, la pata 4 siempre es el común negativo; la pata 8 es el común positivo (+3.6±1.0 volts). Para la caja D, la pata 4 es el común negativo y la pata 11 es el común positivo (+3.6±1.0 volts). Esto es cierto sólo para la caja D con 14 patas. La caja D con 16 patas puede variar de conexión. Tampoco es cierto para otros circuitos integrados que usen estas cajas y que no sean LTR.

Los circuitos integrados LTR vienen en diferentes series de producción, variando en temperatura de operación y límites de tolerancia.

- 1) La serie de alta calidad, que opera desde -55° hasta +125°, sólo viene en cajas A y B.
- 2) La serie intermedia, que opera desde 0° hasta +100°, sólo viene en cajas A y B.
- 3) La serie normal, que opera desde 0° hasta +75° que viene en cajas D.
- 4) La serie industrial-experimental, que opera desde +15° hasta +75°, que viene en cajas C y D.

De todas ellas, la serie industrial-experimental es la más accesible, fácil de usar y de bajo costo; por lo que se escogió para este trabajo.

3.5.2 Cargas de Entrada y Salida.- Todos los transistores de los elementos LTR trabajan en corte o en saturación; es decir, los transistores equivalentes están conduciendo completamente o están totalmente apagados durante su trabajo en estado estacionario. Es razonable esperar que hay un mínimo de nivel de entrada necesario para proporcionar suficiente corriente de base para mantener al transistor saturado; similarmente, debe de haber una máxima corriente de salida para cualquier circuito integrado. La corriente de entrada necesaria se le llama "carga de entrada" y la capacidad de manejo

de la salida se le denomina "carga de salida".

En lugar de preocuparse acerca de proporcionar tantos miliamperes a un transistor con tal o cual ganancia, se usa un método más sencillo en circuitos integrados. El fabricante investiga el comportamiento en el peor de los casos de toda su familia lógica (por ejemplo LTR) y le asigna un "número de carga" a cada terminal. Un número de carga de 3 en una entrada significa que 3 unidades de carga son necesarias para que funcione adecuadamente. Un número de carga de 16 en una salida quiere decir que se pueden proporcionar 16 unidades de carga. Se puede cargar una salida con cualquier combinación de accesos que, sumando sus cargas de entrada, no excedan a la carga de salida que ésta puede proporcionar.

La carga de salida de un circuito integrado no se debe exceder. Cuando la carga de salida no es suficiente, se puede amplificar con otra compuerta, inversor o amplificador de salida. Los amplificadores de salida son muy útiles cuando hay que controlar a muchos otros elementos en paralelo. Hay dos factores que se deben considerar cuando se desea amplificar la carga de salida. Casi todas las compuertas y amplificadores invierten la entrada y proporcionan su complemento a la salida. Se puede evitar la inversión final usando como entrada al complemento de lo que se quiere amplificar, o reinvertir la salida. El segundo posible problema es el retardo que introduce el elemento cuando pasa la señal por una compuerta o un inversor; el retardo puede ser hasta de 25 nanosegundos, cosa que es muy pequeña pero que puede ser importante en sistemas de muchos niveles de conmutación. Las cargas de salida se representarán dentro de un cuadro y las de entrada con un círculo en los diagramas de los elementos. Cuando se unen dos salidas las cargas se suman, pero las cargas de entrada de los accesos deben de incrementarse por una unidad más.



3.5.3 Las Compuertas de Dos Entradas.- Las compuertas de dos entradas corresponden al circuito de la figura 3.2 y vienen en dos variedades: dos compuertas en caja C y cuatro compuertas en caja D.

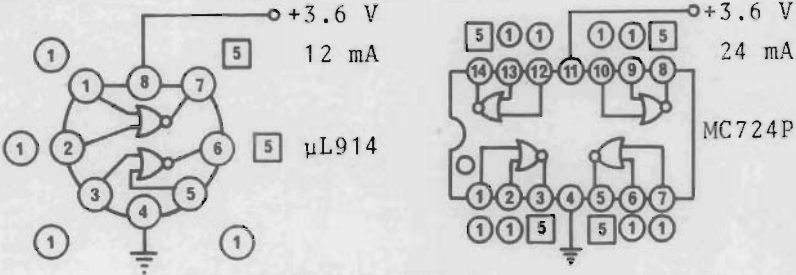


Fig 3.55 Compuertas de dos entradas.

3.5.4 Los Inversores.- Los inversores integrados corresponden con el circuito de la figura 3.4 y vienen unicamente seis inversores en una caja D.

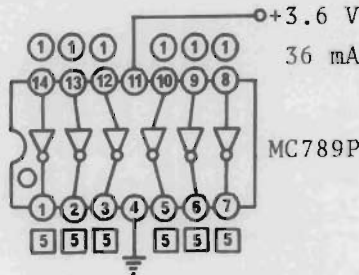


Fig 3.56 Inversores.

3.5.5 Compuertas de Tres y Cuatro Entradas.- Las compuertas de tres entradas corresponden con el circuito de la figura 3.5 y las de cuatro entradas con el de la figura 3.6. Vienen unicamente dos compuertas de cada tipo en una caja D.

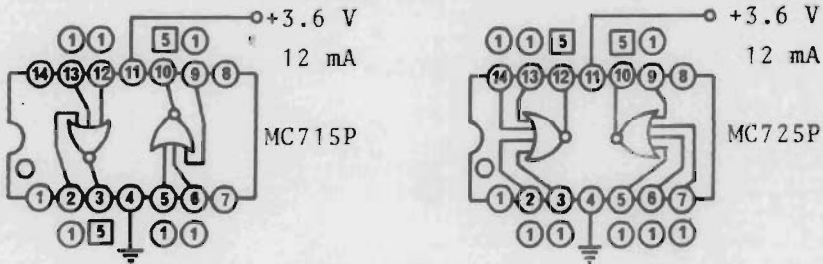


Fig 3.57 Compuertas de tres y cuatro entradas.

3.5.6 Expansores de Una y Dos Entradas.- Los expansores de una y dos entradas corresponden con los circuitos de la figura 3.7. Vienen seis expansores de una entrada en caja D y cuatro de dos entradas en caja D también.

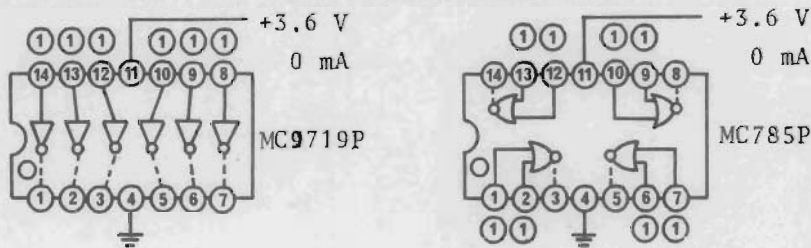


Fig 3.58 Expansores de una y dos entradas.

3.5.7 Amplificadores de Salida.- Los amplificadores de salida corresponden al circuito de la figura 3.9. Viene uno en caja C y dos de ellos en caja D.

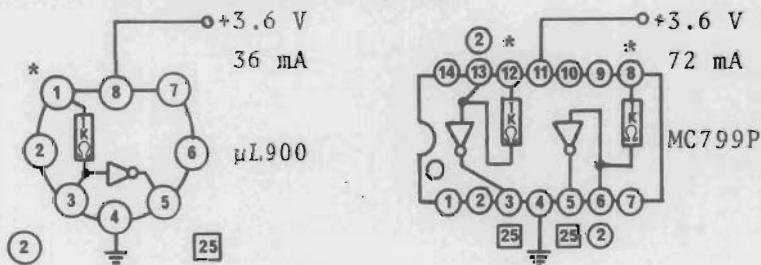


Fig 3.59 Amplificadores de salida.

3.5.8 Memoria JK.- La memoria JK corresponde con el diagrama de la figura 3.36 sin los inversores de las entradas de J y K. Viene uno en caja C y dos de ellos en caja D. Ambos se pueden usar con expansores para tomar la entrada  $S_D$ .

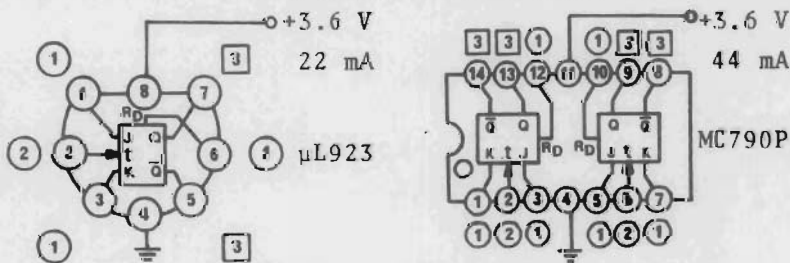


Fig 3.60 Memorias JK.

Una variante de la memoria JK integrada es parecida a la del diagrama 3.36 nada más que las salidas se toman a través de inversores para aumentar la carga de salida; una memoria JK ya está utilizando cargas de salida internamente para retroalimentar a la memoria fundamental y a las dos compuertas de la entrada, por consiguiente, las cargas de salida son menores que para una compuerta. Al añadir los dos inversores de salida, la carga de salida se hace igual que para una compuerta. Existe el inconveniente de que la memoria fundamental está aislada del exterior y, por tanto, no se puede usar un expansor de entrada para la entrada directa de encendido  $S_D$  como en el caso anterior.

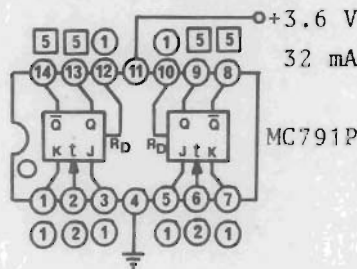


Fig 3.61 Memoria JK especial.

**3.5.9 Consideraciones Importantes.**- Todos los circuitos integrados descritos en las secciones 3.5.3 a 3.5.8 están especificados para trabajar con un suministro de  $+3.6 \pm 1.0$  volts. En realidad, los circuitos de puras compuertas o inversores trabajarán bien desde 1.5 hasta 4.5 volts o más y los circuitos más críticos con memorias JK operan bien desde 3.1 hasta 4.1 volts.

Es esencial proporcionar desacoplamiento de alta frecuencia para los circuitos integrados. El desacoplamiento se logra usando condensadores de  $0.1 \mu\text{f}$  y  $100 \mu\text{f}$  en paralelo lo más cercano al circuito integrado. Además deben usarse cables gruesos y cortos para evitar capacidades parásitas e inductancias de alambrados. Se recomienda blindar los cables de alta frecuencia que excedan de diez centímetros de longitud.

### 3.6 Comentario Sobre el Enfoque de los Circuitos Integrados

Todos los elementos lógicos de decisión y memoria así como los elementos funcionales descritos en las secciones anteriores se pueden construir con circuitos integrados.

De hecho el 90% de la lógica del instrumento de medición que se estudia en este trabajo está construida con circuitos integrados. El empleo de estos elementos reduce el número de conexiones enormemente, además el volumen del aparato se reduce bastante. Se logran economías en cuanto a cantidad de conexiones y volumen de piezas, pero se pierde en cuanto a energía de consumo. Con todo y lo anterior, se logró hacer que el instrumento fuera totalmente portátil e independiente de un suministro de corriente alterna, ya que el consumo de energía no es tan grande que resulta todavía práctico el empleo de acumuladores recargables.

3.7 Conclusión.- En el siguiente capítulo se estudia el diseño del sistema usando los conocimientos definidos en el capítulo 1, aplicando los elementos lógicos de decisión y memoria introducidos en el capítulo 2 y llevados a la práctica con los circuitos electrónicos estudiados en el presente capítulo.

Se estima que de esta manera se reduce el esfuerzo en el diseño del sistema, puesto que se cuenta con un conocimiento previo de la materia, bosquejada en los tres primeros capítulos.

## Capítulo 4

### INTEGRACION DEL SISTEMA

La parte más importante de la integración de un aparato es el análisis o diseño del sistema. La función de esta parte del trabajo es la de definir claramente la operación que se va a realizar y después analizarla, enumerando y explicando las características principales del problema que tendrán la mayor influencia en el diseño del aparato. El resultado de este estudio será un conjunto de propiedades que dirán con detalle qué es lo que el aparato hará y especificar de una manera genérica cómo debe hacerlo.

El analista del sistema, al examinar la operación que se va a realizar, primero trata de redefinirlo en términos del flujo de información, porque esto le indicará cuáles son las características sobresalientes de su problema. Es necesario preguntar:

- a) ¿Cuál es la fuente de información, y cómo se puede traducir adecuadamente al lenguaje del aparato?
- b) ¿Qué tipo de información debe representarse?, ¿numérica, alfabética, digital, analógica, etc?
- c) ¿Cuál es la razón de flujo de información desde la fuente?
- d) ¿Qué debe hacerse a la información?, ¿Debe ser alterada?, y si esto es cierto, ¿Cómo?
- e) ¿De cuánto tiempo se dispone para procesar la información?

- f) ¿Cuál debe ser la razón de salida de la información procesada?
- g) ¿Cuál es el propósito de la salida de información?, ¿En que forma debe presentarse para desempeñar ese propósito de la manera más adecuada?
- h) ¿Qué efecto podría tener un error del aparato en el flujo de información y cómo afectaría a la operación que se está realizando?, ¿Debería interrumpirse la operación sólo por emergencias o por períodos de mantenimiento preventivo?

Habiendo definido el problema al contestar las preguntas anteriores, el analista del sistema hace uso de su imaginación y de su ingenio para delinear un plano general de un sistema que hará todo lo que se requiere. Los componentes básicos del sistema que desarrolla deben de ser circuitos o componentes que ya existen o que se pueden, razonablemente, desarrollar y perfeccionar en un tiempo accesible. Si hay algunos componentes de uso genérico o preferente, será conveniente planear el sistema alrededor de ellos.

El sistema en desarrollo se puede optimizar en cierto sentido, porque satisface algunas necesidades poco más o menos contrarias: debe hacer el trabajo necesario y al mismo tiempo debe tener un costo razonable. El problema de ajustar el diseño del sistema para proporcionar un sistema óptimo es muy difícil, como se puede imaginar. Velocidad, precisión y flexibilidad son todas, en general, proporcionales al costo, y es importante trazar planos del sistema para encontrar una combinación que no es más veloz, no es más precisa y no es más flexible que lo que sea necesario. Qué tan difícil sería, por ejemplo, construir un sistema dado de tal manera que se pueda expandir fácilmente para enfrentarse a las demandas de nuevas situaciones conforme vayan

surgiendo. Las respuestas de estas preguntas sólo se pueden imaginar para cada caso particular, pero pueden tener un efecto importante en el éxito del sistema resultante.

#### 4.1 Análisis del Sistema

El primer paso que se da para diseñar el sistema consiste en contestar profusamente las ocho preguntas esenciales del análisis.

El problema a grandes rasgos es el de diseñar un instrumento de precisión para medir parámetros físicos relacionados con el tiempo, y aprovechar la estructura del aparato para que con un mínimo de modificaciones pueda medir otros parámetros físicos relacionados.

4.1.1 La Fuente de Información.- Para responder a la primera pregunta ¿Cuál es la fuente de información y cómo se puede traducir adecuadamente al lenguaje del aparato?, hay que especificar varias cosas. En primer lugar, el instrumento que se va a diseñar medirá parámetros físicos como intervalos de tiempo, frecuencias, períodos, etc., de ciertos fenómenos físicos que pueden ser de naturaleza mecánica, óptica, eléctrica, electrónica, etc. Por tanto, el aparato debe de estar provisto de varios transductores o conformadores de entradas para poder procesar la información que proviene de todos esos tipos de fenómenos. Como se vio en el capítulo 1, los transductores electrónicos son los más comunes; entonces, el aparato dará primera importancia a entradas de información de tipo electrónico. Como es relativamente sencillo incluir transductores mecánicos, eléctricos, ópticos y térmicos, para traducir esas señales en información electrónica, a esta parte se le da importancia secundaria.

4.1.2 El Tipo de Información.- La segunda cuestión que se propone ¿Qué tipo de información debe representarse?, se puede tratar de la siguiente manera. Sabiendo que se emplea

rán primeramente elementos de transducción electrónica, es necesario para el funcionamiento de un instrumento digital que la información sea representada solamente como información de la misma forma, es decir, digital. Para esto se fijarán ciertos límites de detección y discriminación contra ruidos, excedidos los cuales la información se considera válida. Además se escogerá el criterio para determinar donde empieza y donde termina un nivel digital de información, según la medición que se fuera a realizar. En resumen, la información debe representarse en cualquiera de dos formas: como niveles digitales de voltaje o como pulsos que determinen condiciones iniciales o finales.

4.1.3 La Razón del Flujo de la Información.- La tercera pregunta ¿Cuál es la razón del flujo de información desde la fuente?, se puede responder como sigue. Los parámetros físicos que se miden comunmente en un laboratorio están divididos, para conveniencia de este trabajo, en estáticos y dinámicos. Los estáticos son parámetros que no varían en el tiempo, y los dinámicos son todos aquellos que están cambiando con el tiempo; estos últimos, a su vez, pueden ser lentos, intermedios o rápidos según la velocidad de variación. El instrumento será capaz de distinguir entre estos fenómenos pudiendo medir desde el más lento hasta el más rápido posible por medio de la selección de unidades de tiempo adecuadas; por ejemplo, segundos, milisegundos, microsegundos, etc. Un fenómeno lento como el período de oscilación de un péndulo se mediría en décimas de segundos o segundos según la longitud del cable que sostiene a la masa oscilante. El tiempo de conmutación de un rectificador de silicio se puede medir en microsegundos. En conclusión, para no depender o estar restringido a fenómenos dinámicos muy particulares, el alcance de medición del aparato en cuanto a tiempo y velocidad de respuesta debe ser lo más grande posible y aún conservar un costo razonable. La selección de una velocidad máxima de respuesta determinará también la de los elementos que constituirán al aparato.



4.1.4 Procesamiento de la Información.- Para contestar a la cuarta cuestión ¿Qué se debe hacer a la información?, ¿Debe ser alterada?, y si esto es cierto, ¿Cómo?, se puede responder de la siguiente forma. Como la información aparecerá en forma de una secuencia de pulsos en el peor de los casos, esta información se debe contar y almacenar en unidades apropiadas, de tal manera que de dichas memorias de almacenamiento se pueda extraer la información que se requiere en ese proceso de medición. El flujo de información estará controlado por elementos de decisión que responden a una velocidad que sea compatible con la máxima velocidad de aparición de esos pulsos. Los elementos de decisión y memoria podrán ser controlados por el operador para hacer con ellos las distintas mediciones. Los circuitos de detección y discriminación se encargarán, a su vez, de extraer la información que el operador desea de las señales de entrada; es decir, puede modificar el proceso de transducción para que la información digital que emerge sea un análogo más fiel de lo que se trata de medir. También será posible sacar promedios de varias medidas en el caso de que la dinámica de variación sea muy errática.

4.1.5 Tiempo de Procesamiento.- La quinta pregunta ¿De cuánto tiempo se dispone para procesar la información?, se puede contestar como sigue. El instrumento digital es, por propia naturaleza, bastante rápido para procesar información digital electrónica. El operador determinará el tiempo de procesamiento, puesto que escoge las unidades de tiempo con que se medirá, así como la cantidad de promedios o mediciones secuenciales que el aparato va a realizar. No es necesario hacer un procesamiento más rápido que con la máxima velocidad de variación de la información de entrada (fijada de antemano), puesto que la razón de salida de la información ya procesada es mucho más lenta por razones prácticas y por la propia naturaleza de la medición, según se explica en la siguiente sección 4.1.6.

4.1.6 Razón de Salida de la Información.- Para responder a la sexta cuestión ¿Cuál debe ser la razón de salida de la información procesada?, se puede aclarar de la siguiente manera. El aparato, esencialmente un contador de alta velocidad, totaliza el número de pulsos que inciden en su entrada de una forma muy rápida. Según la medición, los resultados pueden aparecer a intervalos muy pequeños de tiempo; estos intervalos sólo pueden ser sensibles a un procesador de información electrónico (por ejemplo una computadora) hasta que tengan el nivel de persistencia de la retina humana, después de este tiempo (aproximadamente  $1/20$  de segundo) la información ya es asimilable por la visión del operador y puede perdurar la lectura hasta por tiempos indefinidamente largos (por ejemplo mientras se anota). En general la información, para que sea útil al operador, debe de aparecer lo más pronto posible después que termine la medición, y por lo menos durante el instante necesario para que sea asimilado el número resultante (ya sea por el operador o por otro procesador de datos). Este último intervalo, que se conoce como persistencia de la lectura, debe ser controlable por el operador.

4.1.7 Propósito de la Salida de la Información.- El séptimo grupo de preguntas ¿Cuál es el propósito de la salida de la información?, ¿En qué forma debe presentarse para desempeñar ese propósito de la manera más adecuada?, se responde de la siguiente manera. Evidentemente que si se diseña un instrumento de medición, la salida es el resultado del proceso de extraer dicha cantidad de la información incidente. Sabiendo de antemano las ventajas de mostrar información de una manera digital, en la cual se puede tener gran precisión y alcance a la vez, se dice que la mejor manera de proyectar el resultado de la medición es en forma digital. Más explícitamente, si la información digital es a su vez un número decimal directo y que contiene todas las cifras necesarias, la información de salida será mucho más eficiente. Uno de los propósitos de un instrumento digital es

el de evitar ambigüedades en las lecturas de las escalas, y lo logra con la emisión directa de la cantidad medida, en este caso incluso con unidades y puntos decimales en los lugares apropiados.

4.1.8 Errores y Mantenimiento.- Para responder a la octava cuestión ¿Qué efecto podría tener un error del aparato en el flujo de información y cómo afectaría a la operación que se está realizando?, ¿Debería interrumpirse la operación sólo por emergencias o por períodos de mantenimiento preventivo?, se hará de la forma siguiente. Un aparato construido con circuitos integrados y las últimas técnicas electrónicas, para producir un error de medición tendría que estar dañado o descalibrado. Como un instrumento digital depende poco de componentes de precisión, por la propia naturaleza del proceso digital, los ajustes necesarios son relativamente poco críticos. Algunos componentes sí deben ser muy estables, puesto que de ellos dependerá la precisión del instrumento (por ejemplo la base de tiempo); pero si los valores de operación de los componentes no están alterados y el instrumento está calibrado, no hay por qué esperar un error de operación por parte del aparato. Es más probable que exista un error de manejo por parte del operador que un error intrínseco de medición. Hay ciertos errores de medida que son genéricos del sistema, pequeñas correcciones que deben hacerse a las medidas debido a la resolución máxima del aparato y también ciertos errores sistemáticos, en ocasiones inevitables pero conocidos. Un instrumento digital de medición tiene la ventaja de que si algún elemento está fallando realmente, se manifiesta de una manera muy notoria: no mide, y si mide, lo hace muy mal. De todas maneras, está prevista la posibilidad de recalibración por el operador.

Para la cuestión de mantenimiento se debe aclarar que, como todo aparato de medición, no se emplea continuamente por tiempo indefinido. Siempre es necesario verificar la calibración a intervalos regulares y evitar la contamina

ción ambiental de sus componentes. Un período de mantenimiento preventivo es aconsejable. Además, el instrumento estará provisto de varios indicadores preventivos de fallas inevitables: fusibles, descarga de acumuladores, exceso o defecto de temperatura, etc.

4.1.9 Componentes Básicos Empleados.- El sistema está diseñado usando circuitos integrados y elementos electrónicos para lograr un máximo de rendimiento en cuanto a volumen de trabajo contra costo de realización. Los circuitos y componentes básicos se han descrito en los dos capítulos anteriores. El empleo de estos elementos hace posible una síntesis mucho más efectiva y confiable que usando elementos individuales más o menos convencionales. Si la experiencia demuestra que las fallas de un sistema recaen en las partes mecánicas y alambrados circuitales, con el uso de circuitos integrados el número de conexiones y alambrados entre componentes se reduce por un orden de magnitud si no más. También, con el empleo de circuitos impresos distribuidos en módulos funcionales, el mantenimiento e integración del sistema se facilita muchísimo y, además, suprime otros órdenes de magnitud al número de conexiones alámbricas no rígidas. Los circuitos impresos son placas de material aislante o se mirígrado, sobre el cual se colocan las piezas individuales y se interconectan para formar circuitos por medio de pistas de cobre, que están adheridas permanentemente al mismo material. En cuanto a piezas mecánicas, como el aparato es esencialmente electrónico, las fallas estarán restringidas solamente a los contactos mecánicos, selectores y conmutadores; pero con un diseño apropiado, se reducen a fallas accidentales. El resto del contenido mecánico es rígido y no contribuye grandemente.

4.1.10 Velocidad, Precisión y Flexibilidad.- La velocidad del sistema está limitada por varios factores importantes. La velocidad máxima de operación de los elementos electrónicos tiene un límite práctico, después del cual el costo em-

pieza a subir considerablemente. Además, no es conveniente aumentar la velocidad de respuesta si va a ser poco frecuente el empleo del aparato para hacer mediciones a esas velocidades. También, la velocidad máxima está limitada por la precisión de ciertos componentes y tampoco es conveniente extender la velocidad más allá de donde la precisión de la medida esté garantizada.

En cuanto a la precisión de las medidas, también está limitada por varios factores. Para mediciones de parámetros temporales, la precisión depende directamente de la precisión y estabilidad del patrón de tiempo; la precisión con que se conoce esa base de tiempo afecta grandemente las medidas. La precisión con que debe conocerse una medida depende de la cantidad de cifras decimales con las que se expresa. Si no se puede expresar una medición con más cifras decimales, entonces no es necesario tener un exceso de precisión si ésta no se utiliza.

Para comentar sobre la flexibilidad, se podrá decir que, partiendo de un sistema esquelético como el que se describe en la sección 1.4.7 y con un costo ínfimo comparado con el del anterior, se pueden adicionar algunos elementos que permiten mayor flexibilidad en cuanto a parámetros derivados que se pueden medir y accesorios que se pueden utilizar; también se logra un mayor control sobre los procesos de medición, tanto remotamente por máquina computadora como localmente por el operador. Esta versatilidad permite el empleo del instrumento para realizar procesos de control y procesamiento de información, aunque no se realice medición alguna al mismo tiempo.

#### 4.2 Proposición de un Sistema

En concreto, se propone como sistema al que está descrito en las secciones 1.3.2.4 y 1.4.7, que es capaz de medir esencialmente seis parámetros con algunas modalida-

des, según el control empleado. Para realizar la integración del sistema, es necesario describir a los diversos elementos diagramáticos (definidos en 1.4.1) que componen al sistema de la figura 1.16, y que son:

- a) Los conformadores de entrada. ( fig 1.1 )
- b) El oscilador patrón. ( fig 1.2 )
- c) Los escaladores o divisores de frecuencia. ( fig 1.3 )
- d) La compuerta. ( fig 1.4 )
- e) El elemento biestable. ( fig 1.5 )
- f) El contador de pulsos. ( fig 1.6 )
- g) El selector de funciones. ( fig 1.17 )

4.2.1 Los Conformadores de Entrada.- Según se especificó en el análisis del sistema, se dará primordial importancia a un conformador electrónico para la entrada, y los conformadores eléctricos, mecánicos y resistivos (ópticos-térmicos) se les daría importancia secundaria. La entrada debe ser sensible a la mayoría de los transductores electrónicos conocidos, además de ser compatible con las salidas de aparatos o circuitos electrónicos de uso común (como generadores de pulsos, amplificadores operacionales, etc.).

La entrada estará compuesta de varios pasos:

- 1) Atenuadores resistivo-capacitivos de impedancia constante, para bajar el nivel de la señal a un voltaje compatible con los siguientes pasos de amplificación.
- 2) Un amplificador de corriente o transformador de impedancias, con alta impedancia de entrada y baja componente reactiva, para cargar lo menos posible a los circuitos electrónicos sobre los cuales se hace la medición.
- 3) Un detector con salida digital y nivel de conmutación ajustable, para discriminar los dos

niveles lógicos en los que se va a transformar la información de entrada y para seleccionar el comienzo o final de la misma información.

- 4) Amplificadores aisladores de salida, para monitorear externamente el proceso de discriminación (por ejemplo, ver las señales de voltaje en un osciloscopio).
- 5) Una sección de elementos lógicos, para acoplar los conformadores secundarios y seleccionar el modo de paso de la información (por ejemplo, directa o invertida).

En la figura 4.1 se propone el circuito de una de las entradas, así como su símbolo apropiado.

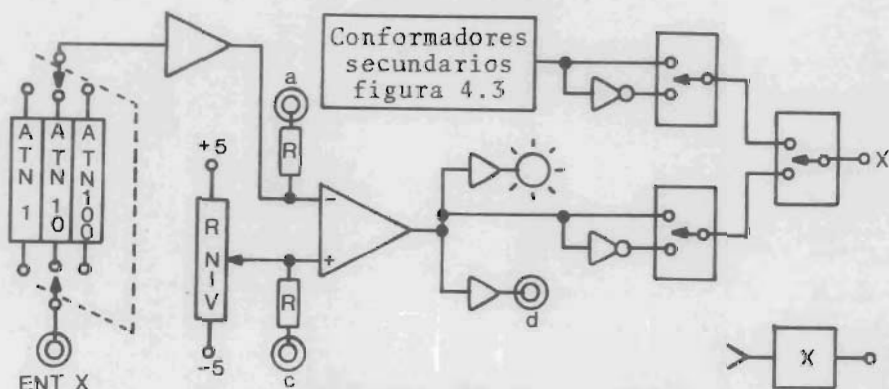


Fig 4.1 Diagrama de las entradas.

Se observa en la figura 4.1 a las distintas partes de una de las entradas (recordar que el sistema tiene dos entradas independientes de información). Un conector BNC se utiliza para acoplar al aparato la señal de entrada a través de cable blindado coaxial. Un conmutador mecánico de tres posiciones escoge el paso de la señal por uno de los tres atenuadores de impedancia constante ( $1\text{ M}\Omega + 30\text{ pf}$ ), según el nivel máximo posible de esa entrada; ATN 1 para  $\pm 5$  volts, ATN 10 para  $\pm 50$  volts y ATN 100 para  $\pm 500$  volts máximos. El circuito de entrada no tiene provisión para a-

coplamiento capacitivo de corriente directa oscilante o para corriente alterna, puesto que se logra fácilmente intercalando un condensador adecuado al voltaje de la señal (por ejemplo, 0.1  $\mu\text{f}/600\text{ V}$  es buena selección). Después de los atenuadores está el transformador de impedancias (amplificación de voltaje  $\approx 1$  y de corriente  $\approx 50$ ), construido de componentes individuales para su fácil reparación en caso de mal manejo de las entradas (por exceso de voltaje); proporciona corriente al detector de nivel, alterando de una manera mínima a la forma de onda de la señal.

El detector de nivel no es más que un amplificador lineal de alta ganancia en voltaje ( $A \approx 1500$ ) sin retroalimentación negativa, de tal manera que con  $\pm 2$  milivolts de diferencia de potencial entre la entrada (-) y la entrada (+), la salida es  $-0.5$  ó  $+3.0$  si respectivamente esa diferencia es positiva o negativa. El potenciómetro acoplado a la entrada (+) escoge el nivel de conmutación dentro de 5 volts, pero este ajuste se encuentra normalmente en un nivel nulo (cero volts).

También se muestra en la figura 4.1 a dos amplificadores aisladores de salida, uno de ellos va a un indicador luminoso y el otro va a una salida. Los dos accesos restantes son exclusivamente a través de resistencias, para proteger al circuito. Las tres salidas externas sirven para monitorear por medio de algún voltímetro u osciloscopio a los distintos niveles de voltaje en el detector; de esta manera se puede investigar precisamente cuáles son los puntos de disparo del detector, así como la polaridad de la señal conformada. El foco se usa para ajustar rápidamente el nivel de disparo del detector a cero volts, nulificando la entrada y rotando el nivel hasta que casi prenda el indicador luminoso.

En la figura 4.2 se presenta un oscilograma (placa fotográfica de la pantalla de un osciloscopio) del com-



portamiento actual del circuito del detector, donde las señales A, B, C y D son respectivamente la entrada externa, el nivel cero, el nivel de disparo y la salida del circuito. Notar que la señal senoidal se convierte en una señal de niveles lógicos con transiciones bruscas de voltaje; estas transiciones serán muy útiles para controlar a otras secciones del sistema.

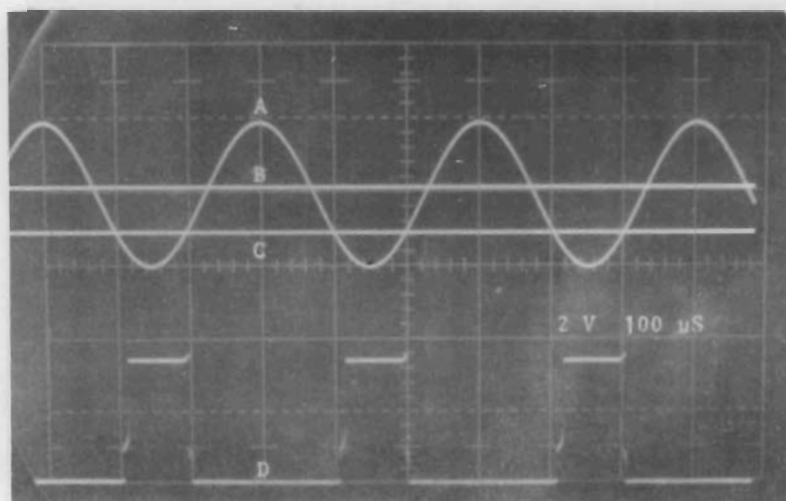


Fig 4.2 Oscilograma del funcionamiento del detector de entrada.

Por último, en la figura 4.1, se muestra una sección de tres selectores de dos canales de entrada cada uno; el primero de ellos escoge la salida directa o invertida del detector, para alterar a la señal dándole polaridad positiva o nula cuando se excede el nivel de disparo, o para que las transiciones de la misma señal puedan tomarse como positivas o negativas según convenga (esta capacidad de modificación de la señal conformada será muy útil más adelante, puesto que la información de entrada debe tener determinadas características para accionar adecuadamente al resto del sistema); de los dos selectores restantes, uno seleccio

na la salida directa o invertida de los conformadores secundarios y el último escoge si la salida de todo el conjunto de entrada será por parte del detector o por parte de los conformadores secundarios.

Los conformadores secundarios son de cuatro tipos:

- A) Conformadores de contacto mecánico momentáneo. (fig 3.44)
- B) Conformadores de contacto mecánico continuo. (fig 3.45)
- C) Conformadores resistivos (para fotodetector) (fig 3.46)
- D) Conformadores para entrada de niveles lógicos directos.

En la figura 4.3 se muestra el diagrama de los conformadores secundarios, que es el mismo que se empleó en la figura 4.1.

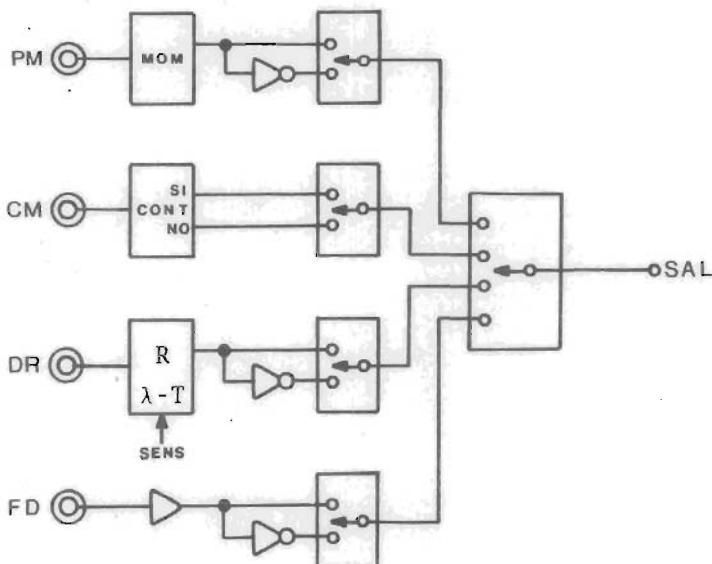


Fig 4.3 Conformadores secundarios.

En la figura 4.3 aparecen los tres tipos de conformadores que se describen en la sección 3.4.4 y que son respectivamente los conformadores de contacto momentáneo, de contacto continuo y de tipo resistivo. El cuarto conformador, para entrada de niveles lógicos directos, es un amplificador normal compuesto de dos inversores (figura 3.4), el primero de los cuales está construido de elementos individuales, para facilitar su reparación en caso de mal manejo de esa entrada. Para identificarlos posteriormente, se les asignarán las claves arbitrarias siguientes: PM=pulso mecánico, CM=contacto mecánico (continuo), FD=fotodetector (resistivo) y DR=entrada directa.

Los selectores de la figura 4.3, acoplados a las salidas de los conformadores, escogen la señal lógica directa o invertida que sale de ellos; esos selectores van, a su vez, a un selector de cuatro canales para escoger cual de esas señales pasa hacia el circuito de entrada de la figura 4.1.

4.2.2 El Oscilador Patrón.- El oscilador patrón o base de tiempo es una unidad astable (figura 3.23) en el cual se ha suprimido un condensador y se ha introducido un cristal de cuarzo, que tiene una frecuencia característica de oscilación. El circuito se encuentra ligeramente modificado para permitir que la frecuencia sea ajustable en un intervalo pequeño ( $\pm 10$  Hz) alrededor de la frecuencia fundamental o característica del cristal (1.0000000 Mhz). El elemento de cuarzo, para mantener su oscilación propia, está contenido en un horno de  $75^{\circ}\text{C}$ . Como la estabilidad de la oscilación ( $\pm 5 \times 10^{-2}$  Hz a  $75 \pm 0.5^{\circ}\text{C}$  y  $\pm 2.5 \times 10^{-2}$  Hz a  $75 \pm 0.1^{\circ}\text{C}$ ) depende de la invariancia de esa temperatura, el fabricante del horno garantiza una estabilidad de  $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$  si la temperatura ambiente es relativamente constante (pero siempre menor de  $65^{\circ}\text{C}$ ). Para asegurar aún más esa estabilidad se utiliza un control de temperatura a base de termistores, para mantener a esa temperatura estable dentro de  $\pm 0.1^{\circ}\text{C}$ . La salida del

oscilador patrón está aislada del resto del sistema por medio de dos inversores puestos en serie. El diagrama de esta unidad se muestra en la figura 4.4.

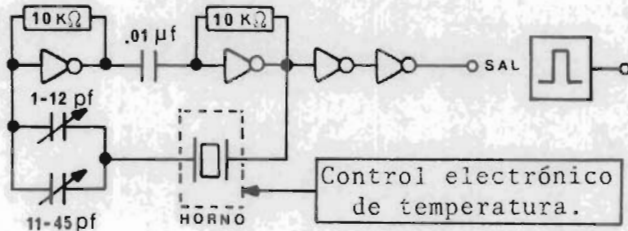


Fig 4.4 Oscilador patrón

En la figura 4.5 se presenta un oscilograma del funcionamiento actual del oscilador patrón.

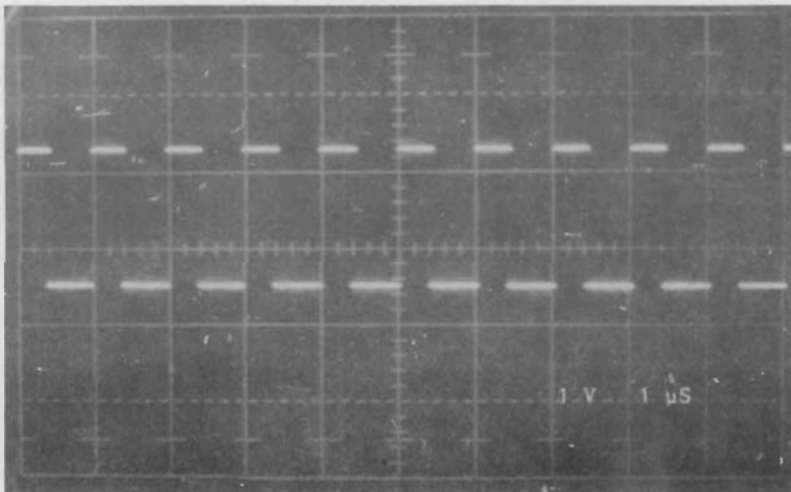


Fig 4.5 Oscilograma del funcionamiento del oscilador patrón.

4.2.3 Los Escaladores o Divisores de Frecuencia.- Los escaladores o divisores de frecuencia utilizan esencialmente a las décadas divisoras de frecuencia (figura 3.50), descri-

tas en la sección 3.4.6. Estas décadas producen una transición negativa en su salida por cada diez transiciones de entrada. Colocando varias de ellas en cascada (la salida de una conectada a la entrada de la otra), se tendrá un conjunto de décadas a la salida de las cuales habrá una frecuencia de oscilación diez veces menor que en la anterior, según se muestra en la figura 4.6.

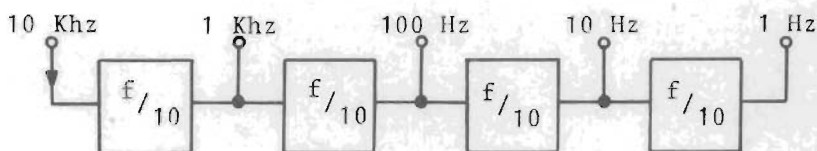


Fig 4.6 Décadas en cascada.

Los divisores de frecuencia que se emplean en este diseño son escaladores de tres y siete pasos de división, con un selector de salidas incluido; el selector sirve para escoger cual de las salidas es la que va a tener acceso al resto del sistema.

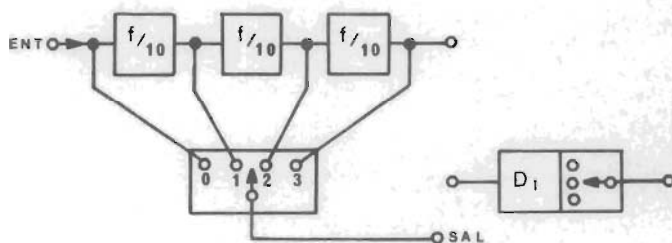


Fig 4.7 Escalador  $D_1$ .

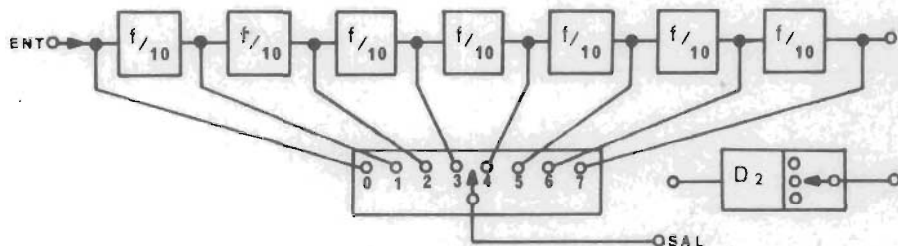


Fig 4.8 Escalador  $D_2$ .

En las figuras 4.7 y 4.8 se muestran los dos escaladores.  $D_1$  es uno de los divisores que tiene tres pasos y un selector de cuatro canales; la salida puede ser seleccionada para coincidir con la entrada original o cualquiera de sus tres divisiones.  $D_2$  corresponde al divisor de frecuencia con siete décadas y un selector de ocho canales; igualmente, su salida se puede seleccionar para coincidir con la entrada o con cualquiera de sus siete divisiones.

En la figura 4.9 se presenta un oscilograma del funcionamiento actual de un escalador o divisor de frecuencia; donde las señales A y B son respectivamente la entrada y la salida de una sola década de división.

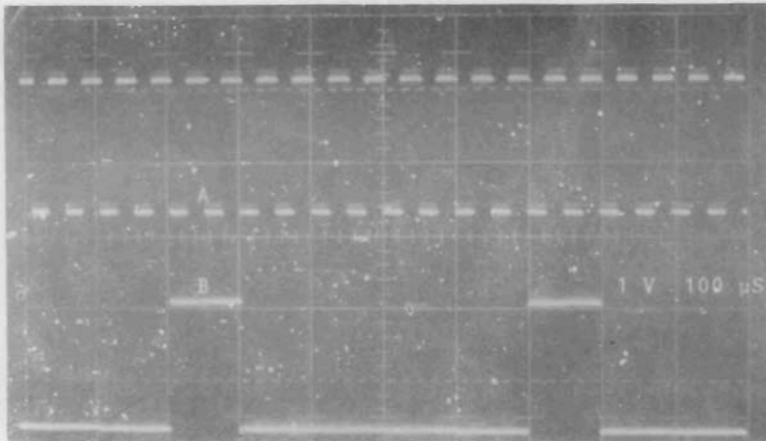


Fig 4.9 Oscilograma del funcionamiento de una década divisora de frecuencia.

4.2.4 La Compuerta.- La compuerta empleada por el sistema es una compuerta de paso como la que se definió en la sección 3.4.1. El funcionamiento de la compuerta de paso es muy sencillo. Si la entrada de control  $K$  es nula, la salida es nula también; si la entrada de control es positiva, la

salida es igual a la entrada de información I. El símbolo de la compuerta de paso se recuerda en la figura 4.9.

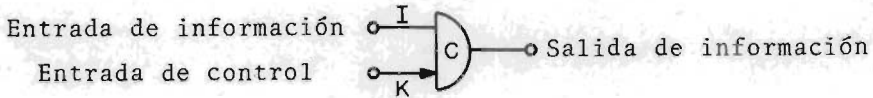


Fig 4.9 La compuerta.

En la figura 4.10 se presenta un oscilograma del funcionamiento actual de la compuerta; donde las señales A, B y C son respectivamente la entrada de información, la entrada de control y la salida del elemento.

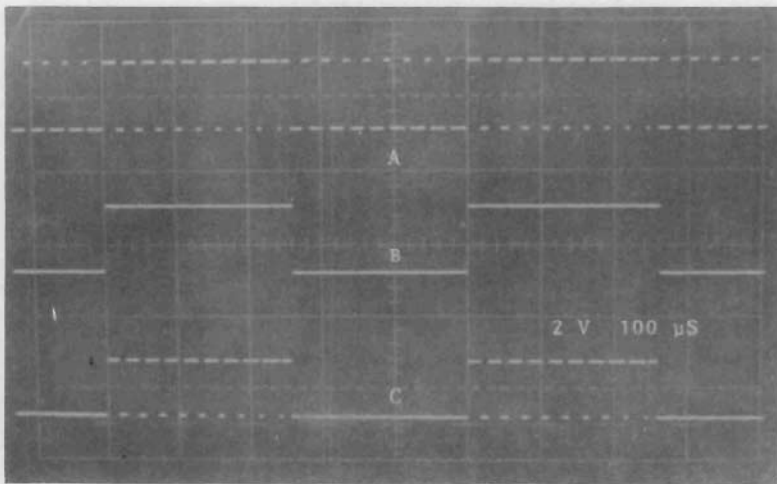


Fig 4.10 Oscilograma del funcionamiento de la compuerta.

4.2.5 El Elemento Biestable.- El elemento biestable que se utiliza en este sistema coincide en definición con el de la memoria RST (ver sección 2.5.2.4) y que tiene tres entradas, las cuales no pueden ser simultáneamente positivas

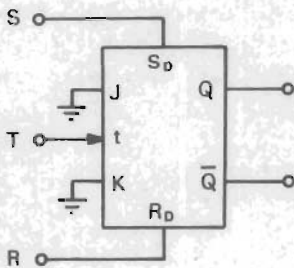


Fig 4.11 El elemento biestable.

(por parejas o todas juntas). Este elemento biestable es una combinación, en su comportamiento, de una memoria de complementación o memoria T y de una memoria RS. El funcionamiento de la unidad biestable JK, con las dos entradas J y K nulificadas, es idéntico al de la memoria T (ver figura 3.47 y texto relacionado con la memoria JK modificada), mientras las entradas directas S y R del mismo JK estén

nulificadas también, como se muestra en la figura 4.11.

Cuando ocurre un pulso por la entrada  $T=t$ , la transición negativa hace que el elemento complemente sus salidas (si la salida Q era 0, pasa a 1 ó viceversa). Cuando la entrada T es nula, la memoria JK se comporta como una memoria RS, si se considera a las entradas directas como  $S_D=S$  y  $R_D=R$ . Estas dos entradas son normalmente nulas, hasta que son accionadas por un pulso positivo muy angosto (que, como se había dicho, no pueden aparecer al mismo tiempo). Mientras R y S sean nulas (y no ocurra una transición negativa en la entrada T), la memoria no altera su estado. Cuando incide un pulso por S, el elemento pasa al estado en que su salida es positiva ( $Q=1$ ); cuando ocurre un pulso por R, la memoria se va al estado en que su salida está nulificada ( $Q=0$ ). En resumen, un pulso en S enciende al biestable, un pulso en R lo apaga, y un pulso (transición negativa) en T hace cambiar de estado al elemento.

En la figura 4.12 se presenta un oscilograma del funcionamiento actual de un elemento biestable como el mencionado; donde las señales A, B, C y D son respectivamente la entrada S, la entrada R, la entrada T y la salida del elemento. Notar que S y R accionan al biestable cuando son positivas; T sólo hace cambiar de estado a la unidad con la transición negativa del pulso.



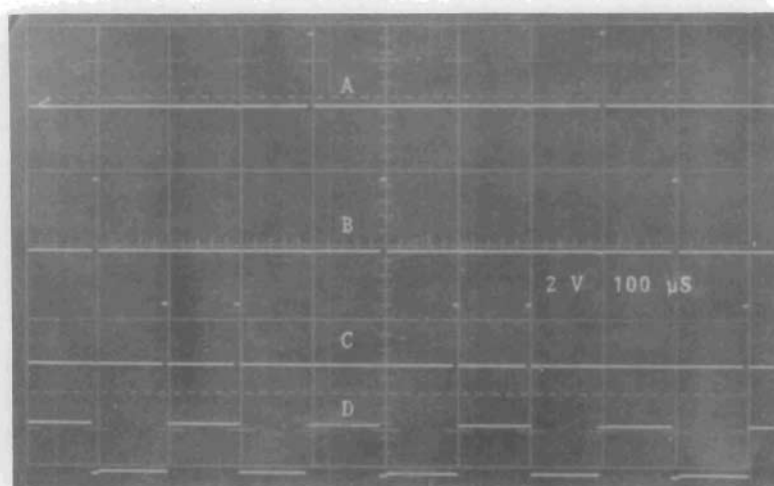


Fig 4.12 Oscilograma del funcionamiento de un elemento biestable RST.

4.2.6 El contador de Pulsos.- El contador de pulsos coincide en descripción parcial con la de la década contadora completa, que se trató en la sección 3.4.7. La década contadora completa está compuesta por una década divisora, una memoria decimal, un decodificador binario-decimal y una unidad de proyección para dígitos decimales (tipo Nixie®). Cuando se colocan en cascada varias décadas contadoras completas se tiene a un contador de pulsos, según se muestra en la figura 4.13.

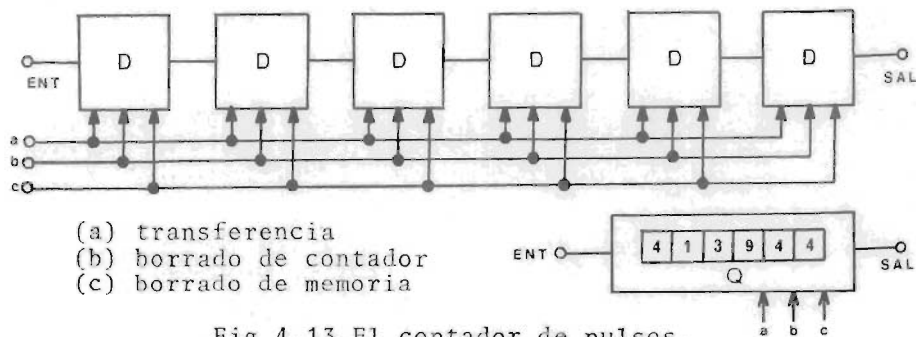


Fig 4.13 El contador de pulsos.

En la figura 4.13 se observa el diagrama del contador que consiste de seis décadas contadoras completas, de tal manera conectadas que queda integrado un contador o divisor de frecuencia de seis pasos (seis cifras decimales). Además contiene, implícitamente, seis memorias decimales, una por cada cifra; la transferencia de la cantidad contenida en el contador, hacia las memorias decimales, se logra con un pulso positivo angosto en la entrada de transferencia de cada década completa. También se tienen los seis decodificadores con sus unidades respectivas de proyección. El contador posee dos entradas independientes de borrado, cada una tiene por objeto regresar tanto a la década contadora como a la memoria decimal al estado en que almacenan cero decimal. Estas entradas de borrado son para regresar al contador a una cuenta inicial de cero después de cada ciclo de medición, o para borrar la memoria (también a cero) independientemente de la cuenta que guardaba.

En la figura 4.14 se presenta el aspecto actual de una salida decimal directa del contador de pulsos.



Fig 4.14 Salida decimal directa del contador de pulsos.

4.2.7 El Selector de Funciones. - El selector de funciones es un conjunto de selectores, elementos de decisión y de memoria, que integran el control principal del instrumento. Son estos elementos los que controlan el flujo de información por las distintas unidades funcionales que se acaban de describir (secciones 4.2.1 a 4.2.6). Como se había dicho en la sección 1.4.7, la tabla de la figura 1.17 basta para definir completamente al selector de funciones, puesto que están denotadas en ella todas las posibles conexiones entre entradas y salidas de los ocho elementos funcionales: dos unidades de entrada, un oscilador patrón, dos escaladores, una compuerta, un elemento biestable y un contador de pulsos.

El propósito del selector de funciones es el de conmutar adecuadamente el paso de información por las distintas unidades funcionales del instrumento. El número de selectores individuales que debe emplear, de ninguna manera está limitado: puede usar uno solo, de tal manera que a cada posición le corresponda una función de medida; o puede constar de varios, en los cuales se escoge a criterio del operador las diversas cualidades que su medición debe reunir; no puede ser muy complicado, porque oscurecería el verdadero propósito del instrumento como auxiliar de observación; ni debería ser tan simple que se descarten varias posibilidades de realizar mediciones con algunas variantes.

En la figura 4.15 se muestra el diagrama del selector de funciones que realiza todas las conexiones expresadas en la tabla de la figura 1.17. Contiene nueve selectores de canales que hacen la conmutación de señales necesarias para que el sistema ejecute los nueve tipos diferentes de medición.

El selector de funciones de la figura 4.15 es bastante confuso a primera vista; resulta muy complicado de operar por la cantidad de posiciones impropias que pueden

ocupar los distintos selectores. Sin embargo, ese sistema realiza efectivamente las mediciones para el cual fue diseñado.

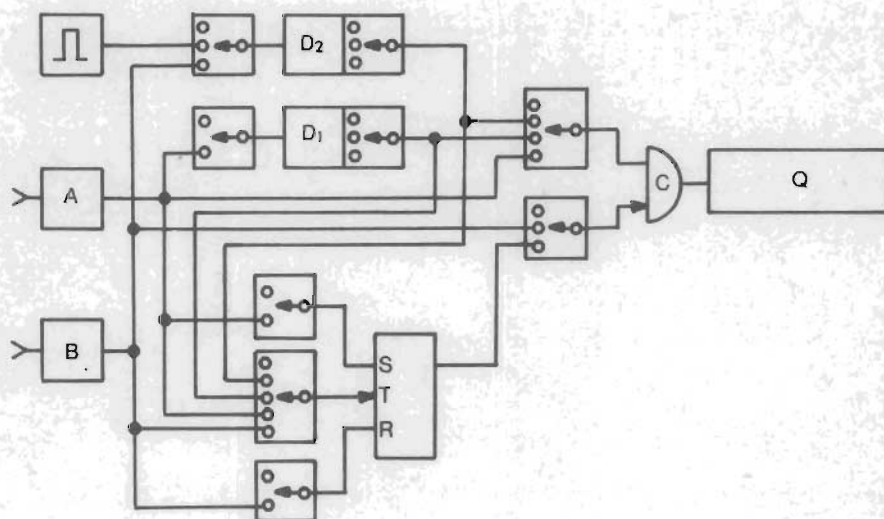


Fig 4.15 Sistema con selector de funciones.

4.2.8 Modificaciones del Sistema de Control.- Si se introducen algunas modificaciones en el sistema anterior (figura 4.15), se puede mejorar notablemente y, a la vez, aumentar su versatilidad.

El primer paso consiste en agrupar a las mediciones de frecuencia y período en un conjunto que se llamará "grupo 1", y a las de eventos e intervalos de tiempo en otro que, igualmente, se denominará "grupo 2"; esto es debido a las modalidades de control completamente diferentes que necesitan.

En el caso del grupo 1, es preferible que el instrumento asuma un control más directo sobre el proceso de medición. Esto se debe a que la medida de frecuencia es un caso particular de una medición de eventos, en el cual el parámetro delimitante es una unidad de tiempo; y la de períodos es un caso particular de una medición de intervalos

de tiempo, en el cual el parámetro que da la demarcación es un ciclo de repetición. En el grupo 1 no se tiene mucha posibilidad de controlar al proceso de medición, pues basta escoger la unidad de tiempo y contar pulsos, o delimitar que cosa será un ciclo de la señal, para medir respectivamente frecuencia o período.

En el grupo 2, en cambio, las posibilidades de control aumentan notablemente. Cuando se trata de medir eventos que ocurren dentro de ciertas condiciones límites, se pueden seleccionar esos límites por medio de voltajes, secuencias de pulsos, coincidencia de señales, control manual, etc., los cuales fijarán cuándo debe empezar la cuenta y cuándo debe de parar. En la medición de intervalos de tiempo, los límites del intervalo pueden estar dados de la misma manera por un conjunto semejante al del caso de eventos. Se ve, por tanto, que en el grupo 2 el operador tiene más posibilidad de control sobre la medición que se va a realizar; lo cual, a su vez, aumenta la versatilidad y variedad de mediciones que el instrumento puede realizar.

El segundo paso consiste en reunir en un sólo sistema al control de las mediciones del grupo 1. La medida de frecuencia consiste en contar pulsos dentro de una unidad de tiempo; los pulsos que se van a totalizar deben ir a la entrada de información de la compuerta; por otro lado, la entrada de control de la misma compuerta debe de ser positiva durante la unidad de tiempo especificada, lo cual se logra disparando sucesivamente al elemento biestable con pulsos que provienen de la base de tiempo.

La medida de períodos, en cambio, consiste en contar cuántas unidades de tiempo caben dentro de un ciclo de repetición de esa señal: por consiguiente, las unidades de tiempo van a la entrada de información de la compuerta y el control de la misma se tiene que derivar de alguna forma de la señal de entrada. El comparador de entrada se puede ajus

tar para cambiar de un nivel nulo a uno positivo cuando la señal exceda de cierto nivel ajustable, y regresar al nivel nulo cuando sea menor que el ajustable; si el nivel se escoge de tal manera que delimite dónde empieza un ciclo, entonces cada vez que la señal de entrada exceda al nivel preajustado habrá una transición de nivel a la salida del comparador; esta transición, ya sea negativa o positiva, se puede usar para disparar al elemento biestable. La primera transición, que marca el inicio del ciclo, dispara al biestable y hace su salida positiva; la segunda transición en el mismo sentido, que marca el inicio de otro ciclo (y por tanto el final del anterior), vuelve a disparar al biestable apagándolo o haciendo que su salida sea nula. La salida del biestable controla a la compuerta.

En ambos casos, se observa cómo se utilizan los pulsos que provienen de la base de tiempo, para controlar al biestable o para totalizarse en el contador, y cómo los pulsos o transiciones de la entrada se utilizan, igualmente, para totalizarse o controlar al biestable. Se concluye que se puede medir frecuencia o período de una misma señal, con sólo invertir la conexión de la base de tiempo y de la entrada de señal con respecto a las entradas de información de la compuerta y la entrada de disparo del biestable.

El tercer paso consiste en implementar en un solo sistema al control de las mediciones del grupo 2. Cuando se trata de medir eventos o intervalos de tiempo, fijando los límites con un voltaje positivo, la entrada de señal debe ir directamente a la entrada de control de la compuerta. Cuando se debe medir entre la aparición de dos pulsos consecutivos de nivel, el pulso se altera (internamente) para que una transición negativa dispare a un elemento biestable, lo cual abre a la compuerta; el segundo pulso apaga al biestable, lo cual cierra a la compuerta. Cuando se debe medir entre la aparición de dos pulsos, pero en entradas diferentes, una entrada controla el encendido de un biestable y

la otra controla al apagado del mismo. Para contar eventos, los pulsos van al contador; para medir intervalos de tiempo, los pulsos de la base de tiempo son los que van al contador. Se ve, entonces, que además se puede aprovechar parcialmente el sistema de control del grupo 1.

El cuarto paso consiste en redefinir la operación del escalador  $D_1$  para simplificar el sistema. Si la entrada A va directamente al escalador  $D_1$ , el selector contenido en el escalador se puede escoger para transmitir a su salida a la misma señal de entrada sin división alguna de frecuencia. Por medio del selector de  $D_1$ , la conexión de la entrada A en algunos otros selectores se puede sustituir por la salida de  $D_1$ .

4.2.9 Sistema Modificado. - En la figura 4.16 se encuentra sintetizado el sistema de un instrumento que contiene todas las cualidades enunciadas en la sección anterior (4.2.8); y que realiza mediciones de eventos en seis modalidades, medidas de frecuencia de tres maneras diferentes, de períodos en dos y de intervalos de tiempo en cuatro; algunas modalidades a su vez pueden ser modificadas con la selección de unidades de tiempo (con ocho posibilidades) y escalación de los pulsos de entrada (con cuatro variantes). Se observa que hay un aumento en el número de parámetros derivados que se pueden medir, comparado con el sistema de la figura 4.15.

El selector de funciones de la figura 4.16 está integrado por seis unidades de conmutación que se denominarán  $S_i$ , donde el subíndice  $i$  especificará de cuál de ellos se trata.

Para completar el control del sistema se debe incluir a una unidad que se encargue de la transferencia de los resultados desde el contador hasta la memoria, y de otra que se ocupe del borrado del contador después de cada medición.

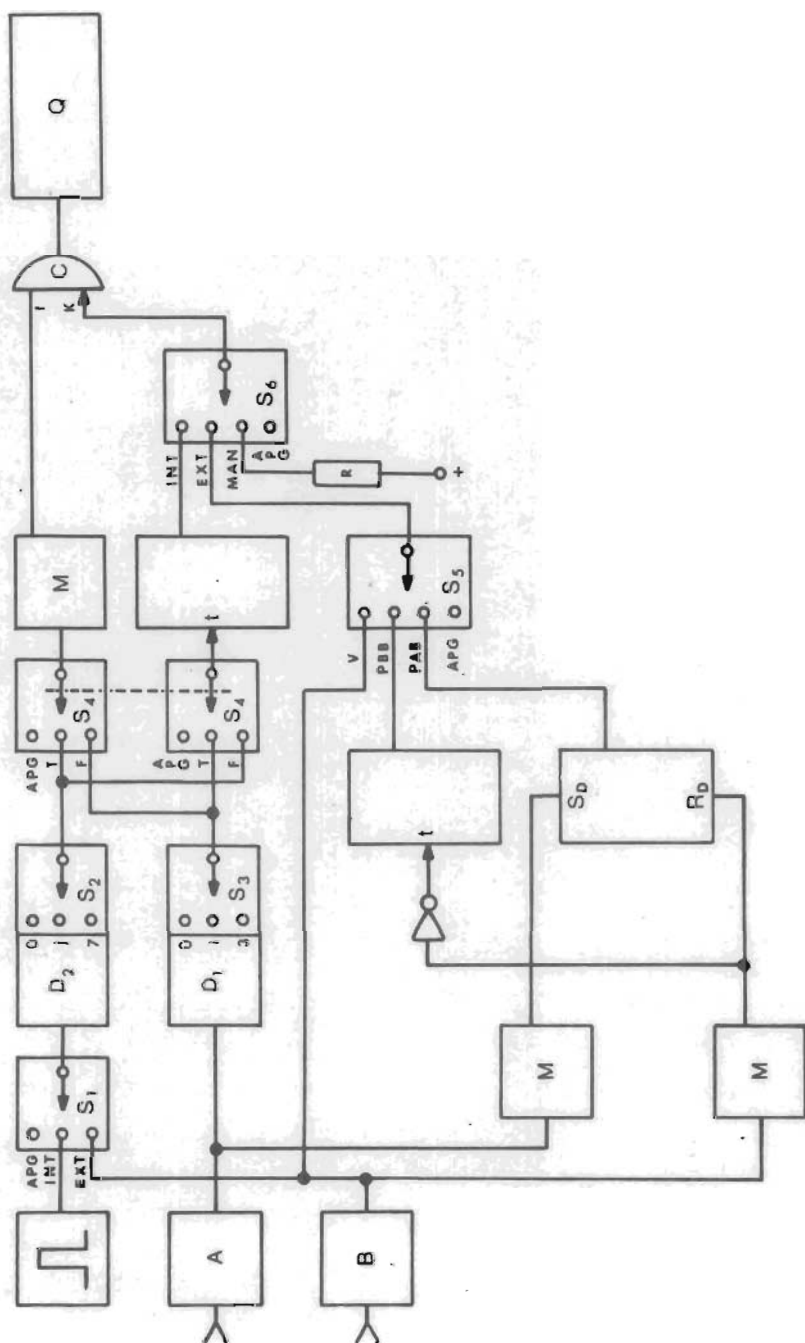


Fig 4.16 Sistema con selector de funciones, simplificado.



El selector  $S_1$  tiene tres posiciones: INT, que conecta al oscilador patrón con el escalador  $D_2$ ; EXT, que comunica a la salida de B con el mismo escalador; y APG, que desconecta a ambos. Se puede decir que este selector escoge al patrón interno o externo de tiempo.

El selector  $S_2$  especifica el grado de división de la base de tiempo por factores de 10. Tiene nueve posiciones: en APG, la salida del escalador  $D_2$  es nula; en la posición 0 (que corresponde a un factor de división de  $10^0$ ) la unidad de tiempo es un microsegundo; en la colocación 3 ( $10^{-3}$ ), es un milisegundo; y en la 6 ( $10^{-6}$ ), es un segundo; los pasos intermedios (1,2,4,5,7) producen unidades proporcionales. Este selector se puede identificar apropiadamente como el que escoge la unidad de tiempo.

El selector  $S_3$  se encarga de tomar la escalación de frecuencia de la entrada A por factores de 10 a partir de las salidas del divisor  $D_1$ . Tiene cinco posiciones: en APG, la salida del escalador es nula; en la posición 0, la salida coincide con la entrada (debido al factor de  $10^0$ ); en la colocación 3, la salida es de una frecuencia mil veces menor ( $10^{-3}$ ) que la de entrada, o sea, hay un pulso de salida por cada mil de entrada. Se puede afirmar que este selector escoge la escalación de los pulsos de entrada.

El selector  $S_4$  especifica si la medición es de tiempo, en la posición T, o si es de frecuencia (o eventos), en la posición F. En T, se conecta la base de tiempo ( $S_2$ ) a la entrada de información de la compuerta y la salida de  $D_1$  ( $S_3$ ) a la entrada de disparo del biestable; en la posición F, se invierte esa conexión. También tiene su posición desconectada APG. Se puede decir que este selector escoge la verdadera función de medida del aparato: tiempo o eventos.

El selector  $S_5$  se encarga del empleo de alguna de las tres modalidades de control externo: por voltaje, en la

posición V; por separación de pulsos consecutivos del canal B, en la posición P<sub>ES</sub>; y por separación de pulsos en los dos canales A (encendido) y B (apagado), cuando se pone en P<sub>AB</sub>. Además tiene su posición APG. Se puede afirmar que este selector escoge a la modalidad de control externo.

El selector S<sub>6</sub> denota cuál va a ser el modo de control de la compuerta. En la posición MAN (manual), el operador determina directamente las condiciones límites en conjunción con la colocación APG; en la posición INT, el control de la compuerta se deriva de la salida del biestable controlado por el selector S<sub>4</sub>; en la colocación EXT, el control se toma del selector S<sub>5</sub> o selector de control externo.

El circuito de transferencia (no especificado en la figura 4.16) no es más que un monoestable que se dispara cuando la compuerta se cierra, entonces el pulso generado permite la entrada del número almacenado en el contador a las memorias decimales contenidas en el mismo. La transferencia de nuevas lecturas se encuentra inhibida por otro monoestable que controla el tiempo que dura el resultado en las unidades de proyección. Este tiempo de "persistencia" es ajustable a voluntad del operador.

El circuito de borrado (tampoco especificado en la figura 4.16) es otro monoestable que produce un pulso en el mismo instante en que la compuerta se abre para empezar a contar. La duración del pulso de borrado es mucho menor que la de un pulso contable, y por tanto no alcanza a afectar la cuenta borrando también al primer pulso.

### 4.3 Las Distintas Mediciones

El sistema integrado de la figura 4.16 puede medir eventos, frecuencias, períodos e intervalos de tiempo con varias modalidades. A continuación se describen breve-

mente cada una de ellas. Un resumen de las posiciones adecuadas de los selectores para ejecutar cada medición se encuentra en el Apéndice 6.

4.3.1 Medición de Eventos. - La medición de eventos se puede realizar de seis modalidades diferentes:

- a) Eventos Manual. - La entrada A va directo a la compuerta y contador, las condiciones limitantes se fijan por medio del selector  $S_6$  en MAN y APG.
- b) Eventos Manual, Escalado. - Corresponde al mismo caso anterior (a), pero ahora se escala o divide el número de pulsos de la entrada, colocando a  $S_3$  en las posiciones 1, 2 ó 3.
- c) Eventos por Voltaje. - La entrada A va directo a la compuerta y contador, la condición límite está dada por un voltaje positivo a la salida de B, que controla directamente a la compuerta.
- d) Eventos por Voltaje, Escalado. - Es el mismo caso que el anterior (c), pero la entrada se encuentra escalada.
- e) Eventos por Pulsos. - La entrada A va directo a la compuerta y contador, las condiciones iniciales y finales están fijadas por la aparición de pulsos consecutivos en el canal B.
- f) Eventos por Pulsos, Escalado. - Corresponde al mismo caso anterior (e), pero con la entrada escalada.

4.3.2 Medición de Frecuencia. - La medición de frecuencia es un caso particular de la medición de eventos, donde las condiciones límites están fijadas por un intervalo de tiempo muy preciso y derivado de la base de tiempo INTERNA del sistema. La entrada de señal, convertida a pulsos por el conformador de entrada A, cruza por el selector  $S_3$  del escala-

dor  $D_1$  sin alteración y llega a la compuerta y contador. Se escoge una unidad de tiempo apropiada a la frecuencia que se va a medir: segundos para Hertz, milisegundos para Kilo-hertz, microsegundos para Megahertz, etc.

La medición de Razón de Frecuencia es un caso particular, a su vez, de la medida de frecuencias. La razón de frecuencias sería el cociente de dos frecuencias desconocidas; esto equivale a contar cuántos pulsos de una caben dentro de la separación entre dos pulsos de la otra. Se aprovecha esta definición para sustituir al oscilador patrón interno por una de las señales (que entra en B) por medio de  $S_1$  en EXT. La entrada de mayor frecuencia va al canal A y de allí directo a la compuerta y contador; la otra señal dispara al elemento biestable como si fueran los pulsos de la base de tiempo; dos pulsos consecutivos marcan la separación entre ambos, y éste es el tiempo que el biestable tiene salida positiva. La señal que entra por B se puede escalar con  $D_2$  para aumentar la separación entre pulsos por factores de diez, y así aumentar proporcionalmente el número de pulsos que entran por A.

4.3.3 Medición de Períodos. - La medición de períodos es un caso particular de la medición de intervalos de tiempo, en el que las condiciones límites están fijadas por el principio y final del ciclo de repetición.

El principio y final del ciclo se detectan con el conformador de entrada por medio del nivel preajutable de disparo. La señal resultante se altera (internamente) para disparar al elemento biestable; con dos disparos consecutivos, o sea, el principio de un ciclo y del siguiente (o final del primero), se obtiene a la salida del biestable un voltaje positivo de duración igual a la de un ciclo de medición. Los pulsos de la base de tiempo van a la entrada de información de la compuerta; el número de pulsos que pasan por la compuerta hacia el contador es la medida, en esas

unidades de tiempo, del período de la señal.

Si la separación entre pulsos que marcan el principio y final de un ciclo se aumenta por factores de diez (por medio de  $D_1$ ), el número de pulsos de tiempo que llegan al contador aumenta proporcionalmente. Si la lectura del contador es la suma de diez períodos, entonces ese número entre diez será el promedio de la lectura de diez períodos. De esta manera se pueden tomar promedios de diez, cien o mil períodos, según la escalación de  $D_1$ .

4.3.4 Medición de Intervalos de Tiempo.- La medición de intervalos de tiempo se puede realizar de cuatro maneras diferentes:

- a) Intervalos de Tiempo Manual.- La base de tiempo va directo a la compuerta y contador; el operador fija el intervalo de medición usando a  $S_6$  en las posiciones de MAN y APG, que permiten o inhiben el paso de información (en este caso pulsos de tiempo) por la compuerta.
- b) Intervalos de Tiempo por Voltaje.- La base de tiempo va a la compuerta y contador; la condición límite está fijada por la duración de un voltaje positivo en la salida de B, que controla directamente a la compuerta.
- c) Intervalos de Tiempo por Pulsos en B.- La base de tiempo va a la compuerta y contador; los pulsos consecutivos que fijan el intervalo inciden por el canal B y disparan al biestable. El tiempo que el biestable tiene salida positiva es el mismo que la separación entre pulsos. Mientras la salida del biestable es positiva, pasan pulsos de tiempo por la compuerta hacia el contador.
- d) Intervalos de Tiempo por Pulsos en A y B.- La base de tiempo va a la compuerta y contador;

el pulso de principio del intervalo entra por el canal A y enciende al biestable, el pulso de terminación del intervalo entra por el canal B y apaga al biestable. El biestable tiene salida positiva sólo entre ambos pulsos, mientras tanto, pasan pulsos de tiempo por la compuerta hacia el contador.

4.3.5 Capacidad de Programación Remota.- Todos los selectores en la posición APG se pueden controlar remotamente por medio de otros sistemas externos, como procesadores automáticos o computadoras. El control remoto se logra nulificando en el selector a las entradas de control apropiadas, como se mencionó en la sección 3.4.2.

La capacidad de programación remota es muy útil en un instrumento electrónico, puesto que de esta forma puede realizarse mediciones más rápidas que con un operador humano. Si se extrae el resultado de alguna medición a partir de las memorias decimales que lo almacenan, y transfiriendo esa información de forma digital (cosa muy conveniente) hacia una computadora, esa cantidad se puede procesar inmediatamente en conjunción con otros datos relacionados con el mismo experimento.

Este tipo de mediciones automatizadas, en las que los resultados estadísticos del proceso se obtienen rápidamente y al mismo instante en que suceden, se les llama mediciones "en tiempo real". Los procesos de medición en tiempo real son cada vez más frecuentes en los laboratorios modernos, pues proporcionan los resultados del experimento (que puede ser muy complicado) en poco tiempo y ofrece la posibilidad de una interacción más directa con el proceso de medición, alterándolo selectivamente según convenga. Estos procesos de tiempo real son de más utilidad que los métodos convencionales más lentos.

4.3.6 Programación Local.- La salida digital de los resultados es muy conveniente también para ejercer una programación local más efectiva del instrumento. El aparato se puede ajustar sencillamente para detectar cuando la cuenta es menor, mayor o igual a cierta cantidad; en cuyo caso se puede programar para ejecutar cierta operación de control, como por ejemplo abrir o cerrar un relevador, prender o apagar un foco, etc. Se observa, pues, que así el instrumento funciona como sistema de control.

Los conformadores secundarios, a su vez, pueden funcionar independientemente del resto del instrumento. Esto permite emplear a los conformadores como detectores y discriminadores de casi todos los fenómenos mecánicos, ópticos y eléctricos de tipo binario (o sea, del tipo exceso-de-fecto, abierto-cerrado, etc.). Las salidas de los dos conformadores secundarios se pueden interconectar para formar funciones lógicas de decisión o de memoria; éstas a su vez pueden ejercer las mismas funciones de control que para el caso anterior. El sistema de conformadores secundarios modificado para su capacidad de programación local se muestra en la figura 4.17, donde el canal C va a la salida de A y el canal D va al selector de salida de B.

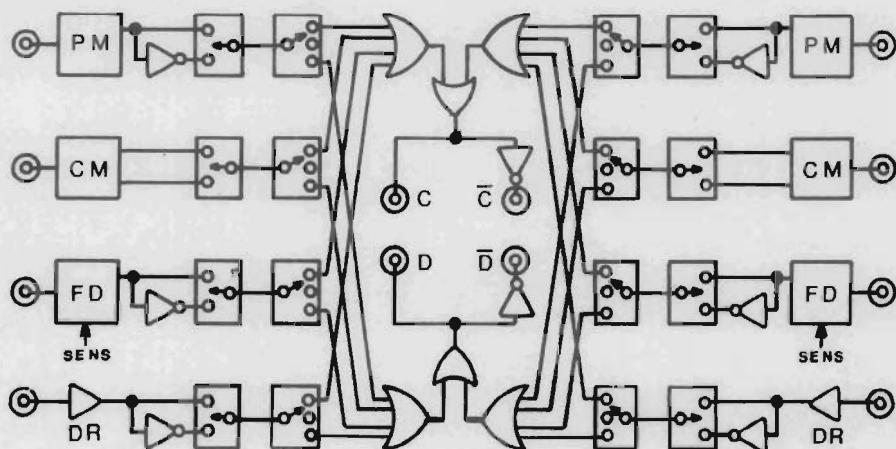


Fig 4.17 Conformadores secundarios, modificados para obtener programación local.

4.3.7 Cualidades del Sistema Integrado.- El sistema integrado según la figura 4.16 reúne todas las cualidades que se enunciaron en la sección 4.1 o análisis del sistema.

Además, la modificación del sistema de la figura 4.15, para incluir diversificación en el control del aparato, resulta bastante versátil o flexible en lo que respecta a sus posibles aplicaciones. Los cuatro tipos de mediciones y sus modalidades (15 ó más), la capacidad de programación local y programación remota, hacen que este instrumento sea un sistema de medición muy completo, con una posibilidad muy grande de aplicaciones en un laboratorio de precisión.

Las limitaciones del sistema no son muy severas. En lo que respecta a precisión, el instrumento está sobrado para garantizar completamente la precisión de todas sus medidas. En lo que concierne a estabilidad, se puede decir que a corto plazo también está excedido para el mismo efecto.

El sistema puede medir hasta  $10^9$  eventos, y con una alteración mínima puede contar hasta  $10^{15}$ ; puede medir frecuencias hasta 1 Mhz garantizado, el límite inferior está fijado en múltiplos de  $10^{-1}$  Hz por la estabilidad del patrón de tiempo; puede medir períodos desde 2 microsegundos hasta  $10^7$  segundos, y con una alteración mínima hasta  $10^{10}$  segundos; la capacidad de promedios de períodos permite una resolución de 2 nanosegundos en un período menor a 1 milisegundo; puede medir intervalos de tiempo desde 2 microsegundos hasta  $10^{10}$  segundos como se mencionó en períodos. Como se desconoce la estabilidad a largo plazo del patrón de tiempo, no se recomienda el empleo del sistema para realizar mediciones que sean muy dilatadas.

El instrumento posee un error sistemático de  $\pm 1$  cuenta en la posición menos significativa del contador, debido a una falta de sincronía entre las señales de control



de la compuerta y las señales de información de la misma; en el caso de eventos (o frecuencias) se debe a que los pulsos de entrada, en general, no están sincronizados con las condiciones limitantes (o con la base de tiempo); en el caso de intervalos de tiempo (o períodos) se debe a que las condiciones límites (principio y final del ciclo) no están, en general, sincronizadas con la base de tiempo. En todos los casos anteriores, el contador puede empezar a totalizar pulsos un poco antes o un poco después de que ocurren los pulsos a su entrada; esto se puede aclarar por medio de la figura 4.18.

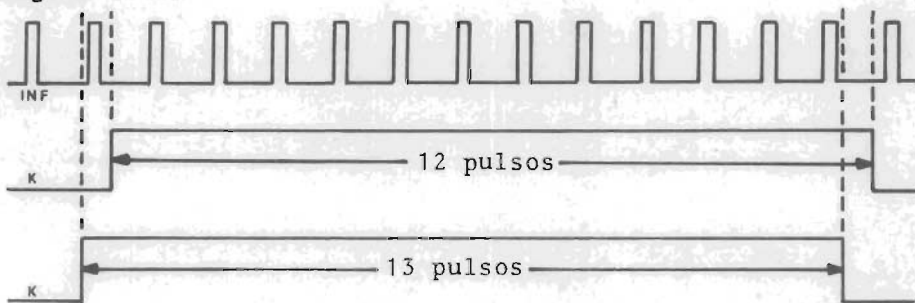


Fig 4.18 Falta de sincronía entre la información y el control en la compuerta.

#### 4.4 Construcción del Aparato

La realización física del instrumento se logró empleando un concepto modular de construcción. Cada sección del aparato se sintetiza como unidad funcional para facilitar su mantenimiento y aislar más efectivamente las fallas preliminares de construcción.

El aparato consta de 20 tabletas de circuito impreso que contienen el equivalente de 1500 transistores y 2200 resistencias, en un volumen de 3600 cm<sup>3</sup>. Esto demuestra la reducción de volumen operacional que se puede obtener con el empleo de circuitos integrados. El resto del volumen del aparato está ocupado por acumuladores, transformadores y conmutadores o selectores mecánicos.

El instrumento disipa 30 Watts normalmente, pero puede subir a 80 funcionando a toda capacidad; por esto es factible su empleo con acumuladores recargables, para hacerlo portátil.

La parte del aparato que no está incluida en la síntesis lógica, como son los reguladores de voltaje, reguladores de temperatura y diversos circuitos misceláneos, se describen adecuadamente en la bibliografía.

El aparato está provisto de varios accesorios, como cables blindados, conectores BNC, interruptores mecánicos y detectores fotosensibles, para facilitar la experimentación con el mismo.

En las figuras 4.19 a 4.23 se muestran distintas porciones del aparato, sus componentes y accesorios.

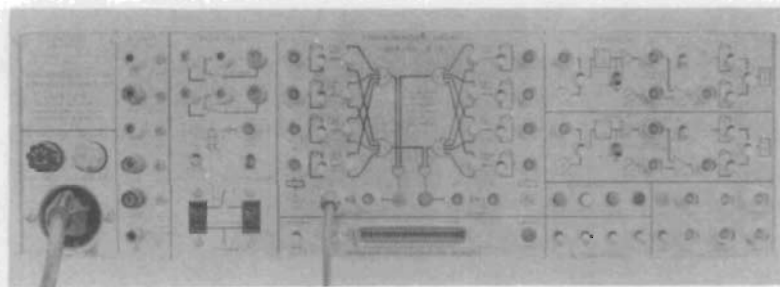


Fig 4.19 Tablero fontral del instrumento.



Fig 4.20 Tablero posterior del instrumento.

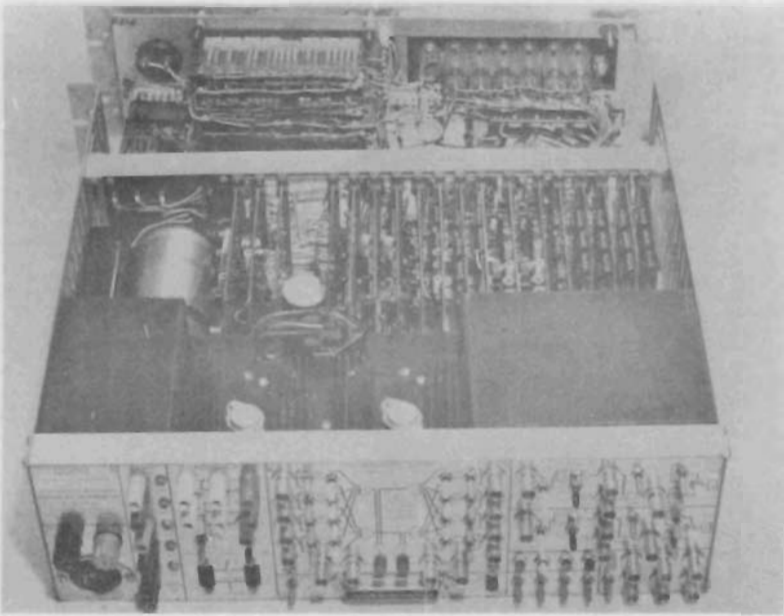


Fig 4.21 Vista interior del instrumento.

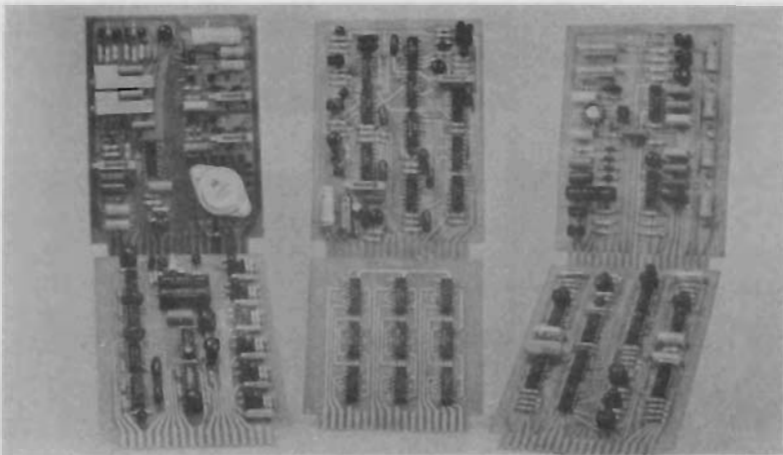


Fig 4.22 Tabletas de circuito impreso.

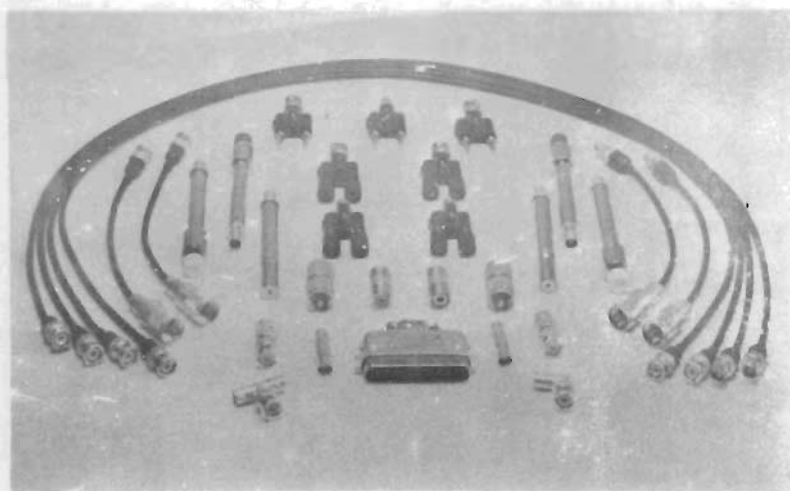


Fig 4.23 Conjunto de accesorios.

#### 4.5 Operación del Aparato

Los tableros de control del aparato (figuras 4.19 y 4.20) contienen todos los selectores de funciones que se han descrito hasta ahora, y algunos otros relacionados (encendido, carga de acumuladores, etc.).

La operación del aparato es bastante sencilla. Se escogen las posiciones de los seis selectores principales (según apéndice 6) y se conectan las señales a las entradas apropiadas; se debe tener la precaución de escoger la atenuación adecuada (ver sección 4.2.1). El aparato realiza la medición y enuncia el resultado en la pantalla (figura 4.14), con las unidades apropiadas y puntos decimales en los lugares adecuados. Hay que recalcar que la precisión de las medidas de tiempo o frecuencia dependen de la precisión de la base de tiempo y, por tanto, de la temperatura del cristal patrón. La temperatura del cristal debe ser de  $75^{\circ}$  antes de iniciar las mediciones.

Para realizar mediciones más sofisticadas, usando programación local o remota, ya entra en juego el ingenio del operador y pueden ser tan complejas como se requiera; siempre y cuando el aparato pueda ejecutarlas.

Los accesorios facilitan el empleo del aparato en experimentos que requieren interruptores, contactos mecánicos, cables de extensión o conversión de conectores de entradas (para acoplarse a otros sistemas), detección fotosensible y muchos más.

En el siguiente capítulo se trata sobre la aplicación del aparato en situaciones experimentales más definidas.

## Capítulo 5

### ESTADISTICA Y EXPERIMENTACION

Los instrumentos de medición son empleados por el hombre para auxiliarle en su observación de la naturaleza y la cuantificación de los diversos parámetros físicos que es tudia.

El objeto de diseñar un instrumento es para facilitar el proceso de observación y reducir la probabilidad de cometer un error humano al realizar una medición. Los instrumentos digitales automáticos se ajustan a este concep to y el aparato que se ha sintetizado en el capítulo anterior es uno de ellos.

En este capítulo se analizarán las aplicaciones más generales del instrumento y se declinará de tratar con excesivo detalle a los casos particulares. Se dará también una descripción del proceso de calibración, usando un patrón de tiempo más estable que el del propio aparato.

#### 5.1 Aplicaciones Generales

El instrumento de medición se emplea en esta sección para medir eventos, frecuencias, períodos e intervalos de tiempo, con el auxilio de un generador de pulsos.

El generador de pulsos en cuestión (TYPE 1217-C UNIT PULSE GENERATOR, General Radio Co.) tiene provisión pa ra producir pulsos de anchura, amplitud y frecuencias varia bles; éste se muestra en la figura 5.1.

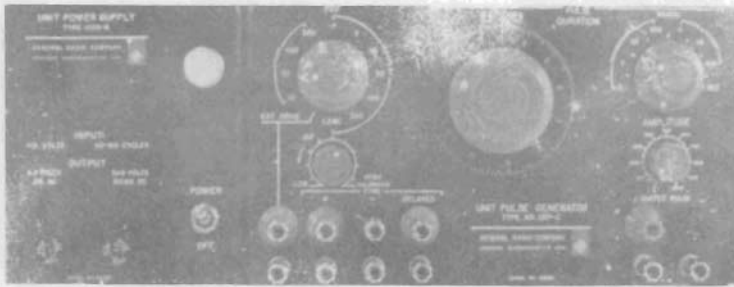


Fig 5.1 Generador de pulsos.

Para facilitar la comprensión posterior, se conviene que las posiciones de los seis selectores principales de funciones,  $S_1$  a  $S_6$  de la figura 4.16 (y apéndice 6), se denotarán como la siguiente secuencia:  $(S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6)$ ; de esta manera se evita una descripción prolongada de las posiciones de cada selector. Igualmente, para el generador de pulsos se conviene usar una secuencia semejante para denotar a la frecuencia y duración de pulso:  $(f, d)$ .

5.1.1 Características del Circuito de Entrada.- Para que el circuito de entrada produzca pulsos contables, la atenuación de la señal de entrada se debe escoger de tal manera que no exceda de  $\pm 5$  Volts una vez afectada. De este modo, una señal del generador con una amplitud de 40 V se debe usar con ATN 100 ó ATN 10; con una amplitud de 4 V se debe usar con ATN 10 ó ATN 1.

El nivel de disparo es ajustable en  $\pm 5$  Volts, haciendo cambiar de estado al circuito de entrada cada vez que la señal exceda de ese ajuste.

La señal que sale del circuito de entrada se puede escoger de tal manera que sea positiva si excede del ni-

vel de disparo, o que sea nula en el mismo caso, por medio de los selectores que se muestran en la figura 4.1.

5.1.2 Medición de Eventos.- Para medir eventos se emplea el canal A de entrada, colocado en una posición tal que produzca pulsos contables, según se mencionó en la sección anterior (5.1.1).

Los eventos se pueden totalizar de seis maneras:

- a) Eventos Manual (APG,APG,0,F,APG,MAN).- Cuenta pulsos mientras el selector  $S_6$  esté en manual, se detiene la cuenta con (APG,APG,0,F,APG,APG).
- b) Eventos Manual Escalado (APG,APG,i,F,APG,MAN).- Cuenta pulsos mientras el selector  $S_6$  está en manual, pero el número de pulsos que llega al contador se ve reducido por un factor de  $10^{-i}$ .
- c) Eventos por Voltaje (APG,APG,0,F,V,EXT).- Cuenta pulsos mientras la salida del canal B sea positiva, cosa que se obtiene introduciendo un voltaje por la entrada B y ajustando el circuito para que la salida sea positiva (según sección 5.1.1).
- d) Eventos por Voltaje, Escalado (APG,APG,i,F,V,EXT).- Cuenta pulsos mientras la salida del canal B sea positiva, el número de pulsos almacenados en el contador se ve reducido por un factor de  $10^{-i}$ .
- e) Eventos por Pulsos (APG,APG,0,F,P<sub>BB</sub>,EXT).- Cuenta los pulsos de A que ocurren entre dos pulsos consecutivos del canal B.
- f) Eventos por Pulsos, Escalado (APG,APG,i,F,P<sub>BB</sub>,EXT).- Cuenta los pulsos de A que ocurren entre dos pulsos consecutivos del canal B, pero el número de pulsos almacenados en el contador se ve reducido por un factor de  $10^{-i}$ .



Con el generador de pulsos en (3 KHz, 10  $\mu$ S) y el instrumento en Eventos (a), al colocar al selector  $S_6$  en MAN por unos tres segundos y después pasando a APG, la cuenta es aproximadamente 9000. Con el instrumento en Eventos (c), al introducir un voltaje (digamos de un acumulador o batería) por unos dos segundos en el canal B, la cuenta es aproximadamente 6000; si en vez de esa batería se emplea un pulso de voltaje positivo y con anchura de 100 mS (que viene de otro generador), la cuenta es aproximadamente 300. Con el instrumento en Eventos (e), y utilizando al otro generador en (30 Hz, 10  $\mu$ S) para proporcionar a los pulsos que entran por el canal B, la lectura es aproximadamente 100. Si en cualquiera de los tres casos anteriores, el selector  $S_3$  se coloca en alguna posición distinta de 0, una cuenta de 5000 se transforma en 500 con  $S_3=1$ , en 50 con  $S_3=2$  y en 5 con  $S_3=3$ .

5.1.3 Medición de Frecuencias.- Para medir frecuencias se emplea el mismo canal A de entrada de tal manera que produzca pulsos contables. Se coloca el generador en (10 KHz, 10  $\mu$ S) y se procede a medir frecuencias, colocando al instrumento en (INT,j,0,F,APG,INT); el selector  $S_2$  se puede escoger con  $j=6$  para medir en Hertz,  $j=3$  para medir en Kilo-hertz, o cualquier paso intermedio. Después de realizar una secuencia de 1000 mediciones, se obtuvo el histograma de la figura 5.2.

DATO	N
9950	3
9955	98
9960	427
9965	303
9970	164
9975	5
9980	

9965.2 $\pm$ 4.5

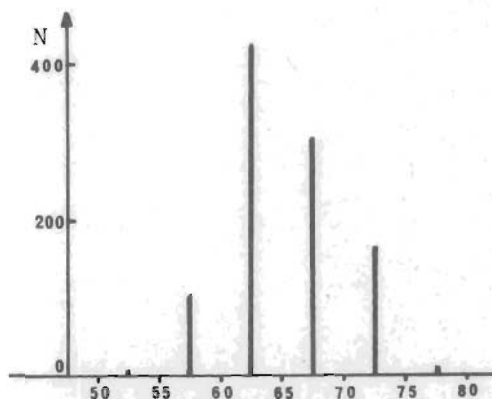


Fig 5.2 Histograma de la medición de frecuencia.

De la figura 5.2 se puede observar que la frecuencia de oscilación del generador se midió como  $9965.2 \pm 4.5$  Hz; que, en primer lugar, está dentro de los límites de escala del aparato ( $10 \text{ KHz} \pm 5\%$  de la escala, según el fabricante) y, en segundo lugar, la estabilidad en frecuencia está también dentro de los límites ( $\pm 0.05\%$  a  $10 \text{ KHz}$ ).

Realizando medidas con el aparato en (INT,3,0,F,APG,INT) se obtienen aproximadamente el 50% de las medidas iguales a 9, y el otro 50% igual a 10; lo cual implica una falta de resolución en esa escala por el error sistemático de  $\pm 1$  cuenta en las lecturas de frecuencia.

Usando dos generadores se procede a medir la razón de frecuencias con ambos en ( $10 \text{ KHz}$ ,  $10 \mu\text{S}$ ). Evidentemente que con el aparato en (EXT,0,0,F,APG,INT) la lectura del medidor varía entre 0 y 1, por el error sistemático de  $\pm 1$ ; pero empleándolo en (EXT,3,0,F,APG,INT), la lectura se encuentra ser  $1.001 \pm 0.001$ ; y en (EXT,6,0,F,APG,INT), la lectura que aparece es  $1.001696 \pm 0.000905$ . Ambos casos se tomaron con 100 lecturas únicamente. Midiendo por separado a la frecuencia del otro oscilador se encontró ser  $9982.1 \pm 4.5$  Hz donde el cociente de ésta y la anterior resulta ser 1.00169 que coincide muy bien con la lectura tomada.

5.1.4 Medición de Períodos. - Para medir períodos se utiliza nuevamente el canal A de entrada de tal manera que produzca pulsos contables. En este caso el ajuste de nivel es un poco crítico; si la señal es de corriente alterna, basta colocar el nivel en cero; si la señal es de corriente directa pero oscilante, el nivel debe intersectar a la señal en algún valor positivo o negativo según la polaridad. Cuando la señal excede al nivel de disparo, la salida del circuito de entrada debe ser positiva, esta transición se usa para disparar a un elemento biestable que controla a la compuerta; cuando la señal vuelve a cruzar por el mismo nivel y la salida del canal A es positiva nuevamente, la transición vuel

ve a disparar al biestable apagándolo; lo anterior coincide en duración con un período de la señal.

Para medir el período de una señal del generador, se coloca en (100 Hz, 10  $\mu$ S) y se procede a hacer la medición con el aparato en (INT,j,0,T,APG,INT); el selector  $S_2$  puede estar en  $j=3$ , para medir el período en milisegundos, o en  $j=0$ , para medirlo en microsegundos. Tomando un muestreo de 1000 mediciones se tiene el resultado expresado en el histograma de la figura 5.3.

DATO	N
9983	14
9984	43
9985	86
9986	143
9987	200
9988	229
9989	198
9990	71
9991	16

9987.4 $\pm$ 1.7

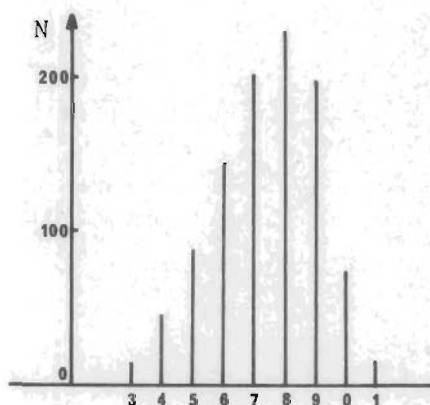


Fig 5.3 Histograma de la medición de períodos.

De la figura 5.3 se puede observar que el período de repetición del generador se midió como 9987.4 $\pm$ 1.7  $\mu$ S; la frecuencia correspondiente de 100.1 está dentro de los límites de escala (100 Hz  $\pm$ 5% de la escala) y la estabilidad está también dentro de los límites especificados ( $\pm$ 0.05% a 100 Hz).

Usando el mismo generador se procede a tomar mediciones de promedios de períodos con el aparato en (INT,0,i,T,APG,INT); el selector  $S_2$  se coloca en 0 para medir en microsegundos y el selector  $S_3$  se pone en  $i=1,2,3$  dando lecturas de 9987.4 $\pm$ 0.5, 9987.41 $\pm$ 0.43 y (9)987.388 $\pm$ 0.363 a partir de 100 lecturas de promedios unicamente; estos valores coin

ciden notablemente con el promedio de 9987.4 obtenido de las 1000 mediciones anteriores.

5.1.5 Medición de Intervalos de Tiempo.- Para medir intervalos de tiempo se puede tener cuatro modalidades de control;

- a) Intervalos de Tiempo Manual (INT,j,APG,T,APG,MAN).- Cuenta las unidades de tiempo mientras el selector  $S_6$  esté en MAN y hasta que regrese a APG. El selector  $S_2$  con  $j$  variable escoge las unidades de tiempo;  $j=0$  para microsegundos,  $j=3$  para milisegundos y  $j=6$  para segundos, o cualquier otro paso intermedio.
- b) Intervalos de Tiempo por Voltaje (INT,j,APG,T,V,EXT).- Cuenta las unidades de tiempo mientras la salida del canal B sea positiva, con  $S_2$  se escoge la unidad de tiempo.
- c) Intervalos de Tiempo por pulsos BB (INT,j,APG,T,P<sub>BB</sub>,EXT).- Cuenta unidades de tiempo entre la ocurrencia de dos pulsos consecutivos en la salida del canal B, con  $S_2$  se escoge la unidad de tiempo.
- d) Intervalos de Tiempo por pulsos AB (INT,j,APG,T,P<sub>AB</sub>,EXT).- Cuenta unidades de tiempo desde la ocurrencia de un pulso de encendido en el canal A, hasta que incide un pulso de apagado en el canal B; con  $S_2$  se escoge la unidad de tiempo.

Usando al aparato en intervalo de tiempo (a) con  $S_2=6$  para utilizar segundos, al accionar a  $S_6$  en MAN el instrumento empieza a contar esas unidades de tiempo; si al minuto se regresa  $S_6$  a la posición APG, el contador muestra una cuenta de 60 aproximadamente. Con el generador en (10 Hz, 10 mS) y usando al aparato en intervalo de tiempo (b) con  $S_2=0$  para utilizar microsegundos, la cuenta es 10,000 aproximadamente, debido a la anchura del pulso positivo.

Con el generador en (10 Hz, 10  $\mu$ S) y utilizando al aparato en intervalo de tiempo (c), con  $S_2=0$ , la cuenta es de cien mil (100,000) aproximadamente, debido a la frecuencia de 10 Hz de la señal en B. Usando dos generadores, uno en (10 Hz, 50 mS) y otro en (EXT, 10  $\mu$ S) sincronizado con la salida retardada del anterior, y el aparato en intervalo de tiempo (d), con  $S_2=0$ , la cuenta es de 50,000 aproximadamente. La conexión empleada entre los generadores hace que el segundo produzca un pulso retrasado con respecto a la ocurrencia de un pulso en el primer generador, el retraso depende de la duración de ese primer pulso.

5.1.6 Una Aplicación Particular.- El instrumento se usó para calibrar las escalas de frecuencia del generador de pulsos, según se indica en el manual de operación. Se empleó un osciloscopio (TYPE 545B OSCILLOSCOPE, & TYPE M PLUG IN UNIT, Tektronik, Inc.) como auxiliar en la observación de la forma de onda y corroboración de los ajustes de frecuencia. En la figura 5.4 se muestra el conjunto de aparatos empleados en la calibración.

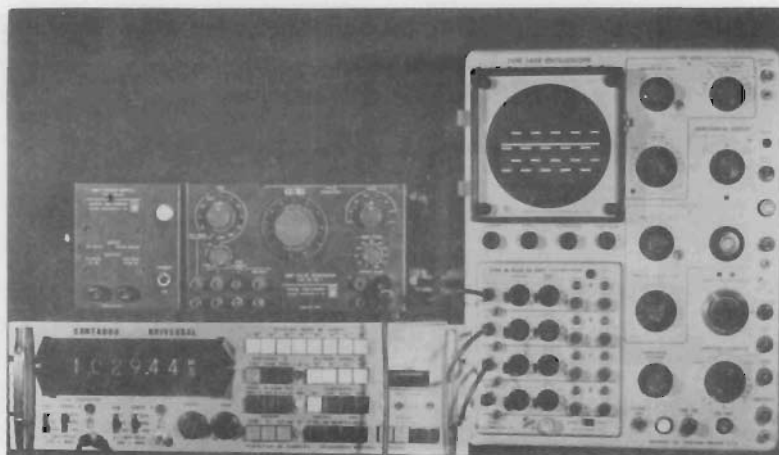


Fig 5.4 Calibración del generador de pulsos usando el medidor de períodos.

El procedimiento es bastante sencillo, sólo hay que ajustar los valores de dos resistencias variables y de dos condensadores también variables. Con ese ajuste se procura hacer que el período de la señal que sale del generador coincida con el inverso de la frecuencia que está en el selector externo. El empleo del instrumento en su modalidad como medidor de períodos, facilita enormemente el trabajo de calibración; ya que muestra directamente cuál es la lectura sin ambigüedades y cualquier cambio en esa cantidad, al ir variando los ajustes, se manifiesta de una forma muy notoria en la lectura de salida decimal.

El osciloscopio resulta un auxiliar muy poderoso del instrumento. Con su ayuda se puede observar el comportamiento de los conformadores de entrada y cómo afecta el nivel de disparo a la señal de salida. Se puede ver cómo está operando la compuerta, así como la transmisión de la información hacia el totalizador de cuentas. El efecto de los pulsos de disparo del elemento biestable también se pueden observar, tanto como su salida que controla, en ocasiones, a la compuerta. Con el empleo del osciloscopio se puede juzgar si el aparato de medición está reaccionando adecuadamente para el proceso de observación que se realiza.

En este caso particular, se emplea para analizar cuál es el efecto sobre la forma de onda que tienen los ajustes del generador. Mientras el instrumento mide los períodos correspondientes, el osciloscopio se encarga de la observación de las pequeñas alteraciones de voltaje de la señal que no son detectables por la discriminación digital de los conformadores de entrada.

## 5.2 Precisión y Estabilidad del Oscilador Patrón

El oscilador patrón es un generador de pulsos que contiene un cristal de cuarzo de alta estabilidad. La frecuencia característica de oscilación es de 1.0000000 Mhz,

con una estabilidad de  $\pm 5 \times 10^{-2}$  Hz a  $75^\circ \pm 0.5^\circ\text{C}$  y de  $\pm 2.5 \times 10^{-2}$  Hz a  $75^\circ \pm 0.1^\circ\text{C}$ .

La técnica empleada para medir la estabilidad de la señal a corto plazo consiste en comparar la frecuencia del oscilador con la de otro patrón que se supone más estable. El patrón empleado para este propósito (TYPE 1115-B STANDARD FREQUENCY OSCILLATOR, General Radio Co.) tiene una estabilidad de  $1 \times 10^{-11}$  por segundo; o sea, que a 1 Mhz tiene una estabilidad de  $\pm 10^{-5}$  Hz por segundo. Este instrumento patrón primario se muestra en la figura 5.5.

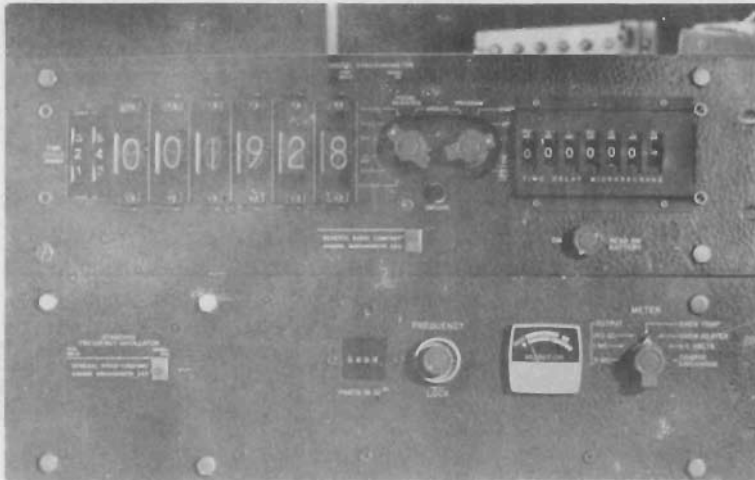


Fig 5.5 Oscilador patrón primario.

Para comparar las frecuencias se utiliza el método de las figuras de Lissajous, formadas por dos señales de frecuencias congruentes (en este caso de relación 1:1). El período de rotación de una figura de Lissajous, vista en el osciloscopio, será el inverso de la diferencia de frecuencia entre ambas. Al medir la estabilidad del oscilador con respecto al patrón primario, se encontró tener un período de rotación de 20 segundos, lo cual equivale a una diferen-

cia de frecuencias de  $5 \times 10^{-2}$  Hz (usando el control de temperatura de  $75^\circ \pm 0.5^\circ\text{C}$  garantizado por el fabricante del horno que contiene al cristal). Cuando se emplea el control electrónico de temperatura ( $75^\circ \pm 0.1^\circ\text{C}$ ), el período de rotación aumenta a 40 segundos, lo cual equivale a una diferencia de frecuencias de  $2.5 \times 10^{-2}$  Hz. Este período de rotación no se pudo reducir más con el diseño de circuito empleado.

La temperatura del horno donde está contenido el cristal se conoce por la variación de la resistencia de un par de termistores, que se introdujeron en el mismo horno y en contacto físico directo con el envase metálico del cristal. Los termistores se calibraron previamente usando un puente potenciométrico.

Una estabilidad de  $5 \times 10^{-2}$  Hz limita la cantidad de cifras significativas con que se puede hacer una medición de tiempo a largo plazo. Como la frecuencia del oscilador patrón se divide para obtener frecuencias menores y, por tanto, unidades de tiempo más grandes que un microsegundo, la estabilidad limita la división hasta por factores de  $10^{-7}$ , ya que después de este paso empieza a ser significativo el posible error que se introduce con una división mayor a  $10^{-1}$  Hz o 10 segundos de período.

### 5.3 Aplicaciones del Aparato

En esta sección se proporciona un breve listado de las posibles aplicaciones del aparato. Están divididas por tipos de medición y subdivididas por categorías o modalidades de aplicación.

5.3.1 Aplicaciones del Medidor de Eventos.- El medidor de eventos se puede aplicar con sus seis modalidades en lo siguiente:

- a) Escalador de totalización libre (manual), para



emplearse con detectores de partículas, tubos Geiger-Müller, detectores de semiconducción, de centelleo, fotodetectores, etc.

- b) Contador de Eventos por unidad especificada, como contador de gotas por litro, partículas por kilogramo, producción de artículos por proceso, revoluciones totales de un motor o pieza de maquinaria, contador de impactos, golpes de martillo, operaciones por unidad de combustible. En general, contador de sucesos rápidos.
- c) Para implementar a otros instrumentos de medición, como medición de distancias por el número de revoluciones de una circunferencia de diámetro conocido; desplazamientos muy pequeños, contando el número de franjas que pasan en un interferómetro; medidor de flujo, por el número de vueltas de aspas sumergidas en un fluido.

5.3.2 Aplicaciones del Medidor de Frecuencias. - El medidor de frecuencias se puede aplicar en lo siguiente:

- a) Medición de Frecuencias de señales periódicas, como osciladores electrónicos, de audio, mecánicos, péndulos, diapasones, estroboscopios, instrumentos musicales, vibradores.
- b) Velocidades de Rotación o revolución de motores, con detectores ópticos, magnéticos, eléctricos o mecánicos; velocímetros, tacómetros, velocidades de vibración. En general, razones de movimiento con respecto al tiempo de fenómenos recurrentes.
- c) Razonímetros, dosímetros, medición de gasto, actividad de muestras radioactivas.
- d) Calibración de otros instrumentos, como osciladores patrones de tiempo, generadores de pul-

sos, de señales de audio, de radiofrecuencia, instrumentos musicales, vibradores mecánicos, diapasones, péndulos.

- e) Para implementar instrumentos analógico-digitales, voltímetros, multímetros; usando convertidores del tipo voltaje-frecuencia.

5.3.3 Aplicaciones del Medidor de Razón de Frecuencias.- El medidor de razón de frecuencias, en sus dos modalidades se puede emplear en lo siguiente:

- a) Verificación comparativa de las frecuencias de otros osciladores con respecto a uno patrón.
- b) Mediciones de desviación o error entre osciladores de frecuencias congruentes o proporcionales.
- c) Mediciones de sucesos proporcionales en general.

5.3.4 Aplicaciones del Medidor de Períodos.- El medidor de períodos se puede aplicar en lo siguiente:

- a) Medición de Períodos de señales repetitivas, como péndulos, osciladores mecánicos, osciladores de audio, diapasones, vibradores.
- b) Verificación de patrones de tiempo e instrumentos empleados para medir tiempo, cronómetros, relojes, programadores secuenciales.
- c) Medición de velocidades de revolución en general.

5.3.5 Aplicaciones del Medidor de Promedios de Períodos.- El medidor de promedios de períodos se puede usar en lo siguiente:

- a) Medición del período de señales poco estables, o que varían lentamente en el tiempo.

- b) Medición del período de señales muy estables con resolución hasta de nanosegundos.

5.3.6 Aplicaciones del Medidor de Intervalos de Tiempo.- El medidor de intervalos de tiempo, con sus cuatro modalidades de control, se puede aplicar en lo siguiente:

- a) Cronometría, como la medición de tiempos en recorrer distancias, velocidades de desplazamientos, duración de procesos o cambios, tiempos de vaciado de recipientes, tiempos de reacción química o física.
- b) Duración de fenómenos rápidos, como tiempos de levantamiento, caída y anchura de pulsos o señales de voltaje. Separación temporal entre sucesos definidos por la ocurrencia de pulsos de encendido y apagado, o por voltajes de duración controlada.
- c) Análisis de la forma de ondas arbitrarias, en conjunción con los ajustes de nivel de entrada.
- d) Implementación de instrumentos híbridos, como voltímetros, multímetros; por medio del empleo de convertidores analógico-digitales del tipo voltaje a intervalo de tiempo.

5.3.7 Aplicaciones de la Programación Local.- La programación local del instrumento, empleando el sistema modificado de los conformadores secundarios (figura 4.17), se puede usar en lo siguiente:

- a) Síntesis de funciones lógicas de decisión y de memoria.
- b) Detección y discriminación de fenómenos mecánicos, ópticos y eléctricos, de tipo binario o bivalente; como condiciones de encendido-apagado, abierto-cerrado, luz-oscuridad, etc.

- c) Control de procesos, por medio de la conmutación de contactos eléctricos normalmente abiertos o cerrados, tanto para corriente alterna como directa.
- d) Interacción directa con el instrumento para tomar decisiones conforme se realiza una medición, alterando selectivamente el curso de la misma; por ejemplo cambiando escalas en caso de sobreflujo.

5.3.8 Aplicaciones de la Programación Remota.- La programación remota del instrumento se puede aplicar en lo siguiente:

- a) Control de todas las funciones de medición por medio de computadoras; seleccionando remotamente las posiciones de los selectores de funciones y tomando los resultados en forma digital directamente del contador o la memoria decimal.
- b) Integración de sistemas de medición en tiempo real; donde el instrumento es una parte activa del conjunto y que se encarga de ejecutar diversas mediciones automáticamente, según el curso del experimento o proceso.
- c) Capacidad de interacción con otros sistemas de medición o procesamiento; donde el instrumento controla a otros aparatos, en función de los resultados de las diversas mediciones.

5.3.9 Posibles Expansiones del Sistema.- El sistema de medición descrito en el capítulo 4 tiene la flexibilidad necesaria para aceptar expansiones o mejoras del sistema sin mucho problema. Se le puede adicionar una mayor capacidad de almacenamiento, para contar más cifras decimales. Se le puede dotar de un sistema de selección automática de escalas o sensibilidades; así como selector automático de atenuación.

Se le puede dotar de un sistema de conteo preajustable; es decir, que pueda detectar cuándo ha llegado la cuenta a un número arbitrario (pero ajustable) y realizar tal o cual operación de decisión o control. Se puede modificar el circuito de las entradas para que puedan funcionar a mayor velocidad; puesto que el límite de medición de eventos o frecuencias está fijado más bien por la respuesta de las entradas que por la estabilidad del patrón de tiempo. Se pueden alterar algunos selectores, que no son programables, para que respondan de la misma manera que los automáticos o controlables remotamente; por ejemplo los selectores de atenuación y los ajustes de persistencia de la lectura.

El diseño de este instrumento no es de ninguna manera definitivo, se puede alterar para lograr con eso una mejor adaptación del sistema al problema que se trata de estudiar.

## CONCLUSIONES

En este trabajo se encuentra resumido el conocimiento necesario para diseñar instrumentos digitales de medición. Los fenómenos binarios en los que se traduce una observación de la naturaleza se pueden analizar con estos aparatos. Pero no todos los fenómenos que se estudian son binarios, sino que son igual de frecuentes los sucesos en los cuales ciertas cantidades varían continuamente y que encierran en ese cambio a la información buscada.

Los convertidores analógico-digitales y digital-analógicos resuelven en parte el problema de estudiar a fenómenos continuos, con mayor precisión y alcance que los instrumentos analógicos de medición.

Los aparatos digitales de medida se emplean con más frecuencia, porque reducen notablemente la posibilidad de error humano al tomar las lecturas o resultados del proceso de medición. Un aparato híbrido, compuesto por un sistema digital y otro sistema analógico de conversión, sería verdaderamente el instrumento universal; con él se podría medir prácticamente cualquier parámetro físico, si se contara con el transductor adecuado.

El diseño incluido en este trabajo es un sistema digital de medición bastante completo, pero carece de la posibilidad de hacer mediciones de fenómenos continuos con la misma capacidad que los híbridos; sólo puede detectar y discriminar eventos continuos en forma binaria, por ejemplo si cierto voltaje es menor o mayor que cierto nivel, etc.

Los instrumentos híbridos que emplean convertido-

res analógicos, usan de alguna manera a los mismos elementos que un simple sistema digital. El aparato aquí descrito se puede emplear muy efectivamente en conjunción con sistemas de conversión para obtener un conjunto híbrido como el que se discute. La gran variedad de modalidades de control permite el uso del instrumento para estos fines. Se puede afirmar que cualquier convertidor analógico-digital se acopla fácilmente a este sistema. De esta manera el "Contador Universal" sería un "Instrumento Universal".

La capacidad de programación local y remota del aparato lo transforman en un sistema de grandes posibilidades de medición. No todos los instrumentos digitales se pueden emplear para experimentación en tiempo real, en la cual un resultado de medición puede interaccionar o alterar el curso de la misma observación. No todos los instrumentos pueden comunicar los resultados de sus mediciones a un impresor o procesador de datos (como una computadora). La mayoría de los instrumentos tampoco ofrece mucho grado de control sobre sus procesos, son tan automáticos que limitan notablemente sus posibles aplicaciones. Este aparato no tiene esos problemas.

Para convertir a este instrumento universal en un sistema todavía más eficiente, es necesario acoplarlo de una manera adecuada a una computadora que tenga la capacidad de operación en tiempo real. También es conveniente incluir a un osciloscopio. El sistema combinado sería un pequeño laboratorio de medición que prácticamente no tendría límites, mas que los inherentes en cuanto a precisión y alcance de cada uno.

## APENDICE 1

### EL SISTEMA BINARIO DE NUMERACION

El sistema decimal de numeración, con el cual todos están familiarizados, representa a los números como una suma de potencias de diez, donde cada potencia está multiplicada por un dígito comprendido entre cero y nueve inclusive. Cuando se escribe un número decimal, se anotan solamente los factores asociados a las diversas potencias, y también un punto decimal que dice cuales potencias de diez son las afectadas. Por ejemplo:

$$528 = 5 \times 10^2 + 2 \times 10^1 + 8 \times 10^0$$
$$6327.45 = 6 \times 10^3 + 3 \times 10^2 + 2 \times 10^1 + 7 \times 10^0 + 4 \times 10^{-1} + 5 \times 10^{-2}$$

y en general:

$$\dots \alpha_2 \alpha_1 \alpha_0 \alpha_{-1} \alpha_{-2} \alpha_{-3} \dots$$
$$= \dots + \alpha_2 \beta^2 + \alpha_1 \beta^1 + \alpha_0 \beta^0 + \alpha_{-1} \beta^{-1} + \alpha_{-2} \beta^{-2} + \alpha_{-3} \beta^{-3} + \dots$$

donde  $\alpha_2, \alpha_1, \alpha_0, \alpha_{-1}, \alpha_{-2}, \alpha_{-3}$ , etc., son dígitos comprendidos entre cero y  $(\beta - 1)$ ,  $\beta$  es la base del sistema de numeración, y  $\beta = 10$  para un número decimal.

El número diez se escogió como base de los números usuales, probablemente, porque se tiene esa cantidad de dedos en ambas manos. Sin embargo, no hay razón por la cual no se puede seleccionar otra base. Usando un subíndice para indicar la base empleada, se tiene, por ejemplo, que:

$$(433)_{10} = 6 \times 8^2 + 6 \times 8^1 + 1 \times 8^0 = (661)_8$$
$$= 3 \times 5^3 + 2 \times 5^2 + 1 \times 5^1 + 3 \times 5^0 = (3213)_5$$



$$\begin{aligned}
 &= 1 \times 3^5 + 2 \times 3^4 + 1 \times 3^3 + 0 \times 3^2 + 0 \times 3^1 + 1 \times 3^0 = (121001)_3 \\
 &= 1 \times 2^8 + 1 \times 2^7 + 0 \times 2^6 + 1 \times 2^5 + 1 \times 2^4 + 0 \times 2^3 + \\
 &\quad + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = (110110001)_2
 \end{aligned}$$

El último sistema empleado, teniendo como base a dos, se le denomina "Sistema Binario de Numeración", y se puede notar inmediatamente que los factores de la base consisten en su totalidad de unos y ceros.

El sistema binario de numeración proporciona un método de representar números con circuitos electrónicos que sólo reconocen a dos niveles de voltaje, como los que se mencionan en el capítulo 3. Sin embargo, para ser interpretados y comprendidos apropiadamente por el hombre, los números deben de expresarse en forma decimal; de lo anterior se concluye que se necesita hacer una conversión binaria-decimal cuando se tiene que extraer información o resultados de algún aparato que utilice internamente al sistema binario para representar a los números. Esta conversión no es muy difícil de hacer, como se ha visto, pero otro sistema binario parecido es mucho más fácil de traducir.

En el sistema binario-decimal, cada dígito decimal está representado por un grupo de dígitos binarios. Como cada grupo de dígitos binarios debe representar a uno de diez dígitos decimales, cada grupo contiene por lo menos cuatro dígitos binarios (porque tres de ellos sólo representan a ocho combinaciones diferentes y cuatro de los mismos, a dieciseis). En la tabla de la figura A1.1 se muestran las equivalencias de los diez dígitos decimales en el sistema binario.

0	0000	5	0101
1	0001	6	0110
2	0010	7	0111
3	0011	8	1000
4	0100	9	1001

Fig A1.1 Tabla de equivalencia de los diez dígitos decimales en el sistema binario.

En el sistema binario, el número 433 estaba expresado por 110110001, en el sistema binario-decimal está representado por 0100 0011 0011, donde cada conjunto de cuatro dígitos representa a un dígito decimal.

El sistema binario-decimal es una de tantas maneras diferentes de expresar un número decimal en forma binaria. El código de conversión 8-4-2-1, o código natural, se emplea porque es bastante sencillo de utilizar. Existen otros códigos de conversión, en el cual el factor binario no multiplica a una potencia de dos (en el mismo sentido que se expresó anteriormente), sino que multiplican a otra cantidad que, al sumar los productos parciales, sigue representando de la misma manera a un número decimal. Por ejemplo, hay códigos 4-2-2-1, 5-4-2-1, 6-3-1-1, 5-2-2-1, 3-3-2-1.

Todos estos sistemas son un poco desperdiciados en cuanto a que algunas combinaciones de dígitos no pueden ocurrir. Por ejemplo, en el código natural, las combinaciones 1010, 1011, 1100, 1101, 1110 y 1111 no ocurren porque representan a otros números decimales de dos dígitos 10-15 en lugar de uno de ellos. Un código de cuatro dígitos binarios requiere  $4n$  cifras para representar a  $10^n$  números diferentes. Para encontrar el número de dígitos binarios necesarios para representar  $10^n$  números con el sistema binario normal, se hace  $2^k = 10^n$ , y se encuentra que  $k = \log_2 10^n = 3.32n$ . Entonces  $3.32n$  dígitos pueden hacer el trabajo de  $4n$ , el desperdicio es  $\{(4n - 3.32n)/4n\} \cdot 100 = 17\%$ .

Los códigos anteriores tienen la ventaja principal de que la translación del sistema decimal al binario y viceversa se puede hacer fácilmente. Esta ventaja se paga con un espacio de almacenamiento que se desperdicia, como se mencionó. Con todo lo anterior, el código natural 8-4-2-1, es el que se emplea con más frecuencia.

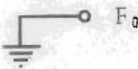





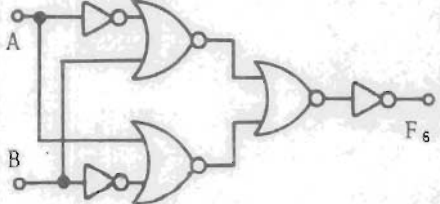
APENDICE 2

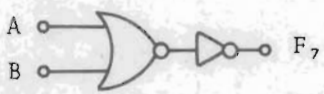
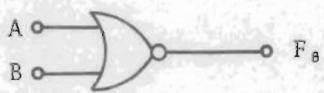
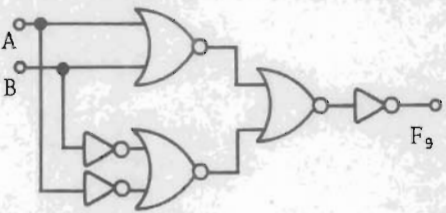
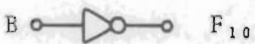
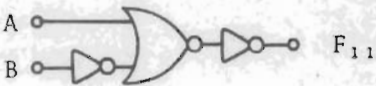
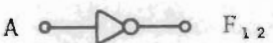
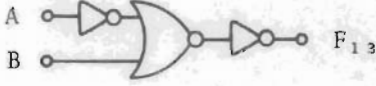
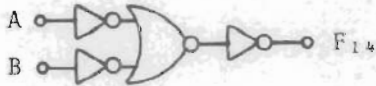
Tabla de Cualidades y Ventajas de las Distintas Familias de Circuitos Integrados.


Característica	LTR	LTD	LTT	LEA	LTEC
Función Lógica básica.	Alternación Negada.	Conjunción Negada.	Conjunción Negada.	Alternación o Alternación Negada	Alternación Negada
Tipo de Interconexión.	Suministra corriente de salida.	Sumidero de corriente en la salida.	Sumidero de corriente en la salida.	Corriente controlada para no saturación.	Usa voltaje unicamente.
Niveles Lógicos	0=0.2 V 1=1.6 V	0=0.2 V 1=3.0 V	0=0.2 V 1=3.3 V	0=-1.60 V 1=-0.75 V	0=- 2 V 1=-10 V
Capacidad de manejo de otras unidades.	5	8	10	25	5
Tiempo de propagación o retardo.	25 nS	25 nS	13 nS	3 nS	500 nS
Inmunidad al ruido.	200 mV	750 mV	1000 mV	200 mV	---
Voltaje de trabajo.	+3.6	+5.0	+5.0	-5.2	-20
Ventajas Principales.	Bajo costo. Facilidad de interconexión con elementos discretos o individuales.	Costo moderado Variedad de funciones. Inmunidad al ruido.	Alta velocidad Alta inmunidad al ruido. Alta capacidad de manejo. Versatilidad. Variedad de funciones.	La más alta velocidad. Variedad de funciones. Alta capacidad de manejo.	Bajo consumo de energía. La más grande variedad de funciones más complejas.

APENDICE 3

EQUIVALENCIA DE LAS 16 FUNCIONES DE DOS VARIABLES EN COMPUERTAS AN

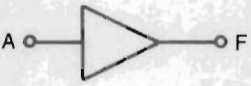
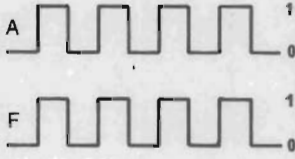
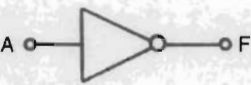
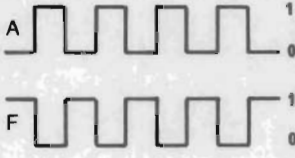
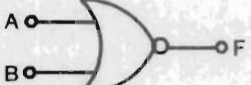
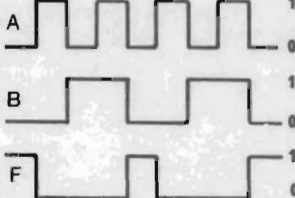

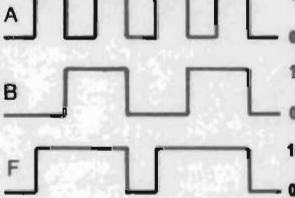
FUNCION	EQUIVALENCIA
Negación Total $F_0 = 0$	
Conjunción $F_1 = A \cdot B$	
Exclusión $F_2 = A \cdot \bar{B}$	
Identidad Singular en A $F_3 = A$	
Conjunción Condicional $F_4 = \bar{A} \cdot B$	
Identidad Singular en B $F_5 = B$	
Disyunción $F_6 = \bar{A} \cdot B + A \cdot \bar{B}$	

FUNCION	EQUIVALENCIA
Alternación $F_7 = A+B$	
Negación Conjunta o Alternación Negada (AN) $F_8 = \overline{A \cdot B} = \overline{A+B}$	
Bicondicional $F_9 = \overline{A \cdot B} + A \cdot B$	
Negación Singular en B $F_{10} = \overline{B}$	
Causal $F_{11} = A + \overline{B}$	
Negación Singular en A $F_{12} = \overline{A}$	
Condicional $F_{13} = \overline{A} + B$	
Negación Alterna o Conjunción Negada $F_{14} = \overline{A+B} = \overline{A} \cdot \overline{B}$	


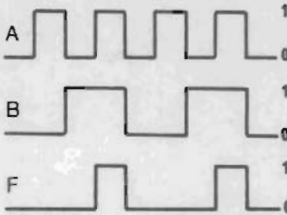
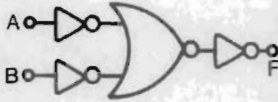
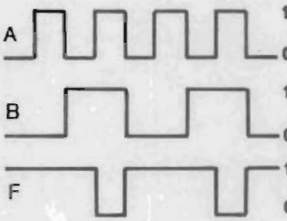
FUNCION	EQUIVALENCIA
Identidad Total $F_{15}=1$	$+3.6 \text{ V}$  <p>The diagram shows a vertical resistor symbol with the value 300 Ω. A horizontal line extends from the bottom of the resistor to a terminal labeled F15.</p>
La resistencia conectada al positivo es el equivalente de una compuerta con salida positiva, es decir, con los transistores apagados.	

APENDICE 4

GRAFICAS TEMPORALES DE LOS SEIS  
ELEMENTOS DE DECISION

ELEMENTO Y SIMBOLO	GRAFICA TEMPORAL	OBSERVACIONES
 <p>AMPLIFICADOR</p>		<p>La salida es siempre igual a la entrada. La salida vale 1 cuando la entrada es 1, y vale 0 cuando la misma entrada es 0.</p>
 <p>INVERSOR</p>		<p>La salida es el complemento o negación de la entrada. La salida es 1 si la entrada es 0, y vale 0 cuando la misma entrada es 1.</p>
 <p>ALTERNACION NEGADA</p>		<p>La salida vale 1 cuando ambas entradas son 0. La salida vale 0 cuando alguna entrada es 1.</p>
 <p>ALTERNACION</p>		<p>La salida vale 1 cuando alguna entrada es 1. La salida vale 0 sólo cuando ambas entradas son 0.</p>



ELEMENTO Y SIMBOLO	GRAFICA TEMPORAL	OBSERVACIONES
 <p data-bbox="207 357 360 383">CONJUNCION</p>		<p data-bbox="755 164 1034 383">La salida vale 1 sólo cuando ambas entradas son 1. La salida vale 0 cuando alguna de las entradas es 0.</p>
 <p data-bbox="150 631 410 656">CONJUNCION NEGADA</p>		<p data-bbox="755 438 1034 656">La salida vale 1 cuando alguna de las entradas es 0. La salida vale 0 cuando ambas entradas son 1.</p>



APENDICE 5

DISEÑO DE LA DECADA DIVISORA  
DE FRECUENCIA

Se define la función F\* como sigue:

$$F^* = \overline{F}^n \cdot \overline{F}^{n+1} + \overline{F}^n \cdot F^{n+1} + F^n \cdot \overline{F}^{n+1} + F^n \cdot F^{n+1} = \overline{F}^n + F^{n+1} \quad \{A5.1\}$$

$$\overline{F}^* = F^n \cdot \overline{F}^{n+1} \quad \{A5.2\}$$

Por lo anterior, la memoria JK disparada por transiciones de la sección 3.3.11, se puede caracterizar por la tabla funcional de la figura A5.1.

J <sup>n</sup>	K <sup>n</sup>	t*	Q <sup>n</sup>	Q <sup>n+1</sup>	
0	0	0	0	1	$Q^{n+1} = (\overline{J} \cdot \overline{K} \cdot \overline{t^*} \cdot \overline{Q} + \overline{J} \cdot \overline{K} \cdot t^* \cdot Q + \overline{J} \cdot K \cdot t^* \cdot Q + J \cdot \overline{K} \cdot \overline{t^*} \cdot \overline{Q} + J \cdot \overline{K} \cdot \overline{t^*} \cdot Q + J \cdot \overline{K} \cdot t^* \cdot Q + J \cdot K \cdot \overline{t^*} \cdot Q + J \cdot K \cdot t^* \cdot Q)^n \quad \{A5.3\}$
0	0	0	1	0	
0	0	1	0	0	
0	0	1	1	1	
0	1	0	0	0	$Q^{n+1} = (\overline{K} \cdot \overline{t^*})^n \overline{Q}^n + (J + t^*)^n Q^n \quad \{A5.4\}$
0	1	0	1	0	
0	1	1	0	0	Cuando t* = 1, Q <sup>n+1</sup> = Q <sup>n</sup> <span style="float: right;">{A5.5}</span>
1	0	0	0	1	
1	0	0	1	1	La ecuación A5.6 es la ecuación de la memoria JK modificada para complementarse con la combinación J=K=0, en vez de J=K=1, cuando ocurre la transición negativa, expresada muy cómodamente por t* = 0.
1	0	1	0	0	
1	0	1	1	1	
1	1	0	0	0	
1	1	0	1	1	
1	1	1	0	0	
1	1	1	1	1	

Fig A5.1 Tabla funcional de un JK.

De una manera análoga a la de la sección 2.4.2.5, se resuelve para J y K de la ecuación A5.6 en función de la ecuación de aplicación 2.5.3.

$$\bar{K} \cdot \bar{Q} + JQ = G_1Q + G_2\bar{Q} \quad \{A5.7\}$$

de donde se obtiene:

$$J = G_1 \quad \{A5.8\}$$

$$K = \bar{G}_2 \quad \{A5.9\}$$

Lo cual demuestra que la ecuación A5.4 es una ecuación más generalizada que la ecuación característica de la memoria JK de A5.6; la generalización incluye a la transición negativa de disparo, cuestión que será muy útil más adelante.

La década divisora de frecuencia se puede considerar como un autómata que tiene diez estados internos, los que recorre ciclicamente, pasando de uno a otro cuando ocurre una transición negativa en una entrada de sincronía t (o sea, cuando  $t^* = 0$ , el autómata cambia al siguiente estado); también tiene una salida, en la cual debe ocurrir una transición negativa por cada diez transiciones que ocurran en la entrada t, además debe producirse en sincronía.

Se necesitan cuatro memorias para representar a los diez estados; por tanto existen seis estados prohibidos a los cuales el autómata no puede llegar normalmente, dado que con cuatro variables se pueden tener dieciseis estados distintos.

Es conveniente además que el autómata recorra los diez estados en orden binario-decimal con un código de conversión 8-4-2-1, para que la interpretación de la cuenta al macenada en la década divisora se facilite por medio de un decodificador binario-decimal, como el de la figura 3.52.

La tabla funcional que define perfectamente al autómata está expresada en la tabla de la figura A5.2.

$t^*$	$A^n$	$B^n$	$C^n$	$D^n$	$A^{n+1}$	$B^{n+1}$	$C^{n+1}$	$D^{n+1}$
0	0	0	0	0	1	0	0	0
0	1	0	0	0	0	1	0	0
0	0	1	0	0	1	1	0	0
0	1	1	0	0	0	0	1	0
0	0	0	1	0	1	0	1	0
0	1	0	1	0	0	1	1	0
0	0	1	1	0	1	1	1	0
0	1	1	1	0	0	0	0	1
0	0	0	0	1	1	0	0	1
0	1	0	0	1	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	1	0	0	0
1	0	1	0	0	0	1	0	0
1	1	1	0	0	1	1	0	0
1	0	0	1	0	0	0	1	0
1	1	0	1	0	1	0	1	0
1	0	1	1	0	0	1	1	0
1	1	1	1	0	1	1	1	0
1	0	0	0	1	0	0	0	1
1	1	0	0	1	1	0	0	1
0	1	0	1					
1	1	0	1					
0	0	1	1					
1	0	1	1					
0	1	1	1					
1	1	1	1					

no ocurren

Fig A5.2 Tabla funcional de la década divisora de frecuencia.

Definiendo  $A^n=a$ ,  $B^n=b$ ,  $C^n=c$ ,  $D^n=d$ ,  $A^{n+1}=A$ ,  $B^{n+1}=B$ ,  $C^{n+1}=C$  y  $D^{n+1}=D$ , entonces de la tabla anterior (figura A5.2) se tiene que:

$$\begin{aligned}
 A = & \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + \\
 & + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + \\
 & + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + \\
 & + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^*
 \end{aligned}
 \tag{A5.10}$$

$$\begin{aligned}
 B = & a \cdot \bar{A} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + \bar{a} \cdot A \cdot b \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + \\
 & + a \cdot \bar{A} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + \bar{a} \cdot A \cdot b \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + \\
 & + \bar{a} \cdot \bar{A} \cdot b \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + a \cdot A \cdot b \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + \\
 & + \bar{a} \cdot \bar{A} \cdot b \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + a \cdot A \cdot b \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^*
 \end{aligned}
 \tag{A5.11}$$

$$\begin{aligned}
 C = & a \cdot b \cdot \bar{B} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{B} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + \\
 & + a \cdot b \cdot \bar{B} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{B} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + \\
 & + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{B} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + a \cdot b \cdot \bar{B} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + \\
 & + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{B} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + a \cdot b \cdot \bar{B} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^*
 \end{aligned}
 \tag{A5.12}$$

$$\begin{aligned}
 D = & a \cdot \bar{A} \cdot b \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + \bar{a} \cdot A \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + \\
 & + \bar{a} \cdot \bar{A} \cdot b \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^* + a \cdot A \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} \cdot \bar{t}^*
 \end{aligned}
 \tag{A5.13}$$

Las ecuaciones anteriores (A5.10-A5.13) están sujetas a la restricción:

$$\begin{aligned}
 \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} = a \cdot b \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} = \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} = \\
 = a \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} = \bar{a} \cdot b \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} = a \cdot b \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} = 0 \\
 b \cdot \bar{d} = c \cdot \bar{d} = 0
 \end{aligned}
 \tag{A5.14}$$

Simplificando las ecuaciones anteriores A5.10-13, incluyendo las restricciones A5.14 se tiene:

$$A = \bar{a} \cdot \bar{t}^* + a \cdot t^* \tag{A5.15}$$

$$B = (a \cdot \bar{A}) \cdot \bar{b} \cdot \bar{d} + (\bar{a} + A) \cdot b \tag{A5.16}$$

$$C = (b \cdot \bar{B}) \cdot \bar{c} + (\bar{b} + B) \cdot c \tag{A5.17}$$

$$D = (a \cdot \bar{A}) \cdot b \cdot \bar{c} \cdot \bar{d} + (\bar{a} + A) \cdot d \tag{A5.18}$$

De acuerdo con las ecuaciones A5.1 y A5.2 se tiene que las ecuaciones anteriores se pueden expresar usando la función F\* utilizando las ecuaciones A5.19-A5.22:

$$a \cdot \bar{A} = \bar{a}^* \quad \{A5.19\}$$

$$b \cdot \bar{B} = \bar{b}^* \quad \{A5.20\}$$

$$\bar{a} + A = a^* \quad \{A5.21\}$$

$$\bar{b} + B = b^* \quad \{A5.22\}$$

Por tanto, las ecuaciones A5.15-A5.18 se pueden reescribir como:

$$A = (\bar{t}^*) \bar{a} + (t^*) a \quad \{A5.23\}$$

$$B = (\bar{a}^* \cdot d) \bar{b} + (a^*) b \quad \{A5.24\}$$

$$C = (\bar{b}^*) \bar{c} + (b^*) c \quad \{A5.25\}$$

$$D = (\bar{a}^* \cdot b \cdot c) \bar{d} + (a^*) d \quad \{A5.26\}$$

De la ecuación A5.4, en el caso particular que  $J=K=0$ , se tiene que:

$$Q^{\eta+1} = (\bar{t}^* \cdot \bar{Q} + t^* \cdot Q)^{\eta} \quad \{A5.27\}$$

también, en el caso particular que  $J=0$ , se tiene que:

$$Q^{\eta+1} = (\bar{K} \cdot \bar{t}^* \cdot \bar{Q} + t^* \cdot Q)^{\eta} \quad \{A5.28\}$$

Usando A5.27 en las ecuaciones A5.23 y A5.25 se tiene que:

$$J_A = 0 \quad \{A5.29\}$$

$$K_A = 0 \quad \{A5.30\}$$

$$t_A = t \quad \{A5.31\}$$

$$J_C = 0 \quad \{A5.32\}$$

$$K_C = 0 \quad \{A5.33\}$$

$$t_C = b \quad \{A5.34\}$$

Usando A5.28 en las ecuaciones A5.24 y A5.26 se tiene que:

$$J_a = 0 \quad \{A5.35\}$$

$$K_a = d \quad \{A5.36\}$$

$$t_a = a \quad \{A5.37\}$$

$$J_D = 0 \quad \{A5.38\}$$

$$K_D = \overline{b} \cdot \overline{c} = \overline{b+c} \quad \{A5.39\}$$

$$t_D = a \quad \{A5.40\}$$

Las ecuaciones A5.29-A5.40 se resumen en la tabla de la figura A5.3.

	A	B	C	D
J	0	0	0	0
t	t	a	b	a
K	0	d	0	$\overline{b+c}$

Fig A5.3 Tabla de conexiones de la década divisora de frecuencias.

En la figura 3.50 se encuentra el diagrama del conjunto de memorias que reúnen las condiciones de la tabla contenida en la figura A5.3.

En el sentido que se definió  $F^*$ , las ecuaciones A5.23-A5.26 reproducen fielmente a la tabla funcional de la década divisora de frecuencias. En el caso que el autómata se encuentre por error en un estado prohibido, se puede demostrar de las mismas ecuaciones que, en menos de tres transiciones, el autómata entra de nuevo en el ciclo original y jamás regresa a ninguno de los seis estados no permitidos, según se muestra en la figura A5.4.

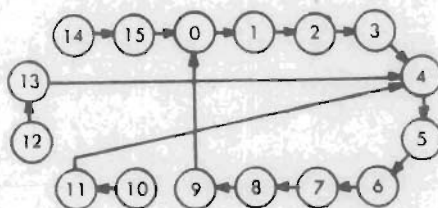


Fig A5.4 Secuencia de estados del autómata.

APENDICE 6

RESUMEN DE LAS POSICIONES DE LOS SELECTORES  
DE FUNCIONES PARA REALIZAR UNA MEDICION

MEDICION	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>5</sub>	S <sub>6</sub>
1 Eventos, Manual	APG	APG	0	F	APG	MAN
2 Eventos, Manual, Escalado	APG	APG	i	F	APG	MAN
3 Eventos por Voltaje	APG	APG	0	F	V	EXT
4 Eventos por Voltaje, Escalado	APG	APG	i	F	V	EXT
5 Eventos por Pulsos	APG	APG	0	F	P <sub>BB</sub>	EXT
6 Eventos por Pulsos, Escalado	APG	APG	i	F	P <sub>BB</sub>	EXT
7 Frecuencias	INT	j	0	F	APG	INT
8 Razón de Frecuencias	EXT	0	0	F	APG	INT
9 Razón de Frecuencias, Escalado	EXT	j	0	F	APG	INT
10 Períodos	INT	j	0	T	APG	INT
11 Promedio de períodos	INT	j	i	T	APG	INT
12 Intervalos de Tiempo, Manual	INT	j	APG	T	APG	MAN
13 Intervalos de Tiempo, por Voltaje	INT	j	APG	T	V	EXT
14 Intervalos de Tiempo, por Pulsos en B-B	INT	j	APG	T	P <sub>BB</sub>	EXT
15 Intervalos de Tiempo, por Pulsos en A-B	INT	j	APG	T	P <sub>AB</sub>	EXT
j=0,1,2,3,4,5,6,7						
i=0,1,2,3						

## BIBLIOGRAFIA

- 1.- D. C. BAIRD, "Experimentation: An Introduction to Measurement Theory and Experiment Design", Prentice-Hall, Inc., New Jersey, 1962.
- 2.- J. J. BROPHY, "Basic Electronics for Scientists", International Student Edition, McGraw-Hill Book Co., New York, 1966.
- 3.- A. G. GONZALEZ BURMESTER, "Descripción de un Contador Electrónico", XII CONGRESO NACIONAL DE LA SOCIEDAD MEXICANA DE FISICA. Guanajuato, Gto., 21-26 de abril 1969.
- 4.- D. E. LANCASTER, "RTL Cookbook", Howard W. Sams & Co., Inc., The Bobbs-Merrill Co., Inc., Indianapolis-New York, 1969.
- 5.- G. MALEY & J. EARLE, "Logic Design of Transistor Digital Computers", Prentice-Hall, Inc., New Jersey, 1963.
- 6.- MALMSTADT, ENKE & TOREN, "Electronics for Scientists", W. A. Benjamin, Inc., New York, 1963.
- 7.- MALMSTADT & ENKE, "Digital Electronics for Scientists", W. A. Benjamin, Inc., New York, 1969.
- 8.- M. Phister, "Logical Design of Digital Computers", John Wiley & Sons, Inc., New York, 1967.



- 9.- "The Full Spectrum/NIXIE® Indicator Tubes and Accessories", Burroughs Corporation, Plainfield, New Jersey, 1967.
- 10.- "Fairchild Semiconductor Integrated Circuits Data Catalog", Fairchild Semiconductor, Mountain View, California, 1970.
- 11.- "Fairchild Semiconductor Transistor and Diode Data Catalog", Fairchild Semiconductor, Mountain View, California, 1969.
- 12.- "Transistor Manual", General Electric Co., Syracuse, New York, 1969.
- 13.- "Type 1115-B Standard Frequency Oscillator", General Radio Co., West Concord, Massachusetts, 1966.
- 14.- "Type 1217-C Unit Pulse Generator", General Radio Co., West Concord, Massachusetts, 1965.
- 15.- "Hewlett-Packard Journal", Volumen 21, Número 8, Hewlett-Packard Co., Palo Alto, California, 1970.
- 16.- "Operating and Service Manual: 524 C/D Electronic Counter", Hewlett-Packard Co., Palo Alto, California, 1966.
- 17.- "The Microelectronics Data Book", Segunda Edición, Motorola Semiconductor Products, Inc., Phoenix, Arizona, 1969.
- 18.- "The Semiconductor Data Book", Cuarta Edición, Motorola Semiconductor Products, Inc., Phoenix Arizona, 1969.

- 19.- "Application Memos", Signetics Corporation, Sunnyvale, California, 1969.
- 20.- "Preferred Semiconductors and Components", Texas Instruments, Inc., Dallas, Texas, 1969.
- 21.- "Transistor Circuit Design", Texas Instruments, Inc., McGraw-Hill Book Co., Inc., New York, 1963.