



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA
DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

FALLA DE ORIGEN

GENERADOR DE TONOS MUSICALES
CONTROLADO DIGITALMENTE

T E S I S
Que para obtener el título de
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
p r e s e n t a n

RODRIGO / PLIEGO ABRAHAM
JOSE ANTONIO GORDILLO AGUILAR



FALLA DE ORIGEN

México, D. F.

1989



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 está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

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

INDICE

INTRODUCCION

A) OBJETIVO	1
B) CARACTERISTICAS PROPIAS DE LA TESIS	4
C) DIAGRAMA GENERAL	5

CAPITULO I: EL SONIDO Y EL OIDO HUMANO

A) EL SONIDO	
1- Definición	7
2- Conceptos de la producción y propagación del sonido	7
3- El oído Humano	8
4- Percepción Auditiva	12
5- Interpretación de los sonidos	13
B) LOS SONIDOS MUSICALES	
1- Definición	16
2- Características del sonido	17
a) Tono/Frecuencia	17
b) Timbre/Estructura Armónica	18
c) Intensidad/Sonoridad	23
d) Duración	27
e) Características Suplementarias	27
3- Formas de onda	28
a) Definición	28
b) Senoide	29
c) Cuadrada	30
d) Pulso	31
e) Triangular	32
f) Diente de Sierra	33
4- Variación en Amplitud (Envolvente ADSR)	34

CAPITULO II : ASPECTOS MUSICALES

A) OBJETIVO	38
B) PARAMETROS MUSICALES	38
1- Nota	39
2- Octava	43
3- Duración	45
C) EVOLUCION DE LOS INSTRUMENTOS	47
D) HISTORIA DE LOS GENERADORES ELECTRONICOS	52
1- Breve Historia	52
E) ASPECTOS MUSICALES DEL G T M C D	59

CAPITULO III : MODULOS DEL GTMCD

A) DIAGRAMA DE BLOQUES	62
B) MODULO 1: GENERADOR DE FRECUENCIAS	63
1- Objetivo	63
2- Características	64
3- Etapas Principales	64
a) Circuito Generador de Frecuencia	65
b) Circuito Generador de Octavas	76
c) Circuito Selector de Octavas	78
C) MODULO 2: GENERADOR DE VOCES	81
1- Objetivo	81
2- Características	81
3- Etapas Principales	82
a) Circuito Contador (0 a 99)	82
b) Conmutador de Voces	85
c) Banco de Voces	88
d) Convertidor Digital Analógico	100
D) MODULO 3: GENERADOR DE ENVOLVENTES	103
1- Objetivo	103
2- Características	104
3- Realización del Generador de Envolventes	105

CAPITULO IV : CONTROL DIGITAL DEL GTMCD

A) OBJETIVO	111
B) DESARROLLO	112
1- Programación de la Melodía	112
2- Programación de la Envolvente	117
3- Programación de las Duraciones	119
4- Programa Ejecutor	121
a) Tipo de voz	123
b) Número de notas de la melodía	123
c) Velocidad de ejecución	124
CONCLUSIONES	125
DIAGRAMA GENERAL	128
APENDICES	129
BIBLIOGRAFIA	

I N T R O D U C C I O N

A) OBJETIVO

El hombre, ser inquieto por naturaleza desde sus orígenes, se ha preocupado por entender las cosas y poderlas manejar a beneficio de sus semejantes, para poder así construir con el paso del tiempo "La Historia de la Humanidad".

Dentro de las cosas más bellas que han sido creadas por el hombre ha sido sin lugar a dudas: " L A M U S I C A " .

La Música se ha definido como un medio de expresión cuyo elemento esencial es el sonido. Este sonido musical presenta características especiales, las cuales lo hacen ser diferente de cualquier sonido existente en el medio ambiente en el que se desarrolla el hombre.

Al escuchar una pieza musical, las sensaciones que experimenta el hombre pueden corresponder a expresiones de alegría, de tristeza, de movimiento, de grandiosidad, quietud, inquietud, etc.; esto nos demuestra que la Música ante todo es un medio de expresión y tan lo es que en la Historia se le considera como una de las más Bellas Artes.

En la Historia de la Música, la mano del hombre ha intervenido como herramienta fundamental para la creación de sonidos. Estos sonidos se encuentran configurados de manera muy diferente en cada uno de los instrumentos musicales.

Un INSTRUMENTO MUSICAL es un aparato cuyo objetivo es la producción de sonidos musicales que provoquen al hombre sensaciones y estados diferentes de acuerdo a la interpretación dada por el ejecutante.

Debido a la evolución de los instrumentos musicales se han llegado a clasificar en 2 grandes categorías:

- A) INSTRUMENTOS MUSICALES TRADICIONALES
- B) INSTRUMENTOS MUSICALES TANTO ELECTRICOS-COMO ELECTRONICOS

En el primer grupo se encuentran todos aquellos instrumentos pertenecientes a la Orquesta Sinfónica. A continuación se presenta a los ejecutantes de la Orquesta Sinfónica con diferentes instrumentos.



Dentro de este grupo se encuentran también los instrumentos tradicionales de cada país, y que no forman parte de la Orquesta Sinfónica como por ejemplo: "la gaita" en Escocia, "el charango" en

Perú, "el acordeón" en Alemania, etc. Existen muchos otros instrumentos conocidos en todo el mundo, como lo son la guitarra, la armónica, la batería, el banjo, el piano, etc., que sin formar parte de la Orquesta Sinfónica forman parte de este grupo por la forma de producción del sonido.

En la generación del sonido en este primer grupo, EL HOMBRE es la fuente de energía productora del sonido. Bastará con hacer vibrar las cuerdas de una guitarra, golpear la membrana de un tambor, o soplar en una flauta para producirlo.

Por otra parte se encuentran todos aquellos instrumentos eléctricos y electrónicos, como lo son : los órganos, las guitarras eléctricas, los sintetizadores, las cajas de ritmos, los pianos electrónicos, etc.; en los cuales la fuente de energía productora del sonido es la ELECTRICIDAD.

En éste grupo, un aparato que merece una especial atención es el SINTETIZADOR.

Un Sintetizador es un instrumento capaz de imitar: los sonidos de los instrumentos musicales tradicionales, los sonidos de los instrumentos eléctricos y electrónicos, y los sonidos del medio ambiente. Así como de crear nuevos sonidos jamás escuchados.

El OBJETIVO de esta tesis es la creación de un instrumento eléctrico - electrónico que genere sonidos musicales.

Con los conocimientos adquiridos en la Facultad de Ingeniería de la U.N.A.M. se logró la construcción de un instrumento musical denominado:

GENERADOR DE TONOS MUSICALES CONTROLADO DIGITALMENTE (G T M C D).

En ésta tesis se presenta la teoría básica para la construcción del G T M C D así como los principios de la música electrónica y del origen y percepción del sonido.

La teoría básica para la construcción del G T M C D se basa en el mundo de los sintetizadores, por lo que las características del aparato tienen algún parecido con las de los sintetizadores comerciales.

B) CARACTERISTICAS PROPIAS DE LA TESIS

EL G T M C D es un instrumento musical electrónico que presenta las siguientes características:

- *Instrumento Musical Electronico UNINOTA*
- *Generacion de 61 SONIDOS MUSICALES*
- *Un banco de 12 VOCES DIFERENTES*
- *Un banco de 10 ENVOLVENTES DIFERENTES*
- *Un banco de 10 MELODIAS DIFERENTES PARA DEMOSTRACION*
- *Control DIGITAL en: el tipo de nota, en su duración, en la octava, así como el tipo de voz y envolvente.*

Las características arriba mencionadas, serán explicadas con mayor detalle en los siguientes capítulos y cabe mencionar que para llevar a cabo estas propiedades se ha requerido a lo largo de la realización del proyecto de la ayuda de un SISTEMA MINIMO DE MICROPROCESADOR basado en la Unidad Central de Proceso (CPU-Z80) y una COMPUTADORA DEL TIPO PC.

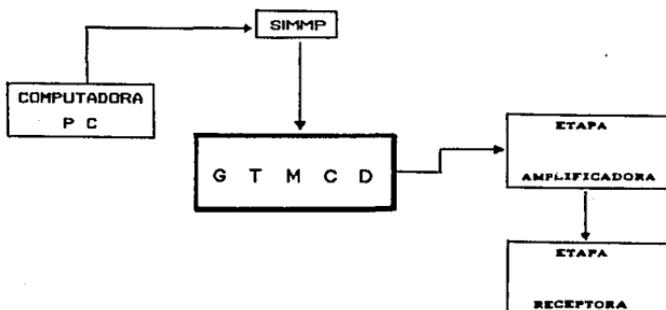
En el siguiente capítulo se presenta al lector una breve introducción sobre el oído humano y el sonido, como preámbulo al conocimiento del sonido musical.

Posteriormente se presentará la realización física del G T M C D proporcionando los detalles propios del sonido musical eléctrico y electrónico, para finalizar con el control digital que se ha efectuado para su funcionamiento.

En el APENDICE A se presenta una explicación más detallada sobre el Sistema Mínimo de Microprocesador denominado SIMMP, el cual contribuye como herramienta de apoyo para la realización de los sonidos musicales electrónicos.

C) DIAGRAMA GENERAL

El siguiente diagrama de bloques, muestra un panorama general de la interconexión del GENERADOR DE TONOS con los dispositivos necesarios para la generación del sonido musical.



En este diagrama se observa que el G T M C D es un instrumento musical electrónico que utiliza como herramienta de trabajo a la Computadora y al Sistema Mínimo de Microprocesador.

Se presenta a continuación el trabajo que se ha desarrollado para explorar el fabuloso mundo de la música electrónica y la realización del G T M C D .

CAPITULO I

EL SONIDO Y EL OIDO HUMANO

A) EL SONIDO

1- DEFINICION:

Sonido es la sensación que experimentamos cuando movimientos o vibraciones en el aire son detectadas por nuestros oídos. Nuestros oídos convierten estas vibraciones en diminutos pulsos eléctricos que son transmitidos vía nuestro sistema nervioso, al cerebro.

El oído detecta los cambios en la presión del aire y éstos cambios se perciben como sonido.

2- CONCEPTOS DE LA PRODUCCION Y PROPAGACION DEL SONIDO:

Se define como sonido a la vibración periódica del medio elástico material que baña el mecanismo auditivo. En lo referido a las especies humana y animales que viven en la atmósfera terrestre este medio es, por supuesto, el aire. El sonido se desplaza longitudinalmente, es decir, las moléculas de aire se mueven en idéntica dirección que la onda sonora. En el fenómeno de la propagación se reconoce la existencia de un "campo sonoro" que es el espacio entre el foco sonoro y el elemento receptor.

En un medio homogéneo el sonido se desplaza en todas las direcciones, formando un campo acústico esférico en el cual la presión sonora disminuye en función del cuadrado de la distancia a la fuente del sonido.

Cuando el sonido se genera en el interior de un recinto, el

campo ya no es homogéneo puesto que la propagación es afectada por las condiciones acústicas ambientales como son las reflexiones o absorciones de determinadas zonas del espectro sonoro causadas por la naturaleza de los materiales, la geometría y las dimensiones de dicho recinto.

La velocidad de propagación del sonido depende del medio y de otras condiciones íntimamente vinculadas al mismo. Se considera que a la presión de 1 atmósfera y a 20 °C de temperatura es típicamente de 343 metros por segundo.

3- EL OIDO HUMANO:

El oído humano está contenido en el hueso temporal, hueso de cierto espesor que aísla el oído de los "ruidos" producidos por la circulación sanguínea (fig.1.1).

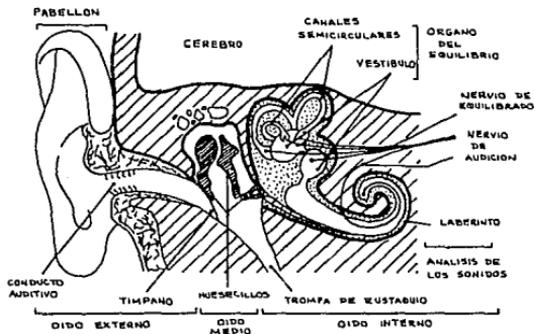


FIG. 1.1 CORTE ESQUEMATICO DEL OIDO.

El pabellón del oído concentra las ondas sonoras en el conducto auditivo, que las encamina hacia el tímpano. Así, estamos en presencia de una columna de aire en resonancia. El conducto auditivo mantiene las vibraciones sonoras de las frecuencias preferenciales del oído humano; por eso, entre 2,000 y 5,000 Hz la presión ejercida sobre el tímpano puede ser el doble de la que ha llegado al pabellón. El tímpano es una membrana tensa, que forma la "separación" entre el oído externo y el oído medio. El tímpano vibra bajo el efecto de las diferencias de presión que recibe.

Detrás del tímpano, tres huesecillos, de forma particular, llamados martillo, yunque y estribo (a causa de su función y su forma), desempeñan el papel de amplificador entre el tímpano y el oído interno. En el oído medio desemboca la trompa de Eustaquio, que mantiene un equilibrio de presión a ambos lados del tímpano (cuando se cambia bruscamente de altitud con lo que la presión externa media sobre el tímpano varía por una razón cualquiera elevador, avión, etc.) el sonido se ensordece, aparece una molestia. Basta masticar para "abrir" las trompas de Eustaquio y que se restablezca una presión idéntica en la cara interna del tímpano).

El martillo, solidario del tímpano, capta la energía mecánica de éste y la transmite al yunque, el cual, a su vez, la transmite al estribo.

El amplificador mecánico así constituido se parece mucho al principio de la palanca, pero más perfeccionado. Este amplificador está regulado en ganancia. Pequeños músculos sujetan cada huesecillo. En el caso de que la potencia sonora se haga excesiva, éstos músculos se contraen y deforman ligeramente los huesecillos, de manera que el estribo resulte menos solicitado.

Señalaremos que también se hace una regulación en el tímpano mismo, que está más o menos estirado según sea la excitación sonora recibida (no obstante, si la variación sonora es demasiado brusca, éste sistema de regulación automática no tiene tiempo de actuar lo

suficientemente rápido y pueden aparecer daños irremediables en el oído interno).

El estribo está animado de una fuerza mecánica que puede ser hasta el triple de la transmitida por el tímpano. Este transmite su energía por intermedio de la "ventana oval", membrana que protege una abertura del hueso de la cóclea al líquido coclear. Entonces aparece un fenómeno de amplificación, debido a que la membrana de la ventana oval tiene una superficie 30 veces inferior a la del tímpano.

En resumen, entre el oído externo y el interno la presión sonora se duplica en el conducto auditivo, a continuación el sistema de huesecillos la triplica y sufre una amplificación del orden de treinta veces por la concentración de esta energía sobre la pequeña superficie de la ventana oval. En total se puede tener una amplificación del orden de 180.

El oído interno comienza en la ventana oval. El líquido contenido en la cóclea está animado por las vibraciones transmitidas por el estribo a través de la membrana de la ventana oval.

Es ahí, en el oído interno, y más precisamente en el laberinto, donde las ondas de presión hidráulicas se transforman en estímulos nerviosos, que el nervio auditivo llevará al cerebro.

Las ondas de presión atraviesan las rampas vestibulares y timpánicas para pasar a continuación alrededor del canal coclear. Durante este recorrido, la membrana basilar ha sido estimulada, y las ondulaciones así creadas han sensibilizado el órgano de Corti (fig.1.2).

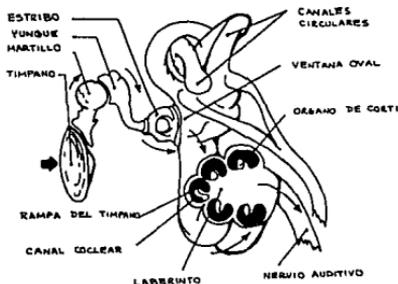


FIG. 1.2 ORGANU DE CORTI

Según la frecuencia recibida, la membrana basilar es sede de una ondulación que presenta un máximo determinado en una frecuencia dada. Este máximo se desplaza con la frecuencia. Los agudos son percibidos cerca de la base del laberinto, y los graves, hacia el vértice.

El órgano de Corti, minúsculo, transforma la presión hidráulica en impulsos eléctricos. Las células ciliadas, portadoras de millares de "pestañas", son las que producen, según el movimiento de los pelillos, impulsos electroquímicos que el nervio auditivo transmite al cerebro.

La zona auditiva cerebral se encuentra donde indica la fig. 1.3. Según la frecuencia de la señal los impulsos nerviosos aparecen en una u otra fibra nerviosa. Las fibras nerviosas de una región dada reaccionan a estímulos más o menos fuertes. Por tanto, la intensidad del sonido es proporcional al número de nervios que participan. Las corrientes de impulsos contienen, según un código aún desconocido, todas las informaciones necesarias para el cerebro.

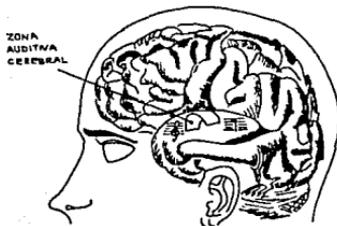


FIG. 1.3 ZONA AUDITIVA CEREBRAL

4- PERCEPCION AUDITIVA:

Un oído sano percibe con toda normalidad una gama de frecuencias comprendida entre 30 y 17,000 Hz, extendiéndose en casos especiales desde 16 hasta los 20,000 Hz. En realidad estos márgenes son puramente estadísticos y varían en cada caso particular en función, básicamente, de la edad, del sexo y de las condiciones físicas de cada individuo. La capacidad de percepción máxima en lo referido a gamas de frecuencias se halla entre los 18 y 25 años, tras de la cual la audición de frecuencias elevadas disminuye progresivamente con la edad aunque tampoco en forma muy generalizada. Personas de 50 años raramente oyen más allá de los 12,000 Hz pero hay personas que dejando de hacerlo en la zona de los 12,000-13,000 vuelven a oír en la de los 17,000 Hz. El hábito de escucha, la educación musical y las condiciones acústicas poco extremas en que se desenvuelve un individuo en el transcurso de su vida, minimizan el efecto de pérdida auditiva con la edad.

Por medio de lo expuesto hasta aquí, puede apreciarse que el

oído humano constituye un mecanismo de extraordinaria precisión y de respuesta prácticamente instantánea; sólo se requieren unos pocos ciclos de la onda sonora para que el sistema auditivo responda con toda su sensibilidad, esto arroja una resolución de unos 2.5 milisegundos. Es importante poner de relieve que el oído también está provisto de sistemas de protección contra sobrecargas, es decir que preservan al oído interno de las lesiones que una gran variación de presión sonora podría producir.

5- INTERPRETACION DE LOS SONIDOS:

Acabamos de ver cuán delicado y complicado es nuestro receptor auditivo. En consecuencia, tiene exigencias musicales. Este aspecto del problema es el que vamos a intentar ver a continuación.

La banda de frecuencias cubierta por el receptor humano va, como se ha visto, de 16 Hz a 20,000 Hz en el mejor de los casos, es decir, en un ser perfectamente normal y joven. Desde una cierta edad la banda se reduce en cada extremo; si el oído percibe una vibración de frecuencia inferior a 30 Hz, no puede apreciar fielmente el tono, pero bastan muy pocos armónicos para guiarlo. Para un oído normalmente constituido, a partir de las frecuencias superiores a 12,000 Hz, sus armónicos caen en el dominio de los ultrasonidos.

Sin embargo, un oído normal diferencia un sonido de este tipo cargado de armónicos del mismo sonido fundamental solo.

Lo mismo ocurre con las bajas frecuencias; es distinta la sensación si se oye una señal de 20 Hz cargada de armónicos que si se oye la misma señal privada de su fundamental de 20 Hz.

Podemos deducir rápidamente que el caso de un instrumento monódico (tal como la flauta), que emite una sucesión de notas individuales, será totalmente diferente del de los instrumentos polifónicos, que realizan acordes (como en el caso de la orquesta).

Supongamos una sala donde se emiten dos sonidos de frecuencias F_1 y F_2 . Además de estas vibraciones aparecen resultantes denominadas "diferenciales", dadas por:

$$F_1 - F_2$$

donde: $F_1 > F_2$

Por tanto, si se tienen más de dos frecuencias, el número de combinaciones posibles y por consiguiente de diferenciales, crece muy deprisa.

En realidad es el mismo oído el que crea en parte este fenómeno, pues si se envía cada una de las dos frecuencias por un auricular, colocado cada uno en un oído, es muy difícil para el oyente percibir los diferenciales.

El oído es muy sensible a los diferenciales y a los batimientos. Tomemos en una orquesta dos instrumentos que están actuando a la vez. Uno toca una nota de 440 Hz y el otro una de 330 Hz:

$$F_1 - F_2 = 440 - 330 = 110 \text{ Hz}$$

Supongamos que un tercer instrumento toca al mismo tiempo una nota de 111 Hz. Tendremos un batimiento de 1 Hz con esta frecuencia y el diferencial anterior de 110 Hz. Se comprende que las cosas se pueden complicar muy rápidamente; los sonidos primarios forman un todo complejo con las resultantes de todas clases.

Así se puede llegar a esta impresión de grandeza, de vibración intensa, obtenida al escuchar una orquesta o un órgano grande; pero también se puede llegar muy fácilmente, con un aparato mal concebido, a una combinación desagradable de sonidos, en la que dominen componentes indeseables. Este es uno de los problemas más importantes, que no se puede despreciar en la concepción de un Generador de Tonos Musicales.

En efecto, el oído es muy sensible a las variaciones rápidas que se pueden producir en un fragmento de música. Los sonidos resultantes, los batimientos cambian el orden establecido de la melodía, la diversifican. Muchos instrumentos permiten hacer, además, un vibrato (ligera variación de la frecuencia). El oído lo percibe muy bien y lo aprecia; pero hay que evitar la monotonía, pues en ese momento este vibrato de frecuencia constante, agradable al comienzo, se convierte pronto en desagradable. El oído se cansa en seguida y acusa el defecto que lo molesta, haciéndole pasar a un primer plano, aunque sea de poca intensidad.

Por razones de economía, algunos instrumentos polifónicos tienen pocos osciladores y notas sincronizadas entre sí. El resultado es que se obtienen pocas resultantes, pero muy dominantes frente a las vibraciones fundamentales. Además, estas resultantes son siempre las mismas. El oído acaba pronto por detectar estas resultantes y se cansa. Al cabo de algunos meses, el aparato resulta muy desagradable de escuchar. En realidad es deseable que la resultante conserve en todos los casos un nivel pequeño frente a los sonidos primarios.

Señalaremos otro punto importante; se ha visto que el conducto auditivo del oído favorece las frecuencias comprendidas entre 2,000 y 5,000 Hz. En efecto, todos podemos observar, disminuyendo la potencia de un aparato, que el sonido emitido "se aplana". Con poco volumen no queda riqueza ni amplitud. Si se escucha con más atención, se comprueba que los graves y los agudos han quedado difuminados. Sólo aparecen las frecuencias medias. Por tanto, conviene prever, en los sistemas de amplificación, un dispositivo que, con bajo volumen, eleve la curva de respuesta del amplificador en los graves y los agudos, éste es el Ecuilizador.

Además el oído está dotado de una facultad de adaptación a la intensidad de los sonidos, importante, gracias a su sistema perfeccionado de compensación. También puede captar un sonido de solo 4 μ W de potencia y una vibración sonora de 80 W sin dolor. Le

costará trabajo apreciar una variación de amplitud inferior al 20 %, pero descubre una variación de frecuencia de 5/10,000 o débiles cambios de carácter de un sonido, debidos a la variación de determinados armónicos o a la supresión o adición de un grave o un agudo.

El oído es también sensible al efecto de máscara. Esto es tanto más molesto cuanto que, como se ha visto, el oído puede favorecer lo que le desagrade frente a lo que le gusta. Este fenómeno depende de las frecuencias consideradas y de las amplitudes relativas de las vibraciones presentes. Un sonido grave se enmascara más fácilmente que uno agudo.

Por último, en música existen los regímenes permanentes y los transitorios. Un sonido nace, vive y muere. El oído es extremadamente sensible a los transitorios, a los fenómenos de ataque y de desvanecimiento, a las variaciones rápidas o no de la vibración. Veremos que este punto es muy importante en música electrónica.

B) LOS SONIDOS MUSICALES

1- DEFINICION:

En la naturaleza se encuentran toda clase de sonidos. Algunos son agradables al oído; otros, por el contrario, son insoportables.

La música no es un simple conjunto de sonidos, es una función compleja de ellos. Sólo analizaremos parcialmente la estructura.

Un sonido musical no es una constante: nace, vive y muere.

Sin embargo, para poder hacer una aproximación seria, se le

puede caracterizar por algunos parámetros, que vamos a definir a continuación: el tono, la intensidad, la duración y el timbre.

2- CARACTERISTICAS DEL SONIDO:

a) Tono/Frecuencia

Las definiciones de tono y frecuencia se han considerado erróneamente y durante años sinónimos de una misma propiedad. Si bien es cierto que la frecuencia de un sonido guarda una estrecha relación con el tono percibido, ambos conceptos pertenecen cada uno a lo que podríamos considerar "diferentes tecnologías". El tono siempre será una magnitud subjetiva de la altura o gravedad del sonido que está formado por la frecuencia fundamental percibida por el oído, acompañada de una serie de otras cualidades como son el contenido armónico, la intensidad misma con que se produce y aún la duración de la nota, por lo cual el tono es una propiedad intrínseca de cada sonido; en cambio la frecuencia es una magnitud física, medible y referida a formas de onda de estricta periodicidad. Es un hecho el que cuando la frecuencia aumenta el tono también lo hace, aunque no es menos cierto que lo hacen con una razón de variación distinta.

La rapidez de las vibraciones que produce un foco sonoro, el número de éstas por segundo, es la frecuencia. Se expresa en hertzios (Hz) y la inversa es el período o tiempo que dura una vibración completa medida en segundos.

Volveremos a mencionar los conceptos de tono y frecuencia en el siguiente capítulo, en el que trataremos de plantear las bases de la música (octava, nota, escala, pentagrama, etc).

b) Timbre/Estructura Armónica

El timbre de un sonido permite la identificación del instrumento o foco emisor del sonido, pero es una propiedad difícil de definir.

Las investigaciones y estudios realizados en torno a esta cualidad del sonido la han despojado de todo su misterio y se pueden dar en la actualidad explicaciones muy exactas al respecto.

El sonido emitido por un instrumento musical no es una vibración simple, sino que es una mezcla de señales cuyas frecuencias constituyen valores múltiplos de esta fundamental denominados armónicos. Lo que hace distinguible una nota LA de 440 Hz generada por una flauta o por una trompeta es la distribución de los porcentajes de cada armónico y su relación de fase con respecto a la fundamental.

JEAN FOURIER demostró matemáticamente que toda función periódica no senoidal puede ser descompuesta en una serie de funciones senoidales. Por el contrario, una onda senoidal no puede ser descompuesta, lo que confirma que las formas de onda senoidales son las más puras obtenibles. Este método, universalmente conocido como *Análisis de Fourier*, involucra matemáticas relativamente elevadas; sin embargo, el concepto fundamental puede demostrarse con relativa facilidad usando los conocidos gráficos amplitud/tiempo.

Las formas de onda que no son estrictamente senoidales reciben el nombre de complejas y pueden ser sintetizadas a partir de un número definido de las primeras.

Consideremos la onda senoidal de la figura 1.4 como el elemento básico constructivo de cualquier señal acústica o eléctrica imaginable. Es el punto de partida para construir otras complejas.

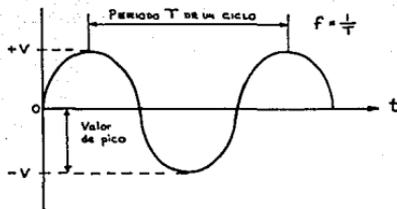


FIG. 1. 4 PERIODO Y FRECUENCIA

Para ilustrar esta definición nos serviremos de la figura 1.5 en la que tenemos dos ondas senoidales trazadas en líneas de puntos y designadas A y B.

Se aprecia perfectamente que la frecuencia de la senoide B es dos veces la de la A. Esta es, por tanto, 2^a armónico de la fundamental A.

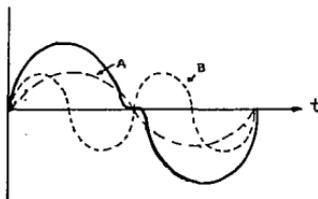


FIG. 1. 5 FUNDAMENTAL Y 2^a ARMÓNICO.

La señal cuya frecuencia sea tres veces la de A sería el tercer armónico, la de cuatro veces el cuarto armónico y así sucesivamente.

La resultante en el tiempo es la señal representada con el trazo continuo más grueso, diferente en cuanto a forma de onda pero igual a la frecuencia de la fundamental A.

Si se añadieran sucesivamente armónicos de tercero, cuarto y quinto orden, la forma de onda seguiría cambiando, pero la frecuencia fundamental permanecería inalterable (y con ello el tono).

Las amplitudes relativas de cada armónico varían en función de la forma de onda sintetizada, pero la de mayor amplitud se considera siempre como la fundamental.

Se puede representar gráficamente el contenido armónico relativo mediante los gráficos del espectro de frecuencia. El de una señal compleja como la de la fig. 1.5 ofrecería el aspecto de la fig. 1.6. Se representan horizontalmente los valores de frecuencia y verticalmente la escala de amplitudes calibrada en porcentajes. Este tipo de gráfico no tiene eje de tiempos y sólo refleja una situación instantánea respecto a la proporción de armónicos.

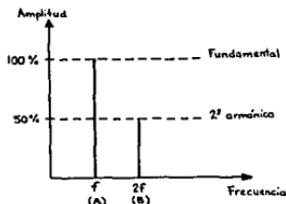


FIG. 1.6 CONTENIDO ARMÓNICO RELATIVO DE LA FIGURA 1.5

En la figura 1.7 se muestra un nuevo ejemplo, esta vez más complejo, del modo de construir aditativamente una onda cuadrada a partir de un número finito de señales simples senoidales. En este ejemplo, los valores de frecuencia de los armónicos son múltiplos impares de la fundamental ($3f$, $5f$, $7f$, $9f$, etc), propiedad ésta de las formas de onda simétricas cuadradas.

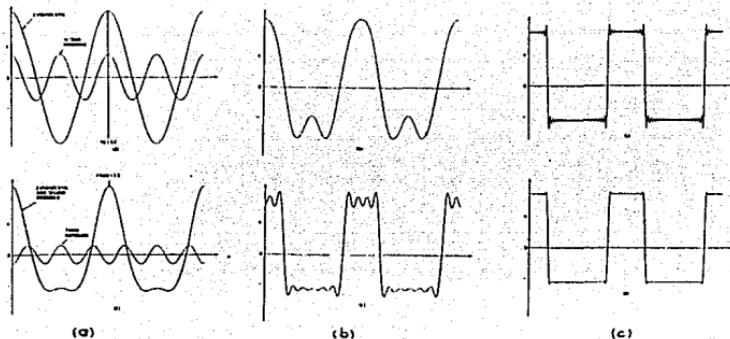


FIG. 1.7 FORMACION ADITIVA DE UNA ONDA CUADRADA SIMETRICA.

En (a) una onda senoidal cuyo periodo es igual a la de la cuadrada que deseamos sintetizar, es la llamada frecuencia fundamental. Se suma gráficamente con otra senoide de frecuencia tres veces mayor que la anterior y es lo que se denomina "tercer armónico" aunque su amplitud es sólo una tercera parte de la fundamental. Ya la adición de este tercer armónico aproxima su forma a la de una cuadrada.

En (b) se añade el quinto armónico cuyo valor es $5f$ y la semejanza es mayor todavía; en (c) hemos añadido el séptimo armónico de frecuencia siete veces la de la fundamental pero de amplitud una séptima parte la de ésta.

Continuando el proceso, bajo el criterio seguido hasta aquí, obtendríamos la susodicha señal cuadrada. Se precisaría hasta el veintiuno armónico para llegar a una razonable conformación de la onda cuadrada ideal.

La siguiente serie de gráficos de la figura 1.8 muestran el

contenido relativo armónico de una onda cuadrada simétrica y de dos casos de asimetría; nótese lo enunciado anteriormente con respecto a los armónicos en señales simétricas y asimétricas.

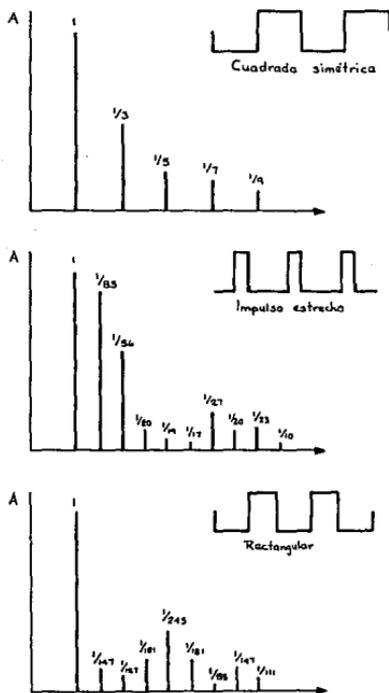


FIG. 1. ■ CONTENIDO RELATIVO ARMÓNICO DE 3 CASOS DE ONDA CUADRADA

Hasta aquí se ha pretendido explicar porqué dos formas de onda distintas, de idéntica frecuencia y aun de la misma intensidad producen diferentes sonidos. La razón es la presencia de distintas distribuciones armónicas.

El oído humano, es muy sensible a los cambios de la estructura armónica por pequeños que sean, escucha en general todos los armónicos de un tono musical grave. Por ejemplo, el DO de 256 Hz de una señal asimétrica tiene sus armónicos situados a 2, 3, 4, 5 y 6 veces tal frecuencia, lo que arroja valores de 512 Hz para el segundo armónico, 1,024 para el tercero, 2,048 para el cuarto, 4,096 para el quinto y 8,192 para el sexto. Hasta un oído envejecido podría oír todos estos armónicos ya que el límite superior de audición de frecuencias en personas de edad se halla entre los 10,000 y los 12,000 Hz y se escuchan, por tanto, hasta 6 armónicos. No ocurre lo mismo con los tonos musicales agudos; por ejemplo, el segundo armónico del DO más alto de un teclado de piano ya escapa a los límites audibles; en estos casos el oído humano capta sólo el tono fundamental y por ello las notas muy agudas en instrumentos musicales suenan generalmente sin carácter ni timbre definido.

c) Intensidad/Sonoridad

Un instrumento de música puede sonar más o menos fuerte. Se pueden definir inmediatamente dos umbrales; el umbral de audición, por debajo del cual el oído no llega a percibir la sensación sonora, y el umbral de dolor, momento a partir del cual el oído recibe una excitación demasiado intensa.

Entre estos dos umbrales hay un campo importante en el que el oído percibe el sonido con más o menos intensidad.

Es preciso hacer notar que el mecanismo auditivo humano posee una extraordinaria gama de captación de diversas intensidades

sonoras, según han demostrado multitud de experiencias realizadas al respecto de los límites de audibilidad. En lo referente a presiones sonoras, alcanzan en forma aproximada y a frecuencias medias, desde 2×10^{-4} μ bar (que constituye el umbral de audición) hasta unos 200 μ bar (correspondientes al umbral del dolor). Un sonido fuerte como el disparo de un rifle es oído por el tirador con una presión sonora unos cien millones de veces mayor que la de una hoja seca de árbol cayendo al suelo. La dinámica del oído humano puede compararse a la que tendría una balanza hipotética que pudiese pesar con precisión pulgas y elefantes. Este ejemplo resulta bastante gráfico como para hacer una idea de la asombrosa capacidad de acomodación a una amplia gama de presiones sonoras.

Los umbrales de audición y de dolor dependen de la frecuencia y de la intensidad y, por tanto, de la presión que ejerce la excitación sonora sobre el tímpano.

Luego, la intensidad de un sonido es proporcional a la energía vibratoria que capta el oído; pero ésta es proporcional al cuadrado de la amplitud.

La intensidad (como la frecuencia) es una magnitud física y medible análoga a la potencia eléctrica. Por definición, es la energía sonora transportada por unidad de tiempo y que atraviesa un área unidad perpendicular a la dirección de propagación. Más concretamente se refiere a la potencia acústica por unidad de superficie y se expresa en W/cm^2 .

Sin embargo, esta medida corresponde poco a las sensaciones sonoras que produce, es decir, no existe una proporcionalidad lineal entre la intensidad (fenómeno físico) objetiva y la sensación percibida.

Por ello la sensación subjetiva de la intensidad se define como "sonoridad", y depende asimismo de factores tales como frecuencia, ancho de banda y duración del sonido percibido.

Según FUCHNER y WEBER la sensación subjetiva de la intensidad es proporcional al logaritmo de la intensidad según la forma

$$n = 10 \log \frac{I}{I_0}$$

donde:

n = nivel de sonoridad expresado en dB

I_0 = valor de intensidad umbral que percibe el oído humano que es $I_0 = 10^{-10}$ W/cm², equivalente a 2×10^{-4} μ bar de presión sonora.

Dado que la sonoridad define un fenómeno subjetivo de la extraordinaria gama de intensidades que existen en el mundo físico, resulta evidente, la necesidad de usar una unidad que mida éstas en forma correcta y objetiva; también lo es la conveniencia de usar escalas comprimidas en lugar de lineales, en las que las cantidades manejadas variarían en relaciones de 1 : 100'000,000 ó 1 : 10⁸ cuyo uso sería incómodo además de no corresponder al sentido real de las sensaciones que producen. El uso de una escala logarítmica es la solución apropiada y razonable. En este caso el *bell* es la unidad de medida adoptada y se debe a ALEXANDER GRAHAM BELL.

En la práctica el *bell* constituye una unidad excesivamente grande y se utiliza la décima parte de éste o *decibel* (dB). El decibel no expresa valores absolutos como los ohms o los amperes ya que, esencialmente, carece de dimensión y está referido a un nivel de referencia predeterminado.

Se utiliza para expresar ganancias o relaciones de potencia según la forma

$$dB = 10 \log \frac{P_0}{P_i}$$

donde:

P_i = potencia de entrada

P_o = potencia de salida

En acústica se emplea el dB para medir niveles de presión sonora referidos a un nivel definido (p_o); entonces se define el nivel de presión sonora (p) como el número de dB que (p) se halla por encima de (p_o). El nivel de referencia de presión acústica (p_o) adoptado universalmente es igual al correspondiente umbral de audición del oído humano, es decir 2×10^{-4} bar, equivalente a 0 dB SPL (sound pressure level o nivel de presión sonora).

Basada en este nivel se confeccionó la tabla de niveles sonoros aproximados de diversas situaciones acústicas cotidianas.

TABLA DE NIVELES SONOROS

	Nivel aprox. dB
Estudio de grabación en silencio	+ 0 dB
Murmuración a tres metros	+ 10 dB
Paso de las hojas de un libro	+ 10 dB
Susurro a un metro	+ 20 dB
Calle sin tráfico zona residencial	+ 30 dB
Dormitorio reposado en pleno día	+ 35 dB
Conversación a tres metros	+ 45 dB
Orquesta de cuerda y de viento	+ 60 dB
Oficina comercial con máquinas de escribir	+ 65 dB
Orquesta de metales	+ 75 dB
Despertador a cuarenta centímetros	+ 80 dB
Calle ruidosa con mucho tráfico	+ 90 dB
Fábrica industrial ruidosa	+100 dB
Umbral doloroso	+120 dB
Avión reactor a doscientos metros	+140 dB
Cohete espacial a unos tres mil metros	+200 dB

d) Duración

La duración de un sonido tiene una importancia no despreciable en lo que respecta a la interpretación que de él podrá hacer el oído. Para éste la noción de duración es algo relativo. La duración de un sonido para el oído dependerá del estado psicológico del individuo y de las duraciones relativas de los sonidos que han precedido y que suceden al sonido considerado.

Un sonido breve no será percibido de la misma manera que el mismo sonido sostenido.

e) Características suplementarias

Los parámetros intensidad, tono, timbre y duración definen los sonidos de manera correcta, pero insuficiente. La música vive. Por tanto, es normal definir parámetros dinámicos.

Esta necesidad aparece, sobre todo, cuando se trata de hacer la síntesis de los sonidos y como consecuencia de los ensayos de música concreta.

Los medios modernos de electroacústica permiten dar forma a los sonidos, de manera mucho más precisa y variada que los instrumentos tradicionales, así aparece la noción de *forma* de los sonidos.

Hemos hablado del timbre como del fenómeno que permite caracterizar un instrumento: suena tremoloso o redondo, seco o suave. En realidad, el timbre se puede disociar en *forma* y *color* del sonido.

En cuanto a la duración, ésta se puede completar con otros criterios; el oído es sensible a la *velocidad* de un sonido en evolución.

El oído también es sensible a las *pendientes*.

Basándonos en estas definiciones podemos agrupar los términos y establecer una tabla entre las relaciones subjetivas y las puramente físicas. Es preciso hacer hincapié en esto puesto que los sintetizadores operan con las cualidades físicas mientras que éstas son escuchadas subjetivamente. Esta es una de las principales razones por las que en los sintetizadores se utilizan las respuestas exponenciales, para simular cambios lineales subjetivos al oído.

SENSACION SUBJETIVA EN EL	CORRESPONDE A CAMBIOS FISICOS DE
VOLUMEN	AMPLITUD
TIMBRE	FORMA DE ONDA
TONO	FRECUENCIA

3- FORMAS DE ONDA:

a) Definición

Con la fig.1.9 nos introducimos en el concepto de Forma de Onda.

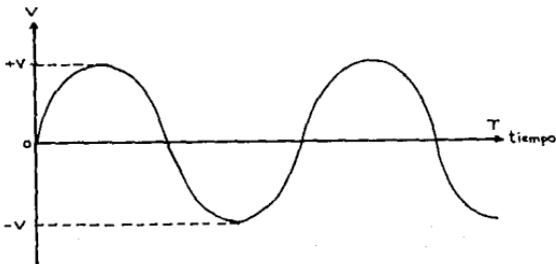


FIG.1.9 FORMA DE ONDA.

El concepto de Forma de Onda podría ser representado como una variación de algún parámetro con respecto al tiempo. El eje horizontal es utilizado para el tiempo, y el eje vertical para los valores del parámetro en cuestión.

Una forma de onda es un método conveniente para describir un tono básico. Y por supuesto puede ser construido por la adición simultánea de varias senoides de diferentes frecuencias y amplitudes, como se vió anteriormente.

Existen cinco formas de onda principales: Seno, Cuadro, Pulso, Triángulo y Diente de Sierra. Al describir las formas de onda, no se harán comentarios específicos sobre su frecuencia, ya que una Senoide por ejemplo, puede oscilar a 5 Hz ó a 500 KHz y seguirá siendo una senoide.

b) Senoide

La senoide es el elemento fundamental del sonido, pero hasta hace muy poco tiempo resultaba cara y difícil de generar con exactitud. Con ayuda de la electrónica, se han resuelto muchos de los problemas y la senoide se ha convertido en un "caballito de batalla" para muchos de los sintetizadores contemporáneos y de las computadoras con facilidades musicales.

Forma: Puede verse al mirar la forma de onda de una senoide que es de contorno suave que da origen a un tono limpio y puro.

Espectro: El espectro armónico de una senoide es simplemente la fundamental.

Sonido: Suena puro y soso, sugiere flautas.

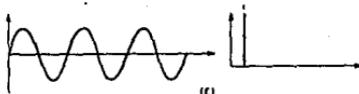


FIG. 1.10 SENOIDE

c) Cuadrada

La cuadrada es verdaderamente la forma de onda más simple de generar. La figura muestra que la forma de onda solo existe en dos estados; alto y bajo, encendido y apagado (on or off).

Forma: Una simple transición de alto-bajo, pero a menudo podemos encontrar una onda: "cuadrada" con las esquinas redondeadas, que significa que alguna de las frecuencias armónicas más altas se ha perdido.

Espectro: La fórmula para una onda cuadrada es:

$$A + 3A/3 + 5A/5 + 7A/7 + \dots + nA/n$$

donde: A = Magnitud de la Fundamental

La onda cuadrada contiene solo armónicos de frecuencia impar múltiplos de la fundamental, con una cierta relación de amplitud.

Sonido: Una onda cuadrada tiene un sonido suave y melodioso, hueco y brillante en su calidad, muy parecido al clarinete, la similitud comienza particularmente desde los armónicos dominantes donde la onda caracteriza su tipo nasal.

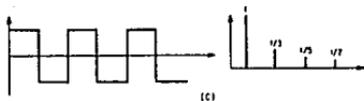


FIG. 1.14 CUADRADA.

d) Pulso

Como sabemos el pulso es una onda rectangular, que es una variación de la onda cuadrada.

Forma: Igual que en la cuadrada la forma de onda Pulso, existe solo en dos estados; alto y bajo; pero, esta vez las proporciones de los 2 estados no son iguales.

Para expresar la forma exacta del pulso, nosotros generalmente damos un valor en porcentaje para expresar las cantidades relativas de las dos fases, este porcentaje se conoce como *Ciclo de Trabajo* (duty cycle). Así podemos ver, una cuadrada tiene 50% de ciclo de trabajo, y un pulso puede tener 20% pasando 2/10 partes de su tiempo en el estado alto y las otras 8/10 partes en el bajo.

Espectro: Un espectro armónico típico se muestra en la siguiente figura. Las amplitudes exactas de los armónicos dependen en lo específico de la forma de onda, pero en comparación con la cuadrada podemos ver armónicos en múltiplos tanto pares como impares.

Sonido: El sonido de un pulso presenta las características de un instrumento de lengüeta de calidad nasal y estas se van incrementando entre más lejos se encuentre su valor del central del ciclo de trabajo del 50%. Para el que escucha, un pulso de 5% sonará exactamente igual que uno del 95% .

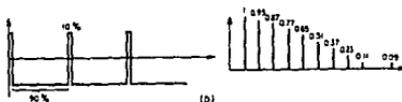


FIG. 1. 12 PULSO

e) Triangular

Forma: La onda triangular se asemeja en forma a una senoide, pero en vez de ser continuamente curva, ésta utiliza líneas rectas.

Espectro: Estas diferencias en la forma de onda provocan la presencia de armónicos impares en pequeñas cantidades. La magnitud de éstos armónicos se decrementa exponencialmente, así, el noveno armónico, se dice está presente a razón de 1:81 con la fundamental.

Sonido: La onda triangular como la senoide, suena pura y clara. Pero la presencia de éstos armónicos hace que el sonido sea más brillante que suave, y para muchos oídos es más agradable.

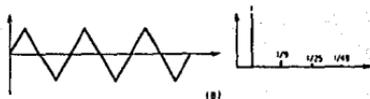


FIG. 1. 13 TRIANGULAR

f) Diente de Sierra

Existen 2 tipos de ondas diente de sierra, rampa arriba y rampa abajo, pero en el espectro de audio ambas son exactamente iguales y tienen el mismo contenido armónico.

Forma: En primera apariencia, el diente de sierra parece muy similar al triángulo, pero puede notarse que solo se extiende entre un máximo y un mínimo.

Espectro: Contiene frecuencias de múltiplos enteros pares y nones de la frecuencia fundamental sin que predominen ninguno de los dos.

Sonido: La onda diente de sierra es rica en armónicos por lo que su sonido es muy brillante y lleno de sonoridad, sugiere metales y cuerdas.

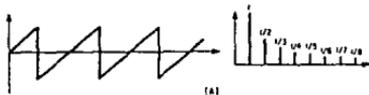


FIG. 1. 14 DIENTE DE SIERRA.

4- VARIACION EN AMPLITUD (ENVOLVENTE ADSR):

Típicamente, al emitirse una nota musical por un instrumento, la amplitud de la misma no alcanzará su valor máximo en forma simultánea, sino que dicha magnitud variará en el tiempo de acuerdo a un perfil conocido como *ENVOLVENTE (ADSR)* como el que se aprecia en la figura 1.15.

donde: *A* = *Ataque*

D = *Decaimiento*

S = *Sostenimiento*

R = *Relajamiento*

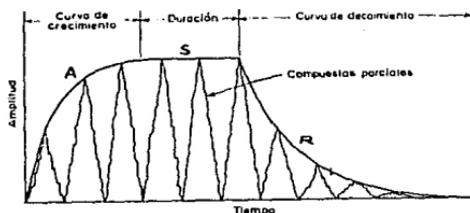


FIG. 1.15 ENVOLVENTE ADSR.

El intervalo de tiempo requerido para que un sonido procedente de un instrumento musical alcance su máximo valor de intensidad se denomina *Ataque* y constituye el parámetro que contiene más información con respecto a la forma de ejecución de un instrumento o foco sonoro. Si el tiempo de ataque es muy corto, el instrumento pertenece a la familia de los percusivos en los que el elemento vibrante es inmediatamente excitado hasta su máxima amplitud por la acción deformante instantánea a que condiciona un martillo percusor.

Cuando el ataque es relativamente lento, es probable que el instrumento pertenezca a la clase de las lengüetas o cuerdas tocadas

con arco; el soplido o arco del músico, tardan un cierto tiempo en excitar totalmente el elemento vibrante.

Si prescindimos por un momento del talento como factor determinante de la calidad musical podemos considerar, que el músico es una fuente de energía y que aplica ésta al sistema musical el cual a su vez la disipa en alguna forma, usualmente sonido o calor. Cualquier exceso de energía que, aplicado a la membrana no se traduzca en un nivel equivalente de presión del aire, se convierte en calor y no se aprovecha para el fin primordial, que es la producción de sonido. Esto, está directamente relacionado con el *tiempo de decaimiento*, que es otra importante característica del sonido.

El *decaimiento*, está referido a la rapidez con que un sonido se extingue una vez que ha cesado la excitación del elemento vibrante. Una cuerda de guitarra, por ejemplo, está sujeta a mucha menos pérdida de energía que la membrana de un tambor; por ello se puede esperar que su tiempo de decaimiento sea mucho más largo. En el caso del tambor, cuya membrana está muy tensada, el resultado es un corto tiempo de decaimiento. Los instrumentos como trompetas, cornetas, etc., también tienen un decaimiento corto. En efecto, el artista fuerza sus labios para detener la columna vibrante de aire y no se produce ningún tipo de mantenimiento del tono.

El *tiempo de sostenimiento*, describe el intervalo de duración de una nota entre el *ataque* y el *decaimiento*. Es un estado estacionario y de emisión continuada de sonido. Es obvio que los instrumentos de percusión tienen un tiempo de sostenimiento cero, en cambio los que tienen alguna forma continuada de entrada de energía, en forma de acción de un arco sobre las cuerdas (violín, violoncelo), soplido o pedaleo en el caso de un órgano de tubos o de un armonium, pueden sostener la nota tanto tiempo como se mantenga constante la energía de excitación.

Si bien el ataque, el sostenimiento y el decaimiento son los tres fenómenos básicos de la dinámica de intensidad en todo instrumento, existe otra condición bastante generalizada que merece explicación.

Cuando un instrumento de percusión (piano, tambor) es excitado con mucha intensidad, el elemento vibrante se deforma mucho más a partir del punto en el cual se produce un decaimiento suave (corto o rápido pero normal); esto es lo que constituye efectivamente una sobreexcitación mecánica del elemento generador de sonido. Bajo estas condiciones el sistema (cuerda, membrana u otro) libera el exceso de energía rápidamente; la fase de ataque es inmediatamente seguida por otra denominada de *primer decaimiento* tras de la cual se produce el *decaimiento* normal al que nos hemos referido anteriormente o llamado también *relajamiento* que extingue así la nota emitida bajo condiciones de sobrecarga.

En instrumentación convencional es del todo imposible que tras de un primer decaimiento se produzca un intervalo de sostenimiento, aunque en muchos sintetizadores se ofrece esta posibilidad así como en el GTMCD desarrollado en ésta tesis.

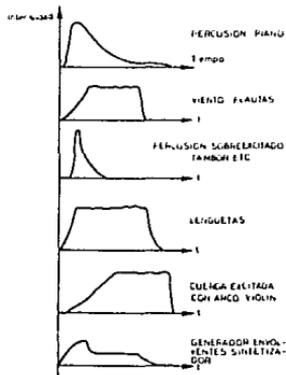


FIG. 1. 16 DIAGRAMAS DE ADSR DE DIVERSOS INSTRUMENTOS CONVENCIONALES.

El MODULO 3: Generador de Envolventes, se encuentra muy ligado a los conceptos anteriormente descritos, su relación se verá posteriormente.

CAPITULO II

ASPECTOS MUSICALES

A) OBJETIVO

El objetivo de éste capítulo es el de proporcionar al lector los conocimientos básicos de la teoría musical. Es importante que queden muy claros los conceptos musicales a tratar debido a que se mencionarán constantemente en los siguientes capítulos.

Para el desarrollo del GENERADOR DE TONOS debemos de considerar los parámetros musicales más importantes con que cuenta la Música al igual que una breve síntesis sobre los instrumentos musicales que han sido desarrollados.

B) PARAMETROS MUSICALES

Para entender al G T M C D es importante conocer los parámetros musicales que son utilizados en su desarrollo y su funcionamiento, por lo que a continuación describimos aquellos términos musicales que han sido requeridos.

La música ha surgido como una expresión viva del hombre, y para crearla, el hombre lo puede hacer tocando un determinado instrumento musical o utilizando unos ciertos símbolos para lograr la variación correcta de los sonidos.

Se le llama notación musical al conjunto de signos convencionales utilizados para fijar gráficamente la altura y duración de los sonidos y demás circunstancias que concurren en su

ejecución.

A continuación enumeramos los parámetros musicales más empleados en el G T M C D .

- 1 - nota
- 2 - octava
- 3 - duración

Cada uno de éstos términos requiere para la notación musical una explicación:

1 - Nota

Se le llama nota al nombre que se le da al sonido en función de la altura de su armónico fundamental o básico.

Dentro del concepto de nota se ha llegado a lo largo de la Historia Musical a definir lo que se entiende por escala musical.

Una escala musical es la disposición correlativa y por orden de frecuencias de sonidos de diversas alturas comprendidos entre dos sonidos fundamentales con los que guardan una relación proporcional de frecuencia.

En la música occidental, a cada uno de los sonidos le corresponde una misma nota. En la escala musical se han marcado como límites de la misma a la frecuencia que oscila una cierta nota, y al doble de su frecuencia.

La escala musical actual (escala temperada) provino del cálculo matemático que formuló *Ramos de Pareja* en el siglo XVI , a base de la raíz doceava de 2, y por el cual la dividió en doce intervalos musicalmente iguales. Esta escala temperada vino a

sustituir a la escala cromática que se utilizaba en la antigüedad y que correspondía a las notas: DO RE MI FA SOL LA SI.

Un intervalo es la distancia que media entre dos sonidos en función de su altura. *Ramos de Pareja* se basó en sus estudios matemáticos para obtener lo siguiente:

" Tomando el valor en frecuencia de una nota y al multiplicarlo doce veces por una misma fracción, habremos encontrado el límite superior de la escala".

Esa fracción corresponde a la $^{12}\sqrt{2}$

Se ha logrado establecer una frecuencia base de un valor igual a 440 Hz para afinar correctamente cualquier instrumento, y además se han nombrado a cada uno de los doce sonidos contenidos en la escala, esto se muestra en la siguiente tabla:

NOTA	FRECUENCIA (Hz)
DO	261.63
DO (SOSTENIDO)	277.18
RE	293.66
RE (SOSTENIDO)	311.13
MI	329.63
FA	349.23
FA (SOSTENIDO)	369.99
SOL	392.00
SOL (SOSTENIDO)	415.30
LA	440.00
SI (BEMOL)	466.16
SI	493.88

TABLA 2.1 NOTAS DE LA ESCALA TEMPERADA

Como se observa en la tabla el factor para obtener la frecuencia de la nota siguiente es igual a 1.05946. Por ejemplo, si queremos obtener la frecuencia de FA bastará con multiplicar la frecuencia de la nota anterior (MI), por éste factor. También se observa que unas notas están acompañadas de una cierta palabra: *sostenido* o *bemol*.

Un sostenido es un signo que antepuesto a una nota, indica que ha de elevar su frecuencia según el factor. Por el contrario un bemol disminuye la frecuencia de la nota según el factor. La notación representada para sostenido y bemol se muestra en la siguiente figura:

SOSTENIDO # BEMOL b

FIG 2. 1 SOSTENIDO Y BEMOL

Generalmente los doce sonidos se encuentran ya fijos en ciertos instrumentos, y con el fin de identificarlos en alguno de ellos, se recurre al teclado del piano para representarlos:

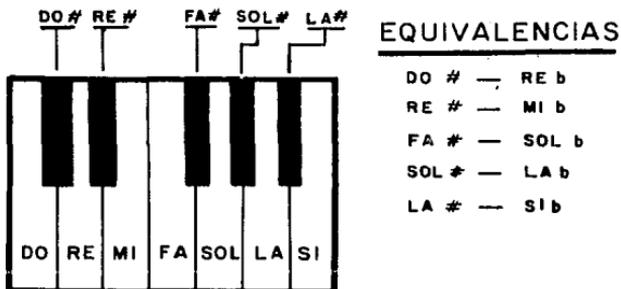


FIG. 2.2 LOS DOCE SONIDOS EN UN TECLADO

En la figura anterior se observa que las notas negras pueden ser nombradas de dos maneras: ya sea con sostenido o con bemol, y esto depende únicamente del punto de referencia por el cual se le quiere nombrar.

Por otro lado las obras musicales generalmente han sido escritas en pautas, las cuales consisten en la superposición de líneas paralelas, que con la ayuda de ciertas claves, se utilizan para precisar la altura de las notas. La pauta que se tiene en la actualidad es la siguiente y se le ha dado el nombre de *pentagrama*.

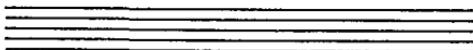


FIG. 2.3 PENTAGRAMA

La clave o llave corresponde a un signo de notación musical que colocado al principio de la pauta, indica la situación de las notas en ella. La clave más utilizada en música es la de sol, y su escritura sobre la pauta es la siguiente:



FIG. 2.4 CLAVE DE SOL

Se observa que el inicio de la espiral se encuentra sobre la segunda línea, y localiza la altura del sonido que en música se ha denominado SOL [392.00 Hz]. Así los 7 sonidos fundamentales son representados en el pentagrama del modo siguiente:



DO RE MI FA SOL LA SI
(440 Hz)

FIG. 2.5 ESCALA DE 7 SONIDOS EN EL PENTAGRAMA

En ésta figura se observa lo importante de saber ubicar los sonidos (línea o espacio); además de que la altura del sonido se aprecia mejor, ya que las notas más graves se ubican en la parte más baja del pentagrama, y las que tienen frecuencias más altas, se representan en la parte superior.

Las 5 notas con variaciones también son representadas en la pauta, empleando el signo de variación correspondiente, antepuesto a la nota que se le desee hacer la variación, o se puede poner únicamente una vez al principio de cada pentagrama recordando que todos los sonidos que se ejecuten a lo largo de la pieza sufrirán esa variación en frecuencia.

La escala que se ha descrito hasta este momento forma parte del rango musical que se conoce. Por esta razón, es importante presentar el segundo parámetro musical: " la octava ".

2 - Octava

Anteriormente se ha definido que existen dos tipos de escalas. La escala que contiene 7 sonidos y la que tiene 12 sonidos. Se ha denominado como octava al octavo grado de la escala que

contiene siete sonidos; también se le define como el sonido resultante que se obtiene de doblar la frecuencia de otro sonido; o de una mejor manera (musicalmente hablando), al agrupamiento de doce sonidos diferentes de una misma escala.

En el rango musical existen varias octavas, unas más agudas y otras más graves, y depende del valor de frecuencia que utilicen. Esto puede observarse en la siguiente tabla:

n ^o de notas \ octava	-1	0	1	2	3	4	5	6	7	8
DO	16.35	32.70	65.40	130.80	261.62	523.25	1046.50	2093.00	4186.00	8372.01
DO #	17.32	34.64	69.29	138.59	277.18	554.36	1108.73	2217.46	4434.92	8869.84
RE	18.35	36.70	73.41	146.83	293.66	587.32	1174.65	2349.31	4698.63	9397.27
RE #	19.44	38.89	77.78	155.56	311.12	622.25	1244.50	2489.01	4978.02	9956.05
Mi	20.60	41.20	82.40	164.81	329.62	659.25	1318.51	2637.02	5274.04	10548.08
FA	21.82	43.65	87.30	174.61	349.22	698.45	1396.91	2793.82	5587.64	11175.29
FA #	23.12	46.24	92.49	184.99	369.99	739.98	1479.97	2959.95	5919.90	11839.80
SOL	24.49	48.99	97.99	195.99	391.99	783.99	1567.98	3135.95	6270.92	12541.85
SOL #	25.93	51.91	103.82	207.65	415.30	830.60	1661.21	3322.43	6644.87	13289.74
LA	27.50	55.00	110.00	220.00	440.00	880.00	1760.00	3520.00	7040.00	14080.00
LA #	29.13	58.27	116.54	233.08	466.16	932.32	1864.65	3729.30	7458.61	14917.23
SI	30.86	61.73	123.47	246.94	493.88	987.76	1975.53	3951.06	7902.12	15804.25

TABLA 2.2 OCTAVAS MUSICALES

Cada uno de los instrumentos musicales abarca un determinado número y/o fracciones de octava, según la manera de realización. Así en la siguiente figura se muestran los diferentes instrumentos musicales con su correspondiente rango en frecuencia que abarcan (octavas).

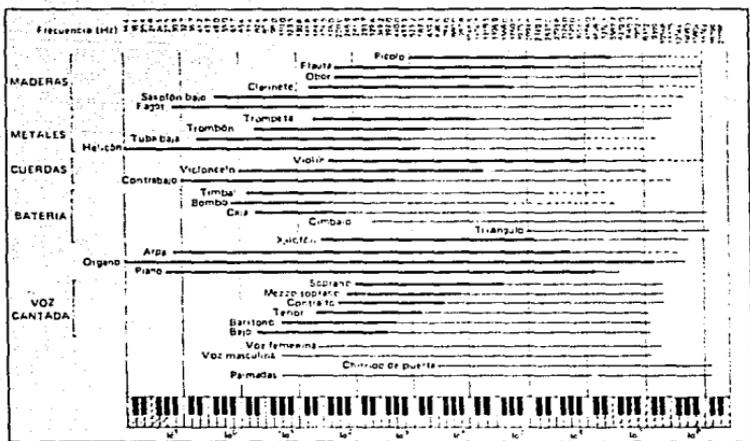


FIG 2.6 OCTAVAS EN LOS INSTRUMENTOS MUSICALES

En el teclado del piano identificamos que la octava donde se encuentra el LA de 440 [Hz] se le conoce como *tercera octava*, así a este mismo se le nombra como LA 3

Existe en la música un parámetro importante que es el *Ritmo* el cual determinará la duración del sonido.

3 - Duración

Dentro de la interpretación, que consiste en otorgar realidad sonora a una obra musical en el momento de su ejecución, existe el Ritmo.

El ritmo es una división cuantitativa del tiempo, que puede manifestarse por acentos o por un número determinado de valores correspondientes a un metro dado, pero mientras éste divide al tiempo de una manera cuantitativa, el ritmo califica los sonidos durante su tiempo.

Uno de los elementos que también forman parte del ritmo es el silencio. Al silencio en general se le define como la ausencia de sonido o el signo por el cual se indica el lapso temporal en que se excluye la intervención sonora.

Así en una partitura existen notas y silencios con diferentes duraciones. Estas duraciones tienen una simbología especial y existe una gran variedad de ellas. Entre las más importantes que son utilizadas en partituras tenemos:

NOMBRE	NOTAS		SILENCIOS	
	SIGNO	RITMO	SIGNO	RITMO
semicorchea		1/16		1/16
corchea		1/8		1/8
negra		1/4		1/4
blanca		1/2		1/2
redonda		1		1

TABLA 2.3 SIMBOLOGIA DE DURACIONES

A cada uno de estos signos, le corresponde una duración física. El tiempo básico para una nota negra en general corresponde a 500 milisegundos.

Al agrupar las notas en la partitura, existe generalmente al principio de ella lo que se conoce como *compas*. El *compás* es la pulsación que regula el tiempo en la ejecución musical, sometándolo a base de divisiones preestablecidas, a un orden periódico. Los compases más utilizados en la música son los de 2/4, 3/4, 4/4 y 6/8. Estos indican la cantidad de tiempos que existen en cada segmento de la música, (denominados también *compases*).

También hay otro parámetro relacionado con el Ritmo y es la *velocidad de ejecución*. Por medio de ésta, se puede interpretar una pieza musical de una manera más rápida o más lenta. Esto quiere decir que en lugar de corresponder a una negra un valor de tiempo igual a 500 mseg., se le puede variar para que lo haga más rápido, pero las demás notas y silencios deben seguir la misma proporción de variación.

Hasta este momento se han tratado aquellos parámetros que han sido considerados como los más sobresalientes en una pieza musical, y que serán utilizados posteriormente para el desarrollo y funcionamiento del G T M C D .

A continuación se presenta una breve síntesis sobre la evolución de los instrumentos musicales.

C) EVOLUCION DE LOS INSTRUMENTOS

Los instrumentos Orquestales que conocemos hoy, no evolucionaron sin crear algunos instrumentos híbridos que con el tiempo han dejado de surgir. Así se ha encontrado que muy pocos instrumentos medievales han sobrevivido hasta nuestros días, pero las pinturas, grabados y manuscritos iluminados nos hacen ver que los instrumentos del "arte de entonces" diferían muy poco de los que emplea hoy la música popular en los diferentes países.

Con el desarrollo de la historia de los instrumentos musicales se han llegado a clasificar en 5 grupos:

- a) Metales
- b) Maderas
- c) Teclados
- d) Cuerdas
- e) Percusión

En un principio, los instrumentos de metal solo podían producir las notas de la serie armónica, que imitaba su empleo a señales llamadas elementales. Los instrumentos de metal necesitaban un tubo largo para adquirir una extensión de notas razonables; mientras no se difundieran las técnicas metalúrgicas, los instrumentos de metal escasearon mucho.

El órgano tiene una música muy antigua y el sistema de palancas necesarias para manejarlo dio lugar al teclado. En el siglo XI las teclas eran del tamaño de tablonas, sólo representaban las notas del teclado moderno. Las notas "negras" fueron añadidas gradualmente a partir del siglo XII hasta que se llegó al teclado completo a mediados del siglo XIV

De la dulcema de cuerdas, añadiéndole un teclado, salió al fin el clavicordio. Los demás instrumentos de cuerda, unos de arco y otros punteados, no solo variaban mucho en formas y tamaños, sino que diferían considerablemente en cuanto al modo de sostenerlos: colgando del hombro, apoyados en la rodilla o contra el cuerpo.

Los instrumentos de percusión se hicieron de diferentes materiales, incluyendo metal, madera y pieles de animales. De construcción generalmente muy sencilla se limitaban prácticamente a hacer casi ruido y no evolucionaron casi nada en esa época.

Los instrumentos de metal se hicieron más fáciles de manejar una vez que los constructores dominaron la técnica de doblar los tubos de metal. Se hicieron también experimentos con tubos telescópicos que alteraban la longitud, creando un tipo primitivo de trombón.

Por otra parte los instrumentos de madera usaron tubos que se daban en la naturaleza - carrizos, cañas y cuernos de animales -, pero, cuando los artesanos supieron taladrar cilindros, determinaron la forma interna del instrumento y perfeccionaron su sonido.

Afinarlos fue toda una ciencia; los instrumentos solo daban "notas exactas" en un número muy restringido; las cuerdas sin trastes podrían producir sonidos de cualquier altura, pero los instrumentos de madera había que fingir ciertas notas soplando más fuerte.

Se hicieron durante algún tiempo experimentos con el teclado a fin de conseguir más notas por la octava que las doce actuales. Aquella obsesión por el detalle fue eliminada finalmente por el teclado de temperamento igual.

Los perfeccionamientos de los instrumentos de cuerda dependieron de la calidad de las mismas. Estas deben ser uniformes e impecables en el agudo, pero tienen que ser densas y flexibles en el grave.

La conciencia del papel de los instrumentos de percusión se tradujo en perfeccionamiento de su manufactura. Se obtuvo del tambor una nota clara y resonante a base de una piel tensa y cuerdas ajustables, no solo para mantenerla estirada, sino para afinarla.

En tiempos de J.S. Bach y Händel había ya virtuosos de los metales capaces de tocar pasajes muy floreados con la trompa y la trompeta. El empleo de tudeles intercambiables resolvió en parte

alguna de las limitaciones de los antiguos instrumentos de metal.

El cometido original de las llaves en los instrumentos de viento era el ayudar al ejecutante a dominar agujeros que quedaban fuera del alcance de la mano. En un instrumento como el fagot, las llaves son vitales, pero una vez que se dieron cuenta de que el alcance de la mano no suponía ya una limitación, los constructores de instrumentos se lanzaron a proyectos más ambiciosos. Händel oyó un contrafagot ya hacia 1740 y Haydn especifica uno en "La creación" (1748), por su colorido y la profundidad de sonido.

Ni el organista ni el clavecinista pueden controlar el volumen del sonido de las teclas. Por esta razón los instrumentos de teclado se hicieron más complejos tratando de responder a una demanda que siente de capacidad de expresión. Se empezaron a hacer los instrumentos con más de un teclado. Además el teclado mismo se extendió en ambas direcciones.

En esta época el violín dejó atrás a los demás instrumentos de arco, convirtiéndose en el alma de la orquesta. Se convirtió en un objeto admirado en manos de virtuosos como Tartini de quien creyeron algunos que estaba inspirado por el demonio.

El concierto para trompeta de Haydn fue compuesto especialmente para la trompeta de llaves (de corta vida), entonces único instrumento de metal capaz de tocar todas las notas de la escala cromática.

Poco después el sistema de pistones de Henrich Stölzel iba a revolucionar totalmente la técnica de los metales y la paleta orquestal entera. La flauta sufrió cambios radicales en manos de Theobald Boehm, cuyo nuevo sistema de llaves fue adoptado enseguida por los demás instrumentos de madera.

Al hacerse de metal, las flautas no perdieron nada de su

calidad esencial como tales. Las maderas de lengüeta dieron lugar a las familias de los saxofones y los menos usados sarrusofones.

Los armonios tomados en serio por Berlioz y Widor, tuvieron su "época", pero ha ocupado hoy en día su lugar el órgano eléctrico. Su versatilidad de piano, expresión y ausencia de artilugios, son cualidades que le aseguran su puesto más duración.

La Orquesta sinfónica que se conoce en la actualidad ha seleccionado a sus instrumentos de la siguiente manera:

CUERDAS

violines primeros
violines segundos
cellos
violas
contrabajos



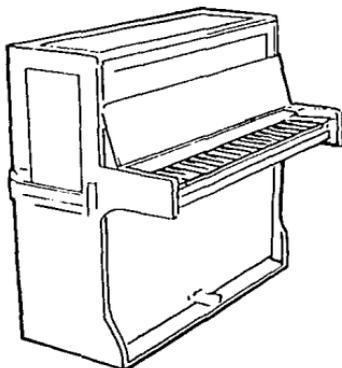
METALES

corno inglés
oboes
flautas
flautín
clarinete bajo
clarinete
fagots
contrafagot
trompas
tuba
trombones
trompetas



PERCUSIONES

piano o arpa
timbales
platillos
bombo
triángulo
caja
campanas tubulares
xilófono



Los instrumentos musicales que han requerido de una mayor atención en la actualidad son los Generadores de sonidos eléctricos y electrónicos, por lo que se considera importante describir la evolución de los mismos.

D) HISTORIA DE LOS GENERADORES ELECTRONICOS

1 - BREVE HISTORIA

El sonido y la música generada electrónicamente tienen una larga e interesante historia. Existen una gran cantidad de Generadores de sonidos electrónicos, sin embargo se tratarán de mencionar solo aquellos que describan el concepto principal de la tecnología de la época en que fueron construidos.

El Teleharmonium

Uno de los primeros instrumentos musicales que producía sonido por medios puramente eléctricos fué concebido y construido por *Thaddeus Cahill* en 1903. El aparato fué llamado "El Teleharmonium". El concepto básico de Cahill era el de generar música mediante señales eléctricas y transmitir las vía telefónica a los hogares de sus suscriptores.

Las señales serían reproducidas por una bocina para el continuo entretenimiento de todos aquellos que estuvieran presentes.

El "Harmonium" (del Inglés Harmonically) Armónicamente, de donde deriva parte de su nombre el dispositivo, se basaba en los armónicos de varias ondas senoidales sumadas para generar diferentes timbres.

El dispositivo se asemejaba a una consola de órgano convencional con 2 teclados similares a los de un piano y numerosos botones que controlaban el timbre de la señal.

Los diferentes tonos eran generados a niveles de kilowatts por multipolos especialmente contruidos y generadores eléctricos de multiarmaduras localizados en el sótano del edificio. Cada generador tenía 8 salidas representando cada una de estas una nota en particular, de cada una de las 8 octavas del rango que abarcaba el aparato. Debido a su peso, longitud, dificultad de construcción y costo, solo 8 generadores fueron contruidos en lugar de los 12 planeados para cubrir todas las notas en una octava.

Los niveles de amplitud de los tonos fueron controlados por medio de inductores con núcleos móviles para variar la inductancia. En conjunto, con las toneladas de hierro, kilómetros de alambre fueron utilizados para conectar el teclado con el resto del equipo. La maquinaria que fué construida, pesaba arriba de las 200 toneladas y hubiera requerido de 30 vagones de ferrocarril para ser movida.

Generalmente el dispositivo trabajó bien, fué exacto y estable. El hecho de no contar con los 12 generadores provocó que algunas partituras no pudieran ser tocadas.

Para Cahill el proyecto fué un desastre financiero, ya que eventualmente fué sustituido por las emisoras de radio.

El Magnetófono

Sin duda alguna, el dispositivo más significativo de la música electrónica es el Magnetófono (ó Grabadora de Cinta).

Los Alemanes desarrollaron durante la Segunda Guerra Mundial "La Grabadora de Alambre", y fué subsecuentemente perfeccionada para utilizar cinta de papel con revestimiento de óxido de hierro. Las bases para la película plástica fueron desarrolladas más tarde, y ahora, la cinta magnética proporciona la más alta fidelidad en la grabación de sonidos analógicos.

En la cinta, el sonido se convierte en un objeto físico que puede ser cortado, estirado, rearreglado, moldeado y fácil de regrabar. Una nueva camada de compositores aparece y el resultado de sus obras recibe el nombre de "Música Concreta", sonidos como los generados jamás antes habían sido escuchados.

En efecto, antes de la popularización del Sintetizador de Música, la concepción del público sobre la música electrónica era ésta, "*Una colección de sonidos extravagantes*".

RCA Mark II Synthesizer

Al pasar los años, muchos instrumentos musicales electrónicos fueron desarrollados y utilizados. Un ejemplo es el "Theremin" (1920), que era un Generador de Tonos Electrónicos cuya frecuencia y

amplitud podían ser controladas independientemente mediante perillas manuales que acercaban 2 placas de metal.

Otros incluían un teclado maestro como el "Novochord" (1938) y el "Melochord" (1949). Alrededor de los años 50, los trabajos comenzaron a enfocarse en desarrollar Instrumentos de Propósito General. El primer Sintetizador de sonidos electrónicos:

El RCA Mark II, Sintetizador Musical Electrónico, podía producir dos tonos al mismo tiempo en los cuales todos los parámetros importantes podían ser controlados. El mecanismo de control era una cinta de papel perforado, muy parecido a los rollos de las pianolas. Así era programada la máquina y daba la oportunidad a los compositores para reconsiderar variaciones en los parámetros de los sonidos.

La cinta del programa estaba constituida por 36 canales, los cuales a su vez se dividían en grupos. Cada grupo utilizaba un código binario para controlar los parámetros asociados. Un teclado similar al de una máquina de escribir era utilizado para perforar y editar las cintas .

Música compleja podía ser compuesta a partir de los 2 tonos básicos mediante el uso de dos discos, los cuales eran sincronizados mecánicamente por un programa. Previamente el material grabado en un disco podía ser tocado, combinado con el nuevo material del sintetizador y reproducido en otro disco.

El sintetizador RCA ocupaba un cuarto debido a que todos sus circuitos electrónicos utilizaban tubos al vacío (Bulbos).

Síntesis Directa por Computadora

Lo último en control programado comenzó a desarrollarse a mediados de los años 60 y desde entonces ha sufrido constantes

refinamientos.

Los computadores digitales no solo controlaban la generación y los arreglos de los sonidos, sino que también comenzaban a generar sonidos ellos mismos. Esto fué llamado "Síntesis Directa de Sonidos por Computadora" debido a que esencialmente no era necesario un dispositivo intermedio para la síntesis de sonidos.

Absolutamente cualquier sonido con un rango de frecuencias restringido (y ese rango puede fácilmente ser agrandado al rango de audición) puede ser sintetizado y controlado. Cualquier fuente de sonido, sea natural, electrónico, o imaginario, puede ser descrito por un modelo matemático y adecuado a un programa de computadora.

Los sonidos pueden ser simples o complejos si así se desea, y sonidos naturales pueden ser imitados con limitada exactitud solo por el correspondiente modelo matemático. Obviamente, la técnica tiene algunas limitaciones y componer con el método de Síntesis Directa por Computadora requiere de considerables conocimientos de la relación entre modelos matemáticos y los parámetros del sonido.

Microprocesadores

Hoy en día, el microprocesador es la técnica más evolucionada de la década. La unidad básica de una computadora que antes costaba miles de dólares es ahora disponible por unos cuantos.

La música electrónica ciertamente ha sido beneficiada con los microprocesadores, técnicas de generación de sonidos como las anteriormente mencionadas, se han vuelto obsoletas.

El μp es ideal para automatizar y realizar la síntesis de música, puede fácilmente recordar, catalogar y reproducir los parámetros musicales de una melodía y puede generar sus propias secuencias de control basado en modelos matemáticos.

Todas estas aplicaciones son de gran interés en la Generación de Tonos Musicales y por supuesto en la elaboración de ésta tesis.

En la Historia de los Generadores Electrónicos, el que ha dado un cambio relevante a la música ha sido *EL SINTETIZADOR*, y debido a que el *G T M C D* presenta cierta analogía con él, se presenta una explicación.

El Sintetizador

Un Sintetizador es un instrumento que puede formar sonidos de acuerdo con las instrucciones precisas que da el ejecutante.

Su cualidad esencial es que construye sonidos en vez de reproducirlos meramente como el magnetófono. Tras analizar el esquema ondulatorio o "señal de un sonido" existente, se puede dar su calidad tonal a cualquier nota que desee el ejecutante.

Puede imitar incluso el sonido de las voces y no está fuera de sus posibilidades crear las cualidades vocales de *Maria Callas* y *Louis Armstrong* cantando a dúo juntos.

El sintetizador moderno tiene un desarrollo mucho más complejo que el de los primeros instrumentos. La señal producida por un oscilador se convierte en sonidos a través de un altavoz, y el ejecutante puede hacer variar la misma señal mediante el ajuste de controles. Algunos de éstos son simples conmutadores de prendido-apagado (on-off); otros son potenciómetros, tienen un número ilimitado de graduaciones y se accionan mediante barras deslizantes o botones giratorios. El sintetizador viene provisto normalmente de un teclado convencional que determina la altura y la duración de la nota y un pedal o potenciómetro manual que determina

el nivel del sonido. Se utilizan otros potenciómetros para alterar la altura fraccionadamente, o hacerla oscilar. Este vibrato puede variar entre un subido apenas perceptible o un trepidar horripilante con solo cambiar la velocidad y la amplitud de la vibración.

Parecida al vibrato es la reverberación, un efecto de eco que confiere al sonido "presencia" o calidad viva. Estos controles existen ya en los órganos eléctricos, incluso en los más modestos, pero el sintetizador se diferencia del órgano eléctrico no tanto en su grado de sofisticación, sino en el modo de obtenerse la variedad de el sonido.

El órgano eléctrico se desarrolló para imitar las calidades de los órganos de iglesia o escénicos y por lo mismo, su característica esencial consiste en permitir tocar más de una nota a la vez. Esto no tiene tanta importancia para el que toca el sintetizador, más atento a lo que se puede variar en conjunto una sola nota, y además, los sintetizadores más baratos no permiten tocar acordes.

La variedad sonora se logra, primero, perfeccionando el perfil dinámico de la nota: si hay un ataque repentino o brilla por su ausencia; si mantiene siempre el mismo volumen o se desvanece; y si se desvanece gradualmente o de golpe. En segundo lugar, la calidad de la nota estará determinada también por la forma de onda de su sonido y el número (o ausencia) de armónicos. Estos armónicos pueden estar sujetos a su vez a la misma variedad de efectos. Un recurso muy utilizado por los músicos *pop* consiste en cambiar los armónicos mientras se está tocando el instrumento, del mismo modo que la boca humana puede alterar el sonido de una vocal o de una nota sola. Debido al curioso efecto, a éste se le llama *wah-wah*.

Todos esos cambios de calidad sonora no los hemos aplicado hasta aquí más que a una nota. Hay en el mercado sintetizadores más complicados, que pueden tocar varias notas simultáneamente, pero los

sintetizadores gigantes, capaces de transcribir una partitura orquestal, están fuera del alcance de los particulares.

El modo de utilizar el sintetizador queda naturalmente a cargo del músico (o del compositor). Algunos compositores lo emplean para añadir un efecto atmosférico a la música por lo demás convencional como *John Williams* en su partitura de "La Guerra de las Galaxias"; otros lo emplean para añadir más colorido a la paleta orquestal, como en los arreglos de piezas de *Satie* que se pueden oír, por ejemplo, en el exitoso Album de discos "Velvet Gentleman"; hay por último otros artistas, como *Milton Babbitt* que lo emplean en la composición de la música de vanguardia.

Se podría pensar que la capacidad del sintetizador de crear cualquier sonido concebible llegará a convertir a los intérpretes vivos en objetos del pasado. Pero el fotógrafo no ha acabado con los pintores. Los artistas, músicos y compositores creativos tendrán siempre un lugar en el mundo.

Habiendo conocido los aspectos musicales más importantes, se describen a continuación los elementos musicales que se han considerado como base para el diseño del G T M C D .

E) ASPECTOS MUSICALES DEL G T M C D

El primer parámetro del GTMCD es la nota, y se refiere a la característica de afinación del instrumento. Es la más importante, y para ello se considera efectuar la correcta selección de una nota o un silencio por medio del control digital.

Una segunda característica es que se han seleccionado un

rango de 6 octavas, las cuales son iguales a las de los sintetizadores comerciales. Se ha decidido nombrar a las octavas del generador de una manera diferente, debido a las notas que marcan el inicio y final de cada octava. Esto se observa en la siguiente figura:

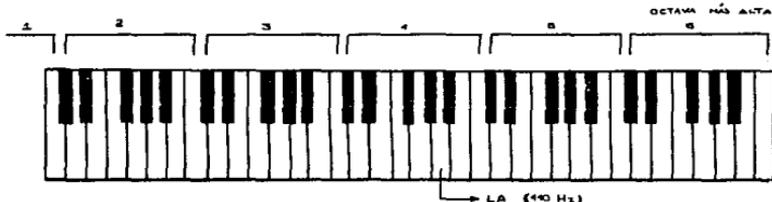


FIG. 2.10 OCTAVAS DEL GTMCD

Las duraciones de las notas y silencios, también pueden ser variadas dependiendo de las características que se deseen, ya sea para interpretar una melodía o bien para crearla. Dentro del diseño se han incluido más duraciones con el fin de abarcar mayor variedad en la Música. Esto se tratará con mayor detalle en el capítulo IV.

Por último cabe mencionar que el teclado que normalmente se conoce en los sintetizadores ha sido sustituido por el de la computadora para la creación de melodías. Estas melodías presentan la característica de ser monódicas, es decir que en el GTMCD, solo se puede interpretar una sola voz, y se pueden programar de la partitura hacia el GTMCD.

La voz, la envolvente y la velocidad de ejecución son parámetros flexibles, y solo bastará indicarle al GENERADOR DE TONOS lo que se quiere efectuar.

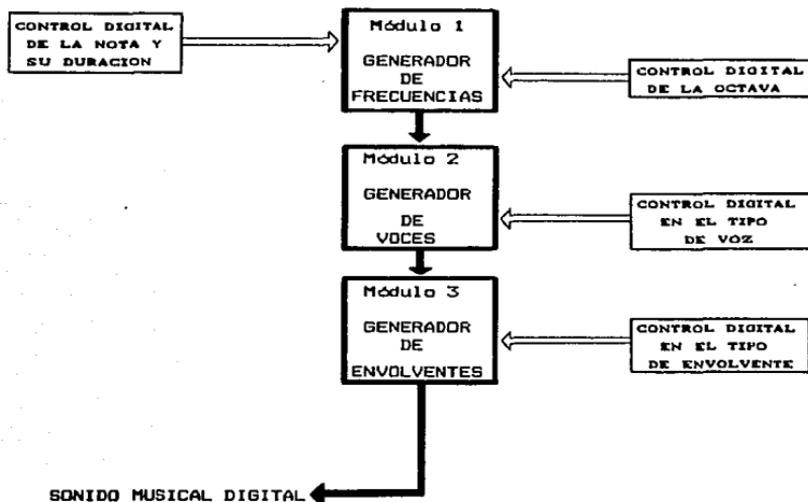
A continuación se describe el desarrollo y funcionamiento del GTMCD.

CAPITULO III

MODULOS DEL GTMCD

A) DIAGRAMA DE BLOQUES

Como se observa en el esquema siguiente el GTMCD está compuesto básicamente de 3 módulos y varios bloques de control digital que intervienen en cada uno de los tres módulos.



En el primer módulo se genera una nota musical con su respectiva duración y octava. Esta señal entra al segundo módulo en el cual se habrá seleccionado el tipo de voz con que será ejecutada. Por último, esta señal pasa por un circuito generador de envolventes para producir las características deseadas del SONIDO MUSICAL DIGITAL.

Los bloques correspondientes al control digital actúan directamente en cada uno de éstos módulos, por lo que la descripción de éstos en lo referente a la "Programación Musical" se describirá con mayor detalle en el siguiente capítulo.

A continuación se presenta la forma en que se realizaron cada uno de los módulos del G T M C D .

B) MÓDULO 1: GENERADOR DE FRECUENCIAS

1 - OBJETIVO

La finalidad que se busca al realizar éste primer módulo es producir las frecuencias más utilizadas en los instrumentos musicales. Estas frecuencias deberán ser lo más cercanas al valor musical universal, por lo que su realización física requerirá de una buena exactitud en los valores. Esta característica es indispensable para lograr la afinación correcta en el GTMCD.

2 - CARACTERISTICAS

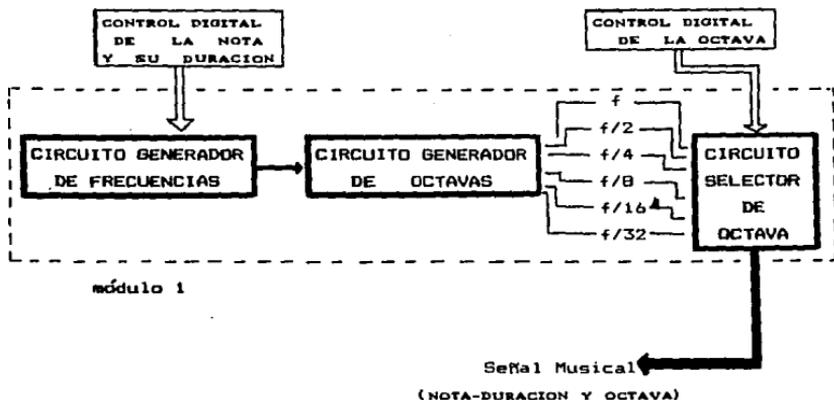
Las principales características de éste primer módulo son:

- Un rango de 6 octavas musicales
- Control digital sobre la nota y su duración
- Frecuencias musicales con un error de exactitud menor al 1%
- Repetibilidad en el valor de la frecuencia musical
- Control digital sobre el tipo de octava

Se trata de abarcar un rango de 6 octavas musicales debido a que en éste rango de frecuencias se ubican la mayor cantidad de los instrumentos musicales que pueden ser simulados por el GTMCD. Para lograr la interpretación debida de una melodía se requerirá de la generación exacta de la nota y su duración, por lo que se utilizará un puerto de salida procedente del SIMMP que controlará digitalmente estas características. La tercera característica se refiere a la afinación correcta del GTMCD para poderlo considerar como un instrumento electrónico musical. Como cuarta característica se nombra la repetibilidad, ya que debido a ella se asegura el correcto funcionamiento durante los diferentes momentos en que se esté utilizando el instrumento. La última característica señala el rango de octava que le corresponde a la nota que se estará ejecutando, por lo que nuevamente se usará un puerto de salida del SIMMP para lograr el control digital sobre la octava.

3 - ETAPAS PRINCIPALES

A continuación se presenta el esquema básico del módulo 1 que reúne el objetivo y las características mencionadas con anterioridad para el mismo.



El diagrama anterior propone la realización de cada uno de éstos circuitos de la siguiente manera:

a) Circuito Generador de Frecuencias

El circuito básico del Generador de Frecuencias es el generador de funciones monolítico XR 2206 fabricado por la Compañía EXAR.

El XR 2206 es un circuito integrado para generar funciones tales como formas de onda triangular, senoidal y cuadrada, de alta estabilidad y precisión. Las formas de onda de salida pueden ser moduladas en amplitud y frecuencia mediante un voltaje de control externo. El rango de frecuencias puede ser seleccionado externamente por medio de un capacitor y una resistencia, obteniéndose un rango permisible del dispositivo en frecuencias desde 1 Hz hasta 1 MHz.

La hoja de datos que proporciona el fabricante sobre este circuito se encuentra incluida en el Apéndice B, y sus características más importantes son las siguientes:

- Amplio rango de alimentación: 5 a 26 volts
- Rango de barrido de 1Hz a 1MHz
- Aplicaciones diversas como: Generador de Barrido, Generador de formas de onda, Generador FSK, Generador AM/FM, Convertidor de Voltaje a Frecuencia.
- El Circuito integrado está compuesto de 4 bloques funcionales: un oscilador controlado por voltaje, un multiplicador analógico con formador de onda senoidal, un buffer amplificador de ganancia unitaria, y un arreglo de conmutadores de corriente.

El C.I. XR 2206 se emplea dentro del circuito Generador de Frecuencias, para generar las 12 notas pertenecientes a la octava más alta del rango de las 6 seleccionadas con anterioridad.

Los valores de las notas de esta octava, se presentan a continuación en la tabla 3.1

NOMBRE DE LA NOTA	OCTAVA MUSICAL MAS ALTA (Hz)	FRECUENCIA TEORICA DEL XR 2206 (Hz)
DO	2 093.01	209 301.17
SI	1 975.54	197 554.00
SI b	1 864.66	186 466.14
LA	1 760.00	176 000.60
SOL #	1 661.22	166 122.45
SOL	1 567.98	156 798.71
FA #	1 479.98	147 998.27
FA	1 396.91	139 691.77
MI	1 318.51	131 851.47
MI b	1 244.51	124 451.22
RE	1 174.66	117 466.31
DO #	1 108.73	110 873.43

TABLA 3.1 OCTAVA MAS ALTA.

Para lograr lo anterior, se requiere emplear al XR 2206 como un Generador de Formas de Onda en el que la frecuencia de oscilación (f_0) se puede ajustar mediante un capacitor externo colocado entre los pines 5 y 6, y un resistor entre el pin 7 y tierra.

La frecuencia de oscilación está dada por:

$$f_0 = \frac{1}{RC} \quad (3.1)$$

y puede ser cambiada dependiendo del valor que tomen la resistencia y el capacitor. Se recomienda para esta aplicación mantener constante el capacitor y variar la resistencia. Observando las tablas que proporciona el fabricante, tenemos que eligiendo un capacitor de 1000pF a 100 μ F y valores de resistencia entre 4 Kohms y 200 Kohms se tiene una estabilidad óptima con respecto a la temperatura.

Otra manera de analizar la frecuencia de oscilación es obtener la expresión (3.1) en función de la corriente. Para ello debemos considerar que en el pin 7 del C.I. se obtiene un voltaje de 3 volts en operación, y con un factor calculado por el fabricante se llega a la expresión siguiente:

$$f = \frac{0.32 I_t (\mu A)}{C (\mu F)} \quad (3.2)$$

En esta expresión anterior, la corriente queda de la siguiente forma:

$$I_t (\mu A) = \frac{3}{R (\text{Mohms})} \quad (3.3)$$

Al sustituir la expresión anterior en la expresión (3.2) se obtiene una nueva expresión:

$$f_0 = \frac{0.32 \times 3}{R(\text{Mohms})C(\mu\text{F})} \quad (3.4)$$

La expresión (3.4) es de cierta forma similar a la expresión (3.1). Con el desarrollo anterior se concluye que el C.I. depende del valor de la resistencia y del capacitor para producir formas de onda con un cierto valor de oscilación.

Recordando que la conductancia es el inverso de la resistencia se obtiene una nueva expresión que será utilizada para controlar digitalmente la frecuencia del XR 2206.

$$f_0 = \frac{0.96}{C} G \quad (3.5)$$

A continuación se muestra el diagrama de funcionamiento del circuito XR 2206:

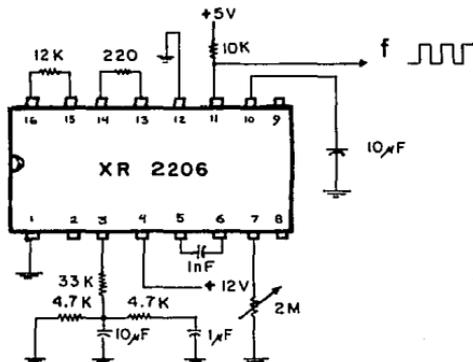


FIG. 3.1 C. I. XR 2206

Para la obtención de las frecuencias en el XR 2206, que como se observó en la tabla 3.1 son 100 veces más grandes que las de la octava musical más alta, se eligió un capacitor de 1nF y un banco de 11 resistencias al 1% cuyos valores varían entre 2 y 2000 [Kohms].

La razón primordial de que las frecuencias obtenidas del XR 2206 deban ser 100 veces más grandes que las correspondientes a la octava mayor se debe a que las voces que puede ejecutar el GENERADOR DE TONOS se encuentran digitalizadas en ROM empleando un total de 100 muestras por período.

Para controlar digitalmente la frecuencia se emplea un banco de 11 resistencias para realizar la conductancia G que aparece en la ecuación (3.5). Cada resistencia del banco se conecta o no a tierra electrónicamente. Para lograr esto, se utilizó el circuito integrado 74LS125 cuyas características básicas se muestran en el Apéndice B.

El circuito 74LS125 corresponde a un buffer cuádruple con salida tres estados que pertenece al bloque de familias compatibles con circuitos lógicos TTL.

Cada uno de los buffers presenta el siguiente diagrama:

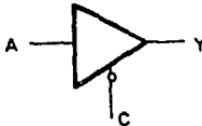


FIG. 3.2 BUFFER TRES ESTADOS

La salida se encuentra en estado de baja impedancia

cuando, la entrada de control (C) se encuentra en estado bajo. De esta manera, se tiene un reflejo de nivel en la salida (Y) del nivel presente en la entrada (A). De otro modo, la salida queda deshabilitada cuando el nivel en la entrada de control está en estado alto. Esta característica es muy importante en la conmutación de resistencias.

Para llevar a cabo la selección de los valores de frecuencia de 110 873 Hz a 209 301 Hz, se ha empleado un determinado arreglo de resistencias para lograr la variación de corriente de entrada al XR 2206.

El arreglo se muestra en la siguiente figura:

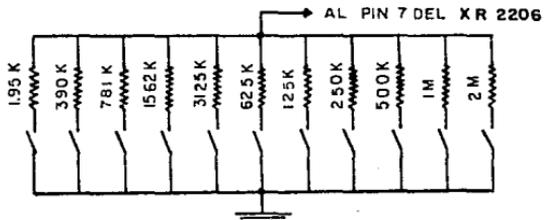


FIG. 3.3 ARRELO DE RESISTENCIAS

Al poner en paralelo un arreglo de 11 resistencias se obtiene una variación en el mismo desde 1.95 [Kohms] hasta 2 [Mohms] con un total de 2048 valores posibles, según la combinación que se efectúe en las mismas.

A continuación se muestra el diagrama del módulo 1 en el cual se detalla el alambrado de los C.I. 74LS125 empleados en la conmutación electrónica de las resistencias.

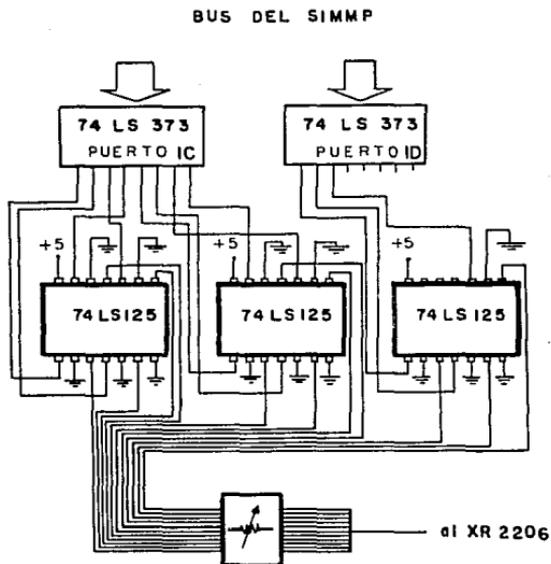


FIG. 3.4 MÓDULO 1

En el diagrama anterior se observa el empleo de 2 puertos procedentes del SIMMP los cuales son circuitos integrados

74LS373. Este tipo de circuito es un latch, cuya finalidad es mantener presente la información procedente del bus de datos del SIMMP.

A continuación daremos una explicación de este circuito, recordando que seguirán utilizándose en los siguientes módulos de control, y recordando al lector que éstos puertos de salida forman parte del SIMMP, por lo que en el Apéndice A se verá con mayor detalle su papel dentro del mismo.

El circuito 74LS373 es un circuito monolítico que puede ser utilizado como 8 latches u 8 flip-flops tipo D. Se caracteriza por tener salidas tres estados.

Teniendo la necesidad de mantener presente en un determinado tiempo una palabra de 8 bits para controlar digitalmente a cada uno de los bloques de control digital del GTMCD, se ha requerido utilizar a éste circuito como latch.

La tabla de verdad que proporciona el fabricante, realiza la necesidad anterior, ya que el circuito es el que se encarga de mantener presentes las ordenes procedentes de la Computadora hacia el GTMCD, además que el hardware que se encuentra presente en el diseño del SIMMP, propicia la utilización de este circuito.

La tabla de funciones así como la configuración de pines (patigrama) se proporcionan a continuación. Las características eléctricas pueden verificarse en las hojas de datos del fabricante en el Apéndice B.

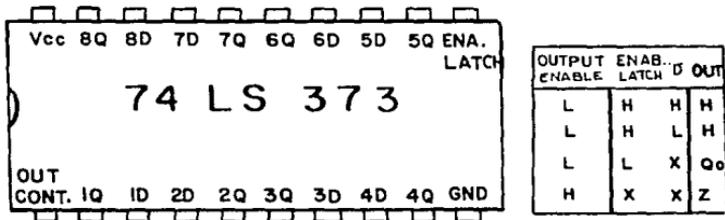


FIG. 8.5 CIRCUITO 74LS373

Las salidas (Q) reflejan los niveles de los datos (D) cuando la terminal de habilitación del latch (enable-latch) se encuentra en estado alto. Pero para mantener la información en la salida según el tiempo deseado, bastará con alimentar con un nivel bajo la terminal de habilitación del latch. Esta señal que se proporciona al latch proviene del SIMMP, y siempre que se habilite en nivel bajo, la información que se esté presentando en él, será la transmitida y sostenida (según el tiempo del estado bajo) hacia el GENERADOR DE TONOS.

Una vez aclarado el funcionamiento de este circuito, se observa que la conmutación de las 11 resistencias va a ser controlada por medio de dos palabras de 8 bits cada una.

En la primera palabra se utilizarán todos los bits para conmutar los valores de conductancia más significativos. En la segunda se utilizarán los 3 bits menos significativos para conmutar los valores de conductancia menos significativos.

Así, tomando en cuenta que en la ec. 3.5 $G = G_0 \cdot (D)$, la frecuencia (f) será:

$$f = \frac{0.96}{C (\mu F)} G_0 (D) \quad (3.6)$$

donde:

D es la palabra digital de 11 bits y

$G_0 = 0.5 \times 10^{-6}$ [mohs]

Esta palabra digital corresponde a los puertos 1C y 1D del SIMMP.

Al enviar una palabra digital a cada uno de los puertos y habilitando al mismo como latch, se logra tener un Generador de Frecuencias con Control Digital.

Cabe mencionar que los 11 bits que se utilizaron nos dan una gran resolución en la selección de frecuencia. La resolución entre cada paso de frecuencia (2048 pasos) es de 400 Hz aproximadamente, lo que nos da un rango de operación entre 400 Hz y 750 KHz en el Generador de frecuencias digital.

Con las pruebas que se efectuaron en éste primer módulo, se obtuvo una tabla de frecuencias experimentales que a continuación se muestra:

TABLA DE FRECUENCIAS EXPERIMENTALES

NOTA	13/11/88 [Hz]	10/1/89 [Hz]	12/1/89 [Hz]	24/1/89 [Hz]	2/11/89 [Hz]	16/11/89 [Hz]	f [Hz]
DO	209,198	209,350	209,100	209,259	209,129	209,560	209,286.00
SI	197,416	197,538	197,377	197,538	197,440	197,692	197,500.16
SIb	186,340	186,593	186,340	186,597	186,424	186,256	186,425.00
LA	175,820	176,037	175,825	176,020	175,915	175,976	175,932.17
SOL*	166,093	165,994	165,728	165,888	165,863	165,821	165,897.83
SOL	156,648	156,956	156,761	156,917	156,821	156,780	156,813.83
FAs	147,976	147,976	147,745	147,943	147,818	147,006	147,910.67
FA	139,755	139,755	139,507	139,755	139,578	139,718	139,678.00
MI	131,767	131,937	131,692	131,844	131,760	131,906	131,817.67
RE*	124,470	124,640	124,397	124,562	124,513	124,397	124,499.83
RE	117,486	117,622	117,417	117,622	117,325	115,500	117,328.67
DO*	110,887	110,812	110,613	110,776	110,600	110,876	110,940.67

TABLA 3.2 FRECUENCIAS EXPERIMENTALES

Cada una de estas notas requirió de 11 bits para conectar o no las resistencias a tierra. A continuación se proporciona una tabla que resume los parámetros involucrados en este primer módulo.

TABLA DE FRECUENCIAS							
NOTA	f TEORICA [Hz]	f EXPER. [Hz]	ERRORES EXACTITUD %	PALABRA BINARIA			
				DE 10 BITS		PUERTOS 1D 1C	
DO	2093.01	2092.66	-.01	110	0010	0000	110 20
SI	1975.54	1975.00	-.02	110	0011	1100	110 3C
SIb	1864.66	1864.25	-.02	110	0101	0111	110 37
LA	1760.00	1759.32	-.03	110	0111	0000	110 70
SOL*	1661.22	1659.98	-.13	110	1000	0110	110 8A
SOL	1567.98	1568.14	+.01	110	1001	1011	110 9B
FAs	1479.98	1479.10	-.05	110	1011	0000	110 80
FA	1396.91	1396.78	-.01	110	1100	0100	110 C4
MI	1318.51	1318.18	-.02	110	1101	0110	110 D6
RE*	1244.51	1244.99	+.03	110	1110	0111	110 E7
RE	1174.66	1175.29	+.05	110	1111	0111	110 F7
DO*	1108.73	1109.41	+.01	111	0000	1011	111 0B
SIL	0[Hz]	0[Hz]	-.00	111	1111	1111	111 FF

TABLA 3.3 FRECUENCIAS-MODULO 1

El error de exactitud en la tabla anterior es menor al 1%, y con esto se demuestra que existe la afinación correcta en el GTMCD en esta sexta octava.

La última característica del circuito Generador de Frecuencias es la duración de la nota que se este ejecutando. Esta característica por su modo de realización será tratada en el siguiente capítulo.

b) Circuito Generador de octavas

El circuito que se ha seleccionado para la generación de octavas es el C.I. 74LS90 correspondiente a un contador década.

Este circuito pertenece a la familia TTL y contiene 4 flip-flops maestro esclavo, una entrada adicional para efectuar un divisor entre dos y tres estados binarios de conteo para el cual la medida del ciclo de cuenta es dividido entre 5. Las características eléctricas del mismo se encuentran en el Apéndice B.

Como una de las características del GTMCD es el incluir un rango de 6 octavas. Se ha procedido de la manera siguiente para obtenerlas:

Con el XR 2206 se obtuvieron las 12 notas de la octava más alta del GTMCD. Esta señal (f), alimenta a este tipo de contador que ha sido configurado como un divisor de frecuencia entre 8. En el se obtienen valores de frecuencia en sus terminales de salida de f, f/2, f/4 y f/8. Estos valores de frecuencia corresponden a las 4 octavas mayores del GTMCD y son producidas todas a la vez. Osea que si se produce un DO de 2092.66 [Hz] (denominado DO 6) en el Generador de frecuencias, a su vez se obtendrá un DO 5 cuyo valor

de frecuencia es la mitad del DO 6. Se obtienen así el DO 4 y el DO 3 que corresponden a $f/4$ y $f/8$ del valor de la frecuencia fundamental.

Para obtener las 2 octavas siguientes, nuevamente se utiliza un circuito 74LS90 para generarlas. La señal que alimenta a este segundo contador es la señal $f/8$ que se obtuvo con anterioridad. Así este contador presenta en sus terminales de salida los valores de frecuencia: $f/8$, $f/16$ y $f/32$.

El circuito integrado que realiza estas divisiones de frecuencia es adecuado, ya que el rango de frecuencias en sus entradas (INPUT A, INPUT B) van desde 0 [Hz] hasta 16 [MHz], para efectuar el conteo.

Se proporciona a continuación el diagrama que se ha desarrollado para la obtención de cada una de las seis octavas.

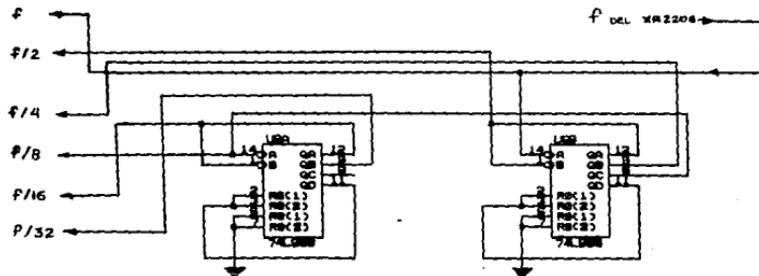


FIG. 2.6 GENERADOR DE OCTAVAS

El valor real en frecuencia que se obtuvo al medir con un frecuencímetro cada una de las octavas, corresponde al valor teórico proporcionado por la tabla 2.2.

El aparato presenta una correcta afinación en el rango de sus seis octavas.

El circuito encargado de seleccionar alguna de las seis octavas es el que se describe a continuación.

c) Circuito Selector de Octavas

El circuito CD4051 es un circuito monolítico perteneciente a la familia CMOS cuya finalidad es actuar como un multiplexor o demultiplexor analógico.

Para la selección de octavas en el GTMCD, se empleó este circuito como un multiplexor de 8 canales, teniendo 4 terminales de entrada para su funcionamiento. Tres de estas entradas (llamadas A, B y C), son las que seleccionan alguna de las 8 líneas posibles de entrada; la otra entrada, se emplea como terminal de inhibición del circuito.

Se controla en general a éste multiplexor/demultiplexor con conmutadores analógicos, teniendo dos estados permisibles: "estado de baja impedancia" cuando se encuentra activado, y "estado de bajas corrientes de fuga" cuando se encuentra desconectado.

Con las características anteriores, y con el conocimiento de los datos proporcionados por el fabricante en el Apéndice B, se llegó a la configuración del circuito selector de octavas empleando el C.I. CD 4051. El circuito selecciona una de seis frecuencias.

En la siguiente figura se describe la acción de multiplexación, al colocar una nota musical con sus diferentes valores de frecuencia:



FIG. 2.7 MULTIPLEXACION DE LAS OCTAVAS

En éste diagrama, se observa lo importante de la multiplexación correcta de alguna de estas frecuencias, ya que solamente una de ellas ha sido elegida para la interpretación en el G T M C D.

El diagrama que se efectuó para la realización del circuito selector de octavas es el siguiente:

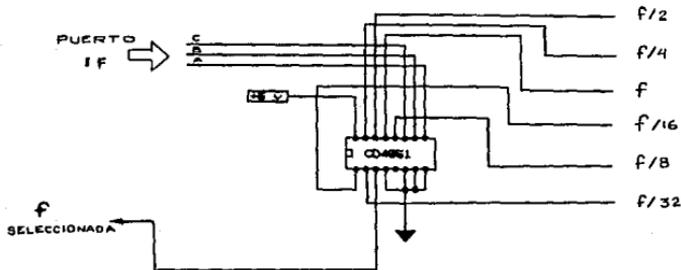


FIG. 2.8 CIRCUITO SELECTOR DE OCTAVAS

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

En este diagrama nuevamente se emplea un puerto de salida del SIMMP para seleccionar alguna de estas 6 octavas. Este puerto corresponde al puerto 1F del SIMMP, y en él se utilizan los 3 bits menos significativos para seleccionar cualquiera de ellas.

A continuación se presenta la tabla 3.4, la cual nos resume el control digital que se efectúa para seleccionar una octava:

OCTAVA DEL G T M C D	PALABRA DIGITAL (3 BITS)			PUERTO 1F (HEX)
	Q ₂	Q ₁	Q ₀	
1	1	0	1	05
2	1	0	0	04
3	0	1	1	03
4	0	1	0	02
5	0	0	1	01
6	0	0	0	00

TABLA 3.4 SELECCION DIGITAL DE OCTAVA

Al emplear los puertos 1C, 1D y 1F del SIMMP, se ha logrado efectuar el control digital en este primer módulo. Posteriormente se mencionarán en el siguiente capítulo para la "Programación Musical" del G T M C D en lo referente a la nota, su duración y a la octava correspondiente.

Al GTMCD se le caracteriza por su correcta frecuencia de oscilación, así como por la posibilidad de elección del TIPO DE VOZ que puede ejecutar.

A continuación se describe en el siguiente módulo este parámetro musical.

C) MODULO 2 : GENERADOR DE VOCES

1- OBJETIVO

El objetivo principal de este módulo, es el de proporcionar al GTMCD un banco de 12 voces diferentes, de entre las cuales podrá ser seleccionada cualquiera de ellas con el simple hecho de colocar en el puerto 10Mxx del SIMMP durante la programación de una melodía, una palabra digital llamada BASE correspondiente a la forma de onda seleccionada.

Es importante mencionar que la selección de estas 12 voces se realizó en base a un criterio previamente establecido, del cual se hablará posteriormente.

Durante la descripción de este módulo, se hará mención constantemente de las Voces o Voz, ésta es la manera en que se ha decidido nombrar a las Formas de Onda que han sido previamente elegidas.

2- CARACTERISTICAS

A continuación se mencionarán las características principales de este módulo generador de voces:

- Posibilidad de selección de entre 12 voces distintas.
- Sencillez en la selección de cualquiera de las voces.
- Repetibilidad exacta de cualquiera de las voces.
- Sencilla programación de las voces, lo que facilitará al usuario la creación de sus propias formas de onda.

3- ETAPAS PRINCIPALES

A continuación se presenta un diagrama de bloques de este segundo módulo:

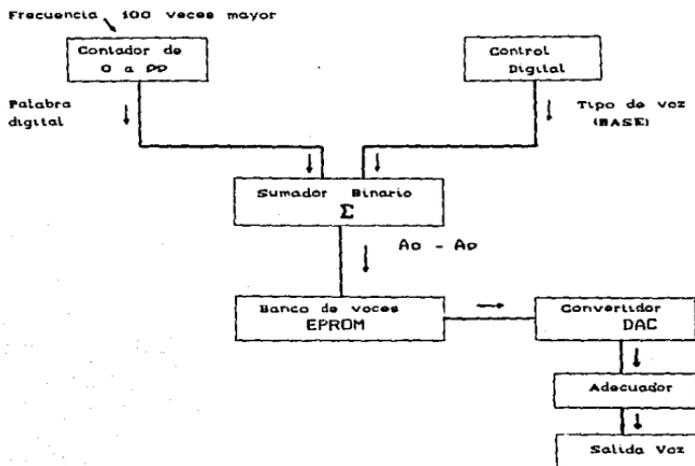


FIG. 3.9 DIAGRAMA DE BLOQUES SEGUNDO MÓDULO

a) Circuito Contador (0 a 99)

a.1 Circuito Integrado 74LS161

Descripción General:

El circuito integrado 74LS161 es un contador binario de 4 bits, síncrono, monolítico; que puede ser aplicado en diseños que

requieren alta velocidad de conteo. La operación sincrónica se debe a la interconexión simultánea de los relojes de los flip-flops internos, por lo tanto, los cambios en las salidas coinciden con cualquier otro cuando así lo indique el *habilitador de conteo* (count-enable). Este modo de operación elimina probables errores en la cuenta.

Estos contadores son totalmente programables. La función de *despeje* (Clear) es asincrónica y un nivel bajo en el pin #1 (CLEAR) determina salidas bajas de los flip-flops sin hacer caso de los niveles del reloj, de la carga, o de las *entradas habilitadoras* (enable inputs).

El 74LS161 cuenta con facilidades para la conexión en cascada de varios contadores sin necesidad de lógica adicional. Para consumir esta función se tienen 2 entradas de *habilitación de cuenta* (count-enable) y una *salida de acarreo* (ripple carry). Ambas entradas de habilitación de cuenta (P y T) deben tener un nivel alto para que la cuenta se realice.

En el Apéndice B se muestra la hoja de datos del fabricante de este contador, y en el Apéndice C se describe la característica del *acarreo adelantado* (carry look-ahead).

Uso del contador 74LS161 en el módulo generador de voces:

El objetivo de este bloque es el de generar un contador de 0 a 99 para lograr direccionar 100 localidades de la memoria en donde se encuentran grabadas las voces. Como se mencionará más adelante, las formas de onda se digitalizaron en 100 partes, es por esta razón que se desea una cuenta de 0 a 99 que reinicie el conteo al llegar a 100 y permanezca haciéndolo hasta que se le indique lo contrario.

Para lograr una cuenta de 0 a 99 se requiere de 2 contadores 74LS161 conectados en cascada y de una lógica adicional (fig.3.10) basada esencialmente en compuertas AND de 3 entradas (C.I. 74LS11) y de un inversor (C.I. 74LS04) la cual se encarga de mandar un nivel bajo al pin #1 de los contadores (CLEAR) al cumplirse la condición del siguiente del 99. Este nivel bajo restablecerá los contadores y la cuenta reiniciará desde cero, es importante mencionar que la cuenta continuará indefinidamente hasta que el reloj de los contadores sea nulo.

El reloj (CK) que alimenta los contadores 74LS161 proviene del circuito integrado CD4051 que se encuentra ubicado en el Módulo 1 (Generador de Frecuencias). Este reloj será el encargado de indicarle a la voz en turno la frecuencia a la que sonará. Cabe mencionar que éste reloj es 100 veces mayor que la frecuencia principal de la forma de onda seleccionada.

La cuenta de 0 a 99 se encarga de barrer 100 localidades en una memoria EPROM 2716 en las que se encuentra programada un ciclo de una voz o forma de onda de un instrumento cualquiera. Las salidas de los 74LS161 se suman con una palabra digital llamada BASE la cual indica la dirección inicial en el mapa de memoria de la voz que deseamos. De esta manera, la cuenta de 0 a 99 se realizará a partir de una dirección base; por ejemplo:

Si la palabra BASE es igual a 000 hex, la zona de memoria a leer será la comprendida entre las direcciones 000 dec --- 099 dec.

Si la palabra BASE es igual a 064 hex, la zona de memoria a leer será la comprendida entre las direcciones 100 dec --- 199 dec.

De esta manera podremos seleccionar cualquiera de las 12 voces almacenadas en la EPROM 2716.

La velocidad de conteo dependerá, como ya lo hemos dicho del

reloj de entrada a los 74LS161.

Diagrama:

A continuación se presenta el diagrama de conexiones del Circuito Contador de 0 a 99:

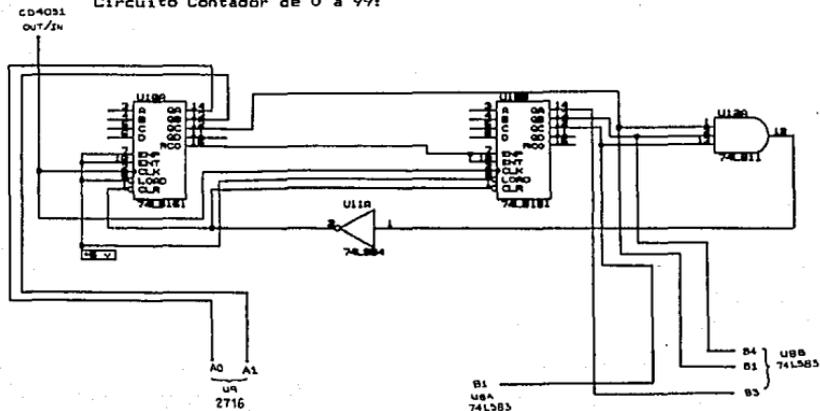


FIG. 3.10 CIRCUITO CONTADOR DE 0 A 99.

b) Conmutador de voces

Como se mostró en el diagrama de bloques de la figura 3.9, se utilizó un sumador binario para la selección de las voces, en el cual, uno de los sumandos (BASE) se modifica para cada voz seleccionada, habiéndose empleado el C.I. 74LS83 para realizar esta suma.

b.1 Circuito integrado 74LS83

Descripción General:

Estos *sumadores completos* (Full Adders) realizan la adición de dos números binarios de 4 bits. Las salidas suma (Σ), son generadas por cada par de bits y el acarreo final (C4) se obtiene por la suma del cuarto par de bits.

La característica principal de éstos sumadores es la presencia de una lógica combinatorial llamada *acarreo adelantado* (carry look-ahead) que proporciona una considerable reducción en el tiempo de suma de dos números, así como una reducción en el tamaño del encapsulado (ver Apéndice C).

En el Apéndice B se muestran las hojas de datos del fabricante del C.I. 74LS83.

Aplicación del sumador 74LS83 en el módulo generador de voces del BTMCD:

Se conectaron dos sumadores binarios 74LS83 en cascada con el fin de sumar una palabra digital llamada BASE con los contadores de 0 a 99 descritos con anterioridad. El objetivo de efectuar la suma de ambas palabras las que se denominarán como "A" (contadores) y "B" (BASE) es el de direccionar la zona de memoria que debe leerse al seleccionar la voz deseada.

La suma se efectúa de la siguiente manera:

	A ₃	A ₂	A ₁	A ₀	A ₇	A ₆	A ₅	A ₄	A ₃	A ₂	A ₁	A ₀	
+	B ₈	B ₇	B ₆	B ₅	B ₄	B ₃	B ₂	B ₁					Contadores
													BASE
<hr/>													
	Σ ₈	Σ ₇	Σ ₆	Σ ₅	Σ ₄	Σ ₃	Σ ₂	Σ ₁	A ₁	A ₀			Suma
	A ₁₀	A ₉	A ₈	A ₇	A ₆	A ₅	A ₄	A ₃	A ₂	A ₁	A ₀		EPROM

Como se puede observar, los 2 bits menos significativos (A₀ y A₁) pasan directamente de los contadores a las direcciones A₀ y A₁ de la EPROM 2716. Los bits A₂, A₃, A₄, A₅ y A₆ de los contadores se suman con la palabra BASE que proporciona la dirección inicial de las 100 localidades en donde se encuentra la voz seleccionada. Las salidas suma (Σ) de los C.I. 74LS83 se conectan a las direcciones restantes de la EPROM, y la dirección más significativa (A₁₀) se conmuta manualmente entre V_{cc} y tierra con el fin de direccionar entre las partes alta y baja de la memoria. Esta conexión se describirá más adelante.

Es importante mencionar que el tiempo de suma de 25 ns para 2 palabras de 8 bits es suficientemente rápido para las necesidades de este módulo.

Diagrama:

A continuación se muestra el diagrama de conexiones de los sumadores binarios.

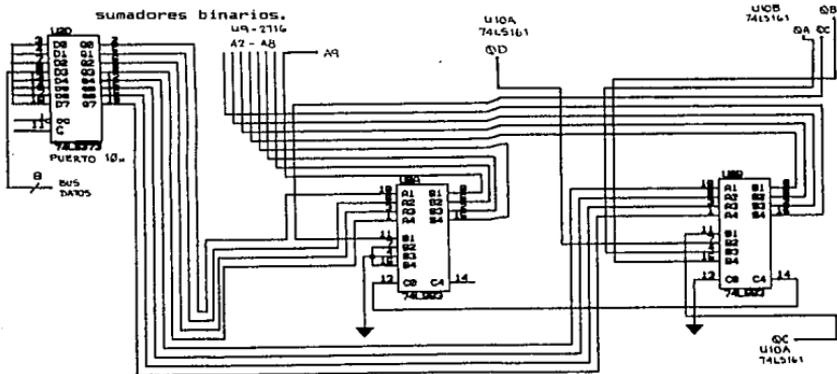


FIG. B.14 SUMADORES BINARIOS.

Como pudo observarse en la figura 3.9, el banco de voces es una memoria EPROM 2716 en donde se encuentran programadas las 12 formas de onda con que cuenta el GTMCD.

c) Banco de voces

c.1 Circuito integrado EPROM 2716

Descripción General:

La 2716 es una memoria EPROM de 16,384 bits para sólo lectura, programable eléctricamente y borrable con luz UV. La 2716 funciona con una fuente de alimentación sencilla de 5 v, posee un modo de reserva estático y ofrece una programación de direccionamiento único y rápido. Hace que el diseño con EPROM sea más rápido, más fácil y más económico. Todas las características del C.I. EPROM 2716 se muestran en las hojas de datos del fabricante que aparecen en el Apéndice B.

Aplicación de la EPROM 2716 en el módulo generador de voces del GTMCD:

El Banco de voces, compuesto esencialmente por una memoria EPROM 2716 es la parte medular de éste Módulo 2: Generador de voces.

Como su nombre lo indica, el banco de voces tiene como objetivo almacenar 12 voces (Formas de Onda) diferentes que proporcionarán al GTMCD un amplio rango de selección para la ejecución de una melodía. Como se ha mencionado con anterioridad, la voz es la característica principal del sonido, y la selección de éstas 12 voces se realizó con mucho cuidado. A continuación se explicará el proceso de selección y programación de las voces:

Las primeras voces seleccionadas, fueron las formas de onda básicas que son; el seno, el triángulo, la rampa, el cuadro y el pulso. La mayoría de las voces se basan en éstas 5 formas de onda básicas, así que era importante comenzar con ellas.

El proceso de reproducción de una voz es muy sencillo; se basa en la digitalización en 100 puntos de un periodo de la forma de onda con la que se trabaja, se programa en una memoria EPROM y por medio de unos contadores que recorran las 100 localidades de memoria a una frecuencia 100 veces mayor que la que se desea obtener, se obtiene la voz digitalizada. El siguiente paso será el de convertir mediante un DAC ésta señal digital en niveles analógicos de voltaje.

Digitalización en 100 partes:

- 1- La digitalización puede ser realizada en el número de partes que se desee. Pero es importante mencionar que entre mayor sea el número, mejor será la resolución.
- 2- Un número excesivamente grande requeriría de un mayor número de contadores, además de que implicaría más capacidad de memoria.

Selección de las Voces:

El proceso de selección de las voces se llevó a cabo de la siguiente manera:

- a) En primer lugar, se escucharon más de 100 voces con el objeto de seleccionar las más significativas; ésta selección se basó principalmente en un criterio de gusto musical.
- b) Habiendo seleccionado alrededor de 50 voces, se procedió a

observar su forma de onda en un osciloscopio. Uno de los canales de salida de un sintetizador ROLAND se conectó a un canal del osciloscopio, la forma de la señal de cada voz fue analizada con mucho cuidado durante un breve lapso de tiempo. El objetivo de analizar cada voz fue el de seleccionar aquellas que fueran periódicas, es decir, que no variaran en el tiempo y que preferentemente no presentaran gran complejidad en su estructura.

c) La selección que se hizo trata de demostrar la infinita variedad de voces que pueden seleccionarse. Así como la increíble facilidad de diseño de cualquier voz.

Habiendo seleccionado las 12 voces que describiremos más adelante, se digitalizaron y se programaron en una EPROM 2716 de Intel.

Digitalización: El proceso de digitalización de cada una de las voces se realizó de la siguiente manera:

a) Cada una de las voces fue dibujada por separado en una hoja de papel milimétrico (el procedimiento fue siempre el mismo para cada forma de onda independiente). Se dibujaba únicamente un período de la señal y ésta se digitalizaba entre 100, procurando que el dibujo fuera lo más parecido posible a la realidad, se cuidó cada detalle.

b) Habiendo finalizado el dibujo, se procedió a evaluar cada punto de la forma de onda, otorgando a cada uno de los 100 puntos su valor hexadecimal.

c) Una vez evaluadas cada una de las voces, se realizó el mapa de memoria de la tabla 3.5 con el fin de aprovechar la memoria 2716 al máximo.

d) Las 12 voces se programaron en la EPROM, cada una de ellas a partir de una dirección inicial llamada BASE.

Es importante mencionar que la digitalización pudo haberse realizado electrónicamente por medio del SIMMP y de un Convertidor Analógico Digital, sin embargo, ésto no se llevó a cabo debido a que no se contaba en el momento oportuno con el equipo electrónico necesario y que no había suficiente tiempo ni dinero como para realizar el proceso. La digitalización manual es un método simple y confiable, aunque no el mejor.

A continuación se presentan los diagramas de cada una de las formas de onda programadas.

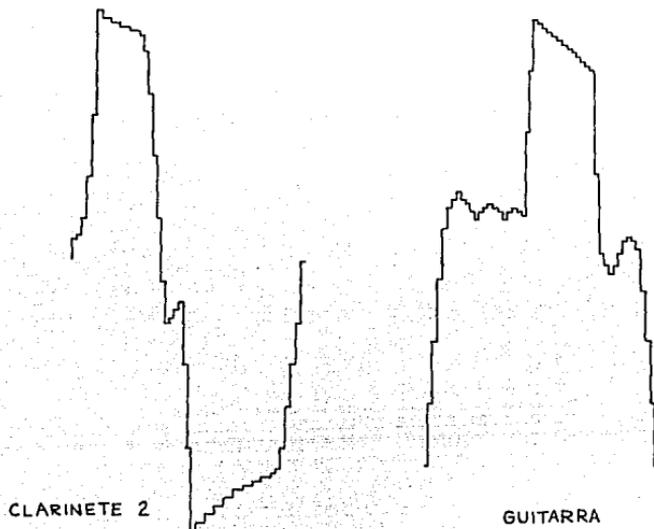
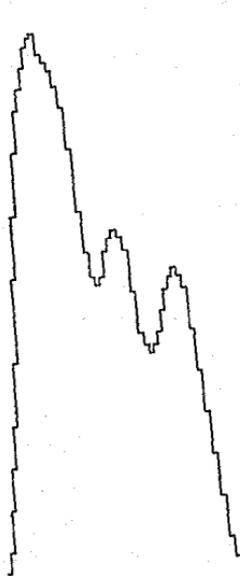
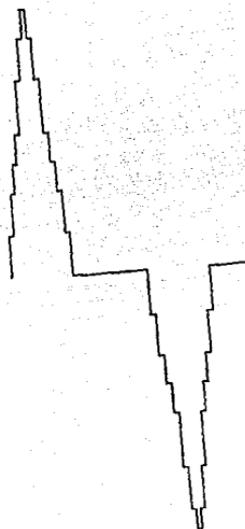


FIG. 3.12 VOCES SELECCIONADAS

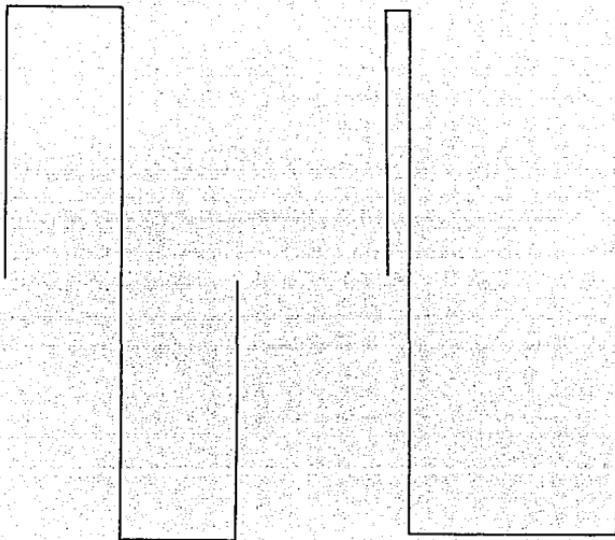


ARMONICA



CLARINETE 1

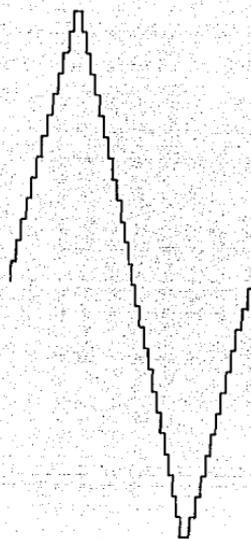
FIG. 8.12 VOCES SELECCIONADAS.



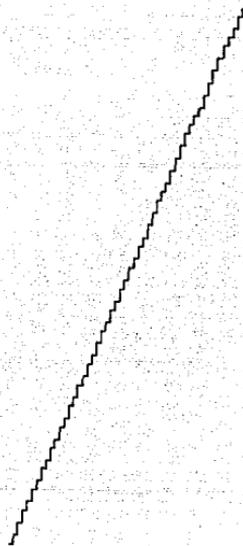
CUADRADA

PULSO

CONTINUACION FIGURA 3.12 VOCES SELECCIONADAS

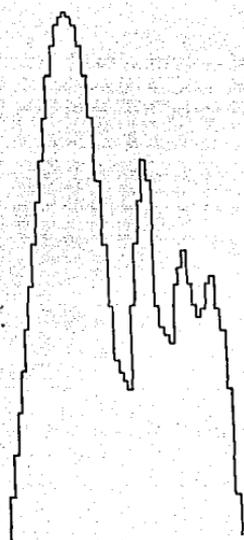


TRIANGULAR

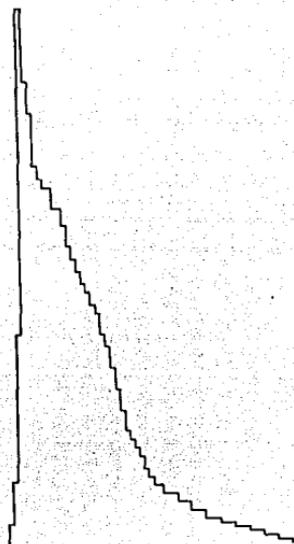


RÁMPA

CONTINUACION FIGURA 3.12 VOCES SELECCIONADAS

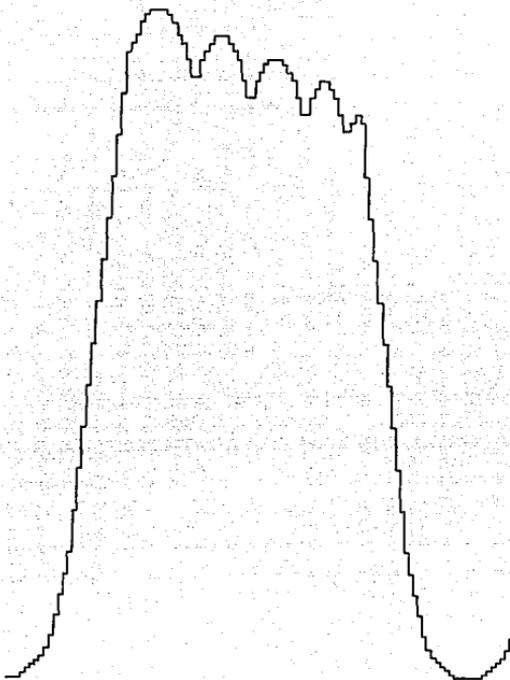


EFECTO 1



TROMPETA

CONTINUACION FIGURA 8.12 VOCES SELECCIONADAS



PIANO

CONTINUACION FIGURA 3.42 VOCES SELECCIONADAS

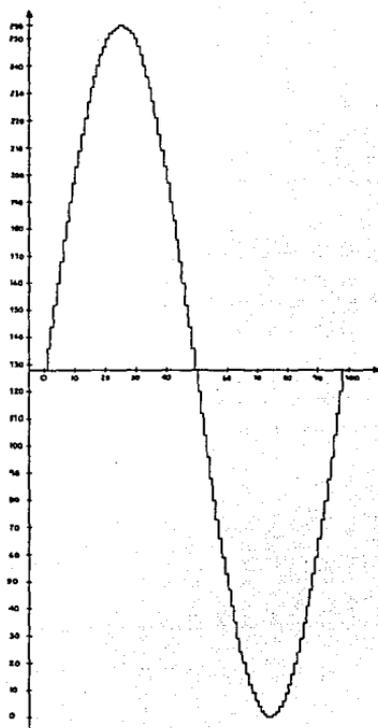


FIG. 3.42A VOZ SENOIDAL

A continuación se presenta la tabla de valores (Hex) de la senoide digitalizada en 100 partes.

VALORES DE LOS 100 PUNTOS DE LA SENOIDAL DIGITALIZADA

LOCALIDAD	CONTENIDO	LOCALIDAD	CONTENIDO
00	80	32	78
01	88	33	70
02	90	34	68
03	98	35	60
04	A0	36	58
05	A8	37	50
06	B0	38	47
07	B7	39	42
08	BE	3A	38
09	C5	3B	35
0A	CB	3C	2F
0B	D1	3D	29
0C	D7	3E	23
0D	DD	3F	1D
0E	E3	40	1B
0F	EB	41	14
10	EC	42	10
11	F0	43	0C
12	F4	44	09
13	F7	45	06
14	FA	46	04
15	FC	47	02
16	FD	48	01
17	FE	49	00
18	FF	4A	00
19	FF	4B	00
1A	FE	4C	01
1B	FD	4D	02
1C	FC	4E	04
1D	FA	4F	06
1E	F7	50	09
1F	F4	51	0C
20	F0	52	10
21	EC	53	14
22	E8	54	18
23	E3	55	1D
24	DD	56	23
25	D7	57	29
26	D1	58	2F
27	CB	59	35
28	C5	5A	38
29	BE	5B	42
2A	B7	5C	49
2B	B0	5D	50
2C	A8	5E	58
2D	A0	5F	60
2E	98	60	68
2F	90	61	70
30	88	62	78
31	80	63	80

MAPA DE MEMORIA DE LA EPROM 2716		
BASE	DIRECCIONES (HEX)	VOZ
00	000 063	SENIODAL
20	064 0C7	TRIANGULAR
32	0C8 12B	RAMPA
48	12C 18F	CUADRADA
64	190 1F3	PULSO
7D	1F4 257	QUITARRA
96	258 29B	ARMONICA
AF	2BC 31F	PIANO
CB	320 383	EFECTO 1
E1	384 3E7	CLARINETE 1
18	44C 4AF	TROMPETA
2C	4B0 513	CLARINETE 2

TABLA 3.5 MAPA DE MEMORIA DE LA EPROM 2716

A continuación se presenta el diagrama de conexiones del Banco de voces.

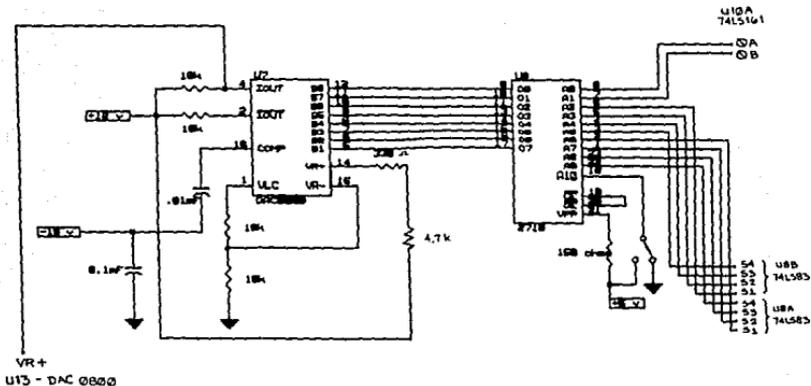


FIG. 9.13 BANCO DE VOCES.

Las voces procedentes de la memoria EPROM 2716 deben de ser convertidas a señales analógicas.

d) Convertidor Digital Analógico

d.1 Circuito Integrado DAC0800

Descripción General:

La serie de los DAC0800 son convertidores Digital-Analógico de 8 bits, monolíticos, de alta velocidad, de bajo consumo de potencia

y con entradas inmunes al ruido que pueden aceptar niveles TTL.

Sus características eléctricas se muestran en las hojas de datos que proporciona el fabricante que se muestran en el Apéndice B.

Aplicación del C.I. DAC 0800 en el módulo generador de voces del GTMCD:

Como su nombre lo indica, el DAC 0800 es un convertidor digital-analógico cuya función dentro de este módulo 2 es el de convertir las salidas digitales de la EPROM 2716 en pulsos de voltaje que conformarán una señal analógica cuya amplitud en determinado instante de tiempo corresponderá al valor de la entrada digital correspondiente en el mismo instante de tiempo.

La señal analógica que se obtiene a la salida del convertidor es modificada en amplitud y nivel de DC (Offset) por un adecuador.

El adecuador utilizado para modificar esta señal, fué el C.I. TL 084 que es un amplificador operacional cuádruple que no requiere compensación externa (ver hojas de datos en el Apéndice B).

A continuación se muestra el diagrama de conexiones para modificar la amplitud y el nivel de DC de la señal digitalizada:

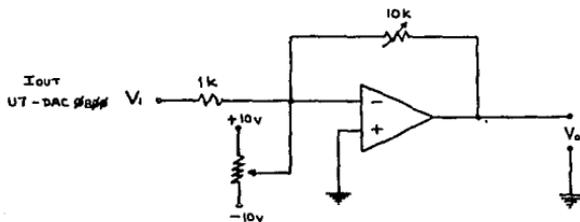


FIG. 3.14 ADECUADOR DE AMPLITUD Y NIVEL DE DC.

La amplitud de la señal digitalizada debe de ser de 10 Vpp con un nivel de DC de 5 volts antes de entrar al módulo generador de envolventes. Ver figura 3.14 b

En este módulo 2 generador de voces, se utilizó el puerto 10hex del SIMMP para el control digital en la selección de la voz. Este puerto se describirá con mayor detalle en el siguiente capítulo.

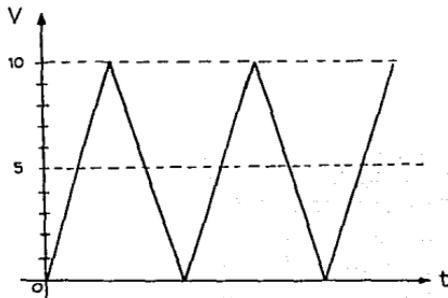


FIG. 3.14b SEÑAL DIGITALIZADA.

La última característica del sonido producido por el GTMCD es la Envolvente, la cual será descrita en el Módulo 3: GENERADOR DE ENVOLVENTES.

D) MODULO 3 : GENERADOR DE ENVOLVENTES

1 - OBJETIVO

Al desarrollar un Generador de Envolventes se pretende que el sonido presente su tercera característica: *Amplitud o Intensidad*.

Esta característica está definida bajo un cierto patrón al cual se le ha denominado ENVOLVENTE. La envolvente es por definición variaciones de amplitud con respecto al tiempo en una señal musical. Esta contiene 4 elementos básicos los cuales pueden variarse en cuanto al tiempo y la intensidad. Ellos son:

- Ataque
- Decaimiento
- Sostenimiento
- Relajamiento

Estos elementos son los que conforman el perfil ADSR, que fué expuesto con anterioridad (Capítulo I).

En general, una envolvente presenta la siguiente gráfica:

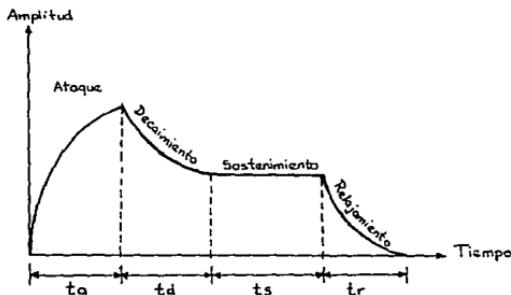


FIG. 3.15 PERFIL DE ENVOLVENTE

Al producir un sonido con envolvente, lograremos efectuar una modulación en amplitud, la cual hará que el sonido producido se escuche diferente, y esto es debido a la respuesta que tiene nuestro oído de escuchar las variaciones de volumen del sonido con el paso del tiempo.

En la gráfica anterior se pueden variar los tiempos t_a , t_d , t_s y t_r , estos corresponden al ataque, decaimiento, sostenimiento y relajamiento respectivamente, así como los niveles de intensidad I_a e I_s , que son los niveles de amplitud del máximo ataque y del sostenimiento.

Cabe aclarar que este patrón de envolvente no es el único que existe, y que depende del hombre crear nuevos patrones en los cuales se den variaciones de la intensidad de la señal musical con respecto al tiempo para la creación de nuevos sonidos.

2 - CARACTERISTICAS

Las características esenciales de este tercer módulo son:

- Facilidad de creación de cualquier tipo de envolvente
- Un banco de 10 envolventes utilizadas para demostración
- Facilidad en la selección del tipo de envolventes

En la música, la interpretación de una melodía puede variar según la intensidad del sonido que se ejecute. Esta interpretación depende de la manera en que el músico toque el instrumento, y depende de su creatividad producir esta intensidad en el sonido. Además como se mencionó con anterioridad, cada instrumento presenta un perfil de envolvente que lo caracteriza de los demás (cap. I). Por esta razón se ha buscado en el diseño del G T M C D facilitar la creación y la programación de cualquier perfil de envolvente.

En el GENERADOR DE TONOS se ofrecen 10 perfiles de envolventes digitalizadas con la finalidad de mostrar la calidad del sonido digital que puede ser producido.

3 - REALIZACION DEL GENERADOR DE ENVOLVENTES

En el diseño del GENERADOR DE TONOS se consideró digitalizar a las envolventes en 100 localidades de memoria, el tipo de memoria que se utilizó no es un circuito integrado como en el caso del Generador de Voces, sino un *Disco Flexible* de computadora.

Las 10 envolventes seleccionadas son el resultado de un largo proceso de experimentación en el cual se crearon alrededor de 30 envolventes. El experimentar con las envolventes, llevaba implícito un continuo cambio en el contenido de la memoria por lo que si se hubiera utilizado el mismo tipo de memoria que se usó en la programación de las voces, no se habría podido modificar el perfil de las envolventes tan fácilmente.

Los perfiles seleccionados no fueron obtenidos de la nada, sino que se realizó un estudio sobre las envolventes en diferentes libros de Música. Esta investigación contribuyó en forma notoria para la obtención del banco de las 10 envolventes. Es importante mencionar que ningún libro de música presenta todos los parámetros de los perfiles de las envolventes, debido a esto será el propio usuario del GTMCD el que con su criterio personal determine los parámetros.

No debe pasarse por alto que el usuario podrá crear sus propias envolventes sin el conocimiento de los perfiles de los instrumentos musicales, ya que solo dependerá de su imaginación y de su gusto musical.

A continuación se muestra en la figura 3.16 la digitalización de un perfil de envolvente.

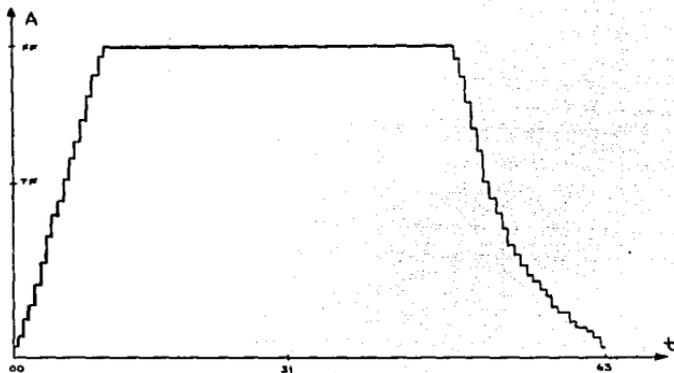


FIG. 3.16 DIGITALIZACIÓN DEL OBOE

A continuación se presenta la tabla de valores (Hex) de la envolvente del Oboe, digitalizada en 100 partes.

VALORES DE LOS 100 PUNTOS DE LA ENVOLVENTE DEL OBOE

LOCALIDAD	CONTENIDO	LOCALIDAD	CONTENIDO
00	0F	32	FF
01	1E	33	FF
02	2D	34	FF
03	3C	35	FF
04	4B	36	FF
05	5A	37	FF
06	69	38	FF
07	78	39	FF
08	87	3A	FF
09	96	3B	FF
0A	A5	3C	FF
0B	B4	3D	FF
0C	C3	3E	FF
0D	D2	3F	FF
0E	E1	40	FF
0F	F0	41	FF
10	FF	42	FF
11	FF	43	FF
12	FF	44	FF
13	FF	45	FF
14	FF	46	FF
15	FF	47	FF
16	FF	48	FF
17	FF	49	FF
18	FF	4A	F0
19	FF	4B	DC
1A	FF	4C	C3
1B	FF	4D	A5
1C	FF	4E	6E
1D	FF	4F	5A
1E	FF	50	4B
1F	FF	51	41
20	FF	52	37
21	FF	53	2D
22	FF	54	2B
23	FF	55	23
24	FF	56	1E
25	FF	57	19
26	FF	58	14
27	FF	59	0F
28	FF	5A	0F
29	FF	5B	0A
2A	FF	5C	0A
2B	FF	5D	05
2C	FF	5E	05
2D	FF	5F	00
2E	FF	60	00
2F	FF	61	00
30	FF	62	00
31	FF	63	00

En seguida se muestran los perfiles digitalizados de las envolventes seleccionadas.

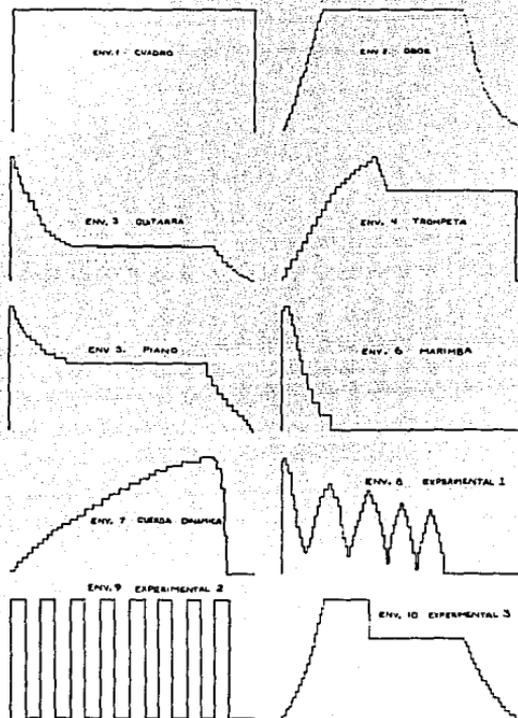


FIG. 9.17 BANCO DE ENVOLVENTES

Como se mencionó anteriormente, la memoria utilizada para almacenar el banco de envoltentes es un disco de computadora, esto se debe a que se contaba con los equipos exteriores al G T M C D (Computadora y SIMMP).

El contenido de las 100 localidades de la envoltente digitalizada pasan por el puerto 1E (HEX) del SIMMP hacia un convertidor digital analógico (C.I. DAC 0800) habilitado como multiplicador de un cuadrante, el cual se encargará de modular en amplitud la señal procedente del generador de voces en base a un patrón digital que es el tipo de envoltente.

El circuito integrado DAC 0800 es un convertidor digital analógico como el que se utilizó en el módulo 2, sin embargo la función de éste segundo DAC es la de modular la señal analógica procedente del generador de voces con la información digital de la envoltente. La señal analógica entra al DAC como un voltaje de referencia, cuyas características eléctricas fueron expuestas en la figura 3.14b. Las características de ésta señal cumplen con las especificadas por el fabricante en su hoja de datos (V_{ref}). Consultar el Apéndice B.

El diagrama de conexiones de éste módulo se muestra en la siguiente figura:

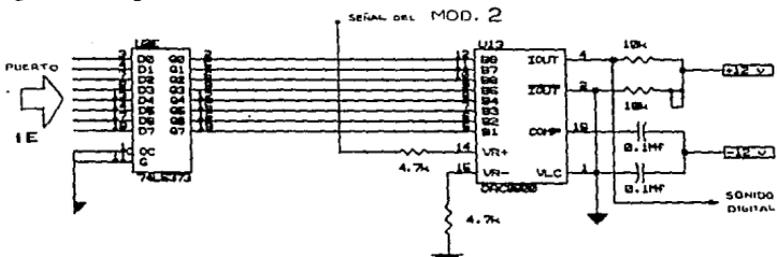


FIG. 3.18 MÓDULO GENERADOR DE ENVOLTENTES.

Como se observa en el diagrama anterior, la salida del DAC requiere de una cierta adecuación en amplitud de voltaje para que sea introducida al bloque amplificador.

El C.I. que se utilizó para adecuar la señal de salida del DAC fué el amplificador operacional TL084 (Ver Apéndice B).

Este amplificador debe presentar una cierta atenuación en voltaje de la señal modulada, del orden de 100 veces.

Esta señal atenuada presenta las mismas características en amplitud que las que manejan los sintetizadores comerciales y corresponde a LA SEÑAL MUSICAL DIGITAL de salida del G T M C D .

CAPITULO IV

CONTROL DIGITAL DEL GTMCD

A) OBJETIVO

El objetivo de este capítulo es el de presentar la programación necesaria para utilizar el GTMCD, así como el control digital de cada uno de los módulos (gen. frecuencias, gen. voces, gen. envolventes).

A continuación se muestra un diagrama que trata de esquematizar la programación del GTMCD.

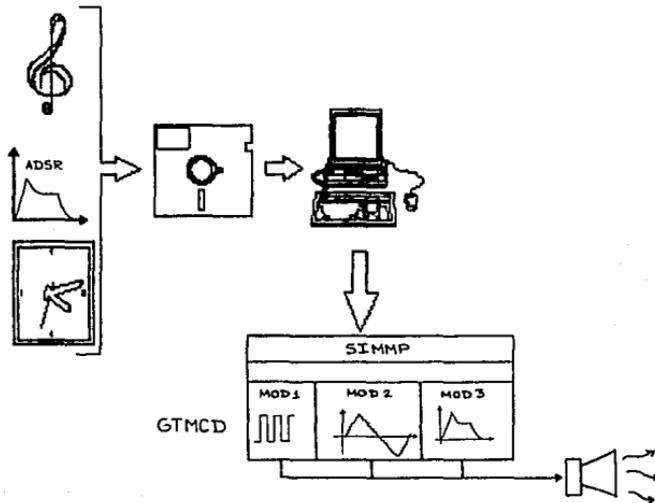


FIG. 4. 1 PROGRAMACION DEL GTMCD.

Como se observa en la figura 4.1, la programación del Generador de Tonos puede resumirse de la siguiente manera:

- 1.- Programación de la melodía
- 2.- Programación de las duraciones
- 3.- Programación de la envolvente
- 4.- Programa Ejecutor
 - a) Tipo de voz
 - b) Número de notas
 - c) Velocidad de ejecución

B) DESARROLLO

La información que alimenta al Generador de Tonos se encuentra almacenada en uno o varios discos flexibles de computadora, en ellos se encuentran programadas las melodías, las envolventes y una tabla de duraciones (TDUR). Toda esta información es manejada por un *PROGRAMA EJECUTOR* que ordena al SIMMP el control digital de cada uno de los tres módulos del GTMCD. El resultado de todo este proceso es el de escuchar la melodía que ha sido programada; con la voz, la envolvente y la velocidad que el usuario haya elegido.

Por medio del programa CCAS (ver Apéndice A), el usuario podrá programar al GTMCD, y de la misma manera, podrá editar, almacenar, modificar y manejar a su gusto la información de; melodías, envolventes y tablas de duraciones.

A continuación se explicarán cada uno de los pasos a seguir para programar al GTMCD.

1.- Programación de la Melodía

A continuación se presentan los 3 primeros compases de la partitura anterior:

LOCALIDAD	NOTA	DURACION	OCTAVA	1F	PUERTOS 1D	1C
2120	C3					
2121	13					
2122	01					
2123	MI		4	02	2E	D6
2124	RE#		4	02	1E	E7
2125	MI		4	02	26	D6
2126	SOL		4	02	26	9B
2127	SOL		4	02	36	9B
2128	MI		4	02	36	D6
2129	SOL		4	02	2E	9B
212A	LA		4	02	1E	70
212B	SOL		4	02	26	9B
212C	DO		4	02	26	20
212D	DO		4	02	46	20
212E	SIL.		7	07	27	FF
212F	DO		4	02	26	20
2130	MI		5	01	46	D6
2131	DO		4	02	36	20
2132	LA		4	02	26	70
2133	RE		5	01	26	F7

TABLA 4.1 TABLA ASOCIADA CON LA MELODIA: WHEN I'M SIXTY FOUR

Como se ve en la tabla anterior, la melodía se encuentra programada desde la dirección 2123 hasta la dirección 2133. También se observa que en las direcciones 2120 a 2122 se encuentra una instrucción de salto incondicional que hace que el sistema SIMMP se encuentre listo para recibir órdenes y/o datos de la Microcomputadora.

Para facilitar al usuario la creación de una tabla como la anterior, se proporcionan a continuación varias tablas en las que podrá basarse para estructurar con mayor facilidad las tablas de sus propias melodías.

NOTAS

 PUERTOS 1D 1C	 PUERTOS 1D 1C	 PUERTOS 1D 1C	 PUERTOS 1D 1C
DO OE 20	DO 16 20	DO 1E 20	DO 2E 20
SI OE 3C	SI 16 3C	SI 1E 3C	SI 2E 3C
Sib OE 57	Sib 16 57	Sib 1E 57	Sib 2E 57
LA OE 70	LA 16 70	LA 1E 70	LA 2E 70
SOL OE 86	SOL 16 86	SOL 1E 86	SOL 2E 86
SOL OE 9B	SOL 16 9B	SOL 1E 9B	SOL 2E 9B
FA OE B0	FA 16 B0	FA 1E B0	FA 2E B0
FA OE C4	FA 16 C4	FA 1E C4	FA 2E C4
MI OE D6	MI 16 D6	MI 1E D6	MI 2E 16
RE OE E7	RE 16 E7	RE 1E E7	RE 2E 17
RE OE F7	RE 16 F7	RE 1E F7	RE 2E 17
DO OF 0B	DO 17 0B	DO 1F 0B	DO 2F 0B

 PUERTOS 1D 1C	 PUERTOS 1D 1C	 PUERTOS 1D 1C	 PUERTOS 1D 1C
DO 26 20	DO 36 20	DO 46 20	DO 56 20
SI 26 3C	SI 36 3C	SI 46 3C	SI 56 3C
Sib 26 57	Sib 36 57	Sib 46 57	Sib 56 57
LA 26 70	LA 36 70	LA 46 70	LA 56 70
SOL 26 86	SOL 36 86	SOL 46 86	SOL 56 86
SOL 26 9B	SOL 36 9B	SOL 46 9B	SOL 56 9B
FA 26 B0	FA 36 B0	FA 46 B0	FA 56 B0
FA 26 C4	FA 36 C4	FA 46 C4	FA 56 C4
MI 26 D6	MI 36 D6	MI 46 D6	MI 56 D6
RE 26 E7	RE 36 E7	RE 46 E7	RE 56 E7
RE 26 F7	RE 36 F7	RE 46 F7	RE 56 F7
DO 27 0B	DO 37 0B	DO 47 0B	DO 57 0B

	PUERTOS			PUERTOS			PUERTOS			PUERTOS	
	ID	IC									
DO	66	20	DO	76	20	DO	86	20	DO	96	20
SI	66	3C	SI	76	3C	SI	86	3C	SI	96	3C
SIb	66	57	SIb	76	57	SIb	86	57	SIb	96	57
LA	66	70	LA	76	70	LA	86	70	LA	96	70
SOL	66	86	SOL	76	86	SOL	86	86	SOL	96	86
SOL	66	9B	SOL	76	9B	SOL	86	9B	SOL	96	9B
FA	66	B0	FA	76	B0	FA	86	B0	FA	96	B0
FA	66	C4	FA	76	C4	FA	86	C4	FA	96	C4
MI	66	D6	MI	76	D6	MI	86	D6	MI	96	D6
RE	66	E7	RE	76	E7	RE	86	E7	RE	96	E7
RE	66	F7	RE	76	F7	RE	86	F7	RE	96	F7
DO	67	0B	DO	77	0B	DO	87	0B	DO	97	0B

SILENCIOS

SIMBOLO	PUERTO	
	ID	IC
m	07	FF
7	0F	FF
+	17	FF
7	1F	FF
7	27	FF
Γ	2F	FF
Z	37	FF
Z•	47	FF
	57	FF
	67	FF
	77	FF
	87	FF
	97	FF

TABLA 4.2A SELECCION DIGITAL DE NOTAS Y SILENCIOS CON DURACION

OCTAVA DEL GTMCD	PALABRA DIGITAL (8 BITS)			PUERTO 1F HEX
	Q ₂	Q ₁	Q ₀	
1	1	0	1	05
2	1	0	0	04
3	0	1	1	03
4	0	1	0	02
5	0	0	1	01
6	0	0	0	00

TABLA 4.2B SELECCION DIGITAL DE OCTAVA.

TABLAS 4.2 NOTAS, DURACIONES Y OCTAVAS.

Como se vió en la tabla 4.2A, la combinación de una nota y su duración queda expresada en 2 bytes (Puertos 1C y 1D). En la tabla 4.2B queda expresada la octava en un byte (Puerto 1F).

2.- Programación de la envolvente

Como se vió en el módulo generador de envoltentes, el usuario podrá crear sus propias envoltentes, el GTMCD presenta un banco de 10 envoltentes para demostración, sin embargo, mediante el programa CCA5 éstas pueden ser modificadas al gusto del programador.

El puerto 1E se utilizó para transmitir el perfil de las envoltentes desde la RAM del SIMMP hasta el convertidor D/A (habilitado como multiplicador) que se encuentra en el módulo generador de envoltentes.

A continuación se presenta la tabla de la envolvente denominada ENV4, junto con las direcciones en las que deben ser programadas cada una de las envoltentes.

LOCALIDAD	CONTENIDO	LOCALIDAD	CONTENIDO
26FD	C3		
26FE	13		
26FF	01		
2700	05		
2701	0F		
2702	19		
2703	23		
2704	2D		
2705	37		
2706	41		
2707	46		
2708	50		
2709	55		
270A	5F		
270B	69		
270C	6E		
270D	78		
270E	82		
270F	87		
2710	91		
2711	96		
2712	A0		
2713	A5		
2714	AF		
2715	B4		
2716	BE		
2717	C3		
2718	CB		
2719	CD		
271A	D7		
271B	DC		
271C	E1		
271D	E6		
271E	EB		
271F	F0		
2720	F5		
2721	FA		
2722	FA		
2723	FF		
2724	FF		
2725	FA		
2726	F5		
2727	E6		
2728	D7		
2729	CB		
272A	B9		
272B	AF		
272C	A5		
272D	A5		
272E	A5		
272F	A5		
		2732	A5
		2733	A5
		2734	A5
		2735	A5
		2736	A5
		2737	A5
		2738	A5
		2739	A5
		273A	A5
		273B	A5
		273C	A5
		273D	A5
		273E	A5
		273F	A5
		2740	A5
		2741	A5
		2742	A5
		2743	A5
		2744	A5
		2745	A5
		2746	A5
		2747	A5
		2748	A5
		2749	A5
		274A	A5
		274B	A5
		274C	A5
		274D	A5
		274E	A5
		274F	A5
		2750	A5
		2751	A5
		2752	A5
		2753	A5
		2754	A5
		2755	A5
		2756	A5
		2757	A5
		2758	A5
		2759	A5
		275A	A5
		275B	A5
		275C	A5
		275D	A5
		275E	A5
		275F	A5
		2760	A5
		2761	A5

2730	A5	2762	00
2731	A5	2763	00

TABLA 4.3 ENVOLVENTE ENV4.

Como se observa en la tabla 4.3, las 100 localidades de la envoltente se encuentran programadas desde la dirección 2700 hasta la dirección 2763. De la misma manera que en el caso de la melodía, existe el salto incondicional para la ubicación del sistema SIMMP en estado de recepción de caracteres.

3.- Programación de las duraciones (TDUR)

Parte fundamental en la ejecución de una melodía es la duración de sus notas, como se vió en el capítulo II existen varias duraciones en la música, las principales fueron descritas en la tabla 2.3, sin embargo, a continuación se presenta una tabla que incluye las duraciones más utilizadas en la programación de sonidos en el GTMCD, pero cabe mencionar que ésta tabla puede ser modificada por el usuario a su gusto y necesidad.

TABLA DE DURACIONES (TDUR)						
DIRECCION (HEX)	CONTENIDO (HEX)	TIEMPO maeg	N	NOTACION		PALABRA BIN. 5 BITS
				NOTAS	SILENCIOS	
2100	01	50	1		m	0000 0
2101	02	100	2		4	0000 1
2102	03	150	3	<i>h</i>	4	0001 0
2103	04	200	4	<i>h</i>	7	0001 1
2104	05	250	5	<i>h</i>	7	0010 0
2105	06	300	6	<i>h</i>	f	0010 1
2106	0A	500	10		Z	0011 0
2107	0C	600	12			0011 1
2108	0F	750	15	<i>d.</i>	z.	0100 0
2109	12	900	18			0100 1
210A	14	1000	20	<i>d.</i>		0101 0
210B	19	1250	25			0101 1
210C	1E	1500	30	<i>d.</i>		0110 0
210D	23	1750	35			0110 1

210E	2B	2000	40	0	—	0111 0
210F	32	2500	50		—	0111 1
2110	3C	3000	60	0.	—	1000 0
2111	46	3500	70		—	1000 1
2112	50	4000	80	0_0	—	1001 0
2113	5A	4500	90		—	1001 1
2114	64	5000	100			1010 0
2115	6E	5500	110			1010 1
2116	78	6000	120			1011 0
2117	B2	6500	130			1011 1
2118	BC	7000	140			1100 0
2119	96	7500	150			1100 1
211A	A0	8000	160			1101 0
211B	AA	8500	170			1101 1
211C	B4	9000	180			1110 0
211D	BE	9500	190			1110 1
211E	CB	10000	200			1111 0
211F	D2	10500	210			1111 1

TABLA 4.4 TABLA DE DURACIONES.

La tabla anterior proporciona las duraciones más utilizadas en la generación de sonidos, como se puede observar, todas son múltiplos de 50 mseg, esto se debe a que la duración musical básica es la negra, que tiene un valor de 250 mseg, por lo tanto, para generarla, basta con repetir 5 veces una rutina de RETARDO de 50 mseg.

La rutina de RETARDO es la siguiente:

	MNEMONICOS	COD. OP.
(1)	LD L, 3C	2E 3C
	DEC L	2D
	JRNZ, (1)	20 FD
	RET	C9

Para lograr la duración requerida de una determinada nota se requiere de un retardo base de 50 mseg, que ha de ser dividido en cien partes iguales de 0.5 mseg, debido a que las envolventes se componen de 100 muestras. Por lo tanto, el retardo generado por la rutina anterior es de 0.5 mseg.

El tiempo de retardo generado es:

$$T(n) = (3B + 16n) \times 500 \text{ nseg} \quad (4.1)$$

donde "n" es el valor del byte cargado en el registro L.

De la ecuación anterior se obtiene que $n = 3C$ (HEX) para que el retardo sea de 0.5 mseg. De ésta manera la duración de cada nota podrá ser un múltiplo de 50 mseg.

La duración de cada ciclo en el microprocesador del sistema SIMMP es de 500 nseg.

En la tabla 4.4 existe una columna (N) que indica el número de veces que se repite la rutina de retardo. Este valor es expresado en hexadecimal y constituye la información de la tabla TDUR.

Para direccionar cada una de las 32 localidades de la tabla de duraciones se necesitan 5 bits, los cuales se muestran en la parte derecha de la tabla 4.4.

Estos cinco bits son los bits más significativos del puerto 1D, que junto con los tres bits más significativos de la nota forman la palabra binaria del puerto 1D. Es por esto que en la tabla 4.2A aparece ya la información correcta de la nota y su duración.

4.- Programa Ejecutor

El programa ejecutor es un programa en el lenguaje del microprocesador Z-80 cuya finalidad es la ejecución de una melodía, que se interpreta con una determinada voz, envolvente y duración

A continuación se lista el programa ejecutor:

DIRECCION	MNEMONICO	COD. OP.	COMENTARIOS
2005	LD A, QQ	9E 7D	QQ= Palabra BASE (VOZ)
2007	OUT (10), A	D9 10	Poner QQ en puerto 10
2009	LD BC, ZZ ZZ	01 FF FF	ZZZZ= Numero de notas
200C	LD DE, BB CC	11 29 21	BBCC= Apuntador T. notas
200F	LD A, (DE)	1A	
2010	OUT (1C), A	D9 1C	Puerto 1C
2012	INC DE	19	
2013	LD A, (DE)	1A	
2014	OUT (1D), A	D9 1D	Puerto 1D
2016	INC DE	19	
2017	AND A, F8	EG F8	
2019	RRCA	OF	
201A	RRCA	OF	
201B	RRCA	OF	
201C	LD L, A	0F	
201D	LD H, Z1	26 Z1	Z100= Apuntador TDUR
201F	LD A, 00	3E 00	
2021	ADD A, (HL)	86	
2022	LD (nn), A	92 70 27	
2025	LD A, (DE)	1A	
2026	OUT (1F), A	D9 1F	Puerto 1F
2028	INC DE	19	
2029	CALL 0	CD 95 20	
202C	DEC C	0D	
202D	JRNZ 1	20 E0	
202F	DEC B	05	
2030	JRNZ 1	20 DD	
2032	JP RUN	CB 19 01	Programa de bajada
2035	PUSH DE	D5	
2036	LD H, 64	26 64	
2038	LD DE, 2700	11 00 27	2700= Apuntador ENV.
203B	LD A, (nn)	9A 70 27	
203E	LD C, A	4F	
203F	LD A, (DE)	1A	
2040	OUT (1E), A	D9 1E	Puerto 1E
2042	CALL 2	CD 4E 20	
2045	DEC C	0D	
2046	JNRZ 3	20 FA	
2048	INC DE	19	
2049	DEC H	25	
204A	JRNZ 4	20 EF	
204C	POP DE	D1	
204D	RET	CD	
204E	LD L, XX	2E 99	XX= BASE DEL RETARDO
2050	DEC L	2D	
2051	JRNZ 5	20 FD	
2053	RET	CD	

PROGRAMA EJECUTOR

Existen tres parámetros que pueden ser directamente controlados desde éste programa ejecutor, estos son:

a) Tipo de voz:

El control digital para la selección del tipo de voz se realiza desde éste programa. Como se vió en el módulo generador de voces, es necesario colocar una palabra BASE en el puerto 10 (Hex) para que se sume con el contador de 0 a 99. Esta palabra BASE es la dirección inicial de las localidades en donde se encuentra programada la voz que se desea escuchar (Tabla 3.5).

Para obtener la voz seleccionada deberá colocarse la palabra BASE de ésta, en la DIRECCION 2006 del programa ejecutor.

b) Número de notas de la melodía

Otro de los parámetros que pueden ser directamente controlados desde éste programa ejecutor, es el número de notas y silencios que serán ejecutados en una melodía. Debido a la capacidad de la memoria RAM del SIMMP (2K), el mayor número de notas y silencios que pueden ser ejecutados es de 05C1 (Hex) que es igual a 1473 (Dec). Esto se debe a que las demás localidades de la memoria se encuentran ocupadas por las tablas de envolvente, duraciones y por el mismo programa ejecutor.

Para indicarle al programa ejecutor la cantidad de notas y silencios de que se encuentra compuesta una determinada melodía, es necesario colocar en las DIRECCIONES 200A y 200B la cantidad Hexadecimal.

c) Velocidad de ejecución

La velocidad con que puede ser ejecutada una melodía cualquiera, depende de la rutina de retardo, al cargar al registro (L) de la rutina con un 3C, el tiempo de las duraciones será múltiplo de 50 mseg, sin embargo, si se cambia el valor con que se carga al registro (L), se variará la duración de las notas y silencios, ésta variación en la duración genera la idea de mayor o menor velocidad en la ejecución de la melodía.

Cada melodía debe ser ejecutada a diferente velocidad, ésto es lo que se llama *Ritmo* (ver capítulo II). Será el propio usuario el que determine, según su criterio personal, la velocidad en la melodía que programa.

Para variar la velocidad de ejecución deberá cambiarse el contenido de la dirección 204F del programa ejecutor.

En resumen, la programación del GTMCD se basa en el programa EJECUTOR y en las TABLAS que el usuario carga en la memoria RAM del SIMMP, por medio del programa CCAS.

CONCLUSIONES

Al principio de ésta tesis, se plantearon varios objetivos que deberían de ser cubiertos a lo largo de la misma, el desarrollo del GTMCD se efectuó sin grandes contratiempos y los objetivos se cumplieron.

La generación de tonos musicales controlados digitalmente, no solo implicó estudios dentro de la Ingeniería electrónica, sino que también requirió un profundo estudio sobre la teoría musical (notación, generación, e instrumentación musical). Los conocimientos adquiridos durante el desarrollo del Generador de tonos, son solo el principio de la inmensa relación que existe y puede existir entre la Ingeniería y la Música.

A continuación se desean recalcar los parámetros más relevantes obtenidos durante la construcción del GENERADOR DE TONOS; considerando que los objetivos propuestos en la introducción y en cada uno de módulos fueron cubiertos.

El GTMCD es un aparato que se caracteriza por su exacta generación de frecuencias musicales como se demostró en el primer módulo, ya que se logró la repetibilidad en el valor de las notas musicales generadas con un error aproximado del 1% .

La generación de las octavas fué obtenida de una manera precisa, debido a la selección digital de las mismas. Se considera relevante el hecho de barrer seis octavas en el Generador , ya que la cantidad de notas musicales que se encuentran en el aparato pueden compararse con las que proporciona un sintetizador comercial.

Un instrumento musical se caracteriza, como fué descrito en el primer capítulo, por su manera de producir cada uno de los

principales parámetros con que cuenta un sonido (tono, timbre e intensidad). Las doce voces que genera el GTMCD, demuestran la gama de sonidos que pueden ser reproducidos, estas voces son señales digitalizadas.

La digitalización en cien partes otorgó al GTMCD la ventaja de reproducción de cualquier tipo de voz que se desee escuchar sin importar su complejidad, además de ofrecer al ejecutante la fiel reproducción del sonido.

Al seleccionar una voz, se observa que el aparato cuenta con gran rapidez y exactitud en la generación de la misma, lo que significa que su funcionamiento es correcto y coincide con las características del segundo módulo. La señal digitalizada no presenta distorsión alguna, y esto se debe a la buena elección de los circuitos utilizados.

En el tercer módulo del aparato se moduló en amplitud el sonido digital, con lo que se logró calidad sonora en el GENERADOR DE TONOS.

La manera de realizar ésta variación en amplitud tiene ventajas, ya que un mismo sonido puede ser modificado al gusto personal dependiendo de la envolvente que se esté utilizando. La creación de las mismas es sencilla al igual que su modificación.

Las tres características del sonido fueron cubiertas al realizar cada uno de los módulos, así se resume que el tono es obtenido en el primer módulo, el timbre en el segundo, y la intensidad en el último.

El control digital presente en el GENERADOR DE TONOS, ofrece la posibilidad de variar de una manera más adecuada cada una de las tres características del sonido.

El control digital del GTMCD, que permite al usuario la creación y la modificación de cualquier sonido, se encuentra vinculado con cada uno de los tres módulos generadores. Las notas con su duración, el tipo de voz, al igual que las envolventes son modificables por medios digitales, debido a que los puertos procedentes del SIMMP, permiten el fácil acceso a su información.

El GTMCD interpreta secuencias de sonidos o melodías programadas, debido a que su diseño otorga al ejecutante la posibilidad de crear, grabar y modificar cualquier sonido (UNINOTA) existente o no en la naturaleza. Es importante recalcar, que el Generador de Tonos, puede ser utilizado por cualquier persona, tenga o no, conocimientos sobre música o electrónica.

Algo que debe ser recalcado, es que la generación de tonos en el GTMCD se realiza en base a una serie de datos que son introducidos al sistema por el propio usuario, y que NO existe generación en tiempo real, ya que su diseño no lo permite.

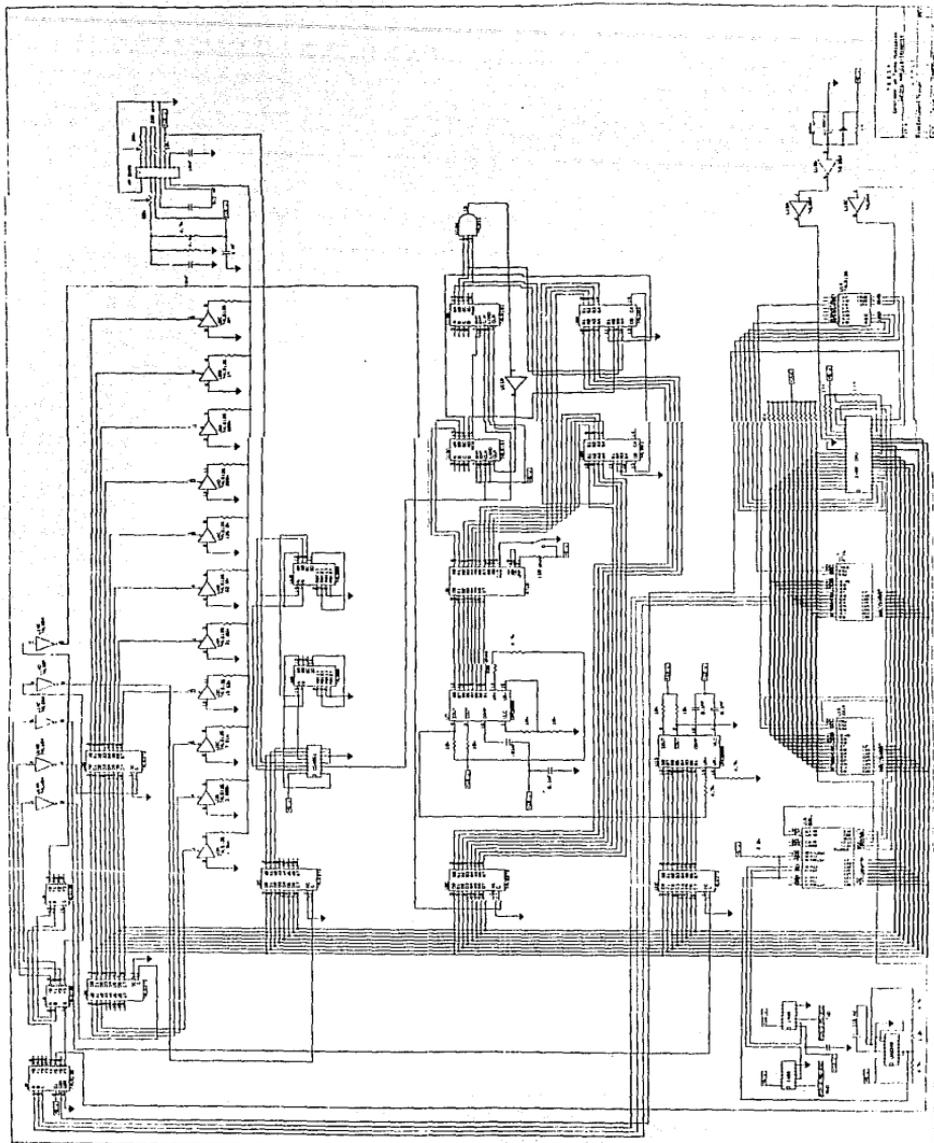
El GTMCD debe ser considerado como un módulo experimental en el que se plantean los principios básicos de la generación y el control de los sonidos musicales digitales. Su diseño presenta la posibilidad de expansión, con el fin de que en un futuro inmediato éste sea perfeccionado y modificado.

Gracias a la ayuda del SIMMP, el perfeccionamiento del Generador de Tonos no es solo una idea futura, sino una realidad presente.

Es importante mencionar, que el costo actual del GTMCD es aproximadamente de \$300,000.00 pesos, sin embargo éste costo puede variar en un futuro dependiendo de las modificaciones que se le hagan al dispositivo. El costo actual se basa exclusivamente en los precios de los materiales utilizados para su construcción.

Por último, el trabajo desarrollado a lo largo de ésta tesis, ha sido considerado por sus autores como todo un éxito.

DIAGRAMA GENERAL DEL GTMCD



A P E N D I C E S

A P E N D I C E A

La información contenida dentro de este apéndice, es un breve resumen introductorio al SISTEMA MINIMO DE MICROPROCESADOR CONTROLADO POR UNA COMPUTADORA (SIMMP).

Como se observó en los capítulos anteriores, el SIMMP fué una importantísima herramienta durante el diseño y la construcción del GTMCD, y forma parte del control digital del mismo. El objetivo de éste apéndice es el de proporcionar al lector los principios básicos del funcionamiento del SIMMP, con el objeto de que el lector comprenda más a fondo el desarrollo del Generador de Tonos. Por lo que, lo que se presenta a continuación, es solo un breve resumen del funcionamiento y la programación del SIMMP, ya que su diseño y funcionamiento no forman parte de ésta tesis, sino que, como se vió anteriormente, el sistema se consideró como una caja negra con entradas y salidas.

Cabe mencionar que las características del hardware del SIMMP varían según la aplicación, por lo que, para las necesidades del GTMCD la descripción del SIMMP utilizado es la siguiente:

SISTEMA MINIMO DE MICROPROCESADOR CONTROLADO POR UNA MICROCOMPUTADORA

AUTORES: ING. ANTONIO SALVA CALLEJA
 ING. VICTOR MANUEL SANCHEZ ESQUIVEL

FACULTAD DE INGENIERIA
DIVISION DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA
UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
CIUDAD UNIVERSITARIA, C.P. 04510

R E S U M E N

Este trabajo presenta un sistema mínimo de microprocesador constituido por los siguientes elementos:

- 1.- CPU
- 2.- Memoria RAM
- 3.- Memoria EPROM
- 4.- Cinco puertos paralelos de salida
- 5.- Un puerto serie

El sistema es manejado por una microcomputadora a través del puerto serie de la misma, pudiéndose editar, guardar en disco o leer de disco, programas en lenguaje de máquina del CPU empleado en el sistema mediante la microcomputadora, de esta manera se puede tener un medio de almacenamiento permanente y versátil para dichos programas, ya sea en disco flexible o duro, dependiendo de la microcomputadora empleada, facilitándose así el desarrollo del software para el Generador de Tonos Musicales.

A continuación se muestra un diagrama de bloques simplificado del Sistema Mínimo de Microprocesador (SIMMP).

Introducción:

En la figura A-1 se muestra un diagrama de bloques simplificado del sistema mínimo de microprocesador que de aquí en adelante se denominará SIMMP; puede apreciarse que el CPU empleado es el Z-80 que si bien es un microprocesador que apareció hace varios años en el mercado, sigue siendo a la fecha sumamente versátil para las aplicaciones hacia las cuales está orientado el SIMMP, además de que su costo es actualmente el más bajo en el mercado, siendo además los periféricos comúnmente asociados con éste microprocesador fácilmente acaquibles en el país.

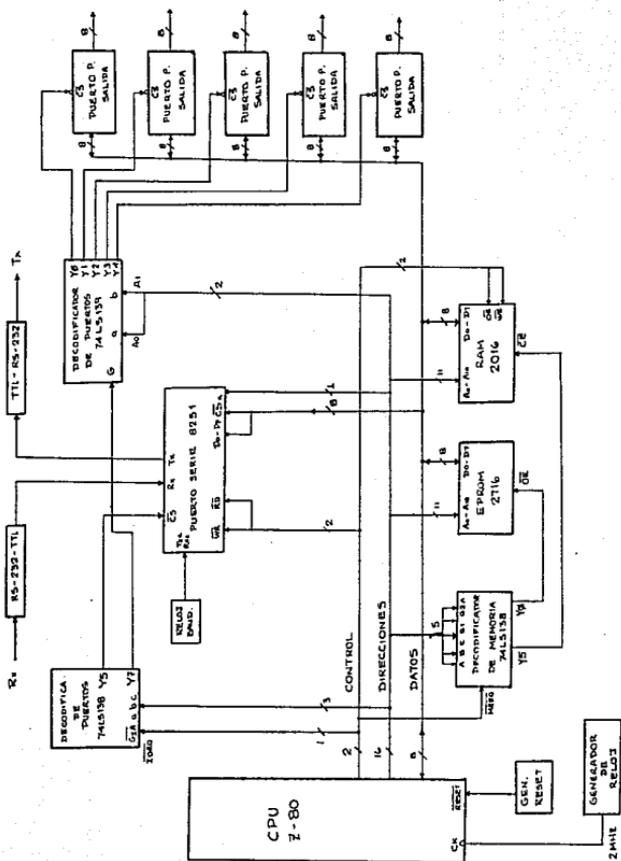


FIG. A-1 DIAGRAMA DE BLOQUES SIMPLIFICADO DEL SIMMP.

Para establecer la comunicación entre la microcomputadora y el SIMMP se emplea el circuito integrado 8251 que es un transmisor-receptor universal síncrono y asíncrono (USART). Al inicializarse el sistema, el puerto serie queda habilitado para transmitir y recibir información a 300 bauds, pudiéndose mediante un comando enviado a la microcomputadora cambiarlo a 1200 bauds.

En la EPROM 2716 existe un programa que toma una cadena de bytes procedentes de la microcomputadora, localizándolos en una zona específica de la memoria RAM 2016, autoejecutándose el programa correspondiente en el SIMMP.

A continuación se describen algunos aspectos relevantes del software y del hardware relacionados con el SIMMP y la microcomputadora empleada para comandarlo.

Paginación de memoria del SIMMP:

0000 07FF	EPROM 2716
0800 0FFF	EXPANSION FUTURA
1000 17FF	EXPANSION FUTURA
1800 1FFF	EXPANSION FUTURA
2000 27FF	RAM
2800 2FFF	EXPANSION FUTURA
3000 37FF	EXPANSION FUTURA
3800 3FFF	EXPANSION FUTURA

FIG. A-2 MAPA DE MEMORIA DEL SIMMP

Puede apreciarse que la paginación está hecha en bloques de 2k bytes pudiéndose decodificar hasta 16k bytes, esto es, de la dirección 0000 a la dirección 3FFF. En la versión del SIMMP aplicado al GTMCD únicamente se ocupan 4k bytes de memoria; 2k bytes de RAM situados de la dirección 2000 a la dirección 27FF y 2k bytes de EPROM situados de la dirección 0000 a la dirección 07FF, quedando disponibles 12k bytes de memoria para expansión futura.

Físicamente la paginación de memoria se realiza mediante el circuito integrado 74LS138 como puede apreciarse en la figura A-1.

Paginación de puertos:

En la figura A-3 se muestra el mapa de puertos del SIMMP.

PUERTO	APLICACION EN EL GTMCD
00 0F	EXPANSION FUTURA
10	PUERTO PARA VOZ
11 1B	EXPANSION FUTURA
14	DATOS PUERTO SERIE
15	CONTROL PUERTO SERIE
16 1B	EXPANSION FUTURA
1C 1D	PUERTO PARA NOTA Y DURACION
1E	PUERTO PARA ENVOLVENTE
1F	PUERTO PARA OCTAVA

FIG. A-3 MAPA DE PUERTOS DEL SIMMP.

Se observa que se dispone de un máximo de 32 direcciones asociadas con puertos, de las cuales, la 14 y 15 están vinculadas con las direcciones de control y datos del puerto serie. Otras cinco direcciones, 10, 1C, 1D, 1E, y 1F se usan para los 5 puertos paralelos. Cabe señalar que las direcciones restantes pueden usarse en expansiones futuras del SIMMP (según la aplicación).

La decodificación de puertos se lleva a cabo mediante dos circuitos integrados, un 74LS138 y un 74LS139. La porción no empleada del 74LS139 puede ser usada para decodificar otras tres direcciones de puertos; de esta manera sin necesidad de añadir más circuitos decodificadores el sistema mínimo puede contar hasta con ocho puertos.

Reloj:

El SIMMP trabaja con un reloj de 2MHz, el circuito empleado para generar la señal correspondiente se muestra en la figura A-4.

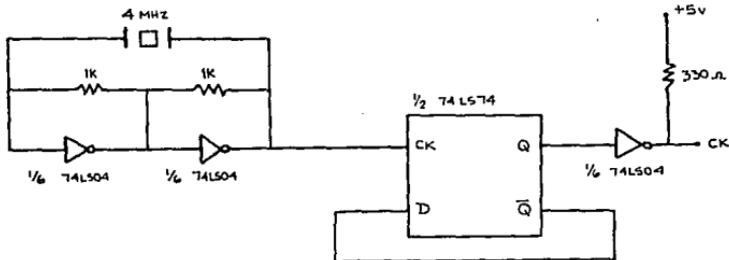


FIG. A-4 CIRCUITO EMPLEADO PARA GENERAR EL RELOJ DEL SIMMP.

Para generar la señal correspondiente al reloj de baudaje se emplearon circuitos digitales convencionales que dividen la señal original de 2 MHz entre 104, generándose así una señal de 19230 Hz, la cual hace posible que el puerto serie pueda ser programado por

software para poder trabajar ya sea a 300 bauds ó a 1200 bauds.

Circuito de restablecimiento (Reset):

El circuito para generar la señal de restablecimiento (Reset) en el SIMMP se ilustra en la figura A-5.

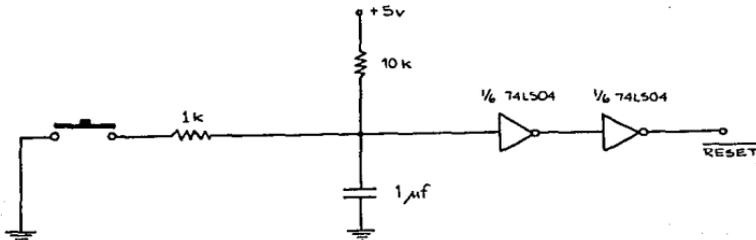


FIG. A-5 CIRCUITO DE RESTABLECIMIENTO.

Puertos paralelo de entrada y salida:

Debido a que los puertos paralelos del SIMMP están prefijados como puertos de salida o entrada, para su realización se empleó el C.I. 74LS373 resultando así el costo de los puertos más económico comparado con el que se tendría si se hubiera empleado para el mismo fin un circuito integrado de alta escala de integración como el 8255 fabricado por Intel (ver Apéndice B).

Software en la microcomputadora:

En lo que toca al software del lado de la microcomputadora el lenguaje utilizado fué el BASIC ya que para los requerimientos de velocidad de las aplicaciones hacia las cuales esta orientado el

SIMMP, dicho lenguaje es adecuado. El programa utilizado lleva por nombre CCAS, y fué desarrollado por los Ingenieros ANTONIO SALVA CALLEJA y AGUSTIN ALVAREZ VACA.

En el programa básico se maneja un menú principal:

*** MENU DE COMANDOS PARA CONTROL DE INTERFACE (SIMMP-I) ***

- 1 > INTRODUCIR UN PROGRAMA EN CODIGO DE MICROPROCESADOR Z-80
 - 2 > CARGAR DE DISCO UN PROGRAMA PARA Z-80
 - 3 > GUARDAR EN DISCO UN PROGRAMA PARA Z-80
 - 4 > BAJAR PROGRAMA A MEMORIA (RAM) DE SIMMP-I Y AUTOEJECUCION
 - 5 > PASAR A MENU DE COMANDOS DE EDICION
 - 6 > PASAR A MENU DE COMANDOS PARA MANIPULACION DE MEMORIA EN SIMMP
 - 7 > DEFINIR BAUDAJE (PC - Puerto Serie RS-232C) (SIMMP)
 - 8 > PASAR A MENU DE COMANDOS PARA MANEJO DE DISCO EN PC
 - 9 > TERMINAR LA SESION ... REGRESAR A * DOS *
-

La opción cinco del menú principal, proporciona el menú de comandos de edición:

MENU DE COMANDOS DE EDICION

- 1 > LISTAR PROGRAMA
 - 2 > AÑADIR BYTES
 - 3 > INSERTAR BYTES
 - 4 > CAMBIAR BYTES
 - 5 > BORRAR BYTES
 - 6 > CONTINUAR
-

Con ayuda de los dos menús anteriores, el usuario del GTMCD podrá crear, editar, listar, modificar y borrar sus propias melodías, envolventes y tablas de duraciones, con lo cual podrá ser capaz de escuchar los sonidos que desee.

Es importante mencionar nuevamente, que tanto el SIMMP como el programa CCAS, fueron y son, dos herramientas indispensables en el diseño, la construcción y la utilización del GTMCD, por lo que, su diseño NO forma parte del contenido de ésta tesis.

Si el lector está interesado en profundizar sobre el funcionamiento y las aplicaciones del SIMMP, favor de dirigirse con el ING. ANTONIO SALVA CALLEJA (Profesor de carrera de la División de Ingeniería Mecánica y Eléctrica de la Facultad de Ingeniería de la UNAM).

A P E N D I C E B

54/74 FAMILIES OF COMPATIBLE TTL CIRCUITS

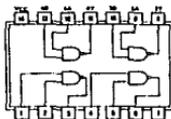
PIN ASSIGNMENTS (TOP VIEWS)

**QUADRUPLE 3-INPUT
POSITIVE-NAND GATES
WITH OPEN-COLLECTOR OUTPUTS**

03

positive logic:
 $Y = \overline{ABC}$

See page 6-4



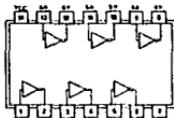
SN5403 (L)	SN7403 (L, N)
SN54103 (L)	SN74103 (L, N)
SN54LS03 (L, W)	SN74LS03 (L, N)
SN54S03 (L, W)	SN74S03 (L, N)

HEX INVERTERS

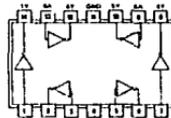
04

positive logic:
 $Y = \overline{A}$

See page 6-2



SN5404 (L)	SN7404 (L, N)
SN54104 (L)	SN74104 (L, N)
SN54104 (L)	SN74104 (L, N)
SN54LS04 (L, W)	SN74LS04 (L, N)
SN54S04 (L, W)	SN74S04 (L, N)



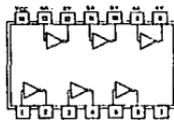
SN5404 (W)
SN54104 (W)
SN54LS04 (T)

**HEX INVERTERS
WITH OPEN-COLLECTOR OUTPUTS**

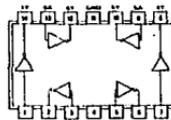
05

positive logic:
 $Y = \overline{A}$

See page 6-4



SN5405 (L)	SN7405 (L, N)
SN54105 (L)	SN74105 (L, N)
SN54LS05 (L, W)	SN74LS05 (L, N)
SN54S05 (L, W)	SN74S05 (L, N)



SN5405 (W)
SN54105 (W)

**HEX INVERTER BUFFERS/DRIVERS
WITH OPEN COLLECTOR
HIGH VOLTAGE OUTPUTS**

06

positive logic:
 $Y = \overline{A}$

See page 6-2a



SN5406 (L, W)	SN7406 (L, N)
---------------	---------------

POSITIVE-NAND GATES AND INVERTERS WITH TOTEM-POLE OUTPUTS

recommended operating conditions

PARAMETER	TEST FIGURE	SERIES A		SERIES B		SERIES C		SERIES D		SERIES E		SERIES F		SERIES G	
		MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX
Supply voltage, V _{CC}		4.5	5	4.5	5	4.5	5	4.5	5	4.5	5	4.5	5	4.5	5
High-level output current, I _{OH}		17.5	5.25	4.75	5	4.75	5	4.75	5	4.75	5	4.75	5	4.75	5
Low-level output current, I _{OL}		18	2	18	2	18	2	18	2	18	2	18	2	18	2
Operating power, P _{avg} (max), mW		10	0	10	0	10	0	10	0	10	0	10	0	10	0

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	SERIES A		SERIES B		SERIES C		SERIES D		SERIES E		SERIES F		SERIES G	
		MIN	MAX												
V _{IL} (low-level input voltage)	1, 2	0.8	1.5	0.8	1.5	0.8	1.5	0.8	1.5	0.8	1.5	0.8	1.5	0.8	1.5
V _{IC} (input transition voltage)	3	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
V _{OH} (high-level output voltage)	4	2.7	2.7	2.7	2.7	2.7	2.7	2.7	2.7	2.7	2.7	2.7	2.7	2.7	2.7
V _{OL} (low-level output voltage)	5	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2
I _I (input current at recommended loading)	6	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
I _{OH} (high-level output current)	7	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20
I _{OL} (low-level output current)	8	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16
Q ₁ (short-circuit current)	9	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16
Q ₂ (output current)	10	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16
Q ₃ (short-circuit current)	11	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16	16

¹ Test conditions depend on V_{CC}, I_{OH}, and I_{OL}. See parameter tables described under recommended operating conditions.

² V_{IL} = 0.8 V, V_{IC} = 1.5 V, V_{OH} = 2.7 V, V_{OL} = 0.2 V, I_I = 1 mA, I_{OH} = 16 mA, I_{OL} = 16 mA, Q₁ = 16 mA, Q₂ = 16 mA, Q₃ = 16 mA.

³ V_{IL} = 0.8 V, V_{IC} = 1.5 V, V_{OH} = 2.7 V, V_{OL} = 0.2 V, I_I = 1 mA, I_{OH} = 16 mA, I_{OL} = 16 mA, Q₁ = 16 mA, Q₂ = 16 mA, Q₃ = 16 mA.

⁴ V_{IL} = 0.8 V, V_{IC} = 1.5 V, V_{OH} = 2.7 V, V_{OL} = 0.2 V, I_I = 1 mA, I_{OH} = 16 mA, I_{OL} = 16 mA, Q₁ = 16 mA, Q₂ = 16 mA, Q₃ = 16 mA.

⁵ V_{IL} = 0.8 V, V_{IC} = 1.5 V, V_{OH} = 2.7 V, V_{OL} = 0.2 V, I_I = 1 mA, I_{OH} = 16 mA, I_{OL} = 16 mA, Q₁ = 16 mA, Q₂ = 16 mA, Q₃ = 16 mA.

⁶ V_{IL} = 0.8 V, V_{IC} = 1.5 V, V_{OH} = 2.7 V, V_{OL} = 0.2 V, I_I = 1 mA, I_{OH} = 16 mA, I_{OL} = 16 mA, Q₁ = 16 mA, Q₂ = 16 mA, Q₃ = 16 mA.

⁷ V_{IL} = 0.8 V, V_{IC} = 1.5 V, V_{OH} = 2.7 V, V_{OL} = 0.2 V, I_I = 1 mA, I_{OH} = 16 mA, I_{OL} = 16 mA, Q₁ = 16 mA, Q₂ = 16 mA, Q₃ = 16 mA.

⁸ V_{IL} = 0.8 V, V_{IC} = 1.5 V, V_{OH} = 2.7 V, V_{OL} = 0.2 V, I_I = 1 mA, I_{OH} = 16 mA, I_{OL} = 16 mA, Q₁ = 16 mA, Q₂ = 16 mA, Q₃ = 16 mA.

⁹ V_{IL} = 0.8 V, V_{IC} = 1.5 V, V_{OH} = 2.7 V, V_{OL} = 0.2 V, I_I = 1 mA, I_{OH} = 16 mA, I_{OL} = 16 mA, Q₁ = 16 mA, Q₂ = 16 mA, Q₃ = 16 mA.

¹⁰ V_{IL} = 0.8 V, V_{IC} = 1.5 V, V_{OH} = 2.7 V, V_{OL} = 0.2 V, I_I = 1 mA, I_{OH} = 16 mA, I_{OL} = 16 mA, Q₁ = 16 mA, Q₂ = 16 mA, Q₃ = 16 mA.

¹¹ V_{IL} = 0.8 V, V_{IC} = 1.5 V, V_{OH} = 2.7 V, V_{OL} = 0.2 V, I_I = 1 mA, I_{OH} = 16 mA, I_{OL} = 16 mA, Q₁ = 16 mA, Q₂ = 16 mA, Q₃ = 16 mA.

54/74 FAMILIES OF COMPATIBLE TTL CIRCUITS

PIN ASSIGNMENTS (TOP VIEWS)

<p>TRIPLE 3-INPUT POSITIVE-AND GATES</p> <p>11</p> <p>positive logic: $Y = ABC$</p> <p>See page 8-10</p>	<p>SNS4H11 (J) SN54LS11 (J, W) SN54S11 (J, W)</p> <p>SN74H11 (J, NI) SN74LS11 (J, NI) SN74S11 (J, NI)</p> <p>SNS4H11 (H)</p>	
<p>TRIPLE 3-INPUT POSITIVE-NAND GATES WITH OPEN-COLLECTOR OUTPUTS</p> <p>12</p> <p>positive logic: $Y = ABC$</p> <p>See page 8-4</p>	<p>SNS4L12 (J, W) SN54LS12 (J, W)</p> <p>SN74L12 (J, NI) SN74LS12 (J, NI)</p>	<div style="border: 1px solid black; width: 15px; height: 15px; display: flex; align-items: center; justify-content: center; margin: 0 auto;">5</div>
<p>DUAL 4-INPUT POSITIVE-NAND SCHMITT TRIGGERS</p> <p>13</p> <p>positive logic: $Y = ABCD$</p> <p>See page 8-14</p>	<p>SNS4L13 (J, W) SN54LS13 (J, W)</p> <p>SN74L13 (J, NI) SN74LS13 (J, NI)</p> <p>NC—No Internal Connection</p>	
<p>HEX SCHMITT-TRIGGER INVERTERS</p> <p>14</p> <p>positive logic: $Y = \bar{A}$</p> <p>See page 8-14</p>	<p>SNS4L14 (J, W) SN54LS14 (J, W)</p> <p>SN74L14 (J, NI) SN74LS14 (J, NI)</p>	

**TTL
MSI**

**TYPES SN5483A, SN54LS83A, SN7483A, SN74LS83A
4-BIT BINARY FULL ADDERS WITH FAST CARRY**

BULLETIN NO. DL 5 1611852, MARCH 1974, REVISED OCTOBER 1976

- Full-Carry Look-Ahead across the Four Bits
- Systems Achieve Partial Look-Ahead Performance with the Economy of Ripple Carry
- SN54283/SN74283 and SN54LS283/SN74LS283 Are Recommended For New Designs as They Feature Supply Voltage and Ground on Corner Pins to Simplify Board Layout

TYPE	TYPICAL ADD TIMES		TYPICAL POWER	
	TWO WORDS	16-BIT WORDS	TWO WORDS	DISSIPATION PER 4-BIT ADDER
'83A	23 ns	43 ns	310 mW	
'LS83A	25 ns	45 ns	95 mW	

description

These improved full adders perform the addition of two 4-bit binary numbers. The sum (Σ) outputs are provided for each bit and the resultant carry (C4) is obtained from the fourth bit. These adders feature full internal look-ahead across all four bits generating the carry term in ten nanoseconds typically. This provides the system designer with partial look-ahead performance at the economy and reduced package count of a ripple-carry implementation.

The adder logic, including the carry, is implemented in its true form meaning that the end-around carry can be accomplished without the need for logic or level inversion.

Designed for medium-speed applications, the circuits utilize transistor-transistor logic that is compatible with most other TTL families and other saturated low-level logic families.

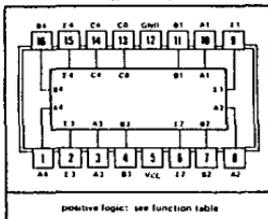
Series 54 and 54LS circuits are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C, and Series 74 and 74LS circuits are characterized for operation from 0°C to 70°C.

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, VCC (see Note 1)	7 V
Input voltage: '83A	5.5 V
'LS83A	7 V
Intermitter voltage (see Note 2)	5.5 V
Operating free-air temperature range: SN5483A, SN54LS83A	-55°C to 125°C
SN7483A, SN74LS83A	0°C to 70°C
Storage Temperature range	-65°C to 150°C

NOTES: 1. Voltage values, except intermitter voltage, are with respect to reference ground terminal.
2. This is the voltage between two emitters of a multiple-emitter transistor. This rating applies for the '83A only between the following pairs: A1 and B1, A2 and B2, A3 and B3, A4 and B4.

SN5483A, SN54LS83A . . . J OR N PACKAGE
SN7483A, SN74LS83A . . . J OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



positive logic: see function table

FUNCTION TABLE

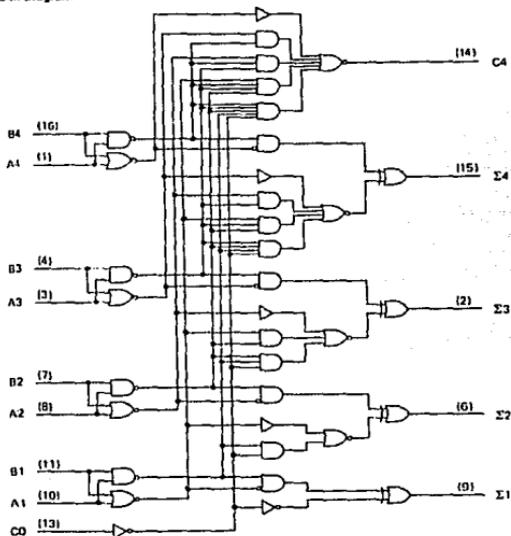
INPUT				OUTPUT			
A1	B1	A2	B2	C1	C2	C3	C4
L	L	L	L	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L	L
L	L	L	L	L	L	L	L
L	L	L	H	L	L	L	L
L	L	H	L	L	L	L	L
L	L	H	H	L	L	L	L
L	H	L	L	L	L	L	L
L	H	L	H	L	L	L	L
L	H	H	L	L	L	L	L
L	H	H	H	L	L	L	L
H	L	L	L	L	L	L	L
H	L	L	H	L	L	L	L
H	L	H	L	L	L	L	L
H	L	H	H	L	L	L	L
H	H	L	L	L	L	L	L
H	H	L	H	L	L	L	L
H	H	H	L	L	L	L	L
H	H	H	H	L	L	L	L

H = high level, L = low level
NOTE: Input conditions at A1, B1, A2, B2, and C0 are used to determine outputs C1 and C2 and the value of the internal carry C3. The values at C2, A3, B3, A4, and B4 are then used to determine outputs C3, C4, and C4.

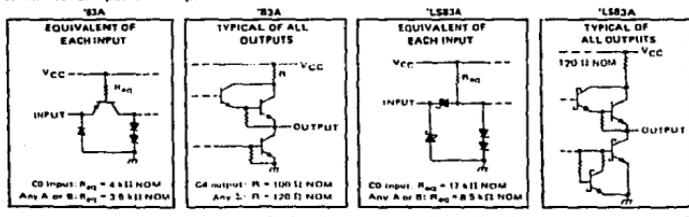
TYPES SN5483A, SN54LS83A, SN7483A, SN74LS83A
4-BIT BINARY FULL ADDERS WITH FAST CARRY

REVISED OCTOBER 1974

functional block diagram



schematics of inputs and outputs



TYPES SN54LS83A, SN74LS83A 4-BIT BINARY FULL ADDERS WITH FAST CARRY

REVISED OCTOBER 1976

recommended operating conditions

	SN54LS83A			SN74LS83A			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.75	V
High level output current, I_{OH}			-400			-400	μ A
Low level output current, I_{OL}			4			8	mA
Operating free air temperature, T_A	-55		125	0		70	$^{\circ}$ C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	SN54LS83A			SN74LS83A			UNIT
		MIN	TVPI	MAX	MIN	TVPI	MAX	
V_{IH} High level input voltage		2			2			V
V_{IL} Low level input voltage				0.7			0.8	V
V_{IK} Input clamp voltage				-1.5			-1.5	V
V_{OH} High level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_H = -18 \text{ mA}$							V
	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{IH} = 2 \text{ V}$, $V_{IL} = V_{IL \text{ max}}$, $I_{OH} = -400 \mu\text{A}$	2.5	3.4		2.7	3.4		V
V_{OL} Low level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{IH} = 2 \text{ V}$, $I_{OL} = 4 \text{ mA}$		0.25	0.4		0.25	0.4	V
	$V_{IL} = V_{IL \text{ max}}$, $I_{OL} = 8 \text{ mA}$				0.35	0.5		V
I_I Input current at maximum input voltage	Any A or B CO			0.2			0.2	mA
	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 7 \text{ V}$			0.1			0.1	mA
I_{IH} High level input current	Any A or B CO			40			40	μ A
	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 2.7 \text{ V}$			20			20	μ A
I_{IL} Low level input current	Any A or B CO			-0.8			-0.8	mA
	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 0.4 \text{ V}$			-0.4			-0.4	mA
I_{OZ} Short-circuit output current ²	$V_{CC} = \text{MAX}$			-20		-20	-100	mA
I_{CC} Supply current	$V_{CC} = \text{MAX}$, Outputs open							mA
		All inputs grounded	22	39		22	39	
		All B low, other inputs at 4.5 V	19	34		19	34	
		All inputs at 4.5 V	19	34		19	34	

¹ For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

² IAK typical values are at $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$.

³ Only one output should be driven at a time, and duration of the short-circuit should not exceed one second.

switching characteristics, $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$

PARAMETER ¹	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	MIN	TV	MAX	UNIT
t_{PLH}	CO	Any Σ	$C_L = 15 \text{ pF}$, See Note 4	$R_L = 2 \text{ k}\Omega$	16	24	ns
t_{PHL}					15	24	
t_{PLH}	A_1 or B_1	C_2			15	24	ns
t_{PHL}					15	24	
t_{PLH}	CO	C4			11	17	ns
t_{PHL}					15	27	
t_{PLH}	A_1 or B_1	C4			11	17	ns
t_{PHL}					12	17	

¹ t_{PLH} - Propagation delay time, low to high level output

t_{PHL} - Propagation delay time, high to low level output

Note 4: Load circuit and voltage waveforms are shown on page 3-11.

TTL
MSI

TYPES SN5490A, SN5492A, SN5493A, SN54L90, SN54L93,
SN54LS90, SN54LS92, SN54LS93, SN7490A, SN7492A, SN7493A,
SN74L90, SN74L93, SN74LS90, SN74LS92, SN74LS93
DECADE, DIVIDE-BY-TWELVE, AND BINARY COUNTERS

PUBLISHED NO. DL 578110F, MARCH 1974; REVISED OCTOBER 1978

'90A, 'L90, 'LS90 . . . DECADE COUNTERS

'92A, 'LS92 . . . DIVIDE-BY-TWELVE
COUNTERS

'93A, 'L93, 'LS93 . . . 4-BIT BINARY
COUNTERS

TYPES	TYPICAL POWER DISSIPATION
'90A	145 mW
'L90	20 mW
'LS90	45 mW
'92A, '93A	130 mW
'LS92, 'LS93	45 mW
'L93	16 mW

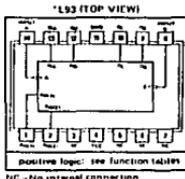
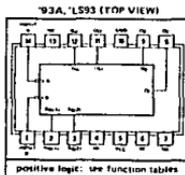
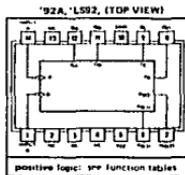
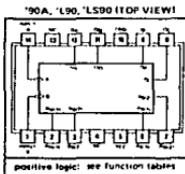
description

Each of these monolithic counters contains four master-slave flip-flops and additional gating to provide a divide-by-two counter and a three-stage binary counter for which the count cycle length is divide-by-five for the '90A, 'L90, and 'LS90, divide-by-six for the '92A, and 'LS92, and divide-by-eight for the '93A, 'L93, and 'LS93.

All of these counters have a gated zero reset and the '90A, 'L90, and 'LS90 also have gated set-to-nine inputs for use in BCD nine's complement applications.

To use their maximum count length (decade, divide-by-twelve, or four bit binary) of these counters, the B input is connected to the Q_A output. The input count pulses are applied to input A and the outputs are as described in the appropriate function table. A symmetrical divide-by-ten count can be obtained from the '90A, 'L90, or 'LS90 counters by connecting the Q_D output to the A input and applying the input count to the B input which gives a divide-by-ten square wave at output Q_A .

SN54, SN54LS . . . J OR W PACKAGE
SN54L . . . J OR T PACKAGE
SN54*, SN74L*, SN74LS* . . . J OR N PACKAGE



TYPES SN5490A, SN5492A, SN5493A, SN7490A, SN7492A, SN7493A DECADE, DIVIDE-BY-TWELVE, AND BINARY COUNTERS

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	7 V
Input voltage	5.5 V
Intermitter voltage (see Note 2)	5.5 V
Operating free-air temperature range:	SN5490A, SN5492A, SN5493A: -55°C to 125°C
	SN7490A, SN7492A, SN7493A: 0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

NOTES 1 Voltage values, except intermitter voltage, are with respect to network ground terminal.
2 This is the voltage between two pins of a multiple-emitter transistor. For these circuits, this rating applies between the two R_B inputs, and for the '90A circuit, it also applies between the two R_B inputs.

recommended operating conditions

		SN5490A, SN5492A SN5493A		SN7490A, SN7492A SN7493A		UNIT		
		MIN	NOM	MAX	MIN		NOM	MAX
Supply voltage, V_{CC}		4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I_{OH}		-800		-800		μ A		
Low-level output current, I_{OL}		16		16		mA		
Count frequency, f_{COUNT} (see Figure 1)	A input	0	32	0	32	MHz		
	B input	0	16	0	16			
Pulse width, t_w	A input	15		15		ns		
	B input	30		30				
	HEFT INPUTS	15		15				
Reset inactive-state setup time, t_{RS}		25		25		ns		
Operating free-air temperature, T_A		-55	125	0	70	°C		

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	'90A		'72A		'93A		UNIT
		MIN	TYP ²	MAX	MIN	TYP ²	MAX	
V_{IH}	High-level input voltage	2		2		2		V
V_{IL}	Low-level input voltage		0.8		0.8		0.8	V
V_{IK}	Input clamp voltage		-1.5		-1.5		-1.5	V
V_{OH}	High-level output voltage	2.4	3.4	2.4	3.4	2.4	3.4	V
V_{OL}	Low-level output voltage	0.2	0.4	0.2	0.4	0.2	0.4	V
I_I	Input current at maximum input voltage		1		1		1	mA
I_{IH}	High-level input current	Any reset	40		40		40	μ A
		A input	80		80		80	
		B input ³	120		120		120	
I_{IL}	Low-level input current	Any reset	-1.6		-1.6		-1.6	mA
		A input	-3.2		-3.2		-3.2	
		B input	-4.8		-4.8		-4.8	
I_{OS}	Short-circuit output current ⁴	SN54 ⁵	-20		-20		-20	mA
		SN74 ⁵	-1R		-1R		-1R	
I_{CC}	Supply current	23	42	26	39	26	39	mA

¹ For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

² All typical values are at $V_{CC} = 5$ V, $T_A = 25^\circ$ C.

³ Not more than one output should be shorted at a time.

⁴ I_{OS} outputs are tested at $I_{OL} = 16$ mA plus the limit value for I_{IL} for the B input. This permits driving the B input while maintaining full test capability.

NOTE 3 I_{CC} is measured with all outputs open, both R_B inputs grounded following momentary connection to 4.5 V, and all other inputs grounded.

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 9012 • DALLAS, TEXAS 75222

54/74 FAMILIES OF COMPATIBLE TTL CIRCUITS

PIN ASSIGNMENTS (TOP VIEWS)

QUADRUPLE BUS BUFFER GATES WITH THREE STATE OUTPUTS

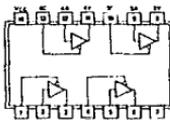
125

positive logic:

$Y = A$

Output is off (disabled) when C is high.

See page B-33



SN54125 (J, W) SN74125 (J, N)
SN54LS125A (J, W) SN74LS125A (J, N)

QUADRUPLE BUS BUFFER GATES WITH THREE STATE OUTPUTS

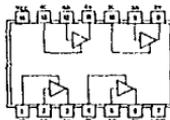
126

positive logic:

$Y = A$

Output is off (disabled) when C is low.

See page B-33



SN54126 (J, W) SN74126 (J, N)
SN54LS126A (J, W) SN74LS126A (J, N)

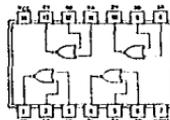
SN54128 . . . 75-OHM LINE DRIVER SN74128 . . . 50-OHM LINE DRIVER

128

positive logic:

$Y = A \oplus B$

See page B-22



SN54128 (J, W) SN74128 (J, N)

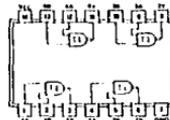
QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE NAND SCHMITT TRIGGERS

132

positive logic:

$Y = AB$

See page B-14



SN54132 (J, W) SN74132 (J, N)
SN54LS132 (J, W) SN74LS132 (J, N)
SN54S132 (J, W) SN74S132 (J, N)

GATES WITH 3-STATE OUTPUTS

recommended operating conditions

PARAMETER	TEST FIGURE	SERIES 54		SERIES 54LS		SERIES 54ALS		SERIES 54S		UNIT
		MIN	TYP	MIN	TYP	MIN	TYP	MIN	TYP	
V _{OH} High-level output voltage	1, 2	2.4	2.4	2.4	2.4	2.4	2.4	2.4	2.4	V
V _{OL} Low-level output voltage	1, 2	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	V
V _{IL} Input low-level voltage	3	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	V
V _{IH} Input high-level voltage	3	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	V
V _{OL} Low-level output voltage	2	V _{OH} - 2 V _{IH}	V							
I _{OH} Output high impedance test output current	18	40	40	40	40	40	40	40	40	mA
I _{OL} Output low impedance test output current	18	40	40	40	40	40	40	40	40	mA
I _{CC} Supply current	7	0	0	0	0	0	0	0	0	mA

Electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	SERIES 54		SERIES 54LS		SERIES 54ALS		SERIES 54S		UNIT
		MIN	TYP	MIN	TYP	MIN	TYP	MIN	TYP	
V _{OH} High-level output voltage	1, 2	2.4	2.4	2.4	2.4	2.4	2.4	2.4	2.4	V
V _{OL} Low-level output voltage	1, 2	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	V
V _{IL} Input low-level voltage	3	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	V
V _{IH} Input high-level voltage	3	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	V
V _{OL} Low-level output voltage	2	V _{OH} - 2 V _{IH}	V							
I _{OH} Output high impedance test output current	18	40	40	40	40	40	40	40	40	mA
I _{OL} Output low impedance test output current	18	40	40	40	40	40	40	40	40	mA
I _{CC} Supply current	7	0	0	0	0	0	0	0	0	mA

¹ For conditions shown at MIN or MAX, use the approximate value specified under recommended operating conditions.

² With V_{OH} = 2.4 V, V_{IL} = 0.8 V, V_{IH} = 2.0 V.

³ With V_{OH} = 2.4 V, V_{IL} = 0.8 V, V_{IH} = 2.0 V.

⁴ Note: Maximum value should not be exceeded for any one output beyond the duration of the short circuit. Duration of the short circuit should not exceed one second.

TTL
MSI

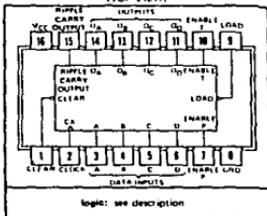
**TYPES SN54160 THRU SN54163, SN54LS160A THRU SN54LS163A,
SN54S162, SN54S163, SN74160 THRU SN74163,
SN74LS160A THRU SN74LS163A, SN74S162, SN74S163
SYNCHRONOUS 4-BIT COUNTERS**

BULLETIN NO. DL6 7711385 OCTOBER 1976 - REVISED AUGUST 1977

'160, '161, 'LS160A, 'LS161A . . . SYNCHRONOUS COUNTERS WITH DIRECT CLEAR
'162, '163, 'LS162A, 'LS163A, 'S162, 'S163 . . . FULLY SYNCHRONOUS COUNTERS

- Internal Look-Ahead for Fast Counting
- Carry Output for n-Bit Cascading
- Synchronous Counting
- Synchronously Programmable
- Load Control Line
- Diode-Clamped Inputs

SERIES 54¹, 54LS¹, 54S¹ . . . J OR N PACKAGE
SERIES 74¹, 74LS¹, 74S¹ . . . J OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



TYPE	TYPICAL PROPAGATION TIME, CLOCK TO Q OUTPUT	TYPICAL MAXIMUM CLOCK FREQUENCY	TYPICAL POWER DISSIPATION
'160 thru '163	14 ns	33 MHz	305 mW
'LS160A thru 'LS163A	14 ns	33 MHz	93 mW
'S162 and 'S163	9 ns	70 MHz	475 mW

description

These synchronous, presettable counters feature an internal carry look-ahead for application in high-speed counting designs. The '160, '162, 'LS160A, 'LS162A, and 'S162 are decade counters and the '161, '163, 'LS161A, 'LS163A, and 'S163 are 4-bit binary counters. Synchronous operation is provided by having all flip-flops clocked simultaneously so that the output change coincident with each other when so instructed by the count-enable inputs and internal gating. This mode of operation eliminates the output counting spikes that are normally associated with asynchronous (ripple clock) counters. A buffered clock input triggers the four flip-flops on the rising (positive-going) edge of the clock input waveform.

These counters are fully programmable; that is, the outputs may be preset to either level. As presetting is synchronous, setting up a low level at the load input disables the counter and causes the outputs to agree with the setup data after the next clock pulse regardless of the levels of the enable inputs. Low-to-high transitions at the load input of the '160 thru '163 should be avoided when the clock is low if the enable inputs are high at or before the transition. This restriction is not applicable to the 'LS160A thru 'LS163A or 'S162 or 'S163. The clear function for the '160, '161, 'LS160A, and 'LS161A is asynchronous and a low level at the clear input sets all four of the flip-flop outputs low regardless of the levels of clock, load, or enable inputs. The clear function for the '162, '163, 'LS162A, 'LS163A, 'S162, and 'S163 is synchronous and a low level at the clear input sets all four of the flip-flop outputs low after the next clock pulse, regardless of the levels of the enable inputs. This synchronous clear allows the count length to be modified easily as decoding the maximum count desired can be accomplished with one external NAND gate. The gate output is connected to the clear input to synchronously clear the counter to 0000 (LLLL). Low-to-high transitions at the clear input of the '162 and '163 should be avoided when the clock is low if the enable and load inputs are high at or before the transition.

The carry look-ahead circuitry provides for cascading counters for n-bit synchronous applications without additional gating. Instrumental in accomplishing this function are two count-enable inputs and a ripple carry output. Both count-enable inputs (P and T) must be high to count, and input T is fed forward to enable the ripple carry output. The ripple carry output thus enabled will produce a high-level output pulse with a duration approximately equal to the high-level portion of the Q_A output. This high-level overflow ripple carry pulse can be used to enable successive cascaded stages. High-to-low-level transitions at the enable P or T inputs of the '160 thru '163 should occur only when the clock input is high. Transitions at the enable P or T inputs of the 'LS160A thru 'LS163A or 'S162 and 'S163 are allowed regardless of the level of the clock input.

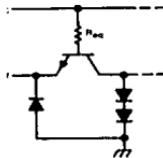
'LS160A thru 'LS163A, 'S162 and 'S163 feature a fully independent clock circuit. Changes at control inputs (enable P or T, or clear) that will modify the operating mode have no effect until clocking occurs. The function of the counter (whether enabled, disabled, loading, or counting) will be dictated solely by the conditions meeting the stable setup and hold times.

The 'LS160A thru 'LS163A are completely new designs. Compared to the original 'LS160 thru 'LS163, they feature 0-nanosecond minimum hold time and reduced input currents I_{HH} and I_{IL}.

4160 THRU SN54163, SN74160 THRU SN74163 CMOS 4-BIT COUNTERS

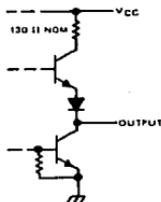
Inputs and outputs

EQUIVALENT OF EACH INPUT



Cluck: $R_{pull} = 2.8 \text{ k}\Omega$ NOM
 Enable T: $R_{pull} = 2.8 \text{ k}\Omega$ NOM
 Enable P: $R_{pull} = 4.3 \text{ k}\Omega$ NOM
 A, B, C, D: $R_{pull} = 6.3 \text{ k}\Omega$ NOM

TYPICAL OF ALL OUTPUTS



num ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	7 V
Supply current, I_{CC}	5.5 V
Supply voltage (see Note 2)	5.5 V
Free-air temperature range: SN54' Circuits	-55°C to 125°C
SN74' Circuits	0°C to 70°C
Operating temperature range	-85°C to 150°C

NOTE: All values, except interemitter voltage, are with respect to network ground terminal.

NOTE: The voltage between two emitters of a multiple-emitter transistor. For those circuits this rating applies between the counter inputs P and T.

operating conditions

	SN54160, SN54161		SN74160, SN74161		UNIT
	MIN	NOM	MIN	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	4.5	5	4.75	5.25	V
Supply current, I_{CC}	-800		-800		μ A
Supply current, I_{OL}	16		16		mA
Supply voltage, V_{clock}	0	2.5	0	2.5	V
Output pulse width, t_{pulse}	25		25		ns
Output rise/fall time, $t_{r/f}$ (clock)	20		20		ns
(see Figures 1 and 2)	Data inputs A, B, C, D	20	20		ns
	Enable P	20	20		ns
	Load	25	25		ns
	Clear \bar{C}	20	20		ns
Input delay, t_{in}	0	0	0	0	ns
Operating temperature, T_A	-55	125	0	70	°C

NOTE: For '162 and '163, which have synchronous clear inputs.

TEXAS INSTRUMENTS

INCORPORATED

POST OFFICE BOX 9512 • DALLAS, TEXAS 75222

TTL
MSI

SN74LS373, SN74LS374, SN74S373, SN74S374 OCTAL D-TYPE TRANSPARENT LATCHES AND EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS

BULLETIN NO. DL-G 3712350, OCTOBER 1976—REVISED AUGUST 1977

- Choice of 8 Latches or 8 D-Type Flip-Flops in a Single Package
- 3-State Bus-Driving Outputs
- Full Parallel-Access for Loading
- Buffered Control Inputs
- Clock/Enable Input Has Hysteresis to Improve Noise Rejection
- P-N-P Inputs Reduce D-C Loading on Data Lines ('S373 and 'S374)
- SN54LS363 and SN74LS364 Are Similar But Have Higher V_{OH} for MOS Interface

'LS373, 'S373
FUNCTION TABLE

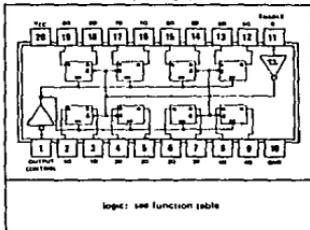
OUTPUT CONTROL	ENABLE	D	OUTPUT
L	H	H	H
L	H	L	L
L	L	X	Q_0
H	X	X	Z

'LS374, 'S374
FUNCTION TABLE

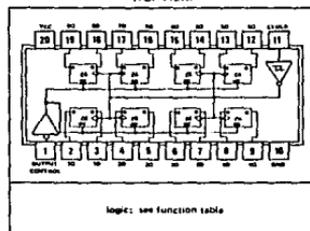
OUTPUT CONTROL	CLOCK	D	OUTPUT
L	↑	H	H
L	↑	L	L
L	L	X	Q_0
H	X	X	Z

See explanation of function tables on page 3 B.

SN54LS373, SN54S373... J PACKAGE
SN74LS373, SN74S373... J OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



SN54LS374, SN54S374... J PACKAGE
SN74LS374, SN74S374... J OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



description

These 8-bit registers feature totem-pole three-state outputs designed specifically for driving highly-capacitive or relatively low-impedance loads. The high-impedance third state and increased high-logic-level drive provide these registers with the capability of being connected directly to and driving the bus lines in a bus organized system without need for interface or pull-up components. They are particularly attractive for implementing buffer registers, I/O ports, bidirectional bus drivers, and working registers.

The eight latches of the 'LS373 and 'S373 are transparent D-type latches meaning that while the enable (G) is high the Q outputs will follow the data (D) inputs. When the enable is taken low the output will be latched at the level of the data that was setup.

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 5165 • DALLAS, TEXAS 75222

7471

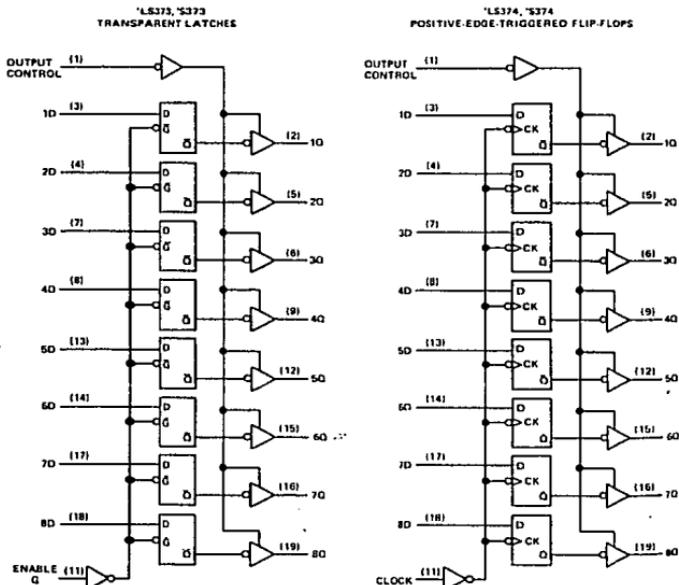
SN74LS373, SN74LS374, SN74S373, SN74S374 OCTAL D-TYPE TRANSPARENT LATCHES AND EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS

description (continued)

The eight flip-flops of the 'LS374 and 'S374 are edge-triggered D-type flip-flops. On the positive transition of the clock, the Q output will be set to the logic states that were setup at the D inputs.

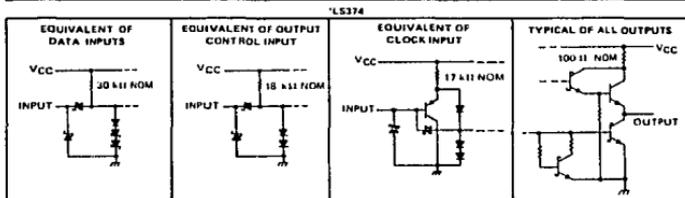
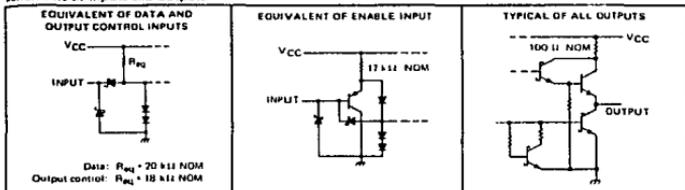
Schmitt-trigger buffered inputs at the enable/clock lines simplify system design as ac and dc noise rejection is improved by typically 400 mV due to the input hysteresis. A buffered output control input can be used to place the eight outputs in either a normal logic state (high or low logic levels) or a high-impedance state. In the high-impedance state the outputs neither load nor drive the bus lines significantly.

The output control does not affect the internal operation of the latches or flip-flops. That is, the old data can be retained or new data can be entered even while the outputs are off.



OCTAL D-TYPE TRANSPARENT LATCHES AND EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS

schematic of inputs and outputs



absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	7 V
Input voltage	7 V
Off-state output voltage	7 V
Operating free-air temperature range: SN54LS [®]	-55°C to 125°C
SN74LS [®]	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

NOTE 1: Voltage values are with respect to network ground terminal.

recommended operating conditions

	SN54LS [®]			SN74LS [®]			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output voltage, V_{OH}	5.5	5.5	5.5	5.5	5.5	5.5	V
High-level output current, I_{OH}	-	-	-1	-	-	-2.8	mA
Width of clock/enable pulse, t_w	High	15	-	15	-	-	ns
	Low	15	-	15	-	-	ns
Data setup time, t_{su}	'LS373	0	-	0	-	-	ns
	'LS374	20	-	20	-	-	ns
Data hold time, t_h	'LS373	10	-	10	-	-	ns
	'LS374	0	-	0	-	-	ns
Operating free-air temperature, T_A	-55	-	125	0	-	70	°C

† The arrow indicates the transition of the clock/enable input used for reference: ↑ for the low-to-high transition, ↓ for the high-to-low transition.



CD4051BM/CD4051BC Single 8-Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer
CD4052BM/CD4052BC Dual 4-Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer
CD4053BM/CD4053BC Triple 2-Channel Analog Multiplexer/Demultiplexer

General Description

These analog multiplexers/demultiplexers are digitally controlled analog switches having low "ON" impedance and very low "OFF" leakage currents. Control of analog signals up to $15V_{DD}$ can be achieved by digital signal amplitudes of 3-15 V. For example, if $V_{DD} = 5V$, $V_{SS} = 0V$ and $V_{EE} = -5V$, analog signals from $-5V$ to $+5V$ can be controlled by digital inputs of 0-5 V. The multiplexer circuits dissipate extremely low quiescent power over the full $V_{DD} - V_{SS}$ and $V_{DD} - V_{EE}$ supply voltage ranges, independent of the logic state of the control signals. When a logical "1" is present at the inhibit input terminal all channels are "OFF".

CD4051BM/CD4051BC is a single 8-channel multiplexer having three binary control inputs, A, B, and C, and an inhibit input. The three binary signals select 1 of 8 channels to be turned "ON" and connect the input to the output.

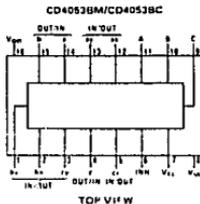
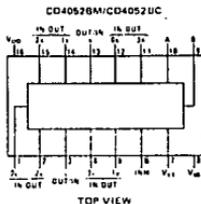
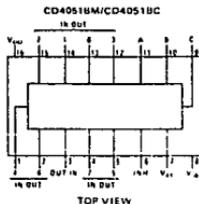
CD4052BM/CD4052BC is a differential 4-channel multiplexer having two binary control inputs, A and B, and an inhibit input. The two binary input signals select 1 of 4 pairs of channels to be turned on and connect the differential analog inputs to the differential outputs.

CD4053BM/CD4053BC is a triple 2-channel multiplexer having three separate digital control inputs, A, B, and C, and an inhibit input. Each control input selects one of a pair of channels which are connected in a single-pole double-throw configuration.

Features

- Wide range of digital and analog signal levels: digital 3-15 V, analog to $15V_{DD}$
- Low "ON" resistance: 80Ω (typ.) over entire $15V_{DD}$ signal-input range for $V_{DD} - V_{EE} = 15V$
- High "OFF" resistance: channel leakage of $\pm 10pA$ (typ.) at $V_{DD} - V_{EE} = 10V$
- Logic level conversion for digital addressing signals of 3-15 V ($V_{DD} - V_{SS} = 3-15V$) to switch analog signals to $15V_{DD}$ ($V_{DD} - V_{EE} = 15V$)
- Matched switch characteristics: $\Delta R_{ON} = 5\Omega$ (typ.) for $V_{DD} - V_{EE} = 15V$
- Very low quiescent power dissipation under all digital-control input and supply conditions: $1\mu W$ (typ.) at $V_{DD} - V_{SS} = V_{DD} - V_{EE} = 10V$
- Binary address decoding on chip

Connection Diagrams



Absolute Maximum Ratings

V_{DD}	DC Supply Voltage	-0.5 Vdc to +18 Vdc
V_{IN}	Input Voltage	-0.5 Vdc to $V_{DD} + 0.5$ Vdc
T_s	Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
P_D	Package Dissipation	500 mW
T_L	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Recommended Operating Conditions

V_{DD}	DC Supply Voltage	+5 Vdc to +15 Vdc
V_{IN}	Input Voltage	0 V to V_{DD} Vdc
T_A	Operating Temperature Range	-55°C to +125°C
	4051BM/4052BM/4053BM	-55°C to +125°C
	4051BC/4052BC/4053BC	-40°C to +85°C

DC Electrical Characteristics (Note 2)

Parameter	Conditions	-55°C		+25°C		+125°C		Units
		Min	Max	Min	Typ	Max	Min	
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$	5		5		150	μA
		$V_{DD} = 10V$	10		20		600	μA
		$V_{DD} = 15V$	20		20		600	μA
Signal Inputs (V_{IG}) and Outputs (V_{OS})								
R_{ON}	"ON" Resistance (Peak for $V_{EE} < V_{IS} < V_{DD}$)	$R_L = 10\ k\Omega$ (any channel selected)		2000	270	2500	3500	Ω
		$V_{DD} = 2.5V$, $V_{EE} = -2.5V$ or $V_{DD} = 5V$, $V_{EE} = 0V$						
		$V_{DD} = 5V$, $V_{EE} = -5V$ or $V_{DD} = 10V$, $V_{EE} = 0V$		310		120	400	580
		$V_{DD} = 7.5V$, $V_{EE} = -7.5V$ or $V_{DD} = 15V$, $V_{EE} = 0V$		220	80	280	400	Ω
R_{OFF}	"OFF" Resistance Between Any Two Channels	$R_L = 10\ k\Omega$ (any channel selected)			10			Ω
		$V_{DD} = 2.5V$, $V_{EE} = -2.5V$ or $V_{DD} = 5V$, $V_{EE} = 0V$				10		Ω
		$V_{DD} = 5V$, $V_{EE} = -5V$ or $V_{DD} = 10V$, $V_{EE} = 0V$				10		Ω
		$V_{DD} = 7.5V$, $V_{EE} = -7.5V$ or $V_{DD} = 15V$, $V_{EE} = 0V$			5		Ω	
	"OFF" Channel Leakage Current, any channel "OFF"	$V_{DD} = 7.5V$, $V_{EE} = -7.5V$ $I_{O1} = 17.5V$, $I_{I0} = 0V$	± 50		± 0.01	± 50	± 1500	nA
	"OFF" Channel Leakage Current, all channels "OFF" (Common OUT/IN)	Inhibit = 7.5V CD4051 $V_{DD} = 7.5V$, $V_{EE} = -7.5V$, CD4052 $I_{O1} = 0V$, $I_{I0} = 17.5V$ CD4053	± 200		± 0.08	± 200	± 2000	nA
			± 200		± 0.04	± 200	± 2000	nA
			± 200		± 0.02	± 200	± 2000	nA
Control Inputs A, B, C and Inhibit								
V_{IL}	Low Level Input Voltage	$V_{EE} = V_{SS}$, $R_L = 1k\Omega$ to V_{SS} $I_{IG} < 2\ \mu A$ on all OFF channels $V_{IS} = V_{DD}$ (thru 1k Ω)						
		$V_{DD} = 5V$		1.5		1.5	1.5	V
		$V_{DD} = 10V$		3.0		3.0	3.0	V
		$V_{DD} = 15V$		4.0		4.0	4.0	V
V_{IH}	High Level Input Voltage	$V_{DD} = 5V$	3.5		3.5		3.5	V
		$V_{DD} = 10V$	7		7		7	V
		$V_{DD} = 15V$	11		11		11	V
I_{IN}	Input Current	$V_{DD} = 15V$, $V_{EE} = 0V$ $V_{IN} = 0V$	-0.1		-10 ⁻⁵	-0.1	-1.0	μA
		$V_{DD} = 15V$, $V_{EE} = 0V$ $V_{IN} = 15V$	0.1		10 ⁻⁵	0.1	1.0	μA

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Temperature Range" they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: All voltages measured with respect to V_{SS} unless otherwise specified.

DC Electrical Characteristics (Cont'd.) (Note 2)

Parameter	Conditions	-40°C		+25°C		+85°C		Units		
		Min	Max	Min	Typ	Max	Max			
IDD	Quiescent Device Current VDD = 5V VDD = 10V VDD = 15V	VDD = 5V, VEE = -2.5V		20		20		150	µA	
		VDD = 10V, VEE = 0V		40		40		300	µA	
		VDD = 15V, VEE = 0V		80		80		600	µA	
Signal Inputs (VI) and Outputs (VO)										
RON	"ON" Resistance (Peak for VEE < VIS < VDD) RL = 10 kΩ (any channel selected)	VDD = 2.5V, VEE = -2.5V or VDD = 5V, VEE = 0V	2100		270	2500		3200	Ω	
		VDD = 5V, VEE = -5V or VDD = 10V, VEE = 0V	330		120	400		520	Ω	
		VDD = 7.5V, VEE = -7.5V or VDD = 15V, VEE = 0V	230		80	280		360	Ω	
ΔRON	Δ"ON" Resistance Between Any Two Channels RL = 10 kΩ (any channel selected)	VDD = 2.5V, VEE = -2.5V or VDD = 5V, VEE = 0V			10				Ω	
		VDD = 5V, VEE = -5V or VDD = 10V, VEE = 0V			10				Ω	
		VDD = 7.5V, VEE = -7.5V or VDD = 15V, VEE = 0V			5				Ω	
"OFF" Channel Leakage Current, any channel "OFF"	VDD = 7.5V, VEE = -7.5V O/I = 17.5V, I/O = 0V		±50		±0.01	±50		1500	nA	
		"OFF" Channel Leakage Current, all channels "OFF" (Common OUT/IN)	Inhibit = 7.5V CD4051	±200		±0.08	±200		±2000	nA
			VDD = 7.5V, VEE = -7.5V, O/I = 0V CD4052	±200		±0.04	±200		±2000	nA
	VDD = 7.5V, VEE = -7.5V, I/O = 17.5V CD4053	±200		±0.02	±200		±2000	nA		
Control Inputs A, B, C and Inhibit										
VIL	Low Level Input Voltage VEE = VSS RL = 1 kΩ to VSS (IS < 2µA on all OFF Channels) VIS = VDD thru 1kΩ VDD = 5V VDD = 10V VDD = 15V		1.5			1.5		1.5	V	
			3.0			3.0		3.0	V	
			4.0			4.0		4.0	V	
VIH	High Level Input Voltage VDD = 5 VDD = 10 VDD = 15	3.5		3.5		3.5		3.5	V	
		7		7		7		7	V	
		11		11		11		11	V	
IIN	Input Current VDD = 15V, VEE = 0V VIN = 0V VDD = 15V, VEE = 0V VIN = 15V	-0.1		-10 ⁻⁵		-0.1		-1.0	µA	
		0.1		10 ⁻⁵		0.1		1.0	µA	
<p>Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which no safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Temperature Range" they are not meant to imply that the device should be operated at these limits. The title of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.</p> <p>Note 2: All voltages measured with respect to VSS unless otherwise specified.</p>										

DAC0800 (LMDAC08) 8-Bit Digital-to-Analog Converter

General Description

The DAC08 is a monolithic 8-bit high-speed current-output digital-to-analog converter (DAC) featuring typical settling times of 100 ns. When used as a multiplying DAC, monotonic performance over a 40 to 1 reference current range is possible. The DAC08 also features high compliance complementary current outputs to allow differential output voltages of 20 V_{pp} with simple resistor loads as shown in Figure 1. The reference-to-full-scale current matching of better than ± 1 LSB eliminates the need for full scale trims in most applications while the nonlinearity of better than $\pm 0.1\%$ over temperature minimizes system error accumulations.

The noise immune inputs of the DAC08 will accept TTL levels with the logic threshold pin, V_{LC}, pin 1 grounded. Simple adjustments of the V_{LC} potential allow direct interface to all logic families. The performance and characteristics of the device are essentially unchanged over the full ± 4.5 V to ± 18 V power supply range; power dissipation is only 33 mW with ± 5 V supplies and is independent of the logic input states.

The DAC0800L, DAC0802L, DAC0800LC, DAC0801LC and DAC0802LC are a direct replacement for the DAC08, DAC08A, DAC08C, DAC08E and DAC08H, respectively.

Features

- Fast settling output current 100 ns
- Full scale error ± 1 LSB
- Nonlinearity over temperature $\pm 0.1\%$
- Full scale current drift ± 10 ppm/ $^{\circ}$ C
- High output compliance -10 V to $+18$ V
- Complementary current outputs
- Interface directly with TTL, CMOS, PMOS and others
- 2 quadrant wide range multiplying capability
- Wide power supply range ± 4.5 V to ± 18 V
- Low power consumption 33 mW at ± 5 V
- Low cost

Typical Applications

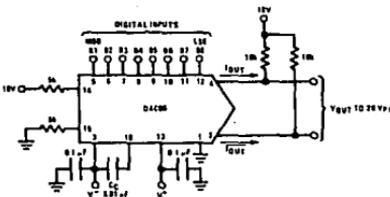
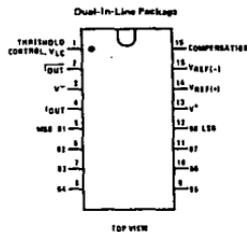


FIGURE 1. 120 V_{pp} Output Digital-to-Analog Converter

Connection Diagram



Ordering Information

NON LINEARITY	TEMPERATURE RANGE	ORDER NUMBERS*					
		D PACKAGE (D18C)	J PACKAGE (J18A)	N PACKAGE (N18A)			
±0.1% FS	-55°C ≤ T _A ≤ +125°C	DAC0802LD	LMDAC08AD	DAC0802LJ	LMDAC08HJ	DAC0802LN	LMDAC08HN
±0.1% FS	0°C ≤ T _A ≤ +70°C			DAC0800LJ	LMDAC08EJ	DAC0800LN	LMDAC08EN
±0.19% FS	-55°C ≤ T _A ≤ +125°C	DAC0800LD	LMDAC08D				
±0.19% FS	0°C ≤ T _A ≤ +70°C			DAC0801LJ	LMDAC08CJ	DAC0801LN	LMDAC08CN
±0.39% FS	0°C ≤ T _A ≤ +70°C						

*Note: Devices may be ordered by using either order number.

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	+18V or 36V
Power Dissipation (Notes 1)	500 mW
Reference Input Differential Voltage (V14 to V15)	V ⁻ to V ⁺
Reference Input Common-Mode Range (V14, V15)	V ⁻ to V ⁺
Reference Input Current	5 mA
Logic Inputs	V ⁻ to V ⁺ plus 36V
Analog Current Outputs	Figure 24
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Operating Conditions

Temperature (T _A)	MIN	MAX	UNITS
DAC0802LA, LMDAC08A	-55	+125	°C
DAC0800L, LMDAC08L	-55	+125	°C
DAC0800LC, LMDAC08LC	0	+70	°C
DAC0801LC, LMDAC08LC	0	+70	°C
DAC0802LC, LMDAC08LC	0	+70	°C

Electrical Characteristics (V_S = ±15V, I_{REF} = 2 mA, T_{MIN} ≤ T_A ≤ T_{MAX} unless otherwise specified.Output characteristics refer to both I_{OUT} and I_{OUT}.)

PARAMETER	CONDITIONS	DAC0802L/ DAC0802LC			DAC0800L/ DAC0800LC			DAC0801LC			UNITS	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
Resolution		8	8	8	8	8	8	8	8	8	Bits	
Monotonicity		8	8	8	8	8	8	8	8	8	Bits	
Nonlinearity				±0.1			±0.18				±0.39 %LSB	
Setting Time	To 1/2 LSB, All 8 to Switched "ON" or "OFF", T _A = 25°C		100	135					100	150	nS	
	DAC0800L DAC0800LC					100	135				nS	
V _{LH} , V _{PH}	Propagation Delay Each Bit		35	60		35	60		35	60	nS	
	All 8 to Switched		35	60		35	60		35	60	nS	
TCIS _P	Full Scale Tempo		±10	±50		±10	±50		±10	±50	ppm/°C	
V _{OC}	Output Voltage Compliance		-10	18		-10	18		-10	18	V	
I _{FS}	Full Scale Current		1.984	1.992	2.000	1.94	1.99	2.04	1.94	1.99	2.04	mA
I _{FS}	Full Scale Symmetry		±0.5	±4.0		±1	±8.0		±2	±16	mA	
I _{ZS}	Zero Scale Current		0.1	1.0		0.2	2.0		0.7	4.0	mA	
I _{FSR}	Output Current Range		0	2.0	2.1	0	2.0	2.1	0	2.0	2.1	mA
	V ⁻ = -8V to -18V		0	2.0	4.2	0	2.0	4.2	0	2.0	4.2	mA
V _{IL}	Logic Input Levels										V	
	Logic "0"		2.0		2.0		0.8		2.0		0.8	V
V _{IH}	Logic Input Current										μA	
	Logic "0"		-2.0	-10		-2.0	-10		-2.0	-10	μA	
I _{IH}	Logic "0"		0.002	10		0.002	10		0.002	10	μA	
	Logic "1"										μA	
V _{IS}	Logic Input Swing		-10	18		-10	18		-10	18	V	
V _{THR}	Logic Threshold Range		-10	12.5		-10	12.5		-10	12.5	V	
I _B	Reference Bias Current		-1.0	-3.0		-1.0	-3.0		-1.0	-3.0	mA	
I _{REF}	Reference Input Bias Rate		8.0		8.0		8.0		8.0		mA	
PSR _{1/2} ⁺	Power Supply Sensitivity		0.0001	0.01		0.0001	0.01		0.0001	0.01	%/V	
PSR _{1/2} ⁻			0.0001	0.01		0.0001	0.01		0.0001	0.01	%/V	
I _S	Power Supply Current		2.3	3.8		2.3	3.8		2.3	3.8	mA	
	V _S = 8V, -18V, I _{REF} = 2 mA		-4.3	-6.8		-4.3	-6.8		-4.3	-6.8	mA	
I _D			2.4	3.8		2.4	3.8		2.4	3.8	mA	
	V _S = ±18V, I _{REF} = 2 mA		-6.4	-7.8		-6.4	-7.8		-6.4	-7.8	mA	
I _D			2.8	3.8		2.8	3.8		2.8	3.8	mA	
	V _S = ±18V, I _{REF} = 2 mA		-6.5	-7.8		-6.5	-7.8		-6.5	-7.8	mA	
P _D	Power Dissipation		33	45		33	45		33	45	mW	
	18V, I _{REF} = 1 mA		108	136		108	136		108	136	mW	
	8V, -18V, I _{REF} = 2 mA		135	174		135	174		135	174	mW	

Note 1: The maximum junction temperature of the DAC0800, DAC0801 and DAC0802 is 100°C. For operating at elevated temperatures, devices in the dual-in-line J or D package must be derated based on a thermal resistance of 100°C/W, junction to ambient, 175°C/W for the modified dual-in-line N package.

Typical Performance Characteristics (Continued)

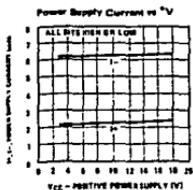


FIGURE 12

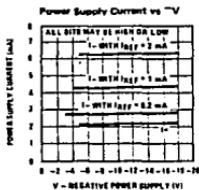


FIGURE 13

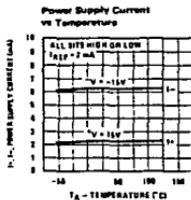


FIGURE 14

Typical Applications (Continued)

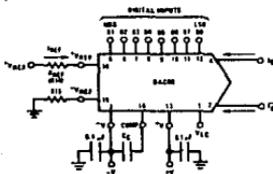


FIGURE 15. Scale Positive Reference Operation

$$I_{FS} = \frac{+V_{REF}}{R_{REF}} = \frac{255}{256}$$

$$I_Q + I_D = I_{FS} \text{ for all logic states}$$

For fixed reference, TTL operation,

Typical values are:

$V_{REF} = 10.000V$

$R_{REF} = 5.000k$

$R_{IS} = R_{REF}$

$C_C = 0.01 \mu F$

$V_{LC} = 0V$ (Ground)

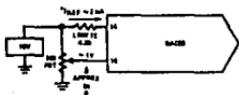
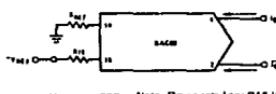


FIGURE 16. Recommended Full Scale Adjustment Circuit



$$I_{FS} = \frac{-V_{REF}}{R_{REF}} = \frac{255}{256}$$

Note, R_{REF} has I_{FS} ; R_{IS} is for bias current cancellation

FIGURE 17. Bias Negative Reference Operation

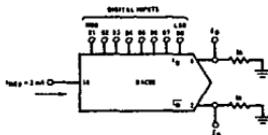


FIGURE 18. Bias Unipolar Negative Operation

	01	02	03	04	05	06	07	08	I_D mA	I_Q mA	E_Q	E_D
Full Scale	1	1	1	1	1	1	1	1	1.992	0.000	-9.990	0.000
Full Scale-LSB	1	1	1	1	1	1	1	0	1.984	0.008	-9.920	-0.040
Half Scale+LSB	1	0	0	0	0	0	0	1	1.008	0.984	-5.040	-4.820
Half Scale	1	0	0	0	0	0	0	0	1.000	0.992	-5.000	-4.960
Half Scale-LSB	0	1	1	1	1	1	1	1	0.992	1.000	-4.960	-5.000
Zero Scale+LSB	0	0	0	0	0	0	0	1	0.008	1.984	-0.040	-9.920
Zero Scale	0	0	0	0	0	0	0	0	0.000	1.992	0.000	-9.960



2716 16K (2K x 8) UV ERASABLE PROM

- **Fast Access Time**
 - 350 ns Max. 2716-1
 - 390 ns Max. 2716-2
 - 450 ns Max. 2716
 - 490 ns Max. 2716-5
 - 650 ns Max. 2716-6
- **Single +5V Power Supply**
- **Low Power Dissipation**
 - 525 mW Max. Active Power
 - 132 mW Max. Standby Power
- **Pin Compatible to Intel® 2732 EPROM**
- **Simple Programming Requirements**
 - Single Location Programming
 - Programs with One 50 ns Pulse
- **Inputs and Outputs TTL Compatible during Read and Program**
- **Completely Static**

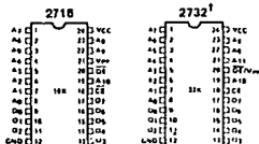


The Intel® 2716 is a 16,384-bit ultraviolet erasable and electrically programmable read-only memory (EPROM). The 2716 operates from a single 5-volt power supply, has a static standby mode, and features fast single address location programming. It makes designing with EPROMs faster, easier and more economical.

The 2716, with its single 5-volt supply and with an access time up to 350 ns, is ideal for use with the newer high performance +5V microprocessors such as Intel's 8085 and 8086. A selected 2716-5 and 2716-6 is available for slower speed applications. The 2716 is also the first EPROM with a static standby mode which reduces the power dissipation without increasing access time. The maximum active power dissipation is 525 mW while the maximum standby power dissipation is only 132 mW, a 75% savings.

The 2716 has the simplest and fastest method yet devised for programming EPROMs — single pulse TTL level programming. No need for high voltage pulsing because all programming controls are handled by TTL signals. Program any location at any time—either individually, sequentially or at random, with the 2716's single address location programming. Total programming time for all 16,384 bits is only 100 seconds.

PIN CONFIGURATION



Refer to 2732 data sheet for specifications

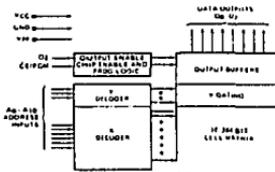
PIN NAMES

A ₀ -A ₁₅	ADDRESSES
C ₀ -C ₇	COMP [ENABLE] PROGRAM
O ₀ -O ₇	OUTPUT [ENABLE]
O ₈ -O ₁₅	OUTPUTS

MODE SELECTION

PIN	EPROM MODE	OE (EN)	V _{CC} (EN)	V _{CC} (EN)	OUTPUTS (EN)
MODE					
Read	V _{IL}	V _{IL}	15	16	Output
Standby	V _{IL}	Don't Care	15	16	High Z
Program	Pulsed V _{IL} 10 Vmax	V _{OH}	17 ₀	16	Out
Program Verify	V _{IL}	V _{IL}	17 ₀	16	Output
Program Inhibit	V _{IL}	V _{OH}	17 ₀	16	High Z

BLOCK DIAGRAM



PROGRAMMING

The programming specifications are described in the Data Catalog PROM/ROM Programming Instructions Section.

Absolute Maximum Ratings

Temperature Under Bias -10°C to $+80^{\circ}\text{C}$
 Storage Temperature -65°C to $+125^{\circ}\text{C}$
 All Input or Output Voltages with
 Respect to Ground $+6\text{V}$ to -0.3V
 V_{PP} Supply Voltage with Respect
 to Ground During Program $+26.5\text{V}$ to -0.3V

COMMENT: Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

DC and AC Operating Conditions During Read

	2716	2716-1	2716-2	2716-5	2716-6
Temperature Range	$0^{\circ}\text{C} - 70^{\circ}\text{C}$				
V_{CC} Power Supply ^(1,2)	$5\text{V} \pm 5\%$	$5\text{V} \pm 10\%$	$5\text{V} \pm 5\%$	$5\text{V} \pm 5\%$	$5\text{V} \pm 5\%$
V_{PP} Power Supply ⁽²⁾	V_{CC}	V_{CC}	V_{CC}	V_{CC}	V_{CC}

READ OPERATION

D.C. and Operating Characteristics

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Conditions
		Min.	Typ. ⁽³⁾	Max.		
I_{LI}	Input Load Current			10	μA	$V_{IH} = 5.25\text{V}$
I_{LO}	Output Leakage Current			10	μA	$V_{OUT} = 5.25\text{V}$
I_{PP1} ⁽²⁾	V_{PP} Current			5	mA	$V_{PP} = 5.25\text{V}$
I_{CC1} ⁽²⁾	V_{CC} Current (Standby)		10	25	mA	$CE = V_{IH}, OE = V_{IL}$
I_{CC2} ⁽²⁾	V_{CC} Current (Active)		57	100	mA	$OE = CE = V_{IL}$
V_{IL}	Input Low Voltage	-0.1		0.8	V	
V_{IH}	Input High Voltage	2.0		$V_{CC} + 1$	V	
V_{OL}	Output Low Voltage			0.45	V	$I_{OL} = 2.1\text{mA}$
V_{OH}	Output High Voltage	2.4			V	$I_{OH} = -400\mu\text{A}$

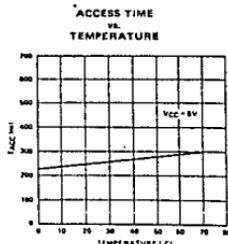
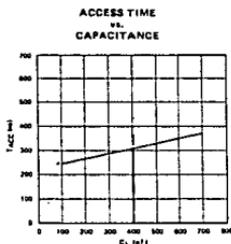
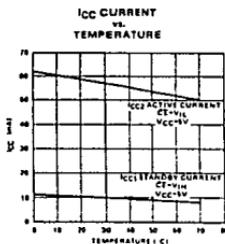
NOTES: 1. V_{CC} must be applied simultaneously or before V_{PP} and removed simultaneously or after V_{PP} .

2. V_{PP} may be connected directly to V_{CC} except during programming. The supply current would then be the sum of I_{CC} and I_{PP1} .

3. Typical values are for $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ and nominal supply voltages.

4. This parameter is only sampled and is not 100% tested.

Typical Characteristics



**LINEAR
INTEGRATED CIRCUITS**

**TYPES TL080 THRU TL084, TL080A THRU TL084A,
TL081B, TL082B, TL084B
JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

JULY 1977

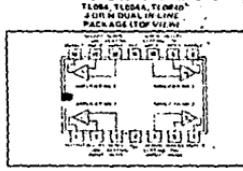
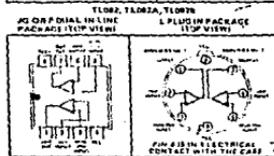
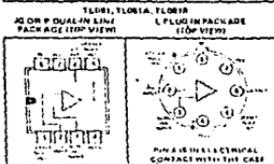
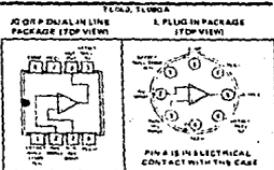
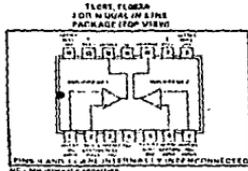
**26 DEVICES COVER COMMERCIAL,
INDUSTRIAL, AND MILITARY
TEMPERATURE RANGES**

- Low Power Consumption
- Wide Common Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- High Input Impedance ... JFET-Input Stage
- Internal Frequency Compensation (Except TL060, TL080A)
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate ... 13 V/μs Typ

description

The TL081 JFET-input operational amplifier family is designed to offer a wider selection than any previously developed operational amplifier family. Each of these JFET-input operational amplifiers incorporates well-matched, high voltage JFET and bipolar transistors as a monolithic integrated circuit. The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage/temperature coefficient. Offset adjustment and internal compensation options are available within the TL081 family.

Device types with an "M" suffix are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C, those with an "I" suffix are characterized for operation from -25°C to 85°C, and those with a "C" suffix are characterized for operation from 0°C to 70°C.



**TYPES TL000 THRU TL084, TL080A THRU TL084A,
TL081B, TL082B, TL084B
JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

Electrical characteristics, $V_{CC1} = \pm 15\text{ V}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	TL000, TL080, TL081, TL082, TL084		TL080A, TL081B, TL082B, TL084A, TL084B		UNIT	
		TL000, TL080, TL081, TL082, TL084		TL080A, TL081B, TL082B, TL084A, TL084B			
		MIN	TYP	MAX	MIN		TYP
V_{IO} Input offset voltage	$R_{IS} = 10\text{ k}\Omega$, $I_A = 25\ \mu\text{A}$, $I_C = 100\ \mu\text{A}$, $V_{IS} = 100\text{ mV}$, $T_A = \text{full range}$	TL000	3	8	3	8	5 to 15
		TL080, TL081, TL082, TL084	3	8	3	8	3 to 11
ΔV_{IO} Input offset voltage and offset voltage drift	$R_{IS} = 50\text{ k}\Omega$, $I_A = \text{full range}$	TL000	5	100	5	100	5 to 200
		TL080, TL081, TL082, TL084	5	100	5	100	5 to 100
I_{IS} Input offset current ²	$T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$	TL000	20	20	10	10	5
		TL080, TL081, TL082, TL084	20	20	10	10	5
I_{IB} Input bias current ²	$T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$	TL000	30	100	10	200	30 to 400
		TL080, TL081, TL082, TL084	30	100	10	200	30 to 200
V_{ICR} Common mode input voltage range	$T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$	TL000	+12	+12	+10	+10	
		TL080, TL081, TL082, TL084	+12	+12	+12	+12	
V_{OSF} Maximum peak-to-peak output voltage swing	$T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$, $T_A = \text{full range}$	TL000	24	22	24	22	24 to 22
		TL080, TL081, TL082, TL084	24	22	24	22	24 to 22
A_{VCL} Low frequency differential voltage amplification	$R_{IS} = 2\text{ k}\Omega$, $V_{IO} = 10\text{ mV}$, $I_A = 25\ \mu\text{A}$, $I_C = 2\text{ mA}$, $V_{IS} = 10\text{ mV}$, $T_A = \text{full range}$	TL000	50	200	50	200	25 to 200
		TL080, TL081, TL082, TL084	50	200	50	200	50 to 200
R_{IS} Input resistance	$T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$	TL000	3	3	3	3	3 to 12
		TL080, TL081, TL082, TL084	3	3	3	3	3 to 12
C_{MRR} Common mode rejection ratio	$R_{IS} = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$	TL000	80	80	80	80	80 to 80
		TL080, TL081, TL082, TL084	80	80	80	80	80 to 80
PSRR Supply voltage rejection ratio (4.5 V/decade V_{IO})	$R_{IS} = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$	TL000	80	80	80	80	80 to 80
		TL080, TL081, TL082, TL084	80	80	80	80	80 to 80
I_{CC} Quiescent current (per amplifier)	$R_{IS} = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$	TL000	14	20	14	20	14 to 20
		TL080, TL081, TL082, TL084	12	17	12	17	12 to 17

¹ All these limits are guaranteed under specified conditions unless otherwise noted. ² Full range is $T_A = -55\text{ }^\circ\text{C}$ to $+125\text{ }^\circ\text{C}$ for TL000, TL080, TL081, TL082, TL084 and TL080A, TL081B, TL082B, TL084A, TL084B.

³ Input bias current, $I_B = I_{IB}$ input current, including the current due to the input bias network, which is temperature sensitive. Refer to Figure 10 for details. ⁴ Input offset voltage, V_{IO} is the average value of the input offset voltage and the input offset current.

Monolithic Function Generator

GENERAL DESCRIPTION

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01 Hz to more than 1 MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20 ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range, with an external control voltage, having a very small effect on distortion.

FEATURES

Low-Sine Wave Distortion	0.5% Typical
Excellent Temperature Stability	20 ppm/°C Typical
Wide Sweep Range	2000:1 Typical
Low Supply Sensitivity	0.01% V Typical
Linear Amplitude Modulation	
CMOS Compatible FSK Controls	
Wide Supply Range	-10V to 26V
Adjustable Duty Cycle	1% to 99%

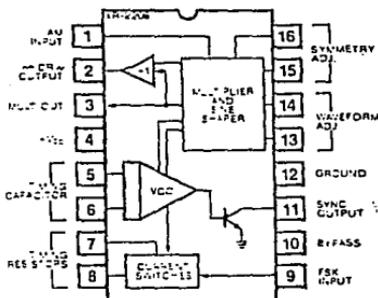
APPLICATIONS

- Waveform Generation
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- S/F Conversion
- FSK Generation
- Phase-Locked Loops (VCO)

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	26V
Power Dissipation	750 mW
Current Above 25°C	5 mA/W°C
Output Timing Current	6 mA
Storage Temperature	-65°C to +150°C

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



ORDERING INFORMATION

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-2206M	CMOS	-55°C to +125°C
XR-2206N	CMOS	0°C to +70°C
XR-2206P	Plastic	0°C to +70°C
XR-2206CN	CMOS	0°C to +70°C
XR-2206CP	Plastic	0°C to +70°C

SYSTEM DESCRIPTION

The XR-2206 is composed of four functional blocks: a voltage-controlled oscillator (VCO), an amplitude multiplier and pulse shaper, a unity gain buffer amplifier, and a set of current switches.

The VCO actually produces an output frequency proportional to an input current which is produced by a resistor from the timing pin to ground. The current switches route one of the timing pins current to the VCO controlled by an FSK input pin, to produce an output frequency. With two timing pins, two discrete output frequencies can be independently produced for FSK Generation Applications.

XR-2206

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Figure 1, $V^+ = 12V$, $T_A = 25^\circ C$, $C = 0.01 \mu F$, $R_1 = 100 k\Omega$, $R_2 = 10 k\Omega$, $R_3 = 25 k\Omega$ unless otherwise specified. S_1 open for triangle, closed for sine wave.

PARAMETERS	XR-2206M			XR-2206C			UNITS	CONDITIONS
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
GENERAL CHARACTERISTICS								
Single Supply Voltage	10		26	10		26	V	
Split Supply Voltage	± 5		± 13	± 5		± 13	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	$R_1 \geq 10 k\Omega$
OSCILLATOR SECTION								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000 pF$, $R_1 = 1 k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 20 \mu F$, $R_1 = 2 M\Omega$
Frequency Accuracy		± 1	± 4		± 2	± 20	% of f_0	$C_0 = 1 \mu F$
Temperature Stability		± 10	± 50		± 10	± 20	ppm/°C	$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$R_1 = R_2 = 20 k\Omega$ $V_{LOW} = 10V$, $V_{HIG} = 20V$
Sweep Range	1000:1	2000:1		2000:1			$f_H = f_L$	$R_1 = R_2 = 20 k\Omega$ $f_H \geq R_1 = 1 k\Omega$ $f_L \geq R_1 = 2 M\Omega$
Sweep Linearity							%	$f_L = 1 kHz$, $f_H = 10 kHz$
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 100 kHz$, $f_H = 100 kHz$
100:1 Sweep		8			8		%	$\pm 10\%$ Deviation
FM Distortion		0.1			0.1		%	
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	μF	See Figure 4.
Timing Resistors: R_1 & R_2	1		2000	1		2000	$k\Omega$	
Triangle Sine Wave Output								See Note 1, Figure 2
Triangle Amplitude		160			160		mV/k Ω	Figure 1, S_1 Open
Sine Wave Amplitude	40	60	80		60		mV/k Ω	Figure 1, S_1 Closed
Max. Output Swing		8			8		V p-p	
Output Impedance		600			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Amplitude Stability		4800			4800		ppm/°C	See Note 2.
Sine Wave Distortion Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30 k\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	See Figures 6 and 7.
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		$k\Omega$	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		V p-p	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		nsec	$C_L = 10 pF$
Fall Time		50			50		nsec	$C_L = 10 pF$
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	$I_L = 2 mA$
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	μA	$V_{11} = 26V$
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See section on circuit conditions
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

Note 1: Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3 , on Pin 3. See Figure 2

Note 2: For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.

XR-2206

Frequency-Shift Keying:

The XR-2206 can be operated with two separate timing resistors, R_1 and R_2 , connected to the timing Pin 7 and 8, respectively, as shown in Figure 12. Depending on the polarity of the logic signal at Pin 9, either one or the other of these timing resistors is activated. If Pin 9 is open-circuited or connected to a bias voltage $\pm 2V$, only R_1 is activated. Similarly, if the voltage level at Pin 9 is $\pm 1V$, only R_2 is activated. Thus, the output frequency can be keyed between two levels, f_1 and f_2 , as

$$f_1 = 1/R_1C \text{ and } f_2 = 1/R_2C$$

For split-supply operation, the keying voltage at Pin 9 is referenced to V^- .

Output DC Level Control:

The dc level at the output (Pin 2) is approximately the same as the dc bias at Pin 3. In Figures 10, 11 and 12, Pin 3 is biased midway between V^+ and ground, to give an output dc level of $\approx V^+/2$.

APPLICATIONS INFORMATION

Sine Wave Generation

Without External Adjustment:

Figure 10 shows the circuit connection for generating a sinusoidal output from the XR-2206. The potentiometer, R_1 at Pin 7, provides the desired frequency tuning. The maximum output swing is greater than $V^+/2$, and the typical distortion (THD) is $<2.5\%$. If lower sine wave distortion is desired, additional adjustments can be provided as described in the following section.

The circuit of Figure 10 can be converted to split-supply operation, simply by replacing all ground connections with V^- . For split-supply operation, R_3 can be directly connected to ground.

With External Adjustment:

The harmonic content of sinusoidal output can be reduced to $\approx 0.5\%$ by additional adjustments as shown in Figure 11. The potentiometer, R_A , adjusts the sine-shaping resistor, and R_B provides the fine adjustment for the waveform symmetry. The adjustment procedure is as follows:

1. Set R_B at midpoint, and adjust R_A for minimum distortion.
2. With R_A set as above, adjust R_B to further reduce distortion.

Triangle Wave Generation

The circuits of Figures 10 and 11 can be converted to triangle wave generation, by simply open-circuiting Pin 13 and 14 (i.e., S_1 open). Amplitude of the triangle is approximately twice the sine wave output.

FSK Generation

Figure 12 shows the circuit connection for sinusoidal FSK signal generation. Mark and space frequencies can be independently adjusted, by the choice of timing resistors, R_1 and R_2 , the output is phase-continuous during transitions. The keying signal is applied to Pin 9. The circuit can be converted to split-supply operation by simply replacing ground with V^- .

Pulse and Ramp Generation

Figure 13 shows the circuit for pulse and ramp waveform generation. In this mode of operation, the FSK keying terminal (Pin 9) is shorted to the square-wave output (Pin 11), and the circuit automatically frequency-shifts itself between two separate frequencies during the positive-going and negative-going output waveforms. The pulse width and duty cycle can be adjusted from 1% to 99%, by the choice of R_1 and R_2 . The values of R_1 and R_2 should be in the range of 1 k Ω to 2 M Ω .

PRINCIPLES OF OPERATION

Description of Controls

Frequency of Oscillation:

The frequency of oscillation, f_0 , is determined by the external timing resistor, R , across Pins 8 and 6, and by the timing resistor, R_0 , connected to either Pin 7 or 8. The frequency is given as:

$$f_0 = \frac{1}{RC}$$

and can be adjusted by varying either R or C . The recommended values of R , for a given frequency range, as shown in Figure 4. Temperature stability is optimum for $4 \text{ k}\Omega < R < 200 \text{ k}\Omega$. Recommended values of C are from 1000 pF to 100 μF .

Frequency Sweep and Modulation:

Frequency of oscillation is proportional to the total timing current, I_T , drawn from Pin 7 or 8:

$$f = \frac{320 I_T (\text{mA})}{C (\mu\text{F})} \text{ Hz}$$

Timing terminals (Pin 7 or 8) are low-impedance points, and are internally biased at $+3V$, with respect to Pin 12. Frequency varies linearly with I_T over a wide range of current values, from 1 μA to 3 mA. The frequency can be controlled by applying a control voltage, V_C , to the active timing pin as shown in Figure 9. The frequency of oscillation is related to V_C as:

$$f = \frac{1}{RC} \left(1 + \frac{R}{R_C} \left(1 - \frac{V_C}{3} \right) \right) \text{ Hz}$$

A P E N D I C E C

CARRY LOOK-AHEAD (ACARREO ADELANTADO)

La característica principal de los sumadores es la presencia de una lógica combinacional llamada carry look-ahead que proporciona una considerable reducción en el tiempo de suma de dos números así como una reducción en el tamaño del encapsulado.

El sumador lógico, incluyendo el acarreo (carry) son implementados con lógica verdadera, de manera que el acarreo final no debe ser acompañado de un inversor lógico de nivel.

Carry Look Ahead (Acarreo Adelantado): El tiempo de propagación del arrastre es un factor limitante de la velocidad con la cual se suman dos números en paralelo. Aunque un sumador paralelo, o un circuito convencional, tengan siempre un valor en sus terminales de salida, las salidas no serán las correctas si no se les da a las señales el tiempo suficiente para propagarse a través de las puertas conectadas desde las entradas hasta las salidas. Como todas las operaciones aritméticas se ejecutan con sumas sucesivas, el tiempo comprendido durante el proceso de suma es muy crítico. La técnica utilizada para reducir el tiempo de propagación del arrastre es el principio de observación del arrastre posterior que se describe a continuación:

Considérese el circuito del sumador completo mostrado en la figura C-1.

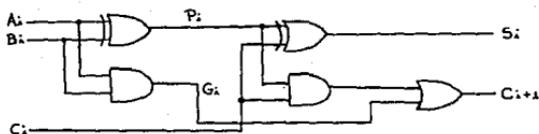


FIG. C-1. CIRCUITO SUMADOR.

Si se definen dos variables binarias nuevas:

$$P_i = A_i \oplus B_i$$

$$G_i = A_i B_i$$

la suma de salida y el arrastre puede expresarse como:

$$S_i = P_i \oplus C_i$$

$$C_{i+1} = G_i + P_i C_i$$

C_i se llama el arrastre generado y produce un arrastre de salida cuando A_i y B_i son 1 sin tener en cuenta el arrastre de entrada. P_i se llama el arrastre propagado ya que es el término asociado con la propagación de C_i hasta C_{i+1} .

Se escribe la función de Boole para la salida de arrastre de cada estado y se sustituye para cada C_i su valor a partir de las ecuaciones previas:

$$C_2 = G_1 + P_1 C_1$$

$$C_3 = G_2 + P_2 C_2 = G_2 + P_2(G_1 + P_1 C_1) = G_2 + P_2 G_1 + P_2 P_1 C_1$$

$$C_4 = G_3 + P_3 C_3 = G_3 + P_3 G_2 + P_3 P_2 G_1 + P_3 P_2 P_1 C_1$$

Nótese que C_4 no tiene que esperar a C_3 y C_2 para propagarse; de hecho C_4 se propaga al mismo tiempo que C_2 y C_3 . De esta manera, las salidas Σ_i tienen iguales tiempos de demora de propagación, esto genera una considerable disminución en el tiempo de suma.

BIBLIOGRAFIA

LIBROS

Bermúdez Juan. *Nueva Generación de Instrumentos musicales Electrónicos*. Marcombo Boixareu Editores. España 1977.

Carrillo Julián. *Sonido 13. Fundamento científico e Histórico*. México 1948.

Carrillo Paz/Cataño M. *Temas de Cultura Musical*. Edit.Trillas. México 1974.

Chamberlin Hal. *Musical Applications of Microprocessors*. Hayden Book Company. U.S.A. 1986.

Ciarcia Steve. *Construya una Microcomputadora basado en el Z-80*. Mc Graw Hill. México 1986.

Crombie David. *The new complete Synthesizer*. Omnibus Press. England 1986.

De Smet Robin. *Beatles for Recorder*. AmSCO Publications. England 1984.

Forrest M.Mimms III. *Digital Logic Circuits (Engineer's Mini note book)*. A Siliconcepts TM Book. U.S.A. 1986.

Henry Thomas. *Build a Better Music Synthesizer*. Tab Books Inc. U.S.A. 1987.

Herce Félix. *Guía Musical del Radioyente*. Edit. Pequeña Enciclopedia de la Música. México 1946.

Josephs Jess J. *La Física del Sonido Musical*. Edit. Reverte Mexicana S.A.. México 1969.

Letraublón G. *Música Electrónica*. Paraninfo 2a Edición. España 1982.

Morris Mano M. *Logica Digital y Diseño de Computadores*. Prentice Hall. México 1985.

Valls Corina Manuel. *Diccionario de Música*. Alianza Editorial. España 1971.

MANUALES

National Semiconductor. CMOS DATA BOOK. 1981.

National Semiconductor. LINEAR DATA BOOK. 1982.

Texas Instruments. THE TTL DATA BOOK. 1976.

Philips. ECG SEMICONDUCTOR MASTER REPLACEMENT GUIDE. 1985.

PUBLICACIONES

MEMORIA DEL CONGRESO " 30 AÑOS DE LA COMPUTACION EN MEXICO ".